

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

**ESTUDO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA  
METODOLOGIA PARA OTIMIZAÇÃO DE  
RENDIMENTO EM SISTEMAS COMPOSTOS POR  
CONVERSORES EM PARALELO**

**TESE DE DOUTORADO**

**Fabício Hoff Dupont**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2014**



**ESTUDO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA  
METODOLOGIA PARA OTIMIZAÇÃO DE  
RENDIMENTO EM SISTEMAS COMPOSTOS POR  
CONVERSORES EM PARALELO**

**por**

**Fabício Hoff Dupont**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado 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  
**Doutor em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. José Renes Pinheiro, Dr.  
Coorientador: Prof. Cassiano Rech, Dr.**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2014**

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

Dupont, Fabrício Hoff

Estudo, análise e implementação de uma metodologia para otimização de rendimento em sistemas compostos por conversores em paralelo / Fabrício Hoff Dupont.-2014  
234p.; 30cm

Orientador: José Renes Pinheiro

Coorientador: Cassiano Rech

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2014

1. maximização de rendimento 2. paralelismo de conversores 3. energias renováveis 4. energia fotovoltaica 5. controle de conversores I. Pinheiro, José Renes II. Rech, Cassiano III. Título.

© 2014

Todos os direitos autorais reservados a Fabrício Hoff Dupont. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.  
E-mail: fhdupont@gmail.com



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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Tese de Doutorado

**ESTUDO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA METODOLOGIA  
PARA OTIMIZAÇÃO DE RENDIMENTO EM SISTEMAS  
COMPOSTOS POR CONVERSORES EM PARALELO**

elaborada por  
**Fabício Hoff Dupont**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Doutor em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**José Renes Pinheiro, Dr.**  
(Presidente/Orientador)

---

**Cassiano Rech, Dr.**  
(Coorientador)

---

**Jordi Zaragoza Bertomeu, Dr.** (UPC - Espanha)

---

**Carmo Henrique Kamphorst, Dr.** (URI)

---

**Luciano Schuch, Dr.** (UFSM)

---

**Vinícius Foletto Montagner, Dr.** (UFSM)

Santa Maria, 5 de setembro de 2014



*A Rodrigo Palhano Krug (in memoriam),  
cuja alegria e vontade de viver  
compartilhada nestes breves anos de GEPOC  
inspira nos desafios e mantém presente  
a importância de uma vida vivida em sua plenitude.*



# ***AGRADECIMENTOS***

À UFSM e ao GEPOC pela excelente estrutura de laboratórios e professores que motivam à investigação e ao constante aprofundamento dos conhecimentos. Em especial aos professores José Renes Pinheiro e Cassiano Rech, pela confiança e cobrança do trabalho, por seus questionamentos e sugestões fundamentais para os trabalhos e crescimento pessoal.

Ao professor Jordi Zaragoza Bertomeu pela acolhida em Terrassa, Espanha, e por tantas informações fornecidas que facilitaram muito a adaptação, proporcionando uma experiência cultural ímpar. Além da motivação pelos trabalhos e inúmeras sugestões para prosseguimento da pesquisa.

Ao CNPq, à CAPES, à FAPERGS e à CEEE pelo suporte financeiro nas diferentes etapas do trabalho, facilitando o acesso a recursos e ao melhor desenvolvimento deste e demais projetos conduzidos no decorrer do período de doutorado.

Aos professores Josep Pou Felix e Josep Balcells Sendra e os amigos Ricard, Nestor e Tony, do Grupo de Eletrônica Industrial de Terrassa, da Universidade Politècnica da Catalunya, assim como à Clara Marcela Mesa Salamanca, da Universidade Jaume I de Castellon de la Plana, pela receptividade, atenção e bons momentos proporcionados ao longo da agradável convivência.

Aos colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, em especial aos amigos Tadeu, Fabrício, Rafael, Fernando, Guilherme, Henrique, Clécio, Josemar, Antônio, Karin, Taciana, Jorge, Leandro, Hamiltom, Lucas e Renan, pelo companheirismo e ótima convivência ao longo desses anos, compartilhando desafios, ideias e risos durante os intervalos de almoço e café.

Ao Mark, Julieta, Eric, Phil, Mick, John e também à família Nohara pelas incontáveis horas de companhia, inspiração e felicidade que proporcionaram.

Aos familiares de toda vida, e aos novos que o destino pôs em meu caminho, em especial aos meus pais Eugênio e Arlete pelos ensinamentos ao longo da vida, o incentivo aos estudos, pela torcida incondicional, e apoio em cada desafio vencido.

À minha amada esposa, Cláudia, pelo seu apoio, atenção, dedicação e, principalmente, compreensão em todos os momentos, principalmente nas horas de maior distanciamento que as pesquisas exigiram. Pelo seu amor e carinho indispensáveis em meus dias.

À todos vocês, registro aqui o meu muito obrigado por fazerem parte de minha vida.



*“Em algum lugar, alguma coisa incrível  
está esperando para ser conhecida.”*

**Carl Sagan**





## RESUMO

Tese de Doutorado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

### **ESTUDO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA METODOLOGIA PARA OTIMIZAÇÃO DE RENDIMENTO EM SISTEMAS COMPOSTOS POR CONVERSORES EM PARALELO**

AUTOR: FABRÍCIO HOFF DUPONT

ORIENTADOR: JOSÉ RENES PINHEIRO, DR.

COORIENTADOR: CASSIANO RECH, DR.

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 5 de setembro de 2014.

Esta Tese de Doutorado propõe uma nova metodologia para maximização do rendimento em sistemas compostos por conversores paralelos. Para um determinado número de conversores disponíveis em um sistema, suas potências máximas e suas curvas ou superfícies de rendimento, a metodologia proposta identifica o número de conversores necessários e uma distribuição ótima de potência para que o máximo rendimento possível seja obtido para todos os níveis de potência que o sistema é capaz de processar. Demonstra-se que a maximização do rendimento em arranjos de conversores paralelos é um problema de otimização não-linear com restrições e pode apresentar múltiplos mínimos locais ou mesmo múltiplos mínimos globais. Para contornar estes problemas, a metodologia proposta emprega etapas de otimização global, por meio de um algoritmo genético, de otimização local, conduzida por um algoritmo de programação sequencial quadrática, e uma etapa de resolução de ambiguidade para a escolha do mínimo global mais apropriado. A importância da maximização do rendimento, principalmente para operação em baixas potências, torna-se evidente quando os sistemas são alimentados por fontes renováveis como solar ou eólica. Neste sentido é apresentada uma análise da capacidade de geração de energia solar fotovoltaica em algumas cidades brasileiras a partir de bases de dados de estações solarimétricas instaladas nas cidades de São Martinho da Serra (RS), Ourinhos (SP), Brasília (DF) e Petrolina (PE). Desta análise apresenta-se um método para a obtenção das equações de rendimento médio ponderado para cada região de acordo com os procedimentos estabelecidos pela norma IEC 61683. Propõe-se também uma estratégia de controle supervisor para implementar as distribuições ótimas de potência resultantes da aplicação da metodologia proposta. Esta estratégia de controle baseia-se no compartilhamento ativo da corrente dos conversores a partir de uma ou mais variáveis de decisão. Uma extensiva verificação experimental avalia o comportamento dinâmico e a aplicação da estratégia de controle supervisor para diferentes pontos de operação, com variações tanto de potência quanto de tensão de entrada. Em todos os casos analisados, demonstra-se que a metodologia proposta é capaz de determinar com precisão a distribuição de potência que resulta no rendimento máximo do sistema. Análises comparativas com uma estratégia convencional de compartilhamento de potência demonstram que a metodologia proposta é capaz de melhorar significativamente o rendimento do sistema, principalmente para operação em baixa potência.

**Palavras-chave:** maximização de rendimento, paralelismo de conversores, energias renováveis, energia fotovoltaica.



## **ABSTRACT**

Doctoral Thesis

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

### **STUDY, ANALYSIS AND IMPLEMENTATION OF A METHODOLOGY FOR EFFICIENCY OPTIMIZATION IN SYSTEMS COMPOSED OF PARALLEL CONVERTERS**

AUTHOR: FABRÍCIO HOFF DUPONT

ADVISOR: JOSÉ RENES PINHEIRO, DR.

CO-ADVISOR: CASSIANO RECH, DR.

Place and Date: Santa Maria, september 5<sup>th</sup>, 2014.

This PhD Dissertation proposes a new methodology for efficiency maximization in systems comprising parallel converters. For a given number of system converters, their maximum power and their efficiency curves, the proposed methodology identifies the number of necessary converters and an optimum power distribution so that the maximum efficiency is achieved for all power levels that the system is able to handle. It is shown that the efficiency maximization in systems formed by parallel converters is a nonlinear optimization problem with restrictions and could present multiple local minima or even multiple global minima. To overcome this problem, the proposed methodology employ stages of global optimization, by means of a genetic algorithm, and local optimization, carried out by a sequential quadratic programming algorithm. The importance of efficiency maximization becomes clear when the systems are fed by renewable sources as wind or photovoltaic, mainly during low-power operations. In this sense, an analysis of the capacity of photovoltaic energy generation is presented for some Brazilian cities, which is built from data bases of meteorological stations installed in the cities of São Martinho da Serra (RS), Ourinhos (SP), Brasília (DF) e Petrolina (PE). From this analysis a method for obtaining the equations of weighted average efficiency is presented for each region according to the procedures established by the IEC 61683 standard. A supervisory control strategy is also proposed to implement the optimal power distributions that results from the application of the proposed methodology. This control strategy is based on the active current sharing between the converters from one or more decision variables. An extensive experimental verification evaluates the dynamic behavior and the employment of the supervisory control strategy to different operating points, with variations both for handled power and for input voltage. For all the analyzed cases, one demonstrates that the proposed methodology is capable to precisely find the power distribution that provides the maximum efficiency for the system. Comparative analysis against a conventional power sharing strategy shows that the proposed methodology allows a significant efficiency improvement of the system, mainly for low-power operation.

**Keywords:** efficiency maximization, parallel converters, renewable energies, photovoltaic energy.



# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	39
1.1	Justificativa e Relevância . . . . .	41
1.2	Objetivos e Contribuições . . . . .	47
1.3	Organização do Trabalho . . . . .	49
<b>2</b>	<b>Métodos de Controle Supervisório Aplicados a Conversores Paralelos</b>	51
2.1	Métodos <i>Droop</i> . . . . .	51
2.1.1	Emprego da característica <i>droop</i> inerente dos conversores . . . . .	52
2.1.2	<i>Droop</i> de tensão por resistor série . . . . .	52
2.1.3	<i>Droop</i> por realimentação da corrente de saída . . . . .	53
2.1.4	Modo corrente com baixo ganho CC . . . . .	53
2.1.5	<i>Gain scheduling</i> . . . . .	54
2.2	Métodos de Compartilhamento Ativo da Corrente . . . . .	55
2.2.1	Estruturas de controle para conversores paralelos . . . . .	56
2.2.1.1	Regulação da malha interna . . . . .	56
2.2.1.2	Regulação da malha externa . . . . .	57
2.2.1.3	Controlador externo . . . . .	57
2.2.2	Esquemas de corrente média programada . . . . .	58
2.2.2.1	Programação básica da corrente média . . . . .	59
2.2.2.2	Programação modificada da corrente média . . . . .	60
2.2.2.3	Programação isolada da corrente média . . . . .	60
2.2.3	Métodos mestre-escravo para programação de corrente . . . . .	60

2.2.3.1	Mestre dedicado . . . . .	60
2.2.3.2	Mestre rotativo . . . . .	61
2.2.3.3	Mestre automático . . . . .	61
2.3	Paralelismo de Conversores para Melhoria do Rendimento . . . . .	61
2.4	Considerações Finais . . . . .	65
<b>3</b>	<b>Sistemas de Geração Baseados em Energia Fotovoltaica</b>	<b>67</b>
3.1	Células Fotovoltaicas . . . . .	68
3.1.1	Célula, módulo e painel fotovoltaico . . . . .	70
3.2	Radiação . . . . .	70
3.3	Massa de Ar . . . . .	72
3.4	Temperatura . . . . .	74
3.5	Condições Padrão de Teste . . . . .	74
3.6	Modelagem Matemática . . . . .	75
3.6.1	Circuito elétrico equivalente . . . . .	75
3.6.2	Modelo de única exponencial . . . . .	76
3.6.3	Validação do modelo e característica de saída das células fotovoltaicas . . . . .	78
3.7	Rendimento de Conversores Conectados a Sistemas Fotovoltaicos . . . . .	79
3.8	Análise das Estações Solarimétricas Brasileiras . . . . .	82
3.8.1	São Martinho da Serra . . . . .	85
3.8.2	Ourinhos . . . . .	88
3.8.3	Brasília . . . . .	91
3.8.4	Petrolina . . . . .	94
3.9	Considerações Finais . . . . .	96
<b>4</b>	<b>Maximização de Rendimento em Conversores Paralelos</b>	<b>99</b>
4.1	Modelagem do Rendimento de Conversores . . . . .	100

4.1.1	Modelo para potência variável . . . . .	102
4.1.2	Modelo para potência e tensão de entrada variável . . . . .	105
4.2	Otimização do Rendimento em Conversores Paralelos . . . . .	110
4.2.1	Formulação do problema de otimização para casos unidimensionais . . . . .	111
4.2.2	Formulação do problema de otimização para casos bidimensionais . . . . .	112
4.2.3	Restrições aos problemas de otimização . . . . .	112
4.3	Metodologia de Maximização de Rendimento . . . . .	114
4.3.1	Etapa 1: inicialização . . . . .	114
4.3.2	Etapa 2: otimização global . . . . .	116
4.3.3	Etapa 3: otimização local . . . . .	123
4.3.4	Etapa 4: resolução de ambiguidade . . . . .	125
4.4	Considerações Finais . . . . .	127
<b>5</b>	<b>Estudos de Caso</b>	<b>131</b>
5.1	Casos com Dois Conversores em Paralelo . . . . .	133
5.1.1	Caso 1: rendimentos iguais e potências iguais . . . . .	134
5.1.2	Caso 2: rendimentos iguais e potências diferentes . . . . .	137
5.1.3	Caso 3: rendimentos diferentes e potências iguais . . . . .	139
5.1.4	Caso 4: rendimentos diferentes e potências diferentes . . . . .	142
5.2	Casos com Três Conversores em Paralelo . . . . .	144
5.2.1	Caso 5: rendimentos iguais e potências iguais . . . . .	145
5.2.2	Caso 6: rendimentos iguais e potências diferentes . . . . .	148
5.2.3	Caso 7: rendimentos diferentes e potências iguais . . . . .	150
5.2.4	Caso 8: rendimentos diferentes e potências diferentes . . . . .	151
5.3	Estudo de Caso para um Conversor Comercial . . . . .	154
5.4	Considerações Finais . . . . .	157

<b>6</b>	<b>Estratégia de Controle para Maximização do Rendimento</b>	161
6.1	Descrição do Protótipo . . . . .	162
6.2	Rendimento dos Conversores . . . . .	165
6.3	Aplicação da Metodologia de Otimização . . . . .	169
6.4	Estratégia de Controle . . . . .	170
6.4.1	Modelagem do conversor boost . . . . .	173
6.4.2	Projeto dos controladores de corrente . . . . .	181
6.4.3	Projeto do controlador de tensão . . . . .	183
6.4.4	Controle Supervisor . . . . .	185
6.4.4.1	A potência de entrada como variável de decisão . . . . .	186
6.4.4.2	A potência de saída como variável de decisão . . . . .	187
6.5	Implementação do Sistema de Controle . . . . .	188
6.6	Resultados Experimentais . . . . .	196
6.6.1	Potência variável e tensão de entrada constante . . . . .	197
6.6.2	Potência e Tensão de Entrada Variáveis . . . . .	202
6.6.3	Rendimento . . . . .	210
6.7	Considerações Finais . . . . .	212
<b>7</b>	<b>Considerações Finais</b>	215
7.1	Propostas e Investigações Futuras . . . . .	219
7.2	Publicações . . . . .	221
	<b>Referências</b>	225



# ***LISTA DE FIGURAS***

FIGURA 1.1 Média anual brasileira de dias economicamente perdidos devido a falhas em serviços básicos . . . . .	39
FIGURA 1.2 Composição típica de um sistema de energia para estações de telecomunicações . . . . .	41
FIGURA 1.3 Composição da economia de CO <sub>2</sub> esperada até 2020 nos diferentes segmentos que compõe o mercado de ICT . . . . .	42
FIGURA 1.4 Arquitetura genérica de um sistema de geração distribuída para alimentação de uma estação de telecomunicações . . . . .	45
FIGURA 1.5 Rendimento médio de uma instalação de ICT em função dos tipos de barramentos de distribuição . . . . .	46
FIGURA 1.6 Arquitetura do sistema de geração distribuída para estações de telecomunicações empregado como aplicação para as pesquisas desta Tese de Doutorado	46
FIGURA 2.1 Método <i>droop</i> para distribuição de corrente . . . . .	52
FIGURA 2.2 Diagrama de implementação básico do método <i>droop</i> por realimentação da corrente de saída . . . . .	53
FIGURA 2.3 Estratégia básica de implementação do método <i>droop</i> com baixo ganho CC no controlador . . . . .	54
FIGURA 2.4 Efeitos da variação na característica <i>droop</i> para conversores paralelos .	55
FIGURA 2.5 Implementação da estratégia de controle baseada em <i>gain scheduling</i> .	55
FIGURA 2.6 Diagrama básico para implementar a estratégia de regulação da malha interna . . . . .	56
FIGURA 2.7 Implementação típica da estratégia de regulação da malha externa . . .	57
FIGURA 2.8 Diagrama típico a aplicação da estratégia de controlador externo para o compartilhamento de potência entre conversores paralelos . . . . .	58
FIGURA 2.9 Diagrama de blocos geral para a implementação das estratégias de programação de corrente . . . . .	59
FIGURA 2.10 Exemplo de prioridades e direções de incremento ou decremento da potência para melhorar o rendimento segundo a estratégia proposta por Effler, Halton e Rinne (2011) . . . . .	64
FIGURA 3.1 Junção <i>p-n</i> e camada de depleção em uma célula fotovoltaica de silício	68
FIGURA 3.2 Montagem básica de uma célula fotovoltaica com recursos de melhoria de desempenho . . . . .	69

FIGURA 3.3	Blocos básicos para montagem de sistemas de geração fotovoltaica . . .	71
FIGURA 3.4	Distribuição espectral da radiação do corpo negro, radiação solar no espaço extraterrestre (AM0) e na superfície terrestre (AM1.5) . . . . .	73
FIGURA 3.5	Ângulo zenital entre a Terra e o raio solar incidente empregado no cálculo do índice AM . . . . .	74
FIGURA 3.6	Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica utilizando o modelo de única exponencial . . . . .	76
FIGURA 3.7	Curvas características de corrente e tensão para o módulo KD210 . . . . .	78
FIGURA 3.8	Validação das curvas $V \times I$ do módulo fotovoltaico KD210GX-LP aplicando o modelo de única exponencial . . . . .	80
FIGURA 3.9	Mapa com a localização e a identificação das estações que compõe a rede SONDA . . . . .	83
FIGURA 3.10	Valores médios, máximos e mínimos diários das variáveis de irradiação global e temperatura para a estação de São Martinho da Serra . . . . .	86
FIGURA 3.11	Energia disponível por ano para cada faixa de irradiação e o percentual de horas de ocorrência anual em São Martinho da Serra . . . . .	86
FIGURA 3.12	Energia disponível por ano para cada faixa de potência estabelecida pela norma IEC 61683 para um sistema de 210 W em São Martinho da Serra . . . . .	87
FIGURA 3.13	Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em São Martinho da Serra . . . . .	89
FIGURA 3.14	Valores médios, máximos e mínimos diários das variáveis de irradiação global e temperatura para a estação de Ourinhos . . . . .	89
FIGURA 3.15	Energia disponível por ano para cada faixa de irradiação e o percentual de horas de ocorrência anual em Ourinhos . . . . .	90
FIGURA 3.16	Energia disponível por ano para cada faixa de potência estabelecida pela norma IEC 61683 para um sistema de 210 W em Ourinhos . . . . .	90
FIGURA 3.17	Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em Ourinhos . . . . .	92
FIGURA 3.18	Valores médios, máximos e mínimos diários das variáveis de irradiação global e temperatura para a estação de Brasília . . . . .	92
FIGURA 3.19	Energia disponível por ano para cada faixa de irradiação e o percentual de horas de ocorrência anual em Brasília . . . . .	93
FIGURA 3.20	Energia disponível por ano para cada faixa de potência estabelecida pela norma IEC 61683 para um sistema de 210 W em Brasília . . . . .	93
FIGURA 3.21	Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em Brasília . . . . .	94
FIGURA 3.22	Valores médios, máximos e mínimos diários das variáveis de irradiação global e temperatura para a estação de Petrolina . . . . .	95

FIGURA 3.23 Energia disponível por ano para cada faixa de irradiação e o percentual de horas de ocorrência anual em Petrolina . . . . .	95
FIGURA 3.24 Energia disponível por ano para cada faixa de potência estabelecida pela norma IEC 61683 para um sistema de 210 W em Petrolina . . . . .	96
FIGURA 3.25 Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em Petrolina . . . . .	97
FIGURA 4.1 Comparativo entre os modelos unidimensionais de rendimento aplicado a conversores comerciais . . . . .	103
FIGURA 4.2 Efeito da variação dos coeficientes $k_0$ , $k_1$ e $k_2$ sobre uma curva qualquer de rendimento . . . . .	106
FIGURA 4.3 Comparativo entre os modelos bidimensionais de rendimento aplicados ao conversor Siemens SINVERT PVS351 UL . . . . .	108
FIGURA 4.4 Fluxograma geral da metodologia de maximização do rendimento proposta . . . . .	115
FIGURA 4.5 Fluxograma do algoritmo genético padrão (SGA) . . . . .	118
FIGURA 4.6 Roleta de probabilidades para seis cromossomos hipotéticos, suas probabilidades e a divisão entre suas faixas de seleção . . . . .	121
FIGURA 4.7 Exemplo do método de cruzamento uniforme ( <i>scattered</i> ) . . . . .	122
FIGURA 4.8 Estratégia de resolução de ambiguidades para casos com múltiplos mínimos globais . . . . .	127
FIGURA 5.1 Curvas de rendimento dos três conversores hipotéticos empregados nos estudos de caso . . . . .	132
FIGURA 5.2 Método de validação da metodologia proposta para arranjos com dois conversores . . . . .	134
FIGURA 5.3 Superfícies de soluções possíveis para o Caso 1 . . . . .	134
FIGURA 5.4 Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 1 . . . . .	135
FIGURA 5.5 Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 1 . . . . .	136
FIGURA 5.6 Superfícies de soluções possíveis para o Caso 2 . . . . .	137
FIGURA 5.7 Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 2 . . . . .	138
FIGURA 5.8 Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 2 . . . . .	139
FIGURA 5.9 Superfícies de soluções possíveis para o Caso 3 . . . . .	140
FIGURA 5.10 Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 3 . . . . .	141
FIGURA 5.11 Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 3 . . . . .	141
FIGURA 5.12 Superfícies de soluções possíveis para o Caso 4 . . . . .	142

FIGURA 5.13	Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 4 . . . .	143
FIGURA 5.14	Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 4 . . . . .	144
FIGURA 5.15	Método de validação da metodologia proposta para configurações de três conversores . . . . .	145
FIGURA 5.16	Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 5 . . . .	146
FIGURA 5.17	Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 5 . . . . .	147
FIGURA 5.18	Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 6 . . . .	149
FIGURA 5.19	Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 6 . . . . .	149
FIGURA 5.20	Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 7 . . . .	151
FIGURA 5.21	Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 7 . . . . .	152
FIGURA 5.22	Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 8 . . . .	153
FIGURA 5.23	Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 8 . . . . .	154
FIGURA 5.24	Superfícies ótimas de distribuição de potência para o paralelismo de três conversores Siemens SINVERT PVS351 UL . . . . .	155
FIGURA 5.25	Detalhe da distribuição ótima de potência para o paralelismo de três conversores Siemens SINVERT PVS351 UL . . . . .	156
FIGURA 5.26	Rendimento californiano ( $\eta_{CEC}$ ) para três estratégias de compartilhamento de potência em um arranjo de três conversores Siemens SINVERT PVS351 UL . . . . .	156
FIGURA 5.27	Comparativo dos rendimentos médios ponderados entre todos os casos analisados . . . . .	158
FIGURA 6.1	Diagrama geral da plataforma experimental para a aplicação da metodologia proposta em conversores CC-CC . . . . .	162
FIGURA 6.2	Circuito elétrico dos três conversores boost utilizados nos ensaios experimentais . . . . .	163
FIGURA 6.3	Protótipo dos três conversores boost paralelos utilizado nos ensaios experimentais . . . . .	164
FIGURA 6.4	Placa de entradas e saídas analógicas e digitais da dSPACE modelo DS1103 . . . . .	165
FIGURA 6.5	Superfícies de rendimento obtidas experimentalmente para variações na tensão de entrada e na potência de saída . . . . .	168
FIGURA 6.6	Superfície aproximada e amostras experimentais de rendimento dos conversores boost utilizados para a obtenção dos resultados experimentais . . . .	169

FIGURA 6.7	Superfícies ótimas de distribuição de potência para os conversores boost empregados nos resultados experimentais . . . . .	170
FIGURA 6.8	Detalhe das superfícies ótimas de distribuição de potência para os conversores boost . . . . .	171
FIGURA 6.9	Estratégia de controle proposta para ser empregada no sistema de conversores paralelos para maximização do rendimento . . . . .	172
FIGURA 6.10	Superfícies de ponderação para distribuição ótima de potência entre os conversores boost empregados nos resultados experimentais . . . . .	173
FIGURA 6.11	Detalhe das superfícies de ponderação para distribuição ótima de potência entre os conversores boost . . . . .	174
FIGURA 6.12	Estados topológicos resultantes do conversor boost em função da comutação dos interruptores $Q_x$ e $\bar{Q}_x$ . . . . .	175
FIGURA 6.13	Simplificação adotada para a modelagem do estágio de saída do sistema de conversores paralelos . . . . .	180
FIGURA 6.14	Diagrama de Bode em malha aberta e fechada ilustrando o projeto dos controladores da corrente de entrada para um dos conversores boost . . . . .	182
FIGURA 6.15	Diagrama de blocos dos controladores PI de corrente com estratégia de <i>anti-windup</i> por integração condicional . . . . .	183
FIGURA 6.16	Diagrama de Bode em malha aberta e fechada ilustrando o projeto do controlador de tensão . . . . .	184
FIGURA 6.17	Diagrama de blocos do controlador PI com filtro passa-baixas com estratégia de <i>anti-windup</i> por integração condicional para regular a tensão de saída do sistema . . . . .	185
FIGURA 6.18	Diagrama de blocos do sistema completo de controle implementado em Simulink para a programação da dSPACE . . . . .	189
FIGURA 6.19	Subsistema <code>ADCs</code> para realizar a conversão analógico-digital dos sinais utilizados no controle do sistema . . . . .	190
FIGURA 6.20	Subsistema <code>SoftStarter</code> para realizar a partida suave do sistema por meio da geração de uma rampa na referência de tensão . . . . .	190
FIGURA 6.21	Subsistema <code>VoltageController</code> que implementa o controlador da malha de tensão . . . . .	190
FIGURA 6.22	Subsistema <code>SharingStrategy</code> para implementar os algoritmos de distribuição de potência entre os conversores . . . . .	191
FIGURA 6.23	Subsistema <code>CurrentController</code> para a implementação dos controladores de corrente . . . . .	192
FIGURA 6.24	Subsistema <code>LoadSwitcher</code> que implementa um comutador eletrônico de carga . . . . .	193
FIGURA 6.25	Subsistema <code>Power Calculations</code> para calcular as potências de entrada e saída dos conversores e do sistema . . . . .	193

FIGURA 6.26 Subsistema <i>MainMeasures</i> para agrupar e simplificar a visualização das principais variáveis utilizadas no controle do sistema . . . . .	194
FIGURA 6.27 Interface desenvolvida para operar e visualizar os principais sinais dos sistemas de controle analisados para distribuição de potência em conversores paralelos . . . . .	195
FIGURA 6.28 Resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores com tensão de entrada fixa em 190 V . . .	198
FIGURA 6.29 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de entrada filtrada em 1 Hz . . . . .	199
FIGURA 6.30 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de entrada filtrada em 5 Hz . . . . .	200
FIGURA 6.31 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de entrada filtrada em 10 Hz . . . . .	200
FIGURA 6.32 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de saída filtrada em 100 Hz . . . . .	201
FIGURA 6.33 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de saída filtrada em 500 Hz . . . . .	202
FIGURA 6.34 Resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores e tensão de entrada de 110 V . . . . .	203
FIGURA 6.35 Resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores e tensão de entrada de 150 V . . . . .	204
FIGURA 6.36 Resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores e tensão de entrada de 190 V . . . . .	204
FIGURA 6.37 Resultados experimentais para o compartilhamento igualitário da potência processada pelos conversores e tensão de entrada de 230 V . . . . .	205
FIGURA 6.38 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a potência total de entrada como variáveis de decisão e tensão de entrada de 110 V . . . . .	206
FIGURA 6.39 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a potência total de entrada como variáveis de decisão e tensão de entrada de 150 V . . . . .	206
FIGURA 6.40 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a potência total de entrada como variáveis de decisão e tensão de entrada de 190 V . . . . .	207

FIGURA 6.41 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a potência total de entrada como variáveis de decisão e tensão de entrada de 230 V . . . . .	207
FIGURA 6.42 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a corrente de saída como variáveis de decisão e tensão de entrada de 110 V . . . . .	208
FIGURA 6.43 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a corrente de saída como variáveis de decisão e tensão de entrada de 150 V . . . . .	209
FIGURA 6.44 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a corrente de saída como variáveis de decisão e tensão de entrada de 190 V . . . . .	209
FIGURA 6.45 Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a corrente de saída como variáveis de decisão e tensão de entrada de 230 V . . . . .	209
FIGURA 6.46 Comparativo entre os valores de rendimento teóricos e experimentais para distribuição igual de potência e empregando a metodologia de otimização proposta . . . . .	211





# ***LISTA DE TABELAS***

TABELA 3.1	Condições padrão de teste (STC) . . . . .	75
TABELA 3.2	Parâmetros do módulo KD210 empregado na validação do modelo da célula fotovoltaica . . . . .	79
TABELA 3.3	Bases de dados da rede SONDA e quantidade de meses com informações disponíveis por ano . . . . .	83
TABELA 3.4	Significado dos dígitos atribuídos no controle de qualidade das amostras pertencentes a base de dados SONDA . . . . .	85
TABELA 3.5	Classificação da energia gerada anualmente por um módulo KD210 em São Martinho da Serra . . . . .	88
TABELA 3.6	Classificação da energia gerada anualmente por um módulo KD210 em Ourinhos . . . . .	91
TABELA 3.7	Classificação da energia gerada anualmente por um módulo KD210 em Brasília . . . . .	94
TABELA 3.8	Classificação da energia gerada anualmente por um módulo KD210 em Petrolina . . . . .	96
TABELA 4.1	Resultados experimentais de conversores comerciais avaliados na modelagem do rendimento . . . . .	101
TABELA 4.2	Coefficientes obtidos por ajuste de curva para os modelos de rendimento unidimensionais . . . . .	104
TABELA 4.3	Análise do erro de aproximação com relação as amostras para os modelos de rendimento unidimensionais . . . . .	104
TABELA 4.4	Coefficientes obtidos por ajuste de curva para os modelos de rendimento bidimensionais . . . . .	109
TABELA 4.5	Valores eficazes do erro de aproximação ( $RMS_e$ ) no ajuste das superfícies de rendimento em função do modelo empregado . . . . .	110
TABELA 5.1	Parâmetros das curvas de rendimento para os conversores empregados nos estudos de caso . . . . .	131
TABELA 5.2	Rendimento médio ponderado para os três conversores empregados nos estudos de caso . . . . .	132
TABELA 5.3	Especificações gerais dos casos estudados com configurações de dois conversores conectados em paralelo . . . . .	133
TABELA 5.4	Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 1 . . . . .	137
TABELA 5.5	Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 2 . . . . .	139

TABELA 5.6	Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 3 . . . . .	142
TABELA 5.7	Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 4 . . . . .	144
TABELA 5.8	Especificações gerais dos casos estudados com configurações de três conversores conectados em paralelo . . . . .	145
TABELA 5.9	Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 5. . . . .	148
TABELA 5.10	Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 6 . . . . .	150
TABELA 5.11	Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 7 . . . . .	151
TABELA 5.12	Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 8 . . . . .	153
TABELA 6.1	Especificações do protótipo utilizado na obtenção dos resultados apresentados . . . . .	163
TABELA 6.2	Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 110 V . . . . .	166
TABELA 6.3	Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 130 V . . . . .	166
TABELA 6.4	Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 150 V . . . . .	166
TABELA 6.5	Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 170 V . . . . .	166
TABELA 6.6	Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 190 V . . . . .	167
TABELA 6.7	Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 210 V . . . . .	167
TABELA 6.8	Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 230 V . . . . .	167
TABELA 6.9	Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 250 V . . . . .	167
TABELA 6.10	Coefficientes do modelo de duplo quadrático dos conversores boost utilizados para a obtenção dos resultados experimentais . . . . .	168
TABELA 6.11	Estado dos interruptores e estados topológicos resultantes para o conversor boost CC-CC . . . . .	174
TABELA 6.12	Variações de carga impostas ao arranjo nos ensaios experimentais para avaliar as estratégias de controle para compartilhamento de potência . . . . .	197

# LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição
$\alpha$	Coefficiente escalar
$\beta$	Coefficiente escalar
$\Delta\epsilon$	Variações de energia nos elementos passivos
$\epsilon_1$	Estado topológico para a condução da chave $\bar{Q}_x$
$\epsilon_0$	Estado topológico para a condução da chave $Q_x$
$\epsilon_D$	Estado topológico quando as chaves $\bar{Q}_x$ e $Q_x$ estão bloqueadas
$\theta_z$	Ângulo zenital entre a Terra e a radiação direta incidente
$\lambda$	Multiplicadores Lagrangianos
$\mu_{icc}$	Coefficiente de temperatura
$\eta$	Rendimento
$\eta_A$	Curva de rendimento com perfil crescente
$\eta_B$	Curva de rendimento com perfil aproximadamente constante
$\eta_{BRB}$	Rendimento médio ponderado para Brasília (DF)
$\eta_C$	Curva de rendimento com perfil decrescente
$\eta_{CEC}$	Rendimento médio ponderado para as condições californianas (rendimento californiano)
$\eta_{EU}$	Rendimento médio ponderado para as condições europeias (rendimento europeu)
$\eta_{inf}$	Amostra de rendimento no ponto de operação inferior ao desejado
$\eta_{ORN}$	Rendimento médio ponderado para Ourinhos (SP)
$\eta_{PTR}$	Rendimento médio ponderado para Petrolina (PE)
$\eta_{SMS}$	Rendimento médio ponderado para São Martinho da Serra (RS)
$\eta_{sup}$	Amostra de rendimento no ponto de operação superior ao desejado
$\eta_W$	Rendimento ponderado
$\rho_m$	Probabilidade de seleção da mãe
$\rho_p$	Probabilidade de seleção do pai
$\varphi_i$	Fator de qualidade da função de transferência $G_{i,\bar{d}}(s)$
$\omega_{0,i}$	Frequência natural da função de transferência $G_{i,\bar{d}}(s)$

*continua na próxima página*

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>
$\omega_{F,v}$	Frequência de corte discreta do filtro passa-baixas do controlador de tensão
$\omega_{p,v}$	Frequência do polo da função de transferência $G_z(s)$
$\omega_{z,i}$	Frequência do zero da função de transferência $G_{\tilde{i},\tilde{d}}(s)$
<b>A</b>	Matriz de estados do modelo dinâmico
$a$	Fator de idealidade do diodo
<b>B</b>	Matriz de entrada ou de controle do modelo dinâmico
<b>C</b>	Matriz de saída do modelo dinâmico
$C_{B1}, C_{B2}, C_{B3}$ e $C_{B4}$	Capacitores do barramento de saída
$C_{bus}$	Capacitância do barramento de saída
$C_{i,1}(z), C_{i,2}(z)$ e $C_{i,3}(z)$	Controladores de corrente dos conversores
$C_{i,I}(z)$	Parcela integral do controlador de corrente
$C_{i,P}(z)$	Parcela proporcional do controlador de corrente
$C_v(z)$	Controlador da tensão de saída
$C_{v,I}(z)$	Parcela integral do controlador de tensão
$C_{v,F}(z)$	Parcela do filtro passa-baixas do controlador de tensão
$crom$	Cromossomo ou indivíduo
$D$	Razão cíclica
$\bar{d}$	Valor médio da razão cíclica
$\tilde{d}$	Pequena perturbação na razão cíclica
$D'$	Complemento da razão cíclica ( $1 - D$ )
$\bar{d}'$	Complemento do valor médio da razão cíclica ( $1 - \bar{d}$ )
$\tilde{d}'$	Pequena perturbação no complemento da razão cíclica
$D_c$	Junção $pn$ da célula fotovoltaica (diodo equivalente)
$desc$	Cromossomo descendente
<b>E</b>	Matriz de transmissão direta do modelo dinâmico
$E_f$	Energia do fóton
$E_g$	Energia da banda proibida ( $gap$ )
<b>F</b>	Matriz de estados do modelo de pequenos sinais
$F_s$	Frequência de comutação
$f_v$	Frequência de vibração do fóton

*continua na próxima página*

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>
<b>G</b>	Matriz de entrada do modelo de pequenos sinais
$G_{d,i}$	Ganho CC da função de transferência $G_{\tilde{i},\tilde{d}}(s)$
$G_{d,v}$	Ganho CC da função de transferência $G_z(s)$
$G_{\tilde{i},\tilde{d}}$	Função de transferência da corrente de entrada pela razão cíclica
$G_v(s)$	Controlador de tensão no tempo contínuo
$G_{\tilde{v},\tilde{d}}(s)$	Função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica
$G_z(s)$	Função de transferência da impedância de saída do sistema
$g_{m\acute{a}x}$	Valor máximo que pode ser assumido pelo gene
$g_{m\acute{i}n}$	Valor mínimo que pode ser assumido pelo gene
$h$	Constante de Plank ( $4,138 \times 10^{-15}$ eV)
<b>H</b>	Matriz de saída do modelo de pequenos sinais
$H_i$	Ganho de instrumentações de corrente
$i_{D_c}$	Corrente no diodo no modelo da célula fotovoltaica
$i_{down}$	Limite superior da região em que o conversor tentará reduzir a potência para melhorar o rendimento
$i_{in}$	Corrente de entrada dos conversores
$i_{in,sys}$	Corrente de entrada total do sistema
$i_{max}$	Valor máximo da corrente
$i_{opt,min}$	Limite inferior da corrente para o conversor operar na região de melhor rendimento
$i_{opt,max}$	Limite superior da corrente para o conversor operar na região de melhor rendimento
$i_{out,sys}$	Corrente de saída do sistema
$i_{ph}$	Corrente fotogerada
$i_{PV}$	Corrente da célula fotovoltaica
$i_{R_p}$	Corrente na resistência paralela no modelo da célula fotovoltaica
$i_{ref,1}, i_{ref,2}$ e $i_{ref,3}$	Correntes de referência dos conversores
$i_0^{ref}$	Corrente de saturação do diodo (no STC)
$i_{mpp}^{ref}$	Corrente no ponto de máxima potência (no STC)
$i_{sc}^{ref}$	Corrente de curto-circuito nas condições de referência (no STC)
$i_{ref,sys}$	Corrente de referência de entrada global
$i_{up}$	Limite superior da região em que o conversor tentará aumentar a potência para melhorar o rendimento

*continua na próxima página*

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>
$J(\cdot)$	Função que retorna um vetor das restrições de igualdade e desigualdade da função objetivo
$J_0$	Densidade da corrente de saturação do material semiconductor
$k$	Constante de Boltzmann ( $1,381 \times 10^{-23}$ J/K)
$k_{F,v}$	Ganho do filtro passa-baixas do controlador de tensão
$k_{I,i}$	Ganho integral do controlador de corrente
$k_{I,v}$	Ganho integral do controlador de tensão
$k_{P,i}$	Ganho proporcional do controlador de corrente
$K$	Coefficiente escalar
$L_{B1}, L_{B2}$ e $L_{B3}$	Indutores de entrada
$n_c$	Número de conversores conectados em paralelo que compõe o arranjo
$n_g$	Número de genes que compõe um cromossomo
$n_{ger,máx}$	Número máximo de gerações permitidas para a solução do GA
$n_i$	Número de indivíduos ou cromossomos de uma população
$n_{mut}$	Número de genes que sofrerão mutações
$n_p$	Número de pontos da potência processada
$n_s$	Número de células conectadas em série
$n_{sel}$	Número de cromossomos mantidos pela seleção natural
$n_v$	Número de pontos da tensão de entrada
$P(x)$	Função de prioridades no esquema de Effler et al, 2011
$p_a$	Potência analisada para a validação da metodologia proposta
$P_{conv,nom}$	Potência nominal do conversor
$P_{in}$	Potência de entrada
$p_{inf}$	Amostra de potência no ponto de operação inferior ao desejado
$p_{otim}$	Potência do sistema que será otimizada
$P_{out}$	Potência de saída
$P_{sis,nom}$	Potência nominal do sistema
$p_{sup}$	Amostra de potência no ponto de operação superior ao desejado
$Pr(\cdot)$	Probabilidade de seleção de um cromossomo no método da roleta
$Q$	Chave ou interruptor controlável
$q$	Carga elementar do elétron ( $1,6025 \times 10^{-19}$ C)
$Q_1, Q_2$ e $Q_3$	Interruptores controláveis dos conversores boost do protótipo

*continua na próxima página*

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>
$\bar{Q}_1, \bar{Q}_2$ e $\bar{Q}_3$	Interruptores controláveis dos conversores boost do protótipo com acionamento complementar
$Q_{L1}$ a $Q_{L4}$	Interruptores controláveis para acionamento das cargas
$R$	Resistores
$R_{conv}$	Resistência de carga nominal do conversor
$R_{droop}$	Resistor <i>droop</i> equivalente
$R_{L1}$ a $R_{L5}$	Resistores de carga 1 a 5 do protótipo
$R_f$	Resistor de realimentação
$R_p$	Resistência paralela no modelo da célula fotovoltaica
$R_{pp}$	Resistência paralela no modelo de rendimento de Chivelet et al. (1994)
$R_s$	Resistência série no modelo da célula fotovoltaica
$R_{sis}$	Resistência de carga nominal do sistema
$R_{ss}$	Resistência série no modelo de rendimento de Chivelet et al. (1994)
$RMS_e$	Valor eficaz do erro na modelagem do rendimento
$S$	Irradiação solar
$S^{ref}$	Irradiação nas condições de referência (no STC)
$t$	Tempo
$T$	Temperatura
$T_a$	Temperatura ambiente
$T_{NOCT}$	Temperatura nominal de operação da célula
$T_{op}$	Temperatura de operação da célula fotovoltaica
$T^{ref}$	Temperatura de referência (no STC)
$T_s$	Período de comutação
$v_c$	Sinais de controle
$v_V$	Tensão no capacitor
$v_{D_c}$	Tensão no diodo no modelo da célula fotovoltaica
$v_e$	Sinais de erro
$v_{in}$	Tensão de entrada
$\tilde{v}_{in}$	Pequena perturbação na tensão de entrada
$V_{in}$	Ponto de equilíbrio da tensão de entrada
$V_{in,nom}$	Tensão nominal de entrada
$v_{ini}$	Tensão inicial de alguns métodos <i>droop</i>
$v_L$	Tensão no indutor

continua na próxima página

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>
$v_{\text{máx}}$	Tensão máxima de operação do conversor
$v_{\text{min}}$	Tensão mínima de operação do conversor
$v_{\text{nom}}$	Tensão nominal de operação do conversor
$v_{\text{out}}$	Tensão de saída
$\tilde{v}_{\text{out}}$	Pequena perturbação na tensão de saída
$V_{\text{out}}$	Ponto de equilíbrio da tensão de saída
$V_{\text{out,nom}}$	Tensão de saída nominal
$v_{pn}$	Diferença de tensão na junção $pn$
$v_{\text{PV}}$	Tensão da célula fotovoltaica
$v_{\text{ref}}$	Tensão de referência
$v_{\text{mpp}}^{\text{ref}}$	Tensão no ponto de máxima potência (no STC)
$v_{\text{oc}}^{\text{ref}}$	Tensão de circuito aberto (no STC)
$v_T^{\text{ref}}$	Tensão térmica na condição de referência (no STC)
$W$	Ponderações
$w_{\text{conv},1}, w_{\text{conv},2}$ e $w_{\text{conv},3}$	Ponderações aplicadas aos conversores
$\bar{x}$	Valor médio de um estado
$\dot{x}$	Primeira derivada de uma variável ou estado
$\dot{\bar{x}}$	Primeira derivada do valor médio de uma variável ou estado
$\mathbf{x}$	Vetor de estados
$x_C$	Estado da tensão no capacitor
$\bar{x}_C$	Valor médio da tensão no capacitor
$\tilde{x}_C$	Pequena perturbação na tensão no capacitor
$X_{C,q}$	Ponto de equilíbrio da tensão no capacitor
$x_L$	Estado da corrente no indutor
$\bar{x}_L$	Valor médio da corrente no indutor
$\tilde{x}_L$	Pequena perturbação na corrente no indutor
$X_{L,q}$	Ponto de equilíbrio da corrente no indutor
$x_{\text{mut}}$	Taxa de genes que sofrerão mutação
$x_{\text{sel}}$	Taxa de cromossomos mantidos pela seleção natural
$\mathbf{y}$	Vetor de saída



# LISTA DE ACRÔNIMOS

---

<b>Acrônimo</b>	<b>Significado</b>
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ACO	<i>Ant Colony Optimization</i> (Otimização por Colônia de Formigas)
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (Conversor Analógico-Digital)
AM	<i>Air Mass</i> (Massa de Ar)
ASTM	<i>American Society for Testing and Materials</i> (Sociedade Americana para Testes e Materiais)
BACP	<i>basic average current-programming</i> (Programação Básica da Corrente Média)
BSRN	<i>Baseline Solar Radiation Network</i> (Rede de Radiação Solar de Linha de Base)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínuo)
CCST	Centro de Ciência do Sistema Terrestre
CEC	<i>California Energy Commission</i> (Comissão de Energia da Califórnia)
CP	<i>Current Programming</i> (Programação de Corrente)
CPTEC	Centro de Previsão do Tempo e Estudos Climáticos
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Descontínuo)
DF	Distrito Federal
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
GA	<i>Genetic Algorithm</i> (algoritmo genético)
ICT	<i>Information and Communication Technologies</i> (Tecnologia da Informação e Comunicação)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Eletrotécnica Internacional)
ERB	Estação Rádio Base
GD	Geração Distribuída

---

*continua na próxima página*

<b>Acrônimo</b>	<b>Significado</b>
HVAC	<i>Heating, Ventilating, and Air Conditioning</i> (Aquecimento, Ventilação e Ar Condicionado)
HIL	<i>Hardware In-the-Loop</i>
IACP	<i>isolation average current-programming</i> (Programação Isolada da Corrente Média)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Internacional de Eletrotécnica)
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ISO	<i>International Organization for Standardization</i> (Organização Internacional para Padronização)
KKT	Karush-Kuhn-Tucker
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i> (Linear Invariante no Tempo)
MACP	<i>modified average current-programming</i> (Programação Modificada da Corrente Média)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
NOCT	<i>nominal operating cell temperature</i> (temperatura nominal de operação da célula)
PE	Estado do Pernambuco
PEBB	<i>Power Electronics Building Blocks</i> (Blocos de Montagem de Eletrônica de Potência)
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i> (Otimização por Enxame de Partículas)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
QP	<i>Quadratic Programming</i> (Programação Quadrática)
RS	Estado do Rio Grande do Sul
SA	<i>Simulated Annealing</i> (Recozimento Simulado)
SGA	<i>Standard Genetic Algorithm</i> (algoritmo genético padrão)
SONDA	Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais
SP	Estado de São Paulo
SQP	<i>Sequential Quadratic Programming</i> (Programação Sequencial Quadrática)
STC	<i>Standard Test Conditions</i> (Condições Padrão de Teste)

*continua na próxima página*

---

<b>Acrônimo</b>	<b>Significado</b>
TIEG	<i>Terrassa Industrial Electronics Group</i> (Grupo de Eletrônica Industrial de Terrassa)
UPC	<i>Universitat Politècnica de Catalunya</i> (Universidade Politécnica da Catalunia)
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte de Alimentação Ininterrupta), também conhecido como <i>no-break</i>
WMO	<i>World Meteorology Organization</i> (Organização Mundial de Meteorologia)
ZOH	<i>zero-order-hold</i> (retentor de ordem zero)

---



# 1 INTRODUÇÃO

Vivencia-se atualmente uma crescente demanda por serviços de telecomunicações. A necessidade por informação, entretenimento, sistemas de monitoramento em tempo real, entre tantas outras aplicações, exigem uma ampliação constante das redes de serviços de telecomunicações para diversas localidades, além da inerente ampliação de sua capacidade. Muitos serviços oferecidos por estes sistemas desempenham papéis vitais para empresas, instituições e até mesmo pessoas, e por este motivo deveriam operar ininterruptamente. Contudo, a operação contínua nem sempre é possível devido a fatores como eventos ambientais, falhas, furtos, ou diversos outros problemas. A indisponibilidade desses serviços traz consigo perdas econômicas e pode desestimular o crescimento de determinadas regiões. As possibilidades de investimento no Brasil, na Índia, e na África do Sul são apresentadas por Beath (2006), onde se destaca o número médio de dias economicamente perdidos no Brasil em função da interrupção de serviços como comunicações, eletricidade, transporte e água, conforme ilustra a Figura 1.1.

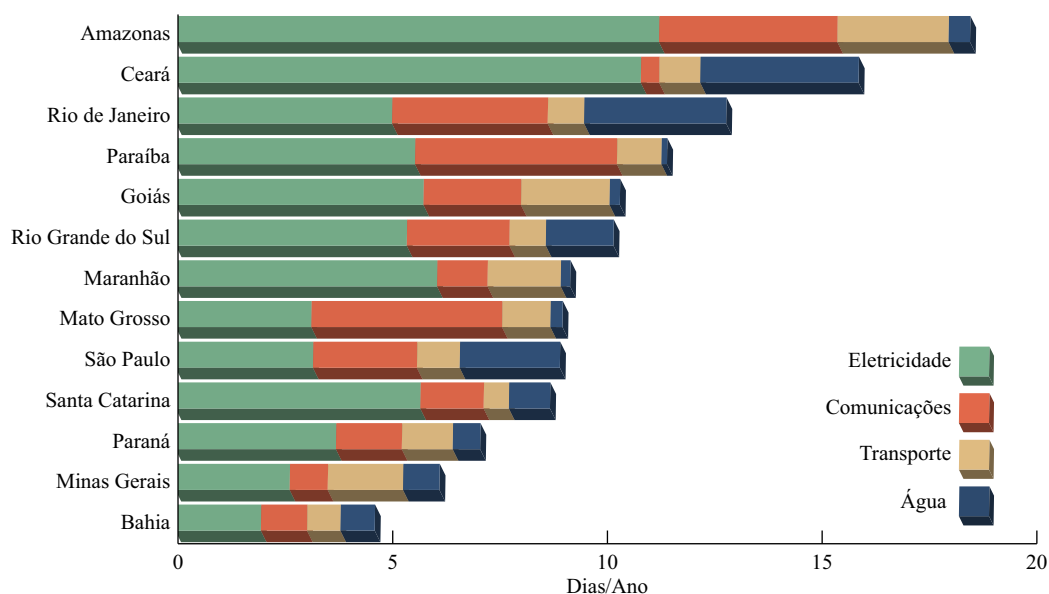


Figura 1.1: Média anual brasileira de dias economicamente perdidos devido a falhas em serviços básicos.

Uma das maiores dificuldades na garantia da disponibilidade contínua dos serviços de telecomunicações, bem como na sua manutenção, é o fato de que muitos desses sistemas encontram-se afastados dos centros urbanos, em locais de difícil acesso, geralmente no alto de morros, e comumente acabam sendo alimentados por linhas de transmissão rurais. Muitas vezes, esta categoria de linhas não possui a mesma confiabilidade das linhas de distribuição urbanas visto que estão expostas a falhas causadas, principalmente, por descargas atmosféricas e quedas de postes ao longo das linhas.

Os sistemas de alimentação para telecomunicações são usualmente compostos de múltiplos retificadores paralelos em redundância que convertem a energia da rede pública CA (em corrente alternada) em tensões ou correntes CC (em corrente contínua) para a alimentação das cargas críticas (GRUZS; HALL, 2000). Com o objetivo de garantir a continuidade na alimentação da estação no caso de falhas na rede pública de distribuição, são instalados também subsistemas de geração auxiliar (*backup*) compostos por um grupo motor-gerador e um banco de baterias de chumbo ácido (MALHOTRA, 2010).

Logo após a ocorrência de uma falha, a estação é mantida em operação pelo grupo motor-gerador alimentado a óleo diesel. Caso ocorra algum problema técnico com o grupo motor-gerador, ou mesmo com a indisponibilidade de combustível para alimentá-lo, o subsistema de *backup* proporciona ainda a possibilidade de alimentar as cargas críticas da estação de telecomunicações por meio de um banco de baterias. Tradicionalmente, o tempo de suporte pelo banco de baterias é de três a oito horas, podendo variar em função de diversos fatores como o tipo de instalação, a localização geográfica da estação, o estado de carga das baterias, a potência drenada pelos equipamentos conectados, entre outros. A Figura 1.2 ilustra os elementos básicos de um sistema típico de energia para telecomunicações a partir dos detalhes abordados em Gruzs e Hall (2000).

Contudo, com o passar dos anos as baterias perdem a capacidade de armazenar sua energia nominal. O declínio na capacidade de armazenamento é acelerado pelo número de ciclos de operação e a quantidade de potência extraída. As baterias também se degradam mais rapidamente devido a variações na temperatura e, por esta razão, aconselha-se sua disposição em ambientes com ar-condicionado (SCHUCH, 2001). A velocidade exata de degradação das baterias não é mensurável precisamente e a previsão de sua vida útil depende de diversos fatores, o que resulta em uma tarefa bastante complexa, a exemplo dos métodos propostos por Karlsson (1995) e Jaworski (1999). Para reduzir os riscos de surpresas, as baterias são substituídas preventivamente pelo menos a cada cinco anos (ou mais frequentemente, dependendo do perfil de risco de falhas assumido para cada instalação). Além disso, por apresentar partes móveis, o grupo motor-gerador também requer constante manutenção. Por

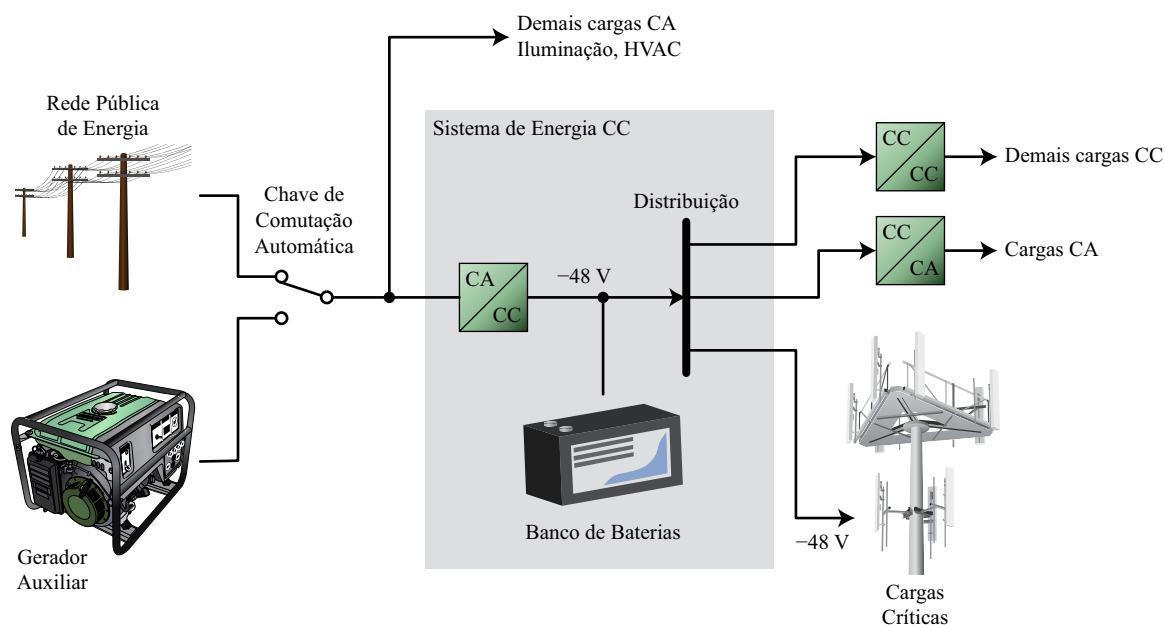


Figura 1.2: Composição típica de um sistema de energia para estações de telecomunicações.

fim, tanto o óleo diesel quanto os materiais empregados na construção das baterias são poluentes. Estas características trazem por consequência não apenas a elevação do custo operacional do sistema auxiliar de energia, mas também o custo ambiental, até que se dê o devido destino aos componentes do sistema de geração.

## 1.1 Justificativa e Relevância

Os sistemas convencionais de geração auxiliar de energia para telecomunicações, baseados em grupos motor-gerador e um grande banco de baterias, embora baratos, trazem consigo um impacto ambiental negativo. Quando estão em operação, a grande maioria dos grupos motor-gerador queimam combustíveis fósseis e liberam gases como o dióxido de carbono ( $\text{CO}_2$ ) na atmosfera, os quais são responsáveis pelo efeito estufa. Estima-se que o setor de tecnologia da informação e comunicação (ICT, do inglês *Information and Communication Technologies*) seja responsável por aproximadamente 2,5% das emissões de gases do efeito estufa, o que corresponde a 0,9 Gt de  $\text{CO}_2$  equivalente (GARTNER INC., 2014). Além disso, os materiais utilizados na fabricação das baterias para este tipo de aplicação (chumbo e ácido sulfúrico) são poluentes e também causam impactos negativos ao meio ambiente.

A crescente demanda por sistemas de base tecnológica tem alavancado a demanda de energia do setor de ICT. Maihaniemi (2009) destaca que este setor tem crescido mais de 15% ao ano e seu consumo de energia dobrou nos países desenvolvidos, e a expectativa é que possa dobrar novamente até o ano de 2015. Na maioria dos países, o segmento de ICT por muito

tempo representou menos de 1 % no consumo de energia dos países. Porém com o aumento na demanda por seus serviços, grande parte dos países já registram que este segmento corresponde a mais de 2 % no consumo total de energia.

Em meio a crises econômicas e reestruturações financeiras, muitas empresas têm investido em soluções tecnológicas para reduzir seus custos como, por exemplo, a utilização de videoconferências ao invés de viagens. Com base em experiências passadas, sabe-se que as telecomunicações sofrem um grande crescimento em redes e tráfego em tempos de recessão, o que conseqüentemente provoca um aumento no consumo de energia (MAIHANIEMI, 2009).

Mesmo com o crescimento do mercado e o aumento na demanda de energia, o setor de ICT é visto como um dos segmentos que pode contribuir significativamente com a redução das emissões de gases do efeito estufa (KIM; KIM; KIM, 2009). Estima-se que esta redução, esperada em cerca de 15 % (equivalente a 78 Gt de CO<sub>2</sub>) até 2020, seja distribuída conforme ilustra a Figura 1.3.

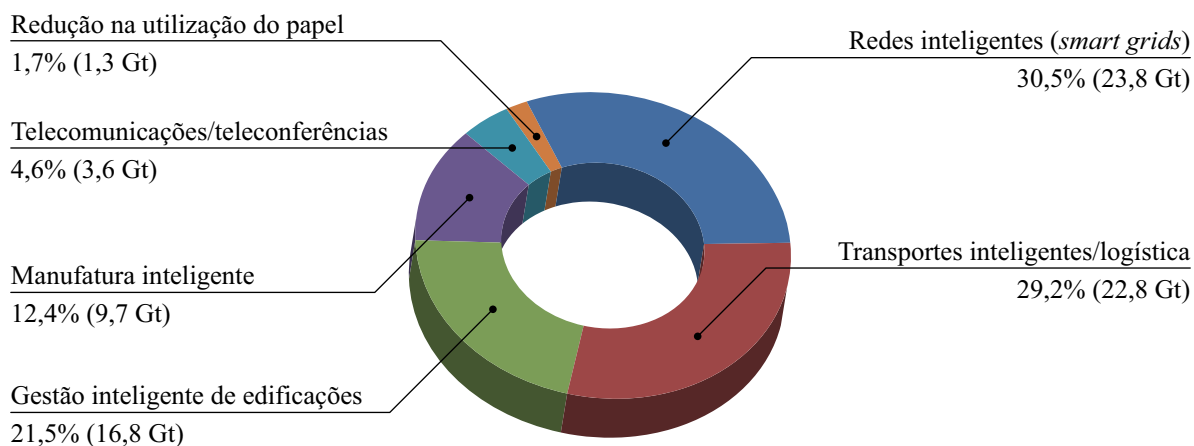


Figura 1.3: Composição da economia de CO<sub>2</sub> esperada até 2020 nos diferentes segmentos que compõem o mercado de ICT.

Schmitt (2009) apresenta uma visão conceitual sobre as tecnologias que podem ser utilizadas no desenvolvimento de estações rádio base (ERB) sustentáveis, entre as quais o autor destaca as células a combustível, painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas. O sistema apresentado emprega subsistemas já disponíveis comercialmente e os integra, gerenciados por um controle supervisor que determina a fonte de energia a ser utilizada em função de variáveis como disponibilidade e custo. O autor aborda os prós e contras do conceito de “ERB verde”, bem como as chances e desafios relacionados à sua implantação em larga escala. Embora grande parte das tecnologias para implementação desse sistema já esteja disponível, o autor ressalta que os custos e a confiabilidade são dois dos mais importantes desafios a serem resolvidos antes que a “ERB verde” se espalhe amplamente, reforçando a necessidade de se desenvolver sistemas de elevado rendimento.



A preocupação mundial acerca do aquecimento global e a pressão da sociedade pela utilização de alternativas energéticas sustentáveis, têm atraído a atenção de um número cada vez maior de pesquisadores para o desenvolvimento de sistemas inovadores de geração de energia aplicados ao mercado de ICT. Todavia, a maior parte destes trabalhos ainda são conceituais, abordando o uso de energias renováveis e explorando ideias acerca de possíveis arquiteturas e configurações para estes novos sistemas. Entre as fontes de energia pesquisadas, destacam-se principalmente aquelas que podem ser obtidas livremente da natureza, tais como a energia eólica e a fotovoltaica, ou com emissão reduzida de poluentes ou praticamente nula, a exemplo das microturbinas e células a combustível a hidrogênio (NEHRIR; WANG, 2009).

Karshenas et al. (2010) aborda sistemas híbridos de geração baseados em energias renováveis para alimentar cargas críticas e sensíveis de ICT onde a confiabilidade é a maior prioridade. Para atender os objetivos de expansibilidade e modularidade, os autores empregam um esquema de controle sem fio para o compartilhamento da potência gerada, o qual permite futuras expansões no sistema com mínima complexidade técnica. No trabalho é ressaltado que além da confiabilidade, um sistema híbrido baseado em fontes de energias renováveis deve possuir algumas das características a seguir, as quais são alcançadas e significativamente influenciadas pela arquitetura do sistema e pela estratégia de controle:

1. Habilidade para extrair a máxima potência possível das fontes renováveis e alimentar a rede, ou seja, operação com rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *maximum power point tracking*) sob todas as condições possíveis;
2. Modularidade e expansibilidade;
3. Viabilidade econômica;
4. Elevado rendimento.

Uma importante característica de grande parte das fontes renováveis, como os módulos fotovoltaicos ou turbinas eólicas, é que seu fornecimento de energia é variante no tempo e depende fundamentalmente das condições climáticas locais. Por esta razão, é de grande importância conhecer as características ambientais dos locais de instalação desses sistemas de geração, tal como a intensidade e direção dos ventos ou as características de irradiação solar diária e temperatura. Outras fontes, como as células a combustível, levam de alguns segundos a poucos minutos para completar sua partida e iniciar o processo de geração de energia. Devido a estes motivos, é geralmente necessário utilizar mais de uma fonte com características de geração diferentes para complementar o fornecimento e atender a demanda de energia. Configurações como esta formam os chamados sistemas de geração distribuída (GD), cuja expressão é utilizada

para denominar a geração de energia próxima ao consumidor final e a partir de múltiplas fontes. Neste caso, os elementos armazenadores de energia são utilizados para suprir curtos períodos transitórios, nos quais nenhuma das fontes principais opera em sua capacidade plena.

Múltiplas fontes e elementos armazenadores de energia podem ser integrados sob as mais diversas configurações tendo em vista as necessidades de cada instalação. Uma vez que os sistemas de geração baseados em fontes renováveis ainda possuem um elevado custo inicial, é de interesse que os sistemas de energia sejam modulares, permitindo que uma configuração mínima seja adquirida inicialmente e que novos módulos sejam adicionados ao sistema de acordo com o crescimento da demanda de energia. Esta característica reflete a expressão *pay-as-you-grow*, do inglês “pague enquanto cresce”. Neste aspecto, a necessidade de interfaces bem definidas torna-se evidente para permitir que os módulos sejam *plug-and-play*, expressão amplamente adotada em sistemas computacionais e de tecnologia da informação que neste contexto representa a capacidade de um módulo de potência ser adicionado a um sistema existente sem que haja a necessidade de reconfigurações complexas (NEHRIR; WANG, 2009). Uma arquitetura adequada e circuitos apropriados de interface (também chamados de blocos de montagem de eletrônica de potência, PEBB, do inglês *power electronics building blocks*) podem ser necessários para proporcionar esta capacidade *plug-and-play* ao sistema de geração distribuída (YE et al., 1998).

Existem inúmeras maneiras para interconectar as fontes de energia e criar os sistemas de geração distribuída. O detalhamento de todas as configurações possíveis tornar-se-ia extenso e foge ao escopo do presente estudo. Contudo, grande parte das arquiteturas segue o conceito geral ilustrado pela Figura 1.4, na qual todas as fontes, elementos armazenadores e cargas são interconectadas a um barramento de distribuição comum que por sua vez é conectado à rede pública de energia por meio de um conversor de interface e de uma chave  $Q$ . Esta chave permite que o sistema funcione tanto em modo conectado com a rede (com a chave fechada) quanto desconectado da rede (com a chave  $Q$  aberta).

No modo conectado, a rede pública de energia está presente e, desta forma, as fontes de energias renováveis são tanto conectadas à rede quanto à carga. Para que se possa extrair o máximo da capacidade de geração das fontes renováveis, é fundamental que os conversores de interface destas fontes possuam alguma estratégia de MPPT. Desta forma, toda a energia extraída é utilizada na alimentação da carga e o excedente é fornecido à rede pública com o máximo aproveitamento da capacidade de geração instalada. Vale salientar que no modo de operação conectado, a corrente injetada na rede deverá atender às especificações de qualidade de energia impostas pela concessionária.

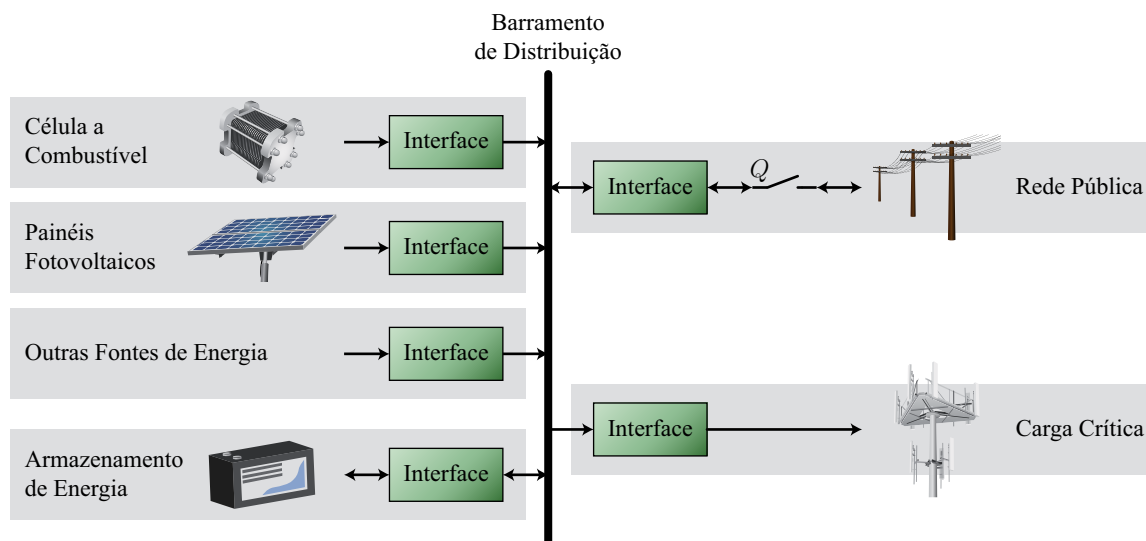


Figura 1.4: Arquitetura genérica de um sistema de geração distribuída para alimentação de uma estação de telecomunicações.

Na operação em modo desconectado, ou ilhado, toda a energia produzida pelas fontes renováveis é utilizada na alimentação da carga, sem haver interação com a rede pública. Neste modo, a demanda de energia da carga é compartilhada entre as fontes utilizando critérios como capacidade, viabilidade técnica ou viabilidade econômica. As fontes não renováveis, tal como as baterias, participam na alimentação da carga apenas nos períodos em que as fontes renováveis não possuem capacidade de alimentar a carga plenamente.

Um dos aspectos mais importantes na redução do impacto ambiental gerado pelo segmento de ICT é a busca por sistemas com elevado rendimento (ZHANG et al., 2010). Neste sentido, Maihaniemi (2009) demonstra que recentes pesquisas têm analisado a influência que os tipos de barramentos de distribuição de energia causam no rendimento energético de estações de telecomunicações ou *data centers*. O rendimento médio verificado em diversos tipos de barramentos comumente encontrados nestes sistemas é apresentado na Figura 1.5. Destaca-se que o maior rendimento é obtido em sistemas que operam com barramentos de tensão contínua, desde  $48 V_{CC}$  a  $400 V_{CC}$ , razão pela qual estudos têm apontado esta configuração como uma forte tendência para sistemas futuros, como destacam McMEnamin (2010) e Matsumoto et al. (2009). Entre as vantagens dos barramentos CC de tensão mais elevada citam-se as menores perdas no cabeamento decorrentes da redução dos níveis de corrente e, conseqüentemente, menor volume dos cabos.

Juntamente com o aumento na demanda por serviços de telecomunicações, houve a convergência dos equipamentos de tecnologia da informação e das redes de telecomunicações. Isto, por sua vez, trouxe a necessidade de se alimentar equipamentos que possuem uma ampla variedade de requisitos na potência de entrada, exigindo arquiteturas flexíveis e modulares que permitam a rápida readequação dos sistemas de geração de energia para telecomunicações.

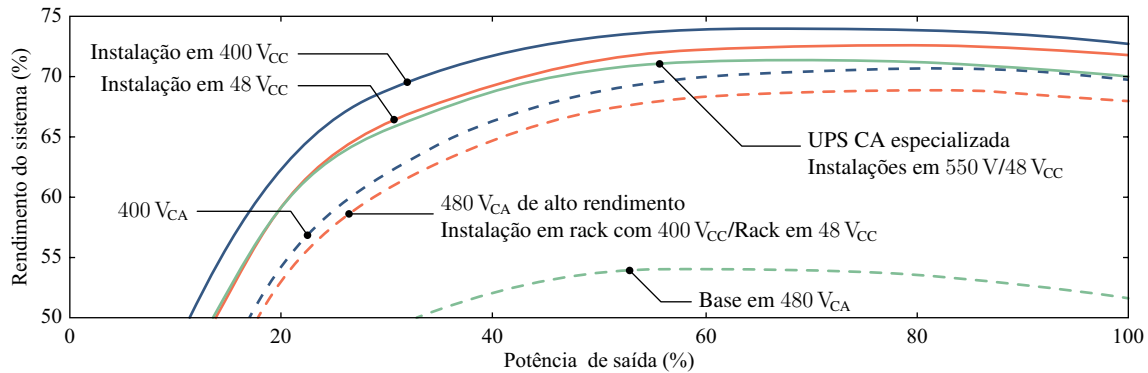


Figura 1.5: Rendimento energético médio de uma instalação de ICT em função dos tipos de barramentos de distribuição.

Fonte: Editado pelo autor com base no original disponível em (MAIHANIEMI, 2009)

Partindo dessas características, definiu-se a estrutura ilustrada pela Figura 1.6 como uma configuração básica para as pesquisas e desenvolvimentos propostos nesta Tese de Doutorado. Este sistema de energia para telecomunicações pode ser alimentado pela rede pública, por módulos fotovoltaicos, por uma célula a combustível ou por um pequeno banco de baterias. Na configuração apresentada pela Figura 1.6, todos os dispositivos de interface entre fontes de energia, elementos armazenadores e a rede pública estão conectados em um único barramento CC de 325 V. Posteriormente, para alimentar as cargas da estação de telecomunicações a tensão do barramento é convertida para um patamar contínuo e regulado no intervalo de 43 V a 57 V. É importante deixar claro também que o paralelismo de conversores tratado nesta Tese, refere-se ao emprego de conversores conectados em paralelo a uma mesma fonte, e não aos múltiplos conversores que realizam a interface entre as diversas fontes que compõe o sistema.

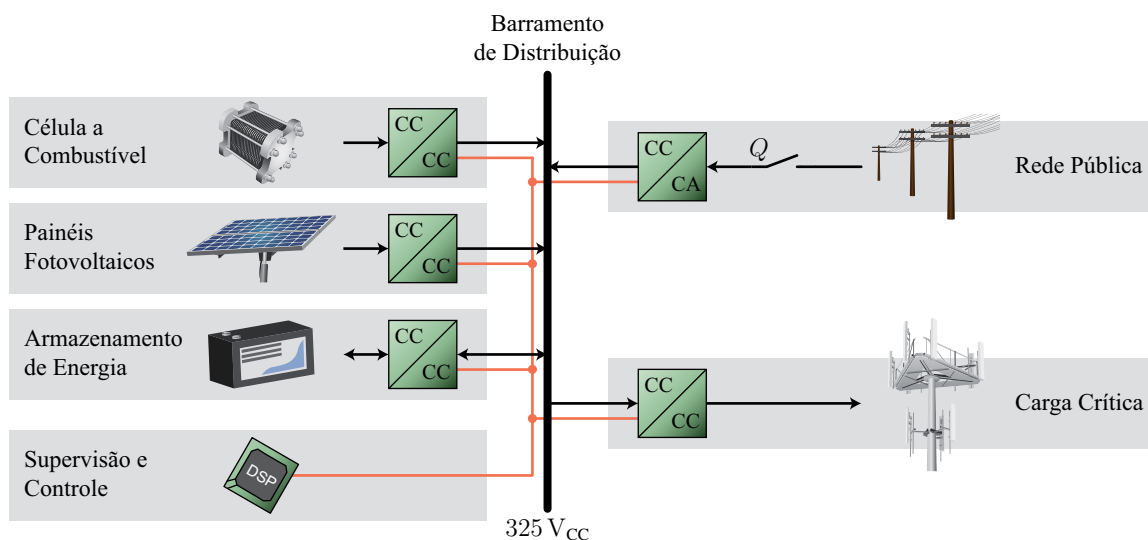


Figura 1.6: Arquitetura do sistema de geração distribuída para estações de telecomunicações empregado como aplicação para as pesquisas desta Tese de Doutorado.

Pelas informações apresentadas acima, observa-se que uma característica comum desses sistemas é a utilização de estruturas modulares formadas por conversores paralelos e uma necessidade inerente é a utilização de equipamentos de alto rendimento e desempenho. Características essas que são fundamentais nas novas aplicações voltadas à utilização de fontes renováveis, em especial nos sistemas de energia para telecomunicações. Muitas vezes, o custo com a eletrônica de potência representa apenas uma parcela menor do capital investido. Por outro lado, os equipamentos de conversão de energia cumprem um papel fundamental no desempenho dos sistemas. Por esta razão, surge a necessidade de se desenvolver estratégias que permitam otimizar o rendimento, aproveitando ao máximo o potencial de geração instalado, minimizando as perdas e, por consequência, maximizando o retorno sobre o investimento realizado e ampliando a produção de energia a partir de fontes renováveis.

## **1.2 Objetivos e Contribuições**

Esta Tese de Doutorado tem por objetivo principal a proposta de uma nova metodologia de maximização de rendimento aplicada a sistemas formados por conversores conectados em paralelo e alimentados por uma fonte comum. Mais especificamente, a metodologia proposta deverá identificar o arranjo e o compartilhamento ótimo de potência entre os conversores de maneira que o máximo rendimento possível seja obtido para cada ponto de operação. Cabe salientar que embora as contribuições principais desta Tese tenham o enfoque da aplicação nos sistemas de telecomunicações e nos sistemas alimentados por energia solar fotovoltaica, as técnicas e estratégias apresentadas aqui não limitam-se a estas aplicações, podendo ser estendidas a diferentes áreas com um mínimo, ou mesmo nenhuma, modificação significativa.

Conforme será demonstrado posteriormente, a maximização do rendimento em arranjos formados por conversores paralelos é um problema de otimização não-linear com restrições. Além disso, uma série de estudos de caso conduzidos por análise numérica provam que a solução desse problema pode apresentar múltiplos pontos ótimos locais, que dentro de uma determinada região específica do universo de busca apresenta mais de uma solução ótima, ou até mesmo múltiplos pontos ótimos globais. Tais características fazem com que o problema de otimização não seja trivial, de maneira que a maioria dos algoritmos tradicionais de otimização tenham dificuldades em solucioná-lo ou incapazes de convergir por completo. Para contornar este problema, a metodologia proposta emprega etapas de otimização global e local, realizada por meio de um algoritmo genético e de um algoritmo de programação sequencial quadrática, respectivamente. Além disso, na ocorrência de múltiplos pontos ótimos globais, uma estratégia

de resolução de ambiguidade avalia por meio de critérios qualitativos e determina a escolha do ponto mais apropriado para cada situação.

Outra contribuição desta Tese é a proposta e a avaliação de uma estratégia de controle simples que permita a implementação do compartilhamento ótimo da potência. Com base nas curvas e superfícies ótimas de compartilhamento resultantes da aplicação da metodologia apresentada, propõe-se uma estratégia de controle que permite a implementação prática da maximização de rendimento. Esta estratégia de controle é então avaliada tanto para variações na potência processada quanto na tensão de entrada, características comuns de sistemas alimentados por fontes renováveis.

Apesar de se conduzir uma demonstração prática da metodologia proposta enfocando o subsistema alimentado por painéis fotovoltaicos da Figura 1.6, a mesma abordagem de projeto pode ser empregada para implementar qualquer outra interface com outras fontes de energia do sistema. Por abordar de forma mais específica o uso de células fotovoltaicas como fonte de alimentação, este trabalho também apresenta como contribuição uma análise da capacidade de geração de energia fotovoltaica para algumas cidades brasileiras, distribuídas ao longo de uma ampla faixa latitudinal do território nacional. Esta análise, baseada em amostras coletadas em estações meteorológicas do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) nas cidades de São Martinho da Serra (Rio Grande do Sul, RS), Ourinhos (São Paulo, SP), Brasília (Distrito Federal, DF) e Petrolina (Pernambuco, PE), resulta na proposta de uma metodologia para a obtenção das equações de rendimento médio ponderado para cada região de acordo com o estabelecido pela norma IEC 61683 da Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC, do inglês *International Electrotechnical Commission*) (IEC, 1999). Além disso, um diferencial da análise apresentada é o fato de a mesma ser baseada tanto em dados de irradiação solar quanto em amostras da temperatura de superfície local. Embora para localidades que apresentem temperatura aproximadamente constante o acréscimo das variações de temperatura pode não ser significativo, a estimativa da capacidade de geração de energia em localidades com maior latitude e maior variação de temperatura ao longo do ano, pode ser significativamente melhorada com a inclusão dessa variável.

Juntamente com essa análise, outra contribuição desta Tese é a apresentação e a investigação do comportamento da tensão e da corrente em módulos fotovoltaicos instalados nessas localidades, a partir da qual pode-se otimizar o projeto de conversores para pontos de operação de tensão e corrente com maior frequência de ocorrência ao longo do ano. Por meio das análises apresentadas, demonstra-se a variabilidade da irradiação solar e a necessidade de se desenvolver sistemas capazes de operar com baixas potências e, simultaneamente, buscar o máximo rendimento na conversão de energia.

## 1.3 Organização do Trabalho

O Capítulo 2 apresenta uma revisão das principais técnicas de controle supervisorio para compartilhamento e alocação de potência em sistemas compostos por múltiplos conversores conectados em paralelo, apontando seus pontos fortes e fracos e os recursos necessários para suas implementações.

Na sequência, o Capítulo 3 apresenta os princípios básicos da geração de energia elétrica a partir da energia solar fotovoltaica. Neste capítulo é demonstrado o modelo matemático de uma célula fotovoltaica e seu comportamento em função de parâmetros como irradiação, temperatura, índice de massa de ar, entre outros. Uma investigação acerca da capacidade de geração de sistemas fotovoltaicos instalados em algumas localidades brasileiras é realizada e demonstra-se a obtenção das equações que permitem determinar o rendimento médio ponderado para conversores estáticos instalados nestas regiões. Por meio desse estudo, são também apresentadas superfícies que demonstram a frequência de ocorrência para os pontos operação do par tensão e corrente de saída de módulos fotovoltaicos quando os mesmos operam em condições de extração da máxima potência.

A proposta da metodologia para a maximização de rendimento em sistemas formados por conversores paralelos é apresentada no Capítulo 4. A partir da modelagem de curvas e superfícies de rendimento de conversores estáticos inicialmente introduzidos é feita a formulação do problema de otimização utilizado. As principais características e restrições que o problema de otimização impõe aos métodos de solução são levantadas e a metodologia de quatro etapas empregada na tarefa de solução é então detalhada.

A validação da metodologia proposta é apresentada no Capítulo 5, conduzida por meio de estudos de caso com diversas configurações de sistemas. Neste capítulo é investigada a convergência do algoritmo para arranjos com dois e três conversores paralelos que podem apresentar curvas de rendimento iguais ou diferentes, bem como com potências máximas iguais ou diferentes. Ainda, a partir de dados experimentais de um conversor comercial, a metodologia de otimização é aplicada e validada considerando variações tanto na tensão de entrada quanto na potência processada. Os resultados obtidos por meio da aplicação da metodologia proposta são comparados à estratégias de acionamento sequencial de conversores e ao compartilhamento equalizado da potência processada por cada conversor do arranjo. Em todos os casos avaliados é demonstrado que a metodologia proposta é capaz de determinar com precisão a distribuição de potência ótima entre os conversores de maneira a garantir a operação do sistema sob condições de máximo rendimento.

O Capítulo 6 apresenta o projeto e a implementação de uma estratégia de controle que habilita a aplicação das superfícies ótimas de compartilhamento de potência, obtidas pela metodologia proposta, em um arranjo formado por três conversores boost CC-CC. A partir de resultados experimentais, a superfície de rendimento dos conversores é modelada e a metodologia aplicada. Das superfícies ótimas de distribuição de potência uma estratégia de controle para compartilhamento ativo da potência é projetada para garantir a operação do sistema com rendimento ótimo tanto para variações na tensão de entrada quanto na potência processada. Duas abordagens distintas para o processo de inferência do controle supervisor são investigadas. Nessas abordagens utiliza-se a potência de entrada ou a potência de saída como variáveis de decisão, e as diferenças nas respostas dinâmicas são avaliadas e comparadas a uma estratégia de compartilhamento equalizado da potência processada.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta uma revisão dos tópicos abordados e as conclusões obtidas por meio da pesquisa realizada. Neste capítulo são também propostos trabalhos futuros que permitirão aprofundar as análises iniciadas aqui, tanto para investigações dinâmicas que fogem ao escopo deste trabalho, quanto sob o ponto de vista de novas aplicações da metodologia de otimização de rendimento para conversores paralelos proposta nesta Tese de Doutorado.



## **2 MÉTODOS DE CONTROLE SUPERVISÓRIO APLICADOS A CONVERSORES PARALELOS**

No sistema de geração distribuída para telecomunicações apresentado pela Figura 1.6, múltiplas fontes de energia são conectadas em paralelo para alimentar as cargas. Além disso, cada subsistema de interface entre as fontes e o barramento de distribuição, ou entre o barramento e as cargas, pode ser composto por um ou mais conversores conectados em paralelo. Para aplicações com essas características, diversas estratégias de controle supervisor foram propostas na literatura com o intuito de melhorar a confiabilidade de sistemas e permitir sua modularidade. No que se refere a um conjunto de conversores alimentados por uma mesma fonte, essas estratégias de controle, ou pequenas variações delas, também podem ser utilizadas com o objetivo de melhorar o compartilhamento da potência processada pelos conversores em função de suas capacidades. Estas estratégias de controle têm por objetivo a regulação de uma variável de saída (geralmente tensão) por meio da imposição de referências de corrente, e de acordo com Luo et al. (1999) podem ser divididas em dois grandes grupos: aquelas derivadas do método *droop* e as estratégias de compartilhamento ativo da corrente. Os princípios básicos de funcionamento destas estratégias serão revisados brevemente nas seções seguintes.

### **2.1 Métodos *Droop***

O método *droop* baseia-se na inclinação da característica de regulação de carga para a distribuição de potência entre conversores paralelos (IRVING; JOVANOVIĆ, 2000). A Figura 2.1(a) apresenta um exemplo de conexão paralela de dois conversores com características de regulação levemente diferentes, ilustradas pela Figura 2.1(b), sendo  $v_{out}$  e  $i_{out}$  a tensão e a corrente de saída dos conversores, respectivamente, e  $R_L$  a resistência equivalente da carga. Devido a pequena diferença na referência de tensão, em função da diferença na característica de regulação dos conversores, o conversor 2 processa uma quantidade maior de potência que o conversor 1.

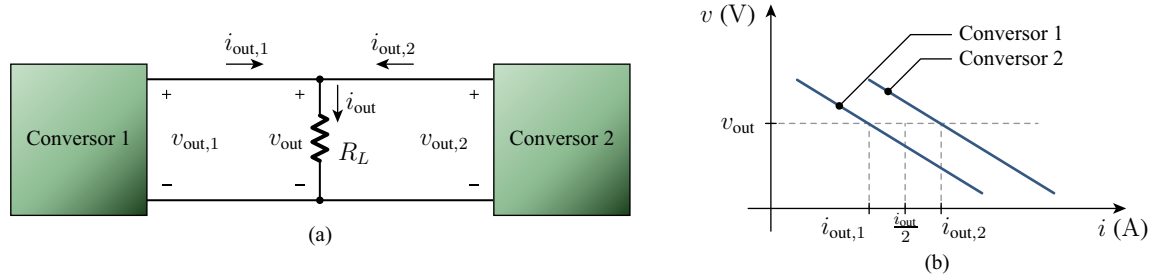


Figura 2.1: Método *droop* para distribuição de corrente: (a) conexão de duas fontes em paralelo; (b) característica de regulação de carga.

Em geral, a precisão da distribuição de corrente é determinada pela diferença entre as referências de tensão dos conversores individuais e pela inclinação de suas retas de regulação de carga. Observa-se que para duas retas com a mesma inclinação, a divisão de potência entre os conversores melhora com a redução da diferença entre os referenciais de tensão. Nos casos em que a inclinação das retas e o referencial de tensão são iguais, os conversores dividem igualmente a potência processada.

Conforme demonstram Ito, Zhongqing e Akagi (2004), Kurohane et al. (2010), Vandoorn et al. (2012) e Majumder et al. (2010), o método *droop* popularizou-se em aplicações de microrredes por ser de fácil adaptação para arranjos compostos por conversores de potências nominais diferentes e por não necessitar de vias de comunicação entre os módulos. As principais estratégias para a implementação do método *droop* são apresentadas a seguir.

### 2.1.1 Emprego da característica *droop* inerente dos conversores

A estratégia mais simples para implementar um arranjo de conversores paralelos dá-se por meio da utilização de conversores com uma característica *droop* adequada. Glaser e Witulski (1994) demonstram que alguns conversores, tais como buck ou boost operando em modo de condução descontínuo da corrente no indutor, ou o conversor ressonante série, possuem características de divisão de corrente inerentes. Assim, esses conversores podem ser utilizados em arranjos paralelos para aplicações sem restrições mais rígidas de regulação na saída, além de permitirem a formação de arranjos de sistemas no formato de matrizes  $m \times n$  com  $m$  conversores em série e  $n$  em paralelo.

### 2.1.2 *Droop* de tensão por resistor série

Nesta estratégia de paralelismo todos os conversores possuem um ajuste individual em sua característica *droop* de modo que possam ser configurados como conversores praticamente

idênticos. Este ajuste é usualmente feito por meio de um potenciômetro conectado em série com a saída de maneira a garantir as mesmas quedas de tensão em função da corrente e a mesma resistência na saída (JAMERSON; LONG; MULLETT, 1993).

É evidente que este método apresenta a grande desvantagem da elevada dissipação de potência no resistor série (potenciômetro) se a queda de tensão *droop* for elevada. Por prejudicar significativamente o rendimento do arranjo, esta técnica é usada apenas em aplicações de pós-reguladores de baixa potência.

### 2.1.3 Droop por realimentação da corrente de saída

Neste método, uma tensão é medida em um divisor resistivo com o objetivo de gerar uma inclinação na tensão de saída que é proporcional à corrente do conversor (JAMERSON; LONG; MULLETT, 1993). A característica *droop* de cada conversor pode ser expressa como

$$v_{\text{out}} = v_{\text{ini}} - i_{\text{out}} R_{\text{droop}} \quad (2.1)$$

na qual  $v_{\text{out}}$  e  $i_{\text{out}}$  representam a tensão e a corrente de saída, respectivamente,  $R_{\text{droop}}$  a resistência *droop* equivalente do divisor formado por  $R_1$  e  $R_2$  (que compõe o sensor de tensão), que por sua vez é igual a  $H_i(R_1 + R_2)/R_2$ , sendo  $H_i$  o ganho do sensor de corrente e  $v_{\text{ini}}$  o valor inicial da tensão de saída, dada por  $V_{\text{ref}}(R_1 + R_2)/R_2$ . A Figura 2.2 ilustra uma das possíveis formas de implementação desse método.

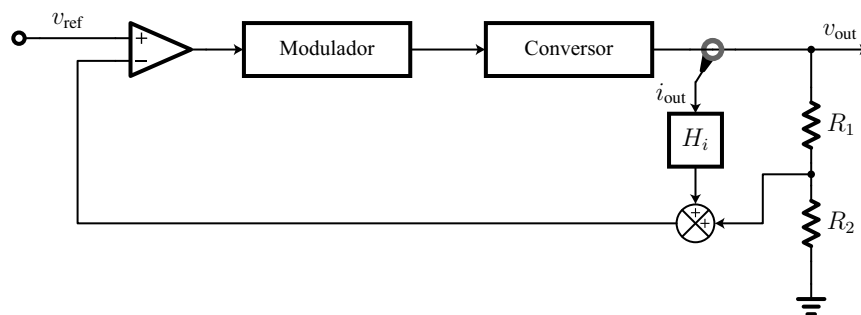


Figura 2.2: Diagrama de implementação básico do método *droop* por realimentação da corrente de saída.

### 2.1.4 Modo corrente com baixo ganho CC

Esta estratégia *droop* é uma das mais empregadas, sendo implementada a partir da retirada do integrador nas funções de transferência dos controladores em conversores que operam em modo corrente (LUO et al., 1999), conforme exemplifica a Figura 2.3. Esta abordagem reduz significativamente o ganho CC do compensador de erro, proporcionando uma característica

*droop* proporcional ao ganho da malha de tensão de saída, que neste caso pode ser expressa por

$$v_{\text{out}} = v_{\text{ini}} - i_{\text{out}} \frac{R_1}{R_f} H_i \quad (2.2)$$

na qual  $R_f$  o resistor de realimentação. Neste caso, a tensão inicial  $v_{\text{ini}}$  é dada por

$$v_{\text{ini}} = v_{\text{ref}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_f} \right) \quad (2.3)$$

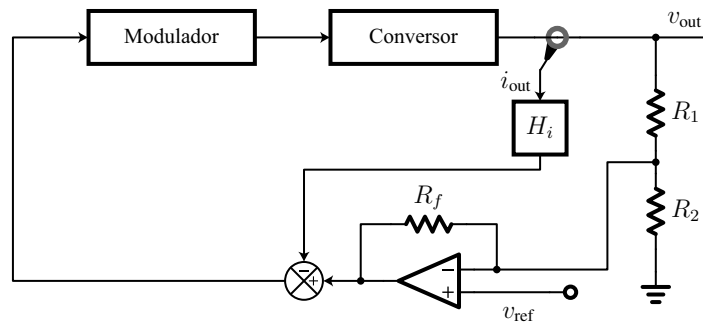


Figura 2.3: Estratégia básica de implementação do método *droop* com baixo ganho CC no controlador.

Neste caso, a maior limitação do método *droop* torna-se evidente, já que não é possível atingir boa regulação de tensão e de corrente simultaneamente (IRVING; JOVANOVIC, 2000). Conforme ilustra a Figura 2.4, para retas de regulação com a mesma inclinação, a variação da diferença entre os referenciais de tensão tem impacto direto na distribuição da potência processada por cada conversor. Por outro lado, diferentes inclinações nas retas de regulação influenciam diretamente na capacidade de regulação da tensão ou da corrente, sendo que retas com maior inclinação terão melhor regulação de corrente e retas com menor inclinação terão melhor regulação de tensão.

### 2.1.5 Gain scheduling

Para tentar melhorar a relação entre a regulação de corrente e de tensão, Ye et al. (1999) propuseram uma estratégia de alocação de ganhos não-linear (*nonlinear gain scheduling*) para os controladores. Nessa abordagem a medida da corrente de saída é aplicada em uma função não-linear cujo resultado serve de ponderação para a ação do controlador de tensão, conforme ilustra a Figura 2.5.

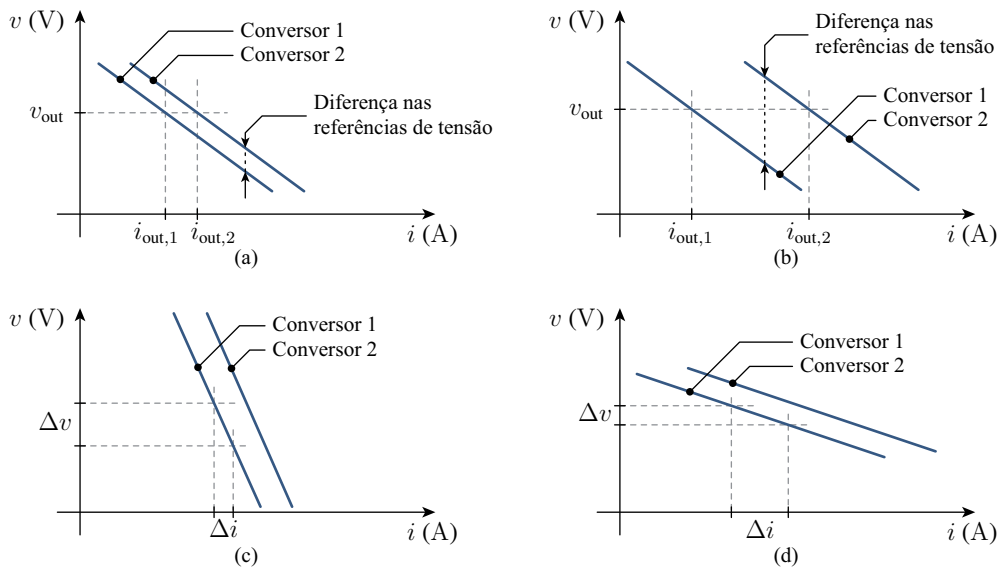


Figura 2.4: Efeitos da variação na característica *droop* para conversores paralelos: (a) redução da diferença entre as referências de tensão de saída distribui mais igualmente a potência processada; (b) aumento na diferença entre as referências provoca maior diferença entre a potência processada; (c) maiores inclinações na característica *droop* permitem melhor regulação da corrente; (d) menores inclinações permitem melhor regulação da tensão.

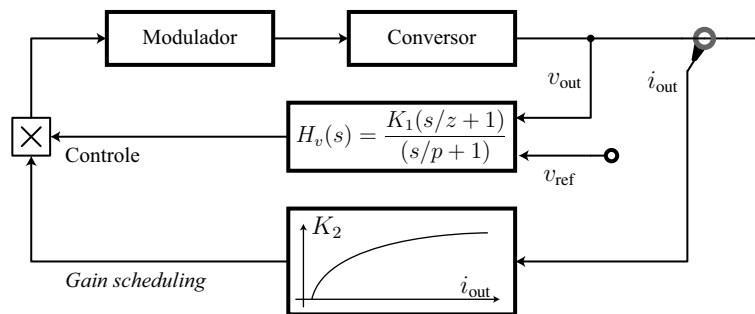


Figura 2.5: Implementação da estratégia de controle baseada em *gain scheduling*.

A função não-linear atua indiretamente no ganho proporcional do controlador de tensão, tal que o ganho total de controle é dado por  $K = K_1 \times K_2$ . Como resultado deste escalonamento, tem-se que quanto maior o ganho total  $K$ , pior a distribuição de corrente, mas melhor a regulação de tensão e vice-versa. Desta forma, pode-se garantir uma boa distribuição de corrente na faixa requerida, particularmente em casos de cargas elevadas (KIM; CHOI; CHO, 2002).

## 2.2 Métodos de Compartilhamento Ativo da Corrente

O outro grande grupo de estratégias de controle para o paralelismo de conversores baseia-se em compartilhamento ativo da corrente. Estas estratégias são combinações de estruturas de controle com esquemas de distribuição de corrente com o objetivo de regular o processamento de potência entre os conversores. Na sequência, três estruturas de controle e seis métodos de programação de corrente são revisados e brevemente analisados.

## 2.2.1 Estruturas de controle para conversores paralelos

De acordo com a operação do mecanismo de distribuição de corrente em conversores paralelos, três estratégias básicas de controle podem ser implementadas, as quais são apresentadas a seguir.

### 2.2.1.1 Regulação da malha interna

A estrutura de regulação da malha interna implica que a tensão de referência  $v_{ref}$ , a realimentação da tensão e o compensador  $G_v(s)$  sejam comuns a todos os conversores. Os sinais de erro  $v_{e,1}, \dots, v_{e,n}$  oriundos de um controlador de programação de corrente são somados à saída do controlador de tensão, gerando os sinais de controle  $v_{c,1}, \dots, v_{c,n}$  referente a cada conversor para então realizar a regulação da tensão de saída. A Figura 2.6 ilustra um diagrama de blocos típico para a implementação desta estratégia.

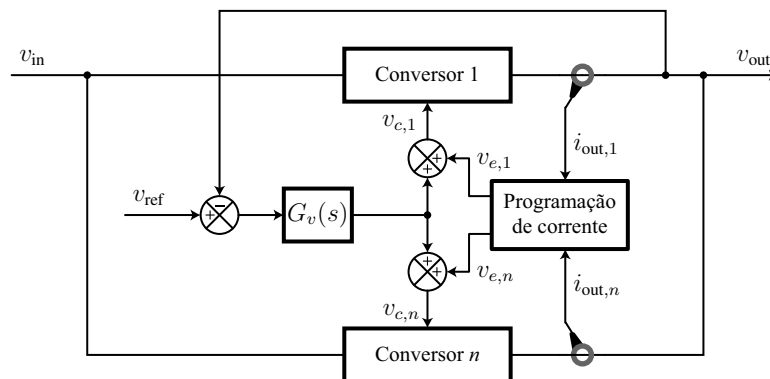


Figura 2.6: Diagrama básico para implementar a estratégia de regulação da malha interna.

Para conversores com controle da corrente média ou de pico, a distribuição equalizada de corrente pode ser alcançada proporcionando a mesma referência de corrente para cada módulo. No caso dos controladores por corrente de pico, as variações paramétricas podem ser compensadas por meio de controladores rápidos que atuam pulso a pulso sobre a corrente de pico. Desta maneira, as correntes de saída dos conversores paralelos estão sob rígido controle da tensão de saída.

Contudo, nesta estratégia os módulos não podem operar como conversores individuais, no sentido de regularem individualmente a tensão de saída, uma vez que a malha de controle da tensão é comum. Esta característica acaba por piorar a tolerância a falhas e restringe a modularidade do sistema. Entre as vantagens desta estratégia destaca-se a distribuição estável da corrente e a regulação precisa da tensão de saída.

### 2.2.1.2 Regulação da malha externa

Esta estrutura emprega um método de programação da corrente para ajustar a referência da malha externa de tensão até que a divisão equalizada da potência processada pelos conversores seja atingida. Isto é alcançado por meio da aplicação das leituras das correntes de saída  $i_{out,1}, \dots, i_{out,n}$  em um algoritmo de programação de corrente. Os sinais de erro são então somados às tensões de referência de cada conversor, corrigindo-as de forma a garantir que a corrente de saída de cada conversor seja a mesma. O diagrama básico de implementação desta estratégia é ilustrado pela Figura 2.7.

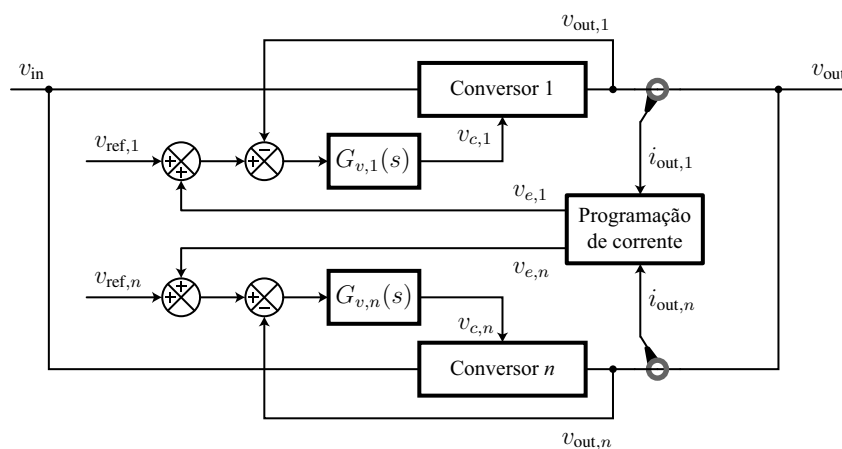


Figura 2.7: Implementação típica da estratégia de regulação da malha externa.

Um aspecto negativo desta estratégia é que a tensão de saída do arranjo paralelo pode tender à instabilidade na presença de ruídos ou rápidas variações nos sinais de erro aplicados aos controladores de tensão. Além disso, o ganho CC do controlador de tensão deve ser limitado de maneira a evitar desbalanços nos níveis de corrente devido a variações paramétricas inerentes à fabricação dos conversores (SIRI; BANDA, 1995). Por esta razão, é possível que a resposta do sistema seja menos estável e mais lenta quando comparada à regulação da malha interna.

Como principais vantagens desta estratégia destaca-se que cada módulo possui realimentação independente da tensão de saída, facilitando a modularidade, a flexibilidade para reconfigurações do sistema e boa tolerância a falhas. Por outro lado, alguns transitórios podem levar o sistema à instabilidade, razão pela qual o ganho CC deve ser limitado, o que por consequência prejudica a regulação da tensão de saída.

### 2.2.1.3 Controlador externo

Outra estrutura de controle que pode ser utilizada é o emprego de um compensador externo para realizar a distribuição de corrente (JORDAN, 2012). Esta estratégia é realizada por meio da

comparação de todos os sinais de compartilhamento de potência dos conversores individuais e ajustando o sinal de realimentação do controle para balancear as correntes de carga (WU; SIRI; LEE, 1991). O desempenho é bom, mas requer um controlador adicional e múltiplas conexões entre o controlador e cada conversor, tal como demonstra a Figura 2.8.

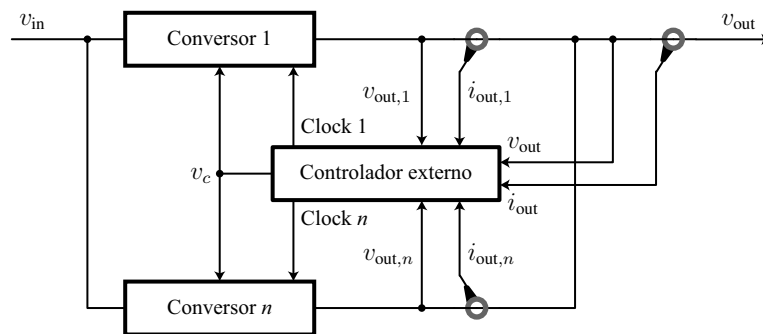


Figura 2.8: Diagrama típico a aplicação da estratégia de controlador externo para o compartilhamento de potência entre conversores paralelos.

Nesta estrutura um controlador central coordena todos os conversores, o que pode fazer com que a confiabilidade do sistema seja afetada, caso ocorram falhas nesse controlador (WU; HUNG; LEE, 1993). Outro aspecto que pode impactar na confiabilidade é o grande número de interconexões de medições e controle, aumentando a possibilidade de que falhas em pontos isolados possam paralisar todo o arranjo.

Entre as vantagens deste método destacam-se o bom compartilhamento da potência, a regulação da tensão de saída, e a facilidade de implementação de intercalamento ativo (*active interleaving*), uma vez que o controlador central pode gerar tanto os sinais de referência quanto as portadoras para os moduladores por largura de pulso PWM (do inglês, *Pulse Width Modulators*). Contudo, o maior número de interconexões entre os módulos, a degradação da confiabilidade e da modularidade são grandes desvantagens desta estrutura.

### 2.2.2 Esquemas de corrente média programada

Os métodos de programação de corrente (CP, do inglês *current-programming*) são importantes ferramentas nos esquemas de compartilhamento de potência entre conversores paralelos. Uma das possíveis formas de implementação dessas estratégias é ilustrada pela Figura 2.9. Em meio às suas principais funções destaca-se a determinação do erro de distribuição de corrente entre cada conversor e a imposição das referências para cada controlador de corrente.



Neste método todas as medidas de corrente de cada conversor ( $i_{out,1}, \dots, i_{out,n}$ ) são somadas após passarem por circuitos ou algoritmos de interface ( $\mu_1, \dots, \mu_n$ , respectivamente) com o barramento de compartilhamento. A este somatório são aplicadas ponderações ( $W_1(s), \dots, W_n(s)$ ) que levam em conta as capacidades máximas de cada conversor, gerando as referências de corrente  $i_{ref,1}, \dots, i_{ref,n}$ . As medidas de corrente são subtraídas dessas referências, gerando os sinais de erro  $v_{e,1}, \dots, v_{e,n}$  aplicados aos controladores de corrente que por sua vez aplicam a estratégia de programação de corrente determinada. Caso os conversores sejam iguais, esses métodos estabelecem que cada conversor processe o mesmo nível de potência. No caso de conversores diferentes, a potência processada por cada conversor é proporcional a sua potência nominal (LUO et al., 1999). Tais abordagens são também denominadas métodos de programação de corrente média, uma vez que manipulam diretamente os sinais médios de corrente dos conversores.

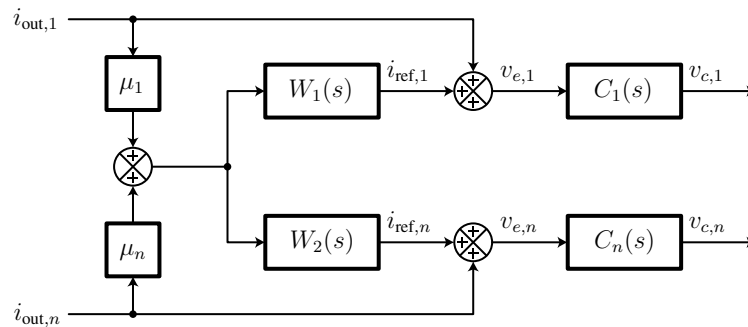


Figura 2.9: Diagrama de blocos geral para a implementação das estratégias de programação de corrente.

Esses métodos são facilmente aplicáveis em sistemas analógicos e apenas permitem uma relação melhor entre regulação de saída e distribuição de potência em comparação ao método *droop*, sendo considerados também como casos particulares do método *droop*. Além disso, suas funcionalidades também podem ser facilmente implementadas pelos métodos mestre-escravo, conforme será apresentado posteriormente. Assim, a seguir são apresentadas as características básicas dos métodos de programação da corrente média.

### 2.2.2.1 Programação básica da corrente média

A programação básica da corrente média (BACP, do inglês *basic average current-programming*) é um esquema que pode ser facilmente implementado em sistemas analógicos (THOTTUVELIL; VERGHESE, 1996). Neste caso, somatório das correntes é ponderado para cada conversor em função de sua potência máxima, e este sinal de referência, subtraído da respectiva medida de corrente, é enviado ao controlador. Havendo diferenças entre as medidas, o controlador de corrente atua para compensá-las e manter a distribuição de potência estabelecida.

Entre os métodos de programação da corrente média, o BACP é o mais utilizado, apresentando como vantagens um comportamento relativamente estável, distribuição precisa da corrente, barramento único de interconexão para compartilhamento de corrente e boa imunidade a ruídos no sinal de controle. Contudo, apresenta baixa confiabilidade e baixa tolerância a falhas.

#### **2.2.2.2 Programação modificada da corrente média**

Para contornar algumas restrições existentes no BACP, Jovanovic, Crow e Lieu (1996) propõe a programação modificada da corrente média (MACP, do inglês *modified average current-programming*). No esquema proposto pelos autores, ao invés de empregar um ganho proporcional para processar o sinal de erro da corrente como no BACP, emprega-se um comparador em série com um filtro passa-baixas. Nesta abordagem o circuito de controle é inerentemente estável e robusto. Por outro lado, uma boa distribuição de corrente é obtida apenas quando os conversores forem iguais.

#### **2.2.2.3 Programação isolada da corrente média**

Por meio de métodos no domínio da frequência para codificação e comunicação das informações de distribuição de corrente, o método da programação isolada da corrente média (IACP, *isolation average current-programming*) possibilita o isolamento galvânico dos sinais de controle para o compartilhamento de potência (PERREAULT; SELDERS R. L.; KASSAKIAN, 1998). Este método apresenta vantagens significativas sobre o BACP e o MACP anteriores, em particular, por eliminar as interconexões galvânicas entre os módulos de controle dos conversores, evitando problemas de falhas em pontos únicos, melhorando a confiabilidade e também a tolerância a falhas (PERREAULT; KASSAKIAN; VERGHESE, 1997).

### **2.2.3 Métodos mestre-escravo para programação de corrente**

Os métodos de programação da corrente com o conceito de operação mestre-escravo podem ser divididos em três esquemas de acordo com as abordagens para selecionar o conversor mestre, os quais são apresentados na sequência.

#### **2.2.3.1 Mestre dedicado**

No método mestre dedicado um módulo é escolhido para ser o equipamento principal e responsável por gerar as referências para as malhas de corrente dos demais módulos,

denominados como escravos (PANOV; RAJAGOPALAN; LEE, 1997). O esquema proporciona compartilhamento de corrente e pode proporcionar regulação estável da tensão de saída. Porém, este método não é capaz de proporcionar redundância, uma vez que falhas no mestre desabilitam o sistema como um todo (TOMESCU; VANLANDINGHAM, 1999).

### **2.2.3.2 Mestre rotativo**

A ideia básica do mestre rotativo é proposto por Petruzziello, Ziogas e Joos (1990), e possibilita aumentar a confiabilidade do sistema em comparação ao método mestre dedicado. Neste método, cada módulo tem a capacidade e a chance de se tornar o módulo mestre por meio de uma lógica específica de controle. Embora permita melhorar a confiabilidade, alguns problemas práticos podem ocorrer, como a flutuação da tensão de saída em função da troca contínua de mestres, ou a dificuldade de implementação deste método.

### **2.2.3.3 Mestre automático**

O método mestre automático possibilita a escolha do conversor mestre em tempo real por meio da determinação do conversor com a maior capacidade de fornecer corrente a cada instante, ajustando os sinais de controle de tal forma a corrigir o desbalanço da corrente na carga (YE et al., 1998). Este método incorpora algumas vantagens do método da corrente média e do mestre dedicado, resultando em uma melhoria em comparação aos seus dois antecessores. Sob o ponto de vista de implementação, Luo et al. (1999) destacam que este método pode ser facilmente implementado com circuitos integrados convencionais como o UC3907 e o UC3902.

Entre suas vantagens ressaltam-se a conexão única do barramento de distribuição, boa tolerância a falhas, fácil implementação e fácil expansão do sistema paralelo. Contudo, este método geralmente apresenta respostas transitórias de compartilhamento pobres, possíveis falhas de distribuição e sensibilidade a ruídos no controle de compartilhamento de potências.

## **2.3 Paralelismo de Conversores para Melhoria do Rendimento**

As estratégias de controle e gerenciamento apresentadas nas seções anteriores consolidaram-se nos últimos anos como meio para realizar o compartilhamento de potência em arranjos formados por conversores intercalados ou mesmo conversores conectados em paralelo. De acordo com as características das aplicações e os objetivos de cada sistema, cada abordagem

apresentada anteriormente possui suas vantagens e desvantagens, não havendo solução única ou ideal para todos os casos. Por outro lado, apesar de serem implementadas de formas significativamente diferentes, verificou-se que essas estratégias têm por objetivo comum apenas o compartilhamento ou distribuição da potência processada por cada módulo conversor. Seja com o objetivo de tornar igual a potência processada por cada conversor (ou seja, equalizá-la), ou torná-la proporcional à potência máxima de cada conversor, ou mesmo empregando algum outro critério em específico para aplicações particulares.

Com o avanço da tecnologia e a popularização dos processadores digitais de sinais (DSP, do inglês *Digital Signal Processor*) essas estratégias vêm servindo de base para o desenvolvimento de abordagens mais elaboradas que permitem gerenciar os fluxos de energia em função de diferentes métricas preestabelecidas. Em sistemas de microgeração, por exemplo, controladores mestres com métricas de custo podem privilegiar o uso da energia proveniente de fontes de menor custo por kWh, ao mesmo tempo em que métricas de disponibilidade poderão exigir a utilização da energia oriunda de fontes mais caras caso haja indisponibilidade das mais econômicas.

Outra métrica que também pode ser utilizada é o rendimento global do sistema, de interesse principalmente em arranjos de conversores alimentados por uma fonte em comum. Neste caso, um dos objetivos principais da estratégia de controle é impor um compartilhamento adequado da potência processada por cada conversor de tal maneira que o rendimento global do arranjo seja melhorado. Uma investigação aprofundada da aplicação desta métrica e também a formulação de uma metodologia com o objetivo de maximizar o rendimento do sistema são temas centrais desta Tese de Doutorado. Nesse sentido, apresenta-se a seguir uma revisão das mais relevantes estratégias de controle supervisório que objetivam a melhoria do rendimento global por meio do compartilhamento melhorado da potência processada por conversores conectados em paralelo.

Zumel et al. (2006) utilizam um conversor buck intercalado e variam dinamicamente o número de fases ativas em função da demanda de carga com o objetivo de reduzir as perdas na operação com baixa potência. Os autores detêm-se principalmente nas questões relativas ao aumento na ondulação da tensão de saída causada pelas mudanças no número de fases ativas em função da carga. Neste sentido, destacam que a possível redução no número de fases requer o aumento da capacitância de saída para manter o mesmo nível de ondulação. Por este motivo, sugerem que a frequência de operação dos conversores seja variada dinamicamente e de maneira inversamente proporcional ao número de fases ativas. Todavia, esta variação dinâmica da frequência de comutação dos conversores altera também as perdas por comutação, e por esta razão um estudo da variação de frequência sobre as perdas deve ser cuidadosamente realizado.

Na estratégia proposta pelos autores, o número de fases ativas é determinado a partir da corrente máxima suportada por cada uma, enquanto a potência processada é dividida igualmente entre as fases ativas. Como exemplo, supondo um conversor intercalado de quatro fases, no qual cada fase tem uma potência máxima de 1 pu e que a demanda de potência seja de 2,7 pu, o conversor intercalado irá operar com três fases ativas e uma desligada, sendo que cada uma das fases ativas irá processar 0,9 pu. Embora o rendimento do conversor intercalado seja melhorado em relação ao funcionamento convencional, no qual todas as fases operam ao mesmo tempo para toda a faixa de carga, a aplicação da estratégia proposta não busca a maximização do rendimento.

Também analisando o caso de conversores buck intercalados, Abu-Qahouq et al. (2007) apresentam uma investigação sobre os efeitos que as várias distribuições de corrente entre as fases provocam no rendimento dos conversores. Esta análise por sua vez aponta a existência de distribuições ótimas de corrente que maximizam o rendimento do conversor. Desta forma, os autores apresentam a premissa de que para uma dada potência de saída existe um rendimento máximo, e que este está associado com a menor potência de entrada para uma mesma potência de saída. Propõe-se então um algoritmo baseado na medição e comparação das potências de entrada e saída, no qual a distribuição de potência entre as fases é perturbada a cada determinado número de comutações com o objetivo de encontrar a distribuição que resulte no rendimento máximo do conversor. Este método tem boa imunidade a imprecisões nas calibrações de sensores, uma vez que distribuição de potência é obtida dinamicamente, mas por outro lado, o algoritmo de perturbação em sistemas com maior número de fases ou conversores conectados em paralelo pode se tornar demasiadamente complexo.

Para contornar problemas de imprecisão em sensores e permitir o balanceamento da corrente em conversores intercalados, Kelly (2009) apresenta um novo método baseado no filtro *sinc* digital de primeira ordem para implementar um compartilhamento passivo de corrente. Por não apresentar as dinâmicas lentas dos métodos tradicionais de compartilhamento, a estratégia proposta é capaz de controlar ciclo a ciclo o balanço das correntes, permitindo alto desempenho transitório e elevado rendimento. O autor observa que embora os resultados apresentados para um conversor bifásico demonstrem que a filtragem tem pouca influência sobre a margem de fase dos controladores, isto pode se tornar um problema em conversores com três ou mais fases. Destaca-se também que ao contrário das técnicas tradicionais de compartilhamento de corrente, o método proposto não tem o objetivo de equalizar a potência processada pelos conversores, mas sim de balanceá-las com o intuito de reduzir as perdas.

Effler, Halton e Rinne (2011) propõem uma estratégia mais avançada para distribuição de corrente, na qual cada conversor regula-se automaticamente de maneira a operar em regiões de

maior rendimento, ou se auto desligar caso sua contribuição com o processamento de potência para o sistema não seja necessária. No método proposto são definidas até oito regiões que representam características específicas das curvas de rendimento dos conversores. Para cada região é atribuída uma prioridade em função da corrente de saída do sistema ( $P(i_{out})$ ), sendo dada a maior prioridade à região correspondente aos maiores valores de rendimento e a menor prioridade para o desligamento do conversor. Além de prioridades, são atribuídas direções de incremento ou decremento da potência, permitindo que o controle identifique se deve aumentar ou reduzir a potência para atingir a região de maior rendimento, ou mesmo desligar o conversor. A estratégia geral desse processo é ilustrado pela Figura 2.10.

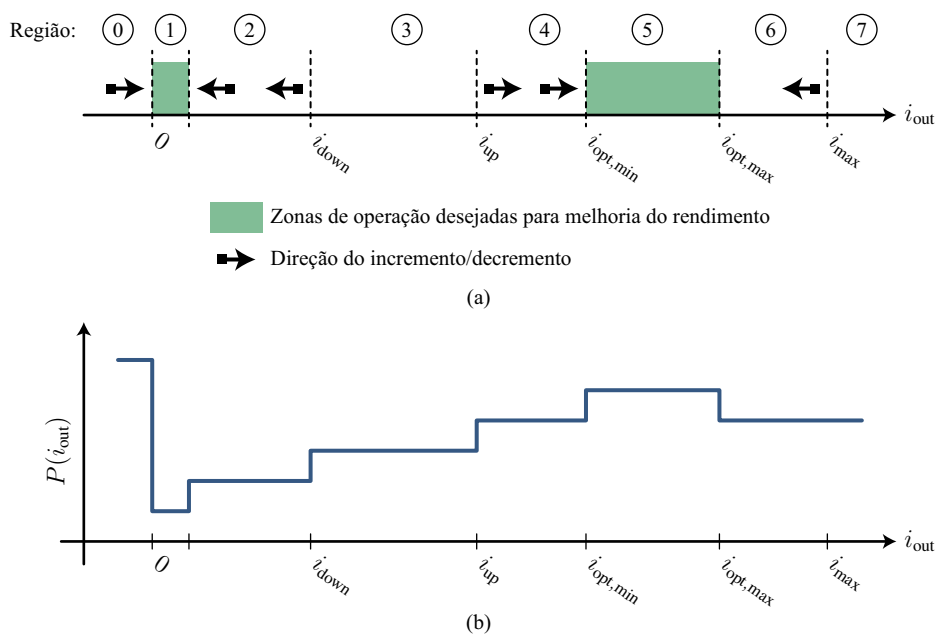


Figura 2.10: Exemplo de prioridades e direções de incremento ou decremento da potência para melhorar o rendimento segundo a estratégia proposta por Effler, Halton e Rinne (2011): (a) regiões de operação desejadas e direção do incremento ou decremento da potência; (b) prioridade atribuída ao conversor.

Quando a condição de regime permanente é identificada pelo controle, inicia-se o procedimento para um novo compartilhamento da potência. Pela ordem das prioridades, o conversor que estiver operando na região de maior rendimento (entre  $i_{opt,min}$  e  $i_{opt,max}$ ), tende a permanecer nesta região. O conversor que estiver operando acima dessa região (entre  $i_{opt,max}$  e  $i_{max}$ ), tentará a reduzir seu nível de potência, sendo que o oposto ocorre com conversores que estiverem operando na região imediatamente abaixo do maior rendimento (entre  $i_{up}$  e  $i_{opt,min}$ ), os quais tenderão a aumentar o nível de potência de maneira a processá-la com maior rendimento. Por outro lado, caso um conversor esteja operando próximo da potência mínima (abaixo de  $i_{down}$ ), o sistema de controle tentará reduzir sua potência numa tentativa de desligá-lo. Finalmente, os conversores que estiverem desligados, permanecerão neste estado até que a potência demandada pela carga exija seu funcionamento.

Esse é o trabalho que mais se aproxima da proposta central desta Tese de Doutorado. Uma das principais diferenças entre ambos é que na estratégia apresentada por Effler, Halton e Rinne (2011) não há a necessidade de vias de comunicação para que o sistema de controle implemente o compartilhamento de potência. Por outro lado, isso não permite garantir que o sistema opere em uma condição de rendimento ótimo para todo e qualquer ponto de trabalho, apenas permite esperar que o sistema opere em uma condição de rendimento mais elevado. Mantém-se aberta, portanto, a necessidade de uma estratégia de controle que permita garantir que o sistema opere com rendimento ótimo para todo e qualquer ponto de operação.

## 2.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou uma breve revisão das estratégias mais utilizadas para o compartilhamento da potência processada em arranjos de conversores paralelos. Inicialmente apresentou-se o método *droop* que possibilita o compartilhamento das correntes dos conversores em função da curva de impedância de saída para cada conversor. Esta curva de impedância pode ser tanto natural quanto como resultado do projeto apropriado de controladores proporcionais para a tensão de saída. No método *droop* todos os conversores operam simultaneamente, sendo que a alocação de potência é feita a partir de variações nos referenciais de tensão de saída dos conversores, enquanto a regulação de tensão ou corrente na saída pode ser ajustada por meio da inclinação da curva característica. Contudo, uma grande desvantagem do método *droop* é a impossibilidade de se regular com precisão a tensão ou a corrente simultaneamente.

Para contornar este problema, foram propostas as estratégias de *gain scheduling*, que alteram dinamicamente o ganho proporcional dos controladores, possibilitando melhorar a regulação de tensão ou de corrente quando o arranjo trabalha em diferentes pontos de operação. Por outro lado, uma das vantagens do método *droop* é a operação independente dos conversores, sem a existência de uma via de comunicação dedicada para definir suas referências de potência.

Na sequência, apresentaram-se os métodos de compartilhamento ativo da corrente, que permitem maior controle sobre a distribuição de potência entre os conversores. Tais métodos podem ser implementados sob diversas formas, como o mestre-escravo, no qual escolhe-se um conversor para determinar a divisão de potência entre os demais, o mestre rotativo, no qual o mestre é alterado dinamicamente durante a operação do sistema, e o método mestre automático, definido como o conversor com maior capacidade de fornecer potência em um dado instante. Contudo, uma das desvantagens dos métodos mestre-escravo para programação de corrente é a necessidade de uma via de comunicação, sujeita a falhas que em casos mais graves podem provocar o desligamento do sistema.

Por fim, apresentou-se uma revisão de métodos mais elaborados para o controle de arranjos formados por conversores paralelos que tem por objetivo a melhoria no rendimento do sistema. Por meio de estratégias para determinação das regiões com melhor rendimento, pode-se realizar a atribuição adequada de referências de potência, permitindo que o arranjo de conversores opere em regiões de elevado rendimento. Contudo, nenhum dos trabalhos verificados têm foco na garantia de operação no ponto de máximo rendimento. Assim, a presente proposta de Tese de Doutorado encontra sua principal contribuição por meio da proposição de uma nova metodologia para maximização de rendimento aplicada a conversores paralelos.



### **3 SISTEMAS DE GERAÇÃO BASEADOS EM ENERGIA FOTOVOLTAICA**

Entre as fontes renováveis, a energia solar fotovoltaica é uma das mais abundantes em toda a superfície terrestre e inesgotável na escala humana de tempo. Por esta razão, é uma das alternativas mais promissoras para a composição de uma nova matriz energética mundial e seu aproveitamento tem se consolidado em muitos países (VERMA; MIDTGARD; SATRE, 2011). É esperado que até 2040 esta seja a fonte renovável de energia mais importante e significativa para o planeta (BRITO et al., 2011).

Os dispositivos capazes de gerar eletricidade a partir da conversão direta da energia solar em energia elétrica são as células fotovoltaicas. Embora simples, este processo de conversão envolve tecnologias sofisticadas de manufatura de semicondutores para produzir células fotovoltaicas de elevado rendimento com baixo custo (PATEL, 2006). O princípio de funcionamento e as características básicas das células fotovoltaicas serão discutidos no decorrer deste capítulo, tendo como base a célula fotovoltaica de silício, uma vez que este semicondutor é o mais empregado em sua produção.

Outro aspecto fundamental para a implementação de sistemas fotovoltaicos é o conhecimento das características de irradiação solar na localidade onde será feita sua instalação. Atualmente estão disponíveis atlas de irradiação para a maior parte da superfície terrestre para auxiliar os engenheiros no projeto dos sistemas de geração fotovoltaica. Todavia, apenas o correto dimensionamento e especificação dos módulos não é suficiente para a operação de um sistema de alto rendimento. Por esta razão este capítulo também investiga a disponibilidade da energia solar fotovoltaica e a classificação de sua potencialidade para uma ampla área do território brasileiro. Para que este objetivo seja atingido, bases de dados de estações meteorológicas e solarimétricas são empregadas para compor figuras de mérito do rendimento médio ponderado para quatro localidades, cujas latitudes distribuem-se do sul ao norte do país.

Por meio da análise das bases de dados meteorológicas demonstra-se a possibilidade de se obter informações com maior precisão acerca dos pontos de operação dos conversores estáticos que farão o processamento da energia gerada pelos módulos fotovoltaicos. Tais informações, juntamente com o estabelecimento de uma figura de mérito para o rendimento médio ponderado permitem a obtenção de sistemas de alto desempenho e rendimento, maximizando o potencial do sistema de geração instalado, gerando mais energia e possibilitando a redução no tempo de retorno sobre o investimento.

### 3.1 Células Fotovoltaicas

As células fotovoltaicas são dispositivos bastante similares à junção  $pn$  clássica. Em um cristal de silício puro, intrínseco, o número de elétrons e lacunas é igual, pois os mesmos são gerados aos pares por meio da ionização térmica para temperaturas acima de 0 K. Com a adição de determinadas impurezas ao cristal, o silício intrínseco passa a se chamar extrínseco ou dopado. Com a adição controlada de elementos pentavalentes (usualmente Fósforo), obtém-se substratos de silício com um número maior de elétrons. O material resultante desta dopagem é denominado substrato tipo  $n$  (por ser mais negativo). Por outro lado, com a adição de elementos trivalentes (usualmente Boro), são obtidos substratos com um número maior de lacunas (falta de elétrons), sendo que o material resultante deste processo é denominado substrato tipo  $p$  (por ser mais positivo) (SEDRA; SMITH, 2004).

Quando substratos  $p$  e  $n$  são unidos, os elétrons excedentes no substrato  $n$  se recombinam com as lacunas do substrato  $p$  na interface entre os materiais. Esta recombinação cria um acúmulo de cargas positivas na superfície do lado  $n$  e um acúmulo de cargas negativas na superfície do lado  $p$ , dando origem a um campo elétrico com uma diferença de potencial  $v_{pn}$ , tal como ilustra a Figura 3.1.

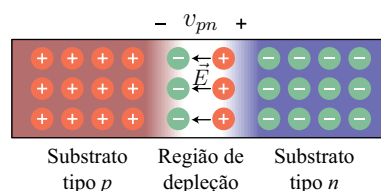


Figura 3.1: Junção  $p$ - $n$  e camada de depleção em uma célula fotovoltaica de silício.

A diferença de potencial  $v_{pn}$  age como uma barreira à recombinação dos demais elétrons e lacunas. Esse potencial será tão maior quanto maior for a profundidade das recombinações que se iniciam na superfície da junção. Atingido o equilíbrio, somente ocorrerá a passagem de elétrons do lado  $n$  para o lado  $p$  quando a junção receber energia de um meio externo.

No caso das células fotovoltaicas, esta energia é proveniente dos fótons que incidem na junção  $pn$ , fornecendo energia suficiente para que os elétrons rompam a ligação covalente e se desprendam dos átomos de silício (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). Quando o elétron deixa o átomo, uma lacuna surge em seu lugar e, devido ao campo elétrico existente na junção, será conduzida em direção ao lado  $p$ . A corrente de elétrons livres será coletada pelos contatos metálicos e fornecerá a energia para a carga. Por fim, os elétrons retornam pelo circuito ao lado  $p$  onde se recombinarão com as lacunas.

O silício possui cor cinza brilhante, o que provoca a reflexão de uma quantidade significativa de irradiação luminosa. Por este motivo, na construção de células fotovoltaicas é adicionado um revestimento antirreflexivo para confinar a energia incidente no interior da célula, aumentando seu rendimento. Os contatos metálicos que conduzem os elétrons pelo circuito externo são colocados nas extremidades da junção  $pn$ . Porém, para permitir que a irradiação incidente penetre na junção, o contato metálico do lado  $n$  tem o formato de uma fina malha tal que a maior parte da superfície fique exposta. A montagem básica de uma célula com recursos de melhoria de desempenho, tais como a malha coletora de corrente, o revestimento antirreflexivo e a proteção com cobertura de vidro, é ilustrada pela Figura 3.2.

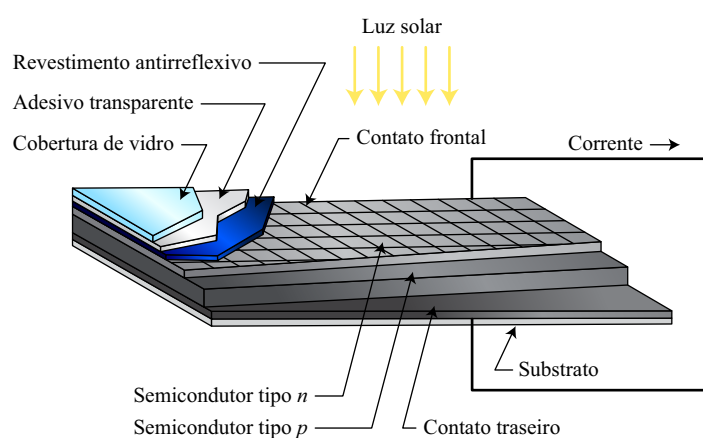


Figura 3.2: Montagem básica de uma célula fotovoltaica com recursos de melhoria de desempenho.

Fonte: Editado pelo autor com base no original disponível em (PATEL, 2006)

Para que o processo de desprendimento dos elétrons aconteça, é necessário que a energia do fóton incidente ( $E_f$ ), obtida por meio de

$$E_f = hf_v \quad (3.1)$$

sendo  $h$  a constante de Plank ( $4,138 \times 10^{-15}$  eV) e  $f_v$  a frequência de vibração do fóton, seja superior a energia da banda proibida que mantém o elétron preso ao átomo ( $E_g$ ), ou seja,

$$E_f = hf_v > E_g \quad (3.2)$$

Assim, sabendo-se que para o átomo de silício  $E_g = 1,12 \text{ eV}$ , tem-se que o fóton deverá ter uma frequência de vibração mínima de

$$f_v > \frac{1,12}{4,138 \times 10^{-15}} \Rightarrow f_v > 270,66 \text{ THz} \quad (3.3)$$

para que ocorra o efeito fotovoltaico em uma célula de silício, a qual corresponde ao espectro infravermelho.

Os fótons que possuem energia inferior a este limite não são capazes de desencadear o efeito fotovoltaico e, portanto, não geram tensão ou corrente elétrica. Por outro lado, os fótons que possuem energia superior a  $E_g$  serão capazes de gerar energia elétrica. Contudo, apenas uma energia  $E_g$  é gerada, enquanto o restante será dissipado na forma de calor na célula fotovoltaica. Assim, semicondutores cuja banda proibida possuem níveis de energia menores responderão a maiores espectros de radiação, porém irão gerar quantidades menores de energia elétrica (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

### 3.1.1 Célula, módulo e painel fotovoltaico

As células fotovoltaicas são os elementos básicos na construção dos sistemas fotovoltaicos. Usualmente as células fotovoltaicas apresentam área entre  $100 \text{ cm}^2$  e  $200 \text{ cm}^2$ , sendo capazes de gerar potência na faixa de aproximadamente  $1 \text{ W}$  a  $3 \text{ W}$ . Esta baixa potência é incapaz de suprir a demanda energética da maioria das cargas e, para que níveis de potência mais elevados sejam obtidos, são fabricados arranjos em série e paralelo de um certo número de células. A estrutura resultante é denominada módulo fotovoltaico, os quais atualmente estão disponíveis com valores de potência que variam entre  $50 \text{ W}$  e  $250 \text{ W}$  de pico, ocupando uma área de aproximadamente  $1 \text{ m}^2$  a  $2 \text{ m}^2$ . Para que se obtenham os níveis de tensão, corrente ou potência desejados para cada sistema de geração fotovoltaica, os módulos são também associados em série e paralelo, constituindo um painel fotovoltaico. A Figura 3.3 ilustra a montagem de um módulo a partir de múltiplas células e de um painel a partir de múltiplos módulos fotovoltaicos.

## 3.2 Radiação

A energia oriunda do Sol chega à Terra sob a forma de ondas eletromagnéticas cujo comprimento de onda varia entre  $300 \text{ nm}$  a  $4 \mu\text{m}$ , aproximadamente. Parte desta energia é refletida pela atmosfera e parte chega à superfície do planeta. Isto implica que as células fotovoltaicas para aplicações espaciais apresentam uma disponibilidade de radiação solar diferente das células para aplicações terrestres. Fora da atmosfera, a radiação solar distribui-se

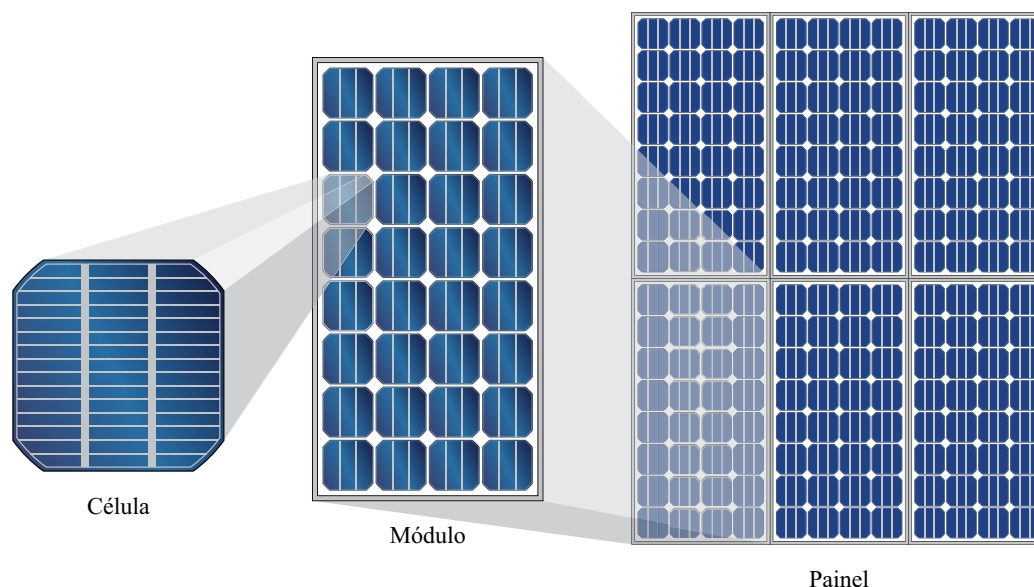


Figura 3.3: Blocos básicos para montagem de sistemas de geração fotovoltaica: (a) célula; (b) módulos; (c) painéis.

por diferentes comprimentos de onda, de maneira similar à radiação de corpo negro e seguindo a Lei de Plank. A radiação incidente na superfície da Terra é filtrada pela atmosfera, a qual absorve seletivamente a radiação em determinados comprimentos de onda (CASTAÑER; SILVESTRE, 2002).

A Organização Mundial de Meteorologia (WMO, do inglês *World Meteorology Organization*) estima que a parte externa da superfície terrestre está exposta a uma radiação média de  $1366 \text{ W/m}^2$ . Porém, devido a efeitos de reflexão e refração ao penetrar na atmosfera, apenas aproximadamente  $1000 \text{ W/m}^2$  incidem sobre a superfície da Terra na forma de radiação direta medida na linha do Equador ao meio dia. Fatores como a latitude, altitude, nebulosidade e outras características climáticas de cada local também contribuem na atenuação da radiação solar. Conforme será demonstrado na Seção 3.6, a radiação solar é a principal variável que afeta a potência gerada pelas células fotovoltaicas e aproveitá-la ao máximo tem sido objetivo de pesquisa de inúmeros trabalhos nos últimos anos, tanto na área de tecnologia de materiais quanto na área de processos de fabricação.

Quanto a denominação, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), por meio da norma NBR 10899:2006 – Energia solar fotovoltaica - Terminologia, estabelece as seguintes definições para a radiação solar (ABNT, 2006):

**Radiação (solar):** densidade de energia da radiação solar, normalmente medida em  $\text{kW/m}^2$ , ou em  $\text{W/m}^2$ ;

**Radiação direta:** potência radiante do sol, recebida em uma unidade de área;

**Radiação difusa:** potência radiante do céu, recebida em uma unidade de área;

**Radiação global:** potência radiante solar, recebida em uma unidade de área, em uma superfície horizontal. A radiação global é dada pela soma da radiação direta (horizontal) com a radiação difusa (horizontal);

**Radiação total:** potência radiante solar total, recebida em uma unidade de área, em uma superfície inclinada;

**Insolação direta:** a energia radiante do Sol (e uma pequena área do céu em torno dele, definida pelo ângulo de aceitação do pireliômetro), incidente em uma superfície horizontal, e medida por unidade de área durante um intervalo de tempo especificado. É geralmente expressa em MJ/m<sup>2</sup> (ou kWh/m<sup>2</sup>) e por hora (ou dia, semana, mês, ano, conforme o caso);

**Insolação difusa:** a energia radiante do céu, incidente em uma superfície horizontal, e medida por unidade de área durante um intervalo de tempo especificado;

**Insolação global:** a energia solar radiante, incidente em uma unidade de área de uma superfície horizontal, durante um intervalo de tempo especificado. É dada pela soma da insolação direta (horizontal) com a insolação difusa (horizontal);

**Insolação total:** a energia solar radiante, incidente em uma unidade de área de uma superfície inclinada, durante um intervalo de tempo especificado. É dada pela soma da insolação direta (inclinada) com a insolação difusa (inclinada).

### 3.3 Massa de Ar

O rendimento de um sistema fotovoltaico depende, entre outros parâmetros, da distribuição espectral da radiação proveniente do Sol, o qual é uma fonte de luz cujo espectro pode ser comparado ao de um corpo negro com temperatura de aproximadamente 5762 K (LUQUE; HEGEDUS, 2003). Contudo, sua composição espectral é comumente modificada em seu percurso até a superfície terrestre. Fatores como a temperatura do disco solar, a umidade do ar ou composição da atmosfera alteram seletivamente algumas componentes da radiação solar. Guechi e Chegaar (2007) demonstram que o rendimento de uma célula fotovoltaica cristalina não é constante e é também função das condições atmosféricas, melhorando com o aumento da nebulosidade, do vapor de água e do albedo, mas piorando com o aumento da massa de ar.

A massa de ar (ou seu acrônimo AM, do inglês *air mass*) é usualmente convencionalizada sob a forma de índices e corresponde a espessura da camada atmosférica no caminho da

radiação direta e as características diferentes de absorção da radiação solar entre o espaço e a Terra. O índice AM0 corresponde às condições espaciais (o vácuo extraterrestre), nas quais a composição do espectro de radiação solar é similar a de um corpo negro conforme descreve matematicamente a lei de Plank (CASTAÑER; SILVESTRE, 2002).

A Organização Internacional para Padronização (ISO, do inglês *International Organization for Standardization*), por meio da norma ISO 9845-1:1992 (ISO, 1992) estabelece uma distribuição espectral padrão para a avaliação de células fotovoltaicas que corresponde a uma atmosfera com qualidade razoável do ar e um dispositivo fotovoltaico inclinado  $37^\circ$  em direção aos raios solares (RIORDAN; HULSTRON, 1990). Este padrão é também conhecido como AM1.5 e é utilizado pelos fabricantes para a especificação dos parâmetros das células e módulos fotovoltaicos. A Sociedade Americana para Testes e Materiais (ASTM, do inglês *American Society for Testing and Materials*) define e fornece duas tabelas de distribuições espectrais terrestres para a AM1.5: uma direta normal e outra de incidência global dos raios solares, levando em conta as radiações difusas e refletidas na atmosfera (ASTM, 2008). A Figura 3.4 apresenta um comparativo entre as respostas espectrais de um corpo negro, da radiação solar fora da atmosfera terrestre (AM0) e de acordo com a referência AM1.5, além de destacar o comprimento de onda máximo para que ocorra o efeito fotovoltaico em uma célula de silício.

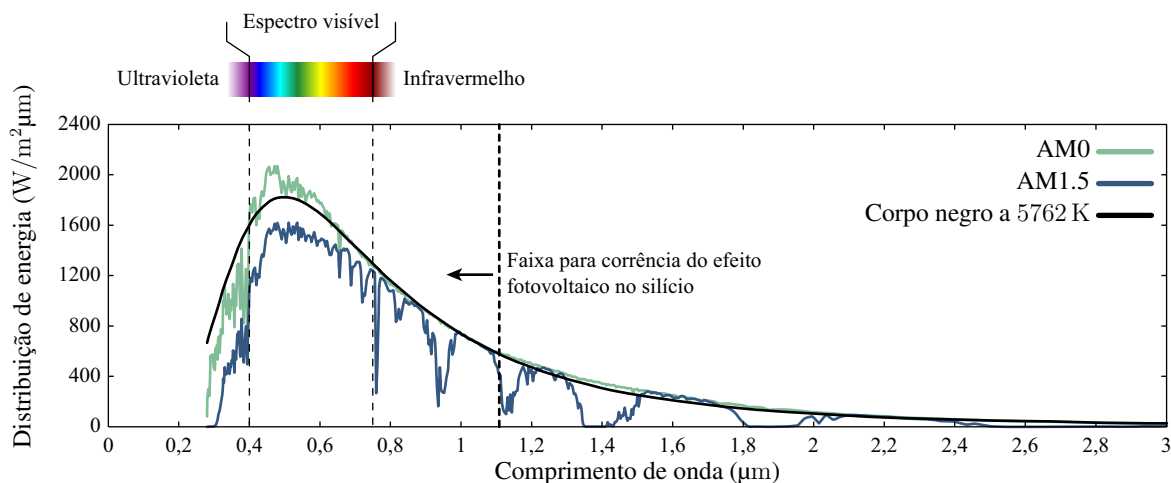


Figura 3.4: Distribuição espectral da radiação do corpo negro, radiação solar no espaço extraterrestre (AM0) e na superfície terrestre (AM1.5).

O índice AM indica o comprimento relativo do caminho da radiação solar ao longo da atmosfera e pode ser representado matematicamente por

$$AM = \frac{1}{\cos \theta_z} \quad (3.4)$$

sendo  $\theta_z$  o ângulo zenital entre a Terra e a radiação direta incidente, conforme ilustrado pela Figura 3.5. Assim, para AM1.5 tem-se um ângulo de inclinação médio ao longo do ano de  $\theta_z = 48,19^\circ$ .

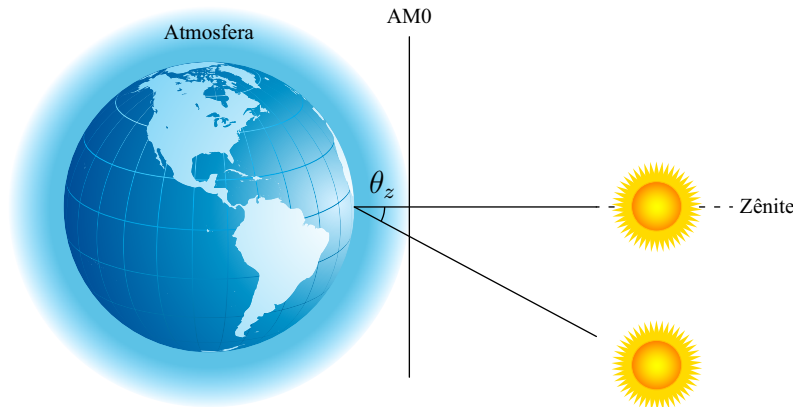


Figura 3.5: Ângulo zenital entre a Terra e o raio solar incidente empregado no cálculo do índice AM.

### 3.4 Temperatura

A temperatura determina o grau de agitação das moléculas e, para as células fotovoltaicas, a temperatura de operação é uma variável relevante e com forte influência na energia gerada. Quantitativamente, a influência da temperatura poderá ser melhor analisada na Seção 3.6, na qual é apresentada a modelagem matemática das células fotovoltaicas de silício. O efeito da variação da temperatura de operação sobre a potência de saída das células pode ser observado em suas curvas características disponibilizadas pelos fabricantes. Verifica-se que em temperaturas mais baixas, as células são capazes de produzir mais energia. Por outro lado, o aumento da temperatura provoca uma redução significativa na tensão de circuito aberto, além da redução da potência gerada. Por este motivo, os conversores estáticos deverão ser capazes de variar a tensão nos terminais dos módulos de maneira que se possa extrair sempre a máxima potência possível.

### 3.5 Condições Padrão de Teste

Com o objetivo de uniformizar as informações fornecidas pelos fabricantes de células e módulos fotovoltaicos, foram estabelecidas as Condições Padrão de Teste, ou STC (do inglês *Standard Test Conditions*). Estas condições estabelecem os valores de referência para a irradiação, temperatura ambiente e massa de ar, de maneira que os módulos de diferentes fabricantes possam ser comparados sob as mesmas condições. A relação dos parâmetros estabelecidos na STC é apresentada pela Tabela 3.1.



Tabela 3.1: Condições padrão de teste (STC).

Parâmetro	Valor
Irradiação ( $S$ )	1000 W/m <sup>2</sup>
Temperatura ambiente ( $T$ )	25 °C
Massa de ar (AM)	1,5

## 3.6 Modelagem Matemática

O desenvolvimento de interfaces eletrônicas para sistemas alimentados por energia solar fotovoltaica requer o conhecimento de um modelo matemático do painel fotovoltaico que será conectado aos conversores. As células fotovoltaicas são dispositivos não-lineares e dependem de um grande número de parâmetros, isto torna a obtenção de um modelo preciso de seu comportamento uma tarefa complexa. Muitos destes parâmetros dependem de informações construtivas das células (como a dopagem dos semicondutores e o tempo de vida dos portadores minoritários, por exemplo) que são tecnologias detidas pelos fabricantes e não estão disponíveis nas folhas de dados dos módulos comerciais. Assim, o modelo a ser utilizado deve ser adequado às necessidades de cada aplicação, tanto sob o ponto de vista da complexidade, quanto da precisão de sua resposta em relação ao dispositivo físico.

### 3.6.1 Circuito elétrico equivalente

Conforme exposto na Seção 3.1, a célula fotovoltaica baseia-se em uma junção  $pn$ , que ao ser exposta à radiação solar produz uma corrente elétrica entre seus terminais. Para cada fóton incidente na junção e com energia suficiente para desencadear o efeito fotoelétrico, um elétron é liberado. Eletricamente, este efeito pode ser representado por uma fonte de corrente  $i_{ph}$ . Além disso, a junção dos semicondutores tipo  $p$  e tipo  $n$  pode ser representada por um diodo  $D_c$  em antiparalelo com a fonte de corrente.

Com o objetivo de representar de maneira simples as perdas da célula, são acrescentadas uma resistência  $R_s$  ligada em série com a saída da célula e uma resistência  $R_p$  em paralelo com a fonte de corrente. A resistência paralela representa as correntes de fuga que dão origem às perdas internas da célula, enquanto a resistência série representa as perdas ôhmicas nos contatos metálicos que capturam os elétrons livres. Uma das formas de se representar o circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica é ilustrada pela Figura 3.6, a qual corresponde o modelo de única exponencial, denominado assim uma vez que o circuito emprega apenas um diodo (SERA; TEODORESCU; RODRIGUEZ, 2007).

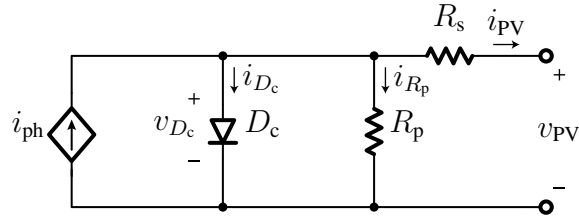


Figura 3.6: Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica utilizando o modelo de única exponencial.

O circuito da Figura 3.6 pode ser ainda mais simplificado se for assumido que as correntes de fuga e as perdas ôhmicas da célula são nulas, tal que  $R_p = \infty \Omega$  e  $R_s = 0 \Omega$  de forma que o circuito equivalente seja representado apenas pela fonte de corrente  $i_{ph}$  e pelo diodo  $D_c$ . Por outro lado, conforme apresentado por Gow e Manning (1999), Pongratananukul e Kasparis (2004), e Hyvarinen e Karila (2003) pode-se incluir um segundo diodo para representar o efeito da recombinação dos portadores.

Nishioka et al. (2007) propõe ainda a adição de um terceiro diodo ao modelo para representar os efeitos não modelados pelas abordagens anteriores, como a influência dos limites dos grãos de silício e as correntes de fuga nas periferias moleculares. Pela possibilidade de se representar a curva característica de saída da célula fotovoltaica para qualquer condição de radiação ou temperatura, e mantendo um adequado compromisso entre simplicidade e precisão, o modelo de única exponencial é comumente utilizado na literatura e também será empregado no decorrer deste trabalho.

### 3.6.2 Modelo de única exponencial

A partir da análise do circuito elétrico equivalente apresentado na Figura 3.6, tem-se facilmente que a corrente de saída da célula ( $i_{pv}$ ) é dada por

$$i_{PV} = i_{ph} - i_{D_c} - i_{R_p} \quad (3.5)$$

sendo  $i_{R_p}$  é a corrente na resistência paralela,  $i_{D_c}$  a corrente que passa pelos terminais do diodo e  $i_{ph}$  a corrente gerada pelo efeito fotoelétrico, obtida por meio de

$$i_{ph} = \frac{S}{S^{ref}} i_{sc}^{ref} + (T_{op} - T^{ref}) \mu_{icc} \quad (3.6)$$

na qual  $S$  é a irradiação,  $S^{ref}$  é a irradiação nas condições de referência (STC, e ambas em  $W/m^2$ ),  $i_{sc}^{ref}$  é a corrente de curto circuito (dada em A) de cada célula fotovoltaica na temperatura de referência  $T^{ref}$ , expressa em K,  $\mu_{icc}$  é o coeficiente de temperatura, e  $T_{op}$  é a

temperatura de operação do painel, obtida por meio de

$$T_{\text{op}} = T_{\text{a}} + (T_{\text{NOCT}} - T^{\text{ref}}) \frac{S}{S_{\text{ref}}} \quad (3.7)$$

sendo  $T_{\text{a}}$  a temperatura ambiente e  $T_{\text{NOCT}}$  a temperatura nominal de operação da célula (do inglês *nominal operating cell temperature*, ou NOCT), ambas dadas em K.

A corrente  $i_{D_c}$  que flui pelo diodo é dada pela equação de Schockley (SEDRA; SMITH, 2004)

$$i_D = i_0 \left( e^{\frac{qv_{D_c}}{akT_{\text{op}}}} - 1 \right) \quad (3.8)$$

na qual  $q$  é a carga elementar do elétron ( $1,6025 \times 10^{-19}$  C),  $k$  a constante de Boltzmann ( $1,381 \times 10^{-23}$  J/K),  $v_{D_c}$  a tensão entre os terminais do diodo,  $a$  é o fator de idealidade do diodo, e  $i_0^{\text{ref}}$  a corrente de saturação do diodo no STC. O valor da constante  $a$  do diodo pode ser escolhido de forma arbitrária e alguns autores abordam meios de estimar seu valor correto, como o apresentado por (CARRERO; AMADOR; ARNALTES, 2007). Usualmente este valor é próximo de dois para silício cristalino e menos de dois para células de silício amorfo. Alguns valores para  $a$  podem ser encontrados em (SOTO; KLEIN; BECKMAN, 2006). Esta constante também pode ser empregada para melhorar o ajuste e aumentar a precisão do modelo, uma vez que a mesma altera diretamente a curvatura da relação  $V \times I$ .

A corrente de saturação do diodo é dada em função da temperatura e da radiação e é determinada por meio de

$$i_0 = i_0^{\text{ref}} \left( \frac{T_{\text{op}}}{T_{\text{ref}}} \right)^3 e^{\left( \frac{qE_g}{ak} \left( \frac{1}{T^{\text{ref}}} - \frac{1}{T_{\text{op}}} \right) \right)} \quad (3.9)$$

sendo  $E_g$  a energia de banda proibida do semiconductor, cujo valor é cerca de 1,12 eV para o silício cristalino e próximo de 1,75 eV para o silício amorfo, e  $i_0^{\text{ref}}$  a corrente de saturação do diodo nas condições de referência, que pode ser obtida a partir de

$$i_0^{\text{ref}} = \frac{i_{sc}^{\text{ref}}}{e^{\left( \frac{v_{\text{oc}}^{\text{ref}}}{av_T^{\text{ref}}} \right)} - 1} \quad (3.10)$$

na qual  $v_{\text{oc}}^{\text{ref}}$  e  $v_T^{\text{ref}}$  representam a tensão de circuito aberto e a tensão térmica nas condições de referência, respectivamente. Contudo, a corrente de saturação das células fotovoltaicas depende da densidade da corrente de saturação do material semiconductor ( $J_0$ , geralmente dado como A/cm<sup>2</sup>) e da área efetiva das células, que são dados exclusivos de cada fabricante (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). Por este motivo, a obtenção deste parâmetro é usualmente feita de modo indireto, a partir de dados experimentais ou ajustes de curva em função das informações fornecidas nas folhas de dados dos fabricantes.

Ainda, a tensão no diodo, expressa por  $v_{D_c}$ , pode ser facilmente obtida por meio de

$$v_{D_c} = v_{PV} - R_s i_{PV} \quad (3.11)$$

na qual  $v_{PV}$  é a tensão nos terminais da célula.

Por fim, a corrente de fuga que flui pela resistência paralela é dada por

$$i_{R_p} = \frac{v_{D_c}}{R_p} \quad (3.12)$$

Tal como pode ser observado por (3.5) e (3.11), o modelo de única exponencial da célula fotovoltaica é uma equação não-linear transcendental e implícita em  $i_{PV}$  que para ser resolvida diretamente deverão ser empregados métodos iterativos como o da bisseção, secante, entre outros comumente encontrados em ferramentas computacionais a exemplo da função `fzero` do Matlab que implementa o algoritmo descrito por Forsythe, Malcolm e Moler (1977).

### 3.6.3 Validação do modelo e característica de saída das células fotovoltaicas

As folhas de dados dos módulos fotovoltaicos comumente apresentam algumas curvas essenciais para o projeto de painéis e sistemas de geração baseados em energia fotovoltaica. Estas curvas demonstram o comportamento da tensão e da corrente (curvas  $V \times I$ ) em função da variação de algum parâmetro (geralmente irradiação e temperatura) sob a STC. A Figura 3.7 apresenta as curvas características para o módulo KD210 da Kyocera (KYOCERA SOLAR, 2012). Uma vez que sua folha de dados apresenta um adequado conjunto de informações, optou-se por empregar este módulo como base para as análises apresentadas ao longo deste trabalho.

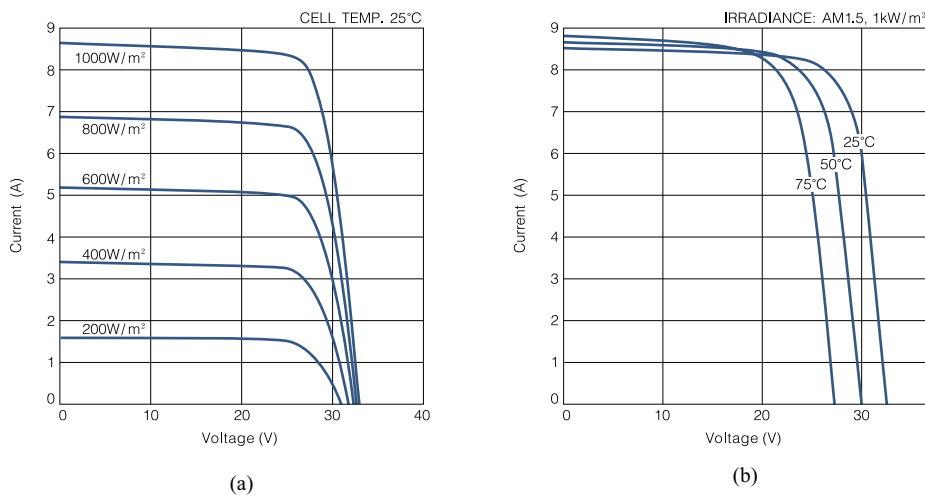


Figura 3.7: Curvas características de corrente e tensão para o módulo KD210. Fonte: Editado pelo autor com base no original disponível em (KYOCERA SOLAR, 2012)

Na impossibilidade de se obter resultados experimentais confiáveis para a modelagem de módulos fotovoltaicos, pode-se empregar técnicas baseadas apenas nas informações dos fabricantes, como a abordagem apresentada por Sera, Teodorescu e Rodriguez (2007). Além disso, ferramentas computacionais para a aproximação dos parâmetros de células fotovoltaicas também estão à disposição dos projetistas, como o assistente encontrado a partir da versão 9 do *software* de simulação PSim. Por meio deste assistente, foram obtidos os valores dos parâmetros relacionados na Tabela 3.2 para o módulo KD210 empregado a seguir na validação do modelo.

Tabela 3.2: Parâmetros do módulo KD210 empregado na validação do modelo da célula fotovoltaica.

Parâmetro	Valor	Descrição
$a$	1,01	Fator de idealidade do diodo
$E_g$	1,12 eV	Energia da banda proibida
$i_{sc}^{ref}$	8,58 A	Corrente de curto-circuito na STC <sup>1</sup>
$i_{mpp}^{ref}$	7,9 A	Corrente de máxima potência na STC <sup>1</sup>
$i_0^{ref}$	0,368 nA	Corrente de saturação do diodo na STC
$n_s$	54	Número de células em série por módulo <sup>1</sup>
$R_s$	5 m $\Omega$	Resistência série
$R_p$	1000 $\Omega$	Resistência paralela
$S^{ref}$	1000 W/m <sup>2</sup>	Irradiação solar de referência <sup>1</sup>
$T_{NOCT}$	47,9 °C	Temperatura normal de operação da célula <sup>1</sup>
$T^{ref}$	25 °C	Temperatura de referência <sup>1</sup>
$v_{mpp}^{ref}$	33,2 V	Tensão no ponto de máxima potência na STC <sup>1</sup>
$v_{oc}^{ref}$	26,6 V	Tensão de circuito aberto na STC <sup>1</sup>
$\mu_{icc}$	441,9 $\mu$ A/K	Coefficiente de temperatura <sup>1</sup>

<sup>1</sup> Informações obtidas na folha de dados do fabricante.

A aplicação dos parâmetros da Tabela 3.2 na modelagem apresentada na Seção 3.6 permite a obtenção das curvas apresentadas pela Figura 3.8, demonstrada para diferentes condições de irradiação e temperatura. Na figura é destacado também a trajetória da potência máxima que pode ser extraída do painel sob as condições analisadas.

Os resultados do modelo de única exponencial, ilustrado nas curvas da Figura 3.8, apresentam boa correlação com as informações fornecidas pelo fabricante para diferentes condições de irradiação ou temperatura, demonstrando a validade da modelagem apresentada.

### 3.7 Rendimento de Conversores Conectados a Sistemas Fotovoltaicos

As condições climáticas estão continuamente sofrendo variações ao longo do dia e para que a máxima potência seja extraída dos módulos fotovoltaicos instalados são empregados

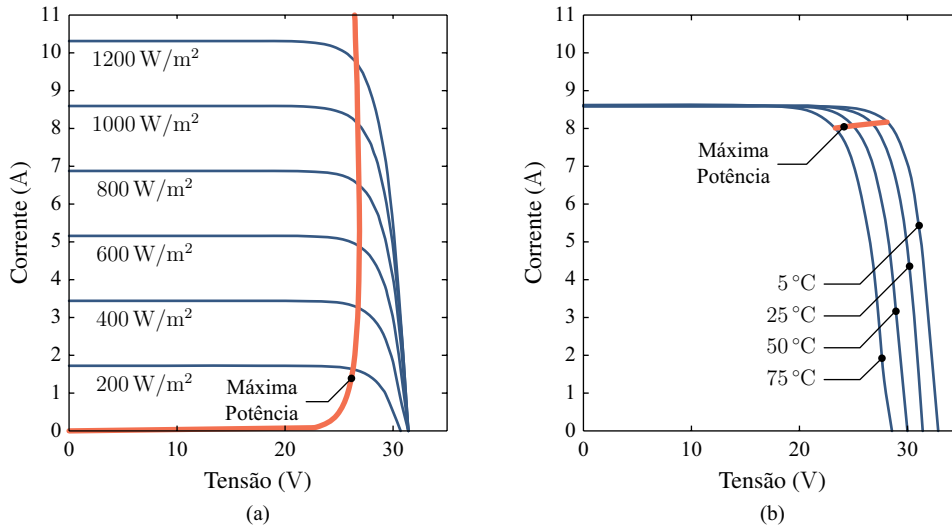


Figura 3.8: Validação das curvas  $V \times I$  do módulo fotovoltaico KD210GX-LP aplicando o modelo de única exponencial: (a) variação da irradiação e temperatura ambiente fixa de 25 °C; (b) variação da temperatura e irradiação fixa de 1000 W/m<sup>2</sup>.

algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) que variam dinamicamente a impedância de entrada dos conversores de maneira que a máxima transferência de energia seja obtida. Sera et al. (2006) demonstram que atualmente a eficiência destes algoritmos é geralmente acima de 99 % e, assim, o maior impacto no rendimento de sistemas fotovoltaicos fica sob responsabilidade dos conversores de energia, os quais ficam submetidos a constantes variações no ponto de operação.

A Comissão Internacional de Eletrotécnica (IEC, do inglês *International Electrotechnical Commission*), por meio da norma IEC 61683:2000 (IEC, 1999), estabelece os procedimentos básicos para a avaliação do rendimento de condicionadores de potência conectados a módulos fotovoltaicos. Para levar em conta a característica da variabilidade no ponto de operação em função das condições meteorológicas, a norma estabelece o conceito do rendimento médio ponderado ( $\eta_w$ ). Esta figura de mérito representa o rendimento de um conversor de energia para diversos pontos de operação e em função do tempo em que o mesmo opera em cada ponto. O rendimento médio é obtido por meio de

$$\eta_w = \frac{\sum_{j=1}^n P_{out,j} t_j}{\sum_{j=1}^n P_{in,j} t_j} = \frac{P_{in,1} \eta_1 t_1 + \dots + P_{in,n} \eta_n t_n}{P_{in,1} \eta_1 + \dots + P_{in,n} \eta_n} \quad (3.13)$$

$$= \sum_{j=1}^n K_j \eta_j = K_1 \eta_1 + K_2 \eta_2 + \dots + K_n \eta_n \quad (3.14)$$

sendo  $P_{in,j}$ ,  $P_{out,j}$ ,  $\eta_j$  e  $t_j$  a potência de entrada, de saída, o rendimento e o tempo de operação, respectivamente, na  $j$ -ésima faixa de potência analisada e

$$K_j = \frac{P_{in,j}t_j}{\sum_{j=1}^n P_{in,j}t_j} \quad (3.15)$$

tal que  $\sum_{j=1}^n K_j = 1$ .

As constantes de ponderação  $K_j$  representam a parcela de tempo em que o conversor opera com determinada potência, e para sistemas fotovoltaicos estão diretamente ligadas ao tempo em que determinada irradiação incide sobre os módulos fotovoltaicos. A norma IEC 61683 estabelece que os conversores deverão ser avaliados operando em 5 %, 10 %, 25 %, 50 %, 75 %, 100 % e 120 % da potência nominal, sendo que estes valores de referência serão também utilizados no decorrer deste trabalho.

A partir da análise de dados estatísticos das condições meteorológicas na região central da Europa, os perfis de irradiação ao longo de um ano, e levando em conta o conceito do rendimento médio ponderado, Haeberlin et al. (2006) propõe a figura de mérito que passou a ser conhecida como rendimento europeu. Sua definição destaca que os sistemas fotovoltaicos instalados na região operam entre 30 % e 100 % da potência nominal em cerca de 78 % do tempo, sendo que aproximadamente 48 % do tempo o sistema irá operar com metade da potência. A definição do rendimento europeu é dada por meio de

$$\eta_{EU} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,10\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,20\eta_{100\%} \quad (3.16)$$

De maneira similar, a Comissão de Energia da Califórnia (CEC, do inglês *California Energy Commission*) também propõe uma equação de rendimento médio ponderado em função do perfil de irradiação no sudoeste dos Estados Unidos (BOWER et al., 2004), a qual é definida por

$$\eta_{CEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%} \quad (3.17)$$

na qual observa-se um claro aumento na radiação solar incidente na região. Neste caso, os sistemas operam entre 30 % e 100 % da potência nominal em aproximadamente 91 % do tempo e destaca-se que aproximadamente 53 % do tempo o sistema opera com cerca de 75 % da potência nominal.

A partir de (3.16) e (3.17) demonstra-se que um dos aspectos fundamentais no planejamento e projeto de sistemas de geração fotovoltaicos é o bom conhecimento do local que receberá a instalação dos módulos. Além de suas características físicas, é importante que também se conheça as características de radiação solar para a região. Neste sentido, o Centro de Previsão do

Tempo e Estudos Climáticos (CPTEC) do INPE lançou em 2006 o Atlas Brasileiro de Energia Solar, que disponibiliza mapas de irradiação solar para o território nacional (PEREIRA et al., 2006).

Contudo, o projeto de sistemas fotovoltaicos de alto rendimento requer informações ainda mais detalhadas sobre o perfil de radiação de cada região para que uma figura de mérito como o rendimento médio ponderado possa ser obtida. Para isso, pode-se consultar bancos de dados com informações ambientais de diversas localidades no mundo todo. Mais especificamente, a seção a seguir analisa as informações de algumas bases de dados nacionais com o objetivo de determinar os coeficientes do rendimento médio ponderado para regiões brasileiras.

### **3.8 Análise das Estações Solarimétricas Brasileiras**

No Brasil, o projeto SONDA (Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais) foi criado pelo INPE com o objetivo de implementar infraestruturas físicas e capacitar recursos humanos destinados a levantar e melhorar a base de dados relativa aos recursos de energia solar e eólica do país (INPE, 2014). Atualmente, o projeto é coordenado pelo Centro de Ciência do Sistema Terrestre (CCST) em conjunto com o CPTEC do INPE. Dentro de sua estrutura física, o projeto engloba uma rede de quinze estações para sensoriamento de variáveis ambientais, solarimétricas e/ou anemométricas geograficamente distribuídas pelo território nacional conforme apresenta a Figura 3.9.

As bases de dados disponíveis, até a data de publicação desta Tese, para cada uma destas estações e a quantidade de meses por ano em que há registros disponíveis são apresentadas na Tabela 3.3. Das quinze estações, quatro são classificadas como “estações de referência” por possuírem conjuntos completos para aquisição de informações da irradiação solar e do vento. Estas estações estão localizadas em São Martinho da Serra (RS), Ourinhos (SP), Brasília (DF) e Petrolina (PE). Por esta razão, e por cobrirem uma importante faixa de latitudes do país, essas estações serão também utilizadas como referência para todas as análises apresentadas no decorrer deste trabalho.

Entre as variáveis medidas pelas estações da rede sonda, destacam-se a radiação global e a temperatura do ar na superfície, as quais serão utilizadas nas análises apresentadas posteriormente. Além destas, algumas das estações contam com sensores de umidade relativa do ar, pressão atmosférica, velocidade e direção do vento, entre outras. Para as variáveis ambientais e solarimétricas, os registros têm periodicidade de 1 min, enquanto no caso das variáveis anemométricas os registros são computadas em intervalos de 10 min.





Figura 3.9: Mapa com a localização e a identificação das estações que compõe a rede SONDA.

Tabela 3.3: Bases de dados da rede SONDA e quantidade de meses com informações disponíveis por ano. Fonte: (INPE, 2014).

Estação (sigla)	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013	Total
Brasília (BRB)			4	11	12	12	10	12	12	12	12	11	108
Caicó (CAI)	3	12	12	12	12	12	4						67
Campo Grande (CGR)			11	10		12	12	12	11	12	12	1	93
Cuiabá (CBA)					12	12	12	12	12	12	12		84
Ourinhos (ORN)					11	12	12	12	12	4			63
Palmas (PMA)				9	12	10	12	12	12	12	12	11	102
Petrolina (PTR)			6	7	10	12	12	12	12	12	12	11	106
Rolim de Moura (RLM)						7							7
São Luiz (SLZ)						6	5	12	12		9	11	55
São Martinho da Serra (SMS)				12	11	12	12	12	12	12	12	11	106
Chapecó (CHP) <sup>1</sup>								12					12
Florianópolis (FLN) <sup>1</sup>			5	4					3	12	12	5	41
Joinville (JOI) <sup>1</sup>								12	10	12	12	11	57
Natal (NAT) <sup>1</sup>						6	4	12	12	12	12		58
Sombrio (SBR) <sup>1</sup>								11	12		11	11	45
<b>Total</b>	<b>3</b>	<b>12</b>	<b>38</b>	<b>65</b>	<b>80</b>	<b>113</b>	<b>95</b>	<b>143</b>	<b>132</b>	<b>112</b>	<b>128</b>	<b>91</b>	<b>1004</b>

<sup>1</sup> Estações terceirizadas

Todas as informações coletadas pelos sensores da rede SONDA são submetidos a um processo de qualificação com o objetivo de identificar registros suspeitos (errôneos), melhorar a confiabilidade e servir de alerta para as equipes de manutenção dos equipamentos. A estratégia de qualidade adotada para os dados solarimétricos baseia-se nos critérios estabelecidos pela WMO para a rede *Baseline Solar Radiation Network* (BSRN) que passou a ser denominada

como rede de referência global para a radiação em superfície (WRMC-BSRN, 2014). Sob nenhuma circunstância os dados são alterados ou excluídos, mesmo que possam conter medidas errôneas ou de sensores com mau funcionamento. Assim, ao invés de excluir registros suspeitos, um código de qualificação de quatro dígitos é atribuído a cada amostra coletada e armazenado em um arquivo a parte. Assim, fica a cargo dos usuários das informações a opção do uso, do tratamento ou do descarte dos registros com qualidade duvidosa.

O controle de qualidade é um processo composto de quatro etapas sequenciais, nas quais os algoritmos de filtro mais simples são empregados inicialmente e, no decorrer do processo, algoritmos com complexidade cada vez maior são aplicados com o objetivo de sinalizar quando uma amostra é considerada suspeita de erro. Os quatro algoritmos, em ordem de complexidade, podem ser brevemente resumidos nas seguintes etapas (INPE, 2014):

1. Verificar e sinalizar quando a amostra é “fisicamente impossível”;
2. Verificar e sinalizar quando a amostra é “extremamente rara”;
3. Verificar e sinalizar quando a amostra é inconsistente com medidas apresentadas por outras variáveis da mesma estação, ou quando a evolução temporal da variável não é condizente com o esperado;
4. Verificar e sinalizar quando a amostra seja inconsistente quando comparada a estimativas de modelos computacionais<sup>1</sup>.

Por ser um procedimento sequencial, a etapa seguinte no processo de avaliação das amostras somente será iniciada se a anterior sinalizar o dado como aprovado. Na ocorrência de reprovação em alguma etapa, o processo será interrompido e a amostra receberá o código equivalente a suspeito. Os quatro dígitos do código de qualificação são escritos e lidos da direita para a esquerda e classificam o valor medido de acordo com os parâmetros apresentados pela Tabela 3.4. Como exemplo, supõe-se que uma determinada amostra da base de dados SONDA receba o código 0529. Isto significa que a amostra representa um valor fisicamente possível (algoritmo 1, código 9), mas é uma informação suspeita por sua ocorrência ser extremamente rara (algoritmo 2, código 2) e, por esta razão, o algoritmo 3 não será executado. O quarto dígito receberá sempre o valor 0, uma vez que o algoritmo 4 para variáveis solarimétricas ainda não está implementado na rede SONDA.

---

<sup>1</sup>Este procedimento ainda não está implementado na rede SONDA.

Tabela 3.4: Significado dos dígitos atribuídos no controle de qualidade das amostras pertencentes a base de dados SONDA.

Valor	Significado
0	Nenhum procedimento foi executado
2	Dado suspeito de ser incorreto
5	Procedimento não pode ser executado
9	Dado de boa qualidade ou não suspeito

Neste trabalho, optou-se por utilizar todas as amostras disponíveis que foram marcadas como de boa qualidade ou não suspeitas no algoritmo 1, sendo que as demais marcadas como suspeitas foram descartadas. A partir das amostras resultantes, as seções a seguir investigam as características de irradiação global para as regiões das quatro estações de referência.

### 3.8.1 São Martinho da Serra

A estação de São Martinho da Serra localiza-se no estado do Rio Grande do Sul a 489 m acima do nível do mar e suas coordenadas são 29°26'34" S e 53°49'23" O. A estação possui dados a partir de 2005, dispondo atualmente de um total de 106 meses com registros. A Figura 3.10 ilustra os valores médios e máximos diários da irradiação global no plano horizontal, bem como os valores máximos, médios e mínimos diários da temperatura. Para o cálculo destes valores, todas as amostras da estação que foram marcadas como não suspeitas entre os anos de 2005 e 2013 foram empregadas. Primeiramente, calculou-se o valor médio das variáveis para cada minuto ao longo do ano (valor médio/minuto), de forma que cada registro correspondente ao mesmo minuto de um determinado dia do ano toma parte no cômputo do valor médio. A partir do valor médio/minuto dos registros o valor médio diário das variáveis é então calculado (valor médio/dia).

Observa-se que devido a sua localização geográfica, ao sul do país, os valores médios de temperatura e irradiação variam significativamente ao longo do ano. No caso da irradiação global, os valores médios de irradiação variam aproximadamente entre 350 W/m<sup>2</sup> no verão e 80 W/m<sup>2</sup> no inverno, enquanto os valores médios de temperatura variam entre 25 °C e 10 °C no verão e no inverno, respectivamente. A estação de São Martinho da Serra dispõe de uma grande quantidade de registros válidos para a irradiação global, contudo apenas no ano de 2010 é que se obtém grande quantidade de registros válidos para a temperatura, o que de certa forma prejudica o cálculo dos valores médios.

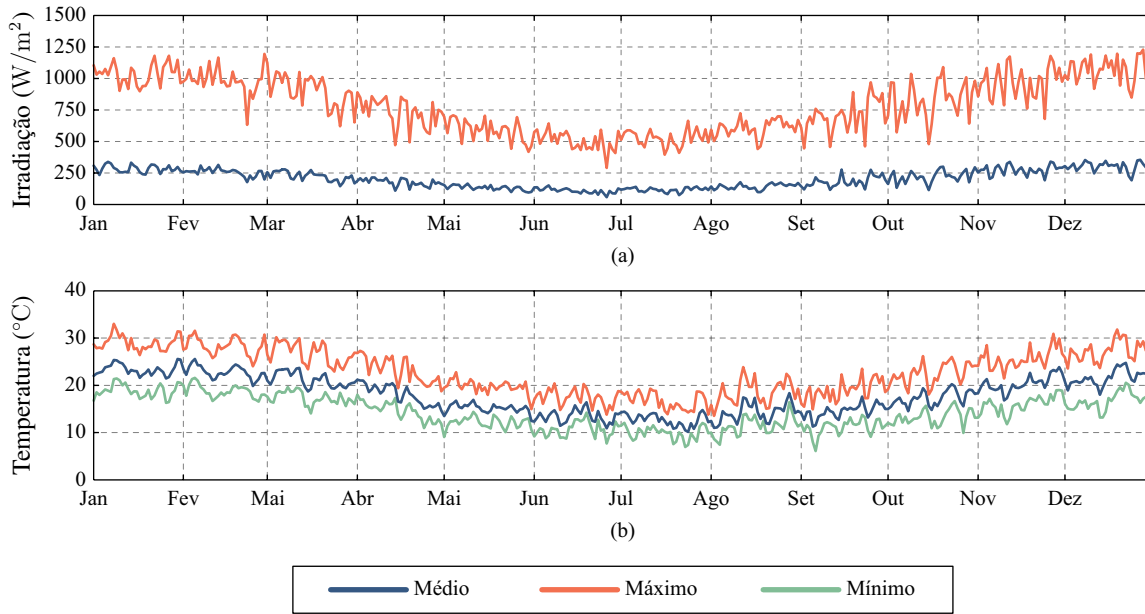


Figura 3.10: Valores médios, máximos e mínimos diários das variáveis de irradiação global e temperatura para a estação de São Martinho da Serra.

A Figura 3.11 apresenta a classificação dos valores médios da irradiação solar em intervalos de  $50 W/m^2$  e o respectivo percentual da energia anual total associado a cada faixa (energia de irradiação), obtido pela integral no tempo da irradiação global no plano horizontal, bem como a frequência de ocorrência ao longo do ano. Verifica-se que a maior parte da energia é obtida com valores de irradiação entre  $400 W/m^2$  e  $600 W/m^2$ .

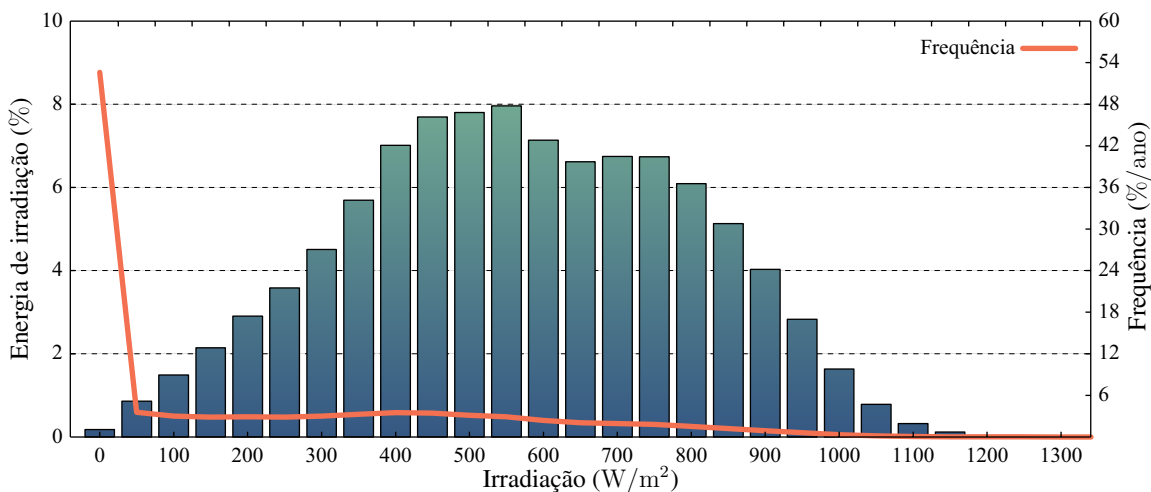


Figura 3.11: Energia disponível por ano para cada faixa de irradiação e o percentual de horas de ocorrência anual em São Martinho da Serra.

Assumindo um sistema hipotético composto por um módulo fotovoltaico e um conversor ideal (sem perdas) de mesma potência, pode-se analisar a capacidade de produção de energia para esta localidade. Neste caso, será empregado o módulo KD210 de 210 W apresentado na Seção 3.6.3 e assume-se que este sistema extrai sempre a máxima potência disponível. Para

este procedimento é feita uma varredura nos valores médios de cada minuto, e para cada par de temperatura de superfície e irradiação global, a potência máxima do módulo fotovoltaico é determinada. Estes registros de potência são então divididos em sete classes que correspondem às sete faixas de potências estabelecidas pela IEC 61683, de modo que a Classe 1 corresponde à potência média de 5 %, a Classe 2 à potência de 10 % e assim sucessivamente, sendo que a divisão entre cada classe é estabelecida pelo valor médio entre duas classes adjacentes. A Figura 3.12 apresenta os resultados desta classificação e a frequência de ocorrência de cada classe ao longo do ano.

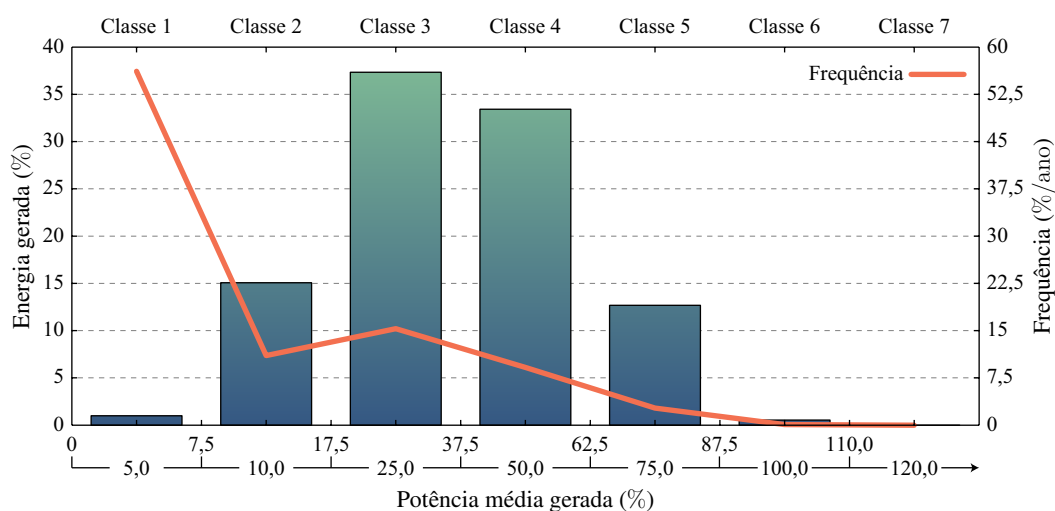


Figura 3.12: Energia disponível por ano para cada faixa de potência estabelecida pela norma IEC 61683 para um sistema de 210 W em São Martinho da Serra.

A Tabela 3.5 apresenta a classificação da potência gerada pelo sistema fotovoltaico e verifica-se que a Classe 3 contribui com a maior parcela na geração de energia, representando aproximadamente 140 kWh e ocorrendo pouco mais de 1300 h anualmente. A relação entre a energia média da classe e o somatório da energia média do sistema dá origem às ponderações  $K_j$  em (3.13). Assim, a partir dos dados apresentados na Tabela 3.5 pode-se definir uma figura de mérito para representar o rendimento médio ponderado na região de São Martinho da Serra, a qual é dada por

$$\eta_{\text{SMS}} = 0,01\eta_{5\%} + 0,15\eta_{10\%} + 0,37\eta_{25\%} + 0,33\eta_{50\%} + 0,13\eta_{75\%} + 0,01\eta_{100\%} \quad (3.18)$$

É importante salientar que na Tabela 3.5 o número total de horas é um pouco inferior ao número de horas de um ano regular (8276,0 h ao invés de 8760 h). Isto se deve ao fato de que, para o cálculo da potência gerada pelo módulo fotovoltaico, foram empregados os registros de temperatura e irradiação marcados como de boa qualidade pelo algoritmo 1. Embora tenha sido calculada a média entre todos os anos disponíveis, mesmo assim houveram registros de minutos

Tabela 3.5: Classificação da energia gerada anualmente por um módulo KD210 em São Martinho da Serra.

Classe	Potência média (W)	Frequência de ocorrência (h)	Energia média (kW h)	Ponderação
Classe 1	10,5	4918,6	3,687	0,009 880
Classe 2	21,0	967,2	56,183	0,150 565
Classe 3	52,5	1341,7	139,331	0,373 393
Classe 4	105,0	803,2	124,705	0,334 198
Classe 5	157,5	237,1	47,282	0,126 711
Classe 6	210,0	8,2	1,960	0,005 253
Classe 7	252,0	0,0	0,000	0,000 000
<b>Total:</b>		8276,0	373,148	1,000 000

em que nenhuma informação válida de temperatura ou irradiação estava disponível. Por não apresentarem confiabilidade, tais amostras não entraram no cálculo da energia produzida.

Seguindo o mesmo procedimento de varredura dos pares de irradiação global e temperatura de superfície, obtém-se também o par tensão e corrente para o ponto de máxima potência. Desta forma, pode-se criar um histograma com os pontos de operação na saída do painel fotovoltaico. Esta análise também é uma das contribuições incrementais desta Tese de Doutorado e facilita a visualização dos pontos de operação com maior ocorrência, o que permite o projeto de conversores mais adaptados a diferentes localidades, possibilitando a maximização do rendimento dos sistemas. A Figura 3.13 ilustra a superfície dos pontos de operação ( $v_{PV} \times i_{PV}$ ) quantizados em intervalos de 50 mV e 50 mA e suas frequências de ocorrência. No caso do sistema analisado em São Martinho da Serra, verifica-se que o conversor irá operar grande parte do tempo com corrente de aproximadamente 3,5 A e 27,5 V. Cabe ressaltar que estes são valores válidos para um módulo instalado na horizontal e sem a ocorrência de regiões de sombreamento em sua superfície.

### 3.8.2 Ourinhos

A estação de Ourinhos localiza-se no estado de São Paulo nas coordenadas 22°56'55" S e 49°53'39" O e a uma altitude de 446 m acima do nível do mar. A base de dados desta estação possui dados a partir do ano de 2006 e conta com 63 meses de registros disponíveis. Os valores médios e máximos diários da irradiação global no plano horizontal, e também os valores máximos, médios e mínimos da temperatura de superfície são ilustrados pela Figura 3.14.

Por estar localizada em uma latitude mais ao norte que a estação de São Martinho da Serra, observa-se que tanto a temperatura quanto a irradiação média global possuem

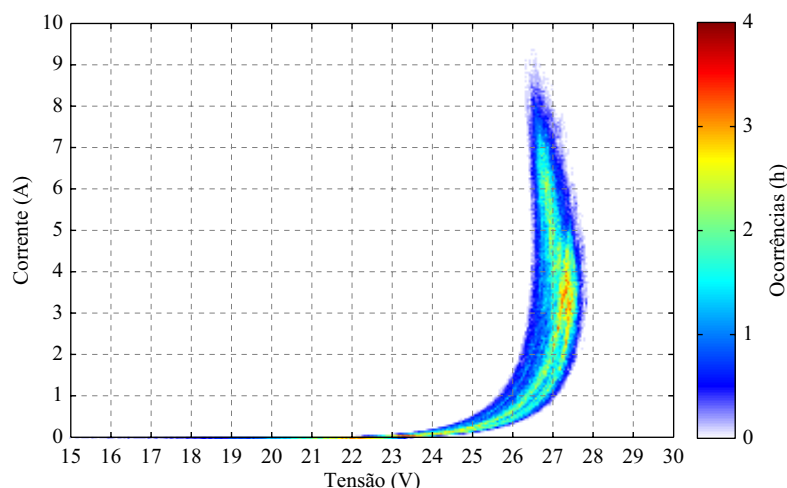


Figura 3.13: Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em São Martinho da Serra.

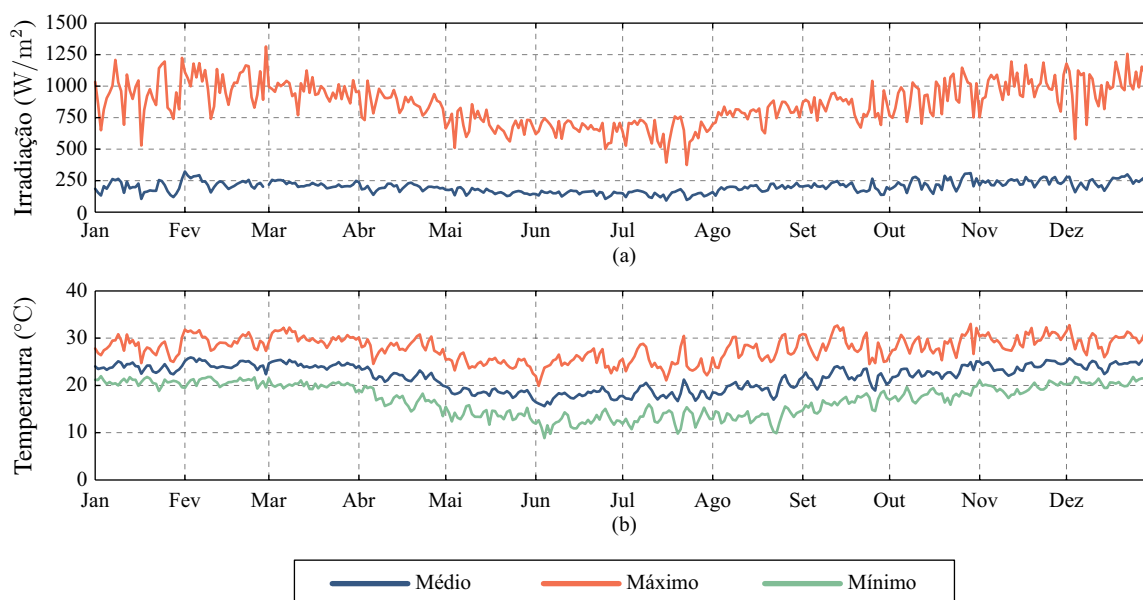


Figura 3.14: Valores médios, máximos e mínimos diários das variáveis de irradiação global e temperatura para a estação de Ourinhos.

valores maiores nos meses de inverno, o que propicia uma maior capacidade de geração de energia. Esta característica pode ser claramente observada na Figura 3.15, a qual apresenta a classificação da energia de irradiação em faixas de  $50 \text{ W/m}^2$  e sua frequência de ocorrência ao longo do ano. Quanto a média diária da radiação global, verifica-se uma variação de aproximadamente  $110 \text{ W/m}^2$  a  $270 \text{ W/m}^2$  entre o inverno e o verão, respectivamente. Nestes mesmos períodos, a temperatura de superfície tem variação entre  $17^\circ\text{C}$  e  $25^\circ\text{C}$ . A partir da classificação apresentada, observa-se também que a faixa com maior energia de irradiação encontra-se entre  $500 \text{ W/m}^2$  e  $700 \text{ W/m}^2$ .

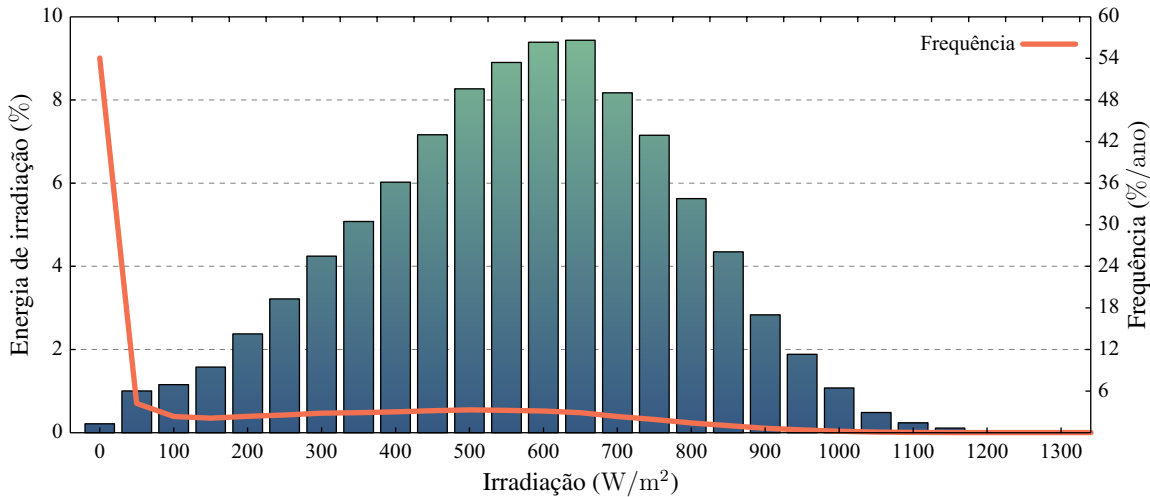


Figura 3.15: Energia disponível por ano para cada faixa de irradiação e o percentual de horas de ocorrência anual em Ourinhos.

Assumindo o mesmo sistema de 210 W descrito anteriormente, e realizando o mesmo procedimento de análise da energia produzida pelo arranjo ao longo do ano, classificam-se as sete faixas de potência apresentadas pela Figura 3.16. Quando comparado aos resultados obtidos para a estação de São Martinho da Serra, verifica-se um aumento na energia produzida pela Classe 4, que corresponde à faixa de 50 % da potência nominal do arranjo.

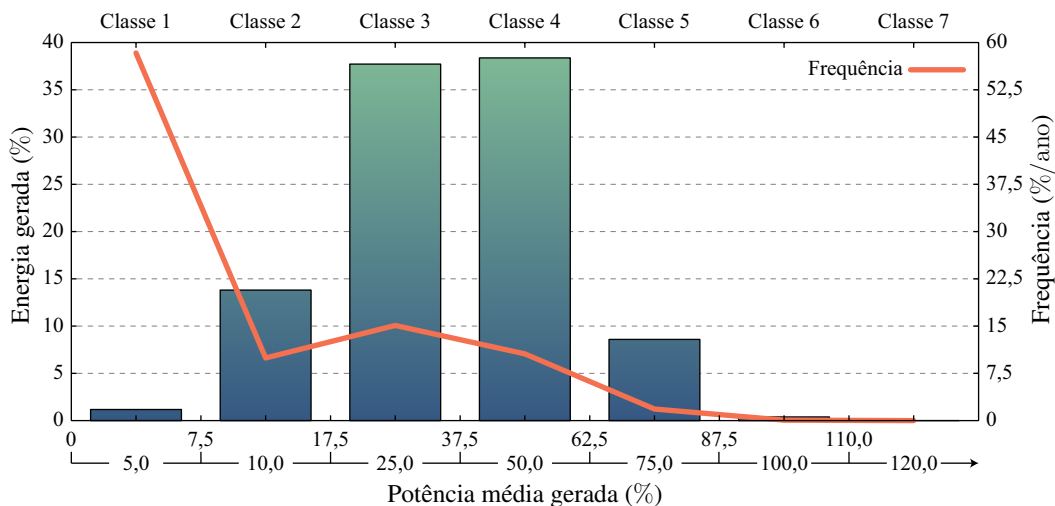


Figura 3.16: Energia disponível por ano para cada faixa de potência estabelecida pela norma IEC 61683 para um sistema de 210 W em Ourinhos.

A Tabela 3.6 apresenta a classificação da potência gerada pelo sistema fotovoltaico analisado. Na região de Ourinhos, destaca-se que as classes 3 e 4 correspondem juntas a mais de 75 % da energia produzida e são verificadas em um período de pouco mais de 26 % do ano. A partir desta análise, define-se o rendimento médio ponderado para a região de Ourinhos, cuja



equação é definida por

$$\eta_{\text{ORN}} = 0,01\eta_5\% + 0,13\eta_{10}\% + 0,38\eta_{25}\% + 0,39\eta_{50}\% + 0,08\eta_{75}\% + 0,01\eta_{100}\% \quad (3.19)$$

Tabela 3.6: Classificação da energia gerada anualmente por um módulo KD210 em Ourinhos.

Classe	Potência média (W)	Frequência de ocorrência (h)	Energia média (kW h)	Ponderação
Classe 1	10,5	5110,1	4,313	0,011 670
Classe 2	21,0	868,7	51,001	0,137 997
Classe 3	52,5	1320,9	139,369	0,377 100
Classe 4	105,0	927,2	141,793	0,383 657
Classe 5	157,5	159,9	31,691	0,085 748
Classe 6	210,0	5,9	1,415	0,003 828
Classe 7	252,0	0,0	0,000	0,000 000
Total:		8392,6	369,582	1,000 000

Assim como para São Martinho da Serra, destaca-se que a soma da frequência de ocorrência é inferior ao número de horas de um ano, novamente devido ao fato da inexistência de pares de valores para irradiação global e temperatura que permitissem uma análise mais detalhada sobre a energia gerada conforme aqui apresentado.

A Figura 3.17 ilustra o histograma dos pontos de operação de tensão e corrente na saída do módulo fotovoltaico submetido às condições médias anuais de irradiação e temperatura em Ourinhos. Deve-se destacar que para um sistema instalado nesta região, a faixa com a maior ocorrência encontra-se em aproximadamente 27 V e entre 4 A e 5 A, valores que refletem o aumento na irradiação global já demonstrado. Outro aspecto a ser ressaltado em comparação com os resultados obtidos para São Martinho da Serra é que devido a menor variação de temperatura, a faixa de variação da tensão entre os terminais do módulo é reduzida.

### 3.8.3 Brasília

A estação de Brasília localiza-se no Distrito Federal a 1023 m acima do nível do mar e suas coordenadas são 15°36'3" S e 47°42'47" O. A base de dados de Brasília conta com amostras desde o ano de 2004 e são disponibilizados um total de 108 meses com registros. Os valores máximos e médios da irradiação global, bem como os valores máximos, médios e mínimos da temperatura de superfície são ilustrados pela Figura 3.18, na qual verifica-se que tanto a irradiação média quanto a temperatura média mantêm-se aproximadamente constante no decorrer do ano.

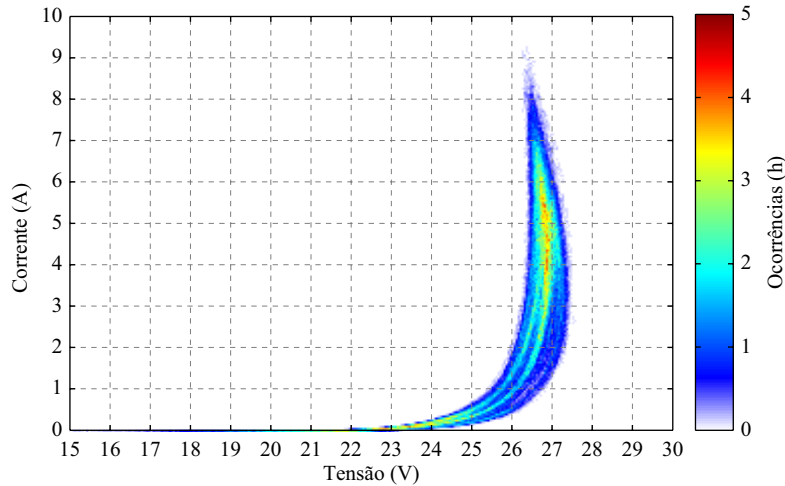


Figura 3.17: Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em Ourinhos.

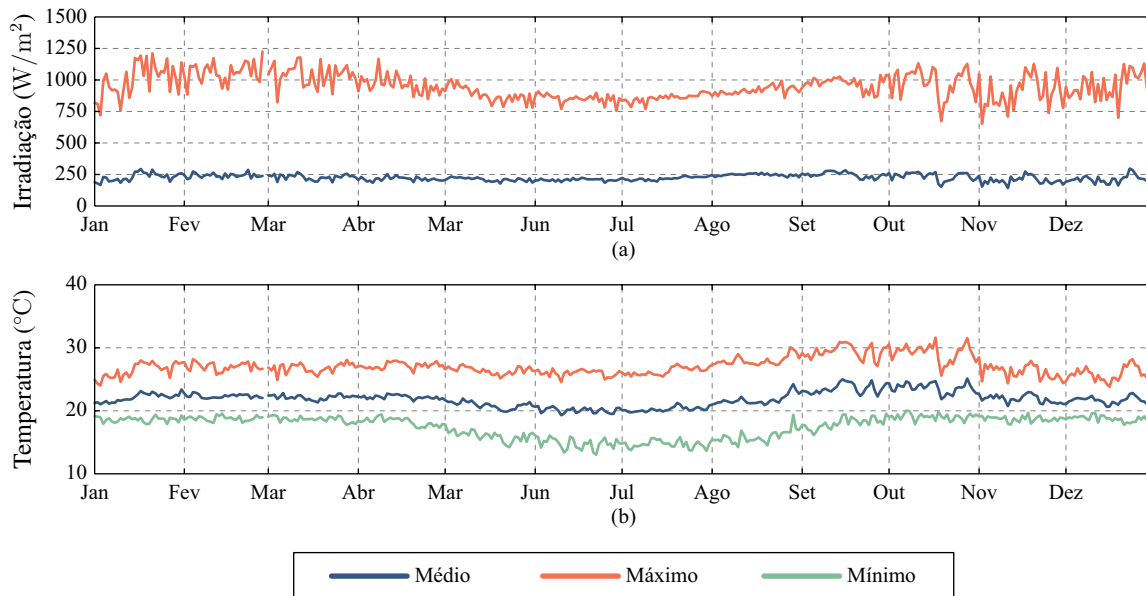


Figura 3.18: Valores médios, máximos e mínimos diários das variáveis de irradiação global e temperatura para a estação de Brasília.

A Figura 3.19 apresenta a classificação da energia de irradiação em faixas de  $50 \text{ W/m}^2$  e sua frequência de ocorrência ao longo do ano. Por estar localizada em uma região ainda mais ao norte que as duas estações analisadas anteriormente, destaca-se o aumento na energia de irradiação que pode ser verificada entre  $650 \text{ W/m}^2$  e  $750 \text{ W/m}^2$ .

Para o sistema de  $210 \text{ W}$  analisado tem-se a classificação da energia gerada conforme apresenta a Figura 3.20. Destaca-se o aumento significativo da energia gerada pela Classe 4, a qual corresponde a mais de 45 % da energia processada. A classificação detalhada é apresentada pela Tabela 3.7, cujas informações permitem a obtenção da figura de mérito do rendimento

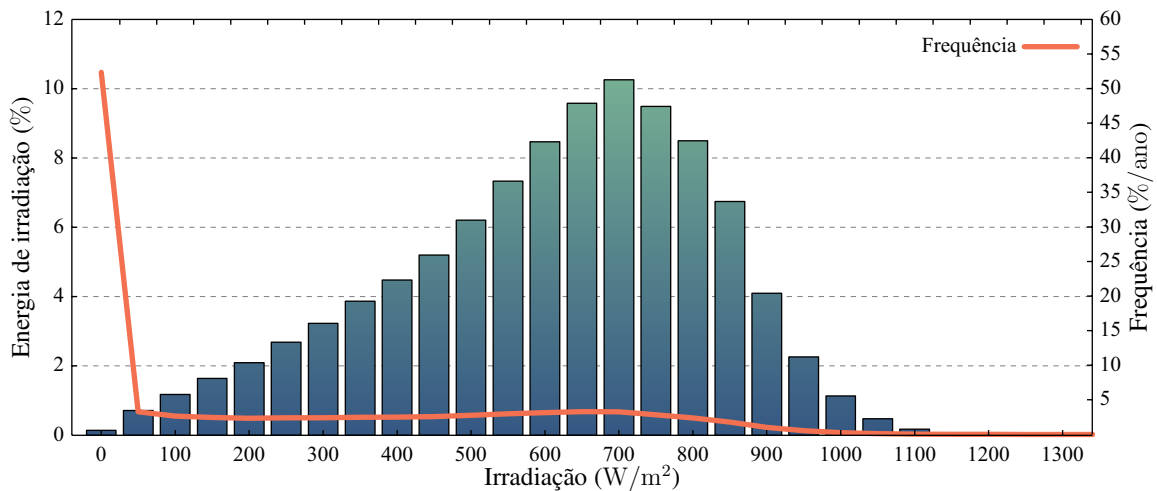


Figura 3.19: Energia disponível por ano para cada faixa de irradiação e o percentual de horas de ocorrência anual em Brasília.

médio ponderado para a região de Brasília, dada por

$$\eta_{BRB} = 0,01\eta_5\% + 0,11\eta_{10}\% + 0,29\eta_{25}\% + 0,46\eta_{50}\% + 0,12\eta_{75}\% + 0,01\eta_{100}\% \quad (3.20)$$

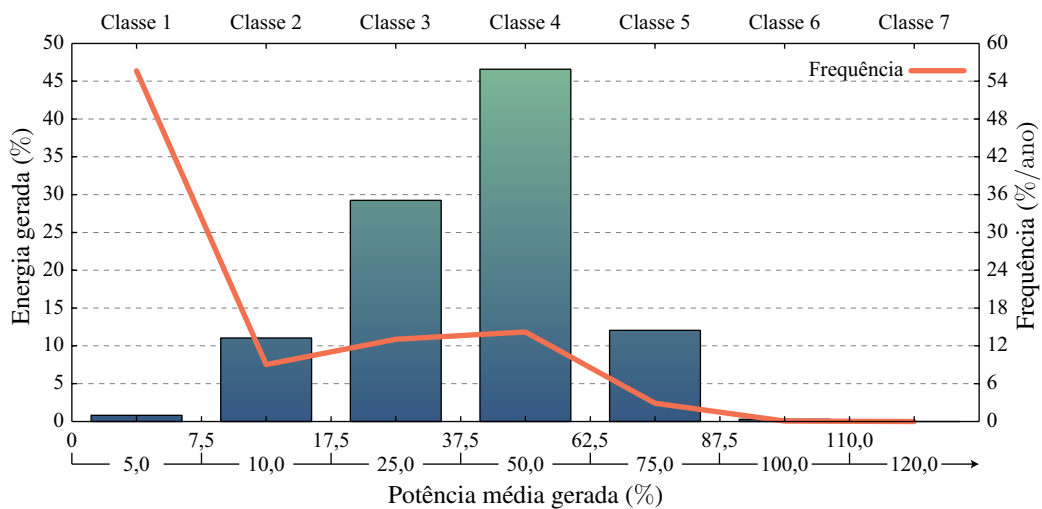


Figura 3.20: Energia disponível por ano para cada faixa de potência estabelecida pela norma IEC 61683 para um sistema de 210 W em Brasília.

A Figura 3.21 ilustra o histograma dos pontos de operação da corrente e da tensão entre os terminais do módulo fotovoltaico. Uma vez que os valores médios das variáveis de temperatura e irradiação sofrem pouca variação ao longo do ano, observa-se que a superfície formada pelos pontos de operação é ainda mais estreita quando comparada aos resultados obtidos para Ourinhos. Neste caso, a faixa de operação com maior ocorrência encontra-se próximo a 27 V e 6 A.

Tabela 3.7: Classificação da energia gerada anualmente por um módulo KD210 em Brasília.

Classe	Potência média (W)	Frequência de ocorrência (h)	Energia média (kW h)	Ponderação
Classe 1	10,5	4874,5	3,407	0,008 204
Classe 2	21,0	791,3	45,848	0,110 417
Classe 3	52,5	1142,3	121,372	0,292 303
Classe 4	105,0	1243,6	193,421	0,465 820
Classe 5	157,5	254,1	49,993	0,120 400
Classe 6	210,0	5,0	1,186	0,002 856
Classe 7	252,0	0,0	0,000	0,000 000
<b>Total:</b>		<b>8310,7</b>	<b>415,228</b>	<b>1,000 000</b>

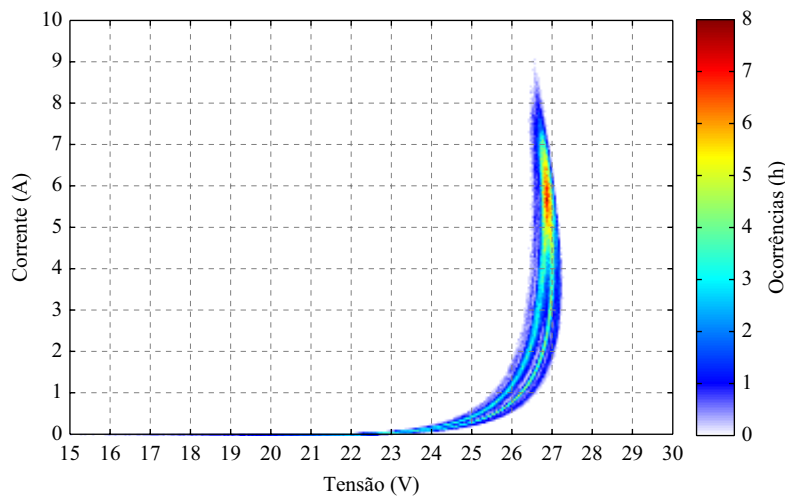


Figura 3.21: Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em Brasília.

### 3.8.4 Petrolina

A estação de Petrolina localiza-se no estado de Pernambuco com coordenadas  $9^{\circ}4'8''$  S e  $40^{\circ}19'11''$  O e a 387 m acima do nível do mar, sendo a estação mais próxima à linha do Equador entre as analisadas aqui. Sua base de dados fornece atualmente 106 meses de registros que datam a partir do ano de 2004. A Figura 3.22 apresenta os valores máximos e médios diários da irradiação global no plano horizontal, bem como os valores máximos, médios e mínimos da temperatura de superfície registrados pela estação.

Devido a sua localização, na estação de Petrolina é observada a maior média de temperatura de superfície e sem maiores amplitudes térmicas, variando entre  $24^{\circ}\text{C}$  e  $28^{\circ}\text{C}$  entre o inverno e o verão, respectivamente. Por sua vez, a irradiação média global varia entre  $160\text{ W/m}^2$  e  $270\text{ W/m}^2$  ao longo do ano. A classificação da energia de irradiação e a frequência de ocorrência é ilustrada pela Figura 3.23, a qual demonstra que a maior parcela da energia disponível encontra-se em uma faixa mais larga, entre  $550\text{ W/m}^2$  e  $800\text{ W/m}^2$ .

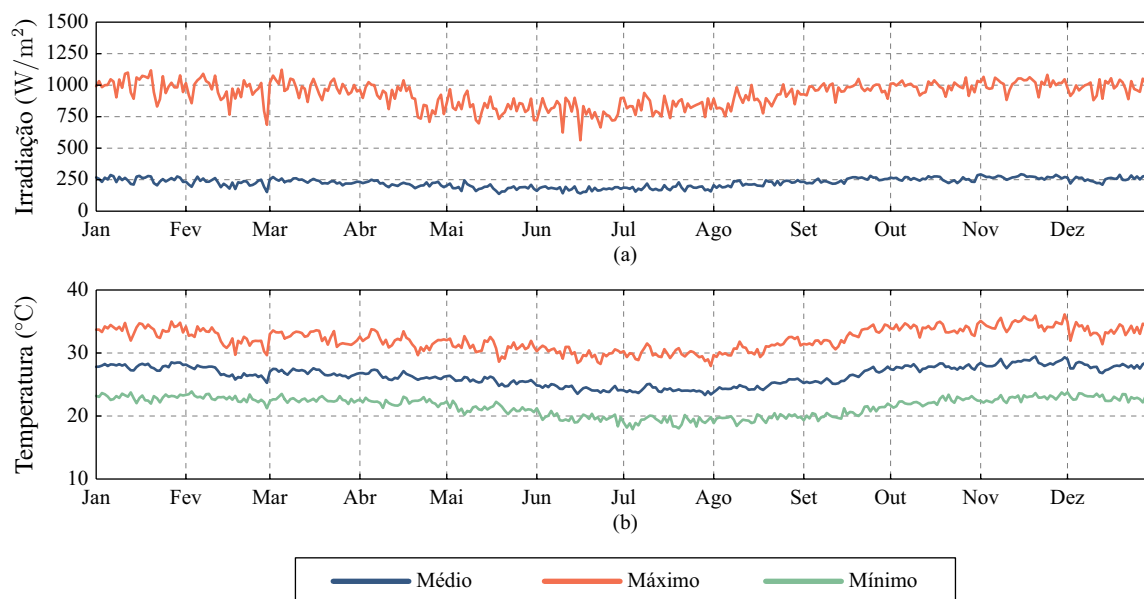


Figura 3.22: Valores médios, máximos e mínimos diários das variáveis de irradiação global e temperatura para a estação de Petrolina.

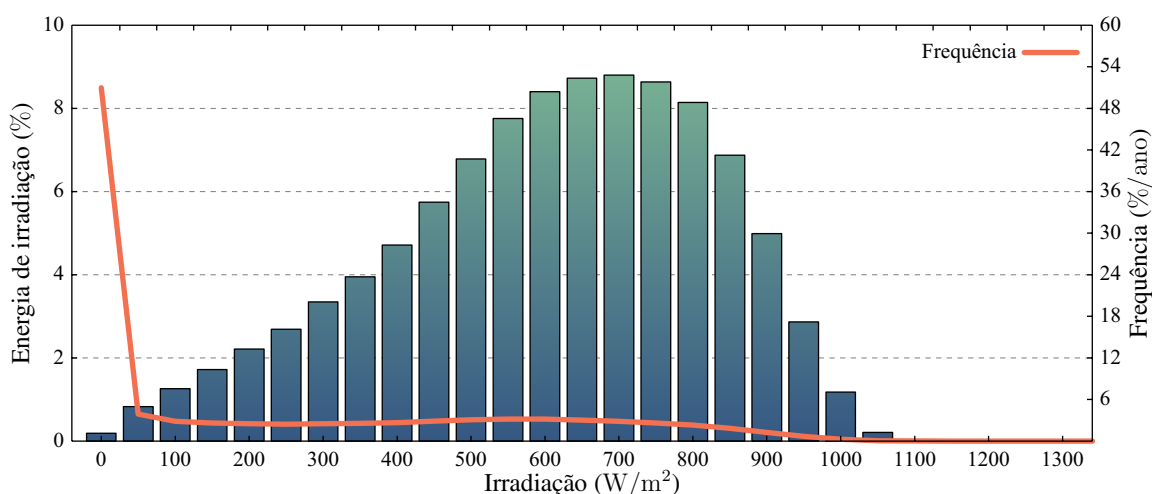


Figura 3.23: Energia disponível por ano para cada faixa de irradiação e o percentual de horas de ocorrência anual em Petrolina.

A Figura 3.24 apresenta a classificação da potência gerada pelo sistema de 210 W também analisado nas subseções anteriores. Os resultados mostram-se bastante similares aos obtidos na estação de Brasília, sendo que a maior parcela da energia, aproximadamente 45% do total, é processada pela Classe 4. A Classe 3 é a que apresenta a maior frequência de ocorrência, aproximadamente 1250 h, o que corresponde a pouco menos de 15% do ano.

A Tabela 3.8 apresenta a classificação detalhada da energia de irradiação processada ao longo do ano, da qual são obtidas as informações necessárias para a especificação da figura de mérito do rendimento médio ponderado para a região de Petrolina, a qual é definida por

$$\eta_{PTR} = 0,01\eta_{5\%} + 0,11\eta_{10\%} + 0,32\eta_{25\%} + 0,43\eta_{50\%} + 0,12\eta_{75\%} + 0,01\eta_{100\%} \quad (3.21)$$

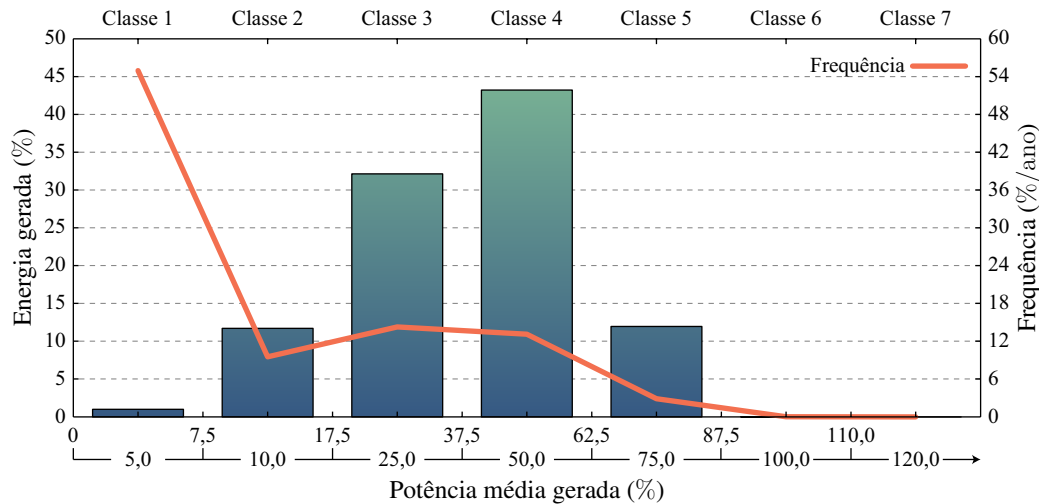


Figura 3.24: Energia disponível por ano para cada faixa de potência estabelecida pela norma IEC 61683 para um sistema de 210 W em Petrolina.

Tabela 3.8: Classificação da energia gerada anualmente por um módulo KD210 em Petrolina.

Classe	Potência média (W)	Frequência de ocorrência (h)	Energia média (kW h)	Ponderação
Classe 1	10,5	4814,0	4,102	0,009 927
Classe 2	21,0	834,6	48,313	0,116 921
Classe 3	52,5	1250,4	132,763	0,321 293
Classe 4	105,0	1148,4	178,579	0,432 171
Classe 5	157,5	252,5	49,422	0,119 604
Classe 6	210,0	0,2	0,035	0,000 085
Classe 7	252,0	0,0	0,000	0,000 000
<b>Total:</b>		8299,9	413,214	1,000 000

Por fim, a Figura 3.25 ilustra a superfície com os pontos de operação para a tensão e a corrente elétrica que flui pelos terminais do módulo fotovoltaico, na qual destaca-se que o perfil semelhante de irradiação e temperatura ao longo do dia resulta em uma superfície bastante definida para os pontos de operação do sistema. Observa-se que os pontos de operação com maior ocorrência encontram-se na faixa próxima a 26,7 V e entre 4 A e 6 A.

### 3.9 Considerações Finais

Os princípios básicos da geração de energia elétrica a partir da energia solar fotovoltaica foram apresentados neste capítulo. Demonstrou-se a energia mínima que um fóton deve possuir para desencadear o efeito fotovoltaico e os fatores ambientais que mais influenciam na capacidade de geração. A atmosfera terrestre funciona de maneira similar a um filtro, modificando o conteúdo espectral da radiação solar, atenuando determinados comprimentos

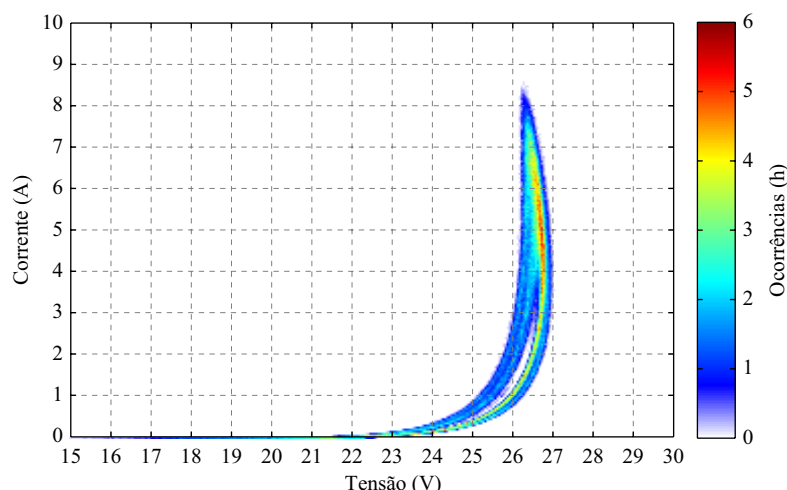


Figura 3.25: Histograma dos pontos de operação para tensão e corrente ao longo de um ano em Petrolina.

de onda e reduzindo o nível de radiação incidente na superfície terrestre. Além disso, foi visto que o caminho percorrido pela radiação ao longo da atmosfera também contribui com a redução do nível de radiação incidente.

A característica de saída das células fotovoltaicas foi analisada por meio da modelagem matemática apresentada na Seção 3.6, na qual o modelo de única exponencial foi escolhido por apresentar um compromisso entre simplicidade e precisão adequado ao trabalho, sendo sua validade apresentada na sequência.

Um aspecto importante para a conversão de energia solar em energia elétrica é fazê-la com o maior rendimento possível para que o máximo da radiação incidente seja aproveitada e o retorno sobre o investimento seja realizado no menor tempo possível. Por esta razão foi apresentado o conceito do rendimento médio ponderado, estabelecido pela norma IEC 61683 para a avaliação de condicionadores de energia para aplicações fotovoltaicas. Esta figura de mérito avalia o rendimento de dispositivos de conversão para diferentes pontos de operação, ponderados em função da parcela de energia associada a cada ponto de operação ao longo de um determinado período de tempo.

A partir de informações coletadas por estações meteorológicas e solarimétricas integrantes da rede SONDA, mantida pelo INPE, analisou-se detalhadamente o potencial de geração de energia para quatro localidades brasileiras: São Martinho da Serra, Ourinhos, Brasília e Petrolina. Pode-se verificar o quanto a localização geográfica influencia tanto na irradiação global incidente quanto na temperatura de superfície, sendo o principal fator a latitude do local. Por meio das amostras contidas nas bases de dados, foi possível determinar os fatores de ponderação para as equações de rendimento médio ponderado de forma a se obter quatro

figuras de mérito para avaliar o rendimento de conversores de energia instalados no Brasil, uma das contribuições desta Tese de Doutorado.

Por fim, também como contribuição incremental deste trabalho, foram demonstradas figuras de superfície que relacionam os pontos de operação de tensão e corrente na saída do módulo fotovoltaico e sua frequência ao longo do ano. Esta análise permite que os projetos de interfaces eletrônicas sejam otimizados para diferentes perfis de radiação solar, minimizando volume e maximizando o rendimento do sistema. Tais informações são importantes ferramentas que servirão de base para comparação do ganho no rendimento do sistema por meio do algoritmo de otimização de rendimento em sistemas de conversores paralelos, proposta central desta Tese de Doutorado.



# **4    MAXIMIZAÇÃO DE RENDIMENTO EM CONVERSORES PARALELOS**

No capítulo anterior foi demonstrado que a maior parcela da energia média processada pelas células fotovoltaicas encontra-se entre 20% e 60% de sua potência de pico no STC. Contudo, mesmo topologias de conversores ou técnicas de auxílio a comutação desenvolvidas para reduzir as perdas apresentam problema de baixo rendimento para operação em baixas potências. É o caso, por exemplo, dos conversores apresentados por Lai e Nelson (2007), Liu, Johnson e Lai (2005), Beltrame et al. (2010), ou Li et al. (2007).

Uma das alternativas encontradas para melhorar o rendimento em sistemas fotovoltaicos é o subdimensionamento dos conversores, deslocando a região de maior rendimento para a faixa de maior geração de energia do sistema fotovoltaico (DEUTSCHE GESELLSCHAFT FÜR SONNENENERGIE, 2008). Desta forma, embora haja uma limitação na capacidade de pico de geração, a melhoria de rendimento obtida justamente na faixa de potência em que o sistema opera a maior parte do tempo possibilita que a longo prazo a potência entregue à rede ou às cargas seja aumentada.

Conforme demonstrado no Capítulo 2, outra alternativa para a melhoria do rendimento global de um sistema é o uso de conversores conectados em paralelo (BERASATEGI et al., 2009). Arranjos como este permitem o uso de conversores modulares, de menor potência, empregando semicondutores com menores perdas e geralmente mais econômicos. Com uma estratégia de controle apropriada, este tipo de arranjo também possibilita que apenas um número mínimo de conversores estejam em operação para suprir a demanda de potência das cargas. Embora estratégias simples permitam melhorar o rendimento em baixas potências quando comparado a um conversor único de maior potência, não há ainda uma metodologia de projeto que garanta a maximização do rendimento nesse tipo de arranjo.

A contribuição principal desta Tese de Doutorado é baseada nesta necessidade, e define-se como objetivo a proposta, o desenvolvimento e a implementação de uma metodologia de

otimização de rendimento. Para um número qualquer de conversores conectados em paralelo, acompanhados dos parâmetros de suas curvas de rendimento, a metodologia deverá encontrar a distribuição ótima de potência entre os conversores de maneira a maximizar o rendimento do arranjo em todos os seus pontos de operação. A formulação e as etapas básicas da metodologia proposta são apresentadas nas seções seguintes.

## 4.1 Modelagem do Rendimento de Conversores

O rendimento de conversores estáticos é definido pela relação entre a potência de saída entregue às cargas ( $p_{out}$ ) e a potência de entrada ( $p_{in}$ ) fornecida pela fonte. As perdas no processo de conversão manifestam-se nas mais diversas formas, seja por condução ou comutação dos semicondutores, sistemas ancilares como a alimentação de circuitos de acionamento (*drivers*), proteção ou sinalização, entre outros (RAGGL et al., 2009; BIELA; BADSTUEBNER; KOLAR, 2009).

A composição total das perdas de um conversor varia, além de suas características tecnológicas e construtivas, em função de seu ponto de operação. Para baixas potências, as perdas nos circuitos de acionamentos das chaves tendem a ser mais significativas e também aproximadamente constantes. Com o aumento da potência, as perdas relativas à comutação e condução passam a se tornar mais significativas.

A tarefa de desenvolvimento de modelos matemáticos comumente se depara com a necessidade de um balanço entre complexidade e precisão. Para a maioria dos sistemas físicos, quanto maior a precisão desejada maior a complexidade de seu modelo matemático. O “princípio da incompatibilidade” destaca que com o aumento da complexidade, a capacidade de se fazer afirmações precisas de seu comportamento diminuem até atingir um limiar além do qual simplicidade e precisão tornam-se características mutuamente exclusivas (CIRSTEA et al., 2002). Assim, um bom modelo matemático é aquele que permite uma simplicidade suficiente sem sacrificar demasiadamente a precisão. Para o caso de se modelar o comportamento do rendimento de conversores em função das variações na tensão ou na potência podem-se utilizar diferentes estratégias. Nesta Tese, essa modelagem será realizada a partir de um conjunto de amostras que podem ser obtidas tanto de forma experimental quanto algébrica, a partir de uma análise de perdas mais detalhada dos conversores.

Uma extensa base de dados com resultados experimentais do rendimento de conversores comerciais para aplicações fotovoltaicas é disponibilizada pela CEC (CALIFORNIA ENERGY COMMISSION, 2013). Atualmente esta base de dados conta com mais de mil e duzentas análises de inversores, com amostras de rendimento para, pelo menos, três níveis de tensão de entrada

(mínimo, nominal e máximo) e os seis níveis de potência de saída empregados no cálculo do rendimento médio ponderado definidos em (3.17). Esses dados são um importante auxílio tanto para a modelagem do rendimento de conversores quanto para sua validação.

Nas subseções seguintes é apresentada uma breve revisão de modelos matemáticos empregados na representação das curvas ou superfícies de rendimento de conversores estáticos. Para verificar suas respostas e avaliar a correlação entre as amostras e os modelos matemáticos foram escolhidos aleatoriamente quatro inversores dessa base de dados. Os resultados experimentais de rendimento são apresentados na Tabela 4.1 para os níveis mínimos, nominais e máximos de tensão de entrada, bem como os seis níveis de potência de saída utilizados para o cálculo do rendimento californiano. Os modelos de inversores escolhidos são o SINVERT PVS351 UL da Siemens, PV20-208 da Xantrex Technologies, SPR-2500 da SunPower Corp, e o SWR2500U da SMA Technologie AG. Cabe destacar aqui que o objetivo desta análise não é a comparação de inversores, mas sim a utilização de seus resultados experimentais na validação dos modelos apresentados.

Tabela 4.1: Resultados experimentais de conversores comerciais avaliados na modelagem do rendimento.

Modelo	Tensão (V)	Potência processada					
		10 %	20 %	30 %	50 %	75 %	100 %
SINVERT PVS351 UL	330	94,7	96,3	96,9	96,9	96,8	96,8
	400	84,8	90,7	93,0	94,6	95,5	95,2
	480	91,8	95,5	97,7	97,7	97,4	96,6
PV20-208	330	84,7	90,3	92,3	93,8	94,0	93,8
	368	83,9	89,7	91,6	93,1	93,4	93,0
	480	81,3	87,1	89,9	91,3	91,7	90,7
SPR-2500	140	87,1	93,3	94,9	95,8	95,8	95,6
	218	85,2	92,4	93,8	95,2	95,4	95,1
	400	80,4	90,0	91,7	93,7	94,5	93,8
SWR2500U	250	91,0	93,93	94,6	94,5	93,9	93,3
	300	89,8	93,21	93,9	94,1	93,7	92,9
	480	86,3	90,48	91,9	92,6	92,3	91,8

As modelagens do rendimento apresentadas a seguir consideram dois casos. O primeiro conjunto de modelos considera apenas as variações de potência, denominados aqui como modelos unidimensionais, e o segundo caso apresenta uma revisão de modelos que consideram variações tanto na potência processada quanto na tensão de entrada, denominados bidimensionais.

### 4.1.1 Modelo para potência variável

A variável de maior relevância para aproximação das perdas em conversores é a potência processada. Em função dos diferentes pontos de operação o rendimento pode sofrer variações significativas. Além disso, em muitas aplicações este pode ser o único parâmetro que sofre variações. Assim, os primeiros modelos de rendimento investigados são para os casos unidimensionais, nos quais apenas a potência processada levada em consideração.

Uma abordagem bastante simples é apresentada por Keating et al. (1991), o qual propõe uma interpolação linear entre amostras de rendimento que podem ser obtidas tanto por meio de simulação quanto experimentalmente. Esta interpolação é definida por

$$\eta(p) = \eta_{\text{inf}} + \frac{(p - p_{\text{inf}})(\eta_{\text{sup}} - \eta_{\text{inf}})}{(p_{\text{sup}} - p_{\text{inf}})} \quad (4.1)$$

sendo  $p$  a potência para a qual o rendimento será calculado,  $p_{\text{inf}}$  e  $p_{\text{sup}}$  as amostras inferior e superior da potência do conversor, bem como  $\eta_{\text{inf}}$  e  $\eta_{\text{sup}}$  que representam os valores de rendimento para o ponto inferior e superior, respectivamente. Contudo, esta abordagem exige a disponibilidade de uma tabela com amostras de rendimento e sua precisão pode ser seriamente comprometida caso o intervalo entre as amostras de potência seja elevado. Outro aspecto negativo desta abordagem são as descontinuidades nas derivadas. Esta característica impossibilita sua utilização em muitos métodos de otimização numérica, reduzindo seu interesse em relação aos objetivos desta tese.

Driesse, Jain e Harrison (2008) apresentam um modelo simples no qual as perdas dos conversores são aproximadas por uma função de segundo grau dada por

$$\eta(p) = \alpha_0 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2 \quad (4.2)$$

sendo  $\alpha_0$ ,  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  coeficientes que devem ser obtidos por meio de métodos numéricos de ajuste de curva. Todavia, verificam-se algumas limitações deste modelo na representação do rendimento em baixas potências para algumas curvas.

Outra abordagem é apresentada em Dupont et al. (2013), o qual trata a curva de rendimento como uma função racional descrita por

$$\eta(p) = \frac{\alpha_1 p + \alpha_0}{p^2 + \beta_1 p + \beta_0} \quad (4.3)$$

sendo  $\alpha_1$ ,  $\alpha_0$ ,  $\beta_1$ , e  $\beta_0$  os coeficientes obtidos por métodos numéricos para ajuste de curva. Este modelo apresenta boa capacidade de ajuste às amostras em todas as faixas de potência, porém

pode apresentar problemas na representação do rendimento para níveis de potência próximos da origem.

Um quarto modelo é apresentado em Jantsch, Schimidt e Schmid (1992), no qual os autores aproximam a curva de rendimento por meio de

$$\eta(p) = \frac{p}{p + (k_0 + k_1p + k_2p^2)} \quad (4.4)$$

sendo  $k_0$ ,  $k_1$  e  $k_2$  os coeficientes a serem ajustados. Em comparação ao modelo proposto por Dupont et al. (2013) este modelo apresenta um número menor de coeficientes e naturalmente garante que o rendimento seja nulo na origem do eixo de potências.

A Figura 4.1 ilustra um comparativo entre os três principais modelos apresentados acima em função das amostras de rendimento definidas na Tabela 4.1 para os quatro conversores comerciais utilizados para avaliação. O ajuste dos coeficientes foi realizado com auxílio da ferramenta `cftool` do Matlab empregando o algoritmo de Levenberg-Marquardt (MARQUARDT, 1963). Os coeficientes obtidos são apresentados na Tabela 4.2 e uma análise mais aprofundada dos resultados obtidos para a aplicação de cada modelo é apresentada pela Tabela 4.3, demonstrando os erros percentuais de aproximação com relação a cada amostra e o erro eficaz ( $RMS_e$ ) referente a todo o conjunto de amostras.

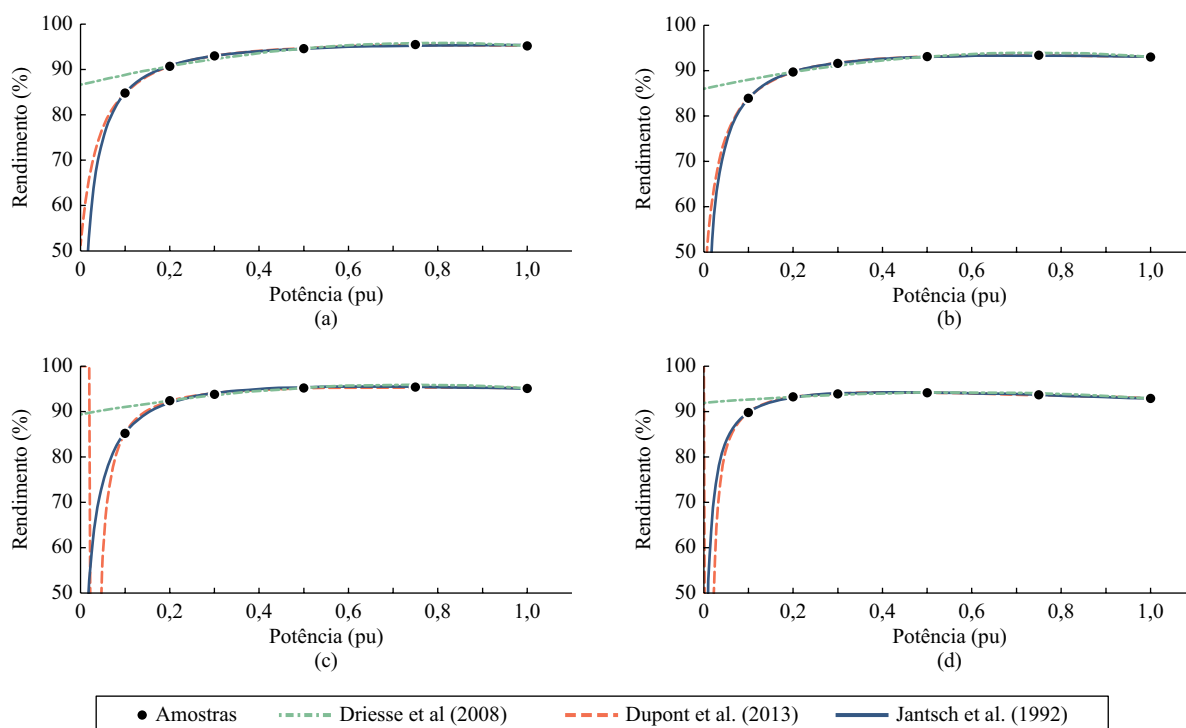


Figura 4.1: Comparativo entre os modelos unidimensionais de rendimento aplicado a conversores comerciais: (a) Siemens SINVERT PVS351 UL; (b) Xantrex Technologies PV20-208; (c) SunPower Corp SPR-2500; (d) SMA Technologie AG SWR2500U.

Tabela 4.2: Coeficientes obtidos por ajuste de curva para os modelos de rendimento unidimensionais.

Modelo	Coeficiente	PVS351 UL	PV20-208	SPR-2500	SWR2500U
Driesse et al. 2008	$\alpha_0$	0,866 250	-0,144 167	-0,119 167	-0,070 667
	$\alpha_1$	0,233 250	0,214 250	0,176 750	0,080 800
	$\alpha_2$	-0,147 500	0,859 917	0,893 417	0,918 767
Dupont et al. 2013	$\alpha_0$	0,797 308	0,339 507	-1,848 300	-0,339 240
	$\alpha_1$	34,922 400	0,026 225	51,050 800	23,611 300
	$\beta_0$	1,554 800	0,849 967	-1,397 100	-0,181 016
	$\beta_1$	34,933 900	0,026 701	52,092 600	24,227 300
Jantsch et al. 1992	$k_0$	0,016 188	0,016 192	0,017 534	0,008 789
	$k_1$	0,016 676	0,027 338	-0,008 133	0,020 762
	$k_2$	0,015 689	0,030 676	0,043 315	0,047 092

Tabela 4.3: Análise do erro de aproximação com relação as amostras para os modelos de rendimento unidimensionais.

Conversor	Modelo	Potência processada						RMS <sub>e</sub>
		10 %	20 %	30 %	50 %	75 %	100 %	
PVS351 UL	Driesse et al. (2008)	4,010	0,000	0,705	0,000	0,321	0,000	0,012 183
	Dupont et al. (2013)	0,004	0,019	0,017	0,142	0,191	0,081	0,001 794
	Jantsch et al. (1992)	0,063	0,146	0,006	0,016	0,264	0,169	0,002 037
PV20-208	Driesse et al. (2008)	4,090	0,000	0,478	0,000	0,551	0,000	0,012 361
	Dupont et al. (2013)	0,007	0,063	0,095	0,010	0,070	0,041	0,001 001
	Jantsch et al. (1992)	0,030	0,031	0,099	0,082	0,110	0,091	0,001 145
SPR-2500	Driesse et al. (2008)	5,790	0,000	0,228	0,000	0,494	0,000	0,016 280
	Dupont et al. (2013)	0,007	0,120	0,238	0,108	0,094	0,077	0,002 214
	Jantsch et al. (1992)	0,157	0,505	0,246	0,165	0,044	0,107	0,003 567
SWR2500U	Driesse et al. (2008)	2,824	0,000	0,225	0,000	0,301	0,000	0,008 217
	Dupont et al. (2013)	0,003	0,042	0,076	0,028	0,035	0,026	0,000 723
	Jantsch et al. (1992)	0,028	0,110	0,078	0,022	0,009	0,008	0,000 815

Da análise dos resultados, dois aspectos devem ser destacados. Primeiramente, no que se refere ao menor erro entre as amostras e a curva aproximada, verifica-se na Tabela 4.3 que o modelo de Dupont et al. (2013) é o que apresenta os menores valores de RMS<sub>e</sub>, auxiliado por um número maior de coeficientes. Por outro lado, ao analisar as curvas aproximadas da Figura 4.1 verifica-se que o modelo de Jantsch et al. (1992) é o que melhor apresenta o perfil esperado para uma curva de rendimento, principalmente quando comparados os perfis ilustrados na Figura 4.1(c). Os resultados obtidos com o modelo de Dupont et al. (2013) podem ser melhorados se uma amostra com rendimento nulo for adicionada ao conjunto. É o caso, por exemplo, da inclusão da potência mínima abaixo da qual o conversor se desliga. Para o modelo de Driesse et al. (2008), se uma amostra com rendimento nulo for adicionada, o

algoritmo de ajuste de curva tem problemas para convergência abaixo de um erro aceitável uma vez que o próprio modelo é incapaz desta representação se  $\alpha_0 \neq 0$ . Visto que nem todos os fabricantes fornecem diretamente o parâmetro da potência mínima, essa alternativa para compensar eventuais problemas de aproximação em baixa potência não foi considerada na análise desta Tese.

Levando em consideração tais questões, nesta Tese optou-se por empregar o modelo de Jantsch et al. (1992) para a modelagem do rendimento de conversores estáticos quando as variações na tensão de entrada são desprezíveis e os conversores operarem apenas com variação na potência processada. Conforme apresentado na seção a seguir, esse modelo possui ainda a possibilidade de ser expandido com relativa facilidade para incluir a representação do efeito de outras variáveis, como a tensão de entrada.

#### 4.1.2 Modelo para potência e tensão de entrada variável

Para as aplicações nas quais a tensão de entrada do conversor sofre variações que não podem ser desprezadas, como é o caso das aplicações fotovoltaicas, o modelo do rendimento também deverá considerar essas variações. A questão que surge é como representar as variações da tensão de entrada sobre o rendimento. Neste sentido, Chivelet, Chenlo-Romero e Alonso-Garcia (1994) propõe um modelo para a determinação do rendimento em função da tensão de entrada e da potência a partir de um circuito elétrico equivalente. Neste circuito, entre a fonte e a carga é inserido um resistor série  $R_{ss}$  para representar as perdas ôhmicas e uma resistência paralela  $R_{pp}$  que representa o autoconsumo do conversor. Este modelo é descrito por

$$\eta(p, v_{in}) = \frac{2pR_{ss}}{v_{in}^2} \frac{1}{1 - \sqrt{1 - 4 \frac{R_{ss}}{v_{in}^2} \left( p + \frac{v_{out}^2}{R_{pp}} \right)}} \quad (4.5)$$

Outra abordagem é apresentada por Rampinelli (2010), que modifica os coeficientes  $k_0$ ,  $k_1$  e  $k_2$  de Jantsch, Schimidt e Schmid (1992), definido em (4.4), tornando-os dependentes e funções da tensão de entrada. O modelo proposto é então definido por

$$\eta(p, v_{in}) = \frac{p}{p + (k_0(v_{in}) + k_1(v_{in})p + k_2(v_{in})p^2)} \quad (4.6)$$

sendo  $k_0(v_{in})$ ,  $k_1(v_{in})$  e  $k_2(v_{in})$  funções que descrevem o comportamento de  $k_0$ ,  $k_1$  e  $k_2$  em função da variação da tensão de entrada. Todavia, essas funções não são especificadas. Com o intuito de compreender melhor os efeitos da variação de  $k_0$ ,  $k_1$  e  $k_2$  sobre a curva de rendimento, e assim visualizar melhor os impactos da variação da tensão de entrada sobre esses coeficientes,

a Figura 4.2 apresenta uma análise de variação paramétrica, sobre uma curva hipotética de rendimento. Para cada situação, cada um dos três coeficientes é variado individualmente. O conhecimento desse comportamento facilita na interpretação e formulação das funções a serem aplicadas em (4.6).

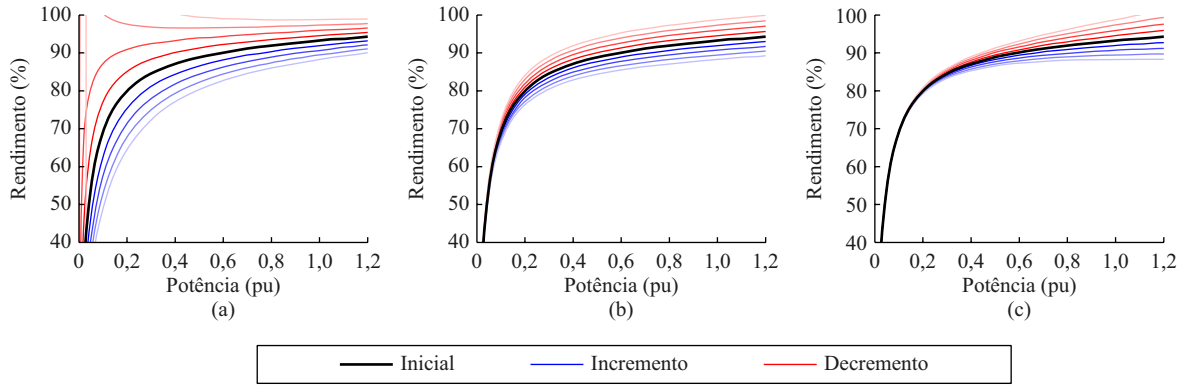


Figura 4.2: Efeito da variação dos coeficientes  $k_0$ ,  $k_1$  e  $k_2$  sobre uma curva qualquer de rendimento (a) variações em  $k_0$ , (b) variações em  $k_1$ , (c) variações em  $k_2$ .

Assumindo que a tensão de entrada afete linearmente o rendimento dos conversores, pode-se modelar seu efeito definindo as funções

$$k_0(v_{in}) \triangleq k_{0,0} + k_{0,1}v_{in} \quad (4.7)$$

$$k_1(v_{in}) \triangleq k_{1,0} + k_{1,1}v_{in} \quad (4.8)$$

$$k_2(v_{in}) \triangleq k_{2,0} + k_{2,1}v_{in} \quad (4.9)$$

sendo  $k_{0,0}$ ,  $k_{0,1}$ ,  $k_{1,0}$ ,  $k_{1,1}$ ,  $k_{2,0}$  e  $k_{2,1}$  os coeficientes a serem ajustados. Assim, o rendimento do conversor pode ser representado pela superfície definida por

$$\eta(p, v_{in}) = \frac{p}{p + \left( (k_{0,0} + k_{0,1}v_{in}) + (k_{1,0} + k_{1,1}v_{in})p + (k_{2,0} + k_{2,1}v_{in})p^2 \right)} \quad (4.10)$$

denominada deste ponto em diante como modelo linear, em razão do tipo de dependência com a tensão de entrada.

Para conversores cujo efeito das variações na tensão de entrada não possa ser representado linearmente, pode-se optar por um modelo no qual os coeficientes da superfície de rendimento variam de forma quadrática tanto com a tensão de entrada quanto com a potência processada. Para isto, definem-se as funções

$$k_0(v_{in}) \triangleq k_{0,0} + k_{0,1}v_{in} + k_{0,2}v_{in}^2 \quad (4.11)$$

$$k_1(v_{in}) \triangleq k_{1,0} + k_{1,1}v_{in} + k_{1,2}v_{in}^2 \quad (4.12)$$

$$k_2(v_{in}) \triangleq k_{2,0} + k_{2,1}v_{in} + k_{2,2}v_{in}^2 \quad (4.13)$$



que serão aplicadas em (4.6) e resultam no modelo de duplo quadrático no qual  $k_{0,0}$ ,  $k_{0,1}$ ,  $k_{0,2}$ ,  $k_{1,0}$ ,  $k_{1,1}$ ,  $k_{1,2}$ ,  $k_{2,0}$ ,  $k_{2,1}$  e  $k_{2,2}$  são os coeficientes que devem ser determinados por um algoritmo numérico de ajuste de superfície. É importante salientar que embora este modelo possibilite melhorar a aproximação dos resultados experimentais, ou de simulação, das amostras de rendimento, há um elevado número de coeficientes a serem determinados. Como consequência, um número maior de amostras deve ser informado ao algoritmo de ajuste.

Por fim, Driesse, Jain e Harrison (2008) propõe um modelo melhorado, conforme denominado pelos autores, cujo termo quadrático da tensão de entrada, que não possui significado físico, é substituído pelo inverso da tensão de entrada para representar a existência de múltiplas dependências com respeito a esta variável. O modelo proposto pelos autores é definido por

$$\eta(p, v_{in}) = \frac{p}{p + b_0(v_{in}) + b_1(v_{in})p + b_2(v_{in})p^2} \quad (4.14)$$

na qual as funções  $b_0(v_{in})$ ,  $b_1(v_{in})$  e  $b_2(v_{in})$  são dadas por

$$b_0(v_{in}) = b_{0,0} + b_{0,1}(v_{in} - 1) + b_{0,2} \left( \frac{1}{v_{in}} - 1 \right) \quad (4.15)$$

$$b_1(v_{in}) = b_{1,0} + b_{1,1}(v_{in} - 1) + b_{1,2} \left( \frac{1}{v_{in}} - 1 \right) \quad (4.16)$$

$$b_2(v_{in}) = b_{2,0} + b_{2,1}(v_{in} - 1) + b_{2,2} \left( \frac{1}{v_{in}} - 1 \right) \quad (4.17)$$

sendo  $b_{0,0}$ ,  $b_{0,1}$ ,  $b_{0,2}$ ,  $b_{1,0}$ ,  $b_{1,1}$ ,  $b_{1,2}$ ,  $b_{2,0}$ ,  $b_{2,1}$  e  $b_{2,2}$  os coeficientes de ajuste de superfície a serem determinados.

A Figura 4.3 apresenta um comparativo dos resultados obtidos para os quatro modelos analisados. Neste comparativo foram utilizados apenas os dados experimentais do inversor SINVERT PVS351 UL da Siemens, por ser o equipamento que apresenta maior complexidade em sua superfície de rendimento. Conforme pode ser verificado nos valores de suas amostras, na região da tensão nominal o inversor apresenta os menores valores de rendimento, o que destaca, neste caso, a não-linearidade do rendimento em função da tensão de entrada.

O comparativo apresentado na Figura 4.3 demonstra o ajuste de superfície obtido para cada modelo tendo como dados de entrada as amostras de rendimento para três níveis de tensão de entrada, a tensão mínima especificada pelo fabricante ( $v_{min}$ ), a máxima ( $v_{máx}$ ), e a nominal ( $v_{nom}$ ), bem como seis potências de operação (10 %, 20 %, 30 %, 50 %, 75 % e 100 % da potência nominal). Os valores de rendimento experimentais são representados pelos pontos nos gráficos. Inicialmente, a Figura 4.3(a) ilustra a superfície ajustada com base no modelo de circuito equivalente proposto por Chivelet, Chenlo-Romero e Alonso-Garcia (1994). Por ser um modelo linear, a superfície ajustada é incapaz de representar adequadamente as variações

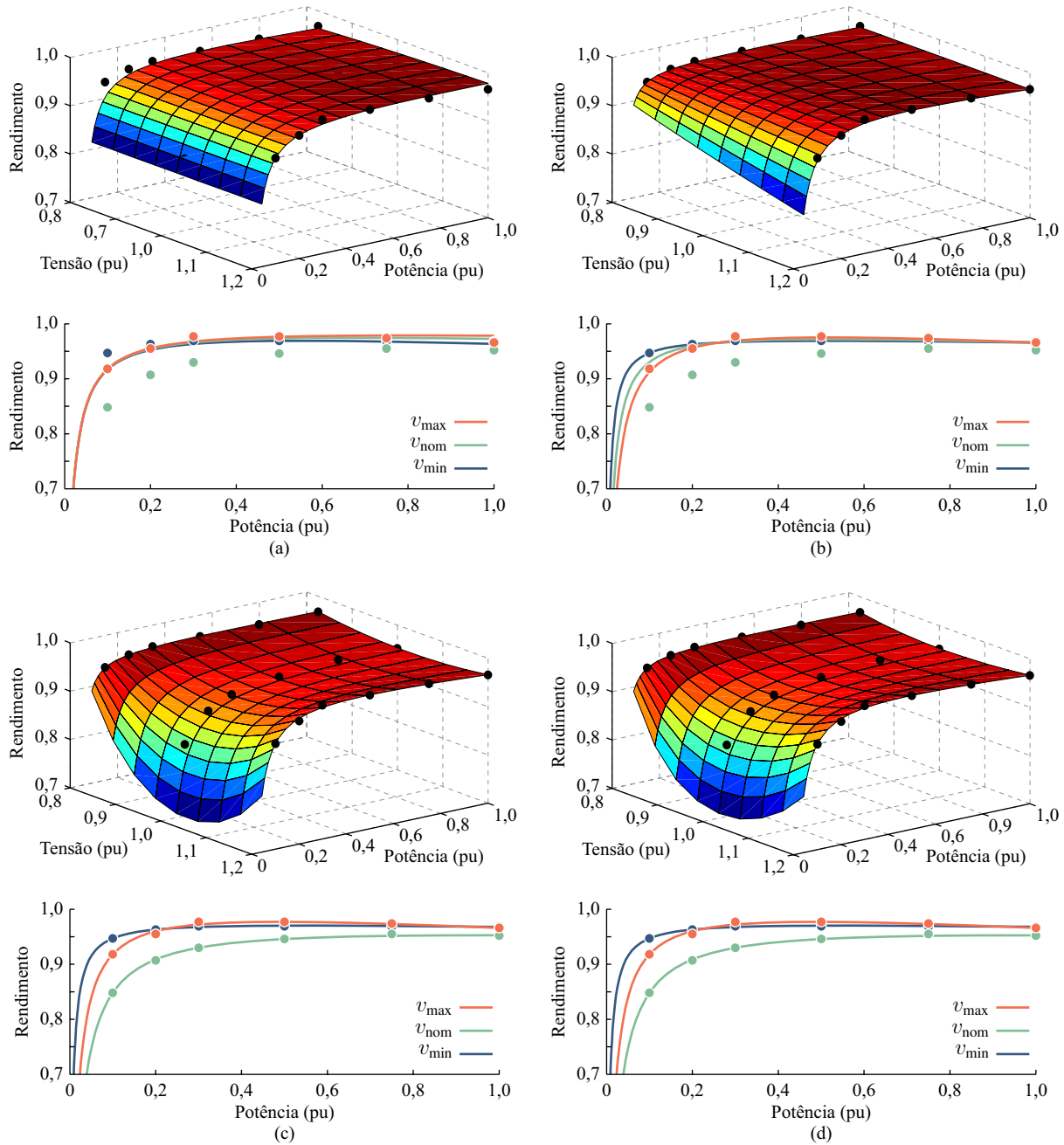


Figura 4.3: Comparativo entre os modelos bidimensionais de rendimento aplicados ao conversor Siemens SINVERT PVS351 UL (a) Chivelet et al. (1994); (b) linear; (c) duplo quadrático; (d) Driesse et al. (2008).

de rendimento em função da tensão de entrada, as quais são significativas em função do conversor escolhido para esta análise. Abaixo da superfície ajustada, apresentam-se as curvas de rendimento obtidas pelo modelo e os valores das amostras para cada nível de tensão.

Na sequência, a Figura 4.3(b) apresenta a superfície ajustada para o modelo linear em função da tensão de entrada. Conforme observado este modelo apresenta bom ajuste nos extremos da tensão, mas também mostrou-se incapaz de tangenciar a superfície junto às amostras da tensão nominal. Tanto o modelo duplo quadrático, cujos resultados são ilustrados

pela Figura 4.3(c), quanto o modelo melhorado de Driesse, Jain e Harrison (2008), com resultados ilustrados na Figura 4.3(d), mostram-se muito próximos entre si. Ambos são capazes de representar com boa precisão os efeitos das variações na potência processada e das variações na tensão de entrada, abrangendo também a classe de conversores com comportamento não-linear do rendimento em função da tensão de entrada. Os coeficientes obtidos para cada modelo são apresentados pela Tabela 4.4, não apenas para o inversor SINVERT PVS351 UL, mas também para os outros três inversores não ilustrados nesta análise para não torná-la demasiadamente extensiva.

Tabela 4.4: Coeficientes obtidos por ajuste de curva para os modelos de rendimento bidimensionais.

Modelo	Coeficiente	PVS351 UL	PV20-208	SPR-2500	SWR2500U
Chivelet et al. 2008	$R_s$	0,018 445	0,047 270	0,010 857	0,040 253
	$R_p$	113,889 200	48,507 200	58,067 500	78,641 000
Linear	$k_{0,0}$	-0,012 108	0,007 159	0,008 946	0,002 953
	$k_{0,1}$	0,019 166	0,009 159	0,008 419	0,005 574
	$k_{1,0}$	0,093 470	0,002 675	-0,002 564	-0,002 266
	$k_{1,1}$	-0,092 068	0,024 098	-0,001 222	0,024 053
	$k_{2,0}$	-0,045 646	-0,022 483	0,028 835	0,055 342
	$k_{2,1}$	0,072 470	0,054 434	0,009 634	-0,009 114
Duplo quadrático	$k_{0,0}$	-0,272 318	0,017 423	0,013 947	-0,295 399
	$k_{0,1}$	0,552 449	-0,010 144	0,000 431	0,011 484
	$k_{0,2}$	-0,264 020	0,008 743	0,002 868	-0,002 424
	$k_{1,0}$	-0,363 435	-0,056 624	-0,037 123	0,003 804
	$k_{1,1}$	0,845 702	0,135 521	0,055 168	0,013 252
	$k_{1,2}$	-0,465 845	-0,050 266	-0,020 468	0,004 380
	$k_{2,0}$	0,224 835	0,009 577	0,064 668	0,049 733
	$k_{2,1}$	-0,493 383	-0,005 481	-0,049 612	0,306 397
Driesse et al. 2008	$b_{0,0}$	0,016 115	0,016 023	0,017 246	0,008 764
	$b_{0,1}$	-0,246 360	0,017 909	0,010 408	0,003 273
	$b_{0,2}$	-0,261 529	0,010 291	0,003 388	-0,003 052
	$b_{1,0}$	0,016 360	0,028 617	-0,002 423	0,021 436
	$b_{1,1}$	-0,561 493	-0,026 207	-0,016 066	0,026 784
	$b_{1,2}$	-0,459 180	-0,059 601	-0,024 237	0,003 431
	$b_{2,0}$	0,017 307	0,030 473	0,036 701	0,046 342
	$b_{2,1}$	0,365 717	0,080 507	0,025 814	-0,008 624
	$b_{2,2}$	0,277 628	0,032 399	0,025 804	0,001 091

A Tabela 4.5 detalha os valores eficazes do erro de aproximação ( $RMS_e$ ) resultantes empregando os quatro modelos apresentados acima e em função dos dados experimentais dos quatro conversores avaliados. Observa-se que para todos os casos apresentados, a modelagem do rendimento como um circuito elétrico equivalente é o que apresenta o maior erro de aproximação. Por outro lado, os outros três modelos proporcionaram uma boa correlação entre

as amostras de rendimento e a superfície ajustada, exceto para as amostras de rendimento do conversor PVS351 UL da Siemens, devido a não-linearidade já comentada.

Tabela 4.5: Valores eficazes do erro de aproximação ( $RMS_e$ ) no ajuste das superfícies de rendimento em função do modelo empregado.

Conversor	Modelo			
	Circuito equivalente	Linear	Duplo quadrático	Melhorado
PVS351 UL	0,026 514	0,022 003	0,002 782	0,002 789
PV20-208	0,022 041	0,001 858	0,002 873	0,002 882
SPR-2500	0,023 308	0,003 033	0,005 170	0,005 168
SWR2500U	0,026 989	0,000 850	0,000 893	0,000 881

Por ser mais econômico sob o ponto de vista computacional, e por permitir aproximar superfícies de rendimento não-lineares, o modelo duplo quadrático será empregado nesta Tese de Doutorado para o desenvolvimento da metodologia de maximização de rendimento proposta.

## 4.2 Otimização do Rendimento em Conversores Paralelos

No Capítulo 2 foi demonstrado que o rendimento de um sistema de geração de energia pode ser melhorado por meio da conexão de múltiplos conversores em paralelo. Além disso, em posse de um modelo matemático adequado que descreva o rendimento de conversores em função de suas principais variáveis, busca-se uma forma de otimizar o rendimento global de um arranjo de conversores.

Indiferentemente dos dados disponíveis, ou do modelo matemático utilizado, o rendimento de conversores é definido apenas pela relação entre a potência de saída e a potência de entrada

$$\eta = \frac{p_{\text{out}}}{p_{\text{in}}} \quad (4.18)$$

Com o intuito de maximizar o rendimento em um sistema composto por conversores conectados em paralelo pode-se equacionar o rendimento total como um problema de otimização. Em um arranjo composto de  $n_c$  conversores, o rendimento pode ser determinado pela mesma relação (4.18), expandida para todos os conversores do arranjo, ou seja,

$$\eta = \frac{\sum_{m=1}^{n_c} p_{\text{out},m}}{\sum_{m=1}^{n_c} p_{\text{in},m}} = \frac{p_{\text{out},1} + p_{\text{out},2} + \dots + p_{\text{out},n_c}}{p_{\text{in},1} + p_{\text{in},2} + \dots + p_{\text{in},n_c}} \quad (4.19)$$

que representa a relação entre a potência total fornecida pelos conversores pela potência total absorvida da fonte.

A relação do rendimento pode ser matematicamente descrita de diversas formas, como

$$\eta = f(p_{\text{in}}) \quad (4.20)$$

$$\eta = f(p_{\text{out}}) \quad (4.21)$$

$$\eta = f(p_{\text{in}}, v_{\text{in}}) \quad (4.22)$$

$$\eta = f(p_{\text{out}}, v_{\text{in}}) \quad (4.23)$$

Sob o ponto de vista de análise e implementação prática de estratégias de controle ou estimação, as formas que empregam a potência e a tensão de entrada são as mais interessantes. Em sistemas fotovoltaicos, por exemplo, a potência de entrada do conversor é ditada diretamente pelo arranjo de painéis. Além disso, com um modelo apropriado também se pode determinar o valor da potência de saída conhecendo a potência de entrada, e vice-versa. Assim, as formas (4.20) e (4.22) são empregadas a seguir, sem perda de generalidade, para a formulação do problema de otimização para o caso unidimensional, o qual considera somente as variações da potência de entrada, e do caso bidimensional, para variações tanto na tensão quanto na potência de entrada.

### 4.2.1 Formulação do problema de otimização para casos unidimensionais

A partir da relação (4.18) sabe-se que  $p_{\text{out}} = \eta p_{\text{in}}$ . Assim, aplicando em (4.19) tem-se

$$\eta(p_{\text{in}}) = \frac{\eta_1 p_{\text{in},1} + \eta_2 p_{\text{in},2} + \cdots + \eta_{n_c} p_{\text{in},n_c}}{p_{\text{in},1} + p_{\text{in},2} + \cdots + p_{\text{in},n_c}} = \frac{\sum_{m=1}^{n_c} \eta_m p_{\text{in},m}}{\sum_{m=1}^{n_c} p_{\text{in},m}} \quad (4.24)$$

Conforme apresentado anteriormente, o modelo que melhor descreve o comportamento do rendimento para conversores sujeitos apenas a variações na tensão de entrada, casos unidimensionais, é o proposto por Jantsch, Schimidt e Schmid (1992). Desta forma, aplicando o modelo da curva de rendimento definida por (4.4) em (4.24) tem-se

$$\eta = \frac{\left( \frac{p_{\text{in},1}}{p_{\text{in},1} + k_{0,1} + k_{1,1} p_{\text{in},1} + k_{2,1} p_{\text{in},1}^2} \right) p_{\text{in},1} + \cdots + \left( \frac{p_{\text{in},n_c}}{p_{\text{in},n_c} + k_{0,n_c} + k_{1,n_c} p_{\text{in},n_c} + k_{2,n_c} p_{\text{in},n_c}^2} \right) p_{\text{in},n_c}}{p_{\text{in},1} + \cdots + p_{\text{in},n_c}} \quad (4.25)$$

Analisando (4.25) percebe-se que para uma mesma potência total de entrada o rendimento resultante será diferente para cada relação de potência entre os conversores. A determinação de uma relação ótima de potência é a base para a proposta da metodologia de otimização abordada nesta Tese de Doutorado. Reescrevendo (4.25) como um problema de otimização, ou mais

especificamente de minimização, para os casos unidimensionais tem-se

$$\eta(p_1, \dots, p_{in, n_c})_{\text{máx}} = \min_{p_{in}} \left( - \frac{\sum_{m=1}^{n_c} \frac{p_{in, m}^2}{p_{in, m} + k_{0, m} + k_{1, m} p_{in, m} + k_{2, m} p_{in, m}^2}}{\sum_{m=1}^{n_c} p_{in, m}} \right) \quad (4.26)$$

cuja solução permite obter a distribuição ótima de potência para cada conversor de tal maneira a garantir que o rendimento global seja máximo em cada ponto de operação do sistema.

## 4.2.2 Formulação do problema de otimização para casos bidimensionais

Para casos em que o rendimento dos conversores é afetado também pelas variações na tensão de entrada, os casos bidimensionais, o procedimento de formulação do problema de otimização é similar ao apresentado anteriormente. Nesses casos, o rendimento individual dos conversores em (4.24) é substituído pelo modelo duplo quadrático (4.6), cujos coeficientes são definidos em (4.11)-(4.13).

Aplicando as devidas substituições, pode-se então definir o problema de otimização para os casos bidimensionais como

$$\eta(p_1, \dots, p_{in, n_c})_{\text{máx}} = \min_{p_{in}} \left( - \frac{\sum_{m=1}^{n_c} \frac{p_{in, m}^2}{p_{in, m} + k_{0, m}(v_{in}) + k_{1, m}(v_{in}) p_{in, m} + k_{2, m}(v_{in}) p_{in, m}^2}}{\sum_{m=1}^{n_c} p_{in, m}} \right) \quad (4.27)$$

sendo as funções  $k_{0, m}(v_{in})$ ,  $k_{1, m}(v_{in})$  e  $k_{2, m}(v_{in})$  definidas por

$$k_{0, m}(v_{in}) = k_{0, 0, m} + k_{0, 1, m} v_{in} + k_{0, 2, m} v_{in}^2 \quad (4.28)$$

$$k_{1, m}(v_{in}) = k_{1, 0, m} + k_{1, 1, m} v_{in} + k_{1, 2, m} v_{in}^2 \quad (4.29)$$

$$k_{2, m}(v_{in}) = k_{2, 0, m} + k_{2, 1, m} v_{in} + k_{2, 2, m} v_{in}^2 \quad (4.30)$$

cuja solução permite que para uma dada tensão de entrada e uma potência a ser processada obtenha-se a distribuição ótima de potência entre os conversores que resulte no rendimento máximo do sistema nesse ponto de operação.

## 4.2.3 Restrições aos problemas de otimização

Tanto o problema de otimização para os casos unidimensionais, definido em (4.26), quanto os casos bidimensionais, definido em (4.27), são problemas não-lineares de otimização. Além

disso, existem restrições impostas aos problemas, uma vez que a faixa de potência que cada conversor é capaz de operar é limitada.

A primeira restrição estabelece que o somatório das potências dos conversores deve ser igual a demanda de potência para a qual está sendo feita a otimização ( $p_{\text{otim}}$ ), ou seja,  $p_{\text{otim}} = p_{\text{in},1} + \dots + p_{\text{in},n_c}$ . Desta forma, tem-se uma igualdade linear a ser respeitada na solução do problema de otimização, a qual é definida por

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{\text{in},1} \\ p_{\text{in},2} \\ \vdots \\ p_{\text{in},n_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\text{otim}} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Além desta, outra restrição imposta à solução do problema é que a potência de entrada de cada conversor ( $p_{\text{in},n_c}$ ) deverá ser menor que seu valor máximo ( $p_{\text{in},n_c,\text{máx}}$ ), ou seja,  $p_{\text{in},n_c} \leq p_{\text{in},n_c,\text{máx}}$ . Ainda, a potência processada deverá ser maior que a potência mínima que o conversor deve operar ( $p_{\text{in},n_c,\text{mín}}$ ), de forma que  $p_{\text{in},n_c} \geq p_{\text{in},n_c,\text{mín}}$ , ou  $-p_{\text{in},n_c} \leq -p_{\text{in},n_c,\text{mín}}$ . Assim, equacionando para todos os conversores e escrevendo na forma matricial tem-se a desigualdade linear

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{\text{in},1} \\ p_{\text{in},2} \\ \vdots \\ p_{\text{in},n_c} \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} p_{\text{in},1,\text{máx}} \\ -p_{\text{in},1,\text{mín}} \\ p_{\text{in},2,\text{máx}} \\ -p_{\text{in},2,\text{mín}} \\ \vdots \\ p_{\text{in},n_c,\text{máx}} \\ -p_{\text{in},n_c,\text{mín}} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Por fim, tendo em conta a restrição (4.32) define-se que o intervalo de busca por soluções para  $p_{\text{in},n_c}$  é dado por

$$\begin{bmatrix} p_{\text{in},1,\text{mín}} \\ p_{\text{in},2,\text{mín}} \\ \vdots \\ p_{\text{in},n_c,\text{mín}} \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} p_{\text{in},1} \\ p_{\text{in},2} \\ \vdots \\ p_{\text{in},n_c} \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} p_{\text{in},1,\text{máx}} \\ p_{\text{in},2,\text{máx}} \\ \vdots \\ p_{\text{in},n_c,\text{máx}} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Conforme demonstrado, as funções (4.26) e (4.27) são não-lineares, com restrições e devido a suas características próprias podem apresentar múltiplos mínimos locais, ou mesmo

múltiplos mínimos globais. Tais situações podem ser geralmente verificadas em configurações que utilizam conversores iguais. Para a solução deste problema de otimização, esta Tese propõe uma nova metodologia capaz de contornar essas restrições e determinar a distribuição ótima da potência processada por cada conversor de modo a maximizar o rendimento em todos os pontos nos quais o sistema é capaz de operar.

### **4.3 Metodologia de Maximização de Rendimento**

Para que as metas do problema de otimização de rendimento investigado nesta Tese sejam alcançadas, a metodologia a ser desenvolvida deverá ser capaz de realizar a busca em todo o hiperplano de solução (capacidade de otimização global) e ao mesmo tempo apresentar uma boa precisão na definição do ponto ótimo (capacidade de otimização local). Além disso, na ocorrência de múltiplos mínimos globais, a metodologia deverá ser capaz de arbitrar qual das soluções é a mais apropriada (estratégia de resolução de ambiguidade). Estas três características definem a base para o desenvolvimento da metodologia proposta, cujo fluxograma geral é apresentado pela Figura 4.4.

Na etapa de inicialização é definido o modo de execução da metodologia, optando-se entre os modos de solução por varredura em uma faixa de valores ou para um ponto de operação único. Nesta etapa informa-se também o número máximo de conversores que irão compor o sistema, ou seja, o número de conversores disponíveis para a formação do arranjo, bem como suas características físicas, como potências máximas e parâmetros das curvas ou superfícies de rendimento. Na sequência, a etapa de otimização global é executada para determinar o arranjo ótimo de conversores e uma estimativa inicial da distribuição de potências no ponto de máximo rendimento. A partir do resultado obtido pela otimização global, um algoritmo de otimização local é empregado na terceira etapa com o objetivo de determinar a distribuição exata da potência dos conversores. Por fim, na quarta etapa é aplicada uma estratégia de resolução de ambiguidade para que na ocorrência de múltiplos mínimos globais, faça-se a escolha do mais apropriado. As etapas da metodologia proposta são detalhadas a seguir.

#### **4.3.1 Etapa 1: inicialização**

O primeiro critério a ser definido para a aplicação da metodologia proposta é a especificação do seu modo de execução. Pode-se conduzi-la tanto em modo de varredura quanto de solução para um único ponto de operação. Para o modo varredura, são informados todos os pontos de potência que se deseja otimizar, tal como um vetor de pontos no intervalo total de carga



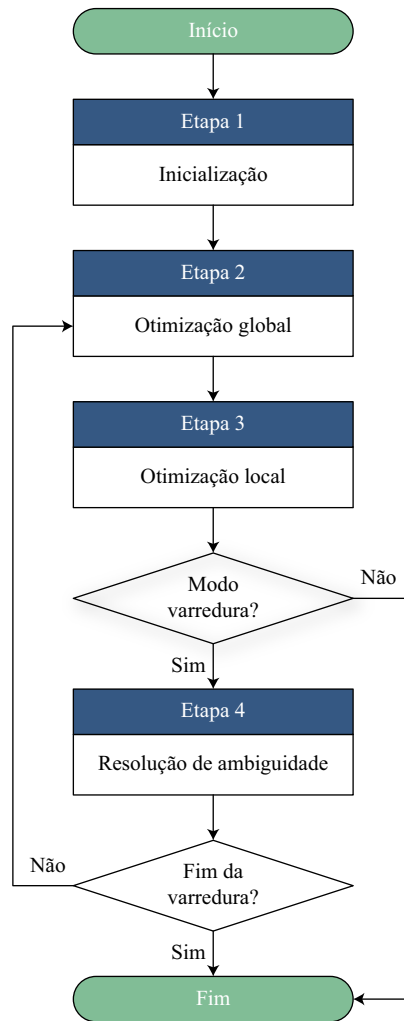


Figura 4.4: Fluxograma geral da metodologia de maximização do rendimento proposta.

do sistema com um passo de incremento de potência definido. Já para a solução de ponto único, como o próprio nome sugere, a metodologia é executada apenas uma vez, otimizando a distribuição para um único ponto de operação. No que se refere ao fluxograma de execução da metodologia, a diferença principal entre os modos é que para a solução única, a etapa 4, para resolução de ambiguidades, não é executada.

Nesta etapa, são também definidas as características gerais do sistema, como o número de conversores e seus respectivos níveis máximos e mínimos de potência. Configura-se também se a metodologia de otimização será executada apenas para variações na potência ou se deverão ser consideradas também as variações da tensão de entrada sobre o rendimento. Em função disso, os coeficientes da curva (4.4) para o modelo de Jantsch et al. (1992) ou da superfície (4.6) para o modelo duplo quadrático são informados para que as soluções de (4.26) ou (4.27) sejam obtidas para os casos unidimensionais ou bidimensionais, respectivamente.

### 4.3.2 Etapa 2: otimização global

Os métodos tradicionais de otimização numérica como o de Newton-Raphson, Quase-Newton, métodos de região de confiança, secante, bissecante, entre outros, são estratégias de minimização local, uma vez que esses algoritmos buscam o ponto ótimo na vizinhança de uma estimativa inicial de solução fornecida em sua inicialização (BALDICK, 2006). Todavia, este ponto de partida nem sempre é de fácil obtenção. Alguns deles, por serem baseados em gradientes, jacobianos, ou outros termos derivativos, são altamente sensíveis à essa estimativa inicial (ZÖRNIG, 2011). Se a mesma não for adequadamente escolhida, o algoritmo poderá convergir erroneamente para um ponto de mínimo local.

A conexão de múltiplos conversores em paralelo pode originar hiperplanos de solução altamente complexos, dificultando significativamente a definição de uma estimativa inicial da solução e aumentando a probabilidade de convergência em um mínimo local. Para contornar este problema, a segunda etapa da metodologia proposta refere-se a um procedimento de otimização global com o objetivo de determinar o ponto de máximo rendimento (ou uma boa estimativa de sua localização) frente às restrições impostas ao problema de otimização e a possibilidade de existirem mínimos locais no hiperplano de solução. Por esta razão, é essencial que a estratégia escolhida seja capaz de realizar a busca por diversas seções do hiperplano de solução, permitindo uma avaliação geral das possíveis soluções antes de convergir para um ponto de mínimo global.

Recentemente, uma classe de algoritmos vem ganhando espaço para solução de problemas de otimização de maior complexidade. Esta classe, denominada como computação evolutiva, abrange algoritmos que são inspirados em processos que ocorrem comumente na natureza como, por exemplo, a sobrevivência e adaptação de espécies, e o comportamento de insetos, partículas, ou fluidos. Entre estes algoritmos, frequentemente se destacam o recozimento simulado (*simulated annealing*, SA) (GOPI, 2007), a otimização por enxame de partículas (*particle swarm optimization*, PSO) (PARSOPOULOS; VRAHATIS, 2010), a otimização por colônia de formigas (*ant colony optimization*, ACO) (DORIGO; STÜTZLE, 2004) e os algoritmos genéticos (*genetic algorithms*, GA) (HAUPT; WERNER, 2007).

O algoritmo genético é uma técnica de busca e otimização baseada no princípio da seleção natural de Darwin, sendo uma das técnicas de computação evolutiva mais utilizadas. Segundo Haupt e Werner (2007), quando comparado aos algoritmos tradicionais de otimização, os algoritmos genéticos apresentam as vantagens relacionadas a seguir, as quais motivam seu emprego na metodologia de otimização de rendimento proposta nesta Tese de Doutorado:

- Possibilidade de otimizar tanto parâmetros contínuos quanto discretos (ou mesmo uma combinação deles);
- Não necessitam de informações sobre as derivadas da função objetivo;
- Podem pesquisar diversas seções do hiperplano de custo simultaneamente;
- Bastante apropriadas ao processamento paralelo;
- Capacidade de otimizar variáveis em funções objetivo extremamente complexas ou não diferenciáveis;
- O resultado é uma lista de parâmetros ótimos, não apenas uma solução singular;
- Podem operar com funções analíticas, dados numéricos, ou experimentais.

Os algoritmos genéticos são algoritmos estocásticos iterativos cuja meta é buscar a minimização de uma função objetivo por meio da adaptação evolutiva de uma população formada de possíveis soluções. As populações são conjuntos compostos por  $n_i$  cromossomos, ou indivíduos, que representam todas as variáveis a serem otimizadas na função objetivo. Cada cromossomo é composto por um total de  $n_g$  genes, que é a denominação atribuída a cada variável do problema. Para o caso específico do problema de otimização desta Tese, cada cromossomo representa uma possível distribuição de potência entre os conversores, enquanto os genes representam a potência que deverá ser processada por cada conversor. Conforme destacam Ershadi, Poudeh e Eshtehardiha (2008), o método de busca empregado pelos algoritmos genéticos é robusto, uma vez que não são limitados a suposições prévias feitas acerca do hiperplano de solução como ocorre em outros métodos.

O GA é iniciado com uma população aleatória de cromossomos, e por meio de operações similares àquelas que acontecem na natureza (como a geração de descendentes e as mutações) evolui sob regras específicas para otimizar a função objetivo. O encerramento do algoritmo comumente ocorre quando um número máximo de gerações ( $n_{ger,máx}$ ) é alcançado, ou uma solução aceitável é encontrada. Além disso, podem ser empregados critérios de encerramento mais sofisticados, que identifiquem possíveis convergências prematuras (AFFENZELLER et al., 2009).

A estrutura básica do algoritmo, o que convencionou-se denominar como algoritmo genético padrão (SGA, do inglês *standard genetic algorithm*), serve de base para a maior parte das variantes dos algoritmos genéticos. A Figura 4.5 ilustra o fluxograma do SGA, demonstrando o processo de otimização, os blocos de construção e os operadores básicos para qualquer GA.

Diversos parâmetros podem ser configurados no algoritmo genético, como o tamanho da população, as taxas de cruzamento e mutação, ou mesmo os próprios operadores de cruzamento

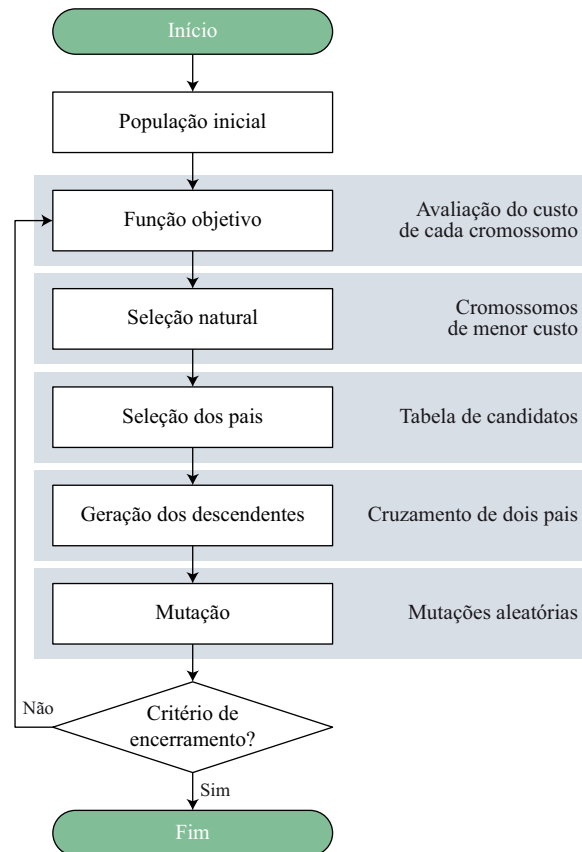


Figura 4.5: Fluxograma do algoritmo genético padrão (SGA).

e mutação podem ser reconfigurados ou criados de acordo com as necessidades de cada tarefa. A grande quantidade de parâmetros que podem ser ajustados pode aumentar a complexidade inicialmente, mas também pode ser reduzida com a experiência do projetista. Entre os parâmetros ajustáveis, o tamanho da população, ou o número de indivíduos  $n_i$ , é uma das variáveis que impacta mais diretamente no tempo de execução do algoritmo uma vez que um número maior ou menor de resoluções da função objetivo deverá ser executado. Por outro lado, questões relacionadas à convergência do algoritmo ressaltam um compromisso entre populações maiores, com maior capacidade de explorar o hiperplano de soluções, e populações menores, que reduzem o tempo de execução.

O primeiro passo na execução do algoritmo é a criação da população inicial. Nesta etapa, cada gene recebe um valor gerado aleatoriamente, mas respeitando as restrições impostas às variáveis, informadas na inicialização do algoritmo. Estas informações são fundamentais para garantir que o algoritmo busque apenas por soluções factíveis para o problema. Assim, cada gene pode ser gerado por meio de

$$g_{i,g} = \text{rand}(g_{\text{máx}} - g_{\text{mín}}) + g_{\text{mín}} \quad (4.34)$$

sendo  $g_{i,g}$  o gene  $g$  pertencente ao cromossomo  $i$ ,  $\text{rand}$  uma função para a geração de números randômicos,  $g_{\text{máx}}$  e  $g_{\text{mín}}$  são os valores máximos e mínimos aceitos para um determinado gene,

respectivamente, e que neste caso representam os valores máximos e mínimos de potência que um determinado conversor é capaz de processar. Embora seja possível gerar a população inicial manualmente, Haupt e Haupt (2004) afirmam que na maioria das vezes esta prática não proporciona melhorias significativas no tempo de convergência.

A cada geração os cromossomos são avaliados pela função objetivo, a qual quantifica a aptidão de cada cromossomo em relação ao objetivo da otimização. Mais especificamente, para os casos unidimensionais, a função (4.26) é resolvida, enquanto para os problemas bidimensionais emprega-se a função (4.27). Esta avaliação é realizada por meio da aplicação dos valores de cada gene (que representam a potência que será processada por cada conversor) de cada cromossomo da população (que por sua vez representam uma possível solução ao problema de otimização). O resultado deste cálculo denominado por custo. Neste sentido, quanto menor o custo de um determinado cromossomo em relação a outros, mais aptos são seus genes e, supostamente, mais próximo da solução ótima ele está. Haupt e Werner (2007) ressaltam que, uma vez que a função objetivo é avaliada um grande número de vezes ao longo do processo de otimização, a mesma deve ser cautelosamente programada de maneira a minimizar o tempo de evolução do algoritmo.

O passo seguinte no processo de otimização do GA é a realização da seleção natural. Este procedimento garante que apenas os indivíduos mais aptos sobrevivam para as próximas gerações. Assim, apenas os cromossomos que apresentarem o menor custo e satisfizerem os requisitos impostos pela função objetivo serão selecionados para gerar descendentes. Nesta etapa os cromossomos são organizados em ordem crescente de custo e a seleção natural é aplicada, sendo que para isso duas estratégias são comumente utilizadas. A primeira define uma taxa  $x_{sel}$  que estabelece o número de cromossomos da população que serão mantidos ( $n_{sel}$ ) para a geração de descendentes, de onde se tem

$$n_{sel} = x_{sel} n_i \quad (4.35)$$

A segunda estratégia é baseada na definição de um limiar de custo, de maneira que todos os cromossomos com custo acima deste limiar serão descartados e os demais serão mantidos para gerar descendentes na próxima geração. É evidente que este limiar deve ser cuidadosamente escolhido, pois nas gerações iniciais há a possibilidade de se descartar uma população inteira, e nas finais há possibilidade de ocorrer a estagnação do processo evolutivo devido a baixa diversidade da população.

O número ideal de cromossomos mantidos pela seleção natural depende de cada aplicação. De modo geral, poucos cromossomos sobreviventes limitam a disponibilidade de bons genes

para gerar descendentes. Por outro lado, um grande número de sobreviventes pode permitir que genes ruins se propaguem nas gerações seguintes, fato que pode aumentar o tempo de solução ou direcionar a população a um mínimo local. Na metodologia de otimização proposta optou-se por utilizar apenas o critério da taxa de seleção natural, ordenando os cromossomos em ordem crescente de seus custos e selecionando apenas uma taxa  $x_{sel}$  para gerar descendentes.

Após a escolha dos melhores cromossomos por meio do processo da seleção natural, o passo seguinte do algoritmo genético é a seleção dos pais que irão gerar descendentes. Haupt e Haupt (2004) apresentam algumas das estratégias mais comumente empregadas. Entre elas pode-se citar o método da roleta, o qual atribui uma probabilidade de seleção para cada cromossomo sobrevivente à seleção natural. Esta probabilidade pode estar associada tanto ao custo de cada cromossomo quanto à posição na tabela de ordenação dos melhores cromossomos, sendo esta última a estratégia mais simples e direta para a implementação desse método de seleção. Pelo método da roleta permite-se que os melhores cromossomos recebam a maior probabilidade de gerar descendentes, o que pode auxiliar o processo de convergência do algoritmo. Usualmente o número de possíveis pais é mantido constante pela seleção natural, de maneira que a roleta pode ser calculada uma única vez. A probabilidade de seleção de cada cromossomo pode ser determinada por meio de

$$\Pr(crom_i) = \frac{n_{sel} + 1 - i}{\sum_{m=1}^{n_{sel}} m} \quad (4.36)$$

sendo  $\Pr(crom_i)$  a probabilidade de seleção de um indivíduo  $i$  qualquer. A título de exemplo, supõe-se que seis cromossomos de um dado problema sejam mantidos pela seleção natural. Após serem ordenados em função de seus custos tem-se uma lista na forma  $crom_1, \dots, crom_6$ , sendo os menores índices associados aos melhores cromossomos. Na sequência calcula-se a probabilidade de seleção de cada cromossomo por meio de (4.36). Assim, a probabilidade de seleção de  $crom_1$  é calculada como

$$\Pr(crom_1) = \frac{6 + 1 - 1}{21} = 0,285 \quad (4.37)$$

e o mesmo procedimento é realizado para os demais cromossomos da lista. A partir da solução de (4.36) para cada cromossomo da lista, a roleta ilustrada pela Figura 4.6 é obtida, servindo como base para a seleção dos pais que irão gerar os descendentes para as próximas gerações.

A geração dos pais é feita a partir de um par de números aleatórios uniformes pertencentes ao intervalo  $[0; 1]$  que são comparados com as faixas de seleção da roleta. Os cromossomos que corresponderem à esta seleção serão escolhidos para a geração dos descendentes. Por exemplo, supondo que  $\rho_p = 0,941$  e  $\rho_m = 0,358$  descrevam as probabilidades de seleção do pai e da mãe, respectivamente, aplicam-se as faixas de seleção apresentadas pela roleta da Figura 4.6, de onde

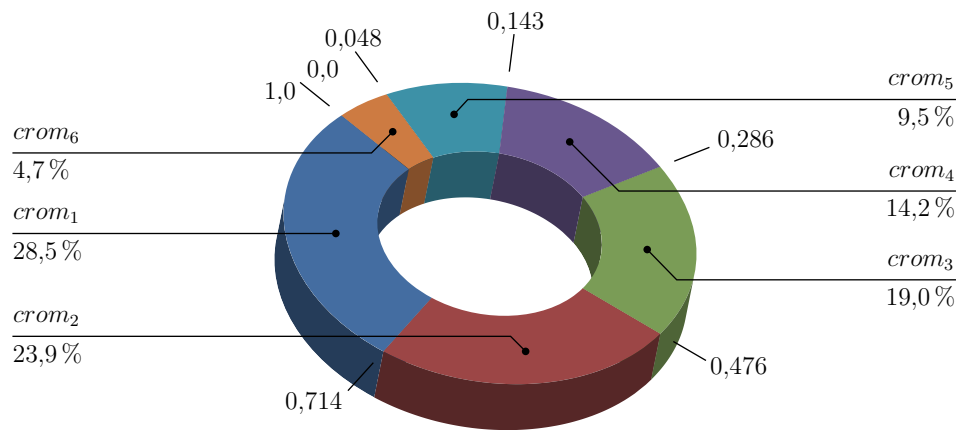


Figura 4.6: Roleta de probabilidades para seis cromossomos hipotéticos, suas probabilidades e a divisão entre suas faixas de seleção.

são obtidos os cromossomos pai ( $crom_p$ ) e mãe ( $crom_m$ ) conforme

$$\begin{cases} \rho_p = 0,941 \rightarrow 0,714 < \rho_p \leq 1,0 \rightarrow crom_p = crom_1 \\ \rho_m = 0,358 \rightarrow 0,286 < \rho_m \leq 0,476 \rightarrow crom_m = crom_3 \end{cases} \quad (4.38)$$

de forma que, para este caso, os descendentes seriam gerados a partir de  $crom_1$  e  $crom_3$ .

O cruzamento dos cromossomos é a operação que promove a geração de descendentes, e pode ser realizada a partir de um grande número de metodologias disponíveis na literatura. Esta é uma importante etapa na qual as informações genéticas dos cromossomos são manipuladas de maneira a melhorar a qualidade da população, adequando-a ainda mais à função objetivo. Alguns dos métodos de cruzamento apenas promovem a troca de genes entre os pais, mantendo as informações genéticas da população aproximadamente constante. Outros promovem a recombinação de um ou mais genes numa tentativa de adicionar novas informações e melhorar a diversidade genética, investigando novos pontos do hiperplano de solução.

Em geral, as metodologias de cruzamento são representadas por máscaras binárias, nas quais um bit 1 corresponde ao gene do pai e um bit 0 ao gene da mãe. A cada par de pais uma nova máscara é gerada randomicamente até que todos os cruzamentos sejam realizados, preenchendo novamente a população com o número total de cromossomos. Idealmente, métodos diferentes de cruzamento resultam em soluções muito próximas. Porém, funções objetivo mais complexas podem se beneficiar de métodos de cruzamento mais elaborados que acrescentem novos genes à população. Além disso, é interessante que funções objetivo com restrições, a exemplo do problema de otimização desta Tese, empreguem métodos de cruzamento que gerem descendentes factíveis ou que alguma estratégia de penalização seja aplicada àqueles cromossomos que não respeitem as restrições impostas ao problema (HAUPT; HAUPT, 2004).

No algoritmo genético aplicado à metodologia de otimização proposta é empregado o método de cruzamento uniforme, ou *scattered*, que define uma máscara binária aleatória na qual um bit 0 significa que o descendente 1 ( $desc_1$ ) receberá o gene da mãe e um bit 1 significa que  $desc_1$  receberá o gene do pai. De maneira complementar, o descendente 2 ( $desc_2$ ) receberá o gene do pai a cada bit 0 e o gene da mãe a cada bit 1. Este processo é exemplificado na Figura 4.7.

		Gene					
		1	2	3	4	5	6
$chrom_p$		A	B	C	D	E	F
$chrom_m$		a	b	c	d	e	f
Máscara		0	1	1	0	1	0
$desc_1$		A	b	c	D	e	F
$desc_2$		a	B	C	d	E	f

Figura 4.7: Exemplo do método de cruzamento uniforme (*scattered*).

Após completar a população com os descendentes, o passo seguinte do GA é a realização de mutações. Esta etapa é responsável pela adição de novas informações genéticas à população por meio de modificações aleatórias em alguns genes. O número total de genes  $n_{mut}$  que sofrerão mutações é relacionado ao parâmetro taxa de mutação ( $x_{mut}$ ), sendo obtido por meio de

$$n_{mut} = x_{mut} n_i n_g \quad (4.39)$$

O gene que sofrerá mutação é determinado de maneira aleatória entre todos os disponíveis na população. Em genomas discretos, a mutação apenas provoca a inversão do gene (de 1 para 0 e vice-versa), enquanto em variáveis contínuas a mutação pode ser realizada de diversas formas, entre elas, a substituição do gene por um outro valor aleatório dentro dos limites de busca especificados. Outro método de se realizar as mutações é a inserção de uma pequena perturbação randômica gaussiana no valor do gene selecionado. No GA utilizado nesta Tese emprega-se o método de mutação adaptativa factível (*adaptive feasible*), que gera direções adaptadas com respeito ao sucesso ou insucesso da última geração. Um comprimento de passo é gerado na direção do sucesso da iteração anterior, de tal forma que os limites de busca sejam respeitados.

O algoritmo segue o processo evolutivo indefinidamente, tentando obter uma população melhor a cada geração, sendo necessária a aplicação de critérios para o encerramento da otimização. Estes critérios são definidos pelo projetista, podendo ter objetivos distintos para



cada situação. Entre os apontados por Haupt e Werner (2007), os critérios mais comumente utilizados são:

- Número máximo de gerações em que o algoritmo executará o processo evolutivo;
- Tempo máximo de execução;
- Número máximo de gerações em estagnação (encerra o algoritmo após um determinado número de gerações sem evolução no custo do melhor cromossomo).

Além destes, dependendo da aplicação pode-se adaptar ou desenvolver novos critérios de encerramento. Vale salientar também que o algoritmo encerra com a população da geração seguinte à análise do critério de parada, uma vez que estes critérios são testados apenas após as etapas de cruzamento e mutação.

Devido a sua natureza estocástica, os algoritmos genéticos podem não apresentar uma resposta exata, ou com a precisão requerida, do valor mínimo da função objetivo. Além disso, estes algoritmos não são a melhor solução para resolver todo e qualquer problema. Os métodos tradicionais de minimização foram extensivamente desenvolvidos para determinar rapidamente a solução de funções convexas bem definidas, mas por outro lado apresentam o problema da estimativa inicial da solução. A partir deste balanço entre vantagens e desvantagens de cada técnica, surge a alternativa de se combinar o potencial do algoritmo genético na determinação do mínimo global em hiperplanos complexos, com a velocidade de um otimizador local, conforme descreve a Etapa 3 da metodologia proposta.

### **4.3.3 Etapa 3: otimização local**

A união de um algoritmo genético com um otimizador local é denominada como algoritmo genético híbrido. Nesta estratégia, o GA é encerrado assim que uma boa estimativa do mínimo global é determinada. Em seguida, a solução obtida com o melhor cromossomo é empregada como tentativa inicial no algoritmo de otimização local (DAHIDAH; AGELIDIS, 2008). O otimizador local é então empregado com o objetivo de melhorar a precisão do ponto de mínimo global, ou seja, obter a distribuição exata de potência entre os conversores que resulte no máximo rendimento do sistema.

Nos processos de otimização com restrição, a maioria das abordagens transformam o problema principal em um subproblema mais simples que pode ser resolvido a partir de um processo iterativo. Uma ampla classe de métodos tem por característica reescrever o problema de otimização com restrições em um programa básico irrestrito empregando uma função de

penalização para os resultados que estão próximos ou ultrapassam os limites das restrições. Esta abordagem é atualmente considerada ineficiente e foi substituída por métodos que resolvem as equações de Karush-Kuhn-Tucker (KKT), as quais são condições necessárias para otimização de problemas com restrições (WU, 2007).

A partir de um problema geral de otimização, descrito como

$$\min_{\mathbf{x}} f(\mathbf{x}) \quad (4.40)$$

no qual  $\mathbf{x}$  um vetor de  $n$  parâmetros a serem otimizados, que no caso de interesse para esta Tese é a potência que deve ser processada por cada conversor, e  $f(\mathbf{x})$  uma função objetivo que retorna um valor escalar. Mais especificamente, as funções (4.26) e (4.27) para os casos unidimensionais, ou bidimensionais, respectivamente. Ambos os problemas são sujeitos a

$$J_i(\mathbf{x}) = 0 \quad i = 1, \dots, m_e \quad (4.41)$$

$$J_i(\mathbf{x}) \leq 0 \quad i = m_e + 1, \dots, m \quad (4.42)$$

sendo  $J(\mathbf{x})$  uma função que retorna um vetor de comprimento  $m$  contendo o valor das restrições de igualdade e desigualdade avaliadas em  $\mathbf{x}$ , as quais foram previamente definidas em (4.31) e (4.32), respectivamente. Assim, expressam-se as equações de KKT como

$$\nabla f(\mathbf{x}^*) + \sum_{i=1}^m \lambda_i \nabla J_i(\mathbf{x}^*) = 0 \quad (4.43)$$

$$\lambda_i J_i(\mathbf{x}^*) = 0 \quad i = 1, \dots, m_e \quad (4.44)$$

$$\lambda_i \geq 0 \quad i = m_e + 1, \dots, m \quad (4.45)$$

considerando também as restrições em (4.41) e (4.42). Em (4.43) é descrito o cancelamento do gradiente entre a função objetivo e as restrições ativas no ponto de solução. Para isso, os multiplicadores Lagrangianos ( $\lambda_i$ ,  $i = 1, \dots, m$ ) são necessários para balancear os desvios em magnitude da função objetivo e dos gradientes de restrições.

A solução das equações de KKT formam a base de muitos algoritmos de programação não-linear, os quais tentam calcular os multiplicadores Lagrangianos diretamente. Os métodos quase-Newton restritos garantem convergência superlinear a partir do acúmulo das informações de segunda ordem sobre as equações de KKT. Estes métodos são referidos na literatura como métodos de programação sequencial quadrática (SQP, do inglês *sequential quadratic programming*), uma vez que um subproblema de programação quadrática (QP, *quadratic programming*) é resolvido a cada iteração majoritária.

A SQP realiza uma busca em linha utilizando uma figura de mérito similar à proposta por Han (1977) e Powell (1978). Trata-se de um dos melhores métodos de programação não-linear, superando diversas outras estratégias em termos de precisão, eficiência e percentual de soluções corretas, conforme apresentado por Schittkowski (1986). O método da SQP aproxima o método de Newton para otimizações com restrições da mesma forma como é feito para otimizações sem restrições. A cada iteração é realizada uma aproximação da Hessiana, dada por

$$\nabla_{xx}^2 L(x, \lambda) = \nabla^2 f(x) + \sum \lambda_i \nabla^2 J_i(x) \quad (4.46)$$

que são as segundas derivadas da Lagrangiana

$$L(x, \lambda) = f(x) + \sum \lambda_{g,i} J_i(x) \quad (4.47)$$

empregando um método de atualização quase como no método de Newton. Esta aproximação é então utilizada para gerar um subproblema de programação quadrática para determinar a direção de busca em um procedimento de busca em linha. Fletcher (1987) descreve com detalhes o procedimento de otimização baseado no método da programação sequencial quadrática empregada nesta Tese.

Por fim, quando a convergência do otimizador local é detectada, esta etapa é encerrada e tem-se a distribuição ótima de potência entre os conversores para que o rendimento máximo do arranjo possa ser obtido.

#### 4.3.4 Etapa 4: resolução de ambiguidade

A Etapa 4 é realizada apenas quando a metodologia proposta é executada em modo de varredura, o qual permite que se determine a distribuição ótima de potência entre os conversores ao longo de uma faixa específica ou ao longo de toda a faixa de potência possível de ser processada pelo arranjo. Contudo, observa-se que para determinados casos, comumente verificados em arranjos paralelos de dois ou mais conversores com especificações idênticas, as funções objetivo (4.26) e (4.27) podem apresentar múltiplos mínimos globais. Isto significa que a mesma distribuição ótima de potência poderá ser atribuída em qualquer ordem aos conversores, resultando no mesmo valor de rendimento do sistema, e este será o rendimento máximo que poderá ser obtido por esse arranjo.

Os conversores estáticos comumente possuem estágios que armazenam energia, seja na forma de campo magnético ou de campo elétrico, impedindo variações instantâneas na potência por eles processada. Desta forma deve-se evitar variações bruscas em suas referências de potência, principalmente as variações desnecessárias. Por variações desnecessárias, entendem-

se as variações que alterem a potência dos conversores sem alterações perceptíveis no rendimento do sistema.

Sendo um processo estocástico, não há como garantir *a priori* que o algoritmo genético irá convergir para a mesma região de um mínimo global, no caso de múltiplos mínimos globais, a cada nova iteração realizada. Assim, não há como garantir que uma dada ponderação de potências será empregada de maneira similar no próximo ponto analisado pela varredura. Por este motivo, uma estratégia de resolução de ambiguidade deve ser empregada para que, na ocorrência de múltiplos mínimos globais, a metodologia possa escolher a resposta mais adequada frente a variáveis qualitativas que não são incluídas nas funções objetivo.

A resolução de ambiguidade é aplicada a partir do segundo elemento definido no vetor de pontos de operação a serem otimizados. Assim, a cada nova iteração da metodologia, ordenam-se os resultados das distribuições de potências obtidos na iteração anterior e na iteração atual. Caso a ordem entre as duas iterações permaneça, a distribuição de potência obtida pelo algoritmo de otimização local é mantida e a iteração seguinte é iniciada. Do contrário, reordenam-se as distribuições conforme a iteração passada, ou seja, o conversor que processava a maior potência permanece com a maior parcela da energia produzida e assim sucessivamente, e compara-se o rendimento resultante com o rendimento obtido na iteração atual. Caso o rendimento seja igual (ocorrência de múltiplos mínimos globais), mantém-se a ordem da distribuição de potência da iteração anterior, mas mantendo as ponderações obtidas na iteração atual. Por outro lado, caso o rendimento seja diferente, a distribuição obtida pelo otimizador local na iteração atual é mantida. O processo como um todo é ilustrado pelo fluxograma da Figura 4.8.

Por meio desta estratégia de resolução de ambiguidades, evita-se o problema de redistribuições abruptas de potência entre os conversores sem melhorias notáveis no rendimento do sistema. Assim, trajetórias de distribuições de potência são mantidas tão suaves quanto possíveis em todos os pontos nos quais o sistema é capaz de operar. Contudo, também é importante salientar que na ocorrência necessária de variações abruptas no compartilhamento ótimo de potência, a metodologia de otimização as mantém, garantindo o rendimento ótimo do sistema. Nestas situações, entende-se que é responsabilidade da estratégia de controle a implementação de transições suaves e apropriadas às dinâmicas naturais de cada sistema como, por exemplo, os limitadores de *slew-rate*.

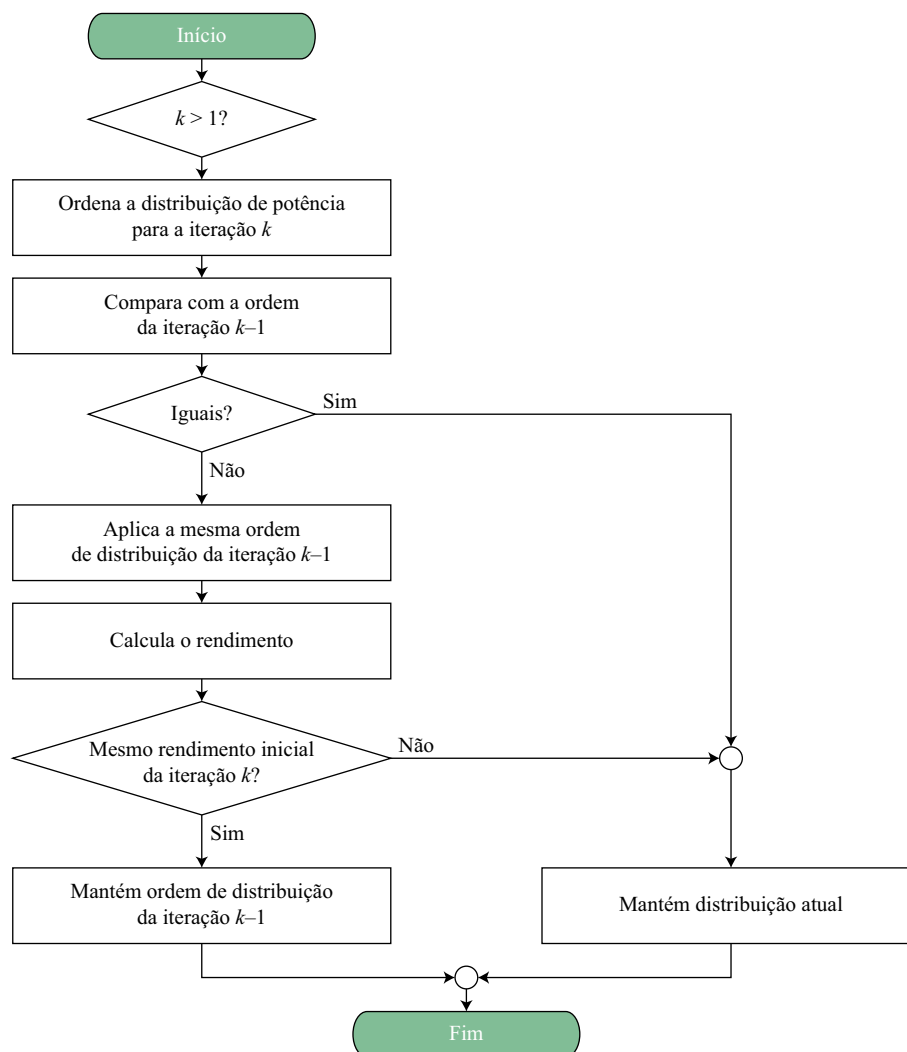


Figura 4.8: Estratégia de resolução de ambiguidades para casos com múltiplos mínimos globais.

## 4.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou os principais tópicos relacionados à modelagem do rendimento tanto para conversores individuais quanto para arranjos de conversores estáticos. Conforme demonstrado no Capítulo 3, existe grande importância de um rendimento elevado, não apenas em pontos específicos, mas ao longo de toda a faixa de potências que os conversores são capazes de processar, principalmente em sistemas alimentados por painéis solares fotovoltaicos.

Motivado pelas características de operação de sistemas alimentados por painéis fotovoltaicos, e da necessidade de sistemas de elevado desempenho e rendimento, a Seção 4.1 abordou a modelagem das curvas, ou superfícies, de rendimento para conversores de energia. Utilizando dados de quatro conversores comerciais a título de análise e comparação, diferentes equações para aproximação do comportamento do rendimento de conversores foram apresentadas. As análises realizadas demonstram que para os conversores que operam com tensão de entrada

constante e com variações na potência processada, um dos modelos que melhor aproxima a curva de rendimento é o de Jantsch, Schimidt e Schmid (1992). Por outro lado, para os conversores que operam com variações tanto na potência quanto na tensão de entrada, os dois modelos mais apropriados são o duplo quadrático e o de Driesse, Jain e Harrison (2008). Assim, por ser uma expansão do modelo de Jantsch, Schimidt e Schmid (1992) para casos bidimensionais, o modelo de duplo quadrático foi escolhido para ser empregado nesta Tese.

Definidos os modelos para a representação matemática do rendimento de conversores, a Seção 4.2 trouxe novamente, agora fundamentando matematicamente, que uma das possibilidades de se melhorar o rendimento de sistemas de conversão de energia é por meio da conexão em paralelo de conversores de menor potência. Contudo, surge o questionamento de qual seria a melhor distribuição de potência entre os conversores para que o sistema trabalhe com rendimento máximo em todos os pontos de operação. Para resolver este problema, a seção apresentou a formulação dos problemas de otimização tanto para os casos unidimensionais quanto para os casos bidimensionais. Além disso, destacou-se que estes são problemas de otimização não-linear, com restrições e que podem apresentar múltiplos mínimos locais ou múltiplos mínimos globais, o que pode representar um problema sério à maioria de algoritmos de otimização numérica. Por esta razão, estratégias de otimização global devem ser empregadas na solução destes problemas de otimização.

Desta forma, apresentou-se na Seção 4.3 a principal contribuição desta Tese de Doutorado, a proposta de uma nova metodologia de distribuição de potência entre conversores paralelos. A metodologia proposta, composta de quatro etapas, realiza primeiramente uma otimização global por meio de um algoritmo genético para determinar uma estimativa da solução ótima. Em seguida, a solução obtida por meio do GA é aplicada em um algoritmo de otimização local baseado na SQP para determinar a distribuição ótima de potência entre os conversores. Uma vez que a solução informada pelo GA é bastante próxima da ótima, a etapa de otimização local é realizada rapidamente e com um número reduzido de iterações. Por fim, para resolver possíveis problemas com redistribuições desnecessárias de potência entre conversores, que podem ocorrer quando a metodologia é executada em modo de varredura, uma etapa de resolução de ambiguidades foi inserida com o objetivo de determinar a solução mais apropriada na ocorrência de múltiplos mínimos globais.

Por meio da execução da metodologia proposta são determinadas duas informações básicas. A primeira diz respeito à configuração do arranjo, isto é, dado o número de conversores disponíveis no sistema, quantos deverão ser colocados em operação para garantir a demanda de potência da carga com o máximo rendimento. A segunda relaciona-se às referências de potência que cada conversor deverá processar. Caso a saída do arranjo trabalhe com tensão constante,

---

a metodologia proposta irá obter as referências de corrente de cada conversor. De maneira complementar, se o sistema operar em modo de corrente constante, a metodologia permitirá a obtenção as referências de tensão. Assim, as distribuições ótimas de potência obtidas por meio da metodologia garantem a operação do sistema sob condições de rendimento máximo por toda sua faixa de operação.





## 5 ESTUDOS DE CASO

A partir da formulação do problema de otimização conduzido no capítulo anterior, apresenta-se aqui a análise de casos em que o paralelismo de conversores é empregado para maximizar o rendimento em sistemas de processamento de energia elétrica. O presente capítulo tem por objetivo validar a metodologia de otimização proposta e também avaliar o impacto do paralelismo no rendimento de conversores aplicados a sistemas de geração fotovoltaica, sem particularizar para uma determinada topologia, tecnologia ou montagem de um determinado conversor. Assim, a análise aqui apresentada tem o intuito de elucidar o impacto que os diferentes perfis de rendimentos provocam na composição dos arranjos de conversores paralelos, bem como o rendimento resultante obtido com a metodologia de otimização proposta.

Para os estudos de caso apresentados neste capítulo serão empregados três curvas hipotéticas, uma com perfil de rendimento crescente ( $\eta_A$ ), uma com rendimento aproximadamente constante a partir de médias potências ( $\eta_B$ ), e outra com característica decrescente ( $\eta_C$ ). Para as três situações, definiu-se um rendimento máximo de aproximadamente 95%. Os parâmetros de cada curva são especificados na Tabela 5.1, sendo que as curvas obtidas a partir do modelo de Jantsch, Schimidt e Schmid (1992) (4.4) para variações de 0 pu a 1 pu são ilustradas pela Figura 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros das curvas de rendimento para os conversores empregados nos estudos de caso.

Curva	$k_0$	$k_1$	$k_2$
$\eta_A$	0,310 350	-0,438 591	0,188 616
$\eta_B$	0,130 791	-0,246 565	0,171 472
$\eta_C$	0,046 364	-0,145 133	0,208 102

No Capítulo 3 demonstrou-se que a maior parte da energia processada ao longo do ano em sistemas fotovoltaicos situa-se na faixa das médias e baixas potências. Dessa análise, foram obtidas equações para o cálculo do rendimento ponderado de acordo com a norma IEC 61683 para as quatro estações de referência da rede SONDA. Estas equações, definidas em (3.18)-(3.21), correspondem respectivamente às cidades brasileiras de São Martinho da

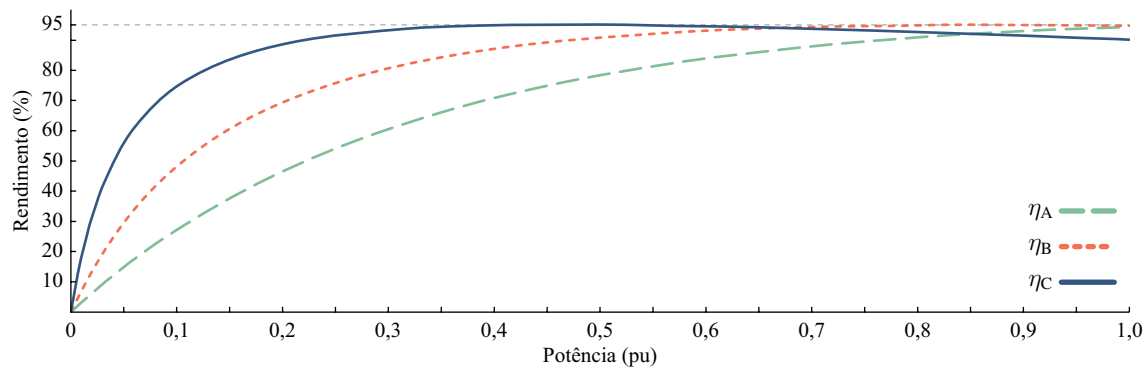


Figura 5.1: Curvas de rendimento dos três conversores hipotéticos empregados nos estudos de caso.

Serra, Ourinhos, Brasília e Petrolina. Além destas, são também empregadas as equações de rendimento europeu e californiano, dadas respectivamente por (3.16)-(3.17).

Aplicando-se as curvas de rendimento dos três conversores ( $\eta_A$ ,  $\eta_B$  e  $\eta_C$ ) nestas equações, tem-se os rendimentos médios ponderados apresentados pela Tabela 5.2. Destaca-se que embora as três curvas possuam pico de rendimento de 95 %, quando analisadas sob o ponto de vista do rendimento médio ponderado para regiões específicas, o valor do rendimento dos conversores pode ser reduzido significativamente. Um exemplo é o caso da curva  $\eta_A$  para a região de São Martinho da Serra, onde o valor do rendimento reduz-se para 62,63 % em virtude das características locais de irradiação anual.

Tabela 5.2: Rendimento médio ponderado para os três conversores empregados nos estudos de caso.

Curva	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
$\eta_A$	62,63	62,88	66,50	65,79	70,63	79,22
$\eta_B$	78,77	79,29	81,61	81,17	83,34	88,99
$\eta_C$	90,01	90,47	91,11	91,01	90,62	92,48

As seções a seguir demonstram o desempenho da metodologia de otimização proposta para diferentes configurações de sistemas. São analisadas situações com dois ou três conversores operando em paralelo e arranjos com conversores de potências iguais ou diferentes, bem como curvas de rendimento iguais ou diferentes. Cabe salientar também que os estudos apresentados são válidos tanto para os casos com tensão de entrada constante e potência variável, quanto para os casos em que há também variações na tensão de entrada. Os estudos de caso serão feitos ao máximo de três conversores, devido a restrição prática para validar a metodologia e demonstrar os pontos de mínimos globais para os arranjos apresentados. Por fim, apresenta-se um exemplo teórico com a otimização da distribuição de potência para três conversores Siemens SINVERT PVS351 UL conectados em paralelo juntamente com um comparativo entre os resultados obtidos a partir do emprego de outras duas estratégias de compartilhamento de potência.

## 5.1 Casos com Dois Conversores em Paralelo

Os estudos de caso têm início com a configuração de dois conversores em paralelo. O Caso 1 avalia a metodologia de otimização proposta para um sistema de dois conversores com curvas de rendimento iguais e potências iguais. O Caso 2 analisa a configuração de dois conversores com curvas de rendimento iguais e potências diferentes. Na sequência, o Caso 3 apresenta a análise para dois conversores com curvas de rendimento diferentes e potências iguais. Por fim, o Caso 4 analisa a configuração de dois conversores com curvas de rendimento diferentes e potências máximas diferentes. A Tabela 5.3 apresenta um resumo dos arranjos empregados nos quatro casos analisados a seguir.

Tabela 5.3: Especificações gerais dos casos estudados com configurações de dois conversores conectados em paralelo.

Caso	Conversor 1		Conversor 2	
	Curva	Potência Máxima (pu)	Curva	Potência Máxima (pu)
Caso 1	$\eta_A$	0,50	$\eta_A$	0,50
Caso 2	$\eta_A$	0,60	$\eta_A$	0,40
Caso 3	$\eta_B$	0,50	$\eta_C$	0,50
Caso 4	$\eta_B$	0,60	$\eta_C$	0,40

Nas configurações com dois conversores em paralelo, para uma dada potência de entrada do arranjo a ser analisada ( $p_a$ ), pode-se criar uma reta que representa todas as combinações possíveis de distribuição de potência entre os conversores. Para cada combinação, pode-se calcular o rendimento resultante de maneira a se conseguir uma curva com todos os valores de rendimento possíveis de serem obtidos. Este procedimento é empregado nas subseções a seguir com o objetivo de validar a metodologia de otimização proposta, demonstrando que o ponto encontrado é, de fato, o ponto de máximo rendimento global.

A abordagem descrita acima é ilustrada pela Figura 5.2, a qual apresenta uma situação genérica para análise de uma potência  $p_a$  qualquer em uma configuração com conversores de potências máximas diferentes e curvas de rendimento diferentes. Na Figura 5.2(a) é demonstrada a reta das possíveis combinações na qual a soma das potências dos conversores 1 e 2 são iguais a  $p_a$ , ou seja,  $p_a = p_1 + p_2$ . Na Figura 5.2(b) a reta das combinações é projetada no eixo das abscissas como  $p_2 - p_1$  com o intuito de demonstrar estas duas variáveis no mesmo eixo, sendo que no eixo das ordenadas é demonstrado o rendimento resultante.

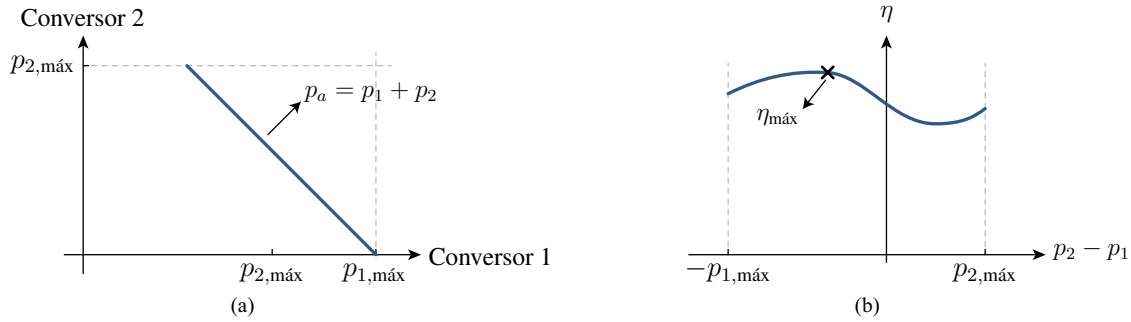


Figura 5.2: Método de validação da metodologia proposta para arranjos com dois conversores: (a) possíveis distribuições de potência entre os conversores para uma dada potência analisada; (b) rendimento resultante para cada combinação.

### 5.1.1 Caso 1: rendimentos iguais e potências iguais

No Caso 1 são empregados dois conversores cujas curvas de rendimento são descritas por  $\eta_A$  e a potência máxima de cada conversor é definida como 0,5 pu. Analisando as possíveis distribuições de potência deste arranjo, pode-se criar superfícies que descrevem o rendimento resultante ou as perdas dos conversores, conforme ilustra a Figura 5.3, na qual deve-se destacar a simetria das soluções existentes para este caso. Esta simetria apresenta um problema para a metodologia de otimização, uma vez que para muitas situações existem dois máximos globais e deve-se escolher qual dos dois utilizar. Por esta razão, conforme detalhado no Capítulo 4, quando a metodologia é executado em modo de varredura, é sempre feita a consulta a distribuição da iteração anterior com o objetivo de dar a preferência a um conversor que já estiver em operação, evitando redistribuições desnecessárias de potência entre conversores.

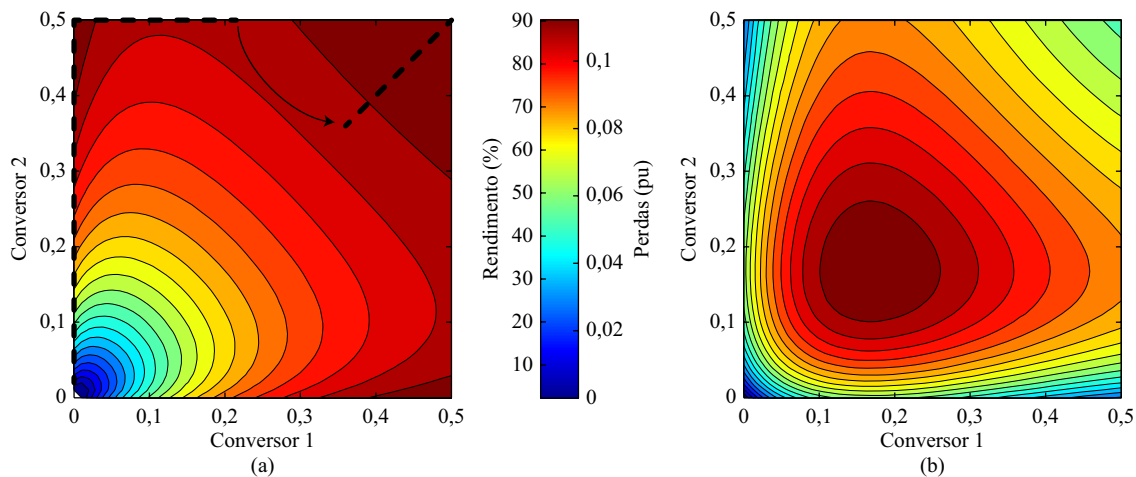


Figura 5.3: Superfícies de soluções possíveis para o Caso 1: (a) rendimento e trajetória da distribuição ótima de potência entre os conversores; (b) perdas.

Na Figura 5.3(a) é ilustrado o rendimento percentual em função das diferentes combinações de potências dos conversores. Nela, destaca-se a trajetória para a distribuição de potências

obtida pela aplicação da metodologia de otimização proposta para uma varredura de 0,02 pu a 1 pu. Na Figura 5.3(b) são apresentadas as perdas do arranjo em valores absolutos, para as diferentes combinações de potências dos conversores. Destaca-se que a solução obtida pela metodologia evita por completo a região com perdas elevadas, situada na faixa em que os conversores operam entre 0,1 pu e 0,3 pu cada um.

A Figura 5.4(a) demonstra a distribuição de potência entre os conversores ao longo da varredura realizada. Inicialmente, apenas o Conversor 2 encontra-se em operação, até que o mesmo atinja a sua potência máxima, ou seja, 0,5 pu. A partir deste ponto, o Conversor 1 é acionado e complementa a demanda de potência da carga até pouco acima de 0,7 pu, quando então ocorre uma descontinuidade na trajetória de distribuição de potência e a metodologia identifica que o maior rendimento passa a ser obtido a partir da divisão por igual da potência dos conversores até que ambos atinjam suas potências máximas. O rendimento total do arranjo, bem como os rendimentos individuais de cada conversor em cada ponto de operação são ilustrados pela Figura 5.4(b).

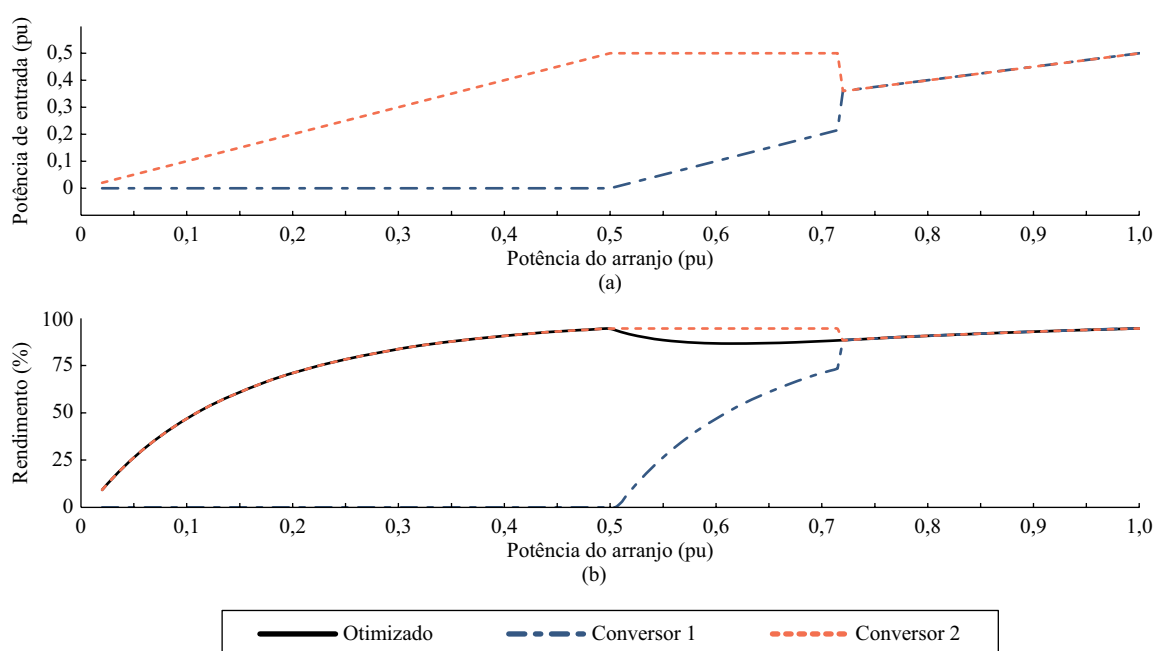


Figura 5.4: Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 1: (a) distribuição de potência entre os conversores; (b) rendimento do sistema e dos conversores em cada ponto de operação.

A validação da metodologia de otimização proposta para alguns pontos de operação é apresentada pela Figura 5.5. Nesta figura, o eixo horizontal representa a diferença de potência entre o Conversor 2 e o Conversor 1, ou seja  $p_2 - p_1$ , e o eixo vertical representa o rendimento resultante que pode ser obtido no sistema por meio das possíveis distribuições de potência entre os dois conversores. Na Figura 5.5(a) e na Figura 5.5(b) são analisadas as curvas de rendimento para  $p_a = 0,25$  pu e  $p_a = 0,6$  pu, respectivamente. Em ambos os casos percebe-se

claramente a existência de dois pontos de rendimento máximo, ou seja, dois mínimos globais na função objetivo. Uma vez que na primeira iteração da varredura a metodologia convergiu para a alocação de potência para o Conversor 2, este mesmo conversor tem prioridade em sua utilização nas iterações seguintes até que um novo ponto de mínimo seja encontrado em uma distribuição de potência distinta entre os conversores. A Figura 5.5(c) apresenta a validação da metodologia para  $p_a = 0,75$  pu, uma das situações nas quais observa-se a presença de dois mínimos globais, quando um conversor assume uma maior parcela que outro no processamento da energia, e um ponto de mínimo local quando ambos os conversores processam a mesma potência. Situações como esta reforçam a necessidade de uma estratégia de busca global na metodologia de otimização para evitar a convergência prematura em um ponto de mínimo local. Esta é a principal justificativa para uma abordagem empregando GA dentro da metodologia de otimização de rendimento proposta. Assim, busca-se por pontos ótimos ao longo de todo o hiperplano de soluções antes de se obter uma solução exata por meio de estratégias de otimização numéricas, as quais dependem de uma estimativa inicial do ponto ótimo da função objetivo. Por fim, Figura 5.5(d) apresenta a validação do Caso 1 com a análise das soluções para  $p_a = 0,8$  pu. Nesta situação, observa-se uma mudança no ponto de mínimo, o qual agora encontra-se na divisão por igual de potência entre os dois conversores.

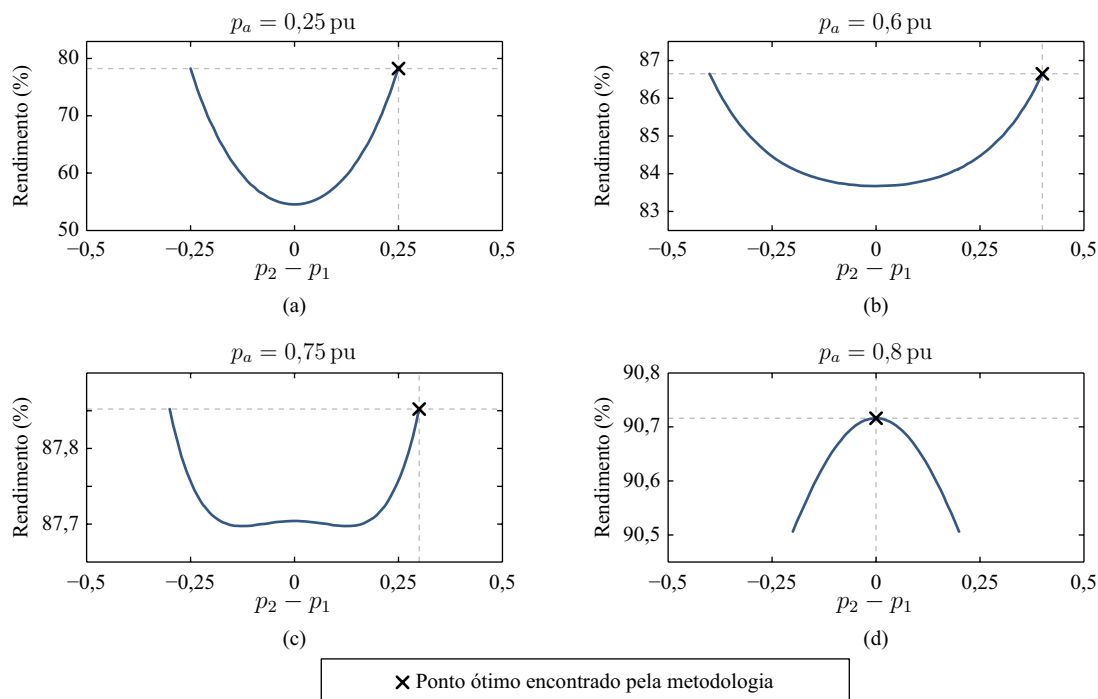


Figura 5.5: Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 1. Curvas de rendimentos possíveis para: (a) 0,25 pu; (b) 0,6 pu; (c) 0,75 pu; (d) 0,8 pu.

A Tabela 5.4 apresenta os rendimentos resultantes para as seis figuras de mérito do rendimento médio ponderado utilizadas como referência. Por apresentar reduzido rendimento

nas baixas potências, destaca-se que em São Martinho da Serra, esta configuração iria operar com o menor dos rendimentos quando comparada às outras cinco. Todavia, o emprego do paralelismo dos conversores com a metodologia de otimização proposta é significativamente melhor em todas as referências quando comparado aos resultados apresentados na Tabela 5.2 para um único conversor com curva  $\eta_A$ .

Tabela 5.4: Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 1.

	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
Caso 1	80,03	81,09	83,30	82,81	85,63	87,44

### 5.1.2 Caso 2: rendimentos iguais e potências diferentes

A configuração analisada no Caso 2 é composta de dois conversores com a mesma curva de rendimento, definida por  $\eta_A$ , mas com conversores de potências máximas diferentes, definidas como 0,6 pu para o Conversor 1 e 0,4 pu para o Conversor 2. A Figura 5.6 ilustra o rendimento em função das diferentes combinações de potência entre os conversores, bem como os valores absolutos das perdas do arranjo. A simetria nas respostas observadas no Caso 1 não é mais obtida, uma vez que os conversores possuem potências máximas diferentes. Na Figura 5.6(a) é ilustrada a trajetória ótima para distribuição de potência entre os conversores obtida por meio da metodologia proposta, e na Figura 5.6(b) são apresentadas as perdas do arranjo em função da potência dos conversores.

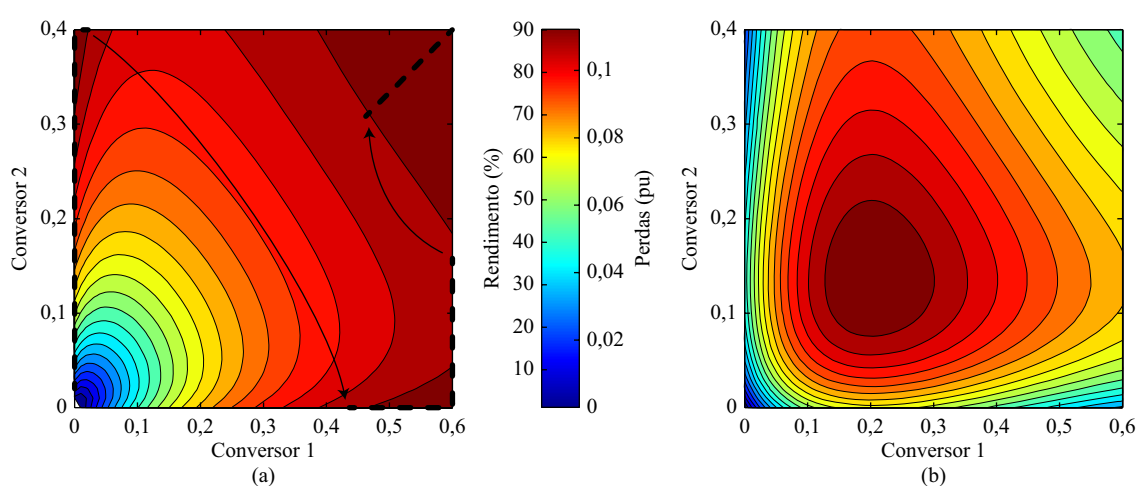


Figura 5.6: Superfícies de soluções possíveis para o Caso 2: (a) rendimento e trajetória da distribuição ótima de potência entre os conversores; (b) perdas.

A Figura 5.7(a) apresenta a distribuição de potência entre os conversores para uma varredura de 0,02 pu a 1 pu na potência de entrada do arranjo. Inicialmente, o Conversor 2 assume a

alimentação da carga até que sua potência máxima seja atingida, quando o Conversor 1 passa a complementar o fornecimento de energia. Próximo de 0,45 pu o rendimento do Conversor 1 torna-se maior e o mesmo assume a alimentação da carga, operando em um ponto de rendimento mais elevado até que sua potência máxima seja atingida. A partir deste ponto, o Conversor 2 complementa o fornecimento de energia para a carga, e embora opere em uma região de baixo rendimento, sua contribuição é pequena quando comparado ao Conversor 1, de modo que o rendimento global do sistema não é penalizado significativamente. Pouco acima de 0,7 pu a metodologia encontra uma nova distribuição ótima, obtida com a redução da potência do Conversor 1 e o incremento da potência do Conversor 2, de maneira que ambos operem em suas regiões de maior rendimento.

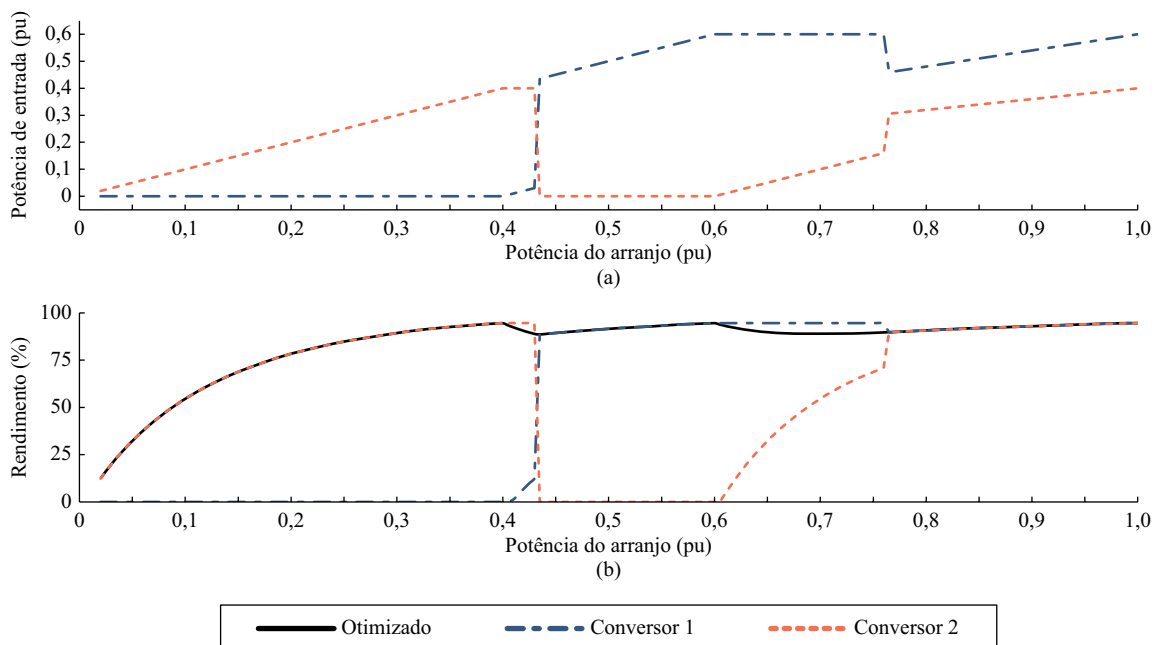


Figura 5.7: Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 2: (a) distribuição de potência entre os conversores; (b) rendimento do sistema e dos conversores em cada ponto de operação.

A validação da metodologia de otimização para o Caso 2 é apresentada pela Figura 5.8, na qual são analisados alguns dos possíveis pontos de operação. A Figura 5.8(a) ilustra a curva de soluções para  $p_a = 0,4$  pu, e observa-se que, devido a diferença nas potências máximas, o ponto de mínimo global é obtido com o Conversor 2 assumindo a alimentação da carga. Na Figura 5.8(b) e na Figura 5.8(c) são apresentadas as análises para  $p_a = 0,45$  pu e  $p_a = 0,7$  pu, respectivamente, e destaca-se a inversão no ponto de máximo rendimento global, agora com o Conversor 1 assumindo a plena demanda de potência. Por fim, a Figura 5.8(d) apresenta a validação da metodologia para  $p_a = 0,85$  pu, situação na qual o ponto de máximo rendimento é obtido por meio da ponderação apropriada das potências dos conversores 1 e 2.



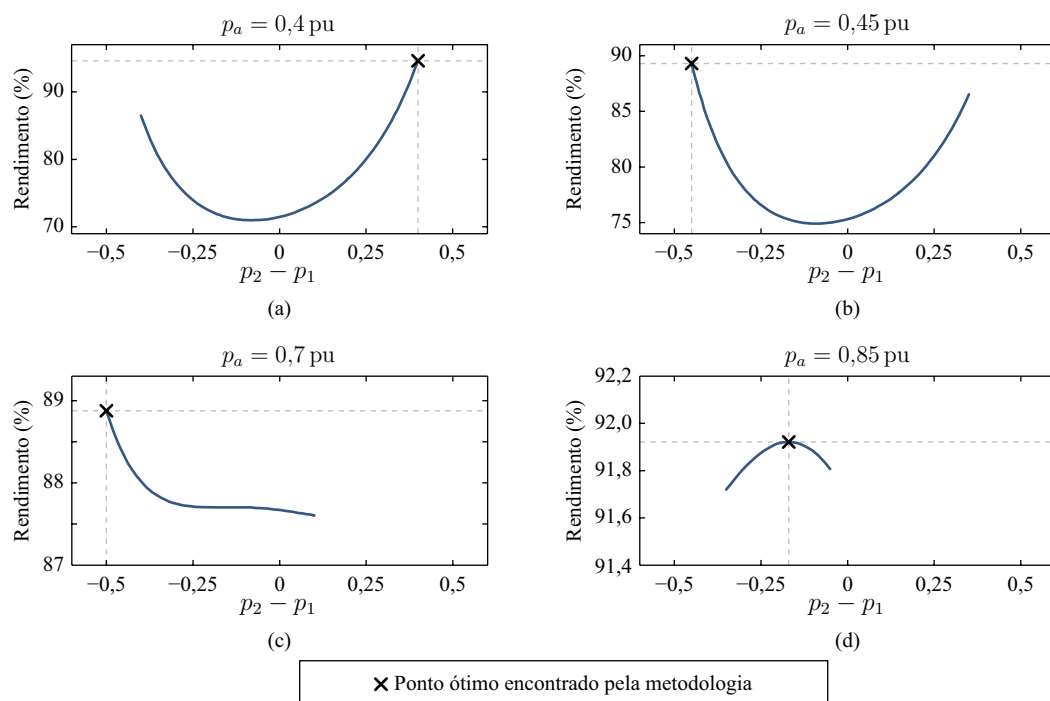


Figura 5.8: Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 2. Curvas de rendimento possíveis para: (a) 0,4 pu; (b) 0,45 pu; (c) 0,7 pu; (d) 0,85 pu.

A Tabela 5.5 apresenta os rendimentos médios ponderados obtidos por meio da aplicação da metodologia de otimização proposta na situação apresentada pelo Caso 2. Novamente, devido o baixo rendimento do sistema em baixas potências, o rendimento médio ponderado para São Martinho da Serra foi o menor dos verificados. Por outro lado, o emprego otimizado do paralelismo de conversores permitiu um aumento de aproximadamente 20 % no rendimento do sistema em São Martinho da Serra e de aproximadamente 10 % no rendimento californiano, ambos comparados à curva de um conversor único definida por  $\eta_A$ .

Tabela 5.5: Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 2.

	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
Caso 2	82,66	83,43	84,70	84,49	86,31	88,21

### 5.1.3 Caso 3: rendimentos diferentes e potências iguais

Para o estudo do Caso 3, definiu-se que o Conversor 1 e o Conversor 2 terão suas curvas de rendimento descritas, respectivamente, por  $\eta_B$  e  $\eta_C$ , e ambos com potências máximas de 0,5 pu. Com esta configuração, as superfícies de solução possíveis para o arranjo são ilustradas pela Figura 5.9, tanto para o rendimento do sistema quanto para o valor absoluto de suas perdas. A Figura 5.9(a) ilustra também a trajetória ótima das distribuições de potência

entre os conversores para uma varredura de 0,02 pu a 1 pu, enquanto a Figura 5.9(b) apresenta as perdas do arranjo.

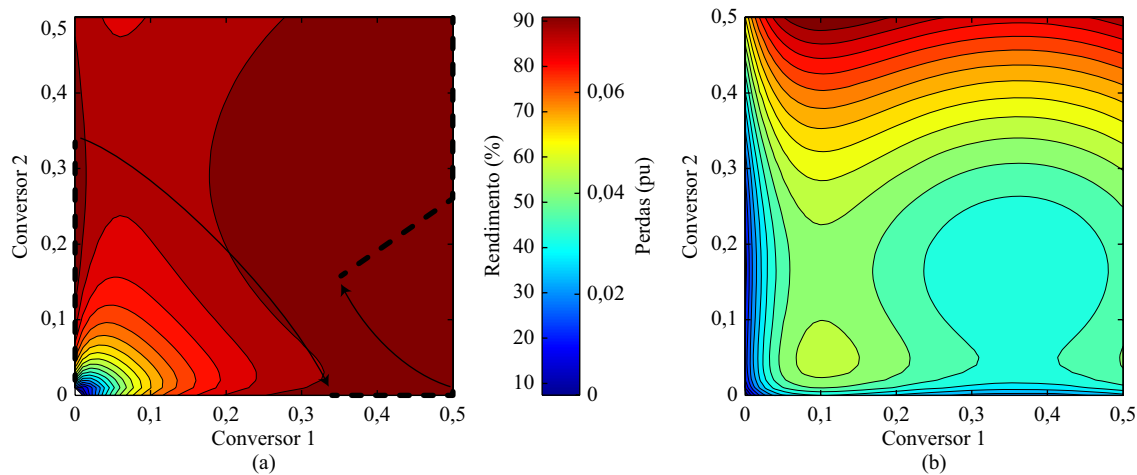


Figura 5.9: Superfícies de soluções possíveis para o Caso 3: (a) rendimento e trajetória da distribuição ótima de potência entre os conversores; (b) perdas.

A Figura 5.10(a) apresenta a distribuição de potência entre os conversores, bem como o rendimento obtido por meio da aplicação da metodologia de distribuição e o rendimento de cada conversor para cada ponto de operação na Figura 5.10(b). Devido ao fato do Conversor 2 apresentar rendimento maior em baixas potências quando comparado ao Conversor 1, o mesmo é posto em operação para atender a demanda de potência de saída até próximo de 0,35 pu, quando o Conversor 1 passa a apresentar maior rendimento e assume a alimentação da carga até sua potência máxima ser atingida. A partir deste ponto, a metodologia identifica que o máximo rendimento do sistema é obtido com a divisão da potência processada entre os conversores. Uma vez que o Conversor 1 possui maior rendimento em potências mais elevadas, a maior parcela do processamento de energia é destinada ao mesmo, enquanto o Conversor 2 processa menores quantidades de energia, também em faixas de operação de maior rendimento. Pouco acima de 0,75 pu, o Conversor 1 atinge sua potência máxima, e a partir de então o Conversor 2 complementa a demanda da carga até que este também atinja sua potência máxima.

A Figura 5.11 apresenta a validação da metodologia para alguns pontos de operação. Na Figura 5.11(a) analisa-se o ponto em que  $p_a = 0,3$  pu, na qual se confirma que o ponto de máximo rendimento é obtido quando apenas o Conversor 2 está em funcionamento. A análise para  $p_a = 0,48$  pu é ilustrada pela Figura 5.11(b) e destaca-se tanto a existência de dois mínimos locais, como também um mínimo global em que o Conversor 2 é desligado e o Conversor 1 assume a alimentação total da carga. A Figura 5.11(c) e a Figura 5.11(d) apresentam a validação da metodologia para  $p_a = 0,63$  pu e  $p_a = 0,85$  pu, respectivamente. Em ambas as situações há apenas um ponto de mínimo global, o qual é corretamente encontrado pela metodologia.

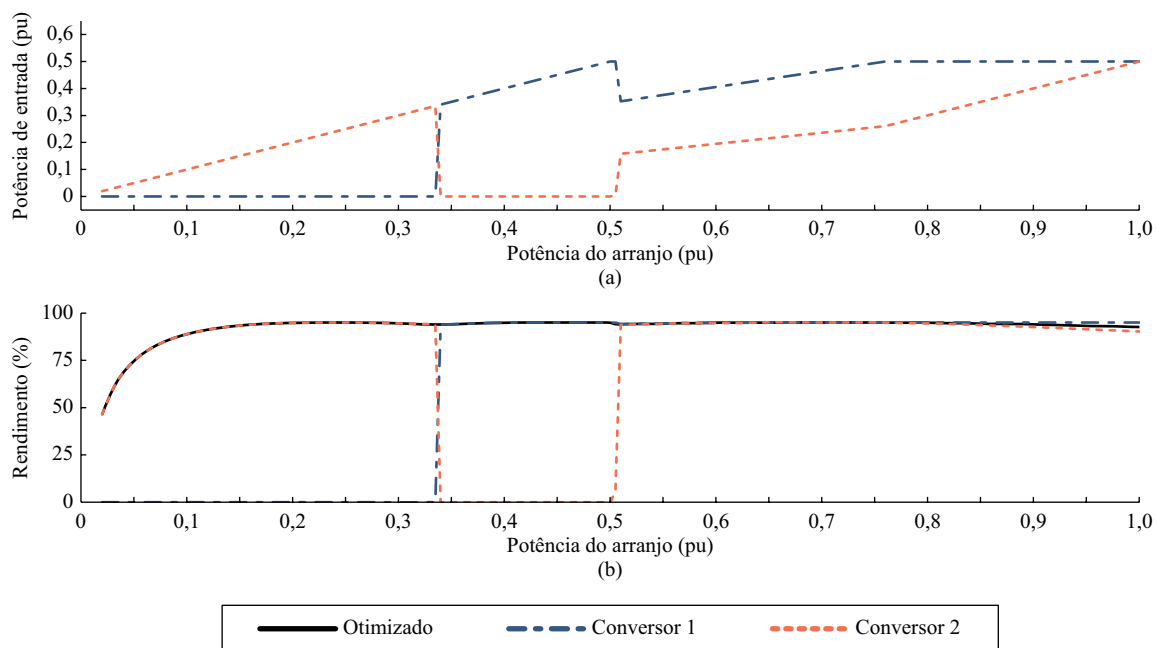


Figura 5.10: Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 3: (a) distribuição de potência entre os conversores; (b) rendimento do sistema e dos conversores em cada ponto de operação.

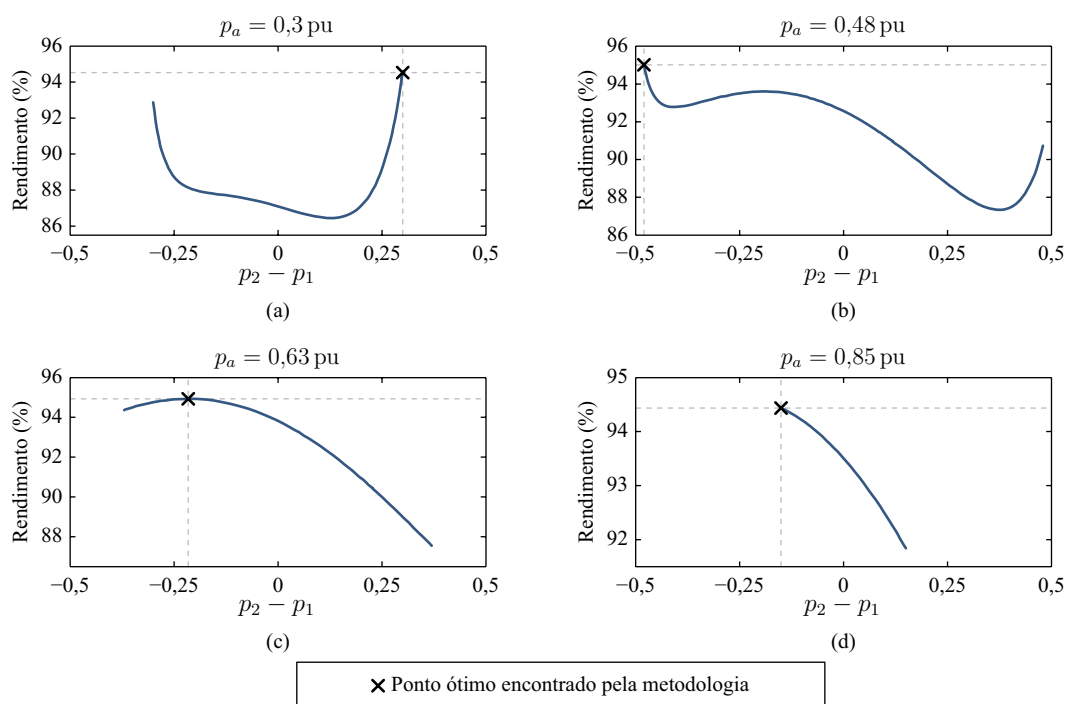


Figura 5.11: Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 3. Curvas de rendimento possíveis para: (a) 0,3 pu; (b) 0,48 pu; (c) 0,63 pu; (d) 0,85 pu.

Os rendimentos médios ponderados do Caso 3 para as seis figuras de mérito empregadas são apresentadas pela Tabela 5.6. Os resultados obtidos demonstram uma melhora significativa no rendimento do sistema com o uso da estratégia de paralelismo investigada neste caso. Para os seis rendimentos ponderados, todos resultaram em valores próximos ao valor máximo

de rendimento para cada conversor, especificados em aproximadamente em 95% no início deste capítulo.

Tabela 5.6: Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 3.

	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
Caso 3	93,83	93,95	94,07	94,08	93,46	94,55

#### 5.1.4 Caso 4: rendimentos diferentes e potências diferentes

A última análise das configurações envolvendo dois conversores em paralelo é o Caso 4, no qual tanto as curvas de rendimento quanto a potência máxima de cada conversor são diferentes. Neste caso a curva de rendimento do Conversor 1 é descrita por  $\eta_B$  e sua potência máxima é de 0,6 pu, enquanto a curva de rendimento do Conversor 2 é descrita por  $\eta_C$  e sua potência máxima é de 0,4 pu. As superfícies de rendimento e perdas que podem ser obtidas por meio das diferentes combinações de potência dos conversores são ilustradas pela Figura 5.12, na qual é também demonstrada a trajetória dos pontos de máximo rendimento obtida com a aplicação da metodologia de otimização proposta.

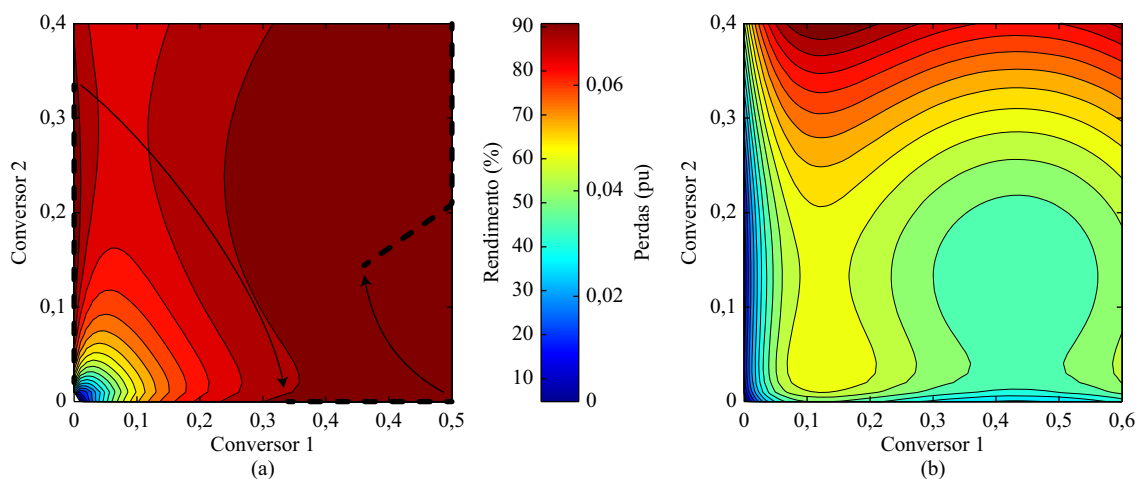


Figura 5.12: Superfícies de soluções possíveis para o Caso 4: (a) rendimento e trajetória da distribuição ótima de potência entre os conversores; (b) perdas.

A Figura 5.13(a) apresenta as distribuições de potência para cada conversor ao longo do intervalo de potência analisado. Por apresentar maior rendimento em baixas potências, o Conversor 2 atende sozinho à demanda da carga até próximo de 0,35 pu, quando o rendimento do Conversor 1 torna-se mais elevado. Deste ponto em diante, o Conversor 2 é desligado e o Conversor 1 passa a fornecer energia para a saída até que sua potência máxima seja atingida. A partir de 0,6 pu, a potência do Conversor 1 é reduzida e o Conversor 2 é posto em operação

novamente em uma região de elevado rendimento. A divisão desigual de potência que pode ser observada deve-se ao fato de que o Conversor 2 apresenta sua região de máximo rendimento em baixas potências, enquanto os maiores rendimentos do Conversor 1 encontram-se em potências mais elevadas. Próximo de 0,8 pu o Conversor 1 atinge sua potência máxima e a metodologia limita-o neste valor enquanto o complemento da energia demandada pela carga passa a ser fornecido pelo Conversor 2.

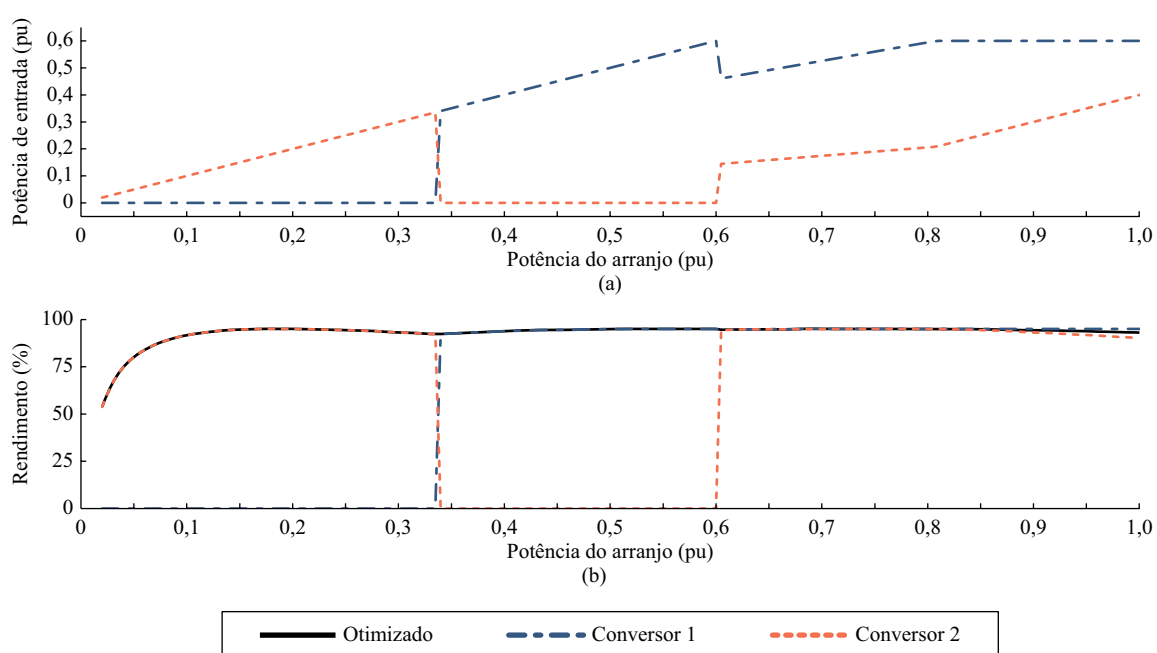


Figura 5.13: Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 4: (a) distribuição de potência entre os conversores; (b) rendimento do sistema e dos conversores em cada ponto de operação.

A Figura 5.14(a) apresenta a validação da metodologia de otimização para  $p_a = 0,28$  pu, na qual o ponto de máximo global é observado claramente quando o Conversor 2 fornece sozinho a energia para a carga. A Figura 5.14(b) ilustra a curva de possíveis valores de rendimento para  $p_a = 0,4$  pu e destaca-se a mudança do ponto de máximo rendimento em direção ao Conversor 1. A Figura 5.14(c) ilustra a ocorrência de um máximo local e a convergência da metodologia em direção ao máximo global. Por fim, a Figura 5.14(d) apresenta a validação da metodologia para  $p_a = 0,78$  pu, situação em que existe apenas um ponto de máximo rendimento.

A Tabela 5.7 apresenta os rendimentos médios ponderados para cada uma das seis equações de referência utilizadas. Assim como no caso anterior, houve um significativo aumento no rendimento do sistema com a utilização do paralelismo de conversores, aproximando-se do valor de rendimento máximo de cada conversor.

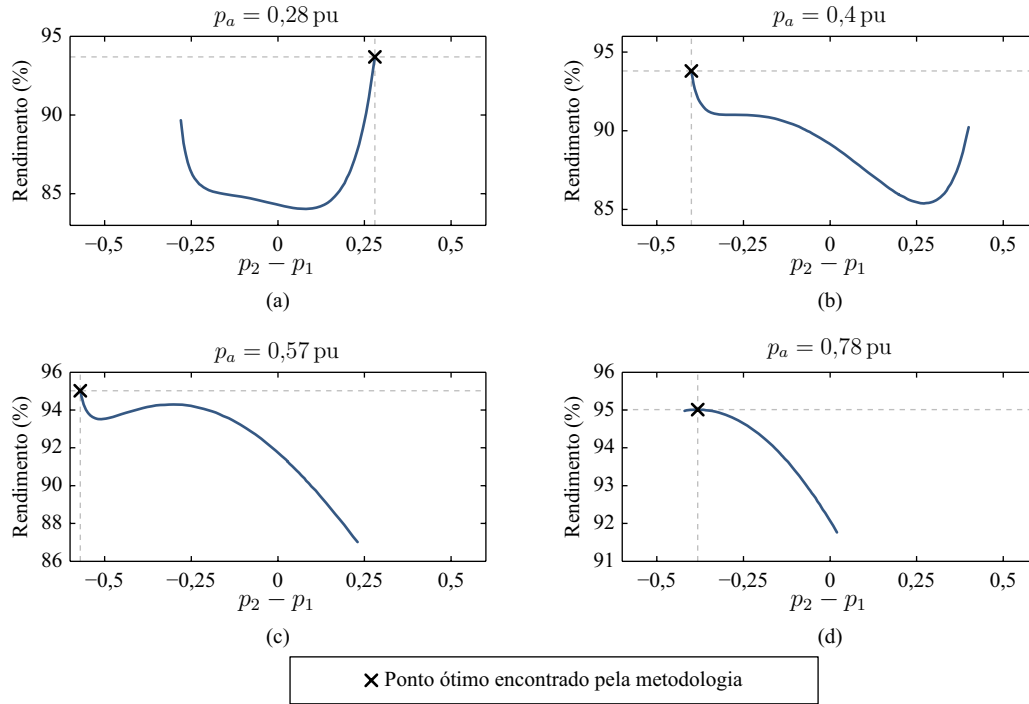


Figura 5.14: Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 4. Curvas de rendimento possíveis para: (a) 0,28 pu; (b) 0,4 pu; (c) 0,57 pu; (d) 0,78 pu.

Tabela 5.7: Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 4.

	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
Caso 4	94,06	94,11	94,23	94,22	93,73	94,55

## 5.2 Casos com Três Conversores em Paralelo

Para os estudos de caso com três conversores em paralelo serão novamente investigadas quatro configurações. O Caso 5 apresenta uma configuração com três conversores em paralelo com curvas de rendimentos iguais e potências máximas iguais. No Caso 6 é analisada a configuração de três conversores com curvas de rendimento iguais e potências máximas diferentes. O Caso 7 investiga a configuração composta de três conversores com curvas de rendimento diferentes e potências iguais. Por fim, o Caso 8 analisa a configuração constituída por três conversores com curvas de rendimento diferentes e potências máximas diferentes. A Tabela 5.8 apresenta um resumo dos casos analisados nas subseções seguintes.

Para a validação da metodologia de otimização nas configurações com três conversores emprega-se uma estratégia semelhante àquela utilizada nos casos 1 a 4. Todavia, o terceiro conversor inclui uma nova variável ao problema, de modo que as potências possíveis de serem geradas pelo arranjo passam a formar uma superfície de soluções. Esta abordagem é ilustrada pela Figura 5.15 para a análise de uma potência  $p_a$  qualquer em uma configuração

Tabela 5.8: Especificações gerais dos casos estudados com configurações de três conversores conectados em paralelo.

Caso	Conversor 1		Conversor 2		Conversor 3	
	Curva	Potência Máxima (pu)	Curva	Potência Máxima (pu)	Curva	Potência Máxima (pu)
Caso 5	$\eta_A$	0,33	$\eta_A$	0,33	$\eta_A$	0,33
Caso 6	$\eta_C$	0,60	$\eta_C$	0,25	$\eta_C$	0,15
Caso 7	$\eta_A$	0,33	$\eta_B$	0,33	$\eta_C$	0,33
Caso 8	$\eta_A$	0,55	$\eta_B$	0,30	$\eta_C$	0,15

com três conversores de potências máximas diferentes e curvas de rendimento diferentes. A Figura 5.15(a) demonstra a superfície das possíveis combinações dentro do universo de valores de potências que podem ser geradas pelo arranjo, tal que a soma das potências produzidas por cada conversor seja igual a potência a ser analisada, ou seja,  $p_1 + p_2 + p_3 = p_a$ . A Figura 5.15(b) ilustra uma superfície de exemplo com valores de rendimentos possíveis de serem obtidos, sendo que no eixo horizontal é representada a diferença de potência entre os conversores 2 e 1 ( $p_2 - p_1$ , como nos casos anteriores), no eixo vertical a potência processada pelo Conversor 3 ( $p_3$ ), e os contornos na superfície representam os níveis de rendimento obtidos.

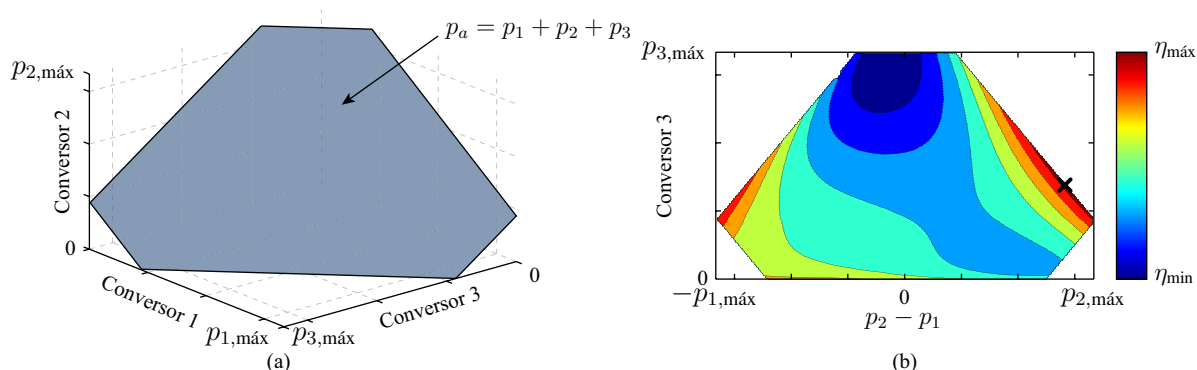


Figura 5.15: Método de validação da metodologia proposta para configurações de três conversores: (a) plano das possíveis distribuições de potência para a análise de uma determinada potência de entrada  $p_a$ ; (b) superfície com os rendimentos que podem ser obtidos a partir das possíveis distribuições de potência.

### 5.2.1 Caso 5: rendimentos iguais e potências iguais

Para o Caso 5 são empregados três conversores cujas curvas de rendimento são definidas por  $\eta_A$  e suas potências máximas como  $\frac{1}{3}$  pu. Uma vez que os três conversores possuem configurações idênticas, no Caso 5 é novamente composto um arranjo simétrico no qual podem existir múltiplos pontos de mínimos globais. A Figura 5.16 ilustra a distribuição de potência entre os conversores para uma varredura de 0,02 pu a 1 pu empregando a metodologia

de otimização de rendimento proposta. Conforme pode ser observado na Figura 5.16(a), inicialmente o Conversor 1 supre sozinho a demanda de energia da carga até atingir sua potência máxima, ou seja, 0,33 pu. A partir de então, o Conversor 2 complementa o fornecimento de energia até próximo de 0,47 pu, quando a metodologia identifica que a máximo rendimento do arranjo será obtido com a divisão por igual das potências dos dois conversores. Em 0,66 pu, quando os conversores 1 e 2 atingem suas potências máximas, o Conversor 3 é posto em operação para complementar o fornecimento de energia e opera desta forma até próximo de 0,8 pu, quando o rendimento máximo do sistema é novamente obtido por meio da divisão por igual das potências processadas pelos conversores ativos. A Figura 5.16(b) apresenta o rendimento global do arranjo, bem como o rendimento dos conversores para cada ponto de operação determinado pela metodologia de otimização.

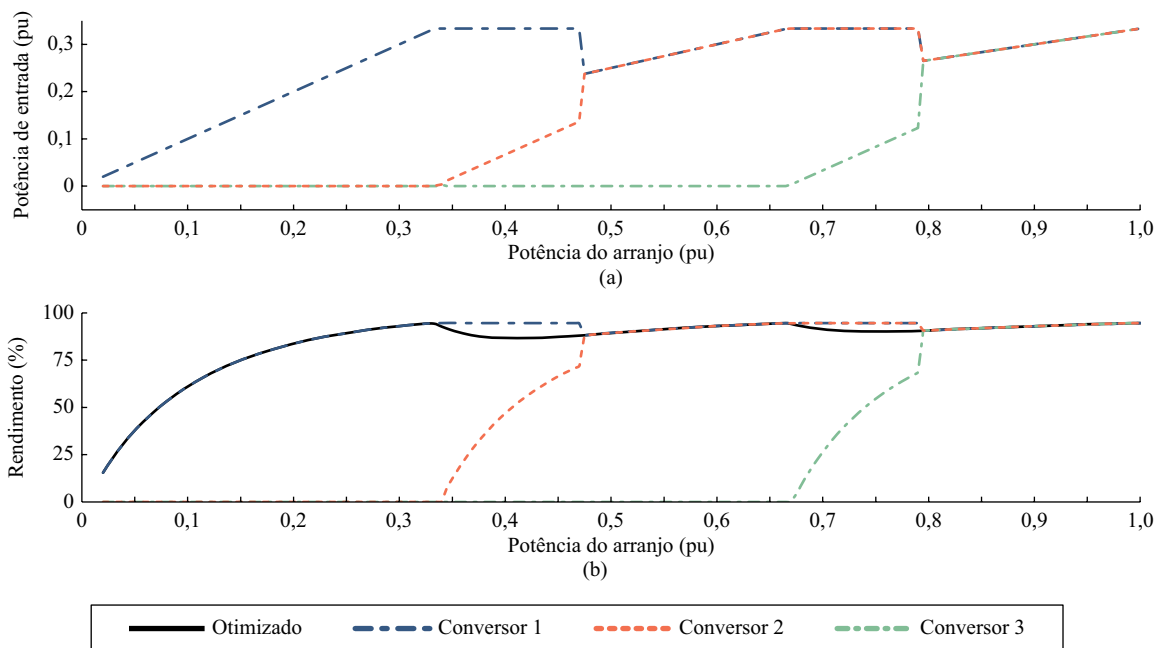


Figura 5.16: Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 5: (a) distribuição de potência entre os conversores; (b) rendimento do sistema e dos conversores em cada ponto de operação.

A Figura 5.17 apresenta a validação da metodologia de otimização proposta para alguns pontos de operação do Caso 5. Na Figura 5.17(a) é analisada a superfície de rendimento para todas as combinações possíveis na qual a potência de entrada do arranjo é dada por  $p_a = 0,31$  pu. Devido a simetria do arranjo, destaca-se a existência de três pontos de rendimento máximo, os quais correspondem à operação individual de cada conversor para a alimentação da carga. Nesta situação, a metodologia convergiu para a utilização apenas do Conversor 1, uma das possíveis soluções. Na Figura 5.17(b) analisa-se a superfície de rendimentos possíveis na qual o somatório das potências dos conversores é  $p_a = 0,4$  pu. Devido a limitação na potência máxima dos conversores em 0,33 pu, observa-se agora a existência de seis pontos de máximo rendimento para seis combinações, e utilizando apenas



dois conversores simultaneamente. Devido a estratégia de resolução de ambiguidade aplicada à metodologia de otimização proposta, o Conversor 1 é mantido em operação e o Conversor 2 complementa o fornecimento de energia. A Figura 5.17(c) apresenta a análise para  $p_a = 0,7$  pu, situação na qual são observados três pontos de máximo rendimento. Porém, nesta situação um par de conversores sempre operam em suas potências máximas e um terceiro conversor complementa o fornecimento de energia para a carga. Por fim, a Figura 5.17(d) ilustra a análise para  $p_a = 0,85$  pu. Nesta situação destaca-se a inversão na concavidade da superfície de rendimentos possíveis. Como resultado, passa a existir apenas um ponto de máximo rendimento, o qual é obtido com o compartilhamento equalizado da potência dos conversores.

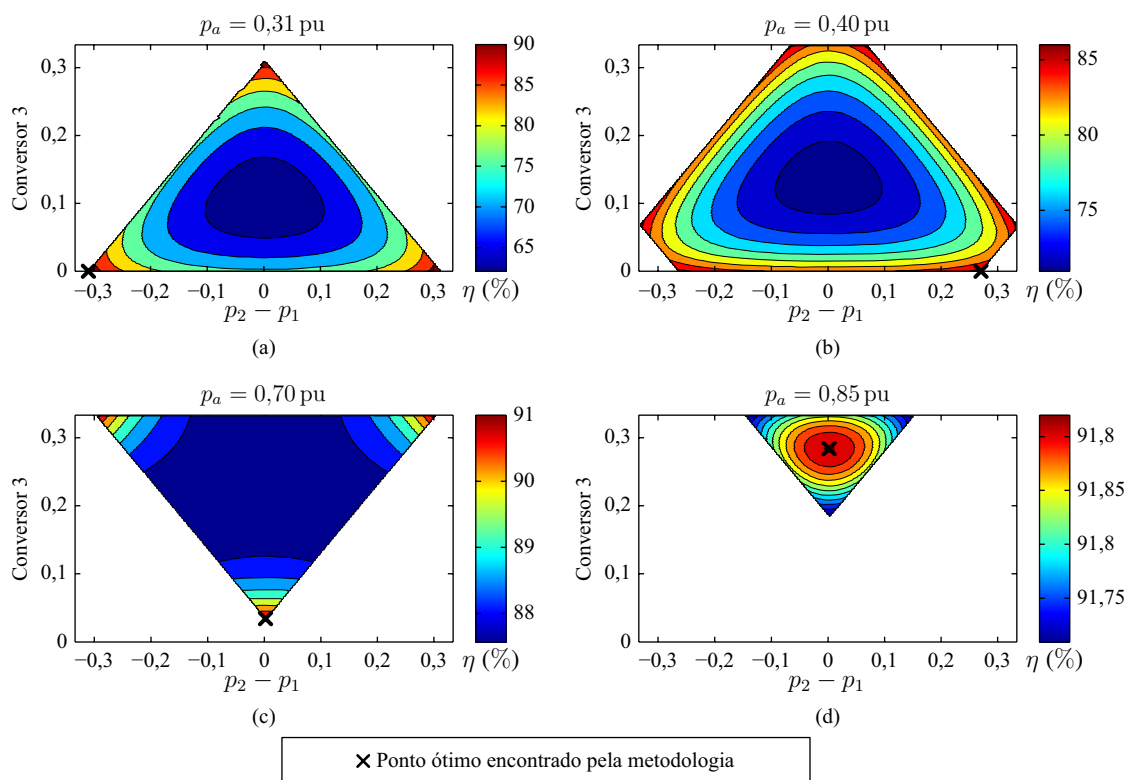


Figura 5.17: Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 5. Superfícies de rendimento possíveis para: (a) 0,31 pu; (b) 0,40 pu; (c) 0,70 pu; (d) 0,85 pu.

A Tabela 5.9 apresenta os rendimentos médios resultantes para as seis referências empregadas. Quando comparado com o rendimento da curva  $\eta_A$  para um único conversor, apresentado na Tabela 5.2, verifica-se uma melhora de aproximadamente 20% no rendimento médio ponderado para São Martinho da Serra e cerca de 10% para o rendimento californiano. Contudo, quando comparado ao Caso 1, com dois conversores de 0,5 pu e curvas de rendimento também definidas por  $\eta_A$ , o ganho no rendimento ponderado do arranjo é próximo de 2%.

Tabela 5.9: Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 5.

	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
Caso 5	84,71	85,23	85,83	85,83	86,84	89,08

### 5.2.2 Caso 6: rendimentos iguais e potências diferentes

O Caso 6 apresenta a análise para um arranjo de três conversores com mesma curva de rendimento, descrita por  $\eta_C$ , mas com três potências máximas diferentes, definidas como 0,60 pu, 0,25 pu e 0,15 pu para os conversores 1, 2 e 3, respectivamente. A Figura 5.18(a) apresenta a distribuição ótima das potências entre os conversores para que o arranjo opere sempre com máximo rendimento. Inicialmente, por apresentar a menor potência entre os três conversores, o Conversor 3 assume o fornecimento de energia para a carga, até próximo de 0,1 pu, quando ocorre a troca para o Conversor 2. Próximo de 0,15 pu o processamento da demanda de energia da carga é dividido entre os conversores 2 e 3 de maneira proporcional à suas potências máximas. A partir de aproximadamente 0,22 pu o Conversor 1 assume sozinho a alimentação da carga e os outros dois conversores são desligados. Esta alocação de potência permanece desta forma até próximo de 0,31 pu, quando a potência processada pelo Conversor 1 é reduzida e o Conversor 3 complementa a demanda da carga até cerca de 0,35 pu. Neste instante o Conversor 3 é novamente desligado e o Conversor 2 complementa o fornecimento de energia. Próximo a 0,42 pu a potência processada pelos conversores 1 e 2 é reduzida e o Conversor 3 passa a auxiliar na alimentação da carga. Esta distribuição permanece até que o sistema atinja a potência máxima dos três conversores. A Figura 5.18(b) ilustra o rendimento resultante para o sistema com a distribuição ótima de potência entre os conversores, bem como o rendimento de cada conversor para cada ponto de operação estabelecido pela metodologia de otimização.

Na Figura 5.19 é apresentada a validação dos resultados para alguns pontos de operação do Caso 6. A Figura 5.19(a) ilustra a superfície dos possíveis rendimentos quando a potência analisada é  $p_a = 0,2$  pu, situação na qual verifica-se que o máximo rendimento é obtido com a divisão da potência processada entre os conversores 2 e 3, mantendo o Conversor 1 desligado. Na Figura 5.19(b) é analisada a situação na qual  $p_a = 0,34$  pu e onde se destaca a alteração no ponto de máximo rendimento, sendo agora obtido com o desligamento do Conversor 2 e a divisão da potência processada pelo arranjo entre os conversores 1 e 3. A Figura 5.19(c) valida a resposta obtida pela metodologia para  $p_a = 0,40$  pu, onde o máximo rendimento é obtido com o desligamento do Conversor 3 e a divisão da potência entre os conversores 1 e 2. Por fim, a Figura 5.19(d) ilustra a superfície dos possíveis rendimentos quando  $p_a = 0,63$  pu. Nesta situação, o rendimento máximo do arranjo é obtido com a divisão da potência entre

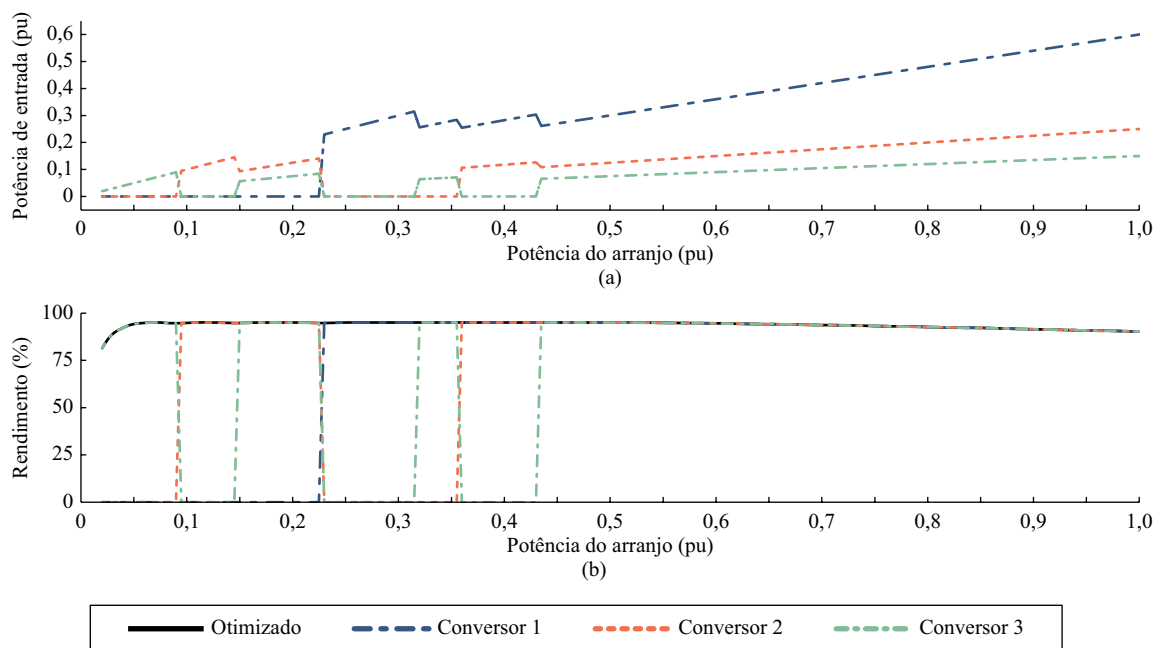


Figura 5.18: Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 6: (a) distribuição de potência entre os conversores; (b) rendimento do sistema e dos conversores em cada ponto de operação.

os três conversores. Nas quatro situações analisadas, demonstrou-se que a metodologia de maximização proposta foi capaz de determinar o ponto de máximo rendimento global, mesmo com a existência de pontos de mínimos locais que poderiam prejudicar sua convergência.

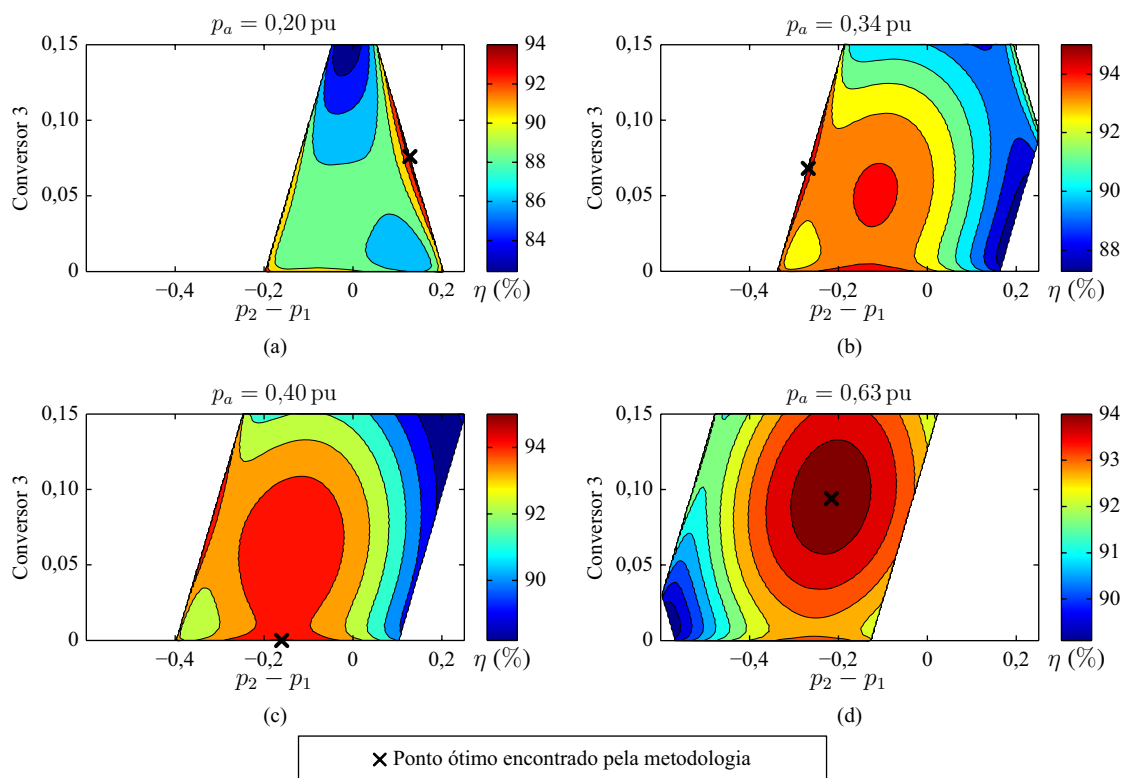


Figura 5.19: Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 6. Superfícies de rendimento possíveis para: (a) 0,2 pu; (b) 0,34 pu; (c) 0,4 pu; (d) 0,63 pu.

A Tabela 5.10 apresenta os resultados do rendimento médio ponderado para as seis referências adotadas e onde demonstra-se que o rendimento obtido no Caso 6 foi muito próximo do rendimento máximo da curva  $\eta_C$ , estabelecido em aproximadamente 95 %. Por apresentar um decaimento em potências mais elevadas, observa-se que no Caso 6 o rendimento californiano foi o mais baixo entre as seis referências.

Tabela 5.10: Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 6.

	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
Caso 6	94,66	94,75	94,69	94,69	94,01	93,79

### 5.2.3 Caso 7: rendimentos diferentes e potências iguais

No Caso 7 é apresentada a configuração de três conversores com mesma potência máxima, definida como  $\frac{1}{3}$  pu, mas com curvas de rendimento diferentes, descritas por  $\eta_A$ ,  $\eta_B$  e  $\eta_C$  para os conversores 1, 2 e 3, respectivamente. A Figura 5.20(a) ilustra a distribuição de potência entre os conversores para a maximização do rendimento do arranjo. Por apresentar maior rendimento em baixas potências, o Conversor 3 assume sozinho a demanda de energia da carga até próximo de 0,22 pu, região na qual o Conversor 2 tem maior rendimento e passa a processar sozinho a energia. Próximo a 0,32 pu a metodologia identifica que o maior rendimento é obtido por meio da divisão de potência entre os conversores 2 e 3, operando cada um em suas faixas de maior rendimento até próximo de 0,57 pu. A partir deste ponto o Conversor 3 é desligado, o Conversor 1 é posto em operação com sua potência máxima e o Conversor 2 complementa o fornecimento de energia operando em uma faixa de maior rendimento. A partir de 0,66 pu a potência entregue à carga é obtida pela divisão entre os três conversores. Destaca-se que a alocação das potências entre os conversores segue a tendência dos seus pontos de maior rendimento, ou seja, o Conversor 1 opera em sua potência máxima, o Conversor 2 com potências mais elevadas e próximas do valor máximo e ao Conversor 3 são atribuídos os menores valores de potência. Por meio da distribuição apresentada, tem-se que o rendimento do sistema é dado pela curva ilustrada na Figura 5.20(b), juntamente com o rendimento de cada conversor em cada ponto de operação definido pela metodologia de otimização.

A Figura 5.21 apresenta a validação da metodologia para quatro dos possíveis pontos de operação do arranjo. Na Figura 5.21(a) é ilustrada a situação na qual  $p_a = 0,28$  pu e onde observa-se que o rendimento máximo é obtido quando apenas o Conversor 2 alimenta a carga. A Figura 5.21(b) apresenta a validação da metodologia para  $p_a = 0,42$  pu, situação em que o máximo rendimento do sistema é atingido quando os conversores 2 e 3 processam a demanda

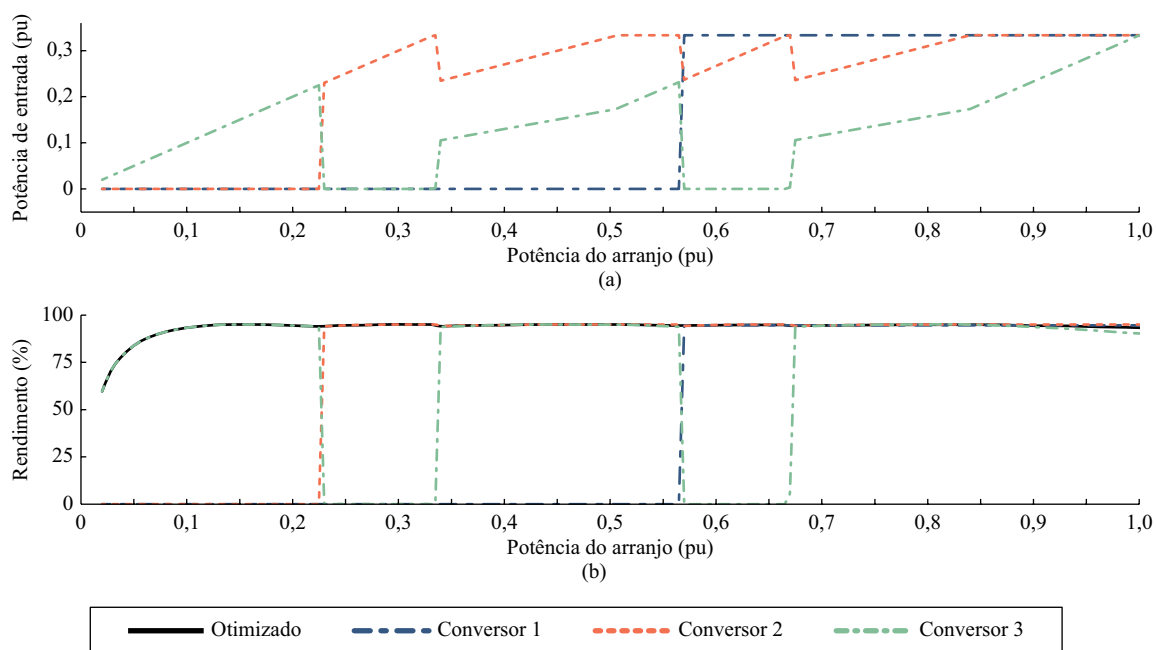


Figura 5.20: Resultados obtidos pelo metodologia de otimização para o Caso 7: (a) distribuição de potência entre os conversores; (b) rendimento do sistema e dos conversores em cada ponto de operação.

de energia da carga. Na Figura 5.21(c) é apresentada a análise para  $p_a = 0,60$  pu, onde é clara a ocorrência de dois mínimos locais e um global, o qual é adequadamente encontrado pela metodologia de otimização. Por fim, a Figura 5.21(d) ilustra a validação da metodologia para o ponto de operação  $p_a = 0,75$  pu, no qual é verificado apenas um ponto de mínimo global quando os três conversores dividem o processamento da energia entregue à carga.

A Tabela 5.11 apresenta o rendimento médio ponderado para as seis equações de referência empregadas. Conforme verificado na curva de rendimento resultante para o caso analisado, o rendimento global do arranjo é significativamente melhorado quando a potência processada por cada um dos três conversores segue a distribuição obtida por meio da metodologia de otimização proposta.

Tabela 5.11: Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 7.

	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
Caso 7	94,41	94,45	94,52	94,50	94,14	94,70

## 5.2.4 Caso 8: rendimentos diferentes e potências diferentes

O último caso analisado aborda uma configuração na qual os três conversores possuem curvas de rendimento e potências máximas diferentes. A curva de rendimento do Conversor 1 é descrita por  $\eta_A$  e sua potência máxima é de 0,55 pu, enquanto o Conversor 2 tem potência

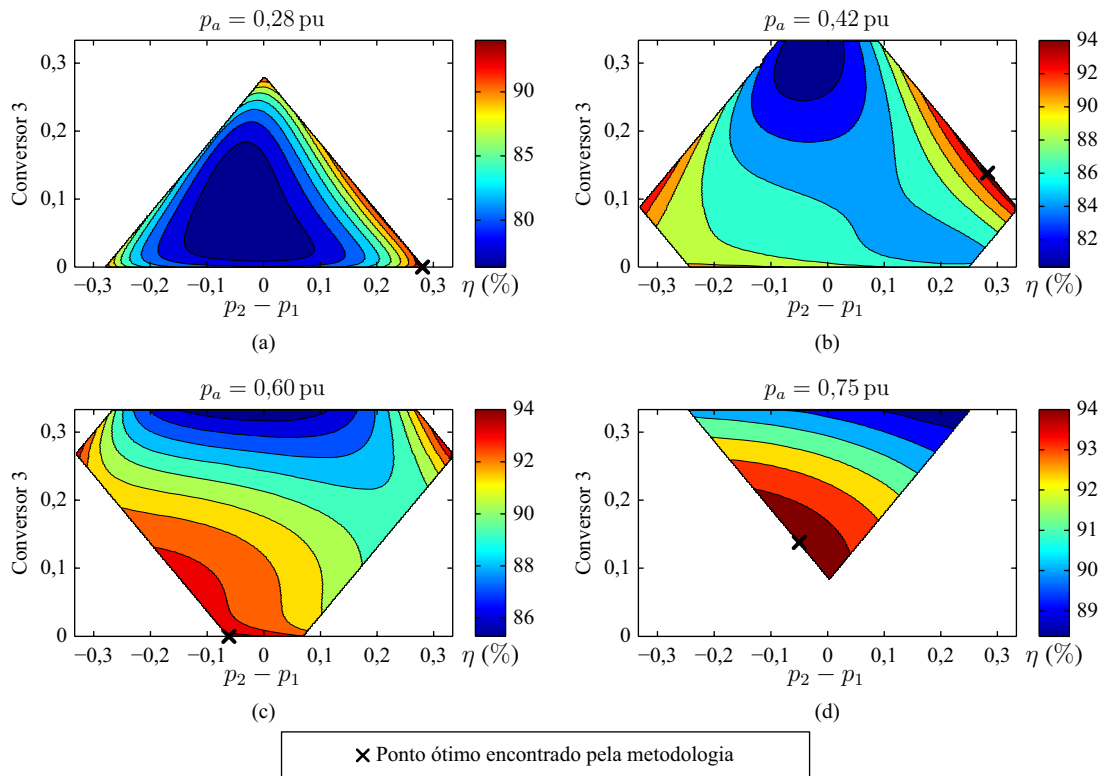


Figura 5.21: Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 7. Superfícies de rendimento possíveis para: (a) 0,28 pu; (b) 0,42 pu; (c) 0,6 pu; (d) 0,75 pu.

máxima de 0,30 pu e sua curva de rendimento é descrita por  $\eta_B$ . Por fim, a curva de rendimento do Conversor 3 é descrita por  $\eta_C$  e sua potência máxima é de 0,15 pu. A Figura 5.22(a) ilustra a distribuição ótima de potência entre os conversores ao longo do intervalo de carga analisado. Inicialmente, por apresentar maior rendimento em baixas potências, o Conversor 3 é o único responsável pelo processamento da energia, até aproximadamente 0,15 pu, quando o mesmo é desligado e o Conversor 2 assume a alimentação da carga. A partir de 0,3 pu, quando o Conversor 2 atinge sua potência máxima, o Conversor 3 é posto em operação em um ponto de elevado rendimento e a potência do Conversor 2 é reduzida, distribuição que segue até que ambos atinjam suas potências máximas em 0,45 pu. Daí por diante, o Conversor 1 assume a maior parte do processamento da energia, operando em regiões de maior rendimento. A partir de 0,55 pu o Conversor 1 é posto em operação com sua potência máxima e a potência alocada aos conversores 2 e 3 distribui-se de maneira similar à primeira metade da potência de entrada do arranjo.

A Figura 5.23 apresenta as superfícies de rendimento possíveis em função da distribuição de potência dos conversores para alguns pontos de operação. Na Figura 5.23(a) é ilustrada a análise para  $p_a = 0,20$  pu, onde se verifica que os maiores rendimentos são obtidos com os conversores 2 e 3, conforme o esperado, e que o rendimento máximo do arranjo é obtido quando apenas o Conversor 2 é posto em operação. A superfície dos rendimentos possíveis

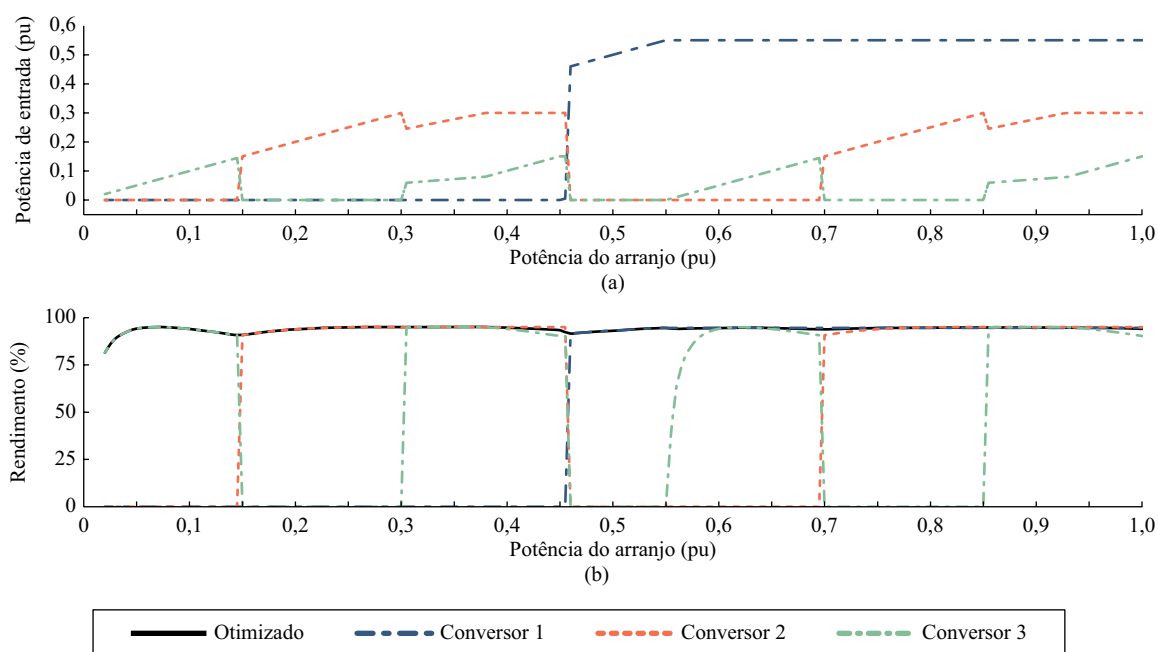


Figura 5.22: Resultados obtidos pela metodologia de otimização para o Caso 8: (a) distribuição de potência entre os conversores; (b) rendimento do sistema e dos conversores em cada ponto de operação.

quando  $p_a = 0,43$  pu é ilustrada pela Figura 5.23(b), na qual observa-se a existência de um mínimo local com a utilização apenas do Conversor 1 e um mínimo global obtido com o Conversor 2 operando com potência máxima e o Conversor 3 complementando a demanda. A Figura 5.23(c) apresenta a superfície para  $p_a = 0,65$  pu e destaca-se a troca do ponto de máximo rendimento, passando a ser obtido a partir da utilização plena do Conversor 1 e o complemento da demanda de energia sendo fornecido pelo Conversor 3. Por fim, a Figura 5.23(d) apresenta a validação da metodologia proposta para  $p_a = 0,88$  pu, na qual demonstra-se a existência de um ponto de máximo rendimento global obtido com o Conversor 1 operando em sua potência máxima e o complemento da demanda de energia sendo suprida pelos conversores 2 e 3.

A Tabela 5.23 apresenta o rendimento médio ponderado para as seis equações de referência utilizadas, na qual mais uma vez é verificada uma melhora significativa no rendimento global do sistema por meio do paralelismo de conversores empregando a metodologia de otimização proposta.

Tabela 5.12: Rendimentos médios ponderados obtidos para o Caso 8.

	$\eta_{SMS}$	$\eta_{ORN}$	$\eta_{BRB}$	$\eta_{PTR}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
Caso 8	94,10	94,04	93,91	93,96	93,69	94,14

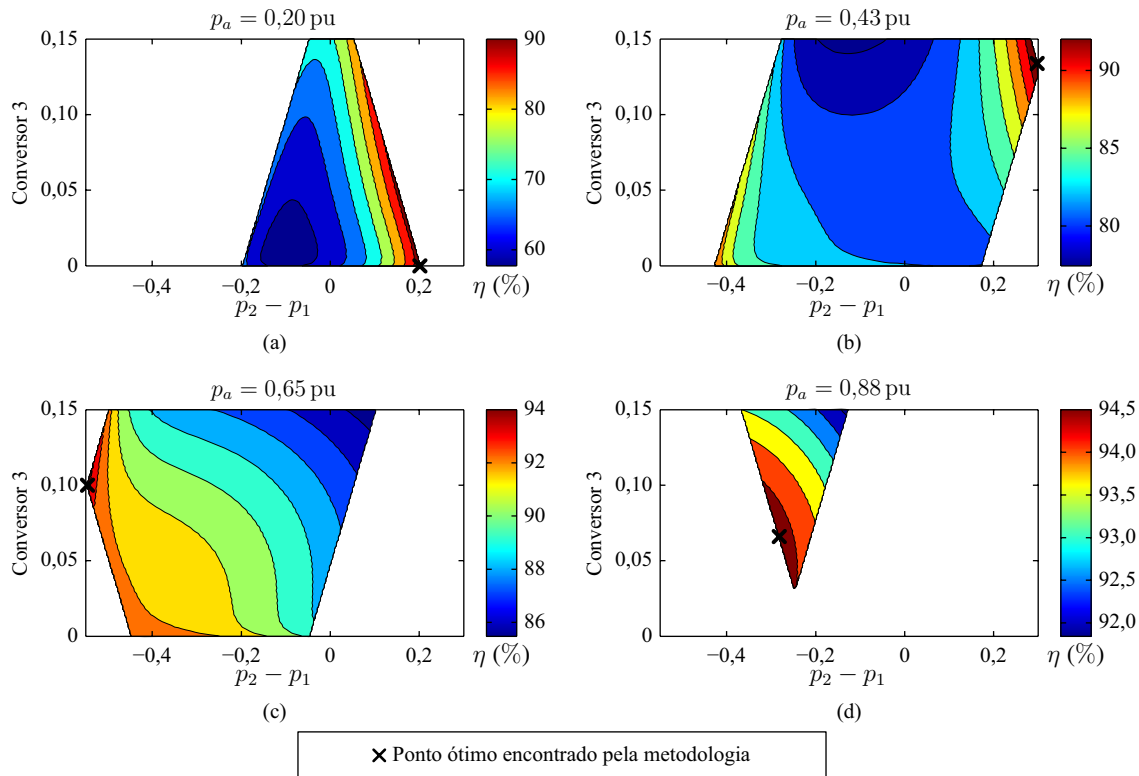


Figura 5.23: Validação da metodologia de otimização para a configuração analisada no Caso 8. Superfícies de rendimento possíveis para: (a) 0,2 pu; (b) 0,43 pu; (c) 0,65 pu; (d) 0,88 pu.

### 5.3 Estudo de Caso para um Conversor Comercial

Uma vez demonstrado que a metodologia de otimização proposta é capaz de determinar corretamente a distribuição ótima de potência entre conversores paralelos de maneira a maximizar o rendimento do sistema, apresenta-se nesta seção sua aplicação a um arranjo de conversores comerciais. Especificamente, três inversores Siemens SINVERT PVS351 UL, cuja curva de rendimento varia tanto em função da potência processada quanto da tensão de entrada, conforme demonstrado anteriormente no Capítulo 4. Destaca-se que o objetivo não é a avaliação do inversor em si, mas devido as variações significativas no rendimento em função da tensão e da potência este inversor torna-se interessante para um estudo de caso prático para a metodologia proposta.

Os coeficientes da superfície de rendimento desse inversor para o modelo de duplo quadrático foram apresentados pela Tabela 4.2. A variação da tensão de entrada considerada é de 0,825 pu a 1,2 pu, que correspondem aos limites operacionais indicados pelo fabricante, sendo 1 pu = 400 V. Já a excursão da potência processada pertence à faixa de 0 pu a 1 pu, sendo 1 pu = 350 kW.



A aplicação da metodologia de otimização proposta para variações na potência processada e na tensão de entrada resulta nas superfícies de distribuição de potência ilustradas pela Figura 5.24. Devido as significativas variações do rendimento em função do ponto de trabalho do conversor, observam-se diferentes distribuições de potência entre os conversores, principalmente em função das variações na tensão de entrada. Um detalhamento maior para alguns níveis de tensão é ilustrado pela Figura 5.25.

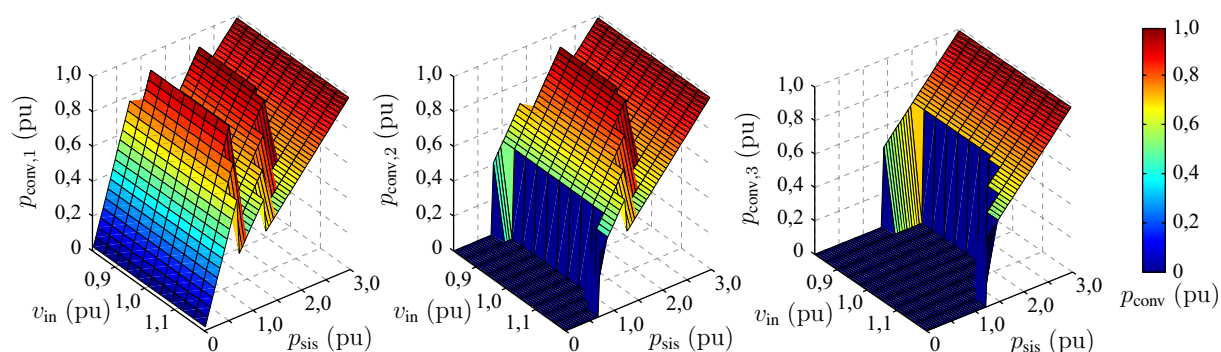


Figura 5.24: Superfícies ótimas de distribuição de potência para o paralelismo de três conversores Siemens SINVERT PVS351 UL: (a) Conversor 1; (b) Conversor 2; (c) Conversor 3.

Demonstrou-se que na região central da tensão, próximo a 1 pu, o rendimento individual dos conversores é baixo. Nesta região, observa-se que a distribuição ótima encontrada pela metodologia mantém a utilização de apenas um conversor até que o mesmo atinja sua potência nominal, o que pode ser verificado na Figura 5.25 em (b), (c) e (d). Ao atingir a potência nominal, um novo conversor é posto em operação, e a potência passa a ser compartilhada igualmente entre os conversores ativos. Por outro lado, para as tensões de entrada próximas aos extremos, as distribuições seguem perfis diferentes. Conversores são postos em operação em níveis de potência cada vez mais baixos e a potência é compartilhada igualmente por uma larga faixa como, por exemplo, na Figura 5.25 em (a), (e) e (f).

Um comparativo entre o rendimento obtido por meio da metodologia proposta com duas outras estratégias amplamente utilizadas é ilustrado pela Figura 5.26. Uma delas é o compartilhamento equalizado da potência processada, caso comumente verificado em sistemas que operam com base no método *droop*. A outra é baseada no acionamento sequencial dos conversores, ou seja, para uma demanda crescente de potência, um número mínimo de conversores são ativados e fornecem energia à carga até atingirem suas potências nominais, quando então um novo conversor é acionado. Uma vez que os dados de rendimento foram obtidos a partir da base de dados da CEC, o comparativo é apresentado em função do rendimento ponderado californiano  $\eta_{CEC}$  definido em (3.17).

Na análise comparativa da Figura 5.26, verifica-se que para os três níveis de tensão avaliados (mínima, nominal e máxima), a metodologia proposta proporcionou o melhor

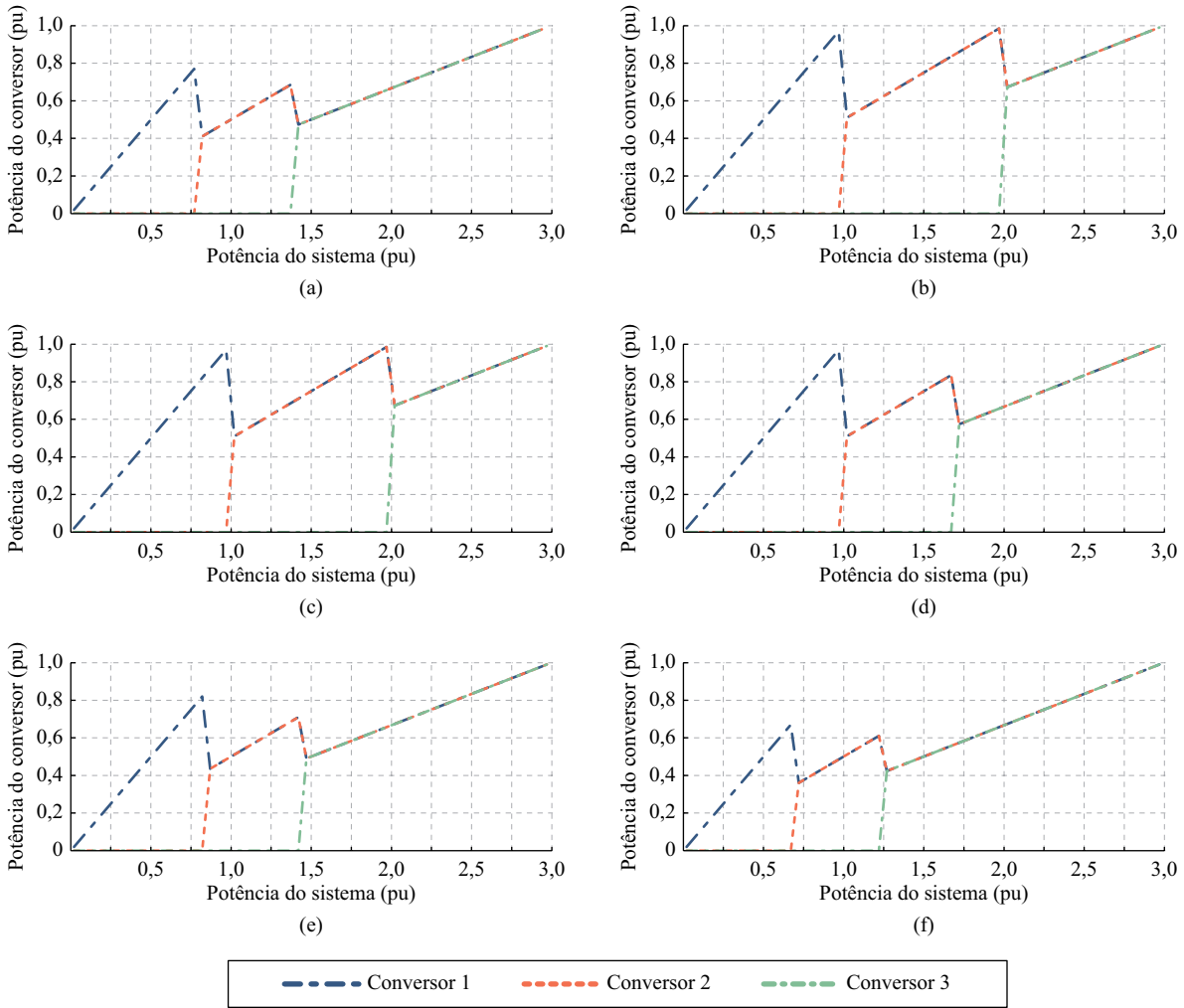


Figura 5.25: Detalhe da distribuição ótima de potência para o paralelismo de três conversores Siemens SINVERT PVS351 UL: (a) 330 V; (b) 345 V; (c) 405 V; (d) 450 V; (e) 465 V; (f) 480 V.

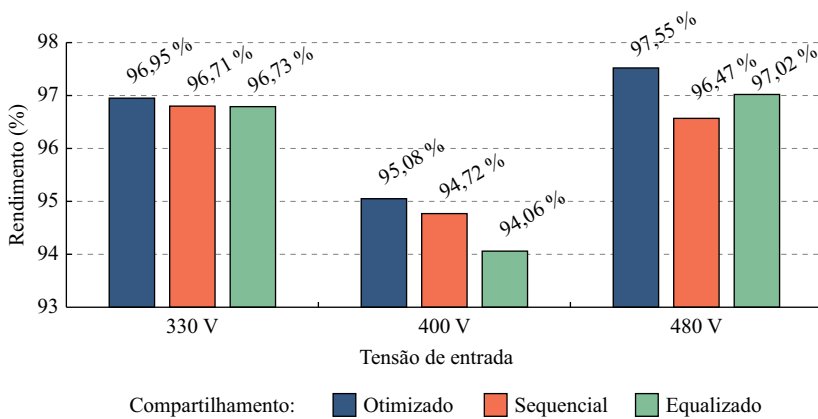


Figura 5.26: Rendimento californiano ( $\eta_{CEC}$ ) para três estratégias de compartilhamento de potência em um arranjo de três conversores Siemens SINVERT PVS351 UL.

rendimento entre as três estratégias nos três níveis de tensão. Para as tensões de 330 V e 400 V o acionamento sequencial dos conversores apresenta bons resultados, ficando atrás em 0,24 % e 0,36 % do compartilhamento proposto, enquanto o rendimento do compartilhamento equali-

zado foi 0,22 % e 1,02 % menor, para as respectivas tensões. Por outro lado, o compartilhamento sequencial foi a estratégia que resultou no pior rendimento em 480 V, ficando 1,08 % atrás do rendimento proporcionado pela estratégia proposta, enquanto o compartilhamento equalizado foi menor em 0,53 % que a proposta. Em termos absolutos, para a potência nominal do sistema analisado, que com os três conversores totaliza 1,05 MW, um incremento em 1 % no rendimento representa 10,5 kW a mais disponíveis na saída. A título de exemplo, se esse sistema fosse alimentado por módulos KD210, utilizados nas análises conduzidas no Capítulo 3, e que possui 210 W de potência de pico no STC, um incremento de 1 % no rendimento é equivalente a 50 módulos fotovoltaicos.

## 5.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a análise e a validação da metodologia de otimização de rendimento proposta nesta Tese para oito casos teóricos e um caso envolvendo um conversor comercial. Foram analisados arranjos com dois ou três conversores paralelos, configurados com potências máximas iguais ou diferentes, bem como com curvas de rendimento iguais ou diferentes. Cabe salientar que embora os casos apresentados envolveram arranjos para dois e três conversores, testes realizados com sistemas de maior complexidade, com mais conversores, também atingiram os objetivos da metodologia.

Para cada caso analisado foi investigada a convergência da metodologia para alguns valores de potência de entrada do arranjo. Em todas as situações a metodologia proposta mostrou-se capaz de determinar o ponto de rendimento ótimo mesmo para superfícies não-lineares e com múltiplos pontos de mínimo, locais ou globais. Também foi possível de se avaliar a estratégia de resolução de ambiguidade, que permite manter adequadamente a operação de um conversor mesmo nas situações em que se verificam múltiplos mínimos globais, fato que ocorre em arranjos de conversores com potências máximas e curvas de rendimentos iguais.

Juntamente com a análise de cada caso, apresentou-se o rendimento médio ponderado calculado para as equações de referência das regiões de São Martinho da Serra, Ourinhos, Brasília e Petrolina, bem como o rendimento europeu e a californiano. A Figura 5.27 apresenta um comparativo entre todos os casos para cada equação de referência. Nos casos das curvas  $\eta_A$ ,  $\eta_B$  e  $\eta_C$  esta análise refere-se a um conversor único de 1 pu, enquanto para os casos 1 a 8 são sistemas compostos por dois ou três conversores cuja potência máxima do sistema é de 1 pu.

Neste comparativo destaca-se que o maior ganho no rendimento global do arranjo ocorre nos casos em que as curvas de rendimento são diferentes, como nos casos 3, 4, 7 e 8. Isto permite

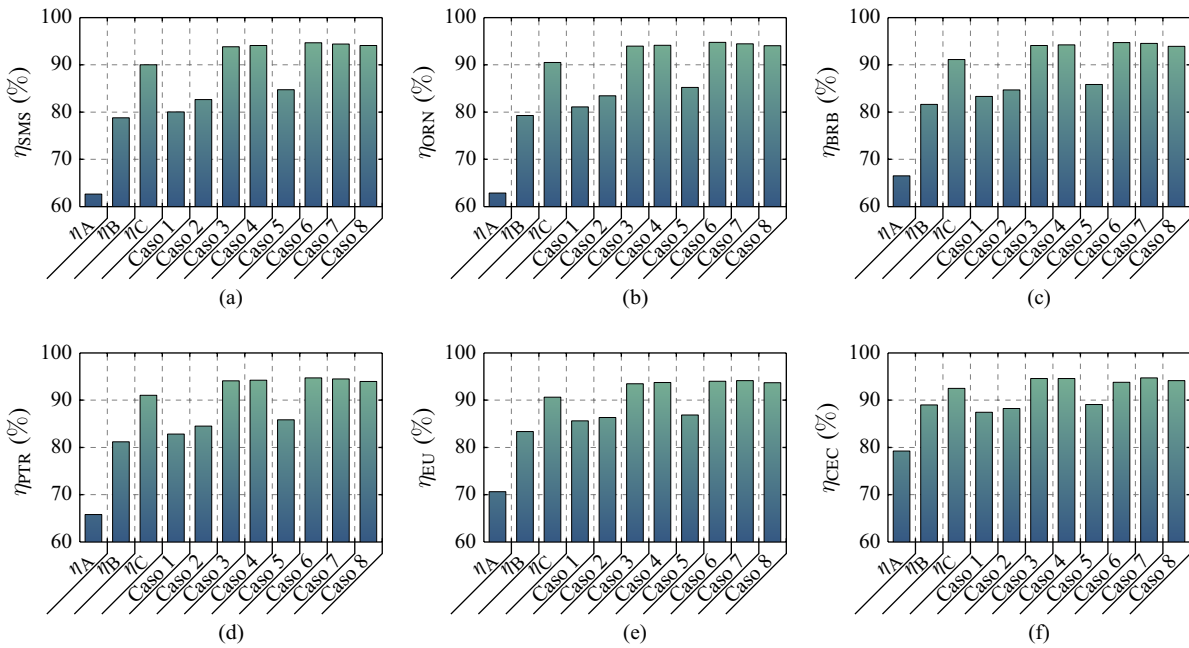


Figura 5.27: Comparativo dos rendimentos médios ponderados entre todos os casos analisados: (a) São Martinho da Serra; (b) Ourinhos; (c) Brasília; (d) Petrolina; (e) rendimento europeu; (f) rendimento californiano.

ter um indicativo de que sistemas de elevado rendimento podem tirar vantagem da combinação de conversores de potência mais elevada com conversores de potência reduzida empregando a metodologia de otimização proposta nesta Tese de Doutorado.

Aplicou-se também a metodologia proposta para um caso com três conversores comerciais em paralelo. Por apresentar grandes variações no rendimento para variações tanto na tensão de entrada quanto na potência processada, característica interessante para uma análise, optou-se por utilizar o inversor Siemens SINVERT PVS351 UL. Os testes realizados demonstraram que a distribuição ótima de potência entre os conversores pode ser significativamente diferente para um mesmo modelo de conversor em função das diferentes tensões de entrada. Além disso, para este mesmo caso foram avaliadas e comparadas outras duas estratégias de compartilhamento de potência entre conversores paralelos amplamente utilizadas. Uma baseada no compartilhamento equalizado e a outra no compartilhamento sequencial. Em todos os casos avaliados o compartilhamento otimizado proposto nesta Tese foi a estratégia que habilitou o sistema a trabalhar com o melhor rendimento possível, enquanto o compartilhamento sequencial apresentou resultados satisfatórios em algumas situações e em outras mostrou-se pior que o compartilhamento equalizado.

A partir da determinação da distribuição ótima da potência dos conversores com o objetivo de se garantir a operação do sistema em pontos de máximo rendimento, surge a necessidade de investigar e desenvolver estratégias de controle que possibilitem a aplicação prática da

---

metodologia proposta. O sistema de controle a ser empregado deverá atuar como supervisor, gerando as referências para cada conversor e deverá garantir a estabilidade do sistema frente a diferentes variações na demanda de potência da carga.



# **6    *ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA MAXIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO***

No Capítulo 4 foi apresentada a proposta de uma nova metodologia de maximização de rendimento em arranjos de conversores paralelos, a qual foi avaliada e validada no Capítulo 5 por meio de estudos de caso com diferentes configurações. Contudo, para que o rendimento esperado seja atingido, deve-se empregar uma estratégia de controle adequada de modo a garantir a distribuição correta da potência processada entre cada conversor. A investigação de uma possível abordagem para este problema também é um dos objetivos desta Tese de Doutorado. Assim, apresenta-se neste capítulo uma estratégia de controle que permite a aplicação das superfícies ótimas de distribuição de potência para maximização do rendimento aplicada a conversores CC-CC.

As seções a seguir apresentam um passo a passo para a implementação de um sistema de conversores paralelos com rendimento ótimo em toda a faixa de operação, tanto para variações de potência quanto de tensão de entrada. Inicialmente apresenta-se o protótipo utilizado e na sequência é demonstrada a obtenção de amostras de rendimento, bem como a modelagem das superfícies de rendimento para os três conversores utilizados. A seguir, a metodologia de otimização proposta é aplicada e são obtidas as distribuições ótimas de potência para variações tanto na potência processada quanto na tensão de entrada. Após, é apresentada uma estratégia de controle para implementar essas distribuições de potência, a qual é avaliada experimentalmente em diversos pontos de operação. Cabe salientar também que embora a análise apresentada aqui enfoque conversores CC-CC, o procedimento apresentado e as considerações feitas para o controle supervisor são válidas para qualquer tipo de conversor.

Em sistemas formados por arranjos de conversores paralelos, uma estratégia amplamente utilizada é a distribuição equalizada da potência processada entre os conversores. Assim, esta estratégia é utilizada como base de comparação e será avaliada em conjunto com a estratégia de controle proposta com o objetivo de determinar a melhoria de rendimento obtida por meio da

metodologia de otimização proposta. Por fim, apresenta-se um comparativo entre os resultados obtidos para cada uma das estratégias de controle avaliadas.

## 6.1 Descrição do Protótipo

Os testes e resultados experimentais apresentados neste capítulo foram obtidos por meio de um protótipo implementado no laboratório do Terrassa Industrial Electronics Group (TIEG) da Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), em Terrassa, na Província de Barcelona, Espanha. O protótipo é basicamente composto de uma plataforma dSPACE para o controle digital e três conversores boost implementados em um módulo semiconductor de potência de inversor trifásico, além de circuitos ancilares para o funcionamento dos conversores e do controle. Um diagrama geral dos principais subsistemas e conexões do protótipo são ilustrados pela Figura 6.1.

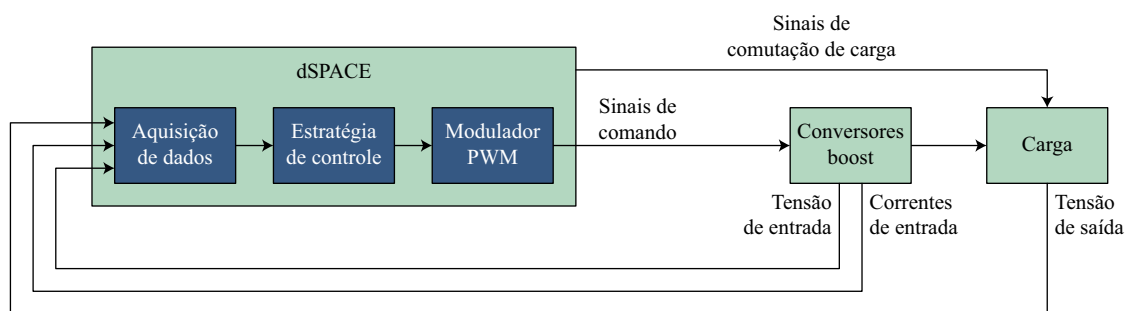


Figura 6.1: Diagrama geral da plataforma experimental para a aplicação da metodologia proposta em conversores CC-CC.

O circuito elétrico de potência para esse protótipo é ilustrado pela Figura 6.2 e seus parâmetros são detalhados na Tabela 6.1. Os indutores de entrada dos conversores ( $L_{B1}$ ,  $L_{B2}$  e  $L_{B3}$ ) são conectados externamente ao protótipo, assim como o banco de resistores para as variações de carga. As chaves  $Q_1$  e  $\bar{Q}_1$  operam em modo complementar, ou seja, quando uma está em condução a outra é bloqueada. O mesmo ocorre para os pares de chaves  $Q_2$  e  $\bar{Q}_2$ , e  $Q_3$  e  $\bar{Q}_3$ .

O barramento CC de saída é formado por quatro capacitores de  $640 \mu\text{F}/450 \text{V}$  conectados em paralelo dois a dois e então conectados em série, formando um barramento total de  $640 \mu\text{F}/900 \text{V}$ . O banco de resistores é formado por cinco resistores ( $R_{L1}$  a  $R_{L5}$ ) de  $680 \Omega$ , sendo que um é conectado permanentemente à saída dos conversores e os outros quatro são comandados por meio das chaves  $Q_{L1}$  a  $Q_{L4}$ . Tal arranjo permite que o sistema opere com cargas de 20 %, 40 %, 60 %, 80 % e 100 % da potência nominal. Neste sentido, define-se também como fatores de normalização os valores da tensão de saída nominal e a potência nominal



de cada conversor. Assim, 1 pu de tensão é equivalente a 325 V, enquanto 1 pu de potência equivale a 250 W.

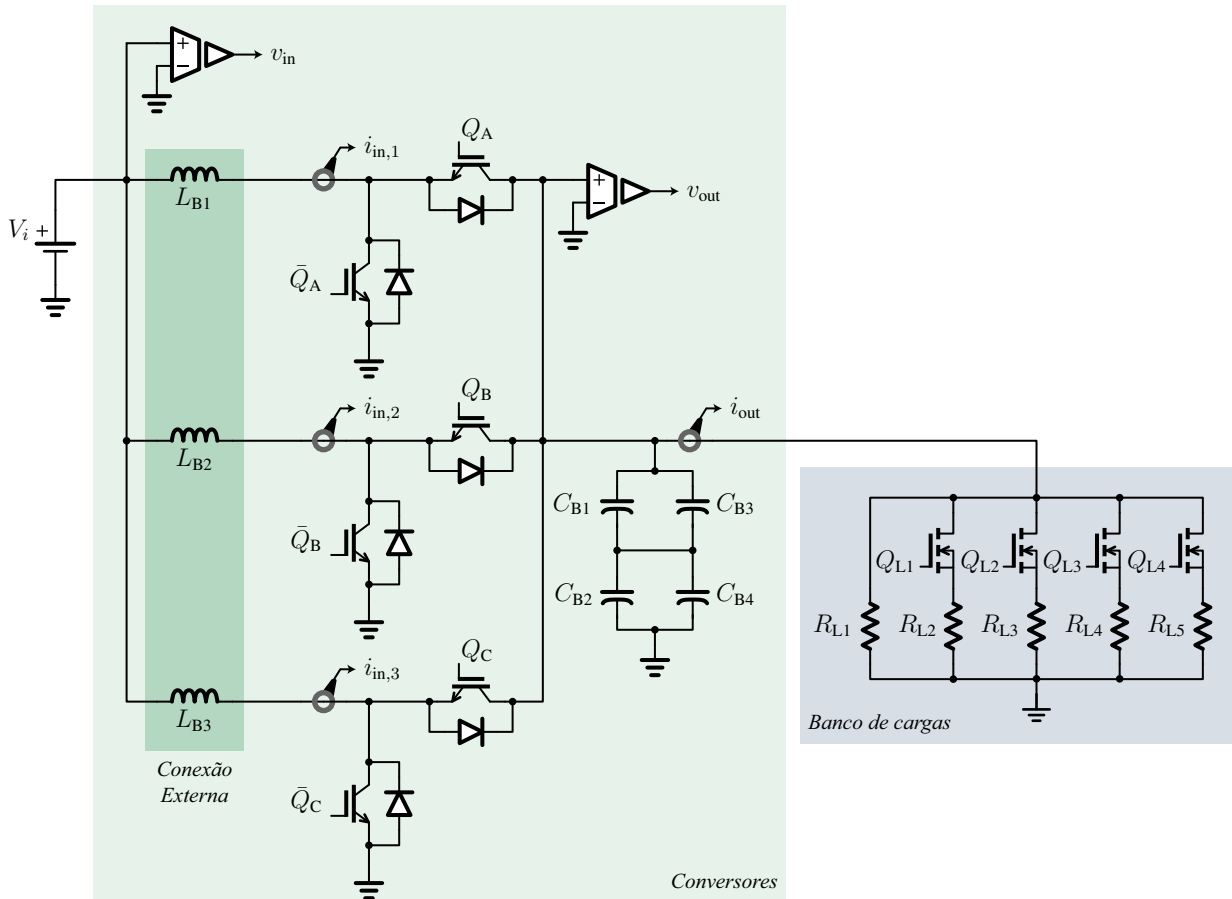


Figura 6.2: Circuito elétrico dos três conversores boost utilizados nos ensaios experimentais.

Tabela 6.1: Especificações do protótipo utilizado na obtenção dos resultados apresentados.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	110 V a 250 V
Tensão de entrada nominal	$V_{in,nom} = 190$ V
Tensão de saída nominal	$V_{out,nom} = 325$ V
Razão cíclica nominal	$D = 0,415$
Indutores de entrada	$L_{B1} = L_{B2} = L_{B3} = 6$ mH
Barramento capacitivo	$C_{bus} = 680$ $\mu$ F
Frequência de operação	$F_s = 10$ kHz
Potência nominal de cada conversor	$P_{conv,nom} = 250$ W
Resistência de carga de cada conversor	$R_{conv} = 422,5$ $\Omega$
Potência nominal do sistema	$P_{sis,nom} = 750$ W
Resistência de carga do sistema	$R_{sis} = 140,8$ $\Omega$
Módulo de potência	Mitsubishi PM15CZF120

A Figura 6.3 apresenta o protótipo dos três conversores boost montados em uma mesma estrutura, composta de circuitos de sensoriamento e condicionamento para três correntes e para as tensões de entrada e saída.



Figura 6.3: Protótipo dos três conversores boost paralelos utilizado nos ensaios experimentais.

Para o controle do protótipo utilizou-se uma plataforma *hardware in-the-loop* (HIL) que consiste em uma placa de controle e aquisição de dados em conjunto com um sistema de simulação. Esta plataforma permite combinar simulações matemáticas com uma planta real, agilizando o processo de desenvolvimento, ajustes de parâmetros e depuração de sistemas de controle.

Nos testes apresentados empregou-se uma placa dSPACE modelo DS1103 que permite o controle em tempo real e sua programação é realizada diretamente a partir do simulink. A DS1103 é baseada em um processador PowerPC como controlador principal e um DSP escravo que realiza tarefas de entrada e saída com funções especiais, como a modulação PWM, por exemplo. O dispositivo possui 28 conectores BNC para entradas e saídas analógicas, sendo 20 deles para entrada e 8 para saída, e diversos conectores D-Sub para entradas e saídas digitais do processador principal e também para entradas e saídas do DSP escravo. A Figura 6.4 apresenta a placa DS1103 da dSPACE utilizada nos testes experimentais.

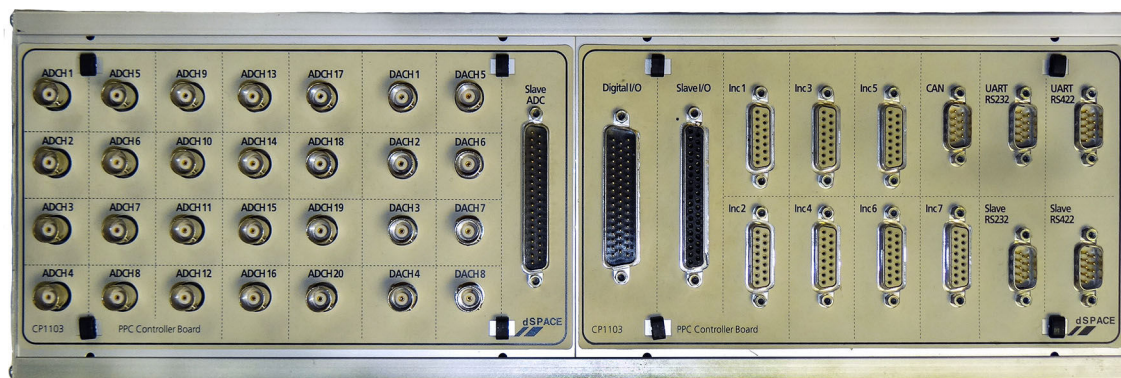


Figura 6.4: Placa de entradas e saídas analógicas e digitais da dSPACE modelo DS1103.

## 6.2 Rendimento dos Conversores

Conforme demonstrado no Capítulo 4 as informações mais importantes para a aplicação da metodologia proposta para maximização do rendimento são as curvas ou superfícies de rendimento dos conversores. Neste sentido, faz-se necessária a obtenção de amostras de rendimento dos três conversores e o ajuste do modelo de duplo quadrático às amostras. Para tal, empregou-se o analisador de potência Yokogawa modelo WT1600 para a obtenção das amostras experimentais de rendimento, sendo que cada amostra foi obtida após a entrada do conversor em uma condição de regime permanente.

Para a aquisição das amostras a tensão de entrada foi variada na faixa de 110 V a 250 V, em intervalos de 20 V. Por outro lado, as variações de carga estiveram sujeitas a disponibilidade de resistências e suas associações. Desta forma, os pontos avaliados foram 30 W, 50 W, 70 W, 102 W, 146 W, 222 W, 232 W, e 282 W, que correspondem a 12 %, 20 %, 28 %, 41 %, 59 %, 89 %, e 93 %, da potência nominal de cada conversor ( $P_{\text{conv,nom}}$ ), respectivamente, além de uma última amostra em uma condição de sobrecarga de 13 %. Assim, totalizam-se 64 amostras de rendimento para cada um dos três conversores e 192 amostras no total.

Os testes foram realizados em ordem crescente de potência e decrescente de tensão de entrada. Para cada configuração de carga realizou-se uma varredura das tensões de entrada, ou seja, para cada valor de carga foram aplicadas todos os valores de tensão de entrada. Desta maneira o equilíbrio térmico foi atingido mais rapidamente, agilizando a obtenção dos resultados apresentados pelas tabelas 6.2 a 6.9. Nelas são demonstradas as potências de entrada ( $p_{\text{in}}$ ), de saída ( $p_{\text{out}}$ ) e o rendimento ( $\eta$ ) para cada um dos três conversores avaliados.

Tabela 6.2: Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 110 V.

$P_o$ (%)	Conversor 1			Conversor 2			Conversor 3		
	$P_{in,1}$ (W)	$P_{out,1}$ (W)	$\eta_1$ (%)	$P_{in,2}$ (W)	$P_{out,2}$ (W)	$\eta_2$ (%)	$P_{in,3}$ (W)	$P_{out,3}$ (W)	$\eta_3$ (%)
113	301,26	281,80	93,55	301,41	282,50	93,74	301,96	281,90	93,36
93	249,30	231,50	92,84	249,20	231,90	93,07	249,85	231,60	92,69
89	239,44	221,90	92,67	239,40	222,40	92,90	240,13	222,10	92,50
59	161,81	146,40	90,47	161,72	146,70	90,74	162,52	146,70	90,24
41	116,29	101,90	87,59	116,18	102,10	87,86	116,89	102,10	87,33
28	83,10	69,30	83,39	82,93	69,50	83,78	83,51	69,40	83,16
20	63,66	50,40	79,22	63,26	50,50	79,80	63,26	50,50	79,80
12	40,72	29,60	72,72	40,17	29,50	73,39	40,61	29,40	72,50

Tabela 6.3: Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 130 V.

$P_o$ (%)	Conversor 1			Conversor 2			Conversor 3		
	$P_{in,1}$ (W)	$P_{out,1}$ (W)	$\eta_1$ (%)	$P_{in,2}$ (W)	$P_{out,2}$ (W)	$\eta_2$ (%)	$P_{in,3}$ (W)	$P_{out,3}$ (W)	$\eta_3$ (%)
113	300,35	281,90	93,87	299,39	281,60	94,06	301,62	282,60	93,70
93	248,45	231,40	93,12	248,29	231,70	93,32	249,03	231,50	92,97
89	238,77	221,90	92,92	238,79	222,30	93,11	239,52	222,20	92,75
59	162,07	146,80	90,55	161,08	146,30	90,80	161,74	146,20	90,40
41	116,62	102,10	87,51	116,46	102,20	87,78	117,20	102,30	87,25
28	83,24	69,30	83,28	82,90	69,40	83,74	83,53	69,40	83,11
20	63,11	50,40	79,93	62,45	50,40	80,66	62,45	50,40	80,66
12	39,88	29,70	74,35	39,25	29,50	75,10	39,70	29,40	74,15

Tabela 6.4: Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 150 V.

$P_o$ (%)	Conversor 1			Conversor 2			Conversor 3		
	$P_{in,1}$ (W)	$P_{out,1}$ (W)	$\eta_1$ (%)	$P_{in,2}$ (W)	$P_{out,2}$ (W)	$\eta_2$ (%)	$P_{in,3}$ (W)	$P_{out,3}$ (W)	$\eta_3$ (%)
113	299,61	282,20	94,18	299,48	282,60	94,35	300,19	282,30	94,05
93	248,38	232,00	93,39	247,13	231,30	93,61	247,89	231,20	93,27
89	237,63	221,50	93,20	237,47	221,80	93,38	238,19	221,70	93,06
59	161,35	146,50	90,79	161,17	146,80	91,07	161,88	146,80	90,65
41	116,43	102,00	87,64	115,70	101,80	87,97	116,90	102,20	87,46
28	82,50	69,40	84,09	82,04	69,40	84,57	82,52	69,40	84,07
20	62,13	50,60	81,47	61,16	50,20	82,08	62,03	50,40	81,32
12	38,38	29,50	76,76	38,38	29,60	77,11	38,76	29,60	76,32

Tabela 6.5: Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 170 V.

$P_o$ (%)	Conversor 1			Conversor 2			Conversor 3		
	$P_{in,1}$ (W)	$P_{out,1}$ (W)	$\eta_1$ (%)	$P_{in,2}$ (W)	$P_{out,2}$ (W)	$\eta_2$ (%)	$P_{in,3}$ (W)	$P_{out,3}$ (W)	$\eta_3$ (%)
113	298,23	282,00	94,56	298,03	282,30	94,73	298,75	282,10	94,44
93	246,55	231,30	93,80	246,42	231,60	93,98	247,16	231,50	93,65
89	236,87	221,70	93,59	236,72	222,00	93,76	237,51	221,90	93,44
59	160,73	146,60	91,21	159,92	146,30	91,48	160,52	146,20	91,09
41	115,71	101,90	88,08	115,25	101,90	88,44	116,12	102,10	87,93
28	81,42	69,50	85,36	80,67	69,30	85,85	81,22	69,30	85,31
20	60,77	50,50	83,03	60,77	50,50	83,03	60,62	50,30	83,05
12	37,28	29,50	79,11	37,28	29,70	79,58	37,61	29,60	78,58

Tabela 6.6: Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 190 V.

$P_o$ (%)	Conversor 1			Conversor 2			Conversor 3		
	$P_{in,1}$ (W)	$P_{out,1}$ (W)	$\eta_1$ (%)	$P_{in,2}$ (W)	$P_{out,2}$ (W)	$\eta_2$ (%)	$P_{in,3}$ (W)	$P_{out,3}$ (W)	$\eta_3$ (%)
113	297,25	282,50	95,03	296,16	281,90	95,19	296,88	281,80	94,92
93	245,35	231,40	94,31	245,21	231,70	94,47	245,88	231,60	94,19
89	236,25	222,20	94,06	235,19	221,70	94,27	235,82	221,60	93,99
59	159,18	146,20	91,85	158,98	146,40	92,09	159,60	146,40	91,72
41	114,40	102,00	89,14	113,99	101,90	89,41	114,57	101,90	88,98
28	79,78	69,30	86,87	79,47	69,40	87,35	79,88	69,40	86,90
20	59,18	50,40	85,09	58,59	50,20	85,76	58,59	50,20	85,76
12	36,16	29,60	81,77	36,06	29,70	82,23	36,49	29,60	81,19

Tabela 6.7: Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 210 V.

$P_o$ (%)	Conversor 1			Conversor 2			Conversor 3		
	$P_{in,1}$ (W)	$P_{out,1}$ (W)	$\eta_1$ (%)	$P_{in,2}$ (W)	$P_{out,2}$ (W)	$\eta_2$ (%)	$P_{in,3}$ (W)	$P_{out,3}$ (W)	$\eta_3$ (%)
113	295,02	282,10	95,62	294,89	282,40	95,76	295,62	282,30	95,49
93	243,78	231,50	94,97	243,66	231,70	95,10	244,33	231,70	94,85
89	234,09	221,90	94,81	233,96	222,20	94,96	234,63	222,10	94,65
59	157,67	146,30	92,78	157,51	146,40	92,96	158,04	146,50	92,68
41	113,04	102,20	90,37	112,65	102,10	90,63	113,25	102,20	90,25
28	78,48	69,50	88,57	78,40	69,70	88,87	78,26	69,30	88,60
20	57,60	50,30	87,35	57,45	50,50	87,87	57,45	50,50	87,87
12	35,34	29,70	84,16	34,62	29,50	85,33	35,07	29,60	84,28

Tabela 6.8: Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 230 V.

$P_o$ (%)	Conversor 1			Conversor 2			Conversor 3		
	$P_{in,1}$ (W)	$P_{out,1}$ (W)	$\eta_1$ (%)	$P_{in,2}$ (W)	$P_{out,2}$ (W)	$\eta_2$ (%)	$P_{in,3}$ (W)	$P_{out,3}$ (W)	$\eta_3$ (%)
113	293,22	282,50	96,33	292,20	281,90	96,47	292,72	281,80	96,26
93	241,21	231,10	95,83	241,10	231,40	95,96	241,81	231,40	95,69
89	231,73	221,70	95,68	231,68	221,90	95,79	232,22	221,80	95,53
59	156,04	146,60	93,93	155,41	146,30	94,14	155,92	146,30	93,83
41	110,97	102,00	91,94	110,78	102,20	92,22	111,15	102,10	91,87
28	77,01	69,50	90,29	76,71	69,60	90,70	77,03	69,60	90,34
20	56,45	50,70	89,83	56,08	50,70	90,44	56,28	50,50	89,66
12	33,89	29,80	87,84	33,67	29,70	88,22	33,80	29,50	87,32

Tabela 6.9: Rendimentos experimentais dos conversores, obtidos com tensão de entrada de 250 V.

$P_o$ (%)	Conversor 1			Conversor 2			Conversor 3		
	$P_{in,1}$ (W)	$P_{out,1}$ (W)	$\eta_1$ (%)	$P_{in,2}$ (W)	$P_{out,2}$ (W)	$\eta_2$ (%)	$P_{in,3}$ (W)	$P_{out,3}$ (W)	$\eta_3$ (%)
113	290,03	281,90	97,21	289,94	282,10	97,30	290,31	282,00	97,13
93	239,14	231,60	96,83	238,46	231,20	96,94	238,96	231,10	96,71
89	229,67	222,00	96,68	228,96	221,60	96,81	230,16	222,20	96,56
59	153,62	146,60	95,42	153,12	146,40	95,59	153,52	146,30	95,32
41	109,10	102,30	93,77	108,42	102,00	94,11	109,03	102,20	93,69
28	76,69	70,10	91,41	76,14	70,00	91,96	75,97	69,70	91,78
20	54,12	50,40	93,11	53,92	50,30	93,37	54,11	50,20	92,73
12	32,95	29,70	90,24	32,54	29,70	91,13	33,32	30,00	89,97

Os resultados apresentados nas tabelas anteriores são ilustrados pela Figura 6.5. Tanto nas tabelas quanto na figura, observa-se que o rendimento dos três conversores é aproximadamente o mesmo. Fato que condiz com o esperado uma vez que os conversores possuem as mesmas especificações. Destaca-se que para baixas potências e tensões mais elevadas ocorre uma descontinuidade na superfície de rendimento. Isto se deve ao fato de que nestas condições o conversor opera no modo de condução descontínuo (DCM, do inglês *discontinuous conduction mode*). Nesta condição, as perdas por recuperação reversa no diodo e por acionamento do transistor (*turn-on*) são reduzidas em comparação ao modo de condução contínuo (CCM, do inglês *continuous conduction mode*) e o rendimento do conversor, por consequência, torna-se mais elevado.

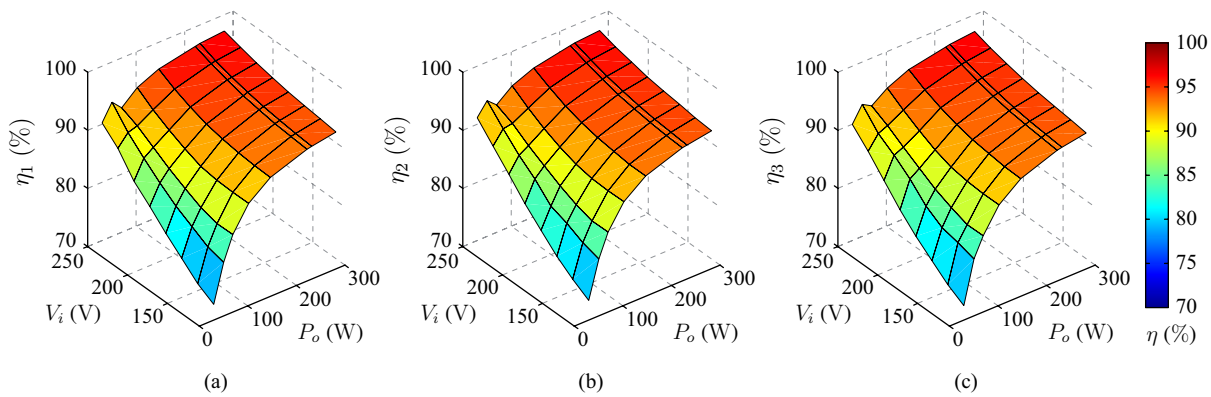


Figura 6.5: Superfícies de rendimento obtidas experimentalmente para variações na tensão de entrada e na potência de saída: (a) Conversor 1, (b) Conversor 2; (c) Conversor 3.

A partir das amostras de rendimento obtidas é realizado o ajuste de superfície para o modelo de duplo quadrático, definido em (4.6) com os coeficientes (4.11)-(4.13), com auxílio da ferramenta `cftool` do Matlab. Para tal, os valores de potência são normalizados em função da potência máxima dos conversores (250 W), enquanto que a tensão é normalizada em função da tensão nominal de saída (325 V). Além disso, uma vez que os três conversores apresentam aproximadamente os mesmos valores de rendimentos, calculou-se o valor médio das amostras para cada ponto de operação. Este valor médio foi então aplicado ao algoritmo de ajuste de superfície, cujo resultado é ilustrado pela Figura 6.6 juntamente com as amostras experimentais. Os coeficientes ajustados para o modelo de duplo quadrático são apresentados pela Tabela 6.10.

Tabela 6.10: Coeficientes do modelo de duplo quadrático dos conversores boost utilizados para a obtenção dos resultados experimentais.

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
$k_{0,0}$	0,111 214	$k_{1,0}$	-0,355 473	$k_{2,0}$	0,322 832
$k_{0,1}$	-0,269 991	$k_{1,1}$	1,734 400	$k_{2,1}$	-1,451 300
$k_{0,2}$	0,174 552	$k_{1,2}$	-1,562 100	$k_{2,2}$	1,289 200

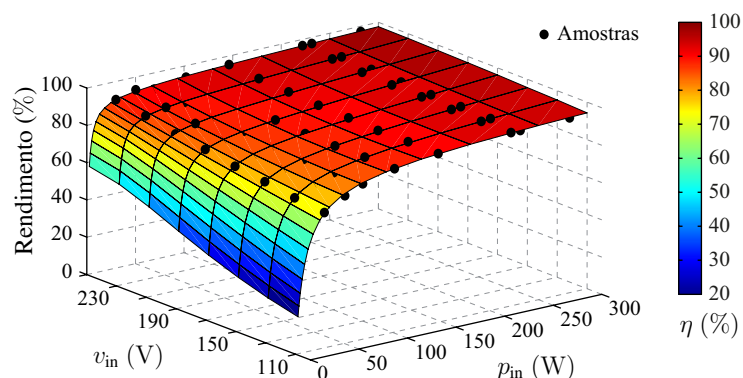


Figura 6.6: Superfície aproximada e amostras experimentais de rendimento dos conversores boost utilizados para a obtenção dos resultados experimentais.

### 6.3 Aplicação da Metodologia de Otimização

A partir dos coeficientes da superfície de rendimento dos conversores aplica-se a metodologia de otimização para conversores paralelos proposta nesta Tese de Doutorado. A metodologia é executada em modo varredura no intervalo de potência de  $0,06 \text{ pu}$  a  $3 \text{ pu}$  com incremento de  $0,06 \text{ pu}$ , e no intervalo de tensão de  $0,34 \text{ pu}$  a  $0,77 \text{ pu}$  com incremento de  $0,06 \text{ pu}$ . Isto é equivalente a uma varredura de potência no intervalo de  $15 \text{ W}$  a  $750 \text{ W}$  com incrementos de  $15 \text{ W}$ , e no intervalo de tensão entre aproximadamente  $110 \text{ V}$  a  $250 \text{ V}$  com incrementos de  $20 \text{ V}$ . Para este intervalo de busca e com esta resolução, o tempo total de execução da metodologia foi de  $19 \text{ min}$  e  $18 \text{ s}$  em um computador Intel Core i7 64 bits com frequência de  $1,87 \text{ GHz}$  e  $8 \text{ Gb}$  de memória. O tempo médio de otimização para cada ponto de operação é dominado pela etapa de otimização global, a qual leva em média  $2,87 \text{ s}$  para ser executada. As etapas de otimização local e resolução de ambiguidade têm duração média de  $11,36 \text{ ms}$  e  $74 \mu\text{s}$ , respectivamente.

Após a execução da metodologia de otimização são obtidas as superfícies ótimas de distribuição de potência que garantem que o sistema opere com rendimento máximo em todos os pontos de operação. As superfícies obtidas para cada um dos três conversores boost utilizados nos ensaios experimentais são ilustradas pela Figura 6.7. Neste caso observa-se que a distribuição ótima de potência é igual por aproximadamente toda a faixa de tensão de entrada especificada, exceto para  $110 \text{ V}$ .

Observa-se na Figura 6.7 que para tensões acima de  $130 \text{ V}$  a distribuição de potência entre os conversores ocorre de forma sequencial. Quando o sistema opera com potências mínimas, apenas o Conversor 1 é posto em operação. À medida em que a potência é aumentada, e quando este conversor atinge sua potência máxima, o Conversor 2 é posto em operação, e assim posteriormente adiciona-se o Conversor 3 até que se atinja a potência máxima do



sistema. Para 130 V a distribuição ótima segue um padrão diferenciado. Inicialmente apenas o Conversor 1 é mantido ativo até que atinja sua potência máxima. A partir de então o Conversor 2 passa a complementar a demanda de energia, e ao atingir 50% de sua potência nominal a demanda de potência da saída é dividida igualmente entre os conversores ativos. Este processo também é repetido com a inclusão do Conversor 3 até que a potência máxima do sistema seja atingida.

É importante salientar que embora a distribuição obtida com o protótipo utilizado na obtenção dos resultados experimentais apresenta-se em padrões bastante definidos e de forma mais simplificada, trata-se de uma particularidade do sistema estudado e não se pode tomar esta simplicidade por usual. Na maioria dos sistemas são verificadas distribuições mais complexas como, por exemplo, as distribuições apresentadas pela Figura 5.24 para o conversor da Siemens. Um detalhamento do compartilhamento ótimo de potência para o sistema de três conversores boost é ilustrado pela Figura 6.8(a) para o caso de uma tensão de entrada de 110 V. Já para a faixa de tensões que compreende o intervalo entre 130 V e 250 V, o perfil do compartilhamento ótimo da potência é detalhado pela Figura 6.8(b).

## 6.4 Estratégia de Controle

Além de determinar a distribuição ótima de potência entre os conversores de forma que o rendimento seja máximo em todos os pontos de operação do sistema é necessário o desenvolvimento de estratégias de controle capazes de implementar essas superfícies ótimas para o compartilhamento de potência. Em termos de objetivos, o sistema de controle proposto deverá regular a tensão de saída do arranjo de conversores em um valor constante, recuperando-

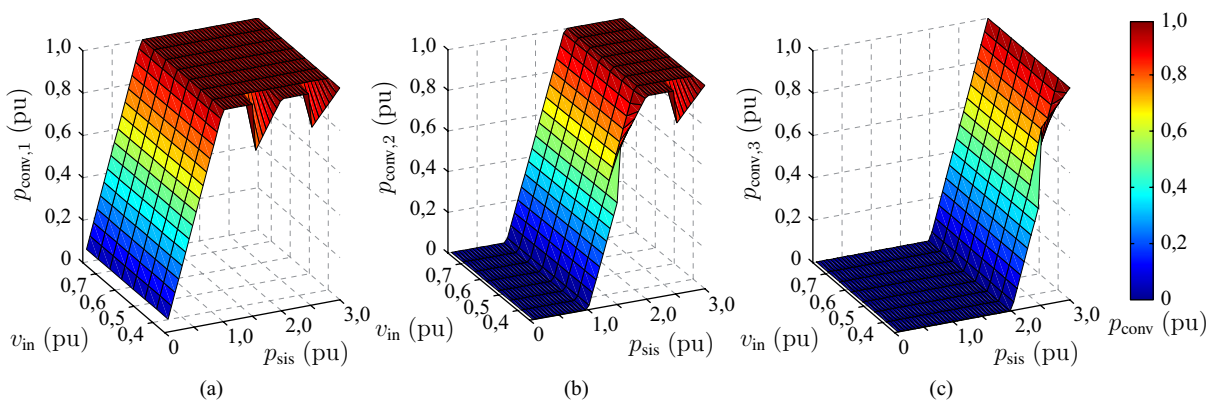


Figura 6.7: Superfícies ótimas de distribuição de potência para os conversores boost empregados nos resultados experimentais (a) Conversor 1; (b) Conversor 2; (c) Conversor 3.



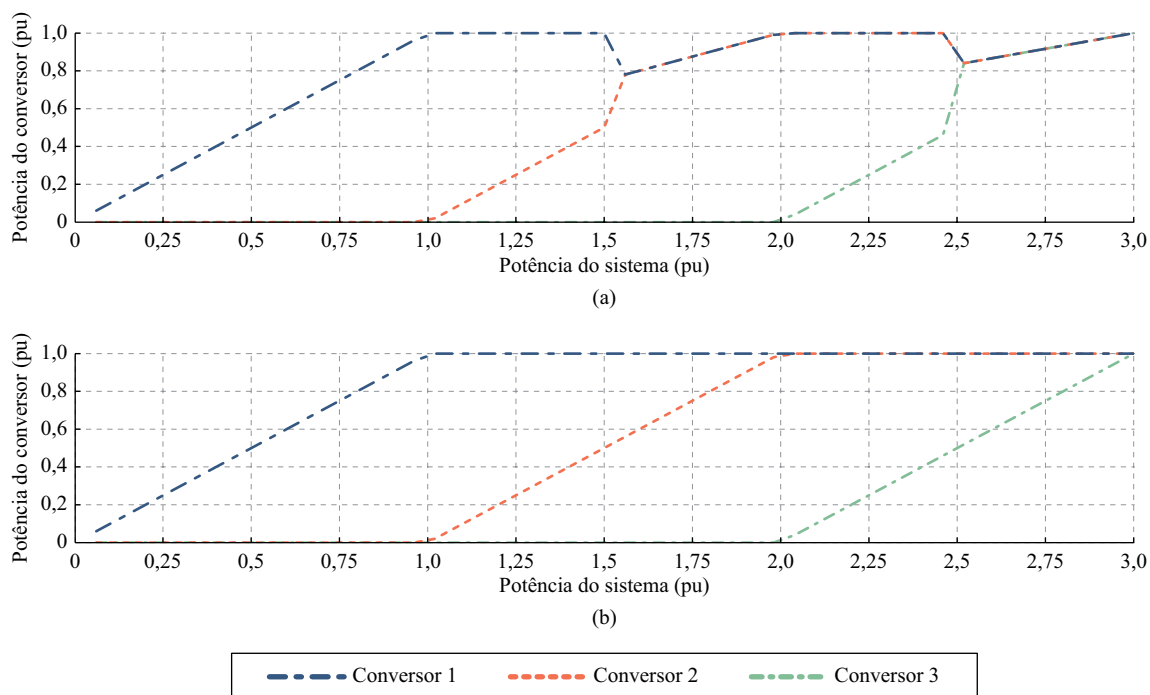


Figura 6.8: Detalhe das superfícies ótimas de distribuição de potência para os conversores boost (a) distribuição ótima para 110 V de tensão de entrada; (b) distribuição ótima para tensões de entrada de 130 V a 250 V.

se rapidamente de distúrbios de carga sem apresentar sobretensões ou afundamentos elevados, além de manter o sistema em uma condição de máximo rendimento em regime permanente conforme previamente determinado pela metodologia de otimização proposta.

Para atingir estes objetivos esta seção apresenta o projeto de uma estratégia de controle que pode ser implementada de diferentes formas, as quais serão discutidas e avaliadas a seguir. A estratégia básica para o controle do sistema de conversores paralelos é apresentada por meio do diagrama de blocos da Figura 6.9. O laço externo é responsável pela regulação da tensão de saída do arranjo, sendo que o controlador de tensão  $C_v(z)$  é responsável por gerar uma referência de corrente global de entrada de tal modo que a tensão de saída rastreie assintoticamente a tensão de referência. Esta corrente de referência é então aplicada a um bloco supervisor que implementa as curvas ótimas para o compartilhamento de potência obtidas pela metodologia de otimização.

O supervisor de compartilhamento tem a função de ponderar a referência de corrente global e gerar referências de corrente individuais  $i_{ref,1}$ ,  $i_{ref,2}$  e  $i_{ref,3}$  de forma que cada conversor processe a quantidade ótima de energia, fazendo com que o rendimento total do sistema seja maximizado. Sob o ponto de vista dinâmico, o bloco de controle supervisor comporta-se apenas como um ganho, escalonando a corrente de referência para cada conversor segundo um critério ótimo. Contudo, o processo de consulta segue uma ou mais variáveis de decisão,

cujas dinâmicas podem não ser desprezíveis e acabarem interferindo na dinâmica do sistema como um todo. As referências de corrente ponderadas pelo controle supervisor são enviadas por fim aos laços internos que, por meio dos controladores  $C_{i,1}(z)$ ,  $C_{i,2}(z)$  e  $C_{i,3}(z)$ , têm por objetivo a regulação da corrente de entrada dos conversores.

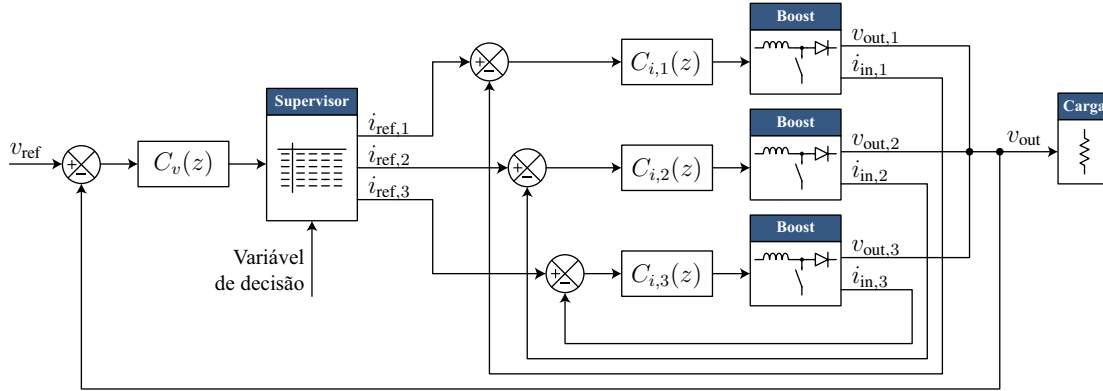


Figura 6.9: Estratégia de controle proposta para ser empregada no sistema de conversores paralelos para maximização do rendimento.

Embora a estratégia da Figura 6.9 seja apresentada para apenas três conversores, sua abordagem pode ser facilmente generalizada. No caso de arranjos formados por um número maior de conversores, a complexidade de implementação cresce de forma linear visto que para cada conversor adicional são necessários uma *lookup-table* e um controlador de corrente. Por outro lado, o controlador externo de tensão segue comum para todos. Sob o ponto de vista dos circuitos de sensoriamento, o aumento no número de sensores deve-se às necessidades naturais de controle para cada topologia empregada. Assim, para cada conversor boost adicionado ao sistema é necessário também a inclusão de um circuito para o sensoriamento da corrente no indutor. Além disso, cabe salientar também que o diagrama apresentado na Figura 6.9 não associa uma estratégia única para cada controlador. Pelo contrário, se necessário pode-se empregar diferentes estratégias ou metodologias de controle simultaneamente, sendo possível até mesmo individualizar os objetivos de controle para cada conversor.

Para implementar a distribuição ótima de potência por meio da ponderação da corrente global de referência é necessário converter as superfícies da Figura 6.7 em superfícies de ponderações. Estas superfícies podem então ser armazenadas e implementadas sob forma de *lookup-tables*, ou seja, tabelas que associam um valor de ponderação para cada conversor em função de um par tensão de entrada e potência processada. Esta conversão é realizada por meio de

$$w_{c,i,k} = \frac{P_{c,i,k}}{\sum_{n=1}^{n=n_c} P_{c,i,k}} \quad (6.1)$$

com

$$\begin{aligned} c &= 1, \dots, n_c \\ i &= 1, \dots, n_v \\ k &= 1, \dots, n_p \end{aligned} \quad (6.2)$$

sendo  $w$  a ponderação a ser aplicada à corrente global para obter a corrente referência de referência do conversor,  $n_c$  o número de conversores do sistema,  $n_v$  o número de pontos da *lookup-table* referentes à tensão de entrada e  $n_p$  o número de pontos referentes à potência. As superfícies de ponderação resultantes da aplicação de (6.1) são ilustradas pela Figura 6.10, na qual  $w_{\text{conv},1}$ ,  $w_{\text{conv},2}$  e  $w_{\text{conv},3}$  correspondem às ponderações aplicáveis aos conversores 1, 2 e 3, respectivamente. Um detalhamento das ponderações para 110 V e para a faixa de 130 V a 250 V de tensão de entrada é ilustrado pela Figura 6.11.

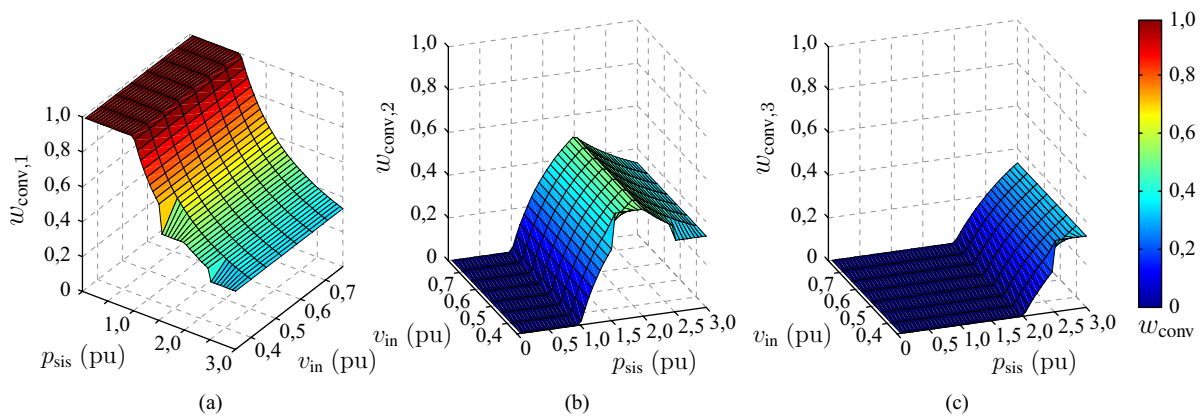


Figura 6.10: Superfícies de ponderação para distribuição ótima de potência entre os conversores boost empregados nos resultados experimentais: (a) Conversor 1; (b) Conversor 2; (c) Conversor 3.

A aplicação destas ponderações pode ser exemplificada da seguinte forma: supondo que o sistema opere com tensão de entrada de 130 V, tem-se que as ponderações associadas são ilustradas pela Figura 6.11(a). Quando a demanda de potência do sistema é de, por exemplo, 1,25 pu, verifica-se que a corrente de referência do Conversor 1 será obtida ponderando com 0,8 a corrente de referência global, a corrente de referência do Conversor 2 é obtida ponderando com 0,2 a corrente de referência global e por fim ponderando com 0 para determinar a corrente de referência do Conversor 3.

### 6.4.1 Modelagem do conversor boost

Estabelecidas as regras de compartilhamento de potência e a estratégia para sua aplicação por meio de um controle supervisor, resta a etapa de projeto dos controladores de tensão do barramento de saída e das correntes dos conversores. Para isso é necessário um modelo dinâmico dos conversores, cuja obtenção é apresentada nesta seção.

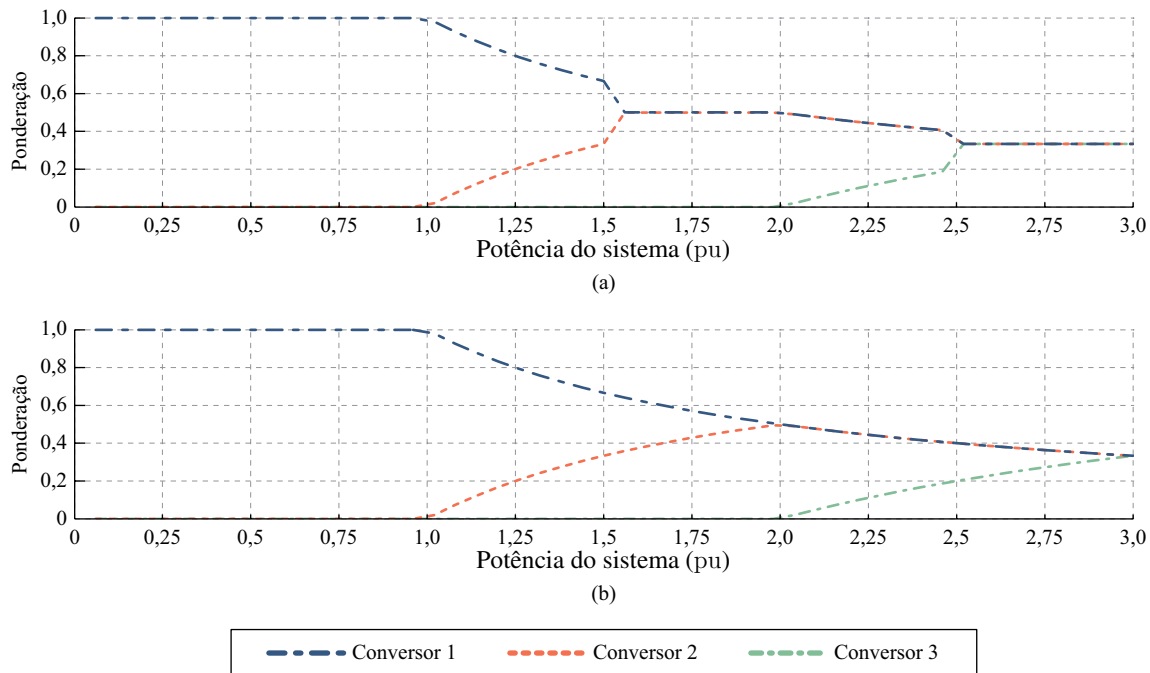


Figura 6.11: Detalhe das superfícies de ponderação para distribuição ótima de potência entre os conversores boost: (a) ponderações para 110 V de tensão de entrada; (b) ponderações para tensões de entrada de 130 V a 250 V.

Analisando um único conversor boost da Figura 6.2, verifica-se que devido a ação do modulador PWM os interruptores controláveis  $Q_x$  (que representa as chaves  $Q_{A...C}$ ) e  $\bar{Q}_x$  (representando  $\bar{Q}_{A...B}$ ) podem se encontrar nos estados aberto ou fechado. Definindo que  $q = 1$  denote que  $\bar{Q}_x$  está em condução (há circulação de corrente elétrica através do componente) e que  $q = 0$  representa o estado bloqueado, tem-se as combinações dos estados discretos dos interruptores  $Q_x$  e seus complementares  $\bar{Q}_x$  conforme descreve a Tabela 6.11. Os estados topológicos, denominação dada aos diferentes arranjos nas estruturas dos conversores em função dos estados de condução dos interruptores, são ilustrados pela Figura 6.12.

Tabela 6.11: Estado dos interruptores e estados topológicos resultantes para o conversor boost CC-CC.

$q$	$Q_x$	$\bar{Q}_x$	Estrutura
1	Bloqueado	Conduzindo	$\varepsilon_1$
0	Conduzindo	Bloqueado	$\varepsilon_0$
0	Bloqueado	Bloqueado	$\varepsilon_D$

Será considerado que os conversores boost irão operar apenas em CCM e, por esta razão a estrutura representada por  $\varepsilon_D$ , e ilustrada pela Figura 6.12(c), não será utilizada. Na Figura 6.12(a) é representado o estado topológico assumido nos instantes de tempo em que o interruptor  $\bar{Q}_x$  encontra-se em condução e o indutor armazena energia. Já a Figura 6.12(b)

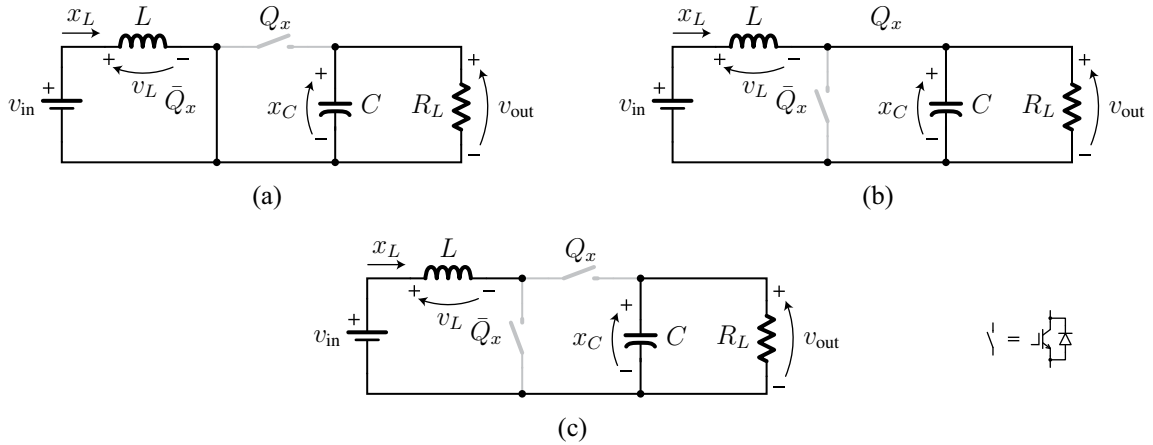


Figura 6.12: Estados topológicos resultantes do conversor boost em função da comutação dos interruptores  $Q_x$  e  $\bar{Q}_x$ : (a) estado topológico  $\varepsilon_1$ ; (b) estado topológico  $\varepsilon_0$ ; (c) estado topológico  $\varepsilon_D$ .

representa o estado topológico durante os instantes de tempo em que o interruptor  $Q_x$  encontra-se em condução e transfere a energia armazenada pelo indutor para a carga.

Para cada estrutura um conjunto de equações descrevem seu comportamento dinâmico ao longo do tempo. No caso do conversor boost são dois os componentes capazes de armazenar energia, logo tem-se dois estados que são definidos por

$$\dot{x}_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (6.3)$$

$$\dot{x}_C = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (6.4)$$

que por sua vez representam a corrente no indutor e a tensão no capacitor, respectivamente. As variáveis de saída de interesse para o projeto dos controladores são tanto a corrente de entrada  $i_{in}$  quanto a tensão de saída  $v_{out}$ , que correspondem aos próprios estados  $x_L$  e  $x_C$ , respectivamente.

Para o estado topológico  $\varepsilon_1$ , ilustrado pela Figura 6.12(a), as derivadas da corrente no indutor e da tensão sobre o capacitor são descritas, respectivamente, por

$$\dot{x}_L = \frac{1}{L}v_i \quad (6.5)$$

$$\dot{x}_C = -\frac{1}{R_L C}x_C \quad (6.6)$$

Arranjando na forma matricial

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} \end{cases} \quad (6.7)$$

e sabendo que os sinais de saída são os próprios estados, é obtido o sistema de equações de estado para o estado topológico  $\varepsilon_1$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_L \\ \dot{x}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_L \\ x_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \\ \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_L \\ x_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6.8)$$

Para o estado topológico  $\varepsilon_0$ , a análise do circuito ilustrado pela Figura 6.12(b) permite determinar as derivadas da corrente no indutor e da tensão no capacitor, as quais são dadas por

$$\dot{x}_L = -\frac{1}{L}x_C + \frac{1}{L}v_{in} \quad (6.9)$$

$$\dot{x}_C = \frac{1}{C}x_L - \frac{1}{R_L C}x_C \quad (6.10)$$

Assim, arranjando (6.9) e (6.10) na forma matricial

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_0 \mathbf{x} + \mathbf{B}_0 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_0 \mathbf{x} \end{cases} \quad (6.11)$$

é obtido

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_L \\ \dot{x}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_L \\ x_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \\ \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_L \\ x_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6.12)$$

As equações (6.8) e (6.12) compõem um sistema variante no tempo, ou seja, para diferentes instantes de tempo o sistema é regido por diferentes equações. Todavia, a maioria das estratégias de controle convencionais exigem a utilização de modelos lineares e invariantes no tempo (LTI, do inglês *linear time-invariant*). Uma das técnicas que pode ser utilizada para manipular essas equações e obter um modelo LTI é a média no espaço de estados (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Esta técnica é baseada no cálculo do valor médio dos estados em um período de comutação, sendo definida por

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau \quad (6.13)$$

sendo  $\bar{x}$  uma variável de estado qualquer,  $T_s$  o período de comutação e  $\tau$  a variável de integração.

Essa média móvel resulta em uma ação com o mesmo efeito de um filtro passa-baixas, removendo as variações de alta frequência dos estados e obtendo um sistema invariante no tempo. Em virtude dessa natureza invariante, a derivada de um sinal pode ser representada então pela derivada de seu valor médio local (VERGHESE, 1996).

Aplicando o conceito da média local é determinada então a média do espaço de estados para (6.8) e (6.12), a qual é dada por

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = [\mathbf{A}_1\bar{d}(t) + \mathbf{A}_0\bar{d}'(t)] \bar{x}(t) + [\mathbf{B}_1\bar{d}(t) + \mathbf{B}_0\bar{d}'(t)] \bar{u}(t) \\ \bar{y}(t) = [\mathbf{C}_1\bar{d}(t) + \mathbf{C}_0\bar{d}'(t)] \bar{x}(t) + [\mathbf{E}_1\bar{d}(t) + \mathbf{E}_0\bar{d}'(t)] \bar{u}(t) \end{cases} \quad (6.14)$$

sendo  $\bar{d}$  o valor médio da razão cíclica ao longo de um período de comutação e  $\bar{d}'$  seu complemento ( $1 - \bar{d}$ ). O sistema de equações (6.14) define o modelo médio no espaço de estados para o conversor boost. Desprezando a dependência temporal, visto que agora o modelo é invariante, e uma vez que não há parcelas de transmissão direta da entrada para a saída (matrizes  $\mathbf{E}_0$  e  $\mathbf{E}_1$ ), pode-se escrever (6.14) de forma simplificada como

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \mathbf{A}\bar{x} + \mathbf{B}\bar{u} \\ \bar{y} = \mathbf{C}\bar{x} \end{cases} \quad (6.15)$$

Contudo este modelo descreve apenas a variação média dos estados em função das variações da tensão de entrada. Para o projeto dos controladores deve-se ainda determinar o modelo dinâmico do conversor em função das variações no sinal de controle. Conforme Erickson e Maksimovic (2001), isso é obtido por meio da introdução de pequenas perturbações no entorno do ponto de equilíbrio dos estados de forma que o valor médio local passa a ser representado pelo valor médio da variável somado dessa perturbação, ou seja,

$$\begin{aligned} \bar{x}_L &= X_{L,q} + \tilde{x}_L & \bar{v}_{\text{out}} &= V_{\text{out}} + \tilde{v}_{\text{out}} \\ \bar{x}_C &= X_{C,q} + \tilde{x}_C & \bar{d} &= D + \tilde{d} \Rightarrow \bar{d}' = D' - \tilde{d} \\ \bar{v}_{\text{in}} &= V_{\text{in}} + \tilde{v}_{\text{in}} \end{aligned} \quad (6.16)$$

na qual as variáveis em maiúsculo representam seus valores nominais, e o subíndice  $q$  denota o valor de equilíbrio dos estados, o qual é atingido quando as derivadas se anulam, ou seja,  $\dot{\bar{x}} = \mathbf{0}$ .

Assim, determina-se o ponto de equilíbrio por meio de

$$\begin{cases} \mathbf{X}_q = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}_q \\ \mathbf{Y}_q = (-\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B})\mathbf{U}_q \end{cases} \quad (6.17)$$

A introdução de pequenas perturbações em (6.15), para o caso do conversor boost, resulta em um sistema não-linear. Porém, isso novamente viola a necessidade de um modelo LTI para o projeto dos controladores e torna necessária a aplicação de uma estratégia de linearização. Dupont (2010) demonstra que se a premissa de pequenas perturbações for respeitada, os termos não-lineares podem ser desprezados sem adicionar erros significativos ao modelo. Por meio desta abordagem, Erickson e Maksimovic (2001) demonstram que para um conversor com dois estágios de operação, como o conversor boost operando no CCM, o modelo médio linearizado no espaço de estados para pequenas perturbações é determinado por meio de

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_0)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_0)\mathbf{U}] \tilde{d} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_0)\mathbf{X}] \tilde{d} \end{cases} \quad (6.18)$$

Substituindo as matrizes dos sistemas dinâmicos de (6.8) e (6.12) em (6.18), e analisando apenas as variações do sinal de controle  $\tilde{d}$  sobre os estados e a saída ( $\tilde{\mathbf{u}} = 0$ ), tem-se

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_L \\ \dot{\tilde{x}}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{D' L} \\ -\frac{V_{in}}{D'^2 R_L C} \end{bmatrix} \tilde{d} \\ \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in} \\ \tilde{v}_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_L \\ \tilde{x}_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6.19)$$

que é escrito de forma compacta como

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{G}\tilde{d} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (6.20)$$

A descrição de sistemas no espaço de estados é uma abordagem interessante sob o ponto de vista da praticidade. Muitas vezes pode-se aplicar estratégias de linearização simples, como a utilizada, além de ser possível obter rapidamente as funções de transferência entre os diversos sinais disponíveis no modelo por meio da aplicação da transformada de Laplace. Desta maneira, para obter as funções de transferência de (6.20), é assumido que o sistema apresenta condições



iniciais nulas e então aplica-se a transformada Laplace conforme

$$\begin{aligned} s\tilde{\mathbf{x}}(s) &= \mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{G}\tilde{d}(s) \\ \tilde{\mathbf{x}}(s) &= (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1}\mathbf{G}\tilde{d}(s) \end{aligned} \quad (6.21)$$

Aplicando na equação de saída, tem-se

$$\mathbf{Y}(s) = \left( \mathbf{H} (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{G} \right) \tilde{d}(s) \quad (6.22)$$

cujas soluções permitem a obtenção das funções de transferência da corrente de entrada em função da razão cíclica ( $G_{\tilde{i},\tilde{d}}(s)$ ) e da tensão de saída em função da razão cíclica ( $G_{\tilde{v},\tilde{d}}(s)$ ).

Para o projeto dos controladores utilizados na implementação da estratégia apresentada na Figura 6.9 são necessárias as funções de transferência que descrevem tanto a corrente de entrada de cada conversor em função da razão cíclica, quanto tensão de saída em função da corrente global de entrada. A primeira é facilmente obtida a partir da solução de (6.22) para a corrente de entrada, que resulta na função de segunda ordem

$$G_{\tilde{i},\tilde{d}}(s) = G_{d,i} \frac{\frac{s}{\omega_{z,i}}s + 1}{\frac{s^2}{\omega_{0,i}^2} + \frac{s}{\varphi_i\omega_0} + 1} \quad (6.23)$$

sendo  $G_{d,i}$  o ganho CC da função de transferência,  $\omega_{z,i}$  a frequência do zero,  $\omega_{0,i}$  a frequência natural da planta e  $\varphi_i$  o fator de qualidade, os quais são definidos por

$$G_{d,i} = \frac{2V_{in,nom}}{R_L D'^3} \quad (6.24)$$

$$\omega_{z,i} = \frac{2}{CR_L} \quad (6.25)$$

$$\varphi_i = D' R_L \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (6.26)$$

$$\omega_{0,i} = \frac{D'}{\sqrt{L_B C}} \quad (6.27)$$

Por outro lado, embora a função de transferência da tensão de saída em função da corrente de entrada possa ser obtida a partir da manipulação das funções de transferência  $G_{\tilde{i},\tilde{d}}(s)$  e  $G_{\tilde{v},\tilde{d}}(s)$ , ela seria válida apenas para um único conversor. Além disso, o número de conversores ativos e seus pontos de operação variam em função da potência processada pelo sistema. Estas características adicionam uma elevada complexidade ao problema de controle, tornando-o em um sistema não apenas multivariável, mas de estrutura variável, exigindo a utilização de controladores mais complexos.

Para contornar este problema tanto na análise do sistema quanto para o projeto dos controladores propõe-se uma simplificação no estágio de saída do sistema. Uma vez que o supervisor irá impor referências de corrente de entrada para cada conversor, os mesmos podem ser vistos como fontes de corrente controladas que alimentam uma impedância de saída formada pelo capacitor do barramento ( $C_{\text{bus}}$ ) e a resistência de carga total do sistema ( $R_{\text{sis}}$ ), conforme ilustra a Figura 6.13. Assumindo que o sistema é linear, a corrente total de entrada  $i_{\text{in, sis}}$  é dada pelo somatório de todas as fontes, ou seja,

$$i_{\text{in, sis}} = i_{\text{in, 1}} + \dots + i_{\text{in, } n_c} \quad (6.28)$$

o que resulta no circuito simplificado para o estágio de saída do sistema de conversores paralelos ilustrado pela Figura 6.13(b).

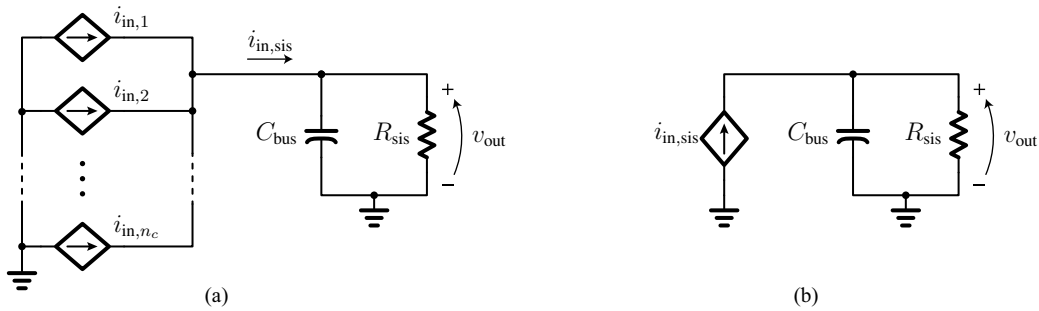


Figura 6.13: Simplificação adotada para a modelagem do estágio de saída do sistema de conversores paralelos: (a) conversores operando como fontes de corrente para a alimentação da carga; (b) circuito elétrico simplificado para a modelagem de  $G_z(s)$ .

De fato, para o sistema em estudo, e assumindo que os três conversores boost processem a mesma potência em um determinado instante, a corrente total de saída do sistema é dada por  $i_{\text{out, sis}} = i_{\text{in, sis}}(1 - D)$ . Por meio dessa simplificação pode-se então determinar a função de transferência da impedância de saída a partir da aplicação da transformada de Laplace no circuito da Figura 6.13(b), a qual é então dada por

$$G_z(s) = G_{d,v} \frac{1}{\frac{s}{\omega_{p,v}} + 1} \quad (6.29)$$

sendo que o ganho CC da função de transferência ( $G_{d,v}$ ) e a frequência do polo ( $\omega_{p,v}$ ) são definidos por

$$G_{d,v} = D' R_{\text{sis}} \quad (6.30)$$

$$\omega_{p,v} = \frac{1}{R_{\text{sis}} C_{\text{out}}} \quad (6.31)$$

Por meio das funções de transferência da corrente de entrada de cada conversor em função da razão cíclica (6.23), e da função de transferência que descreve a tensão de saída em função da corrente total de entrada (6.29), pode-se realizar o projeto dos controladores necessários.

### 6.4.2 Projeto dos controladores de corrente

A estratégia de controle apresentada será implementada em uma plataforma digital. Todavia, uma vez que (6.23) e (6.29) encontram-se no domínio contínuo do tempo, duas abordagens podem ser utilizadas para o projeto dos controladores. A primeira é projetá-los também no domínio contínuo, realizando a discretização dos controladores ao final. A segunda é a discretização das funções de transferências da planta e o projeto dos controladores já no domínio discreto. Neste trabalho optou-se pela segunda abordagem, uma vez que a mesma permite o projeto dos controladores já levando em conta a redução na banda passante causada pelos conversores analógico-digital (ADC, do inglês *analog-to-digital converters*) e algumas das limitações práticas do controle discreto.

Para o sistema de controle de conversores paralelos proposto, caso os conversores utilizados sejam diferentes entre si, o projeto dos controladores de corrente também deverá ser feito de forma individual, respeitando as particularidades dinâmicas de cada conversor empregado. Nesta Tese, uma vez que os três conversores possuem as mesmas características, é empregado o mesmo controlador para cada conversor. Para iniciar o projeto, aplicam-se os parâmetros dos conversores apresentados na Tabela 6.1 em (6.24)-(6.27) e estes, por sua vez, em (6.23). Na sequência a função de transferência é discretizada por um retentor de ordem zero (ZOH, do inglês *zero-order-hold*) com frequência de amostragem igual a frequência de comutação do conversor, de onde é obtida a função de transferência discreta da corrente de entrada em função da razão cíclica, a qual é dada por

$$G_{i,d}(z) = \frac{5,416\ 853z - 5,413\ 083}{z^2 - 1,998\ 815z + 0,999\ 652} \quad (6.32)$$

Uma das limitações práticas da maioria dos sistemas de controle discreto está associada à impossibilidade de amostrar os sinais, calcular a lei de controle e aplicá-la instantaneamente. Devido ao modo como a maioria dos moduladores PWM discretos são implementados fisicamente, há sempre um atraso de uma amostra entre a aquisição dos sinais e a atualização da razão cíclica do modulador. Conforme demonstrado por Buso e Mattavelli (2006), considerar esse atraso no projeto dos controladores permite melhorar a resposta dinâmica em malha fechada. Para tal, basta apenas que o atraso de uma amostra do modulador seja incluso na

função de transferência discreta da planta. Assim, multiplicando (6.32) por  $z^{-1}$  tem-se

$$G_{i,\tilde{d}}(z) = \frac{5,416\,853z - 5,413\,083}{z^3 - 1,998\,815z^2 + 0,999\,652z} \quad (6.33)$$

Como critério de projeto para o controlador de corrente se estabeleceu que sua banda passante deve ser inferior a uma década da frequência de comutação e possuir uma margem de fase igual ou maior a  $30^\circ$ . A partir destes requisitos, e empregando a função de transferência da planta de corrente apresentada em (6.33), um controlador proporcional-integral (PI) foi projetado com auxílio da ferramenta `sisotool` do Matlab, de onde foi obtida a função de transferência

$$C_i(z) = \frac{0,087\,669z - 0,078\,200}{z - 1} \quad (6.34)$$

que proporciona uma banda passante de 808 Hz e uma margem de fase de  $35^\circ$ . O projeto dos controladores de corrente empregados nos três conversores boost é ilustrado pela Figura 6.14, a qual apresenta os diagramas de Bode de malha aberta e fechada e a localização dos polos e zeros tanto da planta quanto do controlador.

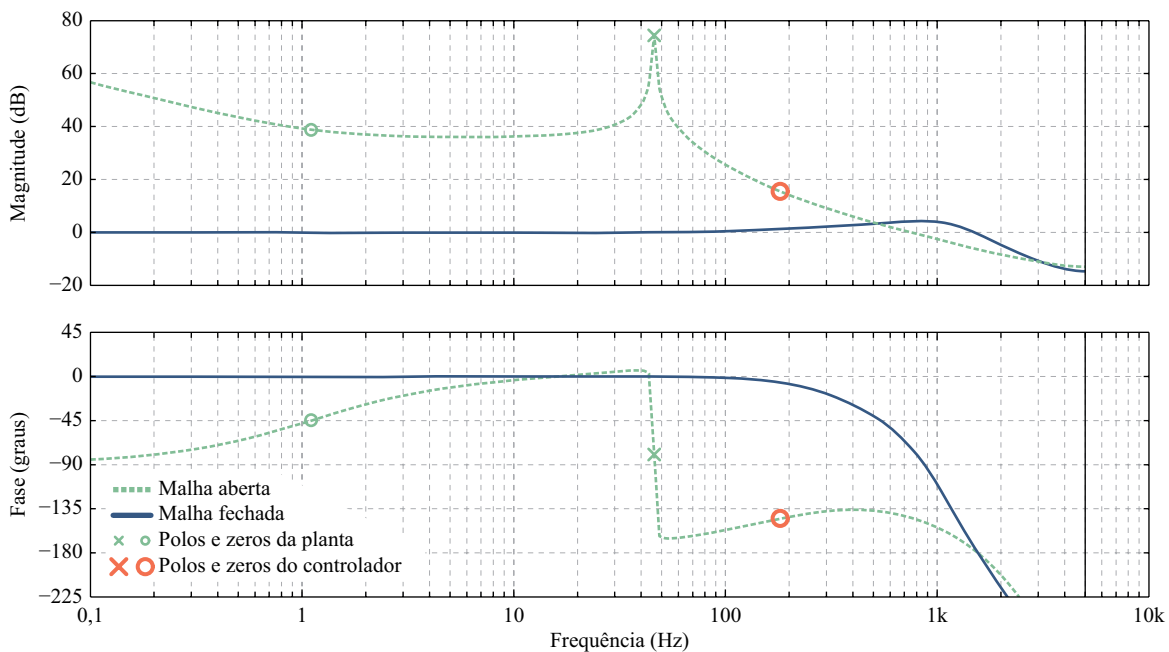


Figura 6.14: Diagrama de Bode em malha aberta e fechada ilustrando o projeto dos controladores da corrente de entrada para um dos conversores boost.

Na prática, esse controlador deverá possuir ainda uma estratégia de *anti-windup* para evitar que, na ocorrência de saturações no modulador PWM em períodos transitórios, o termo integral siga acumulando erro (BUSO; MATTAVELLI, 2006). A estratégia empregada neste caso é a integração condicional, ou seja, sempre que houver saturação no modulador o integrador é inibido. Para a aplicação dessa estratégia, a função de transferência do controlador deve ser separada em seus termos básicos para se obter as parcelas proporcionais e integrais. Isso é feito

por meio da expansão em frações parciais, que resulta em

$$C_{i,P}(z) = k_{P,i} = 0,087\,669 \quad (6.35)$$

$$C_{i,I}(z) = \frac{k_{I,i}}{z-1} = \frac{0,009\,469}{z-1} \quad (6.36)$$

A Figura 6.15 ilustra o diagrama de blocos básico para implementar cada um dos três controladores de corrente. Os ganhos  $k_{P,i}$  e  $k_{I,i}$  correspondem aos ganhos proporcional e integral, respectivamente, obtidos a partir de (6.35) e (6.36) das quais se tem  $k_{P,i} = 0,087\,669$  e  $k_{I,i} = 0,009\,469$ . O subíndice  $c$  indexa e representa cada um dos conversores. A estratégia de *anti-windup* é implementada a partir do monitoramento do sinal de controle antes e depois do bloco de saturação. Na ocorrência de uma saturação da ação de controle, estes sinais serão diferentes e a saída do bloco de comparação de igualdade é posto em nível baixo, zerando a saída do bloco de multiplicação e paralisando a integração do erro.

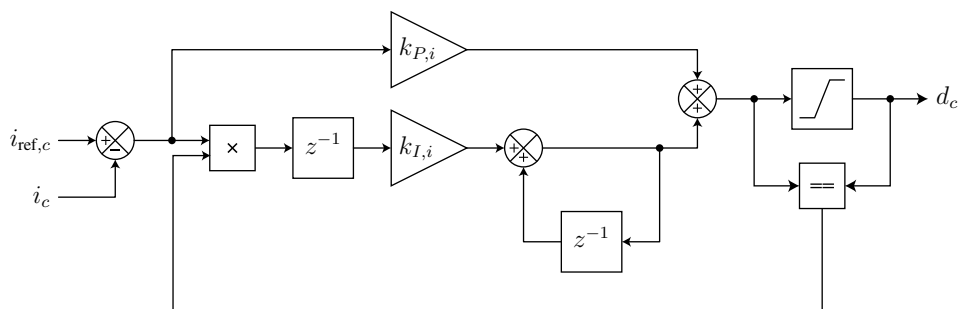


Figura 6.15: Diagrama de blocos dos controladores PI de corrente com estratégia de *anti-windup* por integração condicional.

### 6.4.3 Projeto do controlador de tensão

As simplificações adotadas na modelagem da impedância de saída  $G_z(s)$  são válidas quando não houver acoplamento entre os laços internos e externos de controle. Com o intuito de melhorar o desacoplamento entre essas malhas, define-se que a banda passante do controlador de tensão deverá ser muito menor que a banda passante dos controladores de corrente. Todavia, devido a questões práticas, tanto os sinais amostrados quanto os coeficientes dos controladores sofrem problemas de quantização e armazenamento em função da precisão finita dos processadores digitais. Franklin, Powell e Workman (1998) demonstram que esses problemas introduzem ruídos nos sinais e podem até mesmo prejudicar o rastreamento de referências. Observa-se que esses problemas podem começar a se manifestar à medida em que as frequências dos polos e zeros dominantes do controlador afastam-se várias décadas da frequência de amostragem, ou seja, quando os coeficientes do filtro aproximam-se da unidade.

Por estas razões, optou-se por reduzir a frequência de amostragem da tensão de saída para 2 kHz com o objetivo de melhorar a resolução numérica para a implementação prática do controlador. Aplicando as especificações do sistema em (6.30)-(6.31), substituindo em (6.29) e discretizando novamente com um ZOH tem-se a função de transferência

$$G_z(z) = \frac{0,428\,744}{z - 0,994\,793} \quad (6.37)$$

Para o projeto do controlador de tensão definiu-se que além de sua banda passante ser muito menor que a dos controladores de corrente, deverá possuir margem de fase maior ou igual a  $80^\circ$ . Neste caso, optou-se pela utilização de um controlador PI com filtro passa-baixas para auxiliar na rejeição de ruídos. Os diagramas de Bode com o projeto do controlador de tensão são ilustrados pela Figura 6.16. A função de transferência projetada é dada por

$$C_v(z) = \frac{0,056\,137z - 0,055\,705}{z^2 - 1,575\,643z + 0,575\,643} \quad (6.38)$$

que proporciona uma banda passante de 18 Hz e uma margem de fase de aproximadamente  $80^\circ$ .

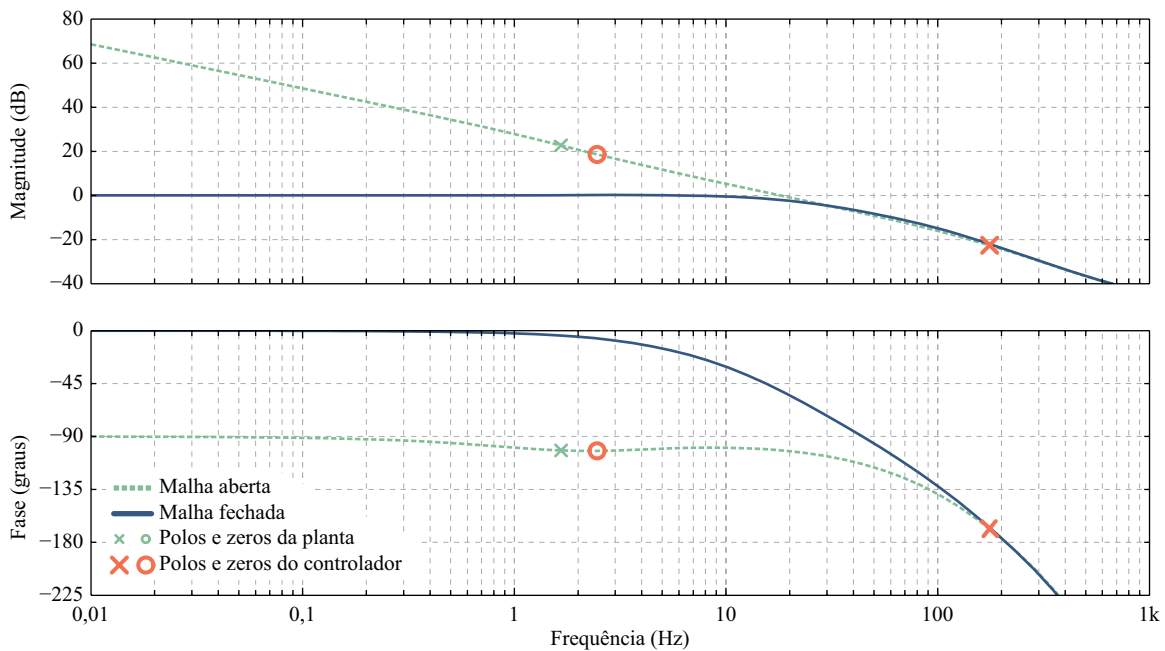


Figura 6.16: Diagrama de Bode em malha aberta e fechada ilustrando o projeto do controlador de tensão.

Tal como os controladores de corrente, ao controlador de tensão também é aplicada uma estratégia de *anti-windup* na ação integral baseada na integração condicional. Todavia, ao invés de limitar a razão cíclica do modulador PWM como nos controladores anteriores, neste caso é aplicada uma limitação na referência de corrente de entrada global  $i_{\text{ref, sis}}$ . A Figura 6.17 ilustra o diagrama de blocos utilizado na implementação do controlador PI com filtro passa-baixas para regular a tensão de saída do sistema. Expandindo (6.38) em frações parciais, são novamente

obtidos os termos básicos do controlador tal como

$$C_{v,I}(z) = \frac{k_{I,v}}{z-1} = \frac{0,001\,019}{z-1} \quad (6.39)$$

$$C_{v,F}(z) = \frac{k_{F,v}}{z-\omega_{F,v}} = \frac{0,055\,118}{z-0,575\,643} \quad (6.40)$$

de onde se obtém os valores dos ganhos  $k_{I,v} = 1,0195 \times 10^{-3}$ ,  $k_{F,v} = 1,0195 \times 10^{-3}$  e  $\omega_{F,v} = 575,6428 \times 10^{-3}$  a serem aplicados ao sistema de controle da Figura 6.17.

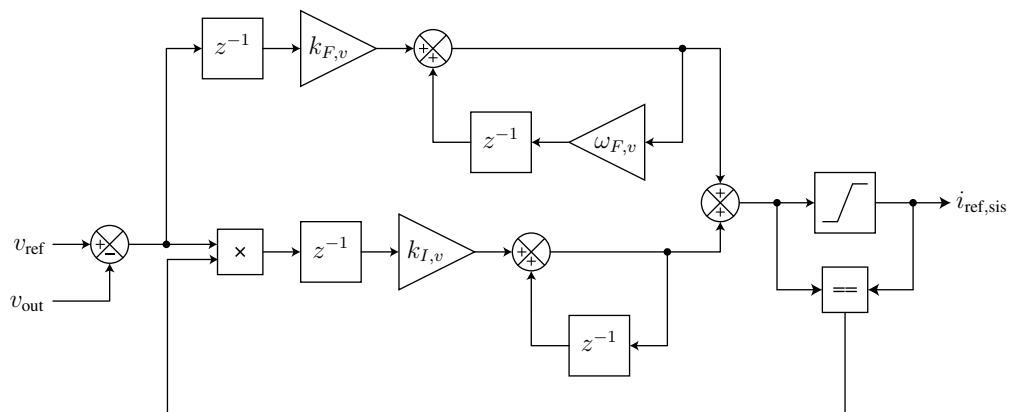


Figura 6.17: Diagrama de blocos do controlador PI com filtro passa-baixas com estratégia de *anti-windup* por integração condicional para regular a tensão de saída do sistema.

#### 6.4.4 Controle Supervisor

Uma das formas mais simples para a implementação do controle supervisor para distribuição otimizada da potência processada pelos conversores é utilizando *lookup-tables*. Nestas tabelas são armazenados os valores de ponderação para cada par de tensão de entrada e potência processada que resultem no rendimento ótimo do sistema, conforme ilustrados pela Figura 6.10. Assim, para realizar uma consulta nessas tabelas são necessárias duas variáveis de decisão, que devem estar associadas de alguma forma à tensão de entrada e à potência processada.

A tensão de entrada é evidentemente determinada por meio de um sensor. Para reduzir o efeito de ruídos de instrumentação sobre a distribuição de potência, e aproveitando-se do fato de que a tensão de entrada raramente sofre variações bruscas, pode-se limitar em frequência o sinal da tensão de entrada. Por outro lado, a informação referente a potência processada pelo sistema pode ser determinada tanto pela entrada quanto pela saída. Entretanto, as questões dinâmicas associadas a estas duas abordagens podem proporcionar resultados significativamente diferentes, e cada uma apresenta importantes vantagens e desvantagens. Por esta razão, ambas são abordadas em maiores detalhes a seguir.

#### 6.4.4.1 A potência de entrada como variável de decisão

A potência de entrada pode ser vista como uma das formas mais diretas para determinação da potência processada pelo sistema. Uma vez que as correntes de entrada de cada conversor já são mensuradas por sensores para realizar seu controle, e a tensão de entrada também será medida e utilizada como uma das variáveis de decisão no controle supervisor, pode-se determinar facilmente a potência total de entrada a partir do produto da tensão pelo somatório das correntes de entrada. De maneira ainda mais simples, nos sistemas em que a tensão de entrada é constante, pode-se apenas empregar o somatório da corrente de entrada como variável de decisão.

Apesar de simples esta abordagem possui um ponto crítico para a resposta dinâmica do sistema. Quando ocorrem variações de carga os conversores naturalmente mudam de ponto de operação, alcançando novos patamares de tensão e corrente. Contudo, esta mudança requer que os elementos armazenadores, como indutores e capacitores, liberem a energia armazenada ou absorvam mais energia da fonte para alcançar o novo ponto de equilíbrio. Como resultado, o valor instantâneo da energia absorvida pelo sistema pode ser significativamente diferente da energia drenada pela carga.

Estas diferenças tornam-se evidentes quando analisadas com o auxílio do teorema de Tellegen (YUAN; OPAL, 2004), o qual é uma das leis fundamentais na análise de redes. O teorema de Tellegen parte do pressuposto de haver conservação de fluxo e unicidade dos potenciais entre os nós, tal que

$$\sum_{k=1}^n v_k(t) i_k(t) = 0 \quad (6.41)$$

sendo  $n$  o número de ramos conectados ao nó analisado,  $v_k$  e  $i_k$  denotam as tensões e correntes do circuito, respectivamente. Desprezando as perdas nos componentes do conversor, a aplicação do teorema de Tellegen ao conversor boost resulta no balanço instantâneo de energia, dado por

$$v_{in}(t)i_{in}(t) = v_{out}(t)i_{out}(t) + L\frac{di_L(t)}{dt}i_L(t) + v_C(t)C\frac{dv_C(t)}{dt} \quad (6.42)$$

que pode ser reescrito de forma compacta como

$$P_{in} = P_{out} + \Delta\epsilon \quad (6.43)$$

sendo  $P_{in}$  e  $P_{out}$  as potências de entrada e saída, respectivamente, e  $\Delta\epsilon$  o somatório das variações de energia do conversor.

A partir de (6.43) verifica-se que mantendo as tensões de entrada e saída constantes, as alterações no ponto de equilíbrio provocadas pelas variações de carga são refletidas diretamente



na corrente de entrada, de forma que essa corrente é função da corrente de saída e das variações de energia do conversor. Em regime permanente, as variações de energia se anulam, resultando em  $\Delta\epsilon = 0$ , fazendo com que a corrente de entrada torna-se novamente apenas função da corrente de saída.

Para que a estratégia de ponderação das referências de corrente não seja afetada pelas variações de energia, deve-se limitar em frequência o sinal da corrente de entrada. Todavia, as dinâmicas associadas às variações de energia são lentas, exigindo que a frequência de corte do filtro seja muito menor que a frequência dos polos dominantes. Esta redução na banda de atuação do controle supervisor pode impor sobrecargas severas aos conversores na ocorrência de um aumento significativo da carga, uma vez que a redistribuição de potência entre um número maior de conversores será lenta. Por outro lado, se o conjunto de conversores não for submetido a variações bruscas de potência, a utilização da potência de entrada como uma das variáveis de decisão é uma alternativa de menor custo para habilitar o sistema a trabalhar em uma condição de rendimento máximo por toda sua faixa de operação.

#### **6.4.4.2 A potência de saída como variável de decisão**

A outra alternativa que pode ser empregada para a determinação da potência processada é a potência de saída, ou simplesmente a corrente de saída, caso a tensão de saída seja mantida constante. Sob o ponto de vista dinâmico, a corrente de saída é a variável que melhor reflete as variações de potência na carga.

Na ocorrência de distúrbios de carga a corrente de saída altera seu valor quase que instantaneamente. Esta rápida variação evita que o sistema responsável pela alocação de potência para os conversores excursions lentamente entre as curvas de distribuição de corrente, alterando as referências desnecessariamente, ou até erroneamente. Pelo contrário, esta característica permite que o novo ponto de operação do arranjo seja rapidamente identificado e que a distribuição de potência correta seja brevemente imposta aos controladores de corrente, melhorando a resposta dinâmica do sistema como um todo.

No que se refere à implementação, a utilização de um filtro passa-baixas é de interesse prático, mas apenas para a redução de ruídos de instrumentação, e não para a limitação em frequência como no caso da utilização da potência de entrada como variável de decisão. Com isso, a banda de atuação do controle supervisor é muito maior que o caso anterior, podendo evitar a ocorrência de sobrecarga dos conversores em períodos transitórios. Contudo, há a necessidade de um sensor adicional para o sensoriamento da corrente de saída do sistema.

## 6.5 Implementação do Sistema de Controle

A dSPACE empregada para a obtenção dos resultados experimentais é uma plataforma HIL que trabalha em conjunto com o Simulink para programação e simulação em tempo real com a planta física integrando o laço de controle. Seu principal ponto forte é a praticidade com que é possível migrar as simulações para a obtenção de resultados experimentais e realizar eventuais ajustes de parâmetros no sistema de controle. Integra esta plataforma o ambiente ControlDesk, que permite o desenvolvimento de interfaces gráficas para visualização e controle de todos os sinais e parâmetros do arquivo de simulação.

Levando em consideração as facilidades oferecidas pela plataforma, as simulações realizadas durante o desenvolvimento e as análises dos sistemas de controle avaliados neste capítulo foram realizadas em Simulink. Posteriormente, os blocos associados à planta foram substituídos pelos blocos próprios de entrada e saída da plataforma, além da adição de outros subsistemas auxiliares com a finalidade de visualização no ControlDesk.

A Figura 6.18 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle completo implementado em Simulink para a programação da dSPACE. Em laranja destacam-se os blocos que implementam funções específicas do subsistemas de controle, como os controladores, as estratégias de compartilhamento de potência, entre outros. Em amarelo são representados os blocos de interface com a dSPACE e em azul os blocos cujos sinais são utilizados apenas para visualização na interface gráfica.

Os sinais provenientes das entradas analógicas são amostrados no subsistema ADCs, ilustrado pela Figura 6.19. Este subsistema é executado em toda borda de subida de sua entrada de disparo (*trigger*), que por sua vez está conectada à interrupção do modulador PWM para garantir a sincronia da amostragem com o modulador. Internamente, cada canal de entrada utilizado da dSPACE passa por um ganho inverso ao da instrumentação para obter um valor numérico equivalente ao seu valor real. Na sequência são conectados um outro bloco de ganho e um *offset*, ambos utilizados para compensar eventuais não idealidades do circuito de instrumentação. Por fim, um bloco `task transition` antes do pino de saída e outro fora do subsistema (já no diagrama geral da Figura 6.18) garantem a coerência do sinal amostrado com o sinal utilizado pelo restante do sistema de controle. Neste ponto os sinais  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ,  $i_o$ ,  $v_o$  e  $v_i$  correspondem aos seus valores e unidades físicas reais.

O bloco `enable` no diagrama geral é responsável por iniciar ou desligar o sistema. Em nível baixo este sinal inibe os moduladores PWM. Quando posto em nível alto ativa o subsistema de partida suave ilustrado pela Figura 6.20, formado basicamente por um integrador discreto

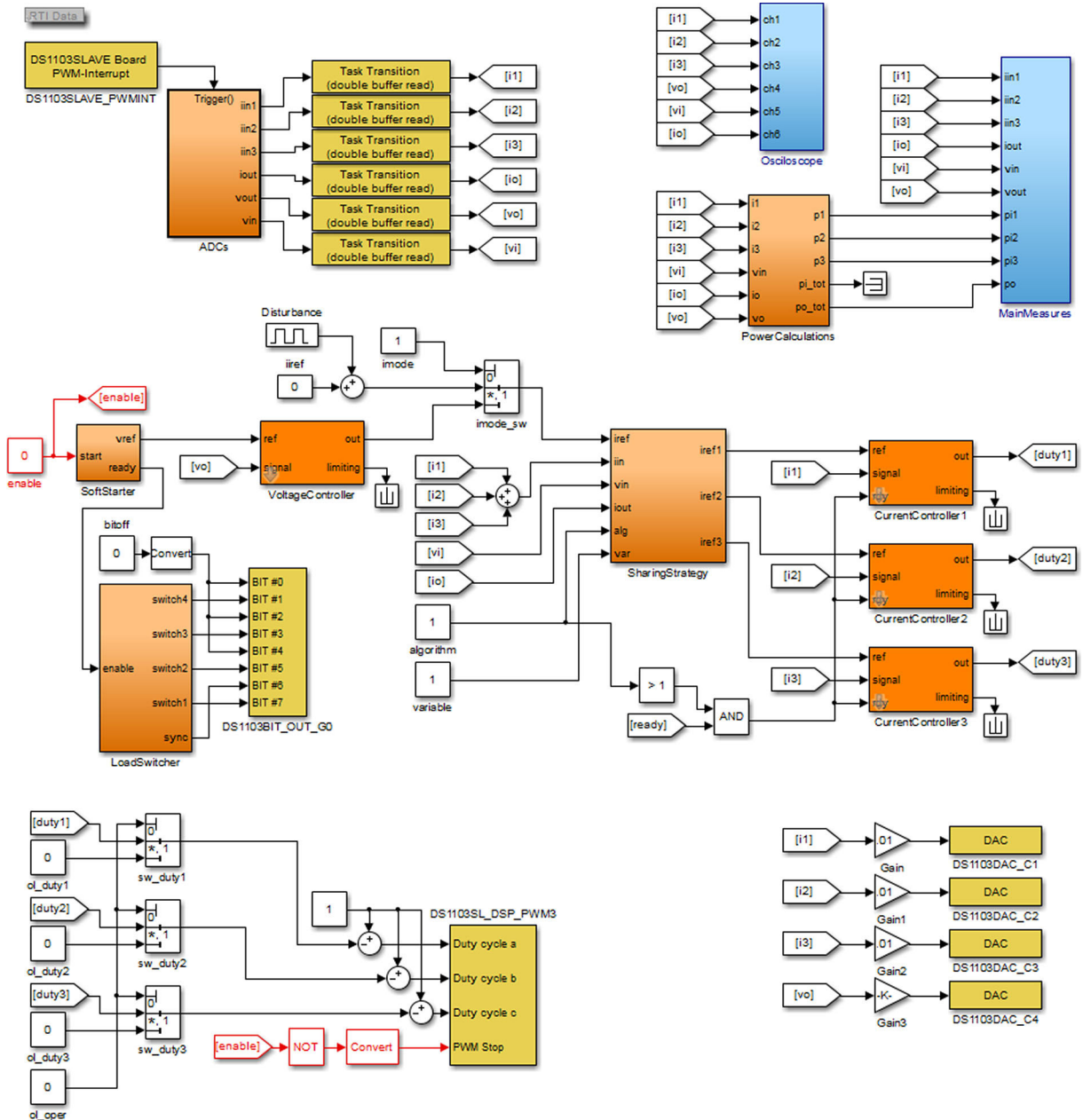


Figura 6.18: Diagrama de blocos do sistema completo de controle implementado em Simulink para a programação da dSPACE.

com saturação. Este bloco integra uma constante que define a taxa de crescimento (*slew rate*) da tensão de referência até atingir seu valor nominal. Ao atingir a saturação, saída `ready` é colocada em nível alto e sinaliza que a sequência de partida está concluída.

A tensão de referência gerada pelo bloco `SoftStarter` é aplicada no subsistema de controle da tensão de saída, ilustrado pela Figura 6.21, que implementa um controlador PI com filtro passa-baixas. O bloco `Zero-Order Hold` reduz a frequência de amostragem para 2 kHz conforme o projeto apresentado na Seção 6.4, já os ganhos  $k_i$ ,  $k_f$ , e  $w_f$  são os apresentados em (6.39) e (6.40) e correspondem a  $k_{I,i}$ ,  $k_{F,v}$  e  $\omega_{F,v}$ , respectivamente. Por fim,

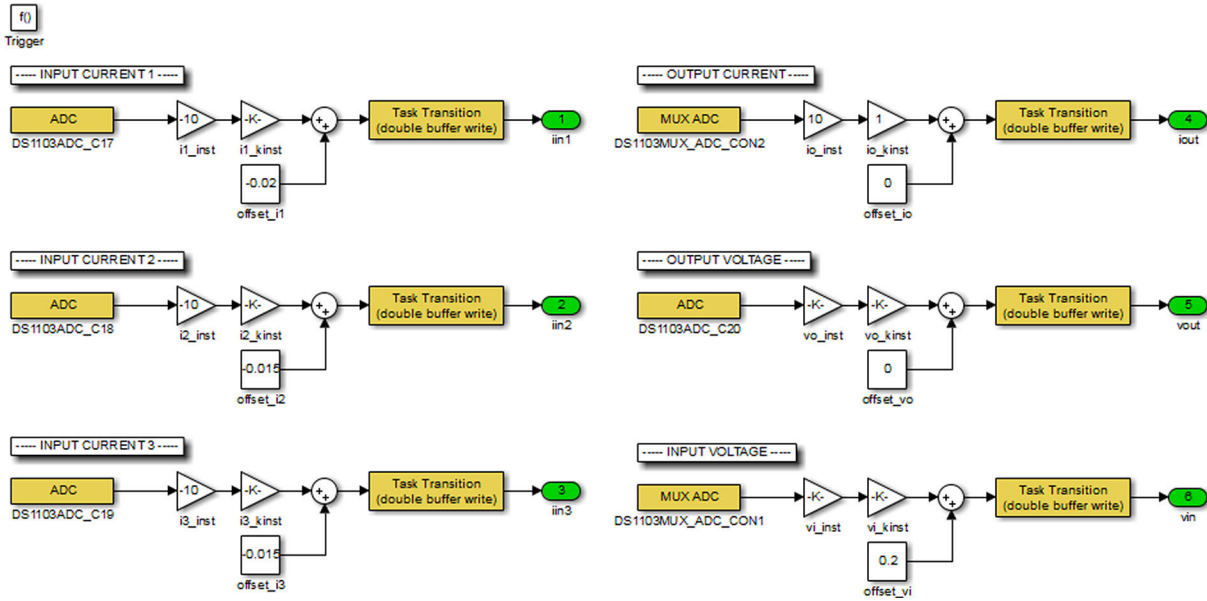


Figura 6.19: Subsistema ADCs para realizar a conversão analógico-digital dos sinais utilizados no controle do sistema.

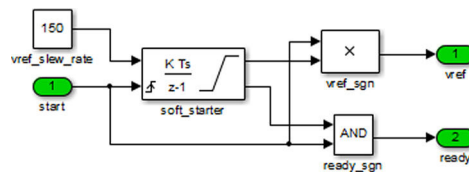


Figura 6.20: Subsistema SoftStarter para realizar a partida suave do sistema por meio da geração de uma rampa na referência de tensão.

o bloco Rate Transition adequa as frequências de amostragem entre os controladores de corrente e tensão, e a saída limiting é utilizada no ControlDesk para sinalizar a ocorrência de saturações na ação de controle.

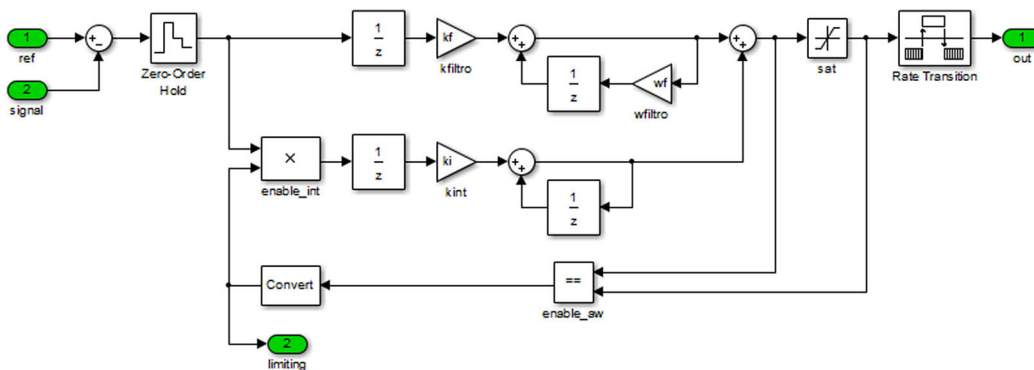


Figura 6.21: Subsistema VoltageController que implementa o controlador da malha de tensão.

A corrente de referência global gerada pelo controlador de tensão é aplicada ao subsistema SharingStrategy, ilustrado pela Figura 6.22, que implementa os métodos de compartilhamento de potência entre os conversores. As três variáveis de entrada (corrente e tensão de entrada e corrente de saída) passam por filtros passa-baixas para limitar esses sinais

em frequência conforme os requisitos apresentados na Seção 6.4.4. Na sequência calcula-se a potência total de entrada e normalizam-se as três variáveis em pu, empregando como fatores a tensão nominal de saída (325 V) para a normalização da tensão de entrada, a potência máxima de um conversor (250 W) para a potência de entrada, e a corrente nominal de saída (2,31 A). A entrada `var` possibilita selecionar um sinal referente à potência de entrada ou à potência de saída que será utilizado juntamente com a tensão de entrada como variáveis de decisão para a implementação das superfícies ótimas de distribuição de potência. Após, a tensão de saída normalizada é limitada ao intervalo de tensões para o qual foi realizada a otimização, o equivalente à faixa de 110 V a 250 V. O mesmo ocorre com o sinal de potência, o qual é limitado à faixa de 0 pu a 3 pu.

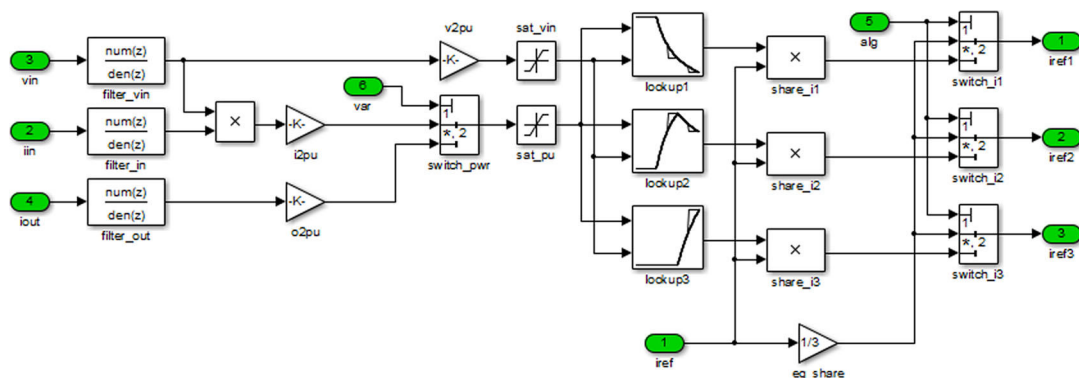


Figura 6.22: Subsistema `SharingStrategy` para implementar os algoritmos de distribuição de potência entre os conversores.

As superfícies com as ponderações que resultam na distribuição ótima de potência são implementadas por meio de três blocos *lookup-tables* que empregam os valores normalizados da tensão de entrada e da potência processada pelo sistema como indexadores. Os blocos efetuam interpolações lineares entre os registros adjacentes da tabela para determinar a ponderação que deve ser aplicada. A principal vantagem é que essa abordagem possibilita transições mais suaves nas regiões próximas de descontinuidades, evitando o chaveamento entre duas distribuições distintas de potência que poderia prejudicar o desempenho do sistema. Na sequência, blocos de multiplicação implementam as ponderações na corrente global de referência para obter as correntes de referência para cada conversor. O sinal de entrada `alg` permite optar pelo compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores ou a utilização do compartilhamento ótimo da potência. No primeiro caso, a corrente global de referência é dividida por três e aplicada a cada conversor, fazendo com que os três processem a mesma potência. No segundo caso, as correntes de referência dos conversores seguem as superfícies ótimas determinadas pela metodologia proposta nesta Tese de Doutorado.

A Figura 6.23 detalha a implementação dos subsistemas `CurrentController`, responsáveis pelo controle da corrente de cada conversor. Os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  correspondem aos ganhos proporcional  $k_{P,i}$  e integral  $k_{I,i}$ , respectivamente, definidos em (6.35) e (6.36). Nesses controladores é adicionada uma estratégia de desligamento completo do conversor caso a corrente de referência seja inferior a um valor mínimo. Esta estratégia, mostrou-se apropriada em conversores que podem operar no DCM e que a corrente de referência é próxima de zero. Nestes casos, se o instante de amostragem coincidir com um período de corrente nula, o erro com relação à corrente de referência será aproximadamente zero, mesmo que a ação de controle possua um valor não nulo de razão cíclica. Esse efeito ocasiona perdas por condução e comutação em situações que não deveriam ocorrer, podendo reduzir significativamente o rendimento global do sistema. A estratégia de desligamento adotada garante que se a corrente de referência de um conversor for aproximadamente nula, seu modulador PWM será inibido e o circuito de potência seja desligado.

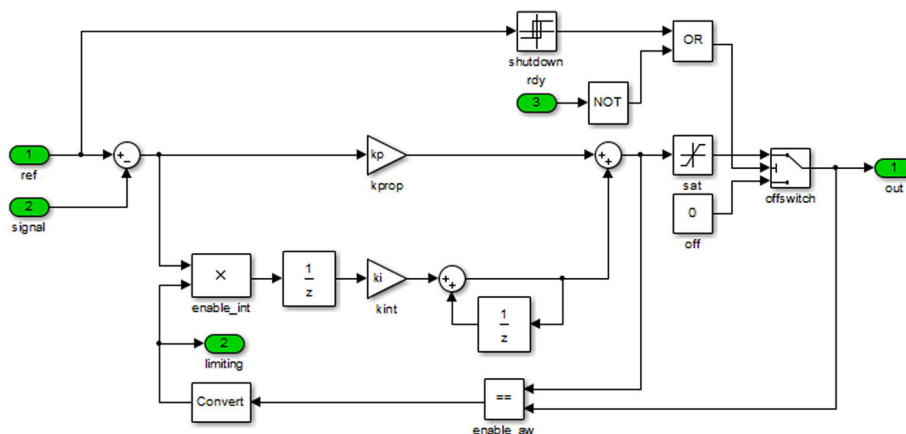


Figura 6.23: Subsistema `CurrentController` para a implementação dos controladores de corrente.

Os testes de desempenho em malha fechada são realizados com auxílio do comutador eletrônico de cargas implementado por meio do subsistema `LoadSwitcher`, ilustrado pela Figura 6.24. Este subsistema está conectado a quatro transistores que permitem comutar cargas preconfiguradas de maneira sequencial automática ou selecionando-as manualmente. A seleção entre os modos de operação é feita por meio da constante `mode`. No modo automático, um contador de 1 a 4 com período de 400 ms indexa as quatro configurações de carga disponíveis. A entrada `enable` garante que as comutações de carga apenas serão habilitadas a partir do instante em que a sequência de partida tenha sido finalizada. Por fim, o sinal `sync` é conectado a um pino de saída da dSPACE e permite sincronizar o osciloscópio com o início de cada sequência de carga.

Os blocos `Power Calculations` e `MainMeasures` tem apenas a finalidade de processar as informações para posterior exibição na interface do `ControlDesk`. No subsis-

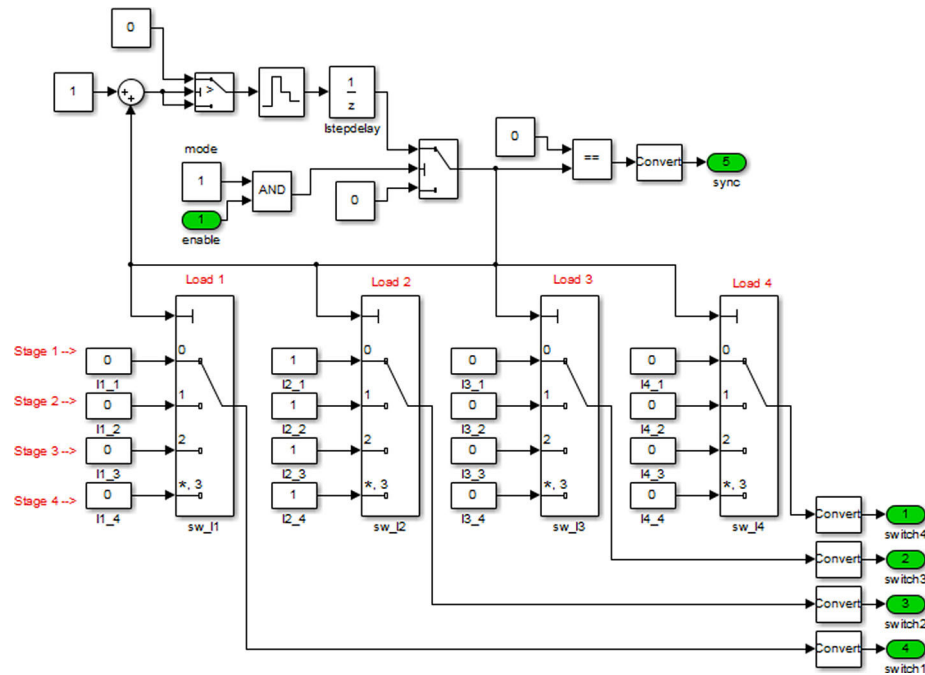


Figura 6.24: Subsistema LoadSwitcher que implementa um comutador eletrônico de carga.

tema *Power Calculations* realiza-se a multiplicação de tensões e correntes, com o objetivo de determinar tanto as potências de entrada de cada conversor quanto a potência total de entrada e saída do sistema. Já o subsistema *MainMeasures* tem a função de reduzir a frequência de amostragem das variáveis para 3 Hz para facilitar a visualização na interface gráfica e reduzir o tempo de processamento associado a sinais que não têm a prioridade de serem manipulados em tempo real.

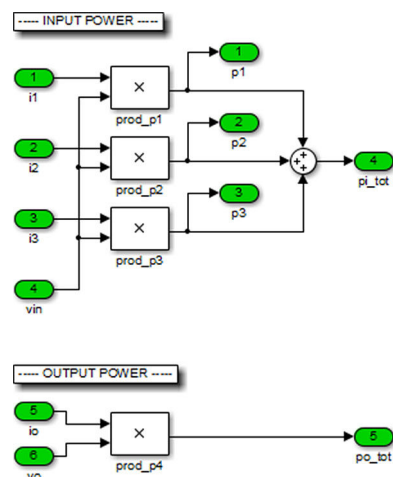


Figura 6.25: Subsistema Power Calculations para calcular as potências de entrada e saída dos conversores e do sistema.

Para operar o sistema de controle proposto e agilizar os testes e avaliações dos controladores e estratégias de compartilhamento de potência foi desenvolvida uma aplicação em ControlDesk

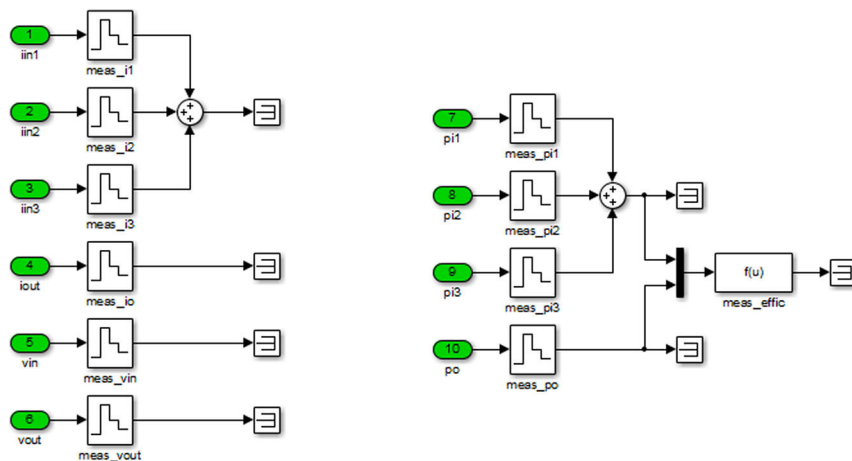


Figura 6.26: Subsistema *MainMeasures* para agrupar e simplificar a visualização das principais variáveis utilizadas no controle do sistema.

que realiza a interface entre o modelo do sistema em Simulink e a dSPACE. Esta interface e seus principais grupos de controles são ilustrados pela Figura 6.27.

O grupo “*Operation*”, indicado por A na Figura 6.27, liga ou desliga o sistema inteiro, habilitando o sinal *enable* previamente apresentado no diagrama de blocos do sistema. Os ajustes da referência para a tensão de saída, a inclinação da rampa de partida e o valor de limitação da corrente total de entrada são realizados por meio de controles deslizantes no grupo “*Reference Control*”, sinalizado por B. Os valores das principais variáveis do sistema são exibidos de forma gráfica e textual no grupo “*Main Measures*”, identificado por C, e que corresponde aos sinais enviados ao subsistema *MainMeasures*. O grupo “*Limiters*”, identificado por D, sinaliza a ocorrência de saturação no controlador de tensão ou nos controladores de corrente.

Abaixo, pode-se optar entre a estratégia de compartilhamento equalizado da potência processada entre os conversores ou o método de compartilhamento baseado na otimização do rendimento do sistema por meio das opções do grupo “*Sharing Method*”, o qual é sinalizado por E, na Figura 6.27. Já a variável de decisão utilizada no método de compartilhamento baseado no rendimento é selecionada no grupo “*Decision Variable*”, identificado por F.

A programação do comutador de carga é realizada no grupo “*Load Switcher*”, sinalizado por G, no qual pode-se ligar ou desligar as cargas desejadas em cada um dos quatro intervalos disponíveis. Ao lado, o grupo “*Operation Mode*”, identificado por H, permite alternar o modo de operação do sistema e escolher entre a operação em malha aberta ou malha fechada. Neste grupo é também possível definir individualmente as razões cíclicas dos conversores quando a opção de malha aberta estiver selecionada.



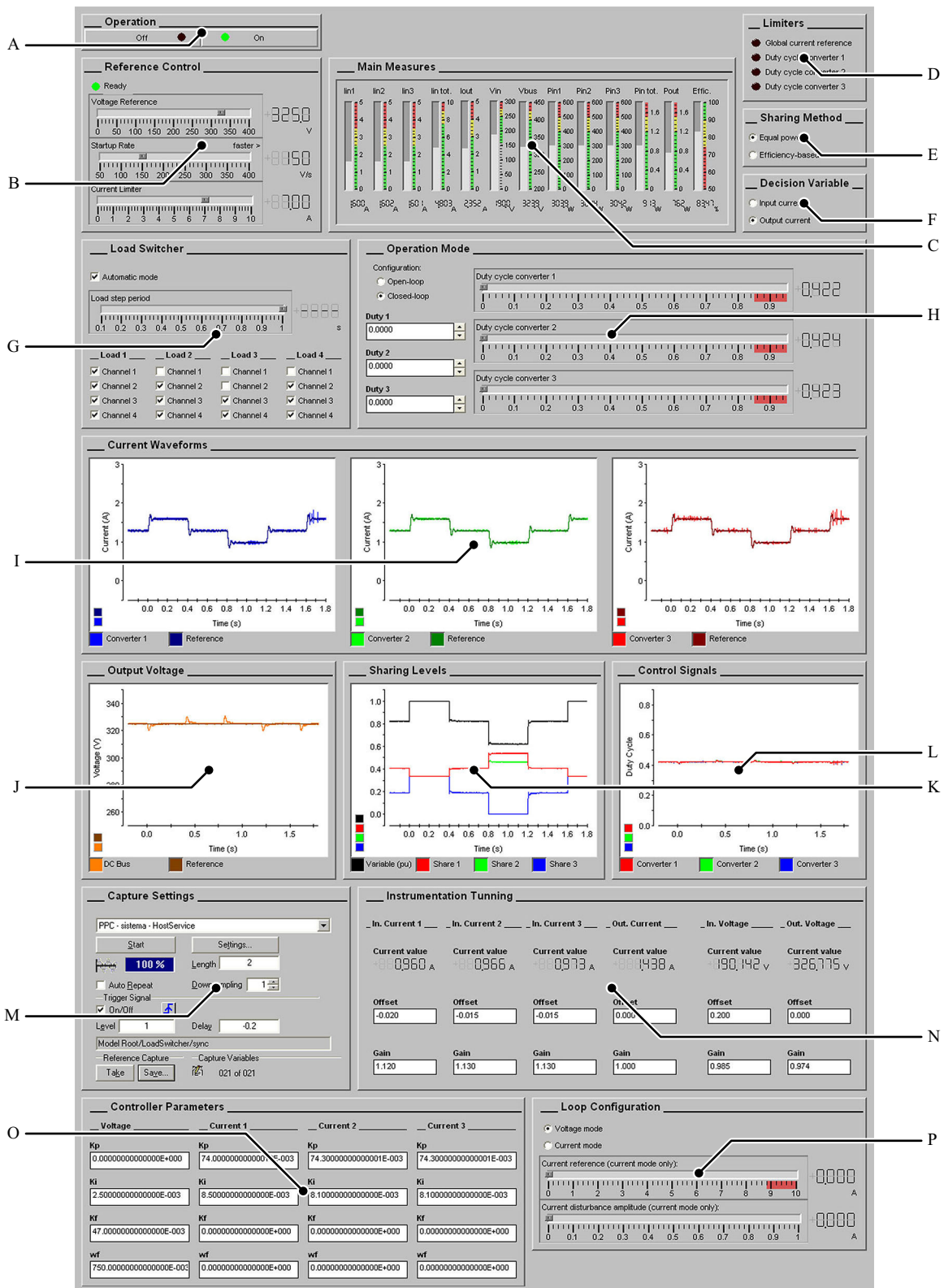


Figura 6.27: Interface desenvolvida para operar e visualizar os principais sinais dos sistemas de controle analisados para distribuição de potência em conversores paralelos.

As três correntes de entrada, bem como seus valores de referência são ilustradas no grupo “*Current Waveforms*”, sinalizado por I na Figura 6.27. Já a tensão de saída e seu valor de referência são exibidos no grupo “*Output Voltage*”, identificado por J. As curvas exibidas no grupo “*Sharing Levels*”, sinalizado por K, apenas são relevantes no modo de operação com compartilhamento de potência baseado no rendimento. Neste modo de operação, a curva em preto traça a variável de decisão, enquanto as demais curvas representam as ponderações aplicadas à referência de corrente para cada conversor. Os sinais de controle (a razão cíclica) de cada conversor são exibidos no grupo “*Control Signals*”, o qual é identificado por L.

O grupo “*Capture Settings*”, sinalizado por M, gerencia a aquisição dos sinais exibidos na interface. Nele é possível iniciar ou parar a aquisição, além de configurar o período total a ser capturado. Também é possível configurar um sinal de *trigger* para sincronizar a captura com a transição de um sinal qualquer do Simulink. Ao lado, o grupo “*Instrumentation Tuning*”, sinalizado por N, permite fazer o ajuste fino de ganho e *offset* dos sinais amostrados pelos conversores AD no bloco  $ADCs$  apresentado anteriormente.

Na sequência, o grupo “*Controller Parameters*”, sinalizado por O, permite ajustar os ganhos dos controladores em tempo real, facilitando o refinamento do projeto e permitindo melhorar o desempenho do sistema frente a não idealidades da implementação prática. Por fim, o grupo “*Loop Configuration*”, identificado por P, permite selecionar entre a operação em malha fechada de tensão ou de corrente. Para a operação apenas com malha fechada de corrente, pode-se ainda definir uma referência mínima e uma perturbação com forma de onda quadrada que será somada à referência constante. Por meio da interface apresentada é possível configurar e realizar todos os ensaios experimentais necessários, os quais são apresentados a seguir.

## 6.6 Resultados Experimentais

Com o objetivo de avaliar a melhoria no rendimento do sistema por meio da aplicação da metodologia de otimização proposta nesta Tese de Doutorado, realizou-se uma série de ensaios experimentais utilizando a plataforma experimental apresentada anteriormente. Avalia-se o desempenho de três estratégias de controle sob diversos pontos de operação. Uma simples e amplamente utilizada em sistemas de conversores paralelos baseada no compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores, ou seja, atribuindo que cada conversor irá processar, neste caso, um terço da potência total. Além de outras duas com compartilhamento otimizado, sendo uma com inferência a partir da potência de entrada e outra a partir da potência de saída. Avalia-se também o impacto da filtragem das variáveis de decisão para os casos do compartilhamento otimizado, cujos resultados permitem observar os pontos positivos e negativos das limitações dinâmicas das variáveis de decisão.

Em todos os casos avaliados demonstra-se a partida do sistema com carga nominal, bem como as respostas transitórias quando o sistema é submetido às variações de carga. Durante a inicialização, o subsistema de partida suave gera uma rampa na tensão de referência com uma taxa de crescimento de 150 V/s até atingir o valor da tensão de saída nominal de 325 V. Para os ensaios de variação de potência utiliza-se o comutador automático comandado pela dSPACE, que a cada 400 ms comuta sequencialmente a carga para uma das quatro potências de saída especificadas pela Tabela 6.12. Ao final da quarta configuração de carga a sequência é reiniciada e o processo prossegue indefinidamente. Além disso, um pulso de sincronia é enviado ao osciloscópio em cada reinício da sequência. Este por sua vez inicia a captura das formas de onda.

Inicialmente é realizada uma análise desprezando os efeitos das variações na tensão de entrada com o objetivo de analisar somente o impacto dos filtros sobre as variáveis de decisão do controle supervisor. Esta análise inicial serve como base para as escolhas de frequências de corte utilizadas pelo controle supervisor. Após, o sistema é avaliado tanto para variações de potência quanto para variações na tensão de entrada. Por fim, é apresentado um comparativo entre o rendimento proporcionado por cada estratégia de controle sob diferentes pontos de operação.

Tabela 6.12: Variações de carga impostas ao arranjo nos ensaios experimentais para avaliar as estratégias de controle para compartilhamento de potência.

	Intervalo <sup>1</sup>	Potência (%)	Resistência de carga ( $\Omega$ )
Carga 1	$0,0 \text{ ms} \leq t < 0,4 \text{ ms}$	80	170,00
Carga 2	$0,4 \text{ ms} \leq t < 0,8 \text{ ms}$	40	340,00
Carga 3	$0,8 \text{ ms} \leq t < 1,2 \text{ ms}$	20	680,00
Carga 4	$1,2 \text{ ms} \leq t < 1,6 \text{ ms}$	60	226,66

<sup>1</sup> Referente ao início da captura pelo osciloscópio.

### 6.6.1 Potência variável e tensão de entrada constante

A avaliação do desempenho em malha fechada do sistema levando em conta apenas as variações na potência processada é realizada considerando que a tensão de entrada dos conversores é mantida em seu valor nominal de 190 V. Desta maneira, as estratégias de compartilhamento otimizado de potência utilizam apenas a informação da potência processada como variável de decisão para o controle supervisor. Além disso, uma vez que as tensões de entrada e saída são mantidas constantes, a potência processada pode ser representada diretamente pelo somatório das correntes de entrada ou apenas pela corrente de saída.

Conforme detalhado anteriormente, para reduzir o impacto das variações de energia dos conversores nas comutações de carga, é necessário que o sinal referente à potência de entrada seja limitado em banda em uma frequência muito menor que a dos polos dominantes do arranjo de conversores. Assim, avaliou-se experimentalmente o desempenho com a utilização de um filtro passa-baixas na corrente de entrada. Nesta situação avaliaram-se três casos empregando um filtro Butterworth discreto de segunda ordem com frequências de corte de 1 Hz, 5 Hz e 10 Hz. Por outro lado, quando a corrente de saída é utilizada como variável de decisão, foi empregado um filtro passa-baixas Butterworth de segunda ordem com frequências de corte em 100 Hz e 500 Hz apenas para melhorar a rejeição de ruídos da variável de decisão.

A Figura 6.28 apresenta os resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada, característica que pode ser claramente observada durante o transitório de partida do sistema, ilustrado pela Figura 6.28(a). A resposta transitória para os distúrbios de carga são apresentados pela Figura 6.28(b). Entre todos os degraus de carga, é observado um sobressinal máximo de 334,6 V e um afundamento máximo de 308,7 V, ambos correspondendo a 2,95 %. Quando a carga é reduzida para 20 % os conversores operam no DCM durante a acomodação da tensão de saída, o que acaba por ampliar o tempo de acomodação.

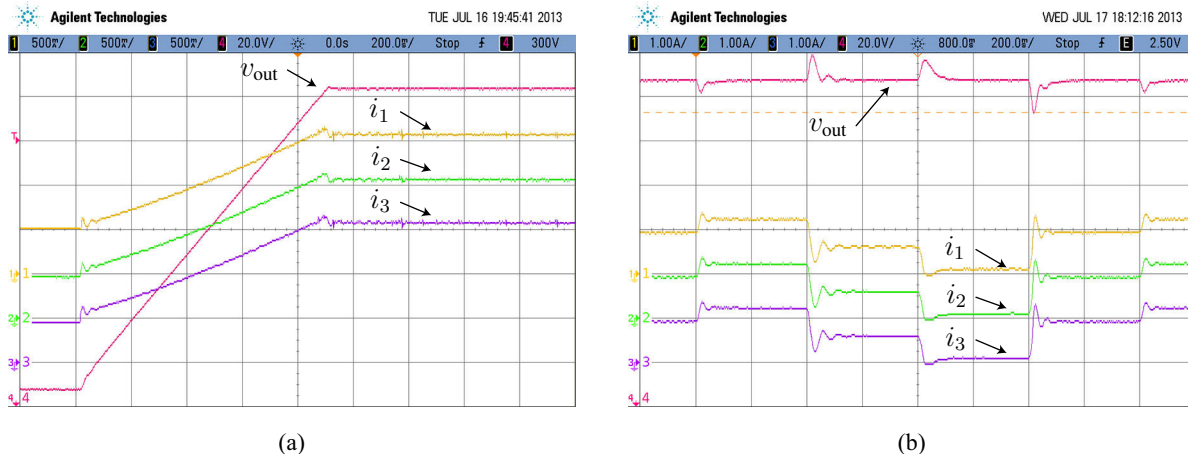


Figura 6.28: Resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores com tensão de entrada fixa em 190 V (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Os resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência processada utilizando como variável de decisão o somatório das correntes de entrada filtrado em 1 Hz são ilustrados pela Figura 6.29. Neste caso, observa-se claramente que durante o período de inicialização apresentado pela Figura 6.29(a) que a potência de cada conversor é aumentada gradativamente e de forma sequencial, seguindo a distribuição obtida pela metodologia de otimização previamente demonstrada na Figura 6.7 para uma tensão de entrada de 190 V. A resposta transitória para os degraus de carga é ilustrada pela Figura 6.29(b).

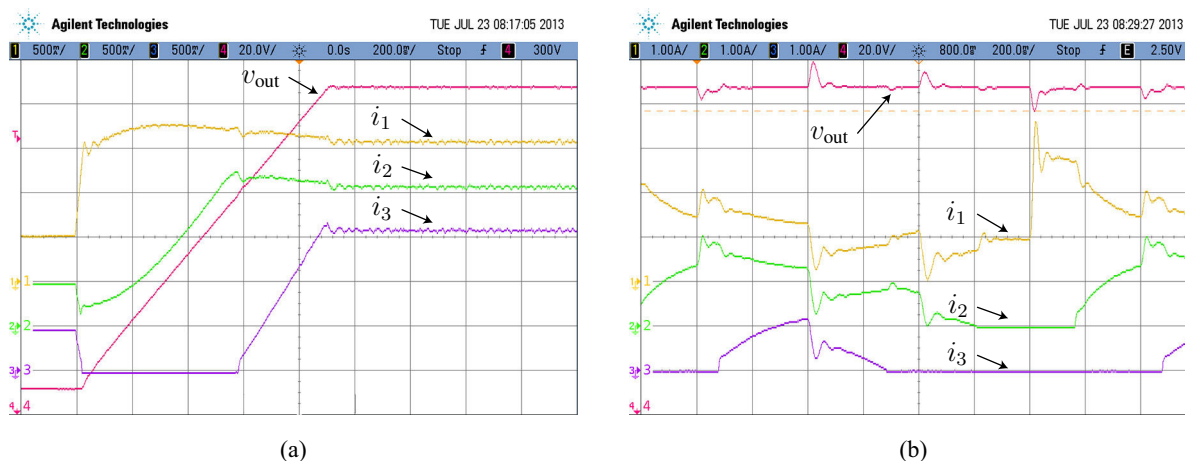


Figura 6.29: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de entrada filtrada em 1 Hz: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Pela inspeção das formas de onda das correntes de entrada, verifica-se claramente o efeito da dinâmica lenta do controle supervisor como, por exemplo, no primeiro degrau de carga, quando a potência do sistema é elevada de 60 % para 80 %. Um sério problema relacionado à essa dinâmica lenta do supervisor é observado de forma ainda mais evidente no quarto transitório, quando a potência é elevada de 20 % para 60 %. Durante essa transição o Conversor 1 é forçado a trabalhar com quase o dobro de sua corrente nominal por aproximadamente 200 ms até que controle o supervisor aplique a distribuição correta de potência entre os conversores, religando o Conversor 2 e reduzindo a potência processada pelo Conversor 1. Sob estas condições observa-se na tensão de saída um sobressinal máximo de 335,3 V e um afundamento máximo de 311,9 V, que correspondem a 3,18 % e 4,02 %, respectivamente.

A ampliação da banda passante da variável de decisão para 5 Hz proporciona resultados melhores, conforme pode ser observado pela Figura 6.30. No transitório de partida ilustrado pela Figura 6.30(a) as correntes são compartilhadas de forma mais linear quando comparadas ao caso anterior. Já a resposta transitória para degraus de carga é ilustrada pela Figura 6.30(b), na qual são verificados um sobressinal máximo de 334,4 V e afundamento máximo de 312,0 V, correspondendo respectivamente a 2,89 % e 4 %. Com a dinâmica da variável de decisão mais rápida, observa-se também que a sobrecarga do Conversor 1 na comutação de carga de 20 % para 60 % é reduzida e a nova configuração de compartilhamento de potência é atribuída mais rapidamente.

Os resultados experimentais para uma ampliação ainda maior da banda passante da variável de decisão são apresentados pela Figura 6.31. Neste caso, no qual a frequência de corte do filtro é definida em 10 Hz, há pouca melhoria na sequência de partida em comparação aos

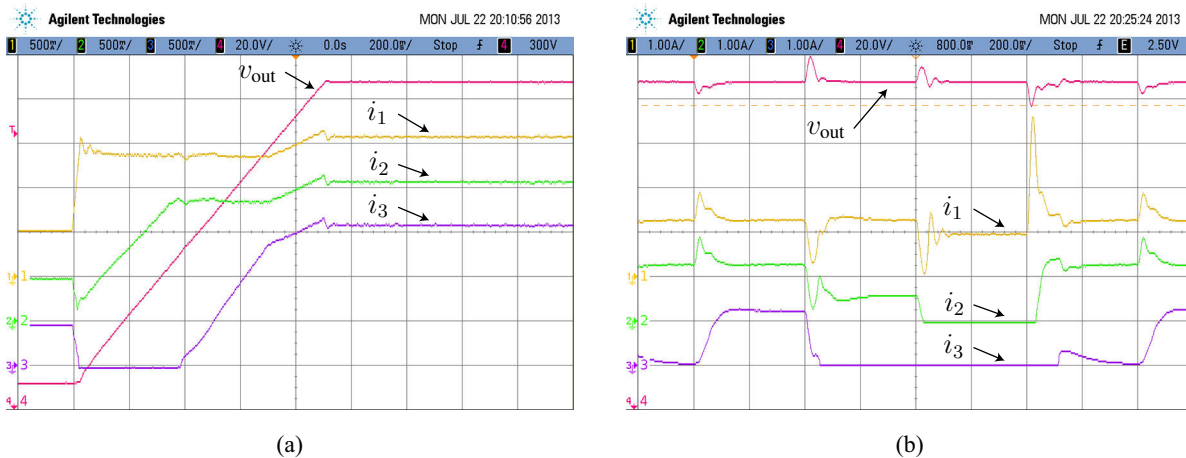


Figura 6.30: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de entrada filtrada em 5 Hz: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

resultados obtidos com o filtro de 5 Hz. Por outro lado, a resposta dinâmica da tensão de saída é melhorada em virtude de uma redistribuição mais rápida da potência entre os conversores. Observa-se que o sobressinal máximo nesta configuração é de 334,7 V e o afundamento máximo de 311,9 V, correspondendo a 2,98 % e 4,03 %, respectivamente. A operação em sobrecarga pelo Conversor 1 reduz-se a um pico de curta duração que é logo reduzido pela entrada em operação do Conversor 2.

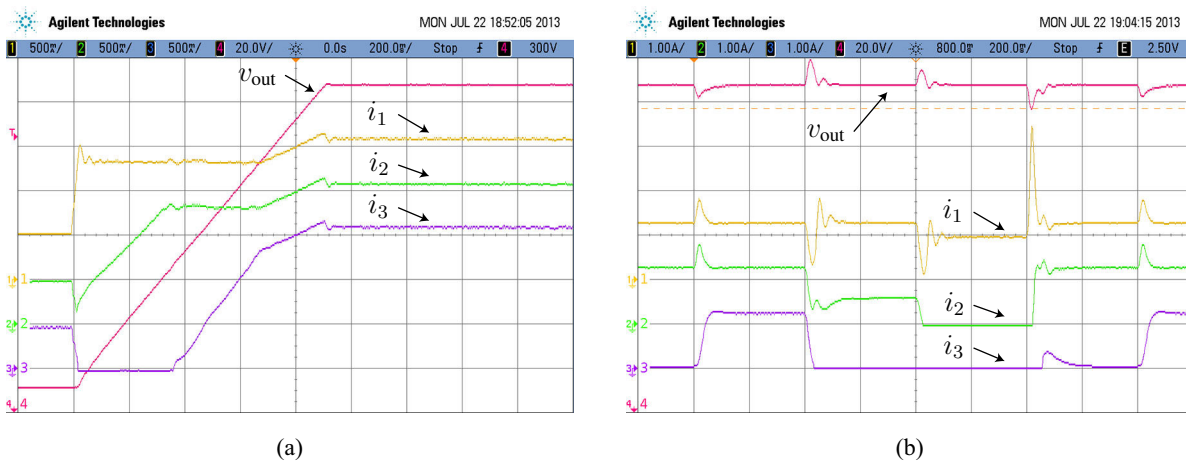


Figura 6.31: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de entrada filtrada em 10 Hz: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

A partir dos três resultados experimentais que empregam a corrente de entrada como variável de decisão é oportuno fazer uma análise comparativa acerca da dinâmica desta variável. A distribuição ótima de potência da Figura 6.7 para 190 V e aproximadamente 60 % da potência nominal, indica que apenas os conversores 1 e 2 devem estar em operação, o que de fato acontece apenas quando a frequência de corte da variável de decisão é de 1 Hz.

Para 5 Hz e 10 Hz o Conversor 3 é colocado em funcionamento e desligado logo após. Esta é uma consequência clara das variações de energia necessárias para levar os conversores a novos pontos de equilíbrio e leva ao compartilhamento incorreto da potência processada pelos conversores. Neste caso, fazendo com que um conversor seja ligado e logo após desligado. Embora frequências de corte maiores permitam que o supervisor redistribua a potência entre os conversores de forma mais rápida, os resultados apresentados tornam evidente a existência de um compromisso entre velocidade de decisão e exatidão do controle supervisorio.

Quando a corrente de saída é utilizada como variável de decisão, o emprego de filtros tem apenas a finalidade de melhorar a rejeição a ruídos de instrumentação e fornecer um sinal de melhor qualidade ao controle supervisor. Neste sentido, avaliou-se inicialmente o desempenho do sistema quando um filtro de segunda ordem com frequência de corte de 100 Hz é aplicado à variável de decisão. Os resultados deste ensaio são apresentados pela Figura 6.32. Devido à dinâmica significativamente mais rápida proporcionada pela corrente de saída, observa-se que durante a partida do sistema o controle supervisor já é capaz de aplicar a distribuição correta de potência desde o princípio. A Figura 6.32(b) apresenta a resposta do sistema para os degraus de carga, dos quais se verifica que o sobressinal máximo é de 335,3 V e o afundamento máximo de 310,1 V, que por sua vez correspondem a 3,17% e 4,58%.

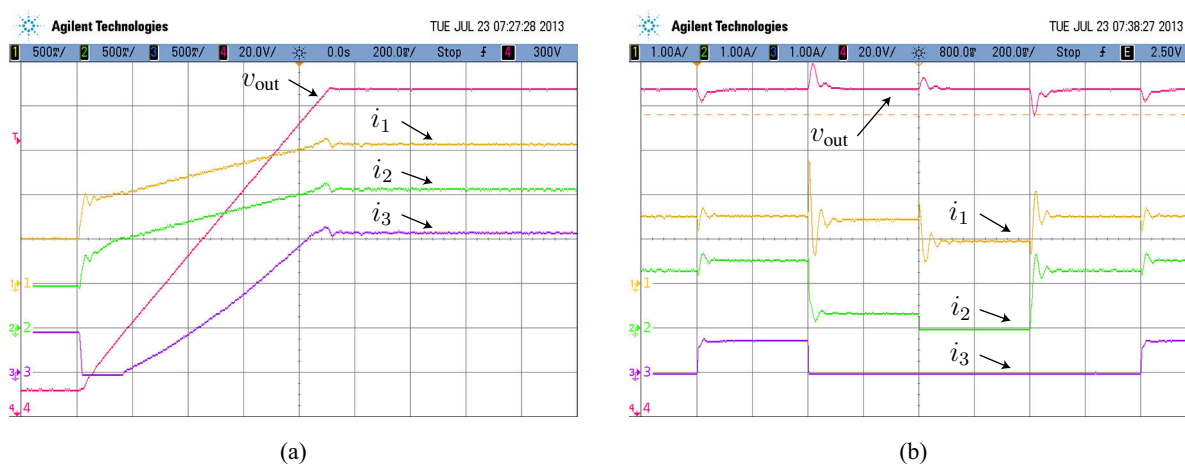


Figura 6.32: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de saída filtrada em 100 Hz: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Por fim, os resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência processada utilizando como variável de decisão a corrente de saída filtrada em 500 Hz são ilustrados pela Figura 6.33. Em comparação à configuração de filtro anterior, verifica-se que o comportamento das formas de onda de corrente são similares. Todavia, pode-se observar um suave acréscimo de ruído nas correntes. Este ruído está diretamente associado à largura de banda da variável de decisão, cujo efeito manifesta-se na geração das correntes de referência dos



conversores ao aplicar as ponderações na corrente global de referência. A resposta aos degraus de carga é ilustrada pela Figura 6.33(b) na qual se observa um sobressinal máximo de 335,3 V e um afundamento máximo de 310,1 V, que correspondem a 3,17 % e 4,58 %, respectivamente.

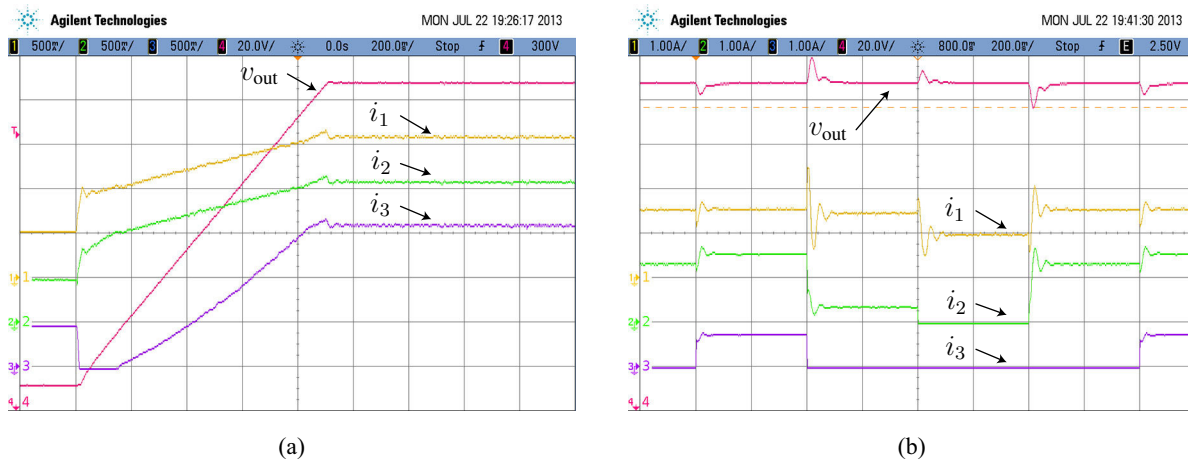


Figura 6.33: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando como variável de decisão a corrente de saída filtrada em 500 Hz: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Sob o ponto de vista das correntes de entrada dos conversores, a elevada banda passante da variável de decisão permitiu que o controle supervisor atribuisse as novas distribuições de potência rapidamente, melhorando não apenas a resposta dinâmica da tensão de saída, mas também a resposta dinâmica das correntes e a eliminação das sobrecargas dos conversores. Além disso, em virtude das características próprias da variável de decisão utilizada, na elevação da potência processada pelo sistema de 20 % para 60 % a distribuição de potência entre os conversores manteve-se constante, sem haver o acionamento desnecessário do Conversor 3 tal como ocorreu nos testes em que a variável de decisão era o somatório das correntes de entrada com maior banda passante.

## 6.6.2 Potência e Tensão de Entrada Variáveis

Após avaliar o desempenho dinâmico do sistema submetido apenas a variações na potência processada e considerando a tensão de entrada constante, e sem incluí-la no controle supervisor, esta seção tem o objetivo de realizar uma avaliação completa do sistema para variações tanto na potência processada quanto na tensão de entrada. Para isso, serão utilizados quatro níveis de tensão de entrada, ajustados em 110 V, 150 V, 190 V e 230 V, além da mesma sequência de carga definida anteriormente na Tabela 6.12. Nas curvas de compartilhamento ótimo da potência processada, ilustradas pela Figura 6.8, a ocorrência de transições mais abruptas na distribuição da potência entre os conversores é gerenciada pelo controle supervisor por meio de uma



limitação na derivada da variação de potência. Isso permite que os conversores aumentem ou reduzam a potência de forma rápida, mas gradual, ao invés de degraus na potência processada.

Tal como nas avaliações anteriores, os resultados são comparados com uma estratégia de compartilhamento equalizado da potência processada. Já os ensaios envolvendo o compartilhamento otimizado de potência para maximizar o rendimento do sistema são realizados com base na potência total de entrada, obtida por meio do produto tensão de entrada pelo somatório da corrente de entrada, e na corrente de saída, uma vez que a tensão de saída é mantida constante.

As configurações do sistema de controle avaliadas nesta seção tem por base a análise dos resultados apresentados anteriormente. Neste sentido, a corrente de saída é limitada em frequência por um filtro digital Butterworth de segunda ordem com frequência de corte de 500 Hz, enquanto o somatório da corrente de entrada e a tensão de entrada são limitadas pelo mesmo tipo de filtro mas com frequência de corte de 10 Hz.

Os resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores são ilustrados pelas figuras 6.34 a 6.37. Inicialmente, vale mencionar que embora o modelo do conversor boost seja não-linear, a abordagem mais conservadora utilizada no projeto dos controladores permitiu a obtenção de respostas transitórias satisfatórias mesmo com a ampla variação da tensão de entrada e, conseqüentemente, da razão cíclica. Para os quatro níveis de tensão avaliados a tensão de saída apresentou reduzidos sobressinais, sendo que os maiores tempos de acomodação ocorreram quando a potência foi reduzida a 20 % do valor nominal, situação que levou os conversores a operar no DCM.

A Figura 6.34 ilustra os resultados para a tensão de entrada de 110 V, na qual se verifica um sobressinal máximo de 335,3 V e um afundamento máximo de 307,5 V, que correspondem a 3,17 % e 5,38 % em relação a tensão nominal de 325 V, respectivamente.

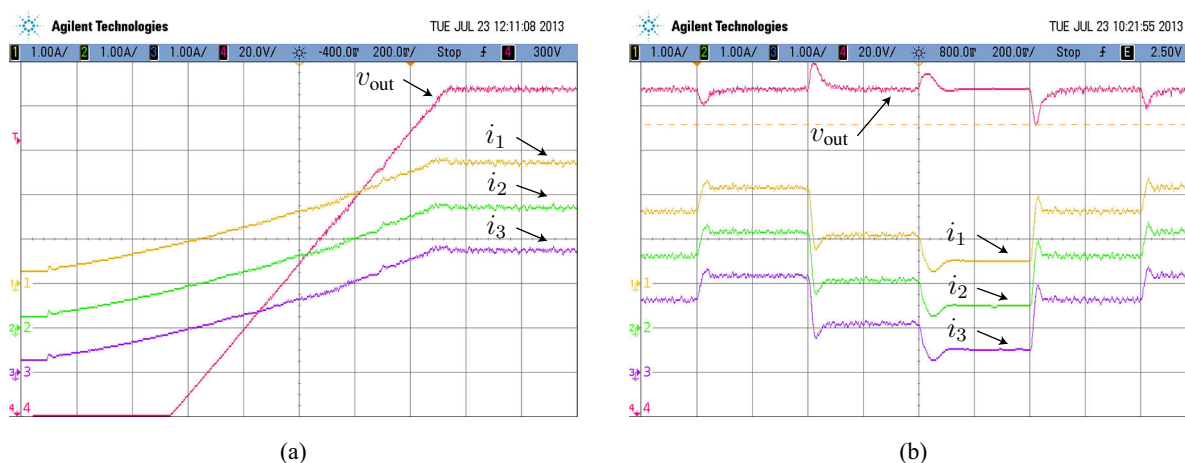


Figura 6.34: Resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores com tensão de entrada de 110 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Os resultados para uma tensão de entrada de 150 V são apresentados pela Figura 6.35. Neste caso verifica-se um sobressinal máximo de 334,3 V e um afundamento máximo de 307,0 V, correspondendo a 2,86 % e 5,54 %, respectivamente.

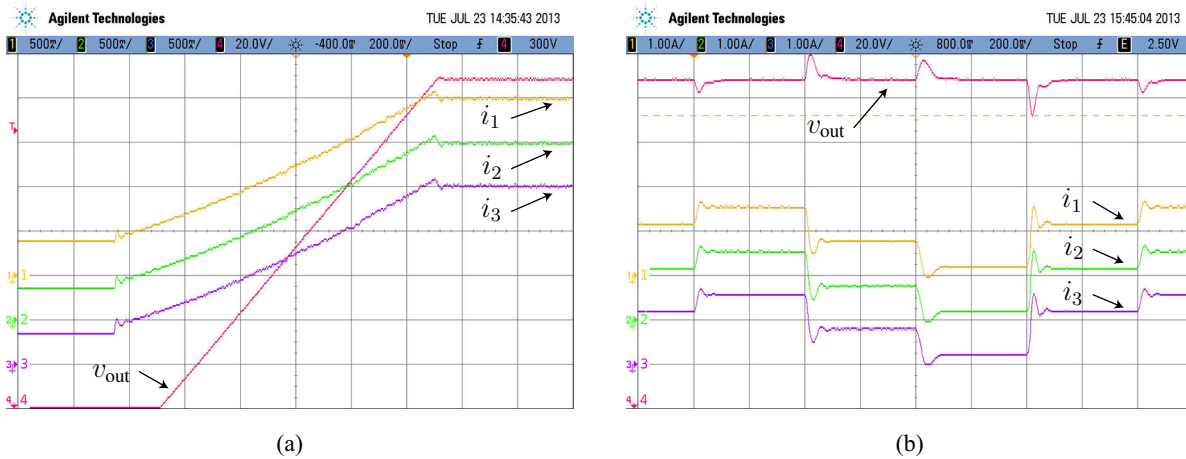


Figura 6.35: Resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores com tensão de entrada de 150 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Quando a tensão de entrada é configurada em 190 V, os resultados obtidos são os ilustrados pela Figura 6.36, onde se observa um sobressinal máximo de 334,1 V e um afundamento máximo de 308,4 V, que correspondem a 2,80 % e 5,11 %.

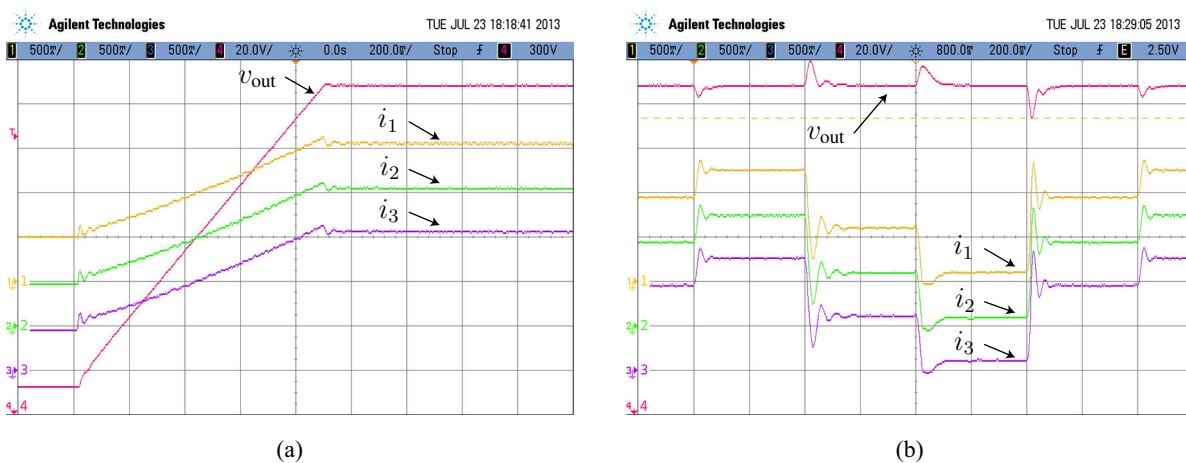


Figura 6.36: Resultados experimentais para o compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores com tensão de entrada de 190 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Por fim, a Figura 6.37 ilustra os resultados experimentais obtidos quando o sistema opera com distribuição equalizada de potência e a tensão de entrada é de 230 V. Neste caso é verificado um sobressinal máximo de 333,2 V e um afundamento máximo de 310,6 V, correspondendo a 2,52 % e 4,43 % em relação à tensão de saída nominal, respectivamente.

Quando a estratégia de controle para o compartilhamento otimizado da potência é empregada, demonstrou-se anteriormente que as variações na banda passante da variável de decisão

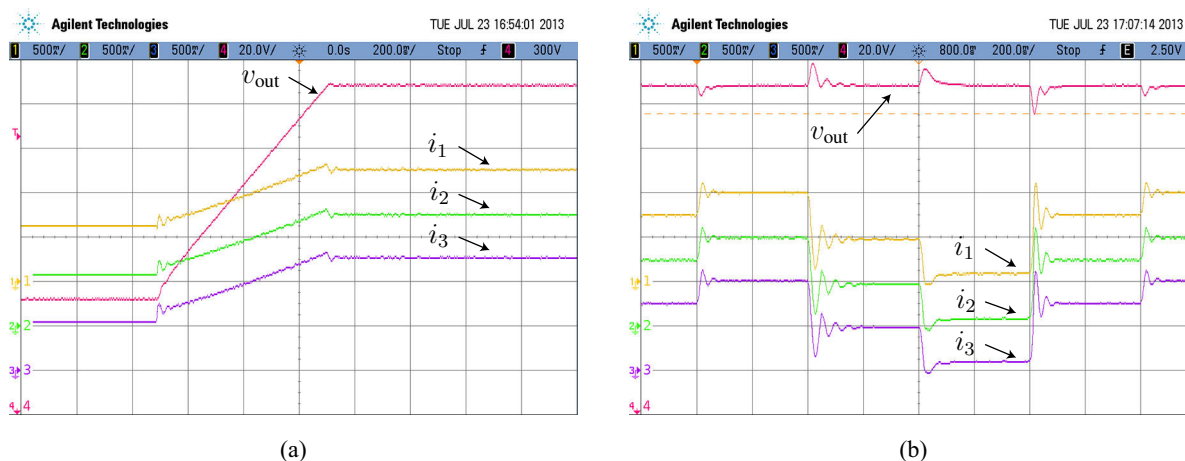


Figura 6.37: Resultados experimentais para o compartilhamento igualitário da potência processada pelos conversores com tensão de entrada de 230 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

permitem atingir diferentes objetivos, como melhorar a precisão na identificação dos pontos de operação do sistema ou melhorar a resposta dinâmica na atribuição de novas referências de compartilhamento de potência. Para os ensaios experimentais empregando a potência total de entrada e a tensão de entrada como variáveis de decisão optou-se por utilizar um filtro de segunda ordem com frequência de corte de 10 Hz para ambas. Os resultados são ilustrados a seguir pelas figuras 6.38 a 6.41.

No que se refere às variáveis de decisão utilizadas pelo controle supervisor, é assumido que a tensão de entrada não é sujeita a variações bruscas, de forma que uma banda passante estreita reduz significativamente a inserção de ruídos no controle supervisor. Já no que tange a frequência de corte do filtro para o sinal da potência total de entrada, demonstrou-se que uma banda passante 10 Hz permite que para este sistema se obtenha um bom compromisso entre rapidez dinâmica e identificação correta dos pontos de operação do sistema, reduzindo os efeitos das variações de energia em transitórios.

A Figura 6.38 apresenta os resultados experimentais obtidos quando a tensão de entrada é ajustada em 110 V. Na tensão de saída é observado um sobressinal máximo de 335,3 V e um afundamento máximo de 308,7 V, que correspondem a 3,17 % e 5,01 %, respectivamente. Salienta-se que o emprego de duas variáveis de decisão tende a reduzir a capacidade de rejeição de ruídos por parte do controle supervisor, tanto no que se refere à implementação das tabelas de distribuição ótima de potência quanto na aplicação da ponderação sobre a corrente global de referência. Assim, o que se observa é um pequeno aumento no ruído das correntes de entrada e da tensão de saída, fenômeno este que é observado principalmente para a tensão de entrada de 110 V. Tal como ocorreu na análise com tensão de entrada constante, no aumento de potência de 20 % para 60 % o controle supervisor não possui recursos dinâmicos suficientes para

estabelecer as novas referências de corrente de forma rápida. Como consequência há um elevada sobrecarga no Conversor 1 durante um breve período. A sobrecarga neste transitório também é observada nos ensaios para os demais níveis de tensão avaliados, evidenciando novamente um dos pontos fracos da utilização da potência de entrada como variável de decisão.

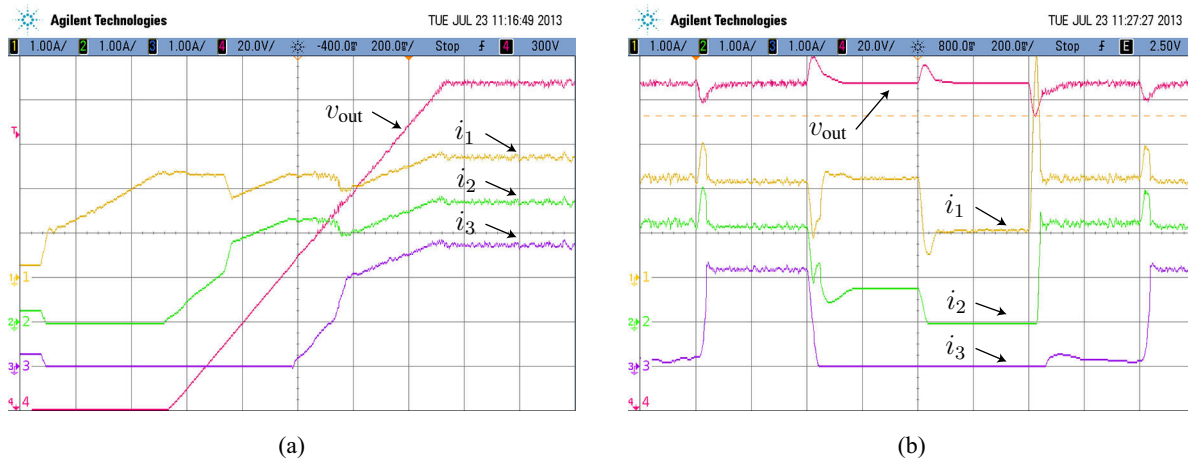


Figura 6.38: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a potência total de entrada como variáveis de decisão e tensão de entrada de 110 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Os resultados experimentais para 150 V na tensão de entrada são ilustrados pela Figura 6.39. Neste caso observa-se que a tensão de saída apresenta um sobressinal máximo de 334,3 V e um afundamento máximo de 311,0 V, que por sua vez correspondem a 2,86 % e 4,31 %.

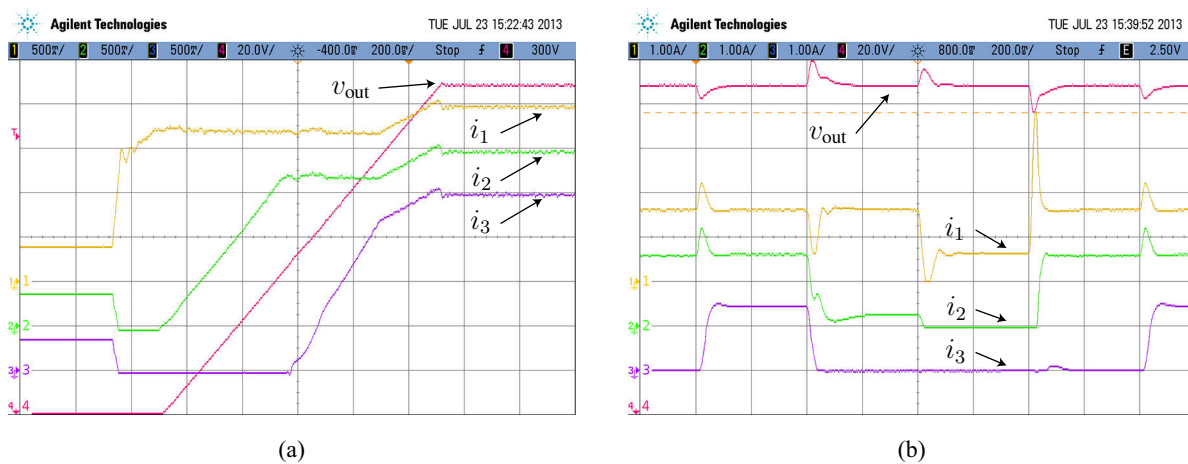


Figura 6.39: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a potência total de entrada como variáveis de decisão e tensão de entrada de 150 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Para uma tensão de entrada de 190 V os resultados experimentais para a partida do sistema e para os transitórios de carga são ilustrados pela Figura 6.40. Na ocorrência dos degraus de carga é verificado um sobressinal máximo de 334,1 V e um afundamento máximo de 311,9 V na tensão de saída, que correspondem a 2,8 % e 4,03 %, respectivamente.

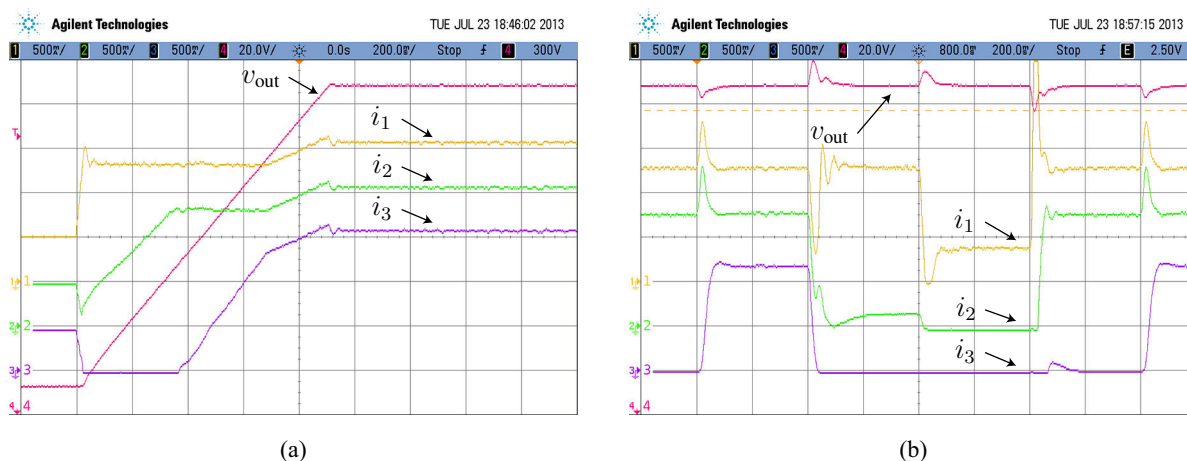


Figura 6.40: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a potência total de entrada como variáveis de decisão e tensão de entrada de 190 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Por fim, quando a tensão de entrada é de 230 V são obtidos os resultados ilustrados pela Figura 6.41. Nesta configuração a tensão de saída apresenta um sobressinal máximo de 333,2 V e um afundamento máximo de 311,6 V, correspondendo respectivamente a 2,52 % e 3,6 %.

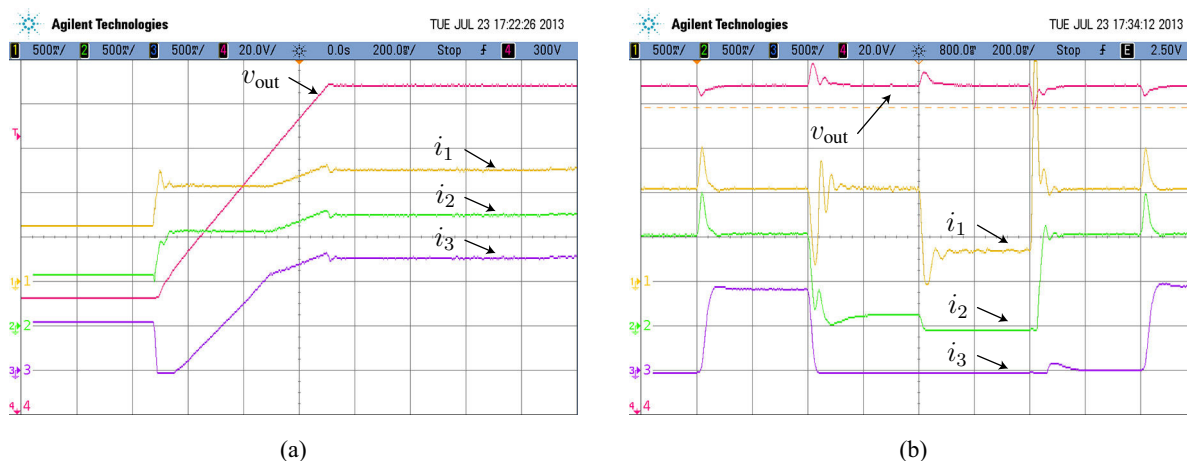


Figura 6.41: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a potência total de entrada como variáveis de decisão e tensão de entrada de 230 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Em todos os casos em que a potência de entrada foi utilizada como variável de decisão, destaca-se a ocorrência de elevados picos de corrente quando a potência de saída é incrementada. Esta é uma característica notável do emprego desta variável de decisão que exige maior atenção do projetista, principalmente se os conversores utilizados não suportarem os níveis de corrente exigidos nos períodos transitórios.

A outra abordagem apresentada que praticamente elimina a operação dos conversores em sobrecarga é a utilização da corrente de saída como variável de decisão. Uma vez que esta variável reflete diretamente a potência drenada pela carga, demonstrou-se a possibilidade de

se empregar uma banda passante maior com a utilização de filtros apenas para reduzir o acoplamento de ruídos no controle supervisor. Para os testes apresentados a seguir optou-se por aplicar uma frequência de corte de 500 Hz para o filtro da corrente de saída, além de utilizar a tensão de entrada filtrada em 10 Hz como variáveis de decisão.

Os resultados experimentais para uma tensão de entrada de 110 V são ilustrados pela Figura 6.42. Nos transitórios de carga verifica-se um sobressinal máximo de 339,1 V na tensão de saída e um afundamento máximo de 308,7 V, os quais correspondem respectivamente a 4,33 % e 5,2 % da tensão nominal. Em comparação aos resultados previamente apresentados para a utilização da tensão de entrada como variável de decisão, destaca-se que as variações nas correntes de entrada não apresentam os elevados picos verificados anteriormente.

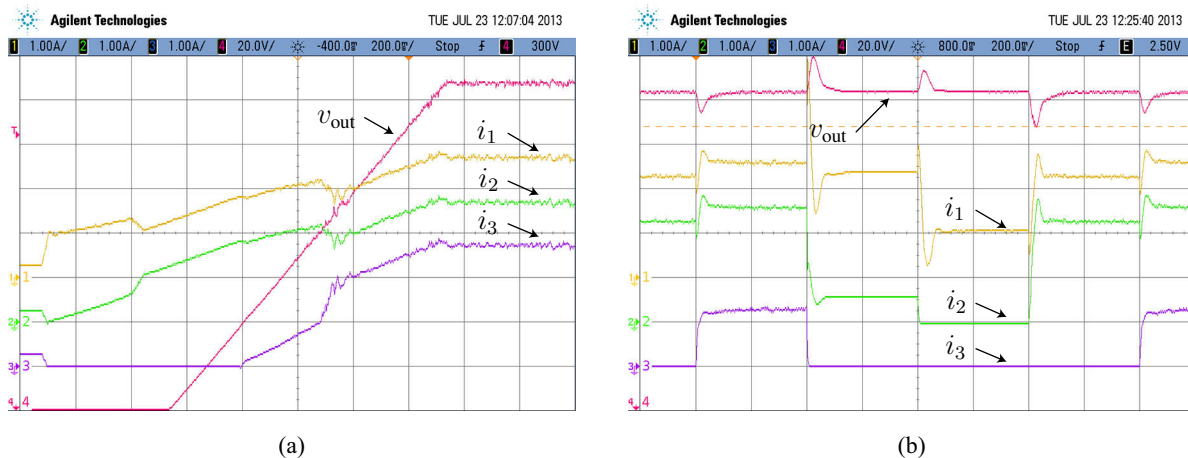


Figura 6.42: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a corrente de saída como variáveis de decisão e tensão de entrada de 110 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

A Figura 6.43 apresenta os resultados experimentais obtidos para a aplicação de 150 V na tensão de entrada. Observa-se que nas variações de carga o sobressinal máximo é de 334,3 V e o afundamento máximo é de 309,2 V, os quais correspondem a 2,86 % e 4,86 %, respectivamente.

Para a tensão de entrada de 190 V e empregando como variáveis de decisão a corrente de saída e a tensão de entrada, os resultados experimentais obtidos são ilustrados pela Figura 6.44, nos quais verifica-se que o sobressinal máximo é de 334,3 V e o afundamento máximo é de 310,0 V, correspondendo a 2,86 % e 4,61 % da tensão nominal de saída, respectivamente.

Por fim, a Figura 6.45 apresenta os resultados experimentais para 230 V de tensão de entrada. Na resposta transitória para variações de carga é verificado um sobressinal máximo de 334,3 V e um afundamento máximo de 311,6 V, que correspondem respectivamente a 2,86 e 4,12 %.



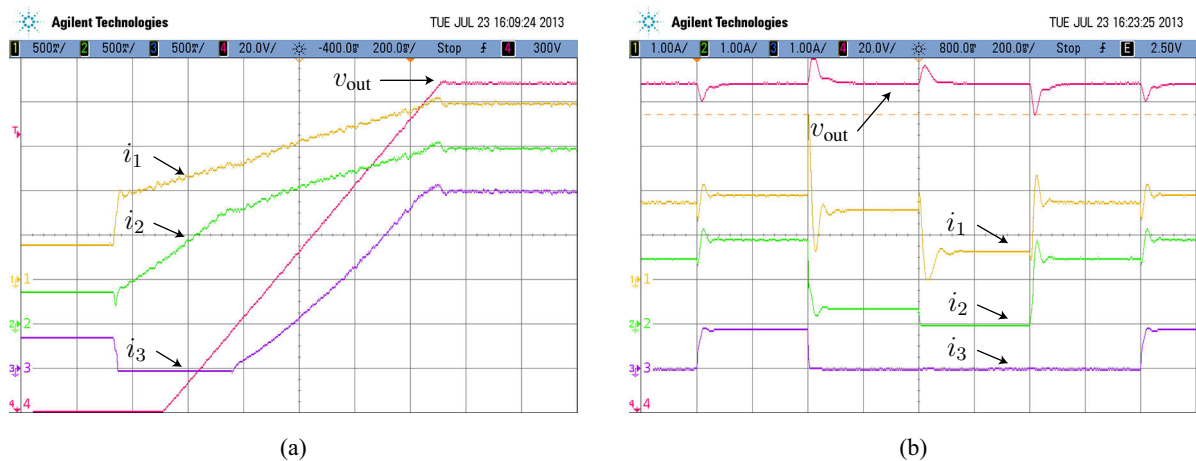


Figura 6.43: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a corrente de saída como variáveis de decisão e tensão de entrada de 150 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

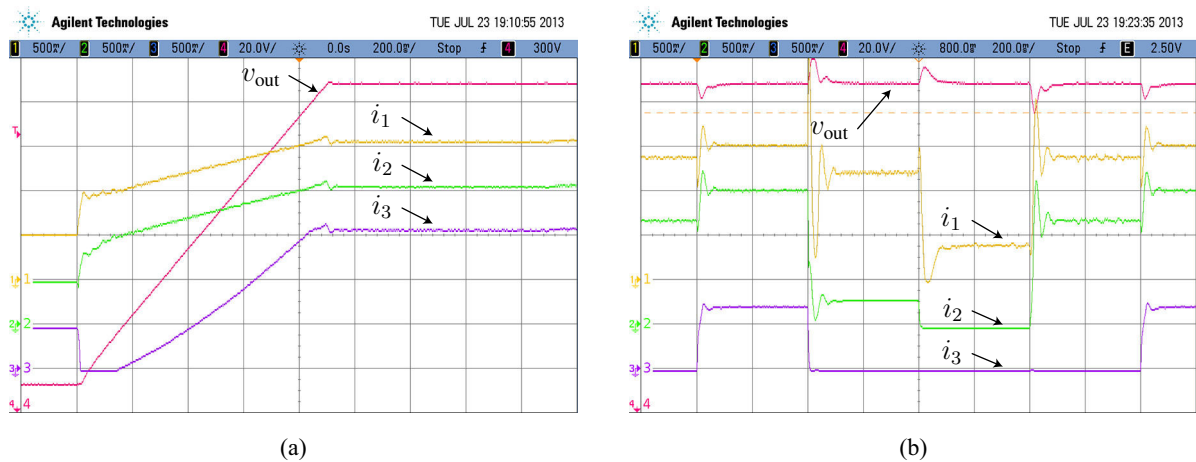


Figura 6.44: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a corrente de saída como variáveis de decisão e tensão de entrada de 190 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

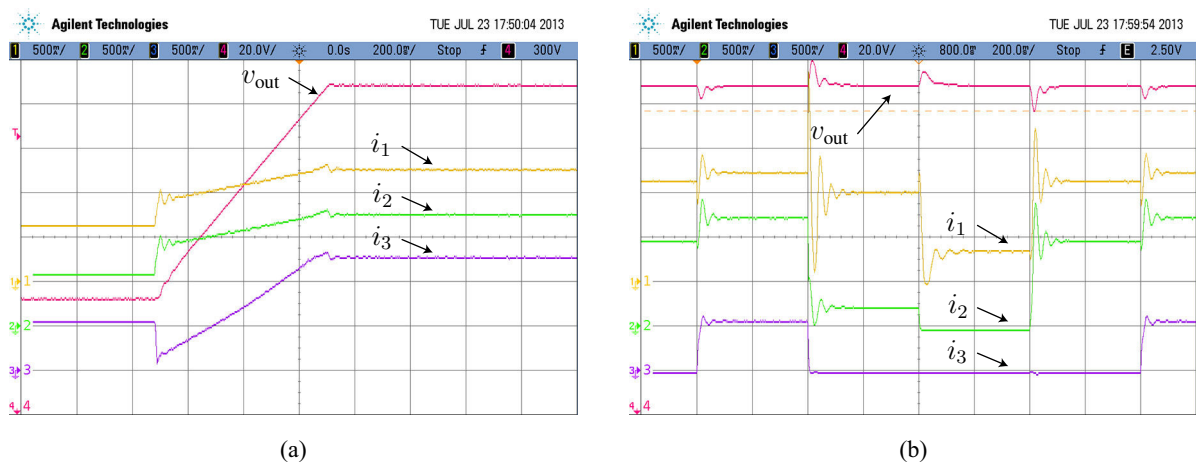


Figura 6.45: Resultados experimentais para o compartilhamento otimizado da potência empregando a tensão de entrada e a corrente de saída como variáveis de decisão e tensão de entrada de 230 V: (a) inicialização do sistema; (b) variações de carga.

Conforme pode ser observado nos casos acima, a utilização da corrente de saída como uma das variáveis de decisão para o controle supervisor possibilita obter os melhores resultados. Embora não se verifique uma melhora notável no desempenho dinâmico da tensão de saída, a resposta transitória das correntes de entrada é significativamente melhorada. Além disso, nenhum conversor é posto em operação em regime de sobrecarga, contribuindo com a preservação da vida útil desses dispositivos.

### **6.6.3 Rendimento**

A análise apresentada nas subseções anteriores tinha por objetivo avaliar a resposta dinâmica do sistema quando diferentes estratégias de compartilhamento de potência são aplicadas. Por outro lado, sob o ponto de vista estático a Figura 6.46 apresenta um comparativo entre os rendimentos teóricos e experimentais para cada nível de tensão avaliado. O rendimento do sistema foi determinado com 20 %, 30 %, 40 %, 60 %, 80 % e 100 % da potência nominal de saída. Nestes testes foram novamente empregadas as estratégias de compartilhamento equalizado de potência, o compartilhamento otimizado empregando a potência total de entrada como uma das variáveis de decisão e o compartilhamento otimizado com a corrente de saída como variável de decisão. Os valores teóricos por sua vez são obtidos com auxílio da superfície de rendimento ajustada ilustrada anteriormente pela Figura 6.6.

Pode-se observar que os resultados experimentais obtidos apresentam boa correlação com os valores teóricos para a maioria dos pontos de operação. Porém, um ponto a ser destacado é que a superfície aproximada é contínua, não apresentando a descontinuidade em função da operação no DCM que melhora o rendimento do conversor boost. Isto implica que nos casos em que a estratégia de compartilhamento equalizado da potência é utilizado, e os conversores operam no DCM, ou próximo dele, há maior divergência entre os valores teóricos e experimentais.

Outro ponto fundamental deste comparativo é que o mesmo demonstra que a estratégia de otimização do compartilhamento de potência proposto nesta Tese de Doutorado é capaz de melhorar em mais de 10 % o rendimento do sistema quando o mesmo opera em baixas potências, de forma mais específica em 20 % da potência nominal. Tal como demonstrado no Capítulo 3 esta característica é fundamental em sistemas alimentados por fontes renováveis a exemplo dos painéis fotovoltaicos.



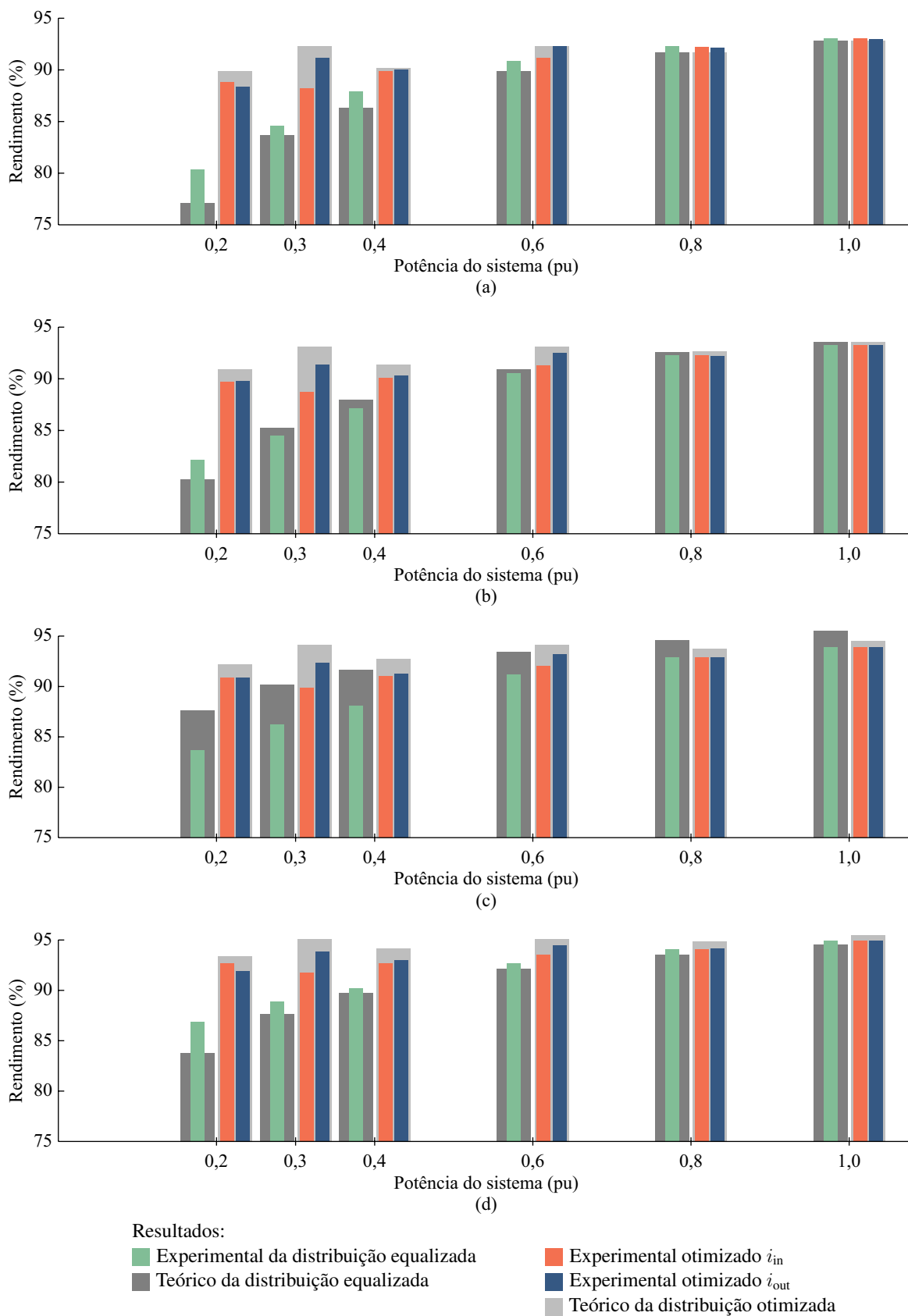


Figura 6.46: Comparativo entre os valores de rendimento teóricos e experimentais para distribuição igual de potência e empregando a metodologia de otimização proposta (a) tensão de entrada de 110 V; (b) tensão de entrada de 150 V; (c) tensão de entrada de 190 V; (d) tensão de entrada de 230 V.

## 6.7 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o desenvolvimento de uma estratégia de controle para a maximização do rendimento aplicado a conversores CC-CC conectados em paralelo. Mais do que demonstrar uma possível aplicação prática do compartilhamento ótimo da potência entre os conversores, este capítulo serve como guia para novas implementações, não apenas para conversores de corrente contínua, mas também para sistemas de corrente alternada.

Inicialmente apresentou-se uma descrição detalhada do protótipo utilizado, seu funcionamento e principais especificações, bem como os periféricos de apoio à obtenção dos resultados experimentais. O primeiro passo para a aplicação da metodologia de otimização proposta nesta Tese de Doutorado é a obtenção de um modelo matemático para a superfície de rendimento dos conversores que serão utilizados. Por meio de ensaios experimentais, diversas amostras de rendimento foram obtidas para cada um dos três conversores operando com diferentes tensões de entrada e potências de saída. Tais amostras foram então aplicadas em uma ferramenta de ajuste de superfície que determinou os coeficientes do modelo de duplo quadrático para a superfície de rendimento.

No passo seguinte a metodologia de otimização proposta foi aplicada ao modelo obtido. Como resultado foram determinadas as superfícies ótimas de compartilhamento de potência para que o sistema opere sempre em uma condição de máximo rendimento, tanto para variações na tensão de entrada quanto para variações na potência processada. Em seguida, propôs-se uma estratégia de controle para implementar o compartilhamento ótimo da potência para o protótipo. Nesta estratégia as superfícies de distribuição são convertidas em superfícies de ponderações convexas que serão posteriormente aplicadas à referência global de corrente, resultando nas correntes de referência para cada conversor. Com o objetivo de regular as correntes nos níveis impostos pelo supervisor, e considerando o fato dos três conversores serem iguais, projetou-se um controlador de corrente que foi replicado para cada conversor. Embora este conversor tenha sido projetado apenas para a operação em CCM, poder-se-ia empregar diferentes estratégias que também contemplem a operação em DCM sem que sejam necessárias alterações no controle supervisor. Esta característica é também um dos benefícios da estratégia de controle proposta.

Para realizar o projeto dos controladores das correntes de entrada de cada conversor, bem como o controlador da tensão de saída do sistema, demonstrou-se as etapas principais da modelagem do conversor boost, de onde foram obtidas suas funções de transferência mais relevantes para o problema em questão. A implementação do controle supervisor foi abordada na sequência, o qual implementa as superfícies ótimas de distribuição de potência por meio de consultas a *lookup-tables* que armazenam os valores de ponderação a ser atribuídos à corrente

global de referência. Contudo, a consulta às *lookup-tables* necessita de duas variáveis de decisão que representem a tensão de entrada e a potência processada pelo sistema. Para esta última, duas abordagens são utilizadas. A primeira emprega a potência total de entrada por meio do produto do somatório da corrente de entrada pela tensão de entrada, e a outra emprega diretamente a corrente de saída, uma vez que a tensão de saída é mantida constante. Com auxílio do Teorema de Tellegen demonstra-se que a principal diferença entre as abordagens está no fato de que a corrente de saída reflete diretamente a potência drenada pela carga, enquanto a potência de entrada é composta também pelas variações energéticas dos conversores, necessárias para levá-los aos novos pontos de operação quando ocorrem mudanças de carga. Assim, para que o controle supervisor atue apenas em função da potência drenada pela carga, é necessário que a banda passante da variável de decisão seja significativamente reduzida.

A partir da definição de todos componentes do sistema, desenvolveu-se uma simulação em Simulink para ser executada em conjunto com a plataforma HIL dSPACE, que em conjunto com o ambiente ControlDesk é responsável por controlar e comandar todo o protótipo para a obtenção dos resultados experimentais que foram apresentados logo após. O compartilhamento equalizado da potência processada foi utilizado como referência para os comparativos tanto de desempenho dinâmico quanto de rendimento em relação ao compartilhamento otimizado proposto.

Os resultados experimentais apresentados neste capítulo apontam que embora a opção pela utilização da potência total de entrada como variável de decisão empregue sensores usualmente existentes nos conversores, a utilização da corrente de saída como variável de decisão é uma das melhores opções sob o ponto de vista da resposta dinâmica do sistema. Isto se deve ao fato de que nos transitórios a corrente de saída responde quase que imediatamente às variações de carga, enquanto a potência de entrada reflete não apenas a potência drenada pela carga, mas também as variações de energia necessárias para levar os conversores a novos pontos de equilíbrio. Além disso, quando se comparam os resultados para os dois modos de implementação do compartilhamento ótimo da potência, verificou-se a ocorrência de picos elevados de corrente na entrada dos conversores em razão da resposta dinâmica mais lenta do controle supervisor quando é utilizada a potência de entrada como variável de decisão.

Por meio dos resultados experimentais apresentados, conclui-se também que para uma boa resposta a dinâmica do sistema, as bandas passantes das variáveis de decisão do controle supervisor devem ser intermediárias aos laços internos e externos, em especial àquela que estiver associada à potência processada pelo sistema. Para o caso de se utilizar a potência de entrada como variável de decisão, torna-se evidente que o sucesso da regulação das variáveis de saída envolve de certa forma a capacidade dos conversores para operação em sobrecarga.

Surge assim a necessidade de se conhecer os limites elétricos dos componentes, bem como o comportamento térmico dos conversores de maneira que a operação em sobrecarga seja realizada ao longo de um período máximo seguro, permitindo a regulação das variáveis de saída até que as novas distribuições de potência sejam impostas pelo controle supervisor.

Por fim, sob o ponto de vista estático, em comparação ao compartilhamento igualitário da potência processada pelos conversores, demonstrou-se que com a aplicação das distribuições de potência obtidas pela metodologia de otimização proposta nesta Tese de Doutorado foi possível melhorar em até 10 % o rendimento de um sistema de conversão de energia formado por conversores paralelos. Neste sentido, é importante ressaltar que essa melhoria envolveu apenas modificações na estratégia de controle e de compartilhamento de potência entre os conversores.

## **7      *CONSIDERAÇÕES FINAIS***

A crescente demanda por serviços de telecomunicações e a integração das redes de dados têm provocado o aumento considerável na demanda de energia do setor de ICT. Os serviços oferecidos por este setor são vitais para muitas empresas e pessoas, motivo pelo qual devem funcionar ininterruptamente. Para garantir a continuidade dos serviços disponibilizados as estações de telecomunicações são equipadas com sistemas de geração auxiliar de energia, tradicionalmente formados por grupos motor-gerador e um grande conjunto de baterias. Contudo, estas fontes não são renováveis e provocam um impacto ambiental negativo, liberando gases que contribuem com o efeito estufa na atmosfera e elementos químicos tóxicos no solo se o destino adequado não for dado.

Verificou-se que uma crescente tendência tem sido o desenvolvimento de sistemas de geração baseado em fontes de energias renováveis. Com isso, é esperado que o setor de ICT possa contribuir de maneira importante na redução de emissões de CO<sub>2</sub> equivalente. Neste sentido, o Capítulo 1 demonstra que muitas pesquisas têm dado enfoque ao desenvolvimento de novas estratégias e arquiteturas de sistemas de energia para telecomunicações. Entre as fontes renováveis comercialmente disponíveis, uma das que mais vem ganhando espaço no mercado são as células fotovoltaicas. Todavia, a variabilidade da geração de energia em função das questões climáticas e geográficas, e mesmo a inconstância de geração ao longo do dia proporcionam grandes desafios aos engenheiros. Assim, o desenvolvimento de sistemas de elevado desempenho e rendimento são essenciais nesse tipo de aplicação, juntamente com questões como a relação custo-benefício e tempo de retorno sobre o investimento, intimamente ligadas ao próprio rendimento do sistema.

Durante a etapa de projeto de sistemas alimentados por painéis fotovoltaicos é de fundamental importância o conhecimento das características de irradiação nas localidades em que as plantas serão instaladas. Por este motivo, o Capítulo 3 investigou a capacidade de geração de energia fotovoltaica nas regiões das cidades brasileiras de São Martinho da Serra (RS), Ourinhos (SP), Brasília (DF) e Petrolina (PE) por meio de dados amostrados em estações meteorológicas e solarimétricas mantidas pelo INPE. A partir desta análise demonstrou-se que

a maior parcela da energia processada anualmente encontra-se nas vizinhanças do primeiro terço da potência de pico instalada. Esta característica afeta diretamente o rendimento médio dos sistemas de geração de energia, uma vez que nas baixas potências grande parte dos conversores apresentam baixo rendimento. Torna-se claro que a especificação ou escolha de conversores em função do seu máximo rendimento, ou do rendimento em sua potência nominal proporciona pouca informação quando o objetivo é sua utilização em sistemas alimentados por fontes renováveis.

Como uma das contribuições desta Tese de Doutorado apresentou-se um método para a obtenção das equações de rendimento médio ponderado para conversores estáticos a partir de dados experimentais dessas estações meteorológicas. Da mesma forma, determinou-se as ponderações que devem ser aplicadas ao rendimento dos conversores em cada faixa de potência para que se obtenha o rendimento do sistema em função das características locais de irradiação e temperatura ao longo do ano. O procedimento adotado segue a divisão de potências definidas na norma IEC 61683 para conversores de potência aplicados a sistemas de geração fotovoltaica e permite uma comparação mais justa do rendimento global dos conversores levando em conta as particularidades do local de instalação.

No que tange o dimensionamento dos conversores, o Capítulo 3 também apresentou uma análise na qual são demonstrados os histogramas dos pares tensão e corrente de saída para um módulo fotovoltaico hipoteticamente instalado em cada uma das quatro localidades analisadas, operando continuamente no ponto de máxima potência. O conhecimento destas distribuições, juntamente com as características de irradiação e as faixas de potência nas quais ocorre o maior processamento de energia ao longo do ano habilita melhorias no projeto de conversores estáticos. Como consequência, novas estratégias de otimização de conversores podem ser desenvolvidas com o objetivo de maximizar o rendimento nessas faixas de operação.

Foi também demonstrado no Capítulo 2 que uma das abordagens para melhorar o rendimento global de conversores trabalhando em amplas faixas de carga é o emprego de módulos de menor potência conectados em paralelo. Todavia, para que haja de fato uma melhoria significativa no rendimento é imprescindível a utilização de uma estratégia de controle supervisorio capaz de distribuir a potência processada entre os conversores de maneira que o rendimento do arranjo possa ser melhorado. Com este objetivo, a principal contribuição desta Tese de Doutorado é a proposição de uma nova metodologia de maximização de rendimento aplicado a sistemas formados por conversores paralelos.

O Capítulo 4 demonstrou a formulação do problema de otimização, obtido a partir dos modelos matemáticos para as superfícies de rendimento dos conversores que compõe um

---

sistema qualquer. Conforme apresentado, este é um problema de otimização não-linear com restrições e que pode apresentar múltiplas soluções ótimas, tanto locais quanto globais. Uma vez que a maioria dos algoritmos convencionais de otimização numérica pode não ser capaz de solucionar esse problema, foi proposta uma alternativa híbrida para solução. Empregou-se um algoritmo genético para uma etapa de otimização global, com o objetivo de resolver o problema dos pontos ótimos locais, e um método de otimização numérica baseado na programação sequencial quadrática para determinar com maior precisão e velocidade o ponto ótimo global. Por fim, para as tarefas de otimização que apresentem o problema de múltiplos ótimos globais, um estágio de resolução de ambiguidade arbitra qualitativamente qual dos pontos é o mais apropriado em função dos resultados das iterações previamente obtidos. A metodologia proposta é capaz então de identificar o número de conversores necessários para formar o arranjo ótimo e também a potência a ser processada por cada conversor de maneira que o rendimento global do arranjo seja maximizado, resultando em superfícies ótimas de compartilhamento de potência que posteriormente deverão ser implementadas por meio de estratégias de controle adequadas.

Por meio de estudos de caso, demonstrou-se no Capítulo 5 que a metodologia proposta é capaz de determinar com precisão a distribuição ótima de potência entre os conversores mesmo na presença de múltiplos mínimos locais, ou mesmo na ocorrência de múltiplos mínimos globais. Em tais situações, a estratégia de resolução de ambiguidade desenvolvida mostrou-se capaz de identificar o ponto ótimo global mais apropriado em função das distribuições prévias de potência. Como resultado dos estudos de caso apresentados, observou-se que em algumas configurações o rendimento médio ponderado pode ser melhorado em até 20 % com a aplicação da metodologia proposta quando comparado ao rendimento que seria obtido com o emprego de um único conversor com a potência nominal do sistema.

Investigou-se também um caso hipotético composto por três inversores comerciais no qual foram avaliadas variações tanto na potência processada quanto na tensão de entrada. Comparou-se também o rendimento proporcionado pela metodologia proposta com outras duas estratégias de compartilhamento de potência, uma baseada na distribuição equalizada da potência processada e outra baseada no acionamento sequencial dos conversores. Entre estas duas, observou-se que nenhuma é sempre superior à outra em todos os casos. Contudo, é demonstrado que entre as estratégias avaliadas a metodologia proposta é a única que habilita o sistema a operar em uma condição de rendimento máximo em todos os pontos de operação, mesmo para casos de maior complexidade como o analisado.

Mais que determinar teoricamente a distribuição ótima de potência entre os conversores, é indispensável que os resultados obtidos pela metodologia de maximização de rendimento

proposta sejam possíveis de ser implementados na prática. Com este objetivo, o Capítulo 6 apresentou o projeto e a validação experimental de uma estratégia de controle que implementa as superfícies de compartilhamento ótimo de potência, outra contribuição desta Tese. A partir de amostras experimentais, modelaram-se as superfícies de rendimento dos conversores e aplicou-se a metodologia de otimização proposta. Como resultado foram obtidas superfícies de compartilhamento de potência que resultam no rendimento máximo do sistema em todos os seus pontos de operação considerados, as quais foram posteriormente convertidas em superfícies de ponderações convexas para empregá-las no controle supervisor.

Na estratégia de controle proposta, um laço externo para regulação da tensão de saída gera uma referência de corrente global de entrada que é enviada ao controle supervisor. A partir de variáveis de decisão, este supervisor aplica as superfícies de ponderação nessa referência de corrente e determina a corrente de entrada que cada conversor deve processar para que o rendimento máximo seja alcançado. Por fim, em seu nível mais interno, controladores de corrente garantem que as referências sejam seguidas, garantindo que cada conversor processe a parcela de potência que levará o sistema a operar com rendimento máximo.

Um dos pontos fundamentais no desempenho dinâmico do sistema de controle é a boa escolha das variáveis de decisão. Se por um lado para a tensão de entrada a escolha seja clara, para a potência processada pelo sistema pode-se utilizar variáveis que reflitam tanto a potência de entrada quanto a de saída, cada abordagem com suas vantagens e desvantagens. A opção pela tomada de decisão a partir da potência de entrada geralmente não impacta em custos adicionais com sensores. Já a potência de saída permite melhorar significativamente a resposta dinâmica e evitar a operação de conversores em condições de sobrecargas severas. Com o objetivo de avaliar esses problemas e validar a metodologia de otimização proposta, uma extensiva análise experimental foi conduzida tendo como base três conversores boost de iguais características.

Uma estratégia simples e amplamente utilizada para o paralelismo de conversores, baseada no compartilhamento equalizado da potência processada pelos conversores foi utilizada como referência para a comparação e análise dos resultados obtidos por meio das metodologias e estratégias propostas neste trabalho. Os ensaios experimentais realizados permitiram analisar diversos aspectos referentes às restrições práticas de implementação. No que se refere às variáveis utilizadas pelo controle supervisor, demonstrou-se que a utilização da corrente de entrada como uma das variáveis de decisão limita significativamente a banda passante do controle supervisor. Esta limitação deve-se principalmente às variações de energia necessárias para levar os conversores a novos pontos de operação quando ocorrem variações de carga. Por este motivo, faz-se necessário que o controle supervisor seja lento o suficiente para não aplicar redistribuições de potência de maneira incorreta e desnecessária. A principal consequência



desta restrição é a ocorrência de sobrecargas severas nos conversores ativos em situações de um aumento elevado na demanda de potência. Por outro lado, o emprego da corrente de saída como uma das variáveis de decisão possibilita a utilização de larguras de banda maiores, o que implica em tempos de atuação e de redistribuições de potência mais curtos. Assim, havendo capacidade do sistema, pode-se responder a degraus de carga em poucos períodos de comutação e melhorar a resposta dinâmica do sistema como um todo. Nesta abordagem, a única restrição dinâmica que deve ser observada é que o sinal da corrente de saída deve apresentar uma elevada relação sinal-ruído para reduzir o acoplamento de ruídos de instrumentação às referências de corrente que serão posteriormente impostas aos conversores.

Por meio do conjunto de ensaios realizados, demonstrou-se que com a utilização da metodologia de otimização e a estratégia de controle propostas neste trabalho melhorou-se em mais de 10% o rendimento de um sistema formado por três conversores boost sem qualquer alteração construtiva desses conversores. Tal como desejado, as melhorias no rendimento foram obtidas para operação com potências menores, regiões nas quais demonstrou-se que os sistemas fotovoltaicos operam a maior parte do tempo.

Desta maneira, através melhoria do rendimento, a metodologia proposta é uma importante ferramenta habilitadora para um melhor aproveitamento da capacidade de geração de energia nas mais diversas instalações. Consequentemente, pode-se gerar mais energia para uma carga mais rápida de bancos de baterias em sistemas de telecomunicações instalados remotamente, ou mesmo reduzir tempo de retorno sobre o investimento. Da mesma forma, em sistemas alimentados por acumuladores de energia, a otimização do rendimento permite prologar a autonomia desses sistemas, mantendo as cargas críticas em funcionamento por um tempo maior sem realizar modificações na capacidade de armazenamento da instalação.

## 7.1 Propostas e Investigações Futuras

O presente trabalho apresentou, como foco central, o desenvolvimento de uma nova metodologia de otimização de rendimento para conversores paralelos. Todavia, as contribuições e investigações pertinentes ao tema não se encerram com o presente trabalho. Pelo contrário, diversos outros trabalhos podem aprofundar e aprimorar os conceitos e métodos aqui apresentados. De maneira geral, sugere-se a seguir alguns trabalhos que podem ser fundamentados nesta Tese e permitiriam dar continuidade às pesquisas.

- Expansão da metodologia de otimização para levar em consideração também os efeitos temperatura de trabalho sobre o rendimento dos conversores. Embora a metodologia

proposta tenha sido avaliada para casos unidimensionais e bidimensionais, é esperado que a inclusão de uma terceira dimensão referente à temperatura seja possível apenas com a modificação da função objetivo. Todavia esta terceira dimensão pode acrescentar significativa complexidade aos algoritmos de solução, além de requerer o desenvolvimento de modelos de rendimento que levem em conta essa dimensão adicional adequadamente. Neste sentido também cabe destacar que a inclusão da variação da temperatura exigiria um incremento substancial na memória necessária para armazenar as *lookup-tables* com os hiperplanos ótimos de compartilhamento de potência.

- Desenvolvimento de um estimador de carga adequado. Os ensaios experimentais demonstraram que a dinâmica do sistema é significativamente melhorada quando utiliza-se a corrente de saída como variável de decisão. Todavia, isso requer um sensor que nem sempre está disponível na maioria das aplicações. Para evitar a necessidade deste sensor, sugere-se o desenvolvimento de um estimador de carga com resposta dinâmica compatível com as variações da corrente de saída e muito mais rápido que a dinâmica das correntes de entrada;
- Implementação da metodologia de otimização em tempo real. Por meio da inclusão de sensores de tensão e corrente na entrada e na saída de cada conversor, cria-se não apenas a possibilidade de avaliar seu rendimento em tempo real, mas habilita-se a possibilidade de implementar a metodologia de maximização de rendimento juntamente com o controle supervisor. Assim, os períodos de inatividade do processador podem ser aproveitados para recalcular as curvas de distribuição de potência e atualizá-las em intervalos diários, por exemplo, e compensando as modificações das superfícies de rendimento devido ao envelhecimento dos conversores;
- O desenvolvimento da estratégia de controle apresentada é baseada no modelo dinâmico de um único conversor boost. É sabido que quando esses conversores são conectados em paralelo (como é o caso dos conversores intercalados) obtém-se respostas dinâmicas mais rápidas. Contudo, a escolha por projetar os controladores dessa forma tem o objetivo de garantir que o sistema irá operar adequadamente mesmo quando apenas um conversor estiver sendo utilizado. Neste sentido, sugere-se uma investigação aprofundada do comportamento dinâmico do sistema por meio da modelagem completa multivariável do sistema;
- Desenvolvimento de estratégias de controle adaptativas que levem em conta a estrutura variável do sistema em função do compartilhamento de potência entre os conversores. Assim, espera-se melhorar a dinâmica da regulação da tensão de saída, e mesmo das

correntes de entrada, quando os conversores trabalham nos mais diferentes pontos de operação;

- Investigar o comportamento e a interação de estratégias de rastreamento de máxima potência com o controle supervisor de compartilhamento de potência. Algoritmos de MPPT baseados em perturbação e observação alteram constantemente o ponto de operação dos conversores com o objetivo de analisar as variações de potência resultante. Por este motivo, as estratégias de controle supervisor empregadas deverão ser capazes de tolerar essas perturbações sem alterar as referências de corrente continuamente e ao mesmo tempo sem prejudicar a identificação do incremento ou decréscimo da potência extraída das fontes;
- Desenvolvimento de uma estratégia adequada de saturação das referências de corrente para casos com elevadas variações de potência. Esta estratégia terá por objetivo auxiliar na proteção de sobrecarga dos conversores que estiverem em operação quando ocorrer um aumento elevado na demanda de potência do sistema;
- Desenvolvimento de metodologias e estratégias de projeto otimizado de conversores em função das características de irradiação locais levando em conta os histogramas de tensões e correntes com base na análise apresentada no Capítulo 3.
- Elaboração de provas matemáticas que comprovem a existência da multiplicidade dos pontos ótimos tanto locais quanto globais, uma vez que neste trabalho a ocorrência e o impacto destes casos foi demonstrada apenas por meio de estudos de caso. Esta prova tem como objetivo a formalização das condições que levam à ocorrência de múltiplos pontos ótimos, os quais podem ser melhor explorados na implementação de sistemas com redundância.

## 7.2 Publicações

A seguir são relacionadas as publicações realizadas durante o doutorado, ligadas direta ou indiretamente ao tema central desta Tese.

1. DUPONT, F.H.; MONTAGNER, V.F.; PINHEIRO, J.R.; PINHEIRO, H.; OLIVEIRA, S.V.G.; PERES, A. Comparison of linear quadratic controllers with stability analysis for DC-DC boost converters under large load range. *Asian Journal of Control*, v. 15, n. 3, p. 861-871, 2013.

2. DUPONT, F.H.; RECH, C.; GULES, R.; PINHEIRO, J. R. Reduced-order model and control approach for the boost converter with a voltage multiplier cell. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 7, p. 3395-3404, 2013.
3. DUPONT, F.H.; ZARAGOZA, J.; RECH, C.; PINHEIRO, J.R. A new method to improve the total efficiency of parallel converters. In: *XII Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2013. v. 1., p. 210-215.
4. DUPONT, F.H.; ZARAGOZA, J.; RECH, C.; PINHEIRO, J.R. A simple control strategy to increase the total efficiency of multi-converter systems. In: *XII Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2013. v. 1., p. 284-289.
5. BASQUERA, M.F.; REITER, R.D.O.; DUPONT, F.H.; MICHELIS, L. Impacts of local climate conditions on photovoltaic module efficiency. In: *XII Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2013. v. 1., p. 533-537.
6. BELTRAME, F.; DUPONT, F.H.; SARTORI, H.C.; CANCIAN, E.C.; RECH, C.; PINHEIRO, J.R. Efficiency optimization of DC/DC boost converter applied to the photovoltaic system. In: *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2013. p. 706-711.
7. BELTRAME, F.; DUPONT, F.H.; SARTORI, H.C.; ROGGIA, L.; CANCIAN, E.C.; PINHEIRO, J.R. Different optimum designs investigation of DC/DC boost converter applied to the photovoltaic system. *XII Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2013. v. 1., p. 538-543.
8. DUPONT, F.H.; RECH, C.; PINHEIRO, J.R. A methodology to obtain the equations for the calculation of the weighted average efficiency applied to photovoltaic systems. In: *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2012. p. 1-8.
9. DUPONT, F.H.; MONTAGNER, V.F.; PINHEIRO, J.R.; PINHEIRO, H.; OLIVEIRA, S.V.G.; PERES, A. Comparison of digital LQR techniques for DC DC boost converters with large load range. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2011. v. 1. p. 925-928.
10. DUPONT, F.H.; RECH, C.; GULES, R.; PINHEIRO, J.R. Reduced order model of the boost converter with voltage multiplier cell. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011. v. 1., p. 473-478.

11. DUPONT, F.H.; RECH, C.; GULES, R.; PINHEIRO, J.R. Analysis and design of a control approach for a boost converter with voltage multiplier cell. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011. v. 1., p. 444-450.
12. MONTAGNER, V.F.; MACCARI JR., L.A.; DUPONT, F.H.; PINHEIRO, H. A DLQR designed by means of a genetic algorithm for DC-DC boost converter. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011. v. 1., p. 74-78.
13. MONTAGNER, V.F.; MACCARI JR., L.A.; DUPONT, F.H.; PINHEIRO, H. A DLQR applied to boost converters with switched loads: design and analysis. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011. v. 1., p. 68-73.
14. TAMBARA, R.V.; DUPONT, F.H.; DELLA FLORA, L.; GRUNDLING, H.A. Digital implementation of a RMRAC controller using Z transform and delta transform. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011. v. 1., p. 415-421.
15. TAMBARA, R.V.; DUPONT, F.H.; DELLA FLORA, L.; GRUNDLING, H.A. Analysis of performance of an RMRAC controller in discrete-time via Z transform and Delta transform. In: *37th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, 2011. p. 492-497.
16. DUPONT, F.H.; MONTAGNER, V.F.; PINHEIRO, J.R.; PINHEIRO, H.; OLIVEIRA, S.V.G.; PERES, A. Multiple controllers for boost converters under large load range: a GA and fuzzy logic based approach. In: *International Conference on Industrial Technologies (INDUSCON)*, 2010. v. 1., p. 67-72.
17. MONTAGNER, V.F.; DUPONT, F.H. A robust LQR applied to a boost converter with response optimized using a genetic algorithm. In: *XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 2010. p. 2297-2302.
18. DUPONT, F.H.; MONTAGNER, V.F.; PINHEIRO, J.R.; PINHEIRO, H.; BISOGNO, F.E.; OLIVEIRA, S.V.G.; PERES, A. Design and comparative analysis of multiple controllers applied to DC-DC converters with large load range. In: *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2010. p. 1-6.



# REFERÊNCIAS

ABNT. *NBR 10899:2006: Energia solar fotovoltaica - Terminologia*. Rio de Janeiro: [s.n.], 2006. 7 p.

ABU-QAHOUQ, J. A. et al. Novel current sharing schemes for multiphase converters with digital controller implementation. In: *Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 148–156.

AFFENZELLER, M. et al. *Genetic algorithms and genetic programming: modern concepts and practical applications*. Boca Raton: CRC Press, 2009.

ASTM. *Standard G173 - 03(2008) Standard Tables for Reference Solar Spectral Irradiances: Direct Normal and Hemispherical on 37° Tilted Surface*. West Conshohocken, PA: [s.n.], 2008. 21 p.

BALDICK, R. *Applied optimization: formulation and algorithms for engineering systems*. Cambridge: Cambridge University Press, 2006.

BEATH, A. *The investment climate in Brazil, India, and South Africa: a contribution to the IBSA debate*. 23 jul. 2006. Disponível em: <<http://info.worldbank.org/etools/docs/library/242750/Brazil-India-South%20Africa%20Investment%20Climate%20Comparison%20Final.pdf>>.

BELTRAME, R. et al. Simplified zero-voltage-transition circuits applied to bidirectional poles: concept and synthesis methodology. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2010.

BERASATEGI, A. et al. European efficiency improvement in photovoltaic applications by means of parallel connection of power converters. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10.

BIELA, J.; BADSTUEBNER, U.; KOLAR, J. W. Design of a 5-kW, 1-U, 10-kW/dm<sup>3</sup> resonant DC-DC converter for telecom applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 7, p. 1701–1710, 2009.

BOWER, W. et al. *Performance test protocol for evaluating inverters used in grid-connected photovoltaic systems*. 12 jul. 2004. Disponível em: <[http://www.energy.ca.gov/renewables/02-REN-1038/documents/2004-12-01\\_INVERTER\\_TEST.PDF](http://www.energy.ca.gov/renewables/02-REN-1038/documents/2004-12-01_INVERTER_TEST.PDF)>.

BRITO, M. A. G. de et al. Research on photovoltaics: review, trends and perspectives. In: *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 531–537.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital control in power electronics*. San Rafael: Morgan & Claypool, 2006.

CALIFORNIA ENERGY COMISSION. *Inverter performance test summaries*. 15 dez. 2013. 2013. Disponível em: <[http://www.gosolarcalifornia.org/equipment/inverter\\_tests/summaries/](http://www.gosolarcalifornia.org/equipment/inverter_tests/summaries/)>.

CARRERO, C.; AMADOR, J.; ARNALTES, S. A single procedure for helping PV designers to select silicon PV modules and evaluate the loss resistances. *Renewable Energy*, v. 32, n. 15, p. 2579–2589, 2007.

CASTAÑER, L.; SILVESTRE, S. *Modelling Photovoltaic Systems Using PSpice*. Chichester: John Wiley and Sons, 2002.

CHIVELET, N. M.; CHENLO-ROMERO, F.; ALONSO-GARCIA, M. C. Modelado y fiabilidad de los inversores para instalaciones fotovoltaicas autónomas a partir de medidas con cargas resistivas y reactivas. In: *7th Congresso Ibérico de Energía Solar*. España: [s.n.], 1994. p. 463–468.

CIRSTEA, M. N. et al. *Neural and Fuzzy Logic Control of Drive and Power Systems*. Oxford: Newnes, 2002.

DAHIDAH, M. S. A.; AGELIDIS, V. G. Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: a generalized formula. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 4, p. 1620–1630, 2008.

DEUTSCHE GESELLSCHAFT FÜR SONNENENERGIE. *Planning and installing photovoltaic systems: a guide for installers, architects and engineers*. 2nd. ed. Sterling, VA: Earthscan, 2008.

DORIGO, M.; STÜTZLE, T. *Ant colony optimization*. Cambridge, Mass: MIT Press, 2004.

DRIESSE, A.; JAIN, P.; HARRISON, S. Beyond the curves: modeling the electrical efficiency of photovoltaic inverters. In: *33rd IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC '08)*. San Diego, CA: [s.n.], 2008. p. 1–6.

DUPONT, F. et al. A new method to improve the total efficiency of parallel converters. In: *12th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2013)*. Gramado, RS: [s.n.], 2013. p. 210–215.

DUPONT, F. H. *Múltiplos controladores aplicados ao conversor boost CC-CC operando com larga faixa de carga: uma abordagem baseada em algoritmo genético e lógica fuzzy*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Regional de Blumenau (FURB), Blumenau, 2010.

EFFLER, S.; HALTON, M.; RINNE, K. Efficiency-based current distribution scheme for scalable digital power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 4, p. 1261–1269, 2011.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. 2nd. ed. Norwell: Kluwer Academic, 2001.

ERSHADI, M. H.; POUDEH, M. B.; ESHTEHARDIHA, S. Fuzzy logic controller based genetic algorithm on the step-down converter. In: *International Conference on Smart Manufacturing Application, 2008. ICSMA 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 324–328.

FLETCHER, R. *Practical methods of optimization*. 2nd. ed. Chichester: Wiley, 1987.



FORSYTHE, G. E.; MALCOLM, M. A.; MOLER, C. B. *Computer methods for mathematical computations*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1977.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. *Digital control of dynamic systems*. 3rd. ed. Menlo Park, Calif.: Addison-Wesley, 1998.

GARTNER INC. *Gartner estimates ICT industry accounts for 2 percent of global CO<sub>2</sub> emissions*. 29 jan. 2014. Disponível em: <<http://www.gartner.com/it/page.jsp?id=503867>>.

GLASER, J. S.; WITULSKI, A. F. Output plane analysis of load-sharing in multiple-module converter systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, n. 1, p. 43–50, 1994.

GOPI, E. S. *Algorithm collections for digital signal processing applications using MATLAB*. Dordrecht: Springer, 2007.

GOW, J. A.; MANNING, C. D. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 146, n. 2, p. 193–200, 1999.

GRUZS, T. M.; HALL, J. AC, DC or hybrid power solutions for today's telecommunications facilities. In: *22<sup>nd</sup> International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 361–368.

GUECHI, A.; CHEGAAR, M. Effects of diffuse spectral illumination on microcrystalline solar cells. *Journal of Electron Devices*, v. 5, p. 116–121, 2007.

HAEBERLIN, H. et al. New tests at grid-connected PV inverters: Overview over test results and measured values of the total efficiency  $\eta_{\text{tot}}$ . In: *21<sup>st</sup> European Photovoltaic Solar Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2006.

HAN, S. P. A globally convergent method for nonlinear programming. *Journal of Optimization Theory and Applications*, v. 22, n. 3, p. 297–309, 1977.

HAUPT, R. L.; HAUPT, S. E. *Practical Genetic Algorithms*. 2nd. ed. Hoboken: John Wiley and Sons, 2004.

HAUPT, R. L.; WERNER, D. H. *Genetic algorithms in electromagnetics*. Hoboken, NJ: IEEE Press, 2007.

HYVARINEN, J.; KARILA, J. New analysis method for crystalline silicon cells. In: *Proceedings of 3<sup>rd</sup> World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 1521–1524.

IEC. *IEC 61863: Photovoltaic systems - Power conditioners - Procedure for measuring efficiency*. 1999.

INPE. *Rede sonda*. Acesso em: 27 jan. 2014. Disponível em: <<http://sonda.ccst.inpe.br/basedados/index.html>>.

IRVING, B. T.; JOVANOVIC, M. M. Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method. In: *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 235–241.

- ISO. *ISO 9845-1:1992 Solar energy – Reference solar spectral irradiance at the ground at different receiving conditions – Part 1: Direct normal and hemispherical solar irradiance for air mass 1,5*. Geneva: [s.n.], 1992. 14 p.
- ITO, Y.; ZHONGQING, Y.; AKAGI, H. DC microgrid based distribution power generation system. In: *4th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 1740–1745.
- JAMERSON, C.; LONG, T.; MULLETT, C. Seven ways to parallel a magamp. In: *Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 469–474.
- JANTSCH, M.; SCHIMIDT, H.; SCHMID, J. Results of the Concerted Action on Power Conditioning and Control. In: *11th European Photovoltaic Solar Energy Conference*. Montreux, Switzerland: [s.n.], 1992. p. 1589–1593.
- JAWORSKI, R. K. Statistical parameters model for predicting time to failure of telecommunications batteries. In: *21st International Telecommunication Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 394.
- JORDAN, M. *UC3907 load share IC simplifies parallel power supply design*. 26 jul. 2012. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slua147/slua147.pdf>>.
- JOVANOVIĆ, M. M.; CROW, D. E.; LIEU, F.-Y. A novel, low-cost implementation of "democratic" load-current sharing of paralleled converter modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 4, p. 604–611, 1996.
- KARLSSON, G. Predicting life of valve regulated batteries, how can we do it right? In: *17th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 148–153.
- KARSHENAS, H. et al. A hybrid renewable energy system for powering Information and Communication Technology (ICT). In: *32nd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- KEATING, L. et al. Concerted action on computer modeling and simulation. In: *European Photovoltaic Solar Energy Conference*. Lisboa, Portugal: [s.n.], 1991.
- KELLY, A. Current share in multiphase DC-DC converters using digital filtering techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 1, p. 212–220, 2009.
- KIM, J.-W.; CHOI, H.-S.; CHO, B. H. A novel droop method for converter parallel operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 1, p. 25–32, 2002.
- KIM, S.; KIM, H.-K.; KIM, H. J. Climate change and ICTs. In: *31st International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–4.
- KUROHANE, K. et al. A hybrid smart AC/DC power system. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 1, n. 2, p. 199–204, 2010.
- KYOCERA SOLAR. *LD210GX-LP*. Acesso em: 3 mai. 2012. Disponível em: <<http://www.kyocerasolar.com.br/site/arquivos/produtos/76.pdf>>.
- LAI, J.-S.; NELSON, D. J. Energy management Power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, v. 95, n. 4, p. 766–777, 2007.

- LI, W. et al. Design and analysis of isolated ZVT boost converters for high-efficiency and high-step-up applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 6, p. 2363–2374, 2007.
- LIU, C.; JOHNSON, A.; LAI, J.-S. A novel three-phase high-power soft-switched DC/DC converter for low-voltage fuel cell applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 6, p. 1691–1697, 2005.
- LUO, S. et al. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules. In: *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 901–908.
- LUQUE, A.; HEGEDUS, S. *Handbook of photovoltaic science and engineering*. Hoboken, NJ: Wiley, 2003.
- MAIHANIEMI, R. ICT Getting Green. In: *4<sup>th</sup> International Conference on Telecommunication - Energy Special Conference (TELESCON)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- MAJUMDER, R. et al. Improvement of stability and load sharing in an autonomous microgrid using supplementary droop control loop. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 25, n. 2, p. 796–808, 2010.
- MALHOTRA, R. Energy management & backup unit for telecom base stations. In: *32<sup>nd</sup> International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5.
- MARQUARDT, D. W. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters. *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, v. 11, n. 2, p. 431–441, 1963.
- MATSUMOTO, A. et al. Development of 400 Vdc power distribution system and 400 Vdc output rectifier. In: *31st International Telecommunications Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- MCMENAMIN, D. What does a telco need for 400 VDC to find a place in the central office 400 volts: Even though the technology isn't quite here yet, it's not just for data centers anymore. In: *32nd International Telecommunications Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7.
- NEHRIR, M. H.; WANG, C. *Modeling and control of fuel cells: distributed generation applications*. Hoboken, N.J.: Wiley, 2009.
- NISHIOKA, K. et al. Analysis of multicrystalline silicon solar cells by modified 3-diode equivalent circuit model taking leakage current through periphery into consideration. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 91, n. 13, p. 1222–1227, 2007.
- PANOV, Y.; RAJAGOPALAN, J.; LEE, F. C. Analysis and design of N paralleled DC-DC converters with master-slave current-sharing control. In: *Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 436–442.
- PARSOPOULOS, K. E.; VRAHATIS, M. N. *Particle swarm optimization and intelligence: advances and applications*. Hershey, PA: Information Science Reference, 2010.
- PATEL, M. R. *Wind and solar power systems: design, analysis, and operation*. 2. ed. Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2006.
- PEREIRA, E. B. et al. *Atlas brasileiro de energia solar*. São José dos Campos: INPE, 2006.

- PERREAULT, D. J.; KASSAKIAN, J. G.; VERGHESE, G. C. Stability analysis of nonlinear current-sharing techniques. In: *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 665–671.
- PERREAULT, D. J.; SELDERS R. L., J.; KASSAKIAN, J. G. Frequency-based current-sharing techniques for paralleled power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 4, p. 626–634, 1998.
- PETRUZZIELLO, F.; ZIOGAS, P. D.; JOOS, G. A novel approach to paralleling of power converter units with true redundancy. In: *21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 808–813.
- PONGRATANANUKUL, N.; KASPARIS, T. Tool for automated simulation of solar arrays using general-purpose simulators. In: *Proceedings. 2004 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 10–14.
- POWELL, M. A fast algorithm for nonlinearly constrained optimization calculations. In: WATSON, G. (Ed.). *Numerical Analysis*. Berlin: Springer, 1978, (Lecture Notes in Mathematics, v. 630). p. 144–157.
- RAGGL, K. et al. Comprehensive design and optimization of a high-power-density single-phase boost PFC. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 7, p. 2574–2587, 2009.
- RAMPINELLI, G. A. *Estudo de características elétricas e térmicas de inversores para sistemas fotovoltaicos conectados à rede*. Tese (Tese), 2010.
- RIORDAN, C.; HULSTRON, R. What is an air mass 1.5 spectrum? [solar cell performance calculations]. In: *Conference Record of the Twenty First IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1990. v. 2, p. 1085–1088.
- SCHITTKOWSKI, K. NLPQL: A fortran subroutine solving constrained nonlinear programming problems. *Annals of Operations Research*, v. 5, n. 2, p. 485–500, 1986.
- SCHMITT, G. The Green Base Station. In: *4th International Conference on Telecommunication - Energy Special Conference (TELESCON)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- SCHUCH, L. *Sistema CA/CC com um conversor PWM bidirecional para interface entre o barramento CC e o banco de baterias*. Tese (Tese), 2001.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microelectronic circuits*. 5th. ed. New York: Oxford University Press, 2004.
- SERA, D. et al. Improved MPPT algorithms for rapidly changing environmental conditions. In: *12th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1614–1619.
- SERA, D.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P. PV panel model based on datasheet values. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2392–2396.
- SIRI, K.; BANDA, J. Analysis and evaluation of current-sharing control for parallel-connected DC-DC converters taking into account cable resistance. In: *1995 IEEE Aerospace Applications Conference*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 2, p. 29–48.

- SOTO, W. D.; KLEIN, S. A.; BECKMAN, W. A. Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy*, v. 80, n. 1, p. 78–88, 2006.
- THOTTUVELIL, V. J.; VERGHESE, G. C. Stability analysis of paralleled DC/DC converters with active current sharing. In: *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1080–1086.
- TOMESCU, B.; VANLANDINGHAM, H. F. Improved large-signal performance of paralleled DC-DC converters current sharing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 3, p. 573–577, 1999.
- VANDOORN, T. L. et al. Analogy between conventional grid control and islanded microgrid control based on a global DC-link voltage droop. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 3, p. 1405–1414, 2012.
- VERGHESE, G. C. Dynamic modeling and control in power electronics. In: LEVINE, W. S. (Ed.). *The control handbook*. Boca Raton, FL: IEEE Press, 1996. p. 1413–1423.
- VERMA, D.; MIDTGARD, O.; SATRE, T. O. Review of photovoltaic status in a European (EU) perspective. In: *37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 3292–3297.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009.
- WRMC-BSRN. *World Radiation Monitoring Center - Baseline Surface Radiation Network*. Acesso em: 27 jan. 2014. Disponível em: <<http://www.bsrn.awi.de/>>.
- WU, H.-C. The Karush-Kuhn-Tucker optimality conditions in an optimization problem with interval-valued objective function. *European Journal of Operational Research*, v. 176, n. 1, p. 46–59, 2007.
- WU, T. F.; HUNG, C. Y.; LEE, C. Q. Parallel converter systems with maximum current limit control scheme for reliability improvement. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 2343–2346.
- WU, T. F.; SIRI, K.; LEE, C. Q. Reliability improvement in parallel connected converter systems. In: *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1991. v. 1, p. 429–434.
- YE, Z. et al. Design of parallel sources in DC distributed power systems by using gain-scheduling technique. In: *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 161–165.
- YE, Z. et al. Modeling and control of parallel three-phase PWM boost rectifiers in PEBB-based DC distributed power systems. In: *Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1126–1132.
- YUAN, F.; OPAL, A. *Computer methods for analysis of mixed-mode switching circuits*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2004.

---

ZHANG, H. et al. Energy efficiency in communications. *IEEE Communications Magazine*, v. 48, n. 11, p. 48–49, 2010.

ZÖRNIG, P. *Introdução à programação não linear*. Brasília: Editora Universidade Federal de Brasília, 2011.

ZUMEL, P. et al. Efficiency improvement in multiphase converter by changing dynamically the number of phases. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6.