

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 987

**PARALELISMO DE UNIDADES DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA  
CONECTADAS EM UMA MICRORREDE C.C**

**Frederico Luiz Fernandes Marcelino**

DATA DA DEFESA: 30/06/2017

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**PARALELISMO DE UNIDADES DE ARMAZENAMENTO DE  
ENERGIA CONECTADAS EM UMA MICRORREDE C.C**

Frederico Luiz Fernandes Marcelino

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Francisco Donoso Garcia

Belo Horizonte - MG

Junho de 2017

M314p

Marcelino, Frederico Luiz Fernandes.

Paralelismo de unidades de armazenamento de energia conectadas em uma microrrede c.c [manuscrito] / Frederico Luiz Fernandes Marcelino. – 2017.

xix, 144 f., enc.: il.

Orientador: Pedro Francisco Donoso Garcia.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 133-144.

Bibliografia: f. 124-132.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores de corrente elétrica - Teses. 3. Energia - Armazenamento - Teses. I. Donoso-Garcia, Pedro Francisco. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

**"Paralelismo de Unidades de Armazenamento  
de Energia Conectadas em uma Microrrede c.c"**

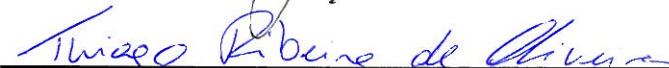
**Frederico Luiz Fernandes Marcelino**

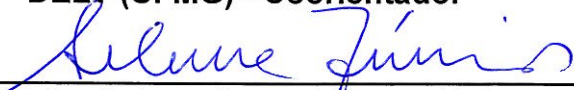
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.


Aprovada em 30 de junho de 2017.

Por:

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia  
DELT (UFMG) - Orientador

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Thiago Ribeiro de Oliveira  
DELT (UFMG) - Coorientador

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior  
DELT (UFMG)

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão  
DEE (UFMG)

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente à minha mãe, Rosangela, pelo incentivo e apoio, ilimitado e constante, na realização dos meus projetos profissionais e pessoais. Sem seu apoio este trabalho não teria sido possível.

Agradeço à minha esposa, Angélica, pelo apoio, carinho e compreensão pelo tempo que precisei dedicar a este trabalho.

Agradeço à minha família, Alaíde, Viviane, Daniel, Felipe, Érika e muitos outros que acreditaram e incentivaram este trabalho.

Agradeço aos professores do PPGEE, em especial aos professores do GEP, que contribuíram com seus ensinamentos para minha formação acadêmica. Agradeço aos amigos de graduação e de mestrado, principalmente ao Hans, Anna e Renato pela amizade, trocas de experiência e auxílios. Agradeço em especial aos meus orientadores, professores Pedro Donoso e Thiago, pela amizade, confiança, ensinamentos, críticas, sugestões e pelo tempo dedicado. Agradeço também pela compreensão que tiveram pela necessidade de eu fazer mestrado distante de Belo Horizonte.

Agradeço ao Instituto Federal de Minas Gerais (IFMG), campus Formiga, pela compreensão da realização deste trabalho. Agradeço aos colegas do IFMG pela amizade e incentivo na realização deste trabalho.

# Resumo

Tendo em vista a preocupação com demandas de energia, eficiência energética e utilização de energias alternativas, as microrredes têm se destacado no cenário global. Tanto as microrredes c.a. quanto c.c. podem ser utilizadas em aplicações residenciais e comerciais. Em particular, as microrredes c.c. têm se mostrado promissoras, destacando-se em relação às microrredes c.a. em alguns aspectos tais como eficiência e dispensa de controle de fase e frequência. Com o intuito de prover energia nos momentos de baixa geração ou de suavizar desequilíbrios entre geração e demanda, sistemas de armazenamento podem ser empregados, sendo indispensáveis nas microrredes que operam exclusivamente ilhadas.

Este trabalho insere-se nesta linha e contribui com o estudo do paralelismo de conversores para o armazenamento de energia distribuído em uma microrrede c.c. controlada por *droop*. Os conversores *Dual Active Bridge* utilizados para as unidades de armazenamento são modelados e têm suas malhas de controle projetadas. Para estes conversores adotam-se curvas de *droop* adaptativas, que podem ser modificadas de acordo com o estado de carga individual do banco de baterias de cada unidade, cujo objetivo é promover o equilíbrio do estado de carga ao longo do tempo. O trabalho também propõe e analisa a aplicação de funções de compensação de *droop* diferentes das tradicionais utilizadas na literatura. Simulações de estudos de caso são desenvolvidas para avaliar o desempenho dos conversores propostos inseridos em uma microrrede c.c.. Mostrou-se que os conversores puderam operar em paralelo, com *droop*, tanto no modo carga quanto no modo descarga. A operação da microrrede com excesso de geração de geração não foi avaliada.

**Palavras chave:** *Microrredes c.c., conversor Dual Active Bridge, Armazenamento de Energia.*

# Abstract

Due to the concern with energy demand, energy efficiency and the use of renewable resources, the microgrids have stood out in the last years. Both AC and DC microgrids can be used in residential and commercial facilities. In particular, the DC microgrids exhibit advantages over its AC counterpart such as efficiency and dispense of phase and frequency control. To provide energy during low energy generation or to smooth out energy balance between generation and demand, energy storage systems are normally employed, being absolutely necessary for islanded mode microgrids.

This master thesis includes the topics aforementioned and contributes with a study of paralleling distributed energy storage units in a droop controlled DC microgrid. The Dual Active Bridge energy storage converters are modeled and the controllers are designed. For these converters adaptive droop control are employed, which are modified according to the state of charge of each battery bank in order to balance state of charge. This work also proposes and analyzes different droop compensation functions from those that have been used in literature. Simulation results of case studies are developed in order to investigate the proposed converter performance in a DC microgrid. Results show that converters can operate in parallel, with droop, in both operation modes. The microgrid with excess energy is not investigated.

**Keywords:** *DC Microgrid, Dual Active Bridge Converter, Energy Storage.*

# Sumário

Agradecimentos	v
Resumo	vi
Abstract	vii
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xvii
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Geração de energia distribuída . . . . .	1
1.2 Microrredes de energia . . . . .	5
1.3 Conversores c.c.-c.c. para sistemas de armazenamento . . . . .	9
1.4 Objetivos da dissertação . . . . .	12
1.5 Organização da dissertação . . . . .	14
<b>2 Análise do conversor <i>Dual Active Bridge</i></b>	<b>16</b>
2.1 Fluxo de potência no modo abaixador . . . . .	22
2.2 Fluxo de potência no modo elevador . . . . .	26
2.3 Fluxo de potência bidirecional . . . . .	30
2.4 Conclusões do capítulo . . . . .	32
<b>3 Modelagem do conversor <i>Dual Active Bridge</i></b>	<b>34</b>



---

3.1	Modelo de ordem reduzida . . . . .	35
3.2	Modelo em tempo contínuo . . . . .	38
3.3	Modelo em tempo discreto . . . . .	39
3.4	Comparação dos modelos para o conversor <i>Dual Active Bridge</i> . . . . .	40
3.5	Derivação do modelo do conversor <i>Dual Active Bridge</i> . . . . .	42
3.6	Análise das funções de transferência do conversor <i>Dual Active Bridge</i> . . .	46
3.7	Conclusões do capítulo . . . . .	50
<b>4</b>	<b>Controle do conversor <i>Dual Active Bridge</i></b>	<b>52</b>
4.1	Projeto dos controladores . . . . .	52
4.2	Algoritmo de transição dos modos de operação . . . . .	58
4.3	Conclusões do capítulo . . . . .	60
<b>5</b>	<b>Paralelismo de conversores c.c.-c.c.</b>	<b>62</b>
5.1	Associação de conversores . . . . .	63
5.2	Métodos de paralelismo de conversores . . . . .	64
5.2.1	Compartilhamento ativo de corrente . . . . .	65
5.2.2	Método de <i>droop</i> . . . . .	68
5.2.3	Fundamentos de controle por <i>droop</i> adaptativo baseado no estado de carga . . . . .	71
5.3	Estudo comparativo das funções de compensação de <i>droop</i> para o controle de <i>droop</i> baseado no estado de carga . . . . .	72
5.3.1	Análise das funções de compensação de <i>droop</i> em modo descarga . .	74
5.3.2	Análise das funções de compensação de <i>droop</i> em modo carga . . .	77
5.3.3	Superfície de <i>droop</i> . . . . .	84
5.4	Conclusões do capítulo . . . . .	88
<b>6</b>	<b>Estudos de caso</b>	<b>91</b>
6.1	Microrrede em modo conectado . . . . .	95
6.1.1	Perturbações de carga . . . . .	95

6.1.2	Perturbações na geração de energia . . . . .	101
6.2	Desconexão da rede elétrica . . . . .	102
6.3	Microrrede em modo ilhado . . . . .	107
6.3.1	Perturbações de carga . . . . .	107
6.3.2	Perturbações na geração de energia . . . . .	109
6.3.3	Conexão e desconexão de uma unidade armazenadora de energia . .	110
6.4	Reconexão da rede elétrica . . . . .	113
6.5	Funcionamento do algoritmo de transição dos modos de operação . . . . .	117
6.6	Conclusões do capítulo . . . . .	118
<b>7</b>	<b>Conclusões gerais e propostas de continuidade</b>	<b>121</b>
7.1	Propostas de continuidade . . . . .	122
7.2	Publicações Correlatas . . . . .	123
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>124</b>
	<b>Apêndice</b>	<b>132</b>
<b>A</b>	<b>Desenvolvimento dos esforços das chaves semicondutoras, transformador e indutor</b>	<b>133</b>
A.1	Esforços nas chaves semicondutoras no modo abaixador . . . . .	133
A.2	Esforços no indutor e transformador no modo abaixador . . . . .	134
A.3	Esforços nas chaves semicondutoras no modo elevador . . . . .	135
A.4	Esforços no indutor e transformador no modo elevador . . . . .	137
<b>B</b>	<b>Projeto do conversor DAB</b>	<b>138</b>
B.1	Cálculo da relação de transformação do transformador e da indutância . .	139
B.2	Semicondutores, transformador e indutor . . . . .	140
B.3	Dimensionamento dos filtros EMI . . . . .	141

# Lista de Figuras

1.1	Configuração do sistema elétrico (a) tradicional e (b) futuro com a inserção de geração e armazenamento distribuídos. . . . .	5
1.2	(a) Microrrede c.a. e (b) microrrede c.c.. . . . .	7
1.3	Diagrama de blocos típico de um conversor eletrônico c.c.-c.c. isolado. . . .	11
1.4	Microrrede c.c. considerada para os estudos de caso. . . . .	13
2.1	Circuito do conversor <i>Dual Active Bridge</i> alimentado em tensão. . . . .	17
2.2	Circuito do conversor <i>Dual Active Bridge</i> alimentado em corrente. . . . .	17
2.3	Região de comutação não dissipativa do conversor DAB modulado com SPS. . . . .	20
2.4	Formas de onda para fluxo de potência no modo abaixador com modulação SPS. . . . .	23
2.5	Formas de onda para fluxo de potência no modo elevador com modulação SPS. . . . .	28
2.6	Potência manipulada pelo conversor <i>Dual Active Bridge</i> . . . . .	32
3.1	Circuito do conversor <i>Dual Active Bridge</i> com carga resistiva. . . . .	36
3.2	Circuito médio de grandes sinais do conversor <i>Dual Active Bridge</i> com carga resistiva. . . . .	36
3.3	Modelo de pequenos sinais do conversor <i>Dual Active Bridge</i> . . . . .	43
3.4	Filtros passa-baixas $L - C$ com (a) amortecimento $R_f - C_b$ paralelo, (b) amortecimento $R_f - L_b$ paralelo e (c) amortecimento $R_f - L_b$ série. . . . .	45

3.5	Modelo de pequenos sinais do conversor <i>Dual Active Bridge</i> com os filtros passa-baixas. . . . .	45
3.6	Circuitos utilizados no levantamento das funções de transferência do conversor DAB com filtros. (a) Circuito de pequenos sinais , (b) circuito médio e (c) circuito completo. . . . .	47
3.7	Resposta em frequência da função de transferência (a) $G_{iesud}^c$ para $D=0,2$ , (b) $G_{iesud}^c$ para $D=0,3$ , (c) $G_{iesud}^d$ para $D=0,2$ e (d) $G_{iesud}^d$ para $D=0,3$ . A curva com “-” representa o modelo do circuito completo, “ $\Delta$ ” representa o modelo do circuito médio, “+” representa o modelo de pequenos sinais e “o” representa o modelo analítico. . . . .	48
3.8	Resposta em frequência da função de transferência (a) $G_{vesud}^c$ para $D=0,2$ , (b) $G_{vesud}^c$ para $D=0,3$ , (c) $G_{vccd}^d$ para $D=0,2$ e (d) $G_{vccd}^d$ para $D=0,3$ . A curva com “-” representa o modelo do circuito completo, “ $\Delta$ ” representa o modelo do circuito médio, “+” representa o modelo de pequenos sinais e “o” representa o modelo analítico. . . . .	49
3.9	Funções de transferência do modelo de pequenos sinais em função da defasagem $d$ para (a) $G_{i1d}$ e $G_{i2d}$ e (b) $G_{i1v2}$ e $G_{i2v1}$ . . . . .	50
4.1	Corrente da ESU para resposta ao degrau de defasagem de 0,05 em relação a operação em $D=0,1$ e $D=0,2$ em malha aberta. A curva em azul representa o circuito completo, a curva em vermelho representa o modelo de pequenos sinais, a curva em verde representa circuito médio e a curva em preto representa as expressões analíticas. . . . .	54
4.2	Diagrama de blocos do controle do conversor <i>Dual Active Bridge</i> no modo (a) carga e (b) descarga. . . . .	55
4.3	Máquina de Estados Finitos proposta para a transição das malhas de controle.	60

## LISTA DE FIGURAS

---

5.1	Associações de conversores c.c.-c.c.. com (a) entradas e saídas em paralelo, (b) entradas em série e saídas em paralelo, (c) entradas em paralelo e saídas em série, (d) entradas e saídas em série, (e) entradas independentes e saídas em paralelo e (f) entradas independentes e saídas em série. . . . .	64
5.2	Exemplo da reta de droop de conversores . . . . .	69
5.3	(a) Exemplo de sistema de armazenamento distribuído (b) Estado de carga inicial do sistema de armazenamento distribuído (c) SoC das ESUs após um longo tempo suprindo carga com correntes iguais (d) SoC das ESUs após um longo tempo suprindo carga utilizando controle baseado em SoC. .	71
5.4	Tipos de DCFs para diferentes parâmetros $p$ - modo descarga. . . . .	75
5.5	Circuito utilizado para estudo das funções de compensação de <i>droop</i> no modo descarga. . . . .	75
5.6	Estado de carga das unidades armazenadoras de energia - modo descarga. .	78
5.7	Desequilíbrio do estado de carga das unidades armazenadoras de energia - modo descarga. . . . .	79
5.8	Correntes de saída das unidades armazenadoras de energia - modo descarga.	80
5.9	Desequilíbrio das correntes de saída das unidades armazenadoras de energia - modo descarga. . . . .	81
5.10	Desvio de tensão do barramento de tensão c.c. - modo descarga. . . . .	82
5.11	Tipos de DCFs para diferentes parâmetros $p$ - modo carga. . . . .	83
5.12	Circuito utilizado para estudo das funções de compensação de <i>droop</i> no modo carga. . . . .	83
5.13	Estado de carga das unidades armazenadoras de energia - modo carga. . .	85
5.14	Desequilíbrio do estado de carga das unidades armazenadoras de energia - modo carga. . . . .	86
5.15	Correntes de saída das unidades armazenadoras de energia - modo carga. .	87
5.16	Desequilíbrio das correntes de saída das unidades armazenadoras de energia - modo carga. . . . .	88
5.17	Desvio de tensão do barramento de tensão c.c. - modo carga. . . . .	89

5.18	Exemplo da superfície de <i>droop</i> proporcionada por uma função potência com $p = 4$ vista de dois ângulos diferentes. . . . .	90
6.1	Diagrama de blocos do controle do conversor <i>Dual Active Bridge</i> utilizando <i>droop</i> adaptativo no modo (a) carga e (b) descarga. . . . .	92
6.2	(a) Topologia e (b) circuito da microrrede c.c. considerada para os estudos de caso. . . . .	93
6.3	(a) Curvas de <i>droop</i> originais dos conversores da microrrede c.c. e curvas com <i>droop</i> adaptativo com (b) SoC=40%, (c) SoC=70% e (d) SoC=100%. O fator de convergência para o modo descarga é $p = 1$ e para o modo descarga é $p = 4$ . . . . .	96
6.4	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com duas ESUs, geração de 1kW de energia e perturbação de carga de 144Ω-72Ω-144Ω. . . . .	98
6.5	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com duas ESUs, geração de 1kW de energia e perturbação de carga de 144Ω-48Ω-144Ω. . . . .	99
6.6	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com três ESUs, geração de 1kW de energia e perturbação de carga de 144Ω-48Ω-144Ω. . . . .	100
6.7	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com duas ESUs, sem geração de energia e perturbação de carga de 144Ω-48Ω-144Ω. . . . .	101
6.8	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com duas ESUs, carga de 144Ω e perturbação de geração de energia. . . . .	103
6.9	Resultados de simulação para o estudo de caso: desconexão da microrrede, com duas ESUs, carga de 144Ω e sem geração de energia. . . . .	104
6.10	Resultados de simulação para o estudo de caso: desconexão da microrrede, com duas ESUs, carga de 144Ω e geração de energia de 1kW. . . . .	105

## LISTA DE FIGURAS

---

6.11	Resultados de simulação para o estudo de caso: desconexão da microrrede, com três ESUs, carga de $144\Omega$ e geração de energia de 1kW. . . . .	106
6.12	Resultados de simulação para o estudo de caso: desconexão da microrrede, com três ESUs, carga de $144\Omega$ e sem geração de energia. . . . .	107
6.13	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, com três ESUs, sem geração de energia e perturbação de carga de $144\Omega$ - $48\Omega$ - $144\Omega$ . . . . .	108
6.14	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, com duas ESUs, carga de $144\Omega$ e perturbação de geração de energia. . . . .	110
6.15	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, com duas ESUs, carga de $72\Omega$ e perturbação de geração de energia. . . . .	111
6.16	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, com três ESUs, carga de $48\Omega$ e perturbação de geração de energia. . . . .	112
6.17	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, carga de $72\Omega$ e conexão de uma unidade armazenadora de energia. . . . .	113
6.18	Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, carga de $72\Omega$ e desconexão de uma unidade armazenadora de energia. . . . .	114
6.19	Resultados de simulação para o estudo de caso: reconexão da microrrede, com três ESUs, carga de $144\Omega$ e sem geração de energia. . . . .	115
6.20	Resultados de simulação para o estudo de caso: reconexão da microrrede, com três ESUs, carga de $48\Omega$ e sem geração de energia. . . . .	116
6.21	Resultados de simulação para o estudo de caso: reconexão da microrrede, com duas ESUs, carga de $48\Omega$ e geração de energia de 1kW. . . . .	117
6.22	Comportamento da malha de controle durante transição do modo carga para descarga. . . . .	118
B.1	(a) Filtro passa-baixas no lado de alta tensão com amortecimento $R_f - C_b$ paralelo e ponte completa substituída por fonte de corrente. (b) Circuito equivalente c.a. utilizado para cálculo dos parâmetros do filtro. . . . .	142

# Lista de Tabelas

1.1	Capacidade de geração de energia do Brasil. . . . .	3
1.2	Parâmetros da microrrede. . . . .	13
1.3	Requerimentos do conversor das unidades armazenadoras de energia. . . . .	13
2.1	Estados permitidos para as chaves do conversor DAB e tensões aplicadas nos terminais do transformador de alta frequência. . . . .	18
2.2	Determinação dos MOSFETs e diodos em condução para fluxo de potência no modo abaixador. . . . .	25
2.3	Determinação dos MOSFETs e diodos em condução para fluxo de potência no modo elevador. . . . .	30
3.1	Comparação dos diferentes modelos do conversor DAB . . . . .	41
4.1	Parâmetros dos controladores e características das funções de transferência de malha aberta compensadas. . . . .	57
4.2	Parâmetros utilizados no algoritmo de controle. . . . .	60
5.1	Comparação das estruturas utilizadas nos métodos de compartilhamento ativo de corrente. . . . .	66
5.2	Funções de compensação de <i>droop</i> para os modos carga e descarga. . . . .	73
5.3	Parâmetros utilizados para o circuito no modo descarga. . . . .	76
5.4	Parâmetros utilizados para o circuito no modo carga. . . . .	84
6.1	Parâmetros usados nas simulações dos estudos de caso. . . . .	97



## LISTA DE TABELAS

---

B.1	Requerimentos do conversor das unidades armazenadoras de energia. . . . .	138
B.2	Especificações das chaves semicondutoras. . . . .	141
B.3	Especificações do transformador e do indutor. . . . .	141
B.4	Parâmetros levantados para cálculo dos filtros passa-baixas. . . . .	142
B.5	Parâmetros dos filtros passa-baixas. . . . .	143

# Nomenclatura

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BGIC	<i>Bidirectional Grid Interface Converter</i>
BNDES	Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social
c.a.	Corrente alternada
c.c.	Corrente contínua
CGH	Centrais Geradoras Hidrelétricas
CPS	<i>Conventional Phase Shift</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DCF	<i>Droop Compensation Function</i>
DESS	<i>Distributed Energy Storage System</i>
DI	<i>Droop Index</i>
DPS	<i>Dual Phase Shift</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EOL	Centrais Geradoras Eólicas
EPS	<i>Extended Phase Shift</i>
ESS	<i>Energy Storage System</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
ESU	<i>Energy Storage Unit</i>
FSM	<i>Finite State Machine</i>
GD	Geração Distribuída
GEP	Grupo de Eletrônica de Potência

ICMS	Imposto sobre Circulação de Mercadorias e Serviços
ILR	<i>Inner Loop Regulation</i>
MF	Margem de Fase
MOR	Modelo de Ordem Reduzida
MORP	Modelo de Ordem Reduzida com Perdas
MOTC	Modelo em Tempo Contínuo
MOCD	Modelo em Tempo Discreto
OLR	<i>Outer Loop Regulation</i>
PI	Proporcional-Integral ou <i>Parallel Input</i>
PCH	Pequenas Centrais Hidrelétricas
Proinfa	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica
PSM	<i>Phase Shift Modulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RRC	<i>Renewable Resources Converter</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
SPS	<i>Single Phase Shift</i>
TPS	<i>Triple Phase Shift</i>
UFV	Usinas Fotovoltaicas
UHE	Usinas Hidrelétricas
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
$C1$	Estado de carga do algoritmo de controle
$C2$	Estado de transição carga-descargado algoritmo de controle
$D1$	Estado de descarga do algoritmo de controle
$D2$	Estado de transição descarga-cargado algoritmo de controle
$I_{th}$	Corrente de limiar do algoritmo de controle
$K_i$	Ganho integral
$K_p$	Ganho proporcional
$M$	Relação de transformação do conversor DAB
$N$	Relação de transformação do transformador do conversor DAB

$p$	Fator de convergência das funções de compensação de <i>droop</i>
$P_{oESU}$	Potência nominal da ESU
$P_{oBGIC}$	Potência nominal do conversor BGIC
$R_{dBGIC}$	Resistência de <i>droop</i> do conversor BGIC
$R_{dESU}$	Resistência de <i>droop</i> da ESU
$R_{dDESS}$	Resistência de <i>droop</i> equivalente do DESS
$R_{ds(on)}$	Resistência de dreno-fonte do MOSFET
$S$	Estado inicial do algoritmo de controle
$V_{oBGIC}$	Tensão de circuito aberto do conversor BGIC
$V_{oESU}$	Tensão de circuito aberto da ESU
$V_{th}$	Tensão de limiar do algoritmo de controle
$\Delta I_{th}$	Histerese de corrente do algoritmo de controle
$\Delta V_{droopMax}$	Valor máximo do desvio de tensão do barrento c.c.
$\Delta V_{th}$	Histerese de tensão do algoritmo de controle

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Geração de energia distribuída

Tradicionalmente, as formas de geração de energia estiveram baseadas nas fontes não renováveis como o petróleo e o carvão, cuja queima lança gases poluentes na atmosfera e contribui para a degradação do planeta. Apesar da crescente utilização de energia elétrica nas últimas quatro décadas, as emissões de carbono associadas ao consumo de energia permaneceram estáveis em 2014 e ainda houve crescimento da economia. Este resultado, aparentemente contraditório, já que o desenvolvimento industrial e geração de riquezas necessitam muito de energia elétrica, está fundamentado na crescente inserção de energias renováveis nas matrizes energéticas bem como a eficiência no uso da energia [1]. De modo geral, a sociedade tem buscado inventar e utilizar procedimentos sustentáveis, cujo objetivo é eliminar ou reduzir os impactos ambientais causados pelas atividades humanas. O emprego dos avanços tecnológicos propiciados por estes métodos são, muitas vezes, incentivados por políticas públicas que oferecem subsídios e até mesmo incentivos fiscais. Nesse sentido, o Brasil também tem se preocupado com a causa e tem executado ações para fomentar a utilização de fontes alternativas de energia. Instituído pela Lei nº 10.438/2002, o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (Proinfa) teve por objetivo estimular o aumento da contribuição das fontes renováveis (usinas eólicas, peque-

nas centrais hidrelétricas e usinas termelétricas a biomassa) na geração de energia elétrica [2]. Mais recentemente, pela Portaria nº 538, de 15 de dezembro de 2015, foi lançado o Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica (ProGD), cujo objetivo é fomentar a implantação de geração distribuída (GD) de energia elétrica baseada em fontes alternativas em construções públicas como escolas, universidades e hospitais bem como em edificações comerciais, industriais e residenciais [3]. Dessa forma, o ProGD engloba todos os tipos de edificações, visando a promoção massificada da geração distribuída no país. Espera-se que até 2030 R\$100 bilhões sejam investidos, chegando a adesão de 2,7 milhões de unidades consumidoras com geração de 48 milhões de MWh e redução de 29 milhões de toneladas de gás carbônico [4].

O grupo de trabalho que ficou responsável por atender aos objetivos do ProGD estabeleceu linhas de trabalho para serem desenvolvidas. No que diz respeito à parte financeira, trabalhou-se a criação e expansão de linhas de crédito e financiamento diferenciadas para sistemas de geração distribuída. O Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social (BNDES), que já tinha sido autorizado a conceder recursos a taxas diferenciadas pela Lei nº 13.203, de 8 de dezembro de 2015, aprovou, no fim de 2016, em cooperação com o Ministério de Minas e Energia (MME) e a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), novas condições de financiamento para o setor de energia elétrica, aumentando sua participação no financiamento de energia solar, mantendo elevada participação nas demais fontes alternativas (eólica, pequenas centrais hidrelétricas (PCH), biomassa) e extinguindo o apoio a investimentos em termelétricas a carvão e óleo combustível. O grupo de trabalho também ficou responsável por aprofundar ações que foram realizadas em 2015, como [5]:

- Isenção de Imposto sobre Circulação de Mercadorias e Serviços (ICMS) sobre a energia injetada na rede da distribuidora pelo consumidor, regulamentada pelo Convênio ICMS nº 16, de 22 de abril de 2015, do Conselho Nacional de Política Fazendária (CONFAZ), com adoção inicial de alguns estados da federação.
- Isenção de PIS/COFINS para a energia injetada pelo consumidor na rede da distribuidora e não compensada, conforme a Lei nº 13.169, de 6 de outubro de 2015.

Todas essas ações tomadas por parte do governo, além da mudança cultural e tecnológica perante à geração e uso da energia, facilitam a penetração das fontes alternativas na matriz energética do país. Atualmente o Brasil tem cerca de 71,7% de sua matriz energética baseada em fontes renováveis como hidrelétrica, eólica e solar. Além dos empreendimentos em operação, há outros em fase de construção e outros com construção não iniciada. A Tabela 1.1 mostra a capacidade de geração de energia no Brasil [6], em que a abreviação “Pot. Out.” representa a potência outorgada, CGH são as Centrais Geradoras Hidrelétricas, EOL são as Centrais Geradoras Eólicas, UFV são as Usinas Fotovoltaicas e UHE são as Usinas Hidrelétricas, UTE são as usinas termelétricas e UTN são as usinas termonucleares. Nota-se a expressiva quantidade de empreendimentos baseados na geração eólica e fotovoltaica em construção e que serão construídos em relação à quantidade já em operação, o que revela a crescente participação das fontes de energias alternativas no sistema elétrico brasileiro.

**Tabela 1.1: Capacidade de geração de energia do Brasil.**

Tipo	Operação		Em construção		Construção não iniciada	
	Qtd.	Pot. Out. [kW]	Qtd.	Pot. Out. [kW]	Qtd.	Pot. Out. [kW]
CGH	610	531.603	3	4.048	40	24.531
EOL	425	10.419.038	161	3.766.200	171	4.720.550
PCH	436	4.989.487	29	374.791	125	1.733.070
UFV	44	27.761	37	1.063.400	74	2.634.397
UHE	219	101.138.278	6	1.922.100	8	731.540
UTE	2.948	42.886.234	31	2.950.506	132	4.895.067
UTN	2	1.990.000	1	1.350.000	0	0

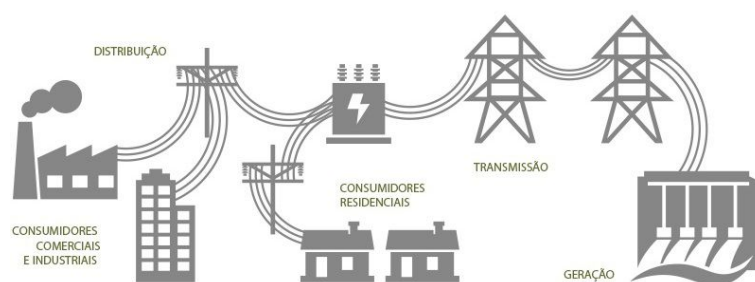
Fonte: Dados coletados em [6] em 10 de maio de 2017.

As contribuições que as fontes alternativas de energia podem oferecer ao sistema elétrico não estão restritas somente às grandes unidades geradoras. O consumidor brasileiro pode gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis e, caso haja excedente, pode fornecer energia elétrica para a concessionária através da rede de distribuição. Esse

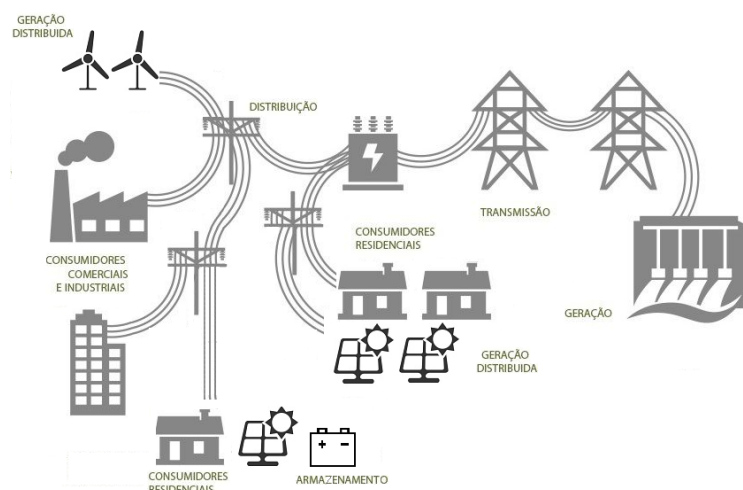
tipo de geração é caracterizada como microgeração e minigeração distribuídas de energia elétrica e estão regulamentadas desde 17 de abril de 2012 por meio da Resolução Normativa ANEEL n° 482/2012 e atualizada pela Resolução Normativa n° 687, de 24 de novembro de 2015. Segundo [7], a microgeração distribuída é caracterizada por unidades com até 75kW e que utilizam cogeração qualificada, no sentido da regulamentação da ANEEL, e a minigeração são unidades com potência superior a 75kW e inferior a 3MW quando baseada em recursos hídricos e inferior a 5MW para demais fontes alternativas.

Até janeiro deste ano a ANEEL registrou 7.610 conexões de geração distribuída, sendo que 7.528 são baseadas em fonte solar fotovoltaica, representando cerca de 78,3% da potência instalada. As conexões de geração distribuída em residências somaram 5.997 unidades, enquanto que no comércio apresentaram 1.186 adesões [8]. Naturalmente, o consumidor que investe seus recursos em microgeração ou minigeração distribuídas espera adquirir vantagens que justifiquem a construção, operação e manutenção da infraestrutura necessária. Do ponto de vista financeiro, o consumidor poderá ter o gasto da conta de energia reduzido e, caso houver excedente de produção, pode conceder energia elétrica para a concessionária e obter créditos para uso futuro. Do ponto de vista ambiental, há possibilidade de redução do impacto ambiental causado pela geração de energia baseada em petróleo, uma vez que as gerações distribuídas estão fundamentadas no uso de recursos renováveis. Do ponto de vista do sistema elétrico, a disseminação da geração distribuída contribui para o retardo do investimento da expansão do sistema elétrico, redução de perdas e diversificação da matriz energética [9]. Apesar das vantagens da geração distribuída, do ponto de vista do consumidor, o tempo de retorno do investimento pode ser alto, há variação de tarifa em função da utilização da interconexão e variação da produção de energia. Para o setor elétrico, o uso da geração distribuída impõe maior complexidade no planejamento e na operação do sistema elétrico, maior complexidade nos procedimentos e manutenções, diminuição do fator de utilização da concessionária e, conseqüentemente, possível aumento de preço [10]. A complexidade associada à inserção da geração distribuída no sistema elétrico de potência pode ser claramente vista comparando-se as Figuras 1.1a e 1.1b, que mostram o sistema elétrico tradicional e o sistema elétrico futuro, com





(a)



(b)

**Figura 1.1: Configuração do sistema elétrico (a) tradicional e (b) futuro com a inserção de geração e armazenamento distribuídos. Adaptado de [11].**

a presença de geração distribuída, respectivamente. Apesar das dificuldades, os benefícios proporcionados pela geração distribuída são mais significativos e fazem com que este modelo siga em tendência de crescimento no país e no mundo.

## 1.2 Microrredes de energia

Microrrede de energia é o nome dado a um pequeno conjunto de cargas e geração distribuída baseadas em recursos renováveis dentro de uma determinada área e que age como uma entidade controlável do ponto de vista da rede elétrica [12]. Essa definição

enquadra-se nos casos em que o consumidor, tradicionalmente visto pela concessionária como uma carga passiva, passa a utilizar microgeração ou minigeração distribuída, sendo caracterizada de acordo com a potência da geração de acordo com a regulamentações da ANEEL [7].

Tendo em vista a natureza elétrica, c.c. ou c.a., da geração de energia proveniente dos recursos renováveis e das cargas que devem ser supridas, as configurações típicas de microrredes são mostradas nas Figuras 1.2a e 1.2b. Em ambas as figuras a geração de energia foi caracterizada por painéis fotovoltaicos e aerogeradores. A diferença, porém, é o tipo de tensão disponível no barramento de conexão comum, que é c.a. na Figura 1.2a e c.c. na Figura 1.2b, caracterizando uma microrrede c.a. e c.c., respectivamente. Independentemente do tipo de tensão do barramento, a microrrede pode ou não estar conectada com a rede elétrica. Em condições normais, em locais nos quais há presença da rede de distribuição, normalmente faz-se presente a conexão. Pelo contrário, em locais remotos é mais comum a operação da microrrede em modo ilhado.

A disponibilidade dos recursos renováveis utilizados para geração de energia da microrrede não é contínua ao longo do tempo. A produção de geração de energia é estocástica e intermitente [13]. Fatores climáticos podem, momentaneamente, alterar o nível de geração de energia elétrica, podendo causar desequilíbrios entre geração e demanda. Para contornar esta característica e atender um conjunto de cargas, é atrativa a utilização de sistemas de armazenamento de energia (*Energy Storage Systems - ESS*), constituídos principalmente de bancos de baterias e supercapacitores. O armazenamento de energia também é imprescindível para as microrredes que operam exclusivamente em modo ilhado. Tais sistemas são capazes de trazer o equilíbrio de energia nos momentos em que a geração é reduzida ou zerada por meio do suprimento da potência que deixou de ser gerada. Em microrredes que operam conectadas à rede, o ESS pode ser dispensado, já que a redução da geração distribuída pode ser suprida pela concessionária. Entretanto, se a microrrede está inserida em um prédio ou região que almeja energia líquida zero (*net zero energy buildings*), é importante a utilização do ESS. Pelo mesmo motivo, as microrredes que operam ilhadas também devem utilizar ESS para garantir autonomia suficiente em caso

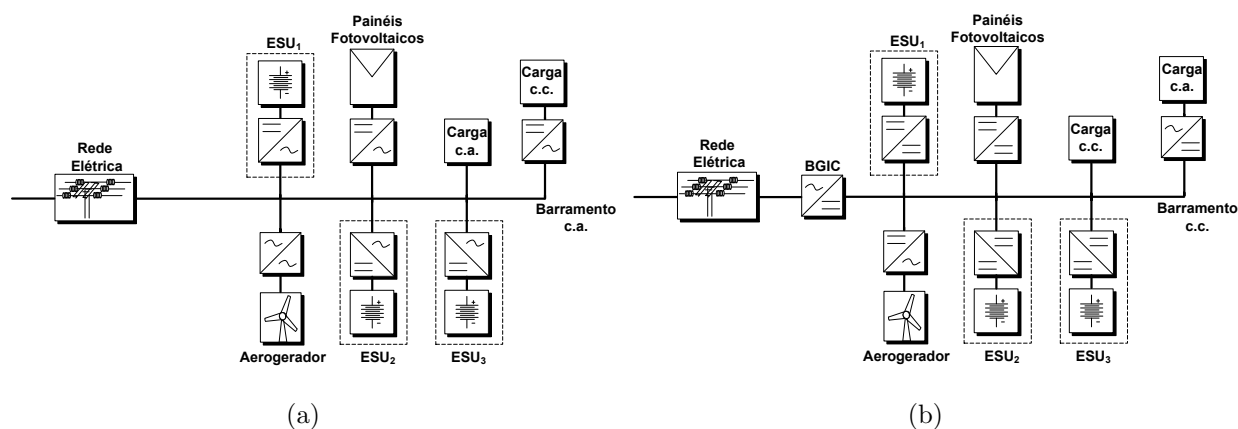


Figura 1.2: (a) Microrrede c.a. e (b) microrrede c.c..

de geração limitada, como, por exemplo, à noite ou na ausência de ventos, nos casos de geração fotovoltaica e eólica, respectivamente. Portanto, é comum que microrredes recebam unidades de armazenamento de energia (*Energy Storage Unit* - ESU) localizadas ou distribuídas, como mostradas nas Figuras 1.2a e 1.2b.

Como a maioria dos equipamentos domésticos e comerciais foi projetada para ser alimentada pela rede da concessionária, as microrredes c.a. seriam as mais indicadas. Contudo, como muitas cargas, fontes alternativas e elementos de armazenamento de energia possuem natureza c.c., as microrredes c.c. tem sido tema de estudo recentemente [13]. Segundo [13], [14] e [15], as microrredes c.c. exibem vantagens sobre as microrredes c.a. que justificariam o seu emprego, tais como:

- maior eficiência por demandar menos estágios de conversão de potência e menor requerimento de filtros;
- facilidade de integração de fontes renováveis de energia;
- facilidade para alimentar cargas c.c. tais como LEDs, impulsionadas pelo setor de iluminação, e veículos elétricos e híbridos;
- dispensa de controle de harmônicos e potência reativa;
- dispensa de controle fase e frequência.

As cargas com natureza alternada ainda poderiam ser conectadas facilmente em uma microrrede c.c., desde que um inversor seja utilizado para interfacear as mesmas e o

barramento c.c.. Apesar das vantagens, seria necessário superar as dificuldades associadas a esta estrutura, tal como a garantia da confiabilidade da rede, controle dos diversos módulos do sistema, otimização da geração e armazenamento distribuídos e integração da microrrede com a rede de distribuição da concessionária [14], que deve ser feito por um conversor bidirecional de interface com a rede elétrica (*Bidirectional Grid Interface Converter* - BGIC). Para interfacear as ESUs e o barramento de tensão é necessário um conversor bidirecional em potência, já que este deve fornecer ou armazenar energia nos acumuladores de acordo com as condições da microrrede. Como os armazenadores mais comuns e econômicos para a faixa de médias potências são as baterias e supercapacitores [16], que possuem natureza contínua, o conversor de interface entre o armazenamento e o barramento deve ser do tipo c.c.-c.c. em microrredes c.c. e do tipo c.c.-c.a. em microrredes c.a..

Sistemas de armazenamento de energia podem ser organizados de forma centralizada ou distribuída. O armazenamento centralizado apresenta estrutura mais simples, enquanto que o armazenamento distribuído oferece mais confiabilidade, eficiência, custo efetivo [17] e pode ser escalonável em potência e capacidade de maneira mais independente. Porém, o custo dessas melhorias está pautado na capacidade dos conversores operarem em paralelo, o que torna esta topologia mais complexa de controlar.

Segundo [13], o controle de uma unidade de armazenamento é constituída de duas partes: sistema de gerenciamento de energia e sistema de conversão de potência. O sistema de gerenciamento de energia é responsável por monitorar o estado de carga de cada ESU bem como balancear o estado de carga de cada célula. É importante que as baterias de um mesmo banco também estejam balanceadas, pois é sabido que as diferenças de estado de carga (*State of Charge* - SoC) das unidades causadas pelos diversos ciclos de carga e descarga podem ocasionar sobrecargas ou subcargas nos acumuladores, fazendo com que os parâmetros não se enquadrem dentro dos níveis especificados pelo fabricante, podendo levar à redução da vida útil [18]. Já o sistema de conversão de potência é utilizado para controlar a tensão e a corrente de saída, de modo a obter o compartilhamento da energia que deve fluir entre o sistema de armazenamento e a microrrede.

### 1.3 Conversores c.c.-c.c. para sistemas de armazenamento

Os conversores c.c.-c.c. bidirecionais podem ser classificados em isolados e não isolados. Apesar dos conversores não isolados serem mais simples, pode ser necessária a utilização de isolamento galvânico entre o sistema de armazenamento e a rede a qual eles estão conectados, fator que pode ser determinado por norma [16]. Caso seja necessária a utilização de alta relação de transformação, isto é, existe grande diferença entre as tensões terminais do conversor, torna-se atrativa a utilização de transformadores, haja vista que estes dispositivos, além de promover isolamento elétrica, podem facilmente adequar níveis de tensão. Quando se opta por topologias de conversores com transformadores é interessante que a operação seja feita em alta frequência pois, nesses casos, pode-se conseguir um aumento da densidade de potência do conversor. Segundo [19], a substituição de transformadores de baixa frequência por transformadores de alta frequência tem sido uma tendência de desenvolvimento para a próxima geração de conversores devido às vantagens obtidas. Quando não se faz necessário o uso de transformadores, normalmente opta-se pelo uso de estrutura e controle mais simples, como é o caso dos conversores não isolados [20], [21].

O nível da tensão nominal do conjunto de baterias do sistema de armazenamento é definido de acordo com a potência da aplicação, de maneira que os valores de corrente obtidos sejam passíveis de implementação. Segundo [22], para potências acima de 5kW o banco de baterias é definido em alta tensão, ao passo que para aplicações de baixa potência, abaixo de 5kW, tensões como 12V, 24V, 36V e 48V são normalmente utilizadas.

No lado da microrrede c.c. os níveis de tensão do barramento tem sido levantados por pesquisadores, institutos e consórcios para guiar indústrias e usuários na expansão da utilização de corrente contínua nos ambientes residenciais e comerciais. Em [23] foi estudada uma microrrede c.c. para aplicações residenciais, cujas cargas foram divididas em grupos para conexões separadas no barramento c.c.. Considerando limites térmicos,

perdas e quedas de tensão, os autores propuseram nível de 120V para o barramento. Já para as cargas alimentadas em extra-baixa tensão foi sugerido o nível de 48V. Em [24] foi analisado qual o nível de tensão mais adequado para sistemas com distribuição c.c. utilizando critérios como eficiência, custo e segurança. O estudo concluiu que 400V é o nível de tensão contínua ótimo para aplicações comerciais. A Emerge Alliance, uma associação de indústrias que desenvolve padrões para a adoção de distribuição c.c. em prédios comerciais, estabelece o nível de 380V para centrais de dados e telecomunicações [25]. A REbus Alliance, que utiliza um padrão aberto para distribuição de corrente contínua para fins residenciais, comerciais, *campi* e outros, também adota 380V. Já o padrão europeu ETSI EN 300 132-3-1 não fornece um valor exato, mas define a faixa de 260V a 400V para operação normal em centrais de dados e telecomunicações [26]. Atualmente está sendo discutido o projeto P2030.10 - *Standard for DC Microgrids for Rural and Remote Electricity Access Applications*, em que um dos objetivos é estabelecimento de um padrão para o projeto, operação e manutenção de microrredes c.c. para aplicações rurais e remotas. Como o projeto será submetido para o comitê de aprovação do IEEE (RevCom) em agosto de 2018, ainda não está disponível os níveis de tensão padronizados pela norma [27].

Considerando as diretrizes apresentadas, para uma microrrede que emprega unidades de armazenamento de baixa potência, com tensão do banco de baterias em 48V, por exemplo, nota-se que há grande discrepância de tensão, sendo aproximadamente 7,9 vezes para barramento c.c. de 380V. Como a obtenção de ganhos de tensão dessa magnitude é considerada elevada para conversores c.c.-c.c. não isolados de estágio único, conversores isolados passam a ser atrativos para este nicho de aplicação.

Na literatura encontra-se propostas de topologias de conversores c.c.-c.c. bidirecionais com foco em armazenamento de energia, veículos elétricos e híbridos [22], [28]. Os conversores c.c. bidirecionais isolados possuem, em sua maioria, estrutura típica como a mostrada na Figura 1.3, composta por dois conversores c.c.-c.a. conectados através de um transformador que opera em alta frequência [29]. Cada conversor c.c.-c.a. deve ser controlado de forma que sejam estabelecidas tensões alternadas nos terminais do transformador para que possibilite o estabelecimento de transferência de energia através do

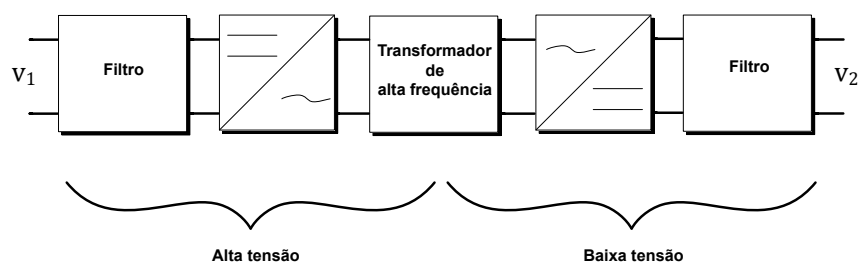


Figura 1.3: Diagrama de blocos típico de um conversor eletrônico c.c.-c.c. isolado.

mesmo. Como as tensões dos barramentos são contínuas, o transformador funciona com onda quadrada ou quase-quadrada em seus terminais. Para garantir que as tensões e correntes terminais sejam contínuas com presença de ondulações baixas, utiliza-se pelo menos um capacitor ou um indutor em cada filtro [22].

Com base nas informações anteriores, as topologias de conversores c.c.-c.c. bidirecionais não isoladas tais como *Buck-Boost* e *Ćuk* tornam-se pouco atrativas devido à falta do transformador para obtenção de alta relação de conversão, sendo descartadas de antemão. Sendo assim, foca-se nos conversores c.c.-c.c. isolados. Os conversores *Flyback* e *Forward* apresentam como principal vantagem a simplicidade de sua estrutura e baixo número de componentes. Contudo, por esse mesmo motivo, os esforços demandados nas chaves são maiores quando se compara com topologias com maior número de chaves. Conversores que utilizam meia ponte ou pontes completas conseguem obter maior densidade de potência, além da possibilidade de chaveamento com baixas perdas. Os conversores que empregam pontes completas e rede de ressonância ainda apresentam a vantagem adicional de melhorar a utilização das chaves e suas formas de onda às custas de maior complexidade e adição de componentes de potência [22]. Levando-se em conta estes fatores e demais estudos já realizados e disponíveis na literatura [16], [17], [22], [28], [30], [31], a topologia isolada que tem se mostrado mais interessante para aplicação com fluxo de potência bidirecional, tensões terminais de 48V no lado dos acumuladores e 380V para o barramento é a do conversor *Dual Active Bridge* (DAB). Entre as vantagens dessa topologia pode-se citar [22]:

- Baixo número de componentes;

- Possibilidade do emprego de mais de um tipo de modulação;
- Alta densidade de potência ( $W/m^3$ );
- Alto ganho de tensão devido à utilização do transformador;

As desvantagens apresentadas são [22]:

- Faixa limitada de comutação não dissipativa (conforme modulação);
- Alta corrente eficaz no capacitor da baixa tensão;
- Ausência de capacitores série que fazem o bloqueio de corrente contínua no transformador, sendo necessário, portanto, controle adequado [16].

### 1.4 Objetivos da dissertação

Tendo em vista a importância das microrredes c.c. no cenário de energia atual e futuro, este trabalho tem como objetivo geral contribuir com um estudo do paralelismo de unidades armazenadoras de energia baseadas em conversores *Dual Active Bridge* conectadas em uma microrrede c.c.. Os objetivos específicos do trabalho são:

- Modelar e controlar os conversores *Dual Active Bridge* de interface do sistema de armazenamento com uma microrrede c.c.;
- Avaliar métodos de paralelismo para que seja possível a inserção de novas unidades de armazenamento de energia;
- Estudar estratégias de controle que possam contribuir com o gerenciamento de energia dos elementos armazenadores;

Para cumprir com os objetivos dessa dissertação será considerada nas análises uma microrrede c.c. hipotética, mostrada na Figura 1.4, cujos parâmetros são mostrados na Tabela 1.2.

As especificações do conversor contido em cada unidade armazenadora de energia são mostradas na Tabela 1.3.



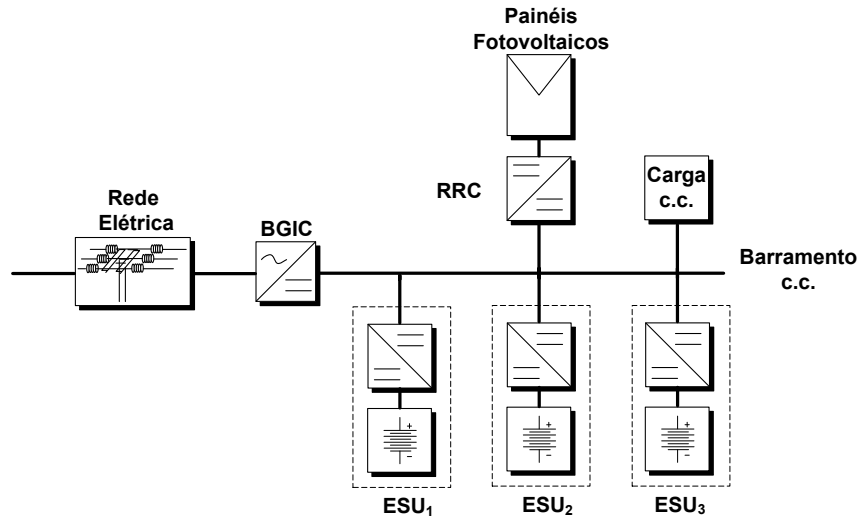


Figura 1.4: Microrrede c.c. considerada para os estudos de caso.

Tabela 1.2: Parâmetros da microrrede.

Parâmetro	Valor	Descrição
$V_{cc}$	$380V \pm 20V$	Valor de tensão do barramento c.c.
$P_{BGIC}$	$3kW$	Potência nominal do BGIC
$P_{RES}$	$1kW$	Potência nominal injetada pelas fontes alternativas
$P_{load}$	$3kW$	Potência máxima da carga
$P_{DESS}$	$3kW$	Potência nominal do sistema de armazenamento distribuído

Tabela 1.3: Requerimentos do conversor das unidades armazenadoras de energia.

Parâmetro	Valor	Descrição
$v_1$	$360V \leq v_1 \leq 400V$	Valores permitidos no terminal de alta tensão
	$380V$	Valor nominal no terminal de alta tensão
$v_2$	$44V \leq v_2 \leq 52V$	Valores permitidos no terminal de baixa tensão
	$48V$	Valor nominal no terminal de baixa tensão
$P_{ESU}$	$1kW$	Potência nominal no modo abaixador
	$-1kW$	Potência nominal no modo elevador
$f$	$20kHz$	Frequência de chaveamento

## 1.5 Organização da dissertação

Esta dissertação está organizada da seguinte forma:

O Capítulo 2 detalha o princípio de funcionamento do conversor DAB. As formas de onda em regime permanente e as equações do conversor são derivadas para os dois sentidos do fluxo de potência utilizando a modulação *Single Phase Shift* (SPS). Em seguida, generaliza-se as equações para se obter a equação de transferência de potência do conversor em função da defasagem aplicada, utilizada como base para o projeto e modelagem do conversor.

O Capítulo 3 discute a modelagem de conversores eletrônicos. Os modelos propostos na literatura para o conversor DAB são apresentados, discutidos e um modelo é selecionado para utilização nesta dissertação. Discute-se acerca da necessidade de utilização de filtros nos terminais do conversor DAB e utiliza-se uma topologia de filtros passa-baixas de segunda ordem com amortecimento. Com a topologia do filtro e a modelagem definida, as funções de transferência da variável de controle para as variáveis de saída do conversor DAB para fluxo de potência nos dois sentidos são derivadas.

A partir das funções de transferência obtidas no Capítulo 3, as malhas de controle são propostas e abordadas no Capítulo 4. A metodologia utilizada para controlar o conversor DAB, o método de sintonia dos ganhos dos controladores de corrente e tensão e os resultados obtidos são apresentados. É proposto um método de comutação das malhas de carga e descarga das unidades de armazenamento para que o conversor possa transitar entre os modos de operação.

O Capítulo 5 estuda os requisitos necessários para paralelismo de conversores de potência das unidades armazenadoras. As técnicas de paralelismo são apresentadas, comparadas e define-se um método para aplicação nesta dissertação. Discute-se sobre a promoção da equalização do estado de carga de unidades armazenadoras em um sistema de armazenamento distribuído.

O capítulo 6 investiga possíveis cenários de operação da microrrede c.c. com o intuito de avaliar o desempenho das unidades de armazenamento. São avaliados casos em que a

microrrede opera em modo conectado e ilhado, com uma ou mais unidades de armazenamento, diferentes níveis de cargas e de geração conectadas ao barramento c.c.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões do trabalho, as propostas de continuidade e publicações correlatas. Com o objetivo de facilitar a leitura, o desenvolvimento dos esforços das chaves semicondutoras, do transformador e do indutor estão contempladas no Apêndice A. O Apêndice B contém o projeto do conversor DAB utilizado.

## Capítulo 2

# Análise do conversor *Dual Active Bridge*

O conversor DAB é composto por duas pontes completas conectadas aos terminais de um transformador de alta frequência. O conversor DAB pode ser alimentado em tensão ou corrente como mostrado nas Figuras 2.1 e 2.2, respectivamente. A alimentação em tensão é representada pela conexão de capacitores conectados aos terminais do conversor enquanto que a alimentação em corrente é determinada pela conexão de indutores. Dependendo da aplicação é possível mesclar comportamentos de tensão ou corrente na entrada ou saída do conversor como, por exemplo, entrada em tensão e saída em corrente. Neste trabalho será considerada somente a alimentação em tensão, já que a aplicação do conversor é destinada para interfacear um barramento c.c. e uma ESU, ambos com características de fontes de tensão. Além de promover isolamento galvânica, o transformador também possui o objetivo de adequar os níveis de tensão entre os terminais do conversor. Como mostrado nos objetivos, os valores nominais das tensões terminais do conversor são diferentes, sendo igual a 380V no lado do barramento e 48V no lado das baterias, o que representa uma relação de 7,91 vezes. Para relações de conversão dessa ordem, o uso de transformador torna-se atrativo em vez de utilizar conversão com dois estágios. Para fins de análise do conversor DAB que será empregado na ESU, define-se que a tensão  $v_1$  corresponde ao

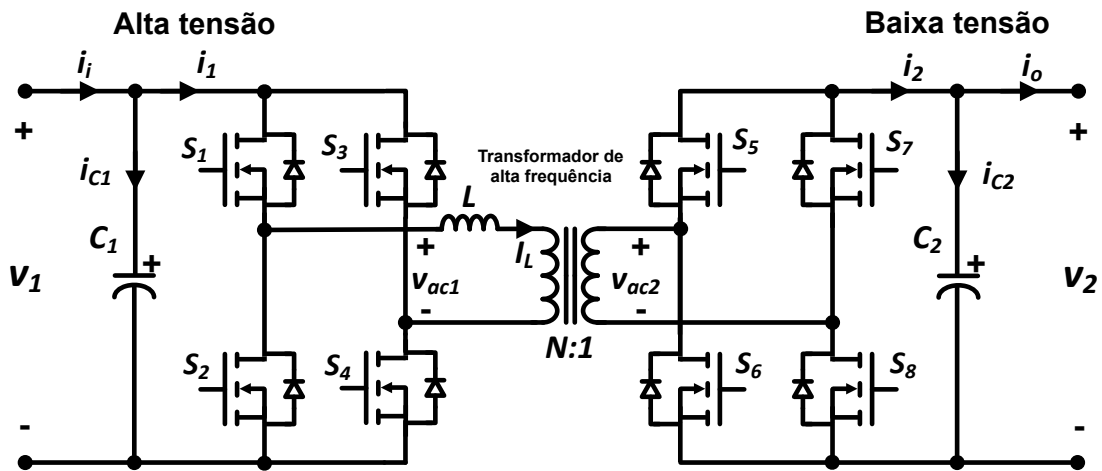


Figura 2.1: Circuito do conversor Dual Active Bridge alimentado em tensão.

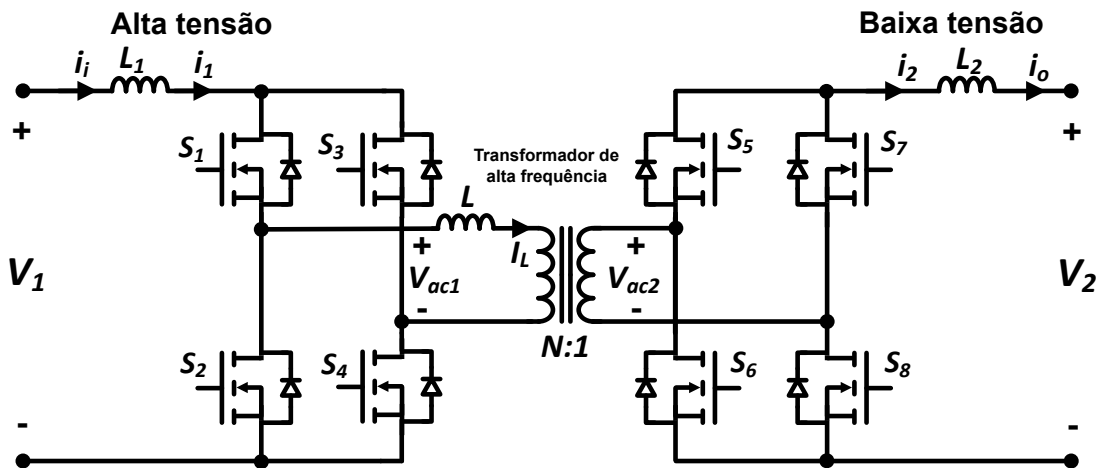


Figura 2.2: Circuito do conversor Dual Active Bridge alimentado em corrente.

lado de alta tensão e  $v_2$  ao lado de baixa tensão.

O princípio de funcionamento do DAB está baseado no chaveamento das pontes completas de maneira que nos terminais do transformador sejam impostas tensões com formas de onda quadradas ou quase quadradas de acordo com o tipo de modulação utilizada. A direção do fluxo de energia depende da defasagem entre essas tensões nos terminais do transformador, sendo o lado que possui a onda mais atrasada aquele que recebe energia. O indutor  $L$  presente no circuito representa a indutância de dispersão do transformador ou um indutor que pode ser adicionado externamente ao circuito. Como a indutância de dispersão do transformador é um dos elementos determinantes da quantidade de potência que pode ser transferida pelo conversor, dependendo desse valor pode ser necessário in-

serir um indutor auxiliar de modo a viabilizar a manipulação da magnitude de potência desejada.

Para o conversor DAB alimentado em tensão é necessário garantir que as chaves de um mesmo braço não conduzam simultaneamente para evitar curto-circuito nos barramentos das tensões  $v_1$  e  $v_2$ . A Tabela 2.1 mostra os estados permitidos para as chaves  $S_1$  a  $S_4$  da ponte de alta tensão e  $S_5$  a  $S_8$  da ponte de baixa tensão, representadas por MOSFETs com diodos conectados em antiparalelo, referentes à Figura 2.1. Também são mostradas as tensões  $v_{ac1}$  e  $v_{ac2}$  aplicadas nos terminais primário e secundário do transformador. Pela definição da tensão  $v_{ac1}$  da Figura 2.1 nota-se que o indutor é considerado como parte do primário do transformador, mesmo que seja um elemento adicionado ao circuito.

**Tabela 2.1: Estados permitidos para as chaves do conversor DAB e tensões aplicadas nos terminais do transformador de alta frequência.**

$v_{ac1}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$v_{ac2}$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$
$+V_1$	1	0	0	1	$+V_2$	1	0	0	1
0	1	0	1	0	0	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0	0	1	0	1
$-V_1$	0	1	1	0	$-V_2$	0	1	1	0

As chaves semicondutoras devem ser comandadas por um técnica de modulação apropriada para o funcionamento do conversor e que respeite as restrições de estados da Tabela 2.1. A literatura apresenta diversos tipos de modulação para o conversor DAB, podendo, inclusive, receber nomes distintos para técnicas com o mesmo princípio de funcionamento. As principais modulações adotadas para o conversor DAB são:

- Phase Shift Modulation (PSM) [31], Single Phase Shift (SPS) [32] [33], Conventional Phase-Shift (CPS) [34];
- Dual Phase Shift (DPS) [32] [34];
- Triple Phase Shift (TPS) [34].

O emprego da modulação SPS é o mais tradicional e foi originalmente utilizado durante

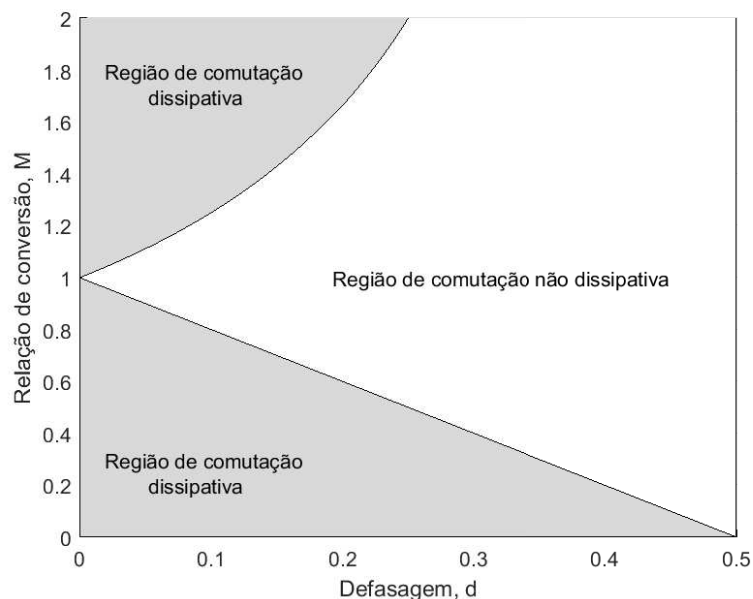
o desenvolvimento do conversor DAB em [31]. Neste método o chaveamento das pontes completas faz com que as tensões  $v_{ac1}$  e  $v_{ac2}$  adquiram formas de onda quadradas com razão cíclica constante igual a 50% e defasadas entre si de um ângulo  $\varphi$  (ou  $d$ ), que é a variável de controle para manipular a potência transferida pelo conversor. Como esta modulação apresenta uma única variável de controle, é possível controlar apenas a potência média manipulada pelo conversor. Por este motivo, grandezas como a potência reativa e a corrente circulante pelo transformador não podem ser controladas, o que pode limitar o desempenho do conversor [32]. Apesar disso, esta modulação é a mais utilizada e a mais simples de ser implementada [33].

Além de aumentar o módulo da potência transferida, o aumento da defasagem em um conversor DAB operando com SPS pode estender a faixa de comutação não dissipativa baseada em chaveamento com tensão zero (*Zero Voltage Switching - ZVS*) e reduzir as perdas de chaveamento. Em contrapartida, haverá maior circulação de potência reativa no transformador bem como aumento das perdas de condução. Então, torna-se importante limitar o valor máximo da defasagem a valores como  $\varphi = 0, 35\pi$  neste tipo de modulação [35].

Como mostrado em [36] para a modulação SPS, a capacidade de obter comutação não dissipativa está fortemente atrelada à relação de conversão do conversor  $M$ , dada pela Equação 2.1, e a defasagem  $\varphi$  (ou  $d$ ). A Figura 2.3 mostra as regiões de comutação dissipativa e não dissipativa para operação com SPS. Quando  $M$  é unitário é possível trabalhar com comutação não dissipativa para toda a faixa de operação de defasagem. Conseqüentemente, é importante que seja especificado um transformador com relação de espiras  $N$  que faça com que  $M$  seja o mais próximo possível de 1 para as faixas de operação de  $v_1$  e  $v_2$ .

$$M = \frac{v_1}{Nv_2} \quad (2.1)$$

Os esquemas de modulação alternativos ao SPS devem se preocupar com as principais limitações dessa modulação, suprimindo suas deficiências [22]. Com o objetivo de melhorar o desempenho do conversor DAB, a modulação DPS utiliza duas variáveis de controle, em que uma delas é a defasagem  $D_2$  entre as formas de onda do primário e secundário e



**Figura 2.3: Região de comutação não dissipativa do conversor DAB modulado com SPS.**

a outra é a defasagem  $D_1$  entre as formas de onda dos braços de cada ponte completa. Como o método apresenta duas variáveis de controle, há mais de uma solução possível para que uma determinada potência média seja manipulada. Segundo [32], para fazer a escolha da melhor combinação das variáveis é necessário levar em conta fatores como a potência reativa, corrente eficaz e de pico no transformador e comutação não dissipativa. Dessa forma, com o grau de liberdade acrescentado a modulação DPS propicia melhoria do critério que se deseja otimizar às custas de maior complexidade computacional.

Em [34] e [37] estudou-se a modulação TPS. Como o próprio nome indica, a técnica utiliza três variáveis de controle: defasagem entre as chaves  $S_1$  e  $S_4$ , defasagem entre  $S_5$  e  $S_8$ , defasagem entre  $S_1$  e  $S_5$ . Por conter todas as defasagens a serem controladas, a modulação TPS pode ser vista como uma generalização de todas as técnicas de modulação por deslocamento de fase conhecidas. Dessa forma, as modulações SPS e DPS tornam-se casos particulares, em que suas variáveis de controle assumem valores específicos da modulação TPS. Através dos 6 modos operação e do conjunto de defasagens escolhido a modulação TPS permite que tanto as perdas de condução quanto as perdas de chaveamento possam ser minimizadas, sendo mais significativa quando a relação de conversão  $M$  do conversor



não estiver próxima à unidade. De forma análoga à modulação DPS, a TPS pode propiciar melhoria do desempenho do conversor às custas de maior complexidade computacional.

De modo geral, todas as modulações controlam as chaves das pontes completas com o objetivo de gerar tensões de até três níveis,  $+V$ ,  $-V$  e zero, nos terminais do transformador com razões cíclicas controláveis. Controlando-se as formas de onda das tensões consegue-se modificar as formas de onda das correntes no transformador, transfere-se a potência média desejada e, potencialmente, otimiza-se características do conversor.

Como o conversor DAB é bidirecional, divide-se análise em dois modos distintos de operação: fluxo de potência da alta tensão para a baixa tensão (modo abaixador) e da baixa tensão para a alta tensão (modo elevador). Define-se a utilização da modulação SPS para análise do conversor e para esta dissertação, haja vista a simplicidade de implementação desta técnica de modulação e os objetivos deste trabalho, que não estão focados em otimizações de desempenho que podem ser obtidas por meio das modulações. Neste caso, a variável de controle é o ângulo  $\varphi$  correspondente a defasagem entre as formas de onda de tensão nos terminais do transformador. Como na SPS as formas de onda são quadradas e com razões cíclicas iguais a 50%, então a defasagem está limitada em  $-\pi \leq \varphi \leq +\pi$  ou, de modo equivalente,  $-1 \leq d \leq +1$  em que:

$$d = \frac{\varphi}{\pi} \quad (2.2)$$

em que  $d$  é a defasagem normalizada das tensões do transformador.

Para o desenvolvimento da análise do funcionamento do conversor, das formas de onda e das equações será considerado que as chaves são ideais, o transformador é ideal e possui relação de transformação  $N$ , as tensões terminais  $v_1$  e  $v_2$  são consideradas constantes, logo  $v_1 = V_1$  e  $v_2 = V_2$ . Considera-se também um indutor auxiliar para determinar a potência que se deseja transferir, que também poderia ser considerado como a soma de uma indutância externa mais a indutância de dispersão do transformador.

## 2.1 Fluxo de potência no modo abaixador

O fluxo de potência depende da defasagem das ondas quadradas, resultantes da modulação SPS, aplicadas ao transformador de alta frequência [31]. No modo abaixador a onda quadrada no lado de baixa tensão do transformador deve estar atrasada de um ângulo  $0 \leq \varphi \leq \pi$ , ou de modo equivalente, de um tempo  $0 \leq T_\varphi \leq T_s/2$ , em que  $T_s$  é o período de chaveamento associado à frequência de chaveamento  $f$ . A Figura 2.4 mostra os estados das chaves, as tensões  $v_{ac1}$  e  $v_{ac2}$ , a corrente  $i_1$  e a corrente  $i_2$  em regime permanente resultante da modulação SPS.

Pela equação da tensão no indutor, submetido às tensões  $v_{ac1} - Nv_{ac2}$ , pode-se estabelecer para o intervalo de 0 a  $T_s/2$ :

$$\begin{cases} V_1 - (-NV_2) = L \frac{di_L}{dt} & \forall t \mid 0 \leq t \leq T_\varphi \\ V_1 - NV_2 = L \frac{di_L}{dt} & \forall t \mid T_\varphi \leq t \leq T_s/2 \end{cases} \quad (2.3)$$

Devido à simetria, o semiciclo negativo de  $v_{ac1}$  não precisa ser avaliado, sendo suficiente avaliar somente durante o intervalo 0 a  $T_s/2$ . Integrando ambos os lados da Equação 2.3 de  $T_\varphi$  a  $t$  e de 0 a  $t$ , respectivamente, chega-se em:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(0) + \frac{V_1 + NV_2}{L}t & \forall t \mid 0 \leq t \leq T_\varphi \\ i_L(T_\varphi) + \frac{V_1 - NV_2}{L}(t - T_\varphi) & \forall t \mid T_\varphi \leq t \leq T_s/2 \end{cases} \quad (2.4)$$

Na Figura 2.4 assume-se que  $v_{ac1}$  é ligeiramente maior que  $Nv_{ac2}$ . Na prática é importante que se escolha a relação de transformação do transformador de forma que  $V_1$  e  $V_2/N$  sejam o mais próximo possível. Caso contrário, o crescimento da corrente durante o setor III será mais elevado, aumentando o requerimento de capacidade de condução da chave semicondutora [38].

Como está sendo considerado rendimento unitário, e sabendo que a potência que flui pelo conversor pode ser calculada por [22]:

$$p_1(t) = v_{ac1}(t) \cdot i_L(t) = p_2(t) = Nv_{ac2}(t) \cdot i_L(t) \quad (2.5)$$

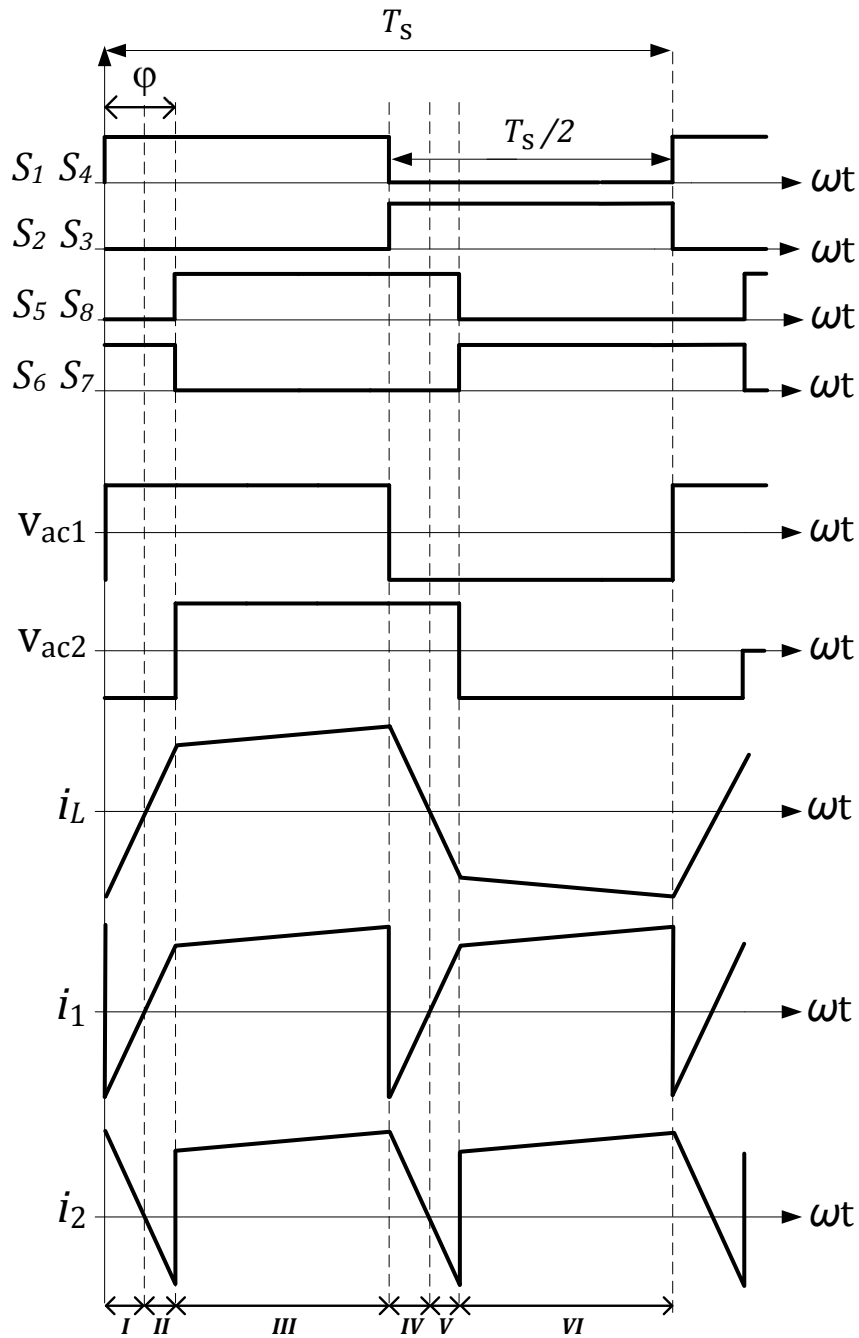


Figura 2.4: Formas de onda para fluxo de potência no modo abaixador com modulação SPS.

então, pela definição da potência média e pela simetria das formas de onda tem-se:

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(t)dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} p_1(t)dt = \frac{V_1}{T_s} \left[ \int_0^{T_\varphi} i_L(t)dt + \int_{T_\varphi}^{T_s/2} i_L(t)dt \right] \quad (2.6)$$

Substituindo a expressão de  $i_L(t)$  da Equação 2.4 na Equação 2.6 pode-se mostrar que

a potência média transferida pelo conversor é dada por:

$$P = \frac{NV_1V_2\varphi(\pi - \varphi)}{2\pi^2fL} \quad \forall \varphi \mid 0 \leq \varphi \leq \pi \quad (2.7)$$

O ponto de máxima potência pode ser obtido a partir da descoberta do ponto em que a derivada da potência em relação a  $\varphi$  se anula. Para calcular este ponto tem-se:

$$\frac{\delta P}{\delta \varphi} = \frac{NV_1V_2\pi - 2NV_1V_2\varphi}{2\pi^2fL} = 0 \quad (2.8)$$

Resolvendo a Equação 2.8 pode-se mostrar que o ponto de máxima potência é obtido quando  $\varphi = \pi/2$ . Dessa forma, a potência máxima que pode ser transmitida no modo abaixador é:

$$P_{max} = \frac{NV_1V_2}{8fL} \quad (2.9)$$

Para uma determinada aplicação, a indutância de dispersão pode ser calculada utilizando a Equação 2.9 em função dos demais parâmetros. Caso o valor de indutância de dispersão do transformador seja inferior ao valor obtido pelo cálculo, deve-se utilizar um indutor externo conectado ao transformador para que seja possível transferir a potência desejada.

Avaliando a Equação 2.4 em  $t = 0$  e em  $t = T_s/2$  e fazendo substituições, pode-se mostrar que:

$$\begin{cases} i_L(0) = \frac{\pi(NV_2 - V_1) - 2NV_2\varphi}{4\pi fL} \\ i_L(T_\varphi) = \frac{2V_1\varphi + \pi(NV_2 - V_1)}{4\pi fL} \end{cases} \quad (2.10)$$

que podem ser utilizados para calcular os valores de corrente de pico no indutor e, consequentemente, nas chaves semicondutoras.

A Figura 2.4 apresenta 6 intervalos de funcionamento do conversor DAB no modo abaixador. Nos intervalos I, II, IV e V há mudança de polaridade da corrente  $i_L$  sem alteração de polaridade das tensões  $v_{ac1}$  e  $v_{ac2}$ . Isso indica que as mesmas chaves estão em condução, porém a corrente que circula por elas pode ser positiva ou negativa de acordo com cada instante de tempo. Pelo sentido de  $i_L$  arbitrado na Figura 2.1 e para os intervalos I e II da Figura 2.4, corrente  $i_L$  positiva implica que os MOSFETs  $M_1$ ,  $M_4$ ,  $M_6$

e  $M_7$  estão em condução e, caso contrário, os diodos  $D_1$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_7$  estão em condução. Para os intervalos IV e V da Figura 2.4, corrente  $i_L$  positiva implica que os diodos  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_5$  e  $D_8$  estão em condução e, caso contrário, os MOSFETs  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_5$  e  $M_8$  estão em condução. A determinação de condução dos dispositivos a partir da análise das formas de onda durante todos os períodos é resumida na Tabela 2.2, em que  $D_x$  corresponde ao diodo da chave  $S_x$  e  $M_x$  ao MOSFET da chave  $S_x$  de acordo com a Figura 2.1.

**Tabela 2.2: Determinação dos MOSFETs e diodos em condução para fluxo de potência no modo abaixador.**

Intervalo	Ponte de alta tensão	Ponte de baixa tensão
I	$D_1$ e $D_4$	$D_6$ e $D_7$
II	$M_1$ e $M_4$	$M_6$ e $M_7$
III	$M_1$ e $M_4$	$D_5$ e $D_8$
IV	$D_2$ e $D_3$	$D_5$ e $D_8$
V	$M_2$ e $M_3$	$M_5$ e $M_8$
VI	$M_2$ e $M_3$	$D_6$ e $D_7$

A determinação da condução dos dispositivos é importante para o dimensionamento adequado das chaves. Para calcular as correntes que circulam pelos MOSFETs e pelos diodos é necessário que a Equação 2.4 seja reescrita de maneira que se possa estabelecer a equação das correntes que passam pelos MOSFETs ou pelos diodos. Assim, o intervalo de 0 a  $T_\varphi$  é desmembrado em dois subintervalos, a saber de 0 a  $t_1$  e de  $t_1$  a  $T_\varphi$ , representados pelos setores I e II da Figura 2.4. Então, a equação de corrente no indutor pode ser escrita como:

$$i_L(t) = \begin{cases} -i_L(0) + \frac{i_L(0)}{t_1}t & \forall t \mid 0 \leq t \leq t_1 \\ \left[ \frac{i_L(T_\varphi)}{T_\varphi - t_1} \right] t - \left[ \frac{i_L(T_\varphi)}{T_\varphi - t_1} \right] t_1 & \forall t \mid t_1 \leq t \leq T_\varphi \\ \left[ \frac{i_L(T_s/2) - i_L(T_\varphi)}{T_s/2 - T_\varphi} \right] t + \frac{i_L(T_\varphi)T_s/2 - i_L(T_s/2)T_\varphi}{T_s/2 - T_\varphi} & \forall t \mid T_\varphi \leq t \leq T_s/2 \end{cases} \quad (2.11)$$

em que  $t_1$  é o instante de tempo que a corrente do indutor passa por zero. Como  $-i_L(0) =$

$i_L(T_s/2)$  e pela semelhança dos triângulos nos setores I e II, que pode ser observada na Figura 2.4, pode-se estabelecer a relação:

$$\frac{|i_L(0)|}{t_I} = \frac{i_L(T_s/2)}{t_I} = \frac{i_L(T_\varphi)}{t_{II}} \quad (2.12)$$

Substituindo a Equação 2.10 na Equação 2.12 obtém-se:

$$\begin{cases} t_I = \frac{\frac{T_s}{2} \left[ \frac{2NV_2\varphi}{\pi} + V_1 - NV_2 \right]}{2NV_2 + 2V_1} \\ t_{II} = \frac{\frac{T_s}{2} \left[ \frac{2V_1\varphi}{\pi} + NV_2 - V_1 \right]}{2NV_2 + 2V_1} \end{cases} \quad (2.13)$$

em que  $t_I$  e  $t_{II}$  são os tempos de duração referentes aos intervalos I e II, respectivamente.

Demais deduções para determinação dos esforços nos diodos e nos MOSFETs são apresentadas no Apêndice A.

## 2.2 Fluxo de potência no modo elevador

Para que o fluxo de potência seja estabelecido no sentido da baixa para a alta tensão, a forma de onda da tensão aplicada ao enrolamento secundário deve estar adiantada em relação ao primário. Definindo que a borda de subida da forma de onda da tensão do primário  $v_{ac1}$ , lado de alta tensão, ocorre no instante  $t = 0$  para a análise das formas de onda, então a variável de controle  $\varphi$  deve estar no intervalo  $-\pi \leq \varphi \leq 0$ , sendo, portanto, negativa. Como  $\varphi$  é negativa, então o tempo  $T_\varphi$  associado a defasagem das formas de onda também é negativo, o que a rigor não apresenta significado físico. Porém, deve-se ressaltar que esse resultado advém da definição da forma de onda  $v_{ac1}$  para a referência. Se a forma de onda de  $v_{ac2}$  fosse definida como referência os resultados obtidos seriam semelhantes àqueles obtidos para o fluxo no modo abaixador e a defasagem deveria ser definida em  $0 \leq \varphi \leq \pi$ . Para o controlador a informação única de  $\varphi = \pi/2$ , por exemplo, causaria dúvida interpretação, pois não seria possível afirmar, somente com esta informação, o sentido do fluxo de potência. Portanto, é importante que seja utilizado o intervalo de  $-\pi \leq \varphi \leq \pi$ . Dessa forma, de acordo com as definições estabelecidas, para valores

negativos de  $\varphi$  o fluxo de potência será no modo elevador e para valores positivos de  $\varphi$  será no modo abaixador.

A Figura 2.5 mostra os estados das chaves, as tensões  $v_{ac1}$ ,  $v_{ac2}$  e as correntes  $i_L$ ,  $i_1$  e  $i_2$  em regime permanente para fluxo de potência no modo elevador com modulação SPS. A partir dessa mesma figura pode-se estabelecer para a tensão no indutor:

$$\begin{cases} -V_1 - NV_2 = L \frac{di_L}{dt} & \forall t \mid T_\varphi \leq t \leq 0 \\ V_1 - NV_2 = L \frac{di_L}{dt} & \forall t \mid 0 \leq t \leq T_s/2 - |T_\varphi| \end{cases} \quad (2.14)$$

Integrando ambos os lados das Equações 2.14 de  $T_\varphi$  a  $t$  e de 0 a  $t$ , respectivamente chega-se em:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(T_\varphi) - \frac{V_1 + NV_2}{L}(t - T_\varphi) & \forall t \mid T_\varphi \leq t \leq 0 \\ i_L(0) + \left(\frac{V_1 - NV_2}{L}\right)t & \forall t \mid 0 \leq t \leq T_s/2 - |T_\varphi| \end{cases} \quad (2.15)$$

Como feito para o modo abaixador, pode-se calcular o fluxo de potência no modo elevador utilizando a expressão:

$$p_1(t) = v_{ac1}(t) \cdot i_L(t) = p_2(t) = Nv_{ac2}(t) \cdot i_L(t) \quad (2.16)$$

Pela definição da potência média e pela simetria das formas de onda mostradas na Figura 2.5 tem-se:

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(t)dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} p_1(t)dt = \frac{V_1}{T_s} \left[ \int_0^{T_\varphi} i_L(t)dt + \int_{T_\varphi}^{T_s/2} i_L(t)dt \right] \quad (2.17)$$

Substituindo a expressão de  $i_L(t)$  da Equação 2.15 na Equação 2.17 pode-se mostrar que a potência média transferida pelo conversor no modo elevador é dada por:

$$P = \frac{NV_1V_2|\varphi|(|\varphi| - \pi)}{2\pi^2fL} \quad \forall \varphi \mid -\pi \leq \varphi \leq 0 \quad (2.18)$$

O ponto de máxima potência pode ser obtido a partir da descoberta do ponto em que a derivada da potência em relação a  $|\varphi|$  se anula. Este cálculo é feito a partir de:

$$\frac{\delta P}{\delta |\varphi|} = \frac{2NV_1V_2|\varphi| - NV_1V_2\pi}{2\pi^2fL} = 0 \quad (2.19)$$

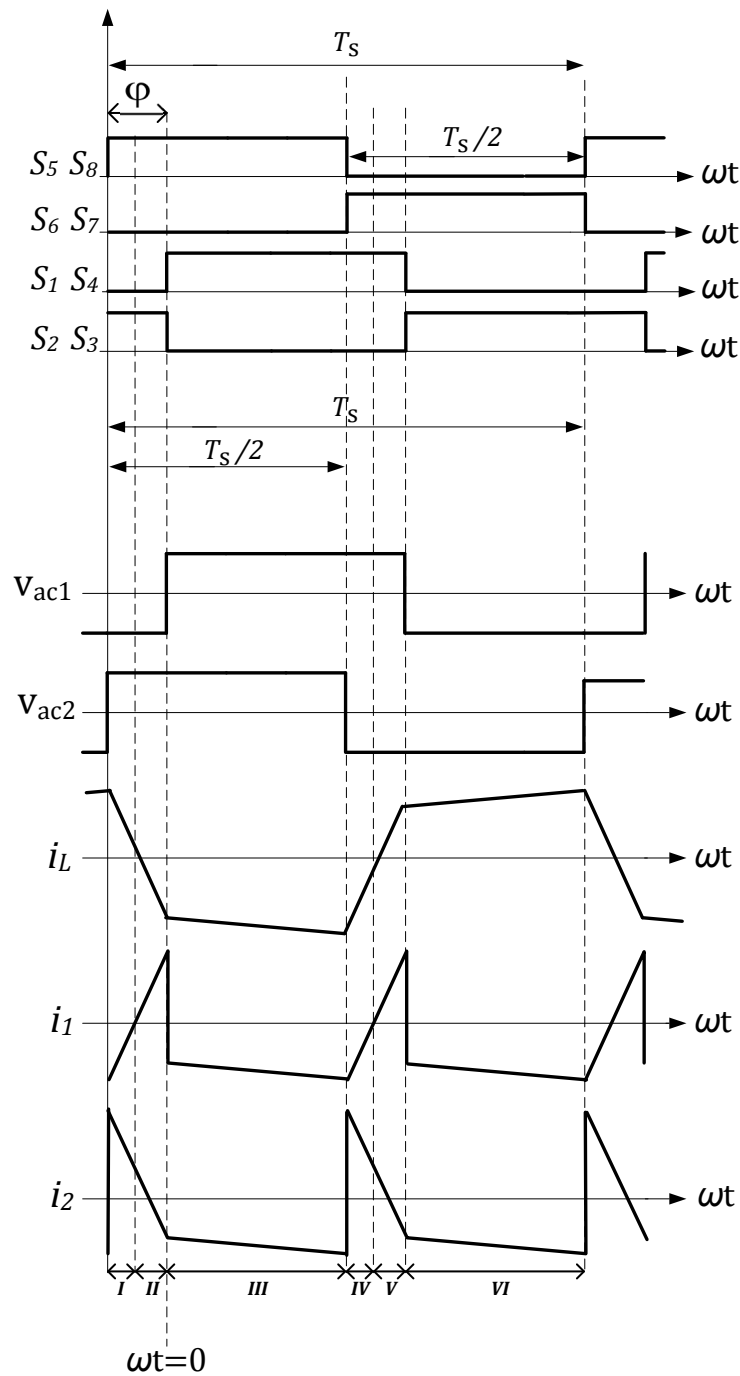


Figura 2.5: Formas de onda para fluxo de potência no modo elevador com modulação SPS.

Resolvendo a equação encontra-se  $|\varphi| = \pi/2$ . Mas como  $\varphi$  é negativo para fluxo de potência no modo elevador, então o ângulo para transmissão de máxima potência neste



modo é  $\varphi = -\pi/2$ . Dessa forma, o módulo da potência máxima transmitida é:

$$P_{max} = \frac{NV_1V_2}{8fL} \quad (2.20)$$

que é igual a máxima potência que pode ser transferida no modo abaixador.

Para a Equação 2.15, avaliando em  $t = 0$  e em  $t = T_s/2 - |T_\varphi|$  pode-se manipular as expressões para encontrar as correntes nestes pontos e obter:

$$\begin{cases} i_L(T_\varphi) = \frac{2V_1|\varphi| - \pi(V_1 - NV_2)}{4\pi fL} \\ i_L(0) = \frac{\pi(NV_2 - V_1) - 2NV_2|\varphi|}{4\pi fL} \end{cases} \quad (2.21)$$

A Figura 2.5 apresenta 6 intervalos de funcionamento do conversor DAB no modo elevador. Nos intervalos I, II, IV e V há mudança de polaridade da corrente no indutor sem alteração de polaridade das tensões  $v_{ac1}$  e  $v_{ac2}$ . Isso indica que as mesmas chaves estão em condução, porém a corrente que circula por elas pode ser positiva ou negativa de acordo com cada instante. Pelo sentido de  $i_L$  arbitrado na Figura 2.1 e para os intervalos I e II da Figura 2.5, corrente  $i_L$  positiva implica que diodos  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_5$  e  $D_8$  estão em condução e, caso contrário, MOSFETs  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_5$  e  $M_8$  estão em condução. Para os intervalos IV e V da Figura 2.5, corrente  $i_L$  positiva implica que os MOSFETs  $M_1$ ,  $M_4$ ,  $M_6$  e  $M_7$  estão em condução e, caso contrário, os diodos  $D_1$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_7$  estão em condução. A determinação de condução dos dispositivos a partir da análise das formas de onda durante todos os períodos é mostrada na Tabela 2.3, em que  $D_x$  corresponde ao diodo da chave  $S_x$  e  $M_x$  ao MOSFET da chave  $S_x$  de acordo com a Figura 2.1.

Para calcular as correntes que circulam pelas chaves é necessário reescrever a Equação 2.15. De maneira análoga ao procedimento feito para o fluxo de potência no modo abaixador, as expressões de corrente no indutor de  $T_\varphi$  a 0 devem ser reescritas para dois subintervalos, de  $T_\varphi$  a  $t_1$  e de  $t_1$  a 0. Reescrevendo a Equação 2.15 pode-se mostrar que:

$$i_L(t) = \begin{cases} -\frac{i_L(T_\varphi)}{t_1 - T_\varphi}(t - t_1) & \forall t \mid T_\varphi \leq t \leq t_1 \\ \left[-\frac{i_L(0)}{t_1}\right]t + i_L(0) & \forall t \mid t_1 \leq t \leq 0 \\ \frac{i_L(T_s/2 - |T_\varphi|) - i_L(0)}{T_s/2 - |T_\varphi|} + i_L(0) & \forall t \mid 0 \leq t \leq T_s/2 - |T_\varphi| \end{cases} \quad (2.22)$$

Tabela 2.3: Determinação dos MOSFETs e diodos em condução para fluxo de potência no modo elevador.

Intervalo	Ponte de alta tensão	Ponte de baixa tensão
I	$D_2$ e $D_3$	$D_5$ e $D_8$
II	$M_2$ e $M_3$	$M_5$ e $M_8$
III	$D_1$ e $D_4$	$M_5$ e $M_8$
IV	$D_1$ e $D_4$	$D_6$ e $D_7$
V	$M_1$ e $M_4$	$M_6$ e $M_7$
VI	$D_2$ e $D_3$	$M_6$ e $M_7$

Como  $i_L(T_\varphi) = -i_L(T_s/2 - |T_\varphi|)$ , sendo  $t_I$  e  $t_{II}$  os tempos de duração dos setores I e II, respectivamente, e pela semelhança de triângulos revelada na Figura 2.5, pode-se estabelecer que:

$$\frac{i_L(T_\varphi)}{t_I} = \frac{|i_L(0)|}{t_{II}} \quad (2.23)$$

em que  $t_I + t_{II} = |T_\varphi|$ .

Fazendo a substituição da Equação 2.21 na Equação 2.23 pode-se mostrar que:

$$\begin{cases} t_I = \frac{\frac{T_s}{2} \left[ \frac{2V_1|\varphi|}{\pi} - V_1 + NV_2 \right]}{2NV_2 + 2V_1} \\ t_{II} = \frac{\frac{T_s}{2} \left[ \frac{2NV_2|\varphi|}{\pi} + V_1 - NV_2 \right]}{2NV_2 + 2V_1} \end{cases} \quad (2.24)$$

em que  $t_I$  e  $t_{II}$  são os tempos de duração referentes aos intervalos I e II, respectivamente.

Demais deduções para determinação dos esforços nos diodos e nos MOSFETs são apresentadas no Apêndice A para facilitar a leitura deste texto.

## 2.3 Fluxo de potência bidirecional

Nas seções anteriores foram demonstradas as expressões para o fluxo de potência nos modos abaixador e elevador. As Equações 2.7 e 2.18 podem ser agrupadas em uma única equação para generalizar o cálculo da potência que flui pelo conversor DAB de acordo

com a defasagem  $\varphi$  imposta às tensões nos terminais do transformador. Manipulando as equações pode-se mostrar que a potência média manipulada pelo conversor DAB pode ser expressa por:

$$P_{DAB} = \frac{NV_1V_2\varphi(\pi - |\varphi|)}{2\pi^2fL} \quad \forall \varphi \mid -\pi \leq \varphi \leq \pi \quad (2.25)$$

ou, de modo equivalente, para a defasagem  $d$  tem-se:

$$P_{DAB} = \frac{NV_1V_2d(1 - |d|)}{2fL} \quad \forall d \mid -1 \leq d \leq 1 \quad (2.26)$$

Pelas Equações 2.25 ou 2.26 pode-se utilizar um controlador que informa ao modulador SPS qual a defasagem a ser utilizada, variando-se a potência média manipulada pelo conversor.

Considerando a Equação 2.25 e o intervalo  $-\pi \leq \varphi \leq \pi$  possível para a defasagem, a Figura 2.6 mostra a curva de potência manipulada pelo conversor. A potência é positiva quando  $\varphi > 0$  e negativa quando  $\varphi < 0$ , correspondendo a fluxo de potência no modo abaixador e elevador, respectivamente. Como o conversor é bidirecional em potência, deve-se ressaltar que sinal do fluxo de potência está simplesmente relacionado com as referências de corrente e tensão adotadas na Figura 2.1.

A Equação 2.25 e a Figura 2.6 mostram que para valores  $\varphi > \pi/2$  e  $\varphi < -\pi/2$  há queda na máxima potência transmitida pelo conversor. Dessa forma, é plausível que se restrinja o intervalo máximo da variável de controle  $\varphi$  para  $-\pi/2 \leq \varphi \leq \pi/2$  ou, de modo equivalente, para a defasagem  $d$  tem-se o intervalo  $-0,5 \leq d \leq 0,5$ .

A Figura 2.6 também mostra como a potência transferida pode ser impactada por alterações de outros parâmetros, como por exemplo a tensão  $V_2$ . Portanto, deve-se ter em mente que variações das tensões médias  $V_1$  e  $V_2$ , da relação de transformação  $N$ , da frequência de chaveamento  $f$  ou indutância  $L$  fora das especificações causarão impactos na potência média transferida pelo conversor. Dessa forma, a correção dos eventuais desequilíbrios fica sob responsabilidade do controlador do conversor, que deve passar como referência ao modulador uma defasagem que atenda aos objetivos de controle.

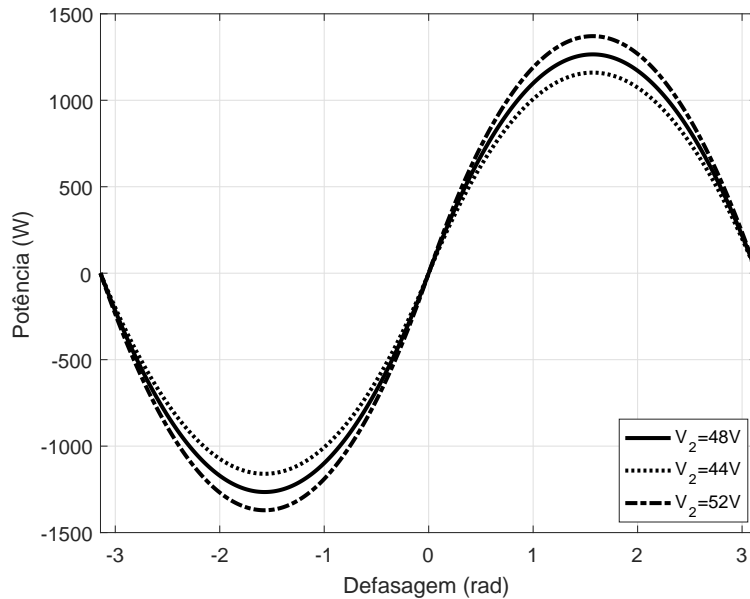


Figura 2.6: Potência manipulada pelo conversor Dual Active Bridge.

## 2.4 Conclusões do capítulo

Este capítulo foi dedicado à análise do conversor DAB operando em regime permanente sob modulação SPS. Assumiu-se que as chaves são ideais, o transformador é ideal e possui razão de transformação  $N$ , um indutor externo é utilizado para transferir a máxima potência desejada e as tensões terminais  $v_1$  e  $v_2$  são consideradas constantes.

Foi demonstrado que o conversor DAB é bidirecional e que as potências máximas transmitidas são obtidas para defasagens de  $\varphi = \pm\pi/2$  dependendo da direção desejada. Controlando a defasagem imposta às tensões do transformador, pode-se obter, em tese, qualquer valor de potência média limitada à valores dados pelas Equações 2.9 e 2.20.

Para atender as especificações delineadas nesta dissertação a relação de transformação do transformador foi projetada levando-se em conta as excursões máximas e mínimas das tensões terminais do conversor DAB. Procurou-se projetar  $N$  de forma que a relação  $M$  fosse o mais próxima possível de 1. A metodologia utilizada está detalhada no Apêndice B.1.

Também calculou-se o valor da indutância  $L$  necessária para seja possível transferir

potência nominal sob as faixas de variação de  $v_1$  e  $v_2$  e com limite de defasagem  $|\varphi| = 0,35\pi$  ou  $|d| = 0,35$ , cuja metodologia está detalhada no Apêndice B.1.

A partir da análise das formas de onda as expressões para o dimensionamento das chaves semicondutoras e indutor do conversor foram derivadas e se encontram no Apêndice A. É válido ressaltar que, dada a complexidade, as expressões não foram apresentadas em sua forma mais simplificada, mas podem ser encontradas a partir de substituições adequadas das diversas equações deduzidas. Para evitar erros, realizou-se a manipulação das equações com auxílio computacional.

## Capítulo 3

# Modelagem do conversor *Dual Active Bridge*

Para que o conversor DAB opere manipulando uma potência desejada independentemente de perturbações é necessária a utilização de controladores que consigam impor uma dinâmica ao mesmo, de modo que os objetivos de controle sejam satisfeitos. Para projetar e sintonizar os controladores é essencial que se conheça o comportamento estático e dinâmico do conversor e, conseqüentemente, as funções de transferência que relacionam as variáveis de controle com as variáveis de saída, obtidas a partir da modelagem do circuito do conversor. Via de regra a dinâmica mais precisa é resultado de uma modelagem que considera, em tese, todos os parâmetros envolvidos com o circuito do conversor. Contudo, modelos completos podem se tornar complexos e menos intuitivos, acarretando um controle complexo e oneroso. Do ponto de vista prático, deve-se procurar um modelo que represente o conversor suficientemente bem e que garanta o resultado desejado.

O modelo de um conversor eletrônico de potência pode ser levantado através de técnicas conhecidas como, por exemplo, o circuito médio (*circuit averaging*), cujo modelo é obtido através da média das formas de onda, e a modelagem média em espaço de estados (*state space averaging*), que obtém o modelo por meio da média das equações de estado. Embora sejam diferentes, ambas as técnicas levam a resultados equivalentes, já que o modelo de

circuito médio emprega perturbação e linearização em torno do ponto de operação para levantamento das funções de transferência [39].

Para o conversor DAB a literatura apresenta diversas técnicas que já foram empregadas, que podem ser divididas basicamente em:

- Modelo de ordem reduzida (MOR);
- Modelo de ordem reduzida com perdas (MORP);
- Modelo em tempo contínuo (MOTC);
- Modelo em tempo discreto (MOTD);

Em cada abordagem os autores utilizam técnicas e considerações que tornam os modelos particularmente distintos. Portanto, para determinar o modelo a ser empregado nesta dissertação, as técnicas de modelagem aplicadas ao conversor DAB serão analisadas.

### 3.1 Modelo de ordem reduzida

Os modelos médios de ordem reduzida, como o próprio nome diz, representam o conversor pelo seu equivalente médio com simplificações. Primeiramente, o circuito do conversor é substituído por um novo circuito que não varia com o tempo. Como os conversores eletrônicos funcionam com base no chaveamento de dispositivos semicondutores, estuda-se os circuitos resultantes das combinações de aberto e fechado das chaves e as substitui por um circuito que seja invariante no tempo, composto de fontes de tensão e corrente. Em seguida, utiliza-se a média das formas de onda resultantes para a obtenção do modelo médio [39].

A Figura 3.1 ilustra um conversor DAB alimentado por uma fonte de tensão  $V_1$  suprimindo uma carga resistiva  $R$  conectada aos terminais de saída. Considerando tensões terminais fixas, baixa ondulação, o circuito médio de grandes sinais do conversor DAB é mostrado na Figura 3.2, em que as chaves, o indutor e o transformador de alta frequência foram substituídos por fontes de corrente que representam a corrente média dos terminais do conversor.

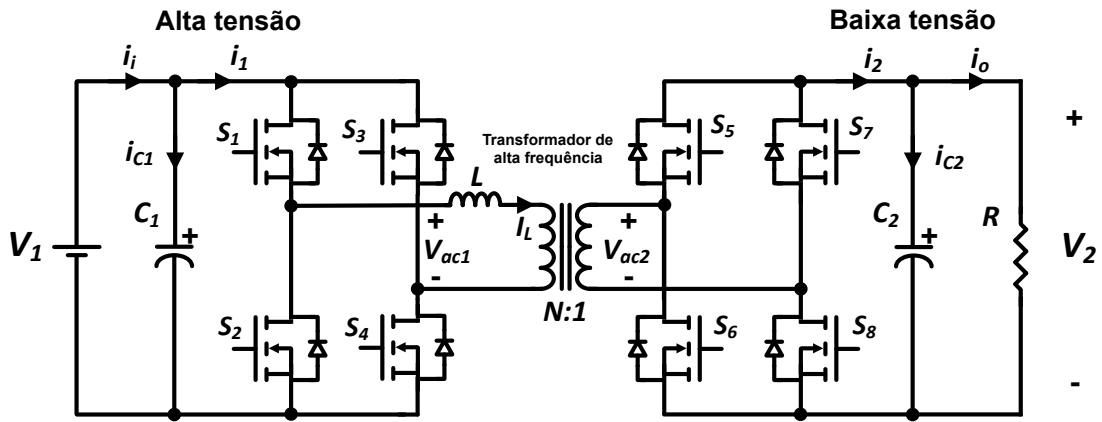


Figura 3.1: Circuito do conversor Dual Active Bridge com carga resistiva.

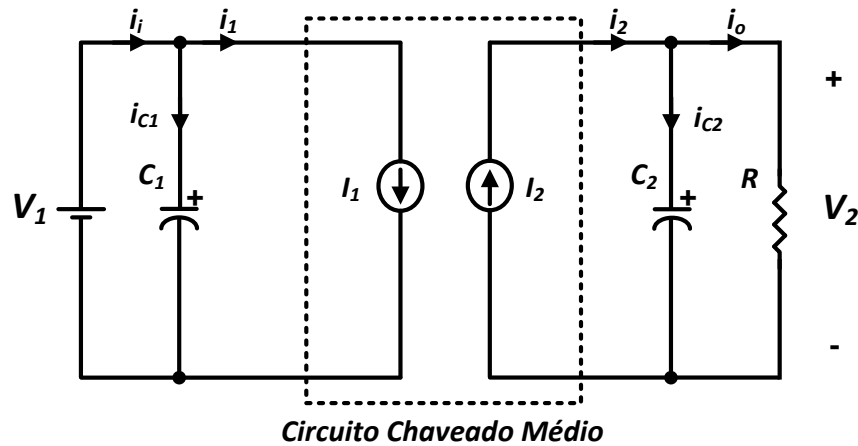


Figura 3.2: Circuito médio de grandes sinais do conversor Dual Active Bridge com carga resistiva.

Em [35] o modelo médio do conversor DAB foi utilizado para calcular o comportamento do mesmo em regime permanente, bem como para derivar o modelo de pequenos sinais, obtido através de um processo de perturbação das equações. As análises foram feitas utilizando um circuito idêntico ao mostrado na Figura 3.1. As curvas de corrente de saída em função da defasagem apresentadas para regime permanente mostraram que o modelo consegue representar o comportamento do conversor. Contudo, tal representação é melhor quanto menor é o valor da defasagem aplicada, pois a medida que a variável de controle aumenta, as perdas tornam-se mais significativas e, conseqüentemente, o erro do modelo. O comportamento do modelo de pequenos sinais também foi testado aplicando-se um degrau de tensão de entrada. Os resultados analíticos do modelo médio e experimentais apresentaram respostas no tempo semelhantes, mas mais uma vez as perdas foram o fator



determinante por causar diferenças nos valores de amplitude da tensão de saída.

Em [40] os autores utilizaram a mesma abordagem adotada em [35], porém exploraram melhor o projeto dos controladores para o conversor DAB, composto de uma malha de corrente mais interna e outra de tensão mais externa.

Em [41] o modelo de grandes sinais do conversor DAB foi derivado a partir da expressão de potência média expressa pela Equação 2.26. O modelo de pequenos sinais foi obtido utilizando a mesma metodologia de [35]. Comparando-se os resultados do modelo linearizado e do modelo do circuito completo utilizando diagramas de resposta em frequência, foi mostrado que o modelo linearizado é válido para frequências até uma ordem de grandeza abaixo da frequência de chaveamento. Outro ponto importante discutido no trabalho é o fato da corrente média no indutor ser zero durante um período de chaveamento, o que acaba dificultando a modelagem média do conversor DAB em espaço de estados, já que esta técnica utiliza, tipicamente, corrente no indutor e tensão no capacitor como variáveis de estado.

Em [42] o conversor DAB foi modelado a partir das equações de estado, sendo as expressões consideradas para metade de um período de chaveamento utilizando modulação SPS. O modelo foi inicialmente derivado como sendo ideal, mas em seguida as perdas de condução e no núcleo do transformador foram introduzidas, bem como a utilização de filtros de entrada e saída, compostos de circuitos  $L - C$  de segunda ordem com amortecimento  $R - C$  paralelo. O modelo de pequenos sinais para um ponto de operação foi derivado a partir das equações levantadas utilizando perturbação e linearização. As funções de transferência do controle para as correntes de entrada foram mostradas e a resposta dinâmica em malha aberta do conversor foi avaliada. Como a inclusão das perdas de condução e no núcleo do transformador foram consideradas, os resultados de simulação e experimentais mostraram que este modelo é mais preciso na previsão das perdas e eficiência do que aqueles apresentados em [35] e [41].

O conversor DAB, modulado com SPS, teve seu modelo derivado utilizando teoria de *gyrator* em [43]. A abordagem trata o conversor DAB como um *gyrator*, que é definido como um elemento de duas portas que acopla a porta de entrada à porta de saída através

do coeficiente girostático [43]. O coeficiente girostático foi determinado por meio da equação básica de potência do conversor, dada pela Equação 2.25. O circuito do conversor foi simplificado para uma fonte de corrente dependente do coeficiente girostático e uma carga RC paralelo, sendo o resultado final semelhante àquele obtido em [41]. A obtenção das funções de transferência do controle para a saída foram determinadas através de perturbação e linearização. Resultados de simulação e experimentais foram comparados e, segundo os autores, a proposta de controle apresentou-se satisfatória.

### 3.2 Modelo em tempo contínuo

Utilizando um circuito semelhante ao apresentado na Figura 3.1, em [44] o modelo do conversor DAB linear invariante no tempo foi obtido a partir da média das equações das variáveis de estado utilizando série de Fourier. Como as técnicas de modelagem em espaço de estados não podem ser diretamente aplicadas, pois assumem variações desprezíveis de corrente e tensão durante um período de chaveamento, que não pode ser considerado para o indutor, cuja componente c.c. é zero e c.a. é grande, a técnica de modelagem média generalizada adotada utiliza mais termos da série de Fourier para representar mais detalhes do conversor. O resultado da modelagem foi expresso pelas equações de estado do conversor DAB, que representam sua dinâmica. Com o intuito de projetar os controladores e avaliar a estabilidade, o modelo de pequenos sinais também foi derivado. Foi constatado por meio dos resultados de simulação e experimentais que o modelo adotado obteve melhor precisão quando comparado ao modelo de ordem reduzida em baixas frequências. Afirmou-se também que esta proposta é mais intuitiva e mais simples para o projeto do controlador em relação ao modelo de ordem completa em tempo discreto apresentada em [45].

Em [46] o conversor DAB teve seus modelos médio dinâmico e de pequenos sinais apresentados. A derivação foi obtida a partir da modelagem em espaço de estados utilizando a média em metade do período de chaveamento e assumindo simetria nas formas de onda. As funções de transferência que descrevem o comportamento do conversor foram apresentadas bem como a malha de controle utilizada. Apesar de mostrar resultados de

simulação e experimentais, os autores não exploraram a comparação dessas informações.

A modelagem em espaço de estados também foi empregada em [47]. Contudo, nesta metodologia os autores, que derivaram as expressões utilizando o circuito semelhante ao mostrado na Figura 3.1, desprezaram a corrente no indutor, tendo em vista que as tensões terminais variam mais lentamente que aquelas grandezas. Com isso as variáveis de estado utilizadas foram somente as tensões nos capacitores de filtro. Resultados de simulação foram utilizados para mostrar que o modelo consegue representar a tensão do conversor tanto em regime permanente quanto em transientes, exceto por um pequeno erro que é causado principalmente pela resistência do transformador, que não foi modelada. Resultados de simulação foram apresentados, mas não foram discutidos.

### 3.3 Modelo em tempo discreto

Diferentemente das outras técnicas de modelagem, modelos em tempo discreto estão baseados na derivação de uma função iterativa que descreve as variáveis de estado do conversor sucessivamente a cada período de amostragem. Utilizando esta abordagem consegue-se obter tanto informações de baixa quanto de alta frequência. Por outro lado, os modelos que utilizam a média em um período de chaveamento acabam por representar os detalhes da dinâmica de baixa frequência, sendo necessário desprezar os efeitos de alta frequência. Consequentemente, os modelos em tempo discreto são mais precisos que os modelos médios [48].

Fundamentado na ideia de que uma modelagem dinâmica precisa é de alta importância para o projeto do controlador e obtenção de estabilidade e alta performance, um modelo preciso em tempo discreto foi proposto em [45]. A modelagem de pequenos sinais foi apresentada tanto para modulação SPS quanto para uma modulação alternativa, cujo funcionamento baseia-se em controlar as chaves de maneira que a corrente no transformador adquira forma triangular ou trapezoidal. A malha de controle digital foi apresentada bem como as funções de transferência que a compõem. As desvantagens do modelo preciso são caracterizadas pela complexidade matemática necessária para obtenção das funções

de transferência e a intuição, que modelos discretos normalmente não oferecem quando comparados aos modelos em tempo contínuo.

Em [45] também foi comparado o modelo preciso com um modelo discreto simplificado, em que o circuito magnético e as chaves foram substituídas por fontes de corrente. As análises mostraram que as respostas em frequência dos modelos preciso e simplificado são semelhantes tanto para a modulação SPS quanto para uma modulação alternativa proposta. Os autores afirmaram que modelos simplificados podem ser utilizados para facilitar o projeto do controlador, já que o atraso de fase provocado por um sistema controlado digitalmente é mais significativo que o atraso de fase do próprio conversor de potência.

Em [48] um modelo em tempo discreto do conversor DAB foi obtido a partir da amostragem da dinâmica previamente calculada a partir da modelagem em espaço de estados considerando modulação SPS. O circuito utilizado é semelhante aquele mostrado na Figura 3.1, porém com a inclusão da resistência série equivalente do capacitor de filtro da carga. Resultados de simulação e experimentais foram mostrados para regime permanente com foco no valor da resistência série do capacitor, que mostrou ser um fator capaz de provocar instabilidade no funcionamento do conversor.

Com o objetivo de modelar o conversor DAB para altas frequências (1MHz) e baixas potências, em [49] foi proposto um modelo de pequenos sinais em tempo discreto. Para conseguir a representação desejada considerou-se os efeitos de chaveamento com comutação não dissipativa e utilização de modulação SPS. Os resultados mostraram que o modelo representa adequadamente o conversor para uma ampla faixa de valores de carga.

## 3.4 Comparação dos modelos para o conversor *Dual Active Bridge*

Como visto nas seções anteriores, a modelagem do conversor DAB tem sido discutida e tratada de diversas maneiras na literatura. Um fator que acaba por contribuir para

### Capítulo 3 - Modelagem do conversor *Dual Active Bridge*

modelos e funções de transferências distintas é a utilização de circuitos diferentes, principalmente por causa dos filtros de entrada e saída, que mesmo sendo de primeira ou segunda ordem podem apresentar diferenças em suas topologias.

Tendo em vista todas estas técnicas para modelar o conversor DAB, construiu-se a Tabela 3.1 para sintetizar as principais características ou parâmetros que podem ser trabalhados em cada abordagem. Os parâmetros escolhidos para a comparação foram as perdas de condução e no núcleo do transformador, a inclusão da indutância de magnetização, a ordem dos filtros utilizados nas modelagens, o tipo de modulação empregada, a simplicidade matemática do modelo, o efeito de comutação não dissipativa e a resposta em frequência máxima.

**Tabela 3.1: Comparação dos diferentes modelos do conversor DAB [35], [40], [41], [42], [43], [44], [45], [46], [47], [48], [49], [50].**

Parâmetro\Modelo	MOR	MORP	MOTC	MOTD
Perdas de condução	x	✓	✓	✓
Perdas no núcleo	x	✓	x	x
Indutância de magnetização	x	✓	x	x
Ordem dos filtros	1 <sup>a</sup>	2 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup>	1 <sup>a</sup> e 2 <sup>a</sup>
Modulação	SPS	SPS	SPS	SPS e alternativa
Simplicidade matemática	✓	x	x	x
ZVS	x	x	x	✓
Resposta em frequência	$< \frac{1}{10}$ de $f$	$< \frac{1}{10}$ de $f$	$< \frac{1}{3}$ de $f$	$< \frac{1}{3}$ de $f$

Com base nas características apresentadas na Tabela 3.1 decidiu-se utilizar nesta dissertação o modelo MOR, cuja abordagem representa o indutor auxiliar, o transformador de alta frequência e as chaves semicondutoras através das correntes terminais médias do conversor DAB. Naturalmente, simplificar estes dispositivos leva a um modelo menos preciso, porém essa abordagem facilita o projeto dos controladores e pode servir como ponto de partida para o projeto do conversor após a definição da microrrede c.c. e da ESU em nível de sistema.

### 3.5 Derivação do modelo do conversor *Dual Active Bridge*

O modelo de ordem reduzida do conversor DAB é derivado a partir das correntes terminais médias, que podem ser calculadas a partir da equação de potência média, reescrita aqui por conveniência:

$$P_{DAB} = \frac{NV_1V_2\varphi(\pi - |\varphi|)}{2\pi^2fL} \quad \forall \varphi \mid -\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.1)$$

ou, de modo equivalente:

$$P_{DAB} = \frac{NV_1V_2d(1 - |d|)}{2Lf} \quad \forall d \mid -0,5 \leq d \leq 0,5 \quad (3.2)$$

Considerando tensões médias  $V_1$  e  $V_2$ , as correntes médias  $I_1$  e  $I_2$  podem ser calculadas por:

$$I_1 = \frac{NV_2d(1 - |d|)}{2Lf} \quad (3.3)$$

$$I_2 = \frac{NV_1d(1 - |d|)}{2Lf} \quad (3.4)$$

Para levantar o modelo de pequenos sinais deve-se perturbar as tensões e a defasagem das equações 3.3 e 3.4 em torno de um ponto de operação fazendo:

$$v_1 = V_1 + \hat{v}_1 \quad (3.5)$$

$$v_2 = V_2 + \hat{v}_2 \quad (3.6)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (3.7)$$

em que as grandezas em letras maiúsculas representam o ponto médio e aquelas com o circunflexo representam o pequeno sinal em torno do ponto de operação. Como deseja-se derivar a função de transferência do conversor, obtida a partir do modelo de pequenos sinais, os termos c.c. podem ser ignorados. Assumindo que os termos de primeira ordem dominam os termos de segunda ordem, as não linearidades podem ser desprezadas [39].

### Capítulo 3 - Modelagem do conversor *Dual Active Bridge*

Dessa maneira, o modelo de pequenos sinais pode ser descrito pelas Equações 3.8 e 3.9 e pelo circuito equivalente de pequenos sinais mostrado na Figura 3.3.

$$\hat{i}_1 = G_{i1d}\hat{d} + G_{i1v2}\hat{v}_2 \quad (3.8)$$

$$\hat{i}_2 = G_{i2d}\hat{d} + G_{i2v1}\hat{v}_1 \quad (3.9)$$

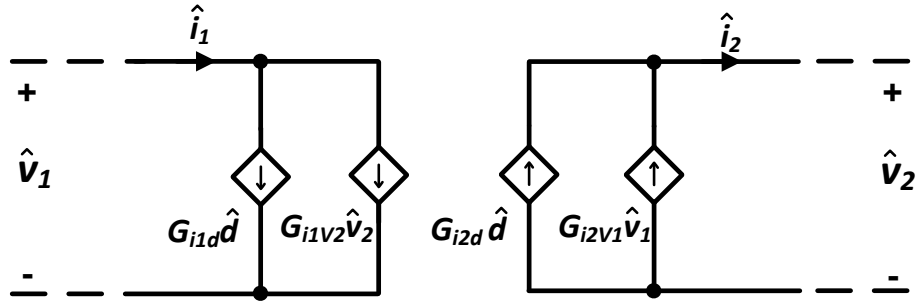
em que:

$$G_{i1d} = \left. \frac{\hat{i}_1}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_2=0} = \frac{NV_2(1 - 2|D|)}{2Lf} \quad (3.10)$$

$$G_{i1v2} = \left. \frac{\hat{i}_1}{\hat{v}_2} \right|_{\hat{d}=0} = \frac{ND(1 - |D|)}{2Lf} \quad (3.11)$$

$$G_{i2d} = \left. \frac{\hat{i}_2}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_1=0} = \frac{NV_1(1 - 2|D|)}{2Lf} \quad (3.12)$$

$$G_{i2v1} = \left. \frac{\hat{i}_2}{\hat{v}_1} \right|_{\hat{d}=0} = \frac{ND(1 - |D|)}{2Lf} \quad (3.13)$$



**Figura 3.3: Modelo de pequenos sinais do conversor Dual Active Bridge.**

Como o conversor DAB é bidirecional, a direção do fluxo de potência deve ser considerada ao se utilizar o modelo de pequenos sinais. De acordo com a Figura 2.1 e as Equações 3.3 e 3.4, se a defasagem  $D$  for positiva o fluxo de potência é de  $V_1$  para  $V_2$  e o modelo de pequenos sinais é idêntico ao mostrado na Figura 3.3. Caso contrário, o fluxo de potência é de  $V_2$  para  $V_1$  e os sentidos das fontes de correntes dependentes do modelo de pequenos sinais devem ser invertidos, o que é importante para o levantamento das funções de transferência e, em especial, da resposta de fase.

As correntes terminais  $i_1$  e  $i_2$  do conversor DAB possuem alto conteúdo harmônico, característica que não é desejável do ponto de vista da microrrede e da ESU. Para mitigar correntes e tensões harmônicas filtros passa-baixas do tipo  $L-C$  são comumente empregados para prover a atenuação das componentes indesejadas. Uma característica importante dos filtros  $L-C$  é a impedância elevada na frequência de ressonância. É preciso que haja amortecimento para evitar que distúrbios nas tensões de entradas destes filtros excitem a ressonância [39]. As melhores maneiras de amortecer filtros  $L-C$  é através da utilização de ramos  $R_f - C_b$  paralelo,  $R_f - L_b$  paralelo ou  $R_f - L_b$  série como mostrado nas Figuras 3.4a, 3.4b e 3.4c, respectivamente. No método  $R_f - C_b$  paralelo o capacitor  $C_b$  não afeta a frequência de atenuação do filtro, mas existe uma relação de compromisso entre o valores desta capacitância e o amortecimento. Dependendo do amortecimento desejado o tamanho do filtro pode ser significativo. O amortecimento com  $R_f - L_b$  paralelo pode levar ao volume de filtros menores quando comparado ao  $R_f - C_b$  paralelo. Todavia, há relação de compromisso entre o amortecimento e a degradação da atenuação em altas frequências. Por fim, o amortecimento com  $R_f - L_b$  série é similar ao amortecimento  $R_f - L_b$  paralelo, porém apresenta relação de compromisso entre o amortecimento e o tamanho do indutor ao invés de degradação da atenuação em altas frequências [39]. Para este trabalho, definiu-se a utilização do amortecimento com ramo  $R_f - C_b$  paralelo, como utilizado em [42], tendo em vista que a otimização do volume do filtro não é imprescindível para a aplicação do conversor DAB desta dissertação e que opta-se pela maior disponibilidade comercial dos capacitores em relação aos indutores. Dessa forma, o modelo de pequenos sinais do conversor DAB com os filtros propostos é mostrado na Figura 3.5. O cálculo dos elementos dos filtros foi baseado na atenuação dos harmônicos de corrente dominantes, localizados no dobro da frequência de chaveamento [22]. Definiu-se valores máximos para estes harmônicos e calculou-se os parâmetros do filtro para fornecer a atenuação desejada. O cálculo detalhado está apresentado no Apêndice B.3.

Conhecendo o modelo de pequenos sinais e a topologia dos filtros pode-se, então, derivar as funções de transferência da variável de controle para as variáveis de saída. Como o conversor DAB é controlado por meio da modulação SPS, a única variável de



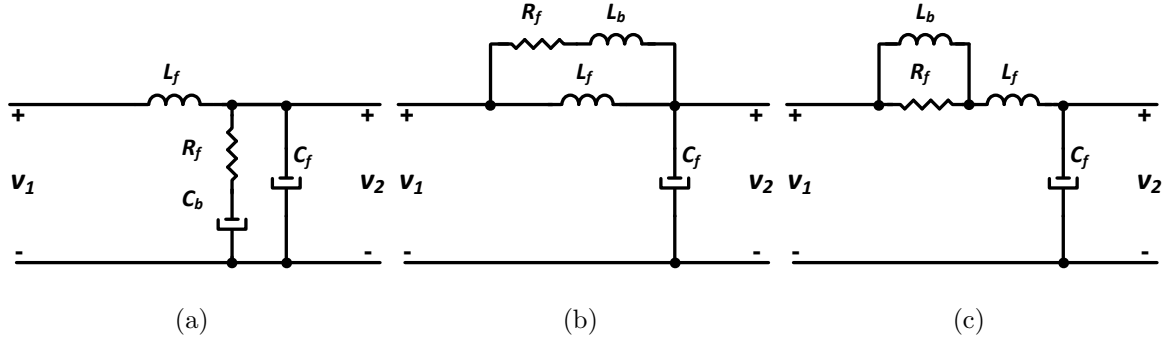


Figura 3.4: Filtros passa-baixas  $L - C$  com (a) amortecimento  $R_f - C_b$  paralelo, (b) amortecimento  $R_f - L_b$  paralelo e (c) amortecimento  $R_f - L_b$  série.

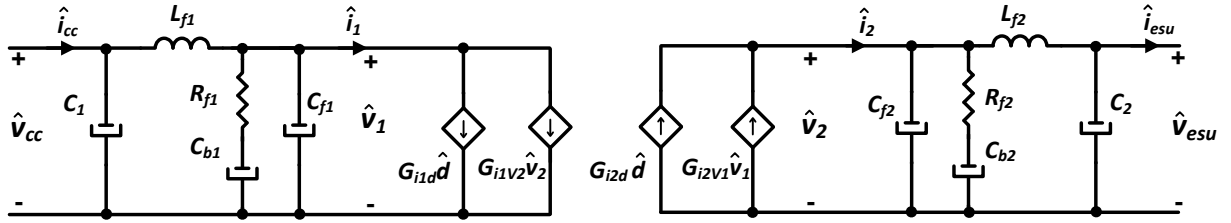


Figura 3.5: Modelo de pequenos sinais do conversor Dual Active Bridge com os filtros passa-baixas.

controle é a defasagem entre as ondas de tensão impostas nos terminais do transformador de alta frequência. As variáveis a serem controladas são a corrente na ESU,  $i_{esu}$ , a tensão na ESU,  $v_{esu}$ , e a tensão da microrrede,  $v_{cc}$ , haja vista que a tensão a ser controlada varia de acordo com a direção do fluxo de potência. A função de transferência do controle para a corrente da ESU no modo carga,  $G_{iesud}^c$ , é calculada pela Equação 3.14, ao passo que essa mesma função no modo descarga,  $G_{iesud}^d$ , é calculada pela Equação 3.15.

$$G_{iesud}^c = \left. \frac{\hat{i}_{esu}}{\hat{d}} \right|_{carga} = G_{i2d} \cdot \frac{Z_{Cf2} // Z_{Cb2}}{(Z_{Cf2} // Z_{Cb2}) + Z_{Lf2} + (Z_{C2} // Z_{esu})} \cdot \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_{esu}} = \frac{NV_1(1-2|D|)}{2Lf} \quad (3.14)$$

$$\frac{s^3(C_2C_{b2}L_{f2}Z_{esu} + C_2C_{f2}L_{f2}Z_{esu}) + s^2(C_{b2}L_{f2} + C_{f2}L_{f2}) + s(C_2Z_{esu} + C_{b2}Z_{esu} + C_{f2}Z_{esu}) + 1}{}$$

$$G_{iesud}^d = \left. \frac{\hat{i}_{esu}}{\hat{d}} \right|_{descarga} = G_{i2d} \cdot \frac{Z_{Cf2} // Z_{Cb2}}{(Z_{Cf2} // Z_{Cb2}) + Z_{Lf2}} = \frac{NV_1(1-2|D|)}{s^2(C_{b2}L_{f2} + C_{f2}L_{f2}) + 1} \quad (3.15)$$

em que  $Z_{Cf2}$ ,  $Z_{Lf2}$ ,  $Z_{Cb2}$  são as impedâncias dos ramos do filtro do lado de baixa tensão,  $Z_{C2}$  é a impedância do capacitor de filtro  $C_2$  e  $Z_{esu}$  é a impedância da ESU. As equações das impedâncias dos filtros estão apresentadas no Apêndice B.3.

A função de transferência do controle para a tensão na ESU,  $G_{vesud}^c$ , é calculada pela Equação 3.16.

$$G_{vesud}^c = G_{iesud}^c G_1^c \quad (3.16)$$

em que:

$$G_1^c = Z_{esu} \quad (3.17)$$

Já a função de transferência do controle para a tensão da microrrede,  $G_{vccd}^d$ , é calculada pela Equação 3.18.

$$G_{vccd}^d = G_{iesud}^d G_1^d \quad (3.18)$$

A função de transferência  $G_1^d$  é calculada por:

$$G_1^d = Z_m \cdot \frac{Z_{C1}}{Z_{C1} + Z_m} \cdot \frac{Z_{Cf1} // Z_{Cb1}}{(Z_{Cf1} // Z_{Cb1}) + Z_{Lf1} + (Z_{C1} // Z_m)} \cdot \frac{G_{i1d} (Z_{Cf2} // Z_{Cb2}) + Z_{Lf2}}{G_{i2d} \frac{Z_{Cf2} // Z_{Cb2}}{Z_{Cf2} // Z_{Cb2}}} \quad (3.19)$$

Então tem-se que:

$$G_{vccd}^d = \frac{\frac{NV_2(1-2|D|)Z_m}{2Lf}}{s^3(C_1 C_{b1} L_{f1} Z_m + C_1 C_{f1} L_{f1} Z_m) + s^2(C_{b1} L_{f1} + C_{f1} L_{f1}) + s(C_1 Z_m + C_{b1} Z_m + C_{f1} Z_m) + 1} \quad (3.20)$$

em que  $Z_{Cf1}$ ,  $Z_{Lf1}$ ,  $Z_{Cb1}$  são as impedâncias dos ramos do filtro do lado de alta tensão,  $Z_{C1}$  é a impedância do capacitor de filtro  $C_1$  e  $Z_m$  é a impedância da microrrede vista pelo conversor DAB.

### 3.6 Análise das funções de transferência do conversor *Dual Active Bridge*

Para analisar as expressões analíticas derivadas na seção anterior, as funções de transferência também foram extraídas utilizando o circuito de pequenos sinais, o circuito médio e o circuito completo, mostrados nas Figuras 3.6a, 3.6b e 3.6c, respectivamente, por meio da varredura c.a. com o programa PSIM.

Considerando os parâmetros mostrados na Tabela 6.1, os circuitos do conversor DAB e as expressões analíticas, as respostas de magnitude e fase das funções de transferência

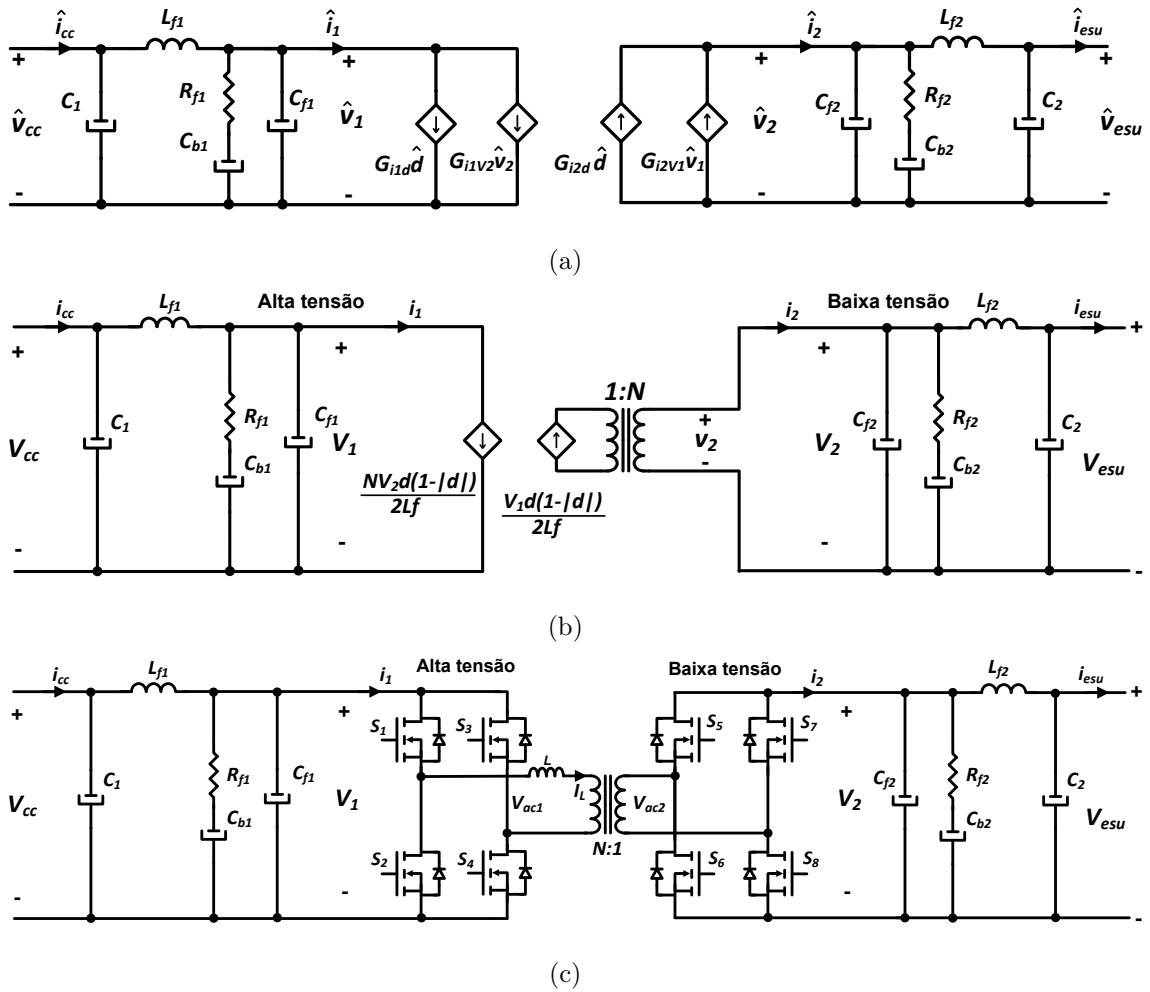
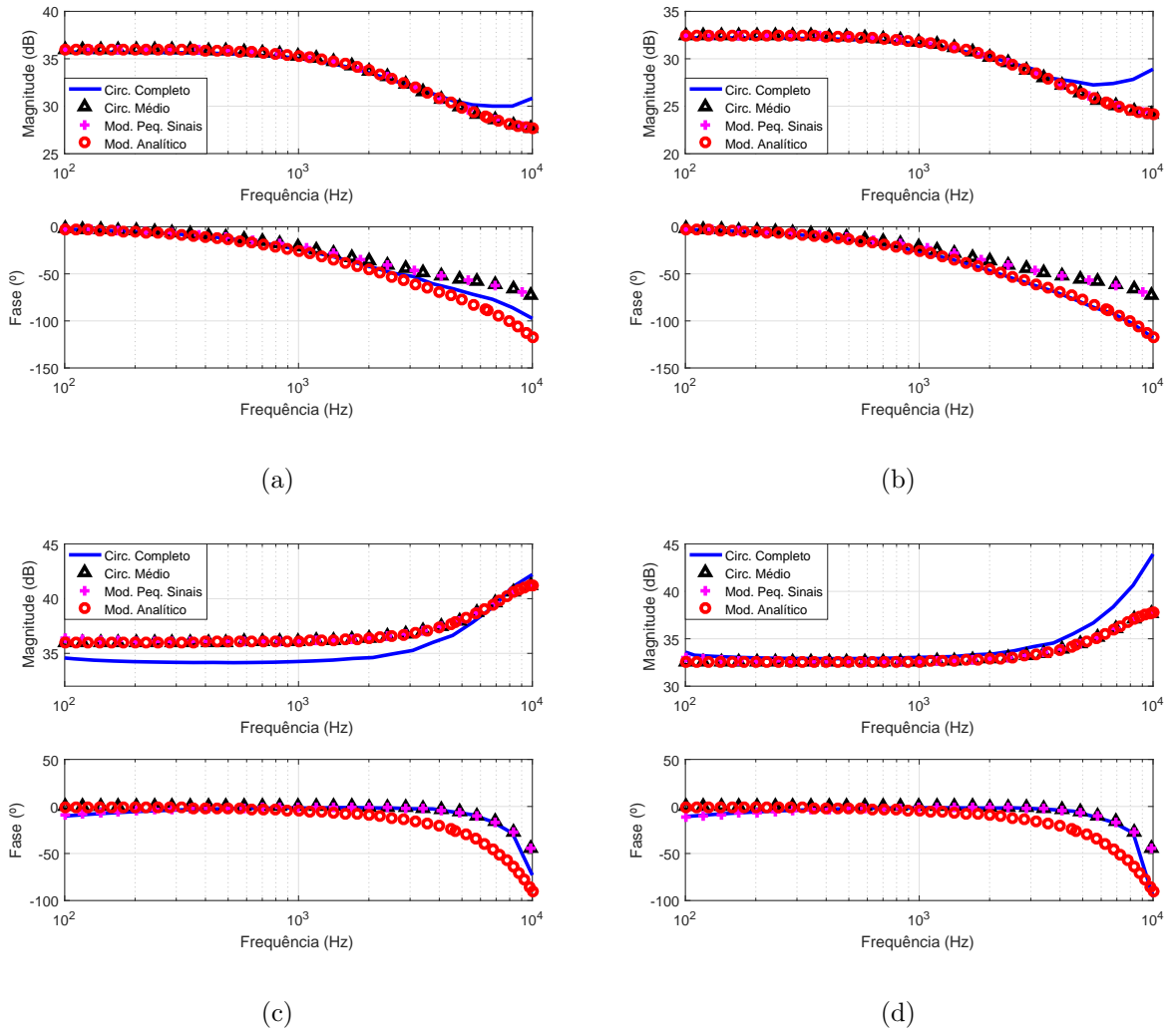


Figura 3.6: Circuitos utilizados no levantamento das funções de transferência do conversor DAB com filtros. (a) Circuito de pequenos sinais, (b) circuito médio e (c) circuito completo.

$G_{iesud}^c$  e  $G_{iesud}^d$  são mostradas na Figura 3.7 para  $D = 0,2$  e  $D = 0,3$  e das funções  $G_{vesud}^c$  e  $G_{vccd}^d$  são mostradas na Figura 3.8 para  $D = 0,2$  e  $D = 0,3$ . Como pode ser visto, as funções de transferência no modo carga e descarga são bastante distintas. Além disso, pode-se perceber que o ponto de operação médio, dado pela defasagem entre as tensões nos terminais do transformador, influencia o ganho das funções de transferência.

De forma geral, os diagramas de resposta em frequência mostram que a resposta de amplitude das expressões analíticas estão de acordo com as respostas obtidas do circuito médio e do modelo de pequenos sinais. A resposta de magnitude do circuito completo apresentou resultados similares até 4kHz, mas apresenta desvio para frequências acima

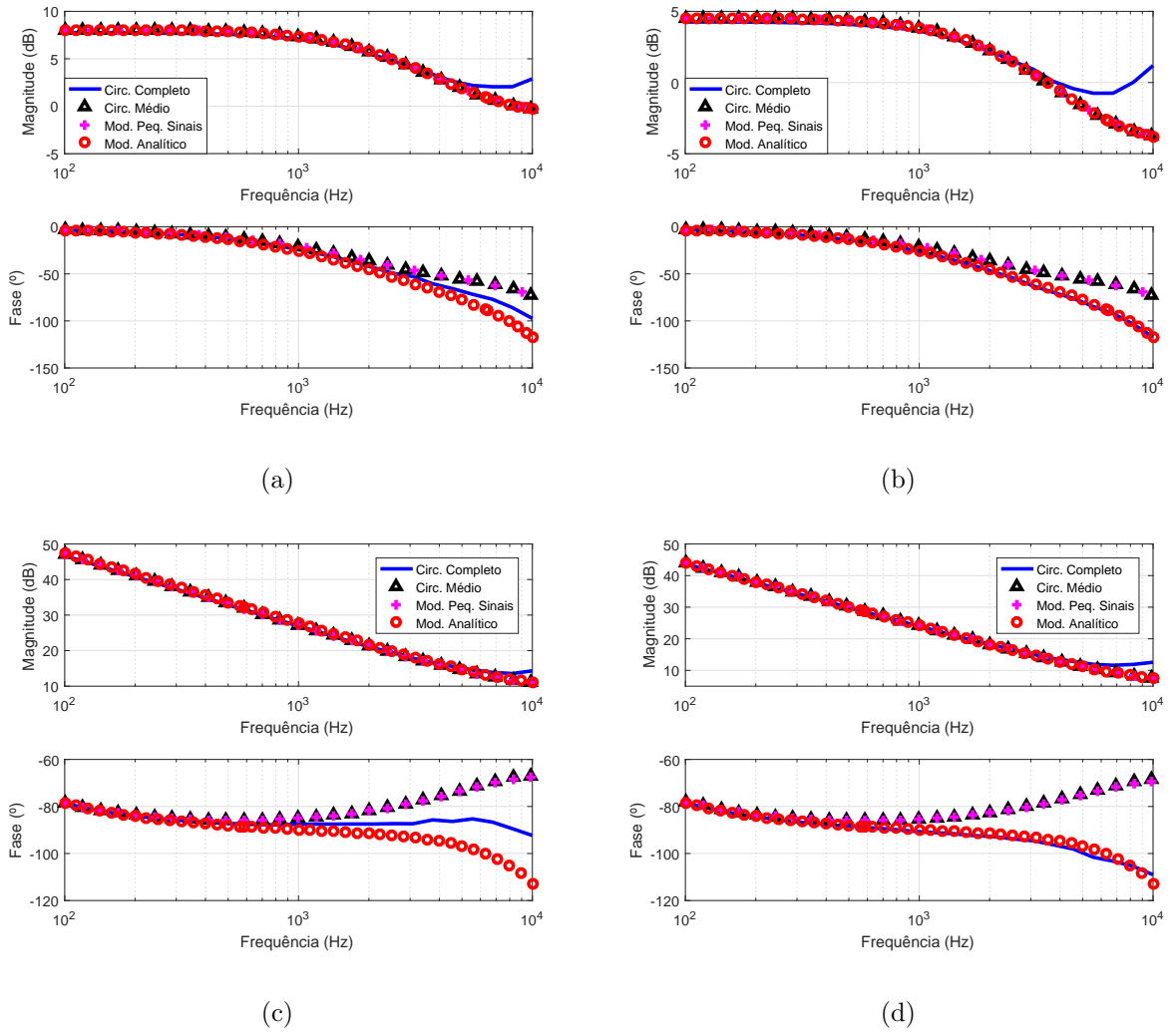
### Capítulo 3 - Modelagem do conversor *Dual Active Bridge*



**Figura 3.7:** Resposta em frequência da função de transferência (a)  $G_{iesud}^c$  para  $D=0,2$ , (b)  $G_{iesud}^c$  para  $D=0,3$ , (c)  $G_{iesud}^d$  para  $D=0,2$  e (d)  $G_{iesud}^d$  para  $D=0,3$ . A curva com “-” representa o modelo do circuito completo, “ $\Delta$ ” representa o modelo do circuito médio, “+” representa o modelo de pequenos sinais e “o” representa o modelo analítico.

desta. Na resposta de fase o modelo de pequenos sinais e o circuito médio também apresentaram respostas similares àquelas obtidas com as expressões analíticas, mas diferentes do modelo completo, que exibe desvio de fase acima de 1kHz devido à presença do modulador e das chaves. Para compensar o desvio de fase do modelo completo é necessário que o modelo analítico inclua um atraso de fase, cuja função de transferência é expressa por  $e^{-s\tau}$ . Nas Figuras 3.7 e 3.8 o valor de  $\tau$  foi ajustado para compensar o desvio de fase

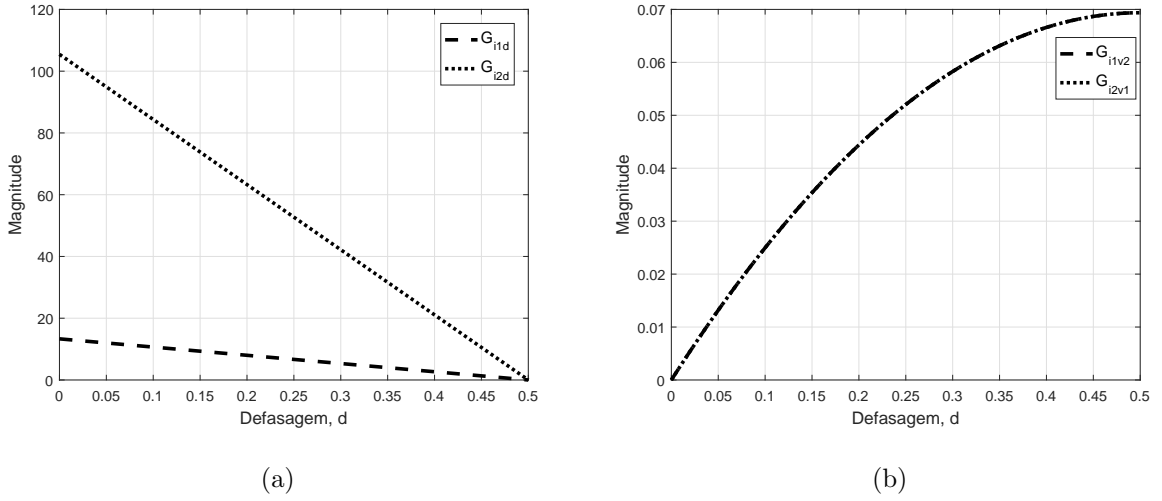
### Capítulo 3 - Modelagem do conversor *Dual Active Bridge*



**Figura 3.8:** Resposta em frequência da função de transferência (a)  $G_{vesud}^c$  para  $D=0,2$ , (b)  $G_{vesud}^c$  para  $D=0,3$ , (c)  $G_{vccd}^d$  para  $D=0,2$  e (d)  $G_{vccd}^d$  para  $D=0,3$ . A curva com “-” representa o modelo do circuito completo, “ $\Delta$ ” representa o modelo do circuito médio, “+” representa o modelo de pequenos sinais e “o” representa o modelo analítico.

das funções para  $D = 0,3$ . Nota-se que o valor de  $\tau$  utilizado não conseguiu representar adequadamente a resposta de fase das funções para  $D = 0,2$ .

Como mostrado nas Equações 3.10-3.13, as funções de transferência derivadas do modelo de pequenos sinais são, essencialmente, ganhos estáticos e dependentes da defasagem média  $D$ . A Figura 3.9 mostra como esta dependência ocorre para  $0 \leq D \leq 0,5$ . Observa-se que as funções de transferência exibem variações significativas de ganho, sendo as mu-



**Figura 3.9:** Funções de transferência do modelo de pequenos sinais em função da defasagem  $d$  para **(a)**  $G_{i1d}$  e  $G_{i2d}$  e **(b)**  $G_{i1v2}$  e  $G_{i2v1}$ .

danças mais significativas em  $G_{i2d}$  e  $G_{i1d}$ . Como  $G_{iesud}^c$ ,  $G_{vesud}^c$ ,  $G_{iesud}^d$  e  $G_{vccd}^d$  dependem das funções do modelo de pequenos sinais, essas funções de transferência sofrem variações de acordo com o ponto de operação do conversor, dado pela defasagem média utilizada, como mostrado nas Figuras 3.7 e 3.8.

### 3.7 Conclusões do capítulo

Este capítulo discutiu acerca da modelagem de conversor DAB. Constatou-se na literatura a utilização de diversas metodologias para a modelagem do conversor DAB e, para este trabalho, definiu-se a utilização do modelo médio de ordem reduzida. Nesta metodologia as funções de transferência são extraídas do modelo de pequenos sinais, levantado a partir da perturbação e linearização do circuito médio do conversor. Por representar o conversor somente pelas correntes terminais médias, o modelo de pequenos sinais utilizado tem como vantagem a simplicidade e, pelo mesmo motivo, apresenta a desvantagem de ser menos preciso que os demais modelos utilizados na literatura. Caso seja necessário refinar os estudos com dados de, por exemplo, eficiência, comutação não dissipativa ou fluxo de potência reativa sugere-se a utilização de modelos mais elaborados bem como a

possibilidade do emprego de técnicas de modulação mais sofisticadas.

A modelagem do conversor revelou que o ponto de operação do conversor influencia fortemente nas funções de transferência do modelo de pequenos sinais. Para uma variação de 0 a 0,5 de defasagem  $d$  o ganho da função de transferência  $G_{i2d}$  variou de mais de 100 vezes para os parâmetros do conversor DAB utilizado. Como o conversor é bidirecional, a faixa de operação não fica restrita a um único ponto de operação, mas depende do estado da microrrede a qual o conversor DAB está conectado. Portanto, as grandes variações das funções de transferência precisam ser levadas em consideração no projeto dos controladores pois a planta (o conversor DAB) é alterada de acordo com o ponto de operação.

Para mitigar o fluxo de correntes harmônicas no barramento c.c. e na ESU empregou-se filtros passa-baixas em ambos os lados do conversor DAB. Definiu-se a utilização da rede de amortecimento  $R - C_b$  paralelo tendo em vista a maior disponibilidade comercial de capacitores e a dispensabilidade da otimização do volume do filtro devido ao nicho de aplicação do conversor.

# Capítulo 4

## Controle do conversor *Dual Active Bridge*

### 4.1 Projeto dos controladores

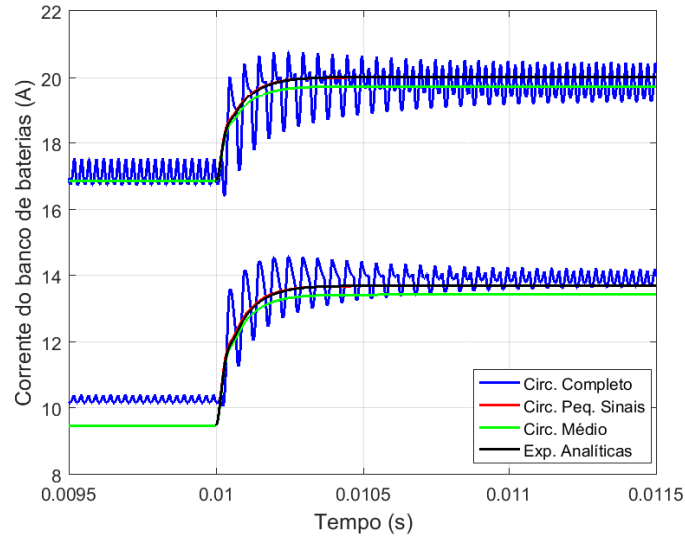
Este trabalho de dissertação considera a utilização de conversores DAB para interfacear ESUs e uma microrrede c.c.. A conexão da microrrede com a rede da concessionária é feita através de um conversor bidirecional de interface com a rede (BGIC). Independentemente da conexão com a rede elétrica, quando há energia suficiente sendo injetada no barramento c.c. fazendo com que sua tensão tenda a se elevar, tanto a corrente quanto a tensão da ESU são controlados durante o processo. Porém, quando existe falta de energia injetada na microrrede e a tensão do barramento c.c. tende a diminuir, a ESU deve passar a operar no modo descarga e, durante esse modo, a corrente de descarga da ESU e a tensão do barramento c.c. são as variáveis de controle. Em ambos os modos de operação é desejável que a corrente da ESU seja controlada para que seja possível manter esta grandeza dentro de valores seguros de operação para fins de proteção dos acumuladores. Além disso, o controle de corrente pode possibilitar a utilização de um perfil de carga e descarga dos acumuladores [30]. Se somente o controle de tensão fosse utilizado, os ESUs poderiam ser danificadas, haja vista a inexistência de referência de corrente neste caso. Portanto,



corrente e tensão são as variáveis controladas durante os modos de carga e descarga neste trabalho.

Em ambos os modos de operação a corrente controlada é sempre aquela que circula pela ESU. Poderia-se, então, propor a utilização de um controlador único para essa grandeza, como feito em [30]. Porém, as análises realizadas no Capítulo 3 mostraram que as funções de transferência  $G_{iesud}^c$  e  $G_{iesud}^d$  são diferentes. Conseqüentemente, no caso deste trabalho o emprego de um único controlador de corrente torna-se inapropriado, exceto se os ganhos puderem ser alterados de acordo com o modo de operação. Outra alternativa é a utilização de uma malha de corrente independente para cada modo de operação. Devido às características das funções de transferência definiu-se para este trabalho o emprego duas malhas de corrente com parâmetros fixos para o controle do conversor DAB. Como desvantagem, pode-se esperar que a performance do conversor não seja uniforme para toda a região de operação, tendo em vista a variação do ganho das funções de transferência com relação ao ponto de operação, como mostrado no Capítulo 3. Para entender melhor este comportamento, a Figura 4.1 mostra a resposta ao degrau da corrente da ESU, em malha aberta, obtida com o circuito completo, circuito de pequenos sinais, circuito médio e expressões analíticas. Foram considerados dois pontos de operação com  $D=0,1$  e  $D=0,2$  e um mesmo degrau de defasagem de  $0,05$  aplicado no instante de tempo de  $10\text{ms}$ . De acordo com a Figura 4.1, pode-se ver que os comportamentos são distintos, sendo mais facilmente notado pelo comportamento das formas de onda do circuito completo, representadas em azul.

Como a tensão da ESU e do barramento c.c. também devem ser controladas, um laço duplo com malha interna de corrente e externa de tensão é utilizado para cada modo, como mostrado na Figura 4.2. As funções de transferência  $G_i^c$  e  $G_v^c$  na Figura 4.2 correspondem aos controladores de corrente e tensão, respectivamente, para o modo carga;  $G_i^d$  e  $G_v^d$  são as funções de transferência dos controladores de corrente e tensão, respectivamente, para o modo descarga;  $G_1^c$  é a função de transferência da corrente da ESU para a tensão da ESU no modo carga, como mostrado na Equação 4.1;  $G_1^d$  é a função de transferência da corrente da ESU para a tensão do barramento c.c. da microrrede no modo descarga, como



**Figura 4.1: Corrente da ESU para resposta ao degrau de defasagem de 0,05 em relação a operação em  $D=0,1$  e  $D=0,2$  em malha aberta. A curva em azul representa o circuito completo, a curva em vermelho representa o modelo de pequenos sinais, a curva em verde representa circuito médio e a curva em preto representa as expressões analíticas.**

mostrado na Equação 4.2 e  $G_{mod}$  é a função de transferência do modulador.

$$G_1^c = \frac{v_{esu}}{i_{esu}} \quad (4.1)$$

$$G_1^d = \frac{v_{cc}}{i_{esu}} \quad (4.2)$$

A Figura 4.2 também mostra os laços  $T_i$  e  $T_v$ , que representam o produto das funções de transferência do caminho direto e da realimentação, da malha interna de corrente e da malha externa de tensão, respectivamente. Esses ganhos são utilizados para se projetar os controladores das malhas de corrente e de tensão. Quando se fecha a malha com um caminho de realimentação negativa a função de transferência de malha fechada depende do fator  $1/(1 + T(s))$ . Projetando-se os controladores pode-se determinar valores de  $T(s)$  de forma que perturbações possam ser rejeitadas, além de garantir a estabilidade da operação do conversor [39].

Para as malhas de corrente tem-se as funções  $T_i^c$  e  $T_i^d$  para o modo carga e descarga,

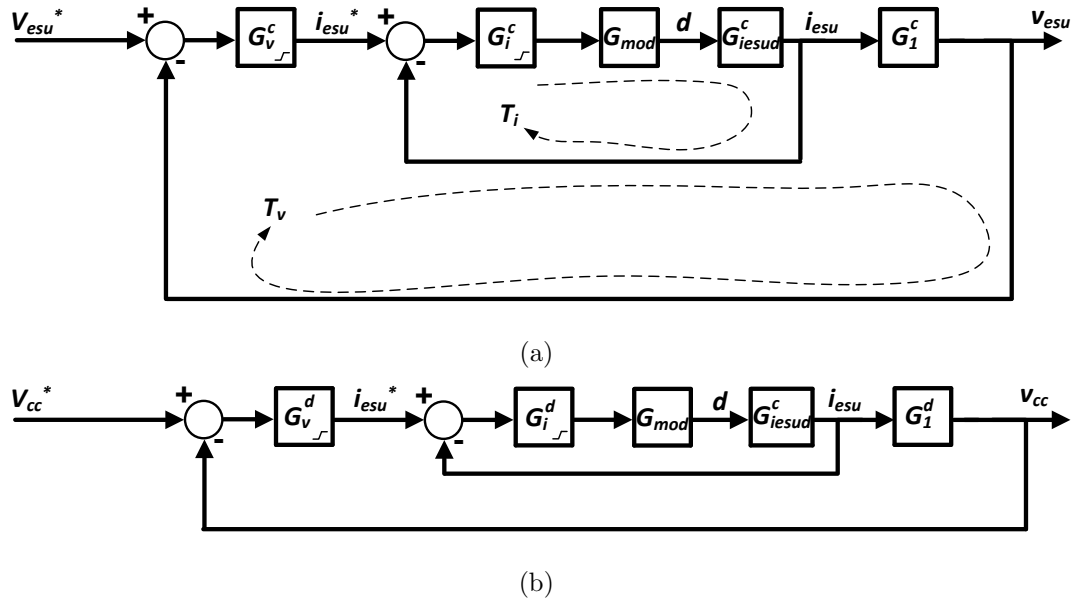


Figura 4.2: Diagrama de blocos do controle do conversor Dual Active Bridge no modo (a) carga e (b) descarga.

respectivamente, que podem ser calculadas por:

$$T_i^c = G_{iesud}^c G_{mod} G_i^c \quad (4.3)$$

$$T_i^d = G_{iesud}^d G_{mod} G_i^d \quad (4.4)$$

Como mostrado nas Equações 3.14 e 3.15, as funções de transferência  $G_{iesud}^c$  e  $G_{iesud}^d$  dependem das funções de transferência do modelo de pequenos sinais, que têm seus respectivos ganhos modificados de acordo com a defasagem e, conseqüentemente, os ganhos das funções de transferência de malha aberta não compensadas de corrente também serão alterados. Dessa forma, os controladores  $G_i^c$  e  $G_i^d$  devem ser projetados levando-se em consideração tal modificação de forma que a faixa de passagem e margem de fase mínima sejam proporcionadas para  $T_i^c$  e  $T_i^d$  em toda região de operação do conversor. Para o controle da malha de corrente foram utilizados controladores proporcional-integral (PI), cuja sintonia foi realizada utilizando o método da alocação de polos para proporcionar faixa de passagem de 2kHz (1/10 da frequência de chaveamento) e margem de fase (MF) mínima de 45°.

De modo análogo às malhas de corrente, as funções de transferência de malha aberta compensadas da tensão para o modo carga,  $T_v^c$ , e para o modo descarga,  $T_v^d$ , podem ser calculadas por:

$$T_v^c = G_1^c I_{esu,cl}^c G_v^c \quad (4.5)$$

$$T_v^d = G_1^d I_{esu,cl}^d G_v^d \quad (4.6)$$

em que  $I_{esu,cl}^c$  e  $I_{esu,cl}^d$  são as funções de transferência de malha fechada da corrente na ESU para o modo carga e descarga, respectivamente.

A Equação 3.19 mostra que  $G_1^d$  varia expressivamente com a defasagem  $d$  devido a presença dos termos  $G_{i1d}$  e  $G_{i2d}$ . De maneira análoga à utilizada para as malhas de corrente, o projeto dos controladores de tensão também deve levar em conta a variação da defasagem, garantindo estabilidade em malha fechada para toda a faixa de operação do conversor. Para esta tarefa controladores do tipo PI foram utilizados e sintonizados por alocação de polos. Os valores iniciais considerados para a sintonia foram faixa de passagem de 200Hz (1/100 da frequência de chaveamento) e margem de fase mínima de 45°.

A faixa de operação do conversor DAB foi limitada em  $0 \leq |d| \leq 0,35$ , pois o aumento da defasagem aumenta as perdas de condução devido ao fluxo de potência reativa no transformador de alta frequência [35]. Para esta faixa de valores de defasagem ainda é possível que o conversor DAB opere manipulando potência nominal para toda a faixa de tensões terminais  $V_1$  e  $V_2$ . Para esta faixa de operação os ganhos dos controladores e o desempenho das funções de transferência de malha aberta compensadas são resumidos na Tabela 4.1. A análise da Tabela 4.1 mostra que a faixa de passagem de  $T_i^c$  varia de 861Hz até 2,3kHz para a faixa de operação definida para o conversor mantendo  $MF > 67,4^\circ$ . Para  $T_i^d$  a variação da faixa de passagem é ainda maior, variando de 1,46kHz até 7,71kHz com  $MF > 68,2^\circ$ . Para as malhas compensadas de tensão foi possível alcançar faixa de passagem da ordem de 200Hz somente para o modo descarga. Para o modo carga a função de transferência não compensada de tensão apresenta faixa de passagem estreita. Foi percebido que não era possível forçar esta função compensada para possuir faixa de

**Tabela 4.1: Parâmetros dos controladores e características das funções de transferência de malha aberta compensadas.**

Modo	Laço	Ganho dos controladores	Margem de Fase	Faixa de Passagem
Carga	Corrente	$K_p = 0,0038$ $K_i = 180,95$	MF > 67,4°	861Hz – 2,3kHz
	Tensão	$K_i = 300$	MF > 76,8°	1,95Hz
Descarga	Corrente	$K_i = 284,59$	MF > 68,2°	1,46kHz – 7,71kHz
	Tensão	$K_p = 0,43$ $K_i = 338,02$	MF > 56,9°	195Hz

passagem em torno de 200Hz, já que para isso seria necessário que  $G_v^c$  possuísse um ganho demasiadamente alto, o que acabaria causando problemas de saturação dos controladores. Para a função de transferência  $T_i^d$  a faixa de passagem foi de 1,95Hz e a MF foi maior que 76,8° para toda a faixa de operação. Os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  expressos na Tabela 4.1 representam o ganho proporcional e o ganho integral, respectivamente, dos controladores PI.

A maior vantagem do emprego de controladores com parâmetros fixos é a facilidade de sintonia dos ganhos, que são calculados para um ponto de operação específico. Porém, quando há variação do ponto de operação, a operação dinâmica do controlador acaba sendo prejudicada [51].

Em [52] foi proposta a utilização de controladores PI com ganhos adaptativos. Os resultados mostraram que o desempenho do conversor foi mantido uniforme em toda a região de operação. Em [38] também é discutido que a utilização de um controlador PI para o conversor DAB é possível, sendo importante o reajuste dos ganhos de acordo com o ponto de operação. Entretanto, a desvantagem deste tipo de sintonia é o maior esforço computacional exigido para a alteração *online* dos parâmetros do controlador [51]. No caso desta dissertação optou-se por utilizar um controlador com ganhos fixos, cuja sintonia é mais simples. Porém, foram avaliadas as frequências de passagem e as margens de fase

que podem ser obtidas para toda faixa de operação do conversor, de forma que a operação seja estável. A metodologia utilizada para o projeto dos controladores foi baseada em [40].

Assumindo que os filtros passa-baixas atenuam suficientemente o conteúdo harmônico das correntes terminais, então nenhum filtro para a medição das variáveis foi considerado. Para fins de simplificação, o ganho dos sensores das variáveis é unitário. Caso seja desejado considerar o ganho dos sensores deve-se incluí-los nas funções de transferência de malha aberta e reajustar os ganhos dos controladores.

### 4.2 Algoritmo de transição dos modos de operação

A arquitetura de controle utilizada baseia-se em duas malhas independentes, e para a operação bidirecional é necessário comutar estas duas por meio de um algoritmo de transição [53]. Em [30] foi proposto um método de transição suave utilizando competição de malhas, mas neste caso utilizou-se apenas um controlador. Em [54] foi proposto um controlador bidirecional que utiliza a corrente do indutor como parâmetro de controle para gerar sinais de modulação de largura de pulso (*Pulse Width Modulation*-PWM) para o conversor DAB. A defasagem adequada é obtida a partir do valor de corrente demandada no sistema de armazenamento, constituído de supercapacitores, e utilizada para calcular a corrente de referência do indutor. Em [53] utilizou-se uma lógica de transição baseada em resistência virtual que proporciona transição suave bem como desacoplamento das estruturas de controle em malha fechada. Quando uma transição é detectada pela máquina de estados finitos (*Finite State Machine* - FSM) a referência de tensão é reduzida para levar a corrente do indutor a zero e fazer a troca das malhas de controle.

Embora a literatura conte com a presença significativa de trabalhos que abordam à modelagem do conversor DAB, poucos discutem ou propõem métodos de controle bidirecional para o conversor. Além disso, em sua maioria, o controle discutido é apresentado somente para fluxo de potência unidirecional.

Neste trabalho desenvolveu-se uma FSM, mostrada na Figura 4.3, baseada em [53].

Quando o conversor é ligado, o estado inicial S é definido. Em seguida, de acordo com o nível de tensão do barramento c.c. da microrrede, o estado da ESU é modificado para carga, C1, ou para descarga, D1. Caso uma transição de carga para descarga seja detectada, a FSM passa do estado C1 para um estado intermediário, C2, de forma a caracterizar uma preparação para transição de carga para descarga. No estado C2 a última defasagem  $d$  utilizada em C1 é amostrada e reduzida progressivamente para levar a corrente na ESU para zero. Quando esta corrente atinge um valor  $I_{th} + \Delta I_{th}$  a transição de carga para descarga é efetivamente realizada passando do estado C2 para D1. Caso contrário, se uma transição de descarga para carga for detectada, o algoritmo passa de D1 para D2 para entrar em preparação de transição de descarga para carga. Em D2 a última defasagem  $d$  utilizada em D1 é amostrada e incrementada para levar a corrente na ESU para zero. Quando a corrente atinge o valor  $I_{th} - \Delta I_{th}$  a transição é realizada, fazendo com que a máquina de estados passe do estado D2 para C1. Quando o estado for C2 e o algoritmo detectar que a tensão no barramento é suficientemente alta,  $V_{th} + \Delta V_{th}$ , para voltar ao modo carga, uma transição de recuperação para o estado de carga é realizada, passando o estado de C2 para C1. De modo análogo, caso o algoritmo esteja em preparação para entrar no modo carga e a tensão do barramento indique que é necessário voltar para o modo descarga, o algoritmo passa para a recuperação de descarga, modificando o estado de D2 para D1.

Para garantir as transições adequadas definiu-se valores limiares de corrente e tensão no barramento. O valor limiar de tensão,  $V_{th}$ , foi definido de acordo com a tensão de circuito aberto do conversor, cujo valor é estabelecido em função do paralelismo por *droop*. Já o valor limiar de corrente foi definido como zero, valor em que as malhas de controle devem ser comutadas. Para ambos os casos definiu-se valores de histerese de tensão e corrente,  $\Delta V_{th}$  e  $\Delta I_{th}$ , respectivamente.

Os valores do passo do incremento e decremento são configurados no controlador e podem ser previamente alterados, sendo definidos de forma empírica. Com isso pode-se proporcionar transições mais lentas ou mais rápidas. Sugere-se um estudo mais aprofundado da influência do passo de incremento e decremento na estabilidade do conversor. Os

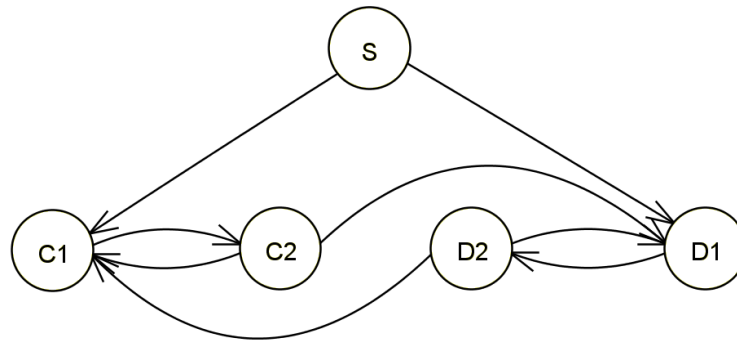


Figura 4.3: Máquina de Estados Finitos proposta para a transição das malhas de controle.

valores utilizados no algoritmo de transição são mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Parâmetros utilizados no algoritmo de controle.

Símbolo	Descrição	Valores
$V_{th}$	Tensão de limiar	370V
$\Delta V_{th}$	Histerese de tensão	1V
$I_{th}$	Corrente de limiar	0A
$\Delta I_{th}$	Histerese de corrente	1A
$\Delta d/s$	Passo de incremento/decremento	$255,59s^{-1}$
Estado	Descrição	
$S$	Estado inicial	
$C1$	Estado de carga	
$C2$	Estado de transição carga-descarga	
$D1$	Estado de descarga	
$D2$	Estado de transição descarga-carga	

### 4.3 Conclusões do capítulo

Este capítulo foi dedicado à discussão do controle do conversor DAB. Como demonstrado no Capítulo 3, as funções de transferência do modelo de pequenos sinais variam de acordo com o ponto de operação do conversor, que afeta diretamente o projeto dos



controladores, haja vista que a ESU pode operar em uma extensa região de operação.

A faixa de operação da defasagem do conversor DAB foi definida no intervalo  $0 \leq |d| \leq 0,35$  levando em conta a capacidade de manipular potência nominal para as faixas de valores admissíveis de  $v_1$  e  $v_2$  e a limitação de perdas. Para esta faixa de defasagem, os controladores foram projetados para obtenção de margem de fase mínima e faixa de passagem de 2kHz e 200Hz para as malhas de corrente e tensão, respectivamente. Buscou-se margem de fase mínima de  $45^\circ$ , mas os resultados obtidos foram ligeiramente maiores do que este valor devido a necessidade de atender, simultaneamente, margem de fase e faixa de passagem. As faixas de passagem das malhas de corrente apresentaram grandes variações, em especial a malha de descarga, cuja variação foi de 6,25kHz. Os valores obtidos indicam que o desempenho do conversor varia ao longo do ponto de operação, porém é importante ressaltar que os critérios de estabilidade para as funções de transferência foram obtidos. Dessa forma, é esperado que o conversor DAB opere estável em malha fechada.

Para realizar a transição de malhas de controle entre os modos carga e descarga foi proposta uma FSM. Para que ocorra transição suave de corrente foram utilizados estados intermediários, que preparam o conversor para realizar uma transição de carga para descarga ou vice-versa. Tal preparação ocorre através do incremento ou decremento do último valor de defasagem utilizada no estado anterior, cujo objetivo é levar a corrente na ESU para zero antes de efetivar a troca das malhas de controle.

# Capítulo 5

## Paralelismo de conversores c.c.-c.c.

Com o avanço da eletrônica de potência tem-se visto na literatura uma tendência, em determinados nichos de aplicação, a substituição de um único conversor de potência elevada por um conjunto de módulos conversores de potência reduzida. Um bom exemplo é a utilização de transformadores eletrônicos baseados em topologias multiníveis modulares [55]. As vantagens proporcionadas pela utilização de módulos conversores são diversas e estão relacionadas ao tipo de conexão utilizada para a ligação dos mesmos. De forma geral, os conversores podem ser associados em série, paralelo ou de forma independente. Os benefícios proporcionados pelo paralelismo em relação à um único conversor incluem, por exemplo, o menor estresse elétrico nos componentes, melhora do controle térmico dos elementos, aumento da eficiência, melhor dinâmica e melhor regulação de carga [56], [57]. Em relação aos benefícios do ponto de vista de sistema, o paralelismo permite implementação de redundância, expansão de potência e facilidade de manutenção [57].

Tais vantagens tornam a utilização de sistemas distribuídos de energia atrativa em relação aos sistemas com armazenamento centralizado, que são baseados em um único conversor e um grande banco de baterias. Além das vantagens citadas, nos sistemas de armazenamento distribuído pode-se explorar mais facilmente a expansão da capacidade de armazenamento.

Nesse sentido, o presente capítulo destina-se à discussão do paralelismo de conversores com foco no interfaceamento de sistemas de armazenamento distribuído e o barramento

de uma microrrede c.c..

## 5.1 Associação de conversores

Em geral, os conversores c.c.-c.c. apresentam quatro terminais de potência, sendo dois destinados à entrada e dois destinados à saída. Sendo assim, os conversores podem ser interconectados de diversas formas por meio de seus terminais. Considerando dois conversores c.c.-c.c. típicos, pode-se estabelecer vínculo de operação entre eles através de ligações elétricas com entradas em paralelo (*Parallel Input* - PI), entradas em série (*Series Input* - SI), saídas em paralelo (*Parallel Output* - PO), saídas em série (*Series Output* - SO), entradas independentes (*Independent Input* - SI) ou saídas independentes (*Independent Output* - IO), cujas combinações são mostradas na Figura 5.1. Classificar os terminais em entrada e saída no caso de conversores bidirecionais em potência não que estejam errados, mas os termos dependem da referência do fluxo de potência. De qualquer forma, para fins de simplicidade, os termos citados anteriormente serão mantidos. Para conversores bidirecionais as associações PISO e SIPO mostradas na Figura 5.1 são equivalentes.

Em uma microrrede c.c. que emprega armazenamento de energia distribuído deve-se conectar diversos bancos de bateria com um barramento c.c.. Naturalmente, do lado do barramento c.c. todos as ESUs estão em paralelo. Do lado das baterias, cada banco deve ser conectado isoladamente, sendo, dessa forma, natural o emprego da associação IIPO mostrada na Figura 5.1e para esta aplicação. É possível que se utilizasse mais de um conversor na conexão dos lados independentes, associando-os em série, por exemplo. De qualquer forma é inevitável que o resultado final ainda possa ser entendido como um grande conversor equivalente operando com arranjo IIPO. Como as tensões e potências estabelecidas nesse trabalho de dissertação são baixas, não se justifica o emprego de mais de um conversor por ESU. Essa modificação aumentaria a complexidade do controle, haja vista a necessidade de dividir as tensões ou correntes entre cada módulo, e propiciaria poucas vantagens. Portanto, define-se para este trabalho a utilização de conversores DAB

operando em arranjo IIPO para interfacear o sistema de armazenamento distribuído e o barramento c.c. da microrrede.

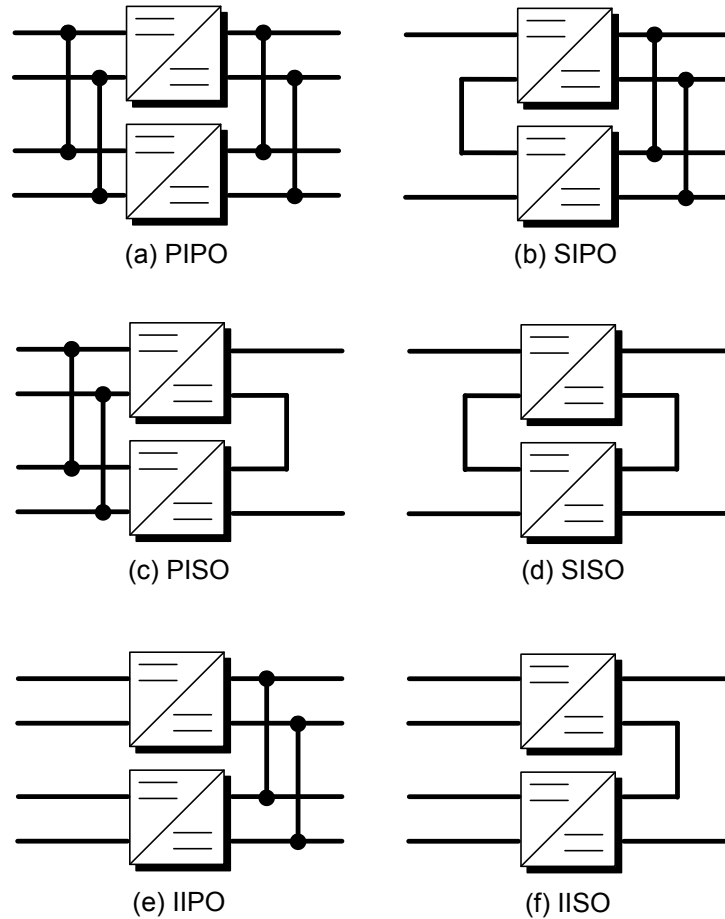


Figura 5.1: Associações de conversores c.c.-c.c.. com (a) entradas e saídas em paralelo, (b) entradas em série e saídas em paralelo, (c) entradas em paralelo e saídas em série, (d) entradas e saídas em série, (e) entradas independentes e saídas em paralelo e (f) entradas independentes e saídas em série.

## 5.2 Métodos de paralelismo de conversores

Microrredes que fazem o uso de armazenamento distribuído de energia conectado a um barramento de tensão comum necessitam que as ESUs operem em paralelo. Na realidade, o paralelismo é exigido dos conversores que compõem cada ESU e existem diversas técnicas para realizar esta tarefa. A seleção do melhor método dependerá de cada aplica-

ção, sendo necessário levar em conta fatores como complexidade, custo, modularidade e confiabilidade para a implementação e figuras de mérito como estabilidade, confiabilidade e bom desempenho dinâmico do ponto de vista do sistema [58].

Um dos principais fatores que se deve levar em conta é a divisão de carga entre os módulos de forma que nenhum módulo seja sobrecarregado. Para aplicações em microrredes, dois métodos merecem ser destacados:

- Compartilhamento ativo de corrente;
- Método de *droop*.

A seguir, discute-se o princípio de funcionamento de cada método, bem como suas vantagens e desvantagens para a aplicação em microrredes c.c..

### 5.2.1 Compartilhamento ativo de corrente

O método do compartilhamento de corrente consiste em utilizar múltiplos conversores em paralelo e controlar as correntes terminais de modo que cada um contribua com a mesma corrente ou com parcelas que sejam proporcionais a sua potência, caso haja conversores com potências diferentes.

Uma classificação e avaliação detalhada dos métodos de paralelismo empregados para fontes de alimentação foi realizada em [58]. Apesar de ser focado em outra aplicação, os métodos podem ser estendidos ao paralelismo de unidades de armazenamento, que, de certa forma, também podem ser entendidos como fontes de alimentação. Os métodos de controle ativo de corrente podem ser classificados conforme sua estrutura, sendo eles:

- Regulação com malha interna (*Inner Loop Regulation* - ILR): utiliza estrutura em que a referência de tensão, malha de realimentação de tensão e o compensador são comuns a todos os módulos;
- Regulação com malha externa (*Outer Loop Regulation* - OLR): estrutura que utiliza o erro do compartilhamento de corrente para ajustar uma referência externa de tensão até que as correntes de saída sejam equilibradas;

- Controlador externo (*External Controller* - EC): nesta estrutura um controlador externo efetua todo o compartilhamento de correntes. O controlador é responsável por avaliar todas as correntes individuais dos módulos e atuar com os devidos sinais em cada módulo, de forma a proporcionar o compartilhamento de corrente.

Com o objetivo de comparação, a Tabela 5.1 sumariza as vantagens e desvantagens de cada estrutura.

**Tabela 5.1: Comparação das estruturas utilizadas nos métodos de compartilhamento ativo de corrente [58].**

Estrutura	ILR	OLR	EC
Vantagens	Compartilhamento de corrente estável	Flexibilidade e facilidade de expansão	Facilidade de implementar entrelaçamento ( <i>interleaving</i> )
	Regulação de tensão precisa	Excelente tolerância a falhas Boa modularidade	Boa regulação de tensão  Facilidade de implementar monitoramento de falhas
Desvantagens	Modularidade degradada	Possivelmente instável durante transientes	Modularidade degradada
	Baixa tolerância a falhas	Ganho de realimentação de tensão limitado	Mais interconexões entre módulos e controlador externo  Confiabilidade degradada devido às interconexões e controle mais complicado

Considerando as estruturas apresentadas, em [59] foi proposto o paralelismo de conversores como forma de substituir um grande conversor por vários módulos em paralelo utilizando estrutura de controle de corrente ativo EC. Como o sistema de armazenamento e o barramento c.c. são os mesmos para todos os conversores, cada módulo conversor, que é idêntico, teve como objetivo contribuir com 1/4 da corrente máxima da ESU, já que quatro módulos foram considerados para operar em paralelo. Nesse caso, a potência de referência, gerenciada por um controlador central que controla cada módulo, foi dividida por quatro. O controle dos conversores foi feito com atrasos de  $4T$  (sendo  $T$  o período de chaveamento) entre si, fazendo com que as somas das suas contribuições de corrente

proporcionem uma redução da ondulação de corrente. Contudo, foi mostrado que pode haver *spikes* ou *notches* durante transientes devido a sobreposição ou espaço entre as correntes causadas pelos cálculos da razão cíclica feitos pelo controlador central. Entre as vantagens apontadas estão a resposta dinâmica, que é mais rápida do que seria obtida por um único conversor, maior eficiência e a confiabilidade. Entre as desvantagens do método pode-se citar a necessidade de gerar quatro portadoras triangulares defasadas entre si e além da dependência do controlador central, que em caso de falha pode colocar em risco a estabilidade do sistema.

O paralelismo de conversores aplicados à sistemas de armazenamento foi explorado em [60]. O sistema de controle foi baseado na corrente de referência que é passada para os  $n$  módulos em paralelo. Para aumentar a eficiência, ao invés dos  $n$  módulos operarem constantemente contribuindo cada um com  $1/n$  da corrente, a potência total demandada é calculada e indica qual deve ser o melhor número de conversores para ser utilizado. Dessa forma, cada conversor pode operar mais próximo da região nominal, evitando que vários conversores funcionem transferindo baixa potência. O método é análogo ao proposto em [61]. Para não sobrecarregar sempre os mesmos conversores, foi desenvolvida uma função de auto-rotação que faz o rodízio dos módulos.

Em [62] foram apresentados resultados de simulação e experimentais para a operação de conversores DAB em paralelo utilizando estrutura ILR. Foi mostrado que é possível operar diversos conversores utilizando somente um sensor de tensão.

Em [63] o paralelismo de conversores DAB foi realizado com estrutura semelhante a OLR sem a utilização de sensores de corrente. Resultados de simulação e experimentais foram apresentados para comprovar a validade da estratégia proposta, que, segundo os autores, apresenta como vantagem a confiabilidade de conversores em paralelo e a redução de custo devido à não utilização dos sensores.

Como pôde ser visto, várias estruturas podem ser utilizadas para implementar o paralelismo de conversores através do controle ativo de corrente, incluindo o conversor DAB aplicado à sistemas de armazenamento.

### 5.2.2 Método de *droop*

Os métodos de paralelismo baseados em esquemas de *droop* permitem que haja uma variação de tensão para que seja possível um compartilhamento das correntes dos conversores. Na realidade, este método baseia-se na alteração da resistência de saída equivalente do conversor. A tensão de saída de um conversor que utiliza o método de *droop* pode ser expressa por:

$$v_o = V_{nom} - (R_o + R_d) \cdot i_o \quad (5.1)$$

em que  $v_o$  representa a tensão de saída do conversor,  $V_{nom}$  é a tensão a vazio,  $R_o$  é a resistência de saída,  $R_d$  é a resistência de *droop* e  $i_o$  é a corrente de saída. A Figura 5.2 ilustra dois conversores operando em paralelo com resistências de *droop*  $R_{d1} = 3\Omega$  e  $R_{d2} = 2,5\Omega$ . Para simplificar o desenvolvimento, as resistências de saída foram consideradas nulas. Para uma tensão de saída de 370V, por exemplo, pode-se ver que o *Conversor*<sub>2</sub> apresenta uma corrente de saída maior que o *Conversor*<sub>1</sub>. Portanto, modificando-se as resistências de *droop* consegue-se modificar a reta de *droop*, fazendo com que haja uma distribuição de corrente entre os conversores, caracterizando o paralelismo.

Para que seja possível estabelecer um bom compartilhamento de corrente, é preciso que haja uma grande variação de tensão. Contudo, variações de tensão implicam em baixa regulação de tensão. Portanto, a garantia de se obter boa regulação de corrente e de tensão depende da relação de compromisso estabelecida, que está fundamentada nos valores mínimo e máximo da resistência de *droop*.

O método de *droop* mais simples é aquele que acrescenta uma resistência de *droop*  $R_d$  em série com o conversor para criar a reta de *droop* desejada. Apesar de alcançar o paralelismo, esta técnica apresenta a desvantagem de ter a eficiência reduzida devido à presença do elemento resistivo acrescentado. Uma maneira mais inteligente de introduzir a variação de tensão é utilizando realimentação de corrente. Multiplicando a corrente de saída  $i_o$  pela resistência de *droop* total,  $(R_o + R_d)$ , e subtraindo este valor da tensão de referência, é possível obter o comportamento desejado sem que haja dissipação de potência adicional. Utilizando a realimentação de corrente também pode-se criar um esquema de



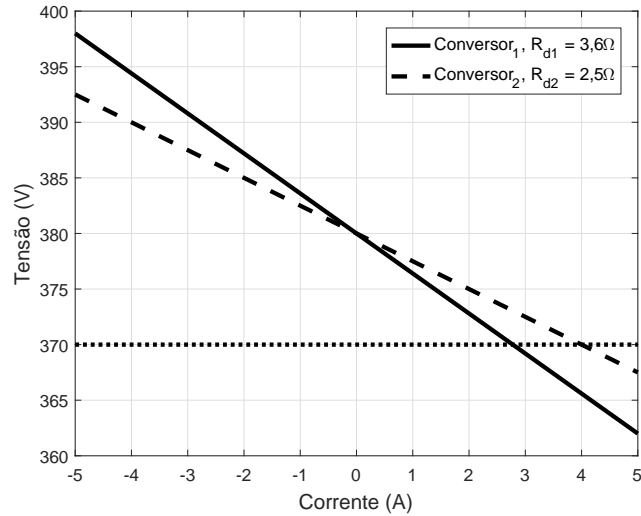


Figura 5.2: Exemplo da reta de droop de conversores

*droop* com ganho variável do conversor, que altera a tensão de saída com base no valor da corrente de saída [58].

Naturalmente, os conversores conectados ao barramento c.c. podem perceber tensões diferentes devido ao efeito da resistência do cabeamento dos conversores. Discutiu-se em [64] que essa resistência entra em série com a resistência de *droop*, o que acaba interferindo na curva de *droop* do conversor. Contudo, tal interferência pode ser mitigada com um projeto adequado do cabeamento. O efeito dos cabos nos conversores não será discutido com mais detalhes pois foge ao escopo deste trabalho.

Outro esquema encontrado na literatura é a utilização da realimentação de corrente e a utilização do coeficiente de *droop* adaptativo, modificado de acordo com algum critério. Em [65] foi criada uma figura de mérito chamada *droop index* (DI), cujo objetivo é minimizar as correntes e desequilíbrios de corrente entre os conversores da microrrede c.c.. Apesar da vantagem de conseguir obter bons resultados de compartilhamento de corrente, o método de cálculo do índice DI exige informações de todos os conversores, sendo, portanto, dependente de um elo de comunicação.

Em [13], [66], [67], [68] o coeficiente de *droop* é modificado de acordo com o estado de carga (*State of Charge* - SoC) do elemento armazenador de cada ESU. Nesta dissertação o coeficiente de *droop* trabalhado possui dimensão de resistência, como mostrado na

Equação 5.1. Caso a abordagem seja semelhante àquela utilizada em [13] o coeficiente de *droop* apresenta dimensão de  $A^{-1}$ . No método do *droop* adaptativo o coeficiente de *droop* é alterado de acordo com o SoC de forma que as ESUs que possuem maiores SoCs contribuam com maiores parcelas de corrente quando estiverem em modo descarga e recebam menos energia no modo carga. O objetivo desta técnica é a promoção da equalização do SoC das ESUs ao longo do tempo. O funcionamento do controle por *droop* baseado no SoC é ilustrado na Figura 5.3. Considera-se três unidades de armazenamento distribuído, como mostradas na Figura 5.3a, com SoCs como mostrado na Figura 5.3b. Caso essas unidades tenham que suprir uma carga conectada ao barramento, os estados de carga de cada unidade se reduzirão. Se cada unidade contribuir com parcelas iguais de corrente espera-se que ao passar um longo tempo os SoCs estejam como mostrado na Figura 5.3c. Mas caso o controle por *droop* baseado no estado de carga seja utilizado, espera-se que as unidades com maiores SoC contribuam inicialmente com mais potência para suprir a carga. A medida que o estado de carga diminui, as ESUs com menos energia acumulada passam a contribuir de forma mais significativa. Desse modo, ao passar um longo tempo, espera-se que o SoC final das unidades convirjam para o mesmo valor, como mostrado na Figura 5.3d.

Em microrredes c.c. em que o sistema de armazenamento pertence a um único dono, essa característica pode ser vantajosa pois ajuda a mitigar descargas profundas dos bancos de baterias das unidades que possuem baixo SoC durante ciclos de descarga e evita sobrecargas dos bancos de baterias que possuem SoC elevados durante ciclos de cargas, principalmente se os SoCs bem como os critérios de parada dos processos de carga e descarga forem negligenciados para o paralelismo no intuito de suprir potência no barramento c.c.. A modificação do coeficiente de *droop* baseada no SoC também apresenta a vantagem de não precisar de informações de outras unidades distribuídas, sendo necessário somente o SoC da unidade e outras informações já disponíveis para a ESU. Apesar disso, em [67] utilizou-se a média dos estados de carga das ESUs para melhorar o desempenho do sistema, mas caso haja problema de comunicação entre os conversores o paralelismo pelo *droop* ainda é garantido. Portanto, além de não precisar de um elo de comunicação, este

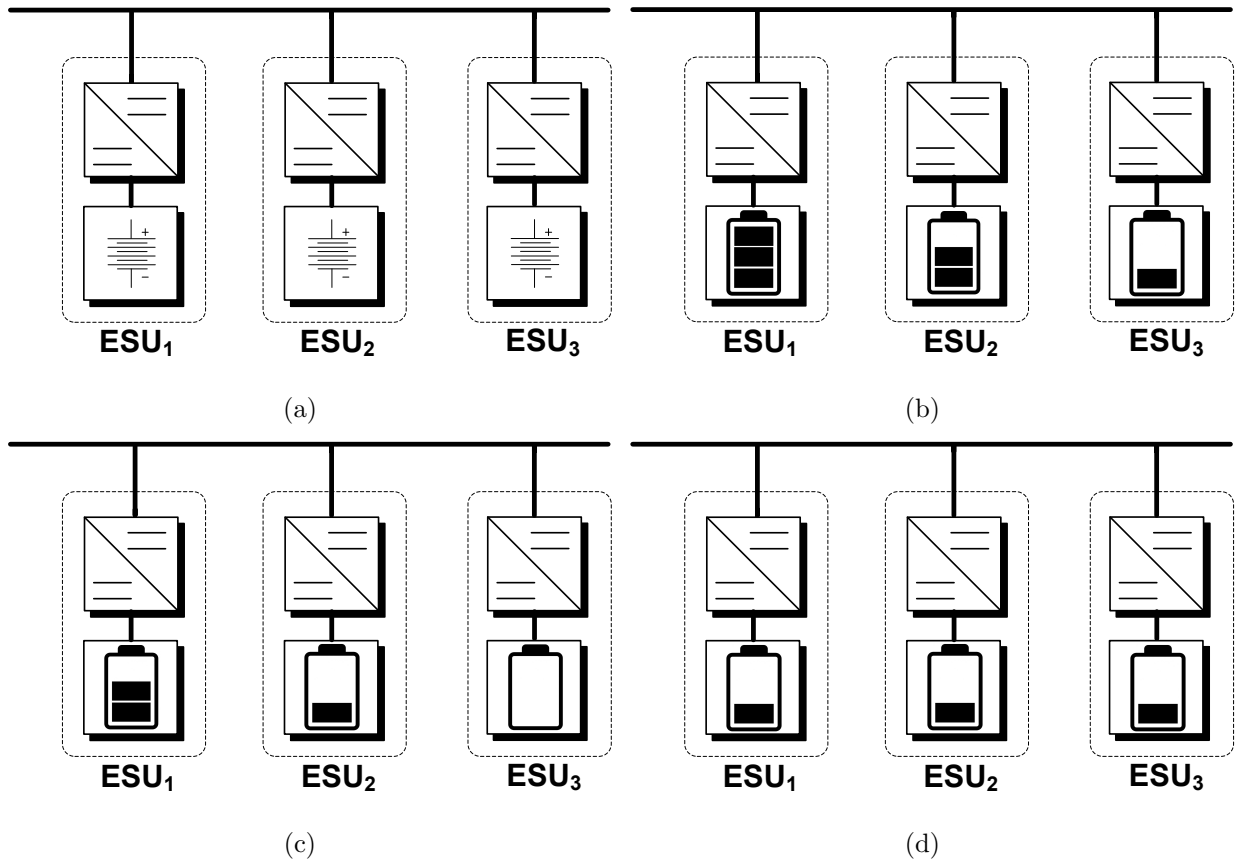


Figura 5.3: (a) Exemplo de sistema de armazenamento distribuído (b) Estado de carga inicial do sistema de armazenamento distribuído (c) SoC das ESUs após um longo tempo suprindo carga com correntes iguais (d) SoC das ESUs após um longo tempo suprindo carga utilizando controle baseado em SoC.

esquema de *droop* baseado no SoC é simples e de fácil implementação.

### 5.2.3 Fundamentos de controle por *droop* adaptativo baseado no estado de carga

No controle de *droop* baseado no SoC a variação do coeficiente de *droop* pode ser previamente definida através do projeto da superfície de *droop* como realizado em [68] ou, mais comumente, utilizando funções de compensação de *droop* (*Droop Compensation Functions* - DCF) [13], [66], [67]. Contudo, ambos métodos definem uma superfície de *droop* para ser utilizada. Considerando que o coeficiente de *droop* seja uma resistência, a

variação do coeficiente pode ser expressa por:

$$R_{df-j} = R_d \cdot k_{d-j} \quad (5.2)$$

em que  $R_{df-j}$  é a resistência de *droop* modificada da  $j$ -ésima ESU,  $R_d$  é a resistência de *droop* original da ESU e  $k_{d-j}$  é o fator de compensação baseado no SoC da  $j$ -ésima ESU. O fator de compensação pode ser generalizado de forma que:

$$k_{d-j} = f(\text{SoC}_j, p) \quad (5.3)$$

em que  $\text{SoC}_j$  é o estado de carga da  $j$ -ésima ESU e  $p$  é um fator de convergência, definido como inteiro e positivo, utilizado para regular a velocidade da equalização do SoC.

Como as Equações 5.2 e 5.3 revelam, pode-se usar diversas DCFs para adaptar a resistência de *droop* em função do SoC. Foi constatado na literatura revisada que as funções utilizadas são, exclusivamente, do tipo potência e exponencial [13], [66], [67]. A justificativa utilizada para a adoção dessas funções é a capacidade de causar grandes diferenças nos coeficientes de *droop* de cada ESU para um dado SoC quando comparado às funções polinomiais de baixa ordem [67]. Contudo, as comparações não são demonstradas. Para suprir essa lacuna na literatura, este trabalho compara essas funções e ainda estabelece relação com outros tipos de funções propostas para serem utilizadas como DCF.

### 5.3 Estudo comparativo das funções de compensação de *droop* para o controle de *droop* baseado no estado de carga

Para realizar o estudo do controle de *droop* baseado no SoC foram analisadas, além das tradicionais funções potência e exponencial já propostas na literatura, as funções linear, seno hiperbólico e logarítmica. A Tabela 5.2 mostra o tipo da função, sua forma e como se calcula o fator de compensação de *droop*,  $k_d$ , da ESU de acordo com o modo de operação, carga ou descarga. Além disso, o parâmetro  $p$  inserido nas DCFs mostradas

Tabela 5.2: Funções de compensação de droop para os modos carga e descarga.

Função	Forma	$k_d = f(\text{SoC}, p)$	
		Carga	Descarga
Linear	$y = ax + b$	$p^{-1} \cdot (\text{SoC} - 1) + 1$	$p \cdot (1 - \text{SoC}) + 1$
Potência	$y = ax^b$	$\text{SoC}^p$	$\text{SoC}^{-p}$
Exponencial	$y = a^{bx}$	$e^{p \cdot (\text{SoC} - 1)}$	$e^{-p \cdot (\text{SoC} - 1)}$
Seno hiperbólico	$y = a \cdot \text{senh}(bx)$	$\text{senh}(p^{-1}(\text{SoC} - 1)) + 1$	$\text{senh}(-p(\text{SoC} - 1)) + 1$
Logarítmica	$y = a \cdot \log_b(cx)$	$p^{-1} \cdot \ln(\text{SoC}) + 1$	$-p \cdot \ln(\text{SoC}) + 1$

na tabela, denominado fator de convergência, é utilizado como variável para comparar cada DCF com ela mesma e contribui para contrastar funções diferentes. Define-se que esta variável deve ser um número inteiro e positivo. Como será visto mais adiante, este parâmetro possui forte influência na velocidade de convergência do SoC das ESUs, uma das principais figuras de mérito do paralelismo de ESUs. Em ambos modos as DCFs foram projetadas de forma que para um SoC unitário o fator de compensação  $k_d$  seja unitário, fazendo com que a resistência corrigida seja igual a própria resistência de *droop* original.

Para facilitar a comparação das DCFs, o estudo é separado em modo descarga e modo carga. Por questões de simplicidade, será considerado duas ESUs conectadas em paralelo através do barramento c.c. de uma microrrede.

Para avaliar a capacidade do método de *droop* baseado no SoC atuar na convergência dos SoCs das ESUs define-se as principais figuras de mérito:

- $\Delta \text{SoC}$  - Diferença dos estados de carga das unidades  $ESU_1$  e  $ESU_2$  em um dado tempo  $t$ , em que:

$$\Delta \text{SoC} = \text{SoC}_1 - \text{SoC}_2 \quad (5.4)$$

- $\Delta i_o^{t=0}$  - Diferença inicial das correntes de saída das unidades  $ESU_1$  e  $ESU_2$ , em que:

$$\Delta i_o^{t=0} = i_{o1}^{t=0} - i_{o2}^{t=0} \quad (5.5)$$

- $\Delta V_{cc}$  - Desvio de tensão do barramento c.c. em um determinado tempo  $t$ , em que:

$$\Delta V_{cc} = \frac{V_{oESU} - V_{cc}}{V_{oESU}} \quad (5.6)$$

### 5.3.1 Análise das funções de compensação de *droop* em modo descarga

Utilizando as DCFs do modo descarga, mostradas na Tabela 5.2, e plotando o comportamento para diferentes valores do fator de convergência, os resultados obtidos para o fator de compensação em função do SoC são mostrados na Figura 5.4. Percebe-se que, de fato, as DCFs potência e exponencial dominam no sentido de proporcionarem maior diferença do fator de compensação e, conseqüentemente, da variação do coeficiente de *droop* para um dado SoC. Para todas as funções o aumento do valor de  $p$  aumenta o valor do fator de compensação  $k_d$  e, conseqüentemente, ESUs com diferentes SoCs terão maior diferença em seus respectivos coeficientes de *droop*.

A análise da Figura 5.4 revela que a medida que o SoC diminui o fator de compensação aumenta, o que causa um aumento do coeficiente de *droop*. Isso indica que quando as unidades estão operando em paralelo em modo descarga aquela que tiver menor SoC irá possuir maior coeficiente de *droop* e irá, dessa forma, contribuir com menor parcela de corrente, promovendo a equalização do SoC das ESUs.

Para analisar as DCFs no modo descarga utiliza-se o circuito mostrado da Figura 5.5, com os parâmetros da Tabela 5.3. As ESUs foram modeladas como fontes de tensão em série com sua resistência de *droop*. Para fins de simplificação, a resistência de saída do conversor foi modelada como nula. Neste modo de operação as duas ESUs alimentam a carga sem o auxílio de outros conversores.

Cada ESU pode estimar seu próprio SoC por [67]:

$$SoC_j = SoC_j^{t=0} - \frac{1}{C_{bat.j}} \int i_o dt \quad (5.7)$$

em que  $SoC_j$  é o estado de carga da  $j$ -ésima ESU,  $C_{bat.j}$  é a capacidade do banco de baterias da  $j$ -ésima ESU e  $i_{oj}$  é corrente de saída da  $j$ -ésima ESU.

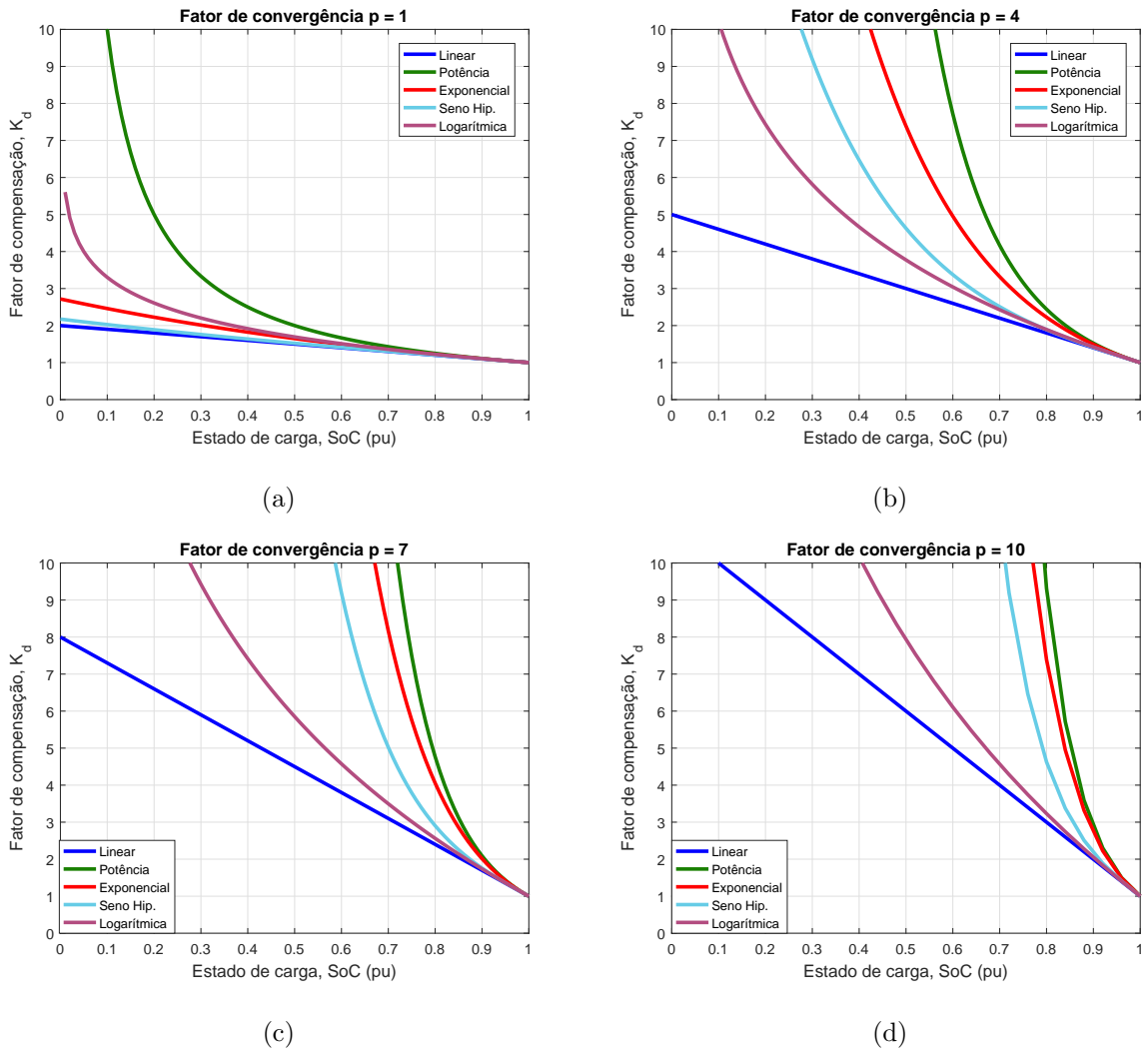


Figura 5.4: Tipos de DCFs para diferentes parâmetros  $p$  - modo descarga.

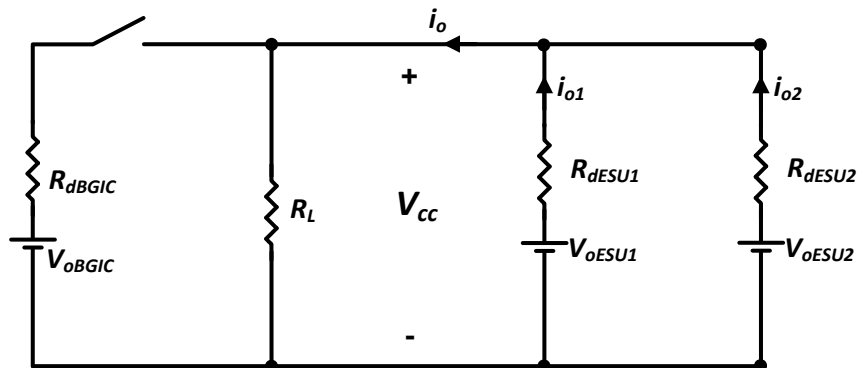


Figura 5.5: Circuito utilizado para estudo das funções de compensação de droop no modo descarga.

**Tabela 5.3: Parâmetros utilizados para o circuito no modo descarga.**

Descrição	Símbolo	Valor	Unidade
Estado de carga inicial da $ESU_1$	$SoC_1^{t=0}$	0,95	1
Estado de carga inicial da $ESU_2$	$SoC_2^{t=0}$	0,7	1
Tensão de circuito aberto da ESU	$V_{oESU}$	370	V
Resistência de droop da ESU	$R_{dESU}$	3,6	$\Omega$
Resistência de carga	$R_L$	120	$\Omega$
Potência máxima da ESU	$P_{oESU}$	1	kW

Para calcular o desequilíbrio do estado de carga entre as duas unidades armazenadoras tem-se:

$$\Delta SoC = SoC_1 - SoC_2 \quad (5.8)$$

Fazendo as manipulações matemáticas adequadas pode-se mostrar que o desequilíbrio do SoC das unidades é dado por:

$$\Delta SoC = \Delta SoC^{t=0} - \frac{1}{C_{bat-j}} \int \Delta i_o dt \quad (5.9)$$

em que  $\Delta SoC^{t=0} = SoC_1^{t=0} - SoC_2^{t=0}$  é o desequilíbrio inicial do estado de carga,  $\Delta i_o = i_{o1} - i_{o2}$  é o desequilíbrio de corrente de saída das ESUs.

Para as duas ESUs, pode-se calcular a resistência de *droop* equivalente do DESS,  $R_{dDESS}$ , por:

$$R_{dDESS} = \left( \sum_{j=1}^J \frac{1}{R_{d-j} \cdot k_{d-j}} \right)^{-1} \quad (5.10)$$

em que  $J$  é o número de ESUs do DESS. Consequentemente, tensão do barramento c.c. pode ser calculada por:

$$v_{cc} = V_{oESU} \frac{R_L}{R_L + R_{dDESS}} \quad (5.11)$$

A corrente de saída de cada ESU é expressa por:

$$i_{oj} = \frac{V_{oESU} - v_{cc}}{R_{d-j} \cdot k_{d-j}} \quad (5.12)$$



O circuito mostrado na Figura 5.5 foi resolvido utilizando o Matlab através das Equações 5.8 - 5.12 para todas as DCFs mostradas na Tabela 5.2 e para fatores de convergência  $p = 1, 4, 7$  e  $10$ .

Os estados de carga e o desequilíbrio do estado de carga das ESUs são mostrados nas Figuras 5.6 e 5.7, respectivamente. Para todas as DCFs nota-se que o aumento do fator de convergência acelera a rapidez com que o desequilíbrio de carga é reduzido, sendo mais rápido com as funções potência e exponencial e mais lento com as funções linear e logarítmica. Percebe-se que funções mais rápidas causam desequilíbrios iniciais de corrente mais elevados, como mostrado nas Figuras 5.8 e 5.9. Percebe-se ainda que quanto maior o fator de convergência, maior é o desequilíbrio inicial. No caso limite, aumentando-se demasiadamente o valor de  $p$ , a ESU com maior SoC alimentaria a carga individualmente até que seu estado seja reduzido até valores próximos do SoC da outra unidade, que entraria em paralelo para ajudar no suprimento da carga. Contudo, valores elevados de desequilíbrio de corrente podem implicar na saturação do conversor, não modelada nesta análise simplificada, fazendo com que este deixe de operar no modo tensão e passe para o modo corrente, impactando na regulação de tensão do barramento c.c..

A Figura 5.10 mostra o desvio de tensão no barramento c.c.. As curvas mostram que o desvio de tensão aumenta a medida que as unidades se descarregam. Isso ocorre pois a medida que as ESUs alimentam a carga seus respectivos SoCs diminuem. Como o fator de compensação aumenta quando o SoC cai, a resistência  $R_{dDESS}$  aumenta, fazendo com que a tensão efetiva do barramento seja reduzida, elevando o desvio de tensão.

### 5.3.2 Análise das funções de compensação de *droop* em modo carga

No modo carga as DCFs assumem diferentes valores em relação ao modo descarga. A Figura 5.11 mostra as curvas das diferentes funções para valores de  $p=1, 4, 7$  e  $10$ . Nota-se que a medida que o SoC diminui o fator de compensação é reduzido, privilegiando as ESUs com menores valores de estados de carga para receberem mais energia. As curvas revelam

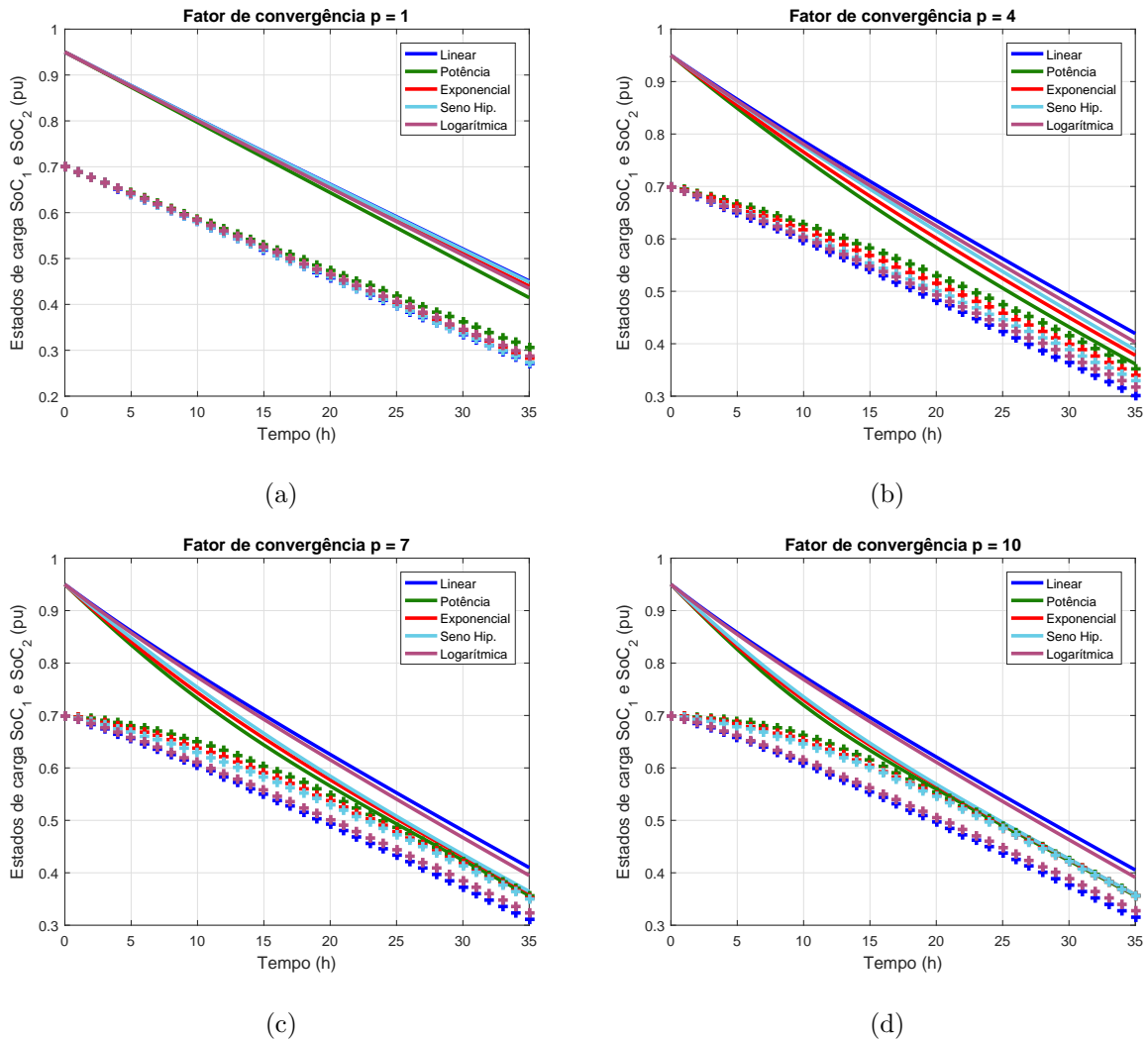


Figura 5.6: Estado de carga das unidades armazenadoras de energia - modo descarga.

formatos significativamente distintos para valores elevados de  $p$ . Pode-se estabelecer dois grupos distintos:

- Grupo I: potência e exponencial;
- Grupo II: linear, seno hiperbólico e logarítmica.

Essa diferença está baseada nas definições das funções utilizadas para o modo carga. O comportamento desejado é aquele parecido com os das funções do Grupo I. Comportamento semelhante também poderia ser obtido para as funções do Grupo II trocando os sinais dos seus respectivos fatores de convergência, mostrados na Tabela 5.2. Entretanto,

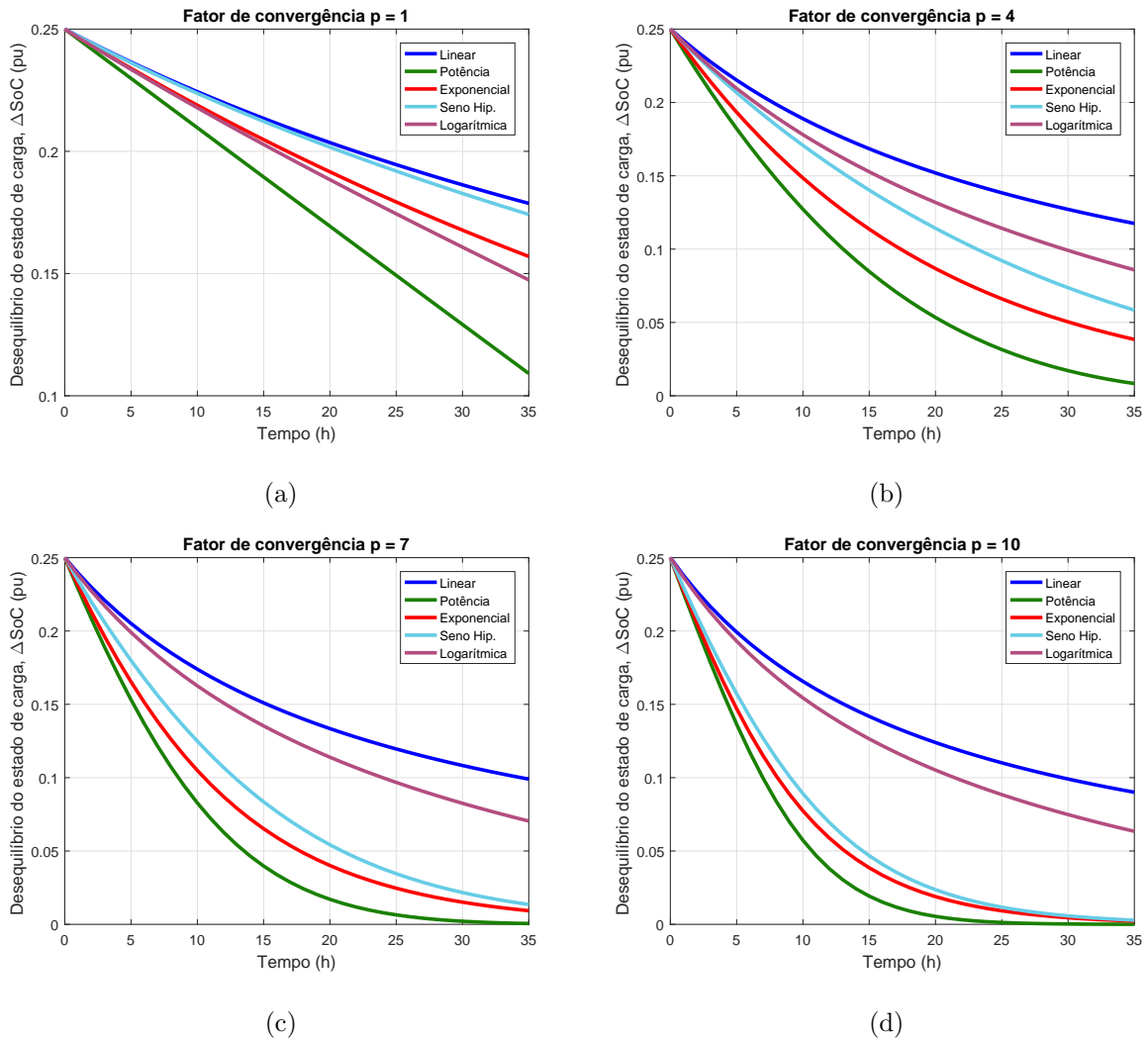


Figura 5.7: Desequilíbrio do estado de carga das unidades armazenadoras de energia - modo descarga.

nesse caso as funções exibiriam decrescimento exacerbado, atingindo valores negativos para a faixa  $0 \leq SoC \leq 1$ , valores teóricos permitidos de estado de carga. Como valores negativos de  $k_d$  produziram valores negativos de coeficiente de *droop*, esse comportamento torna-se proibitivo, justificando a maneira feita e mostrada na Tabela 5.2. Porém, pode-se permitir que  $k_d$  seja negativo em uma faixa de valores que seja restringida pela operação da ESU. Neste trabalho de dissertação é definida a faixa de operação  $0,35 \leq SoC \leq 1$ . Limita-se o valor mínimo do estado de carga das unidades com o objetivo de preservar os bancos de baterias de descargas profundas. Neste caso poderia-se permitir valores

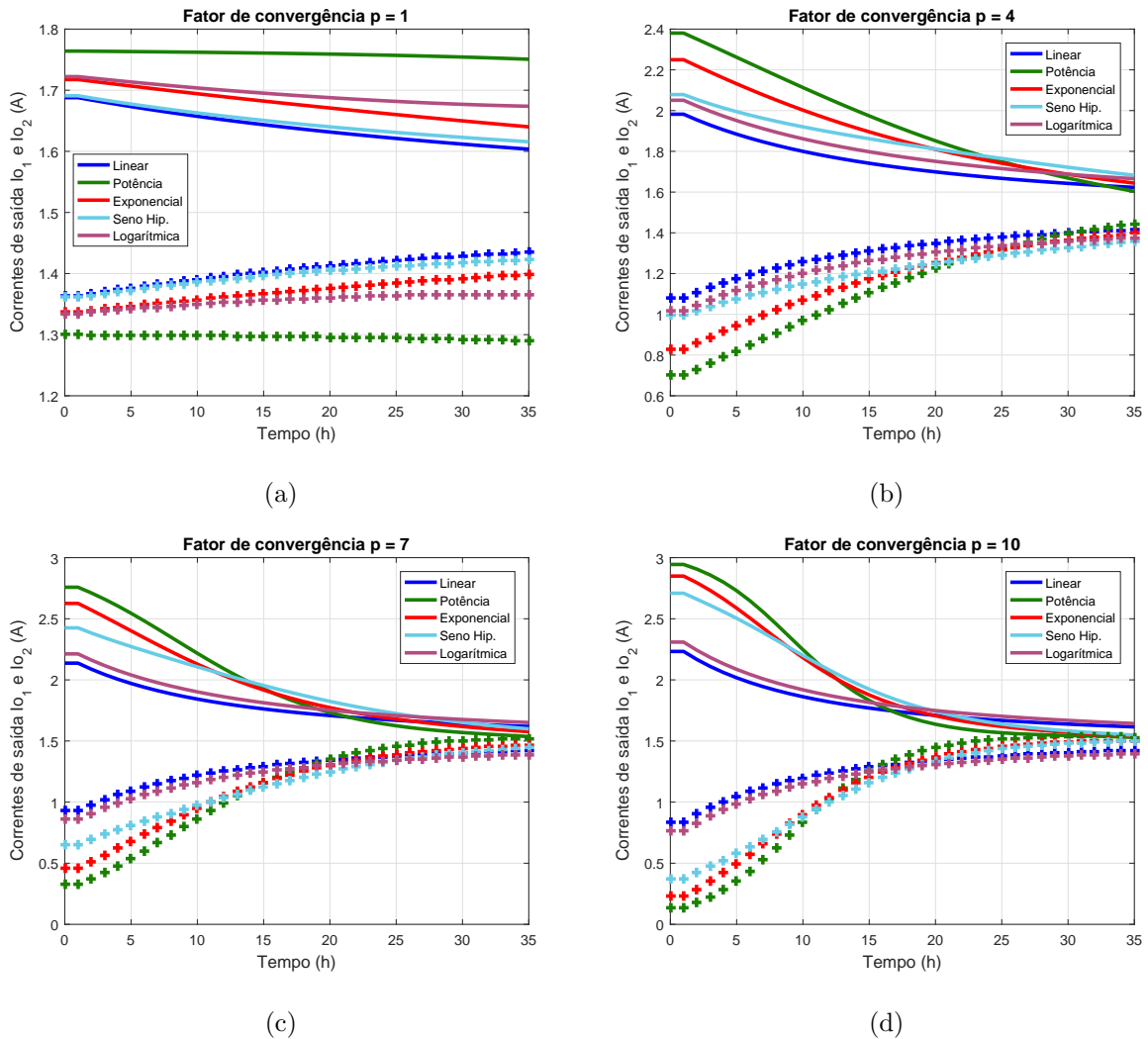


Figura 5.8: Correntes de saída das unidades armazenadoras de energia - modo descarga.

negativos de  $k_d$  para  $SoC < 0,35$ .

Como se pode pensar, poderia-se utilizar as funções potência e exponencial no modo carga com o sinal de  $p$  negativo, sendo o resultado final parecido com aquele obtido para o Grupo II. Como esta possibilidade não propicia grandes variações para SoC mais elevados, essa opção é pouco atrativa e não será considerada neste trabalho.

O resultado final é que o aumento de  $p$  contribui para o paralelismo utilizando funções do Grupo I e prejudica para as funções do Grupo II. De modo contrário, a redução de  $p$  favorece a equalização de carga das funções do Grupo II e prejudica as do Grupo I.

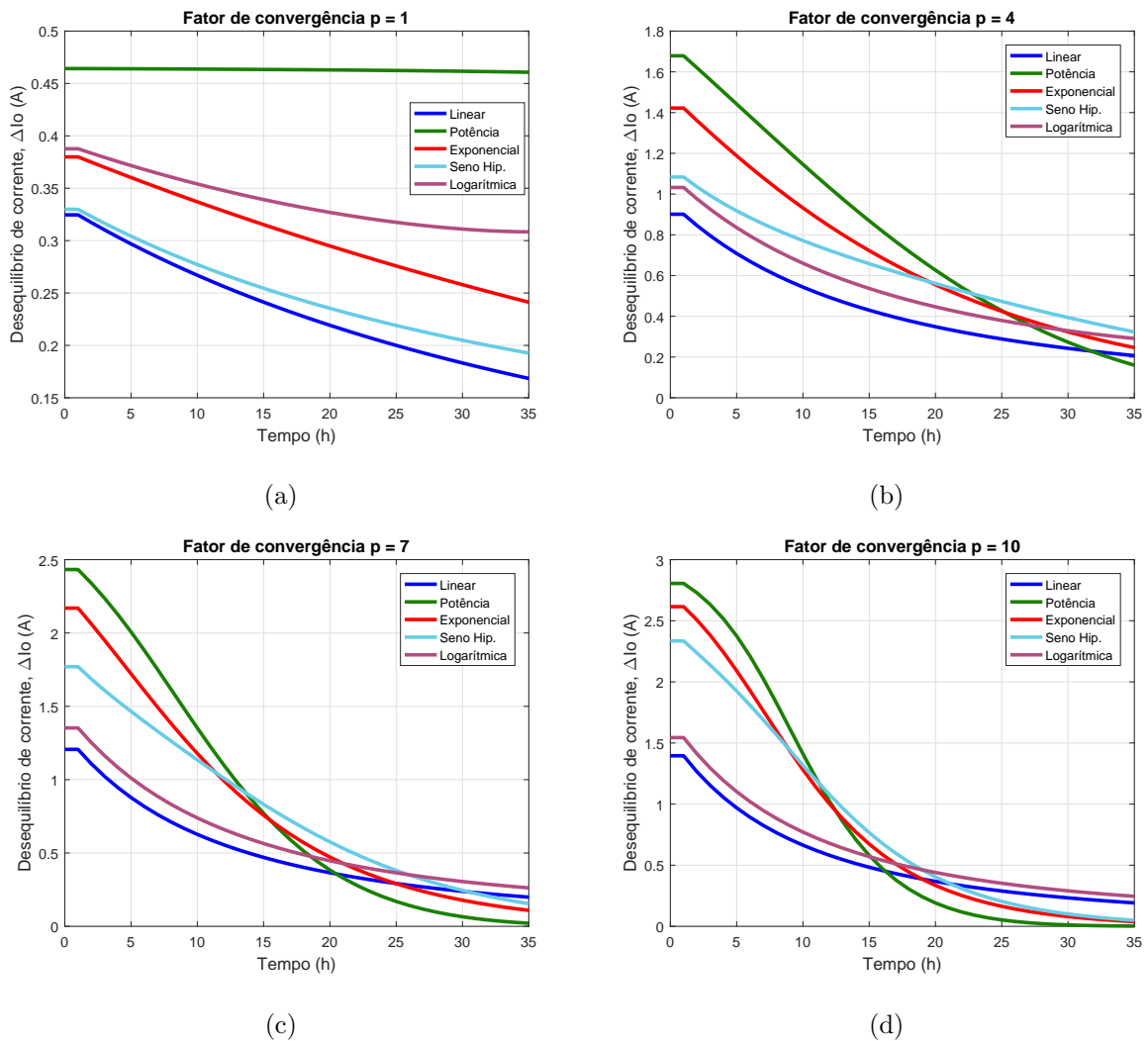


Figura 5.9: Desequilíbrio das correntes de saída das unidades armazenadoras de energia - modo descarga.

Para comparar as DCFs no modo carga é necessário introduzir elementos que podem inserir energia no barramento c.c. da Figura 5.5. Para isso, foi considerado um conversor BGIC conectado ao barramento, modelado como uma fonte de tensão  $V_{oBGIC}$  e sua resistência de *droop*  $R_{dBGIC}$ . O circuito utilizado é aquele mostrado na Figura 5.5 com a chave fechada e os parâmetros utilizados são mostrados na Tabela 5.4.

Utilizando as Equações 5.8, 5.9, 5.10, 5.12 e sabendo que a tensão do barramento c.c.

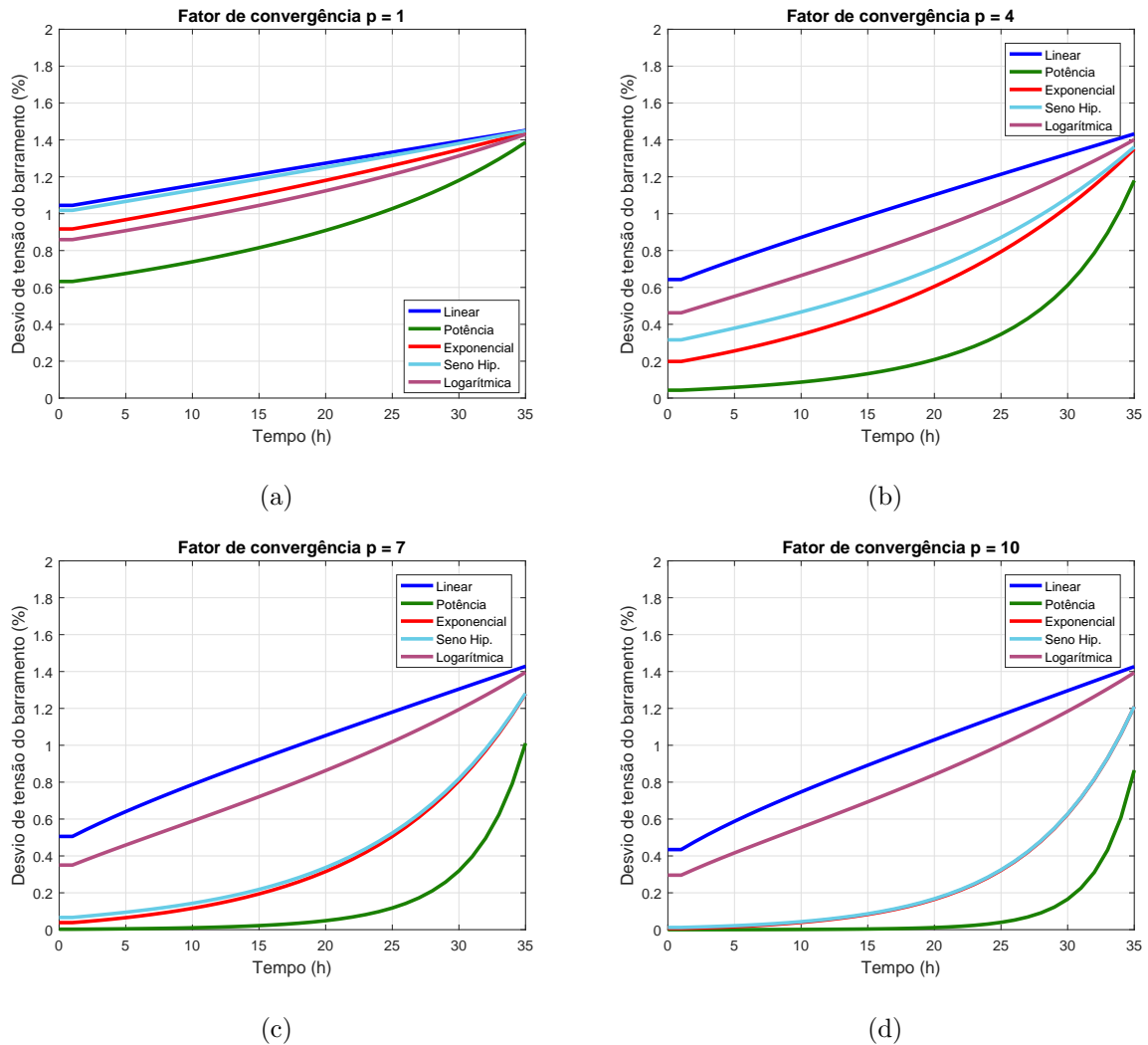


Figura 5.10: Desvio de tensão do barramento de tensão c.c. - modo descarga.

com a microrrede conectada à rede é dada por:

$$v_{cc} = \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{dBGIC}} + \frac{1}{R_{dDESS}} \right)^{-1} \cdot \left( \frac{V_{oBGIC}}{R_{dBGIC}} + \frac{V_{oESU}}{R_{dDESS}} \right) \quad (5.13)$$

As Figuras 5.13 e 5.14 mostram os estados de carga e o desequilíbrio do estado de carga ao longo do tempo para o modo carga. As curvas mostram que o aumento do fator de convergência promove um aumento da velocidade de convergência do estado de carga das ESUs para as funções potência e exponencial ao passo que as funções linear, seno hiperbólico e logarítmica possuem desempenho degradado. O melhor desempenho para as funções linear, seno hiperbólico e logarítmica é obtido com  $p = 1$ , mas ainda mostra-se

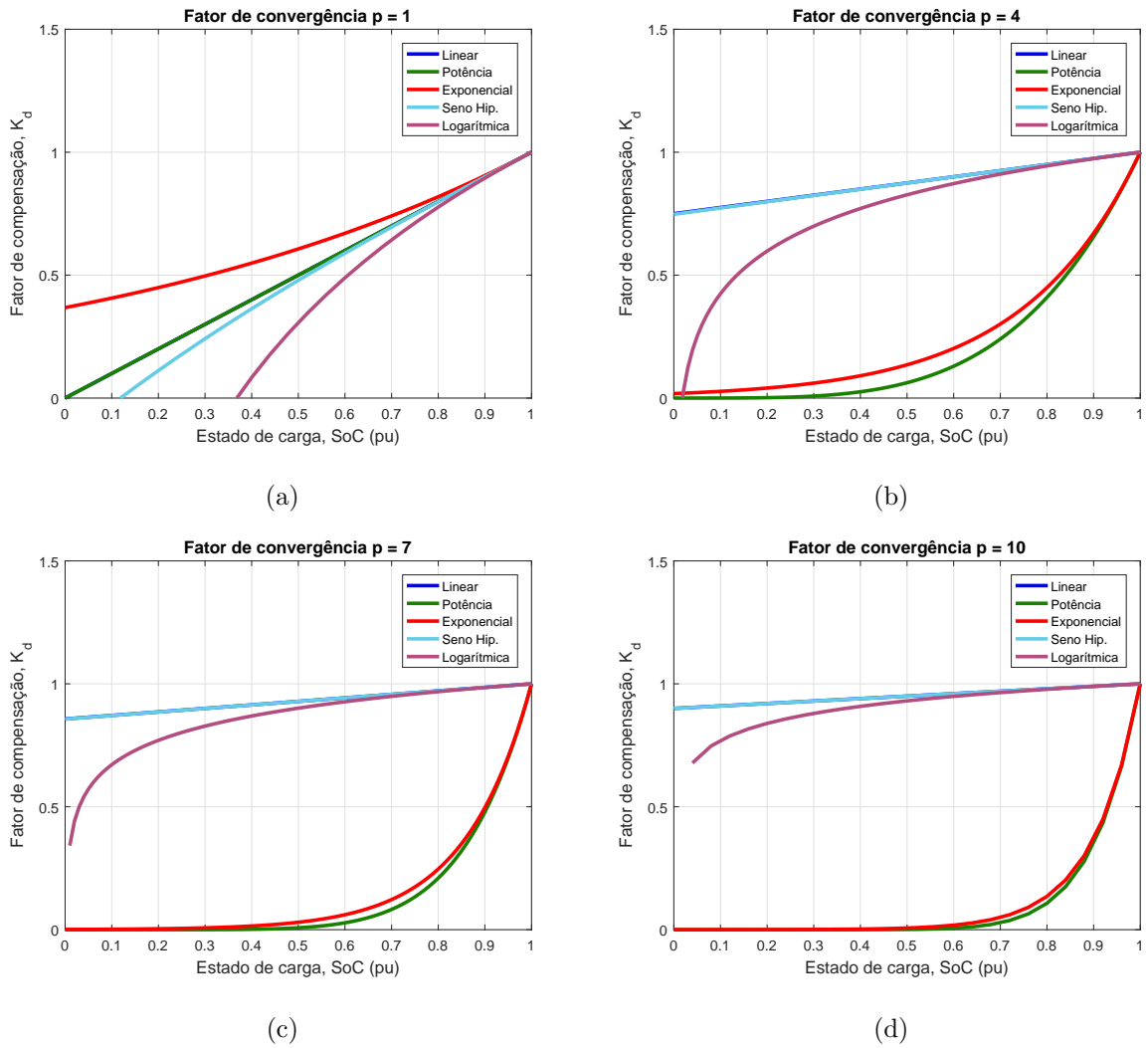


Figura 5.11: Tipos de DCFs para diferentes parâmetros  $p$  - modo carga.

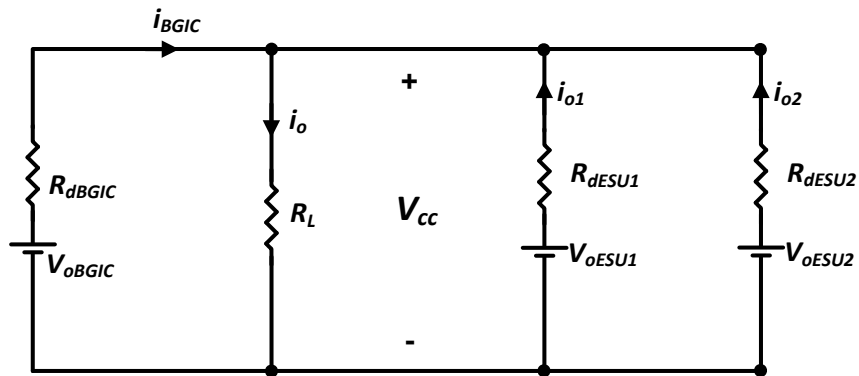


Figura 5.12: Circuito utilizado para estudo das funções de compensação de droop no modo carga.

Tabela 5.4: Parâmetros utilizados para o circuito no modo carga.

Descrição	Símbolo	Valor	Unidade
Estado de carga inicial da $ESU_1$	$SoC_1^{t=0}$	0,7	1
Estado de carga inicial da $ESU_2$	$SoC_2^{t=0}$	0,4	1
Tensão de circuito aberto do BGIC	$V_{oBGIC}$	380	V
Tensão de circuito aberto ESU	$V_{oESU}$	370	V
Resistência de droop do BGIC	$R_{dBGIC}$	1,233	$\Omega$
Resistência de droop da ESU	$R_{dESU}$	3,6	$\Omega$
Resistência de carga	$R_L$	120	$\Omega$
Potência nominal do BGIC	$P_{oBGIC}$	3	kW
Potência nominal da ESU	$P_{oESU}$	1	kW

muito inferior aos resultados obtidos para as demais funções.

O comportamento das correntes de saída e desequilíbrio de corrente no modo carga são mostrados nas Figuras 5.15 e 5.16, respectivamente. Como destacado para o modo descarga, a promoção de rápida convergência de desequilíbrio do estado de carga está diretamente atrelado a maiores valores de desequilíbrio inicial de corrente. No modo carga as correntes de saída, que são negativas devido ao sentido de medição arbitrado, carregam a ESU e, conseqüentemente, aumentam o SoC. Isso faz com que a resistência de *droop* aumente e reduza o valor da corrente de saída, o que pode ser observado na Figura 5.15.

### 5.3.3 Superfície de *droop*

A Equação 5.1 mostra como a tensão de saída do conversor varia em função da tensão de circuito aberto, da resistência de *droop* e da corrente de saída. Quando resistência de *droop* é modificada pelo fator de compensação  $k_d$ , a Equação 5.1 pode ser reescrita como:

$$v_o = V_{nom} - (R_d \cdot k_d) \cdot i_o = V_{nom} - R_d \cdot f(SoC, p) \cdot i_o \quad (5.14)$$



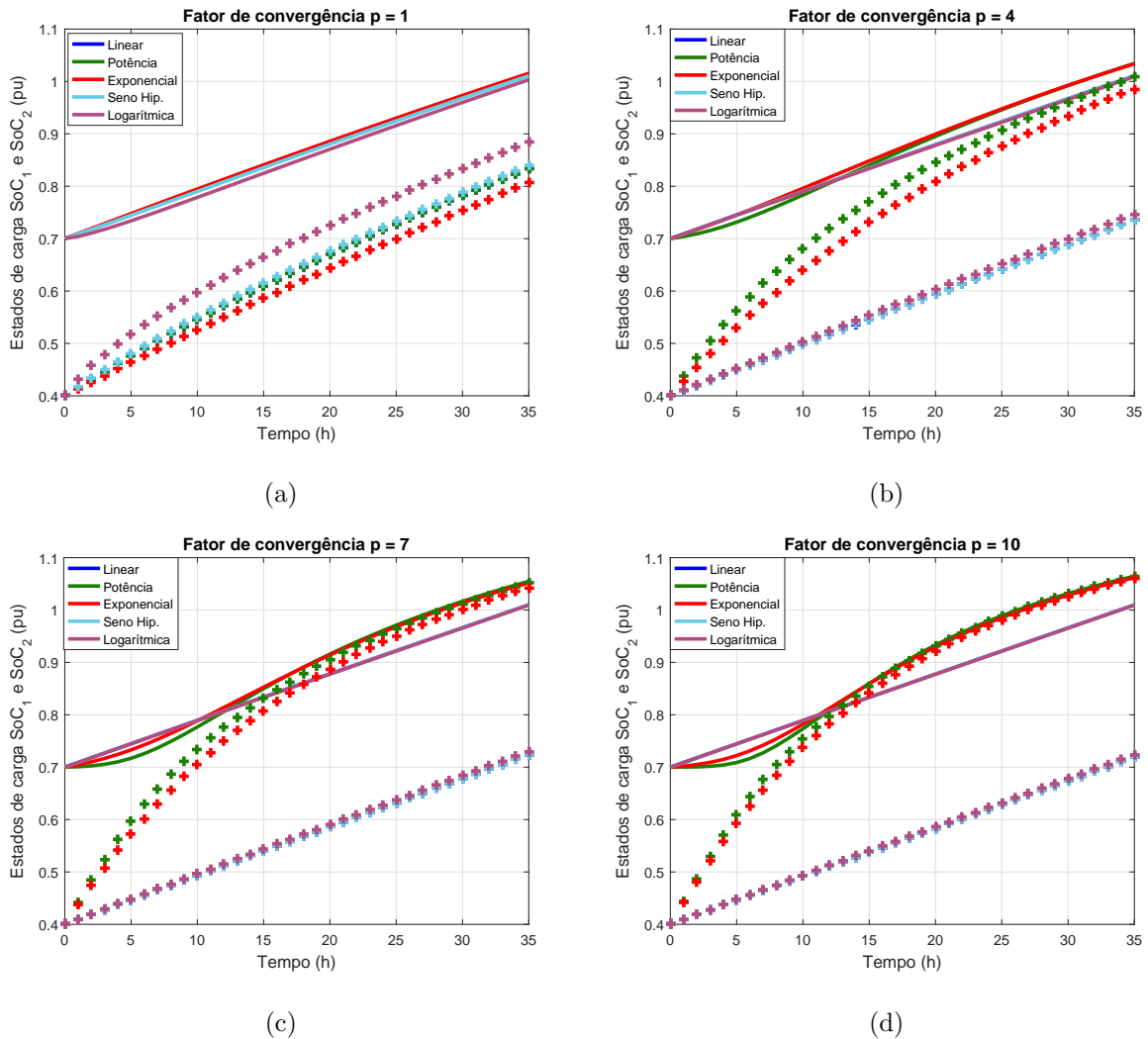


Figura 5.13: Estado de carga das unidades armazenadoras de energia - modo carga.

desprezando a resistência de saída do conversor. Nota-se, então, que a tensão de saída depende de duas variáveis - o estado de carga e a corrente de saída. Traçando as curvas para uma faixa de valores de SoC e  $i_o$ , obtém-se uma superfície de *droop* a qual o ponto de operação do conversor estará contido.

As Figura 5.18 mostra, por exemplo, a superfície de *droop* da função potência com  $p = 4$  para a microrrede em estudo. Esta figura mostra mais claramente que a Equação 5.14 que a variação do fator de convergência promove alterações significativas na tensão de saída do conversor. Para uma microrrede c.c. controlada por *droop* deve-se, portanto,

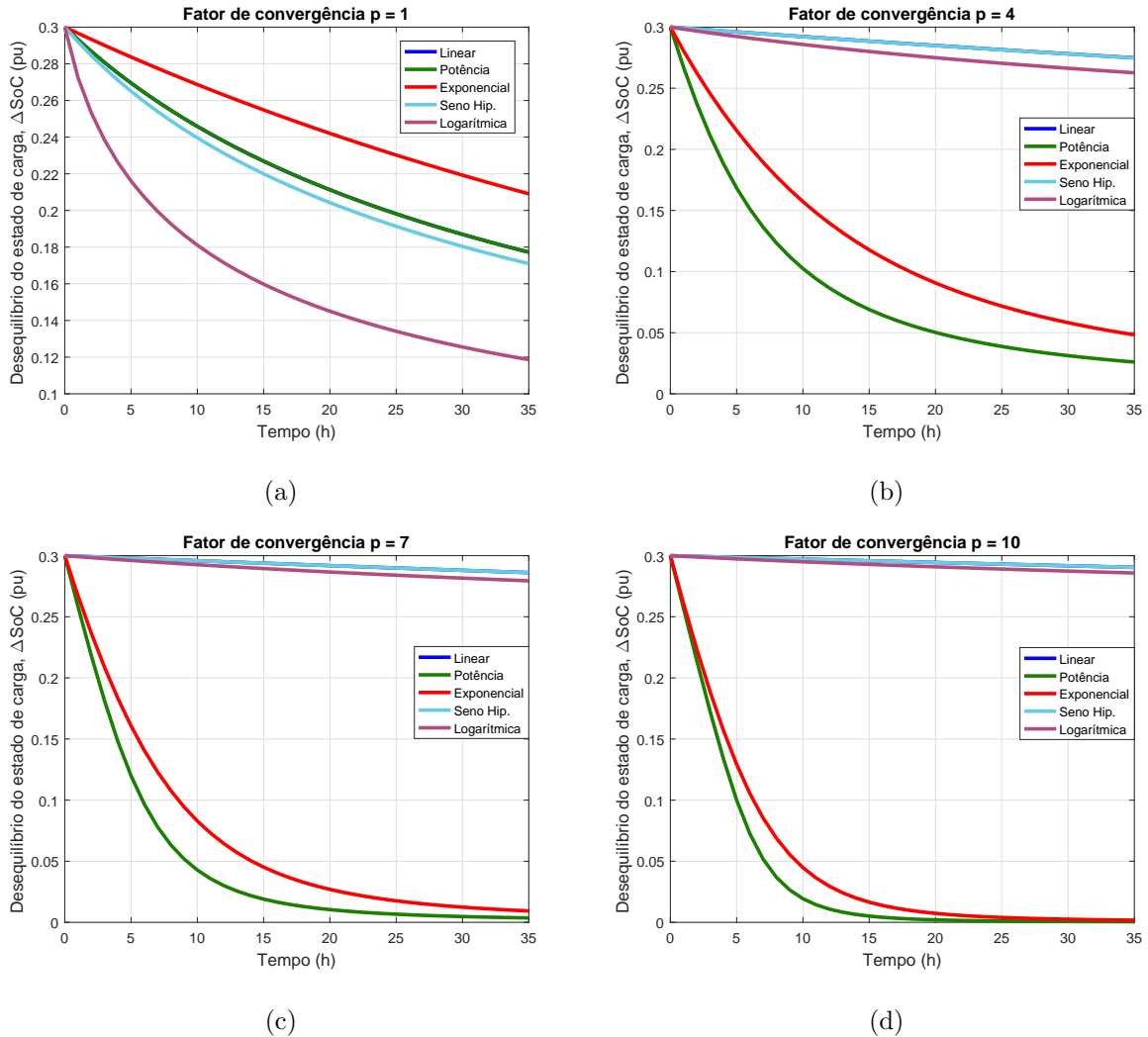


Figura 5.14: Desequilíbrio do estado de carga das unidades armazenadoras de energia - modo carga.

projetar a superfície de *droop* de forma que as alterações não violem o desvio máximo de tensão permitido. Neste trabalho de dissertação a microrrede definida opera com o barramento c.c. entre 360V e 400V. Como a tensão nominal do conversor é de 380V, o produto da resistência de *droop*, do fator de compensação e da corrente de saída deve ser menor ou igual a 20V para que o desvio de tensão não seja ultrapassado. Dessa forma, quando se modifica o fator de convergência é preciso que a resistência de *droop*  $R_d$  seja recalculada de modo que a Inequação 5.15 seja satisfeita.

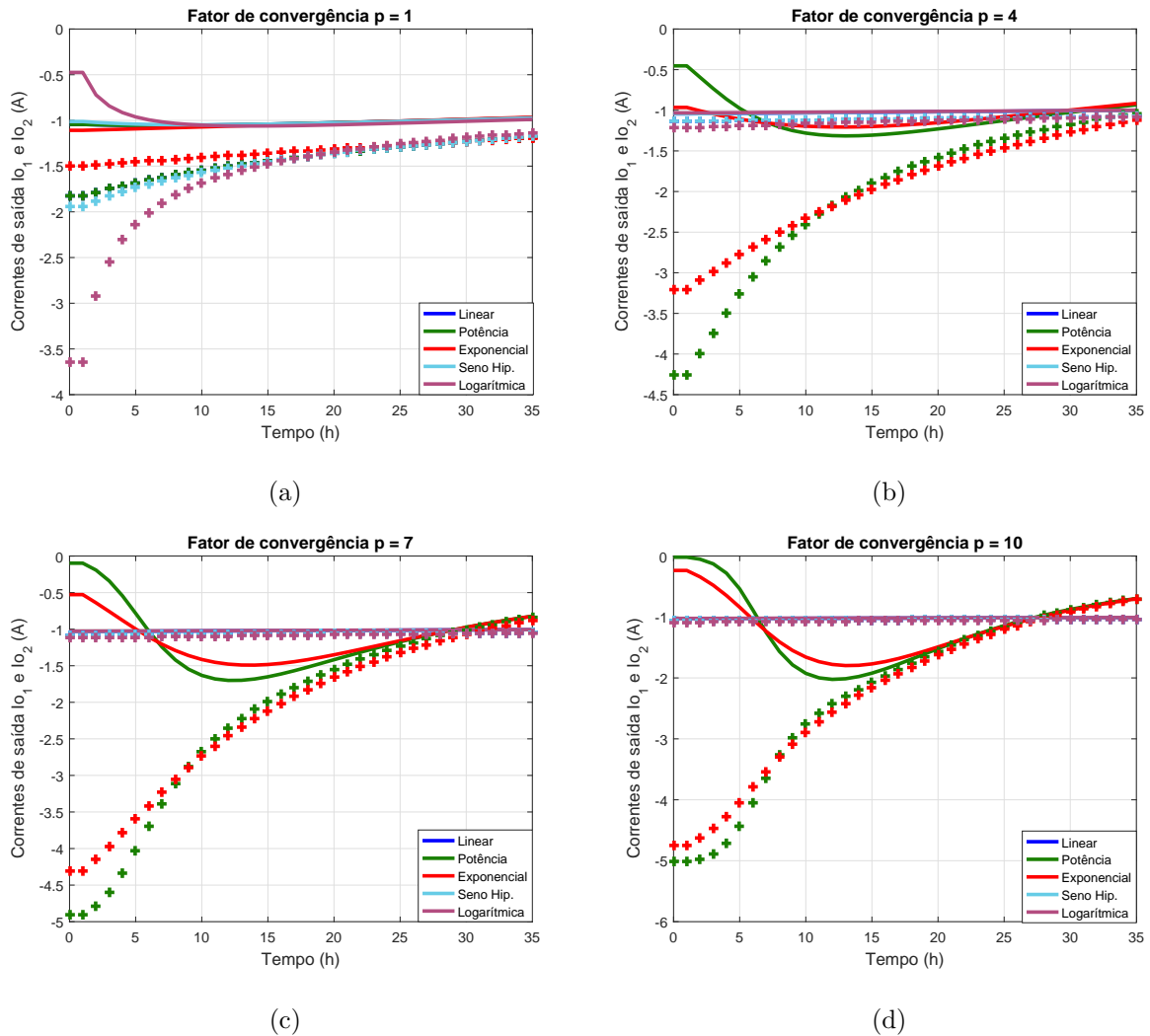


Figura 5.15: Correntes de saída das unidades armazenadoras de energia - modo carga.

$$R_d k_d i_o \leq \Delta V_{droopMax} \quad (5.15)$$

em que  $\Delta V_{droopMax}$  é o valor máximo do desvio de tensão da sinalização de barramento. Caso seja desejado, também pode-se estabelecer um variação mínima de desvio de tensão, como feito em [13].

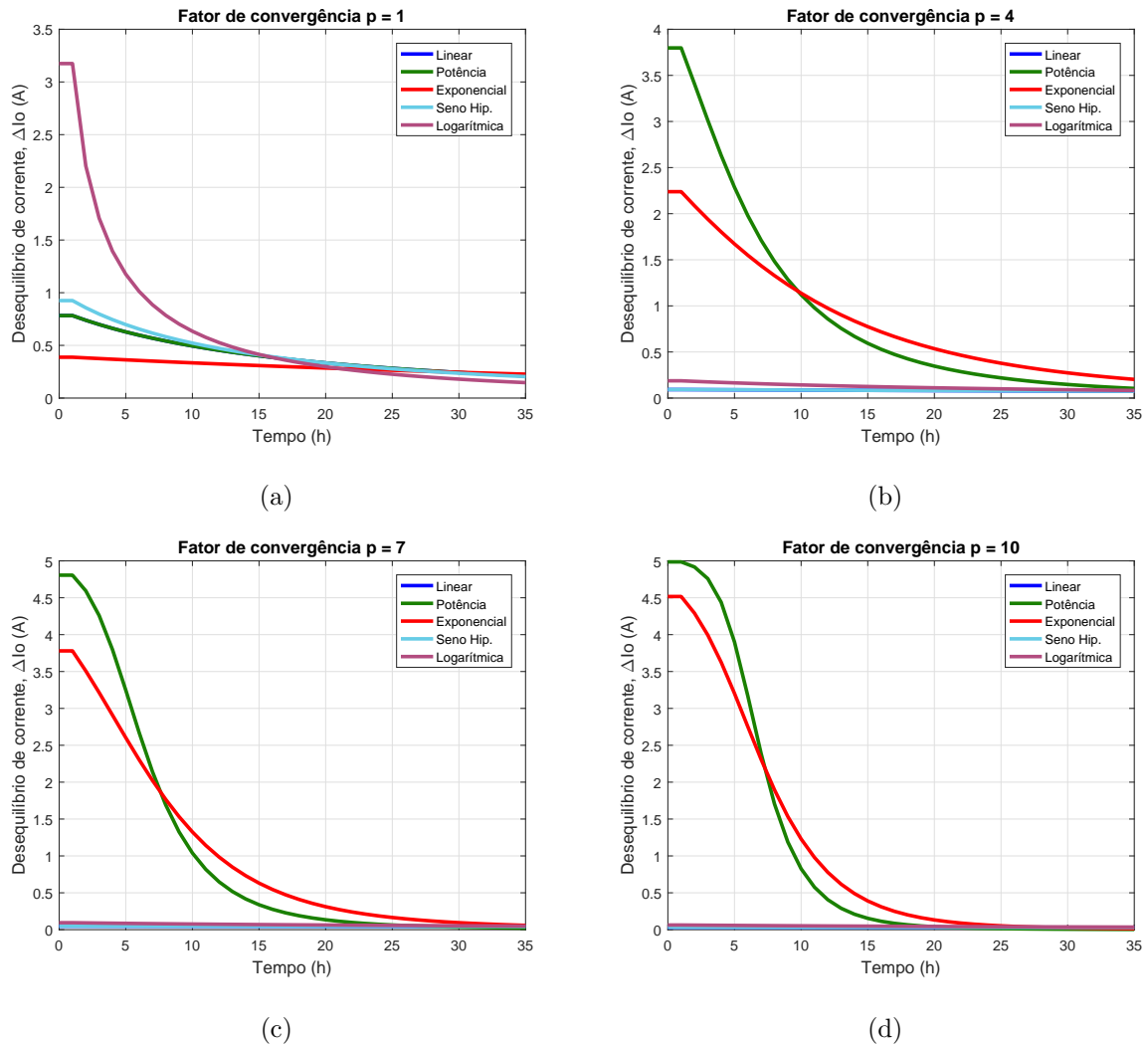


Figura 5.16: Desequilíbrio das correntes de saída das unidades armazenadoras de energia - modo carga.

## 5.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram discutidas as possíveis formas de se conectar conversores. A abordagem foi realizada a partir dos terminais de entrada e saída, considerando que estes podem ser conectados em série, paralelo ou de modo independente. Como no lado do barramento c.c. os conversores devem ser conectados em paralelo e do lado do sistema de armazenamento devem ser conectados de forma independente, pensando em um DESS, é

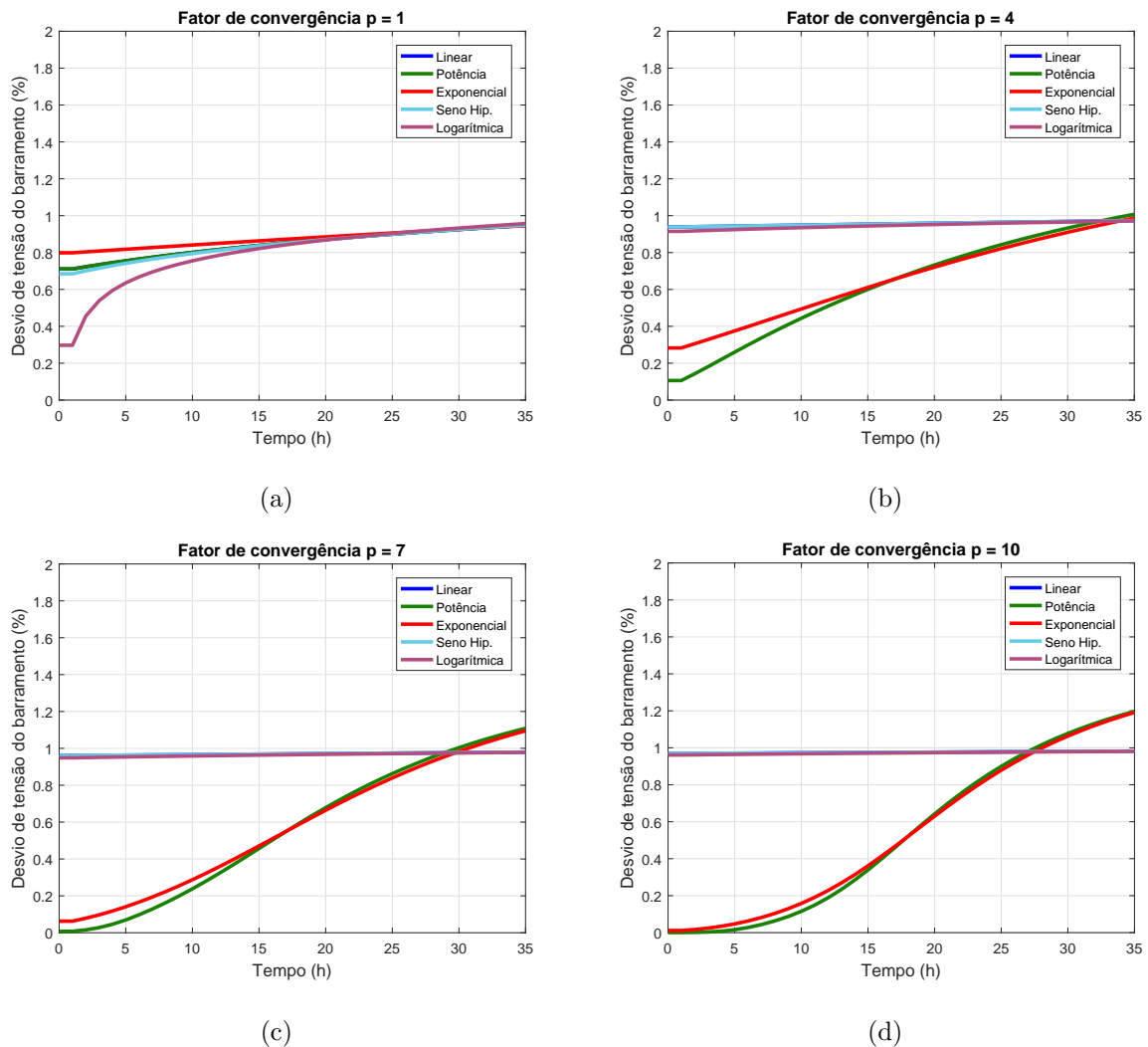
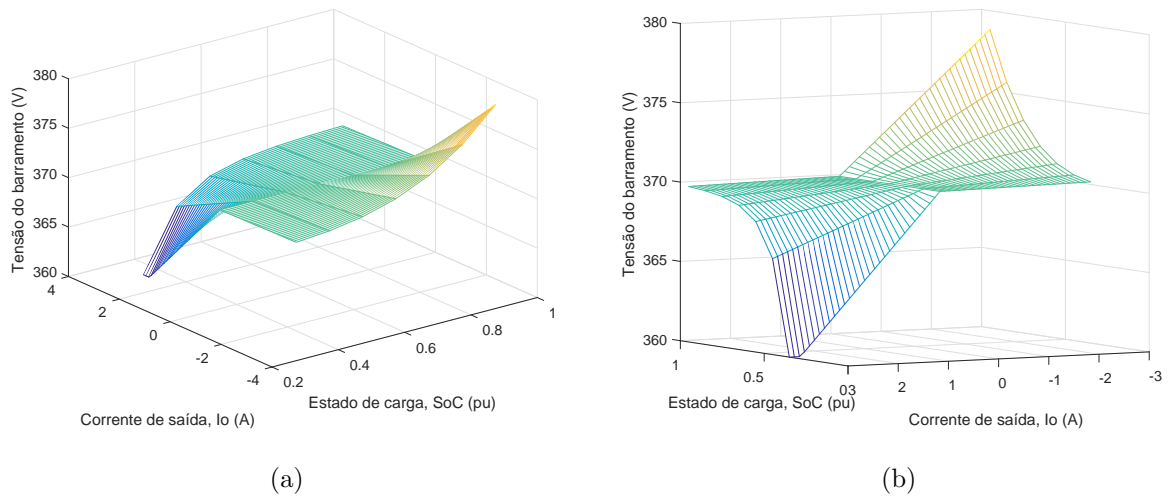


Figura 5.17: Desvio de tensão do barramento de tensão c.c. - modo carga.

natural, portanto, a associação IIPO para a aplicação desta dissertação. Naturalmente, o conversor de cada ESU poderia ser composto de diversos módulos, mas como a potência manipulada por cada módulo seria pequena, não se justifica tal possibilidade.

Como forma de executar o paralelismo das ESUs, definiu-se a utilização do método de *droop* adaptativo de acordo com o SoC, tendo em vista que a microrrede c.c. considerada também funciona por *droop*. Além disso, o método promove equalização do SoC e também não utiliza comunicação para o paralelismo, uma das principais vantagens de microrredes c.c. que operam por *droop*. Essa característica também favorece a conexão/desconexão



**Figura 5.18: Exemplo da superfície de droop proporcionada por uma função potência com  $p = 4$  vista de dois ângulos diferentes.**

*plug and play* das ESUs na microrrede. Do contrário, as soluções que utilizariam o controle ativo de corrente demandariam mais complexidade para inserir uma nova unidade de armazenamento na microrrede.

O controle por *droop* baseado no SoC das unidades foi estudado mais a fundo e foi confirmado que, para o grupo de funções estudadas, as funções potência e exponencial dominam no sentido de promover a equalização do estado de carga com maior rapidez.

# Capítulo 6

## Estudos de caso

O Capítulo 5 definiu a utilização do *droop* como método de paralelismo das ESUs a serem usadas neste trabalho. Dessa forma é necessário que a malha de controle do conversor, previamente definida como mostrada na Figura 4.2, seja reestruturada para suportar a operação em paralelo, já que naquele momento o controle do conversor foi discutido para operação individual. Portanto, propõe-se a malha de controle com *droop* como mostrada na Figura 6.1 para controlar o conversor, que é diferente daquelas encontradas na literatura revisada. A malha proposta ainda inclui o *droop* adaptativo de acordo com o SoC de cada ESU. Como a tensão controlada em modo descarga é a própria tensão do barramento, então a aplicação do *droop* é direta, simplesmente fazendo com que a referência de tensão seja igual a:

$$V_{cc}^* = V_{oESU} - R_d k_d i_{cc} \quad (6.1)$$

Entretanto, no modo carga controla-se a tensão da ESU, o que faz com que a aplicação do *droop* seja aplicada de maneira distinta. Neste modo empregou-se um controlador de corrente, cuja referência é obtida a partir da diferença entre duas malhas de tensão. Uma das malhas calcula a referência de corrente a partir do erro de tensão da ESU e a outra calcula a partir do *droop*, ambas com controladores de tensão,  $G_v^c$ , com os mesmos valores de ganho, como discutido no Capítulo 4. Como a dinâmica da bateria é lenta, a malha do erro de tensão ESU operará saturada enquanto esta não atingir o valor de

flutuação, o que corresponde a um SoC igual a 100%. Já a malha de *droop* produz uma referência de corrente que depende do SoC da ESU. Quando a tensão do barramento for suficientemente alta, a referência de corrente desta malha será limitada em zero. Por outro lado, à medida que a tensão do barramento cai a referência é aumentada, sendo saturada no valor da corrente de carga nominal. Como é feita a subtração das saídas de cada malha, a referência de corrente poderá operar de zero até a corrente de carga nominal, estabelecendo *droop*.

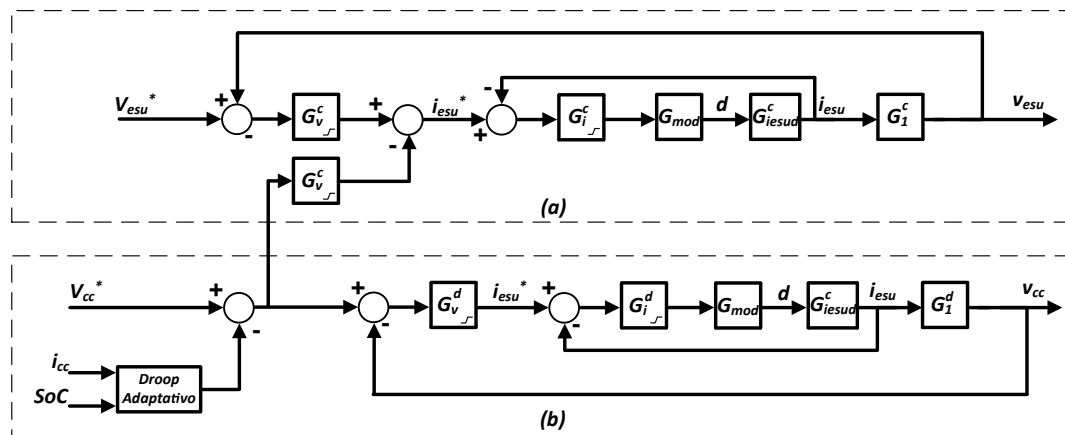


Figura 6.1: Diagrama de blocos do controle do conversor Dual Active Bridge utilizando droop adaptativo no modo (a) carga e (b) descarga.

Com o intuito de avaliar o desempenho do paralelismo dos conversores DAB conectados à microrrede, realizam-se estudos de caso por meio de simulações computacionais utilizando o *software* Matlab/Simulink. Considera-se nas análises condições normais de operação bem como os casos de distúrbios na rede elétrica, que podem fazer com que haja uma desconexão e reconexão com a concessionária de energia. Avalia-se as combinações de operação que incluem variação da carga, variação do número de ESUs conectadas ao barramento e variações da potência da geração de energia.

A microrrede c.c. utilizada para o estudo é mostrada na Figura 6.2a, cujo circuito simulado foi utilizado como mostrado na Figura 6.2b. Para fazer a conexão com a rede elétrica utiliza-se um conversor BGIC. A geração de energia renovável é representada por painéis fotovoltaicos conectados ao barramento através de um conversor RRC. Três ESUs são utilizadas para proporcionar autonomia para a microrrede durante operações em modo



ilhado e para suavizar a tensão no barramento c.c. durante desequilíbrios entre demanda e geração. Os pontos de medição das correntes do barramento e do banco de baterias de cada ESU são indicados na Figura 6.2b. Os parâmetros dos conversores e da microrrede utilizados na simulação são mostrados na Tabela 6.1.

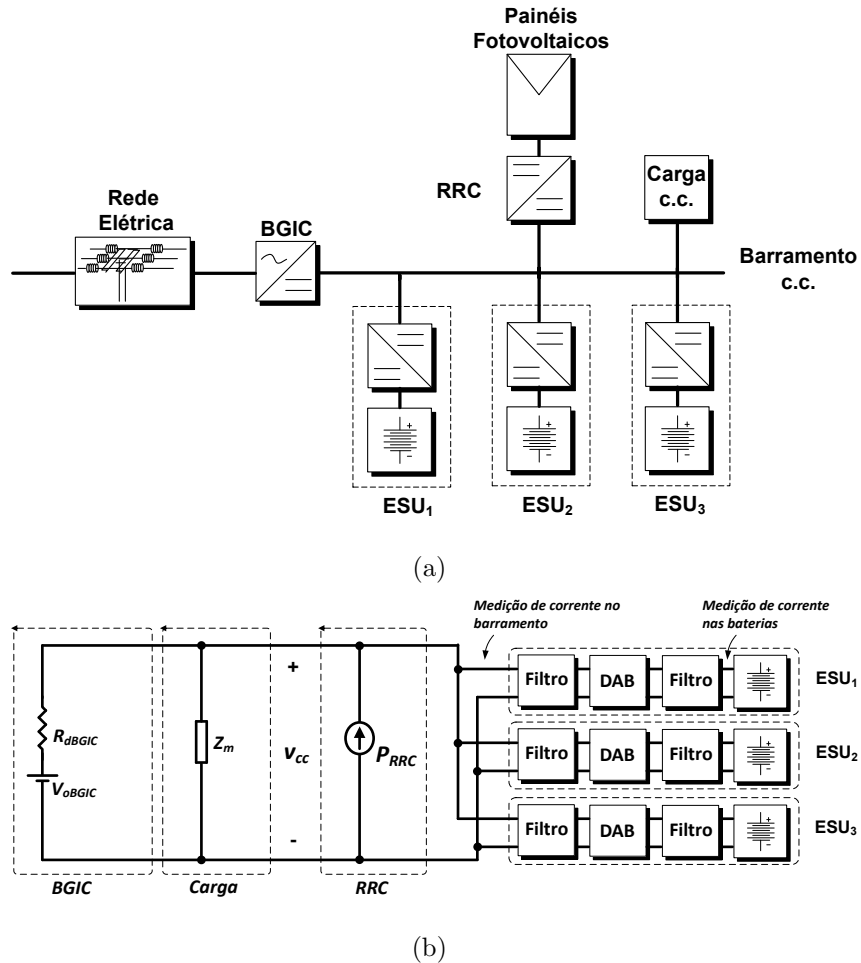


Figura 6.2: (a) Topologia e (b) circuito da microrrede c.c. considerada para os estudos de caso.

Como a microrrede c.c. é controlada por *droop*, é preciso estabelecer uma janela de variação de tensão para a operação. A tensão nominal do barramento é de 380V e define-se uma faixa de variação de tensão de  $\pm 20V$ , aproximadamente 5% do valor nominal. Todos os conversores conectados ao barramento c.c. devem operar dentro da faixa proposta e devem possuir suas próprias curvas de *droop*, podendo operar em modo tensão ou corrente (ou potência no caso do RRC). A faixa de variação de tensão foi dividida em setores de

operação, cujo objetivo é estabelecer o comportamento da microrrede para diferentes condições de operação como, por exemplo, quando haverá importação ou exportação de energia para a rede, quando se deve carregar as ESUs, etc [69]. Os setores especificados são divididos em:

**Setor I.** 400V - 390V. Excesso de geração: O conversor RRC opera em modo tensão para regular o barramento c.c.. Neste setor as ESUs podem operar em modo carga, caso os bancos de bateria ainda não estejam completamente carregados. O conversor BGIC opera como carga em relação à microrrede, exportando energia para a rede elétrica.

**Setor II.** 390V - 380V. Excesso de geração. O conversor RRC atua em modo de potência constante. As ESUs ainda podem operar como modo carga. Já o conversor BGIC opera em modo tensão, regulando o barramento c.c. e exportando o excedente de energia para a rede elétrica.

**Setor III.** 380V - 370V. Déficit de geração: O conversor RRC continua atuando em modo de potência constante. O conversor BGIC atua em modo tensão regulando o barramento c.c. através da energia proveniente da rede elétrica. As ESUs operam em modo tensão durante o carregamento.

**Setor IV.** 370V - 360V. Déficit de geração: O conversor RRC atua em modo potência constante. Já o conversor BGIC opera em modo corrente, importando energia da rede elétrica. Para regular o barramento c.c., as ESUs operam em modo tensão enquanto se descarregam.

Pelo valor de geração de energia definido para os estudos de caso e pelas condições avaliadas a operação nos setores I e II da microrrede não será analisada.

A Figura 6.3a mostra as curvas de *droop* do conversor BGIC e dos conversores das ESUs sem considerar o SoC. Quando se insere o *droop* adaptativo as curvas são alteradas para promoção da convergência do estado de carga, como detalhado no Capítulo 5. A modificação nas curvas de *droop* são mostradas nas Figuras 6.3b, 6.3c e 6.3d para estados de carga iguais a 40%, 70% e 100%, respectivamente, e para as DCFs linear, potência,

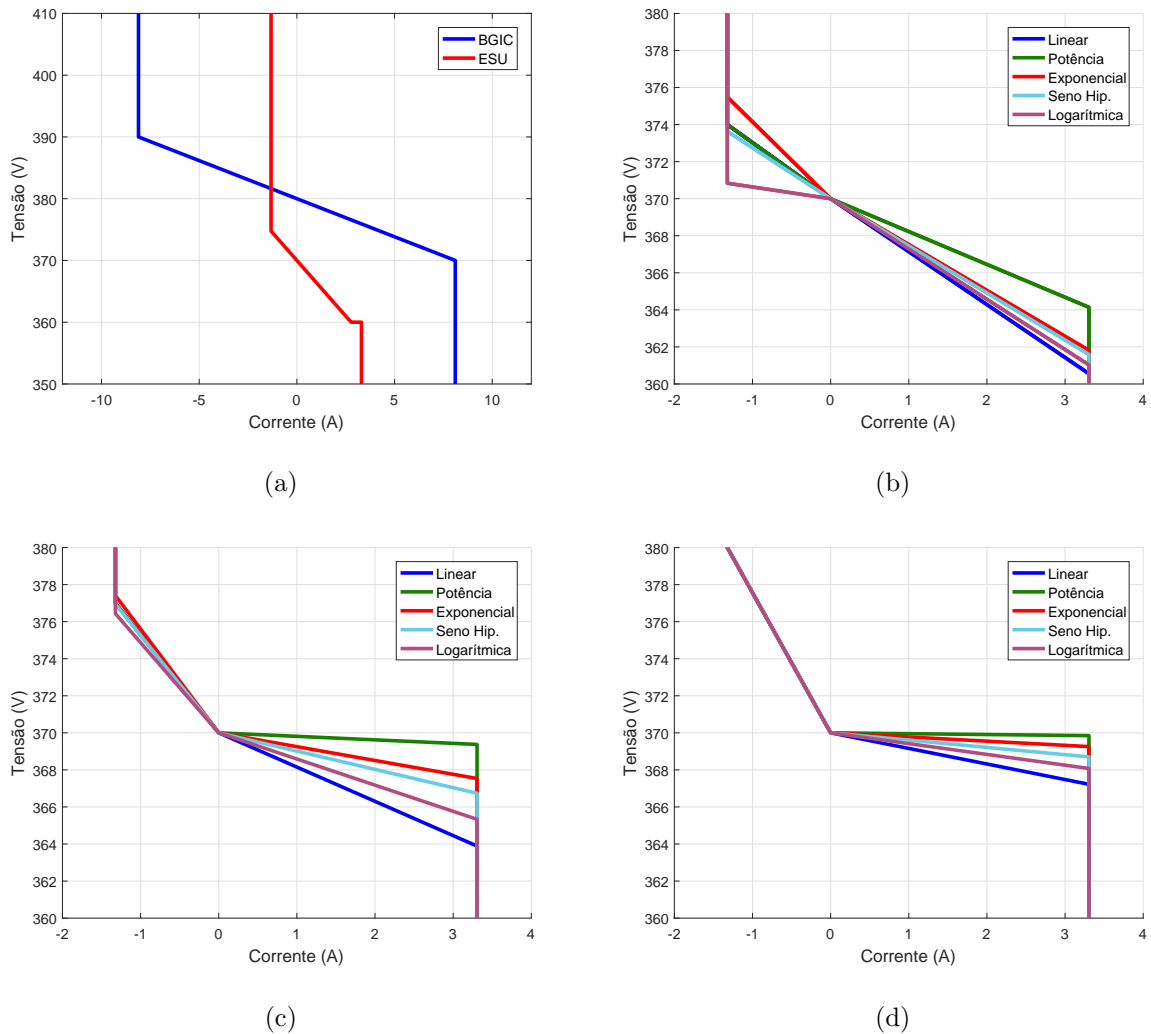
exponencial, seno hiperbólico e logarítmica. Nota-se que as variações das curvas são grandes para baixo SoC em modo carga e alto SoC em modo descarga, sendo ainda mais relevante para as funções potência e exponencial. Como se pode ver, a velocidade de convergência dessas funções é determinada pela degeneração da curva de *droop*, em modo tensão, para uma curva que tende a levar o conversor a operar em modo corrente tanto para carga quanto para a descarga. Portanto, definiu-se a utilização da função linear para a equalização do estado de carga, tendo em vista que, além de promover equilíbrio do SOC, de forma lenta em comparação com as demais DCF, esta função ainda propicia uma boa curva de *droop* para os conversores operarem. Como discutido no Capítulo 5, definiu-se  $p = 1$  para o modo carga, valor que produz o melhor desempenho para a função linear, e  $p = 4$  para o modo descarga, evitando-se altos valores do fator de convergência para se obter uma boa curva de *droop* em uma região extensa.

Devido às altas ondulações nas correntes dos acumuladores e do lado do barramento c.c., optou-se por mostrar as formas de onda das correntes e potências em valores médios. Entretanto, para fins de comparação, nas figuras a seguir também foram plotadas as curvas de correntes instantâneas relacionadas à  $ESU_1$ , mostradas na cor cinza claro.

## 6.1 Microrrede em modo conectado

### 6.1.1 Perturbações de carga

A Figura 6.4 mostra o comportamento para uma perturbação de carga. Inicialmente, a microrrede opera no Setor III com o conversor BGIC importando 859W da rede elétrica, a carga  $R = 144\Omega$  consome aproximadamente 1kW e a geração de energia injeta 1kW no barramento. O excedente de importação de energia é destinado para o carregamento das duas ESUs. Como  $SoC_1$  é maior que  $SoC_2$ , privilegia-se o carregamento da  $ESU_2$ , fazendo com que sua corrente de carga seja maior. No instante  $t = 100ms$  há inserção de carga no barramento, totalizando  $R = 72\Omega$ . Como resultado, a tensão no barramento cai e acomoda-se em cerca de 375V, mantendo-se ainda no Setor III. O conversor BGIC passa



**Figura 6.3:** (a) Curvas de droop originais dos conversores da microrrede c.c. e curvas com droop adaptativo com (b) SoC=40%, (c) SoC=70% e (d) SoC=100%. O fator de convergência para o modo descarga é  $p = 1$  e para o modo carga é  $p = 4$ .

a importar mais energia da rede elétrica para suprir a carga e mantém o carregamento das ESUs, mas com correntes de carga menores. Em  $t = 200ms$  parte da carga é retirada da microrrede, retornando a  $R = 144\Omega$ . Como consequência, o conversor BGIC volta a importar menos energia da rede elétrica e a tensão do barramento volta a subir, levando à microrrede a operar no mesmo ponto em que estava antes das perturbações de carga.

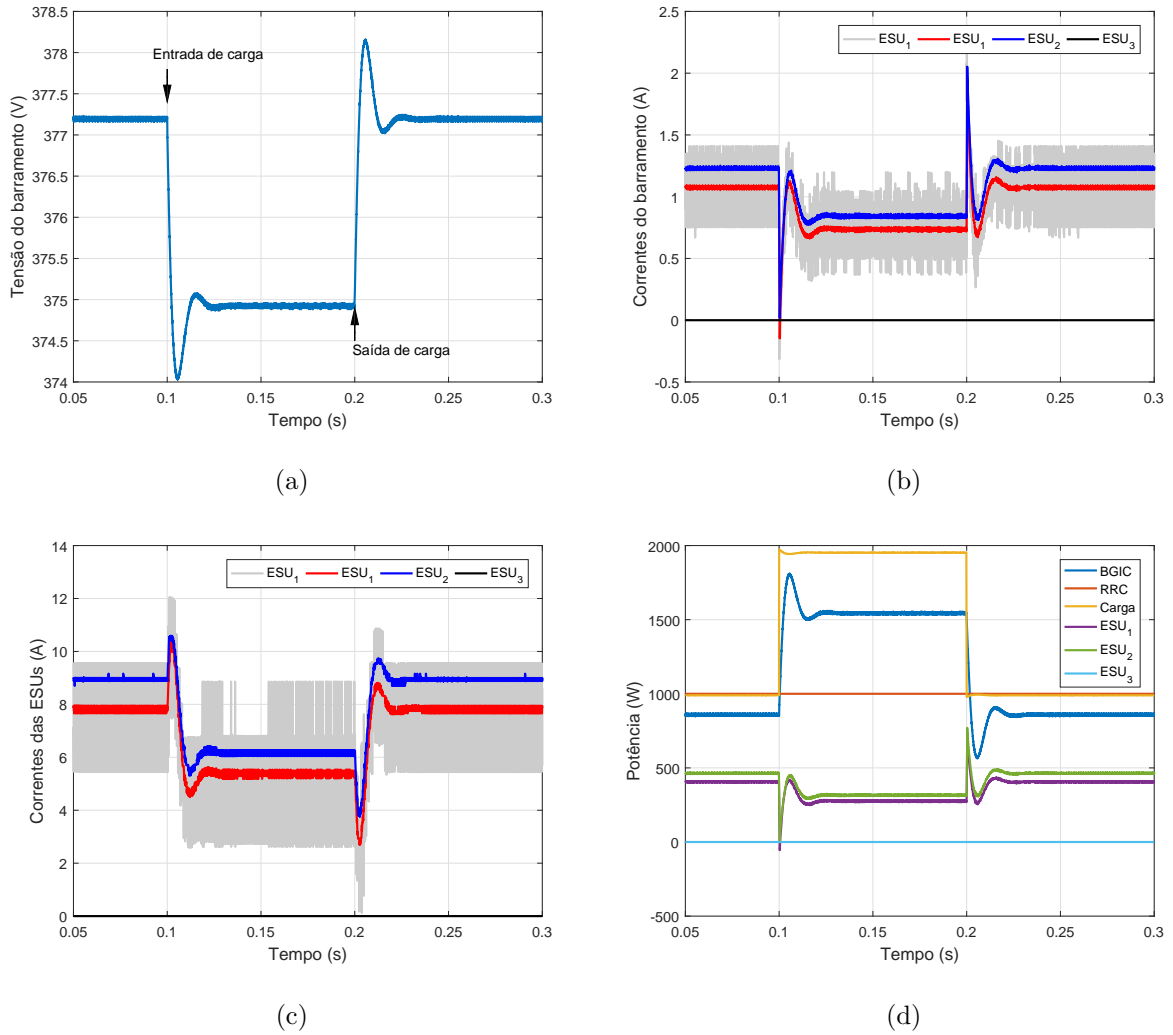
A Figura 6.5 repete as condições simuladas na Figura 6.4, porém com perturbação de carga para  $R = 48\Omega$  em  $t = 100ms$ . Neste caso nota-se que após a inserção da carga as

Tabela 6.1: Parâmetros usados nas simulações dos estudos de caso.

Símbolo	Parâmetros	
	Descrição	Valores
$V_{cc}$	Tensão nominal do lado da microrrede	380V
$V_{ESU}$	Tensão nominal do lado da ESU	48V
$N$	Relação de transformação	7,94
$L$	Indutância auxiliar mais indutância de dispersão	716,57 $\mu$ H
$f$	Frequência de chaveamento	19968Hz
$P_{nom,DAB}$	Potência nominal do DAB	1kW
$R_{dESU}$	Resistência de <i>droop</i> nominal	3,6 $\Omega$
$P_{nom,BGIC}$	Potência nominal do BGIC	3kW
$V_{BGIC}$	Tensão de circuito aberto do BGIC	380V
$R_{dBGIC}$	Resistência de <i>droop</i> do BGIC	1,23 $\Omega$
$P_{carga}$	Potência nominal da carga	3kW
$C_{bat}$	Capacidade do banco de baterias da ESU	115Ah
$SoC_1$	Estado de carga da $ESU_1$	90%
$SoC_2$	Estado de carga da $ESU_2$	80%
$SoC_3$	Estado de carga da $ESU_3$	70%
$G_{mod}$	Ganho do modulador SPS	1

correntes de carga das ESUs são reduzidas ainda mais do que no caso com  $R = 72\Omega$ , já que a tensão do barramento c.c. cai para 372,7V, valor menor que do caso anterior. Em  $t = 200ms$  parte da carga é retirada, totalizando  $R = 144\Omega$  conectado ao barramento. Como consequência, a microrrede passa por um período transitório e volta a se acomodar no mesmo ponto de operação antes do degrau de carga.

A Figura 6.6 mostra uma perturbação de carga de aproximadamente 1kW para cerca de 2,8kW, com a injeção de 1kW da geração e com três ESUs conectadas ao barramento. Inicialmente, a microrrede opera no Setor III com tensão do barramento igual a 376,1V.



**Figura 6.4: Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com duas ESUs, geração de 1kW de energia e perturbação de carga de  $144\Omega$ - $72\Omega$ - $144\Omega$ .**

Como os SoCs são diferentes, as unidades com menos carga armazenada recebem correntes de carga diferentes, sendo maiores aquelas que estão menos carregadas, como pode ser notado nitidamente na figura. Em  $t = 100ms$  há inserção de carga na microrrede, passando de  $R = 144\Omega$  para  $R = 48\Omega$ . Como a tensão do barramento cai e estabiliza-se ainda no Setor III, as ESUs ainda operam em modo carga, mas com correntes de carga reduzidas devido ao efeito do *droop*. Em  $t = 200ms$  a carga inserida é removida, fazendo com que a microrrede volte a operar com  $R = 144\Omega$ , no Setor III, com o conversor BGIC

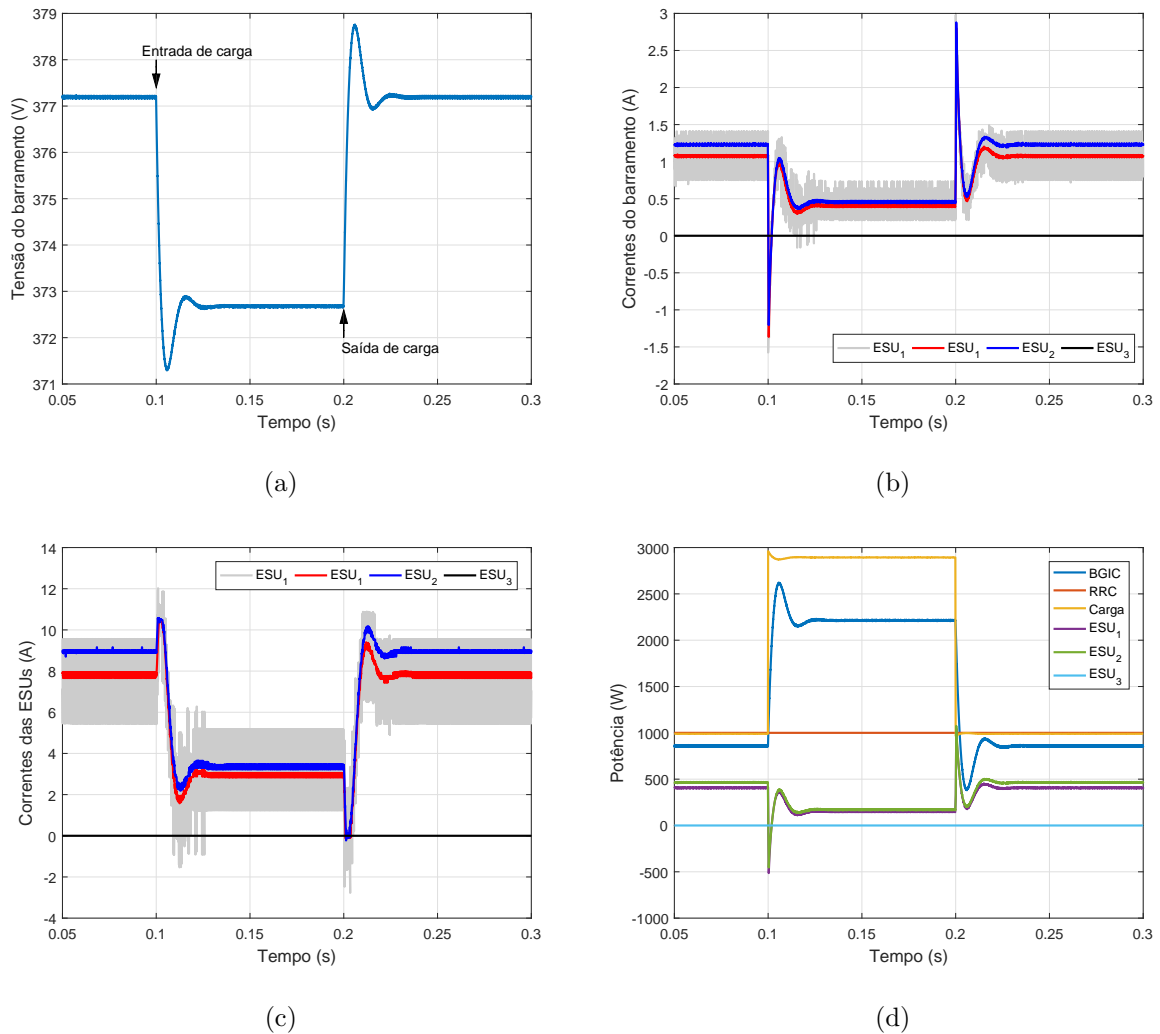
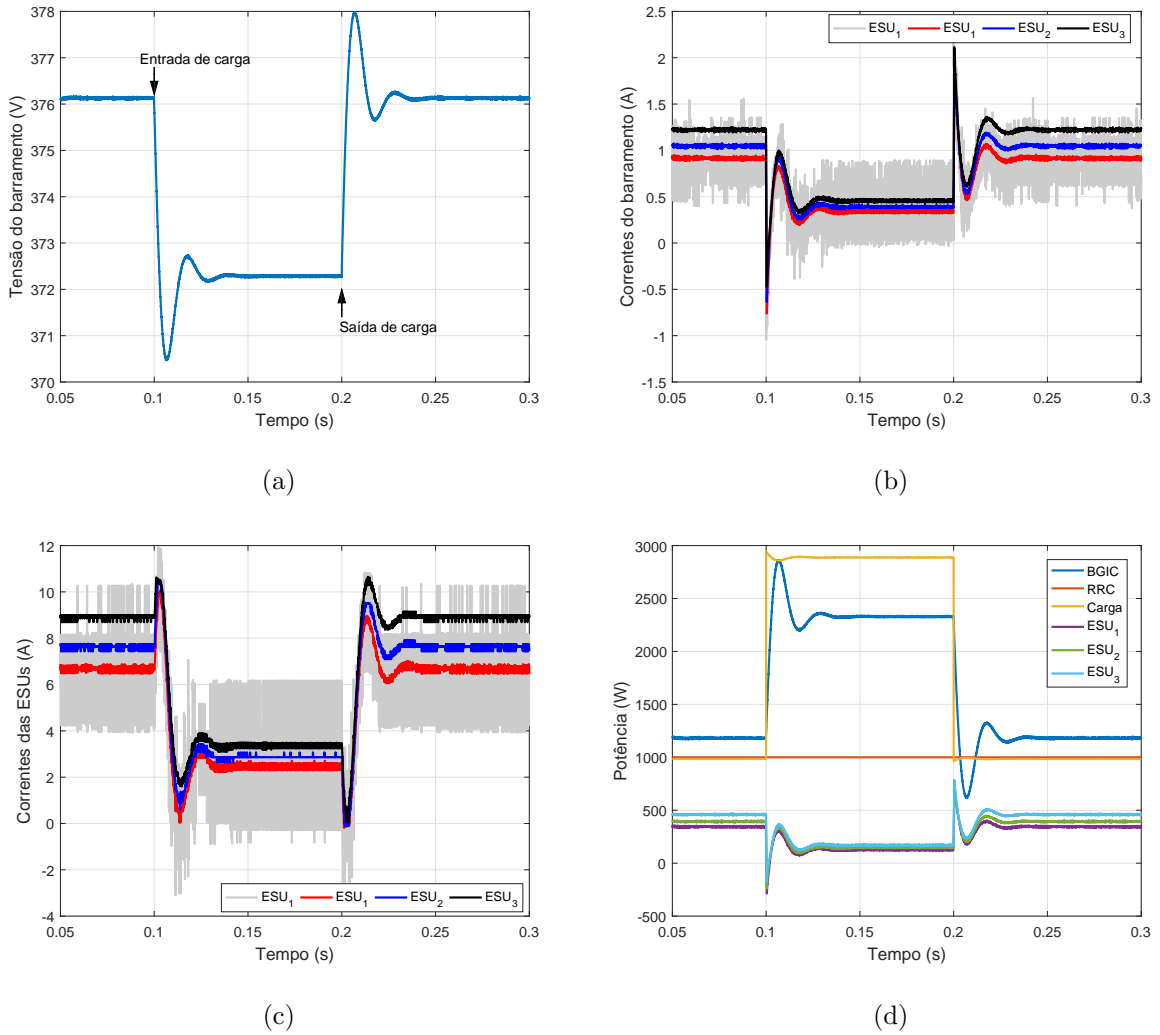


Figura 6.5: Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com duas ESUs, geração de 1kW de energia e perturbação de carga de 144Ω-48Ω-144Ω.

e a geração suprindo a carga e fazendo o carregamento das ESUs.

A Figura 6.7 também mostra o comportamento da microrrede perante a uma variação de carga de 1kW para cerca de 3kW. Contudo, neste caso considerou-se que a geração de energia é zero e que apenas a  $ESU_1$  e  $ESU_2$  estão conectadas à microrrede. Inicialmente, o sistema opera no Setor III com o conversor BGIC importando energia da rede elétrica para suprir a carga e fazer o carregamento das ESUs. Em  $t = 100ms$  insere-se carga na microrrede, que faz com que a tensão do barramento seja reduzida, levando à operação da



**Figura 6.6: Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com três ESUs, geração de 1kW de energia e perturbação de carga de  $144\Omega$ - $48\Omega$ - $144\Omega$ .**

microrrede ao Setor IV. Nesse setor as ESUs passam a operar em modo descarga e fazem com que a tensão do barramento seja aumentada, chegando a ultrapassar o valor  $V_{th} + \Delta V$  usado no algoritmo de controle. Quando isso ocorre as unidades voltam a operar em modo carga, fazendo com que a tensão do barramento volte a reduzir. Observa-se, então, que este comportamento é repetido, como a tensão oscila entre  $V_{th} - \Delta V$  e  $V_{th} + \Delta V$  as ESUs operam oscilando entre os modos de carga e descarga. Quando o degrau é removido o conversor BGIC tem capacidade de carregar as ESUs mantendo a tensão do barramento



dentro do Setor III, livre de oscilações.

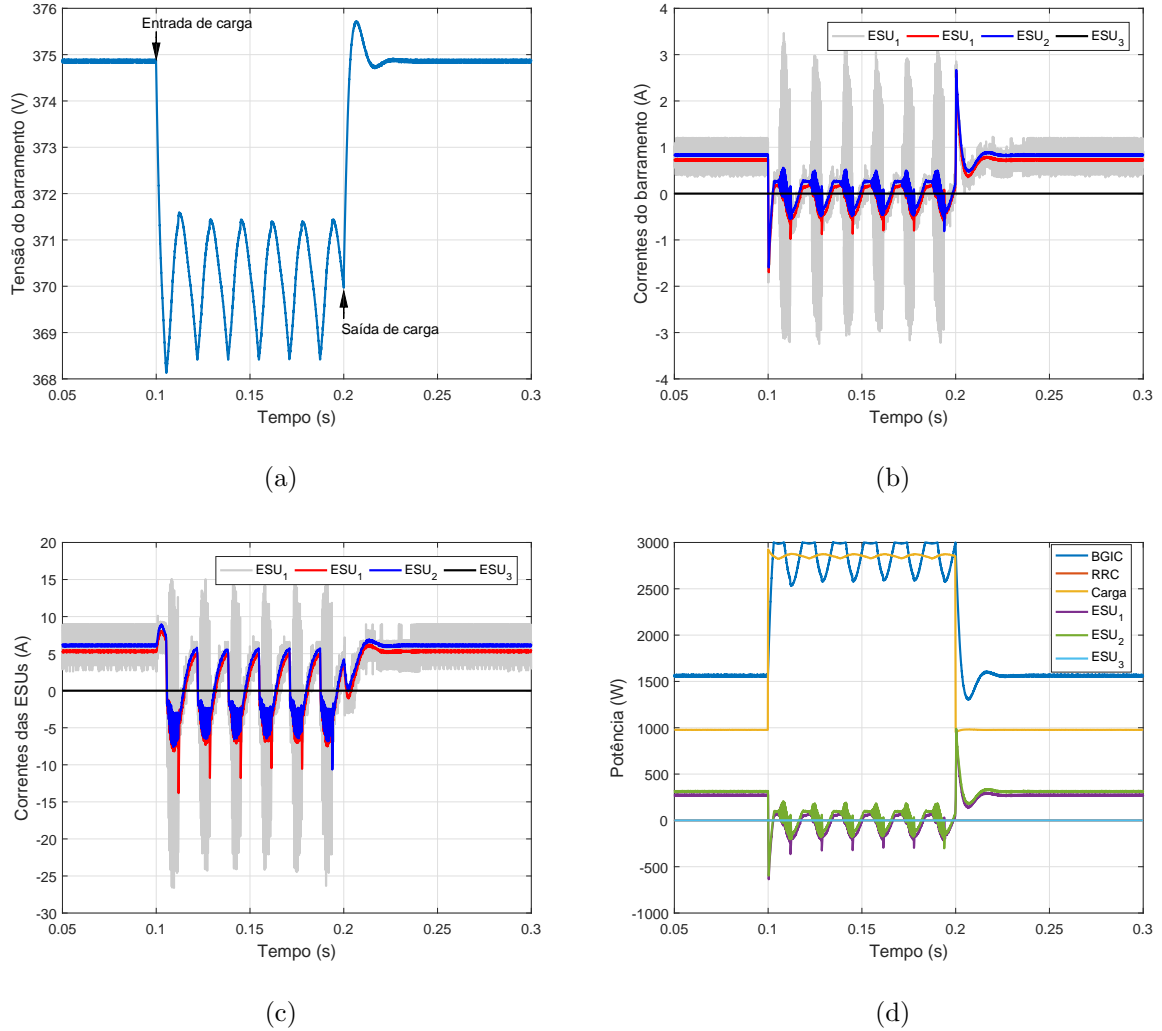


Figura 6.7: Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com duas ESUs, sem geração de energia e perturbação de carga de  $144\Omega$ - $48\Omega$ - $144\Omega$ .

### 6.1.2 Perturbações na geração de energia

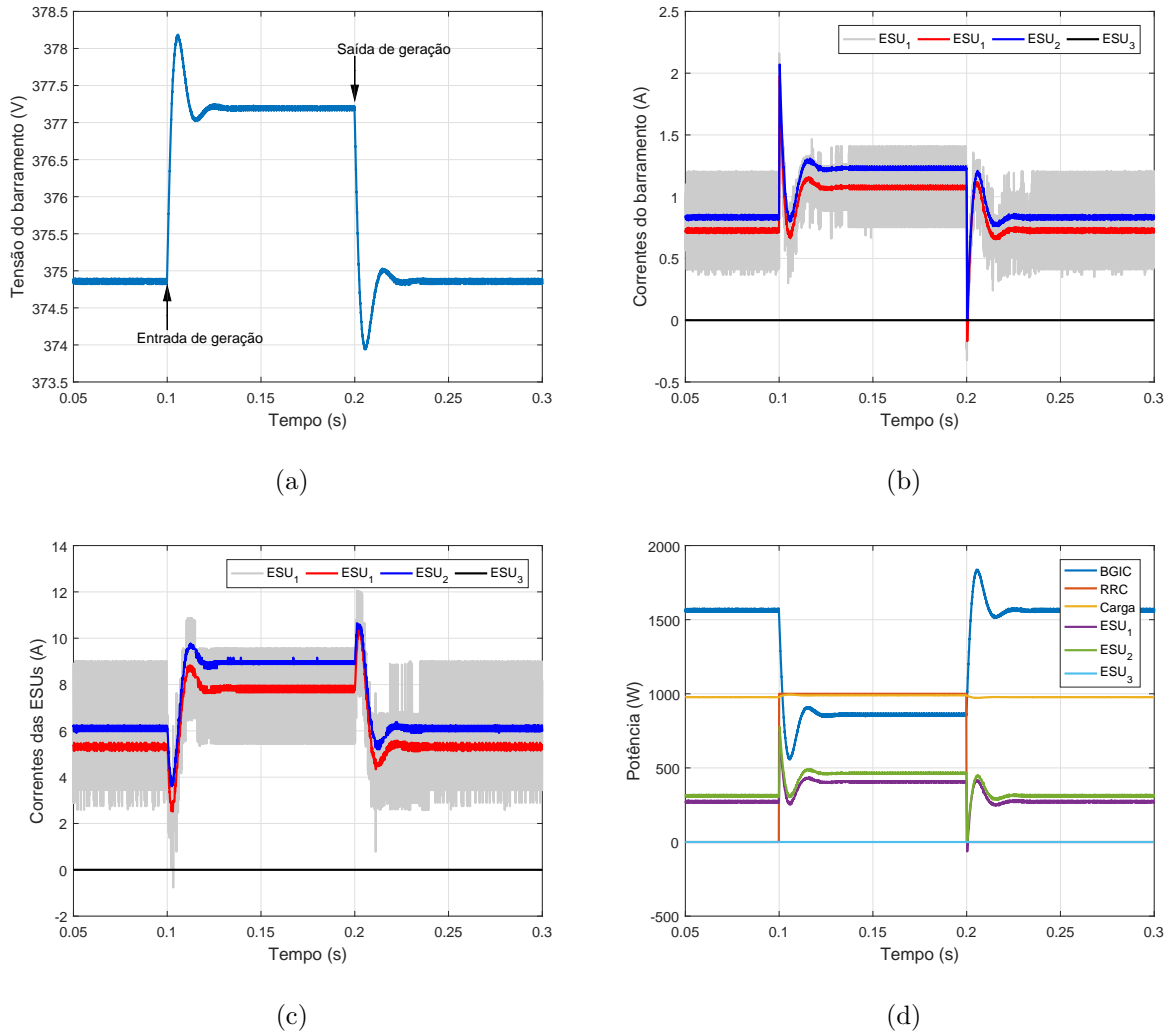
Os resultados de simulação da microrrede conectada sob perturbações na geração de energia são mostrados na Figura 6.8. Neste caso considerou-se que apenas as  $ESU_1$  e  $ESU_2$  estão conectadas ao barramento, com carga de  $R = 144\Omega$ . Inicialmente, a microrrede opera no Setor III com o conversor BGIC importando 1,57kW para suprir a carga e fazer

o carregamento das ESUs. Até  $t = 100ms$  não há geração de energia, mas neste instante insere-se um degrau de geração de 1kW. Como consequência, a tensão do barramento c.c. aumenta e a corrente do conversor BGIC diminui, passando a importar menos energia da rede. O equilíbrio é atingido também no Setor III, com a geração de energia e o conversor BGIC, que fornece cerca de 0,85kW, alimentando a carga e fazendo o carregamento das ESUs. Em  $t = 200ms$  cessa-se a injeção da geração de energia, o que leva a tensão do barramento cair, mas mantendo-se dentro do Setor III. Consequentemente, o conversor BGIC passa a importar energia da rede para suprir a carga e carregar as ESUs. Nota-se que, devido à ação do *droop* no modo carga, o incremento de corrente recebido pela  $ESU_2$  quando a geração é inserida é maior que o incremento recebido pela  $ESU_1$  devido a ação do *droop* adaptativo.

## 6.2 Desconexão da rede elétrica

Toda vez que a rede da concessionária sofrer distúrbios que possam comprometer o funcionamento da microrrede c.c. tais como interrupções, afundamentos de tensão etc., deve-se fazer o seccionamento entre estes dois sistemas. Consequentemente, após a anomalia, a microrrede c.c. operará em modo ilhado e a geração distribuída e/ou o sistema de armazenamento serão os responsáveis pelo suprimento de potência para a carga. No caso desta dissertação, para efeitos de estudos de caso, a operação em modo ilhado é realizada efetuando a desconexão do conversor BGIC do barramento c.c..

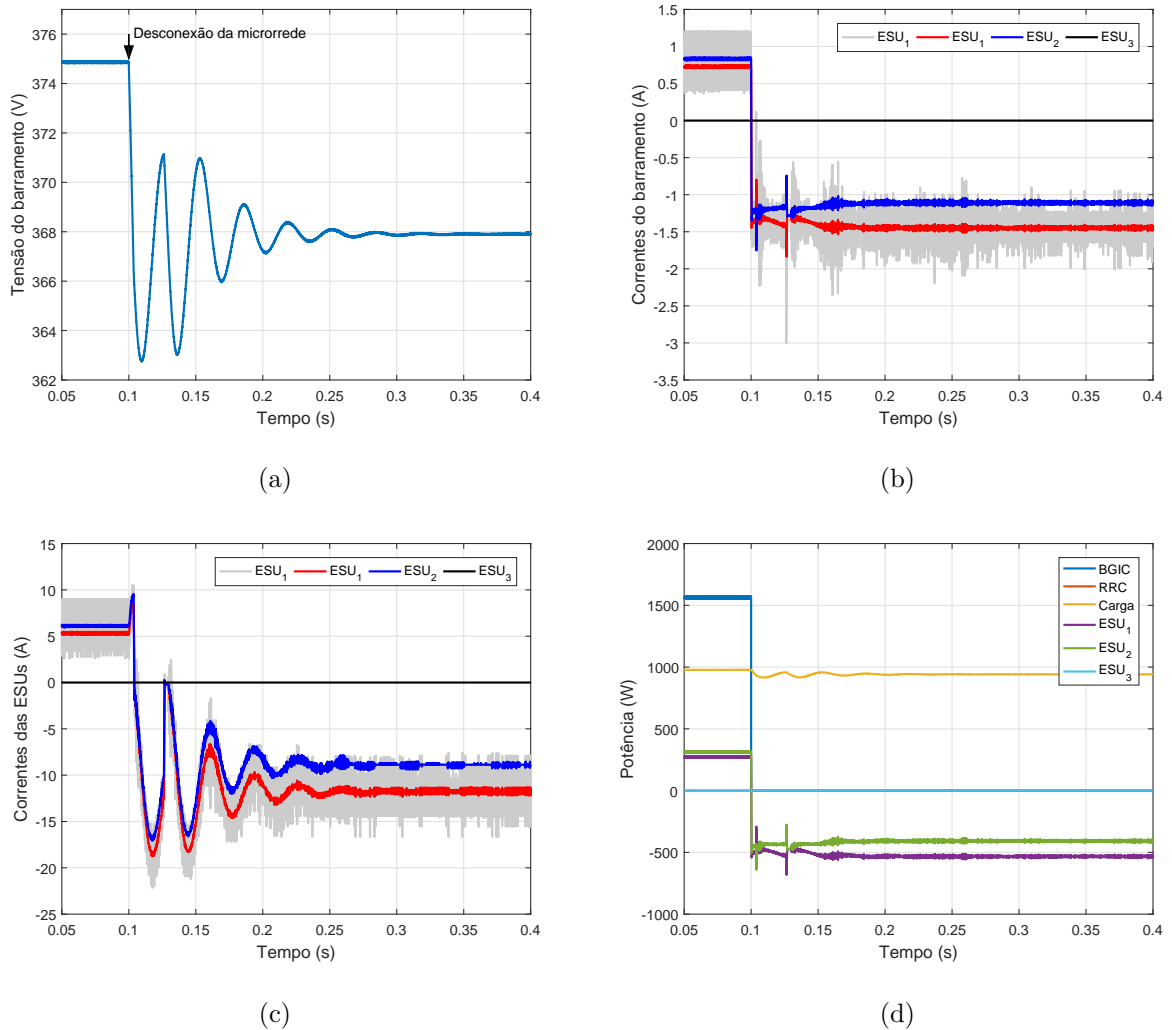
Os resultados de simulação são mostrados na Figura 6.9. Inicialmente, a microrrede está operando no Setor III, em modo conectado, com carga  $R = 144\Omega$  e sem geração de energia. O conversor BGIC está importando 1,55kW da rede elétrica para suprir a carga e carregar as ESUs. No tempo igual a  $t = 100ms$  uma anomalia é detectada na rede elétrica, fazendo com que a microrrede passe a operar em modo ilhado. Como não há geração, então as ESUs são as responsáveis por fazer todo o suprimento de energia para a carga. Quando o conversor BGIC é desconectado, observa-se que a tensão do barramento cai, fazendo com que a microrrede passe a operar no Setor IV, levando às ESUs a operarem



**Figura 6.8: Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede conectada à rede, com duas ESUs, carga de  $144\Omega$  e perturbação de geração de energia.**

em modo descarga. A tensão do barramento estabiliza-se em torno de 368V, com potência na carga aproximadamente a mesma. Nota-se que a  $ESU_2$  contribui com menor corrente devido ao *droop* adaptativo em modo descarga.

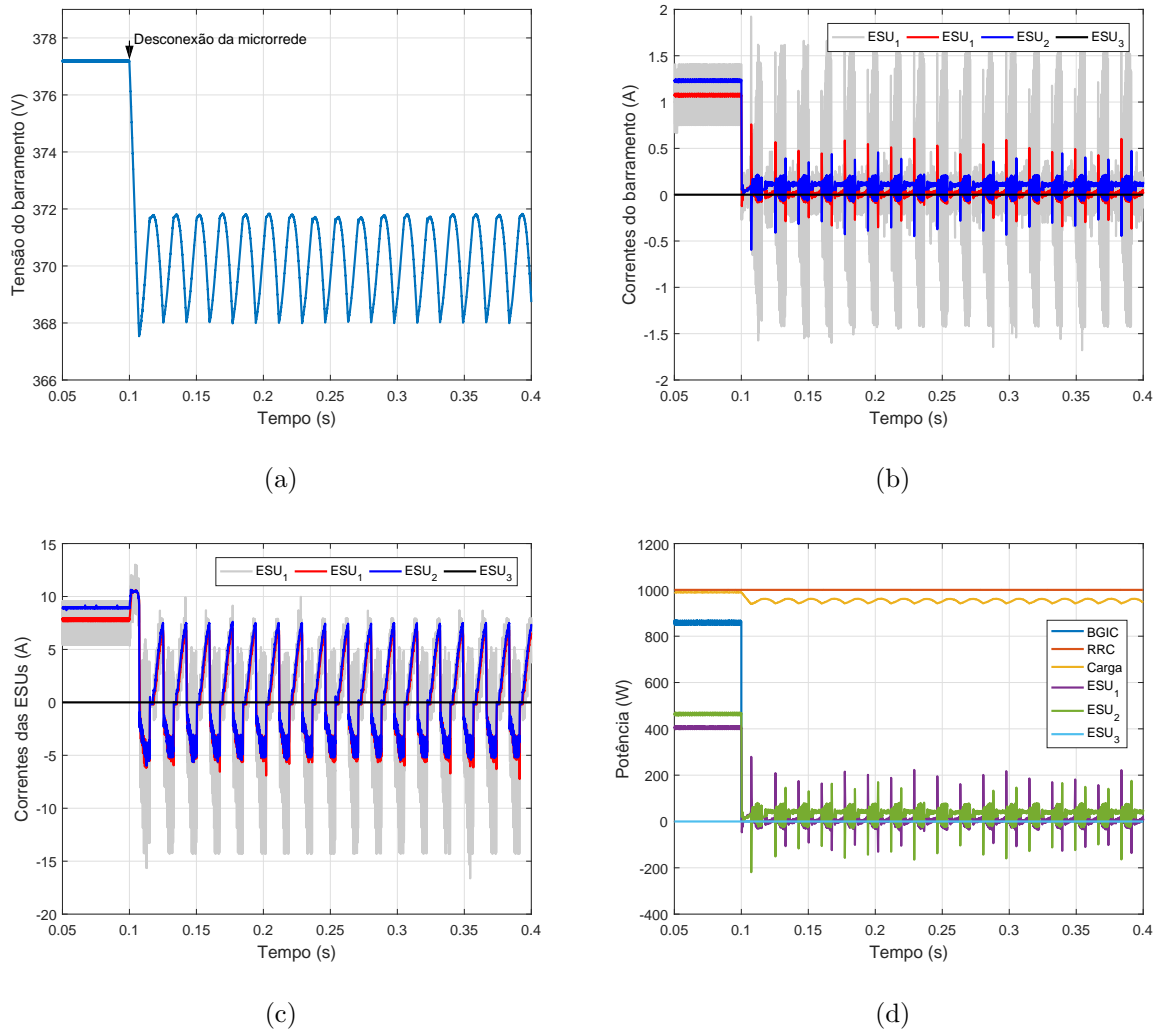
A Figura 6.10 mostra os resultados quando se considera a presença da geração injetando 1kW de potência, com carga  $R = 144\Omega$  e duas ESUs conectadas ao barramento. Os resultados mostram que após a desconexão da rede, em  $t = 100ms$ , ocorre um afundamento de tensão, levando a operação no Setor IV. As ESUs entram em modo descarga e



**Figura 6.9: Resultados de simulação para o estudo de caso: desconexão da microrrede, com duas ESUs, carga de  $144\Omega$  e sem geração de energia.**

começam a ajudar a geração no suprimento da carga. Como a energia injetada é maior que a energia demandada, a tensão no barramento c.c. é aumentada e ultrapassa  $V_{th} + \Delta V$ , valor utilizado no algoritmo de controle. Como consequência, as ESUs voltam a entrar em modo carga. Em seguida, observa-se que as ESUs operam oscilando entre os modos de carga e descarga, com corrente média positiva, recebendo carregamento com a diferença de potência suprida pela geração e a pela demanda da carga.

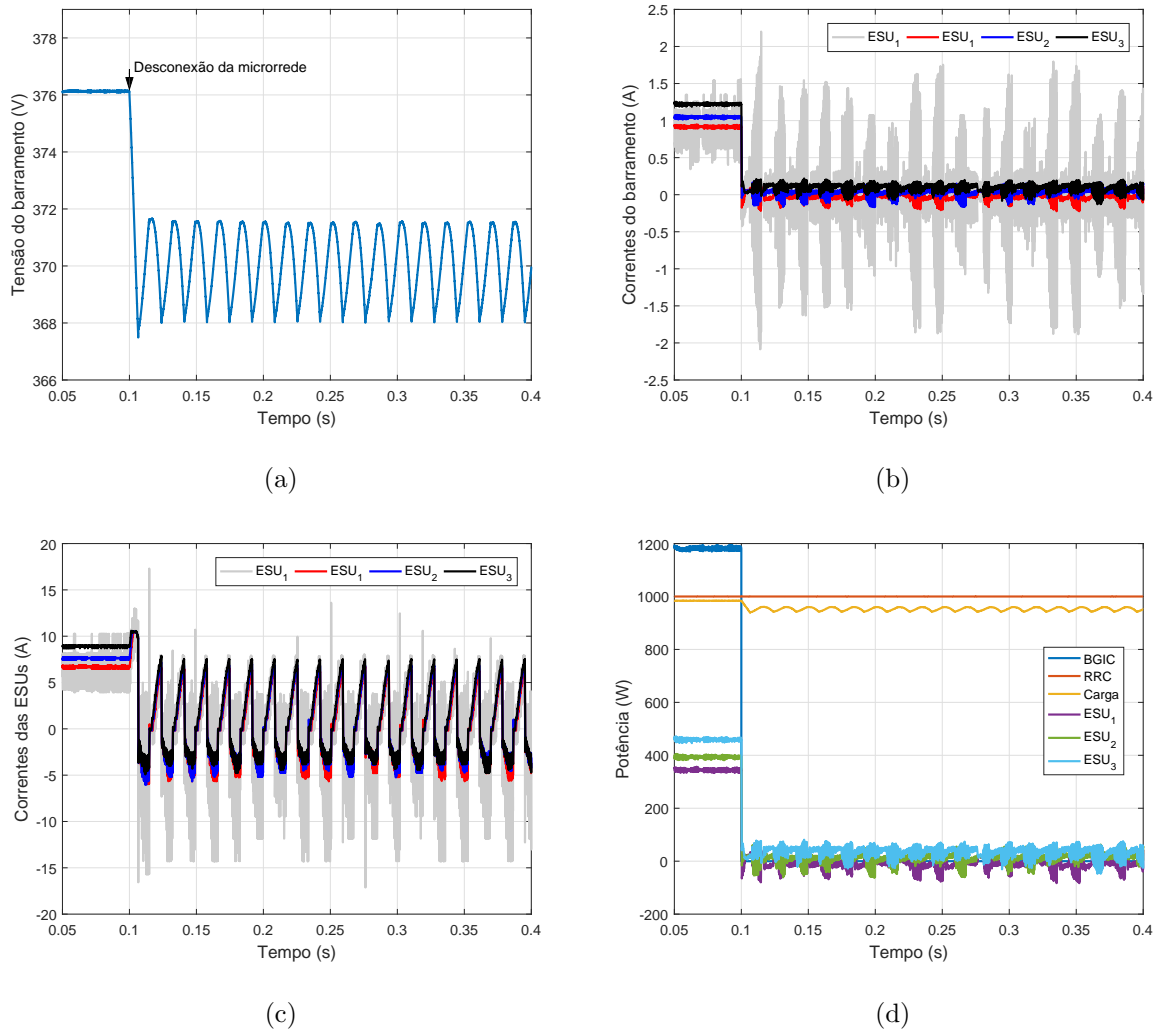
Modificando-se o caso anterior através da adição da  $ESU_3$ , obtém-se os resultados



**Figura 6.10: Resultados de simulação para o estudo de caso: desconexão da microrrede, com duas ESUs, carga de  $144\Omega$  e geração de energia de 1kW.**

mostrados na Figura 6.11. Nota-se que, após a desconexão da rede, não houve diferenças significativas em relação àquelas obtidas na Figura 6.10.

A Figura 6.12 mostra o comportamento da microrrede com as três ESUs, carga  $R = 144\Omega$  e geração de energia nula após uma desconexão com a rede elétrica. Quando o conversor BGIC ainda está conectado, a microrrede opera no Setor III, as ESUs são carregadas com correntes de carga diferentes, de acordo com suas respectivas curvas de *droop* adaptativo. Em  $t = 100ms$  o conversor BGIC é desconectado. Como não há



**Figura 6.11:** Resultados de simulação para o estudo de caso: desconexão da microrrede, com três ESUs, carga de  $144\Omega$  e geração de energia de 1kW.

geração de energia, a microrrede passa a operar no Setor IV, com tensão que se estabiliza em 368,5V. Devido ao *droop* e os diferentes SoCs das unidades, as correntes de descarga são diferentes, sendo maior para  $ESU_1$ , que possui maior SoC.

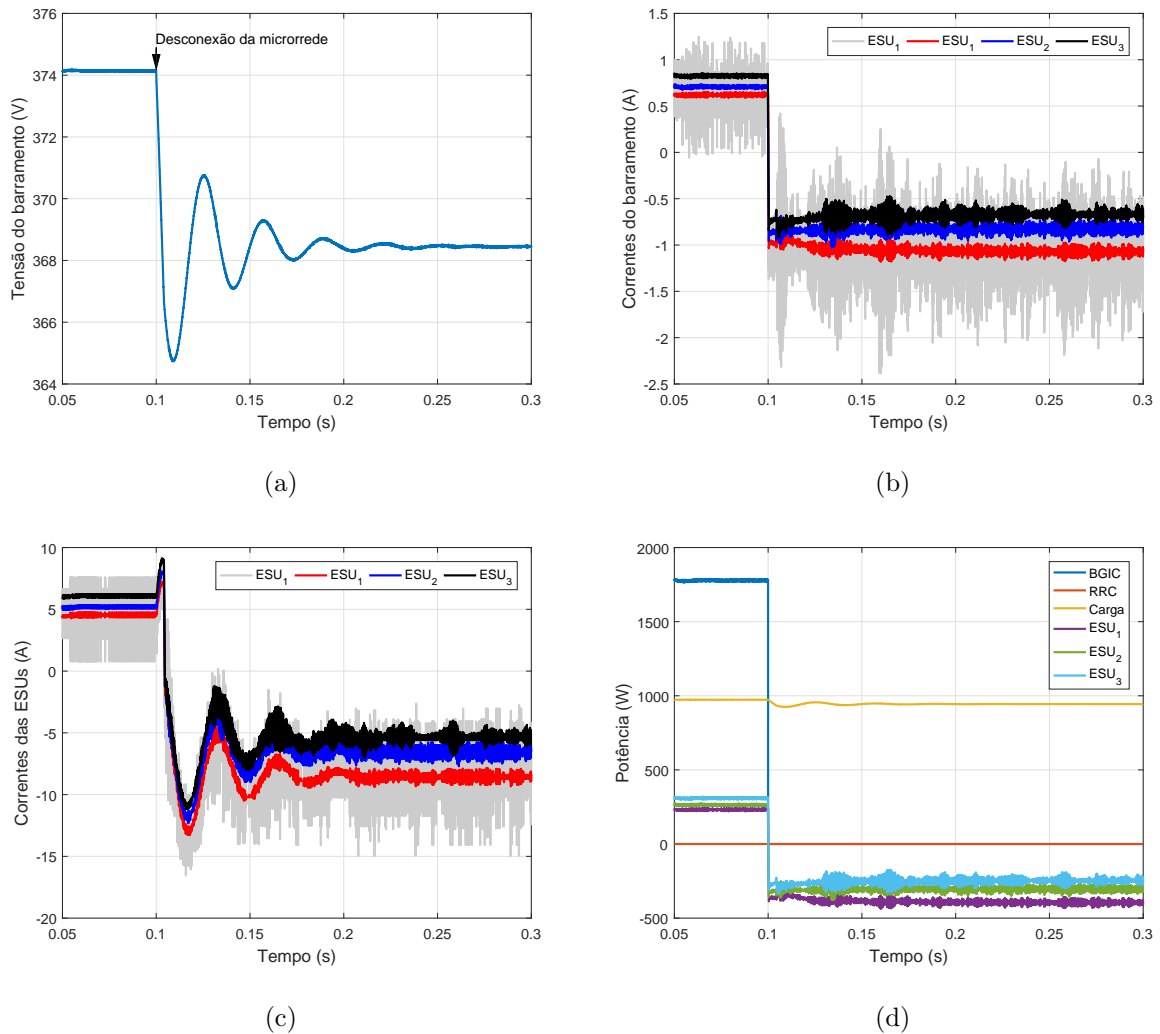


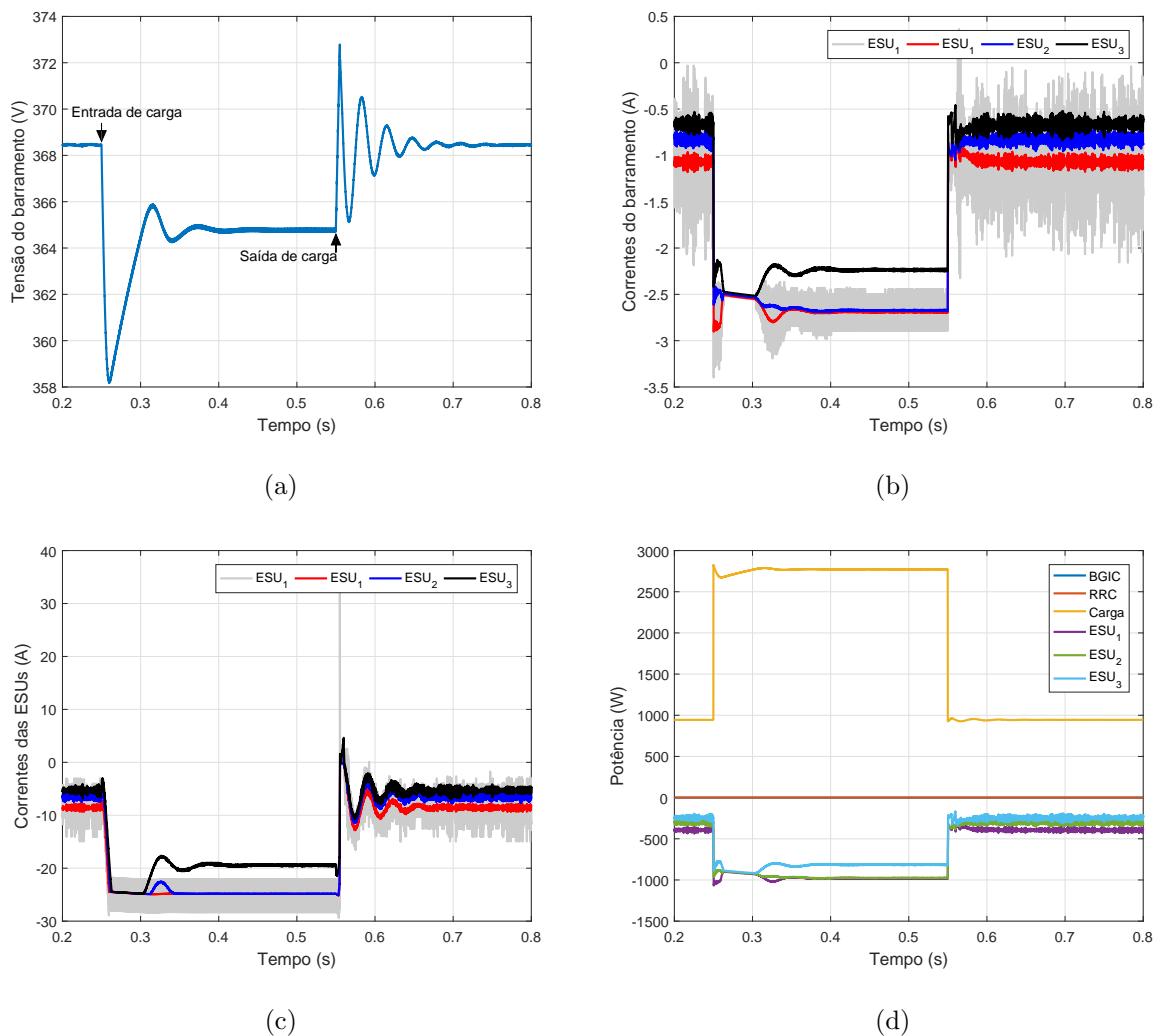
Figura 6.12: Resultados de simulação para o estudo de caso: desconexão da microrrede, com três ESUs, carga de  $144\Omega$  e sem geração de energia.

## 6.3 Microrrede em modo ilhado

### 6.3.1 Perturbações de carga

Quando a microrrede opera em modo ilhado todo o suprimento de energia deve ser provido pelo sistema de geração e/ou pelo sistema de armazenamento. A Figura 6.13 mostra os resultados de simulação para a microrrede ilhada, com as três ESUs, sem geração de energia e sob uma perturbação de carga. Como não há geração de energia, a microrrede

opera no Setor IV, em que as ESUs funcionam em modo descarga. Inicialmente, as ESUs estão em modo descarga suprindo a carga de  $R = 144\Omega$  conectada ao barramento. Em  $t = 250ms$  um degrau de carga é aplicado, passando para  $R = 48\Omega$ . Conseqüentemente, as ESUs aumentam a corrente de descarga. Nota-se que a inserção do degrau de carga leva a tensão do barramento c.c. a cair a valores abaixo de  $360V$ , o que é proibitivo. Em  $t = 550ms$  retira-se a carga que foi inserida, o que faz a microrrede passar por um período de transiente e tende a voltar para o mesmo ponto de operação.



**Figura 6.13:** Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, com três ESUs, sem geração de energia e perturbação de carga de  $144\Omega$ - $48\Omega$ - $144\Omega$ .



### 6.3.2 Perturbações na geração de energia

A Figura 6.14 mostra os resultados de simulação para a  $ESU_1$  e  $ESU_2$  conectadas ao barramento, carga de  $R = 144\Omega$  e perturbação de geração de energia. Inicialmente, a microrrede está operando no Setor IV. Em  $t = 250ms$  insere-se um degrau de geração de energia de 1kW no barramento c.c., o que faz com que a tensão se eleve e troque a operação para o Setor III. A partir daí as ESUs entram em modo carga, fazendo com que a tensão do barramento seja reduzida novamente. As ESUs passam, então, a operar em modo alternado entre descarga e carga, fazendo com que a tensão do barramento também oscile dentro da janela normal de operação da microrrede. Em  $t = 550ms$  a geração de energia é zerada, fazendo com que a microrrede volta a operar do mesmo modo que funcionava até  $t = 250ms$ .

A Figura 6.15 também ilustra o comportamento da microrrede no modo ilhado com perturbação da geração distribuída. No entanto, a carga conectada ao barramento é de  $R = 72\Omega$ . Inicialmente, a microrrede opera no Setor IV, com as duas ESUs alimentando a carga. Em  $t = 250ms$  insere-se uma geração de energia de 1kW, o que faz com que a tensão do barramento cresça e leve a microrrede a operar ainda no Setor III, mas com tensão do barramento maior. Contudo, a energia injetada pela geração não é suficiente para suprir completamente a carga, sendo necessário que as ESUs contribuam com uma parcela de aproximadamente 1kW. Em  $t = 550ms$  a energia injetada é retirada e a microrrede permanece no Setor IV, com as ESUs alimentando integralmente a carga.

A Figura 6.16 mostra o comportamento da microrrede com carga de aproximadamente 3kW, com três ESUs e perturbação de geração de energia. Como se pode observar, os resultados são semelhantes aqueles obtidos com carga de  $72\Omega$  e com duas ESUs, sendo, portanto, este caso dispensável de explanação.

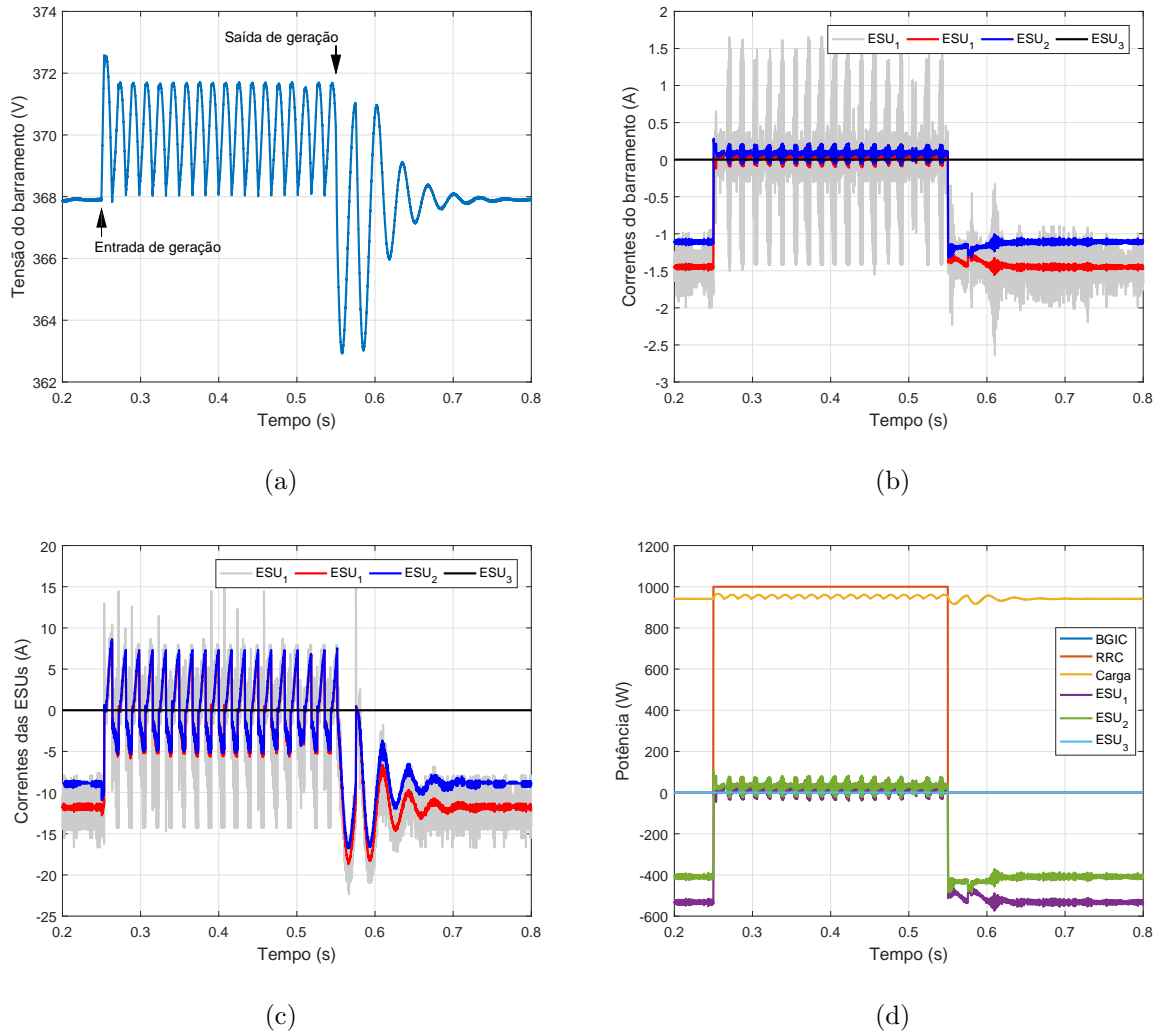
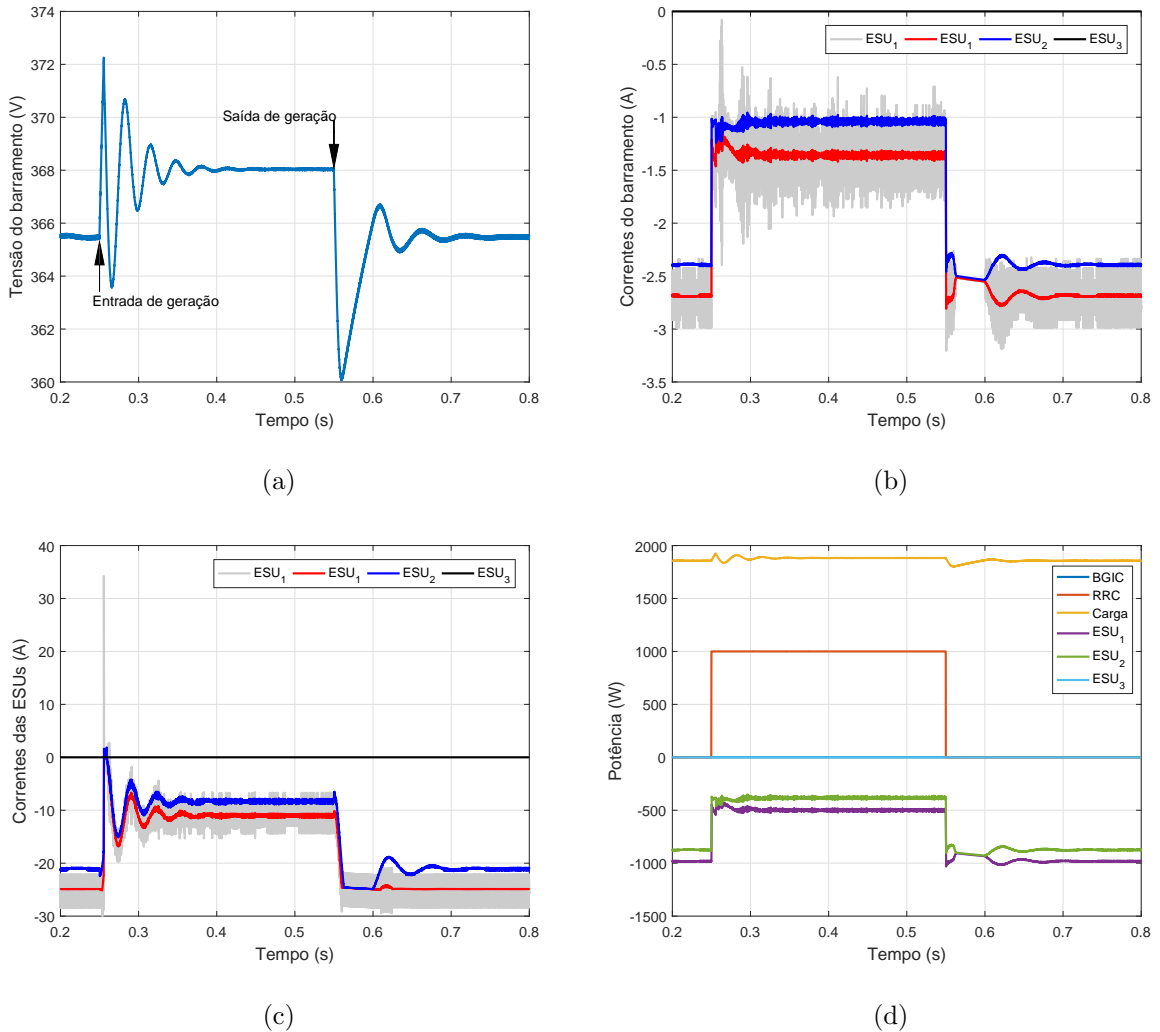


Figura 6.14: Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, com duas ESUs, carga de  $144\Omega$  e perturbação de geração de energia.

### 6.3.3 Conexão e desconexão de uma unidade armazenadora de energia

Ao se projetar a microrrede c.c. controlada por *droop*, uma das características desejadas foi a possibilidade de conexão das ESUs no barramento de forma *plug and play*. Com o intuito de avaliar esta possibilidade, a Figura 6.17 mostra a conexão de uma ESU em uma microrrede ilhada que já trabalha com duas ESUs, carga de  $R = 72\Omega$  e geração de 1kW. Como a microrrede opera ilhada com 1kW, o setor de trabalho é o IV. Sendo



**Figura 6.15:** Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, com duas ESUs, carga de  $72\Omega$  e perturbação de geração de energia.

assim, as unidades trabalham em modo descarga. Em  $t = 350ms$  a  $ESU_3$  é conectada ao barramento c.c.. Como consequência, a diferença entre a potência demandada pela carga e a potência gerada, anteriormente dividida para duas unidades, agora é dividida para três unidades de armazenamento. Devido ao *droop*, as unidades com maiores SoCs contribuem com maiores parcelas de corrente, como pode ser visto na Figura 6.17c.

Para a inserção da  $ESU_3$  no barramento foi considerado que os capacitores de filtro do lado do barramento c.c. foram pré-carregados antes do momento da conexão. Como

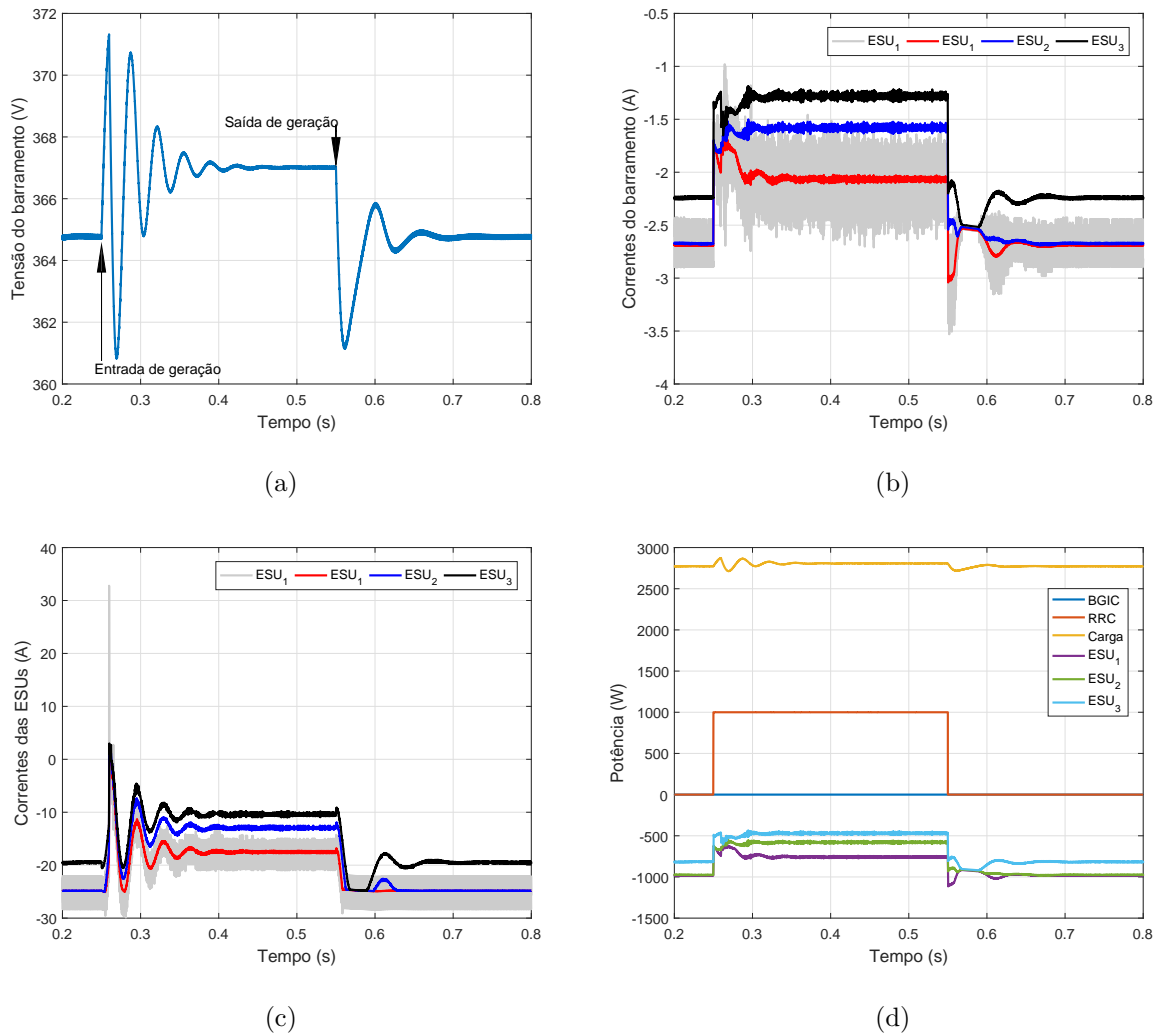


Figura 6.16: Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, com três ESUs, carga de  $48\Omega$  e perturbação de geração de energia.

há diferença entre a tensão do barramento e a tensão dos capacitores no momento da conexão, observa-se a presença de picos elevados de corrente, que poderiam ser diminuídos com alguma estratégia diferenciada de conexão.

Considerando as mesmas condições da microrrede do caso anterior, a Figura 6.18 mostra os resultados quando a  $ESU_3$  é desconectada abruptamente do barramento c.c., simulando, por exemplo, uma falha. Em  $t = 150ms$  desconecta-se a unidade, o que leva a microrrede a operar com tensão do barramento menor. Como consequência, os pontos de

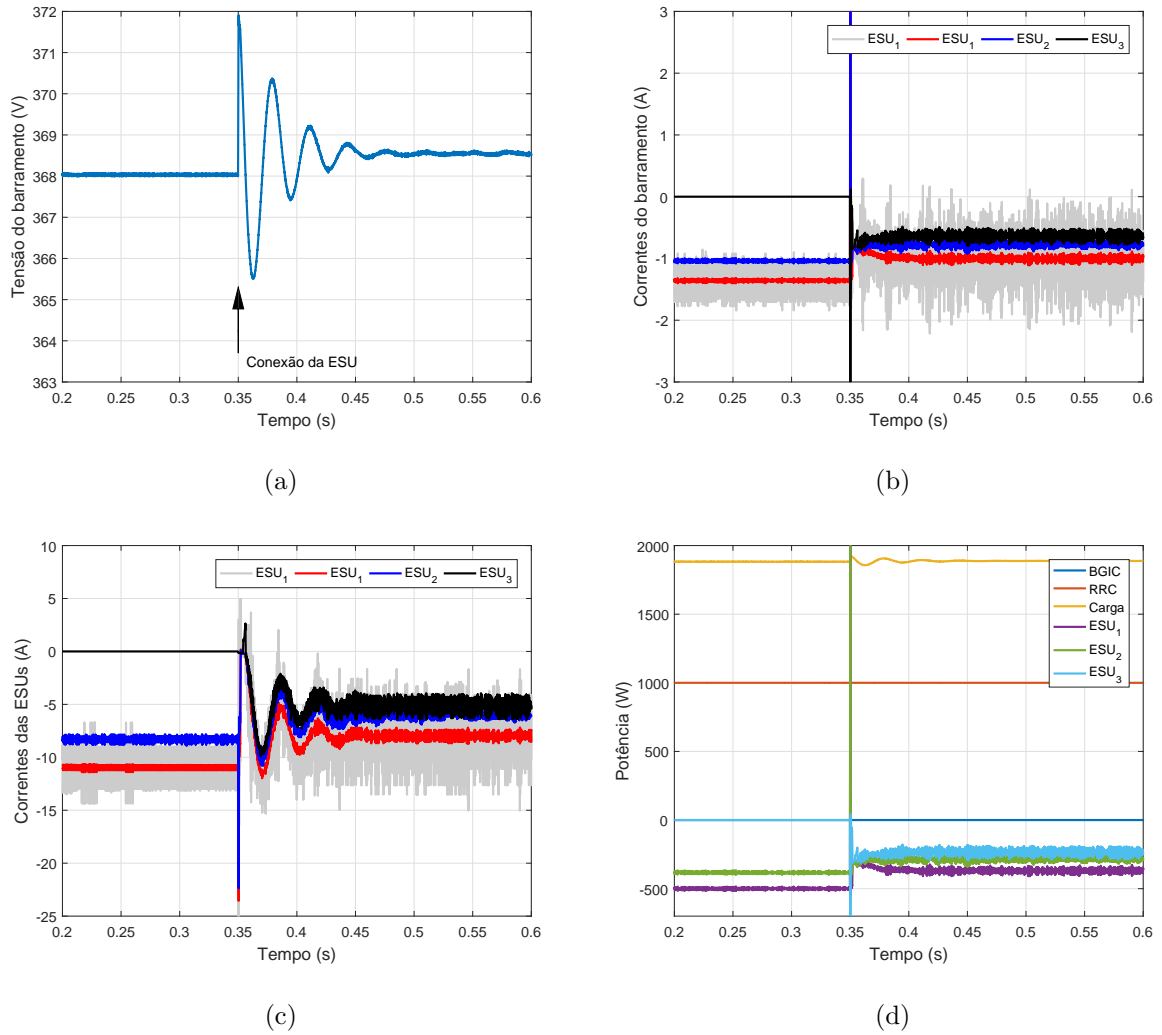
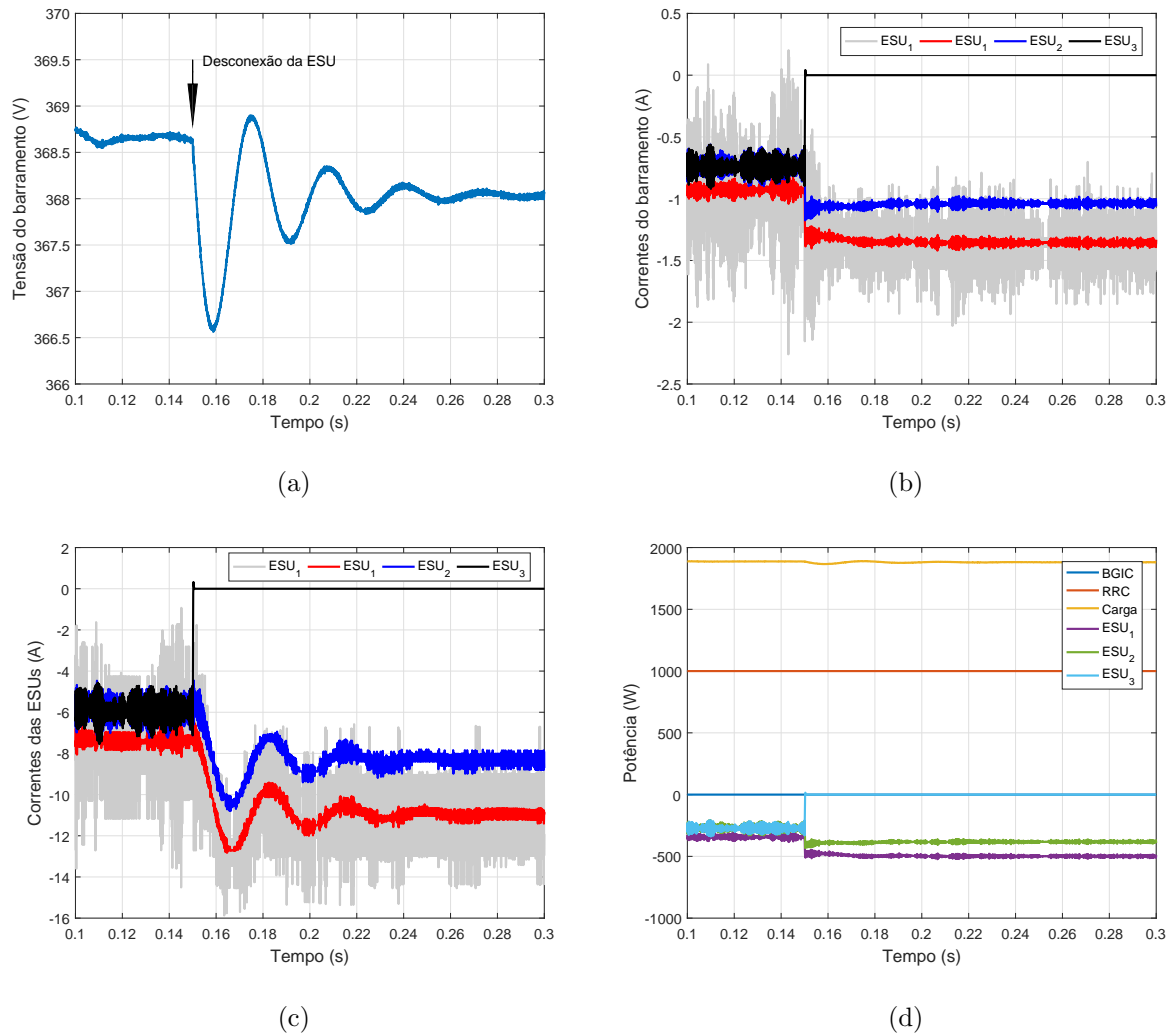


Figura 6.17: Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, carga de  $72\Omega$  e conexão de uma unidade armazenadora de energia.

equilíbrio nas curvas de *droop* da  $ESU_1$  e  $ESU_2$  são modificados, fazendo com que estas unidades trabalhem com maiores corrente de descarga para suprir a carga.

## 6.4 Reconexão da rede elétrica

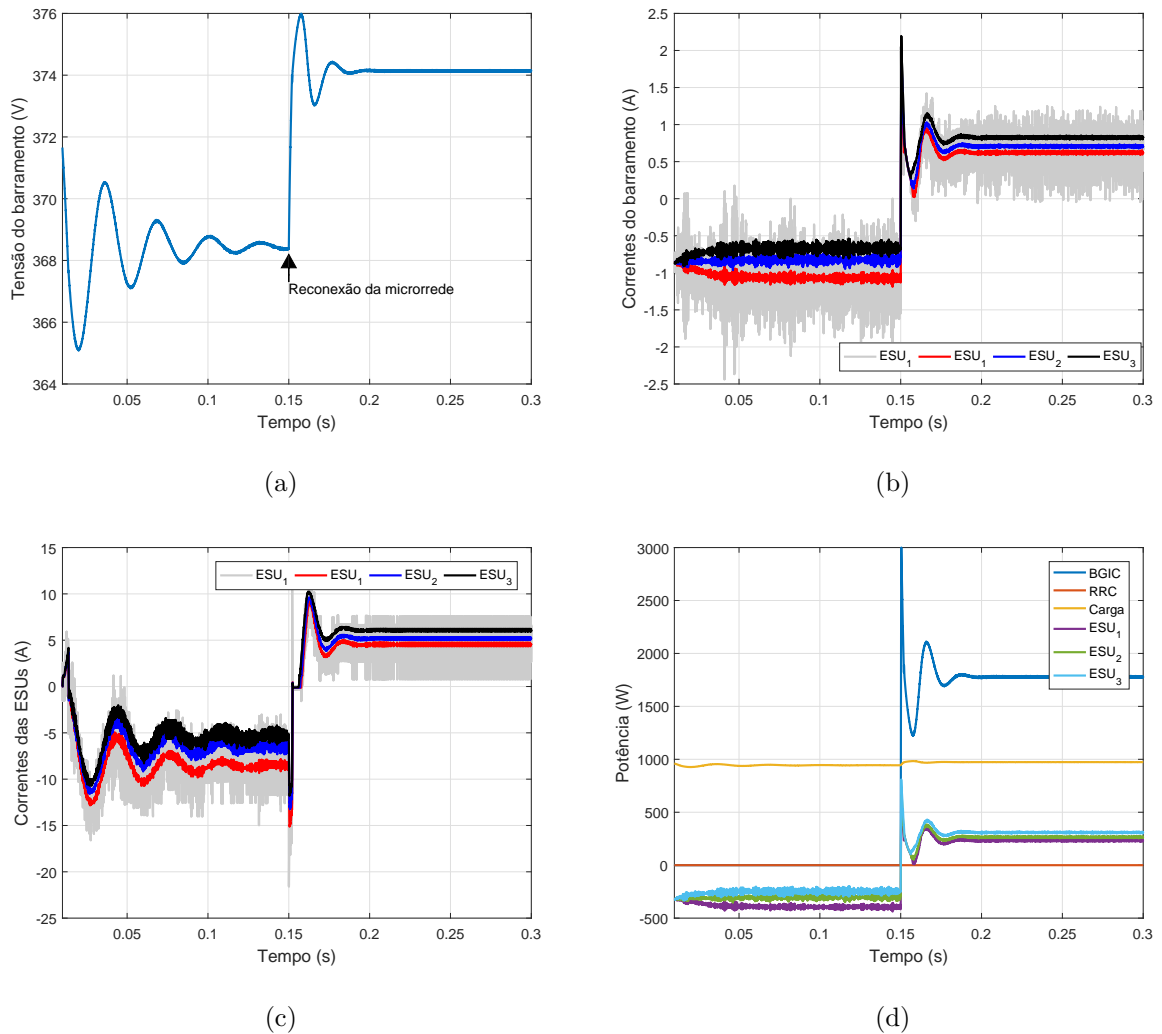
O processo de reconexão da microrrede com a rede elétrica é mostrado na Figura 6.19. Para esse cenário, foi considerado que a microrrede é composta de três ESUs, carga de  $R = 144\Omega$  e geração de energia nula. Antes da conexão, a microrrede opera no Setor



**Figura 6.18:** Resultados de simulação para o estudo de caso: microrrede ilhada, carga de  $72\Omega$  e desconexão de uma unidade armazenadora de energia.

IV, com tensão do barramento em torno de 368V. No instante  $t = 150ms$  a reconexão é realizada, fazendo com que a tensão do barramento cresça, fazendo com que a microrrede entre no Setor III, levando às ESUs a operarem no modo carga. Após o transiente inicial, o conversor BGIC importa energia suficiente para suprir os quase 1kW da carga e carregar as três EUSs. Devido ao *droop* do modo carga e aos diferentes estados de carga, cada unidade recebe diferentes correntes de carregamento.

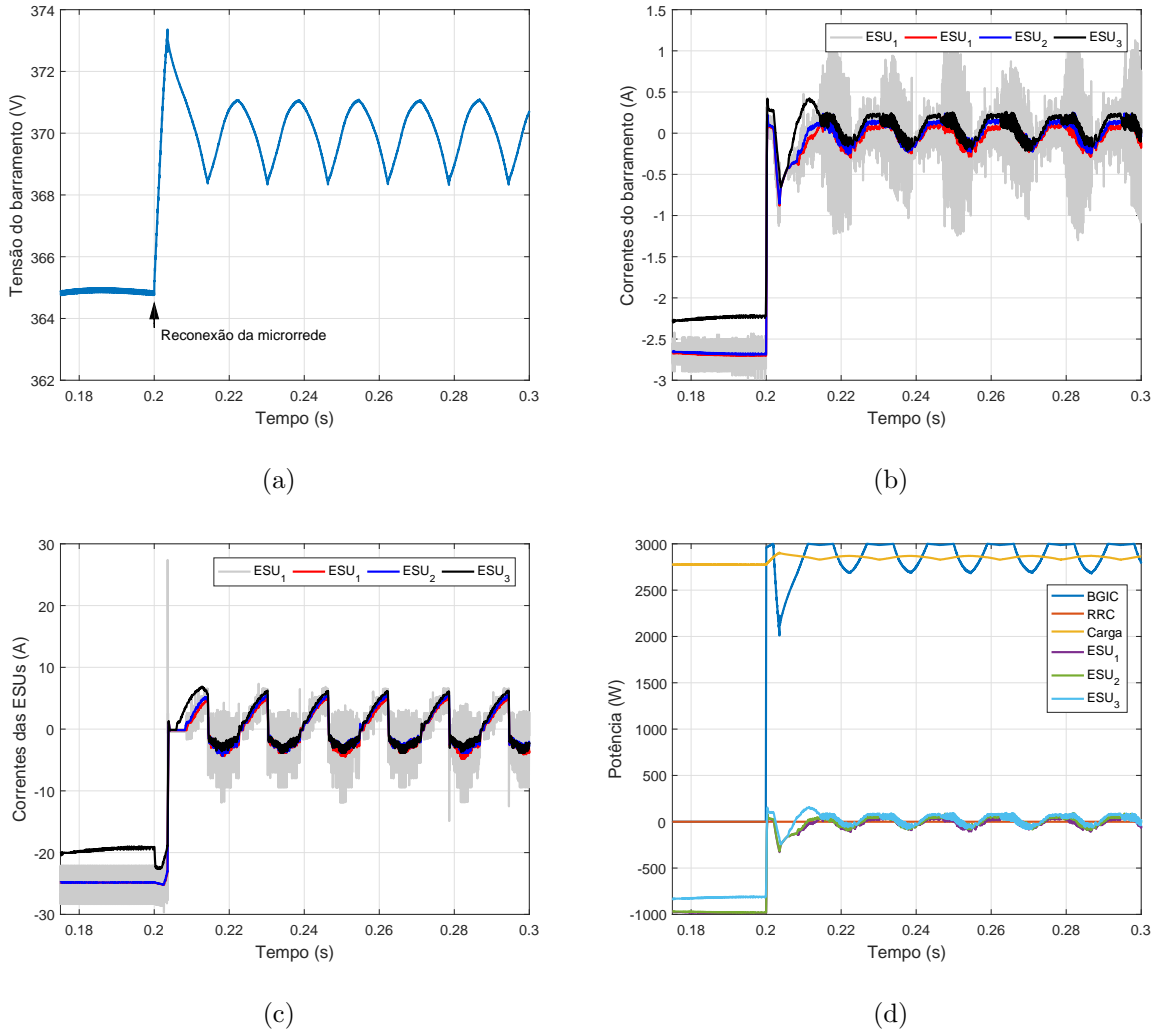
Na Figura 6.20 avaliou-se o comportamento da microrrede perante uma reconexão



**Figura 6.19:** Resultados de simulação para o estudo de caso: reconexão da microrrede, com três ESUs, carga de  $144\Omega$  e sem geração de energia.

na rede elétrica com três ESUs, carga  $R = 48\Omega$  e sem geração distribuída. Antes da reconexão a microrrede opera no Setor IV, com todas as ESUs alimentando a carga. Em  $t = 200ms$  conecta-se o conversor BGIC ao barramento c.c. da microrrede. Como consequência, a tensão sobe e faz com que as ESUs passem a operar no modo carga. Como a carga conectada ao barramento c.c. é praticamente a nominal, o conversor BGIC não consegue supri-la juntamente com as três ESUs mantendo a tensão do barramento acima de  $V_{th} + \Delta V$ . Consequentemente, as ESUs começam a operar oscilando entre os modos

descarga e carga, como já discutido anteriormente.



**Figura 6.20:** Resultados de simulação para o estudo de caso: reconexão da microrrede, com três ESUs, carga de  $48\Omega$  e sem geração de energia.

A Figura 6.21 ilustra o comportamento da microrrede com a  $ESU_1$  e  $ESU_2$  conectadas ao barramento, com carga  $R = 48\Omega$  e geração de energia de 1kW perante uma reconexão. Antes da reconexão ambas ESUs operam em modo descarga juntamente com a geração de energia para realizar o suprimento da carga. Em  $t = 200ms$  a reconexão com a rede elétrica é efetuada, fazendo com que o conversor BGIC importe energia suficiente para atender a carga e fazer o carregamento das ESUs juntamente com a geração de energia.



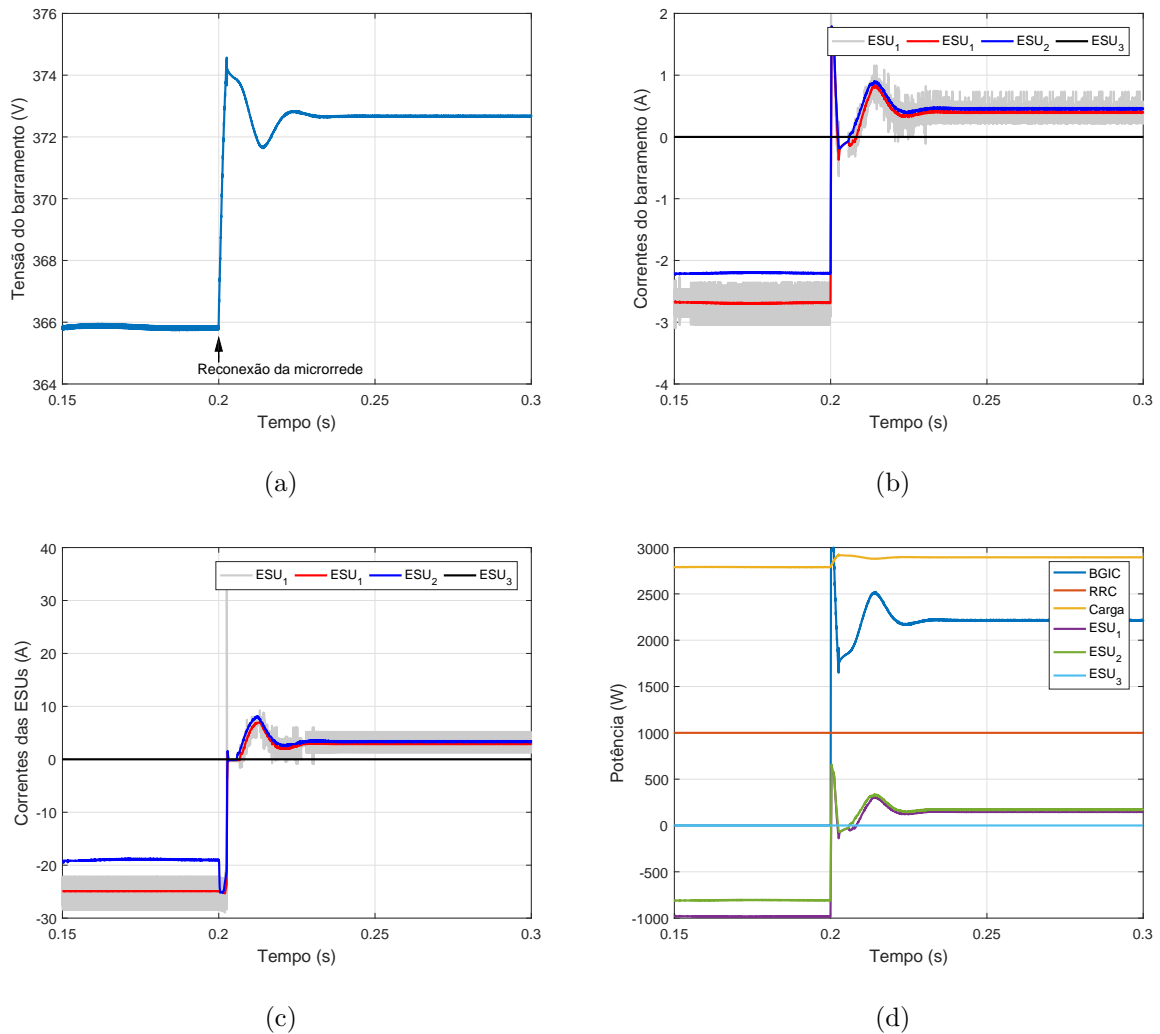


Figura 6.21: Resultados de simulação para o estudo de caso: reconexão da microrrede, com duas ESUs, carga de  $48\Omega$  e geração de energia de 1kW.

## 6.5 Funcionamento do algoritmo de transição dos modos de operação

Para ilustrar o princípio de funcionamento do algoritmo de transição dos modos de operação a Figura 6.22 mostra como funciona a transição do modo carga para o modo descarga, ocorrido para a corrente na  $ESU_1$  da Figura 6.9c. Quando o controle detecta que é preciso efetuar uma troca de malhas, amostra-se a defasagem utilizada e em seguida

decrementa-se o valor de forma que a corrente na ESU seja levada a zero. Como o algoritmo faz decrementos a cada passo de simulação, nota-se que a referência de defasagem decresce linearmente. Quando a corrente atingir o valor  $I_{th} + \Delta I_{th}$  efetua-se a troca e o controle é passado para a malha de descarga. Procedimento semelhante ocorre para a transição do modo descarga para carga.

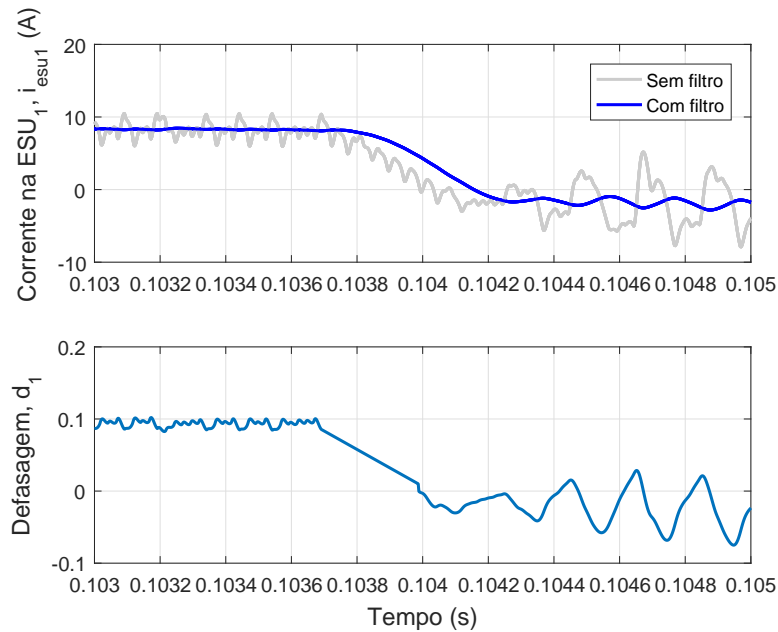


Figura 6.22: Comportamento da malha de controle durante transição do modo carga para descarga.

## 6.6 Conclusões do capítulo

O presente capítulo dedicou-se aos estudos de caso da microrrede c.c. Para avaliar seu desempenho, e mais especificamente, o paralelismo dos conversores das ESUs, foram utilizados possíveis cenários que pode haver operação como: variação da quantidade de ESUs conectadas ao barramento, variação de carga, variação da quantidade de energia gerada e injetada no barramento e o modo de conexão da microrrede com a rede elétrica c.a..

Foi mostrado que o paralelismo das ESUs pôde ser obtido em microrredes c.c. controladas por *droop*. Foi visto que tanto no modo carga quanto em descarga utiliza-se o *droop*

adaptativo em função do estado de carga. Dessa forma, as unidades que possuem menor carga armazenada contribuem com menos energia para a microrrede quando em modo descarga e recebem mais energia da microrrede quando em modo carga, se comparadas às unidades com maior estado de carga.

As formas de onda das correntes dos acumuladores e do barramento de cada ESUs exibiram valores de ondulação relativamente elevados. Todavia, deve-se ter em mente que os valores de ondulação das correntes terminais do conversores DAB são muito elevados. No carregamento nominal, por exemplo, a ondulação foi reduzida de cerca de 3,5A para 1A nas correntes do barramento e de cerca de 30A para 5A no lado dos acumuladores. Isto significa que os filtros projetados estão fazendo, de fato, seu papel no sentido de reduzir o conteúdo harmônico das correntes terminais das ESUs.

Foi observado que dependendo dos valores de carga e do número de ESUs conectadas ao barramento é possível que haja operação com alternância de estados de carga e descarga. Tal comportamento não compromete os valores de tensão no barramento, tendo em vista que as oscilações de tensões ficaram dentro dos valores da janela normal de operação. Como não há comunicação entre os conversores, então torna-se difícil resolver esta característica no nível primário da microrrede. Assim sendo, sugere-se que tal comportamento possa ser mitigado através do controle da microrrede em níveis superiores.

Para os estudos de caso realizados, os valores de estado de carga praticamente não são alterados durante os eventos avaliados, podendo ser considerados como constante. Tendo em vista o alto custo computacional de realizar um estudo de caso para mostrar a equalização dos estados de carga das ESUs durante o modo descarga, esse tópico não foi desenvolvido. Como mostrado nos apêndices, a promoção da equalização de estado de carga é um processo que demora horas, em tempo de simulação, e como o passo de cálculo utilizado na simulação é de 391,25ns, um tempo muito longo seria necessário para a obtenção destes dados. Seria possível representar os conversores pelos seus circuitos médios, o que levaria a um resultado em um tempo mais curto, já que o circuito não teria os elementos de chaveamento. Entretanto, ainda sim os dados de simulação demorariam para serem extraídos e seria esperado que os resultados fossem semelhantes àqueles mostrados

no Capítulo 5, o que não justificaria o tempo e esforço para a realização desse estudo de caso.

Nos projetos do filtro EMI os capacitores  $C_1$  e  $C_{f1}$  foram projetados levando-se como referência o valor necessário para atenuar proporcionar baixa ondulação do lado do barramento. Contudo, nos resultados de simulação foi visto que houve necessidade de aumentar o valor de  $C_1$  para que este também servisse de *hold up capacitor*, de forma a evitar variações bruscas de tensão no barramento c.c. nos momentos de desconexão. Através de cálculos e testes no PSIM chegou-se a conclusão de que era necessário a inclusão de 1mF de capacitância do lado do barramento para cada conversor, inclusos para realização das simulações deste capítulo.

# Capítulo 7

## Conclusões gerais e propostas de continuidade

Esta dissertação apresentou o estudo do paralelismo de ESUs aplicadas a uma microrrede c.c.. Como a microrrede apresenta uma baixa potência seu foco é colocado em ambientes residenciais e comerciais. Como os principais acumuladores são do tipo c.c., como baterias e supercapacitores, bem como o barramento de conexão da microrrede, buscou-se definir um conversor c.c.-c.c. que pudesse ser empregado em ESUs. Chegou-se a conclusão de que, para a aplicação desta dissertação, a melhor topologia é a do conversor DAB, que possui alta relação de conversão, alta densidade de potência e bidirecionalidade. Para os fins desta dissertação, definiu-se a utilização do modelo médio de ordem reduzida, que retrata o conversor DAB fazendo algumas simplificações. Optou-se por este modelo tendo em vista a facilidade de utilização do mesmo para a obtenção do paralelismo. A partir do modelo do conversor DAB, as funções de transferência, que relacionam a variável de controle com as variáveis de saída, foram derivadas. Nesse desenvolvimento observou-se que as funções de transferência dos modos carga e descarga são distintas, o que levou a utilização de uma malha para cada modo, sendo um laço mais interno de corrente e um mais externo de tensão. Para que o conversor pudesse operar transitando, de forma suave, entre os modos de carga e descarga, foi proposta uma máquina de estados que atua

na defasagem durante os momentos de transição de estados. Foi observado também que o modelo de pequenos sinais varia muito de acordo com o ponto de operação desejado. Como o conversor DAB é bidirecional e sua aplicação em microrredes não pode ser definida para um ponto específico, já que pode haver variação considerável de acordo com as condições do sistema, o projeto dos controladores foi desenvolvido de forma que, para toda a faixa de operação, a estabilidade fosse garantida. O método utilizado para a sintonia dos controladores foi o da alocação de polos.

Definiu-se a utilização do controle por *droop* tendo em vista a simplicidade do método e possibilidade de ausência de comunicação entre os conversores. Para contemplar o paralelismo, propôs-se uma malha de controle para ambos os modos de operação e que utiliza o *droop* adaptativo de acordo com o estado de carga.

Para avaliar o desempenho do projeto das ESUs e seu paralelismo, utilizou-se estudos de caso que abrangem uma gama de situações possíveis que podem ocorrer em uma microrrede c.c.. Foi constatado que as ESUs puderam operar efetivamente em paralelo, utilizando *droop* adaptativo em função do estado de carga tanto para o modo carga quanto para a descarga. Foi visto que dependendo das condições da microrrede é possível que as ESUs operem alternando entre os estados de carga e descarga. Apesar de manter a tensão dentro dos limites normais de operação, tal comportamento não é desejável do ponto de vista dos elementos armazenadores de energia já que a corrente demandada será pulsada, o que pode degradar a vida útil dos mesmos. Destaca-se, portanto, que a operação no Setor IV para alguns cenários merece um estudo mais aprofundado.

### 7.1 Propostas de continuidade

Como propostas de continuidade deste trabalho de dissertação define-se:

1. Implementar os controladores do conversor DAB utilizando ganho adaptativo de modo a compensar as variações do modelo de pequenos sinais e obter dinâmica uniforme para toda a região de operação do conversor.

2. Avaliar o impacto do valor do passo do incremento/decremento de defasagem, definida no controle, na estabilidade do conversor.
3. Implementar os conversores DAB e filtros para a conexão em uma microrrede c.c. no intuito de obter resultados experimentais.
4. Desenvolver uma estratégia de controle que possa evitar a operação das ESUs oscilando entre carga e descarga.
5. Avaliar o comportamento da microrrede com mais geração de energia, de forma que haja operação nos setores I e II.
6. Estudar o comportamento e impacto das técnicas de equalização do estado de carga na autonomia do banco de baterias.

## 7.2 Publicações Correlatas

Durante o desenvolvimento deste trabalho publicou-se dois artigos no *8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Systems*, sediado em Florianópolis, Brasil. Os artigos são:

- Marcelino, F. L. F.; Sathler, H. H.; Oliveira, T. R.; Donoso-Garcia, P. F.. *Modeling and Control of a Dual Active Bridge for Energy Storage in DC Microgrid Applications*, in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1-8, abril 2017.
- Marcelino, F. L. F.; Sathler, H. H.; Silva, W. W. A. G.; Oliveira, T. R.; Donoso-Garcia, P. F.. *A Comparative Study of Droop Compensation Functions for State-of-Charge Based Adaptive Droop Control for Distributed Energy Storage Systems*, in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1-8, abril 2017.

# Referências Bibliográficas

- [1] REN21. *Renewables 2015 Global Status Report - Annual Reporting on Renewables: Ten years of excellence*. [S.l.], 2015.
- [2] ANEEL. <http://www.aneel.gov.br/proinfa>.
- [3] PORTARIA n° 538, de 16 de dezembro de 2015. [S.l.].
- [4] PROGD Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica. Ações de estímulo à geração distribuída com base em fontes renováveis. <http://www.mme.gov.br/documents/10584/3013891/15.12.2015+ApresentaC3%A7%C3%A3o+ProGD/bee12bc8-e635-42f2-b66c-fa5cb507fd06?version=1.0>.
- [5] BRASIL lança Programa de Geração Distribuída com destaque para energia solar. [http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset\\_publisher/32hLr0zMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2017](http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLr0zMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2017)
- [6] ANEEL. 2017. <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>.
- [7] ANEEL. *Resolução Normativa n° 482, de 17 de abril de 2012*. 2012.
- [8] PORTAL Brasil. <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2017/01/aneel-registra-mais-de-7-6-mil-conexoes-de-geracao-distribuida>.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [9] ANEEL. [http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/-/asset\\_publisher/CegkWaVJWF5E/content/geracao-distribuida-introduc-1/656827?inheritRedirect=false](http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/-/asset_publisher/CegkWaVJWF5E/content/geracao-distribuida-introduc-1/656827?inheritRedirect=false).
- [10] FILHO, A. C. S. d. A. W. P. B. Geração distribuída: Vantagens e desvantagens. *II Simpósio de Estudos e Pesquisas em Ciências Ambientais*, 2014.
- [11] FEDERECÃO das Indústrias do Estado do Paraná. <http://www.fiepr.org.br/observatorios/energia/FreeComponent21893content327338.shtml>.
- [12] TON, D. T.; SMITH, M. A. The u.s. department of energy's microgrid initiative. *The Electricity Journal*, v. 25, n. 8, p. 84 – 94, 2012. ISSN 1040-6190. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1040619012002254>.
- [13] LU, X. et al. Double-quadrant state-of-charge-based droop control method for distributed energy storage systems in autonomous dc microgrids. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, v. 6, n. 1, p. 147–157, Jan 2015. ISSN 1949-3053.
- [14] YU, X. et al. Power management for dc microgrid enabled by solid-state transformer. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, v. 5, n. 2, p. 954–965, March 2014. ISSN 1949-3053.
- [15] ROGGIA, L. et al. Integrated full-bridge-forward dc-dc converter for a residential microgrid application. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 4, p. 1728–1740, April 2013. ISSN 0885-8993.
- [16] KARSHENAS, H. et al. *Bidirectional DC - DC Converters for Energy Storage Systems*. INTECH Open Access Publisher, 2011. ISBN 9789533072692. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=a7jhoAEACAAJ>.
- [17] XUE, F. et al. A novel bi-directional dc-dc converter for distributed energy storage device. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1126–1130.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [18] KETZER, M. B. et al. Evaluating circuit topologies for battery charge equalization. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 743–748. ISSN 1553-572X.
- [19] ZHAO, B. et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc-dc converter for high-frequency-link power-conversion system. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, Aug 2014. ISSN 0885-8993.
- [20] BABOKANY, A. et al. A review of bidirectional dual active bridge converter. In: *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2012 9th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4.
- [21] DU, Y. et al. Review of high power isolated bi-directional dc-dc converters for phev/ev dc charging infrastructure. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 553–560.
- [22] KRISMER, F. *Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies*. Tese (Doutorado) — Zurich Federal Institute of Technology, 2010.
- [23] LI, W. et al. On voltage standards for dc home microgrids energized by distributed sources. In: *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2012. v. 3, p. 2282–2286.
- [24] ANAND, S.; FERNANDES, B. G. Optimal voltage level for dc microgrids. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3034–3039. ISSN 1553-572X.
- [25] EMERGE Alliance - An open industry association. <http://www.emergealliance.org/>.
- [26] ETSI en 300 132-3-1. [http://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/300100\\_300199/3001320301/02.01.01\\_40/en\\_3001320301v020101o.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300100_300199/3001320301/02.01.01_40/en_3001320301v020101o.pdf).

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [27] IEEE. *P2030.10*. 2016. <https://standards.ieee.org/develop/project/2030.10.html>.
- [28] PATEL, J. et al. Bi-directional dc-dc converter for battery charging-discharging applications using buck-boost switch. In: *Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), 2012 IEEE Students' Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4.
- [29] JIN, Z. et al. Research on application of online ups topology in novel energy-storage traction converter. In: *Electrical and Information Technologies for Rail Transportation (EITRT2013) Conference on*. [S.l.: s.n.], 2013.
- [30] SILVA, W. W. A. G. *Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento de baterias em um Sistema Nanorrede*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais - Brasil, 2013.
- [31] DONCKER, R. D.; DIVAN, D.; KHERALUWALA, M. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 1, p. 63–73, Jan 1991. ISSN 0093-9994.
- [32] KIM, M. et al. A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge dc-dc converter in wide voltage range. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 364–371. ISSN 2150-6078.
- [33] ZHAO, B. et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc-dc converter for high-frequency-link power-conversion system. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, Aug 2014. ISSN 0885-8993.
- [34] HARRYE, Y. A. et al. Comprehensive steady state analysis of bidirectional dual active bridge dc/dc converter using triple phase shift control. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 437–442.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [35] ALONSO, A. R. et al. An overall study of a dual active bridge for bidirectional dc/dc conversion. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1129–1135.
- [36] RODRÍGUEZ, A. et al. Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 2, p. 790–804, Feb 2015. ISSN 0885-8993.
- [37] WEN, H.; XIAO, W. Bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with triple-phase-shift control. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1972–1978. ISSN 1048-2334.
- [38] HAIHUA, Z. *Dynamic control in energy storage augmented renewable storage system*. Tese (Doutorado) — National University of Singapore, 2011.
- [39] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2ed. ed. [S.l.]: Springer, 2001.
- [40] GUACANEME, J. et al. Dynamic modeling of a dual active bridge dc to dc converter with average current control and load-current feed-forward. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, v. 43, n. 10, p. 1311–1332, 2015. ISSN 1097-007X. CTA-14-0106.R1. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/cta.2012>>.
- [41] KRISHNAMURTHY, H. K.; AYYANAR, R. Building block converter module for universal (ac-dc, dc-ac, dc-dc) fully modular power conversion architecture. In: *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 483–489. ISSN 0275-9306.
- [42] ZHANG, K.; SHAN, Z.; JATSKEVICH, J. Large- and small-signal average value modeling of dual-active- bridge dc-dc converter considering power losses. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0885-8993.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [43] MARTINS, W. M. D. S. e D. C. Modelagem e controle dos conversores dab e tab utilizando a teoria do gyrator. In: *XIX Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.: s.n.], 2012.
- [44] QIN, H.; KIMBALL, J. W. Generalized average modeling of dual active bridge dc-dc converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 4, p. 2078–2084, April 2012. ISSN 0885-8993.
- [45] KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Accurate small-signal model for an automotive bidirectional dual active bridge converter. In: *2008 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–10. ISSN 1093-5142.
- [46] DEMETRIADES, G. D.; NEE, H. P. Dynamic modeling of the dual-active bridge topology for high-power applications. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 457–464. ISSN 0275-9306.
- [47] BAI, H. et al. The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter. In: *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2840–2845. ISSN 1553-572X.
- [48] SHI, L. et al. Full discrete-time modeling and stability analysis of the digital controlled dual active bridge converter. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3813–3817.
- [49] COSTINETT, D.; ZANE, R.; MAKSIMOVI?, D. Discrete-time small-signal modeling of a 1 mhz efficiency- optimized dual active bridge converter with varying load. In: *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2012 IEEE 13th Workshop on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–7. ISSN 1093-5142.
- [50] ZHAO, C.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. Full-order averaging modelling of zero-voltage-switching phase-shift bidirectional dc-dc converters. *IET Power Electronics*, v. 3, n. 3, p. 400–410, May 2010. ISSN 1755-4535.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [51] MENDES, M. A. S. *Associação em paralelo de conversores estáticos c.c.- c.c.: uma contribuição às estratégias de controladores*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais - Brasil, 1996.
- [52] SEGARAN, D. S. *Dynamic Modelling and Control of Dual Active Bridge Bi- Directional DC-DC Converters for Smart Grid Applications*. Tese (Doutorado) — Royal Melbourne Institute of Technology University, 2006.
- [53] SAICHAND, K.; JOHN, V. Virtual resistance based control for ultracapacitor based bidirectional dc/dc backup system. In: *National Power Electronics Conference (NPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015.
- [54] NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. Bidirectional control of a dual active bridge dc-dc converter for aerospace applications. *IET Power Electronics*, v. 5, n. 7, p. 1104–1118, August 2012. ISSN 1755-4535.
- [55] KOLAR, J. W.; HUBER, J. E. Solid-state transformers (sst) concepts, challenges and opportunities. In: *Workshop on Smart Transformers for Traction and Future Grids*. [S.l.: s.n.], 2016.
- [56] HUANG, Y.; TSE, C. K. Circuit theoretic classification of parallel connected dc-dc converters. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 5, p. 1099–1108, May 2007. ISSN 1549-8328.
- [57] IRVING, B.; JOVANOVIĆ, M. Analysis, design, and performance evaluation of droop current- sharing method. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 235–241 vol.1.
- [58] LUO, S. et al. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 901–908 vol.2. ISSN 0275-9306.
- [59] LI, W.; JOOS, G.; ABBEY, C. A parallel bidirectional dc/dc converter topology for energy storage systems in wind applications. In: *Industry Applications Conference*,

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

2007. *42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 179–185. ISSN 0197-2618.
- [60] OUCHI, T.; KANODA, A.; TAKAHASHI, N. Parallel bi-directional dc-dc converter for energy storage system. In: *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE- ASIA), 2014 International*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3920–3927.
- [61] HUTH, S. Dc/dc-converters in parallel operation with digital load distribution control. In: *Industrial Electronics, 1996. ISIE '96., Proceedings of the IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 808–813 vol.2.
- [62] SANTOS, W. M. dos et al. Paralleling of dab converter using the gyrator theory. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 319–325. ISSN 2165-0454.
- [63] YIFEI, L. et al. Sensorless current estimation and sharing in multiphase input- parallel output-parallel dc-dc converters. In: *Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2015 IEEE 2nd International*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- [64] OLIVEIRA, T. R. de. *Distribuição Local de Energia em Corrente Contínua: Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um Protótipo de Nanorrede c.c. Dedicado aos Setores Residencial e Comercial*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.
- [65] AUGUSTINE, S.; MISHRA, M. K.; LAKSHMINARASAMMA, N. Adaptive droop control strategy for load sharing and circulating current minimization in low-voltage standalone dc microgrid. *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, v. 6, n. 1, p. 132–141, Jan 2015. ISSN 1949-3029.
- [66] LU, X. et al. State-of-charge balance using adaptive droop control for distributed energy storage systems in dc microgrid applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 61, n. 6, p. 2804–2815, June 2014. ISSN 0278-0046.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [67] OLIVEIRA, T. R.; SILVA, W. W. A. G.; DONOSO-GARCIA, P. F. Distributed secondary level control for energy storage management in dc microgrids.
- [68] GAVRILUTA, C. et al. Adaptive droop for control of multiterminal dc bus integrating energy storage. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 1, p. 16–24, Feb 2015. ISSN 0885-8977.
- [69] OLIVEIRA, T. R. de; DONOSO-GARCIA, P. F. Perspectives for dc distribution adoption in brazil. In: *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 359–364.



# Apêndice A

## Desenvolvimento dos esforços das chaves semicondutoras, transformador e indutor

### A.1 Esforços nas chaves semicondutoras no modo abaixador

Pela análise das formas de onda da Figura 2.4 e da Tabela 2.2 pode-se estabelecer que os esforços de corrente nos MOSFETs e nos diodos serão iguais em suas respectivas pontes. Porém, a mesma tabela mostra que na ponte de alta tensão os MOSFETs são mais sobrecarregados ao passo que na ponte de baixa tensão os diodos são mais sobrecarregados, o que condiz com o sentido do fluxo de potência em estudo. Para o modo abaixador pode-se afirmar que a ponte da alta tensão trabalha operando mais tempo como inversor e a ponte de baixa tensão mais tempo como retificador.

Para a analisar as correntes eficazes reescreve-se a Equação 2.11 para simplificar a

## Apêndice A - Desenvolvimento dos esforços das chaves semicondutoras, transformador e indutor

visualização das expressões de corrente. Definindo:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_{L,TI}(t) & \forall t \mid 0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L,TII}(t) & \forall t \mid t_1 \leq t \leq T_\varphi \\ i_{L,TIII}(t) & \forall t \mid T_\varphi \leq t \leq T_s/2 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

então a corrente eficaz nos MOSFETs da alta tensão,  $I_{M,HV,rms}$ , pode ser calculada por:

$$I_{M,HV,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{M,HV}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_\varphi} i_{L,TII}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_\varphi}^{T_s/2} i_{L,TIII}^2 dt} \quad (\text{A.2})$$

A corrente eficaz dos diodos de alta tensão,  $I_{D,HV,rms}$ , é expressa por:

$$I_{D,HV,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{D,HV}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} (-i_{L,TI})^2 dt} \quad (\text{A.3})$$

A corrente eficaz dos MOSFETs de baixa tensão,  $I_{M,LV,rms}$ , é dada por:

$$I_{M,LV,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{M,LV}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_\varphi} (N \cdot i_{L,TII})^2 dt} \quad (\text{A.4})$$

A corrente eficaz dos diodos de baixa tensão,  $I_{D,LV,rms}$  é:

$$I_{D,LV,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{D,LV}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} (-N \cdot i_{L,TI})^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_\varphi}^{T_s/2} (-N \cdot i_{L,TIII})^2 dt} \quad (\text{A.5})$$

A tensão de bloqueio direta a qual as chaves do lado de alta tensão estão sujeitas é igual a máxima tensão do barramento c.c. e do lado de baixa tensão é igual a tensão máxima do arranjo de baterias.

## A.2 Esforços no indutor e transformador no modo abaixador

Caso seja necessário adicionar um indutor ao conversor DAB, a corrente eficaz que circula pelo seus terminais deve ser calculada para o correto dimensionamento do componente. Pela Figura 2.4 pode-se evidenciar a presença de simetria na forma de onda da

## Apêndice A - Desenvolvimento dos esforços das chaves semicondutoras, transformador e indutor

corrente no indutor. Dessa forma, para o cálculo da corrente eficaz do indutor é possível considerar somente a integração de 0 a  $T_s/2$  e multiplicar a integral por dois. Dessa forma, a corrente eficaz no indutor,  $I_{L,rms}$ , pode ser expressa por:

$$I_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_\varphi} \left( i_L(0) + \frac{V_1 + NV_2}{L} t \right)^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_{T_\varphi}^{T_s/2} \left( i_L(T_\varphi) + \frac{V_1 - NV_2}{L} (t - T_\varphi) \right)^2 dt} \quad (\text{A.6})$$

O primário do transformador, considerado o lado de alta, deve ser capaz de suportar uma corrente eficaz igual a corrente eficaz do indutor, expressa pela Equação A.6. Já a tensão eficaz no primário,  $V_{ac1,rms}$ , é dada por:

$$V_{ac1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_{ac1}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} V_1^2 dt} = V_1 \quad (\text{A.7})$$

A corrente eficaz de secundário pode ser determinada pela relação de transformação  $N$  do transformador. Portanto, pela Equação A.6 a corrente de secundário será:

$$I_{ac2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} N i_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_\varphi} \left( N \left( i_L(0) + \frac{V_1 + NV_2}{L} t \right) \right)^2 dt} = N \cdot I_{L,rms} = N I_{ac1,rms} \quad (\text{A.8})$$

Como feito para o primário, a tensão eficaz do secundário,  $V_{ac2,rms}$ , pode ser calculada por:

$$V_{ac2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_{ac2}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{T_\varphi}^{T_s/2+T_\varphi} V_2^2 dt} = V_2 \quad (\text{A.9})$$

### A.3 Esforços nas chaves semicondutoras no modo elevador

Pela análise das formas de onda da Figura 2.5 e da Tabela 2.3 pode-se afirmar que os esforços de corrente nos MOSFETs e nos diodos serão iguais em cada ponte. Porém, a

## Apêndice A - Desenvolvimento dos esforços das chaves semicondutoras, transformador e indutor

mesma Tabela mostra que na ponte de alta tensão os diodos são mais sobrecarregados ao passo que na ponte de baixa tensão os MOSFETs são mais sobrecarregados, o que condiz com o sentido do fluxo de potência em estudo.

Para analisar as correntes eficazes a Equação 2.22 é reescrita para simplificar a visualização das expressões de corrente, assumindo a forma:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_{L,TI}(t) & \forall t \mid T_\varphi \leq t \leq t_1 \\ i_{L,TII}(t) & \forall t \mid t_1 \leq t \leq 0 \\ i_{L,TIII}(t) & \forall t \mid 0 \leq t \leq T_s/2 - |T_\varphi| \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

Assim, a corrente eficaz nos MOSFETs da alta tensão,  $I_{M,HV,rms}$ , pode ser calculada por:

$$I_{M,HV,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{M,HV}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^0 i_{L,TII}^2 dt} \quad (\text{A.11})$$

A corrente eficaz dos diodos de alta tensão,  $I_{D,HV,rms}$ , é:

$$I_{D,HV,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{D,HV}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{T_\varphi}^{t_1} (i_{L,TI})^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/2 - |T_\varphi|} (i_{L,TIII})^2 dt} \quad (\text{A.12})$$

A corrente eficaz dos MOSFETs de baixa tensão,  $I_{M,LV,rms}$ , é dada por:

$$I_{M,LV,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{M,LV}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^0 (N \cdot i_{L,TII})^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/2 - |T_\varphi|} (N \cdot i_{L,TIII})^2 dt} \quad (\text{A.13})$$

A corrente eficaz dos diodos de baixa tensão,  $I_{D,LV,rms}$ , é calculada por:

$$I_{D,LV,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{D,LV}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{T_\varphi}^{t_1} (-N \cdot i_{L,TI})^2 dt} \quad (\text{A.14})$$

A tensão de bloqueio direta a qual as chaves do lado de alta tensão estão sujeitas é igual a máxima tensão do barramento c.c. ao passo que no lado de baixa tensão é igual a máxima tensão do arranjo de baterias.

## A.4 Esforços no indutor e transformador no modo elevador

Para calcular a corrente eficaz que circula pelos terminais do indutor,  $I_{L,rms}$ , pode-se utilizar a Equação 2.22. Pela simetria apresentada na forma de onda da corrente, mostrada na Figura 2.5, pode-se avaliar a integral somente em meio período. Assim, tem-se:

$$I_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{T_\varphi}^0 \left[ i_L(T_\varphi) - \frac{V_1 + NV_2}{L} (t - T_\varphi) \right]^2 dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2 - |T_\varphi|} \left[ i_L(0) + \left( \frac{V_1 - NV_2}{L} \right) t \right]^2 dt} \quad (\text{A.15})$$

O primário do transformador, considerado o lado de alta, deve ser capaz de suportar uma corrente eficaz igual a corrente eficaz do indutor, expressa pela Equação A.15. Já a tensão eficaz no primário,  $V_{ac1,rms}$ , é dada por:

$$V_{ac1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_{ac1}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} V_1^2 dt} = V_1 \quad (\text{A.16})$$

A corrente eficaz de secundário,  $I_{ac2,rms}$ , pode ser determinada pela relação de transformação  $N$  do transformador. Portanto, pela Equação A.15 tem-se:

$$I_{ac2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} N i_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_\varphi} \left( N i_L(0) + \frac{V_1 + NV_2}{L} t \right)^2 dt} = N I_{L,rms} = N I_{ac1,rms} \quad (\text{A.17})$$

Como feito para o primário, a tensão eficaz do secundário,  $V_{ac2,rms}$ , pode ser calculada por:

$$V_{ac2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_{ac2}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{T_\varphi}^{T_s/2 - |T_\varphi|} V_2^2 dt} = V_2 \quad (\text{A.18})$$

# Apêndice B

## Projeto do conversor DAB

O projeto do conversor DAB empregado em cada unidade de armazenamento de energia deve ser seguido de acordo com as especificações levantadas para o mesmo, previamente estabelecidas nos objetivos desta dissertação. Para fins de organização, as especificações são mostradas novamente na Tabela B.1.

**Tabela B.1: Requerimentos do conversor das unidades armazenadoras de energia.**

Parâmetro	Valor	Descrição
$v_1$	$360V \leq v_1 \leq 400V$	Valores permitidos no terminal de alta tensão
	380V	Valor nominal no terminal de alta tensão
$v_2$	$44V \leq v_2 \leq 52V$	Valores permitidos no terminal de baixa tensão
	48V	Valor nominal no terminal de baixa tensão
$P_{ESU}$	1kW	Potência com defasagem nominal no modo abaixador
	-1kW	Potência com defasagem nominal no modo elevador
$f$	20kHz	Frequência de chaveamento
$SoC$	$35\% \leq SoC \leq 100\%$	Valores permitidos para o estado de carga

Os conversores também devem possuir os seguintes requisitos:

- Utilizar a modulação SPS com defasagem limitadas no intervalo  $-0,35\pi \leq \varphi = 0,35\pi$  ou, de modo equivalente,  $-0,35 \leq d \leq 0,35$  para operação nominal;

- Operar em paralelo com outros conversores em uma microrrede c.c.;
- O conversor deve permanecer em *standby*, quando necessário, para que o estado de carga do banco de baterias seja mantido dentro dos valores estabelecidos;

Para fins de simulação utilizou-se  $f = 19968Hz$ , cujo período é múltiplo inteiro do período de amostragem  $T_s = 391,25ns$ .

## B.1 Cálculo da relação de transformação do transformador e da indutância

Como analisado em [35], a relação de transformação do conversor, dada pela Equação B.1, impacta na capacidade de comutação dissipativa. Para  $M = 1$  garante-se comutação não dissipativa para toda a faixa de valores de defasagem da modulação SPS.

$$M = \frac{v_1}{N \cdot v_2} \quad (\text{B.1})$$

Como tanto a tensão do barramento c.c. quanto do banco de baterias podem assumir quaisquer valores dentro de uma faixa definida, é impossível garantir que se obtenha  $M = 1$  para toda a faixa de operação do conversor para uma dada relação de transformação  $N$  do transformador, que é fixa. Então, utilizou-se toda a faixa de valores permitidas para  $v_1$  e  $v_2$ , representadas pelos Vetores B.2 e B.3 respectivamente, para calcular a melhor relação de transformação do transformador. Definindo-se também uma faixa de valores inteiros para  $N$ , mostrada pelo Vetor B.4, foi criado um algoritmo que calcula a relação de conversão  $M$  média baseada na faixa de valores de tensão para uma dada relação  $N$ , sendo obtido  $N_{opt} = 7,9400$  para melhor relação de conversão do transformador.

$$\mathbf{v}_1 = \{360V, 361V, \dots, 399V, 400V\} \quad (\text{B.2})$$

$$\mathbf{v}_2 = \{44V, 45V, \dots, 51V, 52V\} \quad (\text{B.3})$$

$$\mathbf{N} = \{5, 6, \dots, 9, 10\} \quad (\text{B.4})$$

Para determinar o número de espiras do primário e secundário que melhor aproxima do valor de  $N_{opt}$  os Vetores B.5 e B.6 foram definidos. Fazendo os devidos cálculos através das possíveis combinações de  $\mathbf{N}_1$  e  $\mathbf{N}_2$  o número de espiras que faz com que a relação mais se aproxime de  $N_{opt} = 7,9400$  foi  $N_1 = 135$  espiras e  $N_2 = 17$  espiras, que fornece  $N = 7,9412$ .

$$\mathbf{N}_1 = \{100, 101, \dots, 139, 140\} \quad (\text{B.5})$$

$$\mathbf{N}_2 = \{10, 11, \dots, 19, 20\} \quad (\text{B.6})$$

A indutância necessária para a transferência de potência desejada pode ser calculada pela Equação 2.25, repetida aqui por conveniência:

$$P_{DAB} = \frac{NV_1V_2\varphi(\pi - |\varphi|)}{2\pi^2fL} \quad \forall \varphi \mid -\pi \leq \varphi \leq \pi \quad (\text{B.7})$$

Levando em conta que a indutância também depende de uma faixa de valores de  $v_1$  e  $v_2$ , para que seja possível transmitir potência nominal respeitando a defasagem máxima imposta,  $\varphi = \pm 0,35\pi$  ou, de modo equivalente,  $d = \pm 0,35$ , pode-se mostrar que é preciso escolher o menor valor de indutância dentre as opções calculadas. Dessa forma, o valor de indutância de dispersão necessária para que o conversor opere dentro das condições estabelecidas é  $L = 716,57\mu H$ .

## **B.2 Semicondutores, transformador e indutor**

Tendo em vista a Tabela B.1 e os esforços de tensão e corrente desenvolvidos no Apêndice A, as especificações dos esforços de tensão e corrente das chaves semicondutores são resumidas na Tabela B.2, ao passo que os esforços do transformador e indutor são resumidos na Tabela B.3.

Comparou-se os resultados analíticos com os de simulação utilizando o PSIM, sendo obtidos valores em concordância, com diferenças desprezíveis. É válido ressaltar que os esforços foram calculados a partir das equações do conversor DAB ideal operando sem filtros. Fazendo uma extensão para o conversor DAB real e com filtros, espera-se que



os esforços de tensão sejam os mesmos e que os esforços de corrente sejam ligeiramente maiores, tendo em vista as perdas do conversor.

Com base nos esforços demandados pelas chaves, estimou-se valores de resistência de dreno-fonte dos MOSFETs,  $R_{ds(on)}$ , da ponte de alta e de baixa tensão para serem utilizados na simulação. Os valores estabelecidos foram  $R_{ds(on)}^{HV} = 1\Omega$  e  $R_{ds(on)}^{LV} = 100m\Omega$  para a alta e a baixa tensão, respectivamente.

**Tabela B.2: Especificações das chaves semicondutoras.**

Ponte	Corrente eficaz (A)	Corrente de pico (A)	Tensão (V)
Alta tensão	$\geq 4,7$	$\geq 7,2$	$\geq 800$
Baixa tensão	$\geq 32,3$	$\geq 57,2$	$\geq 100$

**Tabela B.3: Especificações do transformador e do indutor.**

	Corrente eficaz [A]	Tensão eficaz (V)	Espiras
Transformador	5,8/46,0	400/52	$N_1 = 135$ e $N_2 = 17$
Indutância	5,8	-	-

A indutância de dispersão do transformador referida ao primário deve ser igual a  $716,57\mu H$ . Caso a indutância seja menor, deve-se utilizar um indutor para completar o valor de projeto. O número de espiras do indutor dependerá das dimensões, tipo de núcleo utilizado, entre outros fatores. O projeto do indutor foge ao escopo desta dissertação.

### B.3 Dimensionamento dos filtros EMI

Para atenuar os harmônicos das correntes terminais do conversor DAB, que poderiam circular no barramento c.c. da microrrede e na ESU, foi definida a utilização de filtros passa-baixas do tipo  $L-C$ . A metodologia utilizada para o cálculo dos elementos do filtro é semelhante à utilizada em [22]. Entretanto, nesta dissertação foi utilizado amortecimento com ramo  $R_f - C_b$  paralelo, enquanto que naquele trabalho o amortecimento foi feito com  $R_f - L_b$  paralelo.

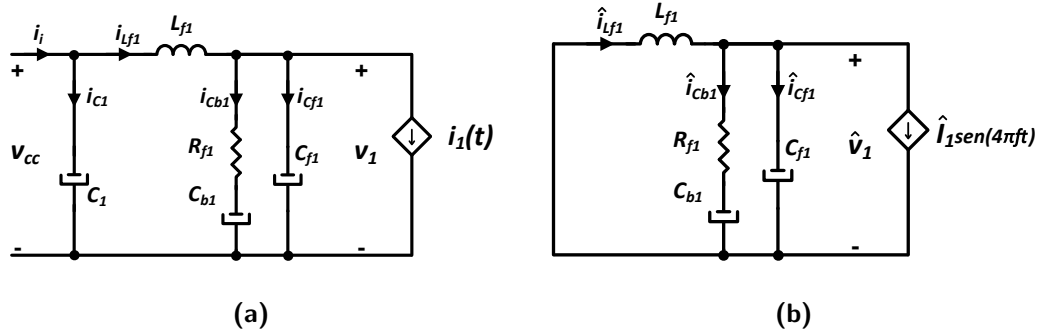


Figura B.1: (a) Filtro passa-baixas no lado de alta tensão com amortecimento  $R_f - C_b$  paralelo e ponte completa substituída por fonte de corrente. (b) Circuito equivalente c.a. utilizado para cálculo dos parâmetros do filtro.

Tabela B.4: Parâmetros levantados para cálculo dos filtros passa-baixas.

$V_1(V)$	$V_2(V)$	$\hat{i}_{1,2f}(A)$	$\hat{i}_{2,2f}(A)$
400	44	2,09	15,3
400	52	1,20	11,6
360	52	1,5	16,1
360	44	2,14	25,8

A Figura B.1a mostra o filtro do lado de alta tensão, alimentado pela tensão do barramento,  $v_{cc}$ . A corrente que entra na ponte completa de alta tensão é representada por  $i_1(t)$ . Assumindo que a tensão  $v_{cc}$  não apresenta ondulação, o circuito equivalente c.a. do filtro é representado na Figura B.1b. O mesmo raciocínio pode ser aplicado para o filtro do lado de baixa tensão.

Para calcular os parâmetros do filtro os valores máximos das correntes harmônicas de  $i_1$  e  $i_2$  na frequência de  $2f$  foram avaliados para os extremos da faixa de tensão terminal do conversor, cujos resultados são mostrados na Tabela B.4. Com base nos valores obtidos definiu-se que a atenuação dos filtros deveria fazer com que a máxima corrente na frequência de  $2f$  deveria ser de 0,5A para a corrente  $i_1$  e de 6,5A para  $i_2$ . Os valores foram validados com o circuito da Figura B.1b.

Os valores dos parâmetros foram calculados por [39]:

$$C_b = nC_f \tag{B.8}$$

Tabela B.5: Parâmetros dos filtros passa-baixas.

Parâmetros	Filtro	
	Alta tensão	Baixa tensão
$L_f$	$5\mu H$	$0,3\mu H$
$C_f$	$10\mu F$	$220\mu F$
$C_b$	$33\mu F$	$660\mu F$
$R_f$	$0,5\Omega$	$0,026\Omega$

$$R_{0f} = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (\text{B.9})$$

$$R_f = R_{0f} \sqrt{\frac{(2+n)(4+3n)}{2(n^2)(4+n)}} \quad (\text{B.10})$$

$$f_f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{B.11})$$

$$f_m = f_f \sqrt{\frac{2}{2+n}} \quad (\text{B.12})$$

em que  $n$  é a razão entre a capacitância  $C_b$  e  $C_f$ ,  $R_{0f}$  é a impedância característica do filtro,  $f_f$  é a frequência de ressonância sem amortecimento e  $f_m$  é a frequência de ressonância com amortecimento. Os valores de  $L_f$  e  $C_f$  foram definidos para obtenção da atenuação desejada e de forma que a frequência  $f_m$  fosse maior do que a faixa de passagem das malhas de controle. Os valores dos parâmetros dos filtros de alta e baixa tensão calculados são mostrados na Tabela B.5. Utilizou-se, na simulação, resistências parasitas,  $ESR_{L_{f1}} = 20mH$  e  $ESR_{L_{f2}} = 1mH$ , correspondente às indutâncias dos filtros de alta e baixa tensão, respectivamente. Os valores foram estimados a partir da amostragem de indutores comerciais.

Tendo em vista a topologia do filtro e a modelagem do conversor, as impedâncias dos ramos do filtro de alta e de baixa tensão utilizadas nas equações do Capítulo 3 são calculadas por:

$$Z_{C_{f1}} = \frac{1}{j\omega C_{f1}} \quad Z_{C_{f2}} = \frac{1}{j\omega C_{f2}} \quad (\text{B.13})$$

## Apêndice B - Projeto do conversor DAB

---

$$Z_{Lf1} = j\omega L_{f1} \quad Z_{Lf2} = j\omega L_{f2} \quad (\text{B.14})$$

$$Z_{Cb1} = \frac{1}{j\omega C_{b1}} + R_{f1} \quad Z_{Cb2} = \frac{1}{j\omega C_{b2}} + R_{f2} \quad (\text{B.15})$$