

ANDRÉ PIRES NÓBREGA TAHIM

**CONTROLE DE MICRORREDES DE
DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA EM
CORRENTE CONTÍNUA**

**Florianópolis
2015**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS**

**CONTROLE DE MICRORREDES DE
DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA EM
CORRENTE CONTÍNUA**

Tese submetida ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas
da Universidade Federal de Santa Catarina
como requisito para a obtenção do título
de Doutor em Engenharia de Automação e Sistemas.

André Pires Nóbrega Tahim

Orientador: Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
Coorientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Florianópolis, 4 de maio de 2015.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Tahim, André Pires Nóbrega

Controle de Microrredes de Distribuição de Energia Elétrica em Corrente Contínua / André Pires Nóbrega Tahim ; orientador, Daniel Juan Pagano ; coorientador, Marcelo Lobo Heldwein. - Florianópolis, SC, 2015.

175 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas.

Inclui referências

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Microrredes CC. 3. Sistemas não-lineares. 4. Controle por modos deslisantes. 5. Conversores de potência,. I. Pagano, Daniel Juan. II. Heldwein, Marcelo Lobo. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. IV. Título.

CONTROLE DE MICRORREDES DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA EM CORRENTE CONTÍNUA

André Pires Nóbrega Tahim

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor
em
Engenharia de Automação e Sistemas, Área de Concentração em
Controle, Automação e Sistemas,
e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação
em Engenharia de Automação e Sistemas da
Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
Orientador

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Co-orientador

Prof. Rômulo Silva de Oliveira, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia de Automação e Sistemas

Banca Examinadora:

Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
Presidente

Prof. Humberto Pinheiro, Phd.

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Dr.

Prof. Cesare Quinteiro Pica, Dr.

Prof. Nestor Roqueiro, Dr.

Dedico esta tese aos
meus pais, José De-
métrio e Marilda.

Agradecimentos

Aos meus pais, que sempre priorizaram os meus anseios e não mediram esforços para que eu pudesse alcançá-los. Jamais poderei agradecer o que fizeram por mim.

Aos meus irmãos, Marco e Alexandre, a generosidade e o apoio em todos os momentos.

Ao professor Daniel Juan Pagano, a orientação e a disponibilidade. Só tenho a agradecer o tempo investido na minha capacitação e dizer que tem a minha admiração e amizade.

Ao professor Marcelo Lobo Heldwein, a coorientação, simpatia e generosidade em compartilhar o conhecimento.

Aos amigos Cássio Conti, Sigmar Lima, Alexandre Okazaki e Lie Pinto, a amizade e ótima convivência. Está provado que a cordialidade e o bom humor transformam uma casa em um lar.

A Méloidi Schmidt, por todo o carinho e companheirismo que me dedica. Não tenho como agradecer as inúmeras injeções de ânimo e otimismo que recebi durante esse período.

A Douglas Bertol, por ter se tornado praticamente um irmão de convivência. Serei eternamente agradecido.

A rapaziada do sindicato do LCMI, turma especial que sempre me incentivou.

Aos professores Humberto Pinheiro, Ivo Barbi, Aguinaldo Silva, Nestor Roqueiro e Cesare Pica, as valiosas críticas e orientações.

Aos professores Enrique Ponce, Emilio Freire, Abimael Bengochea e Soledad Fernández, o apoio, a atenção e o conhecimento que me concederam durante o meu período na Espanha. Realmente não poderia ter melhores anfitriões na Universidad de Sevilla.

A todos os amigos do departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática (Universidad de Sevilla). Um agradecimento especial a Filiberto, Alejandro, Ramon, Carlos, Cristina, Elena,

Vinko, Manuel, Juan e Vicente.

A Eduardo Lenz e Vinícius Stramosk, visto que muito deste trabalho é resultado de esforços, discussões diárias e apoio desses dois colegas.

Aos amigos do LINSE, por me acolherem diariamente para um café e um bom papo.

A CAPES e CNPQ, o apoio financeiro.

A todos os amigos do DAS, pela prazerosa convivência diária, com uma menção especial ao prof. Julio Normey Rico, Marlos, Rodrigo, Nelly, Enio e Clarissa.

A todos os colegas que partilharam do dia a dia na sala dos doutorandos. Um muito obrigado a Tito, Americano, Bernardo, Victor, Jim, Daniel, Ríad, Tanísia, Vanessa, Gilmar, Luciano, Thiago, Toscano, Rattus, Paulo, David, Rony, Lie, Gustavo, Marcelo e Lange.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Engenharia de Automação e Sistemas.

CONTROLE DE MICRORREDES DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA EM CORRENTE CONTÍNUA

André Pires Nóbrega Tahim

4 de maio de 2015

Orientador: Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.

Coorientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Área de concentração: Controle, Automação e Sistemas.

Palavras-chave: microrredes CC, sistemas não lineares, SMC, CPL, conversores de potência, bifurcações.

RESUMO: As microrredes (MR) CC se apresentam como uma solução para determinadas aplicações de distribuição de energia em que se exige expansão modular, eficiência e integração de energias renováveis. A arquitetura da microrrede CC baseia-se no agrupamento de diversas fontes de energia distribuída, dispositivos de armazenamento e cargas, todos acoplados por conversores de potência. A interação dinâmica provocada por essa estrutura de múltiplos estágios de conversores traz problemas de estabilidade, cujas causas são discutidas, bem como as possíveis soluções. Neste trabalho, propõe-se uma modelagem não linear da MR em que abstrai-se a diversidade de fontes/cargas e topologias de conversores, visando obter uma modelagem compacta do *sistema*. Tal modelagem permite a análise de estabilidade de grandes sinais do sistema de forma analítica, além de prever possíveis comportamentos dinâmicos de caráter oscilatório e de instabilidade que não são possíveis por meio da análise de modelos lineares. Adicionalmente, propõem-se dois controladores por modos deslizantes, integral e *washout*, para os conversores responsáveis pelo controle de tensão com o objetivo de adicionar amortecimento ativo durante perturbações. Dessa forma, estabelecem-se as regiões seguras de operação por meio da avaliação de diagramas de bifurcação e as diretrizes para o projeto de MR CC robustas.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Automation and Systems Engineering.

CONTROL OF DIRECT CURRENT MICROGRIDS

André Pires Nóbrega Tahim

4 de maio de 2015

Advisor: Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.

Area of Concentrations: Control, Automation and Systems.

Keywords: DC microgrids, nonlinear systems, SMC, CPL, power converters, bifurcations.

ABSTRACT: DC micro-grids (MG) are presented as a solution for power distribution applications which requires modular expansion, efficiency and integration of renewable energy. DC MG architecture is based on the grouping of distributed energy resources, storage devices and loads, all coupled by power converters. The dynamic interaction caused by such multi-stage converter structure brings stability problems whose causes and solutions are discussed. It is proposed a nonlinear modeling of the MG which abstracts the diversity of sources/loads and power converters topologies in order to obtain a compact modeling of the system. This modeling allows the large signal stability analysis and it is capable to predict possible oscillatory behaviors and instabilities that are not possible through the analysis of linear models. It is further proposed sliding mode controllers, integral and washout, to the power converters responsible for voltage control in order to add active damping during disturbances. Thus, it is set up safe operating regions through the evaluation of bifurcation diagrams and guidelines for designing robust DC MGs.

Sumário

Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	ix
Lista de Abreviaturas e Siglas	xi
Lista de Símbolos	xiii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	2
1.2 Conceito de Microrredes	7
1.2.1 Microrredes CC	8
1.2.2 Geração Distribuída	10
1.2.3 Dispositivos de Armazenamento de Energia	11
1.3 Gerenciamento da Microrrede	14
1.4 Definição do Problema e Proposta de Tese	15
1.5 Estrutura do Documento	20
1.6 Notação	21
1.7 Publicações	21
2 Modelagem de Microrredes CC	23
2.1 Topologia dos Conversores da MR CC	25
2.1.1 Conversores Estáticos para as Fontes Renováveis	25
2.1.2 Conversores Estáticos Bidirecionais	26
2.1.3 Equações Dinâmicas dos Conversores Bidirecionais Básicos	28
2.2 Modelagem das Cargas	32
2.2.1 Cargas de Potência Constante (CPL)	34
2.3 Modelagem das Fontes de Energia	39

2.3.1	Fontes Operando em MPPT	40
2.3.2	Fontes Operando em Droop	42
2.3.3	Interconexão - MR CC - rede CA	43
2.4	Conclusão do Capítulo	43
3	Interações Dinâmicas em Sistemas CC	45
3.1	Interações Fonte-Carga	46
3.1.1	Análise de Estabilidade Linear para CPLs	51
3.2	Interações Fonte-Fonte (Fontes em Paralelo)	52
3.2.1	Métodos de Compartilhamento de Carga	55
3.3	Análise de Estabilidade de Sistemas CC	64
3.3.1	Critério de Middlebrook e Cuk	68
3.3.2	Métodos de Estabilização para Sistemas CC	76
3.4	Conclusão do Capítulo	77
4	Controle de Tensão da Microrrede CC	79
4.1	Controle de Tensão do Barramento Principal	81
4.1.1	Análise do Sistema Dinâmico	84
4.1.2	Controlador por Modos Deslizantes Integral	87
4.1.3	Washout SMC	96
4.1.4	Comparação entre os Controladores SMC Integral e Washout	105
4.2	Controle de Tensão - Barramento Secundário	108
4.2.1	Carga Equivalente	110
4.2.2	Dinâmica de Malha Aberta do Conversor Buck (EP1)	112
4.2.3	Washout SMC	116
4.2.4	Resultados de Simulação	120
4.3	Conclusão do Capítulo	121
5	Estabilidade em MRs CC Controladas por Droop	123
5.1	Controle por Droop	125
5.1.1	Modelagem de Múltiplas Fontes Operando em Droop	127
5.2	Modelagem da Microrrede CC	132
5.2.1	Circuito do Modelo Equivalente e Dinâmica do Sistema	133
5.3	Análise de Estabilidade	134
5.3.1	Estabilidade do Equilíbrio e_1	135
5.3.2	Estabilidade do Equilíbrio e_2	135
5.3.3	Diretrizes Para o Projeto de MRs CC	139
5.4	Resultados de Simulação	141

5.5	Resultados Experimentais	146
5.6	Conclusão do Capítulo	147
6	Conclusão	151
6.1	Perspectivas Futuras	153
Anexo A	Controle por Modos Deslizantes	155
A.1	Controle de Conversores de Potência por Modos Deslizantes	161
	Referências Bibliográficas	163

Lista de Figuras

1.1	Distribuição Radial	5
1.2	Estrutura de um sistema baseado em microrredes. . .	5
1.3	Desacoplamento por meio de um dispositivo de arma- zenamento.	12
1.4	Estruturas típicas de uma microrrede.	17
2.1	Configuração básica de uma MR CC utilizada para a modelagem.	24
2.2	Conversor típico de uma microrrede CC para painéis fotovoltaicos.	26
2.3	Conversor típico de uma microrrede CC para geração eólica.	26
2.4	Destaque para a necessidade de conversores bidireci- onais na MR CC.	27
2.5	Topologias de conversores bidirecionais.	28
2.6	Conversor buck síncrono.	29
2.7	Conversor boost síncrono.	30
2.8	Possíveis estruturas do conversor boost.	30
2.9	Conversor buck-boost síncrono.	31
2.10	Simbologia utilizada para representar cargas na mi- crorrede CC	33
2.11	Comportamento de carga de potência constante do CPC.	34
2.12	Representação do CPC pelos modelos CPL linear e ideal.	35
2.13	Característica de potência constante de um CPC . . .	36
2.14	Comparação do comportamento dos modelos do CPC.	37
2.15	Comparação entre os modelos do conversor no ponto de carga (CPC) durante desvios do ponto de operação.	38

2.16	Modelagem de um CPC como CPL ideal e a simbologia correspondente utilizada neste trabalho.	39
2.17	Diagrama de blocos de uma planta de potência em uma microrrede CC.	40
2.18	Fonte operando em MPPT modelada como uma CPS .	41
2.19	Modelo simplificado de uma fonte operando em droop.	42
2.20	Modelagem da MR proposta para o projeto de controladores.	43
3.1	Sistema CC com diversas fontes e cargas interconectadas.	46
3.2	Conversor CC-CC buck e o correspondente modelo pela média.	47
3.3	Relação entre a carga do conversor e o amortecimento do sistema	49
3.4	Métodos para aumentar o amortecimento do sistema.	50
3.5	Carga compartilhada por duas fontes em paralelo. . .	53
3.6	Dois geradores em paralelo alimentando uma carga comum ($r_1 \neq r_2$)	55
3.7	Geradores em paralelo alimentando uma carga comum ($V_1 \neq V_2$)	56
3.8	Corrente circulante entre dois geradores em paralelo	57
3.9	Método de <i>droop</i> por realimentação da corrente no indutor.	58
3.10	Característica dinâmica da MR	59
3.11	Compartilhamento da carga entre duas fontes durante a variação de carga.	60
3.12	Resposta em frequência da impedância das fontes geradoras	61
3.13	Resposta em frequência da impedância equivalente de compartilhamento	63
3.14	Impedância de elementos passivos e ativos.	65
3.15	Gráfico polar da associação de elementos passivos e ativos	66
3.16	Circuito RLC série e o diagrama de Bode da sua impedância	67
3.17	Característica de resistência negativa do conversor CC-CC.	68
3.18	Casamento de impedâncias em sistemas CC.	69
3.19	Acoplamento entre as funções de transferência de fontes e cargas.	70

3.20	Limites dos Critérios de Estabilidade.	71
3.21	Conversores em cascata e suas impedâncias.	72
3.22	Impedâncias de entrada e saída do sistema cascadeado	73
3.23	Sistema CC visto como um circuito de porta única. . .	75
4.1	Configuração da MR CC sob estudo.	80
4.2	Microrrede CC ilhada e a modelagem utilizada	82
4.3	Modelo simplificado de uma microrrede CC operando em modo ilhado.	82
4.4	Carga equivalente vista pelo CBC.	83
4.5	Os dois estados topológicos possíveis em um CBC . .	84
4.6	Retrato de fases do CBC ($u = 0$)	86
4.7	Retrato de fases do CBC para ($u = 1$)	87
4.8	Região de deslizamento e curvas de equilíbrio	90
4.9	Possíveis combinações de cargas P e R - SMC integral.	92
4.10	Banda de Histerese e frequência de comutação	93
4.11	Estrutura do controlador por modos deslizantes apli- cado a um CBC.	94
4.12	Resposta temporal do sistema quando submetido a variação de carga	96
4.13	Trajetória dos estados no plano $v_c - i_L$	97
4.14	Região atrativa de deslizamento e o <i>manifold</i> de equi- líbrios	101
4.15	Estrutura do controle <i>washout</i> SMC para o conversor CBC.	103
4.16	Resposta temporal do sistema sob variação de carga.	105
4.17	Trajetória no espaço de estados no plano (v_c, i_L)	105
4.18	Comparação de desempenho do controlador SMC in- tegral e <i>washout</i> sob perturbações de carga.	106
4.19	Desempenho do controlador SMC integral para k_i dis- tintos.	107
4.20	Controle de tensão do barramento secundário CC_2 . .	108
4.21	Modelo da estrutura em cascata de um sistema de distribuição CC.	109
4.22	Carga equivalente vista por CC_2 na MR simplificada.	110
4.23	Carga Equivalente vista pela MR	111
4.24	Pontos de equilíbrio e <i>nullclines</i> do modelo	114
4.25	Retrato de fases e <i>nullclines</i> do sistema	115
4.26	Região de estabilidade do buck EP1 em função de k . .	119
4.27	SMC baseado em um filtro <i>washout</i>	119
4.28	Resposta temporal de corrente i_L e tensão v_c	121

4.29	Resposta no diagrama de espaço de estados.	122
5.1	Microrrede CC ilhada	124
5.2	Fontes em paralelo e circuito equivalente	126
5.3	Compartilhamento de carga utilizando droop	127
5.4	Modelo completo e proposto da MR CC.	128
5.5	Comparação da impedância de saída das fontes para os modelos completo, equivalente e de n -fontes.	131
5.6	Modelos das fontes	133
5.7	MR CC e o modelo do circuito equivalente.	134
5.8	Diagrama de bifurcação dos pontos de equilíbrio em função de P	137
5.9	Regiões de estabilidade para qualquer combinação de cargas resistivas e CPL de um sistema do caso II utilizando o modelo equivalente.	137
5.10	Retrato de fases típico de um sistema do caso II quando $P < P_{II}$	138
5.11	Fluxograma de projeto de MRs CC.	140
5.12	Sistema do caso II utilizado para validar a análise de estabilidade.	141
5.13	Oscilação da tensão do barramento sob variação da CPL	142
5.14	Diagrama de bifurcação do sistema $P \times V_{bus}$	143
5.15	Resposta temporal do circuito simulado utilizando três valores de CPL.	144
5.16	Retrato de fases para um valor de P dentro da região P_u	145
5.17	Tensão no barramento sob influência de fontes intermitentes (P_S).	145
5.18	Circuito experimental de um sistema do caso I	146
5.19	Comparação dos valores de tensão do barramento obtidos experimentalmente e o diagrama de bifurcação para o parâmetro P	148
5.20	Variação CPL - Degraus 1 e 2.	148
5.21	Variação CPL - Degraus 3 e 4.	148
5.22	Variação CPL - Degrau 5.	149
A.1	Campos vetoriais de um sistema com uma superfície de descontinuidade.	156
A.2	Condições para que ocorra o <i>crossing</i>	157
A.3	Condições para que ocorra o <i>sliding</i>	158

Lista de Tabelas

1.1	Comparação das tecnologias de armazenamento . . .	14
3.1	Faixa de estabilidade dos conversores alimentando uma resistência negativa	52
4.1	Parâmetros do conversor bidirecional CC-CC.	95
4.2	Parâmetros do conversor bidirecional CC-CC (SMC <i>washout</i>).	104
4.3	Parâmetros do conversor Buck (EP1 - SMC <i>washout</i>).	120
5.1	Parâmetros de V_2 e V_3 em função de V_1	131
5.2	Parâmetros do circuito de simulação de uma MR CC de 380 V.	136
5.3	Parâmetros do circuito experimental de um sistema do caso I.	146
5.4	Valores medidos da configuração experimental	147
A.1	Trajetória dos estados avaliando-se $\nabla h(x)f^\pm(x)$	158

Lista de Abreviaturas e Siglas

BEB	<i>boundary equilibrium bifurcation</i>
CBC	conversor bidirecional cc-cc
CPC	conversor no ponto de carga
CC	corrente contínua
CCM	<i>continuous conduction mode</i>
CA	corrente alternada
CPL	<i>constant power load</i>
CERTS	<i>Consortium for Electric Reliability Solutions</i>
CAES	<i>compressed air energy storage</i>
CHP	<i>combined heat and power</i>
CPS	<i>constant power source</i>
DCM	<i>discontinuous conduction mode</i>
DAE	dispositivos de armazenamento de energia
ESA	<i>Electricity Storage Association</i>
GM	margem de ganho
HVDC	<i>high voltage direct current</i>
H	Hopf

MR	microrrede
MPPT	<i>maximum power point tracking</i>
NaS	bateria <i>Sodium-Sulfur</i>
PWM	modulação por largura de pulso
PM	margem de fase
SN	sela-nó
SMC	<i>sliding mode control</i>
SMES	<i>superconducting magnetic energy storage</i>
SNPO	<i>sela-nó de órbitas periódicas</i>
VSC	<i>voltage source converter</i>
VCCS	<i>voltage controlled current source</i>

Lista de Símbolos

Δi_L	variação da corrente no indutor
ω	frequência de corte do filtro <i>washout</i>
ω_n	frequência normalizada de corte do filtro <i>washout</i>
Σ	superfície de descontinuidade
Σ_{as}	região de <i>sliding</i> atrativo de Σ
Σ_c	região de <i>crossing</i> de Σ
Σ_s	região de <i>sliding</i> de Σ
e_{f_s}	equilíbrio da dinâmica de deslizamento
$f(x)$	função relacionada à dinâmica não forçada do sistema
$f_s(x)$	dinâmica de deslizamento sobre a superfície de comutação
$f^+(x)$	campo vetorial do sistema para $u = u^+$
$f^-(x)$	campo vetorial do sistema para $u = u^-$
$g(x)$	função relacionada à dinâmica forçada do sistema
C	capacitor
$D(J)$	determinante da matriz J
$h(x)$	função que define a superfície de descontinuidade
$h_n(x)$	função normalizada que define a superfície de descontinuidade

i_{bus}	corrente no barramento CC
i_c	corrente através do capacitor
i_F	corrente do indutor filtrada contendo apenas as altas frequências
i_L	corrente através do indutor
i_{pv}	corrente do painel fotovoltaico
I_{sc}	corrente de curto-circuito do painel fotovoltaico
i_s	corrente total do subsistema das fontes
I_o	corrente de saída
J	jacobiano
k	parâmetro do controlador SMC <i>washout</i>
k_i	parâmetro do controlador SMC integral
k_n	parâmetro normalizado do controlador <i>washout</i> SMC
L	indutor
L_d	indutância equivalente
P	carga de potência constante ($P_s + P_L$)
P_{c_i}	capacidade de potência da fonte i
P_{max}	Máxima potência que o sistema pode transferir à carga.
R	carga resistiva
r_c	resistência série equivalente do capacitor (conversor)
R_{eq}	resistência equivalente
R_L	Resistência de carga do conversor
r_L	resistência série equivalente do indutor (conversor)
r_s	resistência de condução do interruptor (conversor)

R_{d_i}	resistência de droop da linha i
R_d	resistência de droop equivalente
R_{t_i}	resistência da linha de transmissão i
R_{v_i}	resistência virtual da linha i
S^+	região do espaço de estados em que $h(x) > 0$
S^-	região do espaço de estados em que $h(x) < 0$
$T(J)$	traço da matriz J
T_{off}	período de bloqueio do interruptor
T_{on}	período de condução do interruptor
T_s	período de comutação
V_{bus}	tensão CC do barramento
v_{bus}	tensão no barramento CC
v_c	tensão do capacitor de saída do conversor de potência
V_{in}	tensão de entrada do conversor de potência
V_{oc}	tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico
V_{op}	tensão de operação na entrada do conversor.
v_{pv}	tensão do painel fotovoltaico
V_{ref}	tensão de referência CC
x	corrente normalizada do indutor
y	tensão normalizada do capacitor
y_r	tensão normalizada de referência
z	corrente do indutor filtrada contendo apenas as baixas frequências
Z_{iL}	impedância de entrada do subsistema de cargas
z_n	corrente normalizada do indutor filtrada, contendo apenas as baixas frequências
Z_{oS}	impedância de saída do subsistema de fontes

Capítulo 1

Introdução

O aumento da demanda energética, associado a preocupações ambientais, têm direcionado os sistemas elétricos de potência à geração distribuída utilizando fontes de energia renováveis (BOROYEVICH et al., 2010). Isto se deve ao alto custo de grandes plantas centralizadas de geração. Estas possuem baixa eficiência e confiabilidade, além de necessitarem, em sua maioria, de combustíveis fósseis ou morosas aprovações ambientais. Apenas 35%, em média, da energia primária chega aos consumidores na forma de energia elétrica e a extensa estrutura radial de transmissão deixa vulnerável áreas consumidoras.

Sob circunstâncias de déficit na geração, necessidade de expansão da rede e o estabelecimento de rígida legislação ambiental, a geração local próxima às cargas vem se consolidando como uma nova estrutura capaz de solucionar problemas de confiabilidade, eficiência e expansão da rede de forma amigável com o meio ambiente. Neste contexto, tem ganhado força o conceito de microrrede (MR), arquitetura em que o sistema elétrico é segmentado em grupos de geradores e cargas locais capazes de operar autonomamente (LASSETER, 2001, 2002). Para implementar tal filosofia, faz-se necessário o uso extensivo da eletrônica de potência para intermediar diversos tipos de fontes de energia, cargas e dispositivos de armazenamento de energia (DAE), com diferentes comportamentos dinâmicos.

Além da mudança na arquitetura do sistema, se discute a possibilidade de inclusão de MRs em corrente contínua (CC) ao sistema atual (HAMMERSTROM, 2007; XU; CHENG, 2011). Tal

inclusão é justificada pela maior eficiência em incorporar fontes de energias distribuídas em aplicações cujas cargas são predominantemente CC. Embora apontada como solução, ainda existem diversas lacunas de ordem técnica e de regulamentação para a implantação de MRs CC, que vão desde a padronização da tensão de operação até o controle das fontes distribuídas, passando pelos desafios da proteção de tais sistemas.

Este trabalho tem o objetivo de desenvolver estratégias de controle para MRs CC baseando-se em modelos simplificados da MR. Embora existam sistemas de transmissão e distribuição CC bem estabelecidos, não existem técnicas bem consolidadas para o controle de MRs CC. Essa arquitetura baseada no agrupamento de diversas fontes de energia distribuída, DAE e cargas exigem conversores de potência acoplados de diversas formas para adequar as necessidades de cada componente da rede. A interação dinâmica provocada por essa estrutura de múltiplos estágios de conversores traz desafios para a estabilidade, cujas causas são discutidas, bem como as possíveis soluções. Além disso, a análise de grandes sinais do sistema é realizada sobre os modelos não lineares dos conversores e cargas por serem adequados em aplicações de sistemas comutados com variação do ponto de operação. São apresentados métodos de análise de estabilidade do sistema CC do ponto de vista dinâmico, além da proposta de controladores não lineares baseados em *controle por modos deslizantes* [*sliding mode control* (SMC)], cujo objetivo é regular a tensão do barramento CC sob variações de carga.

1.1 Contextualização

A energia elétrica é um dos pilares de sustentação da sociedade atual. Existe um grau elevado de correlação entre o estágio de desenvolvimento de um país e a sua demanda energética. Devido a isso, dados sobre a quantidade per capita de energia consumida e a porcentagem da população com acesso a eletricidade são utilizados como indicadores da estrutura econômica de um país. Vários índices de desenvolvimento humano, tais como o modo de vida, trabalho, segurança e saúde das pessoas são dependentes da energia elétrica. O vínculo entre o crescimento econômico e a demanda energética torna fundamental a disponibilidade de eletricidade para as regiões em desenvolvimento.

Após a segunda guerra mundial os índices de mortali-

dade em países em desenvolvimento reduziram significativamente. Campanhas de saúde pública e vacinação diminuíram de forma eficaz a mortalidade infantil e doenças infecciosas e parasitárias que representavam cerca de 50% das mortes (SOUBBOTINA, 2004), resultando em um crescimento populacional sem precedentes. Tal crescimento, em uma sociedade cada vez mais dependente da energia elétrica, faz a demanda mundial de eletricidade crescer mais solidamente do que qualquer outra forma final de energia (BIROL, 2010). Espera-se para 2040 uma demanda energética 30% maior do que a atual, quando a população se aproximará de 9 bilhões de pessoas (Exxon Mobil Corporation, 2012). Há uma previsão de 2,8 bilhões de residências no mundo em 2040, um aumento de quase 50% em relação a 2010. Cada residência é uma unidade consumidora de energia para iluminação, aquecimento, refrigeração e diversos eletrodomésticos. Consequentemente, as redes de energia elétrica vão continuar a crescer, especialmente em países da África, América Latina, China e Índia. Na África o crescimento populacional é o fator mais influente para o aumento da demanda, enquanto na China é o crescimento econômico que proporciona às pessoas maior acesso aos benefícios da energia elétrica. Na América Latina há uma mistura de ambos os fatores.

Extrapolando os dados da Organisation for Economic Cooperation and Development (2011), estima-se que em 2040 40% de toda energia utilizada será na forma de eletricidade e destinada ao setor doméstico/comercial, número 10% maior do que o consumo atual. A energia em forma de eletricidade é a demanda que mais cresce globalmente em razão do crescimento econômico e populacional. No entanto, existe um fator adicional que é a utilização de eletricidade em áreas tradicionalmente dominadas pelos combustíveis fósseis na sua forma primária, como gás natural para aquecimento de residências e carvão no setor industrial.

Existem diversos desafios para que a capacidade de geração acompanhe o crescimento da demanda de eletricidade:

1. não importa a fonte de energia utilizada para gerar eletricidade, a conversão de uma fonte primária em eletricidade tem geralmente uma eficiência abaixo de 40% (Asea Brown Boveri - ABB Inc., 2008). Ademais, uma significativa porção da energia elétrica gerada é perdida durante a transmissão para os consumidores;
2. as fontes que possuem o menor custo médio de geração de ele-

tricidade são combustíveis fósseis e nuclear¹, que estão sendo desencorajados e taxados devido às preocupações ambientais com emissão de CO₂ e perigos da radiação (U.S. Energy Information Administration (EIA), 2014);

3. a eletricidade não pode ser armazenada em grandes quantidades de forma eficiente e que seja economicamente viável para utilização posterior;
4. fontes renováveis, que apresentam baixo impacto ambiental, geralmente possuem uma geração intermitente, o que obriga a integração dessas a outras fontes de energia como gás natural, carvão, nuclear e hidroelétrica.

Apesar da variedade de soluções propostas para balancear geração e demanda, a melhoria da eficiência no processo de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica é senso comum. Considerando a eficiência como elo fundamental da solução, a filosofia atual do nosso sistema de geração e distribuição está sendo questionada.

O paradigma dominante consiste de uma geração central em grande escala, longas linhas de transmissão levando grandes quantidades de energia em alta tensão e uma distribuição radial em corrente alternada (CA), como ilustrado na Fig. 1.1. Esse modelo está se tornando inadequado tanto para países em desenvolvimento como para países pós-industriais. Países em crescimento possuem uma rede de transmissão limitada geograficamente e o baixo consumo energético de algumas regiões torna a expansão inviável financeiramente. Em países desenvolvidos, tal modelo é uma barreira pra continuar suprindo a crescente demanda sem comprometer o meio ambiente, a qualidade de energia e principalmente a confiabilidade (VENKATARAMANAN; MARNAY, 2008).

Assim, o aumento da demanda energética associada às preocupações ambientais e de confiabilidade tem direcionado o sistema à geração distribuída, próxima às cargas, utilizando energias renováveis. Uma maneira de enxergar o potencial dessa nova topologia é entender o sistema completo como um conjunto de subsistemas interligados, em que cada subsistema é um agrupamento de pequenas fontes geradoras e suas cargas locais. A filosofia é estratificar o sistema atual em um conjunto de subsistemas de potência.

¹A energia eólica pode ter um custo médio próximo da nuclear com a tecnologia atual.

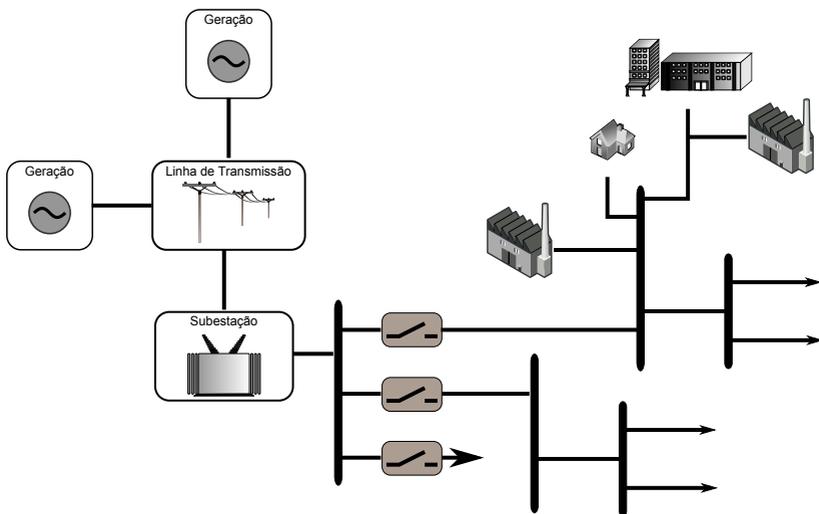


Fig. 1.1: Distribuição Radial.

Tais subsistemas, denominados MRs, reúnem fontes distribuídas e suas cargas associadas (LASSETER, 2001, 2002). Durante perturbações, essas MRs podem se desconectar do sistema principal e operar autonomamente por meio da geração local suprindo suas cargas correspondentes, como ilustrado na Fig. 1.2. Essa capaci-

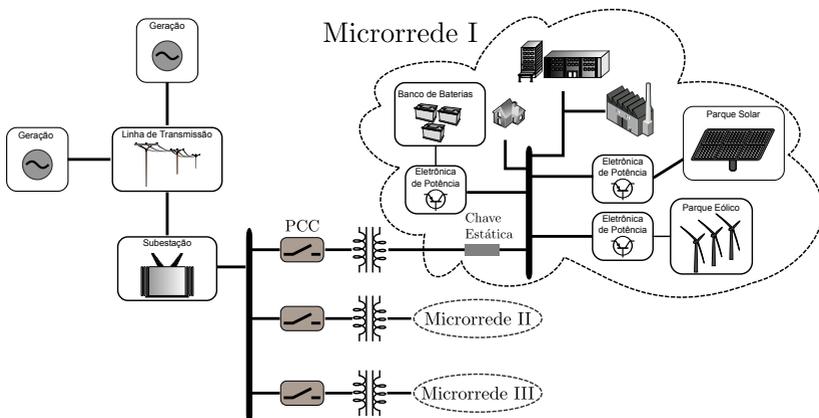


Fig. 1.2: Estrutura de um sistema baseado em microrredes.

dade de desconexão da rede principal (ilhamento) e operação autô-

noma provê uma confiabilidade superior ao do sistema tradicional. Características essas que fazem das MRs uma boa solução para expansão e redução de impactos ambientais, visto que as fontes de energia distribuídas ² geralmente são menos agressivas ao meio ambiente. Exemplos de fontes de energia distribuída são microturbinas, células a combustível, geradores eólicos e fotovoltaicos. Uma vantagem importante dessa arquitetura é a possibilidade de inserção de tecnologias que combinam a produção de calor e energia. Durante a geração de energia, o calor produzido pode ser aproveitado em processos que necessitam de energia e calor, *combined heat and power* (CHP). Essa técnica, também chamada de cogeração, pode atingir 80% de eficiência quando a geração é próxima às cargas que necessitam de energia térmica (SHIPLEY et al., 2008).

Uma MR pode ter a extensão de um município ou uma única casa, no entanto, independente da dimensão, compartilham da mesma filosofia e basicamente dos mesmos elementos:

- geração distribuída;
- cargas;
- conversores estáticos;
- dispositivos de armazenamento de energia (DAE);
- controladores;
- ponto de acoplamento comum.

A arquitetura de uma MR é atrativa para acomodar o crescimento da demanda com flexibilidade e confiabilidade por características intrínsecas à filosofia:

- *autonomia* - as MRs são capazes de agregar diferentes dispositivos de geração e operar autonomamente. Algumas sequer necessitam de comunicação entre os controladores dos geradores acoplados à MR, como demonstrado pelo *Consortium for Electric Reliability Solutions* (CERTS) (VENKATARAMAN; MARNAY, 2008);
- *flexibilidade* - não existe a necessidade de previsão detalhada da expansão da MR para longos períodos, uma vez que uma grande variedade de dispositivos podem ser agregados ao sistema conforme a necessidade;

²Geradores de potência de pequena escala (tipicamente entre 3 kW a 10 MW).

- *eficiência e confiabilidade* - vários dispositivos de geração, frequentemente renováveis, podem ser adicionados próximos à carga por meio da eletrônica de potência. Isto reduz as perdas na transmissão e habilita a MR a se comportar como um sistema autônomo, operando adequadamente no modo ilhado durante perturbações no sistema principal;
- *escalonabilidade* - cada MR pode sofrer uma expansão interna ou mesmo novas MRs podem ser adicionadas ao sistema principal para atender o crescimento da demanda. Sendo a MR uma unidade autônoma, o crescimento do sistema pode ser realizado de maneira modular, sem sobrecarregar o sistema principal.

Para implementar uma MR de maneira confiável, prezando pela flexibilidade e escalonabilidade, explora-se na seção seguinte uma definição mais profunda da filosofia das MRs.

1.2 Conceito de Microrredes

A filosofia da MR é agrupar cargas e fontes formando subsistemas, autossuficientes e que não prejudiquem a integridade da rede, como ilustrado na Fig. 1.2. Isso permite que na ocorrência de algum evento na rede principal, tais subsistemas possam se desacoplar e suprir a demanda local. Para implementar tal filosofia, faz-se necessário o uso extensivo da eletrônica de potência para adequar a diversidade de fontes de energia, cargas e dispositivos de armazenamento a um mesmo sistema. Além disso, os conversores estáticos de potência devem possuir funcionalidades adicionais que não estão disponíveis nos conversores industriais tradicionais.

Implementar a filosofia das MRs de maneira confiável e com baixa complexidade de projeto ainda é um desafio. Para contornar tal problema, Lasseter e Paigi (2004) propõem um modelo *peer-to-peer* e *plug-and-play* para cada componente da MR:

- *peer-to-peer* assegura que nenhum elemento seja crítico para a operação da MR. Isso significa que a MR se mantém ativa mesmo com a perda de qualquer componente, tais como um conversor de potência, um dispositivo de armazenamento ou um gerador. Nenhum componente é fundamental para manter o sistema operacional.

- *plug-and-play* implica que uma unidade pode ser acoplada em qualquer ponto da MR sem exigir alteração dos controladores.

As condições necessárias para que o modelo proposto seja possível são desempenhadas pelo controle dos conversores estáticos. Estes devem: (i) assegurar que novas fontes sejam adicionadas ao sistema sem modificação dos equipamentos existentes; (ii) garantir o isolamento ou reconexão à rede, atendendo as exigências dinâmicas da carga.

Assim, os conversores devem apresentar um conjunto de funções adicionais que normalmente não estão integradas nos conversores atuais. São elas a capacidade de regular o fluxo de potência nos alimentadores, regular a tensão no ponto de interligação entre a fonte e o sistema e repartir rapidamente a demanda das cargas entre as fontes da MR durante o ilhamento.

No modo de operação autônoma (MR ilhada), alguma estratégia de gerenciamento de cargas/fontes é necessária para manter o balanço de potência e conseqüentemente estabilizar a tensão da MR. Portanto, a estratégia de operação deve assegurar que as cargas críticas sejam prioritárias. Inicialmente, retiram-se as cargas menos importantes visando evitar o colapso da MR e, conseqüentemente, a descontinuidade de fornecimento de energia às cargas prioritárias.

Com o advento da geração distribuída e o rápido desenvolvimento da eletrônica de potência nas últimas décadas, não só a arquitetura do sistema de distribuição atual está sendo questionada, mas também a operação em CA. Atualmente, a distribuição em CC tem conquistado a atenção de empresas e pesquisadores por ser mais eficiente em alguns contextos. Dessa forma, a escolha entre o barramento CC ou CA para sistemas de potência distribuídos tem impactos no projeto e desempenho do sistema (TABISZ et al., 1992), como discutido na próxima subseção.

1.2.1 Microrredes CC

No final do século XIX a rede elétrica operava em CC, sistema proposto por Thomas Edison e que se tornara padrão nos Estados Unidos. As principais cargas, lâmpadas incandescentes e motores, operavam adequadamente nesse sistema e o excesso de energia podia ser armazenado diretamente em baterias. Contudo, a queda de tensão sobre os condutores era tão alta que as plantas geradoras podiam operar somente a 1 ou 2 km da carga. Altas

tensões em CC podem ser transmitidas por longas distâncias eficientemente, no entanto, na época não existia tecnologia confiável e de baixo custo capaz de elevar e reduzir a tensão CC. Devido ao problema de transmissão de energia para longas distâncias, o sistema CA proposto por Nicola Tesla e Westinghouse baseado em transformadores simples se impôs e praticamente erradicou os sistemas CC após a batalha dos dois sistemas, denominada “guerra das correntes” (SULZBERGER, 2003).

Mais de 100 anos após a disputa entre os sistemas CA e CC, a corrente alternada continua dominante e a expectativa é que isso não mude a curto prazo. Todavia, em um momento em que discutem-se mudanças estruturais no sistema para melhoria da eficiência e confiabilidade, o sistema CC, em algumas aplicações, apresenta-se como uma solução mais eficiente do que a CA (KAKIGANO et al., 2006; XU; CHENG, 2011; LAGO; HELDWEIN, 2011). O sistema de distribuição CC pode incorporar mais diretamente fontes de energia distribuídas em um barramento CC (e.g. células a combustível, fotovoltaicos e dispositivos de armazenamento), com isso eliminaria perdas com conversões entre 2,5% e 10% da energia gerada (HAMMERSTROM, 2007). A confiabilidade e a qualidade de energia podem ser melhoradas com a adição de fontes renováveis e dispositivos de armazenamento, estes mais eficientes em sistemas CC do que em CA. A capacidade dos sistemas CC em produzir vários níveis de tensão por meio de conversores estáticos reduz o tamanho do sistema em relação ao sistema CA devido à ausência de transformadores (KAKIGANO et al., 2007). Um fator que justifica a retomada da distribuição CC é o crescimento de cargas CC nas residências e prédios comerciais. O uso crescente de produtos eletrônicos e lâmpadas fluorescentes/LEDs permite que o sistema CC seja mais eficiente devido à redução de conversões CA-CC (HAMMERSTROM, 2007; HELDWEIN, 2009).

As redes CA possuem diversas vantagens, como a facilidade em elevar e reduzir a tensão, a maturidade dos sistemas de proteção, regulamentação e padronização, além da capacidade de controlar a tensão de barramento utilizando apenas a potência reativa³ (alta tensão).

Portanto, a intenção não é substituir o modelo CA atual, mas incluir os sistemas CC localmente de forma a melhorar a qualidade de energia, confiabilidade e eficiência. Isto não é uma ideia

³Em sistemas CC, a queda de tensão é consequência direta da potência real fluindo no condutor.

nova, existem diversos sistemas como *data centers*, subestações de telecomunicações, transmissão *high voltage direct current* (HVDC) interligados ao sistema atual. No entanto, ainda existe uma variedade de problemas relacionados à incorporação da geração distribuída, estabilidade, proteção, padronização e regulamentação de sistema híbridos CA-CC (BECKER; SONNENBERG, 2011; MOIA et al., 2012; MARYAMA et al., 2014).

1.2.2 Geração Distribuída

Geração distribuída é definida como uma fonte de potência elétrica conectada à rede de distribuição ou diretamente a um consumidor (ACKERMANN et al., 2001). Devido à crescente demanda, aos problemas ambientais e aos altos custos de plantas centralizadas de geração, a perspectiva é que a geração distribuída cresça nos próximos anos. Os investidores em energia estão apreensivos em apoiar plantas de alta capacidade, uma vez que o sistema elétrico passa por um período de reestruturação em busca de soluções ambientalmente corretas e de maior confiabilidade. Nesse contexto, a geração distribuída é parte fundamental de novas filosofias de expansão do sistema elétrico pelas seguintes razões:

- capacidade de diversificar a fonte primária de energia, promovendo principalmente a inserção de fontes renováveis no sistema;
- facilita a expansão do sistema por meio da inserção da geração próxima às cargas, conseqüentemente evita negociações de terra e licenças ambientais para criação de grandes plantas de geração e implantação de linhas de transmissão;
- reduz a variação de carga ao longo do dia vista pela rede principal, uma vez que a geração distribuída pode ajudar na injeção de potência durante os horários de pico;
- reduz a vulnerabilidade do sistema durante distúrbios, pois permite a criação de subsistemas capazes de operar autonomamente sem conexão com a rede principal;
- o custo de implantação está se tornando competitivo em relação à geração centralizada.

Apesar das diversas vantagens da geração distribuída, a alta inserção de tais fontes no sistema tem um impacto relevante

no fluxo de potência e variação de tensão para os consumidores, podendo ter o efeito inverso se mal implementada (QUEZADA et al., 2006).

As companhias de eletricidade são cautelosas quanto a integração de energia distribuída no sistema. Isso se deve à dificuldade em garantir segurança e confiabilidade na distribuição de energia quando a injeção de potência envolve lucro e torna-se descoordenada com a demanda. Sob tais circunstâncias, além das questões técnicas tais como, ilhamento, fluxo de potência e coordenação da proteção, existem diversos problemas de ordem regulamentar como preço, incentivo, segurança de novas tecnologias, padrões de interconexão e autonomia da operação das fontes distribuídas. Assim, as companhias de eletricidade são avessas a ideia de permitir a inserção de geração distribuída em seus alimentadores sem a autonomia adequada para controlá-los (STRZELECKI; BENYSEK, 2008).

1.2.3 Dispositivos de Armazenamento de Energia

A geração de energia do sistema elétrico tende a se tornar distribuída e com alta inserção de fontes renováveis. Tal tendência cotada como uma solução para a melhoria da confiabilidade pode ter o efeito inverso. Isso porque as unidades de geração distribuída são otimizadas pelo produtor que as utiliza visando a maximização do lucro. Um problema adicional é a flutuação da geração de energia provida por fontes renováveis. Essas características demonstram que o sistema segue a direção da descoordenação entre geração e demanda de carga.

O sistema elétrico atual baseia-se principalmente no balanceamento entre geração e demanda para manter a estabilidade do sistema. Uma vez que os fatores que influenciam a geração no futuro estão descorrelacionados com a demanda de carga (STRZELECKI; BENYSEK, 2008), os DAE tornam-se peças chave para manter a estabilidade. A presença de DAE torna o sistema apto a gerenciar energia, desacoplando a geração da demanda de carga. Dessa forma, os DAE garantem a estabilidade do sistema pela absorção da energia excedente da geração ou disponibilizando energia quando o sistema necessita, como ilustrado na Fig. 1.3.

O papel dos dispositivos de armazenamento vão desde a estabilidade do sistema a questões de ordem econômica. Por conseguinte, o mercado para sistemas de armazenamento de energia

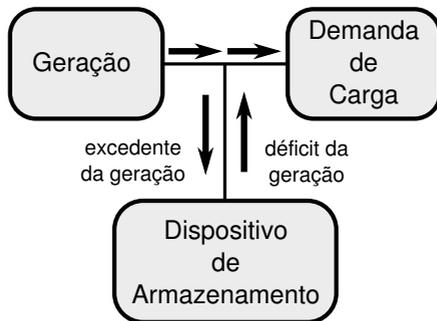


Fig. 1.3: Desacoplamento entre geração e demanda de carga por meio de um dispositivo de armazenamento.

é promissor, com altos investimentos em novas tecnologias e um custo de implantação cada vez mais reduzido.

Uma aplicação de ordem econômica e técnica conhecida é *load leveling*, que envolve o carregamento de DAE quando o custo da energia é baixo (baixa demanda) para utilizá-la quando necessário (alta demanda). Essa operação além de ser vantajosa economicamente evita que correntes de alta magnitude trafeguem na linha de transmissão (redução de perdas) durante os horários de pico e flutuações de carga vista pela rede principal.

As plantas de geração de energia são dimensionadas para a demanda nos horários de pico e a essa capacidade denomina-se *firm capacity*. Em situações em que a demanda de carga em determinados horários é muito maior do que a média diária, sistemas de armazenamento de energia permitem que a capacidade de novas plantas a serem integradas ao sistema seja reduzida ou até mesmo evitá-las (DENHOLM et al., 2010). A energia excedente durante os horários de baixo consumo é armazenada para utilização nas horas de pico. Em tais aplicações, os DAE devem possuir alta *densidade de energia*, i.e. quantidade de energia que o dispositivo pode armazenar para manter o sistema abastecido por longos períodos de déficit na geração, tais como *compressed air energy storage* (CAES), água bombeada, bateria *Sodium-Sulfur* (NaS), etc.

Alguns setores industriais requerem alta qualidade de energia. Fábricas de semicondutores, indústrias de cristal líquido e processadora de alimentos correm riscos de sofrer danos devido à perturbações na tensão (ARAI et al., 2008). Sob tais exigências,

os dispositivos com *densidade de potência*⁴ têm uma demanda promissora para manter a qualidade de energia durante distúrbios na rede. Dispositivos com alta densidade de potência são aqueles capazes de prover uma potência instantânea de saída alta ao sistema, todavia geralmente não possuem grande capacidade de armazenamento. Dispositivos com essas características são utilizados por períodos na grandeza de segundos e o papel principal é manter a qualidade de energia durante surtos na rede, e.g. supercapacitores, *flywheel*, *superconducting magnetic energy storage* (SMES), etc.

A *Electricity Storage Association* (ESA), uma associação criada para promover o desenvolvimento e comercialização de tecnologias de armazenamento de energia, traz um estudo comparativo dos mais promissores DAE (Electricity Storage Association, 2011), apresentado na Tabela 1.1 e a sua adequação a cada aplicação.

Em situações em que a rede principal torna-se indisponível, cargas críticas geralmente são mantidas por geradores de apoio acionados na ocorrência do evento. Contudo, o tempo necessário para torná-los operacionais dura dezenas de segundos, ocasionando uma interrupção no fornecimento de energia. Nesses casos, os DAE são fundamentais para manter as cargas prioritárias em funcionamento durante a mudança da fonte geradora, operação denominada *bridging power*. Uma outra função é a capacidade de *black start*, i.e. inicializar o sistema de uma condição de desligamento sem o suporte da rede principal e então energizar a rede para permitir que outras unidades possam partir.

O sucesso da reestruturação do sistema elétrico para melhorar a confiabilidade, qualidade de energia e inserção de geração distribuída por fontes renováveis passa pela efetividade dos sistemas de armazenamento de energia elétrica. Embora existam diversos dispositivos sendo criados e testados, o desempenho atual está aquém das necessidades para utilização da energia elétrica eficientemente em aplicações comerciais, residenciais e de transporte (U. S. Department of Energy, 2007). A conclusão do relatório técnico do departamento de energia dos Estados Unidos se baseia em algumas lacunas de conhecimento relacionadas aos DAE. Contudo, continuam os avanços em tecnologia de armazenamento de energia e esta deve desempenhar um papel essencial no sistema elétrico nas próximas décadas.

⁴Taxa de transferência de energia por unidade de massa.

Tabela 1.1: Comparação das tecnologias de armazenamento (Electricity Storage Association, 2011).

Tecnologia de Armazenamento	Vantagens	Desvantagens	Aplic. de Potência	Aplic. de Energia
Água bombeada	Alta capacidade, baixo custo	Exige local adequado a implantação	x	●
CAES	Alta capacidade, baixo custo	Exige local adequado a implantação	x	●
Baterias de Fluxo	Alta capacidade	Baixa densidade de energia	⦿	●
Baterias Metal-ar	Alta densidade de energia	Difícil carregamento	x	●
Baterias NaS	Alta densidade de energia e potência. Alta eficiência	Custo de produção. Segurança.	●	●
Baterias Li-ion	Alta densidade de energia e potência. Alta eficiência	Alto custo de produção. Circuito especial de carregamento	●	○
Baterias Ni-Cd	Alta densidade de energia e potência. Alta eficiência		●	⦿
Baterias Chumbo-Ácido	Baixo custo	Ciclo de vida limitado quando descarregado profundamente	●	○
<i>Flywheel</i>	Alta densidade de potência	Baixa densidade de energia	●	○
SMES	Alta densidade de potência	Baixa densidade de energia. Alto custo de produção	●	x
Supercapacitores	Longo ciclo de vida. Alta eficiência	Baixa densidade de energia	●	⦿
<p>● - Totalmente capaz. ⦿ - Razoável para a aplicação. ○ - Possível, mas com obstáculos práticos e econômicos. x - Não viável ou não economicamente viável.</p>				

1.3 Gerenciamento da Microrrede

A necessidade principal de uma estratégia de gerenciamento da MR é manter o balanço de potência entre fontes de energia, dispositivos de armazenamento e cargas, além de otimizar o

sistema sob algum critério. O balanceamento se reflete em uma tensão de barramento CC estável. A tensão deve ser mantida dentro de uma determinada faixa para evitar a interrupção da operação de alguns dispositivos ou até o colapso do sistema. Dessa forma, o fluxo de potência ativa em uma MR CC deve estar balanceada em quaisquer circunstâncias.

O gerenciamento da MR deve realizar três funções principais:

- **Controle das fontes** - capacidade de regular o fluxo de potência, tensão e assegurar o compartilhamento de carga em diversos pontos de operação do sistema (variação da geração, consumo e modos de operação da MR).
- **Gerenciamento de energia** - fornece pontos de operação para cada controlador das fontes. Esta função pode ser realizada desde um operador entrando com as referências manualmente, até complexos sistemas de comunicação com inteligência artificial. As referências visam otimizar o sistema sob algum critério, tais como maximizar a eficiência das fontes, transformar a MR em uma carga constante para a rede principal, reduzir a importação de energia da rede principal, etc.
- **Proteção** - capacidade de resposta a faltas na rede principal e na MR. Pode ser considerada uma tarefa complexa, pois a energia pode fluir bidirecionalmente devido à inclusão de fontes em vários pontos da rede, evento raro em sistemas radiais tradicionais. Além disso, a capacidade de corrente de curto circuito pode significativamente diferente entre as operações ilhada e conectada à rede principal. Isso implica em um impacto na maneira de projetar sistemas de proteção, visto que o esquema tradicional baseia-se na corrente de curto-circuito (SALOMONSSON et al., 2009).

1.4 Definição do Problema e Proposta de Tese

As MRs possuem desafios técnicos distintos das redes tradicionais, devido à inclusão de geração distribuída com uso extensivo da eletrônica de potência e DAE. Apesar da geração distribuída ser uma tendência natural para a melhoria da confiabilidade

e eficiência, esta pode trazer tantos benefícios quanto desafios, especialmente se a distribuição CA e CC coexistirem (LOH et al., 2011). Como esse é o caminho natural que o sistema de distribuição deve seguir, existem ainda diversos problemas em aberto de ordem técnica e regulamentar para a inclusão de sistemas CC.

Este trabalho faz uma investigação de três pontos de natureza técnica considerados fundamentais para a criação de MRs CC confiáveis:

- compreensão das interações dinâmicas em arquiteturas de múltiplos estágios de conversão;
- modelagem e análise de estabilidade.
- métodos de controle de amortecimento ativo para a regulação da tensão.

As MRs CC possuem uma arquitetura de cargas eletronicamente acopladas (múltiplos estágios de conversores), cujo objetivo é desacoplar a dinâmica da carga do resto do sistema (BO-ROYEVICH et al., 2010; WEAVER; KREIN, 2009). Fontes chaveadas, acionamento de motores e os novos dispositivos para iluminação apresentam uma interface de isolamento da rede, de forma que perturbações no sistema não se propaguem para as cargas. O efeito de tal isolamento é que as cargas eletronicamente acopladas demandam uma potência constante, independente do estado da rede (GRIGORE et al., 1998; EMADI et al., 2006). Esse comportamento tende a instabilizar o sistema principalmente durante perturbações de carga ou variação da disponibilidade das fontes presentes na MR CC (KWASINSKI; ONWUCHEKWA, 2010; TAHIM et al., 2011; MAGNE et al., 2014).

Quando uma perturbação ocorre na rede, o conversor no ponto de carga age de forma “egoísta”, demandando a potência necessária a sua carga mesmo quando a MR é incapaz de entregar a potência exigida. Quando a capacidade de máxima transferência de potência do sistema é superada pela demanda das cargas de potência constante um colapso de tensão ocorre (TAHIM et al., 2015). Assim, esse comportamento instabilizante das cargas é um desafio para o controle de estabilidade do sistema (LIU et al., 2007; RAHIMI; EMADI, 2009; LIUTANAKUL et al., 2010).

A MR explorada está ilustrada na Fig. 1.4(a), em que as fontes e dispositivos de armazenamento estão conectados ao barramento principal. Esta estrutura facilita o controle do fluxo de

potência, no entanto reduz a flexibilidade em agregar fontes nos alimentadores próximo às cargas, como é o caso da MR proposta pela CERTS (LASSETER et al., 2002).

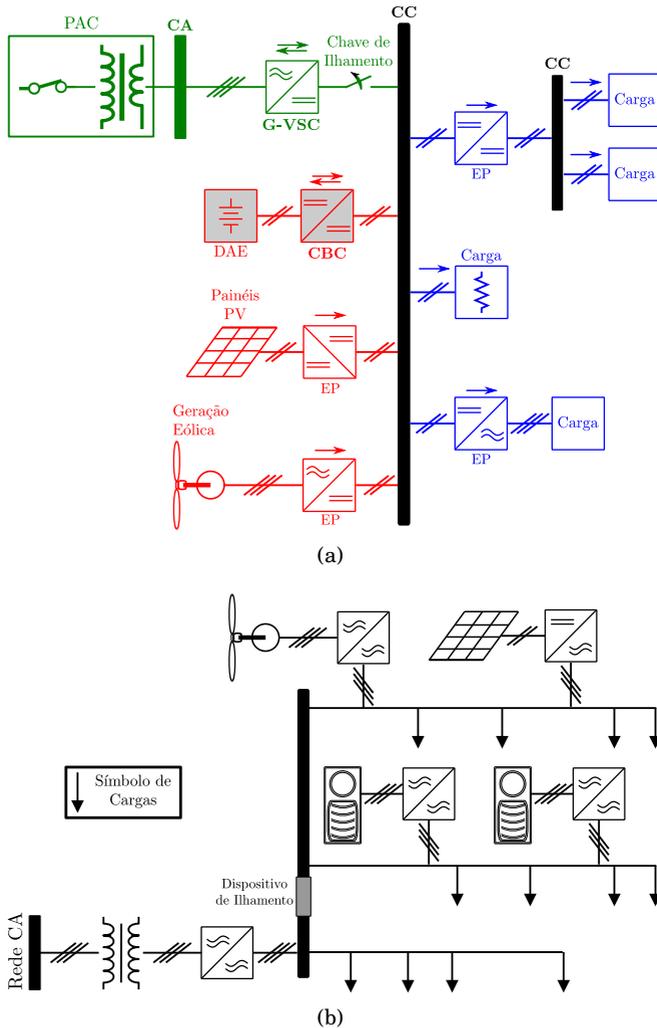


Fig. 1.4: Estruturas típicas de uma microrrede. (a) Microfontes conectadas ao barramento principal. (b) Microfontes distribuídas ao longo dos alimentadores (CERTS).

Este trabalho investiga as interações dinâmicas dos con-

versores de potência em MRs CC unipolares a dois fios sob a análise de grandes sinais para uma estrutura similar ao da Fig. 1.4(a), quando operando de maneira ilhada e sem qualquer comunicação. Propõe-se uma modelagem não linear simplificada das cargas e dos conversores para analisar comportamentos dinâmicos que não podem ser previstos em sistemas linearizados. O objetivo é obter uma metodologia para a síntese de controladores mais acessível para sistemas CC. Assim, o foco desse trabalho é a modelagem, análise dinâmica, e controle de uma MR CC sem qualquer tipo de comunicação quando operando no modo ilhado.

Apesar deste trabalho utilizar sistemas de distribuição de energia como objeto de estudo, diversas aplicações possuem a mesma estrutura e problemas similares às MRs ilhadas, tais como sistemas de telecomunicações, aviões, navios, carros elétricos, satélites, etc. Assim, as soluções obtidas desse estudo podem ser estendidas a outros tipos de sistemas CC.

O modo de operação ilhado, quando o sistema está desconectado da rede principal, é o mais agressivo do ponto de vista da estabilidade devido à ausência da rede para realizar o balanceamento de potência por meio do *voltage source converter* (VSC) bidirecional (cf. Fig 1.4(a)). Nesse modo de operação, o desafio está no controle da tensão em uma rede de baixa inércia devido a ausência dos massivos geradores síncronos, cuja energia armazenada permite que o sistema possua um tempo significativamente superior para responder a perturbações. A inércia em sistemas CC é atribuída à capacitância presente no barramento, visto que a variação da tensão é inversamente proporcional à capacitância total equivalente do sistema. Associada a esta baixa inércia, todas as fontes e cargas são intermediadas por conversores de potência, resultando em um sistema com alta concentração de cargas ativas e não lineares. Tais características exigem soluções únicas para o controle dos conversores dos DAEs, cuja responsabilidade é balancear a potência entre geração e carga em meio a fontes renováveis intermitentes e cargas ativas.

Dentre as diversas lacunas existentes na compreensão do comportamento de MRs CC, as principais são a ausência de uma modelagem simplificada e a influência das não linearidades na dinâmica e estabilidade do sistema. Um modelo simplificado capaz de capturar a essência da dinâmica do sistema permite avaliar como cada elemento presente na rede afeta a estabilidade da MR. Em relação à modelagem, diversos trabalhos têm utilizado mode-

los que incluem um grande número de equações diferenciais para análise de estabilidade do sistema (LEE et al., 2010; RADWAN; MOHAMED, 2012b). No entanto, devido à complexidade do modelo, pouco tem contribuído para determinar a influência dos elementos da rede na estabilidade. A outra lacuna está relacionada à modelagem linear do sistema, que é incapaz de prever determinadas dinâmicas e as origens de instabilidade do sistema. Portanto, entende-se como contribuições deste trabalho:

- propostas de modelos não lineares das cargas intermediadas por conversores de potência, denominadas na literatura por *constant power load* (CPL).
- elucidação do efeito desestabilizante das CPLs no sistema por meio da análise linear, conceito de impedâncias e análise de bifurcações.
- determinação das interações dinâmicas entre fonte-carga e fonte-fonte em sistemas CC caracterizados por uma arquitetura de múltiplos estágios de conversão.
- revisão bibliográfica dos métodos de análise de estabilidade para sistemas CC.
- propostas de controladores não lineares SMC com característica de amortecimento ativo para regulação de tensão nos barramentos da MR.
- proposta de um modelo simplificado para a MR visando permitir a análise de estabilidade não linear de forma analítica.
- criação de uma diretriz para projeto de MRs CC estáveis baseada em regiões seguras de operação obtidas através da análise de bifurcações.
- determinação da influência da capacitância equivalente do barramento na dinâmica e estabilidade do sistema.

Assim, este estudo visa desenvolver uma modelagem compreensiva das MRs CC, além de métodos de análise de estabilidade de grandes sinais utilizando a teoria de bifurcações. Dá-se ênfase à compreensão das interações dinâmicas presentes na MR CC, redução dos modelos e ao desenvolvimento de controladores não lineares visando obter MRs de maior robustez.

1.5 Estrutura do Documento

Esta tese está estruturada em sete capítulos que abordam os problemas de modelagem, análise de estabilidade e projeto de controladores para sistemas de distribuição em corrente contínua.

No Capítulo 2, apresenta-se o método de modelagem do sistema que baseia-se na estratificação da MR CC. As fontes/cargas e o conversor de integração são modelados como um único elemento, cujo comportamento depende da lei de controle implementada no conversor de potência. Tal simplificação permite, posteriormente, a redução do número de equações diferenciais e, conseqüentemente, a complexidade da análise de estabilidade e projeto de controladores.

O Capítulo 3 expõe as principais interações dinâmicas e causas de instabilidade em sistemas CC. Discorre-se sobre a necessidade de incluir amortecimento ao sistema devido ao efeito destabilizante promovido pela alta inserção de cargas ativas. Além disso, uma revisão bibliográfica sobre os métodos de análise de estabilidade apresentados na literatura são descritos de maneira detalhada.

No capítulo 4 são apresentadas as propostas de controle desenvolvidas para manter a estabilidade da tensão de barramento da MR CC sob variações de carga, e disponibilidade das fontes, em uma MR CC ilhada. Utilizam-se os modelos comutados dos conversores e a modelagem não linear das cargas para o projeto de controladores SMC com o objetivo de garantir uma maior robustez ao sistema. Neste capítulo, uma configuração mínima da MR é controlada sob duas propostas de controladores: SMC integral e SMC *washout*.

No capítulo 5 é apresentado um modelo equivalente simplificado do subsistema das fontes. Este é capaz de reduzir o número de equações diferenciais que representam as fontes operando em droop sem qualquer comunicação. Utilizando tal modelo, apresenta-se a análise de estabilidade, baseada na teoria de bifurcações, que resulta em uma relação entre a capacitância equivalente e o volume de cargas que mantém o sistema estável. Adicionalmente, apresentam-se as diretrizes para projetar MRs CC confiáveis por meio de regiões seguras de operação obtidas por meio de diagramas de bifurcação.

Por fim, no capítulo 6 são apresentados os comentários gerais do trabalho e a perspectiva de trabalhos futuros.

1.6 Notação

Todas as unidades, símbolos, operadores e abreviações presentes nesse trabalho seguem o padrão ISO 31-11 (BECCARI, 1997).

1.7 Publicações

- A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, M. L. Heldwein, and E. Ponce, “Control of interconnected power electronic converters in dc distribution systems,” in *XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2011)*. ISOBRAEP, 2011.
- A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, J. Lago, and M. L. Heldwein, “Controle não-linear de um conversor bidirecional associado a baterias para regulação de tensão em uma microrrede cc,” in *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*. SBA, 2012.
- A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, and E. Ponce, “Nonlinear control of dc-dc bidirectional converters in stand-alone dc microgrids,” in *Decision and Control (CDC), 2012 IEEE 51st Annual Conference on*, dec. 2012, pp. 3068–3073.
- A. P. N. Tahim, D. Pagano, E. Lenz, and V. Stramosk, “Modeling and stability analysis of islanded dc microgrids under droop control,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 8, pp. 4597–4607, Aug. 2015.
- E. Lenz, D. Pagano, A. P. N. Tahim, “Codimension-two bifurcation analysis in dc microgrids under droop control,” *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2015 (submetido).

Capítulo 2

Modelagem de Microrredes CC

A análise da estabilidade de tensão da MR CC está vinculada a correta modelagem do sistema, cujo objetivo é obter o modelo mais simples, porém que captura as principais dinâmicas do sistema para a finalidade do controle. Apesar da diversidade de filosofias e estruturas adotadas para o controle da MR, toda intervenção na dinâmica do sistema é realizada por meio de conversores estáticos de potência. Sendo estes o elo principal de integração, a modelagem necessita capturar as principais características e dinâmicas segundo o objetivo de controle para cada modo de operação da MR. Partindo dessa filosofia, é possível reduzir a complexidade do sistema tratando a associação entre conversores e cargas/fontes como um elemento dinâmico.

Este capítulo apresenta uma proposta de modelagem da MR em que abstrai-se a diversidade de fontes/cargas e topologias de conversores, visando obter uma modelagem compacta do *sistema*. O método estratifica a MR CC modelando fontes e cargas segundo o objetivo de controle de cada conversor de interconexão, como ilustrado na Fig. 2.1. A associação entre fonte/carga e conversor é tratada como um elemento único, cujo comportamento é determinado pelo controle, tais como droop, MPPT, CPL, etc. Esse tipo de abordagem captura as principais dinâmicas das fontes/cargas sem levar em conta a topologia dos conversores, reduzindo a complexidade do modelo. Dessa forma, facilita a análise e resulta em uma maior compreensão de como cada elemento afeta a estabilidade do

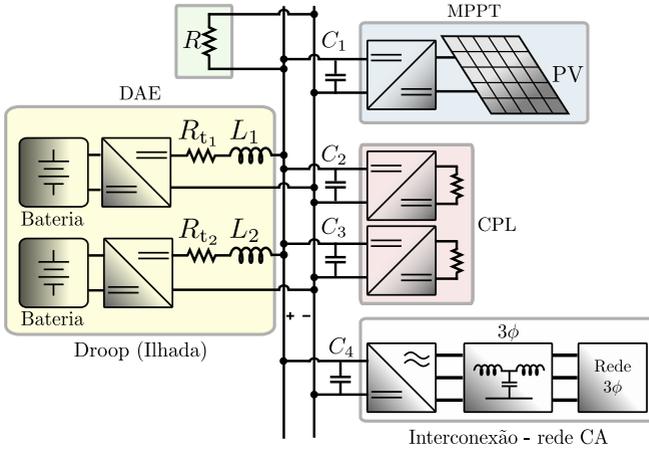


Fig. 2.1: Configuração básica de uma MR CC utilizada para a modelagem.

sistema.

A modelagem completa do sistema é obtida subdividindo-se a MR da seguinte forma:

- topologia dos conversores da MR CC;
- modelagem das fontes de energia:
 - fontes operando em *maximum power point tracking* (MPPT) (associação fonte-conversor);
 - fontes operando em *droop* (associação fonte-conversor)
 - interconexão: MR CC - rede CA.
- modelagem das cargas:
 - cargas resistivas (conectadas diretamente ao barramento);
 - cargas de potência constante - CPL (associação carga-conversor);

Todas as regiões destacadas na Fig. 2.1 são modeladas individualmente como um elemento único. A intenção é modelar de maneira detalhada apenas os conversores incumbidos da regulação de tensão da MR por meio de equações diferenciais descontínuas. Desta maneira o modelo completo obtido da MR possui um número

reduzido de equações diferenciais, cuja análise permite identificar as variáveis que afetam de maneira significativa a estabilidade do sistema.

2.1 Topologia dos Conversores da MR CC

Os conversores CC-CC são incumbidos de fazer a integração entre os diferentes níveis de tensão presentes na MR, além de desacoplar as dinâmicas entre fontes, sistemas de distribuição e cargas (BORIOLI et al., 2004; BARBI, 2006; BOROYEVICH et al., 2010).

A maioria das cargas exigem basicamente dos conversores CC-CC:

- corrente de entrada com baixa ondulação (*ripple*);
- nível de tensão estável;
- baixo custo;
- alta eficiência;
- pequenas dimensões.

Para atender tais exigências, uma diversidade de topologias de conversores CC-CC podem ser utilizadas. No entanto, os que são acoplados a fontes de energia ou aos DAE¹ possuem um número maior de exigências.

Os conversores conectados às fontes renováveis são modelados neste trabalho como um elemento único de fonte de corrente ou potência, desprezando-se a dinâmica interna dos conversores. Por esse motivo, apenas uma visão geral das topologias dos conversores estáticos conectados às fontes renováveis é apresentada, dando-se um maior enfoque aos conversores bidirecionais utilizados para a integração da rede CA e dos DAEs à MR CC.

2.1.1 Conversores Estáticos para as Fontes Renováveis

A geração fotovoltaica geralmente utiliza um sistema de conversão com dois estágios, como ilustrado na Fig. 2.2. O primeiro

¹Alguns pesquisadores desconsideram os DAEs como fontes de energia, uma vez que apenas armazenam energia de alguma fonte primária e a disponibilizam quando necessário.

estágio é utilizado para elevar a tensão dos painéis solares e rastrear o ponto de máxima potência. Tal estágio utiliza uma topologia boost ou buck-boost. O segundo estágio modifica a tensão de saída do primeiro estágio para o nível de tensão da rede. A integração de painéis fotovoltaicos à MR geralmente não exige isolamento galvânica obrigatória por possuir potência e corrente de curto-circuito limitadas.

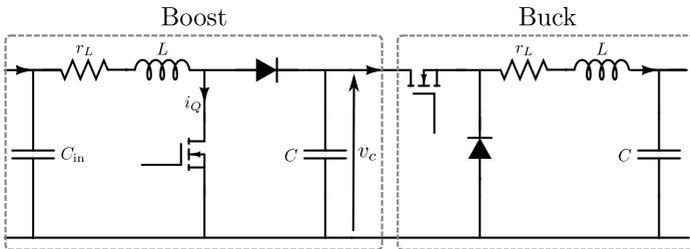


Fig. 2.2: Conversor típico de uma microrrede CC para painéis fotovoltaicos.

A geração eólica, cuja tendência é a utilização de geradores síncronos com ímãs permanentes, é um sistema de tensões trifásicas de frequência variável que pode ser acoplada à MR CC por meio de um conversor com isolamento galvânica como o da Fig. 2.3 (COLLIER; HELDWEIN, 2011).

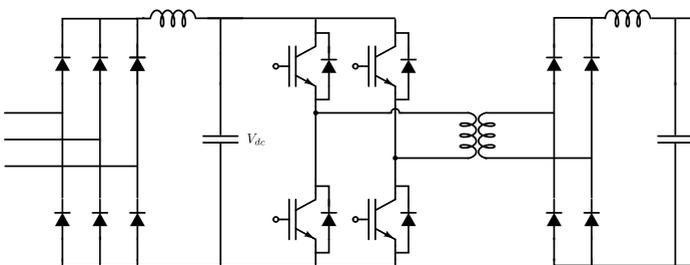


Fig. 2.3: Conversor típico de uma microrrede CC para geração eólica.

2.1.2 Conversores Estáticos Bidirecionais

Existem dois pontos da MR em que os conversores devem ser capazes de lidar com a bidirecionalidade do fluxo de potência.

Um localiza-se no ponto de acoplamento comum, e o outro, entre os DAEs e o barramento CC, como ilustrado na Fig. 2.4.

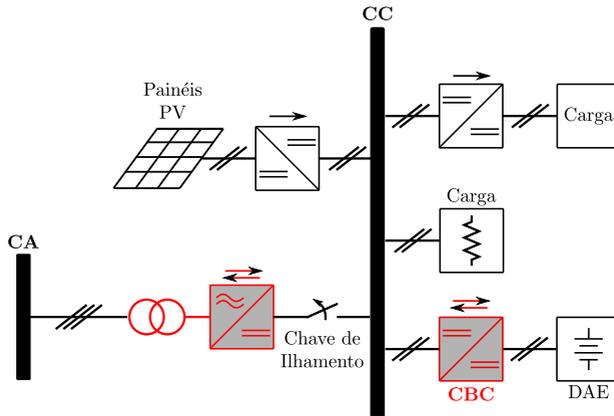


Fig. 2.4: Destaque para a necessidade de conversores bidirecionais na MR CC.

No ponto de conexão comum a rede possui média tensão. Essa característica exige tradicionalmente um transformador e um VSC bidirecional, capaz de retificar o sinal na direção rede principal-MR e agir como inversor na direção oposta.

Os conversores bidirecionais CC-CC fazem o intermédio entre os DAEs e a MR, geralmente em ponte completa com isolamento galvânica devido aos requisitos de proteção. Dispositivos de armazenamento eletroquímicos devem operar com o menor *ripple* de tensão possível, exigindo que os conversores operem em alta frequência. Em tais aplicações, métodos de comutação suave geralmente são utilizados para manter uma alta eficiência (CANESIN; BARBI, 1997). A Fig. 2.5 ilustra algumas estruturas típicas de conversores bidirecionais.

O elemento básico de proteção em conversores bidirecionais é a isolamento galvânica dos circuitos, principalmente em pontos cuja corrente de curto é alta e de fácil acesso, tais como:

- ponto de conexão comum (PCC);
- dispositivos de armazenamento;
- fontes de potência.

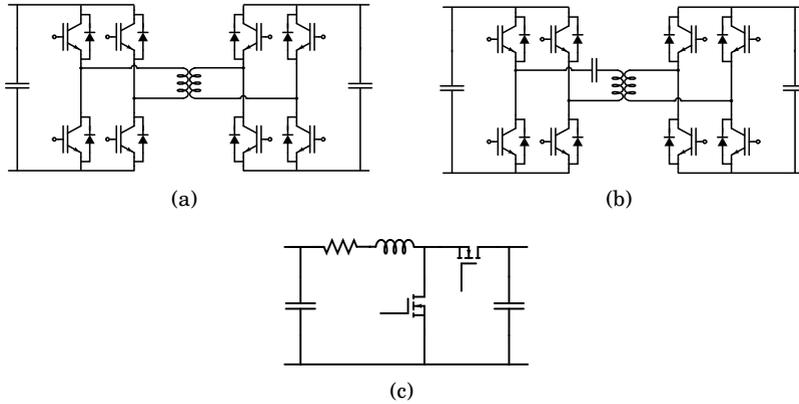


Fig. 2.5: Topologias típicas de conversores bidirecionais.

Apesar da necessidade de isolamento galvânico em diversos pontos da MR, introduzi-la em sistemas CC só é possível por meio de conversores de potência. Quando conversores bidirecionais CC-CC não exigem tal tipo de isolamento, conversores simples como o da Fig. 2.5(c) podem ser utilizados. Os principais conversores bidirecionais e suas equações dinâmicas são descritos na subseção seguinte.

2.1.3 Equações Dinâmicas dos Conversores Bidirecionais Básicos

Esta subseção destina-se a modelagem dos três conversores básicos de uma MR: buck, boost e buck-boost. Tais conversores apresentam dois interruptores ativos que são comutados de maneira complementar para permitir o fluxo bidirecional de potência.

A modelagem é realizada por equações diferenciais descontínuas, adequadas ao projeto de controladores por modos deslizantes, cuja lei de controle é obtida pela análise das diferentes estruturas topológicas do sistema.

2.1.3.1 Conversor Buck Síncrono

O conversor buck possui a estrutura ilustrada na Fig. 2.6. Trata-se de um circuito abaixador de tensão que consegue alta eficiência por meio da comutação entre dois estados topológicos com

dinâmicas lineares. A comutação é realizada por dois interruptores Q_s e Q_d que operam de maneira complementar, quando Q_s conduz, Q_d é bloqueado (síncrono). Assim, o sistema é modelado avaliando-se um único interruptor, pois sabendo-se o estado de um, o estado do outro está determinado, a menos do tempo morto.

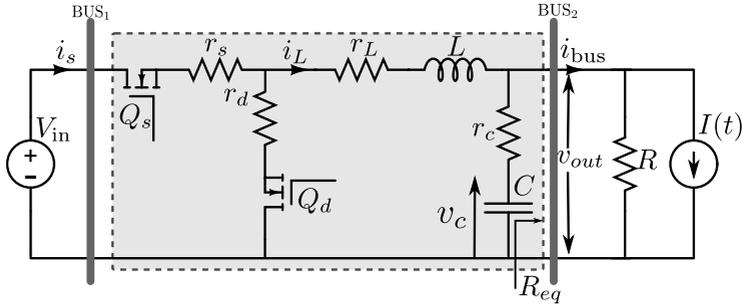


Fig. 2.6: Conversor buck síncrono.

Quando o interruptor Q_s está conduzindo, o conversor segue as seguintes equações dinâmicas:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= V_{in} - i_L \left(r_s + r_L + \frac{Rr_c}{R + r_c} \right) - v_c \left(\frac{R}{R + r_c} \right) + \frac{Rr_c}{R + r_c} I(t) \\
 C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{R}{(R + r_c)} i_L - \frac{1}{(R + r_c)} v_c - \frac{R}{R + r_c} I(t)
 \end{aligned} \quad (2.1)$$

em que $I(t)$ é uma perturbação genérica.

Quando o interruptor Q_s é bloqueado, o conversor segue a dinâmica:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= -i_L \left(r_d + r_L + \frac{Rr_c}{R + r_c} \right) - v_c \left(\frac{R}{R + r_c} \right) + \frac{Rr_c}{R + r_c} I(t) \\
 C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{R}{(R + r_c)} i_L - \frac{1}{(R + r_c)} v_c - \frac{R}{R + r_c} I(t)
 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Considerando a resistência dos interruptores iguais ($r_d = r_s$), as equações acima podem ser reescritas de maneira única mediante a inclusão da variável u , correspondente ao estado do interruptor Q_s . Esse pode assumir dois valores $u = \{0, 1\}$, o valor 0 deve ser atribuído quando o interruptor está bloqueado e 1 quando

conduzindo.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= uV_{in} - i_L \left(r_s + r_L + \frac{Rr_c}{R + r_c} \right) - v_c \left(\frac{R}{R + r_c} \right) + \frac{Rr_c}{R + r_c} I(t) \\ C \frac{dv_c}{dt} &= \frac{R}{(R + r_c)} i_L - \frac{1}{(R + r_c)} v_c - \frac{R}{R + r_c} I(t) \end{aligned} \quad (2.3)$$

2.1.3.2 Boost Síncrono

Trata-se de um conversor CC-CC elevador de tensão. O conversor utiliza dois interruptores Q_1 e Q_2 , cujo modelo está ilustrado na Fig. 2.7.

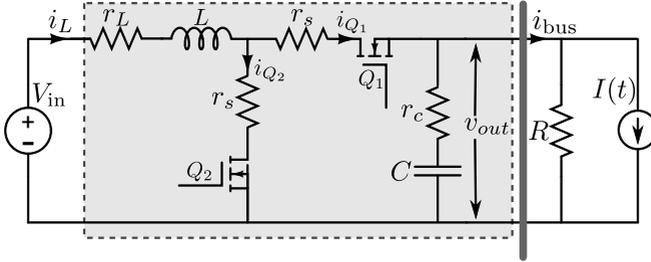


Fig. 2.7: Conversor boost síncrono.

Os interruptores Q_1 e Q_2 funcionam de maneira complementar, ou seja, quando um está conduzindo o outro está obrigatoriamente bloqueado. O conversor opera comutando entre dois estados topológicos, um quando Q_1 está bloqueado [Fig. 2.8(a)] e outro quando conduzindo [Fig. 2.8(b)].

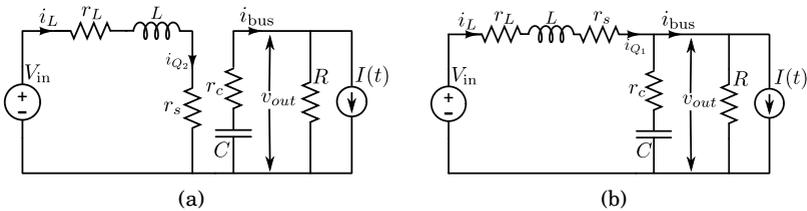


Fig. 2.8: As duas possíveis estruturas em um CBC. (a) Conversor boost com o interruptor Q_1 bloqueado. (b) Conversor boost com o interruptor Q_1 conduzindo.

Q_1 bloqueado:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} (V_{in} - (r_L + r_s)i_L) \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left(-\frac{v_c}{R + r_c} - \frac{R}{R + r_c}I(t) \right), \end{aligned} \quad (2.4)$$

Q_1 conduzindo:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \left(V_{in} - \left(r_L + r_s + \frac{Rr_c}{R + r_c} \right) i_L - \frac{R}{R + r_c}v_c + \frac{Rr_c}{R + r_c}I(t) \right) \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R + r_c}i_L - \frac{v_c}{R + r_c} - \frac{R}{R + r_c}I(t) \right). \end{aligned} \quad (2.5)$$

O modelo do conversor pode ser representado por uma única equação diferencial descontínua, em que uma variável $u = \{0, 1\}$ é adicionada para representar o estado do interruptor Q_1 . A variável u assume o valor 0 quando Q_1 está bloqueado e 1 quando conduzindo.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \left[V_{in} - (r_L + r_s)i_L + u \left(-\frac{Rr_c}{R + r_c}i_L - \frac{R}{R + r_c}v_c + \frac{Rr_c}{R + r_c}I(t) \right) \right] \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left(u\frac{R}{R + r_c}i_L - \frac{v_c}{R + r_c} - \frac{R}{R + r_c}I(t) \right). \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.1.3.3 Buck-boost Síncrono

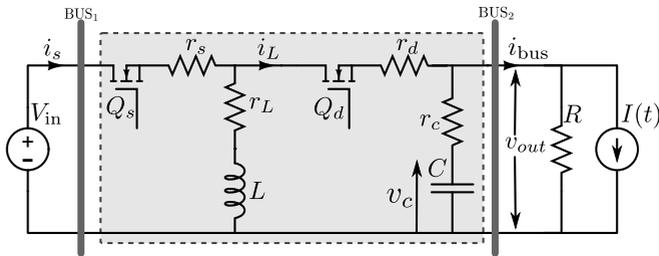


Fig. 2.9: Conversor buck-boost síncrono.

O conversor buck-boost é capaz de gerar uma tensão de saída maior ou menor do que a tensão de entrada. Dependendo do estado dos interruptores (ver Fig. 2.9), o circuito pode operar em dois estados topológicos diferentes, um quando Q_d conduz e outro quando Q_d é bloqueado.

Q_d bloqueado:

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} (V_{in} - (r_L + r_s)i_L) \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left(-\frac{v_c}{R + r_c} - \frac{R}{R + r_c} I(t) \right),\end{aligned}\quad (2.7)$$

Q_d conduzindo:

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \left(-(r_L + r_d)i_L - \frac{Rr_c}{R + r_c} i_L + \frac{R}{R + r_c} v_c - \frac{Rr_c}{R + r_c} I(t) \right) \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left(-\frac{R}{R + r_c} i_L - \frac{v_c}{R + r_c} - \frac{R}{R + r_c} I(t) \right).\end{aligned}\quad (2.8)$$

Da mesma forma que os conversores buck e boost, uma variável u pode ser adicionada para gerar uma única equação diferencial descontínua que represente o conversor buck-boost. Atribui-se aqui o valor $u = 0$ quando Q_d está bloqueado e $u = 1$ quando conduzindo.

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \left[V_{in}(1 - u) - (r_L + r_s)i_L + u \left(-\frac{Rr_c}{R + r_c} i_L + \frac{R}{R + r_c} v_c - \frac{Rr_c}{R + r_c} I(t) \right) \right] \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left(-u \frac{R}{R + r_c} i_L - \frac{v_c}{R + r_c} - \frac{R}{R + r_c} I(t) \right).\end{aligned}\quad (2.9)$$

2.2 Modelagem das Cargas

A modelagem de cargas para redes CA está consolidada, no entanto pouco tem sido feito para as redes CC. Isso dificulta a análise de estabilidade das microrredes CC, uma vez que modelos adequados são necessários para o projeto de controladores e análise do comportamento dinâmico.

A maioria das cargas de uma rede CC geralmente é modelada como tendo uma característica resistiva (R), de potência

constante (P) ou corrente constante (I), como recomendado pelo IEEE Std 399-1997 (IEEE Std 399-1998, 1998). A classificação correta das cargas é essencial para que o estudo de queda de tensão/corrente nas cargas seja útil para prever o comportamento do sistema. A simbologia de cada tipo de carga está ilustrada na Fig. 2.10.

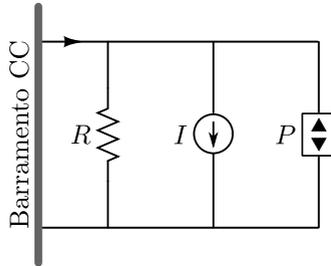


Fig. 2.10: Simbologia utilizada para representar cargas na microrrede CC. R - resistiva, I - corrente constante e P - potência constante.

Cargas de impedância constante (R) - drenam uma corrente que é diretamente proporcional à tensão nos terminais da carga (a corrente na carga diminui à medida que a tensão nos terminais diminui). Nessa categoria podem ser incluídos os aquecedores, relés, válvulas solenóides, alguns motores (universais) e lâmpadas incandescentes.

Cargas de potência constante (P) - CPL - drenam uma corrente que é inversamente proporcional à tensão nos terminais da carga (a corrente na carga diminui à medida que a tensão nos terminais aumenta). Inversores, cargas alimentadas através de conversores estáticos CC-CC e diversos motores se enquadram nessa categoria.

Cargas de corrente constante (I) - drenam essencialmente uma mesma corrente para diversas tensões de entrada. Exemplos dessa categoria são algumas fontes de potência CC (fontes reguladas *shunt*) e alguns motores.

As cargas resistivas e CPLs são as mais comuns em MRs CC. No entanto, algumas não se adequam especificamente a nenhuma das 3 categorias acima. Se a característica da carga é desconhecida, é usual assumir que a carga possui uma característica CPL por tratar-se de um modelo conservador que amplifica os efeitos de instabilidade da rede (geralmente o pior caso). Essa forma de modelagem é a recomendação sugerida pelo documento IEEE Std

399-1998 (1998) e é seguida neste trabalho. As CPLs são a principal causa de instabilidade da rede. Por esta razão, uma seção especial é destinada à modelagem e influência desse tipo de carga na estabilidade do sistema.

2.2.1 Cargas de Potência Constante (CPL)

As MRs CC possuem uma estrutura baseada no cascadeamento de conversores de potência para adequar as tensões aos níveis exigidos por cada estágio da rede ou carga. O CPC (que alimenta diretamente a carga) possui um controlador finamente sintonizado para manter a tensão de saída constante sob variações na tensão de entrada. Se a tensão na entrada do CPC aumenta por alguma razão, o controle do CPC ajusta a razão cíclica com o objetivo de regular a tensão de saída. Como consequência, a tensão e corrente de saída mantêm-se constante, enquanto a corrente de entrada do CPC varia de maneira inversa à variação da tensão de entrada (considerando que $P_o \approx P_i$). Assim, a entrada do CPC comporta-se como uma CPL porque a ação de controle reduz a corrente de entrada caso a tensão de entrada aumente e vice-versa, como ilustrado na Fig. 2.11.

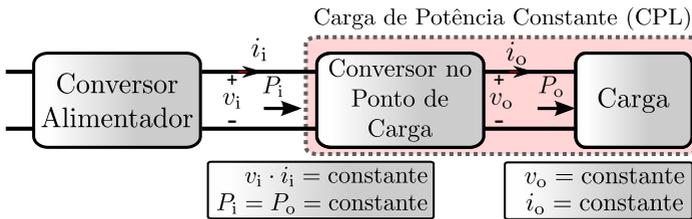


Fig. 2.11: Conversor no ponto de carga comporta-se como uma carga de potência constante para o conversor alimentador.

A modelagem de CPCs como CPLs recebeu grande atenção na última década por conseguir explicar problemas de instabilidade no sistema quando existem conversores cascadeados. O conversor alimentador enxerga esse tipo de carga como uma resistência incremental negativa associada ao barramento (RIVETTA; WILLIAMSON, 2003, 2004; RIVETTA et al., 2005; EMADI et al., 2006; KWASINSKI; KREIN, 2007; ARIYASINGHE; VILATHGAMUWA, 2008; RAHIMI; EMADI, 2009; TAHIM et al., 2011; KWASINSKI; ONWUCHEKWA, 2010; ONWUCHEKWA; KWASINSKI,

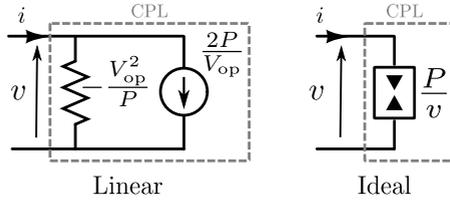


Fig. 2.12: Representação do CPC pelos modelos CPL linear e ideal.

2011; ZHANG; YAN, 2011; TAHIM et al., 2012a, 2012b).

O modelo do CPL ideal comporta-se como uma fonte de corrente proporcional ao inverso da tensão

$$i(v) = \frac{P}{v}. \quad (2.10)$$

Este modelo é não linear e por esta razão é comum a linearização do modelo (2.10) em um ponto de operação de tensão V_{op} para facilitar a análise e projeto de controladores.

$$i(v) = i(V_{op}) + \frac{\partial i}{\partial v}[v - V_{op}] + O(v^2) \quad (2.11)$$

$$i(v) \approx 2\frac{P}{V_{op}} + \frac{v}{-\frac{V_{op}^2}{P}}. \quad (2.12)$$

A linearização resulta em um modelo linear composto por uma fonte de corrente em paralelo com a resistência negativa (RIVETTA et al., 2005; EMADI et al., 2006), como ilustrado na Fig. 2.12.

A análise de estabilidade utilizando o modelo linear (CPL linear) somente é válida em torno do ponto de operação V_{op} . Além disso, o modelo linearizado é incapaz de prever as características globais do sistema, que adicionam informações úteis para definir regiões seguras de operação.

Existem duas diferenças principais entre o modelo do CPL ideal e o CPC. A primeira ocorre quando a tensão de entrada é menor ou igual à tensão de saída desejada V_{th} (conversor buck com malha de controle de tensão). Nesta situação o controle satura a razão cíclica mantendo o interruptor conduzindo continuamente, conseqüentemente o CPC torna-se uma carga passiva, perdendo a sua característica CPL, como ilustrado na Fig. 2.13. Assim, uma CPL ideal é representada matematicamente como por uma fonte de corrente controlada por tensão [*voltage controlled current source*

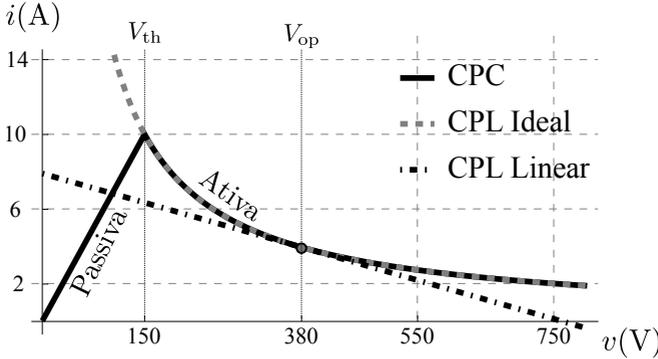


Fig. 2.13: Característica de potência constante (estática) do conversor buck (380V-150 V) alimentando uma carga resistiva de 15Ω .

(VCCS)]

$$i(v) = \frac{P}{v}, \quad (2.13)$$

e o modelo que inclui a saturação do CPC como uma VCCS por partes

$$i(v) = \begin{cases} \frac{P}{v}, & \text{se } v > V_{th} \\ \frac{P}{V_{th}^2}v, & \text{se } v \leq V_{th}. \end{cases} \quad (2.14)$$

A segunda diferença ocorre para altas frequências. Uma CPL ideal responde igualmente para todas as frequências, enquanto os CPCs são capazes de responder apenas à frequências dentro da largura de banda de malha fechada do conversor, embora essa característica não esteja modelada na função por partes em (2.14). Essa velocidade de resposta pode ser modelada incluindo uma dinâmica durante variações de carga que não é considerada em nenhum dos modelos: CPL ideal, CPL linearizado e CPC (VCCS por partes). Isso quer dizer que todos os modelos anteriores são estáticos e consideram que uma variação de tensão na entrada ocasiona uma variação instantânea da corrente.

A resistência negativa acoplada ao barramento tem várias implicações em relação à estabilidade do sistema. Esta adiciona 180° de fase, podendo reduzir consideravelmente a margem de fase do sistema, como é explorado nas Seções 3.1 e 3.3.

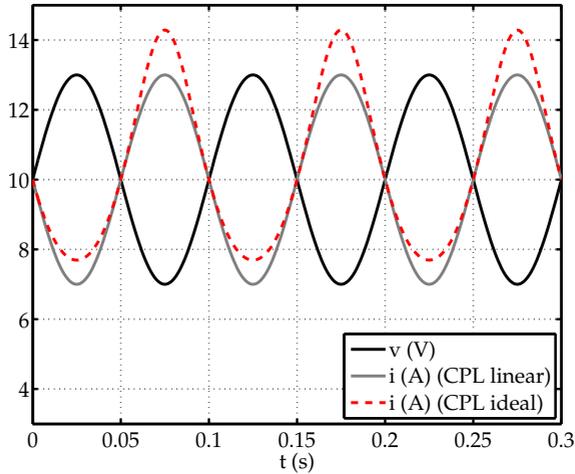


Fig. 2.14: Comparação de sinais de tensão e corrente entre os modelos do CPC. Tensão de entrada do CPC em 10 V e potência demandada pela carga de 100 W.

É importante destacar que uma resistência negativa se comporta da mesma maneira que uma resistência positiva para sinais CC. O sinal negativo indica que um sinal de tensão CA na entrada do conversor resulta em uma corrente defasada de 180° , como ilustrado na Fig. 2.14. Um elemento de defasagem entre corrente e tensão pode parecer estranho uma vez que estamos lidando com sistemas CC. No entanto, sistemas CC possuem conteúdo frequencial, especialmente durante perturbações quando uma infinidade de frequências são injetadas no sistema.

O modelo linear do CPL não representa adequadamente sistemas CC cuja tensão de operação não é fixa (CHEN et al., 2013; SCHONBERGER et al., 2006), visto que sua validade se resume à vizinhança do ponto de operação. Um outro fator é a invariância da resistência negativa com a variação da tensão de entrada, ou seja, a resistência é fixa, logo a carga perde a característica de potência constante. Além disso, o modelo linear considera que a impedância de entrada do CPC possui magnitude fixa R e fase 180° para todas as frequências, embora o conversor comporte-se como uma resistência negativa somente para baixas frequências. Dessa forma, o modelo descarta todas as não linearidades e dinâmicas, i.e. a corrente de entrada varia instantaneamente para qualquer variação

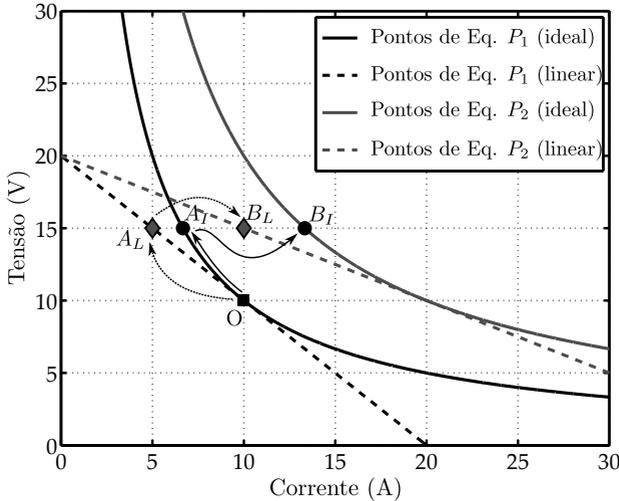


Fig. 2.15: Comparação entre os modelos do CPC durante desvios do ponto de operação.

da tensão de entrada proporcionalmente a uma resistência negativa. Ilustra-se na Fig. 2.14 as diferenças na corrente de entrada entre o modelo ideal e linear.

Um exemplo é utilizado para esclarecer as diferenças entre os modelos dos CPLs ideal e linear. Um CPC alimentando uma carga que demanda $P_1 = 100\text{ W}$ e opera com 10 V é modelada pelos modelos CPL ideal e linear e seus pontos de equilíbrio estão ilustrados na Fig. 2.15. No ponto de operação 'O', o CPL está drenando uma corrente de entrada de 10 A . Quando a tensão de entrada é perturbada para 15 V , os modelos linear e ideal movem-se instantaneamente do ponto 'O' para o ponto A_L e A_I , respectivamente. Neste novo ponto, o modelo linearizado está drenando apenas 75 W , embora a carga real esteja demandando 100 W . Portanto, o modelo do CPL linear perde a sua característica de potência constante quando a tensão desvia do ponto de operação, somente capturando a defasagem entre tensão e corrente de entrada. Por outro lado, o modelo do CPL ideal mantém a característica de potência constante embora mova-se de um equilíbrio a outro instantaneamente.

Os modelos CPL ideal e linear assumem que o CPC não possuem dinâmica, ou seja, a corrente varia instantaneamente para qualquer mudança na tensão de entrada ou potência demandada.

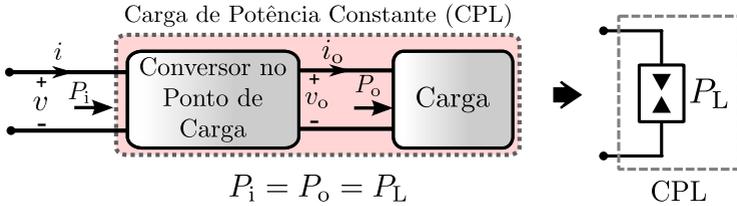


Fig. 2.16: Modelagem de um CPC como CPL ideal e a simbologia correspondente utilizada neste trabalho.

Ao longo deste trabalho, a análise do comportamento da MR é obtida por meio da análise de bifurcações utilizando o modelo da CPL ideal. Em alguns casos, extrapola-se para a análise numérica de bifurcações utilizando o modelo que inclui a saturação do CPC para melhor caracterização do comportamento dos conversores. Assim, cada CPC da MR é substituído por um elemento que consome uma potência constante P_L da MR, não importando a tensão entre os seus terminais, como ilustrado na Fig. 2.16.

Elementos que consomem energia da rede são caracterizados com um valor de potência positiva, enquanto elementos que injetam energia na rede com um valor de potência negativa. As CPLs sempre extraem energia da rede, logo

$$P_L \geq 0. \quad (2.15)$$

Tal convenção é importante para identificar durante a modelagem os elementos que estão injetando ou consumindo energia da rede.

2.3 Modelagem das Fontes de Energia

O principal objetivo dos conversores acoplados às fontes de energia é adequar o nível de tensão produzido pela fonte geradora ao nível de tensão da MR. Ademais, funções como MPPT (para plantas solares e eólicas), estabilidade da rede e capacidade de partilhar a carga são delegadas ao controlador embarcado no conversor que faz o intermédio entre a fonte geradora e a MR, como ilustrado na Fig. 2.17

A estrutura do conversor e a maneira de operação depende do tipo e fonte primária de energia e o objetivo de controle.

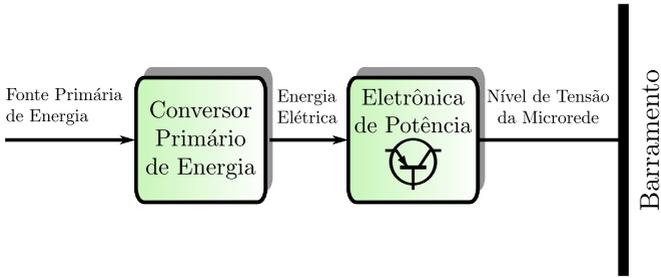


Fig. 2.17: Diagrama de blocos de uma planta de potência em uma microrrede CC.

Fontes renováveis podem ser a base energética dominante em MRs quando a interconexão da MR e a rede principal é capaz de absorver (injetar) a potência excedente (deficitária) para compensar a geração intermitente. Quando a MR está ilhada, esse papel de compensação é atribuído aos DAEs. Assim, em condições normais, o objetivo é extrair a máxima potência das fontes renováveis utilizando o MPPT nos conversores de potência. Vale ressaltar que esta estratégia desconsidera o estado da rede, ou seja, fontes em MPPT injetam a máxima energia disponível mesmo que a rede não necessite dessa geração.

Fontes despacháveis, aquelas que possuem energia armazenada para uso futuro², geralmente são incumbidas da regulação da tensão da MR devido à possibilidade de controle sobre a geração.

2.3.1 Fontes Operando em MPPT

A eficiência da conversão das fontes renováveis em energia elétrica é considerada baixa em relação aos combustíveis fósseis (FARANDA et al., 2008) e a capacidade de geração muda continuamente em função das condições ambientais. Isso significa que extrair a máxima potência disponível em cada momento é uma exigência necessária para amortização dos custos de instalação, manutenção e conseqüentemente geração.

A extração da máxima potência é de responsabilidade do conversor de potência que faz a integração entre a fonte renovável e a MR. A este conversor implementa-se um controlador denominado

²Este trabalho considera os DAEs como fontes despacháveis, visto que apesar de não gerarem energia podem armazená-la para utilização futura.

MPPT com o objetivo de adaptar as variáveis de entrada, tais como corrente e tensão, a fim de extrair a máxima potência disponível da fonte.

Os algoritmos de controle para MPPT em painéis solares rastreiam a tensão de operação do painel que permite a máxima extração de potência. A tensão de circuito aberto V_{oc} é obviamente a máxima tensão que o painel pode apresentar, porém nesta condição nenhuma potência é extraída do painel. A corrente de curto-circuito I_{sc} é a máxima corrente de saída do painel. Entretanto, a potência extraída é nula devido à ausência de tensão entre os terminais do painel.

A máxima quantidade de potência que pode ser extraída do painel depende de três fatores importantes: irradiação, temperatura e carga. Quanto maior a irradiação e menor a temperatura, mais potência se pode extrair dos painéis. A irradiação modifica principalmente o ponto de operação da corrente do painel, enquanto a temperatura o ponto de operação da tensão.

As células solares possuem uma característica $v_{pv}-i_{pv}$ não linear que varia de acordo com a temperatura e a irradiação solar. Para uma irradiação específica o painel solar funciona como uma fonte de corrente para boa parte da faixa de tensão, porém existe um ponto único dessa curva que representa os valores de v_{pv} e i_{pv} que permite a máxima extração de potência disponível para aquela condição ambiental, denominado ponto de máxima transferência de potência. Esse ponto ocorre geralmente quando v_{pv} está entre 70% e 80% da tensão V_{oc} . Para uma determinada irradiação, o conversor que faz o intermédio entre o painel solar e o barramento de tensão CC ajusta a razão cíclica visando manter a tensão v_{pv} que produz a máxima potência P_S .

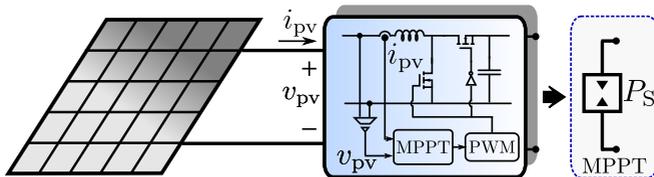


Fig. 2.18: Fonte operando em MPPT modelada como uma CPS e a simbologia correspondente utilizada neste trabalho.

Dessa forma, fontes de energia operando em MPPT são vistas pelo barramento de tensão como fontes de potência constante

[*constant power sources* (CPSs)], em que a variação da potência de entrada depende apenas das condições ambientais. Por essa razão, fontes operando em MPPT são modeladas nesse trabalho como CPSs, representadas simbolicamente pelo parâmetro P_S como ilustrado na Fig. 2.18. É importante ressaltar que CPSs sempre injetam energia na rede, logo

$$P_S \leq 0, \quad (2.16)$$

devido à convenção descrita anteriormente.

2.3.2 Fontes Operando em Droop

Em situações de ilhamento, é comum que a MR necessite de mais de uma fonte de energia para o controle do barramento. As fontes em um esquema de controle distribuído operam cooperativamente para regular a tensão no barramento, porém exigem que algum método de compartilhamento de carga seja implementado para evitar sobrecargas em alguma fonte.

O método mais comum de compartilhamento de carga é o droop. O método adiciona uma resistência na saída de cada conversor de integração da fonte, podendo ser física ou virtual (por meio de controladores). Este método é descrito nos capítulos 3 e 5, onde prova-se a sua eficiência no compartilhamento de corrente por meio da indução de uma impedância de saída resistiva em cada fonte.

Dessa forma, as fontes operando em droop são modeladas por meio de uma fonte ideal associada a uma resistência equivalente, como ilustrado na Fig. 2.19.

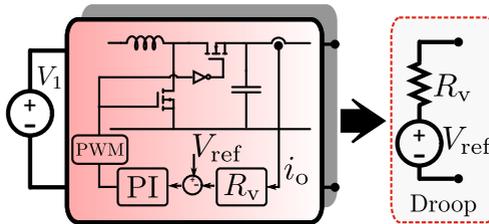


Fig. 2.19: Modelo simplificado de uma fonte operando em droop.

Como um exemplo do método de modelagem, apresenta-se na Fig. 2.20 o modelo equivalente de uma MR CC no modo ilhado visando o projeto de controladores para o conversor bidirecional cc-cc (CBC) que faz a integração entre o DAE e a MR. A fonte operando em MPPT e os conversores no ponto de carga são modelados

como CPS e CPL, respectivamente. Logo, as equações dinâmicas do sistema se resumem ao CBC.

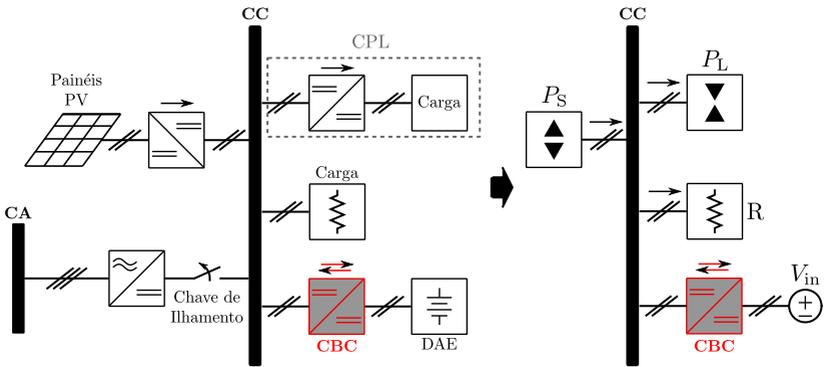


Fig. 2.20: Modelagem da MR proposta para o projeto de controladores.

A modelagem proposta foca nas características internas do conversor regulador. À vista disso, o número de equações diferenciais se reduz, permitindo o projeto de controladores não lineares robustos sobre o modelo comutado dos conversores. O capítulo 4 utiliza essa modelagem para propor controladores de amortecimento ativo utilizando SMC.

2.3.3 Interconexão - MR CC - rede CA

Este trabalho se concentra na análise de estabilidade de MRs operando no modo ilhado, em que não existe conexão com a rede CA. No entanto, em condições normais de operação os dois sistemas estão integrados por meio de VSC trifásico bidirecional associado a um filtro, cuja principal função é realizar o controle de fluxo de potência e consequente estabilização da tensão da MR. A modelagem da interconexão CC-CA não é abordada devido ao escopo do trabalho.

2.4 Conclusão do Capítulo

A modelagem proposta neste trabalho reduz o número de equações diferenciais do sistema mantendo a essência do comportamento não linear das cargas. Essa simplificação permite realizar um estudo analítico não linear sobre todo o sistema, permitindo

identificar a relação entre os parâmetros do sistema e a estabilidade.

Além da vantagem supracitada, pode-se assumir a modelagem como conservadora do ponto de vista da estabilidade. Isso porque o modelo considera que as cargas ativas respondem instantaneamente a perturbações na rede. Utilizando o modelo proposto, controladores são projetados para estabilizar um barramento cujas cargas correspondem geralmente ao pior caso. Assim, uma vez assegurada a estabilidade para o modelo proposto, é provável que o sistema real possua sempre um conjunto de cargas mais estável do que a prevista pelo modelo.

Capítulo 3

Interações Dinâmicas em Sistemas CC

A estabilidade de sistemas CC e suas interações dinâmicas vêm sendo pesquisadas a mais de quatro décadas. Inicialmente os sistemas CC estavam predominantemente em aplicações militares e aeroespaciais (CHO; LEE, 1988; WANG; RALEY, 1997; FENG et al., 1999b), porém atualmente estão presentes em sistemas de transporte, data centers e mais recentemente em aplicações de distribuição de energia comerciais e residenciais. Com o número crescente de aplicações e complexidade, tornou-se um desafio manter a relação entre estabilidade, flexibilidade e expansão de maneira modular de tais sistemas.

Antes da utilização em larga escala de conversores CC, estes operavam de forma independente (*stand-alone*), ou seja, sem interagir com outros conversores, sendo intermediários entre uma fonte de baixa impedância de saída e uma carga passiva. Sob tais circunstâncias, problemas de estabilidade e oscilações são raros. Contudo, o novo paradigma de microrredes utiliza os conversores como unidade básica de integração a um barramento comum (BO-ROYEVICH et al., 2010; BLAABJERG et al., 2004), como ilustrado na Fig. 3.1.

As MRs CC possuem uma arquitetura caracterizada pelo cascadeamento de conversores de potência. Essa estrutura pode alcançar múltiplos estágios devido à interconexão de subsistemas de fontes e cargas de dinâmicas distintas. Esse novo paradigma de distribuição de energia exige um desenvolvimento que vai além de

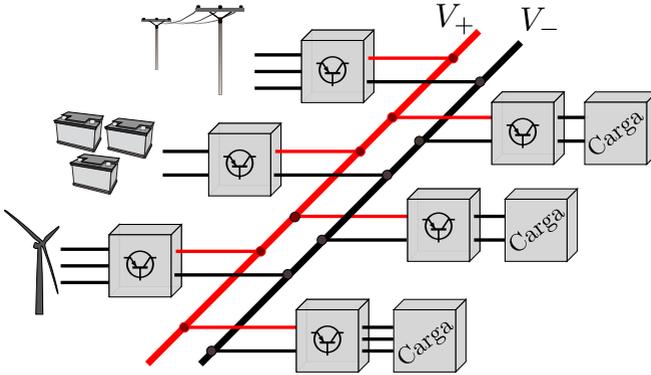


Fig. 3.1: Sistema CC com diversas fontes e cargas interconectadas.

componentes e topologias de conversores em eletrônica de potência, sendo necessário expandir o conhecimento no âmbito da modelagem, interações dinâmicas e análise de estabilidade do *sistema*. Este capítulo tem o objetivo de apresentar as principais causas de instabilidade e as principais interações dinâmicas que neste trabalho estão subdivididas em dois grupos:

- interações fonte-fonte;
- interações fonte-carga.

Após expor as dinâmicas típicas dos sistemas CC, apresenta-se de maneira detalhada uma revisão bibliográfica sobre os métodos de análise de estabilidade.

3.1 Interações Fonte-Carga

Quando um sistema possui alguma maneira de armazenar e transferir energia entre dois modos diferentes de armazenamento, pode ocorrer ressonância. No entanto, sempre existem perdas entre cada ciclo dessa troca, chamado amortecimento. Quando o amortecimento é pequeno, a frequência de ressonância é aproximadamente igual à frequência natural do sistema, que é uma frequência de vibrações não forçadas. Os conversores de potência estão baseados em circuitos de comutação associados a filtros de entrada e saída, compostos por indutores L e capacitores C . Compreender a necessidade de amortecimento da associação de tais ele-

mentos é a base para compreender como estabilizar sistemas compostos pela associação de conversores.

Utiliza-se o conversor buck para apresentar os conceitos de amortecimento, mas as conclusões podem ser generalizadas para todos os conversores, uma vez que todos são compostos de um circuito de comutação associado a um filtro. A Fig. 3.2 ilustra o conversor buck e o seu correspondente modelo pela média em *continuous conduction mode* (CCM), que funciona como um filtro *LC* alimentado por uma fonte de tensão controlada (RAHIMI; EMADI, 2009).

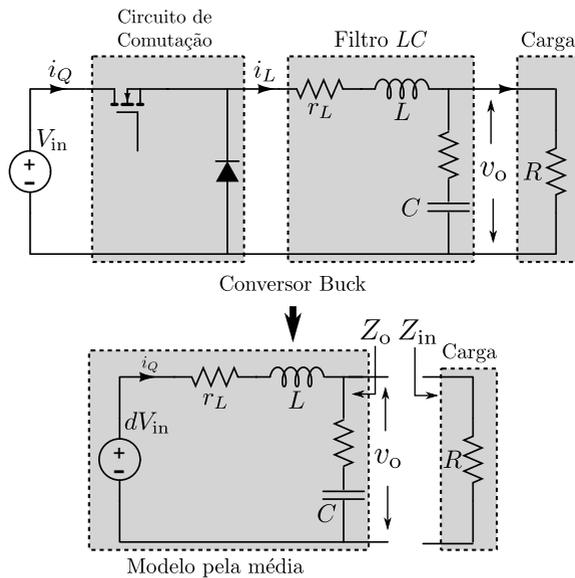


Fig. 3.2: Conversor CC-CC buck e o correspondente modelo pela média.

A função de transferência de tensão da entrada dv_{in} para a saída v_o passa pela análise de um circuito *RLC*. A função de transferência do circuito da Fig. 3.2 com os elementos dinâmicos ideais ($r_c = r_L = 0$), é dada por

$$F_i = \frac{v_o}{dv_{in}} = \frac{1}{LC} \frac{1}{s^2 + s \underbrace{\left(\frac{1}{RC} \right)}_{2\zeta_i \omega_{n_i}} + \underbrace{\frac{1}{LC}}_{\omega_{n_i}^2}}, \quad (3.1)$$

em que ζ_i e ω_{ni} representam o fator de amortecimento e a frequência natural do sistema respectivamente. Os parâmetros são representados por um subscrito i para indicar a idealidade do sistema ($r_c = r_L = 0$).

De 3.1 são extraídas a frequência natural

$$\omega_{ni} = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.2)$$

e o fator de amortecimento

$$\zeta_i = \frac{1}{2\omega_n RC} = \frac{1}{2\sqrt{\frac{1}{LC}} RC} = \frac{\sqrt{LC}}{2} \frac{1}{RC}. \quad (3.3)$$

A variação da carga R conectada ao buck influencia o fator de amortecimento do sistema, porém não afeta a frequência natural do sistema. Esse resultado é esperado, uma vez que as oscilações são causadas pela troca de energia entre os elementos armazenadores de energia: L e C .

A Fig. 3.3 destaca o amortecimento para vários valores de R , comprovando que a redução da resistência de carga promove um maior amortecimento. Além disso, a frequência de oscilação no domínio do tempo coincide com frequência de ressonância f_n da resposta em frequência do sistema.

Considerando os elementos dinâmicos ideais, cabe unicamente à carga o amortecimento dessas oscilações. Quanto menor a resistência R (maior a carga resistiva), mais amortecido é o sistema. Dessa forma, uma alta carga resistiva promove uma maior estabilidade durante os transitórios. No entanto, o valor de R não pode ser manipulado por se tratar de uma carga.

Ao analisar a função de transferência do conversor buck considerando as resistências do indutor e capacitor, torna-se claro algumas alternativas para o amortecimento do sistema, como apresentado na equação abaixo

$$F_r = \frac{v_o}{dv_{in}} = \frac{R}{LC(R+r_c)} \frac{(1+sr_cC)}{s^2 + s\left(\frac{r_cR}{L(R+r_c)} + \frac{r_L}{L} + \frac{1}{C(R+r_c)}\right) + \frac{R+r_L}{LC(R+r_c)}}. \quad (3.4)$$

A inclusão das resistências equivalentes do capacitor e indutor afetam diretamente o amortecimento do sistema, como pode ser observado pelo denominador de (3.4).

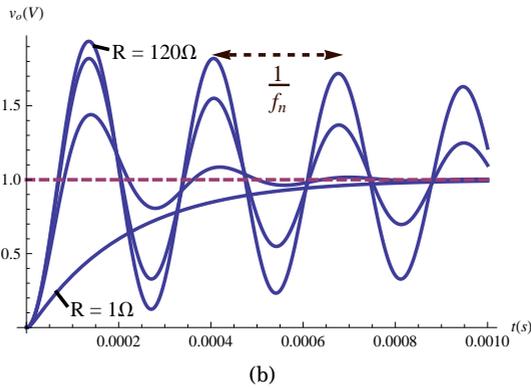
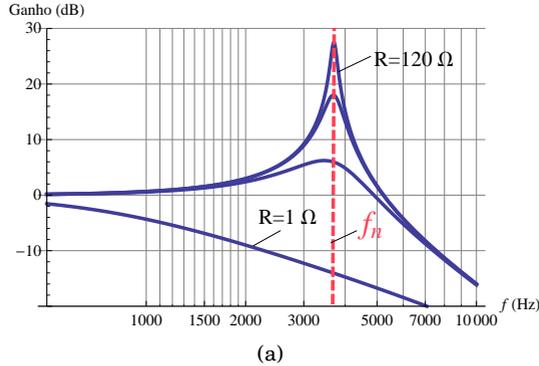


Fig. 3.3: Relação das cargas $R = \{1, 10, 40, 120\} \Omega$ e o amortecimento do sistema com $L = 0,21 \text{ mH}$ e $C = 8,5 \mu\text{F}$. (a) Resposta frequencial do sistema. (b) Resposta temporal para a entrada em degrau.

A partir de (3.4) conclui-se que a frequência natural é

$$\omega_{nr} = \sqrt{\frac{R + r_L}{LC(R + r_c)}} \quad (3.5)$$

e o fator de amortecimento é dado por

$$\zeta_r = \frac{\sqrt{LC(R + r_c)}}{2\sqrt{R + r_L}} \left(\frac{r_c R}{L(R + r_c)} + \frac{r_L}{L} + \frac{1}{C(R + r_c)} \right). \quad (3.6)$$

Os subscritos r servem para identificar os parâmetros do sistema para o sistema real ($r_c \neq 0$ e $r_L \neq 0$). Considerando que $R \gg r_c$ e

$R \gg r_L$ uma relação aproximada para o amortecimento é obtida:

$$\zeta_r \approx \frac{\sqrt{LC}}{2} \left(\underbrace{\frac{r_c}{L} + \frac{r_L}{L}}_{\text{amortecimento adicional}} + \frac{1}{RC} \right). \quad (3.7)$$

Comparando-se ζ_i e ζ_r , pode-se concluir que

$$\zeta_r > \zeta_i. \quad (3.8)$$

O resultado obtido em (3.7) indica que qualquer resistência associada ao indutor ou ao capacitor promove o aumento do amortecimento do sistema. Portanto, existem basicamente 3 alternativas para o aumento do amortecimento durante perturbações: (i) aumento da parte resistiva da impedância indutiva; (ii) aumento da parte resistiva da impedância capacitiva e (iii) redução da resistência de carga, como ilustrado pela Fig. 3.4.

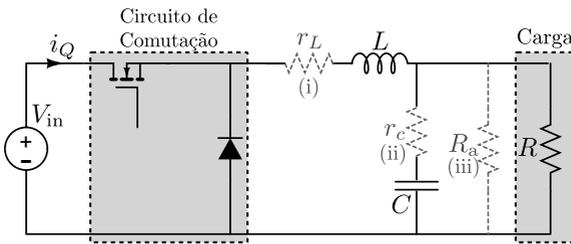


Fig. 3.4: Métodos para aumentar o amortecimento do sistema.

As resistências de amortecimento podem ser implementadas fisicamente. Tal solução é denominada passiva (XING et al., 2011; CESPEDES et al., 2011) e é pouco utilizada devido à redução da eficiência do conversor e aumento do custo de produção. Por razões de eficiência, geralmente são utilizadas soluções de amortecimento ativo que simulam resistências por meio de malhas de controle (WANG; HOWE, 2008; TAHIM et al., 2011; RAHIMI; EMADI, 2009).

3.1.1 Análise de Estabilidade Linear para CPLs

As resistências de amortecimento nos conversores alimentadores são fundamentais para estabilizar uma microrrede CC. É possível mostrar a necessidade de tais resistências na manutenção da estabilidade do sistema quando alimentando cargas ativas. Nesta subseção, faz-se a análise da influência da resistência equivalente série do indutor (r_L) sobre a estabilidade do sistema quando um conversor buck alimenta CPLs. Contudo, a análise poderia ser feita para qualquer resistência de amortecimento apresentada na Fig. 3.4.

Considerando $r_c = 0$ em (3.4), tem-se a seguinte função de transferência

$$F_r = \frac{v_o}{dV_{in}} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s\left(\frac{r_L}{L} + \frac{1}{RC}\right) + \frac{R+r_L}{RLC}}. \quad (3.9)$$

Analisando o denominador de (3.9), percebe-se que a parte real dos polos é negativa caso as seguintes desigualdades sejam atendidas:

$$\left(\frac{r_L}{L} + \frac{1}{RC}\right) > 0 \quad \text{e} \quad \frac{R+r_L}{RLC} > 0. \quad (3.10)$$

Quando $R > 0$, essas desigualdades são sempre verdadeiras, porém em uma MR CC as CPLs se comportam como resistências negativas para baixas frequências e a resistência equivalente de carga pode tornar-se menor do que zero ($R < 0$).

Quando $R < 0$ e $|R| < r_L$, o sistema possui dois polos simples, estando um localizado no semi-plano direito do plano s , e portanto, o sistema é instável. No caso mais recorrente em que $|R| > r_L$, o sistema é estável quando a desigualdade

$$\frac{L}{|R|C} < r_L < |R| \quad \text{para} \quad R < 0 \quad (3.11)$$

é verdadeira.

A mesma análise pode ser feita para os conversores boost e buck-boost, como descrito na Tabela 3.1, em que D representa a razão cíclica média.

A análise de amortecimento obtida nessa seção foi realizada sobre os modelos médios dos conversores operando em modulação por largura de pulso (PWM). Em relação aos conversores boost e buck-boost, a linearização é necessária devido às caracte-

Tabela 3.1: Faixa de estabilidade dos conversores alimentando uma resistência negativa em função de r_L .

Conversor	Faixa de estabilidade (r_L)
Buck	$\frac{L}{ R C} < r_L < R $
Boost	$\frac{L}{ R C} < r_L < R (1 - D)^2$
Buck-Boost	$\frac{L}{ R C} < r_L < R (1 - D)^2$

rísticas não lineares intrínsecas desses conversores (multiplicação da variável de controle por algum estado). Contudo, o trabalho é desenvolvido sobre os modelos comutados dos conversores e o controle, por modos deslizantes, atuam diretamente sobre os interruptores sem a presença de um modulador. Essa abordagem visa garantir a estabilidade com maior robustez a variações de parâmetros do sistema. O controle proposto tem o objetivo de realizar o papel da resistência de amortecimento durante transitórios, como detalhado no Capítulo 4.

A análise linear exposta facilita a compreensão da necessidade de amortecimento ativo em sistemas que possuem característica de resistência negativa, tais como as MRs CC. Todavia, o foco do trabalho é tratar o problema a partir dos modelos comutados do ponto de vista não linear.

3.2 Interações Fonte-Fonte (Fontes em Paralelo)

A conexão em paralelo apresentada na Fig. 3.5, muito utilizada para integração de várias fontes de energia em uma MR é utilizada com os seguintes objetivos:

- aumentar a capacidade de potência da MR integrando diversas fontes de energia;
- prover redundância contra falhas (maior confiabilidade);
- expansão da capacidade da rede de maneira modular.

O principal problema em tal tipo de associação é o compartilhamento de carga entre os conversores. Isso porque o compartilhamento equivalente de corrente só é possível quando a tensão gerada e a resistência de saída são exatamente iguais. Contudo, conversores CC-CC sempre possuem diferenças devido ao processo de manufatura e tolerância dos componentes (mesmo em conversores do mesmo fabricante). Tal fato resulta em um compartilhamento de carga desigual quando conversores são associados em paralelo para alimentar uma mesma carga. O problema do compartilhamento desigual de carga vai desde o stress de alguns conversores até a atuação da proteção devido a correntes circulantes, i.e. correntes no sentido inverso ao desejado. Tais comportamentos podem ser explicados por um exemplo com duas fontes CC em paralelo e uma carga comum. Essa configuração é similar a dois geradores em paralelo e modela-se cada um deles pelo equivalente de Thévenin, como ilustrado na Fig. 3.5.

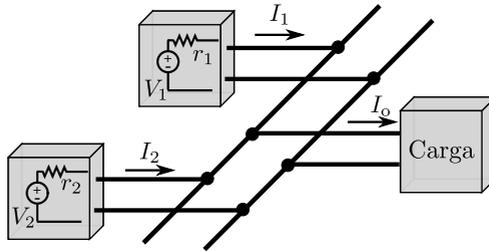


Fig. 3.5: Carga compartilhada por duas fontes em paralelo.

As resistências de saída das fontes de potência (\$r_1\$ e \$r_2\$) são geralmente baixas. Dessa forma, uma pequena diferença na tensão dos geradores (\$V_1\$ e \$V_2\$) resulta em uma diferença significativa de corrente provida por cada fonte à carga. Aplicando-se a lei dos nós e malhas ao circuito da Fig. 3.5 obtém-se:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{r_1 + r_2} + \frac{r_2}{r_1 + r_2} I_o \quad (3.12)$$

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{r_1 + r_2} + \frac{r_1}{r_1 + r_2} I_o \quad (3.13)$$

Realizando a diferença entre (3.12) e (3.13) obtém-se uma função que define a desigualdade no compartilhamento da corrente:

$$I_1 - I_2 = \frac{2(V_1 - V_2)}{r_1 + r_2} + \frac{(r_2 - r_1)}{r_1 + r_2} I_o. \quad (3.14)$$

Nota-se de (3.14) que a diferença de fornecimento de potência é diretamente proporcional à diferença de tensão das fontes e à diferença das resistências de saída. É importante ressaltar que a resistência dos cabos para a conexão com o barramento CC deve ser incluída na resistência de saída. Além disso, do denominador de (3.14), percebe-se que à medida que as resistências de saída crescem, melhora-se o compartilhamento de carga. Em contrapartida, aumentar as resistências de saída resulta na degradação da regulação da tensão na carga (V_o), como fica explícito pela equação da tensão de barramento abaixo:

$$V_o = \frac{V_1 r_2 + V_2 r_1}{r_1 + r_2} - \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} I_o. \quad (3.15)$$

A tensão V_o é composta por dois termos, em que um é a média ponderada das tensões das fontes e o outro é a resistência equivalente do paralelo das resistências de saída multiplicadas pela corrente de carga. O primeiro termo não é alterado quando as resistências de saída são incrementadas igualmente e V_1 é igual a V_2 . Entretanto, a resistência equivalente paralela é incrementada, degradando a regulação na tensão de carga. Logo, existe uma relação de compromisso entre compartilhamento de carga e regulação de tensão incrementando-se a resistência de saída, método este conhecido como controle por *droop* (ENGLER; SOULTANIS, 2005).

Para exemplificar a diferença de potência fornecida a uma carga compartilhada por duas fontes, três situações foram simuladas:

1. fontes com tensões iguais e resistências de saída diferentes [cf. Fig. 3.6]. Em tal configuração a fonte com menor resistência de saída fornece a maior parte da potência à carga.
2. fontes com tensões diferentes e resistências de saída iguais [cf. Fig. 3.7]. Nesse contexto a fonte com tensão mais elevada fornece a maior parte da potência à carga, como descrito por (3.12) e (3.13).
3. fontes com diferença de tensão significativa e resistências de

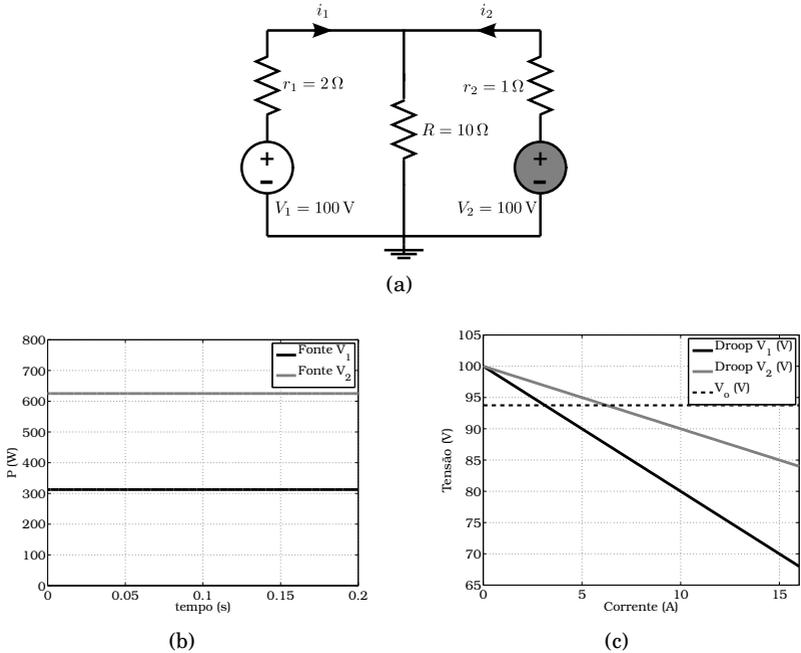


Fig. 3.6: Dois geradores em paralelo ($r_1 \neq r_2$) alimentando uma carga comum: (a) modelo dos dois geradores; (b) potência fornecida por cada gerador; (c) característica de *droop* de cada gerador.

saída iguais [cf. Fig. 3.8]. Em tal exemplo ocorre o aparecimento de uma corrente circulante, em que uma das fontes não só fornece toda a potência consumida pela carga como também injeta potência na fonte adjacente.

3.2.1 Métodos de Compartilhamento de Carga

A eficiência de geradores em paralelo está vinculada ao desempenho dos métodos de compartilhamento de carga, que podem ser classificadas em dois grupos: compensação por *droop* (autônoma) e compartilhamento ativo de corrente (exige algum tipo de comunicação entre os conversores).

O controle por *droop* possui essa denominação devido à queda de tensão na saída à medida que a corrente de carga é aumentada (LUO et al., 1999). Seu mecanismo é programar a impedância de saída para alcançar o compartilhamento de carga entre

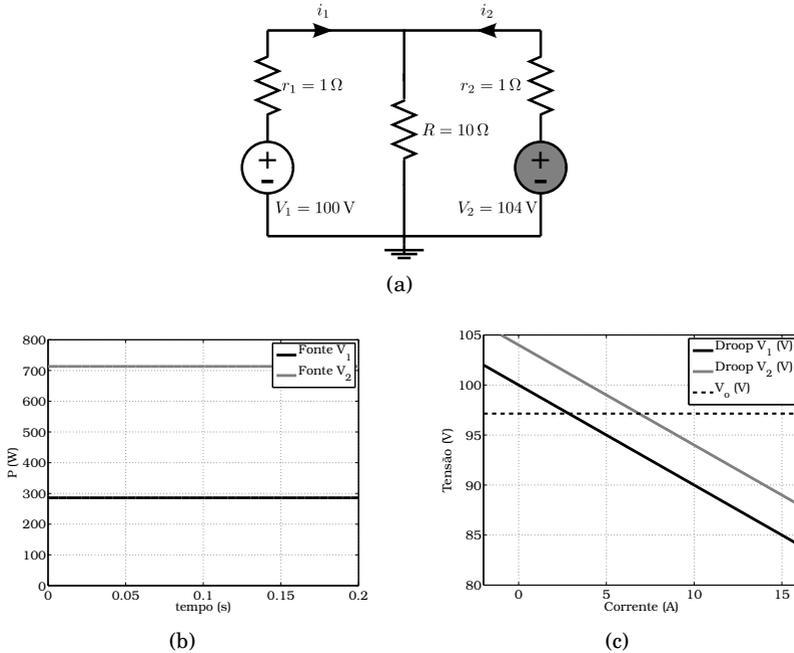


Fig. 3.7: Dois geradores em paralelo ($V_1 \neq V_2$) alimentando uma carga comum: (a) modelo dos dois geradores; (b) potência fornecida por cada gerador; (c) característica de *droop* de cada gerador.

os geradores. Fontes de potência convencionais raramente podem ser conectadas em paralelo, haja vista que são otimizadas para regular a tensão com baixa impedância de saída. Tal característica resulta em grandes desigualdades de fornecimento de corrente entre as fontes para pequenas variações dos parâmetros internos, como ilustrado na Fig. 3.8(b).

O *droop* possui a vantagem de ser um método autônomo que utiliza somente variáveis locais e independe da comunicação entre as fontes geradoras. Trata-se portanto de um método em malha aberta que possui uma relação de compromisso entre compartilhamento de carga e regulação da tensão. À proporção que melhora-se o compartilhamento de corrente, degrada-se a regulação de tensão e vice-versa.

Existem diversas formas de implementar o *droop*, contudo, geralmente todos manipulam a impedância de saída dos con-

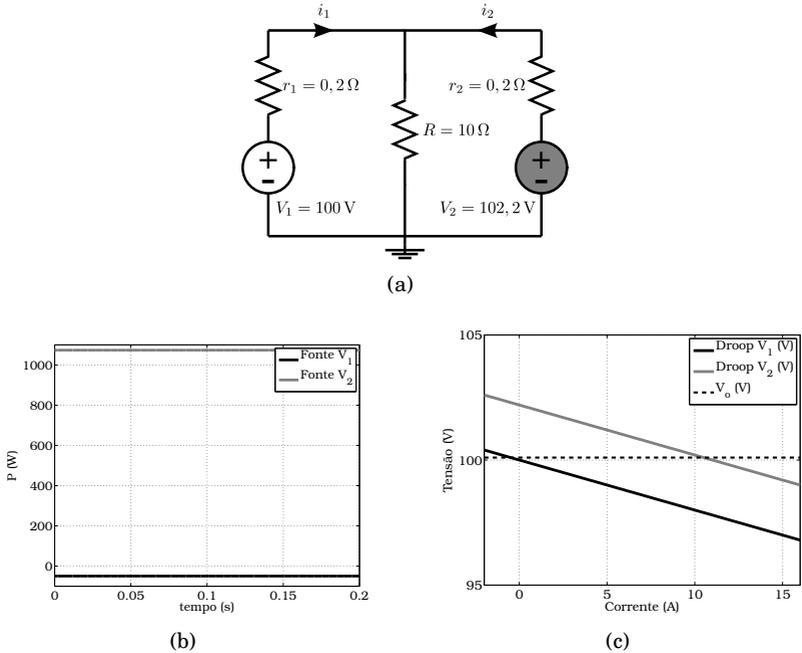


Fig. 3.8: Dois geradores em paralelo alimentando uma carga comum com correntes circulantes: (a) modelo dos dois geradores; (b) potência fornecida por cada gerador; (c) característica de *droop* de cada gerador.

versores ligados à fonte (GUERRERO et al., 2011; GAO et al., 2014). Existem conversores que possuem a característica intrínseca de *droop*, variando a tensão de saída de acordo com a carga, como conversores operando em modo de condução descontínua - *discontinuous conduction mode* (DCM) - e conversores ressonantes. Uma outra forma é associar um resistor externo na saída de cada conversor para melhorar o compartilhamento de carga. Tal solução é apenas utilizada em conversores de baixa potência devido às perdas por dissipação e não é adequada às MRs. Uma maneira bastante utilizada é simular uma resistência virtual por meio da realimentação da corrente no indutor (controle por modo de corrente) na malha de controle do conversor. O controle por modo de corrente é baseado no conceito de fonte de corrente controlada pela tensão de controle v_c

$$i_L = \frac{v_c}{R_v}, \quad (3.16)$$

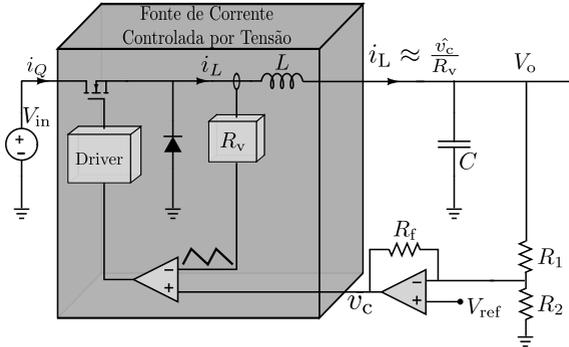


Fig. 3.9: Método de *droop* por realimentação da corrente no indutor.

em que R_v é um ganho que se comporta como uma resistência virtual (cf. Fig. 3.9).

Sabendo-se que

$$v_c = \left(\frac{R_f}{R_2} + \frac{R_f}{R_1} + 1 \right) V_{\text{ref}} - \frac{R_f}{R_1} V_o, \quad (3.17)$$

e substituindo (3.17) em (3.16) tem-se

$$V_o = \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_f} + 1 \right) V_{\text{ref}} - \frac{R_v R_1}{R_f} i_L. \quad (3.18)$$

Portanto, a tensão de referência e a resistência equivalente de droop são

$$V_{\text{inicial}} = \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_f} + 1 \right) V_{\text{ref}} \quad \text{e} \quad R_{\text{droop}} = \frac{R_v R_1}{R_f}, \quad (3.19)$$

respectivamente.

Existem diversas formas de implementação do *droop* por realimentação, no entanto todos basicamente buscam uma simulação de uma resistência virtual incluída por meio da realimentação da corrente do indutor ou da saída do conversor (PANOV et al., 1997; IRVING; JOVANOVIC, 2000; LUO et al., 1999).

O controle por *droop* abordado desconsidera o comportamento dinâmico da MR e trata apenas do compartilhamento de carga em regime permanente. Em tal situação, apenas a parte resistiva da MR é considerada e toda a parte dinâmica constituída

pelos indutâncias das linhas e a característica capacitiva do barramento são desconsideradas. O modelo simplificado da MR com os elementos dinâmicos associados está ilustrado na Fig. 3.10(a). Os elementos dinâmicos ditam as características de tempo de aco-

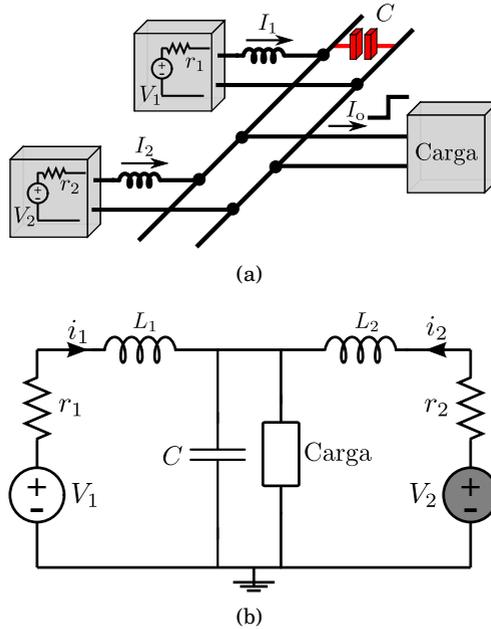


Fig. 3.10: Característica dinâmica da MR. (a) Microrrede com os elementos dinâmicos; (b) Modelo dinâmico simplificado.

modação e sobressinal de corrente durante variações de carga. Ao variar a carga do sistema, ocorrem transitórios de corrente, cujo sobressinal pode disparar a proteção de alguns geradores, sobrecarregando outros geradores conectados ao barramento ou ocasionar o colapso da MR. Para ilustrar tal ocorrência, impôs-se uma variação de carga em uma rede como a da Fig. 3.10(b) com uma carga indutiva. Os parâmetros da rede são $V_1 = V_2 = 100 \text{ V}$, $L_1 = 5 \mu\text{H}$, $L_2 = 1 \mu\text{H}$, $C = 1 \mu\text{F}$, $r_1 = 2 \Omega$, $r_2 = 1 \Omega$ e adiciona-se em paralelo a carga $R + j\omega L = 100 \Omega + j\omega 1 \mu\text{H}$ uma resistência de 100Ω em $t = 2 \text{ ms}$.

Da Fig. 3.11(a) percebe-se que apesar da fonte V_2 continuar a fornecer 66,67% da corrente de carga em regime permanente, durante o transitório existe uma oscilação e um sobressi-

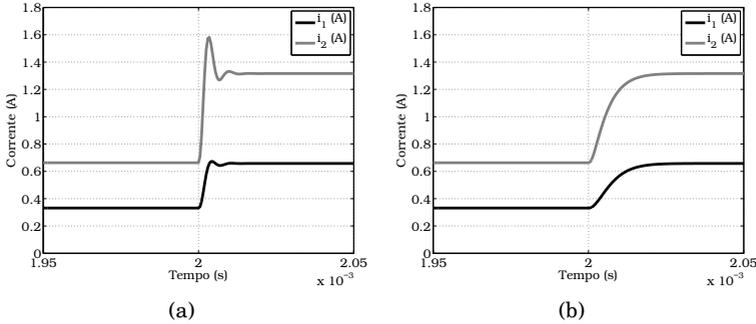


Fig. 3.11: Compartilhamento da carga entre duas fontes durante a variação de carga. (a) $C = 1 \mu\text{F}$. (b) $C = 10 \mu\text{F}$.

nal de 20% na corrente i_2 . Sem um projeto criterioso da MR, a resposta dinâmica pode ser inaceitável do ponto de vista da proteção. Ademais, o controle por *droop* pode ser incapaz de modificar a resposta transitória sem degradar a regulação de tensão no barramento além dos limites aceitáveis. Apresenta-se na Fig. 3.11(b) a resposta da mesma rede com uma maior capacitância do barramento $C = 10 \mu\text{F}$, em que as correntes tendem monotonicamente para os valores de regime permanente.

Diversos trabalhos focam em técnicas para a melhoria do compartilhamento de carga e estabilidade do sistema em regime permanente (MAMMANO; JORDAN, 1991; RAJAGOPALAN et al., 1996; PANOVA et al., 1997; KARLSSON, 2002; SUN, 2007; ELECTRIC, 2003), porém as propriedades dinâmicas não tem recebido muita atenção. É desejável que a técnica de compartilhamento dinâmico independa da estrutura de controle presente em cada conversor e da configuração da rede. Torna-se fundamental compreender o que determina a resposta transitória e como o compartilhamento de corrente influencia na regulação de tensão do barramento.

Para avaliar como o controle por *droop* influencia na resposta transitória do sistema e não apenas no compartilhamento de carga em regime permanente, avalia-se a rede com o modelo dinâmico ilustrado na Fig. 3.10(b). Utilizando o conceito de impedância de saída de cada fonte geradora conectada ao barramento (THOTTUVELIL; VERGHESE, 1997), pode-se prever o comportamento do sistema sem a utilização de complexas funções de transferên-

cia dos conversores e suas malhas de controle. A impedância de saída das fontes geradoras V_1 e V_2 são Z_{o1} e Z_{o2} , como ilustrado na Fig. 3.12(a).

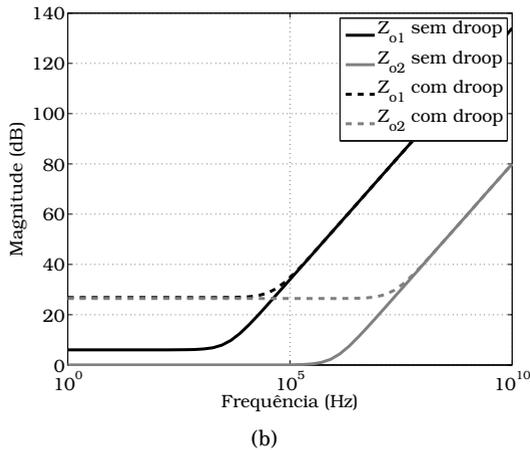
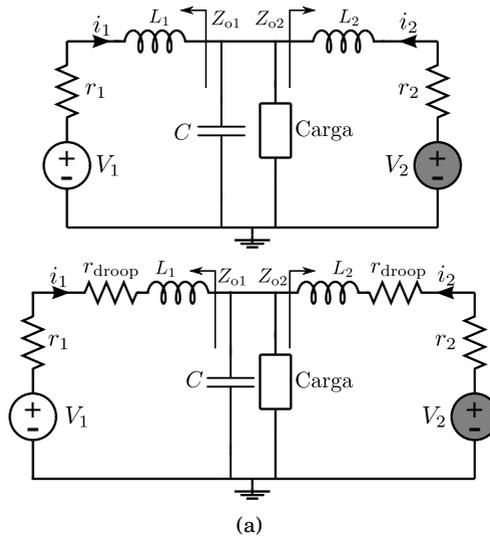


Fig. 3.12: Resposta em frequência da impedância de saída das fontes geradoras antes e após o droop. (a) Modelo da microrrede destacando as impedâncias de saída antes e após a inclusão da resistência de droop; (b) Resposta em frequência da impedância de saída dos geradores antes e após a inclusão da resistência de droop.

A parcela dinâmica de tal sistema pode ser exposta da seguinte forma

$$\hat{i}_1 = \frac{\hat{v}_1 - \hat{v}_2}{Z_{o1} + Z_{o2}} + \frac{Z_{o2}}{Z_{o1} + Z_{o2}} \hat{i}_o \quad (3.20)$$

$$\hat{i}_2 = \frac{\hat{v}_2 - \hat{v}_1}{Z_{o1} + Z_{o2}} + \frac{Z_{o1}}{Z_{o1} + Z_{o2}} \hat{i}_o \quad (3.21)$$

Realizando a diferença entre (3.20) e (3.21) obtém-se uma função que define a desigualdade dinâmica no compartilhamento da corrente:

$$\hat{i}_1 - \hat{i}_2 = \frac{2(\hat{v}_1 - \hat{v}_2)}{Z_{o1} + Z_{o2}} + \underbrace{\frac{(Z_{o2} - Z_{o1})}{Z_{o1} + Z_{o2}}}_{Z_{eq}} \hat{i}_o. \quad (3.22)$$

Considerando que as variações de carga dominam a resposta dinâmica quando comparadas às variações das fontes, o primeiro termo após a igualdade de (3.22) tem menor influência no compartilhamento dinâmico. Assim, a magnitude da impedância equivalente

$$Z_{eq} = \frac{(Z_{o2} - Z_{o1})}{Z_{o1} + Z_{o2}}, \quad (3.23)$$

define a qualidade do compartilhamento de corrente. Quanto mais próximos forem Z_{o1} e Z_{o2} em todo o espectro de frequência, melhor o compartilhamento em regime permanente e durante transitórios. A diferença das impedâncias Z_{o1} e Z_{o2} em baixas frequências determina a diferença de fornecimento de potência em regime permanente, enquanto a diferença nas médias e altas frequências determina a diferença durante variações de carga. Ilustra-se na Fig. 3.12(a) o circuito com a inclusão de uma resistência de *droop*, enquanto na Fig. 3.12(b), compara-se a resposta em frequência do sistema original e o controlado por *droop*. Nota-se que o *droop* aproxima a magnitude Z_{o1} e Z_{o2} nas baixas frequências, no entanto pouco influencia na diferença de magnitude para as altas frequências.

O *droop* é eficiente para reduzir a diferença de fornecimento de potência em regime permanente e pode ser eficaz para transitórios, porque ao aumentar a parcela resistiva de cada gerador, reduz-se a magnitude da impedância Z_{eq} em baixas frequências e tal atenuação se estende para uma maior faixa de frequên-

cias (aumento da banda). Para ilustrar esse efeito, apresenta-se na Fig. 3.13(b) a impedância equivalente Z_{eq} do sistema com *droop* e sem *droop* correspondentes aos modelos da Fig. 3.13(a).

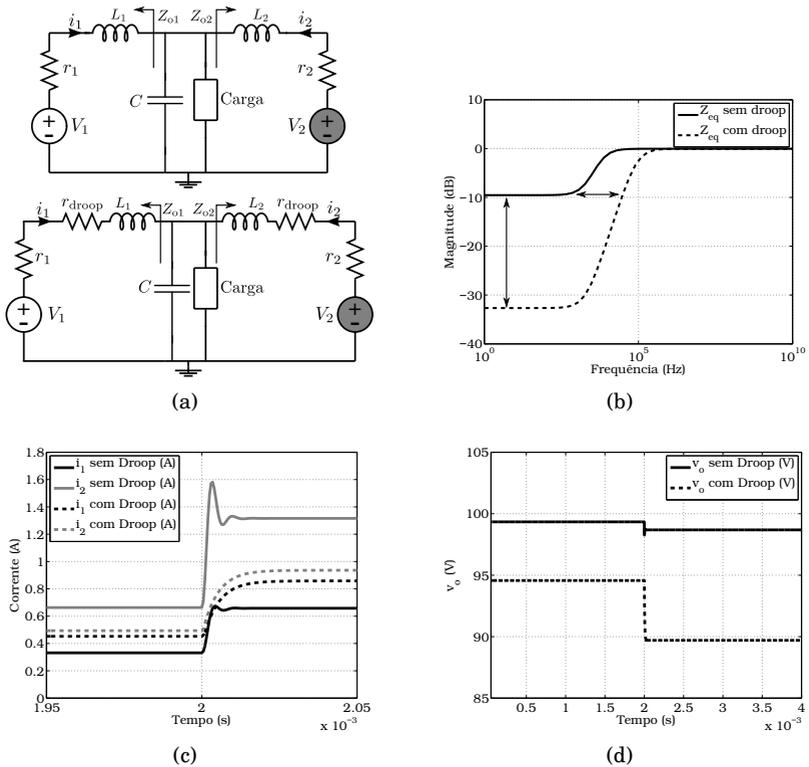


Fig. 3.13: Resposta em frequência da impedância equivalente utilizando *droop* e seus efeitos. (a) Modelo da microrrede destacando as impedâncias de saída antes e após a inclusão da resistência de *droop*. (b) Resposta em frequência da impedância equivalente de compartilhamento dinâmico. (c) Comparação da resposta temporal das correntes de cada gerador utilizando *droop*. (d) Comparação da regulação da tensão utilizando o controle por *droop*.

Por meio da Fig. 3.13(c), percebe-se a melhoria do compartilhamento de carga utilizando o *droop* não só em regime permanente, como também durante transitórios, evitando-se oscilações e sobressinal de corrente. O melhor desempenho do compartilhamento de corrente vem atrelado à visível piora da regulação de ten-

são no barramento, como ilustrado na Fig. 3.13(d).

Este trabalho visa obter um controle para MR em que as fontes de potência possuam as seguintes características: (i) unidades podem ser conectadas e desconectadas à MR; (ii) ausência de comunicação entre as unidades geradoras. Com tais habilidades, a MR possui as características *peer-to-peer* and *plug-and-play* descritas por Lasseter (2001, 2002). Por esse motivo, métodos de compartilhamento ativo de potência, que necessitam de alguma forma de comunicação entre os conversores, não são explorados neste trabalho. O compartilhamento ativo apesar de possuir melhor desempenho dificulta a expansão modular da MR e possui um custo superior. Para o conhecimento de técnicas de compartilhamento ativo, recomendam-se as seguintes referências (PANOV et al., 1997; LUO et al., 1999; KARLSSON, 2002; GUERRERO et al., 2008; JIANG; ZHANG, 2011).

3.3 Análise de Estabilidade de Sistemas CC

A palavra impedância em sistemas CC pode soar estranho, visto que originalmente o termo impedância elétrica foi criado para tratar problemas relacionados às redes CA, em que a parte reativa existe apenas para sinais com uma frequência angular ω . Em um sistema CC operando em regime permanente todas as reatâncias podem ser desconsideradas uma vez que a energia do sinal de tensão está contido basicamente nas baixas frequências (\approx CC). A análise do sistema na ausência de elementos dinâmicos é denominada análise *estática* e tem como premissa um sistema estável. No entanto, a análise dinâmica é fundamental para a avaliação de estabilidade do sistema, fazendo-se necessário a inclusão dos elementos dinâmicos, como capacitores e indutores nas fontes, cargas, conversores e cabos. Isso porque durante variações abruptas de carga, ou perturbações externas, uma larga faixa de conteúdo frequencial é injetada no sistema. Durante tais eventos, as impedâncias determinam o comportamento do transitório em sistemas CC, tais como sobretensões, sobrecorrentes ou até mesmo levar o sistema a oscilação na presença de elementos ativos (e.g. conversores estáticos).

Ao aplicar um sinal de tensão a uma resistência, a corrente que passa através dessa permanece em fase com a tensão,

independente da frequência do sinal de tensão. Apresenta-se na Fig. 3.14(a) o comportamento da corrente ao aplicar uma tensão de determinada frequência sobre os diversos elementos presentes em uma MR. A amplitude da corrente nos elementos dinâmicos pode

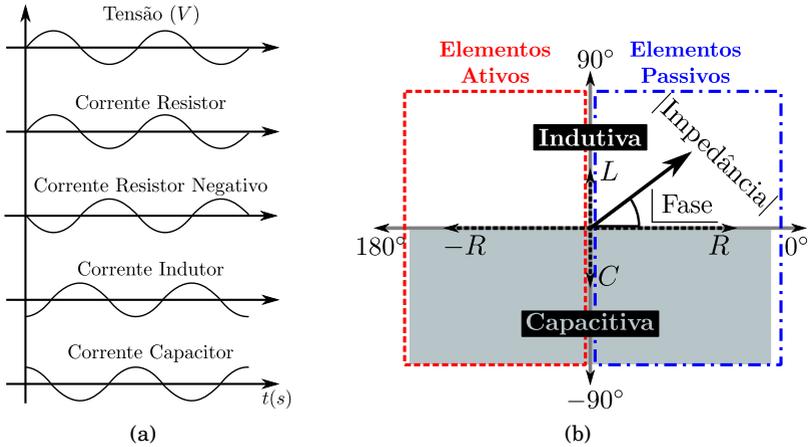


Fig. 3.14: Impedância de elementos passivos e ativos. (a) Comportamento da corrente em cada elemento para uma tensão senoidal. (b) Diagrama polar de módulo e fase da impedância dividida 4 regiões: indutiva, capacitiva, elementos ativos e passivos.

ser completamente distinta para frequências diferentes. Um capacitor ideal por exemplo, apesar de possuir a mesma defasagem entre tensão e corrente para todas as frequências, possui magnitudes diferentes de corrente entre baixas e altas frequências, portanto a impedância é variável sobre o espectro de frequências. Nota-se na Fig. 3.14(a) que uma tensão senoidal aplicada nos terminais de uma resistência resulta em uma corrente em fase, em uma capacitância, uma corrente adiantada de 90° e em uma indutância uma corrente atrasada de 90° . A resistência negativa (e.g. conversor estático) inverte a fase da corrente em relação à tensão, o que significa uma defasagem de 180° entre tensão e corrente. A associação de elementos passivos resulta em defasagens de tensão e corrente entre -90° e 90° , como pode ser visto pelo semiplano direito do gráfico de impedância polar da Fig. 3.14(b). Quando existe a presença de resistências negativas na associação, as impedâncias se limitam ao semiplano esquerdo da Fig. 3.14(b), compreendidas entre 90° e 270° . O vetor de impedância resultante da associação de elemen-

tos localiza-se em um dos quadrantes do gráfico polar, como está ilustrado na Fig. 3.15.

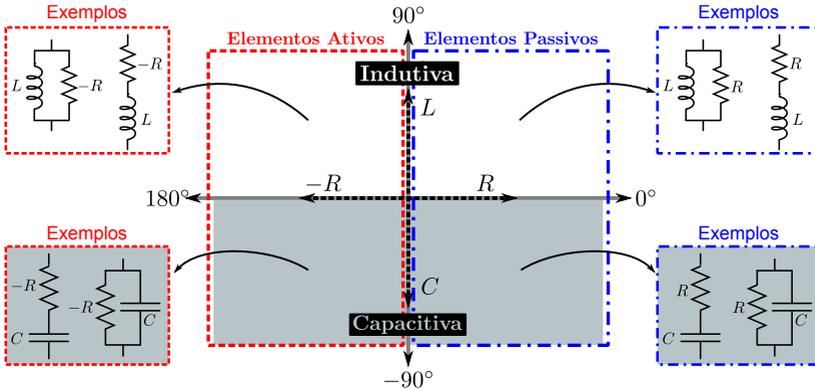


Fig. 3.15: Associação de elementos passivos e ativos e sua impedância correspondente.

A descrição anterior sobre a impedância resultante da associação de elementos ativos e passivos serve de base para compreender as causas das oscilações em sistemas CC. Os vetores de impedância geralmente são apresentados em um diagrama de Bode, cuja magnitude e fase do vetor são determinados para cada frequência angular. Para exemplificar, um circuito RLC série, como o da Fig. 3.16(a), se comporta como um capacitor em baixas frequências, visto que o indutor não oferece resistência à corrente e se aproxima de um curto-circuito. Em altas frequências o capacitor se aproxima de um curto e a impedância é praticamente formada pela indutância, como ilustrado na Fig. 3.16(b). Contudo, existe uma frequência intermediária f_0 em que a magnitude da indutância e capacitância se igualam e como são naturalmente defasadas de 180° , a impedância resultante tem a magnitude da resistência [cf. 3.16(b)]. Caso essa resistência seja baixa, ou se aproxime de zero, ao aplicar uma tensão com tal frequência, há a ocorrência de uma corrente elevada $i_{f_0} = v_{f_0}/Z_{f_0}$. Até mesmo o ruído pode sustentar altas correntes nessa frequência específica caso a resistência se aproxime de zero. Tal condição gera o surgimento de oscilações. Condições de resistência nula não são reais, no entanto, para casos de baixa resistência, um pulso de tensão resulta em oscilações de longa duração até que o sistema dissipe toda a energia por meio do resistor.

Um circuito RLC é passivo e existem condições relacio-

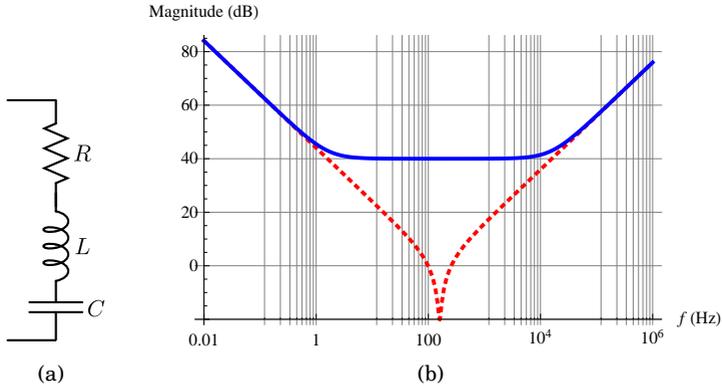


Fig. 3.16: Circuito RLC série e o diagrama de Bode da sua impedância. (a) Circuito RLC série. (b) Diagrama de bode da impedância do circuito RLC série: $L = 1 \text{ mH}$, $C = 1 \mu\text{F}$, $R = 100 \Omega$ (contínua) e $R = 0.1 \Omega$ (pontilhada).

nadas ao amortecimento de oscilações que devem ser levadas em conta. Ao introduzir elementos ativos, como conversores de potência CC-CC, o problema das oscilações se agrava. Os conversores visam manter a potência de saída constante e para isso são providos de controle realimentado com grande largura de banda para manter a potência de entrada constante. Isso significa que ao variar a tensão de entrada do conversor, a corrente de entrada varia de maneira inversa, ou seja, à medida que a tensão cresce, a corrente diminui e vice-versa, como ilustrado na Fig. 3.17. O conversor se comporta dessa maneira para frequências de tensão de entrada dentro da largura de banda do conversor CC-CC, agindo como uma resistência negativa (elemento ativo). Isso pode ser identificado comparando-se a Fig. 3.17 com o comportamento da resistência negativa da Fig. 3.14(a). A inclusão de elementos ativos no sistema permite que sejam criadas impedâncias cuja fase são maiores do que 90° e menores do que 270° . Isso pode ocasionar problemas de estabilidade, uma vez que dois sistemas compostos apenas por elementos passivos não possuem duas impedâncias que diferem de 180° em fase. Na Fig. 3.18(a) ilustra-se uma rede CC típica em que a impedância de saída das fontes para o barramento é descrita por Z_{oS} e a impedância de entrada das cargas por Z_{iL} . Se a impedância combinada das fontes e cargas se aproxima de zero em qualquer frequência, ocorre uma corrente de alta magnitude, ou seja, o sis-

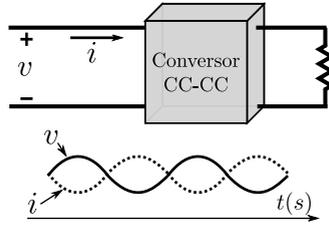


Fig. 3.17: Característica de resistência negativa para baixas frequências na entrada do conversor CC-CC.

tema oscila para qualquer frequência em que

$$Z_{oS} + Z_{iL} = 0. \quad (3.24)$$

Isso significa que a magnitude de $|Z_{oS}| = |Z_{iL}|$ e que as fases estão defasadas em 180° , como ilustrado na Fig. 3.18(b).

Todas as fontes tendem a impedâncias passivas, ou seja, a fase se concentra entre -90° e 90° . Caso a carga seja composta de elementos passivos (indutores, capacitores e resistores), a fase da impedância de carga também reside na mesma região entre -90° e 90° e portanto as oscilações não são uma preocupação para o projetista do sistema.

O problema da oscilação fica evidente quando um subsistema alimenta uma carga ativa. Cargas ativas podem se comportar como uma impedância incremental negativa, cuja fase tende a -180° para baixas frequências. Caso a impedância da fonte seja basicamente resistiva, os vetores de impedância dos dois subsistemas podem apresentar magnitudes similares com defasagem de 180° causando a oscilação do sistema [cf. Fig. 3.18(b)].

Assim, além da análise de estabilidade individual de cada subsistema, faz-se necessário analisar o sistema completo após a integração em razão das interações dinâmicas após o acoplamento (MIDDLEBROOK; CUK, 1976; CHO et al., 1990; EMADI; EHSANI, 2001).

3.3.1 Critério de Middlebrook e Cuk

A abordagem predominante para análise de estabilidade foi desenvolvido por Middlebrook e Cuk (1976), denominado posteriormente de critério de Middlebrook e Cuk (1976). O trabalho foi inicialmente proposto para analisar como filtros de entrada afeta-

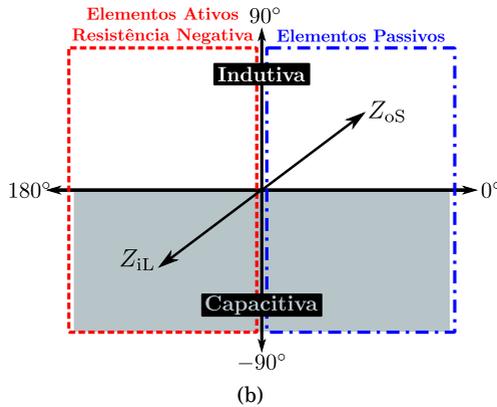
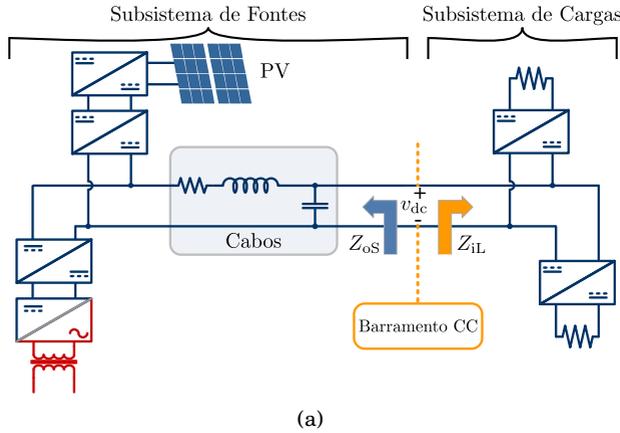


Fig. 3.18: Casamento de impedâncias em sistemas CC.

vam a dinâmica de conversores realimentados (MIDDLEBROOK; CUK, 1976). Portanto, o objetivo não era apenas a estabilidade, mas assegurar que o filtro não afetasse as características dinâmicas do conversor.

O método de Middlebrook e Cuk (1976) divide o sistema CC em um subsistema de fontes e outro de cargas. Assumindo que os dois subsistemas são estáveis individualmente faz-se a análise de estabilidade utilizando a impedância de saída e entrada dos subsistemas cascadeados (MIDDLEBROOK; CUK, 1976). O critério de impedância de Middlebrook e Cuk (1976) discute como a interação de dois subsistemas cascadeados pode afetar a estabilidade do sis-

tema completo $F_C(s)$. Este obtido por meio das funções de transferências individuais multiplicadas por um fator de carga, dado pelas impedâncias de saída das fontes Z_{oS} e de entrada das cargas Z_{iL} [cf. Fig. 3.18(a)]:

$$F_C(s) = F(s) \cdot G(s) \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + \frac{Z_{oS}}{Z_{iL}}}}_{\text{fator de carga}} \quad (3.25)$$

$F(s)$ e $G(s)$ representam a função de transferência entre tensão de entrada/saída do subsistema das fontes e das cargas, respectivamente, como ilustrado na Fig. 3.19. O acoplamento ideal ocorre para fatores de carga de valor unitário. Essa situação ocorre quando a impedância de saída Z_{oS} é nula ou a impedância de entrada Z_{iL} é infinita.

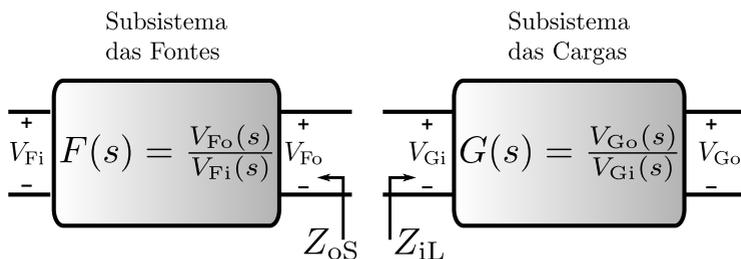


Fig. 3.19: Acoplamento entre as funções de transferência de fontes e cargas.

O mais interessante do critério é que se cada subsistema é estável individualmente, a estabilidade dos subsistemas operando em conjunto depende apenas da razão Z_{oS}/Z_{iL} , como destacado em (3.25).

Assim, a estabilidade do sistema pode ser diretamente obtida aplicando-se o critério de Nyquist sobre a razão das impedâncias Z_{oS}/Z_{iL} (MIDDLEBROOK; CUK, 1976; CHO et al., 1990; CHO; CHOI, 1991; WILDRICK et al., 1995). Baseando-se na análise de estabilidade de Nyquist, Middlebrook e Cuk (1976) desenvolveram o critério de estabilidade para sistemas cascadeados. Este afirma que se a impedância de saída Z_{oS} é menor do que Z_{iL} em todo o espectro de frequências a estabilidade do sistema está garantida, visto que a razão das impedâncias é sempre menor do que 1. Essa condição implica em uma margem de fase (PM) infinita, em que o

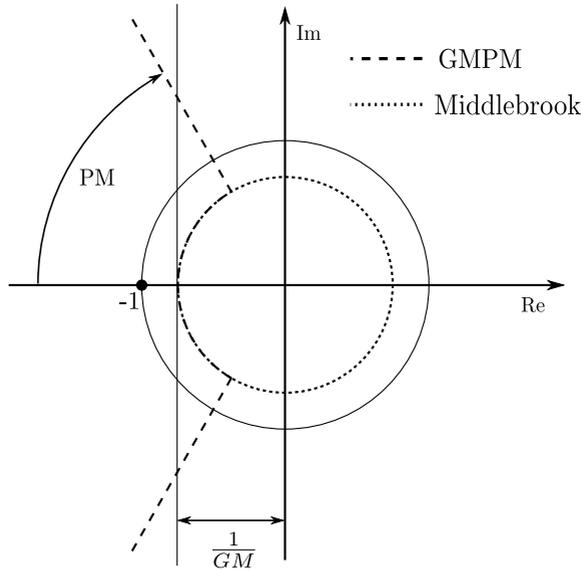


Fig. 3.20: Limites dos Critérios de Estabilidade.

contorno de Nyquist está sempre dentro do círculo unitário, portanto jamais pode englobar o ponto (-1,0). O projeto do sistema CC utilizando o critério de Middlebrook é realizado utilizando-se a margem de ganho (GM). Conhecendo-se a impedância de entrada do subsistema da carga $|Z_{iL}|$ pode-se projetar um subsistema de fontes que atenda a seguinte restrição

$$\frac{|Z_{oS}|}{|Z_{iL}|} = \frac{1}{GM}. \tag{3.26}$$

Dessa forma, a região proibida do critério de Middlebrook é representada por um círculo de raio determinado pela GM, como ilustrado na Fig. 3.20. Esse círculo está dentro do círculo unitário para atender a exigência $|Z_{oS}(j\omega)| < |Z_{iL}(j\omega)|$.

A ideia do critério de Middlebrook é fazer com que a impedância de saída Z_{oS} do subsistema de fontes seja sempre menor do que a impedância de entrada Z_{iL} do subsistema de cargas, como ilustrado na Fig. 3.21. Essa separação total entre as impedâncias, sem intersecção das magnitudes, assegura que o sistema cascadeado é estável. A Fig. 3.22 ilustra o diagrama de Bode da impedância de saída Z_{oS} de um conversor alimentador típico (característica

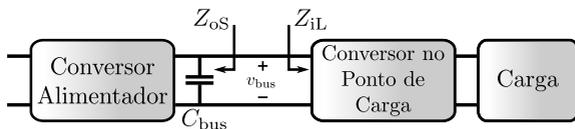


Fig. 3.21: Conversores em cascata e suas impedâncias.

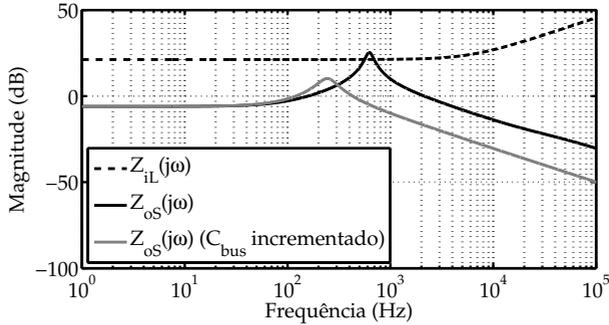
de uma impedância LC) e da impedância de entrada de um CPC (característica de resistência negativa). O exemplo apresenta uma situação em que o sistema é instável, em que as impedâncias de entrada e saída se interceptam e o sistema não apresenta margem de fase. O CPC para baixas frequências apresenta uma característica resistiva negativa, magnitude plana e fase de 180° . O valor da resistência negativa é dado por

$$R_n = -\frac{v_{\text{bus}}^2}{P}, \quad (3.27)$$

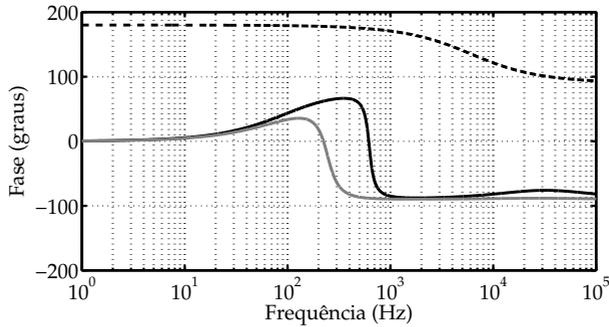
em que P é a potência consumida pelo CPC e v_{bus} é a tensão do barramento. Logo, os sistemas mais suscetíveis à instabilização são aqueles cujo nível de tensão de barramento é baixo alimentando cargas de alta potência. Em tais condições, a magnitude da impedância de entrada Z_{iL} é reduzida e conseqüentemente torna-se suscetível a intersecção com a impedância de saída Z_{oS} . A análise demonstra que a escolha do nível de tensão pode influenciar diretamente na estabilidade do sistema.

O pico da impedância Z_{oS} é inversamente proporcional ao valor da capacitância do barramento (ABE et al., 2006). De maneira intuitiva, sabe-se que o aumento de C_{bus} é capaz de reduzir a magnitude da impedância e conseqüentemente o pico da impedância de saída, como ilustrado na Fig. 3.22. A capacitância C_{bus} pode ser vista como um dispositivo de armazenamento local de energia. Durante distúrbios, a capacitância disponibiliza esta energia mantendo o fornecimento de potência constante demandado pela carga até que o subsistema alimentador se recupere (WEAVER; KREIN, 2009). Em relação ao nível de tensão, essa análise corrobora com a afirmação de que sistemas de tensões mais elevadas sofrem menos instabilidade, uma vez que a energia armazenada em um capacitor é diretamente proporcional ao quadrado do nível de tensão

$$E_C = \frac{1}{2} C_{\text{bus}} v_{\text{bus}}^2. \quad (3.28)$$



(a)



(b)

Fig. 3.22: Diagrama de bode das impedâncias do sistema cascadeado. (a) Magnitude. (b) Fase.

Sistemas de tensões elevadas são capazes de manter uma energia superior armazenada nos capacitores de interconexão, aumentando a inércia do sistema.

É importante destacar que o critério de Middlebrook e Cuk (1976) apresenta uma condição suficiente (total separação entre Z_{oS} e Z_{iL}) para obtenção de um sistema estável, mas não necessária. Subsequentemente, vários critérios foram propostos utilizando o mesmo princípio da razão de impedâncias, porém estabelecendo restrições menos conservadoras. Wildrick et al. (1995) estabeleceu o conceito de região proibida para o ganho de malha Z_{oS}/Z_{iL} , permitindo uma margem de fase de 60° e margem de ganho de 6 dB (WILDRICK et al., 1995). Este critério é conhecido como GMPM (*gain margin phase margin*) e é menos restritivo do

que o critério de Middlebrook por permitir que o contorno de Nyquist extrapole os limites do círculo unitário, contanto que atenda às exigências de PM e GM, como ilustrado na Fig. 3.20.

Posteriormente, Feng et al. (1999a) extrapolou o uso do critério para múltiplas cargas (FENG et al., 1999a, 2002) denominado de critério do argumento oposto. Este possibilita a obtenção do ganho de malha quando se possui múltiplas cargas e apenas as suas impedâncias de entrada individuais. O ganho de malha para múltiplas cargas é dada por

$$\frac{Z_{oS}}{Z_{iL}} = \frac{Z_{oS}}{Z_{iL,1}} + \frac{Z_{oS}}{Z_{iL,2}} + \dots + \frac{Z_{oS}}{Z_{iL,n}}. \quad (3.29)$$

Dessa forma, aplica-se um critério similar ao de Middlebrook e Cuk (1976) em que uma região proibida é dependente da margem de ganho desejada e da razão de potências entre a fonte e cada carga presente no sistema

$$\operatorname{Re} \left(\frac{Z_{oS}}{Z_{iL,k}} \right) \leq -\frac{1}{GM} \left(\frac{P_{iL,k}}{P_{oS}} \right). \quad (3.30)$$

Embora todos esses critérios sejam suficientes, todos são conservadores e impõem restrições que dificultam o projeto de sistemas CC. Com o objetivo de superar essa deficiência, Sudhoff et al. (2000) desenvolveu critérios semelhantes de regiões seguras de margem de fase e ganho, porém menos restritivas, visando estabelecer uma relação de compromisso entre estabilidade e limitações no desenvolvimento de sistemas CC (SUDHOFF et al., 2000). Diversas outras técnicas baseadas no critério de impedâncias de Middlebrook e Cuk (1976) vêm sendo propostas desde então, inclusive por monitoramento da margem de estabilidade *on-line* utilizando a abordagem de perturbações (LIU et al., 2003).

Todos os critérios de estabilidade mencionados acima possuem características em comum, pois estabelecem critérios de margem de fase e ganho relacionadas à razão Z_{oS}/Z_{iL} . Além disso, são condições apenas suficientes e podem resultar em sistemas estáveis mesmo quando o contorno de Nyquist intercepta as regiões proibidas. *A principal desvantagem dos critérios é assumir que o sistema possui um fluxo unidirecional de potência, em que existe um subsistema de fontes e outro de cargas.* Portanto, desconsidera a possibilidade da existência de um conversor bidirecional na rede que possa atuar injetando ou extraindo potência de acordo com o estado do

sistema.

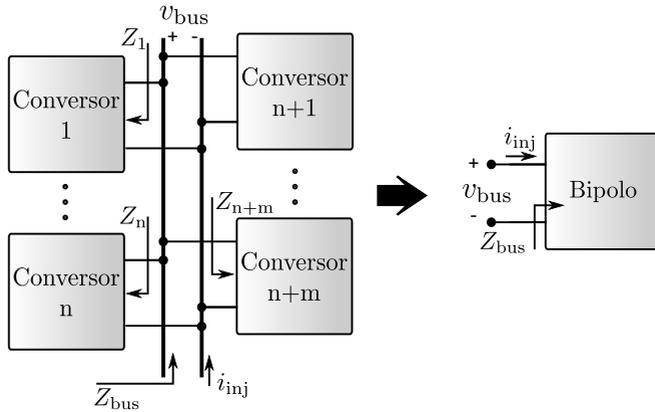


Fig. 3.23: Sistema CC visto como um circuito de porta única.

Uma nova abordagem vem ganhando atenção por não utilizar a interação de subsistemas para análise de estabilidade e por considerar o sistema CC como uma rede única de dois terminais de entrada (bipolo), como ilustrado na Fig. 3.23. Tal abordagem é fundamentada na teoria de que redes passivas são estáveis, assim, se a passividade de um sistema CC é satisfeita para a impedância total Z_{bus} , então o sistema é estável (RICCOBONO; SANTI, 2014). Tal abordagem deu origem ao critério de estabilidade baseado na passividade (RICCOBONO; SANTI, 2012). A impedância Z_{bus} do sistema é o paralelo da impedância de entrada de todos os conversores

$$Z_{bus} = Z_1 // \dots // Z_n // Z_{n+1} // \dots // Z_{n+m}, \quad (3.31)$$

e o bipolo é considerado passivo se ele é capaz de absorver energia, o que matematicamente significa que

$$\int_{-\infty}^T v_{bus}(t)i(t)dt \geq 0 \quad \forall T. \quad (3.32)$$

Portanto, o sistema CC passivo deve atender duas restrições:

1. $Z_{bus}(s)$ não possui polos no semiplano direito.
2. $\text{Re}\{Z_{bus}(j\omega)\} \geq 0 \quad \forall \omega$

A segunda restrição indica que a componente resistiva da impedância deve ser positiva, ou seja, $-90^\circ \leq \arg\{Z_{bus}\} \leq 90^\circ$ para qualquer frequência, como destacado anteriormente na Fig. 3.15. O critério de estabilidade da passividade é capaz de lidar com múltiplos conversores e não faz qualquer restrição à bidirecionalidade do fluxo de potência. Assim, a análise de estabilidade não é sensível ao agrupamento dos componentes ao subsistema de fontes ou cargas, facilitando o projeto de controladores capazes de adicionar amortecimento ativo.

3.3.2 Métodos de Estabilização para Sistemas CC

A estabilização de sistemas CC é abordado por meio de dois tipos de soluções:

- métodos passivos;
- métodos ativos.

Os métodos passivos adicionam elementos físicos visando alterar a relação de impedâncias do subsistema de fontes e cargas (XING et al., 2011; CESPEDES et al., 2011). As resistências, como apresentado anteriormente, aumentam o amortecimento e minimizam o pico de impedância de saída do conversor alimentador. Dessa forma reduz-se o pico da impedância Z_{os} de forma que este seja menor do que Z_{il} em todo o espectro de frequências (JUSOH, 2004).

Os métodos ativos são soluções de controle implementadas nos conversores alimentadores (WANG; HOWE, 2008; RAHIMI; EMADI, 2009; TAHIM et al., 2012b), nos conversores de carga (LIU et al., 2007; MAGNE et al., 2014) ou por meio da adição de buffers de potência entre os subsistemas de fontes e cargas (WEAVER; KREIN, 2009; ZHANG et al., 2013b).

Um buffer de potência é um dispositivo ativo que incluído entre os subsistemas é capaz de modificar a impedância da carga apresentada ao subsistema de fontes durante transitórios. Em sistemas CC, cujas cargas possuem característica de potência constante, os buffers de potência utilizam a energia local armazenada para manter a demanda de potência das cargas até que o sistema se recupere (WEAVER; KREIN, 2009).

Os métodos passivos possuem a desvantagem de reduzir a eficiência em razão da dissipação nos elementos físicos adicionados, enquanto os métodos ativos tornam complexo o projeto de sistemas

modulares. A adição de novos elementos à rede pode exigir a modificação da estrutura interna e/ou das leis de controle dos conversores, indo de encontro ao objetivo de projeto modular de sistemas distribuídos.

Os problemas de expansão modular vêm sendo abordados por meio da inclusão de elementos que desacoplam os subsistemas durante transitórios. A inclusão de capacitores de alto valor utiliza essa abordagem como meio de armazenamento de energia local para que variações em quaisquer dos subsistemas não afete a estabilidade total da rede. Dessa maneira, buffers de potência e conversores que se apresentam como capacitores ativos vem sendo propostos para permitir que a rede e seus controladores originais sejam mantidos (ZHANG et al., 2013a, 2013b).

3.4 Conclusão do Capítulo

O método de análise de estabilidade utilizado neste trabalho não explora o conceito de impedâncias. Fundamenta-se na modelagem não linear dos componentes e investigação do comportamento dinâmico por meio da teoria de bifurcações. Contudo, utiliza-se da análise linear para facilitar a compreensão da principal causa de instabilidade: conversores cascadeados. Quando um sistema cascadeado é linearizado, o conversor no ponto de carga se apresenta como uma resistência negativa e, conseqüentemente, pode ser instável em malha aberta. Além disso, destaca-se que a estabilização do sistema pode ser obtida pela inclusão de amortecimento em forma de resistências associadas ao conversor alimentador.

O capítulo ressalta o problema de fontes operando em paralelo para a regulação da tensão. Apontando de maneira analítica a necessidade de inclusão de resistências de saída das fontes de alimentação para a melhoria do compartilhamento de carga. Ademais, investiga-se a relação de compromisso existente entre regulação de tensão e compartilhamento de carga.

Sabendo-se que sistemas povoados por conversores de potência podem ser estabilizados por meio de amortecimento ativo, este trabalho modela conversores no ponto de carga e fontes operando em MPPT como CPL e CPS, respectivamente. Esta abordagem reduz o número de equações diferenciais que representam a MR CC e evidencia como os elementos da MR influenciam na estabilidade do sistema. A partir de tal modelagem uma análise de grandes sinais é realizada e métodos ativos de estabilização utili-

zando controladores por modos deslizantes são propostos aos conversores alimentadores com o objetivo de evitar a instabilização devido à característica de potência constante das cargas.

Capítulo 4

Controle de Tensão da Microrrede CC

A filosofia da MR CC é baseada na integração entre fontes e cargas por meio de conversores estáticos. Essa integração torna o sistema vulnerável a interações dinâmicas, sendo a principal causa de instabilidade a concentração de CPLs no sistema, como discutido no Capítulo 3. Essa característica exige que alguma forma de amortecimento seja introduzido ao sistema para o controle de tensão, seja ele passivo, por meio da inclusão de elementos físicos (XING et al., 2011; CESPEDES et al., 2011) ou ativo, em que o amortecimento é obtido via controladores implementados nos conversores estáticos (WANG; HOWE, 2008; RAHIMI; EMADI, 2009; TAHIM et al., 2012b).

Os objetivos de controle de cada conversor variam de acordo com o tipo de fonte a que estão acoplados, bem como os possíveis cenários operacionais e são classificados em dois grupos: *seguidor da rede* e *formador da rede* (KATIRAEI et al., 2008).

Os controladores *seguidores da rede* operam independentemente do estado da rede e possuem objetivos distintos do controle de tensão no ponto de conexão das fontes. Um exemplo típico ocorre quando a MR está conectada à rede principal e espera-se extrair a máxima potência das fontes renováveis. Em tal situação o inversor conectado à rede principal assume o papel do controle de tensão (formador da rede) e os controladores dos conversores das fontes renováveis operam em MPPT (seguidor da rede).

Os controladores *formadores da rede* são caracterizados

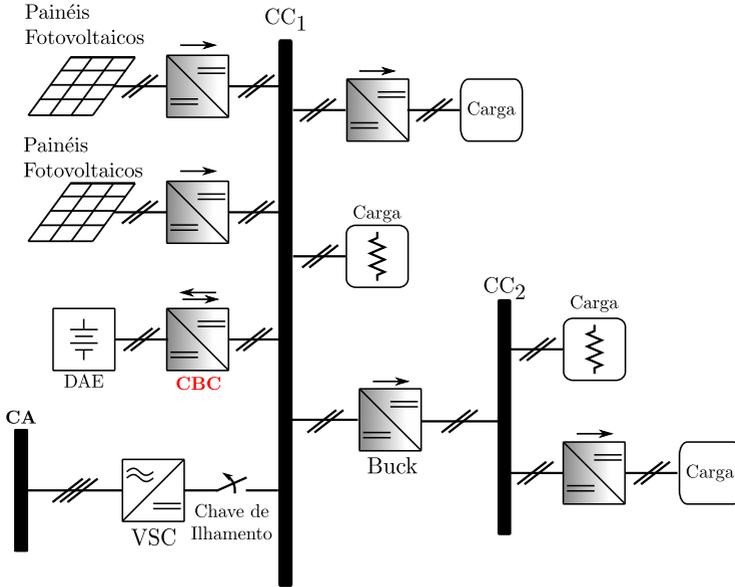


Fig. 4.1: Configuração da MR CC sob estudo.

pela existência de algum método explícito de controle de tensão do barramento. Geralmente quando a MR está conectada à rede principal, o VSC opera como formador da rede, quando ilhado, o DAE assume essa responsabilidade e as fontes renováveis continuam a operar em MPPT. Todavia, em situações de ilhamento em que o DAE é incapaz de estabilizar a rede, as fontes renováveis comutam da estratégia MPPT para o controle de tensão. Dessa forma, as fontes renováveis e o DAE compartilham a demanda da rede, respondendo cooperativamente a variações de carga/geração por meio do controle por *droop*.

Este capítulo explora o controle de uma MR CC operando em modo ilhado. As fontes renováveis operam em MPPT e o controle da tensão é realizado por meio de um CBC localizado entre o DAE e o barramento principal (CC_1), como ilustrado na Fig. 4.1.

Considera-se que a capacidade instalada do DAE é suficiente para controlar a tensão dos barramentos durante o ilhamento. Em tal situação, o CBC injeta ou extrai potência da MR com o objetivo de manter a tensão regulada. Para a MR operando nessas condições, dois controladores SMC são propostos: integral (TAHIM et al., 2012a; STRAMOSK et al., 2013) e *washout* (TAHIM et al.,

2012b).

Os resultados de simulação demonstram que os controladores são capazes de regular a tensão utilizando amortecimento ativo durante perturbações de carga e geração com controle bidirecional do fluxo de potência.

A segunda parte do capítulo explora o controle de tensão em um barramento secundário (CC_2) utilizando um conversor buck unidirecional. Tal configuração ilustra o problema da carga equivalente não linear, considerando o barramento principal (CC_1) regulado.

4.1 Controle de Tensão do Barramento Principal

A fim de regular a tensão da MR ilhada dois controladores foram implementados no CBC conectado ao DAE (bateria). Inicialmente apresenta-se a modelagem da rede no modo ilhado considerando que as fontes renováveis operam em MPPT.

As fontes renováveis, conectadas ao barramento CC por meio de conversores unidirecionais, são modeladas como CPSs (P_S). A bateria é modelada como uma fonte de tensão ideal (V_{in}), visto que a tensão em seus terminais pode ser considerada constante para períodos de tempo da ordem de grandeza dos transitórios. Os conversores no ponto de carga são modelados como CPLs ideais (P_L) (assume-se que são eficientes e bem regulados) e as cargas diretamente conectadas ao barramento como cargas resistivas (R). A MR no modo ilhado e o seu modelo correspondente estão ilustrados na Fig. 4.2, em que P_S , P_L e R correspondem à potência total das fontes renováveis, CPLs e cargas resistivas, respectivamente.

A partir da Fig. 4.2(b), percebe-se que a potência gerada pelos CPSs e a consumida pelas CPLs podem ser modeladas como um único elemento $P = P_S + P_L$, resultando no modelo simplificado ilustrado na Fig. 4.3. Assim, o CBC tem o papel de controlar o balanço de potência entre geração e demanda, utilizando a bateria para drenar ou injetar potência na rede.

Do modelo ilustrado na Fig. 4.3, a corrente no barramento CC (i_{bus}) e a carga equivalente (R_{eq}) são dadas por

$$i_{bus} = \frac{v_c}{R} + \frac{P}{v_c} \quad \text{e} \quad R_{eq} = \frac{v_c}{i_{bus}}, \quad (4.1)$$

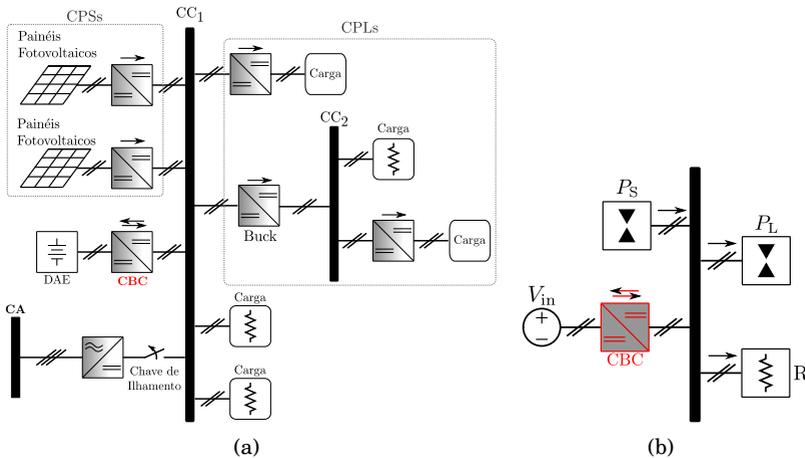


Fig. 4.2: Microrrede CC ilhada e a modelagem utilizada (setas indicam o fluxo de potência). (a) CBC conectado a uma bateria em uma microrrede CC. (b) Modelo da microrrede CC.

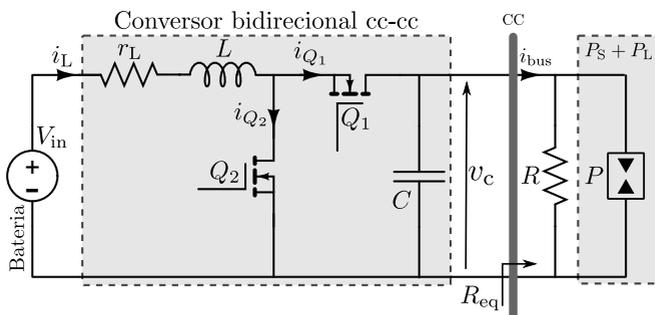


Fig. 4.3: Modelo simplificado de uma microrrede CC operando em modo ilhado.

em que v_c é a tensão no capacitor (tensão no barramento). A característica $i-v$ da carga equivalente é obtida por meio de (4.1) e ilustrada na Fig. 4.4, em que a seta sobre as curvas indica a redução da carga resistiva (aumento de R). Quando $P \leq 0$ ($|P_S| \geq |P_L|$) a resistência incremental é positiva ($dv_{bus}/di_{bus} > 0$), isto significa que um aumento na tensão do barramento v_c resulta em um aumento da corrente i_{bus} . Quando $P > 0$ ($|P_S| < |P_L|$), a resistência incremental é negativa ($dv_{bus}/di_{bus} < 0$) para uma faixa de tensão.

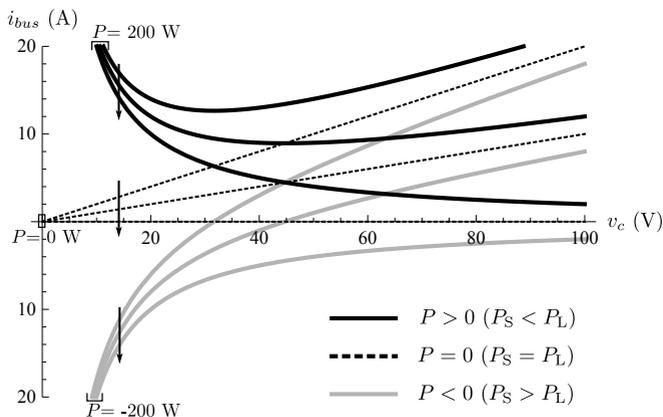


Fig. 4.4: Carga equivalente vista pelo CBC. As curvas pontilhadas representam o barramento contendo apenas cargas resistivas R .

Assim, operar sobre esta faixa pode levar o sistema a instabilidade durante perturbações de corrente ou tensão (EMADI et al., 2006). Portanto, a situação é crítica, do ponto de vista de controle, quando a potência disponível das fontes renováveis não é suficiente para suprir a demanda CPL.

A resistência equivalente R_{eq} se aproxima de uma resistência pura para níveis de tensão mais altos devido à redução da influência das CPLs. Isso corrobora com a ideia de que sistemas CC operando em níveis de tensão mais altos são mais estáveis, pois a carga equivalente se comporta de maneira passiva, reduzindo a principal fonte de instabilidade. O aumento da tensão de operação resulta em um aumento significativo na impedância de entrada dos conversores no ponto de carga e é por esta razão que a impedância R_{eq} se aproxima da carga resistiva R .

O modelo em espaço de estados é obtido do circuito da Fig. 4.3. Assume-se que a entrada de controle dos interruptores Q_1 e Q_2 são complementares, ou seja, quando Q_1 está conduzindo, Q_2 é bloqueada e vice-versa. Portanto, uma única entrada de controle u é modelada para os dois interruptores, em que u assume o valor 1 quando Q_1 está conduzindo e, caso contrário, o valor 0. Assim, a dinâmica do modelo simplificado da MR pode ser representada

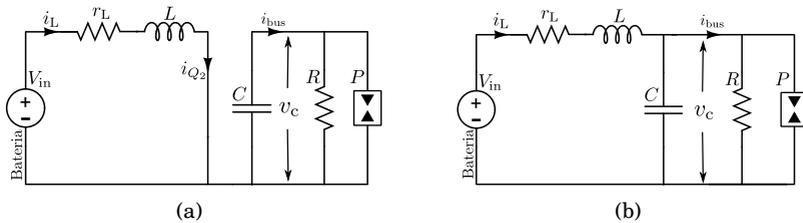


Fig. 4.5: Os dois estados topológicos possíveis em um CBC. (a) Interruptor Q_1 bloqueado ($u = 0$). (b) Interruptor Q_1 conduzindo ($u = 1$).

como

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L}(V_{in} - r_L i_L - u v_c) \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left(u i_L - \frac{v_c}{R} - \frac{P}{v_c} \right), \end{aligned} \quad (4.2)$$

em que v_c e i_L são a tensão do barramento CC e a corrente no indutor, respectivamente. A bateria é representada por V_{in} , R é a soma das cargas resistivas no barramento, r_L é a resistência série equivalente do indutor e $P = P_S + P_L$ é a diferença entre potência gerada pelas CPSs e a demandada pelas CPLs. As variáveis de espaço de estado são $x = \{i_L, v_c\}$, com $v_c > 0$ e $-i_{max} < i_L < i_{max}$. Na próxima Seção, antes do projeto de controle, uma análise dinâmica do sistema (4.2) é apresentada para cada estado do interruptor $u \in \{0, 1\}$.

4.1.1 Análise do Sistema Dinâmico

Durante a operação de qualquer conversor, o estado dos interruptores define o estado topológico e a dinâmica do sistema. A operação do CBC é baseada em dois estados topológicos, um quando o interruptor Q_1 está bloqueado e outro quando conduzindo, como ilustrado na Fig. 4.5. É importante conhecer a dinâmica de cada estado topológico e as características dos seus pontos de equilíbrio para projetar o controlador. Compreendê-los ajuda o projetista a escolher a superfície de comutação e evitar que o sistema estabilize em pontos de equilíbrio indesejáveis. A análise de cada um dos possíveis estados topológicos do conversor é apresentada nas subseções seguintes.

4.1.1.1 Dinâmica do CBC quando $u = 0$

Quando o interruptor Q_1 está bloqueado ($u = 0$) e a potência de geração P_S se iguala a de demanda P_L ($P = 0$), uma bifurcação ocorre e, um nó estável surge. Portanto, para qualquer configuração em que $P \leq 0$ o sistema possui o seguinte ponto de equilíbrio:

$$(i_{L_{\text{off}}}, v_{c_{\text{off}}}) = \left(\frac{V_{\text{in}}}{r_L}, \sqrt{|P|R} \right). \quad (4.3)$$

O retrato de fases para a situação em que $P > 0$ está ilustrado na Fig. 4.6(a). Nesta configuração não existem pontos de equilíbrio.

As curvas *nullclines* determinam os pontos em que a dinâmica de um estado é nula ($\frac{dx}{dt} = 0$), destacadas por linhas contínuas na Fig. 4.6(a). Os pontos de equilíbrio estão localizados na intersecção das *nullclines*. Conseqüentemente, para $P > 0$ não existem pontos de equilíbrio.

Quando $P \leq 0$, um ponto de equilíbrio surge no ponto de intersecção das *nullclines* (cf. Fig. 4.6(b)). Tal equilíbrio é indesejável, visto que a corrente é limitada apenas pela resistência equivalente série do indutor, o que pode ocasionar a destruição do interruptor Q_2 .

4.1.1.2 Dinâmica do CBC quando $u = 1$

Ao assumir a configuração em que Q_1 está conduzindo, a dinâmica do sistema pode mudar qualitativamente dependendo da configuração das fontes e cargas no barramento. Quando

$$P > P_{\text{lim}} = \frac{V_{\text{in}}^2}{4r_L} \frac{R}{(R + r_L)}, \quad (4.4)$$

não existem pontos de equilíbrio.

No valor crítico de $P = P_{\text{lim}}$, uma bifurcação sela-nó ocorre e, dois pontos de equilíbrio surgem

$$(i_{L_{\text{on}1}}, v_{c_{\text{on}1}}) = \left(\frac{V_{\text{in}}a + \epsilon}{2r_L(R + r_L)}, \frac{V_{\text{in}}R - \epsilon}{2(R + r_L)} \right) \quad (4.5)$$

$$(i_{L_{\text{on}2}}, v_{c_{\text{on}2}}) = \left(\frac{V_{\text{in}}a - \epsilon}{2r_L(R + r_L)}, \frac{V_{\text{in}}R + \epsilon}{2(R + r_L)} \right), \quad (4.6)$$

em que $\epsilon = \sqrt{R\sqrt{V_{\text{in}}^2R - 4Pr_L(R + r_L)}}$ e $a = (R + 2r_L)$. A Fig. 4.7(a) ilustra uma das *nullclines* do sistema quando $P = P_{\text{lim}}$ (tracejado)

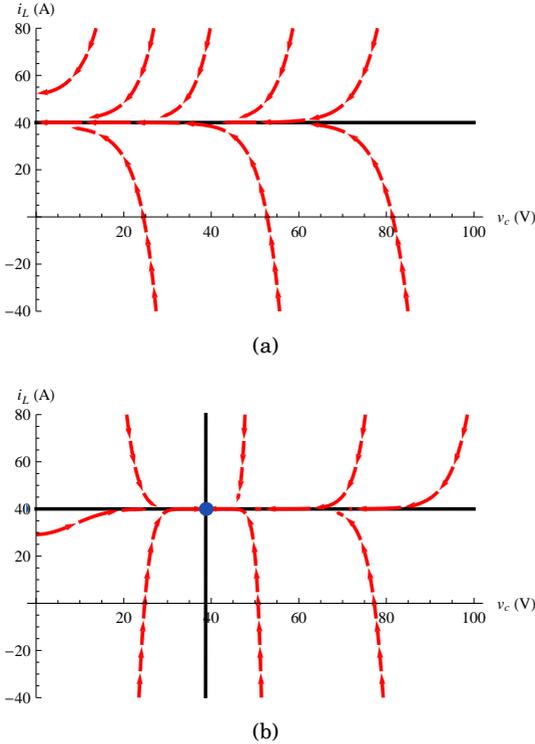


Fig. 4.6: (a) Retrato de fases típico do CBC para $u = 0$ e $P > 0$. (b) Retrato de fases típico do CBC para $u = 0$ e $P < 0$.

e o início da criação dos dois pontos de equilíbrio. As curvas contínuas representam as *nullclines* quando $P < P_{\text{lim}}$.

O primeiro equilíbrio $(i_{L_{\text{on}1}}, v_{c_{\text{on}1}})$ é um ponto de sela e existe somente para valores de $0 < P \leq P_{\text{lim}}$, destacado pelo ponto no canto superior esquerdo da Fig. 4.7(a).

O segundo equilíbrio $(i_{L_{\text{on}2}}, v_{c_{\text{on}2}})$ existe para valores positivos e negativos de P na faixa $-\frac{V_{\text{in}}^2}{R} < P \leq P_{\text{lim}}$ (ver Figs. 4.7(a) e 4.7(b)). O equilíbrio é estável, embora existam situações especiais em que a sua estabilidade pode ser alterada ($P \approx P_{\text{lim}}$ e $r_L \approx 0$).

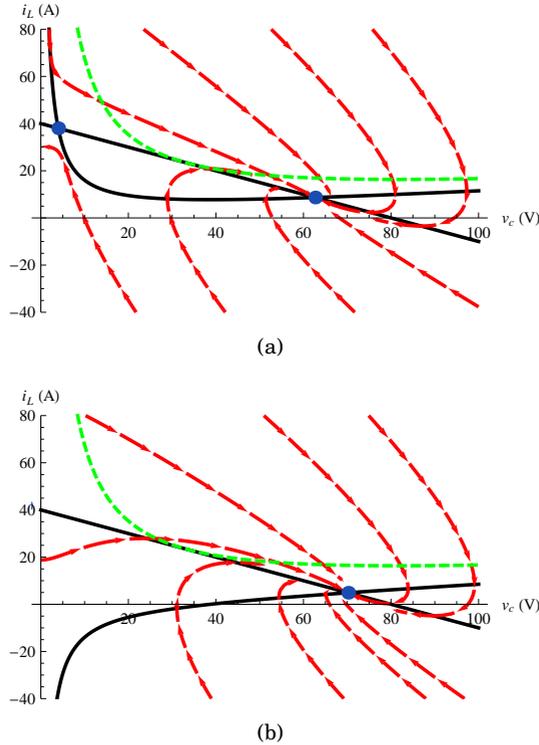


Fig. 4.7: (a) Retrato de fases típico do CBC para $u = 1$ e $P > 0$. (b) Retrato de fases típico do CBC para $u = 1$ e $P < 0$.

4.1.2 Controlador por Modos Deslizantes Integral

Após a análise da dinâmica de cada estado topológico do CBC, nota-se que existem equilíbrios estáveis que devem ser evitados pelo controlador. Além disso, o desconhecimento do ponto de equilíbrio, devido à variação de carga e disponibilidade das fontes, dificulta a linearização sobre um ponto de operação, tornando a opção por um controle linear inadequada. A característica de operação comutada dos conversores estáticos favorece a utilização das técnicas de controle por estrutura variável (ver Anexo A) e tem sido explorado na literatura por sua robustez a variações paramétricas (COLLING; BARBI, 2001; BOCK et al., 2001; STRAMOSK; PAGANO, 2013).

É fundamentado nesse aspecto que propõe-se um SMC

cujo ponto de operação (geralmente desconhecido devido à grande variação de cargas e fontes) é rastreado por meio da integral do erro de tensão no barramento. Tal integral adiciona um estado a mais ao sistema, representado por z .

O SMC integral aplicado ao CBC possui os seguintes objetivos: (i) regular a tensão de saída desejada do CBC; (ii) assegurar a robustez sob variações de P e R ; e (iii) minimizar a resposta transitória durante os eventos de variação de carga.

Um controlador por modos deslizantes baseia-se em uma superfície de descontinuidade definida como

$$\Sigma : \{ \mathbf{x} = \{ i_L, v_c, z \} \in \mathbb{R}^3 : h(\mathbf{x}) = 0 \}. \quad (4.7)$$

Esta superfície divide o espaço de estados em duas regiões por uma função de comutação escalar $h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$. É comum em controle de conversores estáticos a utilização da integral do erro da malha de tensão como referência para a malha de corrente. Para simular essa estrutura, define-se a seguinte superfície de comutação

$$h(\mathbf{x}) = i_L - i_{\text{est}}, \quad (4.8)$$

em que i_{est} é a corrente estimada dada por

$$i_{\text{est}} = k_i z = k_i \int (v_{\text{ref}} - v_c) dt. \quad (4.9)$$

O parâmetro k_i é um escalar positivo a ser ajustado e v_{ref} é a tensão desejada no barramento CC.

A lei de comutação é definida em termos da posição relativa do estado em relação à superfície Σ . Essa lei visa transformar pontos de equilíbrio estáveis dos dois estados topológicos do CBC em virtuais, de forma que o sistema não se estabilize em uma posição indesejada. Além disso, a lei deve garantir a existência de uma região em que as trajetórias de cada dinâmica se encontrem sobre a superfície, permitindo o deslizamento. A lei de comutação adotada é da seguinte forma

$$u = \begin{cases} u^- = 0, & \text{se } h(\mathbf{x}) < 0 \\ u^+ = 1, & \text{se } h(\mathbf{x}) > 0. \end{cases} \quad (4.10)$$

Por conseguinte, o modelo completo do sistema com o SMC integral é construído pela combinação de dois campos vetoriais,

$\mathbf{f}^+(x)$ para $h > 0$ ($u = 1$) e $\mathbf{f}^-(x)$ para $h < 0$ ($u = 0$):

$$\mathbf{f}^+(x) = \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - r_L i_L - v_c) \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{v_c}{R} - \frac{P}{v_c} \right) \\ \frac{dz}{dt} = v_{ref} - v_c \end{cases} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{f}^-(x) = \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - r_L i_L) \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(-\frac{v_c}{R} - \frac{P}{v_c} \right) \\ \frac{dz}{dt} = v_{ref} - v_c \end{cases} \quad (4.12)$$

4.1.2.1 Região de Deslizamento

O modo de deslizamento atrativo ocorre quando a trajetória das variáveis de estado atinge a superfície de comutação ($h(x) = 0$) dentro da região do espaço definida por $\langle \nabla h, \mathbf{f}^- \rangle \geq 0$ e $\langle \nabla h, \mathbf{f}^+ \rangle \leq 0$ para $k_i > 0$. O operador $\langle \cdot, \cdot \rangle$ denota o produto escalar de dois vetores. Sob estas condições, a região de deslizamento atrativa Σ_{as} no plano (i_L, v_c) é dada pela intersecção de duas regiões no espaço

$$\Sigma_{as} : \begin{cases} i_L < \frac{V_{in} + k_i L(v_c - v_{ref})}{r_L} \\ i_L > \frac{V_{in} - v_c + k_i L(v_c - v_{ref})}{r_L} \end{cases}, \quad (4.13)$$

como ilustrada na Fig. 4.8. As retas $\langle \nabla h, \mathbf{f}^+ \rangle = 0$ e $\langle \nabla h, \mathbf{f}^- \rangle = 0$, que limitam a região de deslizamento, não dependem da carga, apenas dos componentes do conversor e do parâmetro de controle k_i .

4.1.2.2 Dinâmica do Modo Deslizante

Uma vez que o modo de deslizamento é alcançado, os estados são forçados a uma trajetória sobre a superfície. Esta dinâmica é descrita pelo vetor de campo equivalente (FILIPPOV, 1988)

$$\mathbf{f}_s = \frac{\langle \nabla h, \mathbf{f}^- \rangle \mathbf{f}^+ - \langle \nabla h, \mathbf{f}^+ \rangle \mathbf{f}^-}{\langle \nabla h, (\mathbf{f}^- - \mathbf{f}^+) \rangle}. \quad (4.14)$$

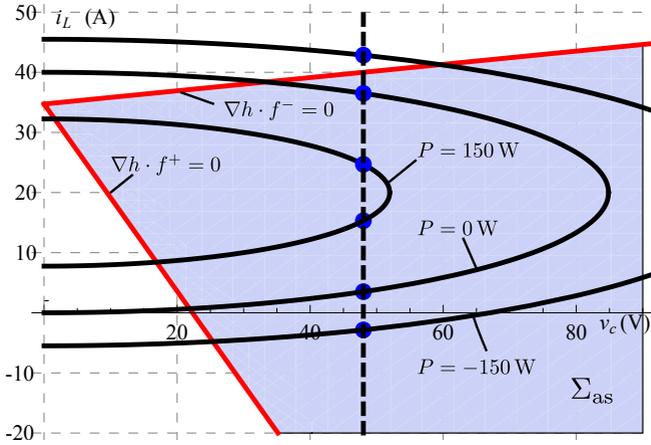


Fig. 4.8: Região de deslizamento e curvas de equilíbrio para 3 configurações de carga.

Substituindo (4.8), (4.11) e (4.12) em (4.14), obtém-se a dinâmica de deslizamento

$$f_s = \begin{cases} \frac{di_L}{dt} = k_i(v_{\text{ref}} - v_c) \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{V_{\text{in}}i_L - r_L i_L^2 - P - \frac{v_c^2}{R} - k_i L i_L (v_{\text{ref}} - v_c)}{C v_c} \\ \frac{dz}{dt} = v_{\text{ref}} - v_c \end{cases} \quad (4.15)$$

Os pontos de equilíbrio de (4.15) são

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_1 &= (i_{L1}^*, v_{c1}^*, z_1^*) = \left(\frac{V_{\text{in}}R - \sqrt{R}\sigma}{2Rr_L}, v_{\text{ref}}, \frac{1}{k_i} \frac{V_{\text{in}}R - \sqrt{R}\sigma}{2Rr_L} \right) \\ \mathbf{e}_2 &= (i_{L2}^*, v_{c2}^*, z_2^*) = \left(\frac{V_{\text{in}}R + \sqrt{R}\sigma}{2Rr_L}, v_{\text{ref}}, \frac{1}{k_i} \frac{V_{\text{in}}R + \sqrt{R}\sigma}{2Rr_L} \right), \end{aligned} \quad (4.16)$$

em que $\sigma = \sqrt{V_{\text{in}}^2 R - 4r_L(PR + v_{\text{ref}}^2)}$ para $P < \frac{V_{\text{in}}^2}{4r_L} - \frac{v_{\text{ref}}^2}{R}$.

Os possíveis equilíbrios, para uma dada configuração de carga R e P , podem ser obtidos de (4.16). Esse conjunto de possibilidades está ilustrado na Fig. 4.8 para três configurações de carga (linhas parabólicas contínuas). Embora o conjunto dos equilíbrios

possíveis seja dado por uma curva, geralmente o controle possui um valor de referência de tensão fixo, reduzindo os pontos de equilíbrio apenas para a intersecção das curvas com o valor de referência de tensão (linha tracejada).

A estabilidade é obtida do jacobiano de (4.15) calculado em cada ponto de equilíbrio. Durante o deslizamento, z não influencia na dinâmica das variáveis de interesse v_c e i_L , reduzindo o jacobiano a um sistema de segunda ordem. Calculando o jacobiano para o equilíbrio e_1 tem-se

$$J_{sp} = \begin{pmatrix} 0 & -k_i \\ \frac{\sigma}{C\sqrt{R}v_{ref}} & \frac{k_i L(V_{in}R - \sqrt{R}\sigma) - 4r_L v_{ref}}{2CRr_L v_{ref}} \end{pmatrix}. \quad (4.17)$$

Em sistemas planares, um equilíbrio é estável se o determinante do jacobiano é positivo e o traço é negativo. Assim, as restrições para que esse equilíbrio seja estável são

$$D(J_{f_{sp}}) = k_i \frac{\sigma}{C\sqrt{R}v_{ref}} > 0 \quad (4.18)$$

$$T(J_{f_{sp}}) = \frac{k_i L(V_{in}R - \sqrt{R}\sigma) - 4r_L v_{ref}}{2CRr_L v_{ref}} < 0, \quad (4.19)$$

em que $D(J_{f_{sp}})$ and $T(J_{f_{sp}})$ são o determinante e o traço de (4.17), respectivamente. Combinando as desigualdades (4.18) e (4.19), o conjunto dos valores de k_i que torna o sistema estável é dado por

$$0 < k_i < \frac{v_{ref}(V_{in}R + \sigma\sqrt{R})}{LR(PR + v_{ref}^2)}. \quad (4.20)$$

Aplicando-se o mesmo teste para o segundo equilíbrio e_2 , obtém-se que não existem valores de $k_i > 0$ que tornem este equilíbrio em estável. Na Fig. 4.8, tais equilíbrios são representados pelos 3 pontos superiores.

A partir de (4.20), pode-se determinar a região de estabilidade das combinações de carga R e P em que o sistema é estável para um determinado k_i , como ilustrado na Fig. 4.9.

O aumento do valor de k_i acelera a resposta do sistema, porém reduz a capacidade do sistema em abrigar CPLs e manter o sistema estável. Esta característica fica evidente comparando-se a região de estabilidade para dois valores de k_i distintos [ver Fig. 4.9].

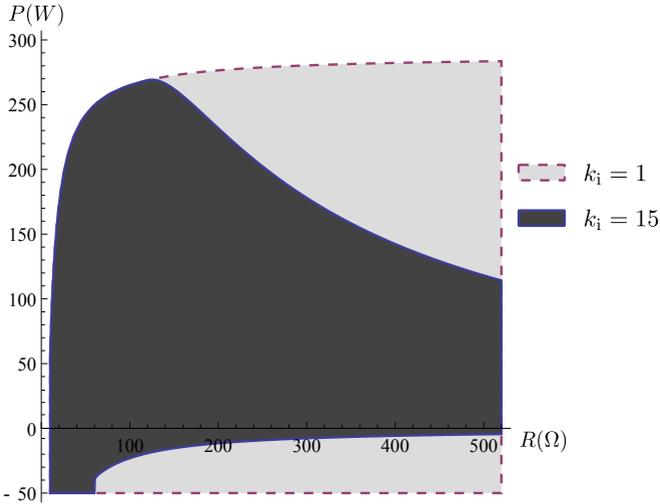


Fig. 4.9: Região de estabilidade das combinações de carga para distintos valores de k_i .

Uma vez definida a superfície de comutação, a lei de controle e a faixa de valores do parâmetro k_i capaz de estabilizar o sistema, resta a obtenção da equação que rege a frequência de comutação para o CBC.

4.1.2.3 Frequência de Comutação

A superfície de comutação divide o espaço de estados em dois sub-espacos. Para cada sub-espaco existe uma estrutura correspondente do conversor que define a trajetória dos estados, como ilustrado na Fig. 4.5. Caso essa trajetória atinja a superfície em uma região de deslizamento (trajetórias indo de encontro a superfície nos dois sub-espacos), inicia-se o deslizamento sobre a superfície por meio do comutação entre os dois estados topológicos a uma frequência infinita.

Os interruptores do conversor possuem uma limitação de frequência para operar de modo seguro e forçá-los à máxima frequência de comutação pode danificá-los. A solução mais comum para evitar esse problema é incluir uma banda de histerese entre a superfície de comutação h e o sinal de comutação u , como ilustrado na

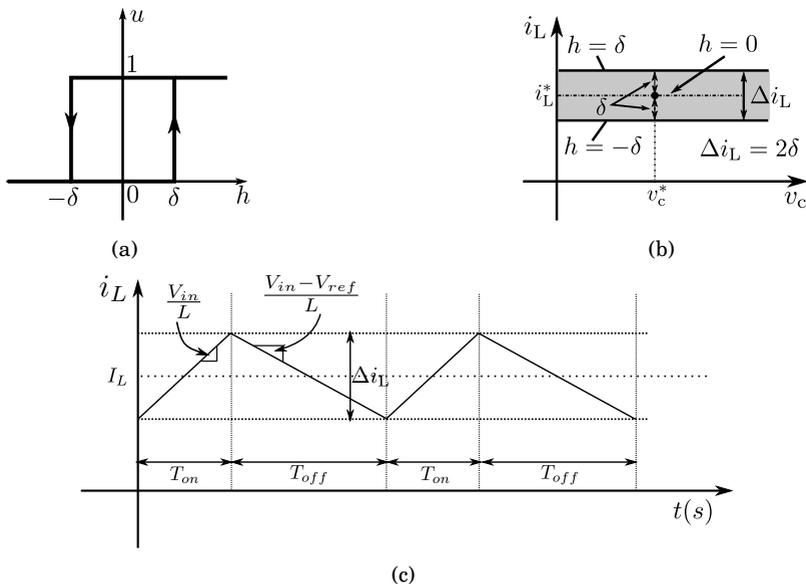


Fig. 4.10: Banda de Histerese. (a) Histerese no sinal de controle u . (b) Histerese no plano $v_c - i_L$. (c) Comportamento da corrente no indutor em regime permanente.

Fig. 4.10(a). A banda de histerese é definida como

$$u = \begin{cases} 1, & \text{se } h > \delta \\ 0, & \text{se } h < -\delta \\ u_{ant}, & \text{se } -\delta \leq h \leq \delta, \end{cases} \quad (4.21)$$

em que δ é uma constante que define a banda de histerese e u_{ant} trata-se do último valor de u .

É desejável que o sistema opere em uma frequência pre-determinada em regime permanente. Isto é alcançado por meio da escolha correta da banda de histerese. Pode-se obter a relação entre a variação da corrente no indutor em regime permanente e a banda de histerese, como apresentado na Fig. 4.10(c).

O período de comutação T_s é composto de duas partes, T_{on} e T_{off} [cf. Fig. 4.5], sendo

$$T_{on} = \frac{L\Delta i_L}{V_{in}} \quad \text{e} \quad T_{off} = \frac{L\Delta i_L}{V_{in} - v_c}, \quad (4.22)$$

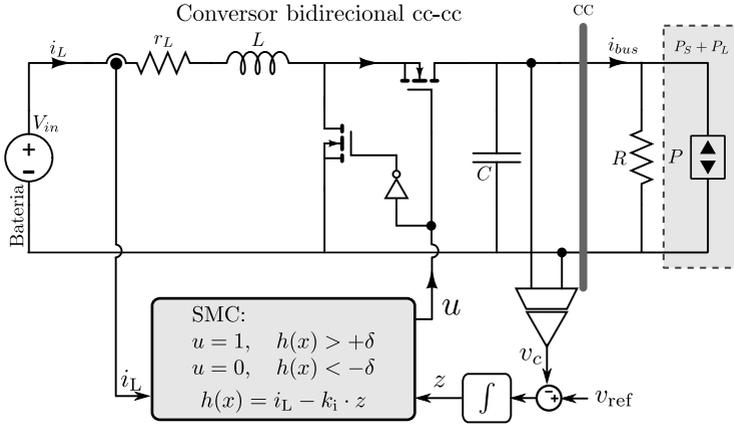


Fig. 4.11: Estrutura do controlador por modos deslizantes aplicado a um CBC.

em que $\Delta i_L = 2\delta$, como ilustrado na Fig. 4.10(c). Assim, T_s pode ser obtido em função de Δi_L por meio da soma das duas partes

$$T_s = T_{on} + T_{off} = \frac{L\Delta i_L}{V_{in}} + \frac{L\Delta i_L}{V_{in} - v_c}. \quad (4.23)$$

Uma vez que Δi_L é positiva no estado ligado e negativa no estado desligado, a equação pode ser reescrita como segue

$$T_s = \frac{L|\Delta i_L|}{V_{in}} - \frac{L|\Delta i_L|}{V_{in} - v_c} = \frac{L|\Delta i_L|v_c}{V_{in}(v_c - V_{in})}. \quad (4.24)$$

Assim, por meio de

$$|\Delta i_L| = \frac{V_{in}(v_c - V_{in})}{Lf_s v_c}, \quad (4.25)$$

pode-se escolher a banda de histerese de acordo com a frequência de comutação em regime permanente f_s desejada.

Apesar do controle proposto exigir uma análise mais complexa do que os seus equivalentes lineares, a implementação do controle é direta, sem a necessidade de um modulador, como apresentado na Fig. 4.11.

4.1.2.4 Resultados de Simulação

Nesta Seção apresentam-se os resultados de simulação obtidos do Matlab (Toolbox SimPowerSystems) a fim de validar o desempenho do controlador proposto sob variação de fontes e cargas. Utiliza-se um CBC de 20 W (24 V-48 V), similar ao da Fig. 4.3, cujos parâmetros estão descritos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros do conversor bidirecional CC-CC.

V_{in}	L	C	r_L	v_{ref}
24 V	2, 2 mH	10 μ F	0, 5 Ω	48 V

É importante impor ao sistema situações em que a demanda de carga (resistiva e a CPL) seja maior e menor do que a potência disponível. Dessa maneira, avalia-se o desempenho do CBC na regulação de tensão do sistema por meio do balanço de potência. Para uma configuração de carga com $R = 200 \Omega$ e variações de $-20 \text{ W} < P < 20 \text{ W}$, utilizou-se para o parâmetro de controle o valor $k_i = 35$, este valor apresenta uma relação de compromisso entre estabilidade e minimização do transitório. O valor escolhido para a faixa de histerese δ foi de 0, 0136, que resultava em uma frequência de comutação de 200 kHz em regime permanente.

Este trabalho não trata do processo de *start-up* do sistema e considera que o sistema está inicialmente estável com a bateria suprindo uma carga resistiva de 200Ω . Nessas condições, quatro variações de potência ($P = P_S + P_L$) são impostas, como ilustrado na Fig. 4.12:

1. em $t = T_1 = 0, 3 \text{ s}$, P varia de 0 W para -10 W (bateria descarregando);
2. em $t = T_2 = 0, 35 \text{ s}$, P varia de -10 W para -5 W (bateria descarregando);
3. em $t = T_3 = 0, 4 \text{ s}$, P varia de -5 W para -17 W (bateria carregando);
4. em $t = T_4 = 0, 45 \text{ s}$, P varia de -17 W para -9 W (bateria descarregando);

Na Fig. 4.13 ilustra-se a trajetória dos estados v_c e i_L sob variações de P .

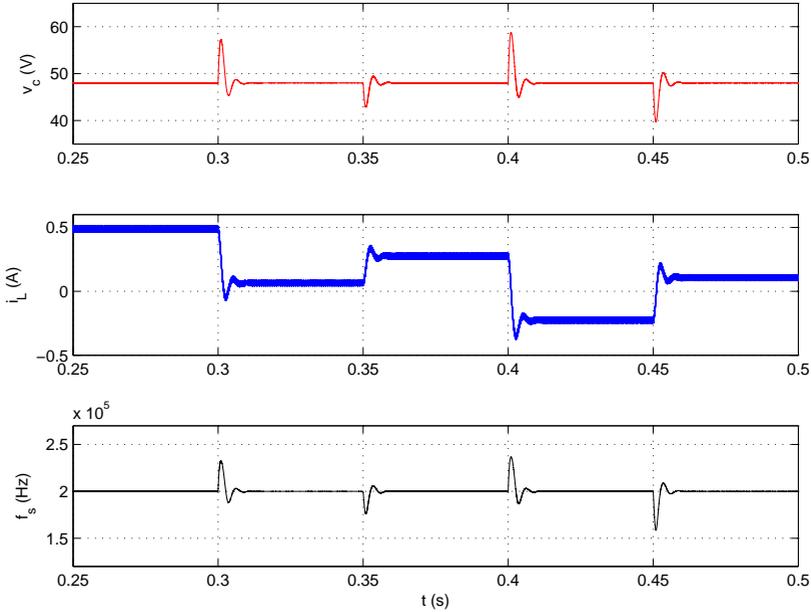


Fig. 4.12: Resposta temporal do sistema quando submetido a variação de carga. (a) tensão no barramento CC (v_c); (b) corrente no indutor (i_L); (c) frequência de comutação (f_s).

Nota-se que o controle é capaz de regular a tensão de barramento utilizando as baterias para extrair ou injetar energia no sistema, balanceando a demanda e a energia disponível na MR.

4.1.3 Washout SMC

Esta Seção trata a MR apresentada na Fig. 4.2 sob uma outra proposta de controle, denominada *washout* SMC (TAHIM et al., 2012b). Essa abordagem possui objetivos semelhantes ao SMC integral: regulação da tensão e garantia de estabilidade sob variações de carga, principalmente cargas ativas.

O projeto e análise do controle é realizado sobre o sistema (4.2) escalonado em tempo e amplitude por

$$t = \tau\sqrt{LC} \quad \text{e} \quad \{i_L, v_c\} = \left\{ \sqrt{\frac{C}{L}} V_{in} x, V_{in} y \right\}. \quad (4.26)$$

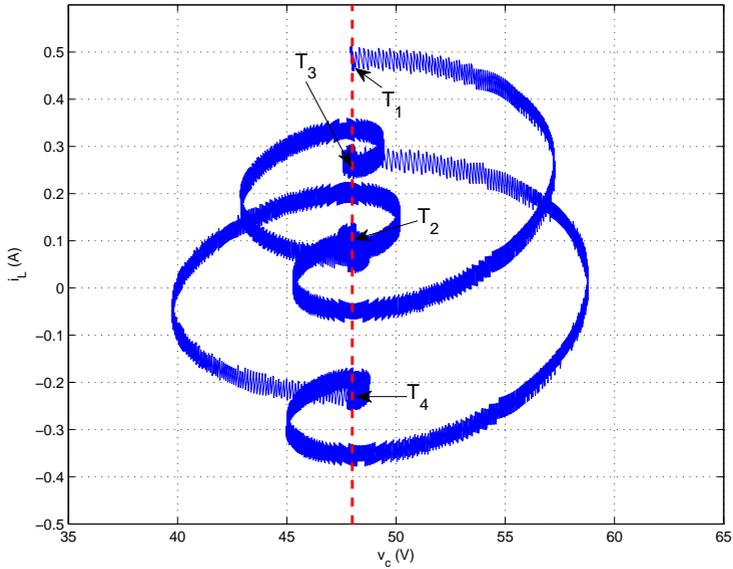


Fig. 4.13: Trajetória dos estados no plano $v_c - i_L$.

O modelo do sistema normalizado obtido é dado por

$$\begin{aligned} \frac{dx}{d\tau} &= 1 - bx - uy \\ \frac{dy}{d\tau} &= ux - ay - \frac{d}{y}, \end{aligned} \tag{4.27}$$

em que $a = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \in \mathbb{R}_+$, $b = \sqrt{\frac{C}{L}} r_L \in \mathbb{R}_+$ e $d = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{P}{V_{in}^2} \in \mathbb{R}$ são os novos coeficientes do sistema. A entrada de controle não é modificada $u \in \{0, 1\}$ e o novo espaço de estados é definido como $X = \{(x, y) : x \in \mathbb{R}, y \in \mathbb{R}_+\}$, em que x está relacionado à corrente no indutor e y à tensão de saída.

Sabendo-se que a dinâmica de (4.27) muda devido a variações de d e a , os pontos de equilíbrio são, em geral, desconhecidos. É um procedimento comum linearizar o sistema em um ponto de operação de interesse e projetar um controlador linear. Contudo, a realimentação de estados estática não é adequada a problemas em que a dinâmica e os pontos de operação de interesse são desconhecidos. Para solucionar tais problemas, propõe-se um SMC associado

a um filtro passa-altas denominado *washout*. O principal benefício da utilização dos filtros *washouts* baseia-se na capacidade de rastreamento automático do ponto de equilíbrio (BAZANELLA et al., 1997; PAGANO; PONCE, 2009).

4.1.3.1 Filtro Washout

A corrente normalizada do indutor x é passada através do filtro *washout* para obter um sinal x_F , cuja função de transferência é

$$G_F(s) = \frac{X_F(s)}{X(s)} = \frac{s}{s + \omega_n} = 1 - \frac{\omega_n}{s + \omega_n}. \quad (4.28)$$

Em (4.28), x_F corresponde à corrente normalizada filtrada cuja faixa de frequências é (ω_n, ∞) . A variável ω_n representa a frequência de corte normalizada do filtro passa-altas. Assim, a inclusão do filtro adiciona ao modelo (4.27) uma equação diferencial dada por

$$\frac{dz_n}{d\tau} = \omega_n(x - z_n), \quad (4.29)$$

em que $z_n = x - x_F$ são as componentes de baixa frequência do sinal x . O valor de z_n tende a x e, ao atingir o equilíbrio, x se iguala a z_n . Dessa forma, o sinal filtrado funciona como uma medida do erro que alimenta o controlador SMC somente durante transitórios. Uma vez que não é desejável obter uma medida oscilatória de erro, z_n deve tender a x monotonicamente. Para que isso ocorra, a frequência normalizada ω_n deve possuir um valor limite

$$\omega_n < (\omega_{nf} \sqrt{LC} \approx 1), \quad (4.30)$$

em que $\omega_{nf} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$ é a frequência natural do sistema. É importante atribuir o máximo valor para ω_n que respeite a condição monotônica, haja vista que a redução de ω_n faz com que a estimação de x por meio de z_n seja lenta, prejudicando o desempenho do controlador.

4.1.3.2 Superfície de Comutação

O sistema aumentado de espaço de estados, com a inclusão do filtro *washout*, é definido como $x = \{x, y, z_n\} \in \mathbb{R}^3$. O controlador é projetado definindo-se uma superfície de descontinuidade $\Sigma : \{x \in \mathbb{R}^3 : h_n(x) = 0\}$. Tal superfície divide o espaço de

estados em duas regiões e é dada pela função de comutação escalar $h_n : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ definida como

$$h_n(\mathbf{x}) = y - y_r + k_n(x - z_n), \quad (4.31)$$

em que y_r é a tensão normalizada de barramento desejada e k_n é um parâmetro de controle positivo escalar a ser ajustado. A lei de comutação adotada é definida em termos da posição dos estados em relação a Σ

$$u = \begin{cases} u^+ = 1, & \text{se } h_n(\mathbf{x}) > 0 \\ u^- = 0, & \text{se } h_n(\mathbf{x}) < 0. \end{cases} \quad (4.32)$$

Portanto, o modelo completo do sistema para o *washout* SMC é construído pela combinação de dois campo de vetores, $\mathbf{f}^-(\mathbf{x})$ para $h_n < 0$ ($u = 0$) e $\mathbf{f}^+(\mathbf{x})$ para $h_n > 0$ ($u = 1$):

$$\mathbf{f}^-(\mathbf{x}) = \left[\begin{array}{c} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z}_n \end{array} \right]_{u=0} = \left[\begin{array}{c} 1 - bx \\ -ay - \frac{d}{y} \\ \omega_n(x - z_n) \end{array} \right] \quad (4.33)$$

$$\mathbf{f}^+(\mathbf{x}) = \left[\begin{array}{c} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z}_n \end{array} \right]_{u=1} = \left[\begin{array}{c} 1 - bx - y \\ x - ay - \frac{d}{y} \\ \omega_n(x - z_n) \end{array} \right]. \quad (4.34)$$

O modo atrativo do deslizamento ocorre quando a trajetória das variáveis de estado atingem a superfície de comutação ($h_n(\mathbf{x}) = 0$) dentro da região do espaço definida por

$$\langle \nabla h_n, \mathbf{f}^- \rangle \geq 0 \quad \text{e} \quad \langle \nabla h_n, \mathbf{f}^+ \rangle \leq 0 \quad \text{para } k_n > 0. \quad (4.35)$$

O operador $\langle \cdot, \cdot \rangle$ denota o produto escalar de dois vetores. Sob tais condições, é possível obter a projeção da região atrativa do deslizamento Σ_{as} no plano (x, y)

$$\Sigma_{as} : \left\{ x \in \mathbb{R} : \left\{ x \leq \frac{y^2(\omega_n - a) + y(k_n - \omega_n y_r) - d}{y b k_n} \cap \right. \right. \\ \left. \left. x \leq \frac{y^2(\omega_n - a - k_n) + y(k_n - \omega_n y_r) - d}{y(b k_n - 1)} \right\} \right\}. \quad (4.36)$$

A região Σ_{as} e as curvas $\langle \nabla h_n, \mathbf{f}^- \rangle = 0$ e $\langle \nabla h_n, \mathbf{f}^+ \rangle = 0$ estão ilustradas na Fig. 4.14. Ao alcançar o deslizamento, os estados são forçados a uma trajetória sobre a superfície, cuja dinâmica é descrita

pelo campo vetorial equivalente obtido utilizando (4.14). Substituindo (4.31), (4.34) e (4.33) em (4.14) obtém-se a dinâmica de modos deslizantes

$$\mathbf{f}_s(x, y, z_n) = \begin{bmatrix} \frac{q}{-x + k_n y} + \frac{k_n y \omega_n (x - z_n)}{-x + k_n y} \\ \frac{-k_n q}{-x + k_n y} + \frac{-k_n x \omega_n (x - z_n)}{-x + k_n y} \\ \omega_n (x - z_n) \end{bmatrix}, \quad (4.37)$$

em que $q = d + bx^2 + ay^2 - x$. Os pontos de equilíbrio de (4.37) na superfície $h_n(x) = 0$ são

$$\mathbf{e}_{f_s} = (x^*, y^*, z_n^*) = \left(\frac{1 \pm \sqrt{m}}{2b}, y_r, \frac{1 \pm \sqrt{m}}{2b} \right), \quad (4.38)$$

em que $m = 1 - 4b(d + ay_r^2)$.

É necessário determinar a estabilidade dos pontos de equilíbrio dados por (4.38). A dinâmica durante o deslizamento tipicamente envolve expressões fracionárias com denominadores contendo variáveis de estado. Para simplificar a análise, uma reparametrização no tempo é aplicada para eliminar os denominadores de (4.37) (PAGANO; PONCE, 2010). A operação realizada pela substituição

$$d\tau = (-x + k_n y) d\tau' \quad (4.39)$$

não modifica o campo vetorial no retrato de fases nas regiões em que $-x + k_n y > 0$. Quando esta condição não é alcançada, o sinal do tempo é invertido, modificando qualitativamente o comportamento do sistema.

Embora a manipulação matemática não afete o retrato de fases da região onde $-x + k_n y > 0$, novos pontos de equilíbrio sobre a linha $-x + k_n y = 0$ são criados. Portanto, a desingularização somente é válida para estudar equilíbrios dentro da região $x < k_n y$, esta destacada pela região abaixo da reta tracejada na Fig. 4.14. O conversor CBC tem o objetivo de manter um valor fixo positivo de y^* , assim k_n deve ser escolhido para garantir que todos os equilíbrios desejáveis (x^*, y^*) estejam dentro da região $k_n > \frac{x^*}{y^*}$. A reparametrização é realizada utilizando a relação

$$\left[\frac{dx}{d\tau'} \quad \frac{dy}{d\tau'} \quad \frac{dz_n}{d\tau'} \right]^T = (-x + k_n y) \left[\frac{dx}{d\tau} \quad \frac{dy}{d\tau} \quad \frac{dz_n}{d\tau} \right]^T, \quad (4.40)$$

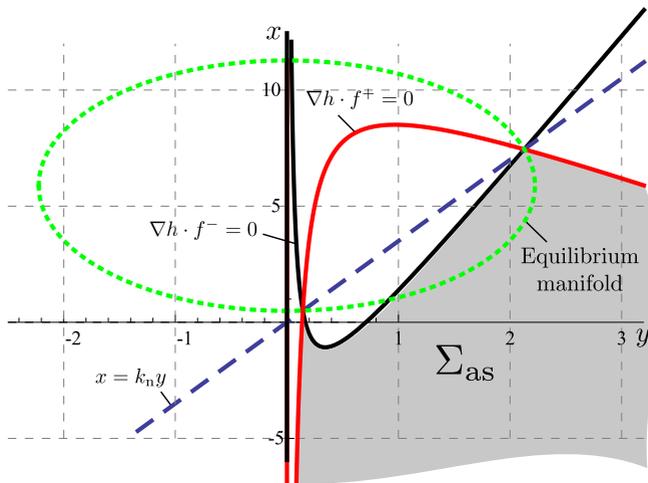


Fig. 4.14: Região atrativa de deslizamento e o manifold de equilíbrios. Foram escolhidos os parâmetros de controle $k_n = 3,5$, $\omega_n = 0,6$ para o sistema: $d = 0,47$, $a = 0,5$, $b = 0,85$.

que resulta na seguinte dinâmica

$$\mathbf{f}_{sd} = \begin{bmatrix} q + k_n \omega_n y (x - z_n) \\ -k_n q - k_n \omega_n x (x - z_n) \\ \omega_n (-x + k_n y) (x - z_n) \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

Durante o deslizamento, a trajetória está sobre a superfície e z_n , em (4.41), pode ser eliminado utilizando a condição $h(x) = 0$. Substituindo $y_r - y = k_n(x - z_n)$ em (4.41), nota-se que a dinâmica de x e y são independentes de z_n , permitindo tratar a estabilidade por um campo vetorial reduzido dado por

$$\mathbf{f}_{sdp} = \begin{bmatrix} q + \omega_n y (y_r - y) \\ -k_n q - \omega_n x (y_r - y) \end{bmatrix}. \quad (4.42)$$

Dessa forma, obtém-se o manifold de equilíbrios, que é o conjunto de possíveis equilíbrios para uma dada carga (a) e (d). O conjunto de possíveis equilíbrios é regido pela equação $q = 0$ e está ilustrado pela elipse tracejada na Fig. 4.14. Embora tal conjunto se estenda por uma faixa de valores positivos e negativos de y , somente os valores positivos são possíveis, porque a tensão de saída v_c é sempre maior do que zero.

Em modo de deslizamento, a análise de estabilidade é realizada pelo cálculo do jacobiano de (4.42) em cada ponto de equilíbrio. Para o equilíbrio $(x^*, y^*) = \left(\frac{1-\sqrt{m}}{2b}, y_r\right)$ o jacobiano é

$$J_{f_{\text{sdp}}} = \begin{bmatrix} -\sqrt{m} & (2a - \omega_n)y_r \\ k_n\sqrt{m} & \frac{-4abk_n y_r + \omega_n(1 - \sqrt{m})}{2b} \end{bmatrix}. \quad (4.43)$$

Em sistemas de segunda ordem, um ponto de equilíbrio é estável se o determinante do jacobiano é positivo e o traço é negativo. Assim, as restrições para um equilíbrio ser estável sobre a superfície de comutação são

$$D(J_{f_{\text{sdp}}}) = \frac{\omega_n(m - \sqrt{m}(1 - 2bk_n y_r))}{2b} > 0 \quad (4.44)$$

$$T(J_{f_{\text{sdp}}}) = \frac{\omega_n(1 - \sqrt{m}) - 2b(2ak_n y_r + \sqrt{m})}{2b} < 0, \quad (4.45)$$

em que $D(J_{f_{\text{sdp}}})$ e $T(J_{f_{\text{sdp}}})$ são o determinante e o traço de (4.43), respectivamente. Combinando as desigualdades (4.44) e (4.45), o conjunto de valores k_n que tornam o sistema estável, para $m > 0$, é

$$K = \left\{ k_n > \max \left\{ \frac{\omega_n - (2b + \omega_n)\sqrt{m}}{4ab y_r}, \frac{1 - \sqrt{m}}{2b y_r} \right\} \right\}. \quad (4.46)$$

O segundo ponto de equilíbrio está fora da região de deslizamento atrativo. Logo, escolhe-se primeiro ponto de equilíbrio

$$(x^*, y^*) = \left(\frac{1 - \sqrt{m}}{2b}, y_r\right) \quad (4.47)$$

para o projeto do controlador.

4.1.3.3 Projeto do Controlador Washout SMC

Uma vez que a análise do *washout* SMC tenha sido feita, o projeto e implementação do controle é direta. A estrutura do controlador proposto possui três parâmetros a serem ajustados:

1. a frequência de corte do filtro *washout* (ω).
2. a inclinação da função de comutação (k).
3. a banda de histerese (2δ).

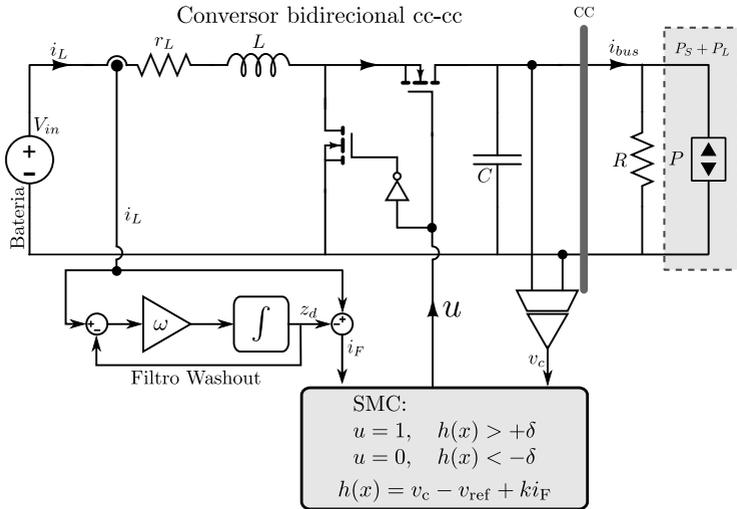


Fig. 4.15: Estrutura do controle *washout* SMC para o conversor CBC.

A análise é feita sobre o sistema normalizado, então para implementar este controle é necessário desnormalizar as variáveis do sistema:

- a versão desnormalizada de ω_n é $\omega = \frac{\omega_n}{\sqrt{LC}}$ e deve possuir um valor $\omega < \frac{1}{\sqrt{LC}}$;
- a versão desnormalizada de k_n é $k = k_n \sqrt{\frac{L}{C}}$;
- a frequência de comutação desejada pode ser obtida pela correta escolha da banda de histerese utilizando (4.25), em que v_c deve ser substituído pelo valor de v_{ref} .

O controlador pode ser implementado como ilustrado na Fig. 4.15.

4.1.3.4 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação foram realizados por meio do *toolbox do Matlab SimPowerSystems* visando validar o controle proposto sob variações de fontes e cargas. Um CBC de 20 W (24 V-48 V)

é utilizado na avaliação, cujos parâmetros estão expostos na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Parâmetros do conversor bidirecional CC-CC (SMC *washout*).

V_{in}	L	C	r_L	v_{ref}
24 V	2,2 mH	10 μ F	5 m Ω	48 V

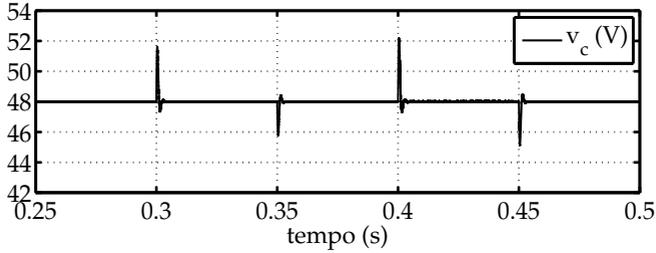
A avaliação do controlador SMC *washout* é similar ao SMC integral. Impõem-se variações de CPLs ao sistema para verificação da estabilidade e capacidade da bidirecionalidade do fluxo de potência. Os parâmetros do controlador proposto utilizados na simulação são

- $\omega \approx 0.6 \frac{1}{\sqrt{LC}} = 4000 \text{ rad/s}$;
- $k = k_n \sqrt{\frac{L}{C}} = 10$;
- $\Delta i = 0,273 \text{ A}$ para obter uma frequência de comutação de 20 kHz.

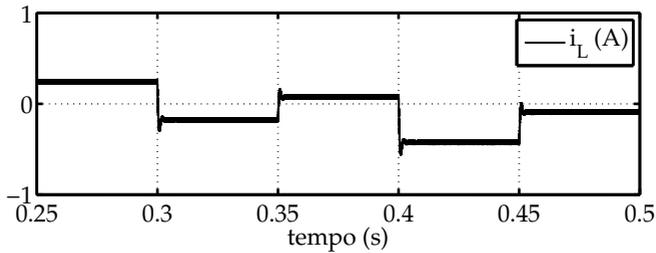
Este trabalho não aborda o processo de *startup* e considera o sistema operando com uma carga resistiva de 400 Ω sendo suprida pela bateria (bateria descarregando). Nesta condição, quatro variações de potência ($P = P_S + P_L$) são impostas, como ilustrado na Fig. 4.16:

1. em $t = T_1 = 0,3 \text{ s}$, P varia de 0 W para -10 W (bateria carregando);
2. em $t = T_2 = 0,35 \text{ s}$, P varia de -10 W para -4 W (bateria descarregando);
3. em $t = T_3 = 0,4 \text{ s}$, P varia de -4 W para -16 W (bateria carregando);
4. em $t = T_4 = 0,45 \text{ s}$, P varia de -16 W para -8 W (bateria carregando).

Na Fig. 4.17, ilustra-se a trajetória dos estados corrente no indutor e tensão no capacitor sob variações de P . Os resultados confirmam a habilidade do controlador proposto para regular a tensão (v_c) no barramento quando o sistema sofre variações de cargas ativas.



(a)



(b)

Fig. 4.16: Resposta temporal do sistema sob variação de carga. (a) tensão no barramento; (b) corrente no indutor.

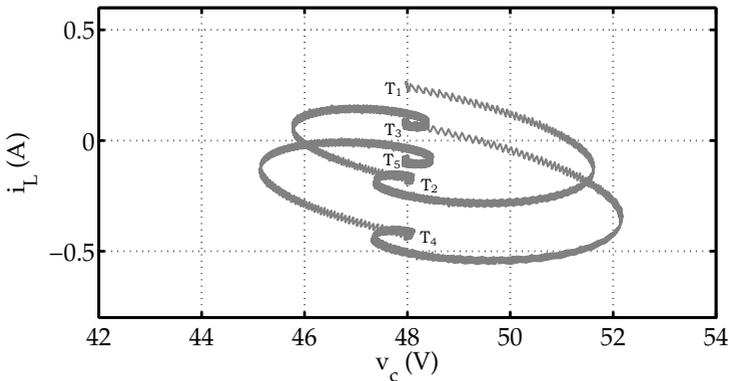


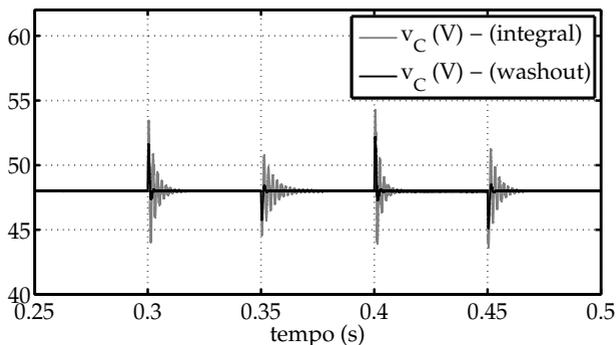
Fig. 4.17: Trajetória no espaço de estados no plano (v_c, i_L) .

4.1.4 Comparação entre os Controladores SMC Integral e Washout

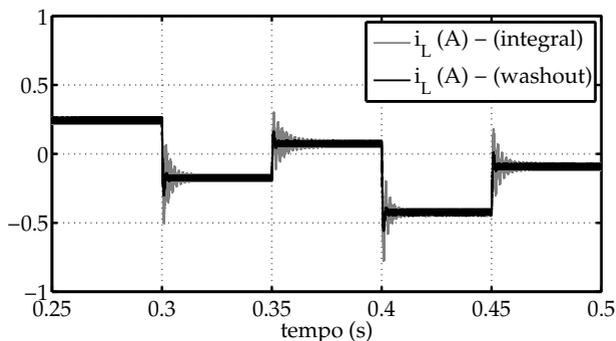
Os controladores SMC propostos (integral e *washout*) são implementados sobre o mesmo sistema e com objetivos semelhan-

tes. Em tal cenário é útil a comparação de desempenho visando identificar as diferenças no comportamento dinâmico sob variações de cargas ativas.

A comparação das dinâmicas é obtida implementando-se os dois controladores em um CBC, cujos parâmetros são os descritos na Tabela 4.2. Inicialmente o conversor está alimentando uma carga resistiva de 400Ω e, posteriormente, são impostas sucessivas variações de CPLs no barramento, as mesmas descritas na Seção 4.1.3.4.



(a)

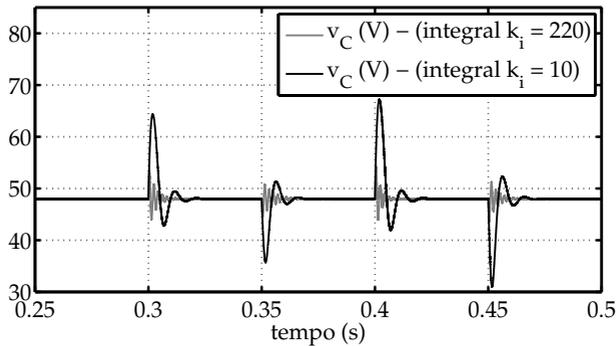


(b)

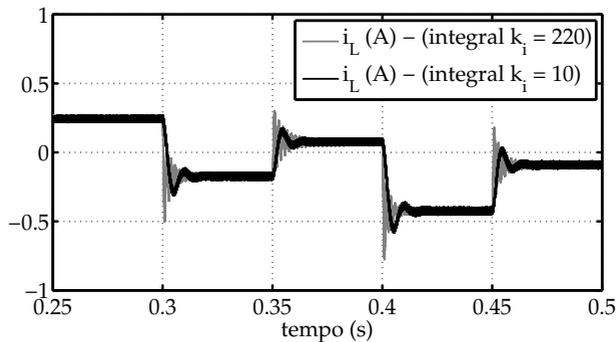
Fig. 4.18: Comparação de desempenho do controlador SMC integral e *washout* sob perturbações de carga. (a) Tensão no barramento; (b) Corrente no indutor.

O controlador SMC integral resulta em um resposta tem-

poral de tensão e corrente muito menos amortecida do que o correspondente *washout* (cf. Fig. 4.18). Isso é resultado da ausência de um fator proporcional ao erro de tensão na função de comutação h . À medida que aumentamos o valor de k_i no SMC integral, o sistema responde mais rapidamente a perturbações de carga, porém reduz o amortecimento e se aproxima da instabilidade. Esse fenômeno pode ser visto pela comparação do controlador SMC integral implementado com dois parâmetros k_i distintos, como ilustrado na Fig. 4.19.



(a)



(b)

Fig. 4.19: Comparação de desempenho do controlador SMC integral para k_i distintos. (a) Comparação de tensão no barramento; (b) Comparação da corrente no indutor.

4.2 Controle de Tensão - Barramento Secundário

Esta seção trata da estabilidade do barramento secundário CC_2 da MR CC apresentada na Fig. 4.20. Assume-se que a tensão no barramento primário CC_1 , de 400 V, é estável e alimenta um barramento secundário CC_2 de 200 V. Este último é composto unicamente por cargas e o seu nível de tensão controlado por um conversor buck de fluxo unidirecional de potência, como ilustrado na Fig. 4.20.

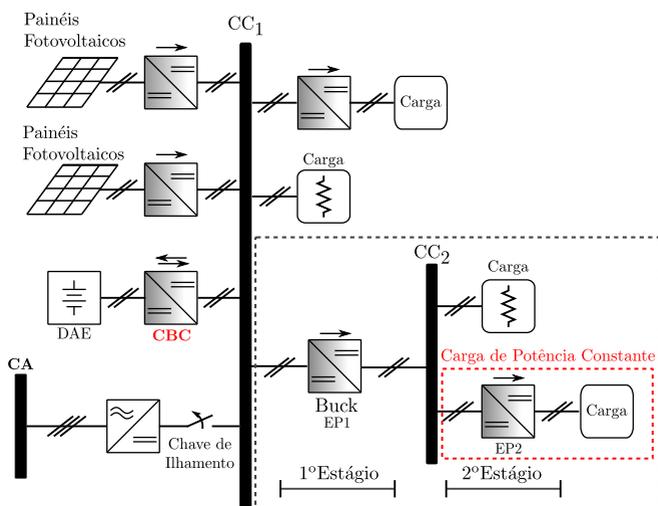


Fig. 4.20: Controle de tensão do barramento secundário CC_2 .

Um conversor buck no primeiro estágio alimenta um barramento CC_2 que está conectado às cargas resistivas e a um segundo estágio de conversores de potência (cf. Fig. 4.20). Apesar do modelo simplificado da MR, tal configuração fornece a base necessária para análise de estabilidade de múltiplos estágios de conversores encontrados em sistemas de distribuição CC.

O conversor buck do primeiro estágio (EP1) provê uma tensão CC regulada para um barramento de cargas que necessitam de uma tensão menor, essa obtida por um segundo estágio de conversão finamente sintonizado realizado pelo conversor (EP2). Portanto, o conversor no ponto de carga EP2 é visto pelo conversor Buck EP1 como uma CPL.

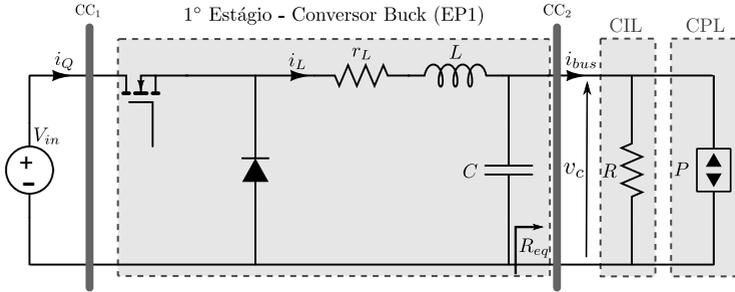


Fig. 4.21: Modelo da estrutura em cascata de um sistema de distribuição CC.

Assim, a região da MR CC delimitada na Fig. 4.20 pode ser analisada pelo modelo ilustrado na Fig. 4.21. Este composto por um conversor buck alimentando cargas resistivas e CPLs. É importante notar que P e R , na Fig. 4.21, podem representar um conjunto de cargas resistivas e CPLs conectadas ao barramento, respectivamente.

A análise de estabilidade não linear do sistema é importante devido ao comportamento não linear da carga equivalente vista por EP1. Nesse contexto, o sistema pode instabilizar em razão da característica de resistência incremental negativa das CPLs (MID-DLEBROOK; CUK, 1976; CHO et al., 1990; CHO; CHOI, 1991; GRIGORE et al., 1998; EMADI et al., 2006; RAHIMI; EMADI, 2009; TAHIM et al., 2011, 2012a, 2012b).

Existem dois grupos de soluções na literatura para prevenir a instabilidade provocada por CPLs em sistemas de distribuição CC: modificações de *hardware* e técnicas de controle. O primeiro tenta estabilizar o sistema pela retirada física de cargas do barramento (BALOG et al., 2005), adição de filtros (LIUTANAKUL et al., 2010) ou conexão direta de DAE no barramento CC (GADOURA et al., 1998). Modificações de *hardware* não podem ser implementadas em todas as situações e a retirada de cargas não é uma opção quando trata-se de cargas críticas. Filtros geralmente são caros devido à alta capacitância exigida. A inclusão de resistores de amortecimento em série ou paralelo podem reduzir a eficiência do sistema. Os DAE são efetivos apenas quando conectados diretamente ao barramento (KWASINSKI; ONWUCHEKWA, 2010). O segundo grupo explora a ação de controle para eliminar o comportamento oscilatório por meio de alguma técnica de amortecimento ativo, em que a

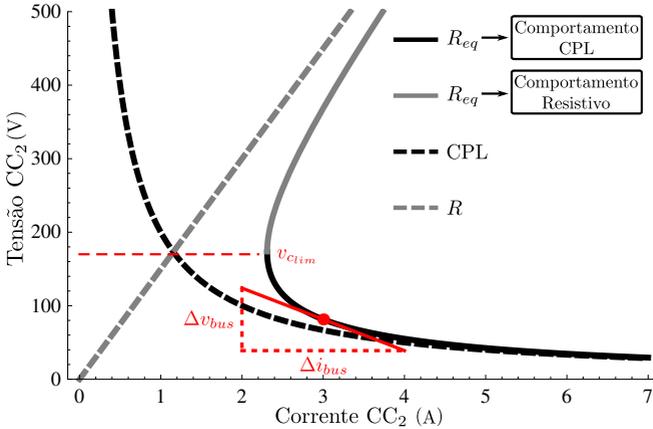


Fig. 4.22: Carga equivalente vista por CC_2 na MR simplificada.

malha de controle simula o efeito de um resistor virtual (RAHIMI; EMADI, 2009). Os controladores lineares são vastamente utilizados em virtude da simplicidade. Contudo, para sistemas comutados contendo cargas não lineares, a análise de grandes sinais fornece informações adicionais e capacidade de determinar regiões seguras de operação distantes do ponto de operação.

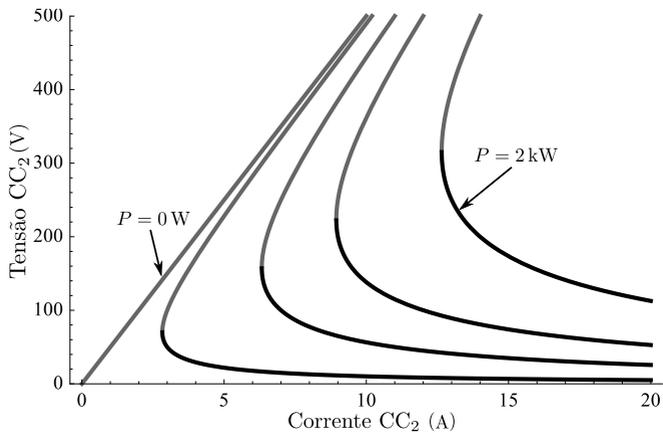
4.2.1 Carga Equivalente

O comportamento dinâmico do primeiro estágio do conversor buck alimentando uma carga CPL é analisada utilizando o modelo ilustrado na Fig. 4.21. Do modelo, a corrente em CC_2 (i_{bus}) e a carga equivalente (R_{eq}) são dadas por

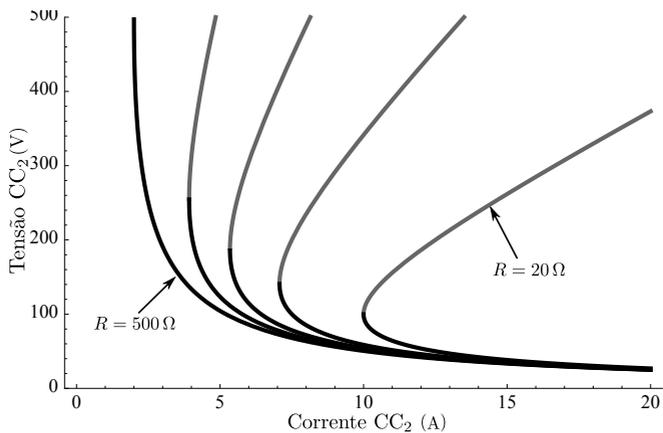
$$i_{bus} = \frac{v_c}{R} + \underbrace{\frac{v_c}{v_c}}_{\text{CPL}} \quad \text{e} \quad R_{eq} = \frac{v_c}{i_{bus}}, \quad (4.48)$$

em que v_c é a tensão no capacitor/barramento. De (4.48), a característica $i - v$ de cada tipo de carga (R e P) e da combinação (carga equivalente R_{eq}) está ilustrada na Fig. 4.22.

A carga equivalente vista por EP1 é não linear (cf. Fig. 4.22), cujo comportamento depende do ponto de operação de tensão v_{op} . Acima de uma tensão limite do barramento $v_{c_{lim}} = \sqrt{PR}$, a carga tem uma característica similar a de uma carga resistiva e



(a)



(b)

Fig. 4.23: Carga Equivalente vista pela MR variando-se os parâmetros P e R . (a) Cargas equivalentes para variações de P e R fixo (50Ω). (b) Cargas equivalentes para variações de R e P fixo (500 W).

abaixo deste limite se comporta como uma carga CPL. Isso significa que aumentando a tensão de operação o consumo de potência da parte resistiva da carga aumenta, enquanto o consumo da CPL se mantém constante, até o ponto em que a carga equivalente passa a apresentar uma característica resistiva.

Uma vez que as cargas resistivas e CPLs variam com o

tempo, é importante determinar como a carga equivalente é alterada quando são adicionadas ou retiradas cargas do barramento. As Figs. 4.23(a) e 4.23(b) ilustram a carga equivalente quando um tipo de carga é mantida constante e a outra varia.

Um aumento da carga CPL (P) eleva o valor de $v_{c_{lim}}$ [cf. Fig. 4.23(a)] sem afetar o formato da carga equivalente, porém um aumento na carga resistiva (redução de R) reduz ambos, $v_{c_{lim}}$ e a resistência incremental positiva [cf. Fig. 4.23(b)]. Essa análise é importante para entender a necessidade da inclusão de resistências virtuais durante perturbações de carga. Pode-se notar na Fig. 4.23(b) que a adição de cargas resistivas ao barramento é um meio de fazer com que a carga equivalente tenha um comportamento resistivo, e portanto, de menor risco de instabilização. Assim, um dos objetivos do controle é adicionar uma resistência virtual ao barramento durante perturbações de carga.

4.2.2 Dinâmica de Malha Aberta do Conversor Buck (EP1)

A dinâmica do modelo do conversor buck alimentando cargas resistivas e CPLs (cf. Fig. 4.21) pode ser representada por

$$L \frac{di_L}{dt} = uV_{in} - v_c - r_L i_L \quad (4.49)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_L - \frac{v_c}{R} - \frac{P}{v_c}, \quad (4.50)$$

em que v_c e i_L são os valores instantâneos de tensão do capacitor e corrente no indutor, respectivamente. A tensão em CC_1 é representada por V_{in} , R é a carga resistiva, P a carga de potência constante e r_L a resistência equivalente série do indutor.

Uma vez que o objetivo é realizar uma análise de estabilidade de grandes sinais, utiliza-se o modelo instantâneo comutado em que a função de comutação assume apenas dois valores possíveis $u \in \{0, 1\}$. Além disso, a análise considera a dinâmica de cada estado do interruptor como a base para o projeto do controlador. Dessa forma, para cada estado do interruptor uma análise dinâmica do sistema é apresentada para as variáveis de estado $x = \{i_L, v_c\}$, com $i_L > 0$ e $v_c > 0$ devido à característica unidirecional do conversor buck.

Existem duas situações especiais em que o sistema não se comporta como descrito em (4.49) e (4.50). Estas ocorrem quando

$v_c = 0$ e $i_L = 0$. Quando v_c tende a zero, a proteção do conversor atua prevenindo uma corrente excessiva devido à CPL, tal situação não é explorada neste trabalho. Em situações em que a corrente no indutor se extingue, i.e. o conversor opera em DCM, a dinâmica é descrita por

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= 0 \\ C \frac{dv_c}{dt} &= -\frac{v_c}{R} - \frac{P}{v_c}, \end{aligned} \quad (4.51)$$

para os dois casos, $u = 0$ e $u = 1$. Embora, para o último caso, essa dinâmica seja válida apenas quando $v_c > V_{in}$, caso contrário é governada novamente por (4.49) e (4.50).

Do ponto de vista dinâmico é importante conhecer a localização e a estabilidade dos pontos de equilíbrio para cada estado topológico (interruptor conduzindo ou bloqueado). Os pontos de equilíbrio se localizam na intersecção das *nullclines* de (4.49) e (4.50), i.e. as soluções quando a taxa de variação dos estados são nulas. Tais soluções são obtidas por

$$n_1 : uV_{in} - v_c - r_L i_L = 0 \quad (4.52)$$

$$n_2 : i_L - \frac{v_c}{R} - \frac{P}{v_c} = 0. \quad (4.53)$$

Quando o interruptor está bloqueado ($u = 0$), não existe solução. Logo, é impossível existir quaisquer pontos de equilíbrio, como ilustrado na Fig. 4.24. Quando o interruptor conduz ($u = 1$), n_1 é deslocada V_{in} unidades para a direita e alguns pontos de equilíbrio podem aparecer (cf. Fig. 4.24). Utilizando as *nullclines* (4.52) e (4.53) a condição necessária para o surgimento de um ponto de equilíbrio é

$$P < \frac{V_{in}^2}{4r_L(R+r_L)} = P_{lim}, \quad (4.54)$$

como ilustrado na Fig. 4.24. Quando $P = P_{lim}$, uma bifurcação sela-nó ocorre e para $P < P_{lim}$ dois pontos de equilíbrio surgem em (v_{cA}, i_{LA}) e (v_{cB}, i_{LB})

$$v_{cA,B} = \frac{RV_{in} \pm \sqrt{R^2V_{in}^2 - 4PRr_L(R+r_L)}}{2(R+r_L)} \quad (4.55)$$

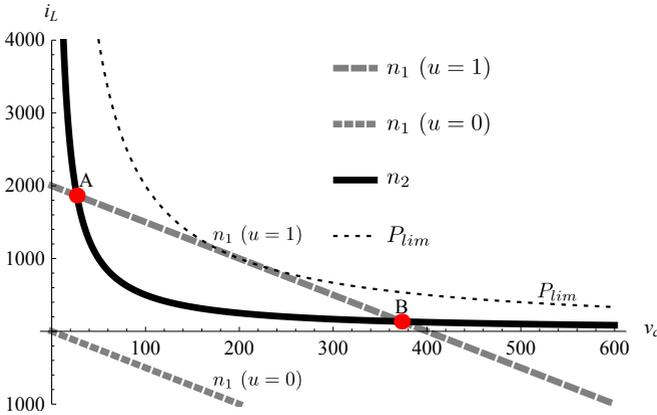


Fig. 4.24: Pontos de equilíbrio e *nullclines* do modelo. Adicionalmente, ilustra-se a curva limite da carga CPL (P_{lim}) para existência de equilíbrios.

$$i_{L_{A,B}} = \frac{v_{c_{A,B}}}{R} + \frac{P}{v_{c_{A,B}}}. \quad (4.56)$$

A estabilidade destes pontos de equilíbrio são determinados avaliando-se o jacobiano da matriz do sistema linearizado (MONTEIRO, 2006; PAGANO; PONCE, 2009). Assim, a partir do traço e determinante do jacobiano conclui-se:

1. O ponto de equilíbrio **A** é sempre um ponto de sela e sua separatriz determina a região onde o sistema força a tensão do capacitor a zero, como ilustrado na Fig. 4.25(b). Essa separatriz desempenha um papel importante na estabilidade do sistema quando variações de carga ocorrem. A separatriz delimita a região do espaço de estados em que o conversor sofre o colapso de tensão. Ao adentrar a região sombreada a tensão de saída do conversor é forçada a se anular, interrompendo o funcionamento do conversor (TAHIM et al., 2011). Cabe destacar que se $r_L \rightarrow 0$, o ponto **A** $\rightarrow \infty$, porém a região delimitada pela separatriz sofre pouca influência da resistência equivalente do indutor.
2. O ponto de equilíbrio **B** é estável para

$$P \leq \frac{V_{in}^2}{\frac{(CRr_L^2 + L(R + 2r_L))^2}{LR(L + CRr_L)}}, \quad \text{se } C \leq \frac{L}{r_L^2} \quad (4.57)$$

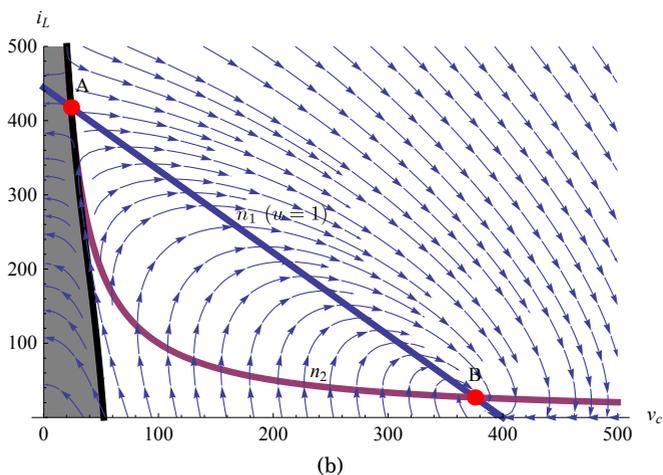
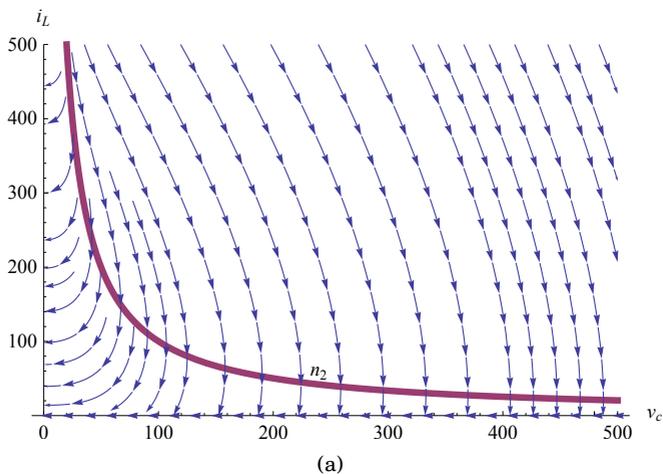


Fig. 4.25: (a) Retrato de fases e *nullclines* quando o interruptor está bloqueado ($r_L = 0.9 \Omega$, $P = 10 \text{ kW}$ e $R = 1 \text{ k}\Omega$), evidenciando a ausência de equilíbrios. (b) Retrato de fases e *nullclines* quando o interruptor está conduzindo ($r_L = 0.9 \Omega$, $P = 10 \text{ kW}$ e $R = 1 \text{ k}\Omega$). Destaca-se a região instável limitada por uma separatriz (área sombreada).

ou

$$P < P_{\text{lim}}, \quad \text{se } C > \frac{L}{r_L^2}, \quad (4.58)$$

e instável para

$$\frac{V_{\text{in}}^2}{\frac{(CRr_L^2 + L(R + 2r_L))^2}{LR(L + CRr_L)}} < P < P_{\text{lim}} \quad \text{se} \quad C < \frac{L}{r_L^2}. \quad (4.59)$$

Na transição dos dois casos ocorre uma bifurcação de Hopf que resulta em um ciclo limite estável em volta do ponto de equilíbrio instável operando em DCM.

4.2.3 Washout SMC

A dinâmica e os pontos de equilíbrio do sistema governados por (4.49) e (4.50) dependem da carga equivalente (P e R) presente no barramento. Para rastrear tais equilíbrios, incorpora-se o filtro passa-alta *washout* na estrutura do SMC, como descrito na Seção 4.1.3.1.

A inclusão do filtro adiciona ao modelo a equação diferencial

$$\frac{dz}{dt} = \omega(i_L - z), \quad (4.60)$$

em que $z = i_L - i_F$ e ω deve ser atribuído com uma frequência inferior à frequência natural do sistema. Conseqüentemente, para o modelo aumentado $\mathbf{x} = \{i_L, v_c, z\} \in \mathbb{R}^3$ a superfície de comutação do SMC define-se como

$$h(\mathbf{x}) = v_c - v_{c_{\text{ref}}} + k(i_L - z) = 0, \quad (4.61)$$

em que $v_{c_{\text{ref}}}$ é a tensão de saída desejada de EP1 e $k > 0$ é o parâmetro de controle a ser adequadamente ajustado. Adota-se aqui a seguinte lei de controle

$$u = \begin{cases} u^- = 0, & \text{se } h(\mathbf{x}) > 0 \\ u^+ = 1, & \text{se } h(\mathbf{x}) < 0. \end{cases} \quad (4.62)$$

Portanto, o modelo completo CCM do sistema com a lei de controle SMC é obtida combinando-se os dois vetores de campo, $\mathbf{f}^+(\mathbf{x})$

quando o interruptor está conduzindo e $\mathbf{f}^-(\mathbf{x})$ quando bloqueado

$$\mathbf{f}^+(\mathbf{x}) = \left[\begin{array}{c} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \\ \dot{z} \end{array} \right]_{u=1} = \left[\begin{array}{c} \frac{1}{L}(V_{in} - v_c - r_L i_L) \\ \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_c}{R} - \frac{P}{v_c}) \\ \omega(i_L - z) \end{array} \right] \quad (4.63)$$

$$\mathbf{f}^-(\mathbf{x}) = \left[\begin{array}{c} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \\ \dot{z} \end{array} \right]_{u=0} = \left[\begin{array}{c} \frac{1}{L}(-v_c - r_L i_L) \\ \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_c}{R} - \frac{P}{v_c}) \\ \omega(i_L - z) \end{array} \right], \quad (4.64)$$

de acordo com o sinal de $h(\mathbf{x})$.

O modo de deslizamento ocorre quando a trajetória das variáveis de estado atingem a superfície de comutação ($h(\mathbf{x}) = 0$) dentro da região definida por

$$\langle \nabla h, \mathbf{f}^- \rangle \geq 0 \quad \text{e} \quad \langle \nabla h, \mathbf{f}^+ \rangle \leq 0, \quad (4.65)$$

e o sistema passa a ser governado pela dinâmica

$$\mathbf{f}_s = \left[\begin{array}{c} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \\ \dot{z} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \frac{PR + v_c^2 - v_c i_L R + RCk\omega v_c(i_L - z)}{CkRv_c} \\ \frac{i_L R v_c - PR - v_c^2}{CRv_c} \\ \omega(i_L - z) \end{array} \right]. \quad (4.66)$$

O único ponto de equilíbrio de (4.66) (pseudo-equilíbrio do sistema) é

$$\mathbf{e}_{f_s} = (i_L^*, v_c^*, z^*) = \left(\frac{P}{v_{c_{ref}}} + \frac{v_{c_{ref}}}{R}, \quad v_{c_{ref}}, \quad \frac{P}{v_{c_{ref}}} + \frac{v_{c_{ref}}}{R} \right). \quad (4.67)$$

É necessário determinar a estabilidade do ponto de equilíbrio dado por (4.67). Haja vista que as duas variáveis de interesse são i_L e v_c e que durante o deslizamento a trajetória está sobre a superfície, pode-se eliminar a componente z utilizando a condição $h(\mathbf{x}) = 0$. Substituindo $-k(i_L - z) = v_c - v_{c_{ref}}$ em (4.66) nota-se que a dinâmica de i_L e v_c são independentes de z durante o deslizamento, permitindo tratar a estabilidade por um campo vetorial reduzido

dado por

$$f_{\text{sp}} = \left[\begin{array}{c} \frac{PR + v_c^2 - v_c i_L R - RC\omega v_c (v_c - v_{c_{\text{ref}}})}{CkRv_c} \\ - \frac{PR - i_L R v_c + v_c^2}{CRv_c} \end{array} \right]. \quad (4.68)$$

A análise de estabilidade do ponto de equilíbrio é obtida por meio do jacobiano de (4.68) no ponto e_{f_s}

$$J_{f_{\text{sp}}} = \left[\begin{array}{cc} -\frac{1}{Ck} & \frac{v_{c_{\text{ref}}}^2 - R(P + Cv_{c_{\text{ref}}}^2 \omega)}{CkRv_{c_{\text{ref}}}^2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} + \frac{P}{Cv_{c_{\text{ref}}}^2} \end{array} \right]. \quad (4.69)$$

Assim, as restrições para que o ponto equilíbrio seja estável sobre a superfície de comutação são

$$D(J_{f_{\text{sp}}}) = \frac{\omega}{Ck} > 0 \quad (4.70)$$

$$T(J_{f_{\text{sp}}}) = -\frac{1}{C} \left(\frac{1}{k} + \frac{1}{R} - \frac{P}{v_{c_{\text{ref}}}^2} \right) < 0, \quad (4.71)$$

em que $D(J_{f_{\text{sp}}})$ e $T(J_{f_{\text{sp}}})$ são o determinante e traço de (4.69), respectivamente.

A restrição dada por (4.70) é sempre satisfeita, pois todas as variáveis são maiores do que zero. Portanto, o ponto de equilíbrio da malha fechada é estável se (4.71) é satisfeita, i.e. para cada k escolhido há uma combinação de P e R que torna o ponto de equilíbrio estável. Tal combinação é obtida por todos os pontos sob a curva de um dado k , como ilustrado na Fig. 4.26.

Isolando-se P em (4.71) obtém-se

$$P < \frac{v_{c_{\text{ref}}}^2}{kR} \frac{1}{k + R}. \quad (4.72)$$

Analisando (4.72), é possível interpretar o parâmetro k como uma resistência incremental conectada ao barramento em paralelo à R durante transitórios. Esta resistência aumenta a potência resistiva caso $0 < k < R$, tornando o sistema mais amortecido (mais estável). Para projetar o SMC, P_{max} e R_{max} são previamente definidos e o parâmetro k é escolhido [cf. Fig. 4.26] para manter o sistema estável.

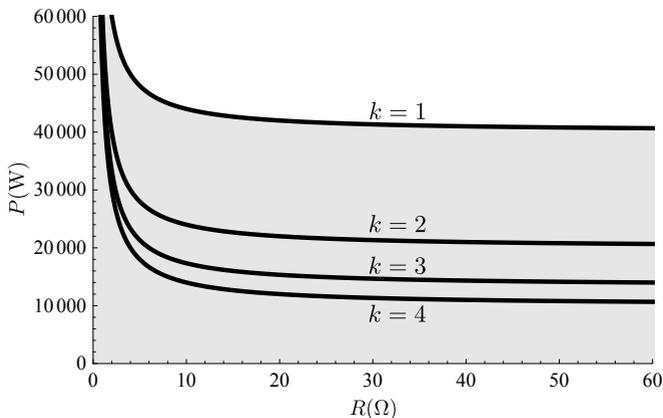


Fig. 4.26: Região de estabilidade do buck EP1 em função de k . Abaixo de cada curva está a região de combinação de carga P e R em que o sistema é estável

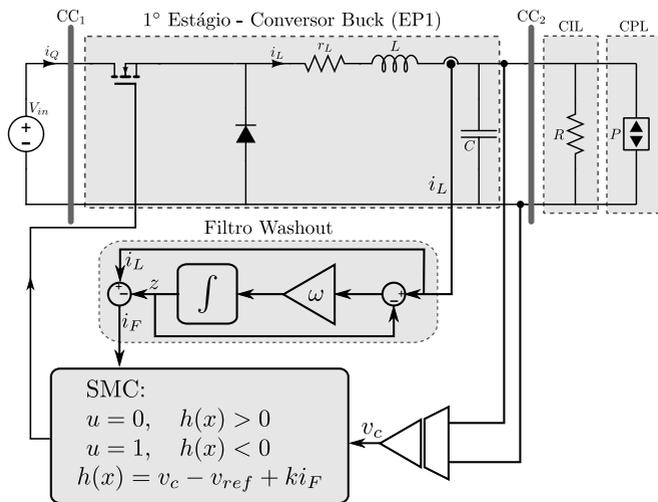


Fig. 4.27: SMC baseado em um filtro *washout* para o conversor buck.

Embora esta seja uma condição necessária, o controlador possui uma região de atração (região de estabilidade local) que é limitada pela separatriz [cf. Fig. 4.25(b)]. Durante a variação de carga as variáveis de estado podem cruzar tal linha e o sistema torna-se instável. Nessa condição, a proteção do conversor de EP1 deve atuar

desligando o sistema para prevenir correntes excessivas. A equação da separatriz pode ser obtida da relação (KWASINSKI; KREIN, 2007)

$$\frac{di_L}{dt} > \frac{d}{dt} \left(\frac{P}{v_c} + \frac{v_c}{R} \right), \quad (4.73)$$

que resulta em

$$i_L = \frac{v_c^4(L - CR^2) + v_c^3CR^2V_{in} - LP^2R^2}{v_c^3R(L + CRr_L) - v_cLPR^2}. \quad (4.74)$$

A função da separatriz depende de R e, principalmente do parâmetro P . Portanto, a região de estabilidade local do controlador aumenta à medida que a potência CPL é reduzida (cf. Fig. 4.29).

O projeto do SMC não impõe qualquer limite de frequência para a comutação dos interruptores. Para minimizar tal problema, a função de comutação é substituída por uma banda de histerese clássica para limitar a máxima frequência de comutação. A complexidade de projeto do controlador proposto, em comparação com os controladores lineares, é compensada pela simplicidade de implementação, como pode ser visto na Fig. 4.27. Tal método não necessita de modulação o que faz o sinal de controle ser aplicado diretamente sobre os interruptores.

4.2.4 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação, obtidos pelo simulador PSIM, são apresentados como forma de validar o desempenho do controlador proposto sob variações de carga. Os valores do conversor buck simulado estão descritos na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Parâmetros do conversor Buck (EP1 - SMC *washout*).

V_{in}	L	C	r_L	v_{ref}
400 V	0,5 mH	1 mF	0,02 Ω	200 V

As condições iniciais do conversor buck EP1 foram definidas como $v_{c0} = 100$ V, $i_{L0} = 0$ A, que está dentro da região de atração do controlador. Caso o conversor partisse da condição inicial $(v_{c0}, i_{L0}) = (0, 0)$, este necessitaria de procedimento de inicialização para alcançar a região de atração em que o controlador é efetivo.

Os parâmetros do controlador utilizados na simulação são

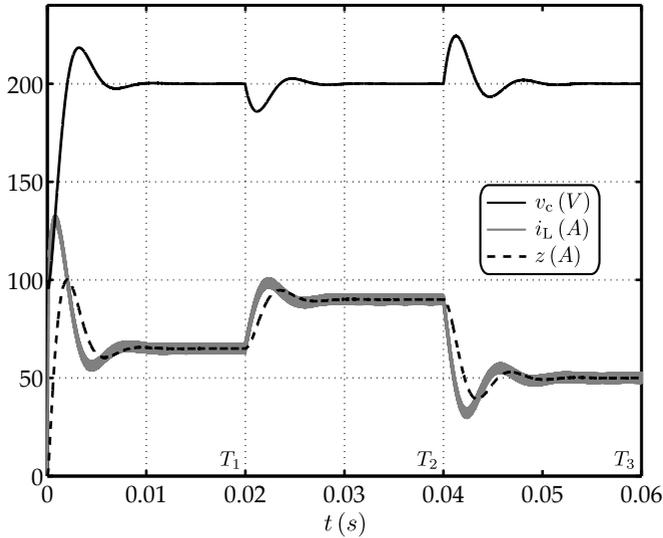


Fig. 4.28: Resposta temporal de corrente i_L e tensão v_c sob variações de carga.

- $\omega = 1000 \text{ rad/s}$;
- $k = 1$;
- $v_{c_{\text{ref}}} = 200 \text{ V}$;

para um sistema inicializado com $P = 5 \text{ kW}$ e $R = 5 \Omega$. Posteriormente, duas variações de carga foram impostas ao sistema:

1. em $t = T_1 = 0,02 \text{ s}$, P varia de 5 kW para 10 kW ;
2. em $t = T_2 = 0,04 \text{ s}$, R varia de 5Ω para $1 \text{ M}\Omega$;

Resultados de simulação do sistema confirmam que o controle proposto é capaz de manter a tensão no barramento estável sob variações de cargas ativa (P), como demonstra a dinâmica temporal na Fig. 4.28 e em retrato de fases na Fig. 4.29.

4.3 Conclusão do Capítulo

Este capítulo discutiu a característica CPL presente em sistemas de distribuição CC devido a típica arquitetura de múltiplos estágios. O efeito instabilizante imposto por esse tipo de carga,

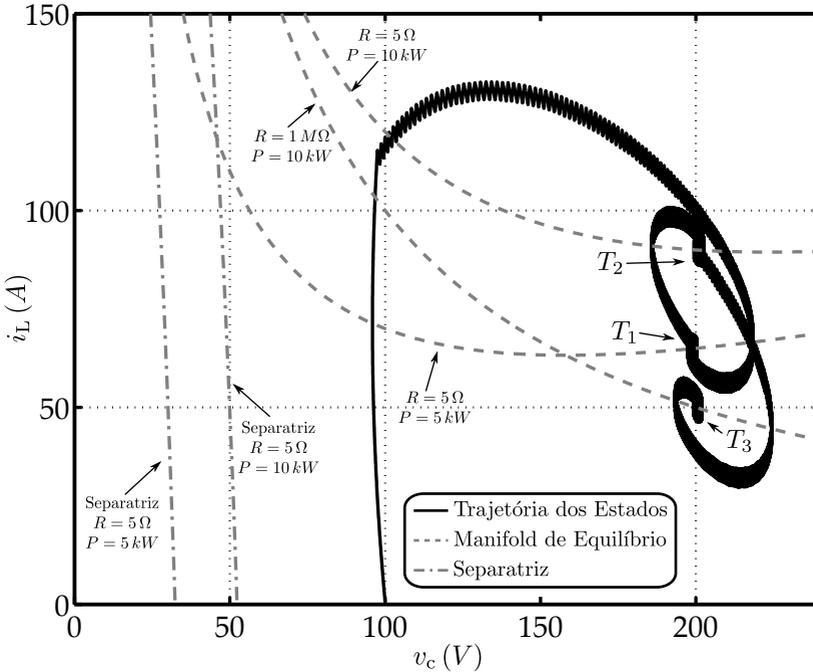


Fig. 4.29: Diagrama de espaço de estados no plano (v_c, i_L) destacando as trajetórias do sistema sob variações de carga.

bem como a análise de estabilidade é apresentada, expondo que o sistema pode ser instável em malha aberta.

Para estabilizar a tensão da rede sob variações de carga, foram propostos controladores por modos deslizantes para os conversores que regulam a tensão da rede. Para estes controladores, dois mecanismos de rejeição a perturbações de carga foram utilizados: (i) método baseado na integral do erro de tensão, denominado SMC integral; (ii) método baseado na utilização de um filtro passaltas (filtro *washout* para filtrar a corrente do indutor, denominado de SMC washout. Além disso, foram estabelecidas condições suficientes para garantir a estabilidade do sistema para grandes sinais. Adicionalmente, a análise de estabilidade para grandes sinais permite delimitar regiões no espaço de estados seguras e estabelece as diretrizes entre os valores dos ganhos dos controladores e a quantidade das cargas resistivas e CPLs para obtenção de uma rede estável.

Capítulo 5

Estabilidade em MRs CC Controladas por Droop

A maior preocupação durante o projeto de uma MR é a sua estabilidade, cuja unidade básica para estabilização e integração entre cargas e fontes é o conversor de potência (BLAABJERG et al., 2004; STRZELECKI; BENYSEK, 2008; BOROYEVICH et al., 2010). Em situações de emergência, as MRs operam no modo ilhado, sem qualquer comunicação e podem exigir múltiplas fontes para a estabilização do sistema. Em tal contexto, as fontes devem operar em paralelo e cooperar por meio de um esquema de controle distribuído, em que os conversores tomam as decisões em função das variáveis locais (CHEN et al., 2013). O projeto do controle distribuído é mais desafiador do que o de uma única fonte alimentando as cargas. Isso porque o conversor de potência, que faz o intermédio entre uma única fonte de tensão e as cargas, possui uma baixa impedância de saída, resultando em uma menor interação fonte-carga. Contudo, quando diversas fontes de tensão são responsáveis pela estabilidade de tensão no barramento, faz-se necessário aumentar a impedância de saída das fontes para melhorar o compartilhamento de corrente, técnica conhecida como controle por *droop* (GUERRERO et al., 2011; ANAND et al., 2013; LU et al., 2014; DRAGICEVIC et al., 2014). Dessa forma, as fontes distanciam-se da fonte de tensão ideal e a interação entre fontes e

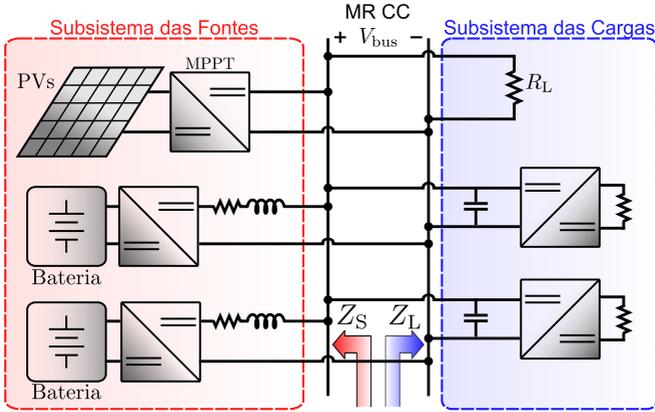


Fig. 5.1: Microrrede CC ilhada com os subsistemas das fontes e cargas em destaque.

cargas aumenta.

A maioria dos métodos de análise de estabilidade CC são baseados nos critérios de Middlebrook e Cuk, devido à facilidade em obter o ganho de malha aberta conhecendo-se apenas a impedância de saída do subsistema das fontes Z_s e a impedância de entrada do subsistema das cargas Z_L (MIDDLEBROOK; CUK, 1976; CHO et al., 1990; WILDRICK et al., 1995; LIU et al., 2003), como ilustrado na Fig. 5.1. Uma vez que MRs CC possuem uma alta inserção de cargas não lineares, tais cargas devem ser linearizadas em um ponto de operação para que os métodos baseados no critério de Middlebrook e Cuk possam ser utilizados. A linearização resulta em uma carga composta por uma resistência negativa em paralelo com uma fonte de corrente (RIVETTA et al., 2005; EMADI et al., 2006), modelo este adequado para a análise de estabilidade local, próximo ao ponto de operação de tensão. À vista disso, diversos pesquisadores tem tratado com sucesso o problema da instabilidade causada por CPLs utilizando a análise de estabilidade linear (RADWAN; MOHAMED, 2012b, 2012a; LIU et al., 2007). Contudo, MRs CC sob droop podem operar em níveis de tensão distantes do ponto de linearização (SCHONBERGER et al., 2006; SUN et al., 2011), tornando o modelo de resistência negativa linear inadequado para a análise de estabilidade sobre toda faixa de operação.

Para solucionar o problema da modelagem linear, alguns estudos sugerem a análise de estabilidade não linear para prever

o comportamento qualitativo global do sistema. Isso significa que é possível prever o comportamento global do sistema mesmo sem obter uma solução analítica. Tal abordagem modela os CPCs com uma característica de potência constante para qualquer tensão de operação utilizando o modelo do CPL ideal (KWASINSKI; ONWU-CHEKWA, 2010; TAHIM et al., 2011, 2012b; DU et al., 2013). Este modelo, embora conservativo, mantém as não linearidades e é utilizado neste capítulo. O maior problema da análise de estabilidade não linear é o alto número de equações diferenciais, que podem torná-la muito complexa ou não resultar na compreensão de como a interação das variáveis afetam a estabilidade. Baseado nestas informações, este capítulo apresenta as seguintes contribuições:

- Uma modelagem aproximada das n fontes em paralelo operando em droop (e suas linhas de transmissão correspondentes) por apenas uma fonte equivalente e uma linha de transmissão (Seção 5.1). O modelo equivalente mantém o comportamento qualitativo do sistema e reduz as n equações diferenciais para apenas uma, tornando a análise de estabilidade não linear menos complexa.
- A relação entre a capacitância total no barramento, a linha de transmissão equivalente e a máxima carga permitida para que o sistema seja estável em toda a faixa de operação da tensão do barramento (Seção 5.3).
- A relação entre a quantidade de cargas (resistivas e CPLs) e os diferentes tipos de comportamentos dinâmicos que podem surgir utilizando a teoria de bifurcações (Seção 5.3).

As Seções 5.4 e 5.5 apresentam os resultados de simulação e experimentais que validam a modelagem simplificada do sistema para a análise de estabilidade.

5.1 Controle por Droop

As fontes em um esquema de controle distribuído operam cooperativamente para regular a tensão no barramento, porém adicionam o problema do compartilhamento de carga, em que cada fonte deve prover potência às cargas de maneira proporcional à sua capacidade. Em tal contexto, o compartilhamento de corrente é

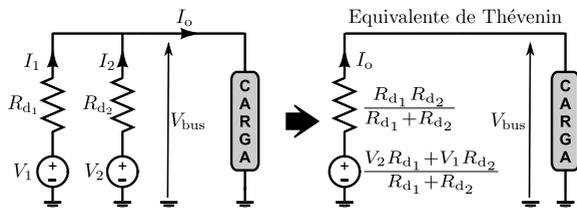


Fig. 5.2: Duas fontes em paralelo alimentando uma carga comum e correspondente circuito equivalente de Thévenin.

crítico para evitar sobrecargas sobre as fontes e aumentar a confiabilidade de sistemas de potência distribuídos.

No capítulo 3 destaca-se a interação entre fontes distribuídas quando incumbidas do controle da tensão do barramento. A análise é realizada sobre um circuito simplificado contendo duas fontes, V_1 e V_2 , alimentando uma carga comum, como ilustrado na Fig. 5.2. Mostra-se que a diferença no compartilhamento de corrente é dado por

$$I_1 - I_2 = \frac{2(V_1 - V_2)}{R_{d1} + R_{d2}} + \frac{(R_{d2} - R_{d1})}{R_{d1} + R_{d2}} I_0. \quad (5.1)$$

Portanto, a diferença na corrente entregue por cada fonte é inversamente proporcional a $(R_{d1} + R_{d2})$. À medida que as resistências de saída R_{d_i} crescem, o denominador de (5.1) é incrementado e conseqüentemente melhora-se o compartilhamento de carga. Assim, a ideia principal do controle por droop é aumentar a resistência de saída para reduzir a diferença entre as correntes.

O controle por droop é malha aberta, haja vista que os conversores não possuem uma realimentação da informação do compartilhamento de carga. Isto significa que a diferença na potência fornecida entre as fontes é minimizada forçando-se uma alta impedância de saída em cada fonte, porém nenhuma das fontes possui informação da potência entregue pelas demais fontes.

Ilustra-se na Fig. 5.3(a) o compartilhamento de corrente de duas fontes à medida que suas resistências de saída são gradualmente aumentadas por um fator α . As fontes de potência alimentam uma carga de 10 A com a mesma referência de tensão ($V_1 = V_2$) e resistências de saída de

$$R_{d1} = (1 + \alpha) \Omega \quad \text{e} \quad R_{d2} = (9 + \alpha) \Omega. \quad (5.2)$$

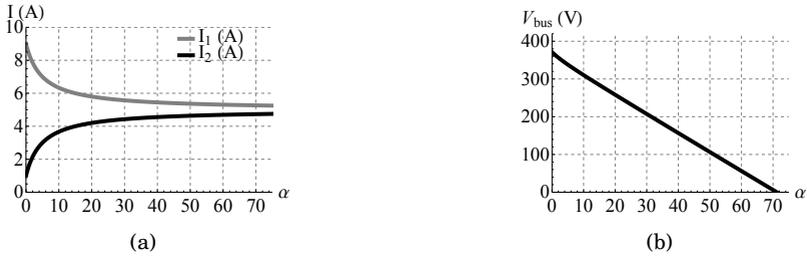


Fig. 5.3: Compartilhamento de carga utilizando droop; (a) Compartilhamento de carga à medida que as resistências de saída variam em função do fator α . (b) Degradação da tensão do barramento em função de α .

Por outro lado, aumentar a resistência de saída degrada a regulação da tensão do barramento (V_{bus}), como torna-se explícito pela equação obtida do circuito equivalente de Thévenin na Fig. 5.2.

$$V_{\text{bus}} = \underbrace{\frac{V_1 R_{d_2} + V_2 R_{d_1}}{R_{d_1} + R_{d_2}}}_{V_{\text{ref}}} - \underbrace{\frac{R_{d_1} R_{d_2}}{R_{d_1} + R_{d_2}}}_{R_d} I_o. \quad (5.3)$$

O aumento nas resistências de saída faz a resistência equivalente R_d crescer, degradando a regulação na tensão do barramento. Assim, há uma relação de compromisso entre a regulação de tensão e o compartilhamento de carga. Esta análise pode ser estendida para várias fontes em paralelo operando em droop e conectadas ao barramento por linhas de transmissão, como descrita na próxima seção.

5.1.1 Modelagem de Múltiplas Fontes Operando em Droop

A estrutura da MR explorada neste capítulo consiste de múltiplas fontes em paralelo conectadas a um barramento comum por meio de linhas de transmissão, como ilustrado na Fig. 5.4. Cada fonte sob droop é modelada como uma fonte de tensão ideal V_i em série com uma resistência de droop virtual R_{v_i} e uma linha de transmissão. Esta última modelada por uma resistência R_{t_i} em série com uma indutância L_{t_i} . O modelo obtido do circuito com n fontes na Fig. 5.4 é tratado desse ponto em diante como modelo n -fontes.

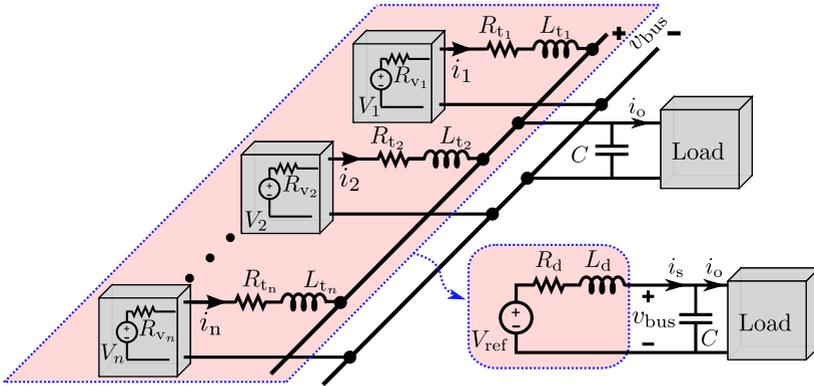


Fig. 5.4: MR CC composta de n fontes em droop (modelo completo) e o circuito equivalente proposto (modelo proposto).

As resistências de droop e da linha de transmissão estão em série (cf. Fig. 5.4) e podem ser representadas por uma única resistência equivalente

$$R_{d_i} = R_{v_i} + R_{t_i}. \quad (5.4)$$

O objetivo é controlar a resistência de saída da fonte, logo a resistência virtual é projetada para ser $R_{v_i} \gg R_{t_i}$, implicando

$$R_{d_i} \approx R_{v_i}. \quad (5.5)$$

Considerando que todas as fontes em paralelo possuem a mesma referência de tensão V_{ref}

$$V_{\text{ref}} = V_1 = V_2 = \dots = V_n \quad (5.6)$$

e sob a condição

$$\frac{R_{d_1}}{L_{t_1}} \approx \frac{R_{d_2}}{L_{t_2}} \dots \approx \frac{R_{d_n}}{L_{t_n}}, \quad (5.7)$$

pode-se provar que todo o subsistema das fontes pode ser aproximado por uma impedância equivalente R_d e L_d em série com uma fonte de tensão ideal, como ilustrado na Fig. 5.4. Este circuito equivalente é referenciado deste ponto em diante como *modelo equivalente*.

A maioria dos sistemas cujas fontes não utilizam o controle por droop ($R_{v_i} = 0$) atendem a condição (5.7), porque a razão

entre R_{t_i} e L_{t_i} geralmente é constante independente do comprimento da linha. Contudo, mesmo utilizando o controle por droop, o modelo equivalente é próximo do modelo n -fontes (n equações diferenciais) se o comprimento das linhas e a capacidade de potência são similares. Tais condições são comuns em pequenas MRs CC.

Para provar que o subsistema das fontes pode ser aproximado por apenas uma equação diferencial, utiliza-se a condição (5.6) em conjunto com o modelo n -fontes. Assim, cada linha de transmissão torna-se uma equação diferencial dada por

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{1}{L_{t_1}}(V_{\text{ref}} - v_{\text{bus}}) - \frac{R_{d_1}}{L_{t_1}}i_1 \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{1}{L_{t_2}}(V_{\text{ref}} - v_{\text{bus}}) - \frac{R_{d_2}}{L_{t_2}}i_2 \\ &\vdots \\ \frac{di_n}{dt} &= \frac{1}{L_{t_n}}(V_{\text{ref}} - v_{\text{bus}}) - \frac{R_{d_n}}{L_{t_n}}i_n. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Além disso, a corrente total fornecida pelas fontes, denotada por i_s , é a soma das correntes de cada linha de transmissão

$$i_s = i_1 + i_2 + \dots + i_n. \quad (5.9)$$

À vista disso, a soma das n equações diferenciais em (5.8) é

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^n i_i, \quad (5.10)$$

que pode ser representada como

$$\frac{di_s}{dt} = \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{L_{t_i}} \right) (V_{\text{ref}} - v_{\text{bus}}) - \sum_{i=1}^n \frac{R_{d_i}}{L_{t_i}} i_i. \quad (5.11)$$

Substituindo a condição (5.7) em (5.11) obtém-se uma equação diferencial aproximada

$$\frac{di_s}{dt} \approx \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{L_{t_i}} \right) (V_{\text{ref}} - v_{\text{bus}}) - \frac{R_{d_i}}{L_{t_i}} i_s. \quad (5.12)$$

A escolha da razão R_{d_i}/L_{t_i} em (5.12) entre todas as possibilidades de (5.7), é obtido por um valor estimado dado pela razão de R_{d_μ} e L_{t_μ}

$$\frac{R_{d_i}}{L_{t_i}} \approx \frac{R_{d_\mu}}{L_{t_\mu}}, \quad (5.13)$$

em que R_{d_μ} e L_{t_μ} são a média aritmética de R_{d_i} e L_{t_i} , respectivamente

$$R_{d_\mu} = \frac{\sum_{i=1}^n R_{d_i}}{n} \quad \text{and} \quad L_{t_\mu} = \frac{\sum_{i=1}^n L_{t_i}}{n}. \quad (5.14)$$

Multiplicando ambos os lados de (5.12) por

$$L_d = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{L_{t_i}}}, \quad (5.15)$$

e utilizando (5.13), resulta

$$L_d \frac{di_s}{dt} \approx (V_{\text{ref}} - v_{\text{bus}}) - R_{d_\mu} \frac{L_d}{L_{t_\mu}} i_s. \quad (5.16)$$

Por conseguinte, o circuito equivalente na Fig. 5.4 é analiticamente descrito por (5.16) quando apresentado como segue

$$L_d \frac{di_s}{dt} \approx (V_{\text{ref}} - v_{\text{bus}}) - R_d i_s, \quad (5.17)$$

em que

$$R_d = R_{d_\mu} \frac{L_d}{L_{t_\mu}}. \quad (5.18)$$

O objetivo do modelo proposto é reduzir as n equações diferenciais relacionadas às n linhas de transmissão em paralelo por apenas uma. Portanto, facilita a determinação dos pontos de equilíbrio do sistema e principalmente a análise de estabilidade de cada um deles. Para provar a eficácia dessa abordagem, a impedância de saída do modelo *completo* de 3 fontes em paralelo (incluindo a dinâmica interna dos conversores) é comparada ao dos modelos *equivalente* e de *n-fontes*.

A resistência de droop virtual da fonte V_1 é projetada com um valor de $R_{V_1} = 0.2 \Omega$ e está conectada à rede por meio da linha de transmissão $T_{L_1} = [28.5 \text{ m}\Omega, 436.5 \mu\text{H}]$. Os valores dos parâmetros

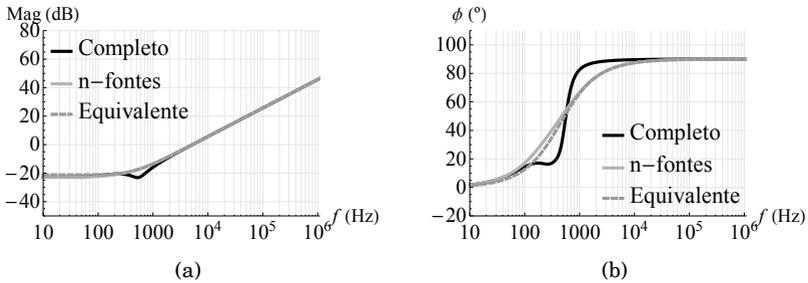


Fig. 5.5: Comparação da impedância de saída das fontes para os modelos completo, equivalente e de n -fontes. (a) Magnitude (dB); (b) Fase (graus).

V_2 e V_3 estão relacionadas à fonte V_1 , como descrito na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros de V_2 e V_3 em função de V_1 .

Parâmetros das Fontes	R_{V_2}	R_{V_3}	T_{L_2}	T_{L_3}
Valores	$0.5R_{V_1}$	$2R_{V_1}$	$1.4T_{L_1}$	$1.8T_{L_1}$

As fontes de energia são modeladas como fontes ideais neste trabalho. Contudo, fontes reais possuem uma dinâmica interna que pode influenciar na estabilidade do sistema. Tipicamente, o controle das fontes possui uma estrutura em cascata, composta de uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A dinâmica principal é determinada pela malha externa, visto que é projetada para ser significativamente mais lenta do que a malha interna.

Assumindo estas restrições, o modelo equivalente proposto funciona adequadamente para a análise de estabilidade do sistema. Para validar esta modelagem, está ilustrado na Fig. 5.5 os diagramas de Bode das fontes com as impedâncias da linha de transmissão correspondente ao: (i) modelo completo que inclui a dinâmica interna das fontes; (ii) modelo de n -fontes e (iii) modelo equivalente. A comparação evidencia que quando as linhas de transmissão são pequenas e possuem comprimentos similares e resistências de droop reduzidas, a aproximação é suficientemente precisa para a análise de estabilidade.

Do circuito equivalente na Fig. 5.4, duas informações importantes podem ser obtidas:

1. a tensão em regime permanente do barramento de tensão

$$V_{\text{bus}} = V_{\text{ref}} - R_d I_o, \quad I_o = I_s; \quad (5.19)$$

2. e a máxima potência que pode ser transferida para a carga

$$P_{\text{max}} = \frac{V_{\text{ref}}^2}{4R_d}. \quad (5.20)$$

A segunda informação é importante porque *existe um tipo de instabilidade que está relacionada à habilidade do sistema de prover a potência demandada pela carga*. Quando a carga demanda mais potência do que P_{max} , a tensão do barramento cai abruptamente. Este fenômeno é detalhado nas seções seguintes.

5.2 Modelagem da Microrrede CC

A MR CC avaliada neste capítulo possui uma configuração típica de situações de emergência, em que opera no modo ilhado e sem qualquer comunicação, como ilustrado na Fig. 5.1. Assim, o controlador do conversor de potência utiliza apenas as informações das variáveis locais. A configuração é composta dos seguintes elementos:

- uma fonte de energia renovável operando em MPPT;
- duas baterias de igual capacidade operando em droop;
- linhas de transmissão;
- cargas ativas (CPCs);
- cargas resistivas;
- capacitores no barramento.

Os elementos críticos do modelo em uma MR CC são as cargas e as fontes, cujo comportamento depende do controle de seus conversores. Fontes operando em MPPT são modeladas como CPSs, enquanto as baterias, operando em droop, por uma fonte ideal em série com a resistência virtual imposta pelo controlador, como ilustrado na Fig. 5.6.

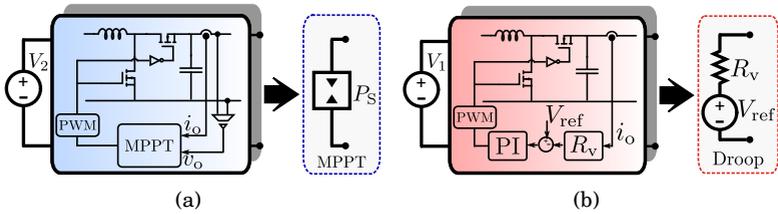


Fig. 5.6: Modelos das fontes. (a) MPPT. (b) Droop.

Os conversores no ponto de carga são modelados como CPLs ideais

$$i(v) = \frac{P}{v}. \quad (5.21)$$

Sob tal modelagem uma análise de bifurcação analítica é realizada para determinar o comportamento dinâmico do sistema. Posteriormente na seção 5.4, uma análise de bifurcação obtida por métodos numéricos utiliza o modelo VCCS por partes para os conversores no ponto de carga

$$i(v) = \begin{cases} \frac{P}{v}, & \text{se } v > V_{th} \\ \frac{P}{V_{th}^2}v, & \text{se } v \leq V_{th}. \end{cases} \quad (5.22)$$

O objetivo é compreender a influência no comportamento dinâmico do sistema quando se inclui os limites de tensão de operação dos conversores (saturação).

5.2.1 Circuito do Modelo Equivalente e Dinâmica do Sistema

As baterias em paralelo operando em droop e suas correspondentes linhas de transmissão são modeladas como uma fonte de tensão equivalente (V_{ref}) em série com uma resistência R_d e uma indutância L_d , obtidas por (5.18) and (5.15), respectivamente. As capacitâncias de entrada dos conversores no ponto de carga são representadas por uma capacitância combinada C dada por

$$C = \sum_i C_i, \quad (5.23)$$

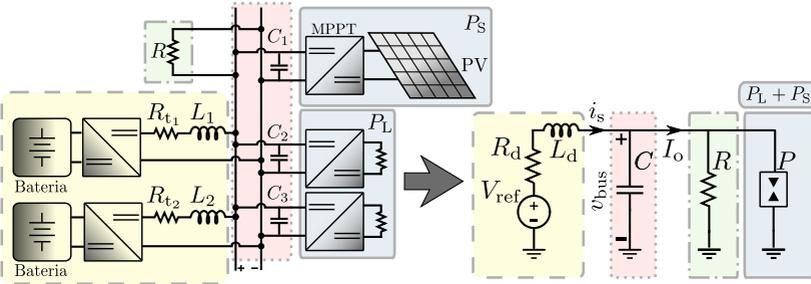


Fig. 5.7: MR CC e o modelo do circuito equivalente.

em que C_i são as capacitâncias em paralelo presentes no barramento. A fonte renovável operando em MPPT é considerada uma CPSs, enquanto os conversores no ponto de carga como CPLs ideais. A potência total dos CPLs na MR é P_L (positiva) e a potência total do CPS é P_S (negativa). Como CPLs e CPSs se comportam da mesma maneira, podem ser modeladas como uma CPL combinada que demanda uma potência constante P , dada por

$$P = P_L + P_S, \quad P_L \geq 0 \quad \text{e} \quad P_S \leq 0. \quad (5.24)$$

Portanto, os elementos ilustrados na Fig. 5.7, P , R e C correspondem à CPL equivalente, à carga resistiva e à capacitância combinada, respectivamente.

A partir do modelo equivalente na Fig. 5.7 obtém-se a dinâmica da MR CC

$$\begin{aligned} \frac{di_s}{dt} &= \frac{1}{L_d} (V_{\text{ref}} - v_{\text{bus}} - R_d i_s) \\ \frac{dv_{\text{bus}}}{dt} &= \frac{1}{C} \left(i_s - \frac{v_{\text{bus}}}{R} - \frac{P}{v_{\text{bus}}} \right). \end{aligned} \quad (5.25)$$

5.3 Análise de Estabilidade

A análise estática determina os pontos de equilíbrio do sistema, estes obtidos igualando-se (5.25) a zero. Os dois pontos de

equilíbrio $e_i = [\bar{I}_{s_i}, \bar{V}_{\text{bus}_i}]$ são

$$\begin{aligned} e_1 &= \left(\frac{V_{\text{ref}} - \bar{V}_{\text{bus}_1}}{R_d}, \frac{RV_{\text{ref}} - q}{2(R_d + R)} \right) \\ e_2 &= \left(\frac{V_{\text{ref}} - \bar{V}_{\text{bus}_2}}{R_d}, \frac{RV_{\text{ref}} + q}{2(R_d + R)} \right), \end{aligned} \quad (5.26)$$

em que $q = \sqrt{R^2 V_{\text{ref}}^2 - 4PRR_d(R_d + R)}$.

Assim, a condição necessária para a existência de pontos de equilíbrio é

$$P < \frac{R}{R_d + R} \frac{V_{\text{ref}}^2}{4R_d} = \frac{R}{R_d + R} P_{\text{max}}. \quad (5.27)$$

A análise estática provê as condições de carga para a existência de pontos de equilíbrio, porém não especifica a estabilidade de tais pontos. Portanto, a análise dinâmica é necessária para determinar quais destes equilíbrios são estáveis.

A estabilidade local é obtida pelo cálculo da matriz Jacobiana em cada ponto de equilíbrio

$$J = \begin{pmatrix} -\frac{R_d}{L_d} & -\frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} \left(\frac{P}{\bar{V}_{\text{bus}}^2} - \frac{1}{R} \right) \end{pmatrix}, \quad (5.28)$$

cuja estabilidade é determinada pelos autovalores desta matriz J .

5.3.1 Estabilidade do Equilíbrio $e_1 = (\bar{I}_{s_1}, \bar{V}_{\text{bus}_1})$

A matriz Jacobiana em (5.28), calculada em e_1 , possui um determinante negativo $D(J) < 0$ em qualquer condição de carga. Em sistemas planares, isto significa a existência de dois autovalores com sinais opostos. Portanto, o equilíbrio é uma ponto de sela e consequentemente sempre instável.

5.3.2 Estabilidade do Equilíbrio $e_2 = (\bar{I}_{s_2}, \bar{V}_{\text{bus}_2})$

O segundo ponto de equilíbrio é estável quando o traço de (5.28) é menor do que zero ($T(J) < 0$) e o determinante é maior do que zero ($D(J) > 0$). Solucionando tais inequações obtêm-se dois casos em que a estabilidade de e_2 é garantida:

Tabela 5.2: Parâmetros do circuito de simulação de uma MR CC de 380 V.

	$R_v (\Omega)$	$R_t (\text{m}\Omega)$	$L_t (\mu\text{H})$	$C (\text{mF})$	$R (\Omega)$	$P (\text{W})$
DG 1	0.2	28.5	436.5	1	500	Variável
DG 2	0.2	57	873			

I. $C > \frac{L_d}{R_d^2}$, o sistema é estável quando

$$P < P_I = \frac{RV_{\text{ref}}^2}{4R_d(R_d + R)} = \frac{R}{R_d + R}P_{\text{max}}; \quad (5.29)$$

II. $C \leq \frac{L_d}{R_d^2}$, o sistema é estável quando

$$P < P_{II} = \frac{L_d RV_{\text{ref}}^2 (CR_d R + L_d)}{(CR_d^2 R + L_d(2R_d + R))^2}. \quad (5.30)$$

Quando a capacitância combinada C pertence ao caso I, o ponto de equilíbrio é estável para qualquer valor de P dentro das condições de existência dos equilíbrios descrita em (5.27). *O sistema do caso I possui apenas um tipo de instabilidade relacionada à incapacidade do sistema em prover a potência demandada pela carga em $P = P_I$. Por outro lado, se C pertence ao caso II, o equilíbrio é estável sobre uma faixa menor de valores de carga ($P < P_{II}$). Neste caso, a instabilidade ocorre em $P = P_{II}$ em razão da interação entre os subsistemas de fontes e cargas.*

Portanto, em um sistema do caso II, quando o valor de P é aumentado até que ele alcance P_{II} , uma bifurcação de Hopf (H) subcrítica ocorre e o equilíbrio torna-se instável (GUCKENHEIMER; HOLMES, 1983). A Fig. 5.8 ilustra todos os valores possíveis dos equilíbrios e_1 e e_2 variando-se o valor de P para um sistema do caso II, cujos parâmetros estão descritos na Tabela 5.2. O sistema possui uma tensão nominal de 380 V e a CPL é um conversor buck (380 V-150 V) alimentando uma resistência variável. Esta configuração é projetada para ser um sistema do caso II com um $R_d = 0.11 \Omega$ e $L_d = 291 \mu\text{H}$.

O equilíbrio e_2 é instável para qualquer valor de P maior do que P_{II} e menor do que P_I (cf. Fig. 5.8). Não existem pontos de equilíbrio para valores de P acima de P_I , porque uma bifurcação sela-nó SN_{eq} (GUCKENHEIMER; HOLMES, 1983) ocorre quando

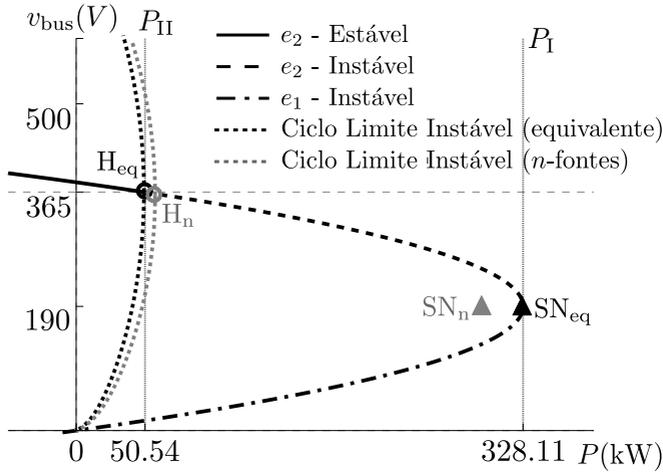


Fig. 5.8: Diagrama de bifurcação dos pontos de equilíbrio em função de P com uma carga resistiva $R = 500 \Omega$ para um sistema do caso II. Os pontos H_{eq} e H_n representam a bifurcação de Hopf dos modelos equivalente e n -fontes, respectivamente. A mesma notação é utilizada para os pontos sela-nó, SN_{eq} e SN_n .

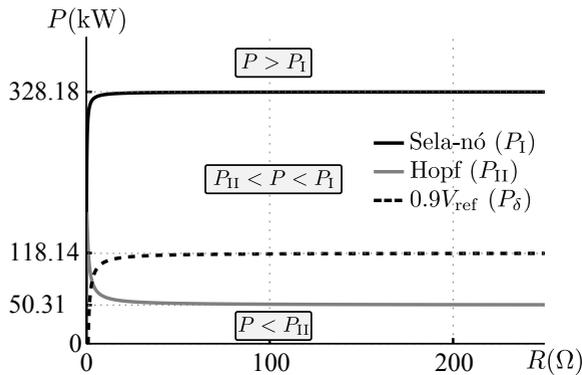


Fig. 5.9: Regiões de estabilidade para qualquer combinação de cargas resistivas e CPL de um sistema do caso II utilizando o modelo equivalente.

e_1 e e_2 se encontram em P_1 e ambos os pontos de equilíbrio desaparecem.

A Fig. 5.9 ilustra um diagrama no plano (R, P) representando todas as condições de carga para o sistema descrito na Tabela

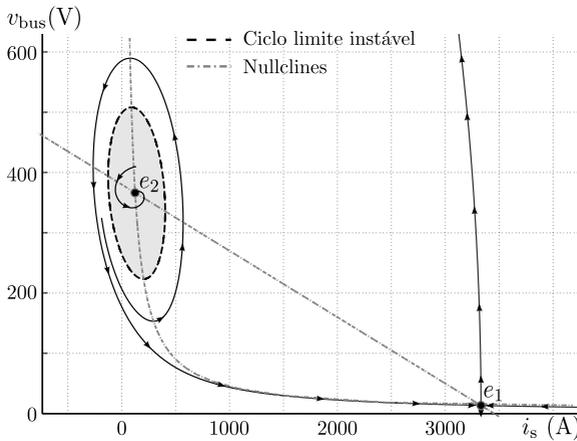


Fig. 5.10: Retrato de fases típico de um sistema do caso II quando $P < P_{II}$. Resultado obtido utilizando o modelo do CPL ideal.

5.2. As linhas contínuas em preto e cinza são P_I e P_{II} , respectivamente. Quando a carga do sistema está abaixo da linha cinza, o equilíbrio e_2 é estável, caso contrário é instável. Na linha cinza ocorre uma bifurcação de Hopf (H) subcrítica e na linha em preto uma bifurcação sela-nó (SN), i.e. acima desta linha não existem pontos de equilíbrio.

Um retrato de fases típico para um sistema do caso II quando $P < P_{II}$ (e_2 estável) está ilustrado na Fig. 5.10. Há sempre um ciclo limite instável em volta do ponto de equilíbrio que define a região de estabilidade (área sombreada). Por conseguinte, o estado sempre retorna ao ponto de equilíbrio para qualquer perturbação cujo desvio não cruza o ciclo limite instável. A área sombreada diminui à medida que P se aproxima de P_{II} . Ao atingir P_{II} uma bifurcação subcrítica de Hopf ocorre em e_2 e os dois pontos de equilíbrio são instáveis para qualquer $P_{II} < P < P_I$. Quando a carga $P > P_I$, não existem pontos de equilíbrio em virtude de uma bifurcação SN e a tensão do barramento vai a zero para qualquer condição inicial.

A estabilidade não é a única preocupação quando projeta-se uma MR, todas as cargas necessitam de uma tensão de barramento regulada dentro de uma faixa aceitável para operar corretamente. Neste cenário, os valores de P e R são limitados para manter a tensão dentro de uma faixa tolerável δ , especificada por uma

porcentagem do valor de referência V_{ref} . À vista disso, a restrição da tensão do barramento é dada por

$$\bar{V}_{\text{bus}} \geq \delta V_{\text{ref}}, \quad \text{with } 0.5 < \delta < 1. \quad (5.31)$$

A quantidade de cargas P e R que podem ser conectadas ao sistema sem exceder o limite da queda de tensão é obtido substituindo-se a tensão do ponto de equilíbrio e_2 em (5.31), que resulta na desigualdade

$$P < P_\delta = \frac{\delta V_{\text{ref}}^2 [R - \delta(R_d + R)]}{R_d R}. \quad (5.32)$$

Esta desigualdade define a carga permitida para manter a tensão do barramento dentro de uma faixa de tolerância. A região definida pela linha tracejada preta na Fig. 5.9 limita a região de carga permitida para manter a tensão dentro da faixa de 90% ($\delta = 0.9$) de 380 V. Dessa forma, a restrição da queda de tensão pode limitar a quantidade de carga permitida, mesmo o sistema sendo estável para uma carga superior. Isso significa que a queda de tensão pode ser mais restritiva do que as limitações de carga impostas pela estabilidade.

Os casos I e II mostram que quando aumenta-se R_d , a capacitância combinada C necessária para manter o sistema estável diminui. A relação entre C , L_d e R_d apresentadas nos casos I e II permitem dimensionar a capacitância necessária para a estabilidade do sistema, não apenas em um ponto de operação, mas em toda a faixa de tensão para uma dada carga. Baseado nesta análise, uma diretriz de projeto para obter um sistema estável é descrito.

5.3.3 Diretrizes Para o Projeto de MRs CC

A partir da análise prévia pode-se resumir os passos para se obter uma MR CC estável operando em droop (cf. Fig. 5.11):

1. Obter a capacidade de potência de cada fonte controlada por droop (P_{c_i}).
2. Estabelecer a faixa de tolerância desejada δ e a referência de tensão V_{ref} .
3. Estabelecer a máxima carga resistiva e CPL permitida na MR, R_{ML} e P_{ML} , respectivamente. À medida que a resistência

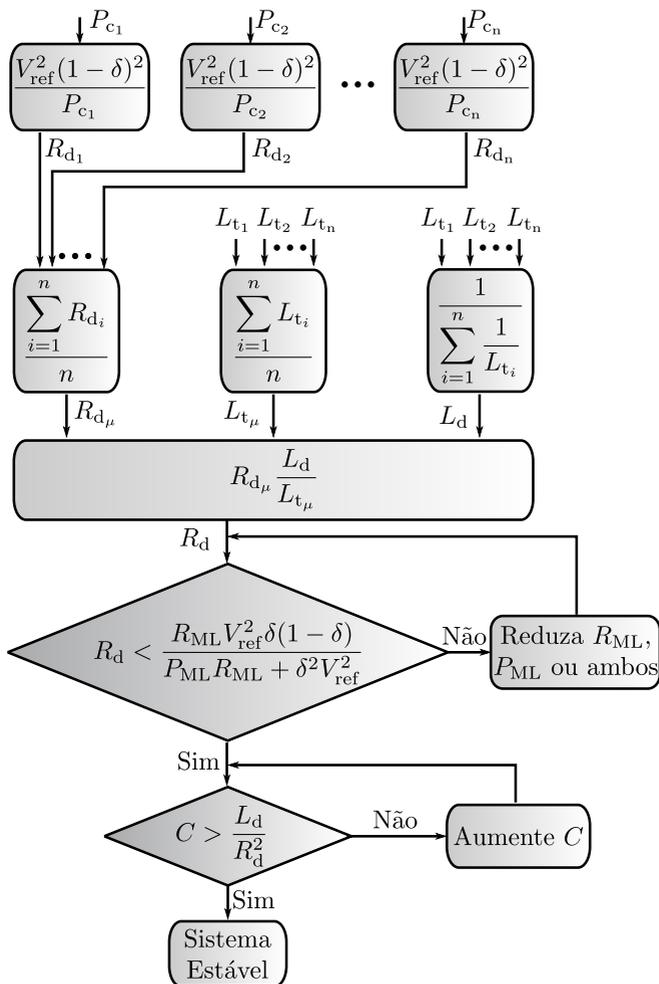


Fig. 5.11: Fluxograma de projeto de MRs CC.

é reduzida mais potência é demandada, como consequência P_{ML} é o máximo valor de P e R_{ML} é o mínimo valor de R .

A resistência de droop (R_{d_i}) é obtida da capacidade de potência de cada fonte, contanto que $R_{d_i} \gg R_{t_i}$, como descrito em 5.4. Utilizando os valores de R_{d_i} e L_{t_i} , obtém-se o valor de R_d que atende a especificação de queda de tensão em (5.32). Uma vez que a potência demandada pela cargas resistivas e CPLs é atendida,

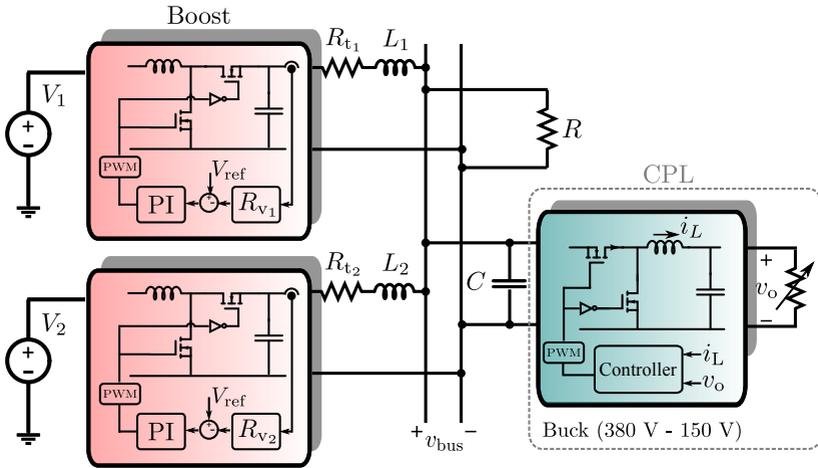


Fig. 5.12: Sistema do caso II utilizado para validar a análise de estabilidade.

ajusta-se o valor da capacitância para manter o sistema estável.

5.4 Resultados de Simulação

Nesta seção são ilustrados resultados de simulação para validar a análise de estabilidade sob variações de carga. Duas fontes em paralelo intermediadas por conversores de potência CC-CC são conectadas por meio de linhas de transmissão a um barramento com cargas resistivas e CPLs, como ilustrado na Fig. 5.12. As fontes possuem a mesma capacidade e operam em droop em um sistema do caso II com os parâmetros descritos na Tabela 5.2. O sistema possui uma tensão nominal de 380 V e a CPL é um conversor buck (380 V-150 V) alimentando uma resistência variável R_L . Esta configuração é projetada para ser um sistema do caso II com um $R_d = 0.11 \Omega$ e $L_d = 291 \mu\text{H}$. Utilizando estes valores em (5.30) é possível dizer que o sistema é estável para $P < P_{II} = 49,72 \text{ kW}$, em que ocorre uma bifurcação de Hopf (H) fazendo o sistema oscilar.

Para validar a estabilidade do sistema, variações de carga CPL são impostas ao sistemas e comparada à análise matemática. O sistema é avaliado pela variação da resistência R_L acoplada ao conversor no ponto de carga, tal procedimento é equivalente à variação da potência demandada pela CPL (P). A resistência é decre-

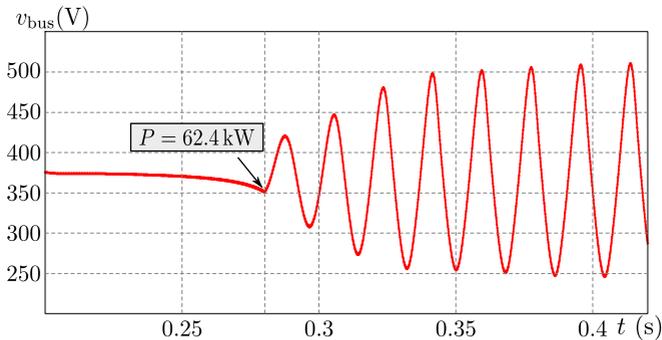


Fig. 5.13: Oscilação da tensão do barramento sob variação da CPL.

mentada de um valor inicial de $10\ \Omega$ em pequenos degraus até o sistema tornar-se instável. Este método é escolhido porque a análise de estabilidade é local e um degrau de alta magnitude pode fazer com que o estado saia da região de atração do equilíbrio, instabilizando o sistema, mesmo que o ponto de equilíbrio seja estável.

Está ilustrado na Fig. 5.13 o comportamento da tensão do barramento quando a CPL é aumentada em pequenos degraus. Quando P alcança $62,4\ \text{kW}$ uma bifurcação de Hopf subcrítica ocorre e o sistema começa a oscilar após este ponto crítico.

Esta oscilação é possível somente em sistemas do caso II, porque existe uma bifurcação de Hopf subcrítica antes que o valor da máxima transferência de potência seja alcançada. Os mesmos resultados estão ilustrados na Fig. 5.14 por meio de um diagrama de bifurcações [obtido utilizando o software AUTO (DOEDEL et al., 1998)] da tensão do barramento em função do parâmetro P . O diagrama foi obtido do modelo de n -fontes modelando-se o conversor no ponto de carga como uma VCCS por partes, conforme descrito em (5.22) e na Fig. 2.13.

É importante destacar que o ponto de bifurcação de Hopf (H) predita pelo modelo equivalente ($P_{\text{II}} = 49.72\ \text{kW}$) ocorre para um valor menor de P do que os obtidos para o modelo de n -fontes (H_n) e para o circuito completo (H_c), como ilustrado na Fig. 5.12. A diferença entre o ponto de bifurcação de Hopf predita pelo modelo equivalente e o modelo de n -fontes é devido à aproximação utilizada para representar as n fontes por apenas uma fonte equivalente. Para o circuito completo esta diferença ocorre por duas razões principais. A primeira, além da aproximação por uma única

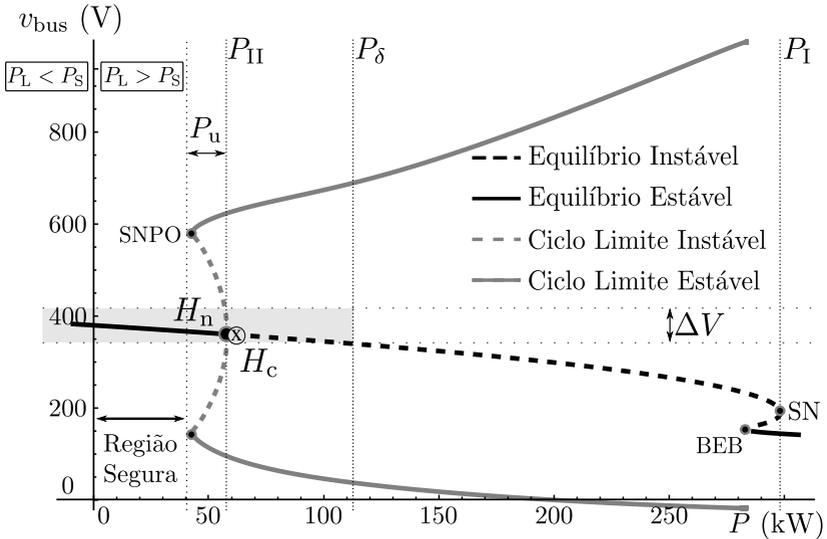


Fig. 5.14: Diagrama de bifurcação do sistema $P \times V_{\text{bus}}$. Os pontos H_c e H_n representam as bifurcações de Hopf obtidas do circuito da Fig. 5.12 e do modelo n -fontes, respectivamente.

fonte, o modelo desconsidera a dinâmica interna dos conversores das fontes. A segunda razão, e não menos importante, é o efeito da modelagem conservativa adotada para os CPCs, considerados como CPLs ideais. CPCs não possuem uma característica de resistência negativa em todo o espectro de frequências e conseqüentemente são mais estáveis.

O diagrama da Fig. 5.14 possui quatro bifurcações e três regiões principais. Os principais comportamentos dinâmicos da tensão do barramento (v_{bus}) no domínio do tempo relativas a essas regiões podem ser vistos na Fig. 5.15. A bifurcação *sela-nó de órbitas periódicas* (SNPO) ocorre devido à região passiva presente nos CPCs (cf. Fig. 2.13), que resulta no aparecimento de um ciclo limite estável.

Para altos valores de P há duas bifurcações principais, SN e *boundary equilibrium bifurcation* (BEB) (PAGANO et al., 2011) (cf. Fig. 5.14). A primeira é resultado da máxima potência que a MR pode prover à carga CPL. A segunda aparece devido à descontinuidade do modelo VCCS por partes do CPC, em que dois equilíbrios, uma da região passiva e outro da região ativa colidem na

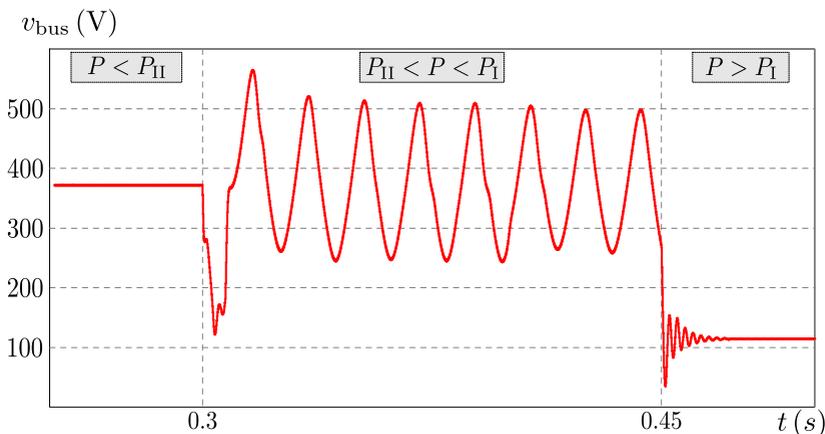


Fig. 5.15: Resposta temporal do circuito simulado utilizando três valores de CPL.

tensão limite V_{th} . Portanto, a BEB ocorre quando a tensão no barramento cai abaixo do valor V_{th} e $P > P_{BEB}$, resultando no aparecimento de um ponto de equilíbrio estável (obtido experimentalmente na próxima seção).

Pode-se afirmar, analisando o diagrama de bifurcação da Fig. 5.14, que para valores de P dentro da região P_u , embora o sistema seja localmente estável, pode tornar-se instável quando a tensão no barramento é perturbada e cruza o ciclo limite instável. Quando isso ocorre, a tensão no barramento é atraída pelo ciclo limite estável e passa a oscilar. Para ilustrar esse comportamento, um retrato de fases do sistema para um valor de P dentro da região P_u é apresentado na Fig. 5.16. Devido a essa possibilidade de instabilidade, a região segura é composta de todos os valores de P localizados à esquerda do ponto SNPO. Por exemplo, quando uma fonte intermitente (P_S) é conectada ao barramento e a potência total ($P = P_S + P_L$) está em uma região segura, a estabilidade do sistema não é afetada, como ilustrado na Fig. 5.17. Como consequência desta análise, MRs devem ser projetadas para operar em regiões seguras desconsiderando a potência das fontes intermitentes, uma vez que a potência injetada por elas possuem um efeito estabilizante.

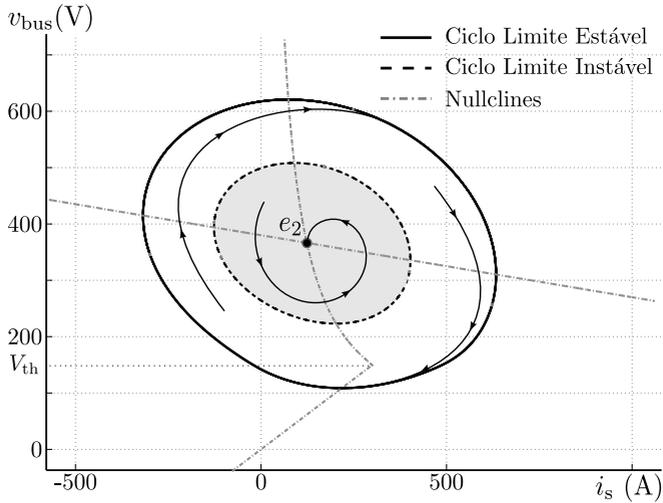


Fig. 5.16: Retrato de fases do sistema para um valor de P dentro da região estável P_u (embora insegura). O modelo do CPC utilizado é o VCCS por partes.

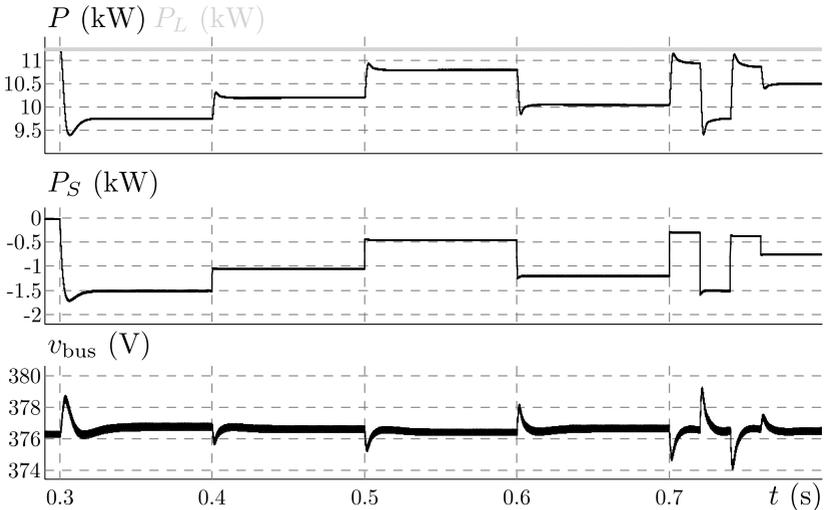


Fig. 5.17: Tensão no barramento sob influência de fontes intermitentes (P_S).

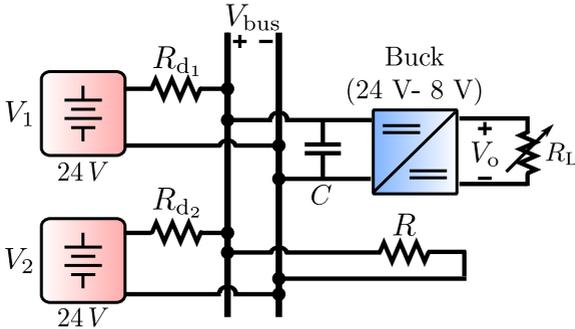


Fig. 5.18: Circuito experimental utilizado para validar a análise de estabilidade de um sistema do caso I.

Tabela 5.3: Parâmetros do circuito experimental de um sistema do caso I.

Parâmetro	V_1	V_2	R_{d1}	R_{d2}	V_o	C	R
Valor	24 V	24 V	20 Ω	33 Ω	8 V	10 μF	133 Ω

5.5 Resultados Experimentais

O objetivo desta seção é validar somente a bifurcação SN em que dois equilíbrios colidem e a tensão do sistema cai rapidamente para um ponto de equilíbrio estável. Equilíbrio esse resultado da bifurcação BEB. Para demonstrar tal comportamento, uma simples configuração composta de duas baterias V_1 e V_2 , com altas impedâncias de saída R_{d_i} , alimentam uma carga comum, como ilustrado na Fig. 5.18. Estas resistências R_{d_i} emulam duas fontes operando em droop. A carga é composta por uma resistência e um conversor buck (24 V-8 V) alimentando uma resistência variável, cujos parâmetros estão descritos na Tabela 5.3.

Esta simples configuração experimental emula um sistema em que a capacitância é muito maior do que a indutância, caracterizando um sistema do tipo I que não possui a bifurcação de Hopf subcrítica. A configuração experimental não possui qualquer indutância na linha de transmissão. A resistência equivalente é $R_d = 12.45 \Omega$ (paralelo das resistências de droop) e, conseqüentemente, a máxima potência que pode ser transferida para a carga é $P_1 = 10.57 \text{ W}$. À vista disso, se o CPC demanda mais potência do que o sistema é capaz de fornecer, uma bifurcação SN ocorre e o sistema colapsa. Para demonstrar como isso ocorre experimental-

Tabela 5.4: Valores medidos da configuração experimental da Fig.5.18.

Varição CPL	Inicial	Degrau 1	Degrau 2	Degrau 3	Degrau 4	Degrau 5
P (W)	1.35	1.89	4.05	5.39	6.74	13.06
P_{Res} (W)	3.42	3.13	2.82	2.45	2.02	–
P_{Total} (W)	4.77	5.02	6.87	7.84	8.76	–
V_{bus} (V)	21.32	20.4	19.36	18.04	16.4	7.04
V_o (V)	7.96	7.96	7.96	7.96	7.96	5.76

mente, primeiro o conversor buck alimenta uma carga resistiva de $47\ \Omega$ que drena 1.35 W das fontes. A resistência de saída do conversor buck é variada em degraus até que a potência demandada pelo sistema exceda P_I . A variação da resistência R_L equivale a variação da potência demandada pela carga CPL (P). A potência CPL P , a tensão no barramento V_{bus} e a potência consumida pela carga resistiva P_{res} , para cada degrau de variação de P , estão descritos na Tabela 5.4 e ilustradas nas Figs. 5.20 a 5.22. O diagrama de bifurcação correspondente à configuração experimental e os valores obtidos experimentalmente estão sobrepostos na Fig. 5.19.

Quando o degrau 5 ocorre, a potência requerida pelo CPL excede a potência P_I e o sistema entra em colapso. A tensão do barramento cai rapidamente e o conversor buck tenta prover a potência demandada pela carga aumentando a razão cíclica, até que esta satura forçando o interruptor a manter-se conduzindo. Neste ponto, o conversor perde a característica de potência constante e passa a se comportar passivamente como um circuito RLC, como ilustrado na Fig. 5.22. Esse é o motivo pelo qual o sistema encontra um ponto de equilíbrio estável após a bifurcação SN, como esperado pelo diagrama de bifurcação da Fig. 5.19. Este equilíbrio estável é representado pela linha contínua preta após o BEB.

5.6 Conclusão do Capítulo

As MRs CC são vistas atualmente como soluções de geração distribuída para algumas aplicações que necessitam integrar energias renováveis com eficiência e confiabilidade. Em tais aplicações a tensão de barramento pode operar sobre uma faixa de valores menos restritiva do que as tradicionais redes CA, porque os CPCs são capazes de controlar a tensão de saída para uma larga faixa de tensão de entrada. Com esta motivação, este capítulo apresenta

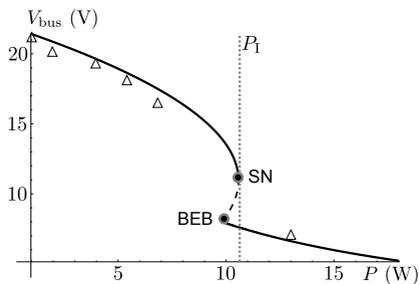


Fig. 5.19: Comparação dos valores de tensão do barramento obtidos experimentalmente e o diagrama de bifurcação para o parâmetro P .

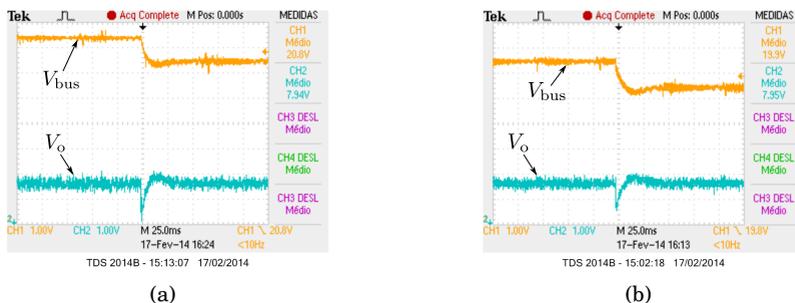


Fig. 5.20:]

(a) Degrau 1 - variação da CPL de 1.35 W para 1.89 W; (b) Degrau 2 - variação da CPL de 1.89 W para 4.05 W;

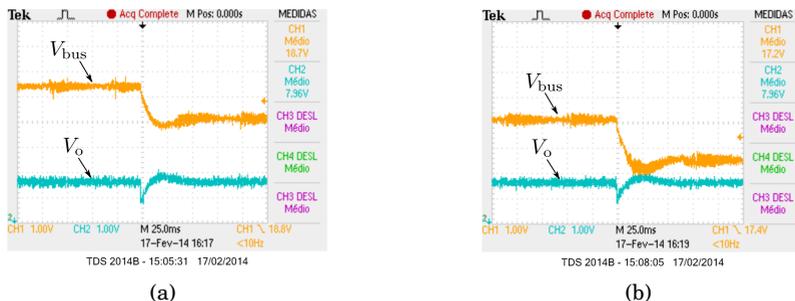


Fig. 5.21: (a) Degrau 3 - variação da CPL de 4.05 W para 5.39 W; (b) Degrau 4 - variação da CPL de 5.39 W para 6.74 W;

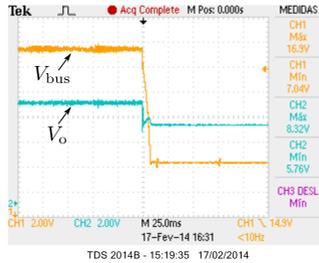


Fig. 5.22: (a) Degrau 5 - variação da CPL de 6.74 W para 13.06 W. A potência demandada após esse degrau excede a bifurcação SN e o sistema entra em colapso.

um modelo equivalente simplificado do subsistema das fontes capaz de reduzir a complexidade da análise de estabilidade não linear para pequenas MR CC operando em droop sem qualquer comunicação. Tal modelo mantém o comportamento qualitativo do sistema enquanto reduz o número de equações diferenciais e consequentemente a complexidade. A análise não linear baseada na teoria de bifurcações nos fornece a relação entre a capacitância e o modelo equivalente do subsistema das fontes como uma ferramenta para dimensionar a quantidade de carga que o sistema se mantém estável. Neste sentido, os diagramas de bifurcação apresentados ao longo deste capítulo oferecem as diretrizes para projetar MRs CC confiáveis por meio de regiões seguras de operação.

Capítulo 6

Conclusão

As MRs CC se apresentam como uma solução para determinadas aplicações de distribuição de energia em que se exige expansão modular, eficiência e integração de energias renováveis. Contudo, a dinâmica de uma MR CC é bastante distinta do sistema tradicional de distribuição. As cargas e fontes eletronicamente acopladas se apresentam como cargas ativas com uma característica de potência constante para baixas frequências. Esse comportamento típico de cargas intermediadas por conversores possuem um efeito desestabilizante, similar a uma realimentação positiva durante perturbações. Isso porque os conversores no ponto de carga demandam cada vez mais corrente à medida que a tensão do barramento cai, exatamente o inverso do que ocorre em cargas passivas.

Um outro fator agravante para a desestabilização das MR é a reduzida inércia do sistema devido à ausência dos massivos geradores síncronos. Essa ausência de energia armazenada disponível durante perturbações exige um controle mais preciso da rede, visto que as microfuentes típicas de MRs respondem lentamente a variações de carga, e.g. microturbinas possuem constantes de tempo de 10 s a 200 s. Ademais, a autonomia e regulação da MR são dependentes de sistemas de armazenamento que ainda encontram desafios tecnológicos e carecem de maturidade.

Sob este cenário, este trabalho elucida as interações dinâmicas em sistemas baseados em múltiplos estágios de conversores de potência, bem como apresenta uma revisão bibliográfica das soluções. Prova-se que a estabilidade está vinculada à concentração de cargas ativas, cujo valor permitido depende basicamente da

inércia do sistema representado pela capacitância equivalente e a resistência virtual equivalente de amortecimento do sistema. Tais informações são obtidas por meio da análise não linear do modelo equivalente proposto, cuja validação é realizada comparando-se a dinâmica e os diagramas de bifurcações (quantidade de carga CPL versus tensão no barramento) entre o modelo equivalente e o sistema original. O modelo proposto da rede tem como principal contribuição a capacidade de previsão de comportamentos oscilatórios e de instabilidade que não são possíveis por meio da análise de modelos lineares. Dessa forma, o modelo proposto permite determinar de maneira analítica a relação entre a quantidade de CPL e capacitância equivalente necessária para a operação segura da MRs operando ilhada e desprovida de comunicação.

Propõe-se adicionalmente os controladores SMC, integral e washout, para os conversores formadores da rede com o objetivo de adicionar amortecimento durante perturbações. A escolha deste método de controle se deve à capacidade de projeto sobre os modelos comutados dos conversores, a não utilização de moduladores (melhoria da resposta dinâmica) e a robustez intrínseca à filosofia de controle. Utilizando os controladores SMC, são estabelecidas as condições de estabilidade de grandes sinais de forma analítica, além das regiões seguras de operação por meio da avaliação de diagramas de bifurcação entre tensão da MR e a quantidade de CPLs.

Dessa forma, diversos obstáculos técnicos e regulamentares existem para agregar MRs CC ao sistema atual. Entre os obstáculos técnicos mais críticos destacam-se:

- sistemas de proteção;
- métodos de detecção e entrada em ilhamento e posterior reconexão;
- condicionadores de qualidade de energia;
- métodos de controle de amortecimento ativo e passivo para a regulação da tensão;
- Otimização dos DAEs e *buffers* de potência;
- gerenciamento da microrrede e desenvolvimento de tecnologias de comunicação e informação (ICT).

Apesar das lacunas técnicas existentes, os desafios regulamentares parecem ser mais desafiadores, uma vez que a regulamentação envolve interesses políticos, do mercado e da população.

6.1 Perspectivas Futuras

A maioria das cargas em MRs CC são eletronicamente acopladas. Essa característica torna o sistema mais propenso a colapsos de tensão em razão da demanda de potência constante. Embora em regime permanente a potência disponível na rede seja suficiente para atender a demanda das CPLs, alguns transitórios podem exceder a capacidade de transferência de potência do sistema. Mostra-se, neste trabalho, que a capacitância equivalente funciona como um buffer de potência entre a carga e o sistema, responsável pela inércia do sistema. Elementos capazes de armazenar energia quando inseridos entre o sistema e a carga, como baterias e capacitores, funcionam como *buffers* de potência capazes de alterar a escala de tempo dos transitórios de forma que a estabilidade do sistema não seja comprometida. À vista disso, existe uma lacuna a ser explorada na adição de *buffers* de potência de entrada dos conversores no ponto de carga, seja por meio de capacitâncias ou *buffers* ativos que adaptam a impedância de entrada utilizando eletrônica de potência.

Pretende-se modelar os conversores no ponto de carga por elementos de potência dinâmica de forma a dimensionar o buffer de potência. A modelagem por meio de cargas de potência dinâmica permite estabelecer os tempos de sustentação necessários durante desbalanceamentos de potência entre a demanda de carga e a suprida pelo sistema. Assim, pode-se dimensionar os *buffers* de potência para permitir que o sistema atinja dois objetivos da filosofia de microrredes, expansão modular e confiabilidade. Adicionalmente, a modelagem de cargas ativas como potências dinâmicas permite projetar controladores de tensão para a MR CC menos conservadores. As exigências de resposta dinâmica são superiores ao necessário quando a modelagem das cargas é realizada por CPLs ideais, cuja resposta é instantânea durante perturbações.

A confiabilidade da MR passa pela capacidade de operar de maneira autônoma em situações em que o sistema de comunicação não está disponível. Esse cenário exige uma estratégia de gerenciamento da microrrede para manter o balanço de potência em que os conversores têm acesso apenas às variáveis locais. Logo, o desbalanceamento entre geração e demanda se reflete na tensão do barramento, permitindo que a variação da tensão sinalize aos conversores de fontes e cargas o estado da rede. Assim, é necessário que o sistema permita que a tensão no barramento varie a

fim de sinalizar o sistema se a geração supera a demanda (tensão do barramento maior do que a nominal) e vice-versa (tensão do barramento menor do que a nominal). Portanto, acredita-se que qualquer MR necessita de uma estratégia de gerenciamento emergencial de baixo nível de forma que (durante situações críticas de perda de comunicação) o sistema comute entre os modos de operação da MR de maneira autônoma.

Diante disso, pretende-se em trabalhos futuros a implementação de uma MR CC de baixa potência em que todos os conversores conectados a fontes de energia possuam distintos controladores, capazes de atuar tanto como formador ou seguidor da rede, utilizando a técnica de sinalização do barramento CC (SCHONBERGER et al., 2006; BOROYEVICH et al., 2010). Tal rede permitiria o estudo da coordenação dos controladores de tensão para os diversos modos de operação da MR, incluindo o compartilhamento de carga entre os geradores. Contudo, as técnicas de gerenciamento exigem modelagens das fontes de energia mais precisas, visto que é necessário incluir dinâmicas de longo prazo como o estado de carga das baterias.

Anexo A

Controle por Modos Deslizantes

Considerando um sistema de controle afim da forma

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{A.1})$$

em que $x \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados, u é uma função escalar descontínua e as funções $f(x)$ (*unforced*) e $g(x)$ são suaves e diferentes de zero. Assume-se uma função escalar não-constante suave $h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ que define a superfície de descontinuidade regular ($\nabla h(x) \neq 0, \forall x \in \mathbb{R}^n$)

$$\Sigma : \{x \in \mathbb{R}^n : h(x) = 0\}. \quad (\text{A.2})$$

Tal superfície divide o espaço em duas regiões abertas:

$$S^- = \{x \in \mathbb{R}^n : h(x) < 0\} \quad \text{e} \quad (\text{A.3})$$

$$S^+ = \{x \in \mathbb{R}^n : h(x) > 0\} \quad (\text{A.4})$$

Estas duas regiões denotam o conjunto de pontos em que $h(x)$ é positiva e negativa respectivamente, porém não-nula.

A lei de controle de comutação para tais sistemas é Σ , em que

$$u = u(x) = \begin{cases} u^-(x), & \text{se } h(x) < 0, \text{ i.e. } x \in S^- \\ u^+(x), & \text{se } h(x) > 0, \text{ i.e. } x \in S^+, \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

sendo $u^\pm(x)$ uma função escalar cujo valor é geralmente constante.

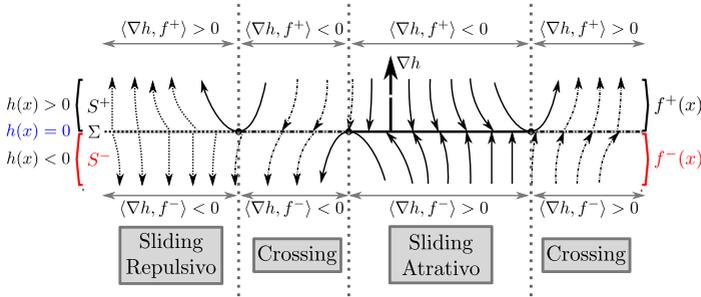


Fig. A.1: Campos vetoriais de um sistema com uma superfície de descontinuidade.

Vale ressaltar que o índice (-) em u^- indica que esse é o controle aplicado quando o vetor de estados se encontra em S^- e u^+ quando em S^+ , não significando que o valor de $u^+ > u^-$.

O sistema (A.1) submetido à lei de controle (A.5) constitui um sistema de equações diferenciais não-suaves. No entanto, o sistema é regido por dois sistemas de equações diferenciais suaves que atuam de acordo com o vetor de estados. O sistema é regido pela dinâmica

$$\dot{x} = f^-(x) = f(x) + g(x)u^-, \quad \text{se } x \in S^- \quad (\text{A.6})$$

e por

$$\dot{x} = f^+(x) = f(x) + g(x)u^+, \quad \text{se } x \in S^+. \quad (\text{A.7})$$

A Fig. A.1 ilustra os campos vetoriais de um sistema típico operando por modos deslizantes, onde estão destacados cada uma das regiões do espaço de estados definida anteriormente.

A dinâmica de um sistema controlado por uma superfície de comutação é determinada pela posição no espaço do vetor de estados, i.e. caso $x \in S^+$, a trajetória de x vai ser determinada pela dinâmica de $f^+(x)$, caso $x \in S^-$, pela dinâmica de $f^-(x)$. Essa trajetória pode se afastar ou se aproximar da superfície Σ . Para determinar se a trajetória do estado está se aproximando ou se afastando da superfície de comutação ($h(x) = 0$), calcula-se a taxa de variação instantânea da função de comutação $h(x)$ em relação

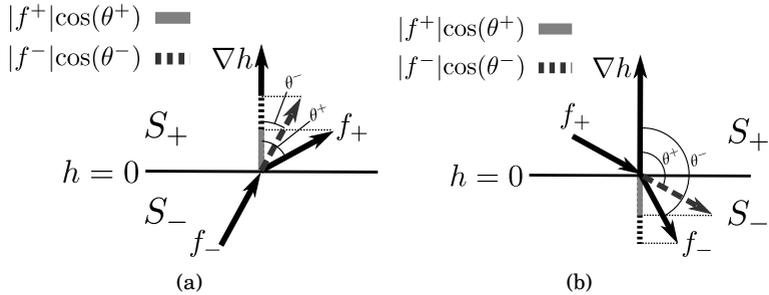


Fig. A.2: O *crossing* acontece quando $\nabla h \cdot f^+$ e $\nabla h \cdot f^-$ possuem sinais iguais. (a) $\nabla h \cdot f^+ > 0$ e $\nabla h \cdot f^- > 0$. (b) $\nabla h \cdot f^+ < 0$ e $\nabla h \cdot f^- < 0$.

ao tempo

$$\dot{h}(x) = \frac{dh(x)}{dt} = \frac{dh}{dx} \frac{dx}{dt} = \begin{cases} \langle \nabla h(x), f^+(x) \rangle, & \text{se } x \in S^+ \\ \langle \nabla h(x), f^-(x) \rangle, & \text{se } x \in S^-, \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

em que $\langle \cdot, \cdot \rangle$ representa o produto interno de dois vetores.

Para $x \in S^+$, i.e. $h(x) > 0$, o vetor de estados x se aproxima da superfície se $\dot{h}(x) < 0$. Isso porque com uma derivada negativa o valor de $h(x)$ tende a diminuir se aproximando de zero, valor em que x atinge a superfície Σ . Quando $x \in S^-$ o inverso ocorre, a derivada deve ser positiva para que o valor de $h(x) < 0$ cresça e se aproxime da superfície de comutação. Pode-se analisar por um ponto de vista geométrico, uma vez que o produto interno de dois vetores é positivo caso o ângulo entre eles seja agudo e negativo caso obtuso. Assim, pode-se obter o mesmo resultado a partir dos produtos interno $\langle \nabla h(x), f^+(x) \rangle$ e $\langle \nabla h(x), f^-(x) \rangle$.

Quando x atinge a superfície, dois comportamentos podem ocorrer: *crossing* ou *sliding*. O comportamento de *crossing* ocorre quando a projeções dos vetores de campo (de cada lado da superfície) sobre o vetor normal à superfície (∇h) possuem sinais iguais, como ilustrado na Fig. A.2.

Os campos f^+ e f^- representam os campos de cada lado da superfície de comutação Σ e os seus vetores correspondentes estão na cor preta. O vetor em verde identifica como o vetor de um lado da superfície se projetaria do outro lado dela, facilitando a percepção da projeção do vetor sobre o componente normal.

Quando a projeções dos campos f^+ e f^- sobre o vetor

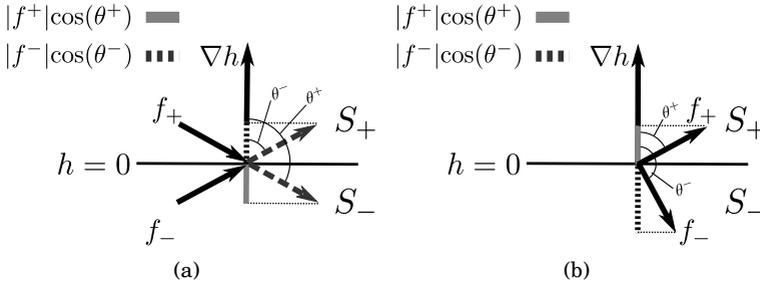


Fig. A.3: O *sliding* acontece quando $\nabla h \cdot f^+$ e $\nabla h \cdot f^-$ possuem sinais contrários. (a) $\nabla h \cdot f^+ < 0$ e $\nabla h \cdot f^- > 0$. É nessa condição que o *sliding mode* ocorre. (b) $\nabla h \cdot f^+ > 0$ e $\nabla h \cdot f^- < 0$. Essa região da superfície é conhecida como região de escape, uma vez que os estados não atingem a superfície por nenhum dos lados.

normal (∇h) possuem sinais contrários pode ocorrer o deslizamento (*sliding*), que é a condição em que a dinâmica ocorre completamente sobre a superfície de comutação Σ . Isso significa que a trajetória dos estados se move sobre a superfície. Assim, escolhendo-se adequadamente uma superfície, pode-se forçar a trajetória dos estados sobre um percurso desejado. O custo de controlar a trajetória dos estados dessa forma é o alto esforço de controle que exige uma variação entre os estados *on* e *off* dos interruptores a frequências teoricamente infinitas. A condição para a ocorrência do deslizamento (*sliding*) está ilustrado na Fig. A.3(a), em que os vetores de campo atingem a superfície e suas projeções sobre o vetor normal possuem sinais contrários. Existe uma região da superfície denominada escape em que os estados nunca atingem a superfície, embora suas projeções sobre o vetor normal à superfície possuam sinais contrários. Tal configuração está ilustrada na Fig. A.3(b).

A Tabela A.1 resume o comportamento dos estados a partir do produto interno entre $\nabla h(x)f^\pm(x)$.

Tabela A.1: Resumo da trajetória dos estados avaliando-se $\nabla h(x)f^\pm(x)$.

	$\nabla h(x)f^+(x)$	$\nabla h(x)f^-(x)$	Trajetoária em relação à superfície $h(x)$
Crossing	+	+	f^+ se afasta e f^- se aproxima
Crossing	-	-	f^+ se aproxima e f^- se afasta
Sliding Atrativo	-	+	Ambos se aproximam
Escape	+	-	Ambos se afastam

Assim, pode-se enunciar que a região de crossing de Σ é dada por

$$\Sigma_c = \{x \in \Sigma : \langle \nabla h, f^- \rangle \langle \nabla h, f^+ \rangle > 0\}, \quad (\text{A.9})$$

e a região de deslizamento (*sliding*) ocorre quando

$$\Sigma_s = \{x \in \Sigma : \langle \nabla h, f^- \rangle \langle \nabla h, f^+ \rangle \leq 0\} \quad (\text{A.10})$$

Geralmente tem-se interesse na parte atrativa do deslizamento (*sliding*), que pode ser definida formalmente da seguinte forma

$$\Sigma_{as} = \{x \in \Sigma : \langle \nabla h, f^- \rangle > 0 \text{ e } \langle \nabla h, f^+ \rangle < 0\}, \quad (\text{A.11})$$

em que os campos vetoriais de ambos os lados da superfície direcionam os estados a ir de encontro à superfície. Pode-se escrever ainda a partir de (A.6), (A.7) e (A.11) que a parte atrativa é dada por toda região de Σ que

$$\Sigma_{as} = \{x \in \Sigma : \langle \nabla h, f \rangle + \langle \nabla h, g \rangle u^- > 0 \text{ e } \langle \nabla h, f \rangle + \langle \nabla h, g \rangle u^+ < 0\}, \quad (\text{A.12})$$

que de maneira resumida pode ser escrita da forma

$$\Sigma_{as} = \{x \in \Sigma : -\langle \nabla h, g \rangle u^- < \langle \nabla h, f \rangle < -\langle \nabla h, g \rangle u^+\}. \quad (\text{A.13})$$

O primeiro objetivo do projetista de controle é garantir que o ponto de operação \bar{x} esteja na região atrativa do *sliding* Σ_{as} e seja um ponto de equilíbrio. No entanto essa é uma condição necessária para que o ponto de equilíbrio seja estável, porém não suficiente. A maneira mais intuitiva de encontrar os pontos de equilíbrio sobre Σ_{as} e avaliar a estabilidade desses é encontrar a dinâmica de deslizamento sobre a superfície, uma vez que o estado entre na região de *sliding* atrativo.

De acordo com o método de Filippov (FILIPPOV, 1988), a dinâmica de deslizamento é obtida pela combinação convexa dos vetores de campo $f^+(x)$ e $f^-(x)$

$$f_s = \dot{x} = \alpha f^-(x) + (1 - \alpha) f^+(x) \quad (\text{A.14})$$

de forma que f_s seja tangencial à superfície $h(x)$ com $\alpha \in (0, 1)$. Para cada $x \in \Sigma_s$ o valor de α deve ser selecionado tal que $\langle \nabla h, f_s(x) \rangle =$

0. Impondo esta condição tem-se que

$$\dot{h}(x) = \frac{\partial h}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = 0 \Rightarrow \nabla h \dot{x} = \alpha \nabla h f^+(x) + (1 - \alpha) \nabla h f^-(x) = 0 \quad (\text{A.15})$$

$$\alpha = \frac{\nabla h \cdot f^-(x)}{\nabla h(f^-(x) - f^+(x))} \quad (\text{A.16})$$

Substituindo (A.16) em (A.14) resulta em

$$f_s = \dot{x} = \frac{\nabla h \cdot f^-(x)}{\nabla h(f^-(x) - f^+(x))} f^-(x) + \left(\frac{-\nabla h f^+(x)}{\nabla h(f^-(x) - f^+(x))} \right) f^+(x) \quad (\text{A.17})$$

Substituindo (A.1) na equação acima e realizando alguns algebrismos, obtém-se

$$f_s(x) = \dot{x} = f(x) + \frac{\nabla h \cdot f(x)(u^- - u^+)}{\nabla h \cdot g(x)(u^+ - u^-)} g(x), \quad (\text{A.18})$$

que representa a dinâmica do sistema durante o deslizamento.

Uma vez determinada a dinâmica de deslizamento, verificam-se os pontos de equilíbrio por meio da equação

$$f_s(x) = \dot{x} = 0. \quad (\text{A.19})$$

De posse dos equilíbrios, a verificação da estabilidade desses é realizada calculando-se o jacobiano de $f_s(x)$ em cada ponto de equilíbrio. Basicamente o controle por modos deslizantes é realizado por meio de três passos:

1. Obtenção de uma superfície de comutação que passe pelo ponto de equilíbrio desejado.
2. Garantir que a trajetória de estados atinja a superfície de comutação na região de deslizamento.
3. Verificar se a dinâmica de deslizamento possui um ponto de equilíbrio estável e se esse corresponde ao equilíbrio desejado.

Os três passos acima são analisados no Capítulo 4 para projetar o controlador por modos deslizantes.

A.1 Controle de Conversores de Potência por Modos Deslizantes

O controlador por modos deslizantes é não linear com uma resposta dinâmica mais rápida do que os controladores lineares. A razão para o melhor desempenho está na ausência de um modulador entre o controle e os interruptores. O estado dos interruptores do conversor é determinada diretamente pelos valores instantâneos dos estados medidos quando comparados com suas respectivas referências. Todavia, a teoria do SMC é desenvolvida sobre a premissa de frequência de comutação infinita que não condiz com a realidade dos interruptores. A dissipação de potência dos interruptores aumenta proporcionalmente à frequência de comutação, com isso esta deve permanecer abaixo de um limiar seguro para evitar danos aos interruptores.

Uma maneira de associar a teoria SMC a conversores de potência é relaxar a superfície de comutação a uma banda de histerese. Caso os estados ultrapassem o limiar superior da banda de histerese, as chaves são atualizadas com valores predeterminados, porém somente mudarão novamente de estado quando o ponto de operação cair abaixo do limiar inferior. Essa banda de histerese, diferença entre o limiar superior e inferior, pode ser reduzida para obter o erro dos estados tão pequeno quanto desejado, contudo, a redução da banda de histerese ocasiona o aumento da frequência de comutação das chaves. Assim, existe uma relação de compromisso entre a largura de banda e a frequência segura de comutação dos interruptores. Deve-se adotar uma largura de banda suficientemente pequena de forma a minimizar o erro de rastreamento sem implicar em altas frequências de comutação.

Apesar do bom desempenho dos SMCs em relação a velocidade de resposta e rastreamento de referência, os controladores que atuam por modulação são geralmente a escolha final para conversores de potência. A razão principal é que os controladores não lineares possuem um frequência de comutação variável. A qualquer variação do ponto de operação (variação de carga ou do valor de referência) a frequência de comutação varia até estabelecer a condição de regime permanente. A faixa de variação de frequência pode ser suficientemente grande tornando o projeto dos filtros de alta frequência de tensão e corrente inviável do ponto de vista do custo dos componentes. Ademais, em aplicações como filtros ativos

e retificadores controlados a variação de frequência injeta ruído que pode provocar ressonâncias imprevisíveis com cargas conectadas à rede. Sendo assim, o SMC para conversores não é a escolha tradicional para equipamentos devido a dificuldade em projetar o filtro associado ao conversor e a normatização de injeção de ruído na rede. Entretanto, existem diversas pesquisas que visam aproveitar os benefícios do SMC mantendo-se a frequência de comutação fixa.

Referências Bibliográficas

ABE, S.; NINOMIYA, T.; HIROKAWA, M.; ZAITSU, T. Stability design consideration for on-board distributed power system consisting of full-regulated bus converter and pols. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–5.

ACKERMANN, T.; ANDERSSON, G.; SÖDER, L. Distributed generation: a definition. *Electric Power Systems Research*, v. 57, n. 3, p. 195–204, 2001.

ANAND, S.; FERNANDES, B. G.; GUERRERO, M. Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage dc microgrids. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 4, p. 1900–1913, April, 2013.

ARAI, J.; IBA, K.; FUNABASHI, T.; NAKANISHI, Y.; KOYANAGI, K.; YOKOYAMA, R. Power electronics and its applications to renewable energy in japan. *Circuits and Systems Magazine, IEEE*, v. 8, n. 3, p. 52–66, 2008.

ARIYASINGHE, D.; VILATHGAMUWA, D. Stability analysis of microgrids with constant power loads. In: *Sustainable Energy Technologies, IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 279–284.

Asea Brown Boveri - ABB Inc. *Energy efficiency in the power grid*. [S.l.: s.n.], 2008.

BALOG, R.; WEAVER, W.; KREIN, P. The load as an energy asset in a distributed architecture. In: *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 261–267.

- BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. Brasil: Edição do Autor, 2006.
- BAZANELLA, A.; KOKOTOVIC, P.; SILVA, A. On the control of dynamic systems with unknown operating point. In: *European Control Conference (ECC)*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 3434–3439.
- BECCARI, C. Typesetting mathematics for science and technology according to ISO 31/XI. *TUGboat*, v. 18, n. 1, p. 39–48, 1997. Disponível em: <<http://www.tug.org/TUGboat/Articles/tb18-1/tb54becc.pdf>>.
- BECKER, D.; SONNENBERG, B. Dc microgrids in buildings and data centers. In: *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), IEEE 33rd International*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7.
- BIROL, F. *World Energy Outlook*. [S.l.]: International Energy Agency (IEA), 2010.
- BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 5, p. 1184–1194, September, 2004.
- BOCK, S.; PINHEIRO, J.; GRUNDLING, H.; HEY, H.; PINHEIRO, H. Existence and stability of sliding modes in bi-directional dc-dc converters. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1277–1282 vol. 3.
- BORIOLI, E.; BRENNA, M.; FARANDA, R.; SIMIOLI, G. Comparison between the electrical capabilities of the cables used in lv ac and dc power lines. In: *Harmonics and Quality of Power, International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 408–413.
- BOROYEVICH, D.; CVETKOVIC, I.; DONG, D.; BURGOS, R.; WANG, F.; LEE, F. Future electronic power distribution systems a contemplative view. In: *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 12th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1369–1380.
- CANESIN, C.; BARBI, I. Novel zero-current-switching pwm converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 44, n. 3, p. 372–381, Jun 1997.
- CESPEDES, M.; XING, L.; SUN, J. Constant-power load system stabilization by passive damping. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 7, p. 1832–1836, July, 2011.

- CHEN, D.; XU, L.; YAO, L. Dc voltage variation based autonomous control of dc microgrids. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 2, p. 637–648, 2013.
- CHO, B.; CHOI, B. Analysis and design of multi-stage distributed power systems. In: *International Telecommunications Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 220–226.
- CHO, B.; LEE, F. Modeling and analysis of spacecraft power systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 3, n. 1, p. 44–54, January, 1988.
- CHO, B.; LEE, J.; LEE, F. Large-signal stability analysis of spacecraft power processing systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 5, n. 1, p. 110–116, January, 1990.
- COLLIER, D.; HELDWEIN, M. Modeling and design of a micro wind energy system with a variable-speed wind turbine connected to a permanent magnet synchronous generator and a pwm rectifier. In: *Power Electronics Conference (COBEP), Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 292–299.
- COLLING, I.; BARBI, I. Reversible unity power factor step-up/step-down ac-dc converter controlled by sliding mode. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 16, n. 2, p. 223–230, March, 2001.
- DENHOLM, P.; ELA, E.; KIRBY, B.; MILLIGAN, M. *The Role of Energy Storage with Renewable Electricity Generation*. [S.l.], 2010.
- DOEDEL, E. J.; CHAMPNEYS, A. R.; FAIRGRIEVE, T. F.; KUZNETSOV, Y. A.; SANDSTEDE, B.; WANG, X. Auto 97: Continuation and bifurcation software for ordinary differential equations (with homcont). 1998. Disponível em: <<http://indy.cs.concordia.ca/auto/>>.
- DRAGICEVIC, T.; GUERRERO, J.; VASQUEZ, J.; SKRLEC, D. Supervisory control of an adaptive-droop regulated dc microgrid with battery management capability. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 2, p. 695–706, February, 2014.
- DU, W.; ZHANG, J.; ZHANG, Y.; QIAN, Z. Stability criterion for cascaded system with constant power load. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 4, p. 1843–1851, April, 2013.

ELECTRIC, B. *Voltage Regulator and Parallel Operation*. [S.l.], 2003. [Http://www.basler.com/html/dwntech.htm](http://www.basler.com/html/dwntech.htm).

Electricity Storage Association. *Storage Devices Comparison*. [s.n.], 2011. Disponível em: <<http://www.electricitystorage.org/>>.

EMADI, A.; EHSANI, M. Dynamics and control of multi-converter dc power electronic systems. In: *Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 248–253.

EMADI, A.; KHALIGH, A.; RIVETTA, C.; WILLIAMSON, G. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 4, p. 1112–1125, July, 2006.

ENGLER, A.; SOULTANIS, N. Droop control in lv-grids. In: *Future Power Systems, International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6.

Exxon Mobil Corporation. *Outlook for Energy: A View to 2040*. [s.n.], 2012. Disponível em: <<http://www.exxonmobil.com/Corporate>>.

FARANDA, R.; LEVA, S.; MAUGERI, V. Mppt techniques for pv systems: Energetic and cost comparison. In: *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.

FENG, X.; LIU, J.; LEE, F. Impedance specifications for stable dc distributed power systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 17, n. 2, p. 157–162, March, 2002.

FENG, X.; YE, Z.; XING, K.; LEE, F.; BOROJEVIC, D. Impedance specification and impedance improvement for dc distributed power system. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC 99)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 889–894.

FENG, X.; YE, Z.; XING, K.; LEE, F.; BOROJEVIC, D. Individual load impedance specification for a stable dc distributed power system. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '99)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 923–929.

FILIPPOV, A. F. *Differential equations with discontinuous right-hand side*. [S.l.]: Kluwer Academic Press, 1988.

GADOURA, I.; GRIGORE, V.; HATONEN, J.; KYIRA, J.; VAL-LITTU, P.; SUNTIO, T. Stabilizing a telecom power supply feeding a constant power load. In: *Telecommunications Energy Conference. INTELEC. Twentieth International*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 243–248.

GAO, F.; GU, Y.; BOZHKO, S.; ASHER, G.; WHEELER, P. Analysis of droop control methods in dc microgrid. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), European Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–9.

GRIGORE, V.; HATONEN, J.; KYIRA, J.; SUNTIO, T. Dynamics of a buck converter with a constant power load. In: *Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 72–78.

GUCKENHEIMER, J.; HOLMES, P. *Nonlinear Oscillations, Dynamical Systems and Bifurcations of Vector Fields*. [S.l.]: Springer, 1983.

GUERRERO, J.; HANG, L.; UCEDA, J. Control of distributed uninterruptible power supply systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 8, p. 2845–2859, August, 2008.

GUERRERO, J.; VASQUEZ, J.; MATAS, J.; VICUNA, L. de; CASTILLA, M. Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids a general approach toward standardization. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 1, p. 158–172, January, 2011.

HAMMERSTROM, D. Ac versus dc distribution systems - did we get it right? In: *Power Engineering Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–5.

HELDWEIN, M. L. *Microredes em Corrente Contínua: Qualidade de Fornecimento e Eficiência em Futuras Redes de Distribuição*. 2009. Relatório interno, INEP-UFSC, Florianópolis-SC.

IEEE Std 399-1998. *IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis*. [S.l.: s.n.], 1998.

IRVING, B.; JOVANOVIĆ, M. Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2000)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 235–241.

JIANG, W.; ZHANG, Y. Load sharing techniques in hybrid power systems for dc micro-grids. In: *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Asia-Pacific*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4.

JUSOH, A. The instability effect of constant power loads. In: *Power and Energy Conference (PECon)*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 175–179.

KAKIGANO, H.; MIURA, Y.; ISE, T.; UCHIDA, R. Dc micro-grid for super high quality distribution - system configuration and control of distributed generations and energy storage devices. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7.

KAKIGANO, H.; MIURA, Y.; ISE, T.; UCHIDA, R. Dc voltage control of the dc micro-grid for super high quality distribution. In: *Power Conversion Conference (PCC '07)*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 518–525.

KARLSSON, P. *DC Distributed Power Systems*. Tese (Doutorado) — Lund University, 2002.

KATIRAEI, F.; IRAVANI, R.; HATZIARGYRIOU, N.; DIMEAS, A. Microgrids management. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 6, n. 3, p. 54–65, May, 2008.

KWASINSKI, A.; KREIN, P. Passivity-based control of buck converters with constant-power loads. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 259–265.

KWASINSKI, A.; ONWUCHEKWA, C. Dynamic behavior and stabilization of dc micro-grids with instantaneous constant-power loads. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP, n. 99, p. 1, November, 2010.

LAGO, J.; HELDWEIN, M. Operation and control-oriented modeling of a power converter for current balancing and stability improvement of dc active distribution networks. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 3, p. 877–885, March, 2011.

LASSETER, B. Microgrids [distributed power generation]. In: *Power Engineering Society Winter Meeting, IEEE*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 146–149.

LASSETER, R.; AKHIL, A.; MARNAY, C.; STEVENS, J.; DAGLE, J.; GUTTROMSON, R.; MELIPOULOUS, S. A.; YINGER, R.;

ETO, J. *The CERTS MicroGrid Concept - White Paper on Integration of Distributed Energy Resources*. [S.l.], 2002.

LASSETER, R.; PAIGI, P. Microgrid: a conceptual solution. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC), IEEE 35th Annual*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4285–4290.

LASSETER, R. H. Microgrids. In: *Power Engineering Society Winter Meeting*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 305–308.

LEE, J.; HAN, B.; CHOI, N. Dc micro-grid operational analysis with detailed simulation model for distributed generation. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3153–3160.

LIU, J.; FENG, X.; LEE, F.; BOROJEVICH, D. Stability margin monitoring for dc distributed power systems via perturbation approaches. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 6, p. 1254–1261, November, 2003.

LIU, X.; FORSYTH, A.; CROSS, A. Negative input-resistance compensator for a constant power load. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 6, p. 3188–3196, December, 2007.

LIUTANAKUL, P.; AWAN, A.-B.; PIERFEDERICI, S.; NAHID-MOBARAKEH, B.; MEIBODY-TABAR, F. Linear stabilization of a dc bus supplying a constant power load: A general design approach. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 2, p. 475–488, February, 2010.

LOH, P. C.; LI, D.; BLAABJERG, F. Autonomous control of interlinking converters in hybrid ac-dc microgrids with energy storages. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 652–658.

LU, X.; GUERRERO, J.; SUN, K.; VASQUEZ, J. An improved droop control method for dc microgrids based on low bandwidth communication with dc bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 4, p. 1800–1812, April, 2014.

LUO, S.; YE, Z.; LIN, R.-L.; LEE, F. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC 99)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 901–908.

MAGNE, P.; NAHID-MOBARAKEH, B.; PIERFEDERICI, S. Dynamic consideration of dc microgrids with constant power loads and active damping system - a design method for fault-tolerant stabilizing system. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, v. 2, n. 3, p. 562–570, September, 2014.

MAMMANO, B.; JORDAN, M. *Load Sharing with Paralleled Power Supplies*. [S.l.], 1991.

MARYAMA, V.; ZENI, V.; PICA, C.; ORTMANN, M.; HELDWEIN, M. Unified hybrid (ac/dc) active distribution networks droop-based load-sharing strategy. In: *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

MIDDLEBROOK, R.; CUK, S. Input filter considerations in design and application of switching regulators. In: *IEEE Industry Applications annual meeting*. [S.l.: s.n.], 1976.

MOIA, J.; LAGO, J.; PERIN, A.; HELDWEIN, M. Comparison of three-phase pwm rectifiers to interface ac grids and bipolar dc active distribution networks. In: *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 221–228.

MONTEIRO, L. H. A. *Sistemas Dinâmicos*. 2nd. ed. [S.l.]: Livraria da Física, 2006.

ONWUCHEKWA, C. N.; KWASINSKI, A. Analysis of boundary control for boost and buck-boost converters in distributed power architectures with constant-power loads. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1816–1823.

Organisation for Economic Co-operation and Development. *Energy Balances of OECD Countries 2011*. [s.n.], 2011. Disponível em: <<http://www.oecd-ilibrary.org/energy>>.

PAGANO, D.; PONCE, E. On the robustness of the dc-dc boost converter under washout SMC. In: *Brazilian Power Electronics Conference. COBEP '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 110–115.

PAGANO, D.; PONCE, E. Sliding mode controllers design through bifurcation analysis. In: *8th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems*. [S.l.: s.n.], 2010.

- PAGANO, D.; PONCE, E.; TORRES, F. On double boundary equilibrium bifurcations in piecewise smooth planar systems. *Qualitative Theory of Dynamical Systems*, SP Birkhäuser Verlag Basel, v. 10, n. 2, p. 277–301, 2011.
- PANOV, Y.; RAJAGOPALAN, J.; LEE, F. Analysis and design of n paralleled dc-dc converters with master-slave current-sharing control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '97)*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 436–442.
- QUEZADA, V.; ABBAD, J.; ROMAN, T. Assessment of energy distribution losses for increasing penetration of distributed generation. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 2, p. 533–540, May, 2006.
- RADWAN, A.; MOHAMED, Y. Assessment and mitigation of interaction dynamics in hybrid ac/dc distribution generation systems. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, v. 3, n. 3, p. 1382–1393, September, 2012.
- RADWAN, A.; MOHAMED, Y.-R. Linear active stabilization of converter-dominated dc microgrids. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, v. 3, n. 1, p. 203–216, March, 2012.
- RAHIMI, A.; EMADI, A. Active damping in dc/dc power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 5, p. 1428–1439, May, 2009.
- RAJAGOPALAN, J.; XING, K.; GUO, Y.; LEE, F.; MANNERS, B. Modeling and dynamic analysis of paralleled dc/dc converters with master-slave current sharing control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '96)*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 678–684.
- RICCOBONO, A.; SANTI, E. A novel passivity-based stability criterion (pbsc) for switching converter dc distribution systems. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2560–2567.
- RICCOBONO, A.; SANTI, E. Comprehensive review of stability criteria for dc power distribution systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 5, p. 3525–3535, September, 2014.

RIVETTA, C.; WILLIAMSON, G. Large-signal analysis of a dc-dc buck power converter operating with constant power load. In: *Industrial Electronics Society (IECON '03), The 29th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 732–737.

RIVETTA, C.; WILLIAMSON, G. Large-signal analysis and control of buck converters loaded by dc-dc converters. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC 04)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. 3675–3680.

RIVETTA, C.; WILLIAMSON, G.; EMADI, A. Constant power loads and negative impedance instability in sea and undersea vehicles: statement of the problem and comprehensive large-signal solution. In: *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 313–320.

SALOMONSSON, D.; SODER, L.; SANNINO, A. Protection of low-voltage dc microgrids. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 3, p. 1045–1053, July, 2009.

SCHONBERGER, J.; DUKE, R.; ROUND, S. D. Dc bus signalling: a distributed control strategy for a hybrid renewable nanogrid. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 5, p. 1453–1460, 2006.

SHIPLEY, A.; HAMPSON, A.; HEDMAN, B.; GARLAND, P.; BAUTISTA, P. *Combined Heat and Power - Effective Energy Solutions for a Sustainable Future*. [S.l.], 2008.

SOUBBOTINA, T. P. *Beyond economic growth: an introduction to sustainable development*. 2nd. ed. [S.l.]: World Bank, Washington, DC, 2004. 205 p.

STRAMOSK, V.; BENADERO, L.; PAGANO, D.; PONCE, E. Sliding mode control of interconnected power electronic converters in dc microgrids. In: *Industrial Electronics Society, 39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 8385–8390.

STRAMOSK, V.; PAGANO, D. Nonlinear control of a bidirectional dc-dc converter operating with boost-type constant-power loads. In: *Power Electronics Conference (COBEP), Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 305–310.

STRZELECKI, R.; BENYSEK, G. *Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks*. [S.l.]: Springer-Verlag, 2008.

- SUDHOFF, S.; GLOVER, S.; LAMM, P.; SCHMUCKER, D.; DELISLE, D. Admittance space stability analysis of power electronic systems. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 36, n. 3, p. 965–973, July, 2000.
- SULZBERGER, C. Triumph of ac - from pearl street to niagara. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 99, n. 3, p. 64–67, May, 2003.
- SUN, J. *Dynamic Performance Analyses of Current Sharing Control for DC/DC Converters*. Tese (Doutorado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, 2007.
- SUN, K.; ZHANG, L.; XING, Y.; GUERRERO, J. A distributed control strategy based on dc bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery energy storage. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 10, p. 3032–3045, October, 2011.
- TABISZ, W.; JOVANOVIC, M.; LEE, F. Present and future of distributed power systems. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 11–18.
- TAHIM, A. P. N.; PAGANO, D.; LENZ, E.; STRAMOSK, V. Modeling and stability analysis of islanded dc microgrids under droop control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 8, p. 4597–4607, August, 2015.
- TAHIM, A. P. N.; PAGANO, D. J.; HELDWEIN, M. L.; PONCE, E. Control of interconnected power electronic converters in dc distribution systems. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2011)*. [S.l.]: ISOBRAEP, 2011.
- TAHIM, A. P. N.; PAGANO, D. J.; LAGO, J.; HELDWEIN, M. L. Controle não-linear de um conversor bidirecional associado a baterias para regulação de tensão em uma microrrede cc. In: *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*. [S.l.]: SBA, 2012.
- TAHIM, A. P. N.; PAGANO, D. J.; PONCE, E. Nonlinear control of dc-dc bidirectional converters in stand-alone dc microgrids. In: *Decision and Control (CDC), IEEE 51st Annual Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 3068–3073.
- THOTTUVELIL, V.; VERGHESE, G. Analysis and control design of paralleled dc/dc converters with current sharing. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, (APEC '97)*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 638–646.

U. S. Department of Energy. *BASIC RESEARCH NEEDS FOR ELECTRICAL ENERGY STORAGE*. [S.l.: s.n.], 2007.

U.S. Energy Information Administration (EIA). *ANNUAL ENERGY OUTLOOK 2014*. [S.l.: s.n.], 2014.

VENKATARAMANAN, G.; MARNAY, C. A larger role for micro-grids. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 6, n. 3, p. 78–82, May, 2008.

WANG, J.; HOWE, D. A power shaping stabilizing control strategy for dc power systems with constant power loads. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 6, p. 2982–2989, November, 2008.

WANG, T.; RALEY, J. Electrical power system stability assurance for the international space station. In: *Energy Conversion Engineering Conference (IECEC-97), Proceedings of the 32nd Intersociety*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 246–252.

WEAVER, W.; KREIN, P. Optimal geometric control of power buffers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 5, p. 1248–1258, May, 2009.

WILDRICK, C.; LEE, F.; CHO, B.; CHOI, B. A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 10, n. 3, p. 280–285, May, 1995.

XING, L.; FENG, F.; SUN, J. Optimal damping of emi filter input impedance. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 47, n. 3, p. 1432–1440, May, 2011.

XU, C.; CHENG, K. A survey of distributed power system - ac versus dc distributed power system. In: *Power Electronics Systems and Applications (PESA)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–12.

ZHANG, F.; YAN, Y. Start-up process and step response of a dc-dc converter loaded by constant power loads. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 1, p. 298–304, january 2011.

ZHANG, X.; RUAN, X.; KIM, H.; TSE, C. K. Adaptive active capacitor converter for improving stability of cascaded dc power supply system. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 4, p. 1807–1816, April, 2013.

ZHANG, X.; VILATHGAMUWA, D.; TSENG, K.-J.; BHANGU, B.; GAJANAYAKE, C. Power buffer with model predictive control for stability of vehicular power systems with constant power loads. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 12, p. 5804–5812, December, 2013.