

**CONTROLE DE MICROCONVERSORES PARA
OTIMIZAÇÃO DE POTÊNCIA EM SISTEMAS
DISTRIBUÍDOS FOTOVOLTAICOS**

Mauro Trindade Saito

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação do
Departamento de Automação e Sistemas da
Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do
título de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas

Orientador: Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
DAS-UFSC

Florianópolis, 4 de Junho de 2018

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

Saito, Mauro Trindade

Controle de microconversores para otimização de
potência em sistemas distribuídos fotovoltaicos /
Mauro Trindade Saito ; orientador, Daniel Juan
Pagano, 2018.

160 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de
Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós
Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas,
Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

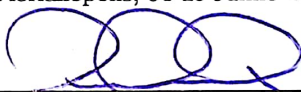
1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2.
Controle não linear. 3. Controle por realimentação
linearizante. 4. Sistema distribuído fotovoltaico.
5. Conversor buck boost. I. Pagano, Daniel Juan.
II. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e
Sistemas. III. Título.

Mauro Trindade Saito

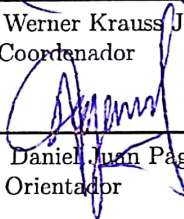
**CONTROLE DE MICROCONVERSORES PARA
OTIMIZAÇÃO DE POTÊNCIA EM SISTEMAS
DISTRIBUÍDOS FOTOVOLTAICOS**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia de 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.

Florianópolis, 04 de Junho 2018.

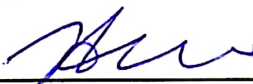


Prof. Dr. Werner Krauss Junior
Coordenador

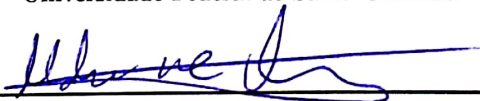


Prof. Dr. Daniel Jun Pagano
Orientador

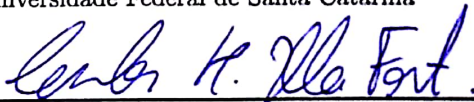
Banca Examinadora:



Prof. Dr. Ivo Barbi
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Dr. Marcelo De Lellis Costa de Oliveira
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

”Se não puder voar, corra. Se não puder correr, ande. Se não puder andar, rasteje, mas continue em frente de qualquer jeito.”

Martin Luther King

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por me encorajar à vencer os problemas encontrados durante todo o período do mestrado, pois necessito que o senhor sempre continue me abençoando, me protegendo e me guiando para um caminho mais sáciavel. Que possa desfrutar das coisas boas da vida, em que o amor e a paz estejam presentes. Obrigado senhor!

Agradeço à minha família: minha filha Sarah B. Saito, minha esposa Jéssica B. Saito, aos meus pais Paulo Saito e Elizeth T. Saito, aos meus irmãos Marcos T. Saito, Danilo T. Saito e Diégo T. Saito ao meu sogros Ruth S. Brites e Carlos Brites.

Agradeço ao meu orientador Dr. Daniel Juan Pagano que este considero um excelente professor e acima de tudo um grande amigo, sempre auxiliando nas dúvidas do trabalho, como também compreendendo a minha situação pessoal.

Aos amigos do departamento do DAS Gustavo Costa, Carlos E. Possamai, Jesiel L. Ferro, Augusto M. Medeiros e Feres A. Salem que estes fizeram parte de uma grande amizade que emergiu durante o curso, como também no apoio dado nas disciplinas bimestrais.

À UFSC pelo ensino gratuito de qualidade e por todos os professores que fizeram parte na contribuição do meu aprendizado durante todo o curso de mestrado.

Resumo

A tecnologia fotovoltaica no contexto mundial é uma das fontes alternativas de energia renovável que vêm sendo amplamente explorada. Uma das tendências na tecnologia fotovoltaica é a utilização de microconversores ou microinversores integrados nos próprios módulos fotovoltaicos, permitindo desta maneira uma otimização local da energia gerada. Estes microconversores apresentam topologias que visam otimizar o processamento da energia fotovoltaica, como também o aumento da eficiência do sistema. Tipicamente as topologias fotovoltaicas que visam essa otimização são baseadas em um sistema distribuído, constituído por diversos módulos fotovoltaicos integrados com seus respectivos microconversores. Uma das possíveis arquiteturas físicas é a topologia de conexão em série entre os módulos fotovoltaicos com microconversores, sem a necessidade de utilizar sinais de comunicação entre eles. O controle por realimentação linearizante é uma das alternativas de controle para microconversores neste tipo de conexão, pois apresenta um maior desempenho se comparados a controladores projetados baseados nos modelos linearizados, além de fornecer uma técnica de controle que permite otimizar o funcionamento do sistema garantindo a sua estabilidade. O objetivo deste trabalho é desenvolver um controlador não linear utilizando a técnica de realimentação linearizante entrada/saída para controle dos microconversores integrados aos módulos fotovoltaicos de um sistema distribuído de geração fotovoltaica.

Palavras-Chave: controle por realimentação linearizante entrada/saída, robustez, controle não linear, conversor buck-boost, sistema distribuído fotovoltaico.

Abstract

Photovoltaic technology in the global context is one of the alternative sources of renewable energy that have been widely explored. One of the trends of photovoltaic technology is the use of integrated microconverters or microinverters in the photovoltaic modules, thus allowing a local optimization of the generated energy. These microconverters present topologies that target to optimize the processing of photovoltaic energy, as well as increasing the efficiency of the system. Typically the photovoltaic topologies that target this optimization are based on a distributed system, consisting of several photovoltaic modules integrated with their respective microconverters. One of the possible physical architectures is the serial connection topology between photovoltaic modules with microconverters, without the need to use communication signals between them. The feedback linearization control is one of the control alternatives for microconverters in this type of connection, since it presents greater performance when compared to designed controllers based on the linearized models, besides providing a control technique allows that optimizes the operation of the system guaranteeing its stability. The objective of this work is to develop a nonlinear controller using the linearization input/output feedback technique to control the microconverters integrated to the photovoltaic modules of a distributed photovoltaic generation system.

Keywords: input/output linearization control, robustness, nonlinear control, buck-boost converter, distributed photovoltaic system.

Sumário

Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxiii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xxv
Lista de Símbolos	xxvii
1 Introdução Geral	1
1.1 Tecnologia Fotovoltaica	1
1.2 Objetivos e estrutura do trabalho	4
1.3 Artigo publicado	8
2 Topologias de sistemas fotovoltaicos	9
2.1 Topologia clássica	9
2.1.1 Conexão em série	10
2.1.2 Conexão em série-paralelo	12
2.1.3 Exemplo numérico	14
2.1.4 Vantagens	16
2.1.5 Desvantagens	17
2.2 Topologia com microinversores	18
2.2.1 Conexão em série	19
2.2.2 Conexão em paralelo	21
2.2.3 Exemplo numérico	24
2.2.4 Vantagens	25
2.2.5 Desvantagens	26
2.3 Topologia com microconversores	27
2.3.1 Tipo buck	27
2.3.2 Exemplo numérico	29
2.3.3 Tipo boost	30

2.3.4	Exemplo numérico	32
2.3.5	Tipo buck-boost	33
2.3.6	Exemplo numérico	35
2.3.7	Tipo <i>flyback</i>	36
2.3.8	Exemplo numérico	38
2.3.9	Vantagens	39
2.3.10	Desvantagens	40
2.4	Conclusão	41
3	Microconversor não inversível a quatro chaves buck-boost	43
3.1	Microconversor FSBB	43
3.1.1	Circuito elétrico e modos de operação	44
3.2	Modelagem matemática	46
3.2.1	Modelos médios	50
3.2.2	Modelo linearizado em um ponto de equilíbrio	57
3.2.3	Modelos representados por funções de transferência	61
3.3	Validação das funções de transferência	64
3.4	Transição de modos	67
3.4.1	Caso ideal	68
3.4.2	Limitações de ganho e zona morta	69
4	Controle Clássico	75
4.1	Projeto de controle	75
4.1.1	Controle de tensão	75
4.1.2	Controle de corrente	76
4.2	Análise de estabilidade	77
4.2.1	Modo buck	77
4.2.2	Modo boost	81
4.3	Conclusão	85
5	Controle por realimentação linearizante	87
5.1	Controle por realimentação linearizante entrada/saída	87
5.1.1	Linearização entrada/saída	88
5.2	Controle FLC do microconversor FSBB	90
5.2.1	Modo Buck	90
5.2.2	Modo Boost	93
5.3	Análise de estabilidade	96
5.3.1	Modo buck	96
5.3.2	Modo boost	100
5.4	Ajustes de parâmetros do controlador	101
5.4.1	Malha de corrente	101

5.4.2	Malha de tensão	103
6	Resultados de simulação	105
6.1	Sistema módulo PV - microconversor - inversor	105
6.1.1	Inversor emulado	111
6.1.2	Integrado à rede elétrica	111
6.2	Sistema Distribuído	118
6.2.1	Sistema com inversor emulado	119
6.2.2	Sistema integrado à rede elétrica	119
6.3	Conclusão	120
7	Aplicação do microconversor FSBB em uma microrrede CC	125
7.1	Introdução	125
7.2	Sistema de controle bidirecional do conversor	128
7.3	Modelagem dos elementos da microrrede	132
7.3.1	Inversor CC-CA	133
7.3.2	Sistema Fotovoltaico	134
7.3.3	Carga	137
7.4	Resultados de simulação	139
7.5	Conclusão	145
8	Conclusão Geral	147
A	Dimensionamento dos componentes do microconversor FSBB	149
	Referências Bibliográficas	153

Lista de Figuras

1.1	Topologias simplificadas aplicadas na tecnologia fotovoltaica.	3
2.1	Exemplos de limites mínimos e máximos por <i>string</i> de módulos fotovoltaicos para conexão em série de conversores do tipo buck, boost e buck-boost (considerando tensão de barramento 400V e tensão dos módulos 25V com potência de 250W).	10
2.2	Conexão em série entre PV's e tipos de estágio de processamento da energia fotovoltaica.	11
2.3	Conexão em série-paralelo entre PV's e tipos de configuração de dispositivos que processam energia dos PV's em série-paralelo.	13
2.4	Exemplo numérico da topologia clássica sobre efeito do sistema com e sem sombreamento parcial sobre os PV's proposto por [1].	14
2.5	Pontos de operação dos PV's com e sem sombreamento parcial e ponto de operação do diodo de <i>bypass</i> do sistema de topologia clássica.	15
2.6	O ponto A corresponde ao arranjo fotovoltaico sem sombreamento parcial, os pontos B e C correspondem as curvas do arranjo fotovoltaico com um único módulo sombreado e os pontos D e E correspondem a 8 módulos sombreados do arranjo fotovoltaico.	16
2.7	Sistema fotovoltaico com PV's integrados com seus microinversores (caixa em linha tracejada) conectados em série com a rede elétrica.	19

2.8	Sistema fotovoltaico com PV's integrados com seus microinversores (caixa em linha tracejada) conectados em paralelo com a rede elétrica.	22
2.9	Exemplos de estrutura elétrica de microinversores de baixa e alta frequência aplicados a um sistema fotovoltaico. . .	23
2.10	Exemplo numérico de PV's integrados com seus microinversores (caixa em linha tracejada) em série com controle pseudo-centralizado com e sem sombreamento.	24
2.11	Exemplo numérico da de PV's integrados com seus microinversores (caixa em linha tracejada) em paralelo com controle descentralizado com e sem sombreamento. . . .	25
2.12	Circuito simplificado do microconversor buck conectado a um PV.	28
2.13	Sistema distribuído fotovoltaico com topologia com microconversores buck em série com interface com a rede conectado através do inversor central.	28
2.14	Exemplo numérico do sistema distribuído de PV's integrados com microconversores buck (caixa em linha tracejada) em série com interface com a rede conectado através de um inversor central proposto por [1].	29
2.15	Pontos de operação dos PV's com e sem sombreamento parcial e ponto de operação do microconversor buck do sistema de topologia por microconversores.	30
2.16	Circuito simplificado de um microconversor boost conectado a um PV.	31
2.17	Sistema distribuído fotovoltaico com topologia com microconversores boost em série com interface com a rede conectado através do inversor central.	31
2.18	Exemplo numérico do sistema distribuído de PV's integrados com microconversores boost (caixa em linha tracejada) em série com interface com a rede conectado através de um inversor central.	32
2.19	Pontos de operação dos PV's com e sem sombreamento parcial e pontos de operação dos microconversores boost do sistema.	33
2.20	Circuito simplificado de um conversor buck-boost conectado a um PV.	34
2.21	Sistema distribuído fotovoltaico com topologia de microconversores buck-boost com interface com a rede conectado através de um inversor central.	34

2.22	Exemplo numérico do sistema distribuído de PV's integrados com microconvertidores buck-boost (caixa em linha tracejada) em série com interface com a rede conectado através de um inversor central proposto por [1].	35
2.23	Pontos de operação dos PV's com e sem sombreamento parcial e pontos de operação dos microconvertidores buck-boost do sistema.	36
2.24	Circuito simplificado de um conversor <i>flyback</i> conectado a um PV.	37
2.25	Sistema distribuído fotovoltaico com topologia por microconvertidores <i>flyback</i> , conectados em paralelo com interface com a rede através de um inversor central.	37
2.26	Sistema fotovoltaico sob efeito do sombreamento parcial com topologia por microconvertidores <i>flyback</i> com interface com a rede através de um inversor central proposto por [1].	38
2.27	Gráfico dos pontos de operação dos PV's em condições com e sem sombreamento parcial, juntamente com os pontos de operação dos microconvertidores <i>flyback</i>	39
3.1	Estrutura elétrica do microconversor FSBB conectado a um PV.	44
3.2	Sinais PWM's de controle do microconversor FSBB.	45
3.3	Funcionamento das chaves do microconversor em função da variável de controle $u(t)$ representada por um sinal do tipo rampa descendente e dos sinais Mod_1 e Mod_2	46
3.4	Características da curva do módulo fotovoltaico. (a) Curvas da resistência estática e dinâmica. (b) Região de operação sobre a curva $i - v$	48
3.5	Circuito equivalente de um PV.	48
3.6	Representação equivalente de um PV válido em torno do ponto de operação.	49
3.7	Circuito do microconversor FSBB simplificado conectado a circuito equivalente de um PV em modo de operação buck.	50
3.8	Funcionamento da primeira etapa de operação do microconversor FSBB em modo buck.	50
3.9	Funcionamento da segunda etapa de operação do microconversor FSBB em modo buck.	52

3.10	Circuito do microconversor FSBB simplificado conectado a circuito equivalente de um PV em modo de operação boost.	53
3.11	Funcionamento da primeira etapa de operação do microconversor FSBB em modo boost.	53
3.12	Funcionamento da segunda etapa de operação do microconversor FSBB em modo boost.	54
3.13	Circuito do microconversor FSBB simplificado conectado a um circuito equivalente de um PV em modo de operação buck-boost.	56
3.14	Análise do circuito do microconversor FSBB em pontos de distribuição da corrente e tensão.	56
3.15	Pequenas perturbações em torno do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico.	57
3.16	Diagrama de blocos dos modos de operação buck, boost e buck-boost do microconversor FSBB.	62
3.17	Diagrama de bode da malha de tensão dos modos buck e boost do microconversor FSBB.	65
3.18	Diagrama de bode da malha de corrente dos modos buck e boost do microconversor FSBB.	66
3.19	Sistema distribuído de geração fotovoltaica com microconversores FSBB interligado à rede elétrica através de um inversor central.	68
3.20	Razões cíclicas d_1 e d_2 em função da variável u para os dois modos de operação do microconversor FSBB no caso ideal.	69
3.21	Circuito elétrico do driver de bootstrap.	70
3.22	Circuito simplificado de aplicação do CI SM72295, no controle dos transistores do microconversor FSBB.	70
3.23	Sinais de comutação e PWM, utilizados no controle dos MOSFET's do microconversor FSBB mediante o CI SM72295.	71
3.24	Zona morta entre os modos de operação do microconversor FSBB caso não ideal.	72
3.25	Curva de ganho entre os modos de operação do microconversor FSBB para um caso não ideal. A curva em linha tracejada representa a parte da curva do ganho para o caso ideal.	73
4.1	Diagrama que mostra as malhas de controle da tensão V_{pv} para os modos buck (controle d_1) e boost (controle d_2) do microconversor FSBB.	76

4.2	Diagrama que mostra as malhas de controle da corrente i_L para os modos buck (controle d_1) e boost (controle d_2) do microconversor FSBB.	77
5.1	Controle em cascata FLC aplicado às malhas de tensão e corrente em modo de operação buck do microconversor FSBB.	93
5.2	Controle em cascata FLC aplicado às malhas de tensão e corrente em modo boost do microconversor FSBB.	96
5.3	Malha de controle interna de corrente.	102
5.4	Malha externa de controle de tensão.	103
6.1	Sistema módulo PV - microconversor - inversor.	106
6.2	Modelo médio emulado de um inversor central.	106
6.3	Comparativos entre as técnicas de controle FLC e clássica aplicadas no microconversor FSBB em modo buck.	109
6.4	Comparativos entre as técnicas de controle FLC e clássica aplicadas no microconversor FSBB em modo boost.	110
6.5	Oscilações degrau na radiação solar em modo de operação buck.	113
6.6	Oscilações degrau na radiação solar em modo de operação boost.	114
6.7	Sistema com controle FLC do microconversor FSBB em modo de operação buck conectado a rede trifásica.	116
6.8	Sistema com controle FLC do microconversor FSBB em modo de operação boost conectado à rede trifásica.	117
6.9	Sistema distribuído fotovoltaico simplificado com microconversores FSBB conectados à rede elétrica através de um inversor central.	118
6.10	Sistema distribuído com controle FLC dos microconversores FSBB em modo de transição entre os modos de operação buck e boost com inversor emulado.	121
6.11	Sistema distribuído com controle FLC dos microconversores FSBB em modo de transição entre os modos de operação buck e boost conectado à rede trifásica.	122
6.12	Transição compensada entre modos operação buck e boost dos microconversores do sistema distribuído fotovoltaico integrado à rede elétrica com perturbação do tipo rampa na radiação solar nos módulos fotovoltaicos.	123

7.1	Microrrede composta por fontes fotovoltaicas, com sistema de armazenamento de energia conectados à carga e à rede elétrica.	126
7.2	Malha de controle do dispositivo de armazenamento de energia com dois modos de operação (i) fonte com modo de controle por droop e (ii) modo de carregamento de bateria.	127
7.3	Conversor bidirecional CC-CC em modo fonte com controle por droop.	128
7.4	Conversor bidirecional CC-CC no modo de carga na bateria.	130
7.5	Diagrama de estabilidade no plano $\{P_{cc}, k_1\}$	131
7.6	Diagrama de estabilidade no plano $\{P_{cc}, k_2\}$	131
7.7	Diagrama de estabilidade no plano $\{P_{cc}, R_d\}$	132
7.8	Modelo reduzido de uma microrrede.	133
7.9	Inversor de potência bidirecional CC-CA.	133
7.10	Circuito equivalente de um conjunto de módulo fotovoltaico e microconversor da Figura 7.1.	135
7.11	Circuito de carga constante composta por um conversor buck.	138
7.12	Fluxo de potência da microrrede.	140
7.13	Correntes da microrrede no domínio do tempo.	140
7.14	Comparação entre a tensão de saída do conversor bidirecional CC-CC e a tensão na carga (tensão no capacitor C_2 da Figura 7.11).	141
7.15	Corrente de saída do conversor de potência CC-CC bidirecional para sistema de controle com e sem <i>feedforward</i>	142
7.16	Estado de carga SoC da bateria e a integral da corrente de saída do conversor bidirecional CC-CC.	142
7.17	Formas de onda da tensão de entrada de carga (v_{cc}), tensão de saída (v_l), e o estado de carga SoC da bateria em regime instável.	143
7.18	Formas de onda da corrente da microrrede durante uma operação instável.	143
7.19	Efeitos de instabilidade da microrrede no sistema fotovoltaico.	144

Lista de Tabelas

3.1	Modos de operação do microconversor FSBB.	44
3.2	Parâmetros do módulo SolarWorld SW-250 Mono Solar Panel.	64
3.3	Parâmetros do micro-conversor.	64
6.1	Parâmetros do módulo fotovoltaico utilizado para simulação do sistema composto por único módulo PV.	107
6.2	Parâmetros dos microconversores FSBB.	107
6.3	Parâmetros do controlador clássico para modo buck e boost.	108
6.4	Parâmetros do controlador FLC para modo buck e boost.	108
6.5	Parâmetros do barramento V_{cc} do sistema distribuído.	118
7.1	Parâmetros da microrrede CC.	139
A.1	Parâmetros técnicos do microconversor FSBB para dimensionamento dos seus componentes.	150

Lista de Abreviaturas e Siglas

CAVC	<i>Current Administrator Voltage compensator</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCR	<i>Constant Current Region</i>
CVR	<i>Constant Voltage Region</i>
CPS	<i>Constant Power Source</i>
CPL	<i>Constant Power Load</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EM	<i>Effect Mismatch</i>
FLC	<i>Feedback Linearization Control</i>
FSBBC	<i>Four Switch Buck Boost Converter</i>
FSBB	<i>Four Switch Buck Boost</i>
GD	Geração Distribuída
HRES	<i>Hybrid Renewable Energy System</i>
LVAC	<i>Low Voltage Alternative Current</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MPP	<i>Maximum Power Point</i>

MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
P	Proporcional
PI	Proporcional - Integral
PLC	<i>Power Line Carrier</i>
PLL	<i>Phase Lock Loop</i>
PV	<i>Photovoltaic Module</i>
PVECS	<i>Panel Voltage Energy Conversion System</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
WECS	<i>Wind Energy Conversion System</i>

Lista de Símbolos

Mod_1	sinal triangular amplitude (0-1)
Mod_2	sinal triangular amplitude (1-2)
V_{af}	tensão entre os terminais do arranjo fotovoltaico
n	quantidade de módulos fotovoltaicos
i_{af}	corrente do arranjo fotovoltaico
P_T	potência total
D_{PT}	dispositivo de estágio único ou múltiplo
i_{dc}	corrente contínua no barramento
V_o	tensão de saída
V_i	tensão de entrada
i_{pv}	corrente de saída entre os terminais do módulo fotovoltaico
v_{pv}	tensão entre os terminais do módulo fotovoltaico
P_{pv}	potência fotovoltaica
S_1	transistor do modo buck $(0 - d_1)T$
S_2	transistor do modo buck $(1 - d_1)T$
S_3	transistor do modo boost $(0 - d_2)T$
S_4	transistor do modo boost $(1 - d_2)T$
d_1	razão cíclica do modo buck
d_2	razão cíclica do modo boost
u	variável de controle do microconversor

I_{ph}	corrente do arranjo fotovoltaico série-paralelo
I_d	corrente do arranjo fotovoltaico série-paralelo
K	constante de Boltzmann
T_c	temperatura das células fotovoltaicas
R_p	resistência shunt do módulo fotovoltaico
R_s	resistência estática do módulo fotovoltaico
g_{pv}	condutância dinâmica
I_{pv}	corrente do módulo fotovoltaico em ponto de equilíbrio corrente contínua
V_{pv}	tensão do módulo fotovoltaico em ponto de equilíbrio corrente contínua
V_{mpp}	tensão do módulo fotovoltaico em ponto de máxima potência
I_{mpp}	corrente do módulo fotovoltaico em ponto de máxima potência
V_{oc}	tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico
I_{sc}	corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico
r_s	resistência dinâmica do módulo fotovoltaico
V_m	tensão sobre as células fotovoltaicas de um módulo fotovoltaico
i_L	corrente do indutor do microconversor
T	período da frequência de comutação
\tilde{i}_{pv}	pequena variação na corrente do módulo fotovoltaico
\tilde{v}_{pv}	pequena variação na tensão do módulo fotovoltaico
i_o	corrente de saída do microconversor
\tilde{d}_1	pequena variação na razão cíclica no modo buck
\tilde{d}_2	pequena variação na razão cíclica no modo boost
\tilde{i}_L	corrente do indutor do microconversor
\tilde{i}_o	corrente de saída do microconversor

D_2	razão cíclica no modo de operação boost no ponto de equilíbrio
D_1	razão cíclica no modo de operação buck no ponto de equilíbrio
k_{pv}	ganho proporcional do controle de tensão
k_{iv}	ganho integral do controle de tensão
k_{pi}	ganho proporcional do controle de corrente

Capítulo 1

Introdução Geral

Neste capítulo são abordados, de forma sucinta, conceitos sobre a tecnologia fotovoltaica. A seção 1.1 apresenta um contexto introdutório sobre aplicações da tecnologia fotovoltaica em sistemas distribuídos de geração fotovoltaica. A seção 1.2 apresenta os objetivos e estrutura adotada no desenvolvimento dos capítulos deste trabalho.

1.1 Tecnologia Fotovoltaica

A energia fotovoltaica no contexto mundial é uma das fontes de energia renováveis que vêm sendo amplamente exploradas, devido ao crescimento da demanda energética e por razões ambientais. Esta energia eventualmente está sendo utilizada para substituir fontes de energias convencionais como as de combustíveis fósseis e a energia nuclear [2, 3, 4]. Os mecanismos físicos envolvidos na geração da energia fotovoltaica são responsáveis na eficiência do processo de conversão da energia solar em energia elétrica [5]. O principal material que atualmente permite a maior taxa desta conversão é o silício, com eficiência de 26,7%. Este material vem sendo aprimorado ao longo do desenvolvimento desta tecnologia, permitindo atingir níveis de eficiência cada vez maiores [6, 7].

Atualmente a energia fotovoltaica é processada por conversores **CC-CC** e inversores **CC-CA**, integrando um sistema de geração distribuída (**GD**)¹ voltada à operação de microrredes ilhadas ou conectadas à rede elétrica [8, 9, 10]. As microrredes podem ser compostas por

¹Geração Distribuída é um sistema composto por diversas fontes de energia que atendem cargas no local mais próximo [4].

diversas fontes de energias de origem solar, eólica, biomassa, por citar somente algumas delas [4]. No sistema **GD** para aplicações fotovoltaicas, diversas configurações podem ser utilizadas para o processamento da energia gerada, permitindo ter certa flexibilidade no sistema² [12]. Entretanto existem algumas topologias fotovoltaicas que são mais difundidas na prática, algumas voltadas à otimização da estrutura do sistema e outras voltadas ao aumento da eficiência do sistema fotovoltaico.

Em fontes de energias renováveis baseadas em módulos fotovoltaicos (**PVECS**) ou em turbinas eólicas (**WECS**), objetiva-se extrair a máxima potência disponível nestes dispositivos, isto é, estas fontes devem operar rastreando o ponto de máxima potência (**MPPT**). Para isto, empregam-se conversores estáticos que rastreiam o ponto de máxima potência através da corrente e da tensão de saída do módulo fotovoltaico ou da turbina eólica [13, 14, 15].

Devido ao grande interesse por fontes renováveis, o emprego de novas tecnologias de semicondutores de eletrônica de potência, possibilitou melhorar a eficiência dos conversores, apresentando menores perdas e aprimorando as características térmicas [16]. Para um sistema fotovoltaico isso se torna imprescindível, já que a eficiência de conversão da energia solar em energia elétrica, através dos módulos fotovoltaicos é, até o presente momento, limitada em 26,7%.

Sistemas compostos por duas ou mais fontes energéticas renováveis baseadas, por exemplo em fontes de energia eólica e solar, caracterizam um sistema híbrido de energias renováveis (**HRES**). As fontes de energia que compõe um sistema **HRES**, necessitam de dispositivos eletrônicos para interligar-se com a rede ou até mesmo para seu funcionamento isolado. Para tal finalidade são utilizados conversores **CC-CC** elevadores ou abaixadores de tensão, assim como inversores (conversores **CC-CA**), responsáveis por processar a energia gerada pelas fontes renováveis. As fontes de energia renovável baseadas em módulos fotovoltaicos ou em turbinas eólicas estão submetidas aos efeitos causados pelos: (i) impactos naturais³ ou (ii) por sombreamentos parciais isto é, falta parcial de radiação solar sobre os painéis fotovoltaicos e vento intermitente no caso dos geradores eólicos [17].

Em sistemas de geração de energia fotovoltaica, as condições irregulares de radiação solar, sombreamento parcial⁴, degradação não

²Sistema Flexível é um sistema que permite formas de adaptabilidade mediante a mudanças externa mantendo seu desempenho satisfatório [11].

³Impacto Natural é um efeito que ocorre por ação do ambiente sobre o dispositivo gerador de energia, que degrada a eficiência da potência gerada.

⁴Sombreamento parcial pode ocorrer por ações de nuvens, estruturas de materiais

uniforme das células fotovoltaicas e efeitos devidos à diferença das propriedades elétricas ou das condições de operação (Effect Mismatch, *EM*) [18] de diferentes módulos fotovoltaicos, comprometem a eficiência do sistema, reduzindo a geração da potência total [19, 20].

No contexto atual da tecnologia fotovoltaica, as topologias adotadas possibilitam desenvolver novas técnicas de controle no processamento desta energia. As técnicas recentes se adaptam e se ajustam às condições variantes do ambiente em que os módulos fotovoltaicos operam no local de trabalho. Os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados nas seguintes topologias: (i) clássica, (ii) baseadas em microinversores e (iii) que utilizam microconvertidores, sendo as duas últimas consideradas como otimizadores distribuídos de potência que visam maximizar a eficiência em aplicações fotovoltaicas [21].

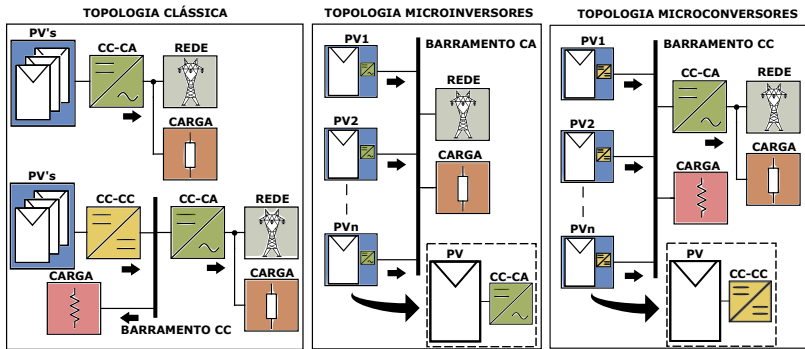


Figura 1.1: Topologias simplificadas aplicadas na tecnologia fotovoltaica.

A Figura 1.1 apresenta as topologias mais utilizadas pela tecnologia fotovoltaica, algumas destas apresentam barramento CC ou CA. Neste barramento os conversores e inversores podem ser configurados em conexões em série ou paralelo como também diversas cargas podem estar conectadas neste mesmo barramento ou na saída do inversor ou conversor. Note que na Figura 1.1, o sentido da potência de cada elemento é indicado por setas.

A topologia clássica é ainda muito utilizada atualmente, pois esta constitui-se em uma configuração de conexão em série ou série-paralelo de PV's, necessitando de vários módulos fotovoltaicos que somam uma tensão de pelo menos 400V para injetar potência na rede elétrica por

ou por vegetação que interrompem a luz solar sobre os módulos fotovoltaicos.

meio de um inversor **CC-CA**. A ineficiência desta topologia está relacionada com as condições dos impactos naturais decorrentes aos locais de instalação dos módulos fotovoltaicos. Como alternativa visando à eficiência e à otimização da potência sobre as consequências das variações climáticas, foram desenvolvidas as topologias por microinversores e microconversores. Estas topologias integram cada microconversor ou microinversor em cada **PV**, permitindo operar de forma independente no rastreamento de máxima potência [21, 22].

A topologia por microinversor permite conexões em série ou paralelo entre os mesmos. A conexão série requer sincronismo entre os microinversores, necessitando assim uma comunicação entre os mesmos. Desta forma, o microinversor pode converter a energia fotovoltaica na faixa de tensão $12 - 45V$ **CC** em $0 - 45V_{rms}$ **CA**. Já a conexão paralelo tem como característica principal a transferência e a conversão da energia fotovoltaica **CC** em **CA** diretamente na rede ou em cargas distribuídas pelo barramento **CA**. Porém esta topologia apresenta limites de eficiência devidos principalmente à sua estrutura elétrica [23, 22].

A topologia por microconversores possui flexibilidade quanto às condições do ambiente de operação dos **PV**'s. A configuração entre a conexão dos microconversores é similar à topologia de microinversores, porém o processamento da energia é somente em **CC**, necessitando de um inversor central para que a energia fotovoltaica seja injetada na rede ou diretamente nas cargas. [21, 22, 24, 23].

Embora existam técnicas que possam mitigar⁵ os efeitos climáticos baseadas em técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (como exemplo técnica de Perturba e Observa), através destas técnicas não é possível obter a potência total gerada pelos módulos fotovoltaicos [25].

1.2 Objetivos e estrutura do trabalho

O foco deste trabalho é aplicar a técnica de controle não linear por realimentação linearizante a microconversores com topologia de quatro chaves não inversível tipo buck-boost (**FSBB**). O clássico controlador em cascata utilizado em eletrônica de potência, formado por uma malha interna de controle de corrente e outra malha externa de controle de tensão, é redefinido utilizando as técnicas da realimentação linearizante entrada/saída. Não se objetiva neste trabalho abordar o

⁵Mitigar é no contexto deste trabalho, minimizar o efeito de sombreamento nos módulos fotovoltaicos.

estudo da topologia do conversor, nem as etapas de projeto, uma vez que são bem conhecidas. Para maiores informações sobre o projeto do microconversor **FSBBC** vide o Apêndice **A**.

A arquitetura adotada em um sistema distribuído fotovoltaico é por meio de conexões em série entre os microconversores formando um barramento **CC**, em que cada microconversor opera em modo de condução contínua (**MCC**). Este barramento **CC** é conectado a um inversor trifásico que interliga o sistema **GD** com a rede elétrica e que controla a tensão de saída **CC** deste barramento.

Os modelos desenvolvidos do microconversor são representados por equações diferenciais não lineares e por meio da técnica de controle por realimentação linearizante entrada/saída (**FLC**) é possível linearizar as equações do modelo obtendo um novo modelo linear válido para todo o espaço de estados (modelo linear "global"), a partir do qual pode ser projetado um controlador linear. Este controlador não permite otimizar a resposta do microconversor, melhorando a eficiência, desempenho transitório e robustez sobre as perturbações introduzidas por impactos naturais seja pelo sombreamento parcial e pela degradação dos módulos fotovoltaicos causados pelo **EM** [26].

O controle por realimentação linearizante voltado à aplicação fotovoltaica é um assunto relativamente recente. Por conta disto a literatura técnica ainda carece de estudos mais profundos sobre a estabilidade e o comportamento dinâmico dos otimizadores de energia voltados à aplicação em sistemas distribuídos. Os trabalhos existentes geralmente utilizam modelos linearizados em torno a um ponto de operação voltados a técnicas clássicas para projeto do controle, onde estes são válidos localmente. Aqui vale a pena mencionar que a característica de funcionamento do painel fotovoltaico (V_{pv}, i_{pv}) é fortemente não linear, apresentando três regiões de operação: (i) de corrente constante operando o painel como fonte de corrente (**CCR**), (ii) de máxima potência e (iii) de tensão constante operando como fonte de tensão (**CVR**).

Ao contrário das técnicas clássicas de linearização local comumente utilizadas na literatura, a abordagem técnica proposta neste trabalho permite projetar controladores baseados em modelos não lineares (modelos de grandes sinais), por meio da realimentação entrada/saída dos termos não lineares. O modelo não linear do microconversor **FSBBC**, nos modos de operação buck e boost é apresentado, seguido do modelo exato de linearização utilizando a técnica **FLC** [27]. A partir desse modelo linearizado, projetam-se controladores proporcional **P** e proporcional integral **PI** para controle da corrente e da tensão baseando-se na estratégia de controle em cascata. Os resultados de

simulação permitem avaliar a eficácia da técnica de controle proposta, sendo capaz de regular a tensão do **PV** independentemente do ponto de operação do módulo fotovoltaico.

Alguns parâmetros importantes para o projeto de controle da técnica **FLC** são escolhidos via critérios técnicos, levando em conta o seu efeito na estabilidade e na resposta dinâmica do sistema. O desenvolvimento desta técnica de controle não linear para o microinversor **FSBCC**, operando como otimizador de potência é a principal contribuição deste trabalho.

Esta dissertação é organizada da seguinte forma. No capítulo 2 são apresentadas as topologias mais comumente utilizadas na transferência da energia fotovoltaica destacando as vantagens e desvantagens de cada uma delas. Os sistemas de geração fotovoltaica distribuída baseados em microinversores e microconvertidores também são estudados de forma a justificar a escolha da topologia adotada neste trabalho.

No Capítulo 3 apresenta-se o circuito elétrico do microinversor **FSBCC**, seus modos de operação, modelagem matemática, a validação dos modelos e a transição entre seus modos de operação. Também são mostradas as etapas de seu funcionamento assim como todo conteúdo referente a abordagem matemática em **MPPT** do módulo fotovoltaico em conjunto com o microinversor.

No capítulo 4 apresenta-se um dos métodos de controle mais comumente utilizados na literatura eletrônica de potência, denominado neste trabalho como controle clássico. Realiza-se o projeto de controle através dos modelos de pequenos sinais desenvolvidos no ponto de equilíbrio operando o sistema em **MPPT** para os dois modos de operação do microinversor **FSBCC**. Aborda também a análise da estabilidade do sistema em seus modos de operação buck e boost nas diferentes regiões de operação do módulo fotovoltaico.

O capítulo 5 apresenta a abordagem de controle por realimentação linearizante entrada/saída proposta neste trabalho. Inicialmente com um contexto teórico sucinto sobre a técnica de controle por realimentação linearizante entrada/saída (**FLC**), modelagem matemática e análise de estabilidade sobre os modos de operação do microinversor **FSBCC**.

O capítulo 6 apresenta os resultados de simulação em ambiente computacional, comparando o desempenho do controle clássico com o do controle **FLC**, sobre um sistema formado (i) por um único módulo **PV** e (ii) um sistema de dois módulos, ambos sistemas conectados à rede elétrica através de um inversor.

No capítulo 7-se apresenta um exemplo de aplicação do sistema

GD fotovoltaico proposto neste trabalho em uma microrrede de corrente contínua (**CC**). O objetivo deste capítulo é apresentar resultados de simulação que mostram o comportamento dinâmico desta microrrede com várias interações de fontes e cargas no sistema.

O capítulo **8** trata das conclusões gerais do trabalho.

No anexo **A** apresentam-se os cálculos do dimensionamento dos componentes utilizados no projeto do microinversor para obter os resultados de simulação.

1.3 Artigo publicado

Como resultado do trabalho de mestrado foi publicado o seguinte artigo em congresso da área de eletrônica de potência e energias renováveis [28].

- E. Lenz, D. J. Pagano, M. T. Saito, and J. Pou, “Nonlinear Control of a Bidirectional Power Converter for Connecting Batteries in dc Microgrids,” *8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems - 2017* [28].

Capítulo 2

Topologias de sistemas fotovoltaicos

Neste capítulo serão abordadas as topologias mais comumente utilizadas na transferência da energia fotovoltaica. Serão destacadas as diferenças em suas estruturas elétricas, suas vantagens e desvantagens, assim como também os conceitos que envolvem o sistema de processamento desta energia. Uma revisão bibliográfica breve e sucinta dessas topologias será apresentada.

A seção 2.1 introduz o conceito de transferência da energia fotovoltaica através do método clássico. Posteriormente, a seção 2.2 trata dos otimizadores de energia fotovoltaica utilizando microinversores, enquanto na seção 2.3 são abordados os otimizadores de energia utilizando microconversores. Nas seções mencionadas anteriormente serão apresentadas as arquiteturas de sistemas fotovoltaicos mais utilizadas na prática, assim como os métodos de controle mais citados na literatura técnica.

2.1 Topologia clássica

A topologia clássica é um tipo de estrutura muito comumente utilizada na prática, direcionada a conexões entre PV's, dispendo do tipo série e série-paralelo [29]. Estas conexões entre os módulos fotovoltaicos formam um arranjo fotovoltaico ou *string* e devem estar conectados a dispositivos que conduzem, controlam e processam a energia fotovoltaica, seja para injetar potência na rede elétrica ou para alimentação

de cargas. Tipicamente estes dispositivos são inversores ou conversores de eletrônica de potência e podem classificar-se segundo sua estrutura física no processamento da energia fotovoltaica em: (i) estágio único constituído por um único inversor e (ii) estágios múltiplos, compostos geralmente por um ou mais conversores **CC-CC** e um inversor. Os conversores **CC-CC** utilizados em estágio múltiplos podem ser do tipo buck, boost e buck-boost e devem atender requisitos sobre a quantidade de módulos fotovoltaicos associados entre-si (vide a Figura 2.1), respeitando a quantidade mínima e máxima de módulos fotovoltaicos por *string*.

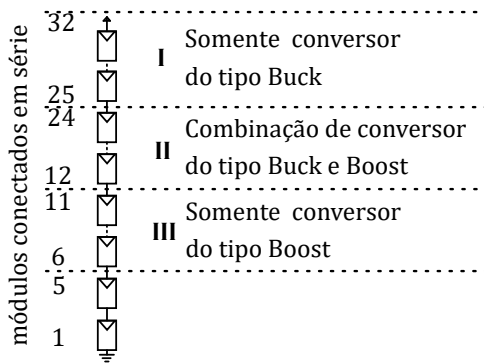


Figura 2.1: Exemplos de limites mínimos e máximos por *string* de módulos fotovoltaicos para conexão em série de conversores do tipo buck, boost e buck-boost (considerando tensão de barramento 400V e tensão dos módulos 25V com potência de 250W).

O inversor central conectado na saída dos terminais do conversor **CC-CC** apresenta dois tipos de características quanto à sua construção elétrica isolada¹ e não isolada. Ambas as categorias tem como finalidade converter e transferir a energia produzida pelo arranjo fotovoltaico para a rede elétrica [30].

2.1.1 Conexão em série

A conexão em série dos módulos fotovoltaicos é um tipo de configuração que permite atingir níveis elevados de tensão sobre o arranjo fotovoltaico. Geralmente esta tensão fica em torno de 400V **CC**, já a

¹Inversor isolado é um dispositivo que emprega um transformador de energia, que separa a parte de alta potência elétrica da baixa por meio do isolamento galvânico.

corrente do arranjo fotovoltaico que percorre todos os PV's conectados em série é a mesma. A energia produzida por esta conexão é processada por dispositivos eletrônicos de potência, que são caracterizados eletricamente como isolados e não isolados [30, 31]. O isolamento galvânico destes dispositivos é um requisito importante em algumas redes elétricas que apresentam diferentes pontos de aterramento. Conexões sem aterramento remetem a aplicações em sistemas formados basicamente por microrredes ilhadas [29], isto é, que não estão conectadas à rede elétrica.

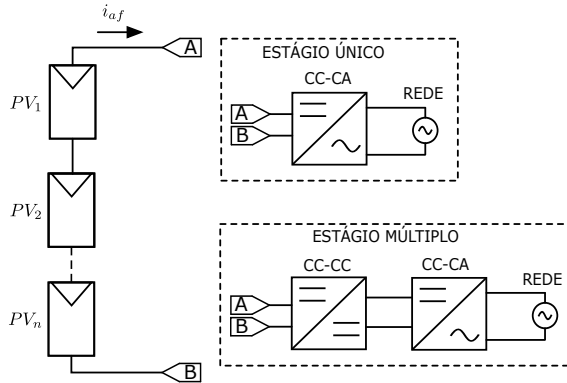


Figura 2.2: Conexão em série entre PV's e tipos de estágio de processamento da energia fotovoltaica.

A Figura 2.2, mostra os tipos de configurações mais utilizadas para processamento da energia fotovoltaica. No estágio único apresenta-se um único dispositivo eletrônico que transfere a potência fotovoltaica diretamente à rede elétrica. Este dispositivo é o inversor **CC-CA** que tem como função, além da conversão **CC-CA**, garantir que o arranjo dos módulos fotovoltaicos opere em **MPPT**. Através desta topologia o inversor tem como função o controle da tensão sobre o arranjo fotovoltaico, permitindo conectar diretamente com a rede elétrica, minimizando a quantidade de dispositivos necessários para processamento da energia fotovoltaica. No estágio múltiplo geralmente há a necessidade de mais de um dispositivo eletrônico para conduzir e processar a energia fotovoltaica. Estes dispositivos são tipicamente um conversor e um inversor.

A função do conversor é semelhante ao inversor de estágio único, mas este opera em **CC-CC** e o inversor **CC-CA**. Portanto o inversor tem como função garantir que a saída do conversor **CC** seja controlada

a um nível de tensão que geralmente é acima da amplitude da rede elétrica [31], isto é válido para sistemas conectados à rede elétrica. Em redes ilhadas, o controle ocorre na tensão de saída do inversor, priorizando que a tensão de saída **CA** seja controlada a níveis de amplitude adequados.

A tensão sobre o arranjo fotovoltaico da Figura 2.2 entre os pontos A e B, é definida por:

$$V_{af} = \sum_{k=1}^n V_{PV_k} = V_{PV_1} + V_{PV_2} + \dots + V_{PV_n} \quad (2.1)$$

onde V_{af} representa a tensão sobre o arranjo fotovoltaico, n a quantidade de PV's conectados que compõem o arranjo fotovoltaico.

A corrente do arranjo fotovoltaico entre os terminais A e B da Figura 2.2 é definida por:

$$i_{af} = i_{PV_1} = i_{PV_2} = \dots = i_{PV_n} \quad (2.2)$$

onde variável i_{af} representa a corrente que percorre por todo o circuito dos módulos fotovoltaicos até a entrada do inversor.

A potência total do arranjo fotovoltaico está relacionada à quantidade de potência disponível por cada módulo sendo definida por:

$$P_T = i_{af} \sum_{k=1}^n V_{PV_k} \quad (2.3)$$

onde P_T define a potência total do arranjo fotovoltaico.

2.1.2 Conexão em série-paralelo

As conexões em série-paralelo entre os PV's apresentam características semelhantes quanto à tensão da conexão em série da subseção 2.1.1. A corrente é a soma das correntes de vários arranjos fotovoltaicos em série conectados entre si em paralelo, o que proporciona um aumento da, corrente e de a potência gerada. Entretanto os dispositivos que processam a energia fotovoltaica são os mesmos já mencionados na subseção anterior, isto é, o método de processamento é realizado seja em estágio único ou múltiplo, podendo estes dispositivos operar de forma isolada ou não isolada.

De maneira similar, configurações apresentadas na subseção 2.1.1, a Figura 2.3 mostra as configurações utilizadas nas conexões série-paralelo. Este tipo de estrutura se diferencia pela característica da

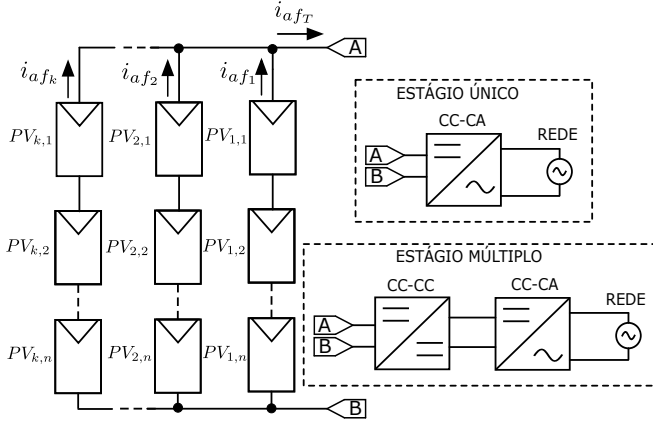


Figura 2.3: Conexão em série-paralelo entre PV's e tipos de configuração de dispositivos que processam energia dos PV's em série-paralelo.

associação elétrica dos PV's, pois a tensão aplicada ao dispositivo de processamento da energia é a mesma da conexão em série, considerando a mesma quantidade de PV's em ambas conexões. Já a corrente apresenta incremento(s) na amplitude, deve-se à(s) conexão(ões) em paralelo de outro(s) arranjo(s) fotovoltaico(s).

A tensão dos arranjos fotovoltaicos entre os pontos A e B da Figura 2.3 é semelhante à equação (2.1) dada por:

$$V_{afT} = \sum_{k=1}^n V_{PV_k} = V_{PV_1} + V_{PV_2} + \dots + V_{PV_n} \quad (2.4)$$

onde V_{afT} representa a tensão sobre o arranjo fotovoltaico. A corrente total dos arranjos fotovoltaicos é definida por:

$$i_{afT} = \sum_{k=1}^n i_{afk} = i_{af_1} + i_{af_2} + \dots + i_{af_n} \quad (2.5)$$

onde i_{afT} corresponde a soma da corrente total dos arranjos fotovoltaicos de i_{af_1} a i_{af_n} . De maneira semelhante às conexões em série da subseção anterior, a potência total na conexão série-paralelo, está relacionada à quantidade de potência que cada módulo fotovoltaico produz. Nesse tipo de configuração a potência é aumentada de acordo com a inserção de arranjos fotovoltaicos em paralelo sendo esta potência definida por:

$$P_T = i_{afT} \sum_{k=1}^n V_{PV_k} \quad (2.6)$$

É importante salientar que para a topologia clássica é imprescindível o uso de módulos fotovoltaicos idênticos ou seja, que possuem as mesmas características elétricas, isso minimiza as perdas de potência no sistema [32]. Um outro fator está relacionado ao local de trabalho, pois o módulo fotovoltaico está sujeito aos efeitos climáticos e ao sombreamento parcial, acarretando significativas perdas da potência total do sistema fotovoltaico [1].

2.1.3 Exemplo numérico

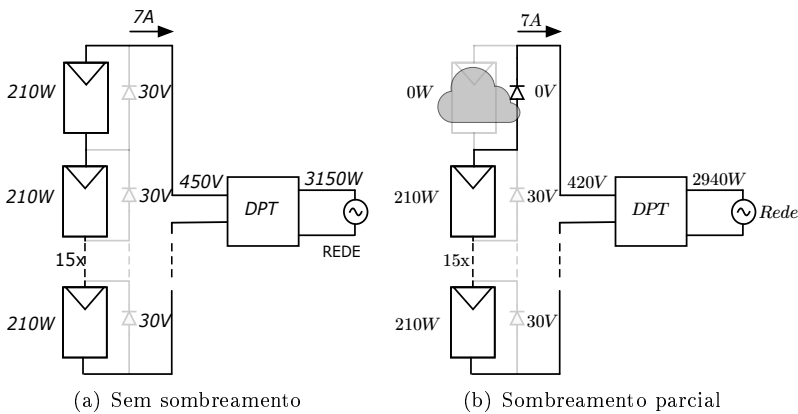


Figura 2.4: Exemplo numérico da topologia clássica sobre efeito do sistema com e sem sombreamento parcial sobre os PV's proposto por [1].

Analisando a Figura 2.4 como um circuito ideal, onde D_{PT} é um dispositivo de estágio único ou múltiplo, a Figura 2.4(a), mostra condições climáticas iguais para todos os (quinze) módulos fotovoltaicos. Note que os diodos de *bypass* não entram em condução, desta forma não há queda de tensão no arranjo fotovoltaico e toda potência fotovoltaica é direcionada ao D_{PT} . Na Figura 2.4(b), o efeito do sombreamento parcial sobre um único PV afeta negativamente a potência total do sistema, fornecendo ao D_{PT} somente a potência dos demais

(quatorze) PV's não sombreados. Para este caso o diodo de *bypass* entra em condução permitindo a passagem da corrente dos demais PV's, a tensão gerada pelo PV sombreado é negligenciada².

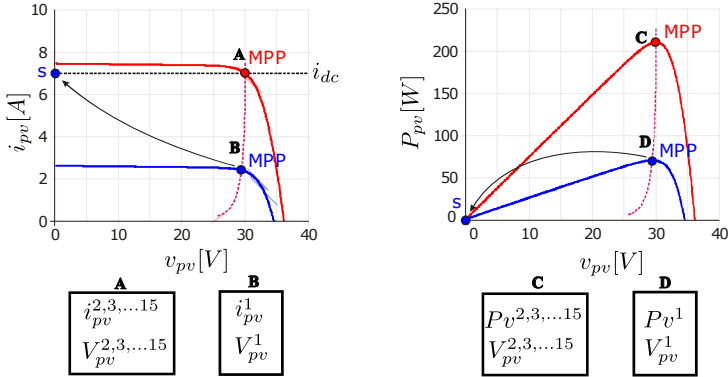


Figura 2.5: Pontos de operação dos PV's com e sem sombreamento parcial e ponto de operação do diodo de *bypass* do sistema de topologia clássica.

A Figura 2.5, mostra gráficos do comportamento do sistema com e sem sombreamento parcial. As características elétricas da curva em MPP do único módulo fotovoltaico sombreado é representado pelas curvas B e D e os (quatorze) demais módulos não sombreados são representados individualmente pelas curvas A e C. Apesar de que o módulo fotovoltaico sombreado apresente uma potência de 70W, esta potência é totalmente perdida quando o diodo de *bypass* entra em condução sendo que o ponto de operação do módulo fotovoltaico sombreado é representado por S na Figura 2.5. As características desta topologia são: (i) a corrente i_{dc} no arranjo fotovoltaico é constante e definida pelo módulo fotovoltaico que esteja operando em MPPT superior ao demais módulos; e (ii) a tensão no arranjo fotovoltaico é variável, isto se deve à perda(s) de potência(s) nos módulos, seja pela ativação do(s) diodo(s) de *bypass* caso ocorra sombreamento parcial. Decorrente destes efeitos um inversor ou conversor associado a este tipo de topologia estará condicionado a variações de tensão na sua entrada.

A Figura 2.6 mostra o gráfico do efeito do sombreamento parcial do arranjo fotovoltaico. A condição sem sombreamento do arranjo fotovoltaico proposto na Figura 2.4(a) é representado pelo ponto A.

²Negligenciar é desprover ou ignorar algum valor de um elemento.

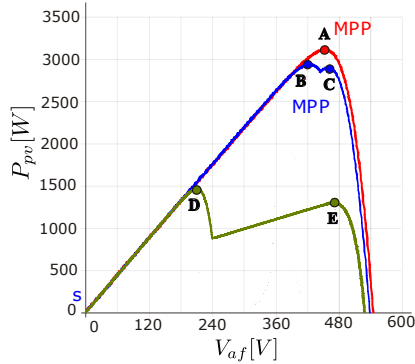


Figura 2.6: O ponto A corresponde ao arranjo fotovoltaico sem sombreamento parcial, os pontos B e C correspondem as curvas do arranjo fotovoltaico com um único módulo sombreado e os pontos D e E correspondem a 8 módulos sombreados do arranjo fotovoltaico.

Quando o arranjo fotovoltaico está sob condições conforme os parâmetros da Figura 2.4(b), ou seja com único módulo sombreado a curva de potência do arranjo fotovoltaico apresenta dois pontos B e C de **MPP**. Os pontos D e E de **MPP** representam as curvas sobre uma condição em que existem 8 módulos sombreados e 7 não sombreados. Este tipo de efeito produz uma curva no plano (V_{af}, P_{pv}) que apresenta mínimos e máximos locais, exigindo uma técnica de rastreamento do ponto **MPP**, capaz de prever estas situações [33].

Devido à forma como geralmente ocorre a(s) ativação(ões) do(s) diodo(s) de *bypass*, o sistema clássico apresenta este tipo de desvantagem sobre as perdas de potência.

Geralmente as técnicas de controle utilizadas neste tipo de topologia englobam o projeto dos parâmetros do controlador baseado nas respostas dinâmicas das malhas do sistema, através de modelos linearizados sendo válidos tanto para o inversor **CC-CA** como para o conversor **CC-CC**. Embora existam outras técnicas de controle que visam mitigar os efeitos do sombreamento, não são tão eficazes a fim de prover toda a potência que os PV's dispõem sob estas condições.

2.1.4 Vantagens

A topologia clássica permite atingir valores de tensão elevadas, isso se deve à quantidade de PV's conectados entre as conexões série

ou série-paralelo. O processamento da energia fotovoltaica em estágio único ocorre diretamente entre o arranjo fotovoltaico e a rede elétrica através de um único inversor central **CC-CA**. Este inversor não necessariamente utiliza um transformador em seu circuito eletrônico interno, quando o nível da tensão no arranjo for superior à tensão da rede elétrica. Tratando-se de uma configuração de estágio múltiplo através de conversores **CC-CC** é possível reduzir o peso do transformador em sistemas isolados, mediante o processamento da energia fotovoltaica em alta frequência [30]. Geralmente os conversores associados a estágios múltiplos podem ser do tipo buck, boost e buck-boost, isso depende da quantidade mínima de módulos fotovoltaicos do sistema [22].

Um sistema que possui inversor com transformador de baixa frequência, apresenta vantagens relacionadas ao seu isolamento galvânico, o que visa atender as exigências de determinadas concessionárias elétricas locais. Embora as exigências recentes permitam que sistemas fotovoltaicos sejam não aterrados com o uso de inversores não isolados [29].

Geralmente estes dispositivos eletrônicos controlam variáveis do sistema, não necessitando de comunicação entre os dispositivos (conversores e inversores) neste caso válido para estágio múltiplos. Embora existam outros métodos de controle mais robustos, o controle baseado em modelos linearizados é geralmente utilizado devido à sua simplicidade [1].

Outra característica importante desta topologia é que, quando não há sombreamento parcial, os diodos de *bypass* não entram em condução. Isto é visto como uma vantagem pois simplifica o processo de transferência da energia fotovoltaica, não havendo necessidade de utilizar sistemas de controle complexos.

2.1.5 Desvantagens

A topologia clássica está sujeita aos problemas de processamento de energia válidos para os estágios único e múltiplo. Estes problemas são causados por fatores externos tais como: variações das condições climáticas sobre os módulos fotovoltaicos, sombreamento parcial, degradação não uniforme dos módulos fotovoltaicos. Isto afeta a eficiência do sistema fotovoltaico, ocasionando perdas de potência. A situação crítica do sistema ocorre pela condução do diodo de *bypass* contido em cada módulo fotovoltaico [1].

A necessidade da associação de vários PV's seja para conexões em série ou série-paralelo é feita para fins de obter uma tensão superior

se comparada com o nível de pico da rede elétrica em regime nominal. A tensão dos módulos fotovoltaicos comerciais em média está na faixa de 20 a 40V [34]. Devido à elevada tensão, a potência é relativamente alta e uma extensão ou uma flexibilidade nesse tipo de topologia não pode ser realizada. [35].

Outra desvantagem está associada aos problemas do Effect Mismatch entre os módulos fotovoltaicos [18]. Os problemas gerados pelo EM são decorrentes a fatores internos externos das células fotovoltaicas, dentre os quais podemos citar: (i) a não homogeneidade externa das características das célula devido à fabricação dissimétrica³; (ii) a degradação da camada celular e a quebra de células fotovoltaicas e (iii) a decomposição de materiais compostos de pequenas partículas de variadas origens, estruturas e composições, que se depositam nos módulos fotovoltaicos a partir da suspensão pelo ar e a degradação das células fotovoltaicas. Todos esses fatores reduzem a eficiência do arranjo de módulos fotovoltaicos [36].

Todos os módulos fotovoltaicos não operam em MPPT de forma independente, sendo assim um PV sombreado parcialmente ou com radiação difusa irá atuar com potência diferente dos demais do arranjo fotovoltaico, como consequência na desigualdade de potência o diodo de *bypass* entra em condução reduzindo a potência do módulo sombreado [35].

2.2 Topologia com microinversores

A topologia com microinversores é uma das alternativas de otimização no processamento da energia fotovoltaica. Esta topologia permite a conversão direta de CC do PV em CA. Este tipo de conversão é realizado entre a interface do módulo fotovoltaico com a rede elétrica através de um microinversor ou por vários microinversores. O objetivo principal desta conversão é produzir uma forma de onda de corrente senoidal na saída do microinversor a partir da corrente contínua do(s) PV(s). Esta onda gerada necessita que a frequência e a fase processadas sejam controladas e sincronizadas com a rede elétrica [37]. Tipicamente a energia fotovoltaica injetada na rede elétrica ocorre através de um único microinversor ou por sistemas multiníveis⁴ ou sis-

³Fabricação dissimétrica é a desproporção da semelhança das características químicas dos módulos fotovoltaicos entre os fabricantes.

⁴Sistema multinível é constituído por diversas fontes de energia conectadas em série, que permite obter níveis de tensão elevadas, compondo uma característica de sistema distribuído.

temas distribuídos. Um sistema multinível é composto por conexões em série entre os microinversores que estão integrados nos PV's [38].

As conexões encontradas na literatura técnica para a topologia de microinversores geralmente são série e paralelo.

2.2.1 Conexão em série

Neste tipo de conexão os terminais de saída dos microinversores são conectados em série. Uma das características elétricas destes microinversores envolve seu processamento, pois operam em baixa tensão *low voltage alternative current LVAC*, dado que sua tensão de saída é muito inferior a da rede elétrica. Dessa maneira a tensão de saída total é distribuída pela quantidade de microinversores conectados em série [38].

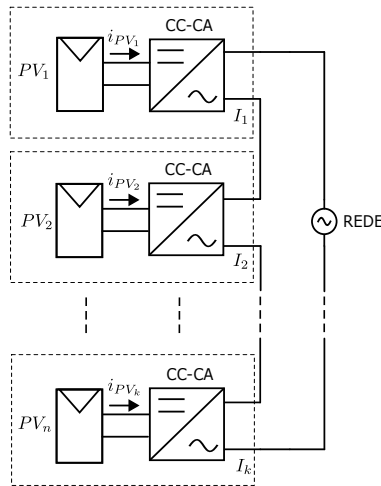


Figura 2.7: Sistema fotovoltaico com PV's integrados com seus microinversores (caixa em linha tracejada) conectados em série com a rede elétrica.

A Figura 2.7, mostra a estrutura de conexão em série entre microinversores. Esta arquitetura emprega necessariamente um mecanismo de sincronismo das variáveis de frequência e de fase da corrente CA de saída de cada microinversor. Para que esse sincronismo seja realizado é necessário que exista um dispositivo de controle que seja capaz de realizar o gerenciamento dessas variáveis.

As técnicas de controle empregadas para controlar estas variáveis podem ser implementadas de três maneiras diferentes: centralizada, pseudo-centralizada e descentralizada. Na implementação do controle centralizado utilizam-se linhas de comunicação e um controlador central que recebe as informações necessárias dos demais microinversores, gerando sinais de controle (sincronismo) para os mesmos [39, 40, 41, 42]. Em pseudo-centralizada a comunicação é realizada através de um microinversor mestre, com função *current administrator voltage compensator* CAVC, em que este recebe todas as informações necessárias de todos os demais microinversores escravos do sistema, assim como também é responsável por realizar o controle e os ajustes necessários nas variáveis para manter o equilíbrio do sistema. Os microinversores escravos somente enviam informações ao microinversor mestre, pois não recebem nenhum sinal de controle e operam de forma autônoma requerendo menos comunicação [43, 44].

Na implementação descentralizada, os microinversores operam de maneira autônoma e uma das técnicas do sincronismo é feita através de uma informação de cruzamento por zero da tensão da rede elétrica [41]. No entanto não dispõe de comunicação de sinal de controle entre os microinversores, porém necessita de comunicação relacionada ao sincronismo, implementada através de uma Malha de Captura de Fase, (*Phase Lock Loop PLL*), isto é, um sistema realimentado em que o sinal de realimentação é usado para sincronizar a frequência instantânea do sinal de entrada. O sinal de sincronismo é transmitido através das próprias linhas de conexão dos microinversores utilizando a comunicação do tipo PLC (*Power Line Carrier*). Esta abordagem apresenta problemas de controle no sincronismo sobre os distúrbios da própria rede elétrica [45]. No entanto, este tipo de tecnologia prescinde do uso de um inversor central [43].

Remetendo-se à Figura 2.7, temos que:

$$V_{rede} = \sum_{k=1}^n V_{I_k} = V_{I_1} + V_{I_2} + \dots + V_{I_n} \quad (2.7)$$

onde V_{I_k} corresponde à tensão saída de cada microinversor. A corrente fornecida rede elétrica é definida por:

$$i_{rede} = i_{I_1} = i_{I_2} = \dots = i_{I_n} \quad (2.8)$$

onde i_{rede} é a corrente do sistema distribuído que circula pelos microinversores. A potência na saída do microinversor é definida por:

$$P_T = i_{rede} \sum_{k=1}^n V_{I_k} \quad (2.9)$$

2.2.2 Conexão em paralelo

Na conexão em paralelo, a interface entre um **PV** com a rede elétrica ocorre de maneira direta por meio de um único microinversor. Por essa razão o processamento da energia fotovoltaica ocorre em baixa frequência. Embora os módulos fotovoltaicos apresentem tensões na faixa de 20 a 40V, este valor é muito baixo se comparado com a tensão nominal da rede elétrica, desta forma os microinversores necessitam o acoplamento de um transformador ao circuito elétrico. Geralmente a rede elétrica opera em frequências baixas na faixa de 50 a 60Hz, por essa razão os microinversores possuem um peso elevado. Isso se deve ao uso de um transformador de baixa frequência, resultando em uma baixa eficiência [37, 45]. Este tipo de topologia não se caracteriza como sistema multinível ou distribuído, pois a tensão da rede não é distribuída entre os microinversores.

Os microinversores modernos são projetados visando o aumento da eficiência e a diminuição do seu peso. Em aplicações fotovoltaicas geralmente o microinversor está associado a um conversor *flyback*. Este conversor tem como função processar a corrente **CC-CC** com o uso de um transformador de alta frequência, que tem como função elevar a tensão de saída. Esta nova estrutura elétrica denomina-se um microinversor *flyback*, possibilitando elevar a eficiência em comparação a sistemas que utilizam transformador de baixa frequência [46, 47].

A Figura 2.8 mostra a estrutura de conexão em paralelo entre microinversores. Note que existe um barramento **CA** que interliga todos esses dispositivos de processamento. Este tipo de arquitetura apresenta problemas pertinentes ao controle do fluxo de potência juntamente com o seu conteúdo harmônico, tornando-se importante definir uma estratégia de controle a fim de minimizar esses problemas e também por meio da utilização de filtros [38].

Remetendo-se à Figura 2.8, a tensão de saída de cada microinversor é definida por:

$$V_{rede} = V_{I_1} = V_{I_2} = \dots = V_{I_n}. \quad (2.10)$$

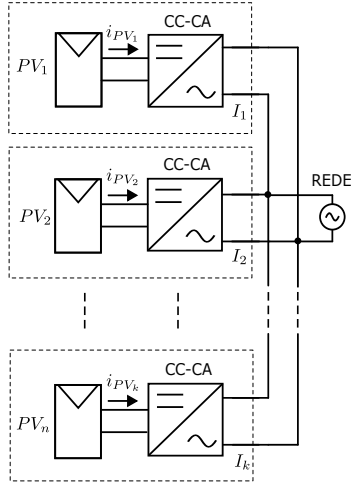


Figura 2.8: Sistema fotovoltaico com PV's integrados com seus microinversores (caixa em linha tracejada) conectados em paralelo com a rede elétrica.

A corrente total de saída fornecida para rede elétrica é dada por:

$$i_{rede} = \sum_{k=1}^n i_{I_k} = i_{I_1} + i_{I_2} + \dots + i_{I_n} \quad (2.11)$$

sendo que a potência total de saída dos microinversores é dada por:

$$P_T = V_{rede} \sum_{k=1}^n i_{I_k} \quad (2.12)$$

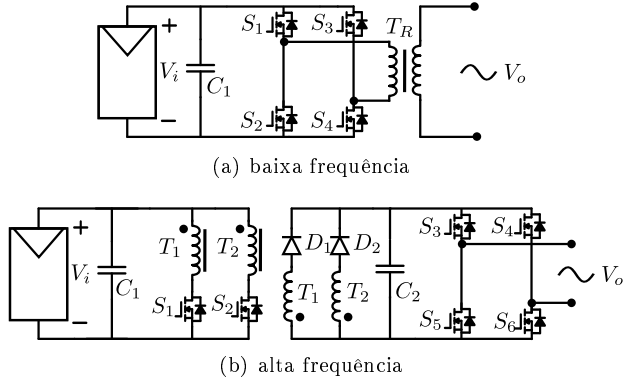


Figura 2.9: Exemplos de estrutura elétrica de microinversores de baixa e alta frequência aplicados a um sistema fotovoltaico.

A Figura 2.9, mostra dois sistemas elétricos fotovoltaicos com isolamento galvânico que são comumente utilizados no sistema de processamento fotovoltaico, baseados em microinversores que operam em baixa e alta frequência. A Figura 2.9(a), mostra uma estrutura de um microinversor que opera em baixa frequência, utilizando quatro transistores para converter o sinal contínuo da corrente fotovoltaica em sinal alternada. A elevação da amplitude na tensão de saída deste microinversor é obtida através do transformador, sendo no exemplo destinado a uma aplicação em redes monofásicas. Devido a baixas frequências de operação da rede elétrica, o projeto do microinversor conduz a um sistema de maior peso e volume assim como a uma menor eficiência de operação. A Figura 2.9(b) mostra uma estrutura elétrica de microinversores isolados galvanicamente e que operam em alta frequência. Este tipo de circuito elétrico permite elevar o nível da eficiência do sistema, diminuindo seu peso por meio do processamento da energia CC-CC em alta frequência. Desta forma os microinversores de alta frequência possuem melhores características técnicas, isto é um menor peso/volume e uma maior eficiência na conversão da energia elétrica processada, se comparados a microinversores de baixa frequência [37, 48, 49].

2.2.3 Exemplo numérico

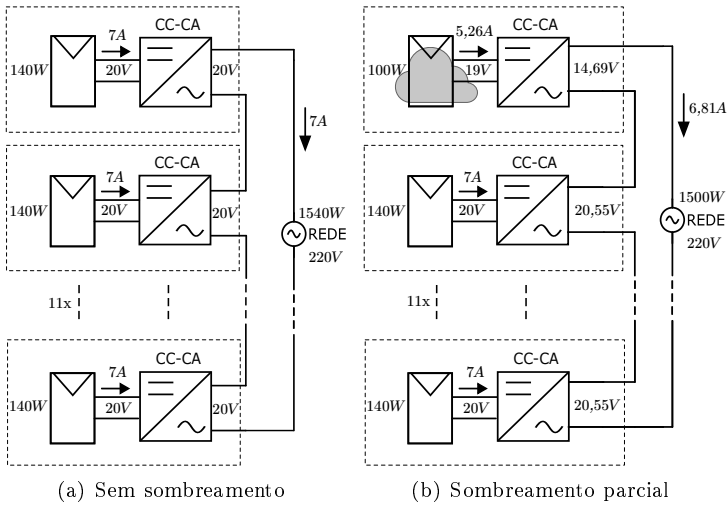


Figura 2.10: Exemplo numérico de PV's integrados com seus microinversores (caixa em linha tracejada) em série com controle pseudo-centralizado com e sem sombreamento.

As Figuras 2.10(a) e 2.11(a) mostram o sistema fotovoltaico operando em condições climáticas uniformes para todos os (onze) PV's. Note que para esta condição o sistema não precisa sofrer alterações na saída dos microinversores, mantendo-se os valores de tensão e corrente constantes iguais para todos os microinversores. As Figuras 2.10(b) e 2.11(b), mostram o sistema fotovoltaico operando em condições de sombreamento parcial. Note que apesar do efeito de sombreamento sobre um único módulo fotovoltaico o microinversor processa a potência deste PV e injeta na rede contribuindo na potência total do sistema.

Na Figura 2.10(b), note que o microinversor com o PV sombreado ajusta-se para um novo ponto de operação (equilíbrio), alterando o nível de sua tensão de saída CA através de um controlador do tipo CAVC.

Em conexões em paralelo não há a necessidade de um sistema CAVC, pois cada microinversor opera de forma autônoma gerenciando a tensão de entrada e a corrente de saída, já que a tensão de saída do microinversor é imposta pela rede elétrica. A arquitetura de conexões em paralelo não requer a necessidade de comunicação entre os microin-

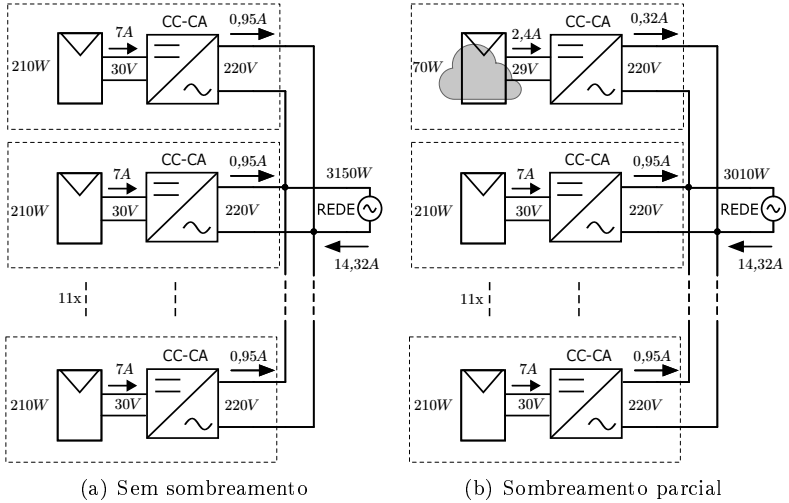


Figura 2.11: Exemplo numérico da de PV's integrados com seus microinversores (caixa em linha tracejada) em paralelo com controle descentralizado com e sem sombreamento.

versores, pois cada microinversor opera de maneira independente [45].

2.2.4 Vantagens

A topologia de microinversores apresenta vantagens em termos do processamento da energia fotovoltaica, pois uma delas é o processamento em estágio único. Este tipo de arquitetura elétrica minimiza a quantidade de dispositivos no processamento da energia fotovoltaica. Os microinversores de alta frequência apresentam características aprimoradas em termos de eficiência e diminuição do seu peso físico [38]. A topologia por microinversores não apresenta conexões entre os PV's, pois cada módulo possui seu próprio microinversor sem a necessidade de formar um arranjo fotovoltaico. Isto é apresentado como vantagem econômica em termos de custo nos componentes físicos [1].

Os efeitos causados por condições climáticas não afetam a perda da potência produzida pelo PV sombreado, o que permite que a topologia de microinversores se torne eficaz às variações das condições climáticas. Mesmo sob condições de sombreamento parcial sobre o(s) módulo(s) fotovoltaico(s) a potência é processada. Os microinversores do tipo *flyback* priorizam a eficiência e a flexibilidade do sistema devido

seu processamento em alta frequência [46].

As técnicas de controle aplicadas a topologia por microinversores permitem que os mesmos operem de maneira: centralizada, pseudo-centralizada e descentralizada. Uma característica importante e vantajosa entre os modos de operação do microinversor está relacionada à técnica descentralizada, pois esta técnica permite que os microinversores operem de maneira autônoma, prescindindo da comunicação de controle entre os mesmos [41].

Uma outra vantagem está associada à modularidade e flexibilidade do sistema para conexões em paralelo, ou seja essa topologia pode ser facilmente expandida [29].

2.2.5 Desvantagens

Uma das desvantagens desta topologia está associada a aplicações em microinversores de baixa frequência, pois estes apresentam uma menor eficiência, devido ao seu circuito elétrico conter um transformador. Uma outra característica está relacionada ao custo de instalações sendo elevado se comparado com a topologia clássica, pois é necessária uma fiação paralela para cada PV [1]. Uma característica física dos microinversores de baixa frequência está vinculada à construção elétrica pois apresenta um transformador com peso considerável [46]. Por essa e outras razões os microinversores de baixa frequência não se apresentam como solução competitiva até o momento para sistemas ou usinas fotovoltaicas, isso se deve aos moderados 90% de eficiência dos microinversores com transformador de baixa frequência [1].

As técnicas de controle centralizado e pseudo-centralizado necessitam de *links* de comunicação entre os microinversores. Embora exista uma técnica autônoma em que nenhum microinversor necessite de sinal de controle para equilibrar o sistema, este tipo de técnica apresenta dificuldades na sincronização e robustez perante os distúrbios da rede elétrica⁵ [45]. A solução que utiliza microinversores autônomos visa mitigar estes efeitos porém esta também depende de um sinal de sincronização PLL de cruzamento por zero do sinal da rede elétrica. Tipicamente essa informação é fornecida através de uma comunicação do tipo PLC, sendo esta responsável por comunicar todos os microinversores de forma centralizada, permitindo que os microinversores entrem em fase com a rede elétrica através de um sinal de sincronismo [41].

⁵Distúrbio da rede elétrica são ruídos e sinais harmônicos contidos na rede elétrica.

2.3 Topologia com microconversores

A topologia com microconversores é também uma das alternativas na otimização da energia fotovoltaica. O processamento da energia fotovoltaica ocorre através da interface entre o módulo fotovoltaico com um inversor central por meio de microconversores integrados ao mesmo módulo fotovoltaico. As conexões existentes entre os microconversores são em série compondo um sistema multinível de vários microconversores e paralelo onde cada microconversor se conecta diretamente ao inversor central. Nesta topologia a energia fotovoltaica é processada pelos microconversores em **CC-CC**, controlando-se a tensão de entrada e corrente do indutor de cada microconversor, que são conectados a um inversor central (conversor **CC-CA**). O inversor central é responsável em injetar a energia fotovoltaica na rede elétrica.

Na literatura técnica dispõe de diversos tipos de microconversores como: Buck, Boost, Buck-boost, SEPIC, Cúk, *Flyback* e Zeta. Alguns destes, como o buck-boost e o Cúk têm tensão de saída negativa ou inversa, enquanto o SEPIC e o Zeta possuem muitos componentes passivos [50]. Os microconversores que constituem uma arquitetura voltada a maximizar a eficiência em aplicações fotovoltaicas são em geral denominados de otimizadores de energia fotovoltaica [51]. A topologia com microconversores permite que cada módulo fotovoltaico opere em **MPPT** de maneira independente sobre as variações climáticas e os sombreamentos parciais [1].

Nesta seção abordaremos somente os microconversores do tipo buck, boost, buck-boost (inversível) e *flyback* por serem os mais utilizados na prática, apresentando suas características elétricas assim como o seu funcionamento, permitindo compreender o comportamento dinâmico dessas arquiteturas em um sistema fotovoltaico.

2.3.1 Tipo buck

Os microconversores do tipo buck têm como característica diminuir a tensão, isto é processam a energia de forma a que a tensão de saída seja inferior ou igual à tensão de entrada. Estes microconversores são utilizados em aplicações onde se deseja obter na saída do microconversor um nível de corrente maior com baixa tensão. Embora exista a possibilidade de conexões em paralelo entre os microconversores do tipo buck, este tipo de conexão não será abordada pela razão de constituir um sistema com grandes amplitudes de correntes, necessitando na prática de componentes físicos mais robustos, o que inviabiliza a

minimização do custo [1].

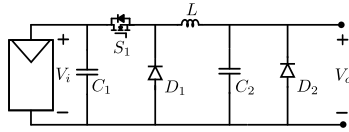


Figura 2.12: Circuito simplificado do microconversor buck conectado a um PV.

A Figura 2.12 mostra o circuito elétrico do microconversor buck conectado a um módulo fotovoltaico. Este tipo de circuito apresenta uma característica elétrica em que a tensão de saída é menor que a tensão de entrada ou seja, $V_o < V_i$.

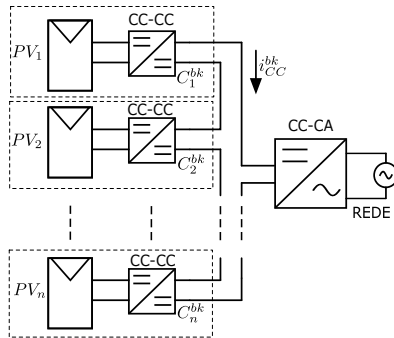


Figura 2.13: Sistema distribuído fotovoltaico com topologia com microconversores buck em série com interface com a rede conectado através do inversor central.

A Figura 2.13 mostra uma estrutura de um sistema distribuído fotovoltaico com microconversores. A tensão de saída de cada microconversor é $V_{C_1}^{bk}, V_{C_2}^{bk}, \dots, V_{C_n}^{bk}$. A equação que expressa a tensão total na entrada do inversor central é dada por:

$$V_{CC}^{bk} = \sum_{k=1}^n V_{C_k}^{bk} = V_{C_1}^{bk} + V_{C_2}^{bk} + \dots + V_{C_n}^{bk} \quad (2.13)$$

A corrente fornecida para o inversor central é definida por:

$$i_{CC}^{bk} = i_{C_1}^{bk} = i_{C_2}^{bk} = \dots = i_{C_n}^{bk} \quad (2.14)$$

A potência total na saída dos microconversores é definida por:

$$P_T = i_{CC}^{bk} \sum_{k=1}^n V C_k^{bk} \quad (2.15)$$

2.3.2 Exemplo numérico

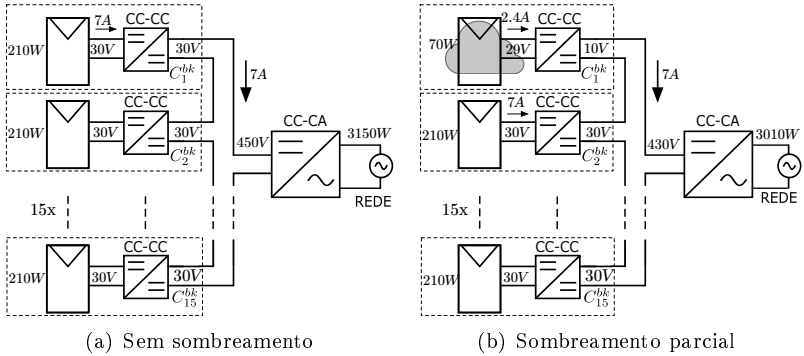


Figura 2.14: Exemplo numérico do sistema distribuído de PV's integrados com microconversores buck (caixa em linha tracejada) em série com interface com a rede conectado através de um inversor central proposto por [1].

A Figura 2.14(a) mostra o sistema em condições climáticas uniformes para todos os módulos fotovoltaicos. Note que todos os microconversores operam com os níveis de tensão e corrente iguais. Na Figura 2.14(b) é considerada uma condição de sombreamento parcial de um módulo fotovoltaico. Note que no barramento CC o sistema mantém a corrente constante, mas não consegue compensar a tensão, diminuindo para 430V. Desta forma esta topologia apresenta um problema em manter a tensão do barramento CC em um valor constante, causando perturbações na entrada do inversor central, o que requer do inversor central uma ampla atuação do controle para operar nas variações de tensão desta arquitetura.

A Figura 2.15 mostra gráficos do comportamento do sistema sob o efeito do sombreamento parcial apresentado na Figura 2.14(b). As características elétricas da curva em MPP do único módulo fotovoltaico sombreado é representado pelas curvas B e D e os demais módulos não sombreados representados individualmente pelas curvas A e C. Note

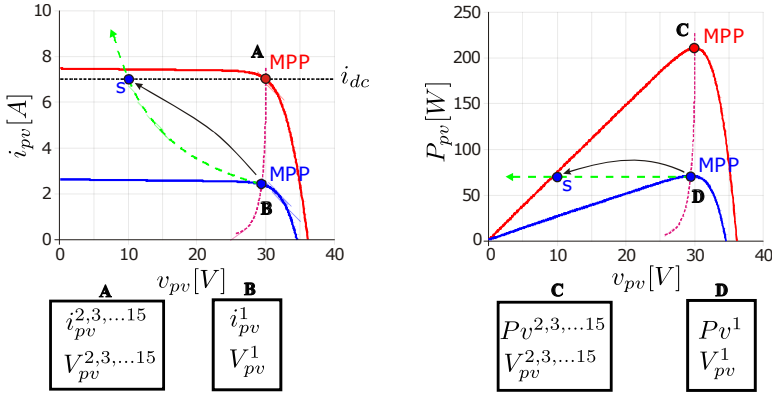


Figura 2.15: Pontos de operação dos PV's com e sem sombreamento parcial e ponto de operação do microconversor buck do sistema de topologia por microconversores.

que o ponto de operação S do microconversor com o módulo sombreado é alterado migrando do ponto de MPPT para um ponto específico. Isto é uma característica deste tipo de arquitetura, que apresenta as seguintes características: (i) a corrente i_{dc} do barramento CC é constante e sempre é definida pelo módulo(s) fotovoltaico(s) que esteja(m) operando em MPPT superior ao(s) módulos restante do sistema; (ii) a tensão no barramento CC é variável, ou seja é dependente das potências entre os módulos fotovoltaicos. Esses efeitos característicos deste tipo de arquitetura irá ocasionar variações de tensão de barramento CC, isso se deve às variações das potências sobre os módulos fotovoltaicos. Desta forma são necessárias amplas faixas de operação do controle, observando que a tensão no barramento CC não atinja níveis abaixo da tensão mínima estabelecida pelo inversor [1].

2.3.3 Tipo boost

Os microconversores do tipo boost apresentam uma característica inversa dos microconversores do tipo buck, processando a energia elevando a tensão de saída como consequência a corrente de saída diminui. A aplicação deste tipo de microconversor em sistemas fotovoltaicos permite obter uma tensão alta com baixa transferência de corrente. Embora exista a possibilidade de conexões em paralelo entre os microconversores, este tipo de conexão não será abordado neste trabalho devido às mesmas afirmações relatadas na subseção anterior.

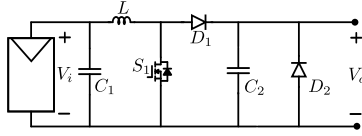


Figura 2.16: Circuito simplificado de um microconversor boost conectado a um PV.

A Figura 2.16 mostra o circuito elétrico do microconversor boost associado a um módulo fotovoltaico. Este tipo de circuito é utilizado quando se deseja obter uma tensão $V_o > V_i$.

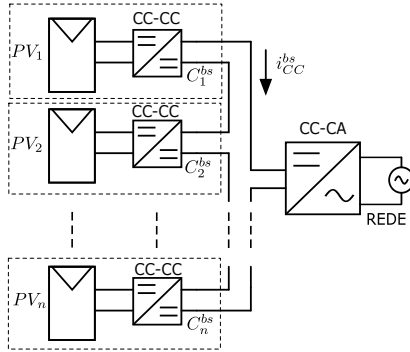


Figura 2.17: Sistema distribuído fotovoltaico com topologia com microconvertidores boost em série com interface com a rede conectado através do inversor central.

A Figura 2.17 mostra uma configuração semelhante a aplicação do microconversor buck da subseção anterior, ou seja, cada módulo fotovoltaico possui seu próprio microconversor.

Conforme a Figura 2.17, a tensão de entrada no inversor central é definida de maneira semelhante ao modo de operação buck da subseção 2.3.1 dada por:

$$V_{CC}^{bs} = \sum_{k=1}^n VC_k^{bs} = VC_1^{bs} + VC_2^{bs} + \dots + VC_n^{bs} \quad (2.16)$$

A corrente do barramento **CC** é definida por:

$$i_{CC}^{bs} = iC_1^{bs} = iC_2^{bs} = \dots = iC_n^{bs} \quad (2.17)$$

A potência de saída dos microconvertores é definida por:

$$P_T = i_{CC}^{bs} \sum_{k=1}^n VC_k^{bs} \quad (2.18)$$

2.3.4 Exemplo numérico

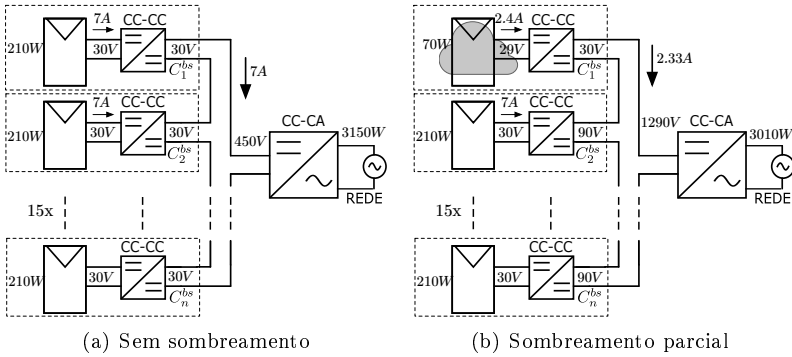


Figura 2.18: Exemplo numérico do sistema distribuído de PV's integrados com microconvertores boost (caixa em linha tracejada) em série com interface com a rede conectado através de um inversor central.

A Figura 2.18(a) mostra um comportamento semelhante ao microconvertores buck da subseção 2.3.2, ou seja, as características elétricas das saídas do microconvertores são semelhantes. A Figura 2.18(b) mostra um caso de sombreamento parcial de um módulo fotovoltaico, note que as características elétricas de funcionamento do sistema diferem do modo buck. A tensão no barramento **CC** sofre grandes variações, no caso de sombreamento parcial de um dos seus módulos fotovoltaicos. Como a corrente no barramento é a mesma para todos os microconvertores do sistema, impõe-se o sistema a elevar a tensão de saída dos microconvertores com módulos não sombreados, aumentando a tensão do barramento **CC**. Isto dificulta o controle do inversor exigindo que opere com uma ampla faixa de variação da tensão de entrada.

A Figura 2.19 mostra o gráfico do sistema sob efeito do sombreamento parcial em um módulo fotovoltaico da Figura 2.18(b). As

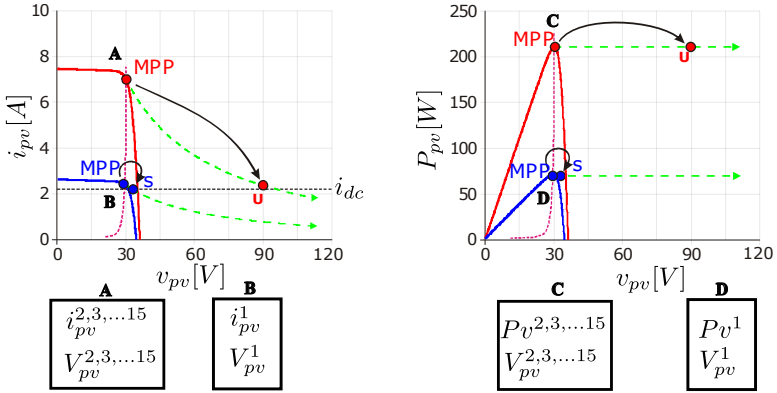


Figura 2.19: Pontos de operação dos PV's com e sem sombreamento parcial e pontos de operação dos microconvertores boost do sistema.

características elétricas da curva em **MPP** do único módulo fotovoltaico sombreado são definidas por **B** e **D** e os demais módulos não sombreados representados individualmente por **A** e **C**. Note que os pontos de operação dos microconvertores **S** (módulo sombreado) e **U** (módulos não sombreados) sofrem mudanças em relação ao ponto de **MPPT** dos PV's não sombreados. Isso ocorre pelas características elétricas que este tipo de arquitetura apresenta dentre as quais podemos citar: (i) a corrente i_{dc} de barramento **CC** é sempre definida pela corrente do **PV** sombreado em **MPPT**; e (ii) a tensão no barramento **CC** varia de 30V a 90V. Decorrente destas características o inversor central integrado a esse tipo de topologia irá apresentar problemas relacionados aos elevados níveis de variação da tensão de barramento **CC**, exigindo do inversor amplas faixas de operação que estejam dentro dos limites de amplitude máximo e mínimo estabelecidos pelo inversor central. Já a corrente i_{dc} do barramento **CC** varia também, aumentando ou diminuindo em função do sombreamento parcial sobre os módulos fotovoltaicos, de forma a manter o equilíbrio do sistema.

2.3.5 Tipo buck-boost

Os microconvertores do tipo buck-boost possuem características que agregam em seu funcionamento os princípios de operação dos microconvertores buck e boost. Desta forma possibilitam tanto elevar como diminuir o nível de tensão de sua saída. Este tipo de arquitetura apresenta uma flexibilidade no rastreamento de **MPPT** dos PV's, o que

permite manter uma tensão constante no barramento CC [1].

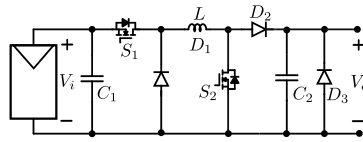


Figura 2.20: Circuito simplificado de um conversor buck-boost conectado a um PV.

A Figura 2.20, mostra o circuito elétrico do microconversor buck-boost não inversível a duas chaves associado a um PV proposto por [52]. A arquitetura desta topologia é superior se comparada às outras arquiteturas dos microconversores buck e boost, pois a diferença está na flexibilidade do sistema podendo o microconversor buck-boost operar nas regiões buck ou boost. Essas características de operação do conversor buck-boost permitem que o controle da tensão no barramento CC pelo inversor central seja constante [53].

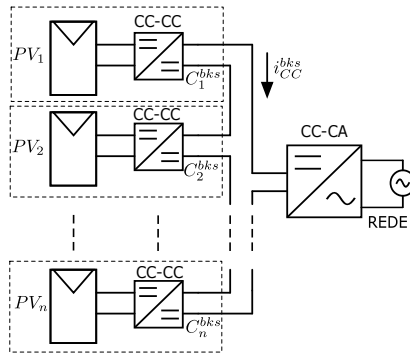


Figura 2.21: Sistema distribuído fotovoltaico com topologia de microconversores buck-boost com interface com a rede conectado através de um inversor central.

A Figura 2.21 mostra um sistema distribuído fotovoltaico com conexão em série entre os microconversores buck-boost. Este tipo de arquitetura permite que o inversor central tenha maior flexibilidade no controle da tensão do barramento CC. A tensão de barramento é definida por:

$$V_{CC}^{bks} = \sum_{k=1}^n VC_k^{bks} = VC_1^{bks} + VC_2^{bks} + \dots + VC_n^{bks} \quad (2.19)$$

A corrente do barramento **CC** é definida por:

$$i_{CC}^{bks} = iC_1^{bks} = iC_2^{bks} = \dots = iC_n^{bks} \quad (2.20)$$

A potência total P_T na entrada do inversor central é dada por:

$$P_T = i_{CC}^{bks} \sum_{k=1}^n VC_k^{bks} \quad (2.21)$$

2.3.6 Exemplo numérico

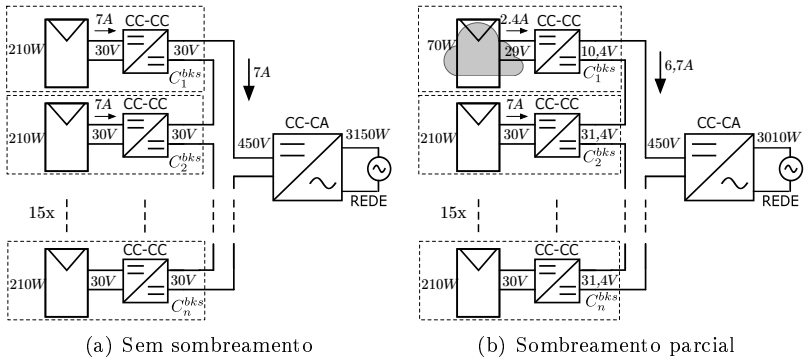


Figura 2.22: Exemplo numérico do sistema distribuído de PV's integrados com microconversores buck-boost (caixa em linha tracejada) em série com interface com a rede conectado através de um inversor central proposto por [1].

A Figura 2.22(a) mostra um comportamento semelhante ao tipo buck e boost das subseções 2.3.2 e 2.3.4 já vistos anteriormente. A Figura 2.22(b) mostra uma condição de sombreamento parcial. Note que as características elétricas de funcionamento da arquitetura buck-boost se tornam flexíveis, pois a tensão no barramento **CC** se mantém constante, isto se deve à flexibilidade entre os modos de operação dos microconversores. Em contrapartida a corrente sofre variações de acordo com as potências geradas pelos PV's.

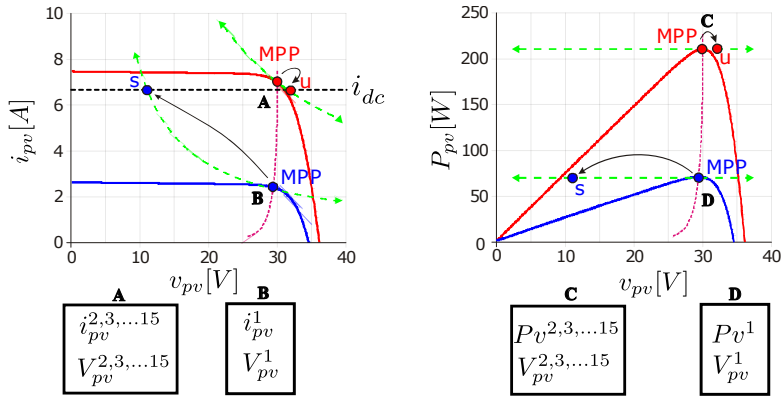


Figura 2.23: Pontos de operação dos PV's com e sem sombreamento parcial e pontos de operação dos microconversores buck-boost do sistema.

A Figura 2.23, mostra gráficos do sistema da Figura 2.22(b) que correspondem ao típico comportamento em condições de sombreamento parcial. As características elétricas da curva em **MPP** do único módulo fotovoltaico sombreado são representadas pelas curvas B e D e os demais módulos não sombreados representados individualmente pelas curvas A e C. Note que os pontos de operação S (módulo sombreado) e U (módulos sem sombreamento) dos microconversores sofrem mudanças em relação ao ponto de **MPPT** dos PV's correspondentes. Isso ocorre pelas características elétricas que este tipo de arquitetura apresenta, dentre as quais podemos citar: (i) a corrente i_{dc} no barramento é variável de acordo com a potência dos módulos fotovoltaicos e (ii) a tensão no barramento é considerada constante, sendo esta controlada pelo inversor central. Devido a essas características a arquitetura do tipo buck-boost apresenta flexibilidade em manter o nível da tensão de barramento **CC** constante em comparação às arquiteturas do tipo buck e boost, já que as variações de potência sobre os módulos fotovoltaicos ocorrem somente na corrente i_{dc} do barramento **CC**.

2.3.7 Tipo *flyback*

Os microconversores do tipo *flyback* operam com funções derivadas do buck-boost. Alguns trabalhos na literatura adotam o microconversor como buck-boost isolado. A diferença entre microconversores buck-boost e *flyback* está relacionada com seu circuito elétrico, pois o

microconversor *flyback* apresenta um transformador ao invés de um indutor. Uma das características elétricas do microconversor *flyback* está relacionada à operação com altos níveis de potência dispondo de um isolamento galvânico entre sua entrada e a saída [54].

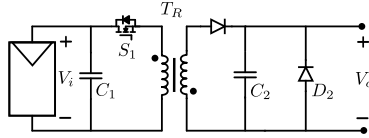


Figura 2.24: Circuito simplificado de um conversor *flyback* conectado a um PV.

A Figura 2.24 mostra a estrutura elétrica do microconversor *flyback* associado a um PV, onde o transformador é responsável pelo isolamento entre os circuitos de baixa e alta tensão. As características elétricas presentes no microconversor *flyback* permitem conectá-lo diretamente com um inversor central, sem a necessidade de conexões em série, como visto nas arquiteturas buck e boost das Subseções 2.3.1 e 2.3.3.

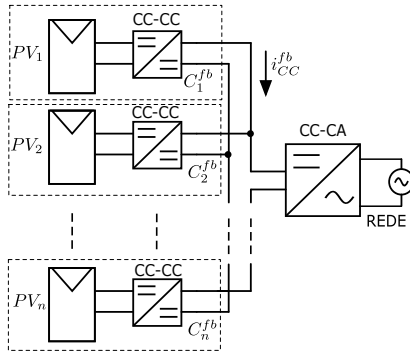


Figura 2.25: Sistema distribuído fotovoltaico com topologia por microconversores *flyback*, conectados em paralelo com interface com a rede através de um inversor central.

A Figura 2.25 mostra a arquitetura do sistema fotovoltaico com microconversores *flyback*. Note que esta arquitetura apresenta como característica a flexibilidade na associação em paralelo de vários microconversores *flyback*, sendo estes conectados através do barramento CC. As conexões em paralelo dos microconversores *flyback* elevam o fluxo

de corrente no barramento **CC**, mas isto não é visto como um problema pois a corrente de saída de cada microconversor é pequena, isso se deve ao elevado ganho da tensão de saída.

A tensão do barramento **CC** é definida por:

$$V_{CC}^{fb} = VC_1^{fb} = VC_2^{fb} = \dots = VC_n^{fb} \quad (2.22)$$

A corrente do barramento é definida por:

$$i_{CC}^{fb} = \sum_{k=1}^n iC_k^{fb} = iC_1^{fb} + iC_2^{fb} + \dots + iC_n^{fb} \quad (2.23)$$

A potência total na entrada do inversor central é definida por:

$$P_T = V_{CC}^{fb} \sum_{k=1}^n iC_k^{fb} \quad (2.24)$$

2.3.8 Exemplo numérico

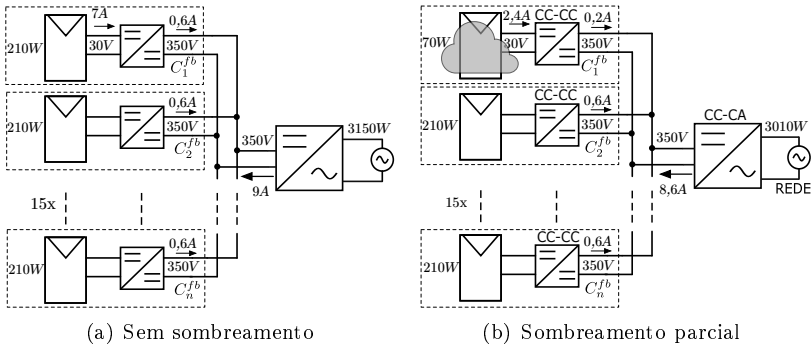


Figura 2.26: Sistema fotovoltaico sob efeito do sombreamento parcial com topologia por microconversores *flyback* com interface com a rede através de um inversor central proposto por [1].

A Figura 2.26(a) mostra um caso uniforme de radiação solar, desta forma o sistema mantém-se em equilíbrio com os valores de corrente iguais na saída dos microconversores. A Figura 2.26(b) mostra uma condição de sombreamento parcial de um PV. Note que a potência do módulo fotovoltaico sombreado é processada e injetada no

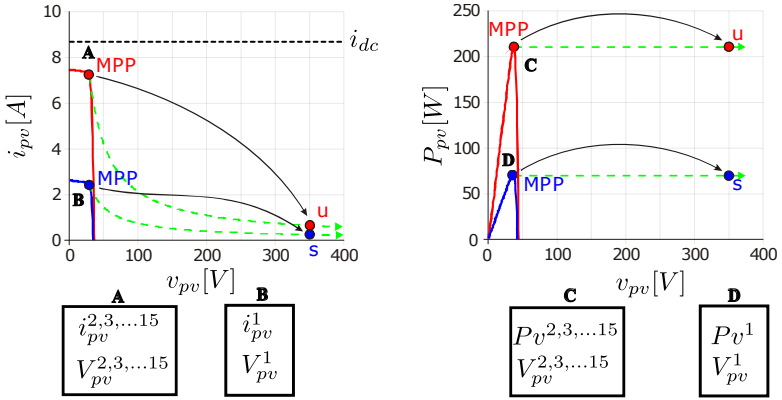


Figura 2.27: Gráfico dos pontos de operação dos PV's em condições com e sem sombreamento parcial, juntamente com os pontos de operação dos microconversores *flyback*.

barramento CC, variando somente o nível de corrente de saída do microconversor.

A Figura 2.27 mostra o comportamento do sistema sob efeitos de sombreamento parcial apresentados na Figura 2.26(b). As características elétricas da curva em MPP do único módulo fotovoltaico sombreado são definidas por B e D e os demais módulos não sombreados representados individualmente pelas curvas A e C. Note que os pontos de operação S (módulo sombreado) e U (módulos não sombreados) dos microconversores convergem para o mesmo nível de tensão de saída, porém as suas correntes se diferem. Isso ocorre pelas características elétricas que este tipo de arquitetura apresenta, dentre as quais podemos citar: (i) a corrente no barramento CC é variável, sua amplitude depende da potência total fornecida pelos módulos fotovoltaicos e (ii) a tensão de barramento CC é constante, sendo controlada pelo inversor central. Devido a essas características, este tipo de arquitetura apresenta uma maior flexibilidade com respeito ao inversor central no controle da potência fotovoltaica, já que as variações ocorrem somente na corrente i_{dc} do barramento CC.

2.3.9 Vantagens

As utilização de microconversores em paralelo integrados a módulos fotovoltaicos permite de forma independente a busca do MPPT,

ou seja cada módulo fotovoltaico opera em regime de máxima potência independente das condições climáticas [55]. Este processo, permite minimizar perdas de potência sujeitas as condições de sombreamento parcial assim como também possibilita a redução do EM [51].

Com o uso dos microconversores os efeitos de sombreamento e radiação difusa não são vistos como problemas de perdas de potência do sistema fotovoltaico, pois a potência reduzida do módulo sombreado não é negligenciada sendo, processada e injetada no barramento CC [18]. Um fator importante é o baixo custo para produção do microconversor, pois é inferior a 5% do custo total do módulo fotovoltaico [1]. Outra razão econômica está relacionada ao custo de produção por watt gerado, sendo inferior para a topologia com microinversores [55].

As arquiteturas de conexão em série apresentam dispositivos de processamento de baixa tensão e baixo custo o que permite otimizar a eficiência do sistema assim como também minimizar custos de produção do microconversor [56].

Os microconversores podem operar de forma autônoma e descentralizada, não necessitando de *link* de comunicação como em sistemas centralizados e pseudo-centrais apresentados na topologia de microinversores. Não necessitam de sinais de sincronismo como em sistemas descentralizados baseados em microinversores [57].

2.3.10 Desvantagens

As desvantagens de utilizar microconversores estão relacionadas ao número de conversores associados para gerar determinada potência. Estes conversores necessitam possuir uma eficiência muito elevada e necessitam de múltiplos estágios de processamento sobre a energia fotovoltaica que será injetada na rede elétrica.

Cada microconversor está integrado no próprio módulo fotovoltaico e é controlado de forma independente dos outros módulos, mediante microprocessadores DSP (Digital Signal Processor), que operam em frequências elevadas, tipicamente de 200Khz, para diminuir o volume/peso dos mesmos. Isto, por sua vez, implica no uso de componentes elétricos de alto desempenho para atender à alta taxa de conversão da tensão de saída, o que pode elevar seu custo de fabricação.

2.4 Conclusão

Nos sistemas de geração elétrica fotovoltaica o principal objetivo é maximizar a eficiência na conversão de energia, com um baixo custo de produção e uma longa vida útil do sistema. Neste capítulo foram apresentadas diferentes topologias de geração de energia fotovoltaica com otimização centralizada e distribuída com conexão série e/ou paralelo, apresentando suas vantagens e desvantagens.

A topologia clássica apresenta um tipo de arquitetura simplificada, viabilizando custos relacionados à sua instalação, sendo que as suas desvantagens estão relacionadas aos efeitos climáticos sobre os PV's, sombreamento parcial, EM e degradação das células. A função de otimização do sistema (MPPT) é realizada pelo próprio inversor central conectado à rede elétrica ou por uma etapa prévia de conversão CC. O sombreamento parcial neste tipo de topologia produz máximos/mínimos locais na curva total de geração de potência, (i_{pv}, v_{pv}) ou (P_{pv}, v_{pv}) , que dificultam o rastreamento do ponto de máxima de potência do sistema. Os algoritmos clássicos de rastreamento, como o método “perturba e observa”, apresentam problemas na detecção deste máximo de potência, criando situações onde máximos locais são considerados como o MPP. Embora existam diferentes estratégias para minimizar os efeitos do sombreamento parcial, estas não permitem, em geral, extrair o máximo de potência dos arranjos fotovoltaicos. A alternativa à topologia clássica, baseada no conceito de otimização distribuída da energia fotovoltaica, realizada mediante microinversores e microconversores integrados nos próprios painéis fotovoltaicos apresenta-se como uma solução que permite maximizar a produção de energia fotovoltaica. Neste sistema a função de otimização do MPP é incorporada nos próprios microinversores ou microconversores, integrados nos módulos fotovoltaicos, permitindo o rastreamento local do máximo de energia para cada um destes. O resultado é uma maximização da energia total gerada como foi mostrado nos exemplos numéricos apresentados neste capítulo.

Na topologia por microinversores, o processamento e a transferência de energia para rede elétrica ocorre por dispositivos que precisam ser sincronizados com a frequência da rede elétrica sendo que basicamente precisam de algum tipo de comunicação. Para tal existem diferentes alternativas de controle: (i) centralizado, (ii) pseudo-centralizado ou (iii) descentralizado. As duas primeiras técnicas de controle necessitam de comunicação entre os microinversores, com a finalidade de enviar sinais de controle e receber sinais de medição das variáveis do

sistema. Frequentemente erros de comunicação ocasionam problemas de sincronização entre os módulos e a própria rede elétrica. Da maneira descentralizada os microinversores funcionam de forma autônoma, apresentando um desacoplamento entre os controladores do sistema. Estes microinversores necessitam ainda de algum tipo de sincronismo através de um sinal PLL, tipicamente de cruzamento por zero da tensão da rede elétrica, sendo fornecido através de um sistema de comunicação PLC, havendo desta forma uma comunicação centralizada entre os microinversores. No modo autônomo o sistema apresenta problemas de robustez e no sincronismo se ocorrerem distúrbios na rede elétrica [41, 45]. Finalmente, os microinversores em série estão sujeitos a falhas, e neste caso necessitam de um dispositivo ativo que permita que a corrente senoidal continue fluindo no barramento CA.

A topologia de geração distribuída baseada em microconversores não precisa de sinais e/ou funções de comunicação como no caso dos microinversores. O sistema fotovoltaico opera de forma distribuída com microconversores controlados de forma independente, permitindo negligenciar a comunicação entre os mesmos. Em casos de falhas entre os microconversores, isto não é visto como um problema, pois existem diodos de bypass conectados em paralelo com cada microconversor, que garantem que o sistema sempre tenha corrente no barramento CC. A topologia por microconversores em sistemas distribuídos apresenta uma configuração otimizada, com maior eficiência na geração da energia fotovoltaica sendo superior a 95% sobre a energia que incide sobre o módulo fotovoltaico em relação à saída do microconversor [57]. Com base nas topologias já mencionadas, o objetivo deste trabalho consiste em desenvolver uma técnica de controle não linear, por realimentação linearizante entrada/saída, dos microconversores integrados nos próprios módulos PV de um sistema de geração distribuída fotovoltaica. A topologia dos microconversores considerados neste trabalho está baseada em um circuito elétrico não inversível, a quatro chaves, do tipo buck-boost (FSBBC) operando de forma autônoma e descentralizada. Os motivos da escolha desta topologia estão relacionados, como foi visto neste capítulo, com a otimização do sistema fotovoltaico, o controle autônomo, o rastreamento de potência do módulo fotovoltaico de forma independente e do ponto de vista econômico em relação ao custo de fabricação. No próximo capítulo, abordaremos a descrição deste conversor assim como a sua modelagem matemática.

Capítulo 3

Microconversor não inversível a quatro chaves buck-boost

Neste capítulo serão abordadas as etapas de operação, a modelagem matemática e a transição entre modos de operação do microconversor não inversível a quatro chaves buck-boost ou *Four Switch Buck-boost Converter*.

A seção 3.1 apresenta as características elétricas relacionadas com os modos de operação do microconversor **FSBB** (*Four Switch Buck-boost*). A seção 3.2 define as equações matemáticas que regem o comportamento dinâmico do sistema do microconversor em seus modos de operação. A seção 3.3 trata da validação das funções transferências obtidas por linearização do modelo do sistema. Por último a seção 3.4 apresenta o problema da existência de uma zona morta de transição entre os modos de operação buck e boost do microconversor.

3.1 Microconversor **FSBB**

O microconversor **FSBB** apresenta características em sua construção elétrica que o diferenciam de outros microconversores como buck-boost de uma ou duas chaves. Dispondo de dois ciclos a serem controlados, seu sistema é composto por dois graus de liberdade. Isso significa que para um mesmo ponto de operação, diferentes valores para modos buck e boost do microconversor podem ser usados. O processa-

mento da energia é realizado por quatro transistores ativos, que garantem um alto desempenho, eficiência e adaptabilidade às mudanças de tensão do sistema [58].

3.1.1 Circuito elétrico e modos de operação

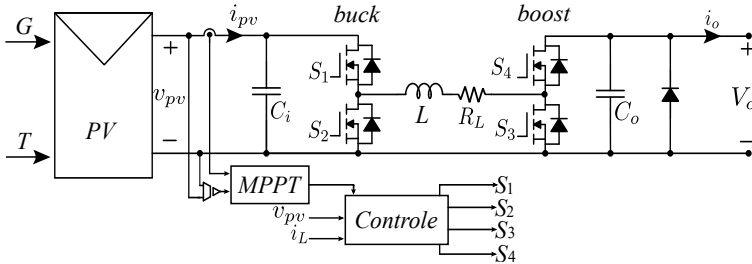


Figura 3.1: Estrutura elétrica do microconversor FSBB conectado a um PV.

A Figura 3.1 mostra o circuito elétrico do microconversor FSBB acoplado entre os terminais de um PV. Note que o circuito elétrico do microconversor constitui-se de vários elementos elétricos passivos e ativos. Os elementos ativos como os transistores (chaves) são responsáveis em permitir e bloquear a passagem da corrente elétrica. A combinação das chaves S_1, S_2, S_3 e S_4 permite que o microconversor opere em modos de operação buck, boost e buck-boost.

Modos	S_1	S_2	S_3	S_4
Buck	d_1	$1 - d_1$	0	1
Boost	1	0	$1 - d_2$	d_2
Buck-boost	d_1	$1 - d_1$	$1 - d_2$	d_2

Tabela 3.1: Modos de operação do microconversor FSBB.

A Tabela 3.1 mostra os modos de operação buck, boost e buck-boost do microconversor FSBB.

A Figura 3.2 mostra a estrutura elétrica do funcionamento das chaves do microconversor FSBB. Cada conjunto de par de chaves opera de maneira inversa em relação à outra e os modos de operação destas chaves são dependentes dos valores das razões cíclicas d_1 e d_2 . Estas

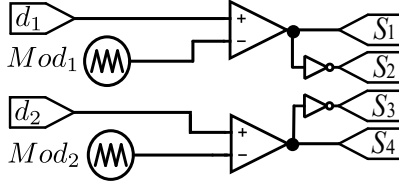


Figura 3.2: Sinais PWM's de controle do microconversor FSBB.

razões cíclicas são variáveis de controle e seus valores são comparados com sinais do tipo dente de serra (Mod_1 e Mod_2 na Figura 3.2) através de um comparador, gerando um sinal PWM para as chaves de acordo com o modo de operação, atendendo à Tabela 3.1 [50].

No caso ideal a razão cíclica d_1 , operando o microconversor FSBB em modo buck, d_1 varia de 0 a 1 ($0 \leq d_1 \leq 1$) e em modo boost d_2 varia de 1 a 2 ($1 \leq d_2 \leq 2$) vide equações . O projeto do controlador pode ser simplificado definindo uma nova variável $u(t)$, com $0 < u(t) < 2$, sendo $u(t)$ a saída do controlador, de tal forma que o conversor opera em modo buck para $0 < u(t) < 1$ e em modo boost para $1 < u(t) < 2$. A transição entre modos se dá para $u(t) = 1$. Desta forma, as razões cíclicas podem ser reescritas como:

$$d_1 = u \quad \text{se} \quad 0 < u \leq 1 \quad (\text{modobuck}) \quad (3.1)$$

$$d_2 = 2 - u \quad \text{se} \quad 1 < u \leq 2 \quad (\text{modoboost}) \quad (3.2)$$

A Figura 3.3 mostra um diagrama de funcionamento ideal das chaves do microconversor FSBB de acordo com a variável de controle u em comparação aos sinais Mod_1 e Mod_2 . Note que quando a variável u está na região de Mod_2 (parte superior) o microconversor opera somente em modo boost e as chaves S_3 e S_4 estão comutando e as chaves S_1 e S_2 permanecem fixas de acordo com a Tabela 3.1. Diminuindo o valor da variável u para região entre Mod_1 e Mod_2 (parte central) situa-se no modo de operação buck-boost. Nesta região todas as chaves comutam porém nenhum par de chaves está ativa no mesmo período de sinal PWM. Diminuindo o valor de u para região Mod_1 (parte inferior) o microconversor opera na região buck, neste modo as chaves S_1 e S_2 estão comutando e as chaves S_3 e S_4 assumem os valores da Tabela 3.1. Na seção 3.4 voltaremos a utilizar a variável $u(t)$ para poder implementar a transição entre os modos de operação do conversor.

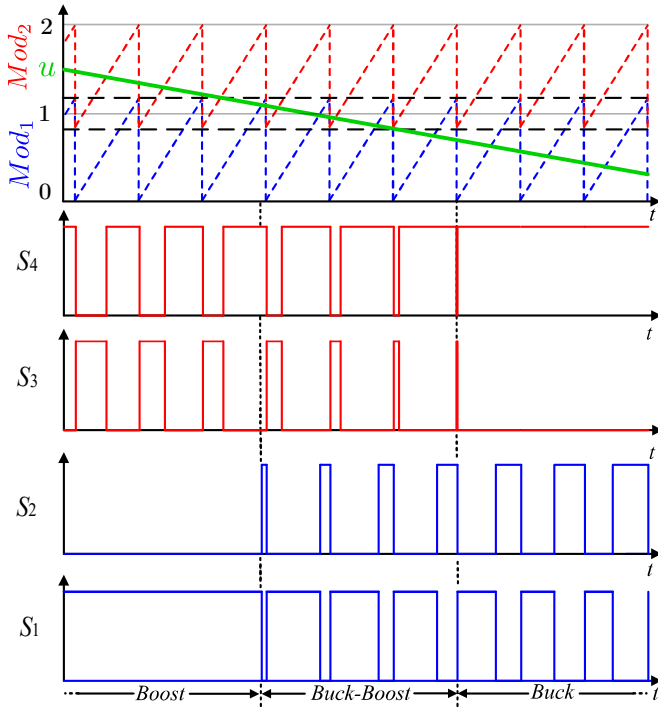


Figura 3.3: Funcionamento das chaves do microconversor em função da variável de controle $u(t)$ representada por um sinal do tipo rampa descendente e dos sinais Mod_1 e Mod_2 .

3.2 Modelagem matemática

O modelo médio do módulo fotovoltaico é definido por:

$$i_{pv} = I_{ph} - I_d \left[e^{\left(\frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{nKT_c} - 1 \right)} \right] - \frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{R_p} \quad (3.3)$$

onde i_{pv} é a corrente de saída do PV, I_{ph} é a corrente da fotocélula, I_d a corrente de saturação do diodo, v_{pv} é a tensão de saída do módulo fotovoltaico, n é o fator de idealidade do diodo, K é a constante de Boltzmann, T_c é temperatura da células fotovoltaica, R_p é a resistência *shunt* e R_s é a resistência série das células [59, 60].

A aproximação linear da equação (3.3) se determina calculando:

$$\frac{\delta i_{pv}}{\delta v_{pv}} = - \left(\frac{1}{nKT_c} + \frac{R_s}{nKT_c} \frac{\delta i_{pv}}{\delta v_{pv}} \right) I_d e^{\left(\frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{nKT_c} \right)} - \frac{1}{R_p} - \frac{R_s}{R_p} \frac{\delta i_{pv}}{\delta v_{pv}}$$

$$\frac{\delta i_{pv}}{\delta v_{pv}} = - \frac{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{nKT_c} I_d e^{\left(\frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{nKT_c} \right)}}{1 + \frac{R_s}{R_p} + \frac{R_s}{nKT_c} I_d e^{\left(\frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{nKT_c} \right)}} = -g_{pv}(v_{pv}, i_{pv})$$

Usando uma expansão por série de Taylor temos a linearização da corrente do módulo fotovoltaico no ponto de equilíbrio dada por:

$$\begin{aligned} i_{pv} &= \sum_{k=0} \frac{(v_{pv} - V_{pv})^k}{k!} \times \frac{\delta^k i_{pv}(V_{pv}, I_{pv})}{\delta v_{pv}^k} \\ &\cong i_{pv}(V_{pv}, I_{pv}) + (v_{pv} - V_{pv}) \times \frac{\delta i_{pv}}{\delta v_{pv}} \\ &\cong I_{pv} - (v_{pv} - V_{pv}) g_{pv} \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde g_{pv} é a condutância incremental negativa e I_{pv} e V_{pv} são pontos de equilíbrio **CC** de operação do módulo fotovoltaico. A resistência dinâmica do módulo fotovoltaico é definida por:

$$r_s \triangleq - \frac{1}{g_{pv}} = - \frac{\tilde{v}_{pv}}{\tilde{i}_{pv}} \quad (3.5)$$

onde \tilde{v}_{pv} e \tilde{i}_{pv} são pequenas variações em torno ao ponto de equilíbrio (V_{pv}, I_{pv}) . A resistência estática R_s é definida como $R_s = \frac{V_{pv}}{i_{pv}}$. No ponto de **MPP** do módulo fotovoltaico a resistência estática R_s e dinâmica r_s são iguais:

$$r_s = - \frac{\delta v_{pv}}{\delta i_{pv}} = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}} = R_{mpp} = R_s \quad (3.6)$$

As curvas das resistências estática R_s e dinâmica r_s do módulo fotovoltaico são obtidas sobre a curva $(v_{pv} - i_{pv})$. Considerando como exemplo um módulo com as seguintes especificações: $V_{mpp} = 26V$, $I_{mpp} = 3,84A$, $V_{oc} = 32,4V$ e $I_{sc} = 4.3A$. A Figura 3.4 mostra as curvas referentes às resistências estática e dinâmica sobre a curva $(v_{pv} - i_{pv})$ do módulo fotovoltaico.

A partir da Figura 3.4(a) é evidente que a resistência estática e dinâmica coincidem no ponto de máxima potência **MPP**, satisfazendo a

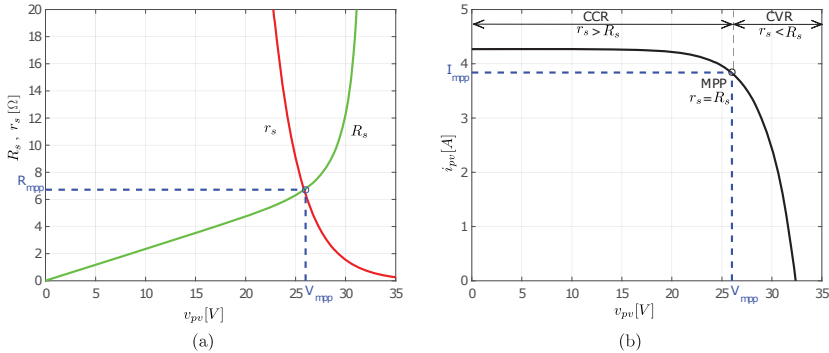


Figura 3.4: Características da curva do módulo fotovoltaico. (a) Curvas da resistência estática e dinâmica. (b) Região de operação sobre a curva $i - v$.

equação 3.6. Na Figura 3.4(b) na região CCR, a resistência dinâmica é maior que a estática isto é $r_s > R_s$. No MPP, as resistências estática e dinâmica são iguais $r_s = R_s$. E na região CVR, a resistência dinâmica é menor que a resistência estática isto é $r_s < R_s$.

Para obter o modelo matemático do microconversor FSBB em aplicações fotovoltaicas é necessário compreender conceitos voltados à localização do ponto de máxima potência PMP ou *maximum power point* MPP do módulo fotovoltaico. Este ponto é localizado por um rastreador que verifica a variação da tensão sobre o PV de acordo com as variações climáticas. Esta função de rastreo é denominada de *maximum power point tracking* (MPPT). O uso deste rastreador permite que o PV opere com valores máximos de potência.

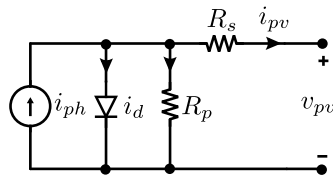


Figura 3.5: Circuito equivalente de um PV.

A Figura 3.5 mostra o circuito equivalente de um módulo fotovoltaico. A operação do módulo fotovoltaico em interface com microconversor é estudado sobre o ponto de máxima potência sobre a curva

($v_{pv} - i_{pv}$) como mostrado na Figura 3.4 (b). Em virtude da definição em (3.5) a equação (3.4) pode ser reescrita como:

$$v_{pv} = (r_s I_{pv} + V_{pv}) - r_s i_{pv} = V_m - r_s i_{pv} \quad (3.7)$$

expressando a tensão entre os terminais o circuito equivalente de Thevenin é mostrado pela Figura 3.6(b).

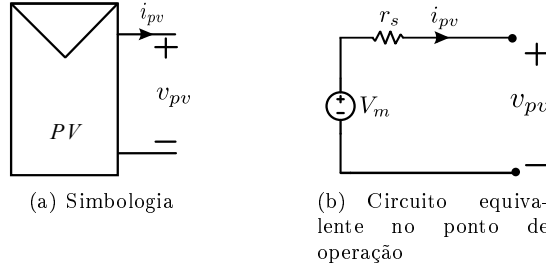


Figura 3.6: Representação equivalente de um PV válido em torno do ponto de operação.

A Figura 3.6(b) mostra o circuito equivalente linearizado no ponto de operação do PV, onde V_m representa a tensão sobre células fotovoltaicas, R_s a resistência série, i_{pv} a corrente e v_{pv} a tensão.

A tensão de saída entre os terminais do módulo fotovoltaico é dada por:

$$v_{pv} = V_m - r_s i_{pv} \quad (3.8)$$

e a corrente de saída é dada por:

$$i_{pv} = \frac{V_m - v_{pv}}{r_s} \quad (3.9)$$

Estes conceitos são essenciais para analisar a estabilidade do microconversor FSBB em seus modos de operação com interface fotovoltaica.

Nesta subseção foi especificado a representação matemática equivalente do PV linearizada no ponto de operação parte-se para a modelagem matemática do microconversor FSBB em seus modos de operação do modelo médio e modelo linearizado em um ponto de equilíbrio.

3.2.1 Modelos médios

Nesta subsecção serão apresentados os modelos médios dos modos de operação buck, boost e buck-boost do microconversor **FSBB**.

3.2.1.1 Modo buck

Operando somente em modo buck o microconversor tem como principal característica apresentar uma tensão de saída menor que a tensão de entrada ($V_o < v_{pv}$) de acordo com o valor da razão cíclica d_1 . Neste modo de operação o par de chaves S_1 e S_2 estão comutando através do sinal **PWM** e as chaves S_3 e S_4 assumem valores 1 *on* (ligada) e 0 *off* (desligada), conforme a Tabela 3.1.

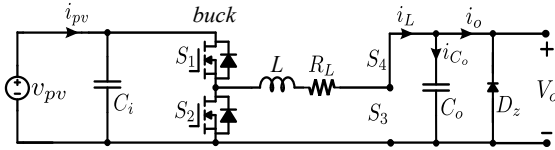


Figura 3.7: Circuito do microconversor **FSBB** simplificado conectado a um circuito equivalente de um **PV** em modo de operação buck.

A Figura 3.7, mostra o circuito em modo de operação buck. Este circuito foi simplificado para obter uma melhor compreensão do funcionamento do microconversor. Desprezando as resistências dos capacitores e assumindo que a tensão de saída V_o seja constante, sendo esta tensão representada por uma fonte **CC**. O modelo matemático é obtido através das etapas de operação do circuito elétrico do microconversor **FSBB**, sendo estas: primeira etapa ($0 - d_1$) T e a segunda etapa $(1 - d_1)T$ onde T é o período da frequência de comutação das chaves [61].

⇒Primeira etapa de operação ($0 - d_1$) T

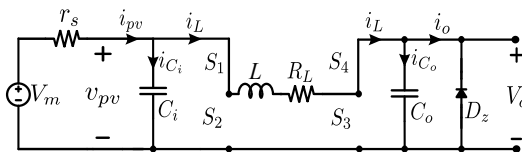


Figura 3.8: Funcionamento da primeira etapa de operação do microconversor **FSBB** em modo buck.

A Figura 3.8 mostra a primeira etapa de operação do microconversor a chave S_1 permanece fechada, S_2 aberta, S_3 e S_4 ficam fixas nos parâmetros conforme a Tabela 3.1. As equações que definem a corrente i_{pv} , a tensão v_{pv} e corrente do indutor i_L do microconversor são:

$$i_{pv} = i_{C_i} + i_L \quad (3.10)$$

$$i_L = i_{C_o} + i_o \quad (3.11)$$

$$v_{pv} = i_L R_L + V_L + V_o \quad (3.12)$$

Reescrevendo a equação (3.10) substituindo a equação (3.9) e considerando que $V_o = i_o R_o$ e realizando algumas operações matemáticas temos:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{V_m - v_{pv}}{r_s} - i_L \quad (3.13)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} - i_L R_L - i_o R_o \quad (3.14)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_L - i_o \quad (3.15)$$

Assumindo que V_o seja aproximadamente constante o que implica que $\frac{dV_o}{dt} \approx 0$, a equação (3.15) pode ser reescrita como:

$$i_L = i_o \quad (3.16)$$

Representando as equações (3.13) e (3.14) em espaço de estados a equação matricial é dada por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{1}{C_i} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i r_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

⇒ Segunda etapa de operação $(1 - d_1)T$

A Figura 3.9 mostra a segunda etapa de operação do microconversor, as chave S_1 permanece aberta, S_2 fechada e S_3 e S_4 ficam grampeadas conforme a Tabela 3.1. As equações que definem a corrente i_{pv} , a tensão v_{pv} e a corrente do indutor i_L do microconversor são dadas por:

$$i_{pv} = i_{C_i} \quad (3.18)$$

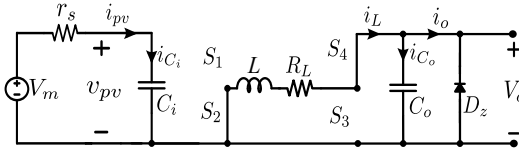


Figura 3.9: Funcionamento da segunda etapa de operação do microconversor **FSBB** em modo buck.

$$i_L = i_{C_o} + i_o \quad (3.19)$$

$$v_{pv} = V_m - i_{C_i} r_s \quad (3.20)$$

$$V_o = -i_L R_L - V_L \quad (3.21)$$

Reescrevendo a equação (3.18) substituindo a equação (3.9), realizando operações matemáticas e assumindo como na primeira etapa de operação que V_o seja aproximadamente constante temos:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{V_m - v_{pv}}{r_s} \quad (3.22)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -i_L R_L - i_o R_o \quad (3.23)$$

$$i_L = i_o \quad (3.24)$$

Representando as equações (3.22) e (3.23) em espaço de estados a equação matricial é dada por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i r_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Multiplicando as equações (3.16) e (3.17) por (d_1) e (3.24) e (3.25) por $(1 - d_1)$ e somando as mesmas, temos a representação em espaço de estado em malha aberta do microconversor **FSBB** em modo de operação buck dada por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{d_1}{C_i} \\ \frac{d_1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i r_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$i_o = i_L \quad (3.27)$$

3.2.1.2 Modo boost

Operando em modo boost o conversor funciona de maneira inversa ao modo buck e tem como característica elevar a tensão de saída ($V_o > v_{pv}$) de acordo com o valor da razão cíclica d_2 . Neste modo de operação as chaves S_1 e S_2 assumem valores 1 *on* (ligada) e 0 *off* (desligada), respectivamente e S_3 e S_4 estão comutando através do sinal PWM conforme a Tabela 3.1.

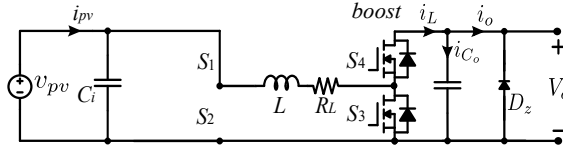


Figura 3.10: Circuito do microconversor FSBB simplificado conectado a circuito equivalente de um PV em modo de operação boost.

A Figura 3.10 mostra o circuito em modo de operação boost. Este circuito foi simplificado para obter uma melhor compreensão do funcionamento do microconversor. Assumindo as mesmas condições estabelecidas na subseção 3.2.1.1 para V_o o modelo matemático do microconversor FSBB modo boost é obtido de maneira similar ao processo realizado em modo buck da subseção 3.2.1.1, sendo necessário compreender as suas etapas de operação: primeira etapa $(0 - d_2)T$ e a segunda etapa $(1 - d_2)T$ [61].

⇒Primeira etapa de operação $(0 - d_2)T$

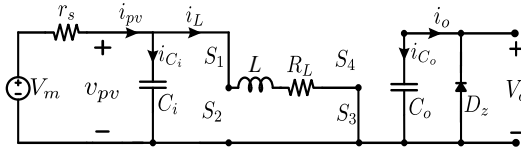


Figura 3.11: Funcionamento da primeira etapa de operação do microconversor FSBB em modo boost.

A Figura 3.11 mostra a primeira etapa de operação do microconversor: a chave S_3 permanece fechada e S_4 permanece aberta e S_1 e S_2 assumem valores conforme a Tabela 3.1. As equações que definem a corrente i_{pv} , a tensão v_{pv} e a corrente do indutor i_L do microconversor são:

$$i_{pv} = i_{C_i} + i_L \tag{3.28}$$

$$v_{pv} = i_L R_L + V_L \tag{3.29}$$

$$i_o = -i_{C_o} \tag{3.30}$$

Reescrevendo a equação (3.28), substituindo a equação (3.9) e realizando operações matemáticas temos:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{V_m - v_{pv}}{r_s} - i_L \tag{3.31}$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} - i_L R_L \tag{3.32}$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = -i_o \tag{3.33}$$

Assumindo novamente que V_o é aproximadamente constante, a equação (3.33) pode ser simplificada por:

$$i_o \approx 0 \tag{3.34}$$

Representando as equações (3.31) e (3.32) em espaço de estados a equação matricial é dada por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{1}{C_i} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i r_s} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ i_o \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

⇒ Segunda etapa de operação $(1 - d_2)T$

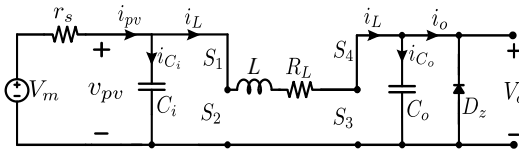


Figura 3.12: Funcionamento da segunda etapa de operação do microconversor FSBB em modo boost.

A Figura 3.12 mostra a segunda etapa de operação do microconversor: a chave S_3 permanece aberta S_4 permanece fechada e S_3 e S_4 e assume valores conforme a Tabela 3.1. As equações que definem a

corrente i_{pv} , a tensão v_{pv} e a corrente do indutor i_L do microconversor são:

$$i_{pv} = i_{C_i} + i_L \quad (3.36)$$

$$v_{pv} = i_L R_L + V_L + V_o \quad (3.37)$$

$$i_L = i_{C_o} + i_o \quad (3.38)$$

Reescrevendo a equação (3.36), substituindo a equação (3.9), realizando as mesmas considerações do modo buck da subseção 3.2.1.1 para V_o temos:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{V_m - v_{pv}}{r_s} - i_L \quad (3.39)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} - i_L R_L - i_o R_o \quad (3.40)$$

$$i_L = i_o \quad (3.41)$$

Representando as equações (3.39) e (3.40) em espaço de estados a equação matricial é dada por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{1}{C_i} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i r_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Multiplicando as equações (3.34) e (3.35) por (d_2) e (3.41) e (3.42) por $(1 - d_2)$ e somando as mesmas, temos a representação em espaço de estado em malha aberta do microconversor FSBB em modo de operação boost dada por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{1}{C_i} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i r_s} & 0 \\ 0 & -\frac{(1-d_2)R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$i_o = i_L(1 - d_2) \quad (3.44)$$

3.2.1.3 Modo buck-boost

No modo de operação buck-boost o microconversor opera tanto no modo abaixador como elevador de tensão, isto é a tensão de saída do microconversor poderá tanto ser superior ou inferior à tensão de entrada. Neste modo as chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 são comutadas de acordo com o valor das razões cíclicas d_1 e d_2 .

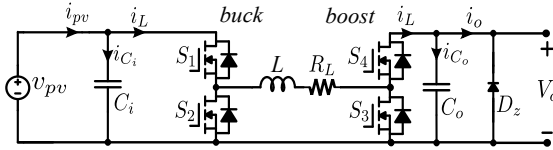


Figura 3.13: Circuito do microconversor FSBB simplificado conectado a um circuito equivalente de um PV em modo de operação buck-boost.

A Figura 3.13, mostra o circuito do microconversor em modo de operação buck-boost. Este circuito foi simplificado para obter uma melhor compreensão do funcionamento do microconversor como também para obter as equações de tensão e corrente do circuito, considerando a operação das chaves da Tabela 3.1.

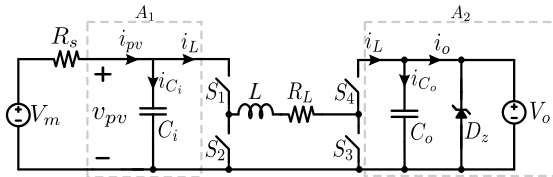


Figura 3.14: Análise do circuito do microconversor FSBB em pontos de distribuição da corrente e tensão.

A Figura 3.14, apresenta o circuito dividido por áreas de análise A_1 e A_2 . As equações podem ser definidas de acordo com o funcionamento das chaves, onde a tensão v_{pv} e corrente i_L da área tracejada A_1 , dependem da comutação da chave S_1 . A tensão V_o e a corrente i_L da área tracejada A_2 , dependem da ação da chave S_4 , conforme a Tabela 3.1. Considerando a mesma aproximação para V_o da seção 3.2.1.1 para o modo buck-boost temos:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv}d_1 - i_L R_L - i_o R_o(1 - d_2) \quad (3.45)$$

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{V_m - v_{pv}}{r_s} - i_L d_1 \quad (3.46)$$

$$i_o = i_L(1 - d_2) \quad (3.47)$$

Representando as equações (3.45) e (3.46) em espaço de estados a equação matricial é dada por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{d_1}{C_i} \\ \frac{d_1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i r_s} & 0 \\ 0 & -\frac{(1-d_2)R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$i_o = i_L(1 - d_2) \quad (3.49)$$

3.2.2 Modelo linearizado em um ponto de equilíbrio

O modelo do conversor obtido na subseção anterior é não linear (bilinear) dado que nas equações aparece explícito o produto da corrente de saída com as razões cíclicas d_1 e d_2 . O objetivo desta seção é linearizar este modelo em torno a um ponto de operação (equilíbrio do sistema).

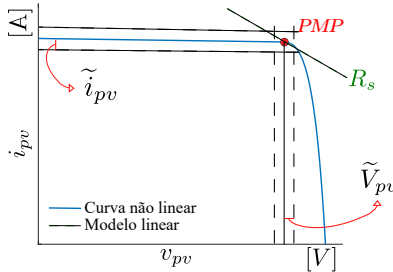


Figura 3.15: Pequenas perturbações em torno do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico.

A Figura 3.15 mostra pequenas variações em torno do ponto de equilíbrio do PMP do módulo fotovoltaico. Estas pequenas variações são representadas por \tilde{i}_{pv} e \tilde{v}_{pv} em torno do ponto de equilíbrio da corrente i_{pv} e da tensão v_{pv} , resultando uma resistência R_s equivalente ao ponto de operação sobre a curva do módulo fotovoltaico. Considerando estas pequenas variações ao redor do ponto de equilíbrio em PMP, a tensão e corrente do módulo fotovoltaico são definidas pelas expressões:

$$v_{pv} = V_{pv} + \tilde{V}_{pv} \quad (3.50)$$

$$i_{pv} = I_{pv} + \tilde{i}_{pv} \quad (3.51)$$

As pequenas variações causadas sobre o módulo fotovoltaico em torno do ponto PMP afetam outras variáveis do microconversor. Considerando que essas pequenas variações ocorrem em d_1 , d_2 , i_L e i_o temos:

$$d_1 = D_1 + \tilde{d}_1 \quad (3.52)$$

$$d_2 = D_2 + \tilde{d}_2 \quad (3.53)$$

$$i_L = I_L + \tilde{i}_L \quad (3.54)$$

$$i_o = I_o + \tilde{i}_o \quad (3.55)$$

onde \tilde{d}_1 , \tilde{d}_2 e \tilde{i}_L são as pequenas variações que ocorrem no ponto de equilíbrio do microconversor e \tilde{i}_o uma perturbação externa do sistema. As variáveis D_1 , D_2 , I_L , I_{pv} , V_{pv} e I_o são referentes ao ponto de equilíbrio, a resistência dinâmica neste ponto de operação é dada por $r_s = \frac{\tilde{V}_{pv}}{\tilde{i}_{pv}}$.

O modelo linearizado (ou modelo de pequenos sinais) obtém-se substituindo as expressões (3.52)-(3.55) nas equações do modelo do conversor para cada modo de operação como será visto a seguir.

3.2.2.1 Modo Buck

Aplicando a técnica de pequenos sinais no modo de operação buck do microconversor na equação (3.26) e desacoplando o sinais de controle e estados temos:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{pv} + \tilde{V}_{pv} \\ I_L + \tilde{i}_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{D_1 + \tilde{d}_1}{C_i} \\ \frac{D_1 + \tilde{d}_1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pv} + \tilde{V}_{pv} \\ I_L + \tilde{i}_L \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{I_L + \tilde{i}_L}{C_i} & 0 \\ \frac{V_{pv} + \tilde{V}_{pv}}{L} & -\frac{R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1 + \tilde{d}_1 \\ I_o + \tilde{i}_o \end{bmatrix} \quad (3.56) \end{aligned}$$

Isolando somente a parte correspondente a pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio v_{pv} e i_L temos o modelo de pequeno sinal para o modo buck dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{D_1}{C_i} \\ \frac{D_1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{I_L}{C_i} & 0 \\ \frac{V_{pv}}{L} & -\frac{R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_1 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix}. \quad (3.57)$$

A representação das variáveis em espaço de estado é dada por:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{D_1}{C_i} \\ \frac{D_1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix}; \quad \tilde{x}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{I_L}{C_i} & 0 \\ \frac{V_{pv}}{L} & -\frac{R_o}{L} \end{bmatrix}; \quad \tilde{u}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{d}_1 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad D = 0$$

e as variáveis de saída do sistema são dadas por: $y(s) = [\tilde{V}_{pv} \quad \tilde{i}_L]^T$.

3.2.2.2 Modo Boost

De forma semelhante aplica-se o método de linearização para o modo boost obtendo-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{pv} + \tilde{V}_{pv} \\ I_L + \tilde{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{1}{C_i} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pv} + \tilde{V}_{pv} \\ I_L + \tilde{i}_L \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{(I_o + \tilde{i}_o)R_o}{L} & -\frac{(1 - (D_2 + \tilde{d}_2))R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_2 + \tilde{d}_2 \\ I_o + \tilde{i}_o \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$I_o + \tilde{i}_o = (I_L + \tilde{i}_L)(1 - (D_2 + \tilde{d}_2)) \quad (3.59)$$

Isolando somente a parte correspondente a pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio v_{pv} e i_L temos o modelo linearizado para modo boost:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{1}{C_i} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{I_o R_o}{L} & -\frac{(1 - D_2)R_o}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_2 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix}. \quad (3.60)$$

$$\tilde{i}_o = \tilde{i}_L(1 - D_2) - I_L \tilde{d}_2 \quad (3.61)$$

A representação das variáveis em espaço de estado é dada por:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{1}{C_i} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix}; \quad \tilde{x}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{I_o R_o}{L} & -\frac{(1-D_2)R_o}{L} \end{bmatrix}; \quad \tilde{u}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{d}_2 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad D = 0$$

e as variáveis de saída do sistema são dadas por: $y(s) = [\tilde{V}_{pv} \quad \tilde{i}_L]^T$.

3.2.2.3 Modo buck-boost

O mesmo método se aplica ao modo de operação em buck-boost obtendo-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{PV} + \tilde{V}_{pv} \\ I_L + \tilde{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{D_1 + \tilde{d}_1}{C_i} \\ \frac{D_1 + \tilde{d}_1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{PV} + \tilde{V}_{pv} \\ I_L + \tilde{i}_L \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} -\frac{I_L + \tilde{i}_L}{C_i} & 0 & 0 \\ \frac{V_{PV} + \tilde{V}_{pv}}{L} & \frac{(I_o + \tilde{i}_o)R_o}{L} & \frac{(1-(D_2 + \tilde{d}_2))}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1 + \tilde{d}_1 \\ D_2 + \tilde{d}_2 \\ I_o + \tilde{i}_o \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$I_o + \tilde{i}_o = (I_L + \tilde{i}_L)(1 - (D_2 + \tilde{d}_2)) \quad (3.63)$$

Isolando somente a parte correspondente a pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio v_{pv} e i_L , temos o modelo linearizado para modo buck-boost:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{D_1}{C_i} \\ \frac{D_1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} -\frac{I_L}{C_i} & 0 & 0 \\ \frac{V_{PV}}{L} & \frac{I_o R_o}{L} & -\frac{(1-D_2)}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_1 \\ \tilde{d}_2 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\tilde{i}_o = \tilde{i}_L(1 - D_2) - I_L \tilde{d}_2 \quad (3.65)$$

onde a representação das variáveis em espaço de estado é dada por:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i r_s} & -\frac{D_1}{C_i} \\ \frac{D_1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix}; \quad \tilde{x}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{I_L}{C_i} & 0 & 0 \\ \frac{V_{EV}}{L} & \frac{I_o R_o}{L} & -\frac{(1-D_2)}{L} \end{bmatrix}; \quad \tilde{u}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{d}_1 \\ \tilde{d}_2 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad D = 0$$

e as variáveis de saída do sistema são dadas por: $y(s) = [\tilde{V}_{pv} \quad \tilde{i}_L]^T$.

3.2.3 Modelos representados por funções de transferência

Aplicando a transformada de *Laplace* nas equações matriciais (3.57), (3.60) e (3.64) temos as plantas linearizadas do sistema nos modos de operação:

⇒Buck

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_1 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

⇒Boost

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_2 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

⇒Buck-Boost

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{pv} \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_1 \\ \tilde{d}_2 \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

As funções de transferências $G_{11}, G_{12}, G_{13}, \dots$ e G_{23} correspondem às plantas que compõem o sistema completo em cada modo de operação do microconversor **FSBB**.

A Figura 3.16 mostra diagramas de blocos do sistema completo em cada modo de operação do microconversor **FSBB**. As entradas de

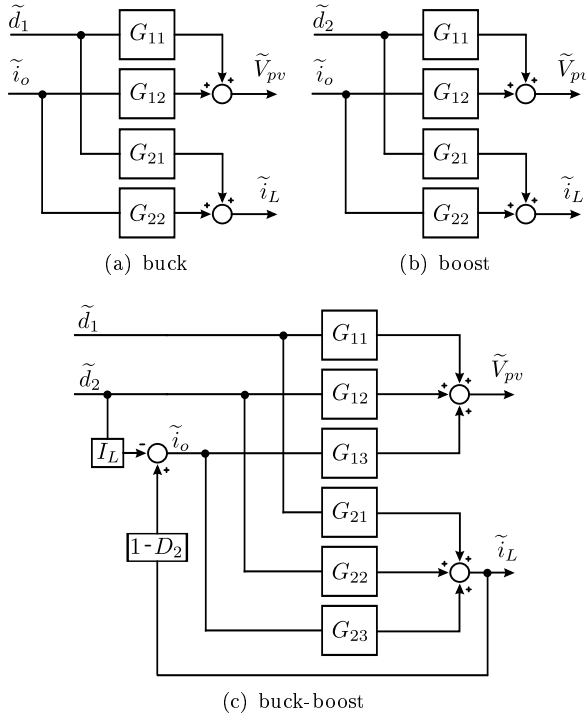


Figura 3.16: Diagrama de blocos dos modos de operação buck, boost e buck-boost do microconversor FSBB.

controle são definidas por \tilde{d}_1 e \tilde{d}_2 com perturbação de corrente de saída \tilde{i}_o válido para os modos de operação buck e boost. Note que para o modo de operação buck-boost a perturbação \tilde{i}_o é formada pela diferença entre $\tilde{i}_L(1 - D_2)$ e $I_L\tilde{d}_2$. As variáveis \tilde{v}_{pv} e \tilde{i}_L são as variáveis de saída do sistema que se desejam controlar.

As funções de transferência que definem o controle da tensão v_{pv} nos modos de operação buck, boost e buck-boost são:

\Rightarrow Buck (G_{11}) = Buck-Boost (G_{11}) para $D_2 = 0$;

$$\frac{\tilde{V}_{pv}}{\tilde{d}_1} = -\frac{r_s(I_L(R_L+sL)+D_1V_{pv})}{s^2\frac{C_iLr_s}{R_L+D_1^2r_s} + s\frac{L+C_iR_Lr_s}{R_L+D_1^2r_s} + 1} \quad (3.69)$$

⇒Boost (G_{12}) = Buck-Boost (G_{12}) para $D_1 = 1$;

$$\frac{\tilde{V}_{pv}}{\tilde{d}_2} = -\frac{\frac{I_o R_o r_s}{R_L + r_s}}{s^2 \frac{C_i L r_s}{R_L + r_s} + s \frac{L + C_i R_L r_s}{R_L + r_s} + 1} \quad (3.70)$$

As funções de transferência que definem o controle da corrente i_L nos modos de operação buck, boost e buck-boost são:

⇒Buck (G_{21}) = Buck-Boost (G_{21}) para $D_2 = 0$;

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}_1} = \frac{\frac{s C_i r_s V_{PV} - D_1 I_L r_s + V_{PV}}{R_L + D_1^2 r_s}}{s^2 \frac{C_i L r_s}{R_L + D_1^2 r_s} + s \frac{L + C_i R_L r_s}{R_L + D_1^2 r_s} + 1} \quad (3.71)$$

⇒Boost (G_{21}) = Buck-Boost (G_{22}) para $D_1 = 1$;

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}_2} = \frac{\frac{I_o R_o (s C_i r_s + 1)}{R_L + r_s}}{s^2 \frac{C_i L r_s}{R_L + r_s} + s \frac{L + C_i R_L r_s}{R_L + r_s} + 1} \quad (3.72)$$

A função de transferência da dinâmica das perturbações existentes no diagrama de blocos da Figuras 3.16(a) e 3.16(b) é dada por:

⇒Perturbação em v_{pv} ;

$$\frac{\tilde{V}_{pv}}{\tilde{i}_o} = -\frac{\frac{(-1 + D_2) D_1 r_s R_o}{R_L + D_1^2 r_s}}{s^2 \frac{C_i L r_s}{R_L + D_1^2 r_s} + s \frac{L + C_i R_L r_s}{R_L + D_1^2 r_s} + 1} \quad (3.73)$$

⇒Perturbação em i_L ;

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{i}_o} = \frac{\frac{(1 + s C_i r_s)(-1 + D_2) R_o}{R_L + D_1^2 r_s}}{s^2 \frac{C_i L r_s}{R_L + D_1^2 r_s} + s \frac{L + C_i R_L r_s}{R_L + D_1^2 r_s} + 1} \quad (3.74)$$

A validação das funções de transferências será o tema da próxima subseção.

3.3 Validação das funções de transferência

As funções de transferência de tensão e corrente apresentadas na seção 3.2.3, equações (3.69), (3.70), (3.71) e (3.72) foram validadas no domínio da frequência utilizando diagramas de bode que permitem comparar módulo e fase das funções de transferência com os respectivos diagramas obtidos a partir do circuito elétrico simulado com o uso do software PSIM, para os modos de operação buck e boost do microconversor FSBB.

Parâmetros do módulo PV		
Corrente de curto circuito	i_{sc}	8.28A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}	37.8V
Corrente em MPPT	i_{mppt}	8.05A
Tensão em MPPT	V_{mppt}	31.1V
Coeficiente de temperatura	ρV_{oc}	-0.30%/K
	ρi_{sc}	0.004%/K

Tabela 3.2: Parâmetros do módulo SolarWorld SW-250 Mono Solar Panel.

Parâmetros do microconversor		
Indutância	L	62 μ H
Resistência do indutor	R_L	20m Ω
Capacitor	C_i	190 μ F
	C_o	18 μ F
Frequência de comutação	f_{sw}	200KHz

Tabela 3.3: Parâmetros do micro-conversor.

As Tabelas 3.2 e 3.3 mostram os parâmetros do módulo fotovoltaico da fabricante SolarWord de 250W modelo SW-250 e do microconversor FSBB que foram utilizados para simulação.

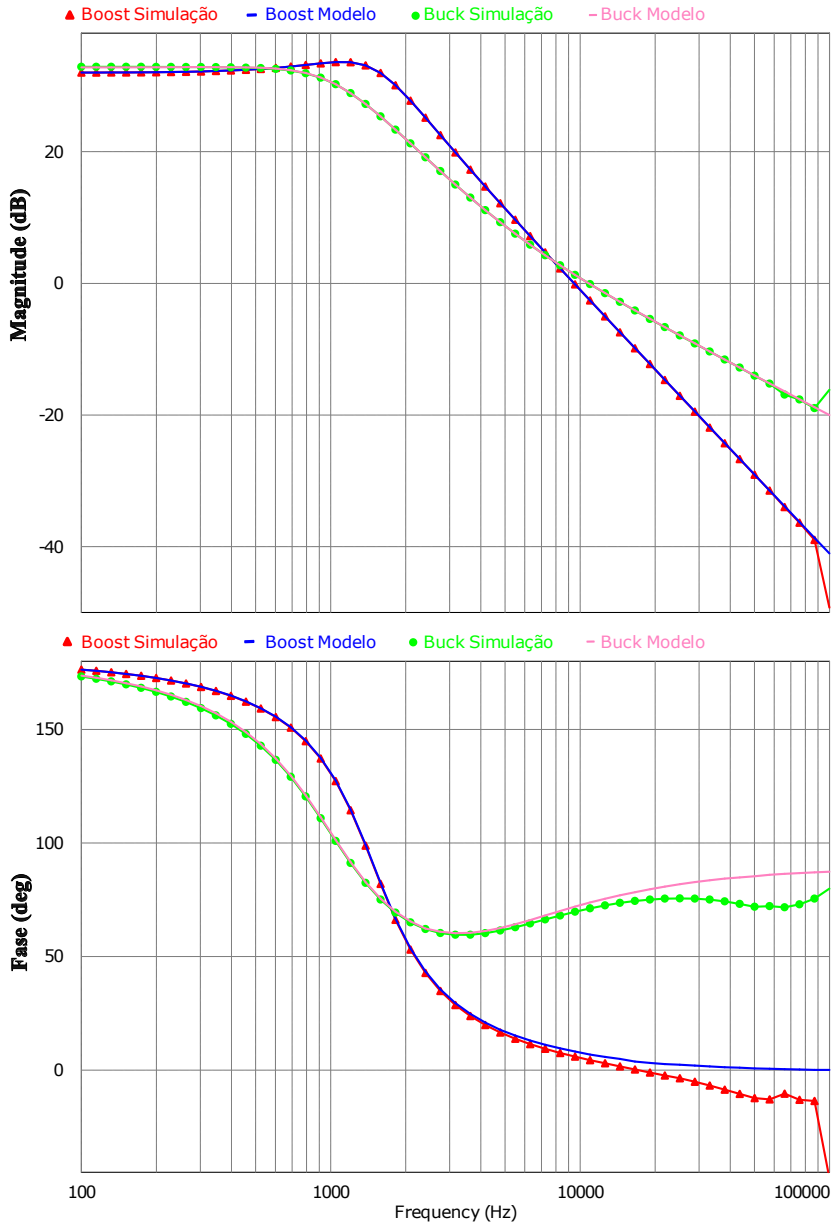


Figura 3.17: Diagrama de bode da malha de tensão dos modos buck e boost do microconversor FSBB.

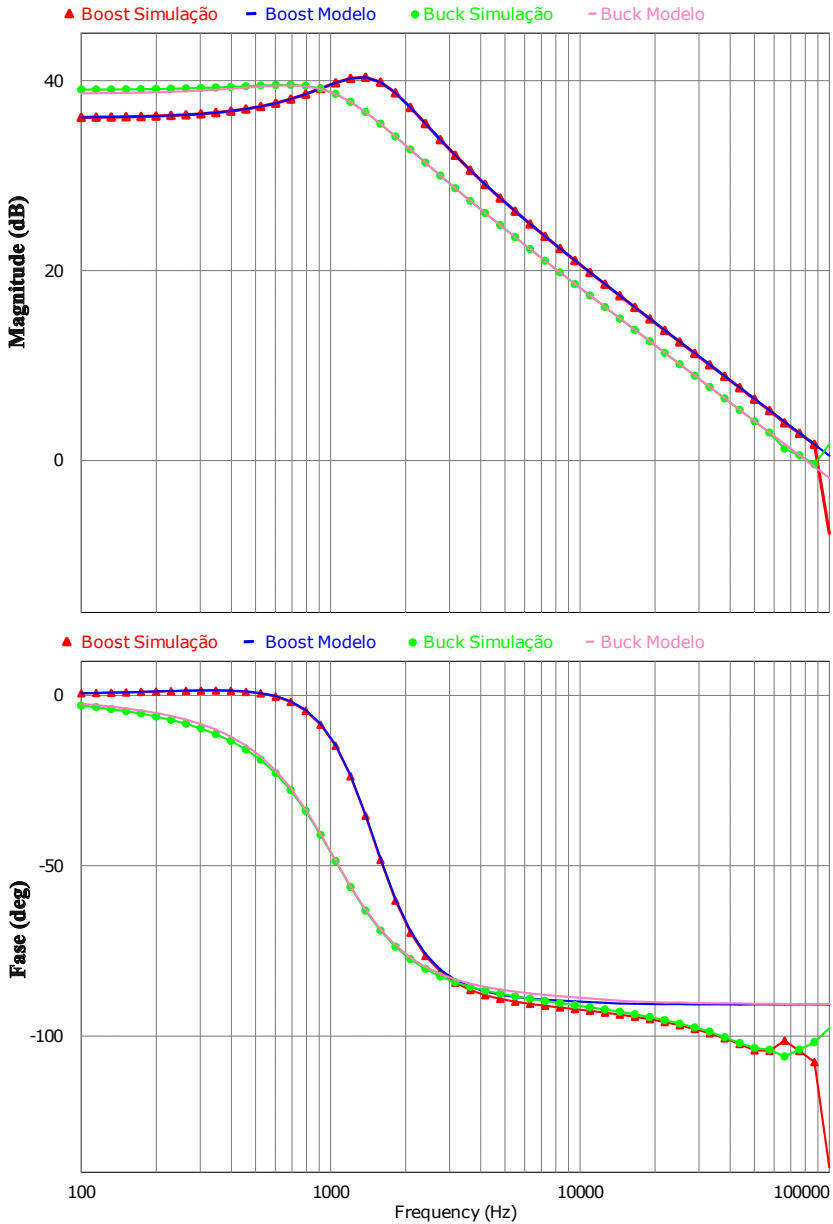


Figura 3.18: Diagrama de bode da malha de corrente dos modos buck e boost do microconversor FSBB.

As Figuras 3.17 e 3.18 mostram o gráfico de bode referente as malhas de tensão e corrente dos modos de operação buck e boost do microconversor FSBB. As curvas com linhas contínuas (-) correspondem aos modelos de tensão obtidos na seção 3.2.3 equações (3.69) e (3.70) como também as representações dos modelos de corrente equações (3.71) e (3.72), já as curvas com círculos (●) e triângulos (△) correspondem às simulações. Note que o modelo obtido pelas malhas de tensão e corrente de ambos modos de operação do microconversor, demonstram um comportamento semelhante em função da variação da frequência na amplitude tanto para o módulo como para a fase. Desta forma foram validados os modelos das funções de transferência obtidas analiticamente, apresentando respostas semelhantes no domínio da frequência com as obtidas através da simulação do circuito elétrico mediante o software PSIM. Nos diagramas das Figuras 3.17 e 3.18 pode observar-se que as curva dos modelos comparada com as curvas obtidas no circuito elétrico de ambas as malhas são qualitativamente equivalentes mostrando diferenças para frequências acima de $80KHz$.

3.4 Transição de modos

A transição entre os modos de operação do microconversor FSBB, ocorre quando há variação de potência de forma não uniforme sobre os módulos fotovoltaicos que compõem um sistema distribuído fotovoltaico. Os módulos PV com microconversor integrado são conectados em série formando um sistema distribuído de geração fotovoltaica, como mostrado na Figura 3.19. Note, nesta figura, que a tensão no barramento V_{dc} é a soma das tensões de saída $V_{o,k}$ de cada microconversor.

A tensão de saída de cada microconversor depende da potência de saída do seu respectivo módulo fotovoltaico, isto é, esta tensão é ajustada de acordo com a corrente de saída do barramento CC. A tensão de saída de cada microconversor de um sistema distribuído fotovoltaico é definida por:

$$V_{o,k} = \frac{P_{pv,k}}{i_{dc}} = V_{dc} \frac{P_{pv,k}}{\sum_{i=1}^n P_{pv,i}} \quad (3.75)$$

onde $V_{o,k}$ é a tensão de saída de cada microconversor, $P_{pv,k}$ é a potência disponível de cada módulo fotovoltaico, i_{dc} é a corrente de barramento CC, $\sum_{i=1}^n P_{pv,i}$ é potência total disponível de todos os módulos foto-

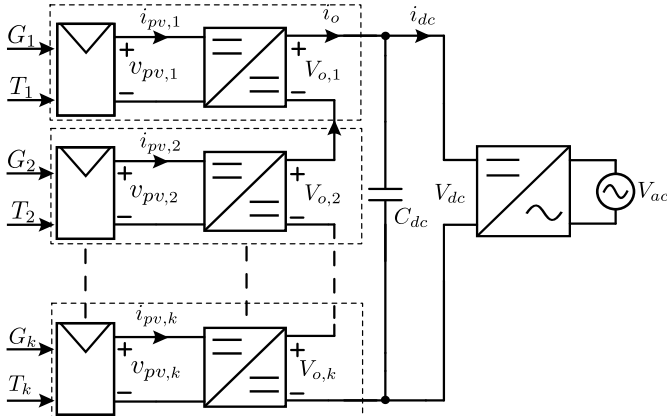


Figura 3.19: Sistema distribuído de geração fotovoltaica com microconversores FSB interligado à rede elétrica através de um inversor central.

voltaicos, G_k a radiação solar e T_k a temperatura do ambiente, com $k = \{1, 2, 3, \dots, n\}$.

A equação (3.75) define a tensão de saída de cada microconversor que compõe uma fração da tensão do barramento V_{dc} . Esta tensão depende da relação entre a potência processada P_{pv} sobre $\sum_{i=1}^n P_{pv,i}$ [62, 27]. A tensão de saída $V_{o,k}$ de cada microconversor pode variar de acordo com a potência de cada módulo fotovoltaico em MPPT. No entanto o modo de operação do microconversor pode transitar entre os modos buck e boost, variando o seu ganho $G_{c,k}$ dado por:

$$G_{c,k} = \frac{V_{c,k}}{V_{pv,k}} \approx \frac{d_1}{1 - d_2} \quad (3.76)$$

O ganho $G_{c,k}$ de cada microconversor do sistema fotovoltaico apresenta limitações. Estas limitações serão tratadas nas próximas subseções em situações ideais e com limitações.

3.4.1 Caso ideal

O gráfico apresentado na Figura 3.20 apresenta a variação de d_1 e d_2 em função da variável de controle $u(t)$, entre os modos de operação buck e boost. Variando a variável de controle u , observa-se

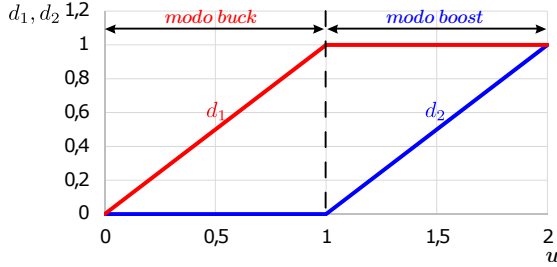


Figura 3.20: Razões cíclicas d_1 e d_2 em função da variável u para os dois modos de operação do microconversor FSBB no caso ideal.

que a transição ocorre de forma contínua entre os modos de operação sendo o ganho do sistema dado por:

$$G(u) = \frac{V_o}{v_{pv}} = \begin{cases} u, & \text{se } 0 < u \leq 1 & (\text{modo buck}) \\ \frac{1}{2-u}, & \text{se } 1 < u \leq 2 & (\text{modo boost}) \end{cases}. \quad (3.77)$$

Em um caso real o ganho $G(u)$ não apresenta o comportamento semelhante ao gráfico mostrado na Figura 3.20. Isso se deve ao uso de componentes eletrônicos que apresentam limitações físicas, como tempos de atraso no acionamento dos transistores do microconversor [62]. Na próxima subseção será tratado o caso em que são consideradas as limitações físicas.

3.4.2 Limitações de ganho e zona morta

As limitações sobre a razão cíclica entre os modos de operação do microconversor são decorrentes da utilização de *drivers*, dado que estes apresentam tempos de atraso que são impostos pelas limitações dos componentes eletrônicos. No entanto, os *drivers* são amplamente utilizados em circuitos eletrônicos no controle de potência, por apresentar uma estrutura eletrônica simples e de baixo custo [63]. Geralmente estes *drivers* necessitam de um circuito auxiliar para realizar a comutação dos transistores do microconversor. Esse circuito auxiliar apresentado na Figura 3.21 é denominado de *bootstrap*.

O circuito de *bootstrap* é projetado de modo que acione os transistores do microconversor FSBB por meio de um sinal de modulação. Um *driver* tipicamente utilizado para aplicação fotovoltaica é o CI SM72295, conforme aplicação mostrada na Figura 3.22, onde o mesmo

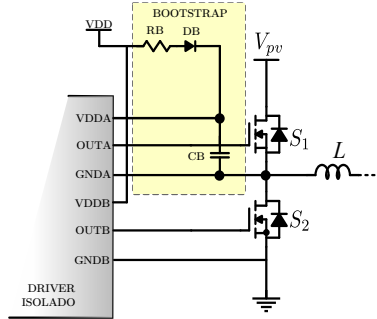


Figura 3.21: Circuito elétrico do driver de bootstrap.

apresenta duas saídas de controle (OUTA e OUTB) para acionamento dos transistores de potência [64].

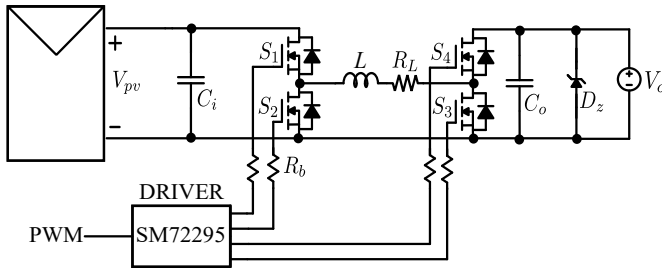


Figura 3.22: Circuito simplificado de aplicação do CI SM72295, no controle dos transistores do microconversor FSBB.

De acordo com os modos de operação na Tabela 3.1, o par de transistores funcionam um inversamente do outro, porém na comutação entre os transistores que compõem este par é inserido um tempo de atraso ΔT . Este tempo evita problemas de curto entre o par de transistores do circuito do microconversor, isto é, para que os transistores não se ativem simultaneamente. Além disso o circuito de *bootstrap* apresenta um capacitor que necessita ser carregado periodicamente, impondo um tempo mínimo $t_{on(min)}$. Este tempo é atribuído ao transistor de baixa tensão do CI, necessitando gastar este tempo em um período de comutação T_{sw} . Devido à carga e descarga do capacitor do circuito bootstrap, tem-se limitações no tempo máximo do acionamento dos transistores. Como consequência o sinal de controle é limitado, apresentando um limite máximo para modo buck $u_{1,max}$ e um limite inferior

para modo boost $u_{2,min}$. Os valores máximos e mínimos para os modos de operação do microconversor **FSBB** considerando os tempos de atraso são dados pelas seguintes equações:

$$u_{1,max} = 1 - \frac{\Delta T + T_{on(min)}}{T_{sw}} \quad (3.78)$$

$$u_{2,min} = \frac{\Delta T + T_{on(min)}}{T_{sw}} \quad (3.79)$$

Os atrasos atribuídos à comutação dos transistores são fatores importantes que caracterizam as particularidades do caso não ideal. A ativação e desativação dos transistores é realizada mediante a modulação PWM, seja em modo buck ou boost como apresentado na Figura 3.23.

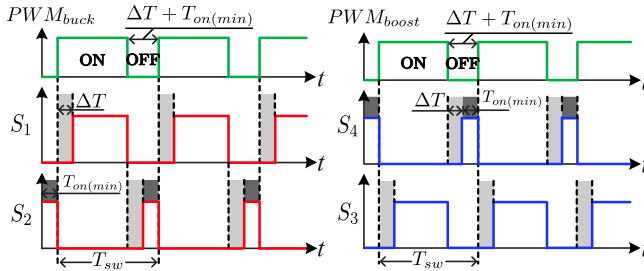


Figura 3.23: Sinais de comutação e PWM, utilizados no controle dos MOSFET's do microconversor **FSBB** mediante o CI SM72295.

A Figura 3.24 apresenta as fronteiras entre os modos de operação do microconversor **FSBB**, estabelecendo limites mínimo e máximo para as razões cíclicas d_1 e d_2 . Note que, devido às limitações entre os modos de operação principalmente na região de transição, o diagrama da Figura 3.24 apresenta uma zona morta. Esta região aparece pela descontinuidade da curvas d_1 e d_2 entre um modo de operação buck e o modo boost.

Os tempos de atraso definidos pelas equações (3.78) e (3.79) no pulso de modulação PWM de cada modo de operação estabelecem limites das curvas d_1 e d_2 , que condicionam o ganho do microconversor **FSBB** dado por:

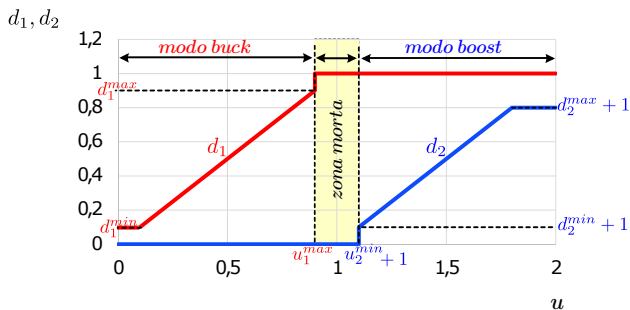


Figura 3.24: Zona morta entre os modos de operação do microconversor FSBB caso não ideal.

$$G(u) = \begin{cases} d_1, & \text{se } d_1^{\min} < u \leq d_1^{\max} \\ \frac{1}{2-d_2}, & \text{se } d_2^{\min} + 1 < u \leq d_2^{\max} + 1 \\ d_1 = d_1^{\min}, & \text{se } u < d_1^{\min} \\ d_2 = d_2^{\max}, & \text{se } u > d_2^{\max} \end{cases} \quad (3.80)$$

Os limites estabelecidos para d_1 e d_2 nos modos de operação do microconversor resultam na curva característica do ganho para o caso não ideal, apresentada na Figura 3.25.

A técnica utilizada neste trabalho para compensação da zona morta foi desenvolvida em [62].

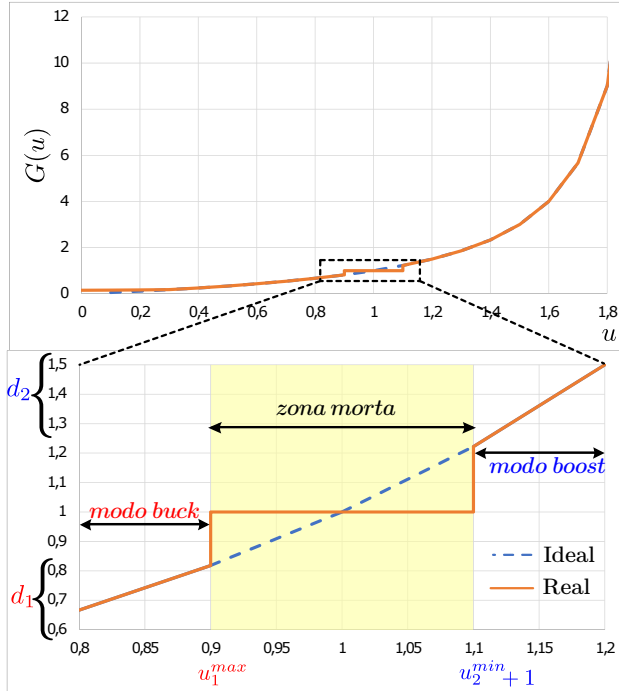


Figura 3.25: Curva de ganho entre os modos de operação do micro-conversor FSBB para um caso não ideal. A curva em linha tracejada representa a parte da curva do ganho para o caso ideal.

Capítulo 4

Controle Clássico

Neste capítulo aplica-se a técnica de controle clássico ao microconversor **FSBB**.

A Seção 4.1 mostra a técnica clássica de controle baseada nos modelos linearizados em um ponto de operação do microconversor **FSBB** para os diferentes modos de operação buck, boost e buck-boost. A Seção 4.2 analisa a estabilidade do sistema controlado nos modos de operação buck e boost do microconversor.

4.1 Projeto de controle

Esta Seção tratará do projeto de controle da tensão e da corrente do microconversor **FSBB** para seus modos de operação buck e boost.

4.1.1 Controle de tensão

O projeto de controle de tensão tem como objetivo controlar a tensão do módulo fotovoltaico v_{pv} com a finalidade de operar sempre em **MPPT**. Esta técnica visa manter o nível da tensão de entrada em região de máxima potência em qualquer condição de variação climática sobre o **PV**. As funções transferências de tensão que correspondem aos modos de operação buck e boost do microconversor **FSBB** são:

\Rightarrow Buck (G_{11}) = Buck-Boost (G_{11}) para $D_2 = 0$;

$$\frac{\tilde{V}_{pv}}{\tilde{d}_1} = -\frac{\frac{r_s(I_L(R_L+Ls)+D_1V_{pv})}{R_L+D_1^2r_s}}{s^2\frac{C_iLr_s}{R_L+D_1^2r_s} + s\frac{L+C_iR_Lr_s}{R_L+D_1^2r_s} + 1} \quad (4.1)$$

\Rightarrow Boost (G_{12}) = Buck-Boost (G_{12}) para $D_1 = 1$;

$$\frac{\tilde{V}_{pv}}{\tilde{d}_2} = -\frac{\frac{I_O R_o r_s}{R_L + r_s}}{s^2 \frac{C_i L r_s}{R_L + r_s} + s \frac{L + C_i R_L r_s}{R_L + r_s} + 1} \quad (4.2)$$

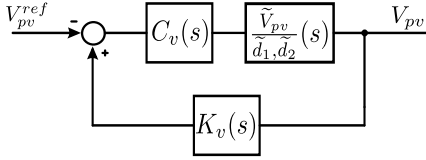


Figura 4.1: Diagrama que mostra as malhas de controle da tensão V_{pv} para os modos buck (controle d_1) e boost (controle d_2) do microconversor FSBB.

A Figura 4.1 apresenta a malha de controle de tensão v_{pv} com o controlador $C_v(s)$ e ganho de realimentação do sensor $k_v(s)$. O controlador para a malha de tensão geralmente é do tipo PI para efetuar o controle da tensão V_{pv} com erro nulo. Os valores dos ganhos deste controlador podem ser calculados utilizando diferentes métodos de projeto do controlador e diversas ferramentas de software especialmente desenvolvidas para tal fim.

4.1.2 Controle de corrente

O projeto de controle da corrente tem como finalidade controlar a corrente i_L do microconversor, por meio da qual se controla indiretamente a corrente de saída i_o . As funções de transferências de corrente dos modos de operação buck (controle d_1) e boost (controle d_2) são:

\Rightarrow Buck (G_{21}) = Buck-Boost (G_{21}) para $D_2 = 0$;

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}_1} = \frac{\frac{s C_i r_s V_{PV} - D_1 I_L r_s + V_{PV}}{R_L + D_1^2 r_s}}{s^2 \frac{C_i L r_s}{R_L + D_1^2 r_s} + s \frac{L + C_i R_L r_s}{R_L + D_1^2 r_s} + 1} \quad (4.3)$$

\Rightarrow Boost (G_{21}) = Buck-Boost (G_{22}) para $D_1 = 1$;

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}_2} = \frac{\frac{I_O R_o (s C_i r_s + 1)}{R_L + r_s}}{s^2 \frac{C_i L r_s}{R_L + r_s} + s \frac{L + C_i R_L r_s}{R_L + r_s} + 1} \quad (4.4)$$

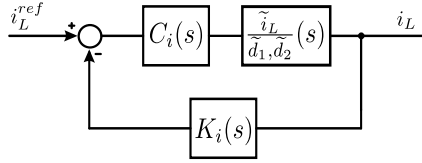


Figura 4.2: Diagrama que mostra as malhas de controle da corrente i_L para os modos buck (controle d_1) e boost (controle d_2) do microconversor FSBB.

A Figura 4.2 apresenta a malha de controle de corrente i_L com controlador $C_i(s)$ e ganho de realimentação pelo sensor $k_i(s)$. O controlador para a malha de corrente adotado é do tipo **P**, e os procedimentos para cálculo dos parâmetros são semelhantes aos do controle de tensão da Seção 4.1.1.

4.2 Análise de estabilidade

Nesta Seção analisaremos a estabilidade do sistema, para as malhas de controle de tensão e corrente dos modos de operação buck e boost do microconversor FSBB.

4.2.1 Modo buck

Dado o modelo do microconversor FSBB no modo de operação buck desprezando a resistência R_L do indutor temos:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - d_1 i_L \quad (4.5)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = d_1 v_{pv} - V_o \quad (4.6)$$

Os pontos de equilíbrio do microconversor em regime permanente são:

$$D_1 = \frac{V_o}{V_{pv}} \quad (4.7)$$

$$I_L = \frac{I_{pv}}{D_1} = \frac{I_{pv} V_{pv}}{V_o} \quad (4.8)$$

Transladando os pontos de equilíbrios para o origem definindo que o erro de tensão $\epsilon_v = v_{pv} - V_{pv}$, o erro da corrente $\epsilon_i = I_L - \tilde{i}_L$, $d_1 = D_1 + \tilde{d}_1$ e substituindo (3.4) em (4.5) temos:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} = I_{pv} - g_{pv}\epsilon_v - (D_1 + \tilde{d}_1)(I_L - \epsilon_i) \quad (4.9)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} = -(D_1 + \tilde{d}_1)(\epsilon_v - V_{pv}) + D_1 V_{pv} \quad (4.10)$$

Realizando operações matemáticas, substituindo os pontos de equilíbrio das equações (4.7) e (4.8) em (4.9) e (4.10) e desprezando $\tilde{d}_1 \epsilon_i = \tilde{d}_1 \epsilon_v = 0$, o modelo linearizado do conversor em modo buck cujos os estados $[\epsilon_v, \epsilon_i]$ é:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} \cong -g_{pv}\epsilon_v + D_1 \epsilon_i - I_L \tilde{d}_1 \quad (4.11)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} \cong -D_1 \epsilon_v - V_{pv} \tilde{d}_1 \quad (4.12)$$

onde D_1 , I_L e V_{pv} são variáveis que caracterizam o ponto de equilíbrio CC em regime permanente do sistema, supondo que as aproximações das equações (4.11) e (4.12) sejam válidas no ponto de equilíbrio do sistema.

4.2.1.1 Controle da corrente

A estrutura de controle da malha de corrente é mostrada na Figura 4.2, para os modos de operação buck e boost do microconversor FSBB um controlador do tipo P temos que a lei de controle é:

$$\tilde{d}_1 = k_{pi} \epsilon_i \quad (4.13)$$

onde k_{pi} é o ganho proporcional. Aplicando o controle proposto em (4.13) nas equações (4.11) e (4.12) a dinâmica do sistema em malha fechada é dada por:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} = -g_{pv}\epsilon_v - k_{pi} I_L \epsilon_i + D_1 \epsilon_i \quad (4.14)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} = -D_1 \epsilon_v - V_{pv} k_{pi} \epsilon_i \quad (4.15)$$

As equações (4.14) e (4.15) na forma matricial são representadas como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{g_{pv}}{C_i} & \frac{D_1 - k_{pi} I_L}{C_i} \\ -\frac{D_1}{L} & -\frac{k_{pi} V_{pv}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

e o polinômio característico da matriz (4.16), é:

$$\lambda^2 + \left(\frac{g_{pv} L + C_i k_{pi} V_{pv}}{C_i L} \right) \lambda + \left(\frac{D_1^2 - D_1 I_L k_{pi} + g_{pv} k_{pi} V_{pv}}{C_i L} \right) = 0 \quad (4.17)$$

A estabilidade pode ser encontrada utilizando o critério de Routh-Hurwitz desta forma temos:

$$\left(\frac{D_1^2 - D_1 I_L k_{pi} + g_{pv} k_{pi} V_{pv}}{C_i L} \right) > 0 \quad (4.18)$$

$$\frac{g_{pv} L + C_i k_{pi} V_{pv}}{C_i L} > 0 \quad (4.19)$$

Transladando para o ponto de equilíbrio ou seja substituindo as equações (4.7) e (4.8) em (4.18) temos:

$$\frac{V_o^2}{V_{pv}^2} - \frac{V_o}{V_{pv}} \frac{I_{pv} V_{pv}}{V_o} k_{pi} + g_{pv} k_{pi} V_{pv} > 0 \quad (4.20)$$

Realizando operações matemáticas em (4.20) temos:

$$g_{pv} > \frac{I_{pv}}{V_{pv}} - \frac{V_o^2}{V_{pv}^3 k_{pi}} \quad (4.21)$$

Note que $\frac{V_o^2}{V_{pv}^3 k_{pi}}$ resulta num valor muito pequeno pois $V_{pv} > V_o$ para valores de $k_{pi} > 0$, desta forma é desprezado resultando em:

$$g_{pv} > \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (4.22)$$

ou o que é mesmo: $r_s < R_s$, sendo $g_{pv} = \frac{1}{r_s}$ e $R_s = \frac{V_{pv}}{I_{pv}}$.

Pelo critério de estabilidade de Routh-Hurwitz o sistema é instável na região CCR da Figura 3.4, onde $r_s > R_s$, porém na região CVR, onde $r_s < R_s$, a estabilidade não é afetada. Devido à condição de instabilidade na região CCR da curva do PV, a malha de controle de corrente i_L não será utilizada ou seja o controle em cascata não será aplicado.

4.2.1.2 Controle de tensão

A estrutura de controle da malha de tensão é mostrada na Figura 4.1 para os modos de operação buck e boost do microconversor FSBB utilizando um controlador do tipo PI a lei de controle é:

$$\tilde{d}_1 = k_{pv}\epsilon_v + k_{iv}\xi_v \quad (4.23)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = \epsilon_v \quad (4.24)$$

onde k_{pv} é o ganho proporcional e k_{iv} é o ganho integral. Aplicando o controle proposto em (4.23) nas equações (4.11) e (4.12) a dinâmica do sistema em malha fechada é dada por:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} = -g_{pv}\epsilon_v + D_1\epsilon_i - I_L k_{pv}\epsilon_v - I_L k_{iv}\xi_v \quad (4.25)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} = -D_1\epsilon_v - V_{pv}k_{pv}\epsilon_v - V_{pv}k_{iv}\xi_v \quad (4.26)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = \epsilon_v \quad (4.27)$$

As equações (4.25)-(4.27) na forma matricial são representadas por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \\ \xi_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{g_{pv} + I_L k_{pv}}{C_i} & \frac{D_1}{C_i} & -\frac{I_L k_{iv}}{C_i} \\ -\frac{D_1 + V_{pv} k_{pv}}{L} & 0 & -\frac{V_{pv} k_{iv}}{L} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \\ \xi_v \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

e o polinômio característico da matriz (4.28) é:

$$\lambda^3 + \left(\frac{g_{pv} + I_L k_{pv}}{C_i} \right) \lambda^2 + \left(\frac{I_L k_{iv}}{C_i} + \frac{D_1^2 + D_1 k_{pv} V_{pv}}{L C_i} \right) \lambda + \left(\frac{D_1 k_{iv} V_{pv}}{L C_i} \right) = 0 \quad (4.29)$$

A estabilidade pode ser encontrada utilizando o critério de Routh-Hurwitz, onde:

$$a_2 = \frac{g_{pv} + I_L k_{pv}}{C_i} \quad (4.30)$$

$$a_1 = \frac{I_L k_{iv}}{C_i} + \frac{D_1^2 + D_1 k_{pv} V_{pv}}{LC_i} \quad (4.31)$$

$$a_0 = \frac{D_1 k_{iv} V_{pv}}{LC_i} \quad (4.32)$$

A condição de estabilidade é dada por:

$$a_2 a_1 - a_0 > 0 \quad (4.33)$$

$$a_2 > 0 \quad (4.34)$$

$$a_0 > 0 \quad (4.35)$$

Verificando-se estas condições, os autovalores da matriz jacobiana do sistema (4.28) são negativos e pertencem ao semi-plano esquerdo. Pelo critério de estabilidade de Routh-Hurwitz os termos (4.33)-(4.35) são positivos satisfazendo a condição de estabilidade, para todo valor de $k_{pv} > 0$ e $k_{iv} > 0$. Desta forma a variação da resistência dinâmica r_s e estática R_s nas regiões CCR e CVR do módulo fotovoltaico mostrado pela Figura 3.4 não interfere na estabilidade do sistema.

4.2.2 Modo boost

Dado o modelo do microconversor FSBB no modo de operação boost e desprezando a resistência R_L do indutor temos:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \quad (4.36)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} - (1 - d_2)V_o \quad (4.37)$$

Os pontos de equilíbrio do microconversor em regime permanente são:

$$D_2 = \frac{V_o - V_{pv}}{V_o} \quad (4.38)$$

$$I_L = I_{pv} \quad (4.39)$$

Aplicando o mesmo procedimento realizado no modo buck da subseção anterior para o modo boost temos:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} = I_{pv} - g_{pv}\epsilon_v - I_L + \epsilon_i \quad (4.40)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} = -\epsilon_v - V_{pv} + (1 - \tilde{d}_2 - D_2)V_o \quad (4.41)$$

Realizando operações matemáticas, substituindo os pontos de equilíbrios das equações (4.38) (4.39) em (4.40) (4.41) o modelo linearizado do conversor em modo boost cujos estados $[\epsilon_v, \epsilon_i]$ é:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} \cong -g_{pv}\epsilon_v + \epsilon_i \quad (4.42)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} \cong -\epsilon_v - V_o \tilde{d}_2 \quad (4.43)$$

Assumindo que as aproximações de (4.42) e (4.43) sejam válidas no ponto de equilíbrio do sistema.

4.2.2.1 Malha de corrente

A estrutura de controle da malha de corrente é mostrada na Figura 4.2, semelhante aos modos de operação buck e boost. Utilizando um controlador do tipo P a lei de controle é:

$$\tilde{d}_2 = k_{pi}\epsilon_i \quad (4.44)$$

Aplicando o controle proposto em (4.44) na equação (4.43) a dinâmica do sistema em malha fechada é dada por:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} = -g_{pv}\epsilon_v + \epsilon_i \quad (4.45)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} = -\epsilon_v - V_o k_{pi}\epsilon_i \quad (4.46)$$

As equações (4.45) e (4.46) na forma matricial são representadas por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{g_{pv}}{C_i} & \frac{1}{C_i} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{V_o k_{pi}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

e o polinômio característico da matriz (4.47) é:

$$\lambda^2 + \left(\frac{g_{pv}L + C_i k_{pi} V_o}{C_i L} \right) \lambda + \frac{g_{pv} k_{pi} V_o + 1}{C_i L} = 0 \quad (4.48)$$

A estabilidade pode ser encontrada utilizando o critério de Routh-Hurwitz onde a condição de estabilidade do sistema é dada por:

$$\frac{g_{pv} k_{pi} V_o + 1}{C_i L} > 0 \quad (4.49)$$

$$\frac{g_{pv}L + C_i k_{pi} V_o}{C_i L} > 0 \quad (4.50)$$

Pelo critério de Routh-Hurwitz os termos (4.49) e (4.50) são sempre positivos satisfazendo a condição de estabilidade. Note que as equações (4.49) e (4.50) não dependem das resistências dinâmica r_s e estática R_s . Portanto a variação destas resistências nas regiões CCR e CVR do módulo fotovoltaico (vide Figura 3.4), não afeta a estabilidade do sistema.

4.2.2.2 Malha de tensão

A estrutura de controle da malha de tensão mostrada na Figura 4.1 é semelhante ao controle de tensão do modo buck. Como a malha de corrente do modo de operação boost não apresenta problemas de estabilidade para as regiões CCR e CVR do módulo fotovoltaico da Figura 3.4, aplica-se a técnica de controle em cascata. A malha de controle de corrente interna depende do sinal de controle da malha de controle de tensão externa, ou seja a referência I_L^{ref} é o sinal de controle fornecido pela malha de controle de tensão externa, utilizando um controlador do tipo PI para controle da tensão temos:

$$I_L^{ref} = k_{pv} \epsilon_v + k_{iv} \xi_v \quad (4.51)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = \epsilon_v \quad (4.52)$$

Substituindo o ponto de equilíbrio da equação (4.38) em (4.41) e utilizando a malha de controle de corrente da equação (4.46) temos a dinâmica do sistema em malha fechada dada por:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} = I_{pv} - g_{pv}\epsilon_v - k_{pv}\epsilon_v - k_{iv}\xi_v + \epsilon_i \quad (4.53)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} = -\epsilon_v - k_{pi}\epsilon_i V_o \quad (4.54)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = e_v \quad (4.55)$$

As equações (4.53)-(4.55) na forma matricial são representadas por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \\ \xi_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{g_{pv}+k_{pv}}{C_i} & \frac{1}{C_i} & -\frac{k_{iv}}{C_i} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{k_{pi}V_o}{L} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \\ \xi_v \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

e o polinômio característico da matriz (4.56) é:

$$\lambda^3 + \left(\frac{Lg_{pv} + Lk_{pv} + C_i k_{pi} V_o}{LC_i} \right) \lambda^2 + \left(\frac{1 + Lk_{iv} + g_{pv}k_{pi}V_o + k_{pi}k_{pv}V_o}{LC_i} \right) \lambda + \frac{k_{iv}k_{pi}V_o}{LC_i} = 0 \quad (4.57)$$

A estabilidade pode ser estudada utilizando o critério de Routh-Hurwitz desta forma temos:

$$a_2 = \left(\frac{Lg_{pv} + Lk_{pv} + C_i k_{pi} V_o}{LC_i} \right) \quad (4.58)$$

$$a_1 = \left(\frac{1 + Lk_{iv} + g_{pv}k_{pi}V_o + k_{pi}k_{pv}V_o}{LC_i} \right) \quad (4.59)$$

$$a_0 = \left(\frac{k_{iv}k_{pi}V_o}{LC_i} \right) \quad (4.60)$$

A condição de estabilidade é formada pelas seguintes desigualdades:

$$a_2 a_1 - a_0 > 0 \quad (4.61)$$

$$a_2 > 0 \quad (4.62)$$

$$a_0 > 0 \quad (4.63)$$

Pelo critério de Routh-Hurwitz os termos (4.61)-(4.63) são positivos satisfazendo a condição de estabilidade, para todo $k_{pv} > 0$, $k_{iv} > 0$ e $k_{pi} > 0$. Desta forma nas regiões CCR e CVR do módulo fotovoltaico mostrado pela Figura 3.4, a variação da resistência dinâmica r_s e estática R_s não interferem na estabilidade do sistema.

4.3 Conclusão

Neste capítulo foi mostrado que os controladores de tensão para os modos de operação buck e boost não comprometem a instabilidade do sistema para as regiões CCR e CRV do módulo fotovoltaico da Figura 3.4. Porém o sistema pode instabilizar-se no modo de operação buck no controle da malha de corrente do indutor, visto que para a região CCR do módulo fotovoltaico, quando $r_s > R_s$, o sistema não verifica as condições de Routh-Hurwitz. Para a malha de corrente em modo de operação boost a estabilidade não é afetada pelas variações de região CCR e CVR do módulo fotovoltaico. Portanto a estrutura de controle em cascata será utilizada, neste trabalho somente no modo de operação boost e para o modo de operação buck o controle será realizado somente considerando a malha de controle de tensão do módulo fotovoltaico.

Capítulo 5

Controle por realimentação linearizante

Neste capítulo apresentaremos a técnica de controle por realimentação linearizante ou *feedback linearization control* **FLC**, proposta neste trabalho aplicada ao microconversor **FSBB**. Esta técnica é uma alternativa de controle baseada na estratégia de linearização entrada/saída, sobre as equações não lineares do sistema fotovoltaico. O projeto do controle **FLC** para ambos os modos de operação buck e boost, considera uma estrutura em cascata com uma malha interna de corrente e outra externa de tensão. Esta estrutura é denominada neste trabalho de "FLC em cascata" e seu projeto e aplicação ao controle de microconversores é uma das principais contribuições deste trabalho.

5.1 Controle por realimentação linearizante entrada/saída

A ideia central desta técnica é transformar algebricamente a dinâmica do sistema não linear em total ou parcialmente linear, de modo que as técnicas de controle linear possam ser aplicadas. Este conceito difere totalmente da linearização em torno a um ponto de equilíbrio ou de pequenos sinais visto no capítulo 4, pois a linearização por realimentação é obtida por transformações exatas dos estados e não por aproximações lineares da dinâmica do sistema [65].

Para aplicar a técnica **FLC** a dispositivos de processamento como no caso o microconversor **FSBB**, é necessário compreender o conceito

de linearização entrada/saída que será abordado na próxima subseção.

5.1.1 Linearização entrada/saída

Considere um sistema não linear de uma entrada e uma saída do tipo *Single-Input Single-Output* **SISO**:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{5.1}$$

A linearização entrada/saída, tem como objetivo encontrar uma relação diferencial linear entre a saída do sistema y com uma nova entrada v , cancelando através da entrada de controle $u(t)$ as parcelas não lineares encontradas no processo de determinação de y . A aproximação utilizada consiste em diferenciar a saída do sistema $h(x)$ de forma que apareça explicitamente a entrada u na nova expressão, isto é obtido através de derivações matemáticas na saída y . Após encontrar-se a entrada $u(t)$ nas equações derivadas da saída do sistema, projeta-se uma lei de controle $u = u(x, v)$ que lineariza esta equação. Neste processo, se realiza uma mudança da variável de controle $u(t)$ para outra variável auxiliar $v(t)$. Para o projeto da lei de controle $v(t)$ utilizam-se técnicas clássicas de controle linear como posicionamento ou alocação de pólos, LQG/LQR, controladores PI / PID, etc. [66, 67].

Este procedimento baseia-se no conceito do grau relativo do sistema, sendo este correspondente ao número de derivações efetuadas até que se obtenha uma equação em que apareça a variável u o grau relativo também corresponde ao número de estados observáveis do sistema descrito pela equação (5.1). Caso o grau relativo ρ do sistema seja inferior ao grau do próprio sistema n , há uma dinâmica interna que não é observável, portanto esta deverá ser analisada separadamente. Já para o caso de que $\rho = n$ há uma linearização entrada/estado, onde todos os estados são observáveis podendo ser controlados. Para encontrar a relação linear entrada/saída se deriva respeito do tempo a saída y da equação (5.1) dada por:

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x)u] = L_f h(x) + L_g h(x)u\tag{5.2}$$

Caso não apareça a variável de controle na primeira derivada, continua-se derivando sucessivas vezes a variável de saída y até que se obtenha de forma explícita a variável de controle $u(t)$. A expressão que resume esta operação matemática é dada por:

$$y^\rho = L_f^\rho h(x) + L_g L_f^{\rho-1} h(x) u \quad (5.3)$$

onde as sucessivas derivadas da saída y são denotadas por y^ρ sendo $\rho = \{1, 2, 3, \dots\}$. Fazendo, em (5.3), $y^\rho = v$ e resolvendo para a variável u obtemos:

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{\rho-1} h(x)} \left[-L_f^\rho h(x) + v \right] \quad (5.4)$$

Ao aplicar a equação (5.4) na equação (5.3) estabelece a relação entre entrada e saída do sistema $y^\rho = v$.

Em sistemas que apresentam múltiplas entradas e saídas do tipo *Multiple Input Multiple Output* - **MIMO** (do inglês), a representação em espaços de estados é dada por:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i \quad (5.5)$$

$$y^\rho = h_\rho(x) \quad (5.6)$$

As derivadas da saída do sistema se calculam de forma semelhante ao caso SISO, resultando para sistemas MIMO em:

$$y^\rho = L_f^\rho h_\rho(x) + \sum_{i=1}^{\rho} L_{g_i} (h_\rho) u_i \quad (5.7)$$

Representando a equação (5.7) em espaço de estados tem-se a equação matricial desacoplada do sistema MIMO dada por:

$$\begin{bmatrix} y_1^\rho \\ \vdots \\ y_m^\rho \end{bmatrix} = A(x) + M(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^1 h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^\rho h_m(x) \end{bmatrix}; M(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{\rho-1} h_1(x) & \cdots & L_{g_m} L_f^{\rho-m} h_1(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{\rho-1} h_m(x) & \cdots & L_{g_m} L_f^{\rho-m} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Se a matriz $M(x)$ for não singular, a nova transformação pode ser escrita por:

$$u = M^{-1}(x)[v - A(x)] \quad (5.10)$$

Substituindo a equação (5.10) em $y = A(x) + M(x)u$ temos:

$$\begin{bmatrix} y_1^\rho \\ \vdots \\ y_m^\rho \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Observa que para ambos sistemas SISO e MIMO o procedimento é semelhante. [66, 67].

5.2 Controle FLC do microconversor FSBB

Esta técnica de controle é aplicada de forma direta sobre as equações não lineares do microconversor FSBB. Considerando que os modos de operação buck e boost operam separadamente, as malhas de tensão e corrente do sistema serão voltadas ao controle em cascata com base na técnica FLC.

5.2.1 Modo Buck

O modelo médio de operação em modo buck de acordo com a Tabela (3.1) em regime permanente, onde $d_2 = 0$, é dado por:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv}d_1 - i_L R_L - V_o \quad (5.12)$$

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L d_1 \quad (5.13)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \quad (5.14)$$

e saídas do sistema são:

$$\begin{aligned} y_1 &= i_L \\ y_2 &= v_{pv} \end{aligned} \quad (5.15)$$

Considera-se que v_o é constante portanto a equação (5.14) pode ser desconsiderada no projeto do controlador FLC. Além disso como o

termo $i_L R_L$ introduz amortecimento no sistema, não será considerado no projeto do controlador. Desta forma o sistema considerado resulta em:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} d_1 - V_o \quad (5.16)$$

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L d_1 \quad (5.17)$$

Derivando as saídas do sistema y_1 e y_2 temos:

$$\dot{y}_1 = \frac{v_{pv} d_1 - V_o}{L} \quad (5.18)$$

$$\dot{y}_2 = \frac{i_{pv} - i_L d_1}{C_i} \quad (5.19)$$

Sendo $\dot{y}_1 = \frac{di_L}{dt}$ e $\dot{y}_2 = \frac{dv_{pv}}{dt}$. Mediante o uso de uma variável auxiliar de controle v_1 , pode-se determinar a lei de controle por realimentação linearizante igualando $v_1 = \dot{y}_1$. Isto é, obtêm a razão cíclica d_1 que lineariza a equação (5.18), dada por:

$$d_1 = \frac{v_1 L + V_o}{v_{pv}} \quad (5.20)$$

Como foi mencionado anteriormente, na equação (5.18) o termo $i_L R_L$ introduz amortecimento no sistema portanto não é interessante cancelá-lo na lei de controle da equação (5.20). Através da equação (5.20), projeta-se um controle linear para a malha interna de corrente com base na técnica de realimentação linearizante entrada/saída. Utilizando um simples controlador proporcional **P**, em que $v_1 = k_{pi}(i_L^{ref} - i_L)$, temos como resultado:

$$d_1 = \frac{V_o + Lk_{pi}(i_L^{ref} - i_L)}{v_{pv}}. \quad (5.21)$$

Note que na equação (5.21) d_1 apresenta uma singularidade quando a saída v_{pv} tende a zero. Como solução para este problema, a lei de controle pode ser reescrita como:

$$d_1 = \begin{cases} \frac{V_o + Lk_{pi}(i_L^{ref} - i_L)}{v_{pv}}, & \text{se } v_{pv} \geq V_o \\ 1, & \text{se } v_{pv} < V_o \end{cases} \quad (5.22)$$

Este tipo de mudança estabelece uma condição de operação, sendo assim, quando a tensão de entrada v_{pv} no microconversor é menor que a tensão de saída V_o , o sistema opera em modo boost.

Aplicando o mesmo procedimento para a malha externa de tensão para saída y_2 da equação (5.19) temos:

$$d_1 = \frac{i_{pv} - v_2 C_i}{i_L} \quad (5.23)$$

Assumindo que o microconversor esteja funcionando em regime permanente, as seguintes aproximações são válidas:

$$d_1 \cong \frac{V_o}{v_{pv}} \quad (5.24)$$

$$i_L \cong i_L^{ref} \quad (5.25)$$

Substituindo as aproximações de (5.24) e (5.25) em (5.23) e isolando i_L^{ref} temos:

$$i_L^{ref} = \frac{v_{pv}}{V_o} (i_{pv} - v_2 C_i) \quad (5.26)$$

A equação (5.26) estabelece a corrente de referência i_L^{ref} para a malha interna. Considerando para a malha externa de tensão, um controlador do tipo PI, em que $v_2 = k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v$, temos:

$$i_L^{ref} = \frac{v_{pv}}{V_o} (i_{pv} - C_i [k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v]) \quad (5.27)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = v_{pv} - v_{pv}^{ref}. \quad (5.28)$$

Substituindo as equações (5.21), (5.27) e (5.28) em (5.12) a (5.13) temos o sistema em malha fechada completo sem as aproximações realizadas no projeto do controlador representado por:

$$L \frac{di_L}{dt} = k_{pi} L \left[-i_L + \frac{v_{pv}}{V_o} (i_{pv} - C_i \alpha) \right] - i_L R_L \quad (5.29)$$

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \left(\frac{V_o + L k_{pi} (-i_L + \frac{v_{pv}}{V_o} (i_{pv} - C_i \alpha))}{v_{pv}} \right) \quad (5.30)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_L - i_o \quad (5.31)$$

$$\alpha = [k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v] \quad (5.32)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = v_{pv} - v_{pv}^{ref} \quad (5.33)$$

O diagrama de blocos que corresponde à técnica de controle por realimentação entrada/saída em modo de operação buck é apresentado na Figura 5.1, onde $\xi_v = \frac{d\xi_v}{dt}$.

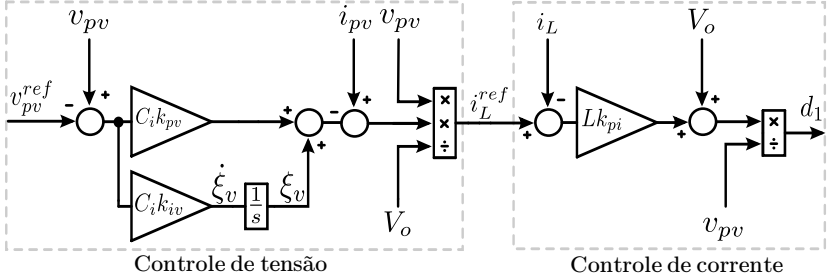


Figura 5.1: Controle em cascata FLC aplicado às malhas de tensão e corrente em modo de operação buck do microconversor FSBB.

5.2.2 Modo Boost

Para o modo de operação boost seguem-se as mesmas etapas de projetos realizadas para o sistema operando em modo buck da subseção anterior. Seu modelo médio em regime permanente de acordo com a Tabela (3.1), para $d_1 = 1$, é dado por:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} - i_L R_L - V_o(1 - d_2) \quad (5.34)$$

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \quad (5.35)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_L(1 - d_2) - i_o \quad (5.36)$$

Considerando as mesmas considerações para a variável v_o e $i_L R_L$ aplicadas na subseção anterior temos que:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} - V_o(1 - d_2) \quad (5.37)$$

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \quad (5.38)$$

As variáveis de saída do sistema em modo de operação boost são as mesmas saídas utilizadas no modo de operação buck, portanto consideram-se as mesmas variáveis i_L e v_{pv} . Desta forma a partir das equações (5.34) e (5.35):

$$\dot{y}_1 = \frac{v_{pv} - V_o(1 - d_2)}{L} \quad (5.39)$$

$$\dot{y}_2 = \frac{i_{pv} - i_L}{C_i} \quad (5.40)$$

sendo $\dot{y}_1 = \frac{di_L}{dt}$ e $\dot{y}_2 = \frac{dv_{pv}}{dt}$. Mediante o uso de uma variável auxiliar de controle v_1 , pode-se determinar a lei de controle por realimentação linearizante igualando $v_1 = \dot{y}_1$. Isto é, obtém-se a razão cíclica d_2 que lineariza a equação (5.39), dada por:

$$d_2 = \frac{v_1 L + V_o - v_{pv}}{V_o} \quad (5.41)$$

Através da equação (5.41), desprezando o termo $i_L R_L$ pela mesma razão apresentada na subseção 5.2.1, projeta-se um controle linear para a malha interna de corrente com base na técnica de realimentação linearizante entrada/saída. Utilizando um controlador proporcional **P** em que $v_1 = k_{pi}(i_L^{ref} - i_L)$ temos:

$$d_2 = 1 - \frac{v_{pv} - Lk_{pi}(i_L^{ref} - i_L)}{V_o}. \quad (5.42)$$

De maneira semelhante ao modo buck, nota-se que a lei de controle aplicada ao modo boost apresenta uma singularidade. Para evitar este problema modifica-se a lei de controle:

$$d_2 = \begin{cases} 1 - \frac{v_{pv} - Lk_{pi}(i_L^{ref} - i_L)}{V_o}, & \text{se } v_{pv} \leq V_o \\ 0, & \text{se } v_{pv} > V_o \end{cases} \quad (5.43)$$

Este tipo de implementação da lei de controle estabelece condições de funcionamento para o microconversor, isto é, quando a tensão de saída V_o for menor que a tensão de entrada v_{pv} o sistema opera em modo buck.

Assumindo que o microconversor esteja operando em regime permanente, as seguintes aproximações são válidas:

$$d_2 \cong \frac{V_o - v_{pv}}{V_o} \quad (5.44)$$

$$i_L \cong i_L^{ref}. \quad (5.45)$$

Aplicando o mesmo procedimento para a malha externa de tensão para saída, da equação (5.40) e substituindo a aproximação de (5.45) isolando i_L^{ref} temos:

$$i_L^{ref} = i_{pv} - v_2 C_i \quad (5.46)$$

Considerando o mesmo tipo de controlador proporcional e integral PI do modo buck, onde $v_2 = k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v$, a corrente de referência de saída da malha externa de tensão é dada por:

$$i_L^{ref} = i_{pv} - C_i [k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v] \quad (5.47)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = v_{pv} - v_{pv}^{ref}. \quad (5.48)$$

Aplicando a lei de controle por realimentação linearizante nas equações (5.34)-(5.36), temos o sistema em malha fechada dado por:

$$L \frac{di_L}{dt} = -Lk_{pi} (i_L - i_{pv} + C_i \alpha) - i_L R_L \quad (5.49)$$

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \quad (5.50)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_L \left[\frac{v_{pv} - Lk_{pi} (i_{pv} - i_L - C_i \alpha)}{V_o} \right] - i_o \quad (5.51)$$

$$\alpha = [k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v] \quad (5.52)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = v_{pv} - v_{pv}^{ref}. \quad (5.53)$$

O diagrama de blocos que corresponde à técnica de controle por realimentação entrada/saída em cascata para o modo de operação boost é apresentado na Figura 5.2, onde $\dot{\xi}_v = \frac{d\xi_v}{dt}$.

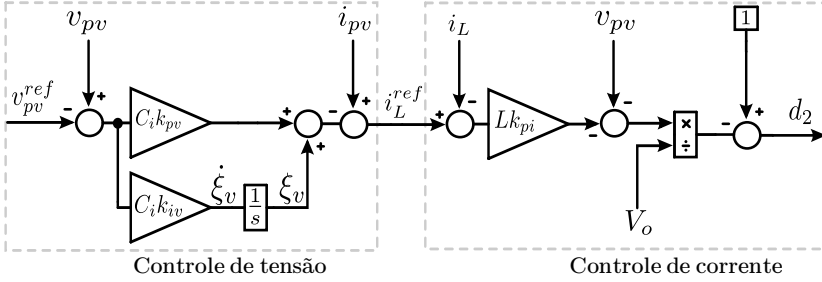


Figura 5.2: Controle em cascata FLC aplicado às malhas de tensão e corrente em modo boost do microconversor FSBB.

5.3 Análise de estabilidade

Para analisar a estabilidade do sistema pela técnica de controle por realimentação linearizante FLC é necessário compreender as leis de controle entre os modos de operação buck e boost do microconversor FSBB.

5.3.1 Modo buck

Nesta subseção analisaremos a estabilidade das malhas de controle por realimentação linearizante de corrente e tensão do microconversor FSBB.

5.3.1.1 Malha de corrente

Para malha de corrente a lei de controle é dada por:

$$d_1 = \frac{V_o - Lk_{pi}(i_L^{ref} - i_L)}{V_{pv}} \quad (5.54)$$

substituindo a lei de controle na dinâmica do sistema da equação (5.12) e assumindo um controle proporcional na malha de corrente onde $L \frac{di_L}{dt} = k_{pi}(i_L^{ref} - i_L)$, desconsiderando o termo $i_L R_L$ na linearização por realimentação e considerando que V_o seja constante o que implica que $\frac{dV_o}{dt} \approx 0$, temos:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \frac{V_o + Lk_{pi}(i_L^{ref} - i_L)}{v_{pv}} \quad (5.55)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = k_{pi}(i_L^{ref} - i_L) \quad (5.56)$$

Definindo o erro da corrente do indutor do microconversor e da tensão do módulo fotovoltaico como:

$$\epsilon_i = i_L^{ref} - i_L \quad (5.57)$$

$$\epsilon_v = v_{pv} - v_{pv}^{ref} \quad (5.58)$$

podemos realizar uma mudança de variáveis para expressar as equações (5.55) e (5.56) em função dos erros ϵ_v e ϵ_i e da aproximação da corrente i_{pv} dada pela equação (3.4).

Note que o erro de tensão foi definido como $\epsilon_v = v_{pv} - v_{pv}^{ref}$, para deixar o ganho da malha de controle de tensão positivo uma vez que o ganho da planta é negativo. Desta forma os ganhos projetados do controlador de tensão serão positivos.

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} = I_{pv} - g_{pv}\epsilon_v + \left(\frac{V_o + Lk_{pi}\epsilon_i}{v_{pv}^{ref} + \epsilon_v} \right) (\epsilon_i - i_L^{ref}) \quad (5.59)$$

$$L \frac{d(i_L^{ref} - \epsilon_i)}{dt} = k_{pi}\epsilon_i \quad (5.60)$$

Linearizando as equações (5.59) e (5.60) ao redor do equilíbrio $(\epsilon_v, \epsilon_i) = (0, 0)$, a dinâmica do erro pode ser expressa como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i} \left[g_{pv} - \frac{i_L^{ref} V_o}{(v_{pv}^{ref})^2} \right] & \frac{1}{C_i} \left[\frac{Lk_{pi}i_L^{ref} + V_o}{v_{pv}^{ref}} \right] \\ 0 & -\frac{k_{pi}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \end{bmatrix} \quad (5.61)$$

Os autovalores da matriz (5.61) são calculados resolvendo $|\lambda I - A| = 0$:

$$\lambda_1 = -\frac{1}{C_i} \left[g_{pv} - \frac{i_L^{ref} V_o}{(v_{pv}^{ref})^2} \right]$$

$$\lambda_2 = -\frac{k_{pi}}{L} \quad (5.62)$$

Considerando que no ponto de equilíbrio $i_L^{ref} = \frac{I_{pv}V_{pv}}{V_o}$ e que $v_{pv}^{ref} = V_{pv}$, a expressão do o autovalor λ_1 pode ser simplificada como:

$$\lambda_1 = -\frac{1}{C_i} \left[g_{pv} - \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \right] \quad (5.63)$$

onde $g_{pv} = \frac{1}{r_s}$ e $\frac{I_{pv}}{V_{pv}} = \frac{1}{R_s}$. Com base na Figura 3.4, o sistema é instável para $r_s > R_s$ ou seja, quando se está operando na região CCR. Isto é, na equação (5.63) λ_1 assume sob esta condição um valor positivo. Na região CVR, onde $r_s < R_s$, o sistema é estável pois o autovalor λ_1 é negativo o que garante a estabilidade do sistema uma vez que $\lambda_2 < 0$ para todo $k_{pi} > 0$.

Portanto, o sistema de controle em cascata utilizando a técnica FLC pode ser adotada sempre que a malha de controle de tensão for projetada para estabilizar a malha de corrente. Entretanto, uma melhor solução consiste em utilizar somente um sistema de controle com malha de tensão, sem malha interna de controle de corrente. Neste trabalho, escolhemos utilizar para controlar a tensão v_{pv} no modo buck somente uma malha de controle de tensão com realimentação linearizante, no lugar da estrutura em cascata, como será visto na próxima subseção.

5.3.1.2 Malha de tensão

A lei de controle utilizada pela malha de tensão é dada por:

$$d_1 = \frac{i_{pv} - C_i[k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v]}{i_L} \quad (5.64)$$

A lei de controle da equação (5.64) foi obtida através da equação (5.13) utilizando um controlador do tipo PI, substituindo a lei de controle na equação (5.12), desconsiderando o termo $i_L R_L$, assumindo que a dinâmica de controle da malha de tensão seja $C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = -k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) - k_{iv}\xi_v$ e que a tensão de saída V_o seja constante, o que implica que $\frac{dV_o}{dt} \approx 0$, onde $\frac{d\xi_v}{dt} = (v_{pv} - v_{pv}^{ref})$ temos:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = -k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) - k_{iv}\xi_v \quad (5.65)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} \left(\frac{i_{pv} - C_i k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) - C_i k_{iv}\xi_v}{i_L} \right) - V_o \quad (5.66)$$

Considerando os erros de corrente e de tensão das equações (5.57) e (5.58), aplicando a lei de controle d_1 da equação (5.64) e a aproximação linear de i_{pv} da equação (3.4), a dinâmica das equações (5.65) e (5.66) torna-se:

$$C_i \frac{d\epsilon_v}{dt} = -k_{pv}\epsilon_v - k_{iv}\xi_v \quad (5.67)$$

$$L \frac{d\epsilon_i}{dt} = (\epsilon_v + v_{pv}^{ref}) \left(\frac{-I_{pv} + g_{pv}e_v - C_i k_{pv}\epsilon_v - C_i k_{iv}\xi_v}{\epsilon_i - i_L^{ref}} \right) - V_o \quad (5.68)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = \epsilon_v \quad (5.69)$$

Linearizando as equações (5.67) e (5.68) ao redor do equilíbrio $(\epsilon_v, \epsilon_i) = (0, 0)$, a dinâmica do erro pode ser expressa como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \\ \xi_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k_{pv}}{C_i} & 0 & -\frac{k_{iv}}{C_i} \\ \frac{I_{pv} - g_{pv}v_{pv}^{ref} + C_i k_{pv}v_{pv}^{ref}}{L i_L^{ref}} & -\frac{v_{pv}^{ref} I_{pv}}{L (i_L^{ref})^2} & \frac{v_{pv}^{ref} C_i k_{iv}}{L i_L^{ref}} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_v \\ \epsilon_i \\ \xi_v \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

A equação característica da matriz A é $|\lambda I - A| = 0$ sendo expressa por:

$$\lambda^3 + \lambda^2 \left(\frac{L I_{pv} k_{pv} + C_i v_{pv}^{ref}}{L I_{pv} C_i} \right) + \lambda \left(\frac{L I_{pv} k_{iv} + k_{pv} v_{pv}^{ref}}{L I_{pv} C_i} \right) + \frac{k_{iv} v_{pv}^{ref}}{L I_{pv} C_i} = 0 \quad (5.71)$$

A estabilidade do sistema é determinada utilizando o critério de Routh-Hurwitz, desta forma temos:

$$a_2 = \frac{L I_{pv} k_{pv} + C_i v_{pv}^{ref}}{L I_{pv} C_i} \quad (5.72)$$

$$a_1 = \frac{L I_{pv} k_{iv} + k_{pv} v_{pv}^{ref}}{L I_{pv} C_i} \quad (5.73)$$

$$a_0 = \frac{k_{iv} v_{pv}^{ref}}{L I_{pv} C_i} \quad (5.74)$$

A condição de estabilidade é dada por:

$$a_2 a_1 - a_0 > 0 \quad (5.75)$$

$$a_2 > 0 \quad (5.76)$$

$$a_0 > 0 \quad (5.77)$$

Sob estas condições os autovalores da matriz jacobiana do sistema (5.70) são todos negativos isto é pertencem ao semi-plano esquerdo do plano complexo. Pelo critério de Routh-Hurwitz os termos (5.75)-(5.77) devem ser positivos para satisfazer a condição de estabilidade. Desta forma a estabilidade não é comprometida pela variação das resistências r_s e R_s . O sistema será sempre estável para as regiões de operação CCR e CVR do módulo fotovoltaico (vide Figura 3.4).

5.3.2 Modo boost

A análise de estabilidade em modo de operação boost é realizada diretamente sobre a estrutura de controle em cascata, sendo as malhas de controle interna de corrente e externa de tensão, projetadas como já foi visto anteriormente:

$$d_2 = 1 - \frac{v_{pv} + Lk_{pi}(i_L^{ref} - i_L)}{V_o} \quad (5.78)$$

onde d_2 depende do valor controlador proporcional k_{pi} da malha de corrente. Para a malha de tensão é utilizado um controlador do tipo PI. A partir da malha de tensão obtém-se o valor de referência i_L^{ref} dada por:

$$i_L^{ref} = i_{pv} - C_i [k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v] \quad (5.79)$$

Aplicando a lei de controle d_2 , a dinâmica do sistema em malha fechada é dada por:

$$C_i \frac{dv_{pv}}{dt} = I_{pv} - i_L + g_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) \quad (5.80)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = k_{pi}(I_{pv} - i_L + g_{pv}(v_{pv}^{ref} - v_{pv})) - C_i(-k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) - k_{iv}\xi_v) \quad (5.81)$$

$$\frac{d\xi_v}{dt} = \epsilon_v \quad (5.82)$$

Linearizando as equações (5.80) e (5.81) ao redor do equilíbrio $(\epsilon_v, \epsilon_i) = (0, 0)$, a dinâmica do erro pode ser expressa como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \\ \xi_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{g_{pv}}{C_i} & -\frac{1}{C_i} & 0 \\ k_{pi}(C_i k_{pv} - g_{pv}) & -k_{pi} & C_i k_{iv} k_{pi} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \\ \xi_v \end{bmatrix} \quad (5.83)$$

A equação característica da matriz A é encontrada por $|\lambda I - A| = 0$ temos:

$$\lambda^3 + \lambda^2 \left(\frac{g_{pv} + C_i k_{pi}}{C_i} \right) + \lambda k_{pi} k_{pv} + k_{iv} k_{pi} = 0 \quad (5.84)$$

A estabilidade é encontrada utilizando o critério de Routh-Hurwitz desta forma temos:

$$\left(\frac{g_{pv} + C_i k_{pi}}{C_i} \right) k_{pi} k_{pv} > k_{iv} k_{pi} \quad (5.85)$$

$$k_{iv} k_{pi} > 0 \quad (5.86)$$

$$k_{pi} k_{pv} > 0 \quad (5.87)$$

Os autovalores da matriz jacobiana (5.83) pertencem ao semi-plano esquerdo do plano complexo. Portanto a estabilidade não é comprometida pela variação de r_s e R_s , pois o sistema é estável para as regiões de operação CCR e CVR da Figura 3.4.

5.4 Ajustes de parâmetros do controlador

Nesta seção trata-se do ajuste dos parâmetros dos controladores das malhas interna de corrente e externa de tensão utilizados após ter aplicada a técnica de realimentação linearizante mostrada na seção 5.2. Assume-se também que a malha interna de controle de corrente é muito mais rápida que a malha de controle de tensão.

5.4.1 Malha de corrente

O controlador escolhido para a malha interna de corrente é do tipo **P**, uma vez que o erro de regime permanente nulo pode ser conseguido utilizando na malha de controle de tensão um controlador do tipo **PI**.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_2}{L}. \quad (5.88)$$

$$v_2(t) = k_{pi}(i_L^{ref} - i_L). \quad (5.89)$$

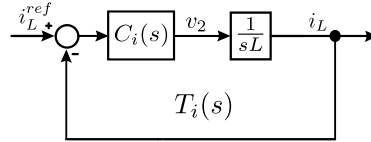


Figura 5.3: Malha de controle interna de corrente.

A malha interna de controle de corrente é mostrada na Figura 5.3, onde a função transferência de malha aberta é dada por:

$$T_i(s) = C_i(s) \frac{1}{sL} \quad (5.90)$$

$$T_i(s) = \frac{k_{pi}}{sL} \quad (5.91)$$

A equação (5.91) representa a função de transferência de malha aberta da malha interna de controle de corrente. O tempo de resposta da malha interna está relacionada com a frequência de cruzamento de $T_i(s)$, $\omega_i = 2\pi f_i$, quando $|T_i(j\omega_i)| = 1$. A partir desta expressão pode-se calcular o ganho da malha de corrente k_{pi} como segue, assumindo que:

$$|T_i(j\omega_i)| = 1 \approx \frac{k_{pi}}{\omega_i L} \quad (5.92)$$

então projeta-se $k_{pi} = \omega_i L$, sendo $\omega_i = 2\pi f_i < \omega_{sw}$, onde ω_{sw} é a frequência de comutação das chaves. A escolha do valor da frequência f_i é um compromisso entre a resposta do sistema que deve ser rápida em relação à malha externa de tensão e os problemas que podem acontecer derivados da escolha de um valor elevado. A princípio f_i deve ser menor que f_{sw} , sendo que neste projeto foi escolhida $f_i = 0.1f_{sw}$, com $f_{sw} = 200KHz$.

5.4.2 Malha de tensão

O controlador escolhido para malha de tensão é do tipo PI. De maneira similar à malha de corrente, aplica-se o mesmo procedimento matemático para obter um modelo linear da malha de tensão. Isto é, após aplicar a realimentação linearizante na malha de tensão, tanto para o modo buck como para o modo boost, o sistema resultante é:

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{v_1}{C_i} \quad (5.93)$$

Após aplicar a realimentação linearizante na malha de tensão, tanto para o modo buck como para o modo boost, o sistema resultante é:

$$v_1(t) = k_{pv}(v_{pv} - v_{pv}^{ref}) + k_{iv}\xi_v \quad (5.94)$$

$$\dot{\xi} = v_{pv} - v_{pv}^{ref} \quad (5.95)$$

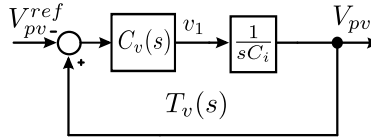


Figura 5.4: Malha externa de controle de tensão.

A malha externa de controle da tensão é mostrada na Figura 5.4, onde a função transferência de malha aberta é dada por:

$$T_v(s) = \frac{1}{sC_i} \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \right) \quad (5.96)$$

A frequência de corte da malha externa de tensão é definida por $\omega_v = 2\pi f_v$. O controlador de tensão é dado por $C_v(s) = \frac{k_{iv}}{s} \left(\frac{s}{\omega_{zv}} + 1 \right)$ com $\omega_{zv} = \frac{k_{iv}}{k_{pv}}$ sendo que o ganho proporcional k_{pv} é definido em função da frequência de corte $\omega_v C_i$ e k_{iv} é projetado em função da escolha de frequência para o zero em $C_v(s)$. A frequência complexa ω_{zv} deve ter um valor abaixo da frequência ω_v de modo que o atraso de fase introduzido por $C_v(s)$ possa ser desconsiderado em ω_v , sem afetar o ganho de fase da malha. Tipicamente $\omega_{zv} \approx 0.1\omega_v$ e $k_{iv} = 0.1\omega_v k_{pv}$. Note que a lei de controle proposta para a malha de tensão

do PV na equação (5.47) cancela parcialmente a corrente de saída i_{pv} na dinâmica de V_{pv} funciona como um mecanismo de *feedforward* que rejeita possíveis distúrbios na carga. Os efeitos de cancelamento de i_{pv} aumentam o desempenho da resposta transitória e permitem escolher valores menores para os ganhos k_{pv} e k_{iv} . [62].

As frequências a serem definidas para as malhas interna e externa do sistema do microconversor devem ser inferiores à frequência de comutação das chaves (transistores), ou seja, $f_{sw} > f_i > f_v$ e o valor f_i deve ter um fator de dez vezes menor que f_{sw} [68]. Como exemplo assumindo que a frequência da malha de corrente interna seja $f_i = 10KHz$ e da malha de tensão externa seja $f_v = 2KHz$, os valores de ω_i e ω_v são calculados e através destes parâmetros, determina-se os ganhos k_{pv} e k_{iv} do controlador.

Capítulo 6

Resultados de simulação

Neste capítulo serão apresentados resultados de simulação comparando a técnica de controle por realimentação linearizante entrada/saída **FLC** com a técnica de controle clássica, aplicadas ao microconversor **FSBB**. É importante ressaltar que, segundo os resultados de estabilidade obtidos nos Capítulos 4 e 5, o modo buck será controlado mediante uma única malha de controle de tensão enquanto para o modo boost será utilizada um controlador em cascata tanto para os controladores clássicos como para os controladores **FLC**. Nos resultados de simulação foram considerados dois casos: (i) inversor emulado operando como fonte de corrente; (ii) inversor trifásico conectado à rede elétrica.

6.1 Sistema módulo PV - microconversor - inversor

Nesta seção será considerado um sistema composto por um único módulo PV com microconversor integrado conectado a um inversor, que será utilizado para realizar comparações entre as técnicas de controle clássica e por realimentação linearizante entrada/saída **FLC**, aplicadas ao microconversor **FSBB**.

A Figura 6.1 apresenta uma estrutura do sistema reduzido utilizado para obter os resultados de simulação para o caso do inversor emulado mediante uma fonte de corrente controlada. Esta estrutura que corresponde ao modelo médio do inversor central é apresentada na Figura 6.2, desconsiderando a ondulação da comutação entre as chaves.

A equação média da tensão de barramento é $V_{cc} = \frac{i_o - i_{cc}}{sC_{cc}}$ onde i_o

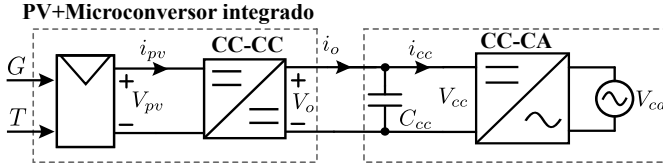


Figura 6.1: Sistema módulo PV - microconversor - inversor.

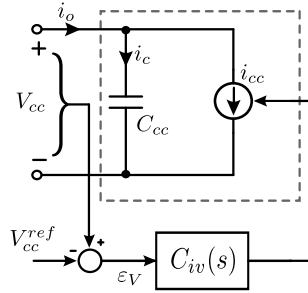


Figura 6.2: Modelo médio emulado de um inversor central.

é depende das condições de operação do módulo fotovoltaico. A função de transferência que regula a tensão V_{cc} na entrada do inversor é dada por:

$$G_{V_{cc}}(s) = \frac{V_{cc}}{i_{cc}} = -\frac{1}{sC_{cc}} \quad (6.1)$$

O controlador $C_{iv}(s) = 1 + \frac{10000}{s}$ foi projetado para controlar a tensão V_{cc} mediante a corrente i_{cc} (fonte de corrente controlada), tendo como referência a tensão V_{cc}^{ref} .

As Tabelas 6.1, 6.2 e 6.5 apresentam os parâmetros do módulo fotovoltaico, dos componentes do microconversor e do barramento V_{cc} , sendo estes utilizados para simulação do sistema único.

Parâmetros do módulo PV			
		Tempo de Simulação	
		80ms	90ms
Radiação Solar	G	$650W/m^2$	$1000W/m^2$
Temperatura	T	$25C$	$25C$
Potência	P_{pv}	$156W$	$250W$
Corrente em MPPT	i_{mppt}	$5.38A$	$8.05A$
Tensão em MPPT	V_{mppt}	$28.1V$	$31.1V$
Resistência série do PV	R_s	$0,624\Omega$	

Tabela 6.1: Parâmetros do módulo fotovoltaico utilizado para simulação do sistema composto por único módulo PV.

Modos de operação	Parâmetros dos microconversores		
	Capacitor de entrada	C_i	190μ
	Capacitor de saída	C_o	18μ
	Indutância	L	62μ
	Resistência do indutor	R_L	$20m$
	Frequência de comutação	f_{sw}	$200KHz$
Modo Buck	Tensão de saída	V_o	$21.1V$
	Razão cíclica	d_1	0.73
		d_2	0
Modo boost	Tensão de saída	V_o	$41.08V$
	Razão cíclica	d_1	1
		d_2	1.32

Tabela 6.2: Parâmetros dos microconversores FSBB.

Parâmetros do controle clássico		
	Buck	Boost
k_{pi}	-	0,036
k_{pv}	145,8	0,036
k_{iv}	0,0452	1,29

Tabela 6.3: Parâmetros do controlador clássico para modo buck e boost.

Parâmetros do controle FLC		
	Buck	Boost
k_{pi}	-	0,01
k_{pv}	0,33	0,065
k_{iv}	3,75	6,7

Tabela 6.4: Parâmetros do controlador FLC para modo buck e boost.

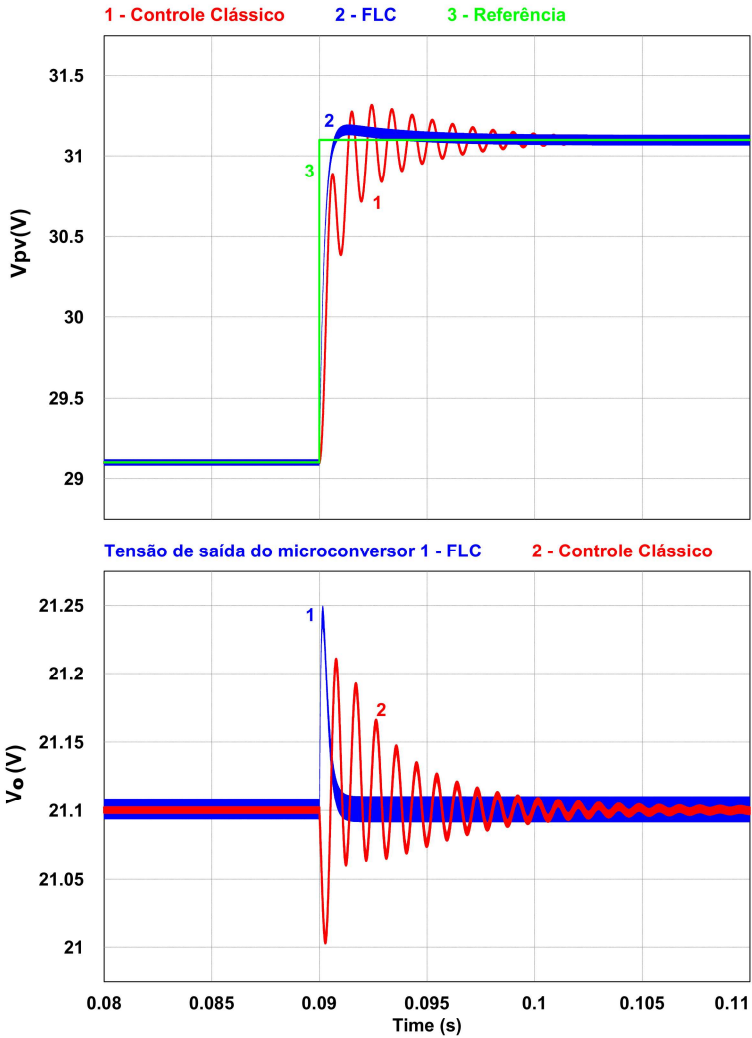


Figura 6.3: Comparativos entre as técnicas de controle FLC e clássica aplicadas no microconversor FSBB em modo buck.

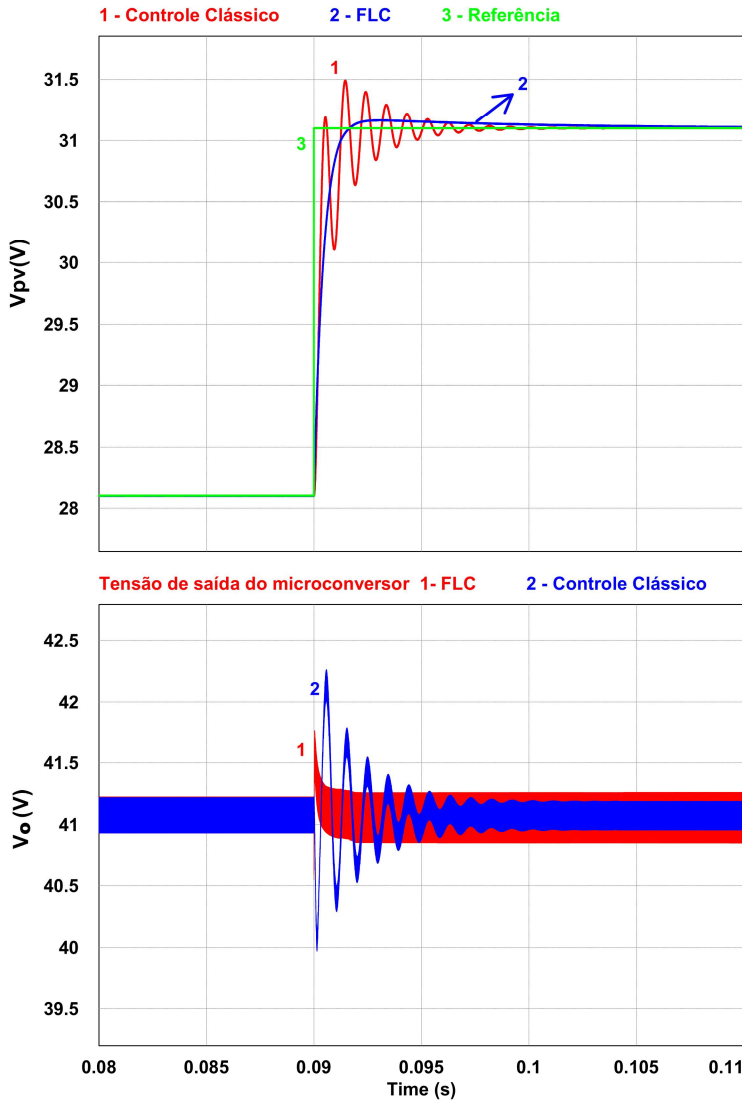


Figura 6.4: Comparativos entre as técnicas de controle FLC e clássica aplicadas no microconversor FSBB em modo boost.

As Figuras 6.3 e 6.4 mostram o comportamento dinâmico do sistema com resposta a perturbação degrau na radiação solar do módulo fotovoltaico, aplicadas nas técnicas de controle clássico e FLC. Note que na técnica clássica ocorre ondulações na tensão de entrada v_{pv} , isto se deve à saturação da ação do controle na razão cíclica d_1 ou d_2 no microconversor. Já na técnica FLC isto não ocorre, pois a resposta no seguimento da referência ocorre de maneira mais robusta.

6.1.1 Inversor emulado

O inversor central é emulado mediante uma fonte de corrente controlada e um controlador que regula a tensão da saída V_{cc} a partir do erro de tensão calculado sobre uma dada referência de tensão V_{cc}^{ref} , como mostrado na Figura 6.2..

As Figuras 6.5 e 6.6 mostram a simulação da técnica FLC, a perturbações tipo degrau da radiação solar. Note que a variação na tensão de entrada v_{pv} ocorre de acordo com o valor de referência do MPPT, para ambos os modos de operação buck e boost, seguindo a referência com um tempo de resposta de aproximadamente de $1ms$ para o modo buck e $3ms$ para o modo boost. A corrente i_{pv} para modo buck e boost varia com a radiação solar e está proporcionalmente relacionada com a corrente do módulo fotovoltaico. Isto não se aprecia nas figuras, além disso todos os sinais devem ser afetados pela comutação das chaves. A tensão de saída V_o em modo buck é aproximadamente constante, pois a perturbação na radiação solar no módulo fotovoltaico não afeta a tensão de saída V_o que esta sendo controlada pelo circuito do inversor emulado, porém nao se mostra nas figuras a corrente i_o . Já para o modo boost, a perturbação na radiação solar afeta em pequenos picos de amplitude a tensão de saída V_o , isto ocorre nos dois modos porém o efeito do "ripple" é maior no modo boost, no entanto isso não é visto como um problema, pois as variações ocorrem com uma amplitude muito pequena.

6.1.2 Integrado à rede elétrica

Para representar o comportamento do sistema em modo de operação do tipo buck e boost, podemos optar por duas alternativas para simulação: (i) simular com a tensão de rede alternada com amplitudes abaixo da tensão de saída do microconversor ou (ii) utilizando um transformador para que eleve a tensão de saída do inversor para amplitude da rede elétrica. Neste trabalho foi utilizado a primeira alternativa, onde apresenta-se a dinâmica do comportamento do sistema conectado

à rede trifásica de baixa amplitude, com $V_{rede} = 12V$ para buck e $V_{rede} = 26V$ para boost, sendo esta tensão entre fase e o neutro com frequência de rede de $50Hz$ e de comutação do inversor a $40KHz$.

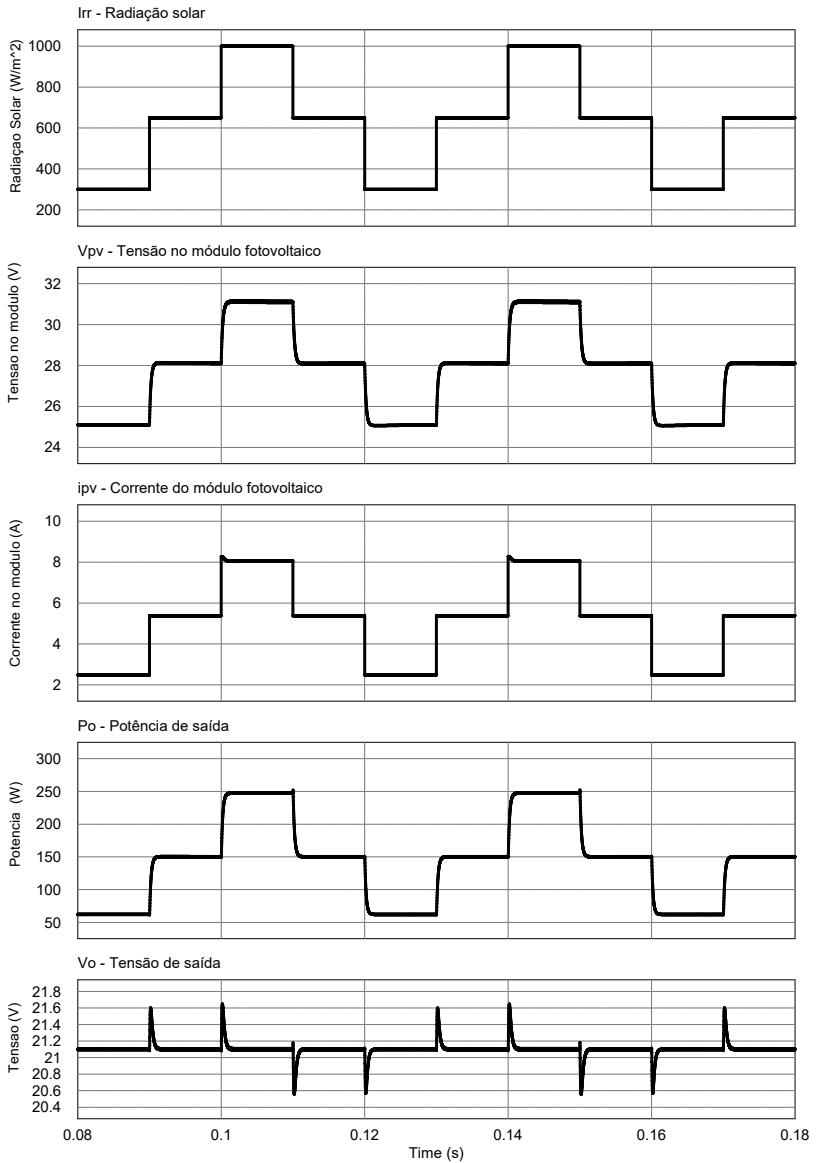


Figura 6.5: Oscilações degrau na radiação solar em modo de operação buck.

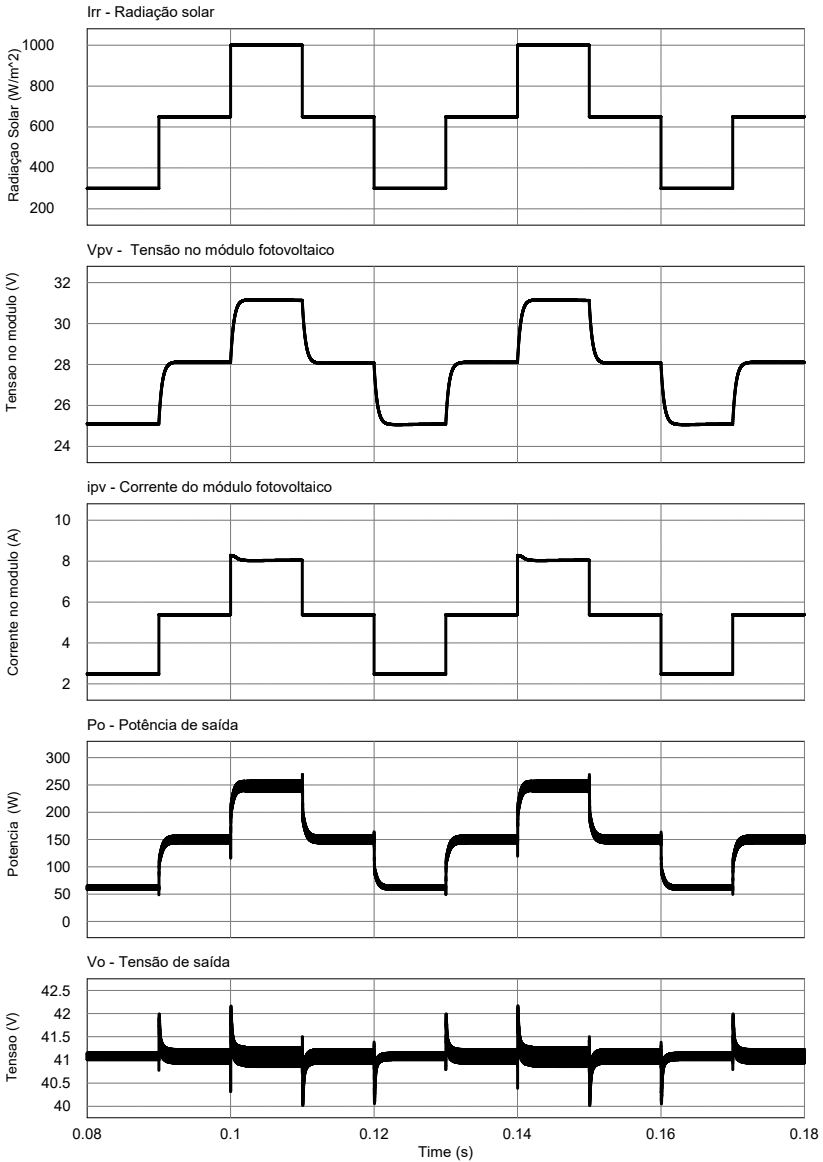


Figura 6.6: Oscilações degrau na radiação solar em modo de operação boost.

As Figuras 6.7 e 6.8 apresentam o comportamento do sistema conectado à rede elétrica para os modos de operação buck e boost. Note que para ambas as figuras mencionadas, quando ocorre variações tipo degrau na radiação solar a tensão v_{pv} é ajustada pelo ação de controle FLC do microconversor. A tensão de saída do microconversor é controlada pelo inversor para ambos os modos de operação buck em 21.1V e boost em 41.1V. Note que a presença de picos na tensão de saída do microconversor se deve as variações degrau da radiação solar no módulo fotovoltaico. Os níveis de amplitude da corrente CA trifásica são perceptíveis de acordo com a variação da radiação solar sobre o módulo fotovoltaico.

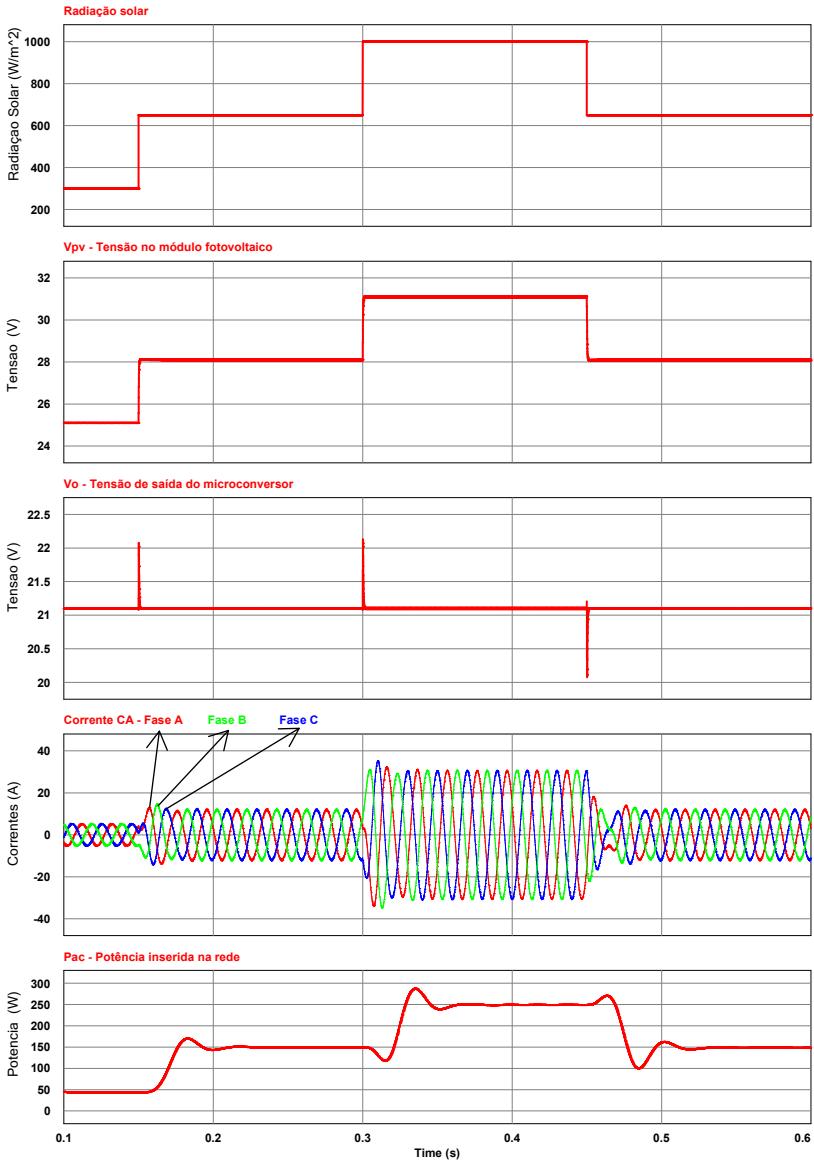


Figura 6.7: Sistema com controle FLC do microconversor FSBB em modo de operação buck conectado a rede trifásica.

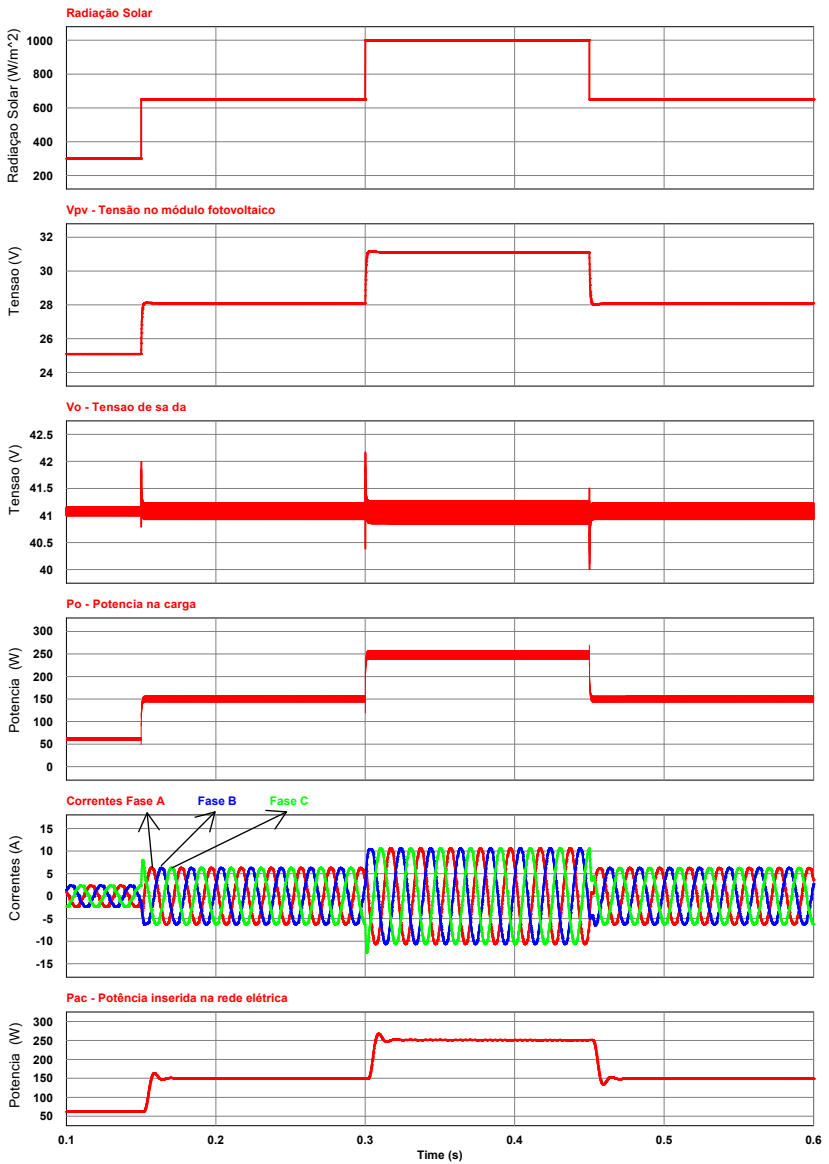


Figura 6.8: Sistema com controle FLC do microconversor FSBB em modo de operação boost conectado à rede trifásica.

6.2 Sistema Distribuído

Nesta subseção será abordado a estrutura de um sistema distribuído com a aplicação da técnica de controle em **FLC**. O objetivo é verificar a transição entre os modos de operação buck e boost do microconversor **FSBB** sob os efeitos da variação da radiação solar sobre os módulos fotovoltaicos do sistema. Neste sistema cada módulo fotovoltaico terá seu próprio microconversor dispondo de dois tipos de controles para seus modos de operação, isto é um controle para o modo buck e outro para o modo boost. No entanto os controladores utilizados no conjunto **PV + microconversor** serão idênticos.

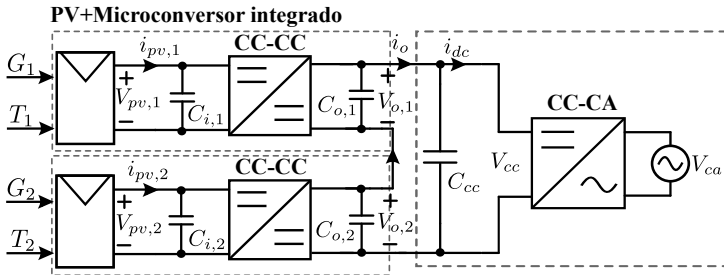


Figura 6.9: Sistema distribuído fotovoltaico simplificado com microconversores **FSBB** conectados à rede elétrica através de um inversor central.

A Figura 6.9 apresenta a estrutura de um sistema distribuído utilizado neste trabalho para simulação, onde será adotada a mesma técnica de emular o inversor central como também a conexão com a rede elétrica, utilizando os mesmos parâmetros de controle da seção anterior apresentados na Figura 6.2.

A Tabela 6.5, mostra os valores dos parâmetro do barramento

Parâmetros do barramento CC			
		Buck	Boost
Tensão do barramento CC	V_{cc}	21,1V	41,08V
Capacitor do barramento CC	C_{cc}	500 μF	

Tabela 6.5: Parâmetros do barramento V_{cc} do sistema distribuído.

de corrente contínua, utilizados para simulação do sistema distribuído.

6.2.1 Sistema com inversor emulado

A Figura 6.10 mostra o comportamento dinâmico de um sistema distribuído fotovoltaico conforme o sistema proposto na Figura 6.9. Note que quando ocorrem variações tipo degrau na radiação solar dos módulos fotovoltaicos PV_1 e PV_2 a tensão no barramento **CC** permanece controlada, sofrendo pequenas variações em seu ponto de equilíbrio. No entanto quando as potências dos módulos fotovoltaicos são idênticas a tensão de barramento sofre amplitudes de oscilação maiores, isso se deve pelo fato que os microconvertores estejam operando na região de compensação da zona morta onde os microconvertores operam comutando entre os modos buck e boost. É perceptível que durante as variações de radiação solar sobre os módulos fotovoltaicos a tensão de saída dos microconvertores varie, quando os microconvertores alternam seus modos de operação, ou seja quando PV_1 está operando com 100% de radiação solar, o modo de operação do seu microconversor será boost neste caso se o PV_2 estiver com radiação afetada por sombreamento parcial, seu microconversor irá operar como buck, válido também de maneira inversa onde a radiação de PV_1 for menor que PV_2 . Quando as potências dos módulos fotovoltaicos se igualam o modo de operação do microconversor é buck e boost, sendo estes modos ativos simultaneamente para ambos os microconvertores dos módulos fotovoltaicos.

6.2.2 Sistema integrado à rede elétrica

Para analisar a dinâmica de controle **FLC** em um sistema distribuído conectado à rede elétrica podemos optar por uma das alternativas mencionadas na subseção 6.1.2. Para este trabalho optou-se pela alternativa onde o sistema distribuído é conectado à rede elétrica em baixa amplitude de tensão alternada com $V_{rede} = 32V$. A tensão é medida entre fase e neutro e se opera com uma frequência de rede de $50Hz$.

A Figura 6.11 mostra o comportamento do sistema conectado à rede elétrica com variações de radiação solar entre os módulos fotovoltaicos. Note que quando o efeito de sombreamento atinge os módulos fotovoltaicos, o sistema de controle **FLC** equilibra a tensão de saída dos módulos fotovoltaicos em **MPPT**, porém essa variação afeta a tensão de saída do correspondente microconversor. Embora ocorram variações de potência sobre os módulos fotovoltaicos a tensão no barramento **CC** é controlada pelo inversor. A tensão $62.2V$ estabelecida no barramento

CC é definida e fixa pela soma das tensões dos módulos fotovoltaicos, em **MPPT**, ou seja quando os módulos fotovoltaicos estejam operando com radiação de 100%. No entanto na região de transição a tensão de barramento sofre pequenas oscilações que podem ser desprezadas. Em contrapartida as correntes alternadas de saída do inversor central sofrem variações decorrentes da oscilação da radiação solar, pois seus níveis de amplitude se elevam quando a potência total dos módulos fotovoltaicos aumenta, porém ocorrendo de maneira inversa caso diminua a potência sobre os mesmos.

A Figura 6.12, mostra a transição entre os modos de operação do microconversor **FSBB**. As variações em rampa da radiação solar entre os módulos fotovoltaicos do sistema distribuído causa uma pequena mudança da tensão de saída de cada módulo fotovoltaico, pois as variações de potência fotovoltaicas afetam pouco os níveis de tensão na saída de cada microconversor do sistema. Note que a tensão de saída de cada microconversor se ajusta para o equilíbrio do sistema nos modos de operação buck e boost. Já na região de transição a tensão de saída do microcontrolador apresenta algumas oscilações mediante a região de operação buck-boost, isso é decorrente das alternâncias entre os modos buck e modo boost e pela alta comutação dos transistores. Na região de transição a tensão de barramento CC sofre oscilações sobre o seu ponto de operação, isso ocorre se os dois modos de operação do microconversor estiverem ativos.

6.3 Conclusão

Avaliando os resultados de simulação obtidos para estrutura de otimização distribuída utilizando microconversores conectados em série podemos concluir que realmente funciona corretamente quando o número de módulos PV é grande (por exemplo 15 módulos fotovoltaicos) reduzindo as possíveis variações máximas e mínimas da tensão de saída de cada módulo.

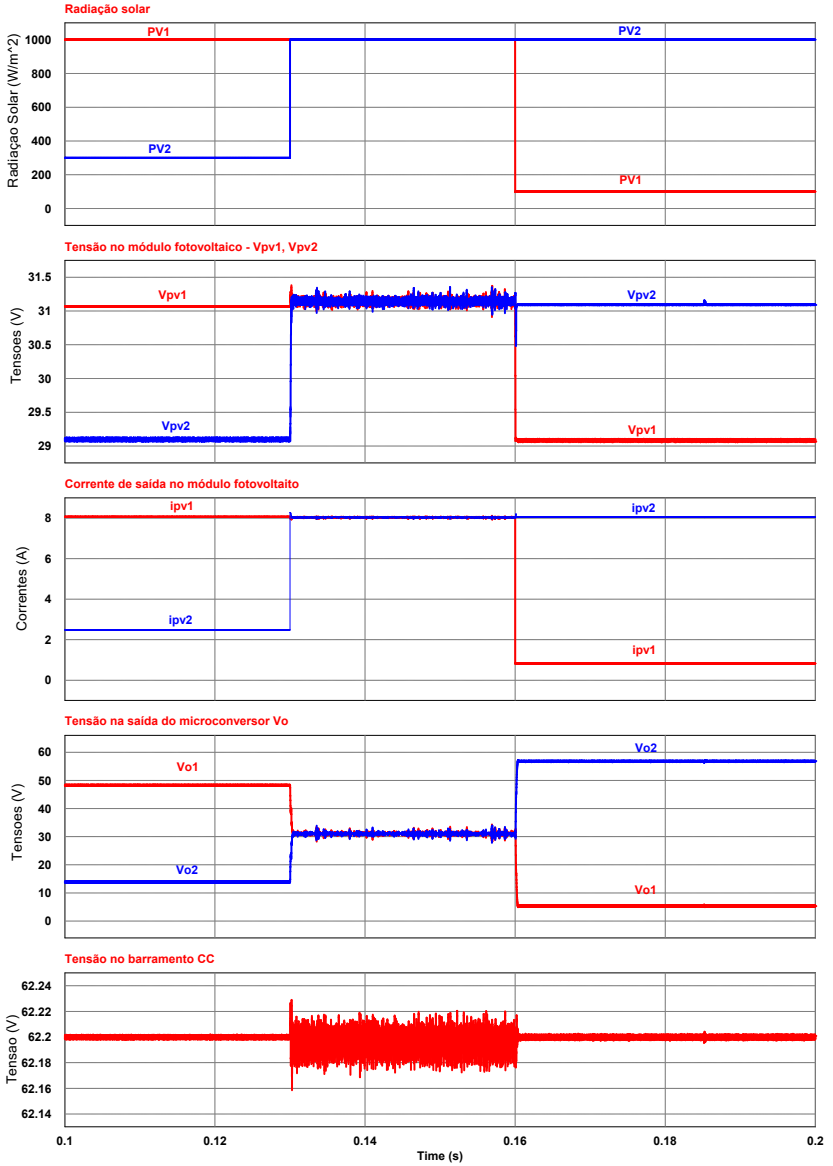


Figura 6.10: Sistema distribuído com controle FLC dos microconversores FSBB em modo de transição entre os modos de operação buck e boost com inversor emulado.

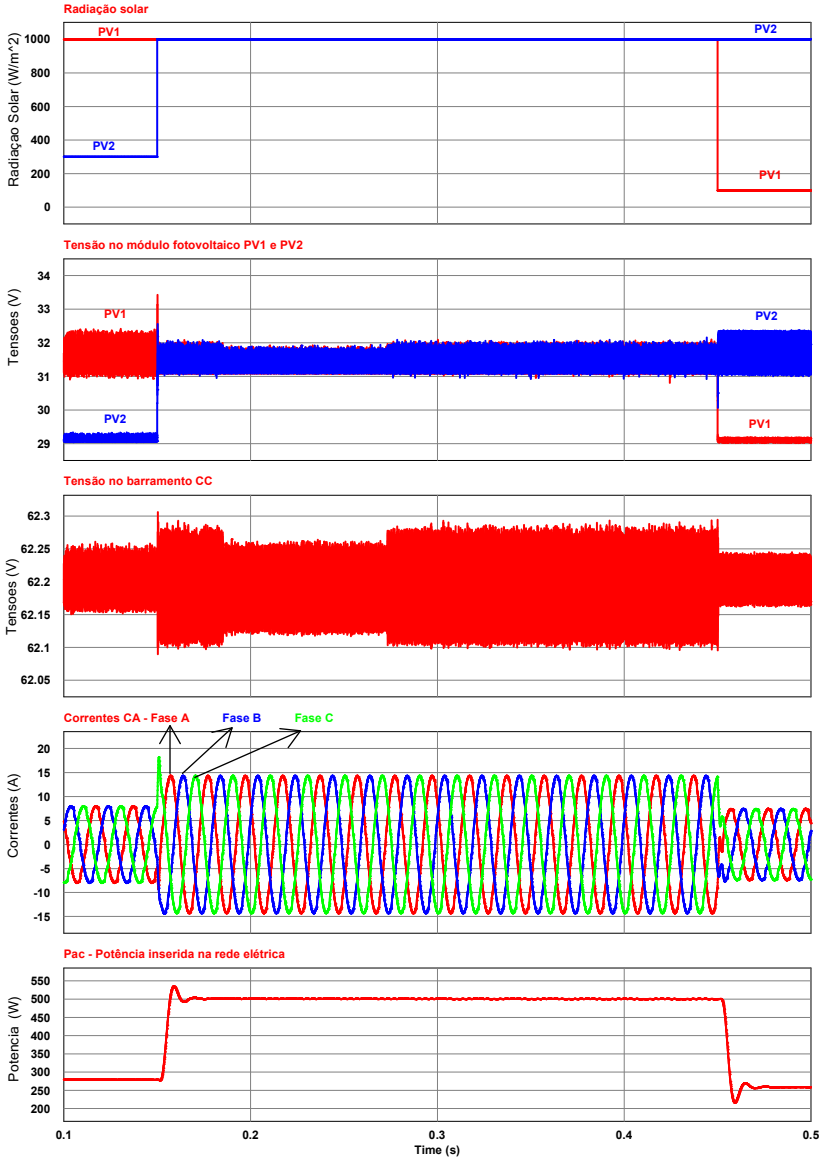


Figura 6.11: Sistema distribuído com controle FLC dos microconvertidores FSBB em modo de transição entre os modos de operação buck e boost conectado à rede trifásica.

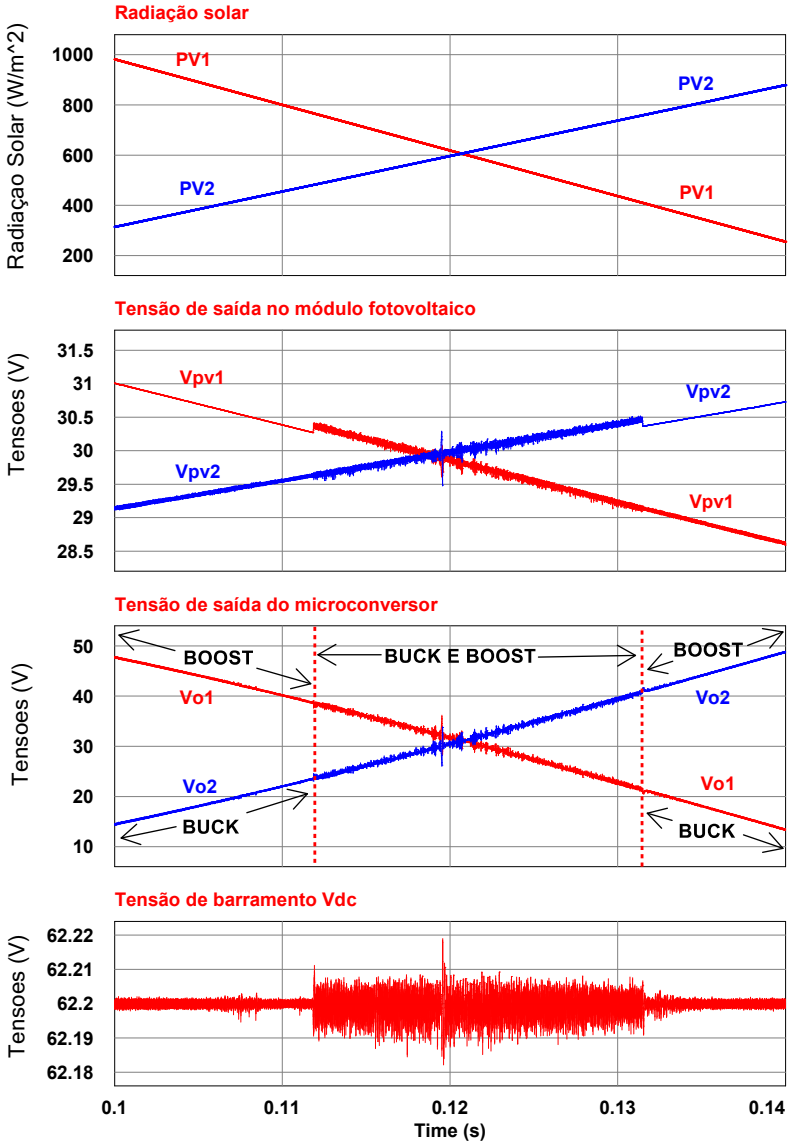


Figura 6.12: Transição compensada entre modos operação buck e boost dos microconversores do sistema distribuído fotovoltaico integrado à rede elétrica com perturbação do tipo rampa na radiação solar nos módulos fotovoltaicos.

Capítulo 7

Aplicação do microconversor **FSBB** em uma microrrede CC

O sistema de controle proposto neste trabalho foi aplicado ao controle dos microconversores de um sistema fotovoltaico em uma microrrede CC simulada. Nesta microrrede, o sistema distribuído fotovoltaico atua como uma fonte de corrente constante conectada no barramento CC. A aplicação desta fonte de energia fotovoltaica juntamente com os demais elementos da microrrede teve como objetivo mostrar como funciona uma microrrede conectada a um banco de baterias, estudando a estabilidade da microrrede para diversas fontes e cargas.

Cabe aqui mencionar que o controle dos conversores bidirecionais CC-CC com interface entre baterias e o barramento CC e CC-CA conectando o barramento CC com a rede elétrica é projetado também utilizando a técnica de realimentação linearizante em cascata desenvolvida neste trabalho.

7.1 Introdução

Microrredes são redes de distribuição de energia elétrica compostas por diversas fontes de energias renováveis principalmente eólica e fotovoltaica, cargas que interagem entre fontes-fontes e fontes-cargas, que podem operar com ou sem a conexão da rede elétrica principal. Além destes componentes, também apresentam algum tipo de elemento

de armazenamento de energia, como por exemplo bancos de baterias. Dependendo das distâncias entre dispositivos também existem linhas de transmissão da energia elétrica conectando-os.

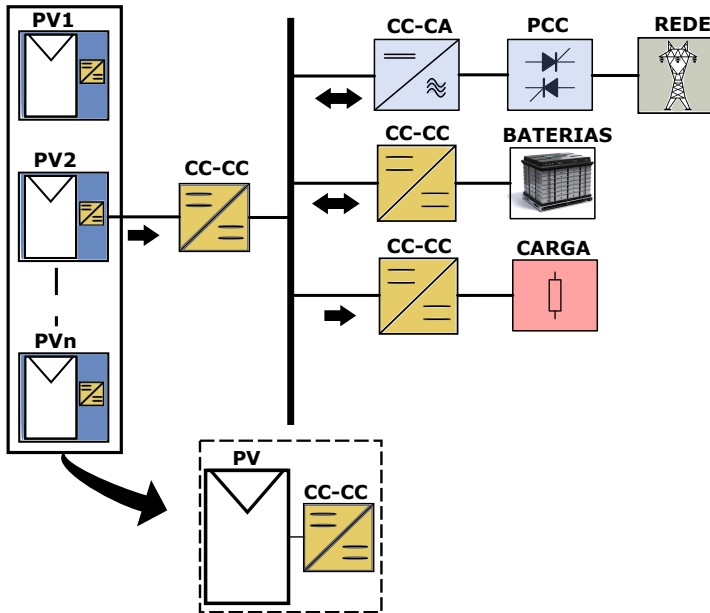


Figura 7.1: Microrrede composta por fontes fotovoltaicas, com sistema de armazenamento de energia conectados à carga e à rede elétrica.

A Figura 7.1 apresenta uma estrutura típica de uma microrrede conectada à rede elétrica composta por fontes fotovoltaicas e de armazenamento (baterias), alimentando cargas e fornecendo ou consumindo potência da rede elétrica. A fonte fotovoltaica é composta por módulos fotovoltaicos com seus respectivos microconversores conectados em série como proposto no sistema distribuído apresentado no capítulo anterior Figura 6.9, trocando o inversor por um conversor CC-CC. O inversor CC-CA bidirecional conectado ao *Point of Common Coupling* (PCC), opera tanto injetando potência na rede como drenando da mesma, isto depende da necessidade da microrrede manter suas cargas alimentadas. Nestas microrredes é comum possuir cargas CC-CC conectadas ao barramento CC como visto no exemplo da Figura 7.1. A interação de dispositivos de armazenamentos também é algo comum nestas microrredes, pois são usados para garantir a qualidade e a confi-

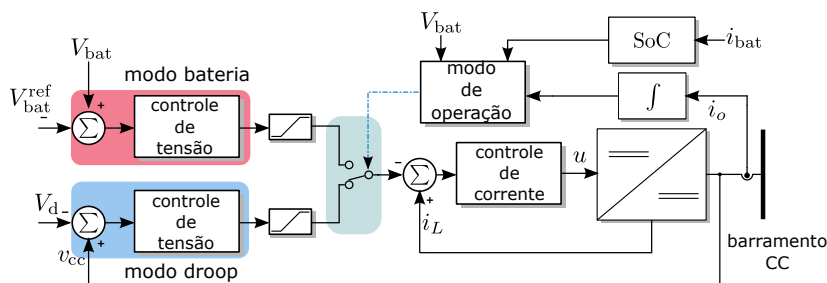


Figura 7.2: Malha de controle do dispositivo de armazenamento de energia com dois modos de operação (i) fonte com modo de controle por droop e (ii) modo de carregamento de bateria.

abilidade da microrrede sobretudo quando do funcionamento ilhado da microrrede, isto é desconectada da rede principal [69]. O dispositivo de energia bidirecional CC-CC que conecta o dispositivo de armazenamento de energia à microrrede CC, além de ter um papel importante no equilíbrio do sistema de energia, é um dos subsistemas que ajuda a controlar a tensão do barramento CC da microrrede.

Os conversores bidirecionais CC-CC do sistema da Figura 7.1 operam em dois modos diferentes: (i) como fonte de tensão com modo de controle droop; (ii) no modo de carga da bateria. O diagrama de controle é apresentado na Figura 7.2

No primeiro modo o conversor opera em modo boost controlando a tensão v_{cc} e fornecendo potência para o barramento CC. No segundo modo de operação, modo de bateria opera como buck, controlando a tensão e corrente injetada na carga das baterias. Para decidir o modo de operação baseia-se em um simples esquema descentralizado proposto por [70], definindo dois níveis superior e inferior relacionados ao estado de carga (SoC, *State of Charge*), (por exemplo nível superior $SoC_{upper} = 90\%$ e inferior com $SoC_{lower} = 70\%$). Para o $SoC < SoC_{lower}$, o conversor de energia CC-CC deve operar no modo de carregamento. No intervalo entre os dois níveis ambos os modos de operação podem ser selecionados de acordo com a necessidade da microrrede.

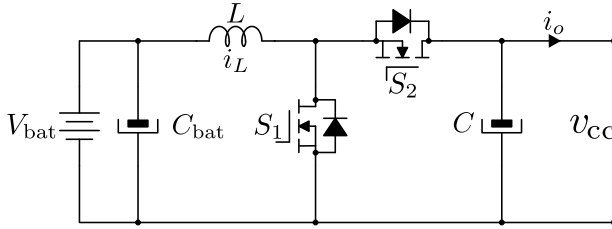


Figura 7.3: Conversor bidirecional CC-CC em modo fonte com controle por droop.

7.2 Sistema de controle bidirecional do conversor

Nesta seção será tratado o projeto de controle do conversor aplicado na bateria para as operações em modo fonte e em modo carga.

7.2.0.1 Modo fonte com controle por droop

O diagrama do circuito do conversor bidirecional CC-CC em modo fonte é apresentado na Figura 7.3, com o modelo médio dado por:

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_{cc} (1 - u) + V_{bat} \quad (7.1)$$

$$C \frac{dv_{cc}}{dt} = i_L (1 - u) - i_o \quad (7.2)$$

onde i_L é a corrente do indutor, V_{bat} e C_{bat} é a tensão e a capacitância da bateria, L e C corresponde aos valores de indutância e capacitância, i_o é a corrente de saída do conversor, v_{cc} é a tensão de barramento e u é a razão cíclica, onde $u \in (0, 1)$. A tensão da bateria é dado por V_{bat} e seu valor nominal é dado por V_{bat}^{ref} .

O sistema de controle utilizado no conversor bidirecional CC-CC conectado ao banco de baterias é composto por uma malha de controle interna de corrente (malha rápida) controlando a corrente i_L e pela malha interna de controle da tensão (malha lenta) de barramento v_{cc} . A malha de corrente interna é projetada com base na técnica de realimentação linearizante dado por:

$$u = 1 - \frac{V_{\text{bat}} + k_{pi} (i_L - i_{\text{ref}}^{\text{bat}})}{v_{cc}}. \quad (7.3)$$

Aplicando a mesma técnica de controle por FLC, a seguinte lei de controle para a malha externa de tensão é proposta:

$$i_{\text{ref}}^{\text{bat}} = \frac{v_{cc}}{V_{\text{bat}}} \left\{ i_o - k_1 [v_{cc} - (V_r - R_d i_o)] - k_2 \xi \right\} \quad (7.4)$$

$$\frac{d\xi}{dt} = v_{cc} - (V_r - R_d i_o). \quad (7.5)$$

Substituindo as equações (7.3), (7.4) e (7.5) em (7.1) e (7.2) a dinâmica em malha fechada é dada por:

$$L \frac{di_L}{dt} = -k_{pi} i_L - k_{pi} \frac{v_{cc}}{V_{\text{bat}}} [k_1 v_{cc} + k_2 \xi - (1 - k_1 R_d) i_o - k_1 V_r] \quad (7.6)$$

$$C \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{i_L}{v_{cc}} \left\{ V_{\text{bat}} + k_{pi} i_L + k_{pi} \frac{v_{cc}}{V_{\text{bat}}} [k_1 v_{cc} + k_2 \xi - (1 - k_1 R_d) i_o - k_1 V_r] \right\} - i_o \quad (7.7)$$

$$\frac{d\xi}{dt} = v_{cc} - (V_r - R_d i_o). \quad (7.8)$$

onde a referência de tensão no modo de controle por droop é dado por $V_d = V_r - R_d i_o$, onde R_d é a resistência de droop, ξ é a integral do erro ($V_{cc} - V_d$), k_1 é o ganho proporcional e k_2 o ganho integral.

7.2.0.2 Modo de carga da bateria

O conversor bidirecional CC-CC juntamente com o conversor CC-CA da Figura 7.1, controla a tensão v_{cc} de barramento CC. Quando o conversor da bateria entra em modo de carregamento das baterias, somente o inversor CC-CA controla a tensão v_{cc} . Caso haja falha na rede principal e o inversor tenha que ser desligado, alguma das outras fontes devem assumir o controle da tensão do barramento CC. Isso é válido para um caso crítico, pois em condições normais a fonte fotovoltaica tem como função injetar potência máxima disponível no barramento CC, sendo o rastreamento da máxima potência realizado localmente em cada um dos módulos fotovoltaicos do sistema de geração distribuída.

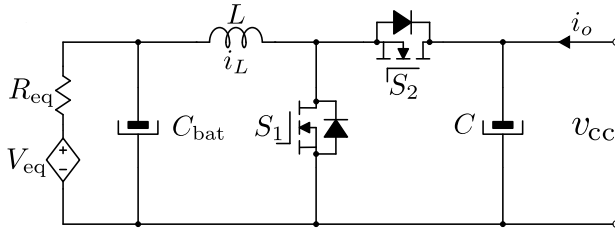


Figura 7.4: Conversor bidirecional CC-CC no modo de carga na bateria.

A Figura 7.4, apresenta o circuito do conversor em modo de operação de carga das baterias. O controle de tensão no modo de bateria é dado por:

$$i_{\text{ref}}^{\text{bat}} = k_1^b (V_{\text{bat}} - V_{\text{bat}}^{\text{ref}}) + k_2^b \xi_b \quad (7.9)$$

$$\frac{d\xi_b}{dt} = V_{\text{bat}} - V_{\text{bat}}^{\text{ref}}, \quad (7.10)$$

onde k_1^b ganho proporcional, e k_2^b é o ganho integral de tensão. Aplicando a lei de controle dado pelas equações (7.3)-(7.5), nas equações do modelo matemático (7.1) e (7.2) a dinâmica do conversor em malha fechada é dada por:

$$L \frac{di_L}{dt} = -k_p i_L + k_p k_1^b (V_{\text{bat}} - V_{\text{bat}}^{\text{ref}}) + k_p k_2^b \xi_b \quad (7.11)$$

$$C_{\text{bat}} \frac{dV_{\text{bat}}}{dt} = -i_L - \frac{V_{\text{bat}} - V_{\text{eq}}}{R_{\text{eq}}} \quad (7.12)$$

$$\frac{d\xi_b}{dt} = V_{\text{bat}} - V_{\text{bat}}^{\text{ref}}. \quad (7.13)$$

7.2.0.3 Projeto do controle

O projeto dos ganhos do controlador (k_1 , k_2 e R_d) pode ser realizado utilizando diagramas de estabilidade paramétrica no plano (potencia de carga, parâmetro do controlador) baseados no critério de Routh-Hurwitz para garantir a estabilidade do sistema. Dentro da região de estabilidade pode ser definida uma outra região S que obedece a critérios de especificação da resposta no domínio do tempo, tais como amortecimento e sobressinal do regime transitório. A região S pode ser

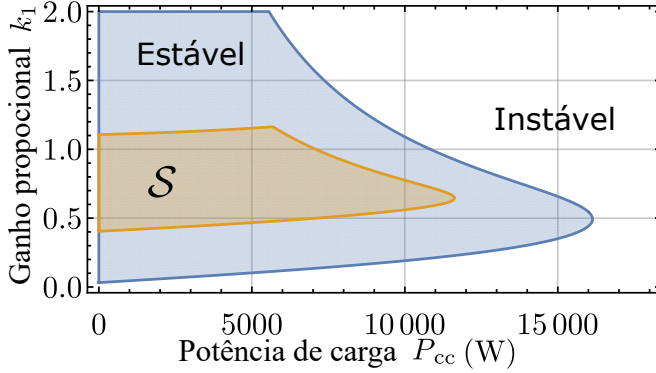


Figura 7.5: Diagrama de estabilidade no plano $\{P_{cc}, k_1\}$.

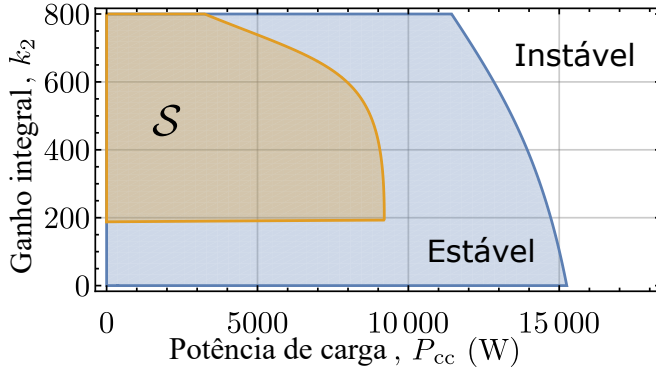


Figura 7.6: Diagrama de estabilidade no plano $\{P_{cc}, k_2\}$.

derivada a partir de um polinômio característico similar ao utilizado para determinar a estabilidade mediante o critério de Routh-Hurwitz porém com coeficientes do polinômio calculados a partir das especificações no domínio do tempo. No caso estudado, a região S foi calculada para se ter um amortecimento do sistema $\xi = 0,7$.

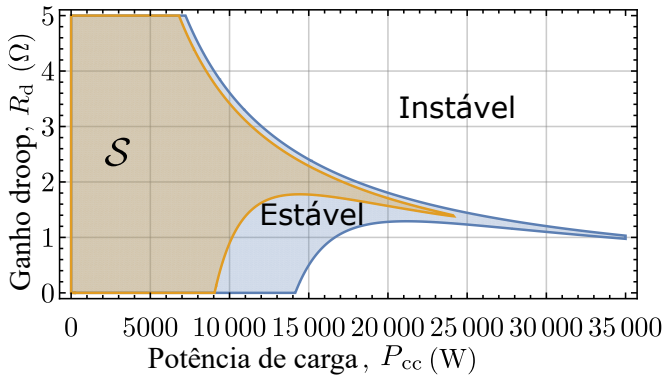


Figura 7.7: Diagrama de estabilidade no plano $\{P_{cc}, R_d\}$.

7.3 Modelagem dos elementos da microrrede

Embora o foco deste capítulo seja o controle sobre o conversor de energia CC-CC bidirecional, os outros elementos da rede são descritos brevemente nesta seção. Todos os elementos de estudo de caso da microrrede (conversor de energia CC-CA, conversor CC-CC sistema fotovoltaico e carga) estão conectados resistivamente. Os circuitos equivalentes pode ser visto nas Figuras 7.8, 7.9 e 7.11. Observe que o inversor CC-CA e conversor CC-CC são modelados como fontes de tensão com resistência droop e o sistema fotovoltaico e a carga são modelados como uma fonte de potência constante ou *constant power source* (CPS) e uma carga de potência constante ou *constant power load* (CPL) respectivamente.

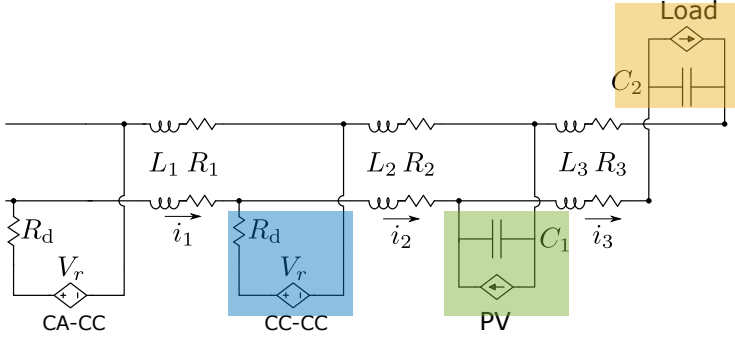


Figura 7.8: Modelo reduzido de uma microrrede.

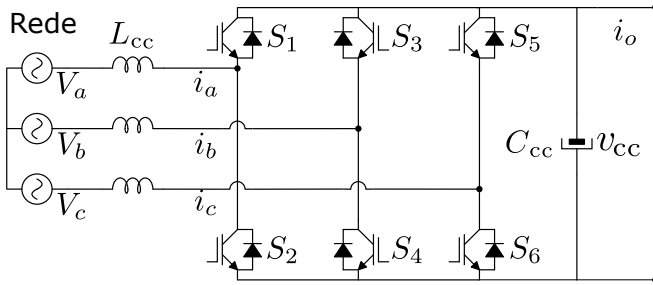


Figura 7.9: Inversor de potência bidirecional CC-CA.

7.3.1 Inversor CC-CA

A técnica de controle do inversor CC-CA da Figura 7.9 utilizado na microrrede é por coordenadas dq de maneira similar para o conversor CC-CC bidirecional em que: (i) a malha de corrente interna CA é rápida baseado em FLC; (ii) a malha de tensão de CC é lenta. O modelo dq do inversor CC-CA é representado pela Figura 7.9 é dado por:

$$L_{ca} \frac{di_d}{dt} = \omega_{pll} L_{ca} i_q - v_{cc} u_d + V_d \tag{7.14}$$

$$L_{ca} \frac{di_q}{dt} = -\omega_{pll} L_{ca} i_d - v_{cc} u_q + V_q \tag{7.15}$$

$$C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} = i_d u_d + i_q u_q - i_o. \tag{7.16}$$

A lei de controle do inversor CC-CA em função da razões cíclicas

é dada por:

$$u_d = \frac{1}{v_{cc}} [V_d + \omega_{pll} L_{ca} i_q + k_1^i (i_d - i_{ref}^{ca-cc}) + k_2^i \xi_d] \quad (7.17)$$

$$u_q = \frac{1}{v_{cc}} [V_q - \omega_{pll} L_{ca} i_d + k_1^i i_q + k_2^i \xi_q], \quad (7.18)$$

$$\frac{d\xi_d}{dt} = i_d - i_{ref}^{ca-cc} \quad (7.19)$$

$$\frac{d\xi_q}{dt} = i_q. \quad (7.20)$$

onde k_1^i e k_2^i são ganhos proporcional e integral, respectivamente. Assumindo que i_q e ξ_q tendem ao seu ponto de equilíbrio ($\bar{i}_q = 0$, $\bar{\xi}_q = 0$), o sistema em malha fechada torna-se:

$$L_{ca} \frac{di_d}{dt} = -k_1^i i_d - k_2^i \xi_d + k_1^i \frac{v_{cc}}{V_d} \left\{ i_o - k_1 [v_{cc} - (V_r - R_d i_o)] - k_2 \xi_{cc} \right\} \quad (7.21)$$

$$\frac{d\xi_d}{dt} = i_d - \frac{v_{cc}}{V_d} \left\{ i_o - k_1 [v_{cc} - (V_r - R_d i_o)] - k_2 \xi_{cc} \right\} \quad (7.22)$$

$$C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{i_d}{v_{cc}} (k_1^i i_d + k_2^i \xi_d + V_d) + \frac{k_1^i i_d}{V_d} \left\{ k_1 v_k + k_2 \xi_{cc} - (1 - k_1 R_d) i_o - k_1 V_r \right\} - i_o \quad (7.23)$$

$$\frac{d\xi_{cc}}{dt} = v_{cc} - (V_r - R_d i_o). \quad (7.24)$$

A equação característica polinomial deste sistema é de quarta ordem, portanto, usando o critério de Routh-Hurwitz, diagramas similares aos mostrados nas Figuras 7.5, 7.6 e 7.7 podem ser gerados para o conversor de energia CC-CA, quando a carga é assumida como sendo uma CPL.

7.3.2 Sistema Fotovoltaico

O sistema fotovoltaico é composto por dois módulos fotovoltaicos integrados com seus microconversores FSBB conforme mostrado na

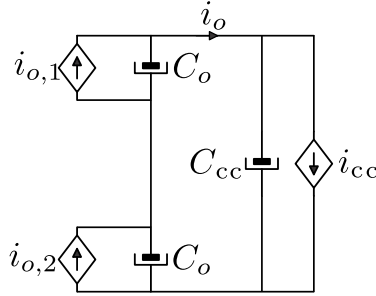


Figura 7.10: Circuito equivalente de um conjunto de módulo fotovoltaico e microconversor da Figura 7.1.

Figura 6.9, sendo que o inversor central CC-CA é substituído por um conversor CC-CC para conexão com o barramento CC da microrrede. O circuito equivalente do sistema fotovoltaico é mostrado na Figura 7.10.

Aplicando a lei de Kirchhoff temos:

$$\begin{aligned}
 C_o \frac{dv_{o,1}}{dt} &= i_{o,1} - i_o \\
 C_o \frac{dv_{o,2}}{dt} &= i_{o,2} - \left[i_{o,1} - C_o \frac{dv_{o,1}}{dt} \right] \\
 C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} &= i_o - i_{cc} \\
 \frac{dv_{cc}}{dt} &= \frac{dv_{o,1}}{dt} + \frac{dv_{o,2}}{dt}.
 \end{aligned}$$

Realizando operações matemáticas, os seguintes resultados são encontrados:

$$C_o \frac{dv_{o,1}}{dt} = \frac{(C_{cc} + C_o) i_{o,1} - C_{cc} i_{o,2} - C_o i_{cc}}{2C_{cc} + C_o} \tag{7.25}$$

$$C_o \frac{dv_{o,2}}{dt} = \frac{(C_{cc} + C_o) i_{o,2} - C_{cc} i_{o,1} - C_o i_{cc}}{2C_{cc} + C_o} \tag{7.26}$$

$$C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{C_{cc}}{2C_{cc} + C_o} (i_{o,1} + i_{o,2} - 2i_{cc}) = \frac{C_{cc}}{C_{cc} + \frac{C_o}{2}} \left(\frac{i_{o,1} + i_{o,2}}{2} - i_{cc} \right) \tag{7.27}$$

O sistema fotovoltaico da Figura 6.9 é modelado para o funcionamento no modo de operação boost, desta forma temos:

$$C_{in} \frac{dv_{pv,1}}{dt} = I_{pv,1} - i_{\ell,1} \quad (7.28)$$

$$L \frac{di_{\ell,1}}{dt} = v_{pv,1} - (1 - u_1) v_{o,1} \quad (7.29)$$

$$C_o \frac{dv_{o,1}}{dt} = \frac{(C_{cc} + C_o)(1 - u_1) i_{\ell,1} - C_{cc}(1 - u_2) i_{\ell,2} - C_o i_{cc}}{2C_{cc} + C_o} \quad (7.30)$$

e para segundo microconversor é dado por:

$$C_{in} \frac{dv_{pv,2}}{dt} = I_{pv,2} - i_{\ell,2} \quad (7.31)$$

$$L \frac{di_{\ell,2}}{dt} = v_{pv,2} - (1 - u_2) v_{o,2} \quad (7.32)$$

$$C_o \frac{dv_{o,2}}{dt} = \frac{(C_{cc} + C_o)(1 - u_2) i_{\ell,2} - C_{cc}(1 - u_1) i_{\ell,1} - C_o i_{cc}}{2C_{cc} + C_o}. \quad (7.33)$$

O sistema em malha fechada é dada por:

$$C_{in} \frac{dv_{pv,1}}{dt} = I_{pv,1} - i_{\ell,1} \quad (7.34)$$

$$\frac{d\xi_{pv,1}}{dt} = v_{pv,1} - V_{mppt,1} \quad (7.35)$$

$$L \frac{di_{\ell,1}}{dt} = -k_p i_{\ell,1} + k_p \left\{ I_{pv,1} + k_1 (v_{pv,1} - V_{mppt,1}) + k_2 \xi_{pv,1} \right\} \quad (7.36)$$

$$C_o \frac{dv_{o,1}}{dt} = \frac{C_{cc} + C_o}{2C_{cc} + C_o} \left\{ \frac{v_{pv,1} i_{\ell,1}}{v_{o,1}} + \frac{k_p i_{\ell,1}}{v_{o,1}} \left[i_{\ell,1} + \right. \right. \\ \left. \left. - I_{pv,1} - k_1 (v_{pv,1} - V_{mppt,1}) - k_2 \xi_{pv,1} \right] \right\} + \\ - \frac{C_{cc}}{2C_{cc} + C_o} \left\{ \frac{v_{pv,2} i_{\ell,2}}{v_{o,2}} + \frac{k_p i_{\ell,2}}{v_{o,2}} \left[i_{\ell,2} + \right. \right. \\ \left. \left. - I_{pv,2} - k_1 (v_{pv,2} - V_{mppt,2}) - k_2 \xi_{pv,2} \right] \right\} +$$

$$- \frac{C_o}{2C_{cc} + C_o} i_{cc} \quad (7.37)$$

e para segundo microconversor é dado por:

$$C_{in} \frac{dv_{pv,2}}{dt} = I_{pv,2} - i_{\ell,2} \quad (7.38)$$

$$\frac{d\xi_{pv,2}}{dt} = v_{pv,2} - V_{mppt,2} \quad (7.39)$$

$$L \frac{di_{\ell,2}}{dt} = -k_p i_{\ell,2} + k_p \left\{ I_{pv,2} + k_1 (v_{pv,2} - V_{mppt,2}) + k_2 \xi_{pv,2} \right\} \quad (7.40)$$

$$\begin{aligned} C_o \frac{dv_{o,2}}{dt} = & \frac{C_{cc} + C_o}{2C_{cc} + C_o} \left\{ \frac{v_{pv,2} i_{\ell,2}}{v_{o,2}} + \frac{k_p i_{\ell,2}}{v_{o,2}} \left[i_{\ell,2} + \right. \right. \\ & \left. \left. - I_{pv,2} - k_1 (v_{pv,2} - V_{mppt,2}) - k_2 \xi_{pv,2} \right] \right\} + \\ & - \frac{C_{cc}}{2C_{cc} + C_o} \left\{ \frac{v_{pv,1} i_{\ell,1}}{v_{o,1}} + \frac{k_p i_{\ell,1}}{v_{o,1}} \left[i_{\ell,1} + \right. \right. \\ & \left. \left. - I_{pv,1} - k_1 (v_{pv,1} - V_{mppt,1}) - k_2 \xi_{pv,1} \right] \right\} + \\ & - \frac{C_o}{2C_{cc} + C_o} i_{cc}. \end{aligned} \quad (7.41)$$

onde, $i_{\ell,1}$ e $i_{\ell,2}$ são as correntes de saída dos microconversores, $v_{pv,1}$ e $v_{pv,2}$ são as tensões de saída dos módulos fotovoltaicos, k_p é o ganho proporcional, ξ_{pv} , k_1 é o ganho proporcional e k_2 ganho integral, $V_{mppt,1}$ e $V_{mppt,2}$ são as tensões no ponto de máxima potência.

7.3.3 Carga

A carga resistiva na microrrede mostrado na Figura 7.11, é alimentada por um conversor CC-CC unidirecional buck. O controlador do tipo PI é utilizado neste conversor para o controle do nível de tensão na carga resistiva. O modelo do conversor com a carga resistiva é dado por:

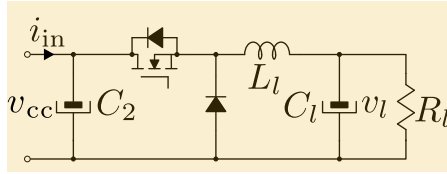


Figura 7.11: Circuito de carga constante composta por um conversor buck.

$$C_2 \frac{dv_{cc}}{dt} = i_{in} - i_l u_l \quad (7.42)$$

$$L_l \frac{di_l}{dt} = v_{cc} u_l - v_l \quad (7.43)$$

$$C_l \frac{dv_l}{dt} = i_l - \frac{v_l}{R_l}, \quad (7.44)$$

onde v_{cc} e i_{in} correspondem à tensão e corrente de entrada, i_l é a corrente do indutor L_l e v_l é a tensão na carga resistiva R_l . O sistema de controle é dado por:

$$u_l = -k_0 i_l - k_1 v_l - k_2 \xi_l \quad (7.45)$$

$$\frac{d\xi_l}{dt} = v_l - V_{ref}. \quad (7.46)$$

Similar ao sistema fotovoltaico, o modelo de carga aproximada pode ser dado em termos de uma carga de energia com dinâmica constante ou *dynamic constant power load* (DCPL) dado por:

$$C_2 \frac{dv_{cc}}{dt} = i_{in} - i_{eq} \quad (7.47)$$

$$\frac{di_{eq}}{dt} = \omega_{eq} \left(\frac{P_{load}}{v_{cc}} - i_{eq} \right). \quad (7.48)$$

Assumindo que os modelos CPL e CPS dependem da rapidez com que a dinâmica do elemento em questão está relacionado ao capacitor C_1 para CPS e C_2 para o CPL. Para grandes valores de C_1 e C_2 a tensão de entrada de carga e tensão de saída do sistema fotovoltaico

têm uma grande inércia elétrica. Neste caso a dinâmica interna desses elementos pode ser negligenciada, uma vez que não afeta significamente a estabilidade da microrrede. Se os valores das capacitâncias C_1 e C_2 são pequenas, então os modelos DCPL e DCPS são mais adequados para analisar a estabilidade da microrrede.

7.4 Resultados de simulação

A microrrede foi simulada usando o software PSIM. Os modelos de comutação do conversor de potência foram implementados em conjunto com a versão discreta das leis de controle descritas na seção anterior. Dado que a dinâmica de uma bateria real é muito lenta, uma bateria fictícia com uma capacidade muito baixa é considerada. Os parâmetros da microrrede são mostrados na Tabela 7.1.

As potências filtradas para cada conversor de potência na microrrede podem ser vistas na Figura 7.12. Pode ser observado que para $t < 0.5$ s, a geração de energia PV é maior que o consumo de energia da carga, portanto o conversor de energia CA-CC absorverá o excesso de potência. Assumindo que a bateria está totalmente carregada, portanto o conversor de CC-CC bidirecional não extrai nenhuma corrente do barramento CC. Durante $0.5 < t < 1$ s, a potência de carga é maior que a potência do PV, portanto ambas as fontes de tensão (conversores CA-CC e CC-CC) estão alimentando a carga e como a resistência de droop é a mesma em ambas as fontes de tensão, os dois conversores compartilham a mesma potência. Por volta de $t = 1,3$ s, o conversor bidirecional muda de operação para o modo de carregamento e o conversor CA-CC precisa fornecer a carga necessária. Para $t = 2$ s, o consumo de energia da carga diminui.

Parâmetros da microrrede					
Indutância	L_1	$450\mu H$	Resistência	R_1	$45m\Omega$
	L_2	$900\mu H$		R_2	$90m\Omega$
	L_3	$200\mu H$		R_3	$10m\Omega$
Capacitância	C_1	$100\mu H$		R_4	2
	C_2				

Tabela 7.1: Parâmetros da microrrede CC.

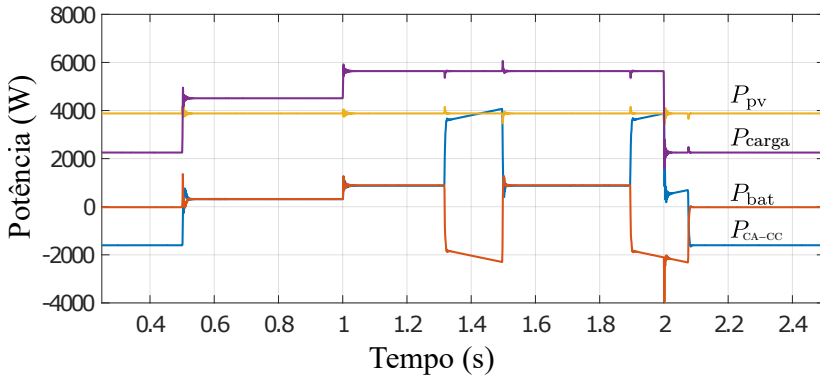


Figura 7.12: Fluxo de potência da microrrede.

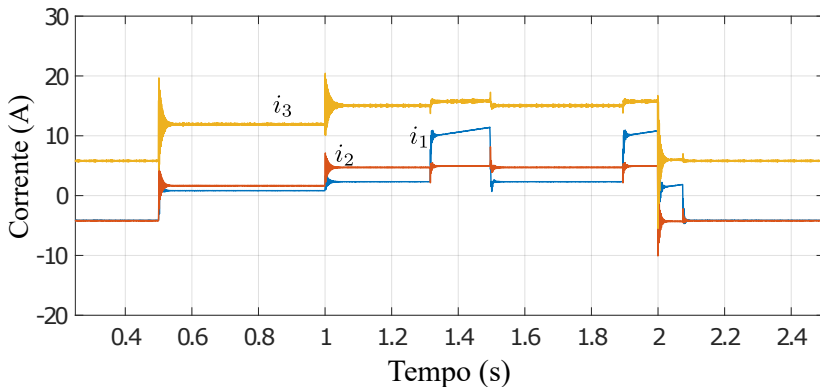


Figura 7.13: Correntes da microrrede no domínio do tempo.

As correntes de linha da microrrede da Figura 7.8, podem ser vistas na Figura 7.13. A tensão de saída do conversor de potência CC-CC bidirecional e a tensão do capacitor C_2 (tensão de entrada de carga) são mostradas na Figura 7.14. Observe que a tensão nos terminais de entrada de carga tem ondulação maior do que a saída do conversor de energia CC-CC bidirecional. A bateria SoC e a integral da corrente de saída do conversor de potência CC-CC bidirecional podem ser vistas na Figura 7.16. Quando $\int i_o dt$ torna-se negativa, o conversor de energia bidirecional CC-CC carrega a bateria e quando for positiva, funciona como uma fonte de tensão (válida para $0,7 < \text{SoC} < 0,9$). Finalmente a lei de controle de tensão dada pela equação (7.4) pode ser gerada sem

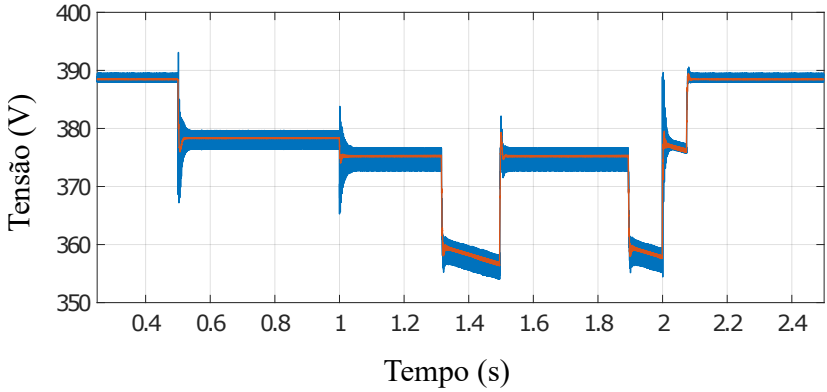


Figura 7.14: Comparação entre a tensão de saída do conversor bidirecional CC-CC e a tensão na carga (tensão no capacitor C_2 da Figura 7.11).

o termo *feedforward*.

$$i_{\text{ref}}^{\text{bat}} = \frac{v_{\text{cc}}}{V_{\text{bat}}} \left\{ -k_1 [v_{\text{cc}} - (V_r - R_d i_o)] - k_2 \xi \right\} \quad (7.49)$$

A comparação entre as respostas no tempo do controle com e sem *feedforward* dados pelas equações (7.4) e (7.49) é mostrada na Figura (7.15).

Esta microrrede pode sofrer problemas de estabilidade se a potência de carga aumentar. Além disso, a resistência de droop R_d , que é escolhida com base no compartilhamento de carga que cada fonte de tensão com controle de droop deve fornecer, pode melhorar a estabilidade da microrrede graças a sua característica de amortecimento.

Um problema de estabilidade pode aparecer quando o conversor de energia CC-CC bidirecional muda seu modo de operação do modo de fonte de tensão com controle de queda para o modo de carregamento da bateria. Neste processo, o resistor de droop (R_d) usado para este elemento ao injetar energia na microrrede é perdido. Se a carga for relativamente grande, a resposta da microrrede pode se tornar oscilatória, como mostra a Figura 7.17, onde em $t = 1s$ a potência da carga aumenta de $4,5KW$ para $5,6KW$. Pode-se observar que sempre que a bateria tiver que ser carregada, a tensão nos terminais de entrada de carga torna-se oscilatória. Durante este regime oscilatório, as formas de onda da corrente da rede de microrredes são representadas na Figura

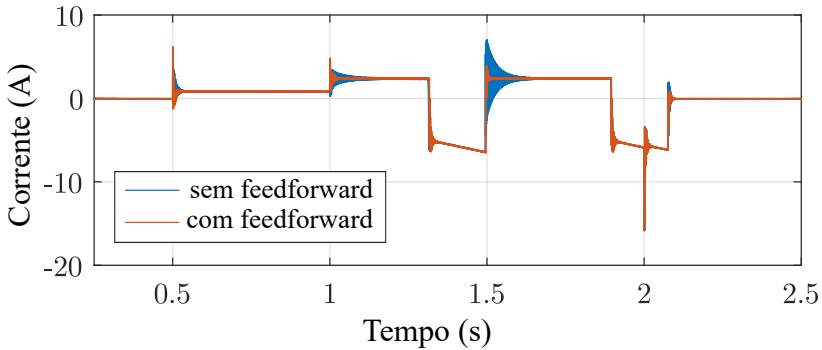


Figura 7.15: Corrente de saída do conversor de potência CC-CC bidirecional para sistema de controle com e sem *feedforward*.

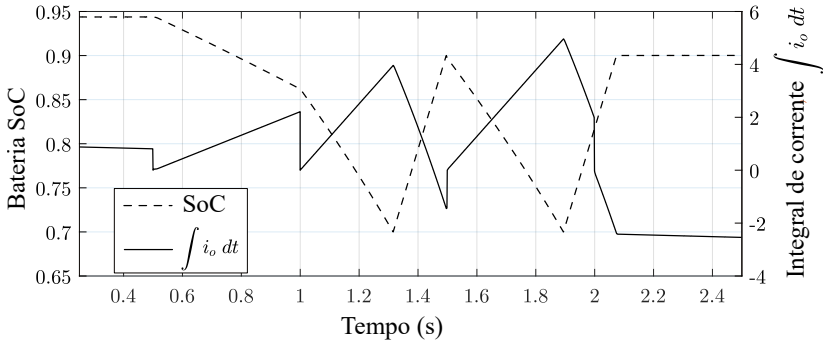


Figura 7.16: Estado de carga SoC da bateria e a integral da corrente de saída do conversor bidirecional CC-CC.

7.18. Esta instabilidade pode também afetar o desempenho do sistema fotovoltaico. A Figura 7.19 mostra que durante a operação instável da microrrede, a tensão nos terminais PV atinge o seu valor máximo, pelo que a operação MPPT é temporariamente perdida.

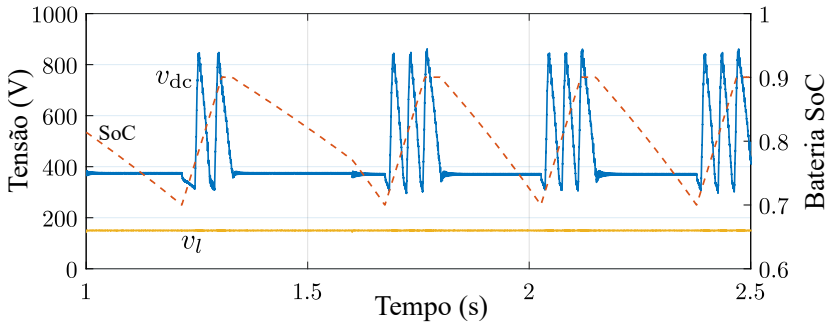


Figura 7.17: Formas de onda da tensão de entrada de carga (v_{cc}), tensão de saída (v_l), e o estado de carga SoC da bateria em regime instável.

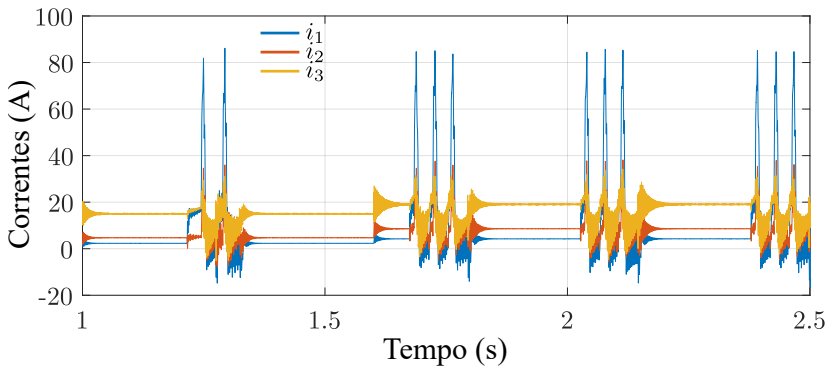


Figura 7.18: Formas de onda da corrente da microrrede durante uma operação instável.

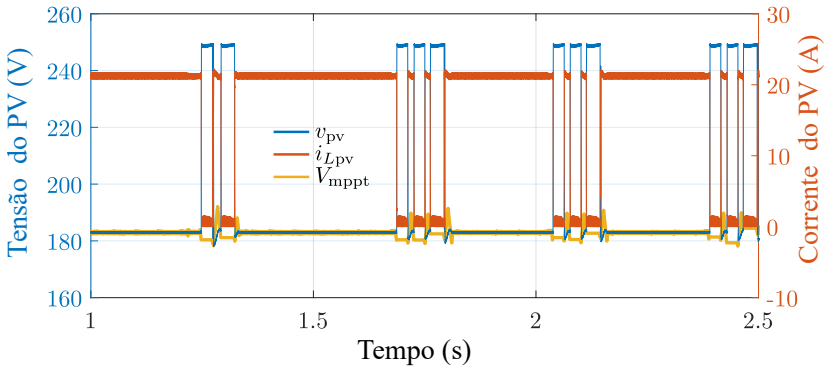


Figura 7.19: Efeitos de instabilidade da microrrede no sistema fotovoltaico.

7.5 Conclusão

Neste capítulo, o sistema de controle proposto neste trabalho foi aplicado no controle dos microconversores de um sistema fotovoltaico distribuído operando em uma microrrede CC simulada. A técnica de realimentação linearizante também foi aplicada para controlar o conversor de energia CC-CC bidirecional que conecta um banco de baterias com uma microrrede CC através do barramento CC. Para o projeto do sistema de controle do conversor, os diagramas de estabilidade baseados no critério de Routh-Hurwitz foram gerados pela variação da potência da carga. Esta abordagem tem a vantagem de analisar o desempenho do conversor de energia em diferentes níveis de potência. A estabilidade da microrrede foi estudada para os diferentes modos de operação do conversor de energia bidirecional CC-CC e verificou-se que a situação mais crítica é produzida sob o modo de carga da bateria, que define a potência máxima que a microrrede pode processar.

Capítulo 8

Conclusão Geral

O principal objetivo nos sistemas de geração elétrica fotovoltaica é maximizar a eficiência na conversão de energia, tendo um baixo custo de produção e um máximo de vida útil do sistema.

Como uma alternativa às topologias clássicas, onde a função de otimização do sistema (MPPT) é realizada pelo próprio inversor central conectado à rede elétrica, que apresentam problemas de otimização da potência gerada devido principalmente a situações de sombreamento parcial dos painéis, foi utilizada neste trabalho uma topologia baseada no conceito de otimização distribuída da energia fotovoltaica. Esta estratégia é realizada mediante microconvertidores integrados nos próprios painéis fotovoltaicos, conectados em serie. Esta topologia distribuída apresenta-se como uma solução para maximizar a produção de energia fotovoltaica, uma vez que a função de otimização do MPP é incorporada nos próprios microcontroladores, permitindo o rastreamento local do máximo de energia para cada um destes. O resultado é a maximização da energia total gerada como foi mostrado nos exemplos numéricos apresentados neste trabalho. O sistema fotovoltaico opera de forma distribuída com microconvertidores, baseados em um circuito elétrico não inversível, a quatro chaves, do tipo buck-boost, controlados de forma descentralizada dispensando a comunicação entre eles.

Neste trabalho, com base na topologia estudada e no modelo não linear para grandes sinais do microconversor foi desenvolvida uma técnica de controle não linear, por realimentação linearizante entrada/saída (FLC), para os microconvertidores. A técnica FLC permite obter respostas no tempo das saídas V_{pv} e i_L dentro das especificações, independentemente do ponto de operação na curva do PV, reduzindo a ondu-

lação da tensão do PV e da corrente do indutor, quando comparada com as respostas obtidas mediante controladores projetados seguindo as técnicas clássicas. A estratégia de controle desenvolvida utiliza uma estrutura em cascata formada por uma malha interna de controle de corrente e por uma malha externa de controle de tensão. Em uma proposta original, para o modo boost, a técnica FLC é aplicada por separado nas duas malhas (interna e externa) gerando uma estrutura FLC em cascata. Devido a problemas de estabilidade gerados pela variação do ponto de operação na curva do PV, na região de corrente constante onde a resistência dinâmica do PV é maior que a resistência estática do mesmo ($r_{pv} > R_s$), o modo buck é controlado somente através de uma malha de controle de tensão seguindo a técnica aqui apresentada.

O sistema de controle proposto neste trabalho foi utilizado no controle dos microconvertidores de um sistema fotovoltaico em uma microrrede CC simulada. Nesta microrrede, o sistema distribuído fotovoltaico atuou como uma fonte constante de corrente conectada no barramento CC. A aplicação desta fonte de energia fotovoltaica juntamente com os demais elementos da microrrede, teve como o objetivo mostrar como funciona uma microrrede conectada a um banco de baterias, estudando a estabilidade da microrrede para diversas fontes e cargas.

Os resultados obtidos por simulação geram perspectivas para aplicações de caráter experimental. Neste sentido, a parte experimental deste trabalho vem sendo desenvolvida em colaboração com pesquisadores da University of New South Wales (UNSW) de Sidney, Austrália, sendo que atualmente estão em curso diversos trabalhos e artigos onde se mostra que a técnica FLC aplicada ao controle de microconvertidores em sistemas de geração distribuída fotovoltaica apresenta resultados robustos e tem um melhor desempenho quando comparados com controladores projetados mediante as técnicas clássicas.

Apêndice A

Dimensionamento dos componentes do microconversor FSBB

Neste apêndice são apresentados de forma sucinta os cálculos do dimensionamento dos componentes do microconversor FSBB. Os parâmetros do módulo fotovoltaico utilizados para o dimensionamento destes componentes são apresentados na Tabela 3.2 do Capítulo 4 deste trabalho. As especificações técnicas estabelecidas para o microconversor, foram definidas para os modos de operação buck e boost.

O dimensionamento do valor da indutância nominal e da indutância crítica é efetuado utilizando as equações de projeto apresentadas na referencia [71], aqui aplicadas para o conversor operando no buck e no modo boost, como segue:

→ Buck

$$L = \frac{V_i}{4f_s \Delta i_L} = 32.78 \mu H \quad (\text{A.1})$$

$$L_{cri} = \frac{V_i}{8f_s i_o} = 1.639 \mu H \quad (\text{A.2})$$

→ Boost

Parâmetros do microconversor			
		Buck	Boost
Tensão de entrada	V_i	31,1V	
Tensão de saída	V_o	21,11V	41,08V
Potência	P_o	250,35W	
Rendimento	η	100%	
Frequência de Chaveamento	f_s	200KHz	
Ondulação de V_o	ΔV_o	1%	
Ondulação de V_i	ΔV_i	1%	
Ondulação de i_L	Δi_L	10%	

Tabela A.1: Parâmetros técnicos do microconversor FSBB para dimensionamento dos seus componentes.

$$L = \frac{V_i}{\Delta i_L f_s} = 61.99\mu H \quad (\text{A.3})$$

$$L_{cri} = \frac{V_i}{2f_s i_o} = 12.76\mu H \quad (\text{A.4})$$

Note que a indutância nominal é maior que a indutância crítica, então segundo [71], satisfaz a condição em que o microconversor esteja operando em modo de condução contínua MCC. Neste trabalho optou-se pela escolha da maior indutância dada por (A.3). Para o dimensionamento do capacitor de entrada C_i e de saída C_o aplicam-se as equações formuladas em [71] dadas por:

→ Buck

$$C_i = \frac{i_o}{4f_s \Delta i_L} = 184.2\mu F \quad (\text{A.5})$$

$$C_o = \frac{1}{8} \frac{D^{bk}(1 - D^{bk})V_i}{Lf_s^2 \Delta V_o} = 3.062\mu F \quad (\text{A.6})$$

→ Boost

$$C_i = \frac{i_{pv}(1 - D^{bs})}{f_s \Delta i_L} = 97.98 \mu F \quad (\text{A.7})$$

$$C_o = \frac{D^{bs} i_o}{f_s \Delta V_o} = 3.062 \mu F \quad (\text{A.8})$$

Com base nos cálculos obtidos dos componentes dos modos de operação buck e boost do microconversor **FSBB**, os valores dos parâmetros utilizados para simulação neste trabalho foram $62 \mu H$ para a indutância do microconversor e $190 \mu F$ e $18 \mu F$ para os capacitores de entrada e de saída. A maior indutância escolhida permite obter menores taxas de ondulação da corrente assim como os valores dos capacitores escolhidos resulta em uma menor ondulação das tensões de saída do microconversor.

Referências Bibliográficas

- [1] B. Burger, B.; Goeldi, “Module integrated electronics an overview,” *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Valencia, Spain*, no. 4, pp. 3700 – 3707, 2010. [xvii](#), [xviii](#), [xix](#), [14](#), [17](#), [25](#), [26](#), [27](#), [28](#), [29](#), [30](#), [34](#), [35](#), [38](#), [40](#)
- [2] C.-L. Kuo, J.-L. Chen, S.-J. Chen, C.-C. Kao, H.-T. Yau, and C.-H. Lin, “Photovoltaic energy conversion system fault detection using fractional-order color relation classifier in microdistribution systems,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 3, pp. 1163–1172, 2017. [1](#)
- [3] R. d. S. N. Neto, D. N. Araújo, B. R. de Sousa, T. S. Santos, and B. F. dos Santos Júnior, “Estudo de alternativas de fornecimento de energia elétrica acoplado a um gerador fotovoltaico,” *Revista Técnico-Científica*, 2016. [1](#)
- [4] F. J. Soccol *et al.*, “Challenges for implementation of distributed energy generation in brazil: An integrative literature review,” 2016. [1](#), [2](#)
- [5] M. Green, *Solar cells: operating principles, technology, and system applications*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, Jan 1982. [1](#)
- [6] M. Taguchi, A. Yano, S. Tohoda, K. Matsuyama, Y. Nakamura, T. Nishiwaki, K. Fujita, and E. Maruyama, “24.7% record efficiency hit solar cell on thin silicon wafer,” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 4, no. 1, pp. 96–99, 2014. [1](#)
- [7] M. A. Green, Y. Hishikawa, W. Warta, E. D. Dunlop, D. H. Levi, J. Hohl-Ebinger, and A. W. Ho-Baillie, “Solar cell efficiency tables (version 50),” *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 25, no. 7, pp. 668–676, 2017. PIP-17-089. [1](#)

- [8] H. A. Oliveira *et al.*, “Rede híbrida de distribuição de energia em cc e ca como solução alternativa para microrredes isoladas,” 2017. 1
- [9] L. P. Pires *et al.*, “Projeto e desenvolvimento de um inversor solar ponte completa bidirecional para microrredes cc conectadas à rede ca em baixa tensão,” 2016. 1
- [10] Q. Jiang, M. Xue, and G. Geng, “Energy management of microgrid in grid-connected and stand-alone modes,” *IEEE transactions on power systems*, vol. 28, no. 3, pp. 3380–3389, 2013. 1
- [11] M. Alizadeh, M. P. Moghaddam, N. Amjady, P. Siano, and M. Sheikh-El-Eslami, “Flexibility in future power systems with high renewable penetration: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 57, no. Supplement C, pp. 1186 – 1193, 2016. 2
- [12] J. Zhao, T. Zheng, and E. Litvinov, “A unified framework for defining and measuring flexibility in power system,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 339–347, 2016. 2
- [13] V. Khare, S. Nema, and P. Baredar, “Solar–wind hybrid renewable energy system: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 58, pp. 23–33, 2016. 2
- [14] R. Hosseinalizadeh, H. Shakouri, M. S. Amalnick, and P. Taghipour, “Economic sizing of a hybrid (pv–wt–fc) renewable energy system (hres) for stand-alone usages by an optimization-simulation model: case study of iran,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, pp. 139–150, 2016. 2
- [15] S. S. Guggilam, E. Dall’Anese, Y. C. Chen, S. V. Dhople, and G. B. Giannakis, “Scalable optimization methods for distribution networks with high pv integration,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 4, pp. 2061–2070, 2016. 2
- [16] C. D. Fuentes, H. Renaudineau, S. Kouro, and S. Bernet, “Power density driven design methodology of power converters for photovoltaic applications,” in *Industrial Technology (ICIT), 2017 IEEE International Conference on*, pp. 458–463, IEEE, 2017. 2
- [17] C. F. Montenegro, L. F. Lourenço, M. B. Salles, and R. M. Monaro, “Dynamic performance analysis of distribution/sub-transmission networks with high penetration of pv generation,” *World Academy*

- of Science, Engineering and Technology, International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, vol. 10, no. 6, pp. 806–810, 2016. 2
- [18] G. Adinolfi, N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, “Energy efficiency effective design of dc/dc converters for dmppt pv applications,” in *Industrial Electronics, 2009. IECON’09. 35th Annual Conference of IEEE*, pp. 4566–4570, IEEE, 2009. 3, 18, 40
- [19] A. Peled and J. Appelbaum, “Enhancing the power output of pv modules by considering the view factor to sky effect and rearranging the interconnections of solar cells,” *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 25, no. 9, pp. 810–818, 2017. 3
- [20] K. Lappalainen and S. Valkealahti, “Effects of irradiance transition characteristics on the mismatch losses of different electrical pv array configurations,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 11, no. 2, pp. 248–254, 2016. 3
- [21] B. Burger, B. Goeldi, S. Rogalla, and H. Schmidt, *Module integrated electronics - an overview*. 01 2010. 3, 4
- [22] M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, “Classification and comparative evaluation of pv panel-integrated dc–dc converter concepts,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2511–2526, 2014. 4, 17
- [23] R. Hasan, S. Mekhilef, M. Seyedmahmoudian, and B. Horan, “Grid-connected isolated pv microinverters: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, pp. 1065–1080, 2017. 4
- [24] M. Nuotio, M. Ilic, Y. Liu, J. Bonanno, and P. J. Verlinden, “Innovative ac photovoltaic module system using series connection and universal low-voltage micro inverters,” in *Photovoltaic Specialist Conference (PVSC), 2014 IEEE 40th*, pp. 1367–1369, IEEE, 2014. 4
- [25] C. Rahmann, V. Vittal, J. Ascui, and J. Haas, “Mitigation control against partial shading effects in large-scale pv power plants,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 1, pp. 173–180, 2016. 4
- [26] C. Olalla, C. Deline, D. Clement, Y. Levron, M. Rodriguez, and D. Maksimovic, “Performance of power-limited differential power

- processing architectures in mismatched pv systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 618–631, 2015. 5
- [27] L. Callegaro, D. J. Pagano, M. Ciobotaru, and J. E. Fletcher, “Feedback linearization control of non-inverting buck-boost pv power optimizers,” in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on*, pp. 1–6, IEEE, 2017. 5, 68
- [28] E. Lenz, D. J. Pagano, M. T. Saito, and J. Pou, “Nonlinear control of a bidirectional power converter for connecting batteries in dc microgrids,” in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–8, April 2017. 8
- [29] W. Xiao, M. S. El Moursi, O. Khan, and D. Infield, “Review of grid-tied converter topologies used in photovoltaic systems,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 10, pp. 1543–1551, 2016. 9, 11, 17, 26
- [30] M. d. C. B. Rodrigues, E. C. Teixeira, and H. A. C. Braga, “Uma visão topológica sobre sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede de energia elétrica,” in *Proc. 5th Latin-Amer. Congress: Electr. Gen. Transm.(5th CLAGTEE)*, 2003. 10, 11, 17
- [31] S. Jain and V. Agarwal, “A single-stage grid connected inverter topology for solar pv systems with maximum power point tracking,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1928–1940, 2007. 11, 12
- [32] C. Ospina Hincapie, “Análise do comportamento de uma associação em série de diferentes módulos fotovoltaicos em um sistema conectado à rede,” 2015. 14
- [33] Y.-H. Liu, S.-C. Huang, J.-W. Huang, and W.-C. Liang, “A particle swarm optimization-based maximum power point tracking algorithm for pv systems operating under partially shaded conditions,” vol. 27, pp. 1027–1035, 12 2012. 16
- [34] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “Power inverter topologies for photovoltaic modules-a review,” in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 2, pp. 782–788, IEEE, 2002. 18

-
- [35] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 4, pp. 1995–2000, IEEE, 2002. 18
- [36] V. Di Dio, D. La Cascia, R. Miceli, and C. Rando, "A mathematical model to determine the electrical energy production in photovoltaic fields under mismatch effect," in *Clean Electrical Power, 2009 International Conference on*, pp. 46–51, IEEE, 2009. 18
- [37] M. H. Rashid, *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. Academic press, 2010. 18, 21, 23
- [38] H. A. C. Braga and I. Barbi, "Conversores estáticos multiníveis - uma revisão," *SBA Controle & Automação*, vol. 11, no. 1, pp. 20–27, 2000. 19, 21, 25
- [39] M. Coppola, F. Di Napoli, P. Guerriero, D. Iannuzzi, S. Daliento, and A. Del Pizzo, "An fpga-based advanced control strategy of a gridtied pv chb inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 806–816, 2016. 20
- [40] G. Grandi, D. Ostojic, and D. Casadei, "A novel dc voltage regulation scheme for dual-inverter grid-connected photovoltaic plants," in *2009 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems Electric Drives Joint Symposium*, pp. 1–6, July 2009. 20
- [41] H. Jafarian, S. Bhowmik, and B. Parkhideh, "Hybrid current/voltage-mode control scheme for distributed ac-stacked pv inverter with low bandwidth communication requirements," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017. 20, 26, 42
- [42] G. Grandi, C. Rossi, D. Ostojic, and D. Casadei, "A new multilevel conversion structure for grid-connected pv applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4416–4426, Nov 2009. 20
- [43] B. Xiao, L. Hang, J. Mei, C. Riley, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, "Modular cascaded h-bridge multilevel pv inverter with distributed mppt for grid-connected applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 1722–1731, March 2015. 20

- [44] C. Boonmee and Y. Kumsuwan, "Control of single-phase cascaded h-bridge multilevel inverter with modified mppt for grid-connected photovoltaic systems," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 566–571, Nov 2013. [20](#)
- [45] F. Lu, B. Choi, and D. Maksimovic, "Autonomous control of series-connected low voltage photovoltaic microinverters," in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2015 IEEE 16th Workshop on*, pp. 1–6, IEEE, 2015. [20](#), [21](#), [25](#), [26](#), [42](#)
- [46] M. M. Casaro and D. C. Martins, "Electronic processing of the photovoltaic solar energy in grid connected systems," *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, vol. 21, no. 2, pp. 159–172, 2010. [21](#), [26](#)
- [47] M. A. Rezaei, K.-J. Lee, and A. Q. Huang, "A high-efficiency fly-back micro-inverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 318–327, 2016. [21](#)
- [48] Q. Li and P. Wolfs, "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1320–1333, 2008. [23](#)
- [49] Q. L. Wolfs, "P., "recent development in the topologies for photovoltaic module integrated converters,"," in *Power Electronics Specialists Conference*, 2006. [23](#)
- [50] C. W. Chen, K. H. Chen, and Y. M. Chen, "Modeling and controller design for a four-switch buck-boost converter in distributed maximum power point tracking pv system applications," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1663–1668, Sept 2012. [27](#), [45](#)
- [51] A. Ghaffari, M. Krstić, and S. Seshagiri, "Power optimization for photovoltaic microconverters using multivariable newton-based extremum seeking," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 6, pp. 2141–2149, 2014. [27](#), [40](#)
- [52] B. Moon, H. Y. Jung, S. H. Kim, and S. H. Lee, "A modified topology of two-switch buck-boost converter," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 17772–17780, 2017. [34](#)

-
- [53] K. Chomsuwan, P. Prisuwana, and V. Monyakul, "Photovoltaic grid-connected inverter using two-switch buck-boost converter," in *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE*, pp. 1527–1530, IEEE, 2002. 34
- [54] W. Zhang and Y. Zhang, "Wide input voltage range flyback converter design with boundary conduction mode," 2016. 37
- [55] R. Alonso, P. Ibanéz, V. Martínez, E. Romón, and A. Sanz, "Analysis of performance of new distributed mppt architectures," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 3450–3455, July 2010. 40
- [56] C. W. Chen, K. H. Chen, and Y. M. Chen, "Modeling and controller design of an autonomous pv module for dmppt pv systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 4723–4732, Sept 2014. 40
- [57] L. Linares, R. W. Erickson, S. MacAlpine, and M. Brandemuehl, "Improved energy capture in series string photovoltaics via smart distributed power electronics," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp. 904–910, IEEE, 2009. 40, 42
- [58] M. Orellana, S. Petibon, B. Estibals, and C. Alonso, "Four switch buck-boost converter for photovoltaic dc-dc power applications," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 469–474, Nov 2010. 44
- [59] M. A. Islam, A. Merabet, R. Beguenane, and H. Ibrahim, "Modeling solar photovoltaic cell and simulated performance analysis of a 250w pv module," in *2013 IEEE Electrical Power Energy Conference*, pp. 1–6, Aug 2013. 46
- [60] J. Ramos Hernanz, J. Campayo Martín, I. Zamora Belver, J. Larranaga Lesaka, E. Zulueta Guerrero, and E. Puelles Pérez, "Modelling of photovoltaic module," in *International conference on renewable energies and power quality (ICREPQ'10)*, pp. 23–25, 2010. 46
- [61] I. Barbi, *Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados*, vol. 3. Onélia Silva Guimarães CRB-14/071, 2015. 50, 53

- [62] L. Callegaro, M. Ciobotaru, D. J. Pagano, E. Turano, and J. E. Fletcher, "A simple smooth transition technique for the non-inverting buck-boost converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017. 68, 69, 72, 104
- [63] A. Merello, "Bootstrap network analysis: Focusing on the integrated bootstrap functionality," *Application Note AN-1123. International Rectifier company*, 2008. 69
- [64] Y. Bai, Q. CHEN, N. Wang, and J. Sun, "Bootstrap gate driver," Nov. 22 2012. US Patent App. 13/474,737. 70
- [65] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 1991. The book can be consulted by contacting: BE-ABP-CC3: Pfingstner, Juergen. 87
- [66] S. Y. Deng, *Nonlinear & Linear MIMO Control of an Industrial Mixing Process*. PhD thesis, McGill University, 2002. 88, 90
- [67] S. Kolavennu, J. C. Cockburn, and S. Palanki, "Synthesis of robust controllers for nonsquare multivariable nonlinear systems," in *American Control Conference, 2001. Proceedings of the 2001*, vol. 5, pp. 4032–4037, IEEE, 2001. 88, 90
- [68] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007. 104
- [69] A. Mohd, E. Ortjohann, A. Schmelter, N. Hamsic, and D. Morton, "Challenges in integrating distributed energy storage systems into future smart grid," in *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 1627–1632, IEEE, 2008. 127
- [70] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, R. Burgos, and D. Dong, "Intergrid: A future electronic energy network?," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 127–138, 2013. 127
- [71] I. Barbi, *Conversores CC básicos não isolados*, vol. 2. Denizar Cruz Martinz e Ivo Barbi, 2006. 149, 150