

TESE DE DOUTORADO Nº 269

**DESVIADORES DE CORRENTE DE ARQUITETURA HÍBRIDA PARA
COMPENSAÇÃO DE SOMBREAMENTO PARCIAL EM ASSOCIAÇÕES
SÉRIE DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS**

Claudio Henrique Gomes dos Santos

DATA DA DEFESA: 06/03/2018

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**DESVIADORES DE CORRENTE DE ARQUITETURA HÍBRIDA
PARA COMPENSAÇÃO DE SOMBREAMENTO PARCIAL EM
ASSOCIAÇÕES SÉRIE DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS**

Cláudio Henrique Gomes dos Santos

Tese de Doutorado submetida a banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Pedro Francisco Donoso-Garcia

Coorientador: Dr. Seleme Isaac Seleme Junior

Belo Horizonte - MG

Março de 2018

S237d Santos, Claudio Henrique Gomes dos.
Desviadores de corrente de arquitetura híbrida para compensação de sombreamento parcial em associações série de módulos fotovoltaicos [manuscrito] / Claudio Henrique Gomes dos Santos. - 2018. 194 f., enc.: il.

Orientador: Pedro Francisco Donoso Garcia.
Coorientador: Seleme Isaac Seleme Jr.

Tese (doutorado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Inclui anexos.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Geração de energia fotovoltaica - Teses. I. Donoso- Garcia, Pedro Francisco. II. Seleme Júnior, Seleme Isaac . III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU:

621.3(043)

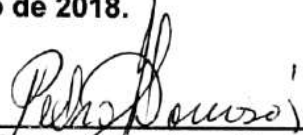
**"Desviadores de Corrente de Arquitetura Híbrida para
Compensação de Sombreamento Parcial em Associações Série
de Módulos Fotovoltaicos"**

Claudio Henrique Gomes dos Santos

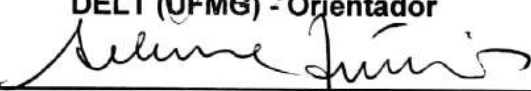
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 06 de março de 2018.

Por:



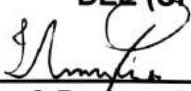
Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia
DELT (UFMG) - Orientador



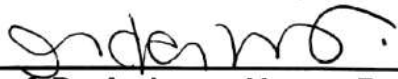
Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG) - Coorientador



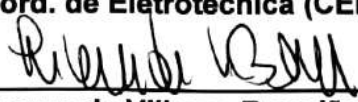
Prof. Dr. Victor Flores Mendes
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Igor Amariz Pires
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Anderson Vagner Rocha
Coord. de Eletrotécnica (CEFET-MG)



Prof. Dr. Lauro de Vilhena Brandão Machado Neto
Dpto Eletrônica - PUC MINAS (PUC - MINAS)

RESUMO

Desde o surgimento dos primeiros sistemas fotovoltaicos sua geração de energia é prejudicada por sombreamento parcial em conjunto com outras condições de incompatibilidade. Além disso, também criam mecanismos que degradam e aceleram o envelhecimento não uniforme do arranjo, fazendo com que dure bem menos do que o planejado. Muitas são as soluções propostas na literatura para este tipo de problema. Os conversores integrados são capazes de processar a potência de forma diferencial, aproveitando o máximo de potência disponível de cada módulo. Dentre estes conversores, existem os que processam apenas parte da potência, correspondente ao sombreamento parcial. Estes são conhecidos como desviadores de corrente e podem ser acionados apenas no momento da ocorrência do sombreamento parcial. Neste trabalho, é proposta uma nova arquitetura híbrida, aqui denominada PV-to-PV-to-Bus, que acumule vantagens de dimensionamento e operação de duas arquiteturas já consolidadas, PV-to-PV e PV-to-Bus. Esta arquitetura pode ser aplicada a diversos tipos de desviadores sejam capacitivos ou indutivos. Primeiramente, é feito um estudo dos desviadores PV-to-PV, e de seu dimensionamento. Sobre mesmas condições de irradiância solar, é mostrado que a arquitetura proposta, comparada a PV-to-PV, possui menores níveis de corrente nos indutores e menor queda das tensões equalizadas. Ao final, são apresentados resultados comparativos de simulação e experimentos de um Desviador *Buck-Boost* Bidirecional para ambas as arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus. Também são mostrados resultados experimentais de forma a avaliar a metodologia de dimensionamento para uma string de dois módulos. A arquitetura proposta mostrou ter menores níveis de corrente e também tensões com menor diferença após a equalização, em relação à arquitetura PV-to-PV.

Palavras-chave: Módulos Fotovoltaicos, Sombreamento Parcial, Desviadores de Corrente, *Buck-Boost* Bidirecional, Arquitetura Híbrida.

ABSTRACT

Partial shading has always been an issue since the first photovoltaic systems operation. Since this is just one between many kinds of incompatibility conditions, partial shading not only affects the instantaneous generated power during its occurrence, but also the modules life-time, accelerating the degradation, even if only a part of one module is being shaded. Many are the solutions for this problem, like global maximum power point tracking techniques, modules reconfiguration and also differential power processing of each module. This last one is implemented using integrated converters of various types. Among the known converters, there is a type capable to process only the energy related to partial shading. They are known as current diverters and may be programmed to operate only in the occurrence of partial shading. The Current Diverters are divided in to architectures: PV-to-PV, that process power from module to module, and PV-to-Bus, that process power from each module to the string Bus. The PV-to-PV circuits present several advantages over PV-to-Bus circuits. However, they are affected by a phenomenon here called deviated current accumulation, which makes it difficult the operation and design of some of its elements. In this work, as a solution for this problem, a hybrid architecture, here called PV-to-PV-to-Bus, is proposed, and applicable for many types of circuits, rather capacitive or inductive. First, a study on PV-to-PV circuits and its design feature is made, and an approach to calculate its is proposed. Then, the effects of partial shading in voltages and currents are presented for both architectures, under the same conditions. The proposed circuit showed to be a better voltage equalizer, and with smaller current levels than the PV-to-PV circuits. At last, experimental results for a Buck-Boost Bidirectional are shown in to experiments, one to evaluate the proposed design approach, and the second to evaluate the proposed architecture. The proposed architecture shows results that proves smaller current and better voltage equalization than the PV-to-PV architecture.

Keywords: PV Modules, Partial Shading, Current Diverters, Bidirectional Buck-Boost, Hybrid Architecture

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por esta jornada...

Agradeço ao meu Orientador, Prof. Pedro, primeiramente por ter me aceitado me orientar, em segundo por ter me orientado com bastante paciência sempre entendendo as minhas dificuldades e limitações. Em terceiro, por sempre estar interessado em minhas ideias e experimentos.

Agradeço por todo o apoio também dos professores do GEP, Pedro, Porfírio, Seleme, Lenin, Paulo e Severo. Em especial ao Porfírio pelo aconselhamento na parte experimental.

Agradeço aos colegas/amigos de laboratório, Waner, Welbert, Thiago, Aécio, Sérgio e muitos outros por me possibilitarem me sentir bem vindo em seu grupo. Em especial ao Waner, por ter primeiro me convidado a frequentar o GEP.

Agradeço a minha família por ter sempre me apoiado. Em especial a minha (Linda!) Esposa Viviane e a minha filha Lívia (Pitinenem!). O amor de vocês tem sido meu combustível do dia-a-dia.

Agradeço aos membros do meu Departamento de Engenharia Mecatrônica e ao CEFET-MG como um todo, por terem compreendido as minhas falhas durante a minha gestão. Em especial a Elena, que tem me auxiliado em muito na chefia de departamento.

**“ALL’S WELL WHEN ENDS WELL!”
PATCHES FROM DARK SOULS**



LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Tipos básicos de desvio de corrente: (a) Diodos de desvio; (b) Conversores Integrados; (c) Curva $I \times V$; (d) Curva $P \times V$.	24
Figura 2.1 – Tipos de Configurações de Módulos: (a) Inversor Central; (b) Inversor String; (c) Microinversores; (d) Conversor c.c. Central; (e) Multi-String; (f) Microconversores c.c.	29
Figura 2.2 – Alguns exemplos de sombreamento parcial, [42]–[45].	33
Figura 2.3 – Exemplos de Diferença de Orientação: (a) Telhados com diferentes inclinações [46]; (b) Diferença de inclinação proposital para evitar sombreamento parcial [47].	33
Figura 2.4 – Sujidade em Geradores Fotovoltaicos: (a) Curvas de geração ao longo do dia de módulos limpos a totalmente sujos; (b) Perdas de energia com diferentes frequências de limpeza, [48].	34
Figura 2.5 – Exemplos de Descoloração: (a) Célula degradada durante 25 anos; (b) Gráfico de comparação entre EVA virgem e EVA degradado, [49].	37
Figura 2.6 – Exemplos de Delaminação e Surgimento de Bolhas: (a) Delaminação [54]; (b) Bolhas [52].	38
Figura 2.7 – Descoloração do revestimento AR, [52], [55].	38
Figura 2.8 – Exemplo de corrosão, [56].	39
Figura 2.9 – Exemplos de quebra de células, [52].	40
Figura 2.10 – Exemplo de sobreaquecimento de falhas na solda, [57].	40
Figura 2.11 – Módulo de 60 células com caixa de junção e diodos de desvio.	42
Figura 2.12 – Exemplos de Aquecimento Localizado por diferentes causas: (a) Descoloração [56]; (b) Sombreamento Parcial (Módulo do canto direito), [65]; (c) Módulo com 18 anos de instalação, [56]; (d) Falha na Metalização da Célula, [56].	44
Figura 2.13 – Ciclo Instável das Condições de Incompatibilidade e Mecanismos de Degradação, [40].	45
Figura 2.14 – Surgimento de máximos locais devido ao sombreamento parcial.	47
Figura 2.15 – Pontos de operação de duas células com sombreamento parcial em série.	47
Figura 2.16 – Exemplo de Reconfiguração de Arranjo Fotovoltaico: a) SP, b) TCT, c) Curva PV do SP, d) Curva PV do TCT, [68].	48
Figura 3.1 - Classificação de conversores integrados.	52

Figura 3.2 - Esquemas básico de conversores integrados a barramento c.c.: (a) Conversão total série; (b) Conversão total em paralelo; (c) Conversão parcial em série; (d) Conversão parcial em paralelo;.....	53
Figura 3.3 - Fluxo de potência no PPC.	53
Figura 3.4 – Microconversores c.c.: a) Exemplo de Microconversor c.c. série, [86]; b) Exemplo de Microconversor c.c. paralelo, [90]......	55
Figura 3.5 – Microinversores: a) Exemplo de Microinversor isolado de dois estágios, com barramento c.c., [84]; b) Microinversor de um estágio (Inversor <i>Flyback</i>) , [97]. c) Microinversor não isolado de dois estágios, [100]. d) Microinversor de um estágio (Inversor <i>Flyback</i>), [82]......	57
Figura 3.6 - Tipos básicos de desviadores de corrente: (a) PV-to-PV; (b) PV-to-Bus.	58
Figura 3.7 - Topologias de desviadores de corrente PV to PV: (a) Buck-Boost Bidirecional; (b) Conversor de Capacitores Chaveados.	60
Figura 3.8 – Tipos de Desviadores Indutivos, [105]......	61
Figura 3.9 - Topologias de desviadores de corrente PV-to-Bus, [104]: (a) <i>Buck-Boost</i> Bidirecional; (b) <i>Flyback</i>	62
Figura 3.10 – Desviador PV-to-Bus de duas Chaves, [120].	63
Figura 3.11 - Equalizador ressonante de tensão de duas chaves, baseado no multiplicador de tensão com capacitores, [121]......	63
Figura 3.12 - Arquitetura proposta PV-to-PV-to-Bus.....	64
Figura 3.13 - Desviador proposto por [124]: (a) para uma string de 4 módulos; (b) para uma string de 8 módulos (arquitetura do tipo PV-to-PV-to-Bus)	66
Figura 4.1 – Principais tipos de circuitos de compensação PV-to-PV: (a) <i>Buck-Boost</i> Bidirecional; (b) Capacitor Chaveado.....	68
Figura 4.2 – Configurações em cascata de módulos com <i>Buck-Boost</i> Bidirecional: (a) String de dois módulos; (b) String de três módulos; (c) String de quatro módulos.	69
Figura 4.3 – Intervalos de chaveamento do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.	70
Figura 4.4 – Formas de onda das correntes no desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.	71
Figura 4.5 – Modelo simplificado do desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional com fontes de tensão.	73
Figura 4.6 – (a) Corrente no indutor do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional no pior caso de desvio; (b) Efeito histerese no núcleo do indutor do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.	74
Figura 4.7 – Modelo de fontes de corrente do desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.....	75
Figura 4.8 – Simulação em PSIM® de dois módulos com irradiações diferentes conectados a um desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.....	77
Figura 4.9 – Resultados da Simulação da Figura 4.8: Correntes dos módulos e da carga.....	77

Figura 4.10 – Resultados da Simulação da Figura 4.8: Formas de onda de tensão e corrente no indutor.	77
Figura 4.11 – Resultados da Simulação da Figura 4.8: Formas de onda de tensão e corrente nos capacitores.	78
Figura 4.12 – Tipos de sombreamento possíveis em uma <i>string</i> de três módulos.	79
Figura 4.13 – Resultados de simulação dos possíveis sombreamentos da Figura 4.12: Correntes dos indutores L_1 e L_2	80
Figura 4.14 – Simulação de <i>string</i> de 4 módulos: Comparação entre tipos de sombreamento parcial consecutivo e intercalado.	82
Figura 4.15 – Acúmulo de Corrente Desviada: (a) String de 6 módulos, com desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional PV-to-PV e sombreamento parcial consecutivo de metade dos módulos; (b) correntes dos indutores do desviador em razão da corrente máxima dos módulos com irradiância plena.	85
Figura 4.16 – Comparação entre Circuitos do Buck-Boost Bidirecional comum e com indutores acoplados.	87
Figura 4.17 – Modelo com fontes de tensão: (a) intervalo com $V_{L1} = +V_d$ e $V_{L2} = -V_d$; (b) (a) intervalo com $V_{L1} = -V_d$ e $V_{L2} = +V_d$; (c) Formas de onda das tensões nos indutores L_1 e L_2	89
Figura 4.18 – Dimensionamento dos indutores acoplados do CIMLL: (a) Modelo de fontes de tensão para dimensionamento do indutor; (b) Simplificação do modelo usando fontes de tensão quadrada nos indutores acoplados; (c) Modelo completo do indutor acoplado, considerando dispersões.	90
Figura 4.19 – Circuito equivalente dos indutores acoplados analisados pelo teorema das superposições.	91
Figura 4.20 – Circuito equivalente dos indutores acoplados com as correntes resultantes.	91
Figura 4.21 – <i>Ripple</i> do Fluxo Magnético em função da Razão Cíclica.	92
Figura 4.22 – Efeito das indutâncias parasitas no <i>Buck-Boost</i> Bidirecional de indutores acoplados: (a) esquemático representando as indutâncias parasitas L_{s1} e L_{s2}	93
Figura 4.23 – Evolução do efeito das indutâncias parasitas conforme $L_{s1} - L_{s2}$ aumenta.	94
Figura 4.24 – (a) Modelo de fontes de corrente para dimensionamento do capacitor do CIMLL; (b) correntes e tensões do modelo no intervalo de chaveamento.	96
Figura 4.25 – Ilustração do acúmulo de corrente desviada em uma string de 6 módulos.	97
Figura 4.26 – Desviadores do tipo Capacitor chaveados para strings de: (a) dois módulos, (b) três módulos e (c) quatro módulos.	99
Figura 4.27 – (a) Conversor SC Multinível; (b) Conversor SC Paralelo.	100

Figura 4.28 – Intervalos de Chaveamento do Desviador SC: (a) modo 1, com chaves superiores fechadas: (b) modo 2, com chaves inferiores fechadas: (c) formas de onda dos intervalos e 1 e 2.....	101
Figura 4.29 – Modelo para dimensionamento do Desviador SC utilizando Espaço de Estados Médio: (a) Modelo para primeiro modo de chaveamento (b) Modelo para segundo modo de chaveamento; (c) Modelo final equivalente obtido pelo Espaço de Estados Médio para cálculo da diferença de tensão entre os módulos durante a operação do Desviador.....	102
Figura 4.30 – Modelo simplificado para cálculo da corrente do desviado SC.....	105
Figura 4.31 – Comparação entre Desviador SC e ReSC: (a) Desviador SC; (b) Desviador ReSC; (c) Resposta em frequência do SC; (d) Resposta em frequência do ReSC.	106
Figura 4.32 – Intervalos de Chaveamento do Desviador ReSC: (a) modo 1, com chaves superiores fechadas: (b) modo 2, com chaves inferiores fechadas: (c) formas de onda dos intervalos e 1 e 2.....	108
Figura 4.33 – Resultado de simulação comparando os Desviadores SC e ReSC: Tensões dos módulos.....	110
Figura 4.34 – Resultado de Simulação de comparando os Desviadores SC e ReSC: Corrente dos capacitores chaveados.	110
Figura 4.35 – Resultado de Simulação de Comparação os Desviadores SC e ReSC: Tensões e correntes nas chaves.....	111
Figura 4.36 – Resultado de Simulação do Desviador ReSC para um string de 4 módulos: Tensões e correntes nos capacitores.....	112
Figura 4.37 – Proposta de Desviador de ReSC com indutores acoplados.	113
Figura 4.38 – Resultado de Simulação de Comparação entre o Desviador CI-ReSC para um string de 2 módulos: (a) Tensões do módulos; (b) Correntes dos capacitores..	114
Figura 4.39 – Comparação de R_{eff} dos desviadores PV-to-PV de [147].	115
Figura 4.40 – Comparação de relação perda mínima por volumexcusto dos desviadores PV-to-PV de [147].	116
Figura 4.41 – Comparação entre o <i>Buck-Boost</i> Bidirecional e o Capacitores Chaveados através diferença normalizada de tensão entre os módulos em função da razão cíclica: (a) <i>Buck-Boost</i> Bidirecional; (b) Capacitores Chaveados.....	117
Figura 5.1 – <i>Buck-Boost</i> Bidirecional de Arquitetura PV-to-Bus: (a) Exemplo para circuito de 4 módulos; (b) <i>Ripple</i> de Fluxo Magnético para cada um dos indutores.....	122
Figura 5.2 – Resultados de Simulação do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional de arquitetura PV-to-Bus: (a) Tensões dos módulos equalizadas, (b) Correntes dos indutores.	123
Figura 5.3 – <i>Boost-FlyBack</i> de Arquitetura PV-to-Bus de quarto módulos.....	125

Figura 5.4 – Resultados de Simulação do <i>Boost-Flyback</i> de arquitetura PV-to-Bus: (a) Tensões dos módulos equalizadas, (b) Correntes dos MOSFETS e diodos.	126
Figura 5.5 – Equalizador de tensão ressonante de duas chaves.	127
Figura 5.6 – Resultados de Simulação do Equalizador duas chaves: (a) Tensões dos módulos equalizadas, (b) Correntes e tensões do MOSFET superior, (c) Correntes e tensões do MOSFET inferior.	128
Figura 5.7 – Equalizador de tensão de uma chave.	130
Figura 5.8 – Resultados de Simulação do Equalizador de Tensão de arquitetura PV-to-Bus: (a) Tensões dos módulos equalizadas, (b) Correntes dos indutores.	131
Figura 6.1 – Tipos de Arquitetura de Desviadores: (a) PV-to-PV; (b) PV-to-Bus; (b) Proposta de PV-to-PV-to-Bus.	134
Figura 6.2 – Desviadores de corrente de estudo: (a) NDSCD; (b) NDSCD PV-to-PV-to-Bus; (c) CIMLL; (d) CIMLL PV-to-PV-to-Bus.	135
Figura 6.3 – Resultados de Simulação Comparativos do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional de Indutores acoplados PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus: corrente nos indutores.	140
Figura 6.4 – Resultados de Simulação Comparativos do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional de Indutores acoplados PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus: tensões dos módulos.	140
Figura 6.5 – Pontos de operação dos módulos nas curvas características.	141
Figura 6.6 – String de seis módulos: (a) Utilizando o PV-to-PV; (b) Utilizando arquitetura PV-to-PV-to-Bus.	143
Figura 6.7 – Correntes nos indutores do string de seis módulos: (a) PV-to-PV; (b) Proposta de PV-to-PV-to-Bus.	143
Figura 6.8 – Tensões dos módulos do string de seis módulos: (a) PV-to-PV; (b) Proposta de PV-to-PV-to-Bus.	144
Figura 6.9 – Ilustração das relações de dependências das correntes da arquitetura PV-to-PV-to-Bus.	146
Figura 6.10 – Desviadores de Corrente de estudo: (a) Desviador de Capacitores Chaveados PV-to-PV; (b) Proposta de Desviador de Capacitores Chaveados PV-to-PV-to-Bus.	147
Figura 6.11 – Resultados de Simulação (a) Desviador de ReSC PV-to-PV; (b) Proposta de Desviadore ReSC PV-to-PV-to-Bus.	148
Figura 6.12 – Resultados de Simulação (a) Desviador de ReSC PV-to-PV; (b) Proposta de Desviadore ReSC PV-to-PV-to-Bus.	148
Figura 6.13 – Local de instalação dos módulos: (a) Arranjo fotovoltaico de quatro do experimento; (b) Diferença de orientação dos módulos para simular sombreamento parcial.	149

Figura 6.14 – Configuração do experimento com os módulos, a fiação capacitores de desacoplamento e circuito de compensação.....	150
Figura 6.15 – Circuitos detalhados do experimento do CCSCD: (a) <i>gate-driver</i> de cada célula de desvio; (b) circuito de controle de cada <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.	151
Figura 6.16 – Resultados experimentais do Experimento 1: (a).	153
Figura 6.17 – Detalhamento do Experimento 2 de comparação entre as arquiteturas: (a) PV-to-PV; (b) PV-to-PV-to-Bus.	154
Figura 6.18 – Resultados da primeira medição do Experimento 2: comparação das correntes dos indutores I_{L1} , I_{L2} e I_{L3}	155
Figura 6.19 – Resultados da primeira medição do Experimento 2: comparação das tensões dos módulos.....	156
Figura 6.20 – Resultados da segunda medição do Experimento 2: comparação das correntes dos indutores I_{L1} , I_{L2} e I_{L3}	157
Figura 6.21 – Resultados da segunda medição do Experimento 2: comparação das tensões dos módulos.....	158
Figura A.1 – Esquemáticos do Protótipo do Desviador de Corrente <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.	176
Figura A.2 – Modelo 3D do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional: (a) Top Layer do <i>gate-driver</i> ; (b) Bottom Layer do <i>gate-driver</i> ; (c) Top Layer do circuito de controle; (d) Bottom Layer do circuito de controle.	177
Figura A.3 – Ilustração da montagem dos MOSFETs sobre o dissipador.	177

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Potência de Saída de três módulos com e sem microconversores. [39].....	24
Tabela 5.1 – Parâmetros de Simulação do <i>Boost-Flyback</i>	117
Tabela 5.2 – Parâmetros de Simulação do Desviador de Uma Chave.....	124
Quadro 6.1 – Cálculo dos Ripples de Corrente de Cada Nível de um Buck-Boost Bidirecional de Indutores Acoplados para ambas as Arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus.....	133
Quadro 6.2 – Cálculo das Correntes c.c. dos Indutores Acoplados para ambas as Arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus.....	134
Quadro 6.3 – Cálculo das Potências Dissipadas pelos Semicondutores para ambas as Arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus.....	135
Tabela 6.4 – Irradiância Solar Estimada e Correntes dos Módulos do Experimento 2.....	153

NOMECLATURA

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AR	Revestimento Anti-Reflexivo
C_{B1}	Capacitor de Bypass dos Equalizador de uma chave
C_{DC}	Tensão do Barramento c.c. do Boost-Flyback
CIMLL	Coupled Inductor Multi-Level Ladder Converter - Conversor Multiníveis Escada de Indutores Acoplados
CI-ReSC	Conversor de Capacitores Chaveados Ressonantes
C_n	Capacitor do módulo n do Desviador Buck-Boost Bidirecional
C_r	Capacitância Ressonante do Equalizado de duas chaves
C_x	Capacitor do SC
D_n	Razão Cíclica conversor n
DPP	Differential Power Processing - Processamento Diferencial da Potência
ESR	Resistência Equivalente de um Capacitor
EVA	Espuma Vinílica Acetinada
FPC	Full Power Conversion - Processamento total da Potência
f_{sw}	Frequência de Chaveamento
I_A	Fonte de Corrente do Modelo de Fontes de Corrente do SC
I_B	Fonte de Corrente do Modelo de Fontes de Corrente do SC
I_{carga}	Corrente da Carga
ICMS	Imposto sobre Circulação de Mercadorias e Serviços
I_D	Corrente do Diodo
I_L	Corrente do Indutor do NDSCD
I_{Lk}	Corrente do enrolamento k do nível n do Desviador Buck-Boost Bidirecional de Indutores Acoplados
I_M	Corrente do Mosfet
I_m	Corrente de magnetização dos indutores acoplados
I_{main}	Corrente de saída do desviador
I_n	Corrente do enrolamento n do modelo para cálculo de ripple de corrente
I_{PVk}	Corrente do Módulo
I_{SC}	Corrente de Curto do Módulo Fotovoltaico
L_{boost}	Indutância do Estágio Boost do Boost-Flyback
L_{lk}	Indutância de Dispersão dos Indutores Acoplados
L_m	Indutância de Magnetização dos Indutores Acoplados
L_n	Indutância do nível n do Desviador Buck-Boost Bidirecional
L_r	Indutância Ressonante do Equalizado de duas chaves
L_{Sx}	Indutância de parasita da Buck-Boost Bidirecional
M_n	Mosfet n
MPP	Ponto de Máxima Potência de Módulos Fotovoltaicos
MPPT	Rastreamento Ponto de Máxima Potência de Módulos Fotovoltaicos

NDSCD	Non-Dissipative String Current Diverter - Desviador de Corrente Não Dissipativo
P&O	<i>Perturb & Observe</i>
P-FPC	Processamento Parcial da Potência em Série
PID	Potential Induced Degradation - Degradação Induzida por Potencial
PPC	Partial Power Processing - Processamento Parcial da Potência
P-PPC	Processamento Parcial da Potência em Paralelo
PV	Photovoltaic – Fotovoltaico
R_{eff}	Resistência Eficaz do equalizador de tensão
ReSC	Conversor de Capacitores Chaveados Ressonantes
R_L	Resistência da Carga
R_n	ESR do capacitor do módulo n
R_{on}	Resistência do MOSFET ligado
R_{sw1n}	Resistência R_{on} do MOSFET n
R_{TOT}	Soma das resistências que compõem o circuito equivalente do SC
R_x	ESR do Capacitor do SC
SC	Conversor de Capacitores Chaveados
SFI	Sistema Fotovoltaico Isolado
S-FPC	Processamento total da Potência
SP	Série-Paralelo
S-PPC	Processamento Parcial da Potência em Série
TCT	Total Cross Tied - Totalmente Entrelaçado
t_{off}	Intervalo de tempo em que chave fica aberta
t_{on}	Intervalo de tempo em que chave fica ligada
T_{sw}	Período de chaveamento
UV	Ultra-Violeta
V_A	Tensão de uma das fontes do modelo de fontes de tensão do SC
V_B	Tensão de uma das fontes do modelo de fontes de tensão do SC
V_C	Tensão do Capacitor C_x do SC
V_d	Tensão da fonte do modelo de fontes de tensões para cálculo de ripple de corrente
V_{Ln}	tensão do enrolamento n dos indutores acoplados
V_{OC}	Tensão de Circuito Aberto do Módulo Fotovoltaico
ZCS	Zero Current Switchng - Chaveamento com Corrente Nula
ΔI_L	Ripple de Corrente
ΔI_{Lmax}	Ripple de Corrente Máximo
ΔV_{Cmax}	Ripple de Tensão máxima do Capacitor

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	21
1.1 Contextualização	21
1.2 Motivação.....	23
1.3 Objetivos Gerais e Específicos.....	25
1.4 Metodologia	25
1.5 Organização do Texto	26
CAPÍTULO 2 – PROBLEMAS DE COMPATIBILIDADE E DEGRADAÇÃO DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS.....	28
2.1 Tipos de Arranjos e Fotovoltaicos	28
2.2 Causas e Consequências de Incompatibilidade e Degradação em Módulos Fotovoltaicos	32
2.2.1 Tipos de Condições de Incompatibilidade	32
2.2.2 Mecanismos de Degradação de Módulos Fotovoltaicos	36
2.3 Tipos de Soluções para o Sombreamento Parcial	46
2.3.1 Reconfiguração do Arranjo Fotovoltaico	46
2.3.2 Algoritmos de Busca de Máxima Potência	48
2.3.3 Processamento Diferencial da Potência	50
2.4 Considerações Finais do Capítulo	50
CAPÍTULO 3 – CIRCUITOS DE COMPENSAÇÃO DE SOMBREAMENTO PARCIAL.....	51
3.1 Classificação de Conversores Integrados ao Módulo	51
3.2 Tipos de Microconversores	54
3.3 Tipos de Topologias de Desviadores de Corrente.....	58
3.4 Considerações Finais do Capítulo	65
CAPÍTULO 4 – CIRCUITOS DE COMPENSAÇÃO PV-TO-PV: TIPOS, FUNCIONAMENTO E DIMENSIONAMENTO	67
4.1 Os Circuitos PV-to-PV: <i>Buck-Boost</i> Bidirecional e o Capacitor Chaveado.	67
4.2 <i>Buck-Boost</i> Bidirecional: Princípio de Funcionamento	68
4.2.1 Metodologia de Dimensionamento do Desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.....	71
4.2.1.1 Dimensionamento do Indutor do Desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional	71

4.2.1.2	Dimensionamento do Capacitor do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.....	74
4.2.1.3	<i>Buck-Boost</i> Bidirecional para uma String Dois Módulos	76
4.2.1.4	<i>Buck-Boost</i> Bidirecional para Strings com mais de Dois Módulos.	78
4.2.2	Desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional com Indutores Acoplados.	86
4.2.3	Dimensionamento do <i>Buck-Boost</i> Bidirecional com Indutores Acoplados	88
4.2.3.1	Cálculo das Correntes e do Fluxo Magnético no Indutor.....	88
4.2.3.2	Cálculo das Tensões dos Capacitores.....	95
4.3	O Desviador de Capacitores Chaveados: Princípio de Funcionamento e Dimensionamento.....	98
4.3.1	O Desviador SC.....	100
4.3.2	Dimensionamento do Desviador SC	102
4.3.3	Desviador Capacitor Chaveado Ressonante <i>ReSC</i>	106
4.3.4	Simulações do Desviador de Capacitores Chaveados.....	109
4.3.5	Proposta de Desviador de Capacitores Chaveados Ressonantes com Indutores Acoplados.....	112
4.4	Comparação entre os Desviadores <i>Buck-Boost</i> Bidirecional e o de Capacitores Chaveados.	114
4.5	Conclusões do Capítulo.....	117
CAPÍTULO 5 – CIRCUITOS DE COMPENSAÇÃO DE ARQUITETURA PV-TO-BUS: TIPOS DE TOPOLOGIAS E FUNCIONAMENTO.....		119
5.1	Desviadores PV-to-Bus	119
5.2	O Desviador de Corrente <i>Buck-Boost</i> Bidirecional de Arquitetura PV-to-Bus	119
5.3	O Desviador de Corrente <i>Flyback</i>	123
5.4	Equalizador de Tensão de Duas Chaves	126
5.5	Equalizador de Tensão de Uma Chave	128
5.6	Análise Comparativa dos Desviadores PV-to-Bus.....	129
5.7	Conclusões do Capítulo.....	132
CAPÍTULO 6 – PROPOSTA DE ARQUITETURA PV-TO-PV-TO-BUS		133
6.1	A Arquitetura Híbrida PV-to-PV-to-Bus	133
6.2	O Desviador <i>Buck-Boost</i> Bidirecional PV-to-PV-to-Bus	134
6.2.1	A Arquitetura PV-to-PV-to-Bus para Strings com Maior Número de Módulos....	141
6.1.1	Aplicação das leis de Kirchhoff na Arquitetura PV-to-PV-to-Bus	144

6.3	O Desviador de Capacitores Chaveados PV-to-PV-to-Bus	147
6.4	O Protótipo Experimental.....	149
6.5	Resultados do Experimento 1: String de dois módulos e Avaliação da Metodologia de Dimensionamento Proposta.....	152
6.6	Resultados do Experimento 2: Comparação das Arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus para uma String de Quatro Módulos:..	153
6.7	Conclusões do Capítulo.....	159
CONCLUSÕES		160
Contribuições do Trabalho		162
Trabalhos Futuros e Proposta de Continuidade.....		163
REFERÊNCIAS		164
ANEXOS		174

Capítulo 1 – Introdução

Em geradores fotovoltaicos, a associação série dos módulos possibilita uma tensão apropriada para que os conversores operem com maior eficiência, porém, com o sombreamento parcial, a potência do arranjo fica comprometida. O sombreamento parcial é um fenômeno que afeta a eficiência global de arranjos fotovoltaicos, fazendo com que o arranjo descarte a potência do módulo menos iluminado. Uma forma interessante de solucioná-lo seria o aproveitamento de toda potência, incluindo a advinda dos módulos menos iluminados.

1.1 Contextualização

Nos últimos tempos, o Brasil tem enfrentado uma crise energética devido à falta de planejamento e uma série de períodos de estiagem ocorridos nos últimos anos. No Brasil, entre 75 e 80% de sua energia é advinda de hidrelétricas enquanto a maior parte do restante é fornecida pelas termelétricas, [1]–[5]. Uma pequena parcela é advinda de usinas renováveis, como eólicas, biomassa e energia solar fotovoltaica. Com o agravamento desta crise, nos últimos anos, houve um aumento da utilização das termelétricas a fim de atender a demanda de energia necessária, o que ocasionou o encarecimento da conta de energia elétrica, tanto para consumidores residenciais, comerciais e industriais, o que afeta o país, tanto de forma econômica quanto ambiental. No intuito de aumentar o suprimento de energia, o país tem recorrido às denominadas energias renováveis. Diversas empresas têm fornecido serviços de instalação de sistemas de geração solares conectados a rede, a fim de complementar a demanda de energia elétrica. A geração solar fotovoltaica se apresenta como uma das formas mais promissoras para o mercado de energia, não somente por ser uma forma energia limpa e renovável, mas também por ter uma vida útil consideravelmente longa [3], [6], [7], por ser economicamente viável [4], [8], [9], e também por ser modular, e poder ser implementada para diversas potências, desde sistemas residências, [3], [7], [10], quanto indústrias e até mesmo geradores capazes de regular a tensão da rede [11].

No Brasil diversos acontecimentos tem estimulado o desenvolvimento da geração solar fotovoltaica, [5]. O mais importante, inicialmente, foi a resolução da ANEEL

482/2012, que estabeleceu regularização de microgeradores e minigeradores, possibilitando aos consumidores terem geradores em suas instalações e compensar a energia consumida com a energia gerada através de créditos, que eram válidos até 36 meses. Por parte da ANEEL outros incentivos como a eliminação da necessidade de Dispositivo de Seccionamento Visual, através do despacho nº 720, e do aumento do tempo de validade dos créditos que passaram a ser de 60 meses, pela resolução 687/2015, facilitaram o crescimento do número de geradores instalados. A ABNT também contribui com a normatização e certificação, publicando nos últimos anos critérios que garantem maior segurança e padronização em instalações deste tipo. Outros incentivos como linhas de financiamento com menores juros para estes investimentos, isenção de ICMS sobre energia gerada e compensada por parte dos estados e redução de impostos de importação de equipamentos e módulos auxiliam a disseminação e ampliação da geração solar fotovoltaica. No setor de pesquisa e desenvolvimento a tendência é a mesma. São cada vez maiores os números de trabalhos com foco em algum tipo de sistema que utilize energia de origem solar fotovoltaica. Alguns pesquisadores dedicam seus esforços ao desenvolvimento Sistemas Fotovoltaicos Isolados (SFI) que utilizem baterias, como em [12], [13], ou sistemas de bombeamento de água como em [14]. Outros se concentram no dimensionamento e projeto de sistemas conectados a rede [3], [7], [8], [15], e de seu impacto na rede elétrica [10], [16]. Há também os pesquisadores que se dedicam a áreas mais inovadoras como: sistemas híbridos [17], técnicas de busca de máxima potência [13], [18], modelagem de células e módulos fotovoltaicos [19], [20], circuitos simuladores de módulos fotovoltaicos [21], [22], e até mesmo a interferência e compatibilidade eletromagnética envolvida em sistemas de geração solar fotovoltaica, [11], [23], [24].

No entanto, a geração solar fotovoltaica ainda enfrenta problemas de eficiência devido a diversos fatores externos como a incompatibilidade de módulos, cujas causas podem ser diversas, desde simples poeira, folhas, sombras de estruturas, nuvens e outros obstáculos. O sombreamento parcial afeta principalmente os conjuntos de módulos conectados em série, diminuindo a potência gerada pelos módulos sombreados. Segundo [25], a conexão série se faz necessária principalmente nas instalações conectadas à rede elétrica, em que é a tensão do barramento c.c. do conversor deve ser superior à tensão da rede para poder fornecer energia à mesma.

Na maioria dos geradores fotovoltaicos, os módulos fotovoltaicos são conectados em série constituindo uma string, de tal forma que esta string tenha tensão suficiente para injetar potência na rede elétrica, por meio dos inversores [25]. Os módulos de uma conexão *string*,

por estarem em série, operam com mesma corrente, a qual é proporcional à irradiância solar. O gerador fotovoltaico funciona com capacidade máxima, desde que todos os módulos possuam as mesmas curvas características, de corrente por tensão. A consequência principal é a de o arranjo não operar com potência máxima, por possuir mais de um ponto de máxima potência (*Maximum Power Point* – MPP).

Embora sejam várias as possíveis causas de incompatibilidade, as que mais afetam a potência do arranjo são aquelas que afetam a corrente dos módulos, como faz o sombreamento parcial. Como soluções para este problema, surgiram os circuitos de compensação de sombreamento parcial, que podem ser, também, denominados: equalizadores de tensão, processador de potência parcial ou desviadores de corrente chaveados. De forma geral, estes circuitos pertencem a uma classe de conversores denominada de conversores integrados, os quais são capazes de extrair a maior potência disponível no arranjo. Quando ocorre sombreamento parcial em uma string, geralmente, os diodos de *bypass* entram em ação desviando a corrente dos módulos iluminados, e descartando os módulos sombreados. No entanto, embora sombreados, estes módulos ainda tem condições de fornecer uma significativa quantidade de potência para o sistema. Desta forma, os conversores integrados são capazes de extrair toda a potência disponível no arranjo, e não somente a dos módulos iluminado. Na Figura 1.1 (a) são ilustrados os diodos de *bypass*, na Figura 1.1 (b) os conversores integrados, e nas Figura 1.1 (c) e (d) suas respectivas curvas $I \times V$ e $P \times V$.

Note que, com os conversores integrados, há apenas um ponto de máxima de potência, superior aos dois pontos de máxima potência proporcionados pelos diodos de *bypass*. Desta forma, além de aumentar a potência do arranjo, os circuitos de compensação facilitam a busca da máxima potência, já que deixam apenas um ponto de máxima potência.

1.2 Motivação

Em várias pesquisas foram identificados um grande número de publicações sobre sombreamento parcial e outros tipos de incompatibilidades entre módulos fotovoltaicos em série. Vários trabalhos se concentram nas causas das incompatibilidades e como estas impactam na potência gerada pelo arranjo fotovoltaico. Na literatura são diversas as soluções propostas para os efeitos do sombreamento parcial.

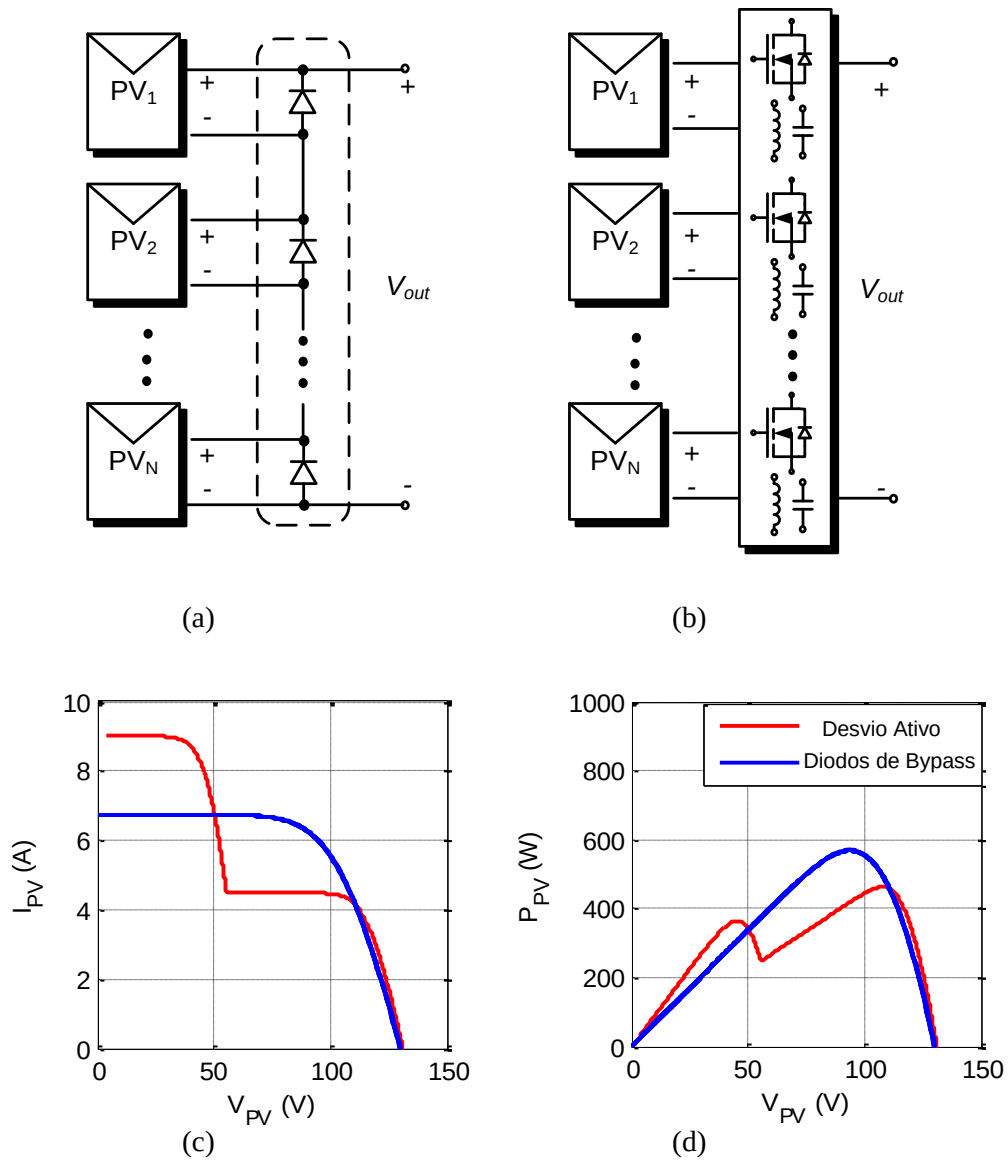


Figura 1.1 - Tipos básicos de desvio de corrente: (a) Diodos de desvio; (b) Conversores Integrados; (c) Curva $I \times V$; (d) Curva $P \times V$.

Estas soluções podem vir na forma de algoritmos MPPT capazes de buscar o máximo global, reconfigurações de módulos, microconversores desviadores de corrente. Os Desviadores de Correntes, como objeto de estudo deste trabalho, possuem diversas vantagens sobre as outras soluções, porém também possuem fragilidades que dificultam o seu dimensionamento e o seu funcionamento. Dentre os tipos já existentes de arquiteturas de Desviadores de Correntes, ambas possuem vantagens e desvantagens uma em relação à outra. Ao longo da pesquisa, pôde-se perceber que haviam melhorias a serem feitas nestes circuitos, o que motivou um intenso estudo no intuito de acumular as vantagens em uma só arquitetura híbrida.

1.3 Objetivos Gerais e Específicos

Neste trabalho, o objetivo é estudar os circuitos de compensação de sombreamento parcial dos módulos fotovoltaicos, contribuir com novos circuitos de compensação, e metodologias de dimensionamento que aumentem a eficiência de sistemas de geração de energia solar fotovoltaica. De forma mais específica, objetiva-se estudar o funcionamento dos desviadores de corrente PV-to-PV e a proposta de uma nova arquitetura Híbrida das arquiteturas PV-to-PV e PV-to-Bus, denominada PV-to-PV-to-Bus. Pretende-se aplicar a arquitetura proposta ao desviador do tipo *Buck-Boost* Bidirecional e ao desviador de Capacitores Chaveados, propondo metodologias de dimensionamento para ambos.

Neste trabalho, pretende-se:

- Investigar o sombreamento parcial e os outros tipos de incompatibilidade e suas consequências;
- Pesquisar sobre os principais circuitos de compensação de sombreamento parcial;
- Apontar as principais limitações e problemas dos desviadores de corrente de ambas as arquiteturas existentes;
- Propor metodologias de dimensionamento para alguns dos circuitos de compensação que sejam objeto de estudo deste trabalho;
- Utilizar os resultados de simulações para comprovar a metodologia de dimensionamento;
- Propor nova arquitetura híbrida que seja aplicável a diferentes circuitos e que acumule vantagens de ambas as arquiteturas;
- Através de resultados de simulações e experimentos, demonstrar as vantagens da arquitetura proposta.

1.4 Metodologia

Este trabalho tem como foco principal o desenvolvimento de uma nova arquitetura que possua vantagens em relação aos circuitos existentes. Para isso, primeiramente, é feito um estudo sobre as principais vantagens e desvantagens dos desviadores já apresentados em outros trabalhos. As arquiteturas presentes na literatura são analisadas em ambientes de

simulação para que se possam identificar os seus principais problemas assim propor novas soluções. Como o circuito proposto é baseado na arquitetura PV-to-PV, no capítulo 4, é feito um estudo detalhado sobre o dimensionamento e funcionamento dos circuitos desta arquitetura. Sendo assim, embora extenso, este estudo busca esclarecer todos os problemas da arquitetura PV-to-PV que podem ser resolvidos utilizando a arquitetura proposta PV-to-PV-to-Bus. Também, são elaboradas metodologias de dimensionamento para um desviador de dois módulos, seguidas de exemplos e simulações. Estas metodologias, também são aplicáveis aos circuitos da arquitetura proposta, e por isso, não necessidade de se repetir este estudo no capítulo sobre a arquitetura PV-to-PV-to-Bus. Um outro estudo é feito sobre a arquitetura PV-to-Bus no capítulo 5. Este estudo busca esclarecer que, embora não apresente os problemas da arquitetura PV-to-PV, esta arquitetura, apresenta limitações que dificultam em muito o seu dimensionamento e sua implementação, independente do tipo de circuito utilizado. Por último, a arquitetura proposta é apresentada, e é demonstrado que, com a reconfiguração de algumas conexões, é solucionado o maior problema dos desviadores, que é acúmulo de corrente desviada.

1.5 Organização do Texto

Neste **primeiro capítulo**, é feita uma breve contextualização acerca da geração solar fotovoltaica. São destacados os principais fatores que incentivam e motivam o estudo deste trabalho, e a pesquisa nesta área. São esclarecidos os objetivos deste trabalho, assim como, a metodologia proposta e a organização escrita deste texto.

No **Capítulo 2**, é feito um estudo sobre o problema em questão, em que são citados e discutidos os principais tipos de condições de incompatibilidade e sua relação com mecanismos de degradação dos módulos fotovoltaicos. É também demonstrado, com base em outros trabalhos, a relação cíclica de malha fechada que as condições de incompatibilidade possuem com os mecanismos de degradação. Também é explicado o papel do sombreamento parcial neste ciclo como condição de incompatibilidade, e algumas soluções que existem na literatura.

No **Capítulo 3**, é mostrado um estudo sobre conversores integrados, em que é demonstrada a classificação dos desviadores de corrente dentre estes, assim como suas vantagens. Também é mostrado que há dois tipos diferentes de arquitetura de desviadores, os do tipo PV-to-PV e PV-to-Bus. São mostrados exemplos da literatura de ambas as

arquiteturas. Em seguida, é apresentado um esquema genérico da arquitetura proposta, PV-to-PV-to-Bus.

No **Capítulo 4**, é apresentado um estudo aprofundado sobre os desviadores PV-to-PV. Primeiramente, é estudado *Buck-Boost* Bidirecional, mostrando seu funcionamento e propondo uma metodologia de dimensionamento para o mesmo. Em seguida, é apontado um problema aqui denominado acúmulo de corrente desviada, presente em todos circuitos PV-to-PV. Um segundo desviador baseado em Capacitores Chaveados é estudado, e também é demonstrado o seu funcionamento de forma analítica assim são propostas metodologias de dimensionamento. No decorrer do capítulo, são apresentados resultados de simulação demonstrando a capacidade destes em equalizar as tensões e desviar as correntes. O acúmulo de corrente desviada também é demonstrado em resultados de simulações. Um Desviador de Capacitores Chaveados com indutores acoplados também é proposto. Ao final, uma análise comparativa e algumas conclusões são feitas a respeito de ambos os desviadores.

No **Capítulo 5**, são estudados quatro Desviadores de Arquitetura PV-to-Bus baseado em diferentes conversores, um do tipo *Buck-Boost* Bidirecional, um do tipo *Boost-Flyback*, um com duas chaves e ressonante, e um último com apenas uma chave. Através da análise dos próprios circuitos e de resultados de simulações vantagens e desvantagens deste em relação a arquitetura PV-to-PV são apontadas. Assim também são discutidos de forma breve alguns aspectos sobre o dimensionamento de cada conversor.

No **Capítulo 6**, é proposta uma arquitetura híbrida de Desviadores de Corrente baseada nas arquiteturas PV-to-PV e PV-to-Bus. O conceito desta arquitetura é aplicada aos Desviadores *Buck-Boost* Bidirecional e Capacitores Chaveados. Neste capítulo também são mostrados aspectos importantes da montagem experimental de um Desviador de Corrente *Buck-Boost* Bidirecional, assim como resultados experimentais que corroboram com o desenvolvimento teórico proposto.

No **Capítulo de Conclusões**, são explicitadas e resumidas as principais conclusões e contribuições deste trabalho. Também são detalhadas as propostas de continuidade e de publicações futuras utilizando os resultados aqui obtidos e que também serão obtidos com a continuação da pesquisa.

Capítulo 2 – Problemas de Compatibilidade e Degradação de Módulos Fotovoltaicos

O sombreamento é somente um dos tipos de incompatibilidades que podem ocorrer nos arranjos fotovoltaicos. Diversas são as possíveis causas para incompatibilidade, e além afetarem a eficiência do arranjo, também afetam a sua vida útil de forma crítica. A degradação não uniforme aumenta a incompatibilidade entre os módulos, o que acelera ainda mais o processo de degradação. Diversas são as soluções para sombreamento parcial, seja através, do controle, do rearranjo dos módulos ou do processamento diferencial da potência de saída.

2.1 Tipos de Arranjos e Fotovoltaicos

Quando se trata de arranjos de módulos fotovoltaicos conectados a rede, podem ser definidos três tipos básicos de disposição dos módulos e dos conversores: *Inversor Central* (*Central Inverter*), *Inversores String* e *Inversores Integrados* (ou *microinversores*, *microinverters*), segundo [26]. A Figura 2.1 (a – c) mostra os inversores centrais, série e integrados, assim como as alternativas para redes locais em tensão contínua c.c. dos mesmos três arranjos, ilustrados na Figura 2.1 (d – f): *Conversor Central*, *Multi-String* e *Microconversor*. No arranjo *Inversor Central*, vários *strings* são conectados em paralelo e todo o conjunto é conectado a um único inversor, geralmente trifásico. No arranjo *Inversor String*, cada arranjo série de módulos é conectada a um único inversor. No arranjo de *Microinversores*, cada módulo é conectado a um inversor integrado, e este constitui um dos primeiros tipos de processamento de potência diferencial.

Em condições de diferença de irradiância solar e/ou de temperatura, os módulos possuem pontos de máxima potência (MPP – *Maximum Power Point*) em diferentes valores de tensão e corrente. Neste caso, segundo [27], os algoritmos comuns de acoplamento com o ponto de máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) encontram dificuldades, caso módulos conectados a um mesmo inversor estejam sobre sombreamento parcial. Com um inversor por módulo houver, é possível operar todos os módulos em seus respectivos MPPs.

Os inversores centrais conectam um arranjo de módulos fotovoltaicos série-paralelo com a rede elétrica através de um único conversor. Este arranjo é historicamente, o primeiro

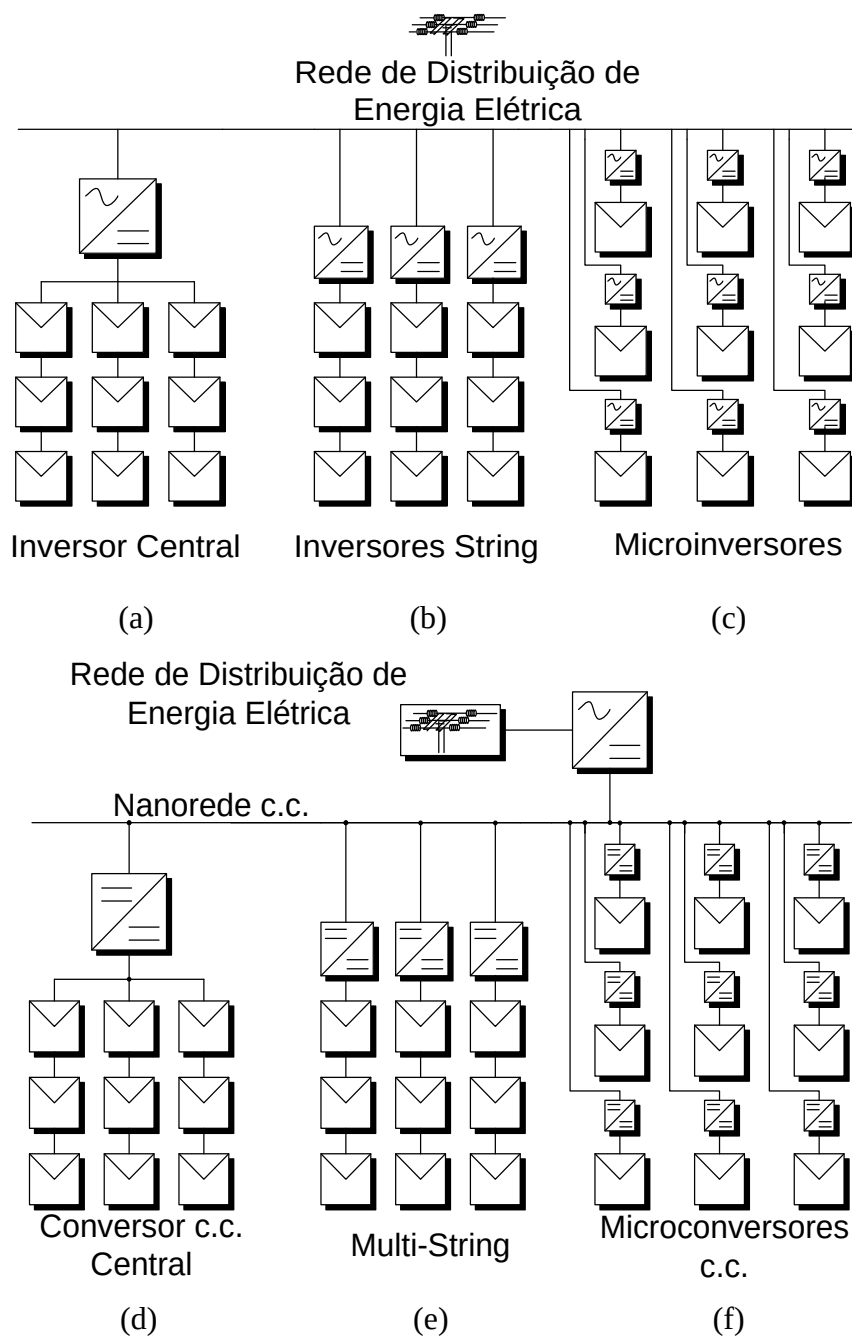


Figura 2.1 – Tipos de Configurações de Módulos: (a) Inversor Central; (b) Inversor String; (c) Microinversores; (d) Conversor c.c. Central; (e) Multi-String; (f) Microconversores c.c.

a aparecer na literatura. Em 1985, em *Tennessee*, nos Estados Unidos, a *Tennessee Valley Authority* contratou os serviços de instalações fotovoltaicas de três diferentes empresas, para início das pesquisas em energia solar fotovoltaica [28]. Os resultados mostraram variações de potência e temperatura dos módulos observada em muitos trabalhos, condições que hoje representam problemas para alguns tipos de sistemas fotovoltaicos que é o sombreamento parcial dos módulos. Este fenômeno causa uma alteração e dificulta o uso de inversores

centrais para acoplarem ao MPP do arranjo. Em 1994, em [29] é apresentado um estudo sobre a aplicação de inversores centrais em módulos fotovoltaicos com diferentes orientações em relação ao movimento do sol. Neste caso, o objetivo é utilizar apenas um inversor central subdimensionado para ambos os módulos, já que estes produzem o seu máximo em horários diferentes. Em [30] apresenta um gerador fotovoltaico de 50 kWp, o qual está dividido em três estações, uma de 5 kW, uma de 10 kW e uma 35 kW, esta última apresentando problemas com sombreamento parcial de módulos.

Os inversores centrais, por serem trifásicos, apresentam vantagens pela relação custo/potência, quando comparados aos inversores string e micro-inversores, os quais são monofásicos quando aplicados a instalações de porte residencial. Em [31], [32] e [33] são apresentados estudos sobre a escolha do fator de dimensionamento dos inversores centrais, baseado na relação entre potência do inversor e do arranjo dos módulos. Este mesmo grupo de pesquisa vem desenvolvendo trabalhos sobre arranjos fotovoltaicos reconfiguráveis [33] e [34], os quais possuem a capacidade de alterar as conexões entre módulos em diferentes condições de temperatura e irradiância para melhorar o aproveitamento do arranjo fotovoltaico.

Os Inversores *string* surgiram da necessidade de se operar conjuntos de módulos em diferentes condições de irradiância solar e temperatura. Em 1985, em [28], já era observado o efeito do sombreamento parcial dos módulos solares nas curvas de tensão por corrente ($V \times I$) do conjunto. Desta forma, o conceito dos inversores *string* surgiu da necessidade de se ter não só um conversor, mas um conjunto de conversores, cada conversor conectado a uma série de módulos. Sendo assim, cada conversor poderia extrair o máximo de potência de cada arranjo série, estando estas em diferentes condições de irradiância. Podem-se definir dois tipos de conexão série: a *string*, mostrada na Figura 2.1 (b) e a *multi-string*, mostrada na Figura 2.1 (e). A diferença da *multi-string*, é a presença de um barramento c.c. de conexão entre os conversores c.c..

No início deste século, surgiram diversos trabalhos tendo como tema principal os inversores string. Em [35] são destacados as diferenças entre o arranjo central, string e *multi-string*. Neste mesmo trabalho, é apresentada uma configuração de conversor entrelaçados entre os strings, de forma a reduzir o *ripple* de saída do arranjo geral. Em [36] a mesma topologia de conversores é construída com potência de 50 kW dividida em cinco arranjos série de 10 kW.

Dentre os tipos de conexão de módulos os microconversores constituem o tipo mais recente. Podem ser de corrente alternada, denominados microinversores, como ilustrados na

Figura 2.1 (c), ou de corrente contínua, conhecidos como microconversores, como ilustrados na Figura 2.1 (f). Novamente, o ganho desta abordagem é a possibilidade de se trabalhar com todos os módulos em seus respectivos pontos de máxima potência (MPP) durante situação críticas de sombreamento parcial, as quais os inversores string e os centrais não possam se adaptar. Os conversores são acoplados de forma modular, um para cada módulo fotovoltaico, como apresentado em [37]e [38].

Devidos as vantagens de dimensionamento do inversor central e dos inversores string em relação aos integrados, muitos trabalhos têm procurado ampliar ao máximo a eficiência dos microconversores, para fins de aumentar sua viabilidade. No entanto, mesmo assim os microconversores tendem a ter sempre menor eficiência em relação as outras. Em [39] é feito um estudo comparativo entre um conversor string e um microconversor, em que se pode concluir sobre a diferença de eficiência entre os dois arranjos estudados. Como demonstrado na Tabela 2.1, traduzida deste mesmo trabalho, microconversores possuem maior eficiência durante o sombreamento parcial, enquanto conversores string possuem maior eficiência para irradiância igual em todo o arranjo. Isto significa que os microinversores compensam o sombreamento parcial, porém, apresentam menor eficiência quando operam sobre irradiância uniforme, o que representa uma perda de energia que deve ser levada em consideração.

Desta forma, é necessário avaliar primeiramente quais as probabilidades de surgimento de sombreamento parcial para então se escolher as configurações que mais adequam para cada projeto em particular. Também se deve avaliar as possibilidades de incompatibilidade entre os módulos, e como compensá-las. A seguir, são descritas as principais causas de incompatibilidades entre módulos fotovoltaicos.

Tabela 2.1 – Potência de Saída de três módulos com e sem microconversores [39].

		Potência de Saída*	
		Resultado Experimental	Resultado de Simulação
Conversor String	Módulos Sombreados		
	0	100%	103%
	1	67%	68%
Microconversores	2	39%	36%
	0	96%	99%
	1	79%	83%
	2	54%	59%

*Percentual de Potência de saída de uma string de três módulos operando a 1100 W/m² e 45°C.

2.2 Causas e Consequências de Incompatibilidade e Degradação em Módulos Fotovoltaicos

Entende-se por incompatibilidade de módulos fotovoltaicos as diferenças de condições externas e o estado das características internas que resultam em diferentes correntes e tensões entre módulos de uma mesma string. Geralmente, as condições de incompatibilidades se apresentam como diferenças de temperatura ou irradiância solar, que causam diferenças de tensões e correntes, respectivamente. No entanto, são diversas as causas e consequências das incompatibilidades, e em sua maioria, uma incompatibilidade acaba por facilitar o surgimento de uma falha, o que aumenta novamente a incompatibilidade em um ciclo instável, de realimentação positiva. Em outras palavras, qualquer falha ou mecanismo de degradação em um módulo gera uma diferença de condições de operação que pode gerar ou intensificar uma nova falha, o que acelera o envelhecimento de um módulo e o diferencia em relação aos outros módulos do mesmo arranjo, tornando cada vez mais incompatível. Em [40] é apresentado uma ampla revisão sobre as relações entre as condições de incompatibilidade e os mecanismos de degradação dos módulos fotovoltaicos. Neste artigo, o sombreamento parcial tem um papel significativo na degradação dos módulos fotovoltaicos. No entanto são várias as condições de incompatibilidade, e dentre elas, podem ser citadas conforme se segue.

2.2.1 Tipos de Condições de Incompatibilidade

O sombreamento parcial é apenas uma das condições externas de incompatibilidade entre módulos que podem ocorrer em um arranjo, pode-se dividir em condições externas e internas. Sobre as condições externas pode-se citar:

- a) Sombreamento parcial, que constitui do bloqueio da irradiância de parte do arranjo ou até mesmo de uma única célula de um dos módulos por qualquer estrutura [41]. Chaminés, prédios, postes, árvores, folhas ou até mesmo nuvens podem causar sombreamento parcial. Pode ser evitado durante o projeto de um gerador, porém, nada impede que no decorrer dos anos novas estruturas surjam e causem sombreamento parcial durante parte do dia. Alguns exemplos de sombreamento parcial são apresentados na Figura 2.2.

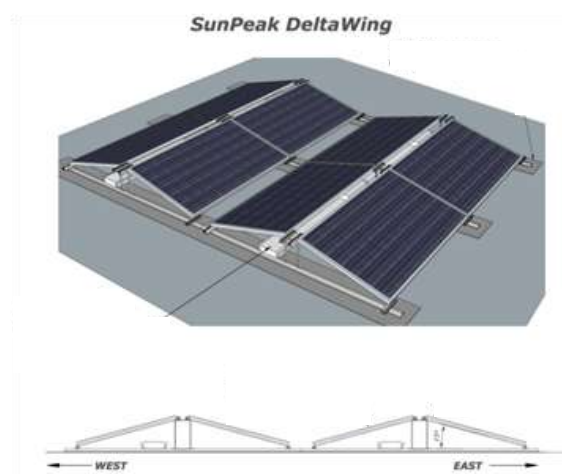


Figura 2.2 – Alguns exemplos de sombreamento parcial, [42]–[45].

- b) Diferenças na Orientação, que pode existir instalações residenciais. Diferença de inclinações podem causar diferenças na orientação, principalmente, se a estrutura de sustentação acompanhar o telhado, como demonstrado na Figura 2.3 (a), [46]. Em outros casos, a inclinação pode ser proposital, por exemplo, em [47], como demonstrado na Figura 2.3 (b), é proposta uma diferença na orientação para evitar o



(a)

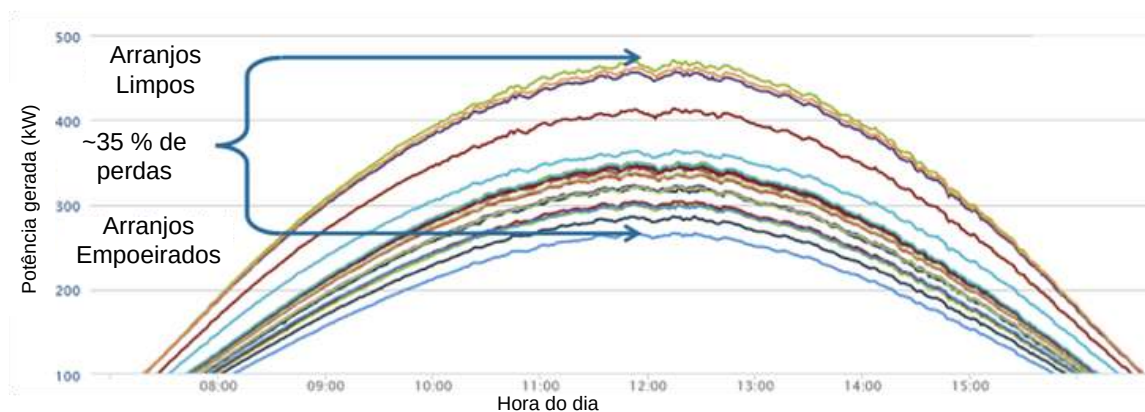


(b)

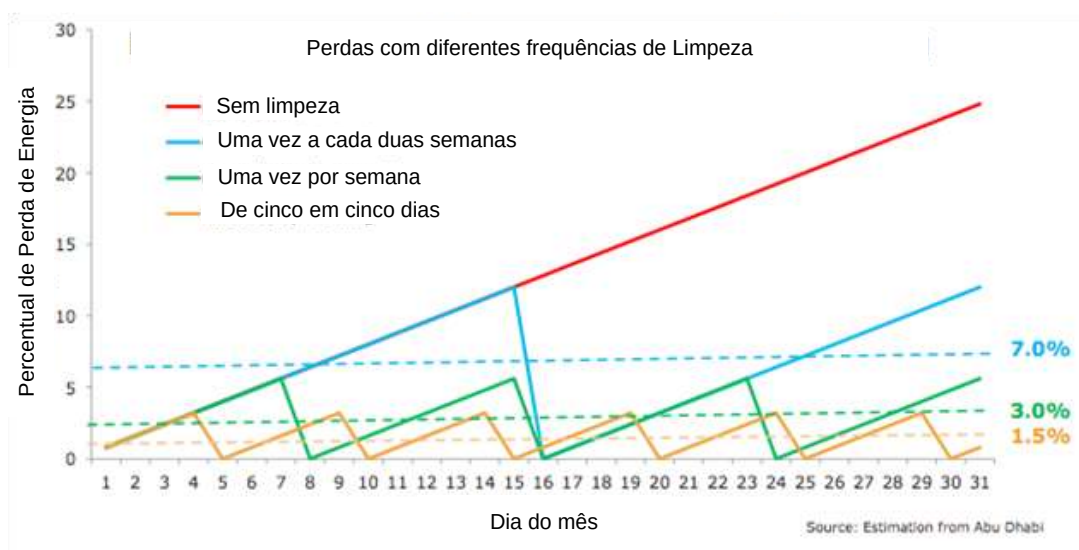
Figura 2.3 – Exemplos de Diferença de Orientação: (a) Telhados com diferentes inclinações [46]; (b) Diferença de inclinação proposital para evitar sombreamento parcial [47].

sombreamento parcial de uma *string* de módulos por outra. Porém, a diferença de inclinação gera uma condição semelhante ao do sombreamento parcial, e com o agravante de ser permanente durante todo o dia.

- c) Sujidade também se assemelha em muito com o sombreamento parcial. Pelos módulos serem expostos ao tempo, o acúmulo de poeira é inevitável, tanto pela própria poluição quanto por sujeira de pássaros e outros animais, quanto com a sedimentação da chuva ou até mesmo obstrução da luz solar por folhas secas. Na maioria dos casos, o acúmulo de poeira não é uniforme e se concentra nas bordas de baixo de um módulo. Na Figura 2.4 são mostrados gráficos que representam como a sujeidade afeta a eficiência de um arranjo, [48]. Em caso de extrema sujeira, como observado na Figura 2.4 (a), a perda de energia devido a sujeidade pode chegar até 35% da energia



(a)



(b)

Figura 2.4 – Sujidade em Geradores Fotovoltaicos: (a) Curvas de geração ao longo do dia de módulos limpos a totalmente sujos; (b) Perdas de energia com diferentes frequências de limpeza, [48].

total gerada pelo arranjo. Uma limpeza periódica pode solucionar o problema. Conforme mostrado na Figura 2.4 (b), a frequência da limpeza dos módulos influencia diretamente na diminuição da perda, porém uma frequência muito alta pode significar desperdício de água e custo elevado de manutenção.

- d) Erros de Instalação, Danificação Durante Estoque, Manuseio e/ou Transporte são mais comuns do que se imagina. Por ser uma área relativamente nova, o projeto e a instalação de módulos fotovoltaicos exigem treinamento e formação de mão de obra especializada. Muitas são as empresas especialistas na oferta de cursos de formação de projetistas e instaladores de módulos fotovoltaicos. Porém, há variações de um curso para o outro, e nem sempre um curso é o bastante para que o profissional saiba a melhor forma de lidar com os equipamentos deste tipo de sistema. Por tanto, os erros de instalação podem ocorrer devido ao fato deste conhecimento ainda não estar consolidado em um projeto pedagógico de algum curso técnico, e sim, apenas em cursos de curta duração. Além disso, a falta de experiência pode acarretar danos aos módulos e outros componentes, pelo fato destes serem em sua maioria importados, e enfrentarem um longo caminho até chegarem ao cliente final. Um módulo ao ser mal estocado, transportado, ou manuseado, pode sofrer quebras de células que seriam imperceptíveis a olho nu, ou destacamento da moldura.
- e) Diferenças de Fabricação são parte do processo evolutivo da geração solar. Nos últimos anos, tem-se notado o aumento no uso de módulos de 60 células, e 72 células, sendo que o primeiro é o mais amplamente usado, pela questão custo-benefício, enquanto que o segundo pode ser mais interessante quando o espaço de instalação é escasso. De qualquer forma, os métodos de fabricação vêm aumentando sua eficiência consideravelmente. Inicialmente, os módulos de 60 células possuíam uma potência de 220 Wp, no entanto, módulos com estas potências, já são difíceis de encontrar comercialmente. Com o decorrer do tempo, a potência destes módulos foi aumentando gradativamente, com módulos de 240, 245, 250, 255, 260 e até 270 Wp.

De forma resumida, consideram-se condições externas de incompatibilidade aquelas que não são provocadas pela própria degradação dos módulos, ou por diferença de temperatura.

As condições internas de incompatibilidade operam em um ciclo instável de realimentação positiva, em que a própria incompatibilidade intensifica mecanismos de degradação que resultam na degradação não uniforme dos módulos de um arranjo. Em

outras palavras, os módulos envelhecem de forma diferente, o que os torna cada vez mais incompatíveis. Aquecimento localizado e diferenças nas correntes e tensões constituem condições internas de incompatibilidade, principalmente, quando estão sobre mesmas condições de irradiância solar e temperatura. A seguir são citados os tipos de mecanismos de degradação e sua localização no ciclo fechado de degradação.

2.2.2 Mecanismos de Degradação de Módulos Fotovoltaicos

Em [40] é introduzido um extenso estudo de revisão sobre degradação e incompatibilidade em módulos fotovoltaicos. Uma importante contribuição deste estudo é a relação entre os mecanismos de degradação às condições de incompatibilidade. Com base neste estudo, são citados os possíveis mecanismos de degradação conforme se segue.

- a) A descoloração pode ser caracterizada de duas formas: *Browning* e *Yellowing*, sendo a primeira a mais severa, e a maior responsável pela degradação do módulo, [40]. Isto se dá pelo envelhecimento precoce da substância que envolve a célula, conhecida com EVA (acetato de etileno e vinil), e sua consequência é a diminuição na absorção de luz pelas células, [49]. Em outras palavras, o encapsulamento EVA deixa de ser transparente e passa reter parte da luz incidente. Em [50] é demonstrado que a descoloração tem causa térmica e foto-térmica, isto é, o aquecimento devido a exposição a luz ultravioleta. Também é destacado que enquanto o *yellowing* ocorre devido ao efeito térmico, o *browning* é causado pelo efeito foto-térmico. Ambas as descolorações costumam seguir o formato das células, porém, são mais acentuadas no centro por este estar submetido a maiores temperaturas. Na Figura 2.5, [49], é mostrado um exemplo de descoloração de uma célula fotovoltaica advinda de uma instalação com 25 anos em funcionamento, em conjunto com um gráfico que demonstra a degradação 25 anos do EVA comparado com EVA virgem. Como se pode observar, a transmitância do EVA virgem é próxima de 90% para a maior parte do espectro da luz, enquanto que para o revestimento EVA degradado, varia muito e apresenta valor máximo ligeiramente superior a 80%. A descoloração é acentuada por diferenças de temperaturas e por sombreamento parcial, o que constitui o principal mecanismo de degradação, [51].

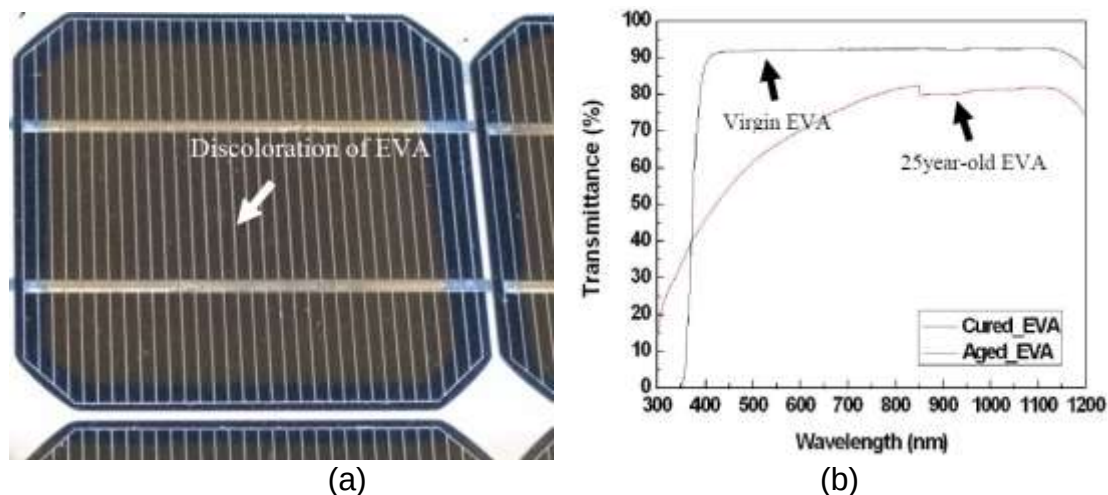


Figura 2.5 – Exemplos de Descoloração: (a) Célula degradada durante 25 anos; (b) Gráfico de comparação entre EVA virgem e EVA degradado, [49].

- b) A Delaminação e o Surgimento de Bolhas consiste na perda da aderência das camadas que constituem um módulo devido uma diversidade de fatores, dilatação térmica, adicionada a presença de ar e umidade dentro do encapsulamento, seguido de altas variações de temperatura e irradiância UV, [40], [52], [53]. Semelhante, bolhas podem surgir tanto na frente quanto na parte de trás dos módulos. Isto ocorre devido a decomposição térmica causada pelas altas temperaturas. Se surgem na frente, aumentam a luz refletida pelo módulo, diminuindo sua eficiência no local da bolha. Quando na parte de trás, dificultam a dissipação de calor nas células e causa o efeito do aquecimento localizado. Na Figura 2.6 são mostrados exemplos de delaminação e surgimento de bolhas em módulos. Como pode ser observado, na Figura 2.6 (a) a delaminação e mostrada a lado de uma ampliação de sua seção transversal, em que se destaca um espaço entre o EVA e a célula [54]. Já Figura 2.6 (b) são mostrados o surgimento de bolhas em ambas as partes da frente e de trás dos módulos, [52]. Ambos os fenômenos são muito parecidos, porém, tem sua diferença na origem.
- c) O Revestimento Anti-Reflexivo (AR) tem a função de aumentar a absorção de luz diminuindo a componente refletida. No entanto, com o tempo, a luz torna o material cada vez menos transparente, o que diminui a eficiência do módulo [40], [55]. Conforme [52], este fenômeno é acelerado por tensões superiores a 600 V em relação ao referencial terra.

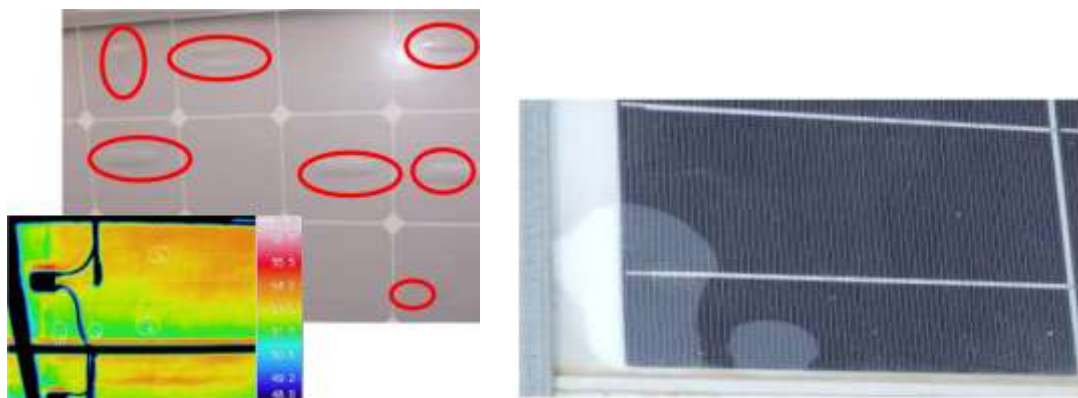
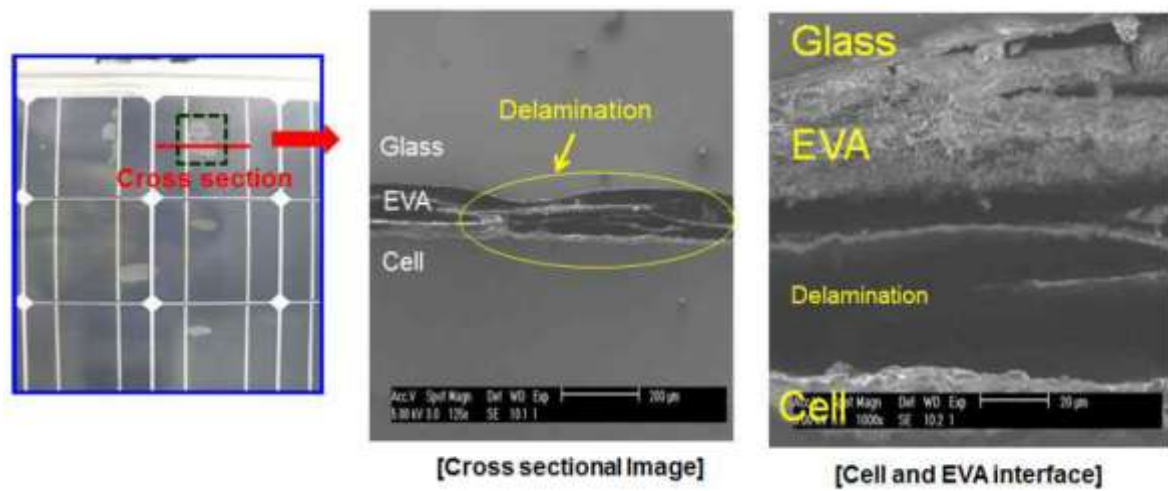


Figura 2.6 – Exemplos de Delaminação e Surgimento de Bolhas: (a) Delaminação [54]; (b) Bolhas [52].



Figura 2.7 – Descoloração do revestimento AR, [52], [55].

- d) A corrosão natural, que ocorre quando a célula está exposta, ao ar é lenta, porém é acelerada quando há umidade, e este é um dos principais motivos dos módulos serem encapsulados com forte adesão [40]. A corrosão ocorre como consequência da delaminação e do surgimento de bolhas, assim como do descolamento da moldura, o que permite que umidade entre em contato com as células, soldas e interconexões. A corrosão afeta os módulos diminuindo o seu Fator de Preenchimento (*Fill-Factor*) e aumentando sua resistência série, o que diminui sua potência máxima. Na Figura 2.8 são mostrados exemplos de corrosão.

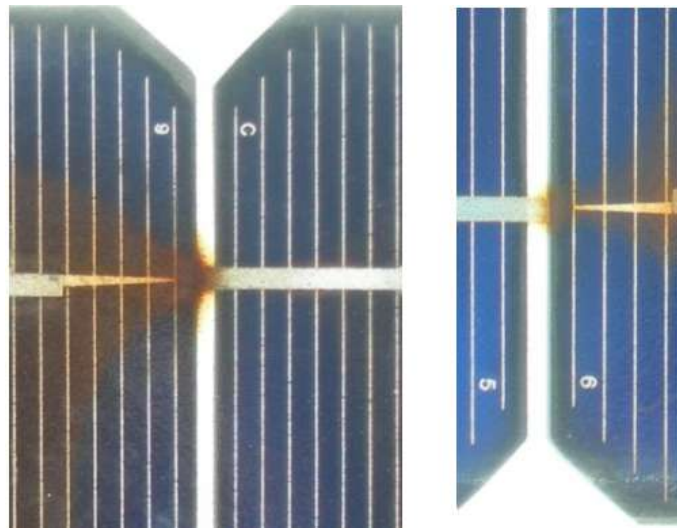


Figura 2.8 – Exemplo de corrosão, [56].

- e) O encapsulamento dos módulos possui grande adesão necessária para se evitar a corrosão, porém, quando forte demais, pode causar tensão mecânica nas células capaz de causar quebras. Mesmo não sendo visíveis a olho nu, afetam de forma drástica a potência gerada pela célula. As quebras podem causar aquecimento localizado, e podem afetar a potência do módulo isolando partes de uma célula. Outras podem ser as causas de quebra de células como: impacto durante o estoque, transporte, instalação, ou até mesmo tensão termomecânica induzida por variações bruscas de temperatura. Na Figura 2.9 são mostrados imagens de células como microquebras obtidas com eletroluminescência, [52].

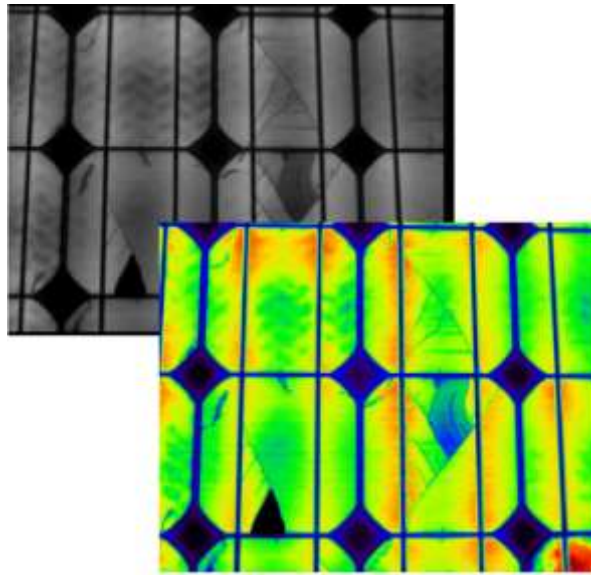


Figura 2.9 – Exemplos de quebra de células, [52].

- f) Degradação das Soldas, dos Condutores e Interconexões ocorre devido a dilatação térmica provocada pelas variações de temperatura ao longo do dia, até que as soldas e interconexões quebrem, [52] e [57]. Com isso, os pontos de falhas sofrem sobreaquecimento, causando aquecimento localizado, o que pode levar até mesmo ao derretimento das soldas, conforme a Figura 2.10, [56].

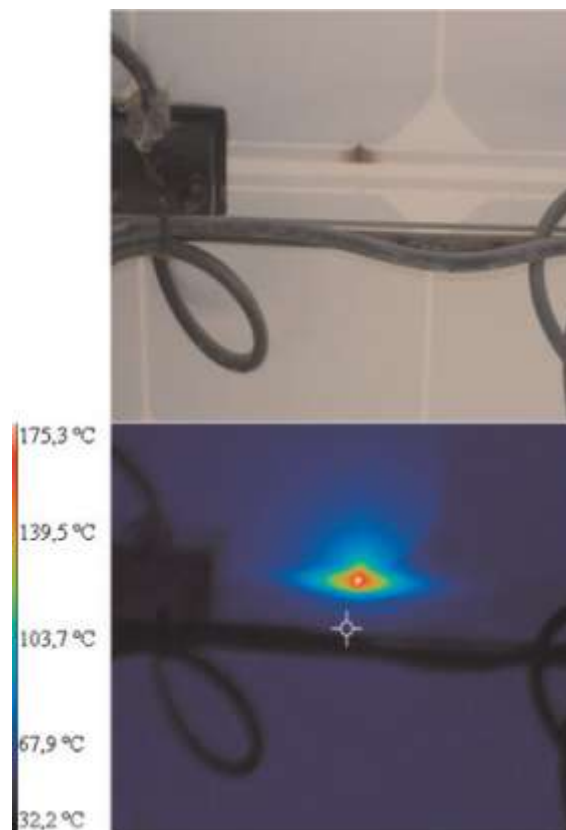


Figura 2.10 – Exemplo de sobreaquecimento de falhas na solda, [57].

- g) A sujidade, apesar de ser uma condição externa de incompatibilidade, pode afetar os módulos de forma permanente, escurecendo o vidro nas bordas inferiores dos módulos, que é parte onde se concentra mais poeira e umidade. Esta combinação reage com o vidro tornando nublado ao invés de translúcido.
- h) A Degradação Induzida por Potencial Elétrico ocorre devido a altas tensões em módulos fotovoltaicos que podem resultar em correntes de fuga. Estas correntes causam perdas e são responsáveis por uma degradação denominada Degradação Induzida por Potencial Elétrico (*Potential Induced Degradation*, PID), [58]. Este fenômeno foi descoberto por [59]. É associado a capacitância parasita existente entre as células e a moldura, que é aterrada [60]. Em módulos monocristalinos este fenômeno é bem mais acentuado devido ao alto valor de capacitância parasita, comparado aos policristalinos. São vários os tipos de PID, desde dissolução do AR, a corrosão da metalização do c-Si. No entanto, há um tipo de PID em especial que pode causar a perda total do módulo, que é baseada na migração do Sódio. Sódio é usado na fabricação tanto da parte da frente quanto da parte de trás dos módulos. O Sódio, induzido pelo potencial, migra através do EVA e se deposita entre o AR e parte ativa das células fotovoltaicas. De forma resumida, a migração de sódio pode causar uma espécie de curto-circuito entre o AR e as células, [61]. Este fenômeno é intensificado pelas altas temperaturas, pela umidade, pela tensão dos módulos, e pelo material de fabricação do encapsulamento.
- i) Caixa de Junção e Diodos de *Bypass* estão presentes em todo módulo fotovoltaico, em sua parte de trás, conforme ilustrado na Figura 2.11 (c). Cada diodo é conectado em paralelo a uma série de células denominada sub-string. Em módulos de 60 células, há três *sub-string* de 20 células cada, como ilustrado na Figura 2.11 (a). A função dos diodos é fornecer um caminho de *bypass* caso uma célula ou mais desta substring seja sombreada. Falhas na caixa de junção podem ocorrer na presença de altas variações de temperaturas e umidade, [62], e podem causar corrosão nas interconexões entre as substrings e os diodos de *bypass*, [52]. Os diodos, quando submetidos a correntes durante longos períodos, sobreaquecem a caixa de junção, que pela falta de ar em circulação, dificulta a dissipação do calor gerado pela perda. O fato da caixa de junção esteja na parte de trás dos módulos faz com que nessa região a dissipação de calor seja menor que no restante, o que pode levar falhas e até início de incêndio, [63], [64].

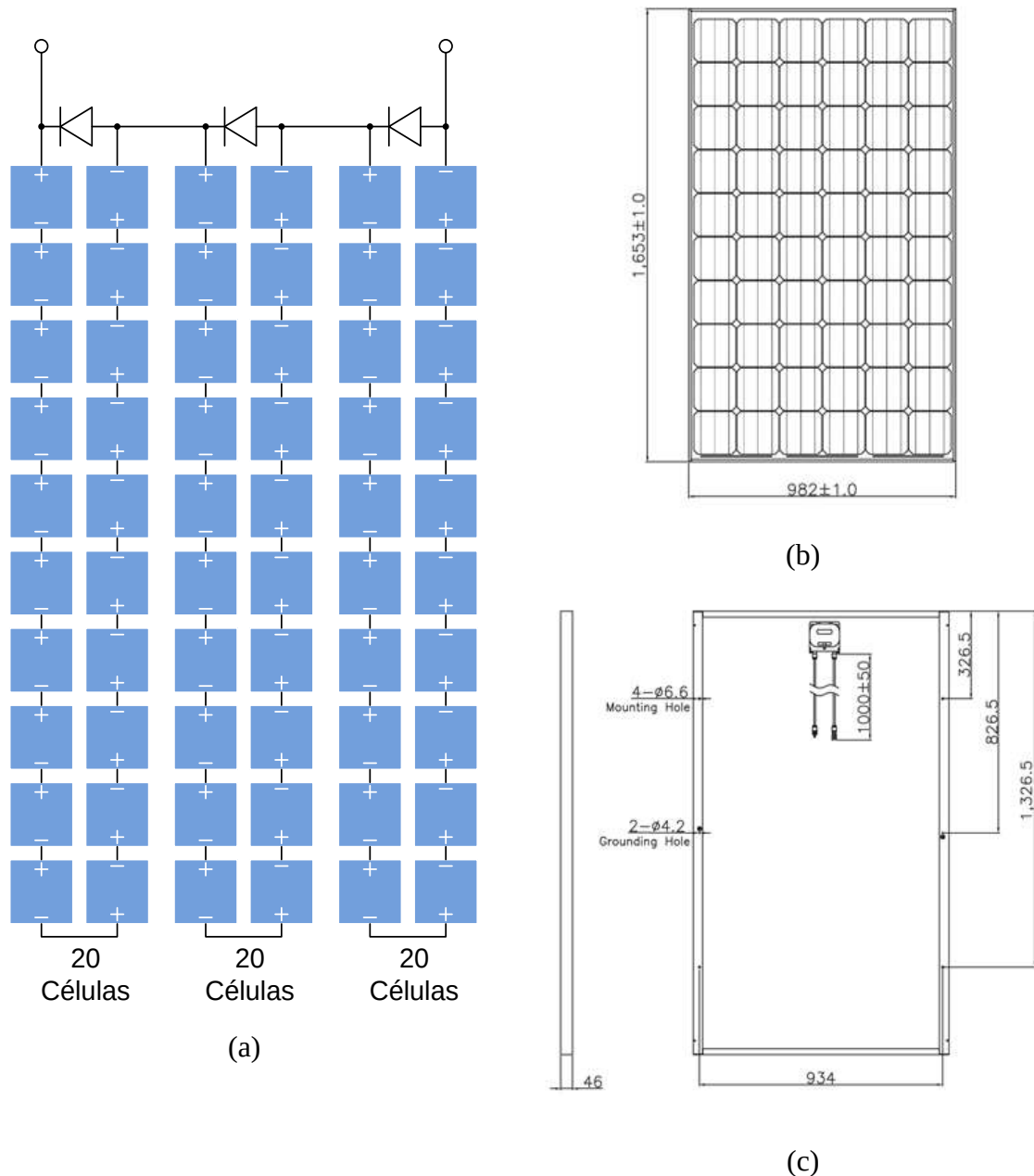


Figura 2.11 – Módulo de 60 células com caixa de junção e diodos de desvio.

- j) O aquecimento localizado pode ser causado por diversos fenômenos, como: quebra de células, sombreamento parcial, corrosão, descoloração e muitos outros. De fato, toda condição de incompatibilidade gera aquecimento localizado que possibilita outro mecanismo de degradação a causar degradação não uniforme, inclusive o próprio aquecimento localizado reforço a si mesmo [40]. Em vários trabalhos são mostrados termografias destacando os pontos quentes de módulos, e como observado, dependendo de onde for a localização do ponto quente, e fica claro qual a causa do aquecimento, [52], [64]. Por exemplo,

quando um ponto de conexão, ou uma solda sobreaquece, é devido a uma outra conexão ou solda ter se tornado fraco, e por isso, estar conduzido menos corrente que a conexão conservada. Outra situação pode ser uma quebra de célula, fazer com que esta se torne uma carga, e passe consumir parte da potência gerada pelo arranjo. Sombreamento parcial também pode causar sobreaquecimento, ora de um diodo de *bypass* ao entrar em condução, ora de uma ou mais células operarem como carga ao invés de gerador, [40]. De fato, quanto maior o período exposto ao sombreamento parcial, maior a temperatura da área aquecida. Conforme mencionado anteriormente, as outras condições de incompatibilidade como sujidade, descoloração e demais agem de forma semelhante. De fato, através de um estudo termográfico, é possível não somente identificar o aquecimento localizado, mas também entender a sua causa. Na Figura 2.12 são mostrados exemplos de termografia de módulos fotovoltaicos sob diferentes condições de incompatibilidade. Na Figura 2.12 (a) é mostrado um exemplo em que uma das células que possui descoloração acentuada opera como carga, com uma temperatura quase o dobro do restante do módulo, [56]. Na Figura 2.12 (b) é mostrado um arranjo com sombreamento parcial induzido por um anteparo, [65]. Percebe-se que na área sombreada, do módulo mais a direita, enquanto algumas células apresentam temperatura acima das dos outros módulos, algumas apresentam temperatura abaixo. Na Figura 2.12 (c), é mostrado um módulo com 18 anos de operação, aparentemente, com degradação não uniforme nas células, [65]. Na Figura 2.12 (d), é mostrado um módulo em que há uma falha na metalização que conduz a corrente pela célula, [56]. Note que há uma parte mais fria, onde ocorre a falha, e uma parte mais quente, onde a condução ainda não está comprometida.

Na Figura 2.13, é ilustrado um esquema que representa um ciclo instável dos mecanismos de degradação e condições de incompatibilidade desenvolvido por [40], e aqui traduzido. Conforme pode ser observado, as condições externas como sombreamento parcial e demais, localizadas na parte inferior esquerda do ciclo, não são realimentadas por nenhum mecanismo de degradação, e por isso, constituem entradas do ciclo de degradação. Da mesma forma, acontece com Descolamento de Moldura, que constitui um mecanismo de degradação que não depende necessariamente dos outros. Já condições internas de incompatibilidade, como diferenças de temperatura, corrente e/ou tensão, são causadas pela

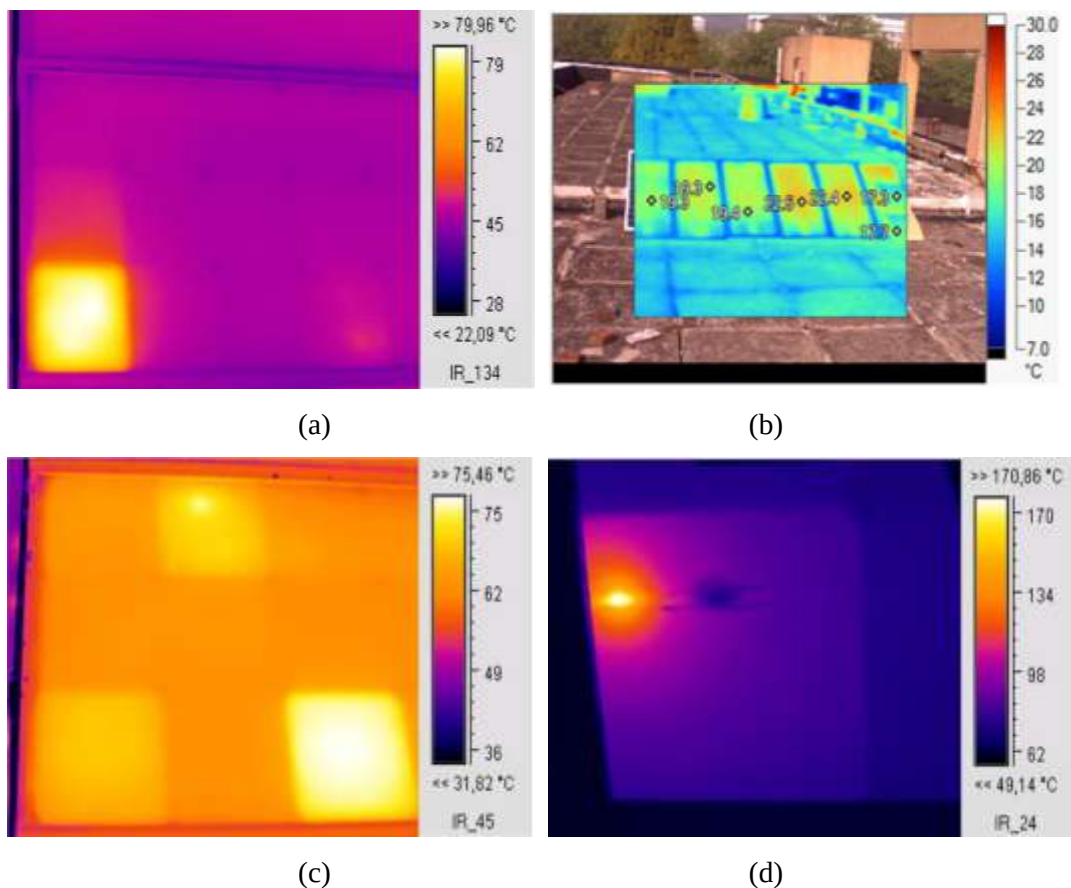


Figura 2.12 – Exemplos de Aquecimento Localizado por diferentes causas: (a) Descoloração [56]; (b) Sombreamento Parcial (Módulo do canto direito), [65]; (c) Módulo com 18 anos de instalação, [56]; (d) Falha na Metalização da Célula, [56].

degradação não uniforme. Pode se observar que ambas causam Degradação do Revestimento AR de forma direta. A sujidade, como mencionado anteriormente, causa migração de Sódio, que afeta o vidro de forma permanente. Primeiramente, nota-se que todas as condições de incompatibilidade causam temperaturas altas e/ou não uniformes, que facilitam diversos outros mecanismos de degradação, tais como delaminação, PID, descoloração, degradação das soldas e conexões, degradação dos diodos e da caixa de junção e quebras de células. Dentre estes mecanismos, os três últimos causam aquecimento localizado, que causa a degradação não uniforme, enquanto o descolamento de moldura, delaminação e bolhas causam corrosão. O restante dos mecanismos mencionados causam diretamente a degradação não uniforme, juntamente, com a corrosão e o aquecimento localizado. Finalmente, a degradação uniforme, causa diferenças de temperatura, corrente e/ou tensão de trabalho, nos módulos, o que reinicia e completa o ciclo de degradação.

Por estas razões, a mitigação das condições de incompatibilidade é de grande importância para a manutenção da vida útil de um sistema de geração fotovoltaico. Durante a etapa de projeto de um gerador fotovoltaico, a vida útil e a degradação são levadas em

consideração para cálculo da economia total que será obtida com a instalação. Geralmente, também é levado em consideração o consumo da instalação para que o arranjo, durante o seu tempo de operação, gere um montante de energia próximo da média anual de consumo. Sendo assim, é interessante o investimento nos estudos de como diminuir o efeito das condições de incompatibilidade e de como evitar que a degradação não uniforme acelere mais a degradação dos outros módulos, visando uma maior eficiência do arranjo e uma vida útil mais longa.

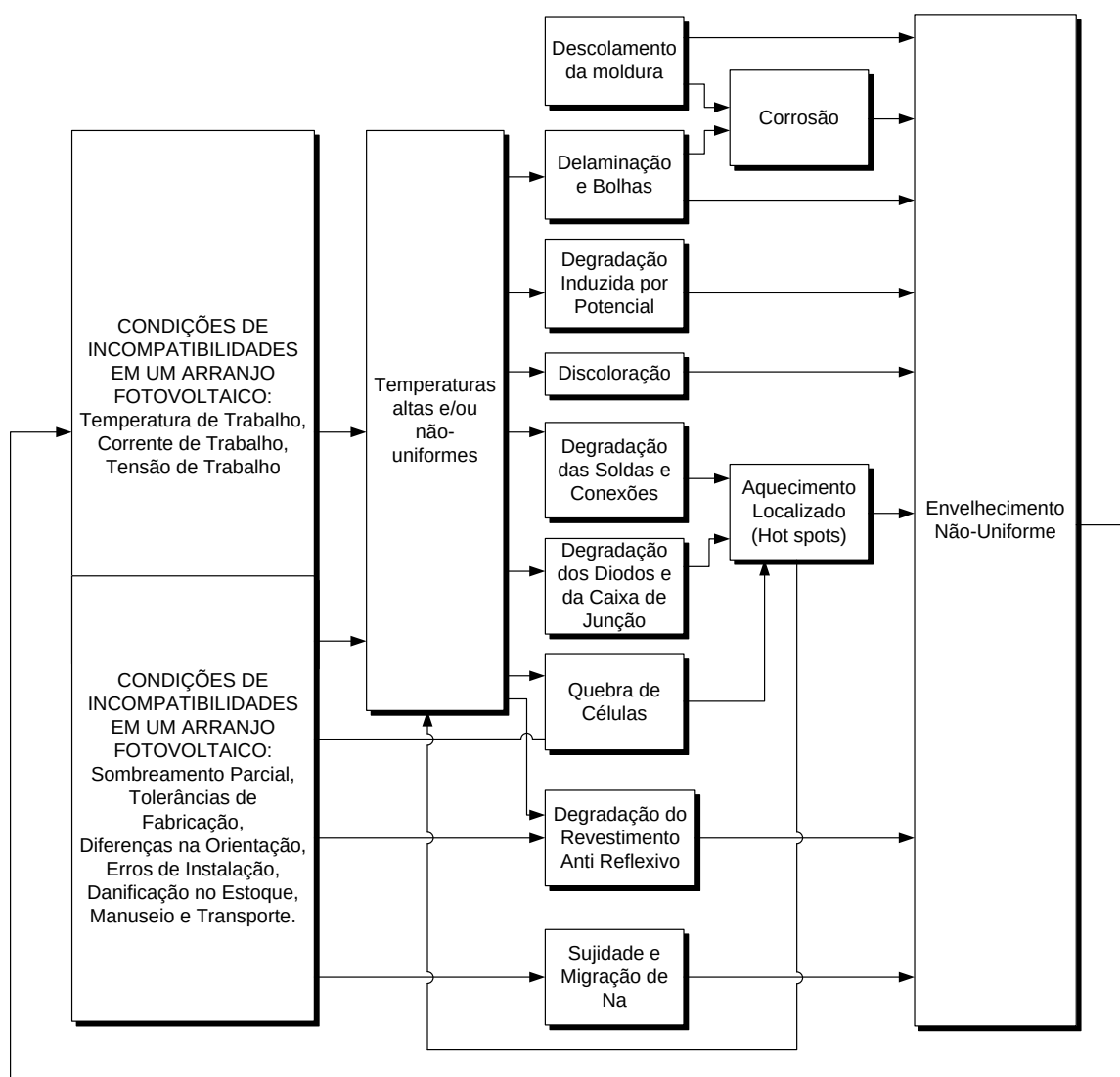


Figura 2.13 – Ciclo Instável das Condições de Incompatibilidade e Mecanismos de Degradação, [40].

2.3 Tipos de Soluções para o Sombreamento Parcial

Até o presente momento, ficou clara a importância de se mitigar os efeitos gerados pelo sombreamento parcial e outros tipos de incompatibilidades semelhantes em arranjos fotovoltaicos. No entanto, são várias as formas de diminuir os efeitos negativos do sombreamento parcial. Conforme [66], as possíveis soluções para o sombreamento parcial podem se dividir em: reconfiguração do arranjo fotovoltaico, algoritmos de busca de máxima potência global e processamento diferencial da potência.

Em diversos trabalhos, [67]–[70], é demonstrado que na ocorrência de sombreamento parcial, e com a atuação dos diodos de *bypass*, surgem mais de um ponto de máxima potência, conforme ilustrado na Figura 2.14. Este fato dificulta a busca pela máxima potência realizada pelos algoritmos mais comumente usados. Caso ocorra a falha dos diodos em desviar, as células ou módulos sombreados passam a operar em condução reversa e, assim, consomem grande parte da energia gerada pelo restante do arranjo, [71]–[73]. Na Figura 2.15 é ilustrado um exemplo do ponto de operação de uma célula sombreada em condução reversa em comparação com uma célula com irradiância solar plena. Como pode ser observado, a célula sombreada chega a consumir uma potência equiparável a metade da potência gerada pela célula não sombreada. Em alguns casos, a dissipação de energia excessiva pode levar a queima das células sombreadas, devido às altas temperaturas. Sendo assim, o Processamento Diferencial de Potência pode ser uma alternativa mais interessante, por não depender dos diodos de *bypass*, e por ter um maior aproveitamento da energia disponível no módulo. A seguir, é feita uma breve descrição destes três tipos de soluções.

2.3.1 Reconfiguração do Arranjo Fotovoltaico

Em geradores fotovoltaicos de grande porte, principalmente do tipo inversor central, os módulos são conectados em série e as strings conectadas em paralelo. Como solução para o sombreamento parcial, em alguns trabalhos, [33], [68], [74], é proposta a reconfiguração dos módulos fotovoltaicos de modo que o arranjo seja menos afetado. Na Figura 2.16, é ilustrada como a reconfiguração pode diminuir a perda de produção de energia devido ao sombreamento parcial. Ao invés de conectar *strings* em paralelo, todos são conectados em série e também em paralelo. Assim, quando um módulo é sombreado, outros módulos em paralelo diminuem o seu nível de incompatibilidade com o restante do arranjo.

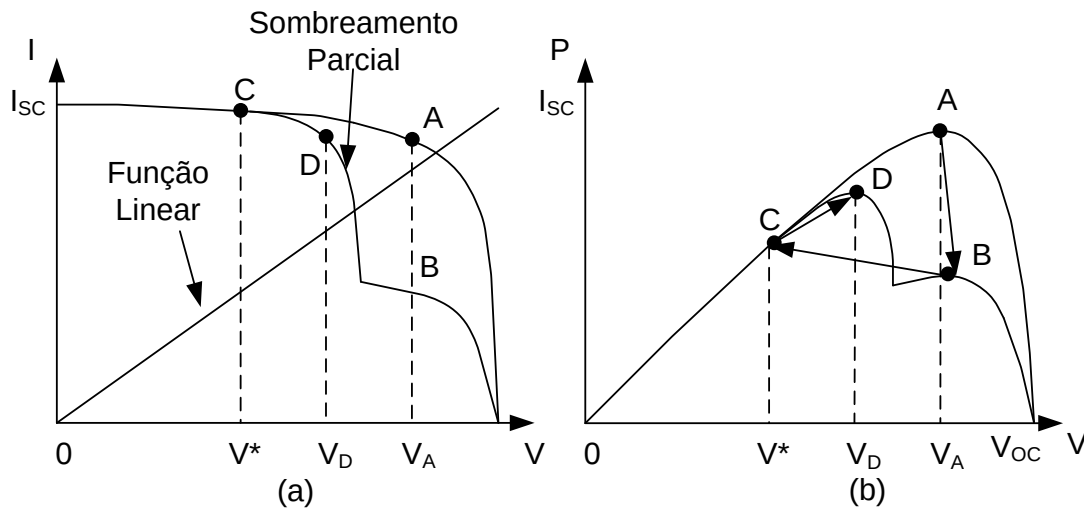


Figura 2.14 – Surgimento de máximos locais devido ao sombreamento parcial.

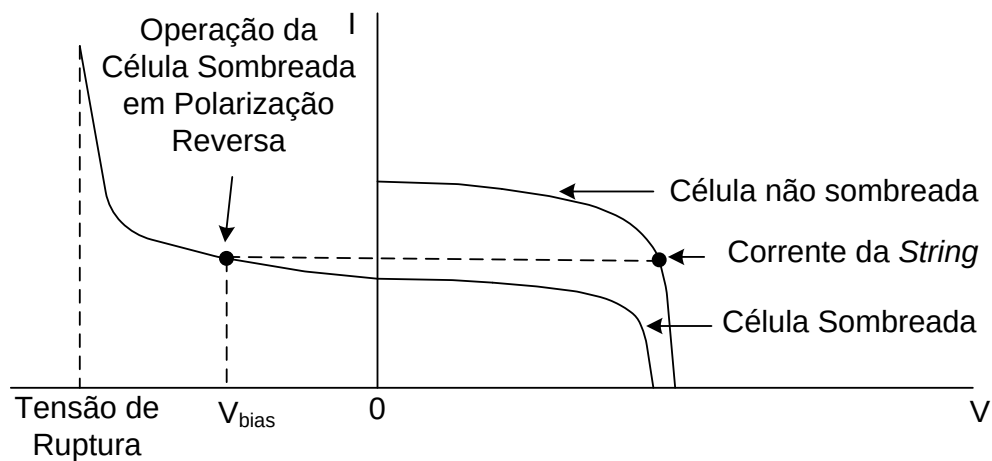


Figura 2.15 – Pontos de operação de duas células com sombreamento parcial em série.

Na Figura 2.16 (a), é mostrada a interconexão Série-paralelo (*Series-parallel*, SP), tipicamente usada em arranjo de inversor central, enquanto que na Figura 2.16 (b), é mostrada a reconfiguração do arranjo no que denomina-se como Totalmente Entrelaçado (*Total-Cross-Tied*, TCT), [68]. Nas Figura 2.16 (c – d), são mostradas curvas características para as duas interconexões, e como pode ser observado, na configuração TCT, a máxima potência obtida é significativamente superior a SP.

A reconfiguração pode ser uma solução mais simples, porém, atende somente arranjos que tenham várias *strings* em paralelo. Para um arranjo com apenas uma string, não seria possível utilizar da reconfiguração, pelo fato dos inversores conectados a rede necessitarem de um nível mínimo de módulos em série para gerarem energia. Também, pode-se notar que a reconfiguração diminui os máximos locais, mas não os elimina, o que pode dificultar busca de máxima potência pelo inversor.

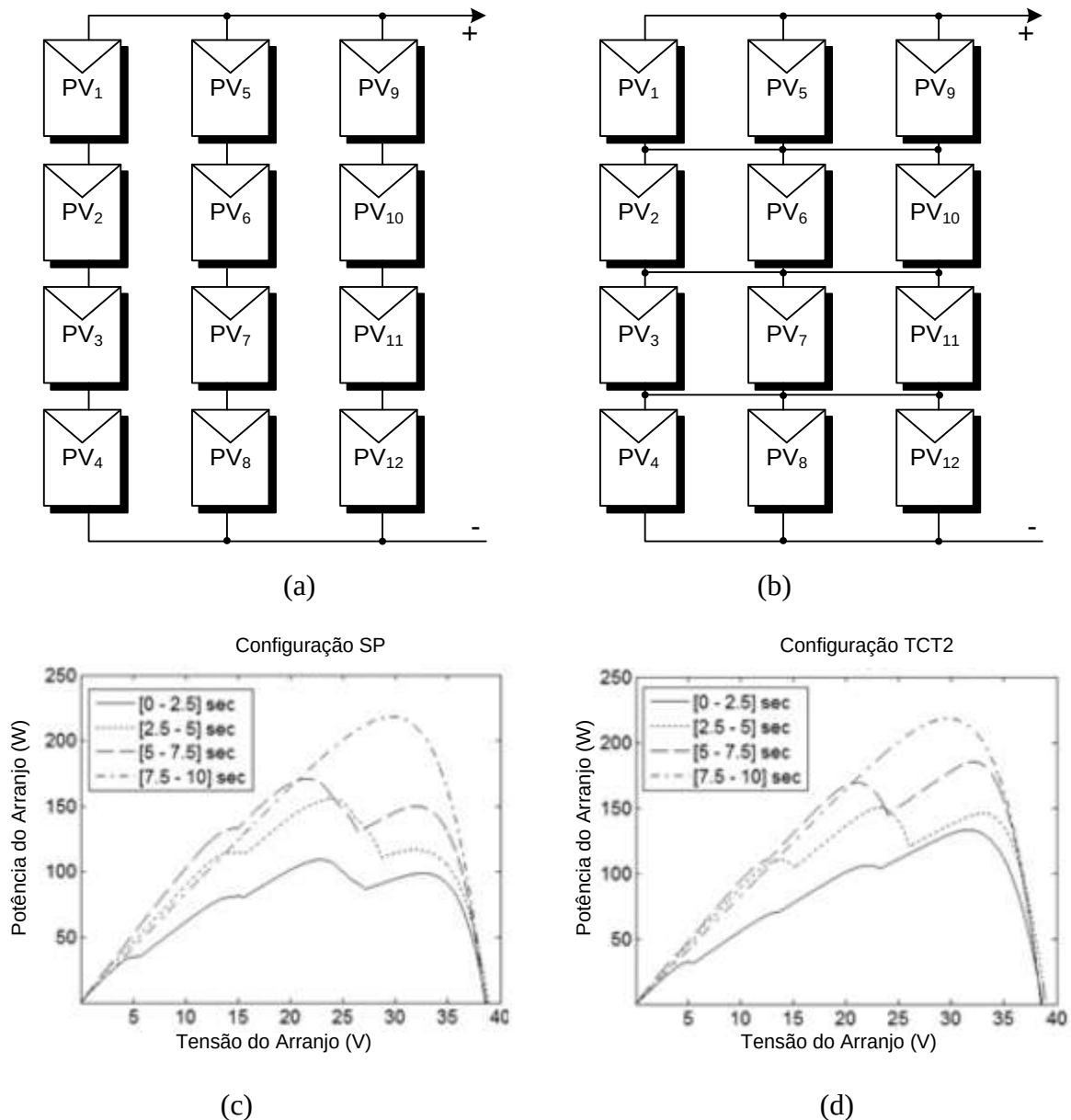


Figura 2.16 – Exemplo de Reconfiguração de Arranjo Fotovoltaico: a) SP, b) TCT, c) Curva PV do SP, d) Curva PV do TCT, [68].

2.3.2 Algoritmos de Busca de Máxima Potência

Com o sombreamento parcial e o surgimento de vários máximos locais, os algoritmos mais usados como *Hill Climbing* [75], *Perturb & Observe* [76], *Incremental Conductance* [77] e *Ripple Correlation* [78] são ineficientes para busca do máximo global, e acabam ficando presos no primeiro máximo local encontrado, [66]. Desta forma, pode-se utilizar uma das diversas técnicas para busca do MPP global, das quais, podemos citar:

- Inclinação da Curva de Potência: esta técnica utiliza a variação da potência em função da tensão (dP/dV) na busca do máximo global em ambos os máximos do

último máximo armazenado. Quando o máximo encontrado é superior ao último máximo registrado, ele atualiza este como o último máximo, [66], [70]. A busca ocorre sempre nas proximidades do último máximo encontrado. A busca termina quando o algoritmo encontra um máximo com potência inferior ao último máximo encontrado, sendo este definido como máximo global. Este método é considerado de velocidade média e de alta precisão.

- b) Máxima Potência por Linha de Carga: este algoritmo é dividido em dois tipos, uma com a linha de carga na tensão em aberta e corrente de curto do arranjo com irradiância plena, o outro, com a linha de carga determinada por uma função linear que deixa o ponto de operação próximo do máximo global, [66]. Este método é considerado rápido quanto à velocidade de atracamento, e possui precisão média, para o tipo II. No entanto o tipo I não é considerado preciso para todos os tipos de sombreamento parcial.
- c) Divisão de Retângulos: esta técnica utiliza a condição de Lipschitz para rastrear a máxima potência, selecionando de forma iterativa intervalos prováveis de ter o máximo global, [66]. Esta técnica é considerada de rápida velocidade de atracamento, e possui precisão média.
- d) Incremento de Potência: esta técnica utiliza linhas potência sucessivamente aumentadas pelo conversor conectado ao arranjo para fazer que seja drenada uma potência constante a cada passo, [66]. É considerado rápido e de alta precisão.
- e) Otimização Instantânea da Potência de Operação: esta técnica usa como base valores de temperatura e irradiância solar dos módulos para estimar a máxima potência, [66]. A corrente obtida é comparada a um coeficiente em função da temperatura para verificar uma corrente obtida através de um algoritmo *P&O* de busca simples, para encontrar o máximo local. Este método é considerado rápido e de alta precisão.
- f) Busca de *Fibonacci*: a série de *Fibonacci* pode ser empregada na busca tanto para sistemas com e sem sombreamento parcial, [66]. O algoritmo consiste na mudança da estratégia a cada iteração, em que dois pontos são analisados. Assim, o algoritmo varia a distância entre cada dois pontos de análise, seguindo a regra da série de *Fibonacci*. Não é considerado preciso para todos os tipos de sombreamento parcial, e sua velocidade é média.
- g) Rede Neural Artificial: uma rede neural artificial pode ser usada para encontrar o ponto de máxima potência global, [66]. O sistema deve ser treinado primeiro com entrada e saída programadas. É considerado rápido e preciso.

- h) Enxame de Partículas: esta técnica consiste de um método meta-heurístico que é utilizado para otimizar funções multiobjetivos, em que a função a ser otimizada é a potência de saída do arranjo, [66]. É considerado de velocidade média e preciso.

De todos os métodos mencionados, todos, com exceção da rede neural artificial, necessitam medir corrente e tensão como entrada no algoritmo de busca. O método rede neural artificial necessita de medição de corrente, irradiância solar e temperatura.

2.3.3 Processamento Diferencial da Potência

O Processamento Diferencial de Potência (DPP – *Differential Power Processing*) consiste em utilizar conversores integrados para processar a potência de cada módulo individualmente de forma diferente. Desta forma, todo módulo passa a ter a capacidade de entregar a sua máxima potência, mesmo que os módulos estejam em pontos de operação diferentes, tanto de corrente como de tensão. Neste sentido, o DPP tem uma vantagem significativa em relação às duas abordagens anteriores. Pois, ao invés de procurar o máximo global do arranjo quando afetado por sombreamento parcial, possibilita que cada módulo opere no seu respectivo ponto de máxima potência. Consequentemente, faz com que o arranjo tenha apenas um ponto de máxima potência. Como esta abordagem é objeto de estudo deste trabalho, uma revisão mais cuidadosa sobre conversores integrados é apresentada no próximo capítulo.

2.4 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo, foram revisados os principais problemas gerados por incompatibilidade em arranjos fotovoltaicos. Existem vários mecanismos de degradação que podem afetar o arranjo tanto na sua eficiência, quanto na sua vida útil. Foi destacada a relação entre a degradação dos módulos e a incompatibilidade, sendo o sombreamento parcial um fator de stress e agravante externo do ciclo de degradação não uniforme do arranjo. Também, foram destacados alguns tipos de abordagens que solucionem ou diminuam os efeitos do sombreamento parcial, e que dentre estas abordagens, o processamento diferencial de potência possibilita que o arranjo opere com a máxima potência de cada módulo, e não apenas com um máximo global, o que consiste em uma vantagem em relação às outras abordagens mencionadas.

Capítulo 3 – Circuitos de Compensação de Sombreamento Parcial

Os conversores integrados são considerados uma solução definitiva, que possibilita obter toda a potência disponível em um arranjo fotovoltaico. Porém, por possuírem eficiência inferior aos outros tipos, é interessante que a abordagem de conversor integrado processe apenas parte da potência afetada pelo sombreamento parcial. Os desviadores se apresentam como uma solução interessante, porém devido aos diversos tipos de circuitos, é importante avaliar quais as limitações de cada arquitetura.

3.1 Classificação de Conversores Integrados ao Módulo

Os conversores integrados aos módulos são a base do processamento de potência diferenciado, e pela sua constituição, possibilitam aproveitar o mais próximo de toda a potência solar disponível no arranjo. Segundo [25], os conversores integrados podem ser classificados em dois tipos básicos, como ilustrado na

Figura 1.1. Primeiramente, se dividem entre os conversores que realizam a conversão total da potência (*Full Power Conversion – FPC*), e os conversores que realizam a conversão parcial da potência (*Partial Power Conversion – PPC*). Ambos FPC e PPC podem ser de conexão série ou paralela, e para implementação de todos, pode-se utilizar diversas topologias de conversores já amplamente conhecidos como detalhado na Figura 3.1. Na Figura 3.2 (a), (b), (c) e (d) são ilustrados os esquemas de implementação dos conversores tipo S-FPC, P-FPC, S-PPC e P-PPC, respectivamente. Conforme pode ser observado, no S-FPC e no S-PPC são utilizados conversores integrados cujas saídas são conectadas em série, enquanto que no P-FPC e no P-PPC suas saídas são conectadas em paralelo. Este fator tem grande influência na topologia de circuito usada para implementar o conversor integrado, por exemplo, se é isolado ou não isolado, se é do tipo *boost*, inversor *flyback* ou apenas uma ponte H.

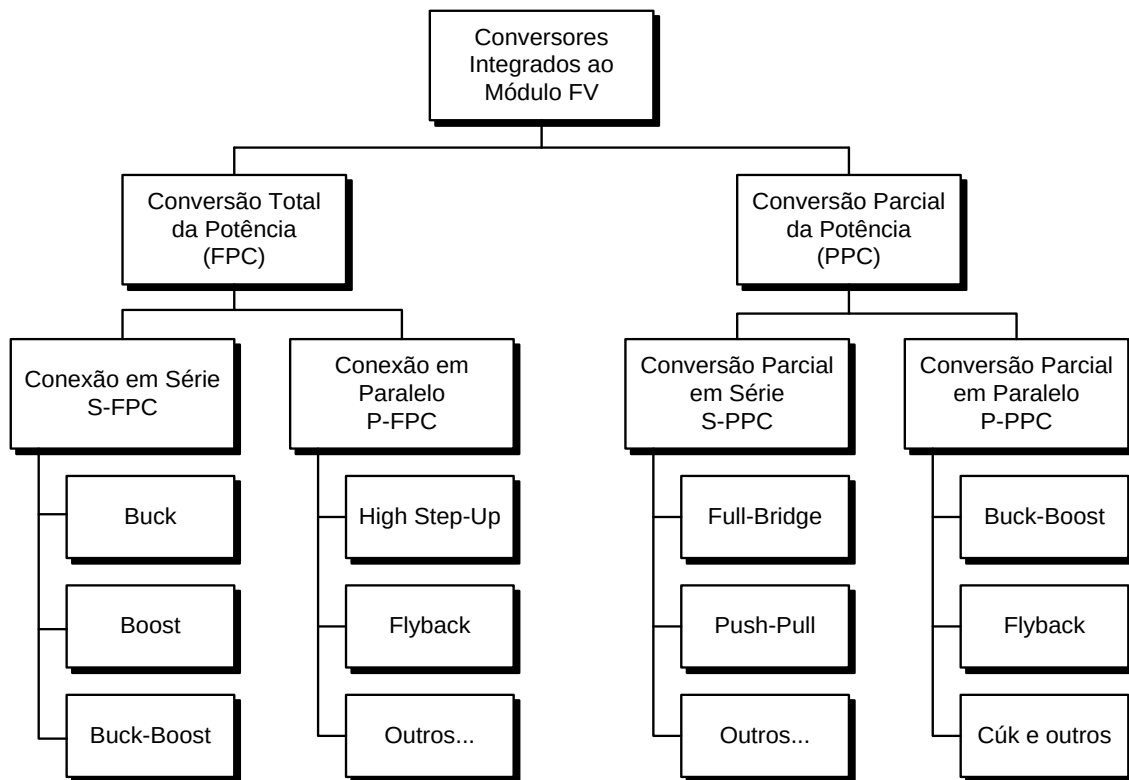


Figura 3.1 - Classificação de conversores integrados.

Nos tipos FPC não há necessidade de conectar os módulos entre si, seja em série ou em paralelo, já que toda a potência é processada pelo conversor integrado. Embora os conversores integrados FPC sejam considerados uma solução definitiva para o sombreamento parcial, estes apresentam eficiência significativamente inferior aos inversores *string* conforme demonstrado em [39], [79]. Já os de processamento parcial S-PPC e P-PPC devem ser utilizados em conjunto com os inversores *string*.

As topologias do tipo S-PPC e P-PPC são conversores integrados que processam apenas parte da potência do arranjo. Esta parte da potência corresponde à parte que não seria aproveitada na ocorrência de sombreamento parcial. Estes conversores operam em conjunto com o inversor *string* do arranjo, e por isso, devem funcionar somente na ocorrência do sombreamento parcial, geralmente, acionados por um circuito de detecção de sombreamento parcial. Desta forma, quando todos os módulos são igualmente iluminados, a potência do arranjo é processada apenas pelo conversor *string*, que possui maior eficiência, e quando sombreado, apenas parte da potência é submetida à eficiência do PPC, como ilustrado na Figura 3.3. Neste contexto, os desviadores de corrente são conversores do tipo P-PPC, e em sua maioria, podem ser conectados ao barramento dos módulos, sem a necessidade de interromper a conexão entre estes e o conversor *string*, como demonstrado, na Figura 3.2 (d). Conversores do tipo S-PPC podem ser encontrados em trabalhos como [80], em que é

apresentado um estudo de caso de um regulador *Buck-Boost* série, que se encaixa neste perfil. Em seu funcionamento, o Buck-Boost é conectado em série com o módulo, de tal forma, que se quando opera, deixa a corrente passar adicionando uma tensão ao módulo, e quando não opera, deixa a corrente passar sem adicionar tensão em série ao módulo. A seguir, é feita uma breve revisão acerca dos microconversores, que operam como FPC, e desviadores de corrente, que operam como PPC.

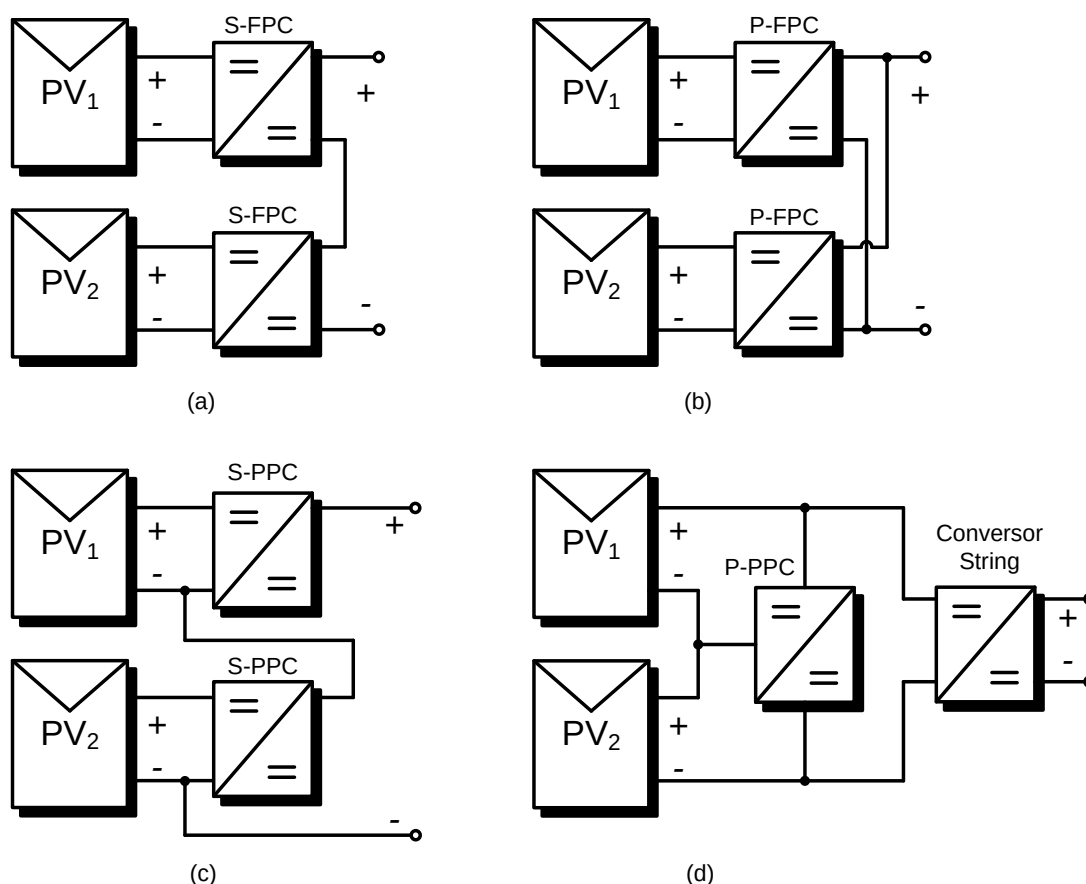


Figura 3.2 - Esquemas básico de conversores integrados a barramento c.c.: (a) Conversão total série; (b) Conversão total em paralelo; (c) Conversão parcial em série; (d) Conversão parcial em paralelo;

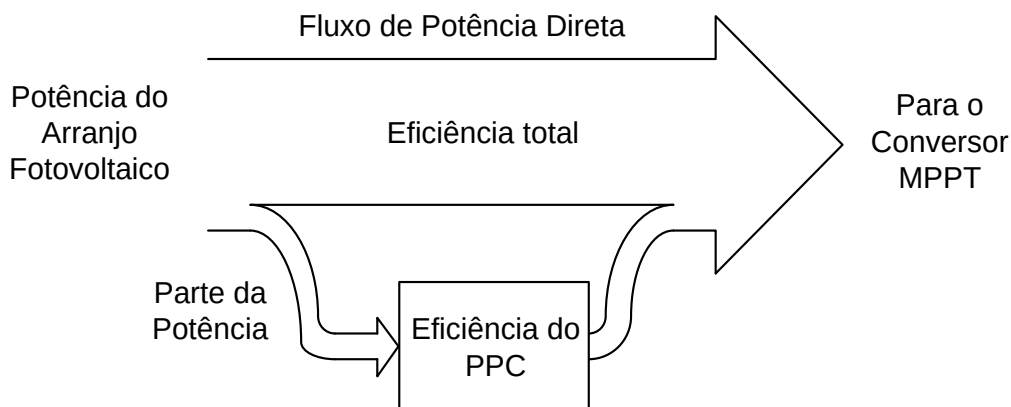


Figura 3.3 - Fluxo de potência no PPC.

3.2 Tipos de Microconversores

Conforme mencionado, os inversores modulares são considerados uma solução definitiva para o sombreamento parcial, por processarem toda a energia de um módulo, tornando desnecessária qualquer conexão entre os módulos, seja série ou paralelo, [66]. Este fato faz com que qualquer incompatibilidade entre os módulos não afete o funcionamento destes conversores. No entanto, apresentam a ligeira desvantagem em relação a eficiência quando comparados as configurações *String* e Central, [79]. Como compensação, grande parte dos trabalhos acadêmicos tem se concentrado no aumento da eficiência destes conversores, geralmente entre 95% - 98%, [81]–[85].

3.2.1 Microconversores c.c.

Na Figura 3.4, são mostrados exemplos da literatura de microinversores c.c.. Na Figura 3.4 (a), [86], [87], os microconversores c.c. são conectados em série, o que faz que seja necessário que possuam a mesma corrente, e ainda sim sejam capazes de operar com módulos incompatíveis e de fornecer a tensão de saída necessária para o próximo estágio inversor conectado a rede. Estes conversores em específico constituem conversores modulares *boost* que são aplicados a fornecimento de energia em sistemas de telecomunicações, [86], [87]. Esta tendência é repetida em outros trabalhos como, [83], [88], [89], em que são propostos conversores *step-up* não isolado de alto ganho, o que possibilitam a aplicação de sua tensão de saída a um barramento c.c. e/ou a um estágio inversor conectado a rede. O alto ganho é necessário para converter a tensão do módulo que varia de 30 a 38V para a tensão de um barramento c.c., que pode chegar até 400V. Este barramento estaria conectado a rede através de um estágio inversor. Com a aplicação de transformadores pode-se aumentar o ganho ainda mais, porém, com o aumento do peso do conversor, ou diminuição da eficiência. Em [90]–[92] são propostos microconversores c.c. do tipo *step-up*, próprios para conexão em paralelo com um barramento c.c.. Na Figura 3.4 (b) é ilustrado o circuito proposto em [90] como exemplo da conexão em paralelo. Os microconversores podem estar até mesmo embutidos aos microconversores c.a., como primeiro estágio elevador, também denominado microinversores. No entanto, nem todo microinversor necessita de um barramento c.c. de tensão superior a tensão de pico da rede em que está conectado, como será explicado na próxima seção.

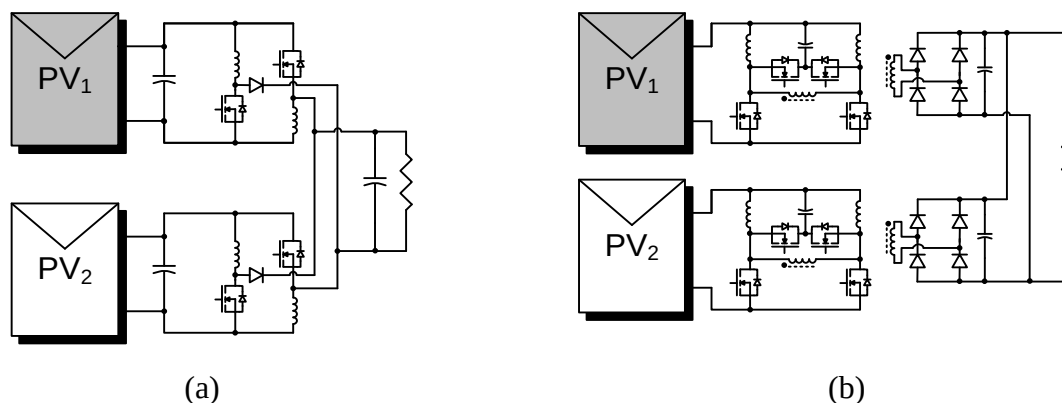


Figura 3.4 – Microconvertores c.c.: a) Exemplo de Microconvertor c.c. série, [86]; b) Exemplo de Microconvertor c.c. paralelo, [90].

3.2.2 Microinversores

Microinversores são conectados diretamente a rede elétrica, e por esta razão, em sua maioria são conectados em paralelo. De certa forma, como possuem a saída própria para conexão com a rede, podem atuar de forma independente entre si. Estes conversores podem ser não-isolados ou isolados através de um indutor acoplado ou transformador. Em sua maioria, são constituídos por dois estágios, o primeiro estágio elevador (*step-up*), e o segundo inversor, mas também podem ser composto de apenas um estágio, como no caso dos inversores *Flyback* [93]–[95]. Os microinversores isolados, em sua maioria possuem eficiência entre 80 e 95%, como evidenciado em [84], [85], [93], [94], [96]–[99]. Já os conversores isolados, por não possuírem transformador, conseguem atingir eficiência superior até de 98%, e em média, superior a 95%, conforme evidenciado em [81], [82], [100]. A eliminação do transformador traz vantagens de peso e volume, porém sem o transformador, ocorre a diminuição do fator de segurança do microinversor, [101]. Isto porque devido à conexão elétrica entre os módulos e a rede, aparece uma corrente de fuga entre o módulo e a moldura que está aterrada. Somado, isso, esta conexão também possibilita que o microinversor injete uma pequena corrente c.c. na rede, que pode levar à saturação do transformador de distribuição. Neste contexto de eficiência, existem topologias de microinversores que podem ser conectados em cascata com a rede Elétrica, como proposto em [100], e por ser um conversor abaixador, possui uma eficiência por se tratar de uma ponte H modificada.

Na Figura 3.5 são mostrados exemplos de microinversores advindos de vários trabalhos da literatura, [82], [84], [97], [100]. Na Figura 3.5 (a) é ilustrado um circuito de um

microinversor isolado, do tipo *active clamp* de dois estágios proposto em [84], cuja eficiência se encontra entre 95 e 96%, que pode ser considerada alta para microinversores isolados. Na Figura 3.5 (b) é ilustrado um circuito de microinversor isolado de apenas um estágio denominado inversor *Flyback*. Mesmo com apenas um estágio, sua eficiência é baixa comparada a outros circuitos, atingindo de valores máximos de eficiência pouco superiores a 90%. Isto se deve a perdas nos núcleos e em *snubber dissipativos*, [93], [102]. Na Figura 3.5 (c) é mostrado um exemplo de microinversor não isolado proposto em [100], cuja eficiência atinge valores de até 97,5%. Porém, como mencionado anteriormente, este mesmo conversor possui, como apontado pelo próprio autor na figura, uma capacitância parasita para o terra, próxima de 50 nF, o que faz com que tenha uma corrente de fuga que diminui o fator de segurança do inversor. Esta mesma corrente de fuga também pode afetar os módulos através de degradação por PID. Na Figura 3.5 (d) é ilustrado um exemplo de microinversores conectados em configuração cascata com a rede elétrica, [82]. Por ser conectado em cascata, pode utilizar apenas um estágio inversor, sem necessidade de um estágio elevador, aumentando consideravelmente a eficiência do arranjo, que varia entre 95,5 e 98%.

Pelo fato dos inversores modulares serem conectados na parte de trás dos módulos, é necessário que seu projeto seja robusto e flexível, [101], capaz de suportar temperaturas extremas e outras intempéries como umidade e sujidade, de severidade equivalente à submetida aos módulos aos quais estão instalados. Isto faz com que seu custo por potência instalada seja muito superior ao do inversor string. Vale salientar, que caso ocorra falha de um dos microinversores, resultará na degradação do módulo ao qual está instalado. Também necessitam de tecnologia *plug-and-play*, assim como de comunicação com uma unidade de monitoramento. Como mencionado anteriormente, sua eficiência sobre condições uniformes de irradiância é inferior ao dos inversores string, e o aumento de sua eficiência através da eliminação do isolamento pode afetar a segurança do mesmo, o que dá uma vantagem a configuração inversor string neste sentido. Desta forma, os circuitos de compensação do tipo PPC tem o objetivo de trazer os benefícios dos microconversores sem diminuição significativa da eficiência quando em condições normais de irradiância.

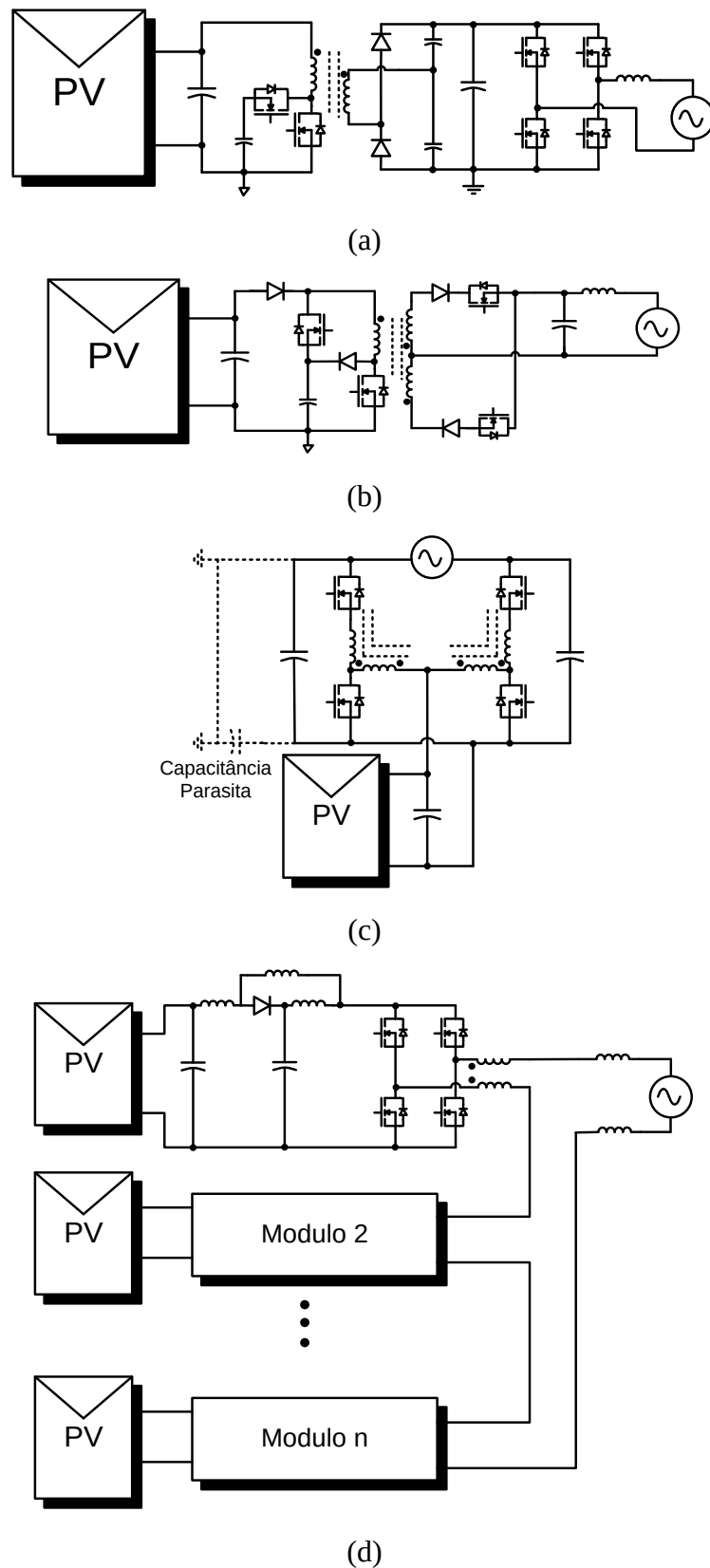


Figura 3.5 – Microinversores: a) Exemplo de Microinversor isolado de dois estágios, com barramento c.c., [84]; b) Microinversor de um estágio (Inversor *Flyback*), [97]. c) Microinversor não isolado de dois estágios, [100]. d) Microinversor de um estágio (Inversor *Flyback*), [82].

3.3 Tipos de Topologias de Desviadores de Corrente

Segundo [103], pode-se dividir os desviadores de corrente em dois tipos básicos de topologias, PV-to-PV e PV-to-Bus, conforme ilustrado nas Figura 3.6 (a) e (b), respectivamente. Na topologia PV-to-PV os conversores são conectados entre dois módulos, de forma que o primeiro circuito é conectado entre o PV_1 e PV_2 , e o segundo entre PV_2 e PV_3 , e assim sucessivamente. Na topologia PV-to-Bus, os desviadores têm suas entradas conectadas aos módulos, e suas saídas conectadas nos terminais da string, por isso a denominação PV-to-Bus. O número de conversores necessários nesta topologia é igual ao número de módulos. Ambos possuem vantagens e desvantagens na implementação em relação outro. A seguir é feita uma breve revisão alguns desviadores de corrente presentes na literatura, de ambas as topologias.

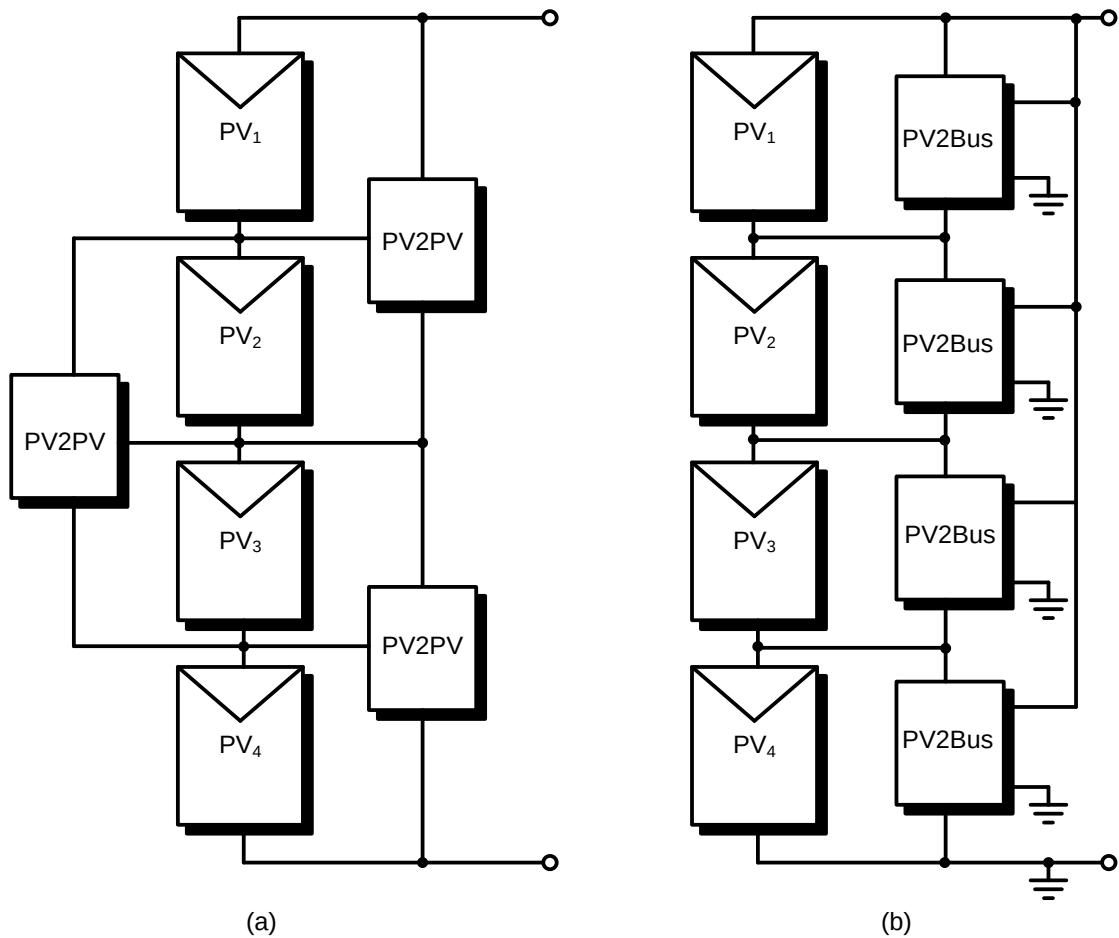


Figura 3.6 - Tipos básicos de desviadores de corrente: (a) PV-to-PV; (b) PV-to-Bus.

3.3.1 Circuitos de Arquitetura PV-to-PV

A topologia PV-to-PV transfere energia entre elementos de módulo para módulo segundo [104]. Segundo [25], na topologia PV-to-PV é predominante o uso de dois tipos de conversores para implementação do desviador, o conversor *Buck-Boost* Bidirecional, ilustrado na Figura 3.7 (a) e o conversor de Capacitores Chaveados, ilustrado na Figura 3.7 (b). O *Buck-Boost* Bidirecional utiliza chaveamento sobre indutores para equalizar as tensões entre o módulo iluminado e o sombreado. O Conversor de Capacitores Chaveados acumula a tensão entre os módulos através de chaveamento. Ora chaveando de um para outro, consegue-se manter as tensões equalizadas, e assim também funciona como desviador de corrente. A diferença básica entre estes dois circuitos é qual elemento, indutor ou capacitor, é utilizado para armazenar energia e desviar parte da potência, devido ao sombreamento parcial. Ambos constituem abordagens interessantes para implementação prática. Existem outros tipos de desviadores PV-to-PV que muito se assemelham a estes dois, usando princípios semelhantes, porem com melhorias.

A) O Desviador *Buck-Boost* Bidirecional.

A primeira aplicação do *Buck-Boost* Bidirecional como desviador de corrente pode ser vista em [105], em que também são apresentados outros circuitos semelhantes que podem ser usados como desviadores. Estes circuitos são baseados nos conversores *Flyback* e *Cúk*, e aqui apresentados na Figura 3.8, em que, em [105], são denominados conversores modulares c.c.-c.c. de *bypass*. O Desviador *Buck Boost* Bidirecional é explicado de forma mais detalhada em [106], [107], em que a aplicação do *Buck-Boost* Bidirecional é denominada como Desviador de Corrente String Não-Dissipativo (NDSCD – *Non Dissipative String Current Diverter*). Em [108], [109], também é apresentado uma melhoria deste circuito, e denominado Conversor *Ladder* Multinível (*Coupled Inductor Multilevel Ladder* – CIMLL). Em [110], é feita uma análise detalhada do impacto do sombreamento parcial neste desviador. Este mesmo problema em outros desviadores PV-to-PV, e é aqui denominado como Acúmulo de Corrente Desviada. Em [108] é apresentada uma alternativa de melhoria do *Buck-Boost* Bidirecional, utilizando-se de indutores acoplados para cancelamento do fluxo magnético nos núcleos do conversor. Esta abordagem apresenta a vantagem de eliminar o fluxo c.c. e diminui em muito o fluxo c.a, porém, ainda não soluciona o problema do acúmulo de corrente. Porém, em [105], segundo o autor, já utilizada esta abordagem. O Desviador do tipo *Buck-Boost* Bidirecional é estudado em diversos outros trabalhos, e assim como qualquer outro desviador PV-to-PV, apresenta o problema do acúmulo de corrente. Este problema, por ser o objeto de estudo neste

trabalho, é explicado com maior detalhamento no próximo capítulo, assim como as soluções aqui propostas.

B) O Desviador de Capacitores Chaveados.

Os conversores de Capacitor Chaveado tipo *Ladder*, são utilizados em diversas aplicações, tanto como abaixadores quanto como elevadores de tensão, [111]–[116]. Sua principal vantagem é de operarem sem necessidade de indutor, o que diminui perdas e facilita o projeto do circuito consideravelmente. Além disso, permitem que o circuito opere com elevadas frequências de chaveamento. Em [117]–[119] é proposto um Desviador denominado Capacitores Chaveados Ressonantes (ReSC), em que um pequeno indutor é introduzido em série com o capacitor, para que a frequência de ressonância seja igual a de chaveamento, constituindo assim um conversor com menores perdas. Este conversor também apresenta problemas de acúmulo de corrente e um estudo mais detalhado é apresentado no próximo capítulo desta tese.

De forma resumida, em ambos os Desviadores, quando chaveados a uma razão cíclica de 50% equalizam as tensões entre os módulos. Em alguns trabalhos opta-se por variar o razão cíclica para compensar as diferenças de temperatura devido ao sombreamento parcial, e assim encontrar o ponto de potência máxima ligeiramente maior. Para tanto, é necessário um MPPT local em cada nível do desviador. Porém, para todos os efeitos, partindo-se do princípio que a tensão varia muito pouco com a temperatura, pode-se assumir que a operação com 50% de razão cíclica já extrai, praticamente, a totalidade de potência disponível do arranjo.

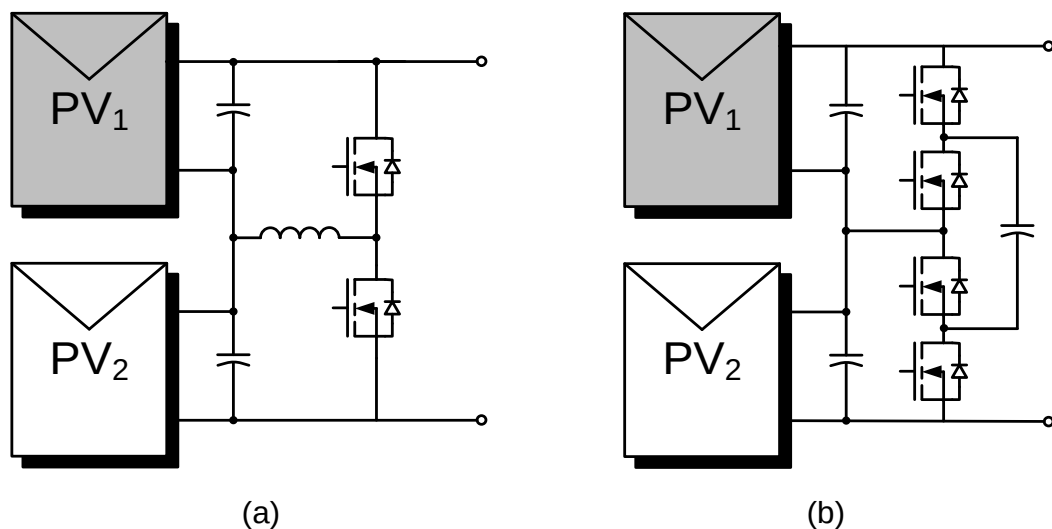


Figura 3.7 - Topologias de desviadores de corrente PV to PV: (a) Buck-Boost Bidirecional; (b) Conversor de Capacitores Chaveados.

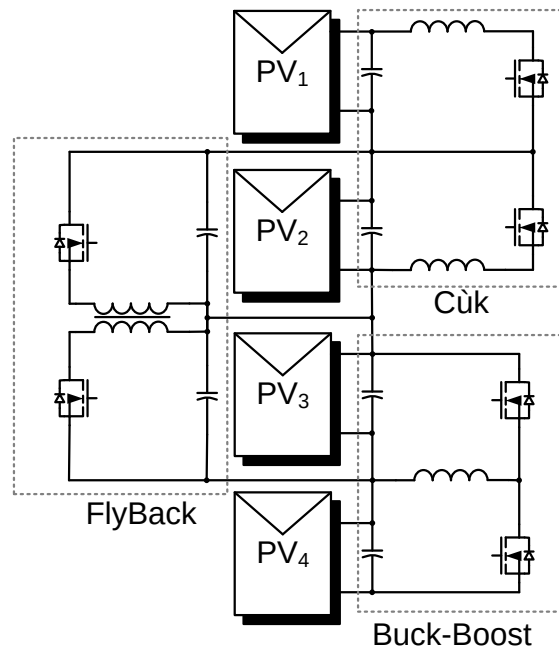


Figura 3.8 – Tipos de Desviadores Indutivos, [105].

3.3.2 Circuitos de Arquitetura PV-to-Bus

Os circuitos de compensação da arquitetura PV-to-Bus transferem energia entre os módulos e o barramento c.c. da string, [104]. Desta forma, conforme demonstrado Figura 3.6 (b), cada módulo deve estar conectado ao barramento através de conversor c.c.-c.c., que podem operar de forma independente ou cooperada. São diversas as possibilidades de conversores com esta arquitetura. Na Figura 3.9 (a) e (b) são apresentados dois desviadores de corrente PV-to-Bus baseados nos conversores *Buck-Boost* Bidirecional e *Flyback*, respectivamente.

No caso do *Buck-Boost* Bidirecional, a diferença entre as arquiteturas PV-to-PV e PV-to-Bus são os pontos de conexão dos terminais positivo e negativo da meia-ponte. No PV-to-PV, os terminais são conectados entre nós positivo e negativo de dois módulos, enquanto que no PV-to-Bus, são conectados no barramento da *string*. Na arquitetura PV-to-PV, para equalizar as tensões, a razão cíclica de chaveamento de todos os conversores deve ser de 50%, enquanto que na arquitetura PV-to-Bus deve obedecer uma relação entre o número de módulos que está acima e abaixo do ponto de conexão central do conversor. Desta forma a razão cíclica é diferente para cada meia ponte.

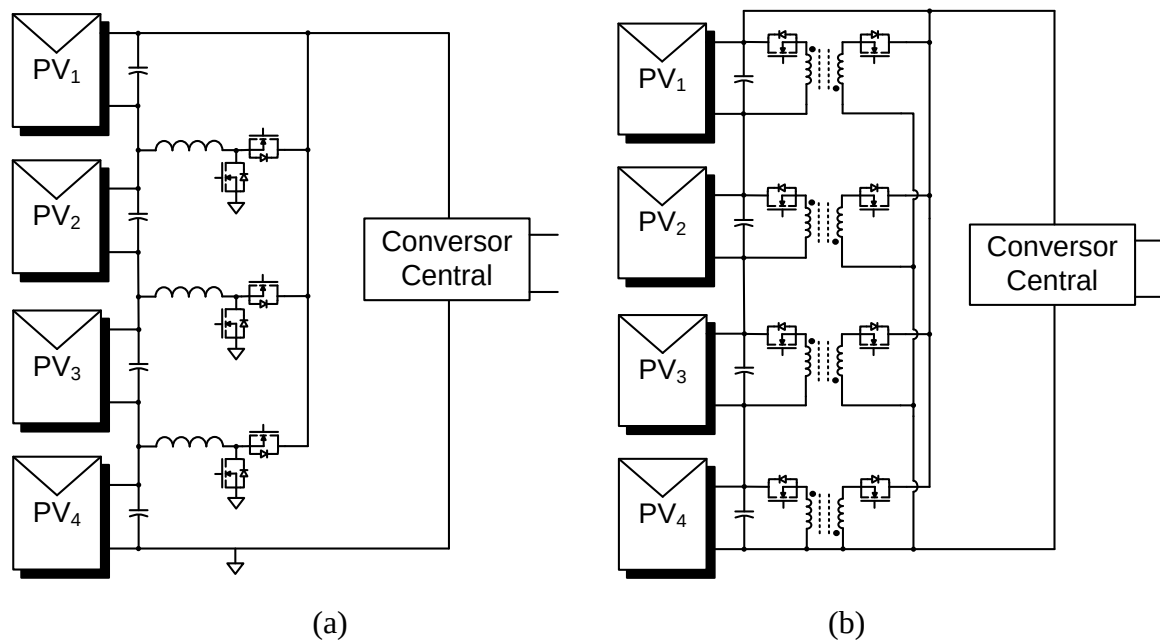


Figura 3.9 - Topologias de desviadores de corrente PV-to-Bus, [104]: (a) *Buck-Boost Bidirecional*; (b) *Flyback*.

No entanto, como será demonstrado em um estudo posterior, no capítulo 5, a arquitetura PV-to-Bus não apresenta acúmulo de corrente desviada como a PV-to-PV, e isto representa uma grande vantagem de projeto.

Já o Desviador *Flyback* necessita de controle da razão cíclica em função da corrente, assim como o *Buck-Boost* Bidirecional. Isto consiste em uma desvantagem na aplicação desta arquitetura, pois necessita de medição das correntes e controle da razão cíclica para equalizar as tensões. Por se tratar de conversores isoladores que necessitam de *snubber*, pode se esperar uma eficiência consideravelmente aquém da dos outros conversores.

No entanto, nem todo desviador PV-to-Bus possui esta desvantagens como as demonstradas anteriormente. Em [120], é proposto um equalizador de tensão ressonante de apenas duas chaves, baseado no multiplicador de tensão com capacitores, e aqui ilustrado na Figura 3.10. Neste circuito, necessita-se de operar com ciclo ativo fixo em 50%, independente do sombreamento, mesmo sendo uma arquitetura PV-to-PV. Existem outros circuitos deste mesmo autor que trabalham com apenas uma chave (*single switch*), como em [121], porém se enquadram na categoria “PV to Virtual Bus”, em que há elementos como chaves e indutores entre o barramento da string e o da carga do arranjo. Desta forma, não se enquadram na arquitetura PV-to-Bus. As topologias PV-to-Bus costumam ser limitadas quando se diz respeito à tensão do barramento. Em outras palavras, em strings de muitos módulos, pode não haver chaves MOSFETs ou IGBTs que suportem a tensão do arranjo, o que dificulta o seu dimensionamento e aplicação.

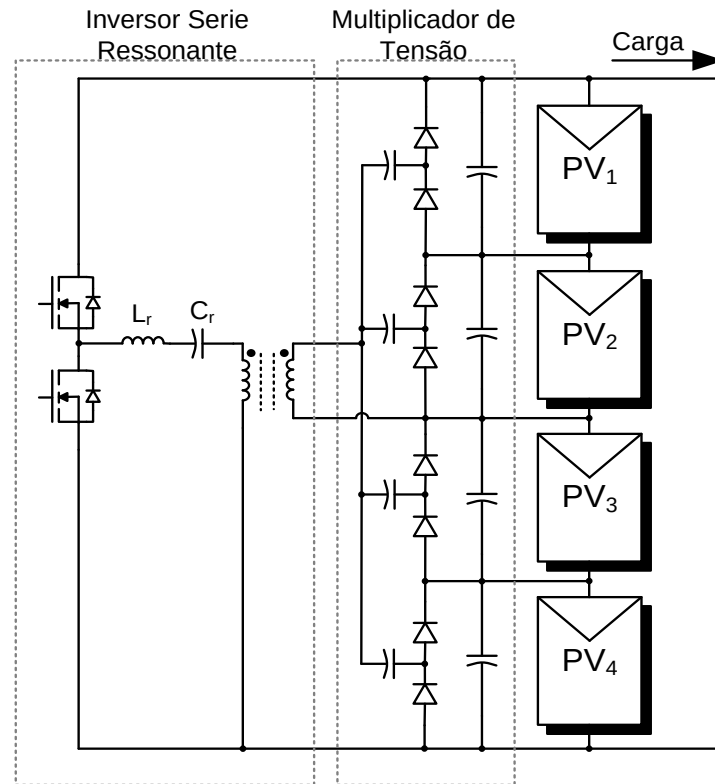


Figura 3.10 – Desviador PV-to-Bus de duas Chaves, [120].

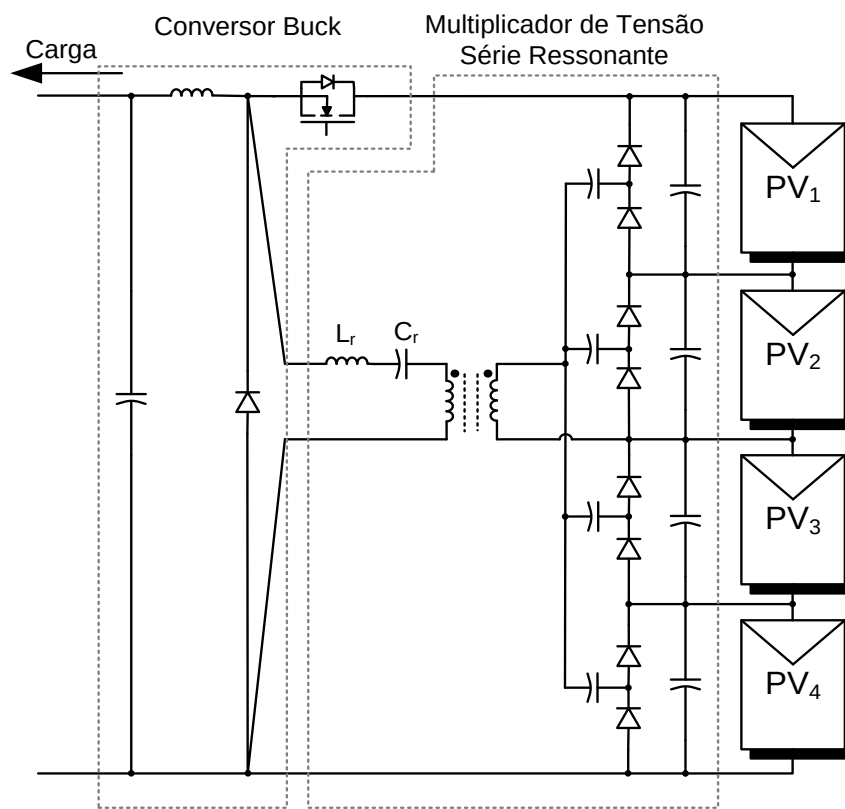


Figura 3.11 - Equalizador ressonante de tensão de duas chaves, baseado no multiplicador de tensão com capacitores, [121].

3.3.3 Arquitetura Híbrida Proposta PV-to-PV-to-Bus

Nesta Tese é proposta uma nova arquitetura híbrida de desviadores capaz de equalizar as tensões, e apresentando vantagens frente às duas arquiteturas já existentes. Aqui esta arquitetura é denominada PV-to-PV-to-Bus, e detalhada no capítulo 6.

A arquitetura PV-to-PV-to-Bus transfere energia em algumas partes do circuito de módulo a módulos, e em outras partes do circuito de módulo para o barramento. Na Figura 3.12 é ilustrada a estrutura básica PV-to-PV-to-Bus para um *string* de quatro módulos. Como pode ser observado, possui conversores conectados entre os módulos, assim como conectados ao barramento. Em relação a estrutura PV-to-PV, possui vantagens na equalização de tensão e nas correntes desviadas. Esta arquitetura precisa de 50% de razão cíclica para equalizar as tensões, independente do sombreamento. Circuitos com esta arquitetura já apareceram em outros trabalhos, porém, sem a menção de ser uma combinação híbrida entre as duas arquiteturas PV-to-PV e PV-to-Bus.

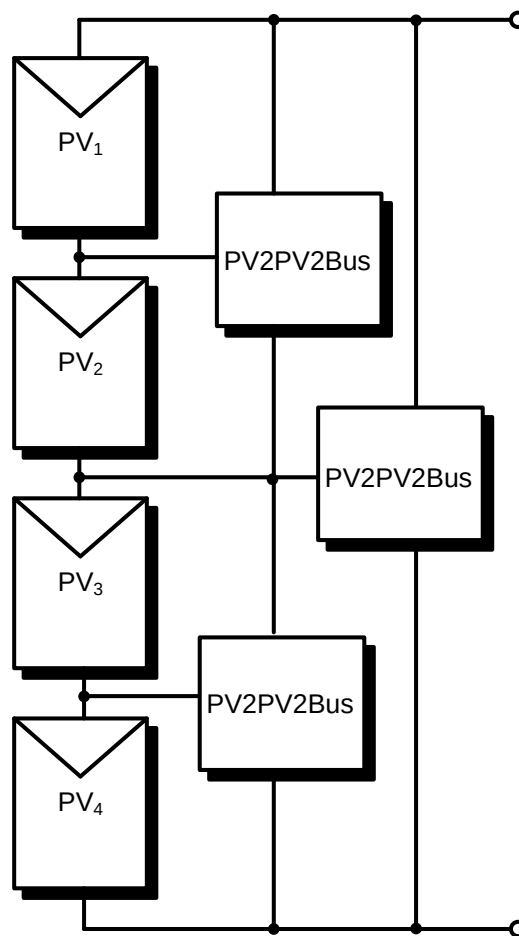


Figura 3.12 - Arquitetura proposta PV-to-PV-to-Bus.

Em [122], é apresentado um desviador que constitui uma combinação dos conversores *Buck-Boost* Bidirecional e de Capacitores Chaveados, conforme pode ser observado na Figura 3.13, (a). Pode se observar que entre os dois primeiros e os dois últimos módulos é utilizado o *Buck-Boost* Bidirecional. Porém, entre os dois conversores, no nó entre as chaves, é conectado um capacitor, que faz com que este funcione, também como capacitor chaveado. Até o momento, por ser um circuito para quatro módulos, este desviador trata de uma arquitetura PV-to-PV. No entanto, em outra seção do mesmo trabalho, para um string de 8 módulos, conforme pode ser observado na Figura 3.13, (b), é proposta uma estrutura que se encaixa na arquitetura PV-to-PV-to-Bus.

Em [123] é proposta uma reconfiguração do desviador PV-to-PV *Buck-Boost* Bidirecional, de forma que este trabalhe como PV-to-PV-to-Bus. Neste trabalho, apesar de não haver menção a configuração PV-to-PV-to-Bus, o conversor em questão também se encaixa nesta arquitetura. O objetivo com esta reconfiguração é limitar ao acúmulo de correntes desviadas pelos indutores centrais do desviador, e assim facilitar o seu dimensionamento. Em [110], é apresentado um estudo sobre o impacto do sombreamento parcial nos desviadores de corrente PV-to-PV. É demonstrado que o acúmulo de corrente de citado em [123] é na verdade uma dependência das correntes desviadas pela arquitetura PV-to-PV. Isto é demonstrado aplicando-se as leis de *Kirchoff* para o valor médio das correntes, em que é encontrado um nível de corrente nos indutores centrais superiores aos dos indutores periféricos.

3.4 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo, foram discutidos os principais métodos de compensação de sombreamento parcial que envolvem conversores integrados. Primeiramente, foram detalhadas as classes de circuitos integrados a módulos, dos quais se destacam os microconversores, e os desviadores de corrente. Dentre as classes dos circuitos mostrados, os desviadores mostram ser uma alternativa eficiente para compensar os efeitos do sombreamento parcial. Isto por que apenas processam parte da potência e não submetem toda a potência a eficiência limitada dos microconversores. Quanto aos desviadores, seguindo a literatura, foi esclarecido que existem dois tipos de arquitetura: PV-to-PV e PV-to-Bus. Destas arquiteturas foram citados e detalhados os principais circuitos de compensação de cada

arquitetura. Também foi apresentada o conceito da arquitetura proposta, que consiste em um circuito híbrido destas duas arquiteturas, aqui denominada como arquitetura PV-to-PV-to-Bus.

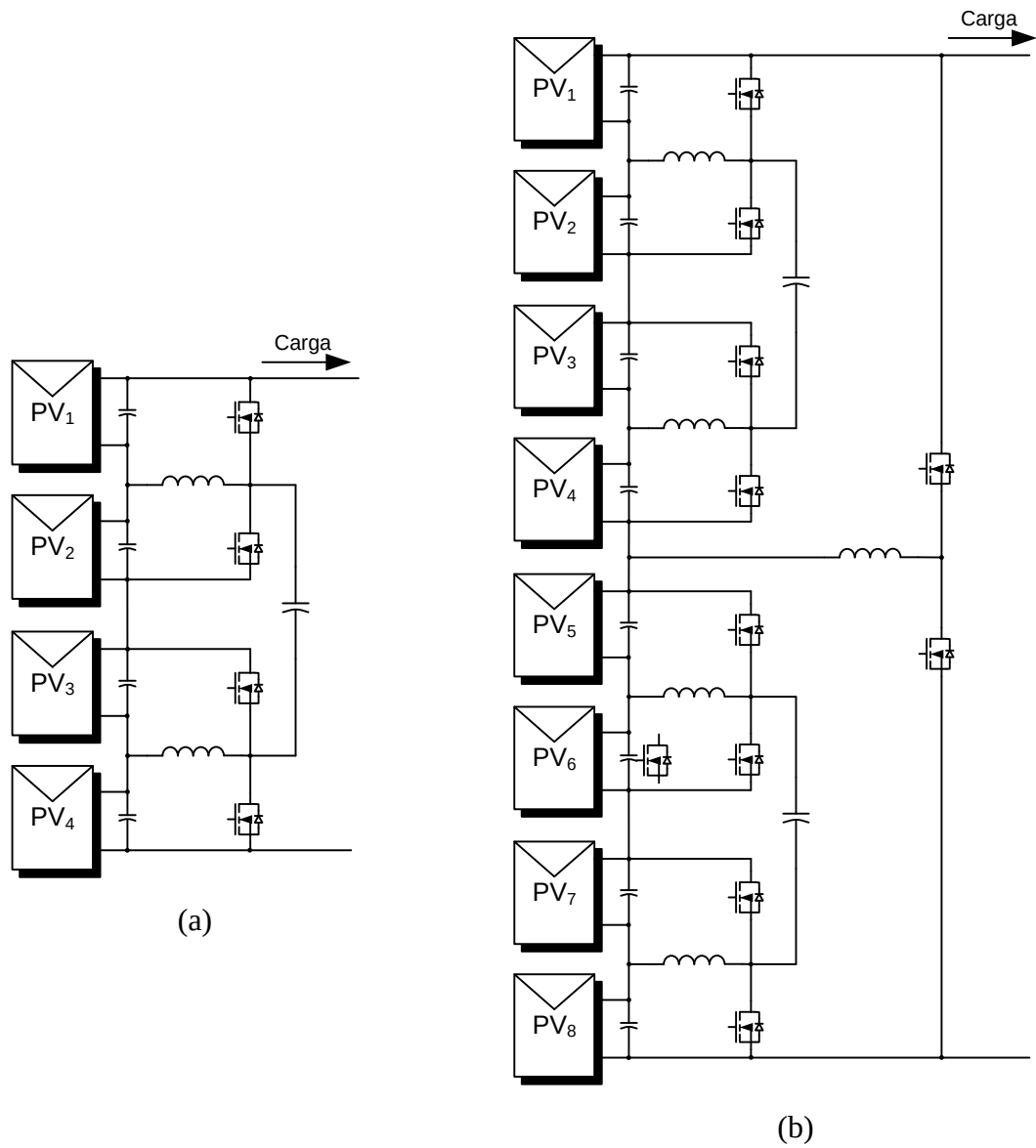


Figura 3.13 - Desviador proposto por [124]: (a) para uma string de 4 módulos; (b) para uma string de 8 módulos (arquitetura do tipo PV-to-PV-to-Bus) .

Capítulo 4 – Circuitos de Compensação PV-to-PV: Tipos, Funcionamento e Dimensionamento

Neste capítulo, são discutidos dois tipos de circuitos de compensação de sombreamento parcial da arquitetura PV-to-PV: o Desviador Buck-Boost Bidirecional e o Desviador de Capacitores Chaveados. Primeiramente, são mostrados estudos sobre o funcionamento e proposta de metodologia de dimensionamento para ambos os circuitos. Em seguida, são apresentados aprimoramentos de outros trabalhos na literatura destes desviadores. Ao final, são discutidas ambas as topologias de forma comparativa. Vale ressaltar que a arquitetura proposta no capítulo 6 tem o funcionamento semelhante, porém, sem sofrer o efeito de acúmulo de corrente desviada. Desta forma, a metodologia de dimensionamento aqui proposta, também é válida para a arquitetura PV-to-PV-to-Bus.

4.1 Os Circuitos PV-to-PV: *Buck-Boost* Bidirecional e o Capacitor Chaveado.

A arquitetura PV-to-PV pode ser implementada de forma indutiva, com o Buck-Boost Bidirecional, e de forma capacitiva, com conversor de capacitores chaveados, [25], [103]. Estes circuitos são ilustrados nas Figura 4.1 (a) e (b), respectivamente. A diferença entre estes dois circuitos é o elemento armazenador de energia utilizado para equalização das tensões dos módulos. Enquanto o *Buck-Boost* Bidirecional utiliza um indutor, o Desviador de Capacitores Chaveado utiliza um capacitor.

Ambos possuem versões aperfeiçoadas em outros trabalhos, que também serão discutidas neste capítulo. Em resumo, o *Buck-Boost* Bidirecional pode ser melhorado utilizando indutores acoplados para desvio, ao invés de um indutor só. Já no caso ao Capacitor Chaveado, pode-se substituí-lo por uma impedância ressonante. Todas essas melhorias vêm no sentido de facilitar o dimensionamento e submeter os elementos do circuito a menores níveis de corrente.

A seguir, o princípio de funcionamento e uma metodologia proposta para dimensionamento de cada um destes circuitos é apresentada, assim como para suas versões aperfeiçoadas.

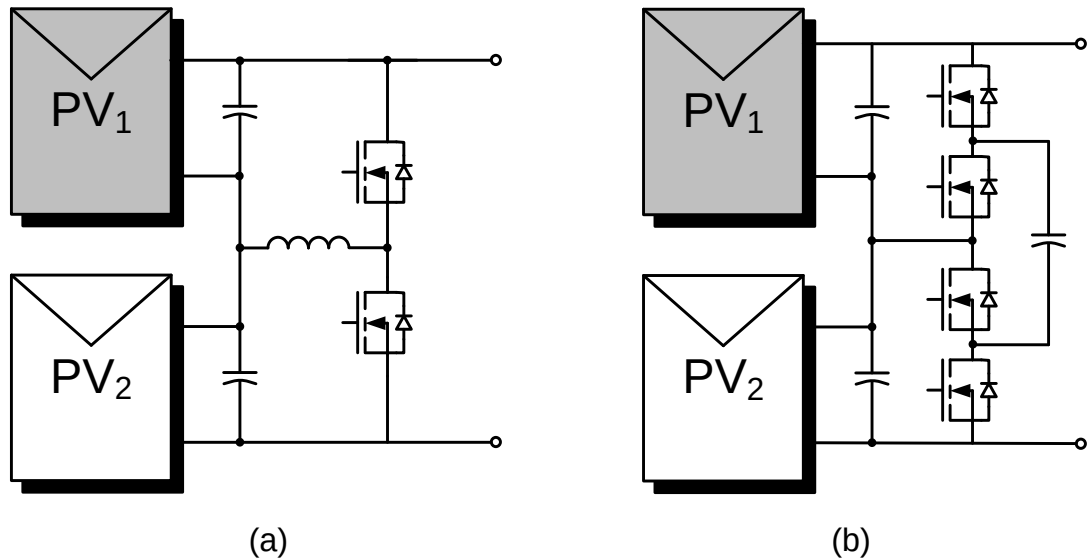


Figura 4.1 – Principais tipos de circuitos de compensação PV-to-PV: (a) *Buck-Boost* Bidirecional; (b) Capacitor Chaveado.

4.2 *Buck-Boost* Bidirecional: Princípio de Funcionamento

O desviador *Buck-Boost* Bidirecional é apresentado de forma mais detalhada em [106], [107], e nestes trabalhos é denominado Desviador de Corrente String Não-Dissipativo (NDSCD, *Non Dissipative String Current Diverter*). Na Figura 4.2 (a), (b) e (c) são ilustrados exemplos deste circuito para *strings* de 2, de 3 e de 4 módulos fotovoltaicos, respectivamente, com diferentes irradiações. Na Figura 4.3 (a), pode-se observar com mais clareza que este desviador, para dois módulos, é, basicamente, uma meia ponte, que, quando chaveada com 50% de razão cíclica consegue equalizar as tensões dos capacitores conectados a cada módulo. Na Figura 4.2 (b) é ilustrado um *Buck-Boost* Bidirecional para um arranjo de três módulos. Note que a diferença é que outro *Buck-Boost* Bidirecional de dois módulos é conectado entre o terceiro e o segundo módulos do arranjo, de forma sequencial. O mesmo se pode observar na Figura 4.3 (c), em um *Buck-Boost* Bidirecional para quatro módulos.

Para melhor entender o funcionamento do *Buck-Boost* Bidirecional, são apresentados na Figura 4.3 os intervalos de operação para uma string de apenas dois módulos, PV_1 e PV_2 , sendo que PV_2 apresenta sombreamento. As formas de onda de corrente para um chaveamento com 50% de razão cíclica são mostradas na Figura 4.4.

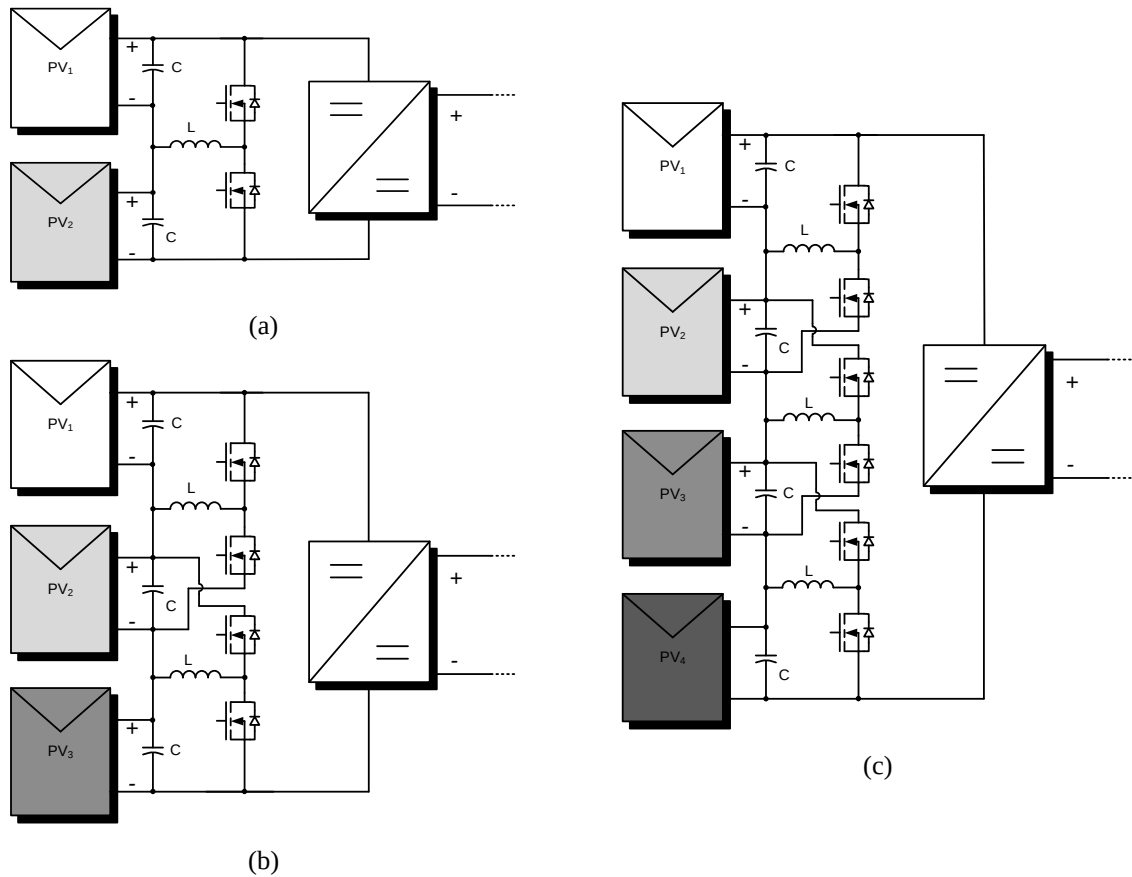


Figura 4.2 – Configurações em cascata de módulos com *Buck-Boost* Bidirecional: (a) String de dois módulos; (b) String de três módulos; (c) String de quatro módulos.

Conforme pode ser observado, quando o MOSFET M_1 é fechado, é aplicada no indutor a tensão do capacitor C_1 , fazendo com que a corrente no indutor cresça em forma de rampa. Neste intervalo, a corrente do MOSFET M_1 é a mesma da corrente I_L do indutor. Quando o MOSFET M_2 é fechado e M_1 é aberto, a corrente I_L acumulada no indutor é descarregada no capacitor C_2 . Isto porque, como ilustrado na figura, o módulo PV₂ está sombreado, e com menor irradiância que PV₁. Desta forma, o capacitor C_1 armazena a energia no indutor L para descarregá-lo no capacitor C_2 , e assim são equalizadas as tensões dos dois módulos, e desviada a diferença corrente entre os mesmos.

Para o *string* de dois módulos, a atuação do circuito como desviador se dá de tal forma que o valor médio de I_L , representa a diferença entre as correntes de cada módulo. Como cada módulo possui uma irradiância solar diferente, e como essa irradiância solar é, praticamente, proporcional a sua corrente de MPP, tem-se que o módulo menos iluminado terá, proporcionalmente, menor corrente de MPP. Desta forma, o módulo mais iluminado, tem uma parcela de sua corrente drenada pelo desviador *Buck-Boost* Bidirecional para carregar o capacitor do outro módulo menos iluminado.

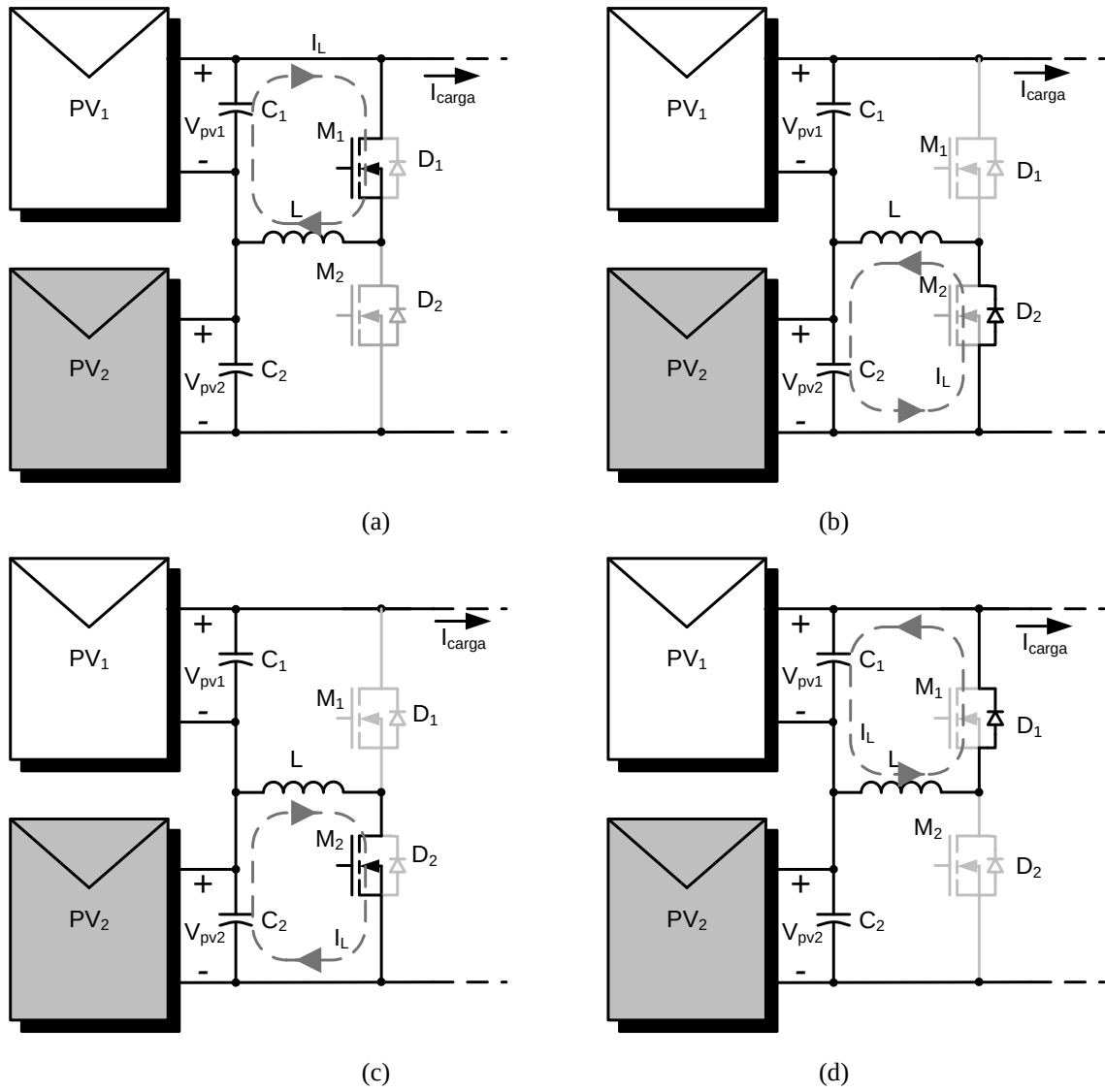


Figura 4.3 – Intervalos de chaveamento do *Buck-Boost* Bidirecional.

Desta forma, o valor médio da corrente I_L é calculada por,

$$I_L = \frac{I_{PV1} - I_{PV2}}{2} \quad (4.1)$$

O que implica que a corrente da carga I_{carga} é igual à média das correntes dos módulos, logo,

$$I_{carga} = \frac{I_{PV1} + I_{PV2}}{2} \quad (4.2)$$

Baseado no princípio de funcionamento do *Buck-Boost* Bidirecional é proposta a seguir uma metodologia de dimensionamento para os capacitores e indutores deste desviador.

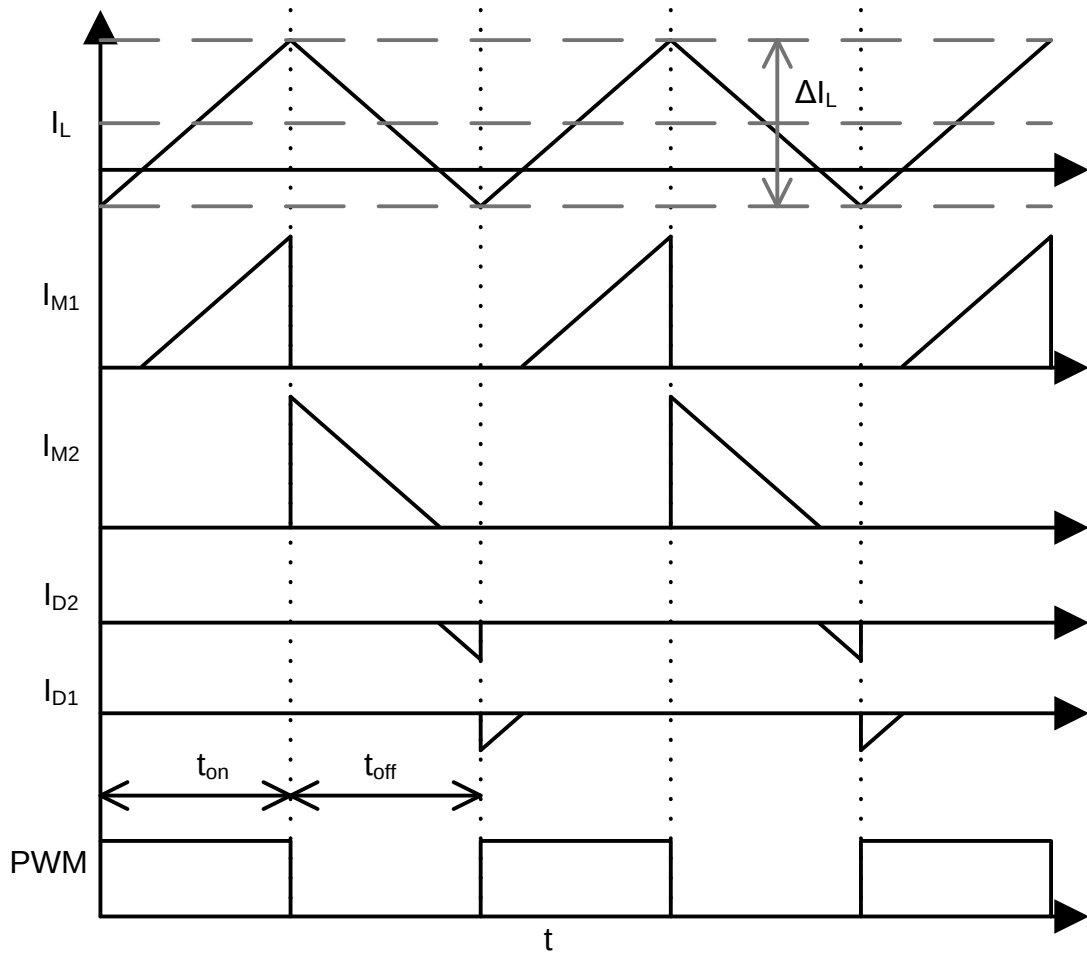


Figura 4.4 – Formas de onda das correntes no desviador *Buck-Boost* Bidirecional.

4.2.1 Metodologia de Dimensionamento do Desviador *Buck-Boost* Bidirecional

Para a análise do circuito de desvio de corrente, são admitidas algumas simplificações e idealidades que permitam ver de forma separada o efeito de cada elemento do circuito. Desta forma, são propostas metodologias para o dimensionamento dos indutores e dos capacitores do *Buck-Boost* Bidirecional.

4.2.1.1 Dimensionamento do Indutor do Desviador *Buck-Boost* Bidirecional

Para o cálculo de uma indutância apropriada para o desviador de corrente *Buck-Boost* Bidirecional, tendo-se como premissa de que será utilizado em arranjos fotovoltaicos sujeitos a sombreamento parcial, pode-se partir dos seguintes princípios:

- A situação em que o desviador funcionará com máximo desvio de corrente ocorre quando máxima incompatibilidade entre os módulos, ou seja, quando um módulo estiver totalmente sombreado e o outro com irradiância solar plena. De modo conservativo, pode-se admitir um módulo com cerca de 1000 W/m^2 de irradiância solar, como irradiância plena, enquanto outro estaria com, praticamente, 0 W/m^2 , como totalmente sombreado. De forma a ser conservativo, a corrente máxima desviada pode ser considerada como próxima da corrente de curto circuito I_{SC} do módulo com irradiância plena. Sendo assim, pode se esperar que o indutor esteja na mais severa das condições de desvio, com uma c.c. de corrente igual a corrente de curto de um módulo com máxima irradiância.
- Desconsiderando a variação da tensão nos capacitores, devida ao chaveamento, e com tensões iguais devido à ação do desviador, pode-se simplificar o circuito, como mostrado na Figura 4.5 (a), (b).

Na Figura 4.5, a meia ponte é chaveada com 50% de razão cíclica, o que faz com que apareça uma forma de onda de tensão quadrada no indutor, na Figura 4.5 (c) em uma abordagem conservativa, pode-se considerar a amplitude da tensão do indutor com valor máximo igual à tensão de circuito aberto V_{oc} dos módulos. Tendo o indutor uma corrente inicial nula, este apresenta apenas uma corrente de forma de onda triangular de valor máximo ΔI_{max} , como apresentado na Figura 4.5 (c). Sendo assim, pode-se definir o valor máximo de *ripple* de corrente para uma determinada indutância, conforme a equação (4.3). Em suma, seguindo o primeiro princípio, pode-se determinar o valor máximo de corrente contínua do indutor, enquanto que o segundo princípio permite determinar o valor máximo do *ripple* de corrente (di_L/dt máximo) no mesmo. O dimensionamento do indutor, para uma string de dois módulos, nesta abordagem, depende apenas dos valores de I_{SC} e V_{OC} e da frequência de chaveamento do desviador. Logo, para fins de projeto, a corrente no indutor do desviador, no caso de máximo desvio, possuirá uma componente de valor médio corrente inferior a corrente de curto de um módulo com máxima irradiância, e uma componente alternada com *ripple* correspondente à tensão em aberto do módulo. A amplitude da componente alternada dependerá da tensão dos módulos, da frequência de chaveamento, e da indutância, a qual pode ser calculada como demonstrado por Ned Mohan, em [125], capítulo 7, das páginas 178 a 180.

Logo, Considerando que o indutor tenha um núcleo de ferrite, o cálculo das componentes c.a. e c.c., como demonstrado Figura 4.6 (a), deve servir de base para o projeto do indutor.

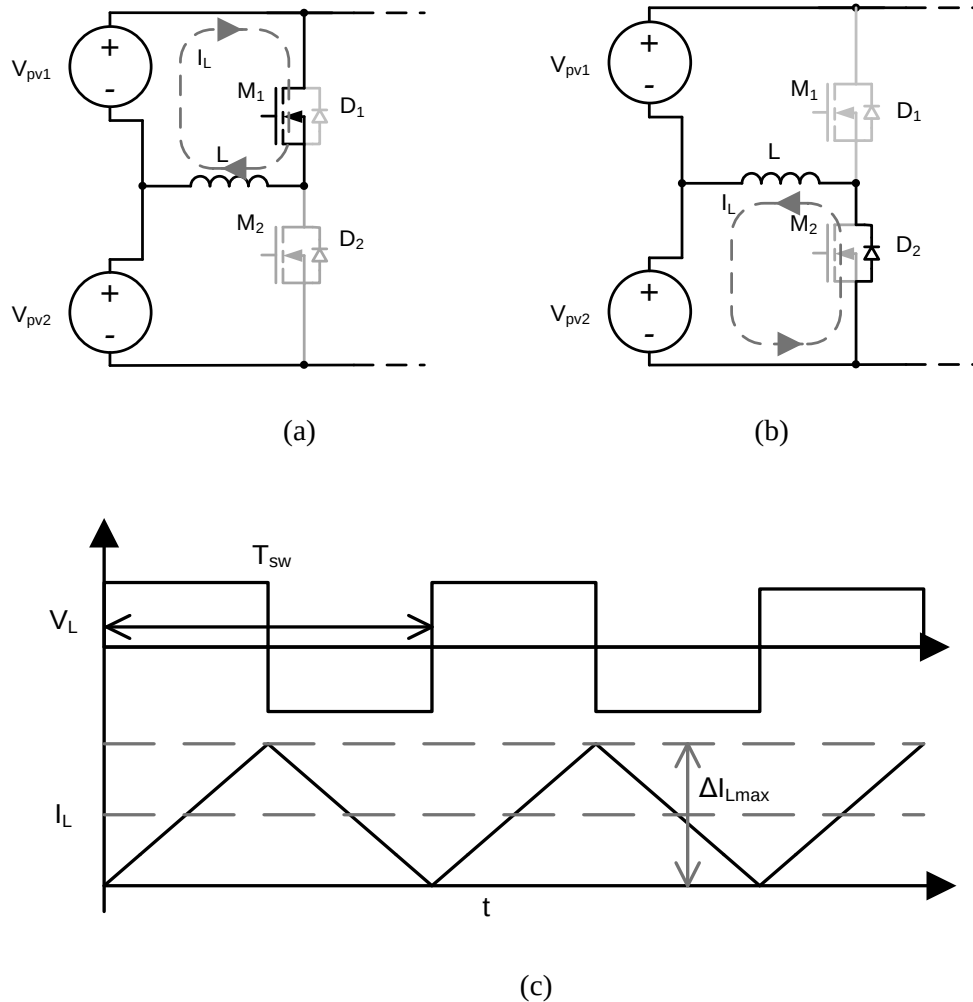


Figura 4.5 – Modelo simplificado do desviador *Buck-Boost* Bidirecional com fontes de tensão.

No entanto, a componente c.c. da corrente, também gera um componente de fluxo magnético c.c. no núcleo que o aproxima da região de saturação, como ilustrado na Figura 4.6 (b). Para reduzir esta componente, pode-se utilizar de indutores acoplados, como é feito no desviador *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados, conforme, [105], [109]. Porém, os detalhes desta abordagem serão discutidos na seção 4.2.2.

$$\Delta I_{L\max} = \frac{V_{oc} T_{sw}}{2L} \quad (4.3)$$

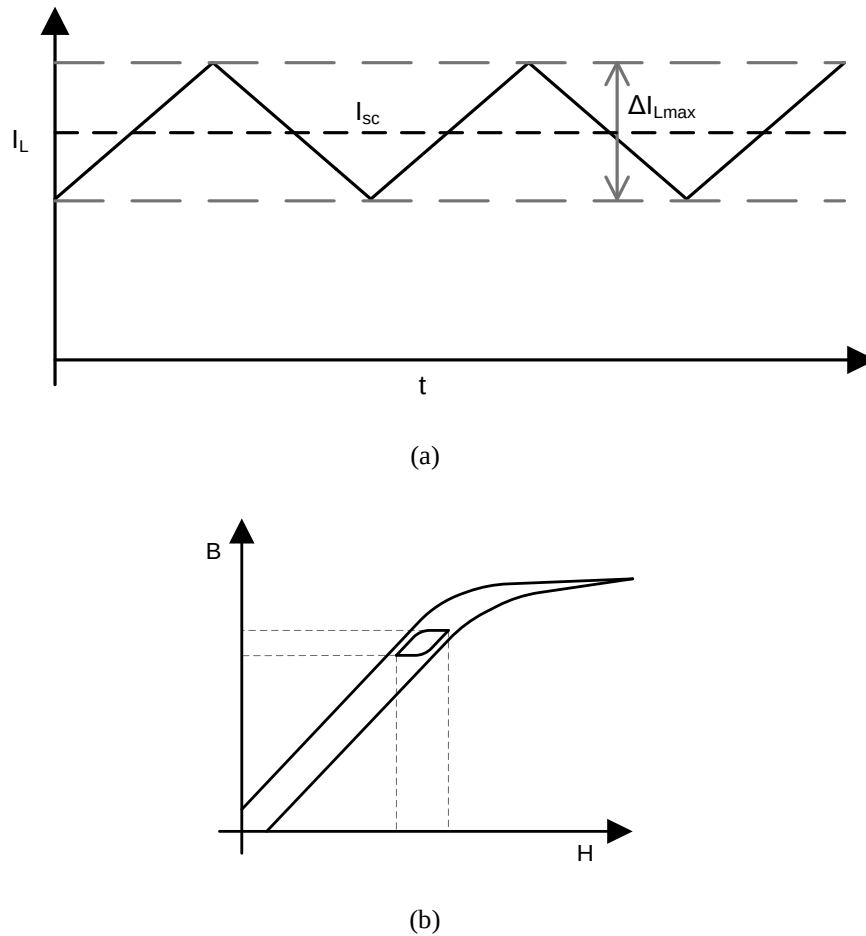


Figura 4.6 – (a) Corrente no indutor do *Buck-Boost* Bidirecional no pior caso de desvio; (b) Efeito histerese no núcleo do indutor do *Buck-Boost* Bidirecional.

4.2.1.2 Dimensionamento do Capacitor do *Buck-Boost* Bidirecional

Para o dimensionamento do capacitor, pode-se considerar os indutores, os módulos fotovoltaicos e a carga como fontes de corrente contínua, para analisar o efeito do chaveamento sobre os capacitores. Logo, pode-se fazer as seguintes considerações:

- Os dois são considerados como fontes de corrente de valores diferentes, representando o sombreamento parcial.
- A fonte de corrente que representa o indutor tem valor de corrente igual à diferença entre as correntes dos dois módulos.
- A corrente na carga é a média aritmética das correntes de cada módulo.
- O chaveamento da ponte faz com que a corrente excedente em um módulo seja passada de um capacitor para outro igualando as tensões.
- De modo a ser conservativo, pode se considerar que o pior caso para o desvio de corrente, é quando um módulo está totalmente sombreado enquanto o outro se

encontra com irradiância plena. Da mesma forma que no dimensionamento do indutor, considera-se que a maior corrente a ser desviada é equivalente a corrente de curto I_{SC} de um dos módulos.

Sendo assim, um modelo simplificado que permite calcular a capacitância em função do *ripple* de tensão desejado pode ser usado para determinar a escolha dos capacitores.

Na Figura 4.7 (a) e (b) são apresentados os caminhos das correntes durante os intervalos de chaveamento dos MOSFETs. Considerando o módulo PV_1 com maior irradiância que PV_2 , temos que quando fechado, o MOSFET M_1 conduz e quando, aberto, o diodo inferior conduz. Conforme as considerações feitas, durante o chaveamento, a corrente nos capacitores apresenta uma forma de onda quadrada com amplitude igual à metade da corrente desviada pelo indutor, ou seja, metade da diferença de correntes dos módulos PV_1 e PV_2 . Sendo assim, a forma de onda da tensão nos capacitores é, aproximadamente, triangular, tendo seu valor máximo de *ripple* dado pela eq. (4.4),

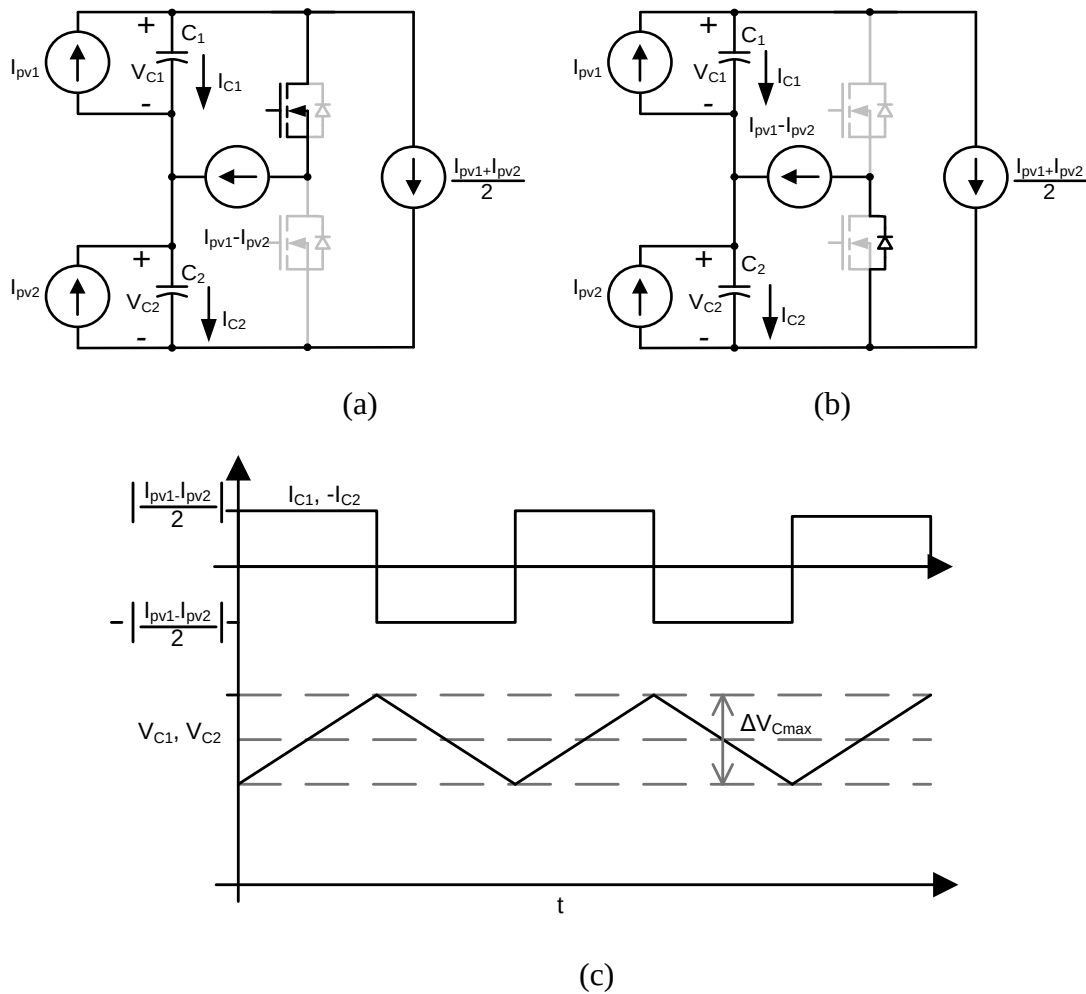


Figura 4.7 – Modelo de fontes de corrente do desviador *Buck-Boost* Bidirecional.

$$\Delta V_{C_{\max}} = \frac{(I_{PV_1} - I_{PV_2})T_{sw}}{4C} \quad (4.4)$$

Conforme demonstrado na equação (4.4), o *ripple* de tensão nos capacitores é proporcional à diferença de corrente entre os módulos. Considerando como pior caso de incompatibilidade o de um módulo com irradiância plena em série com um módulo totalmente sombreado, podemos considerar que o pior caso de *ripple* de tensão nos capacitores pode ser calculado pela equação (4.5), em que, como maior diferença de corrente é considerada a corrente de curto de um dos módulos,

$$\Delta V_{C_{\max}} = \frac{I_{SC}T_{sw}}{4C} \quad (4.5)$$

em que I_{SC} é corrente de curto dos módulos sobre irradiância plena., T_{sw} é o tempo de chaveamento, C a capacitância e $\Delta V_{C_{\max}}$ o *ripple* de tensão máximo esperado no capacitor

4.2.1.3 Buck-Boost Bidirecional para uma String Dois Módulos

Na Figura 4.8 é apresentado o esquema de simulação do *Buck-Boost* Bidirecional em PSIM® para diferentes condições de irradiância solar. Os dois módulos de 60 células são conectados em série e possuem irradiância solar diferentes, de 200 W/m² e 1000 W/m². O indutor de 140µH e o capacitor de 60µF foram calculados, utilizando a metodologia proposta, para um chaveamento de 100kHz com *ripple* de corrente e de tensão inferior a 1,36A e 375 mV, respectivamente. A simulação foi feita com uma carga de 12 Ω para que o ponto de operação seja próximo do MPP do arranjo.

Na Figura 4.9 são mostradas as correntes dos módulos e da carga. Como pode ser observado, a corrente da carga equivale a média aritmética das correntes dos módulos. Na Figura 4.10 e são mostradas a tensão e a corrente do indutor. Quanto a corrente, pode-se notar que valor de *ripple* inferior ao esperado e que o seu valor médio equivale a diferença de correntes entre os módulos PV_1 e PV_2 .

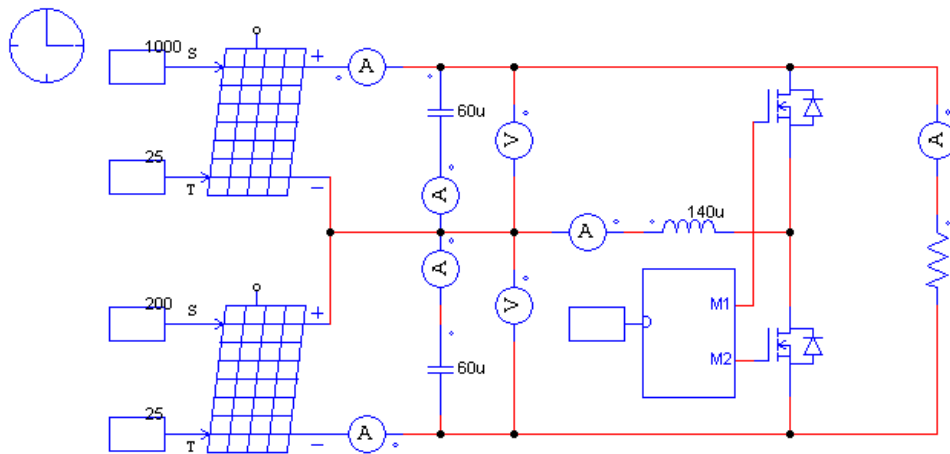


Figura 4.8 – Simulação em PSIM® de dois módulos com irradiações diferentes conectados a um desviador *Buck-Boost* Bidirecional.

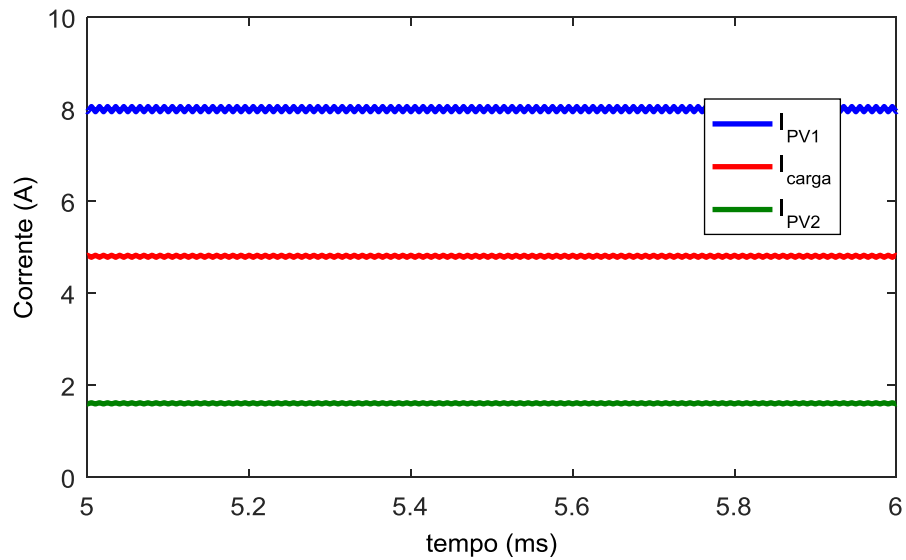


Figura 4.9 – Resultados da Simulação da Figura 4.8: Correntes dos módulos e da carga.

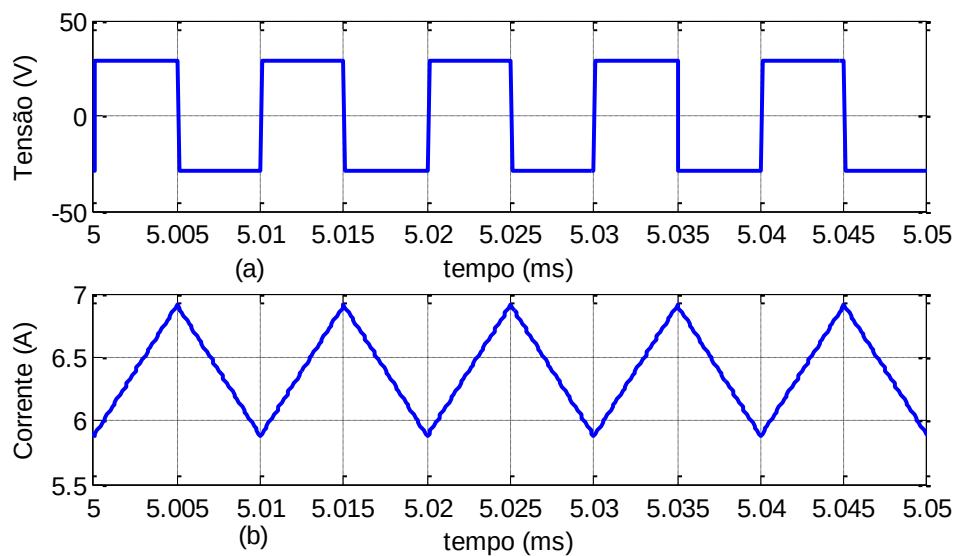


Figura 4.10 – Resultados da Simulação da Figura 4.8: Formas de onda de tensão e corrente no indutor.

Na Figura 4.11 são mostradas as tensões e correntes nos capacitores. Como esperado, o *ripple* de tensão é inferior ao esperado no projeto. Pode-se notar também que as formas de onda de corrente se assemelham a uma onda quadrada, o que faz com que a tensão dos capacitores se assemelhe a uma triangular. Em [105] é mencionado que o desviador *Buck-Boost* Bidirecional, em relação aos outros tipos (*Flyback* e *Cúk*), é o mais simples de ser implementado, porém, é o que possui maior *ripple* de tensão nos módulos

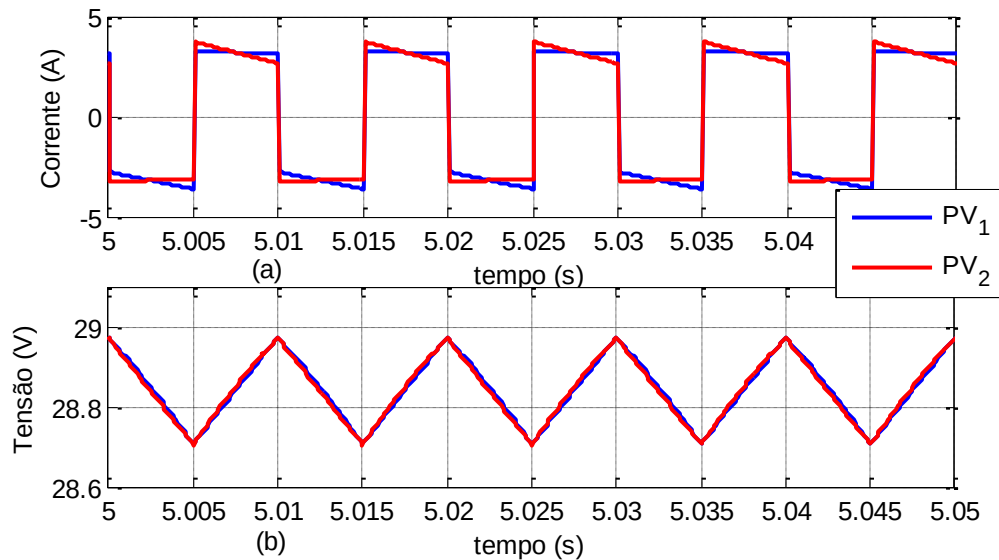


Figura 4.11 – Resultados da Simulação da Figura 4.8: Formas de onda de tensão e corrente nos capacitores.

4.2.1.4 *Buck-Boost* Bidirecional para Strings com mais de Dois Módulos.

Inicialmente, a metodologia proposta de dimensionamento da seção anterior considera apenas a *string* de dois módulos. No entanto, esta abordagem necessita de adaptações para atender aos mesmos critérios de dimensionamento quando se tratar de uma *string* com mais do que dois módulos. Como é demonstrado a seguir, para *strings* de maior de número de módulos, observa-se uma maior corrente desviada pelos indutores no centro da *string*, quando afetadas por sombreamento parcial.

A princípio, o desviador *Buck-Boost* Bidirecional é capaz de desviar as correntes e equalizar as tensões para todas as situações sombreamento parcial em uma *string*. Para uma *string* de dois módulos, foi observado que a maior corrente desviada ocorre quando um módulo possui irradiância plena enquanto o outro é totalmente sombreado. No entanto, quando se aumenta a ordem de uma *string*, aumenta-se a possibilidade de diferentes tipos de sombreamento parcial. Na Figura 4.12 são mostradas possibilidades de sombreamento de uma *string* de três módulos, o qual podem gerar quatro combinações de sombreamento parcial. A

cada variação, aparecem correntes de valor médio diferentes em cada indutor do desviador. Isto é verificado através de simulações no PSIM®, cujos resultados são mostrados na Figura 4.13, cada letra correspondente ao tipo de sombreamento de mesma letra da Figura 4.12. Na Figura 4.12 (a), apenas um dos módulos da extremidade inferior é sombreado. Como observado na Figura 4.13 (a) resulta em correntes nos indutores L_1 e L_2 de 5 e 10 A de valor médio nos dois indutores, respectivamente. O interessante é que mesmo no indutor L_1 , que se situa entre dois módulos com mesma irradiância solar, aparece uma corrente com valor médio de 5A. Isto porque em *strings* de muitos módulos, ocorre um fenômeno, aqui denominado, “acúmulo de corrente desviada”, típico dos circuitos PV-to-PV. Na Figura 4.12 (b), apenas o módulo do meio é sombreado, o que resulta em correntes com mesmo valor médio, porém, com sinais opostos, como mostra a Figura 4.13 (b). Na Figura 4.12 (c) o segundo e terceiro módulos são sombreados, o que leva a um resultado semelhante ao da Figura 4.12 (a), porém 10 e 5 A em L_1 e L_2 , como observado na Figura 4.13 (c).

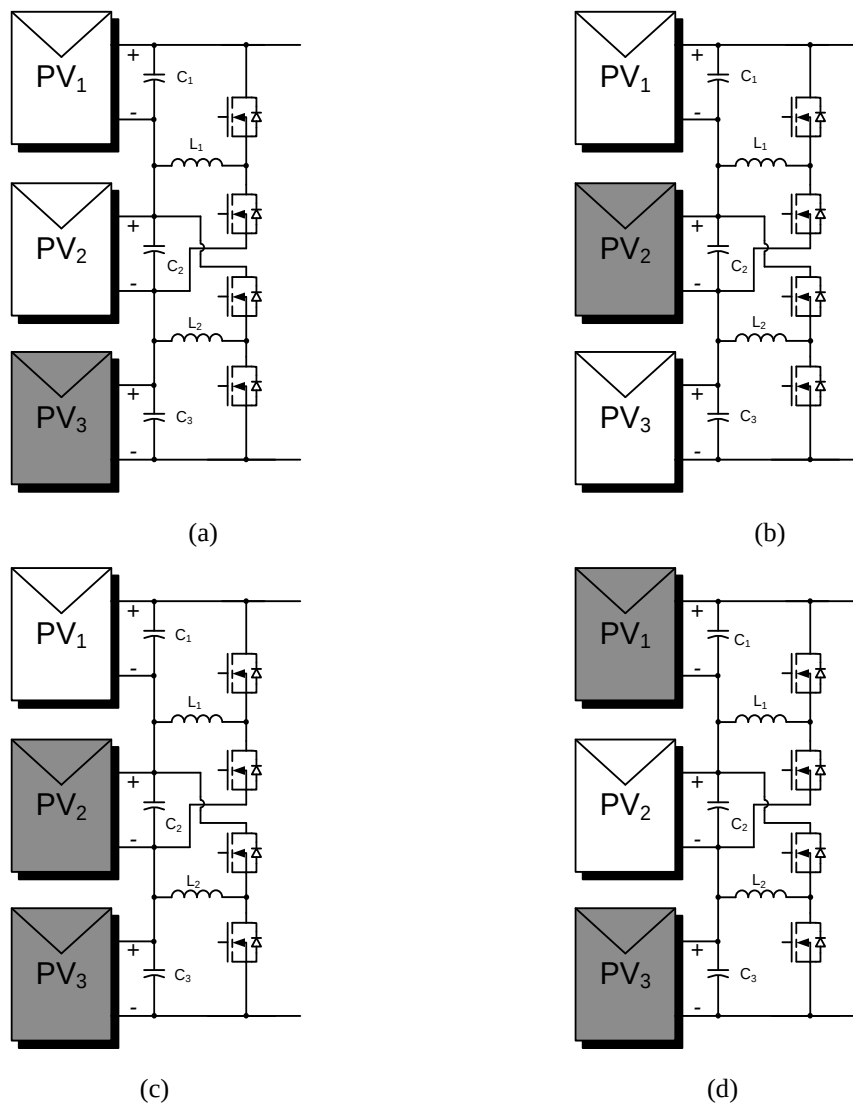


Figura 4.12 – Tipos de sombreamento possíveis em uma *string* de três módulos.

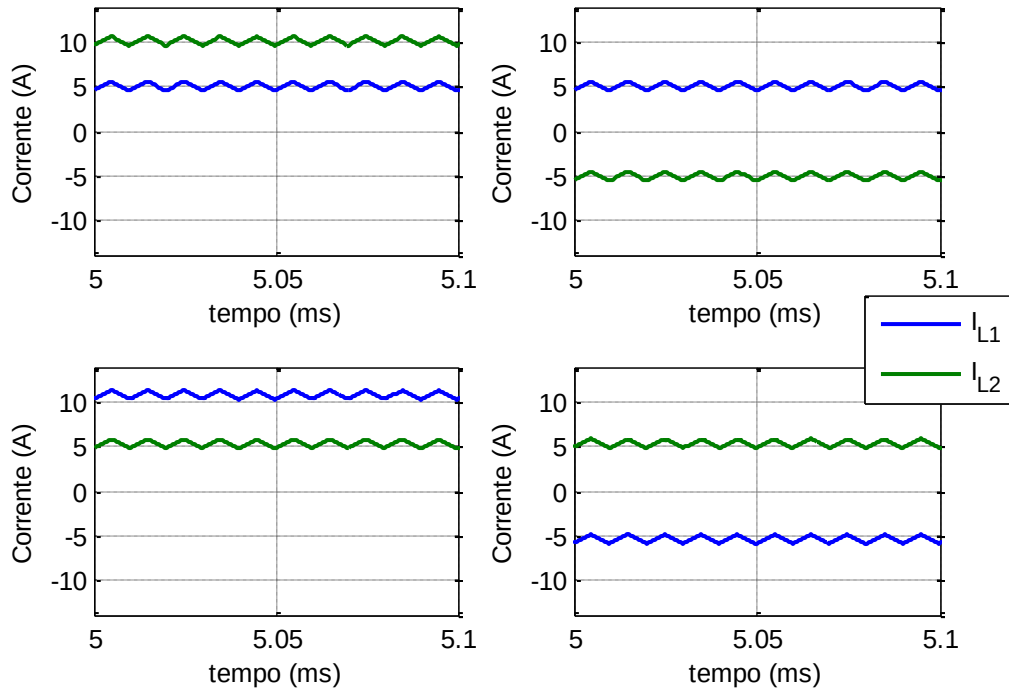


Figura 4.13 – Resultados de simulação dos possíveis sombreamentos da Figura 4.12: Correntes dos indutores $L1$ e $L2$.

O mesmo se repete para Figura 4.12 (d), em relação a Figura 4.12 (b). Fica claro então que valor médio da corrente desviada pelos indutores é maior quando uma sequência de módulos é sombreada de forma consecutiva. Também pode-se observar em todos os resultados que independente do tipo de sombreamento, o ripple de corrente nos indutores permanece a mesma, e é igual em todos, já que depende apenas das tensões nos módulos, que também são iguais devido a equalização de tensão.

Através de uma extensa análise de um conjunto de simulações, variando-se tanto o número de módulos de uma *string*, quanto ao tipo de sombreamento, pôde-se definir uma relação empírica entre as correntes dos indutores e dos módulos. A corrente de cada indutor não é somente a diferença entre as correntes dos módulos adjacentes, mas também tem uma relação com as correntes nos outros módulos vizinhos aos adjacentes e a corrente de carga do arranjo. Através da análise de um conjunto de simulações é proposta a seguinte relação da equação (4.6),

$$I_{Ln} = (I_{PVn+1} - I_{PVn}) + \sum_{k=1,2,\dots,n-1,n+2,\dots}^K \frac{(n-k)}{|n-k|} \times (I_{carga} - I_{PVk}) \quad (4.6)$$

em que a corrente do indutor n é composta pela diferença das correntes dos módulos adjacentes, n e $n+1$ mais o somatório de diferenças entre a corrente de carga e as correntes dos outros módulos não adjacentes ao indutor n . Através do mesmo estudo, pôde-se constatar que os casos em que aparece maior valor médio de corrente desviada é quando um número mais próximo da metade dos módulos em sequência é sombreado totalmente, enquanto a outra parte possui irradiância plena. Isto faz que as correntes dos indutores tenham valor médio maior conforme o seu posicionamento se aproxime do centro da *string*.

Na Figura 4.14 (a) e (b) são apresentados dois tipos de sombreamentos os quais podem ser classificados como sombreamento parcial consecutivo e sombreamento parcial intercalado. Entende-se como parcial consecutivo o sombreamento em que uma metade da *string* é sombreada, enquanto a outra metade recebe irradiância solar plena. Já o sombreamento parcial intercalado pode ser entendido quando um módulo é sombreado e o seguinte iluminado plenamente, e assim, sucessivamente. Na Figura 4.14 (c) e (d) são mostrados os resultados de simulação para as correntes dos dois indutores do *Buck-Boost Bidirecional* de uma *string* de 4 módulos para os sombreamentos das letras (a) e (b), respectivamente. Pode-se observar que, embora o mesmo número de módulos esteja sombreado, o fato de estarem em posições diferentes na sequência afeta a corrente a ser desviada por cada indutor. A maior corrente é a do indutor central para o sombreamento parcial consecutivo. A corrente do indutor L_2 no sombreamento consecutivo é o dobro das correntes dos outros indutores, enquanto que no sombreamento intercalado, possui valor médio igual zero, aparentemente. Isto se deve ao acúmulo de corrente desviada. Em resumo, os níveis centrais de um desviador tem de desviar não somente a diferença de corrente dos módulos adjacentes, mas também uma parcela das correntes dos outros níveis. O valor de corrente negativo para o caso de sombreamento intercalado é devido de corrente desviada para este caso. A corrente de L_2 no sombreamento intercalado é praticamente nula devido à sobreposição das correntes dos outros indutores L_1 e L_3 que se cancelam em L_2 . Em outras simulações, de ordem superior, dentre as diversas possibilidades de sombreamento, o parcial consecutivo apresentou as correntes com maior valor médio nos indutores do *Buck-Boost Bidirecional*, enquanto o intercalado apresentou as menores correntes.

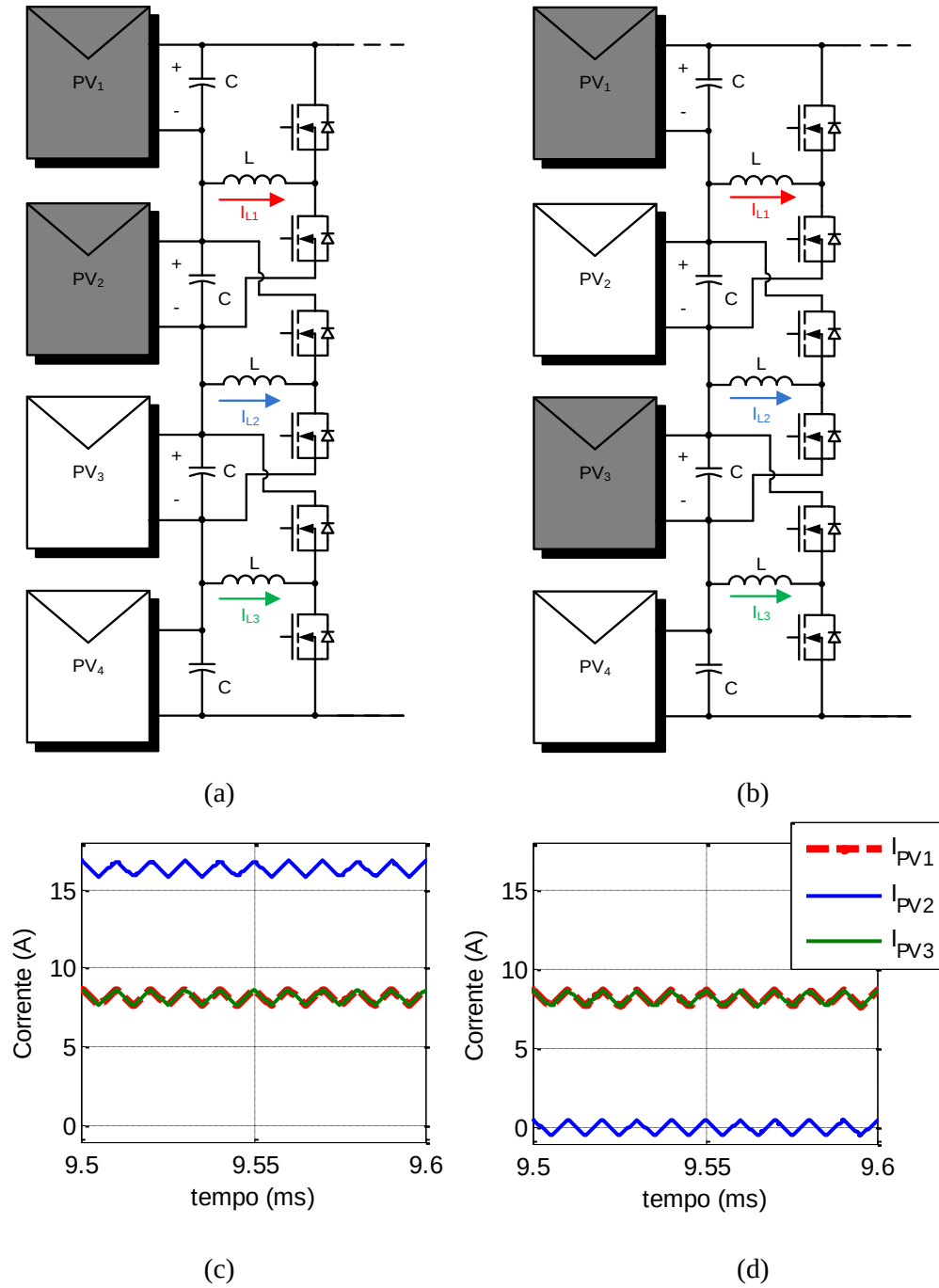


Figura 4.14 – Simulação de *string* de 4 módulos: Comparação entre tipos de sombreamento parcial consecutivo e intercalado.

Em [103] é apresentada uma equação matricial que estabelece uma relação entre as correntes dos módulos e dos indutores de um desviador PV-to-PV genérico. Aplicando as leis das correntes de *Kirchhoff* e tratando apenas da média das correntes, [104] chegou à seguinte equação matricial;

$$\begin{bmatrix} 1 & -(1-D_2) & 0 & \cdots & 0 \\ -D_1 & 1 & -(1-D_3) & \ddots & \vdots \\ 0 & -D_2 & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 1 & -(1-D_{n-1}) \\ 0 & \cdots & 0 & -D_{n-2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L,1} \\ I_{L,2} \\ \vdots \\ I_{L,n-2} \\ I_{L,n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PV,2} - I_{PV,1} \\ I_{PV,3} - I_{PV,2} \\ \vdots \\ I_{PV,n-1} - I_{PV,n-2} \\ I_{PV,n} - I_{PV,n-1} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

em que, as variáveis de D_1 a D_{n-1} são a razão cíclica de cada nível do desviador, I_{L1} a I_{Ln-1} são as correntes dos indutores, e I_{PV1} a I_{PVn} são as correntes de cada módulo, e, finalmente, n é o número de módulos da *string*.

Considerando que todos os níveis trabalhem com 50% de razão cíclica de forma a equalizar as tensões dos módulos, tem-se que,

$$\begin{bmatrix} 1 & -0,5 & 0 & \cdots & 0 \\ -0,5 & 1 & -0,5 & \ddots & \vdots \\ 0 & -0,5 & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 1 & -0,5 \\ 0 & \cdots & 0 & -0,5 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L,1} \\ I_{L,2} \\ \vdots \\ I_{L,n-2} \\ I_{L,n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PV,2} - I_{PV,1} \\ I_{PV,3} - I_{PV,2} \\ \vdots \\ I_{PV,n-1} - I_{PV,n-2} \\ I_{PV,n} - I_{PV,n-1} \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

Se for considerado o sombreamento parcial consecutivo, temos, então, o pior caso de corrente dos indutores no centro da string. Logo,

$$I_{PV,1} = I_{PV,2} \cdots I_{PV,\left(\frac{N}{2}\right)} = 0 \quad e \quad I_{PV,\left(\frac{N}{2}+1\right)} = I_{PV,\left(\frac{N}{2}+2\right)} \cdots I_{PV,N} = I_{MAX} \quad (4.9)$$

Desta forma, considerando a *string* com número par de módulos, o cálculo da corrente dos indutores é obtido solucionando a equação do seguinte sistema linear,

$$\begin{bmatrix} I_{L,1} \\ I_{L,2} \\ \vdots \\ I_{L,\frac{N}{2}} \\ \vdots \\ I_{L,N-2} \\ I_{L,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ -0,5 & 1 & -0,5 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & -0,5 & 1 & -0,5 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & -0,5 & 1 & -0,5 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -0,5 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ I_{PV,\left(\frac{N}{2}+1\right)} - I_{PV,\left(\frac{N}{2}\right)} \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

Logo, temos que a corrente com maior valor médio acontecerá no indutor que estiver no centro da string, ou seja, o indutor de índice $N/2$. Na ocorrência do sombreamento parcial consecutivo, a corrente do indutor aumenta, conforme o posicionamento do seu respectivo desviador se aproxima do centro da *string*. Ou seja, quanto mais próximo do centro da string, maior o acúmulo de corrente desviada. Com base na equação 4.10, o pior caso de corrente no indutor é calculado por,

$$I_{L, \frac{N}{2}} = \frac{N}{2} \left(I_{PV, \left(\frac{N}{2} + 1 \right)} - I_{PV, \left(\frac{N}{2} \right)} \right) = \frac{N}{2} I_{MAX} \quad (4.11)$$

sendo I_{MAX} a corrente de irradiância plena, o que, de forma conservativa, poderia ser considerada como próxima da corrente de curto-circuito dos módulos. Esta mesma consideração é feita em [110] e chega à mesma conclusão, de que o sombreamento consecutivo submete os indutores centrais a maiores correntes. Isto faz com que os indutores necessitem de um projeto diferenciado conforme a posição do seu respectivo desviador na *string*.

Na Figura 4.15 é mostrada uma ilustração de uma *string* de seis módulos com cinco desviadores. O sombreamento parcial é do tipo consecutivo, em que a primeira metade é sombreada e a segunda metade tem irradiância plena, conforme mostrado na Figura 4.15 (a). Note que, aplicando equação (4.8) a este sistema, tem-se que o valor médio das correntes são representadas pelo gráfico da Figura 4.15 (b), considerando o pior caso de sombreamento parcial. Quanto mais próximo do centro da string, maior o valor médio corrente dos indutores.

O projeto de um indutor leva em conta tanto a componente c.c. quanto a componente c.a. de uma corrente que por este passa. Ambas as componentes criam componentes de fluxo magnético que podem causar a saturação do núcleo, fazendo com que o indutor deixe de ter a função para a qual foi projetado. Conforme o acúmulo de corrente desviada aumenta, aumenta-se a componente c.c. no núcleo dos indutores centrais, o que faz com que estes indutores e seus núcleos necessitem de maiores volumes, para que não saturem. Na próxima seção é apresentada uma solução para este problema, aplicando o entrelaçamento entre os desviadores, e fazendo com que o fluxo magnético seja quase eliminado.

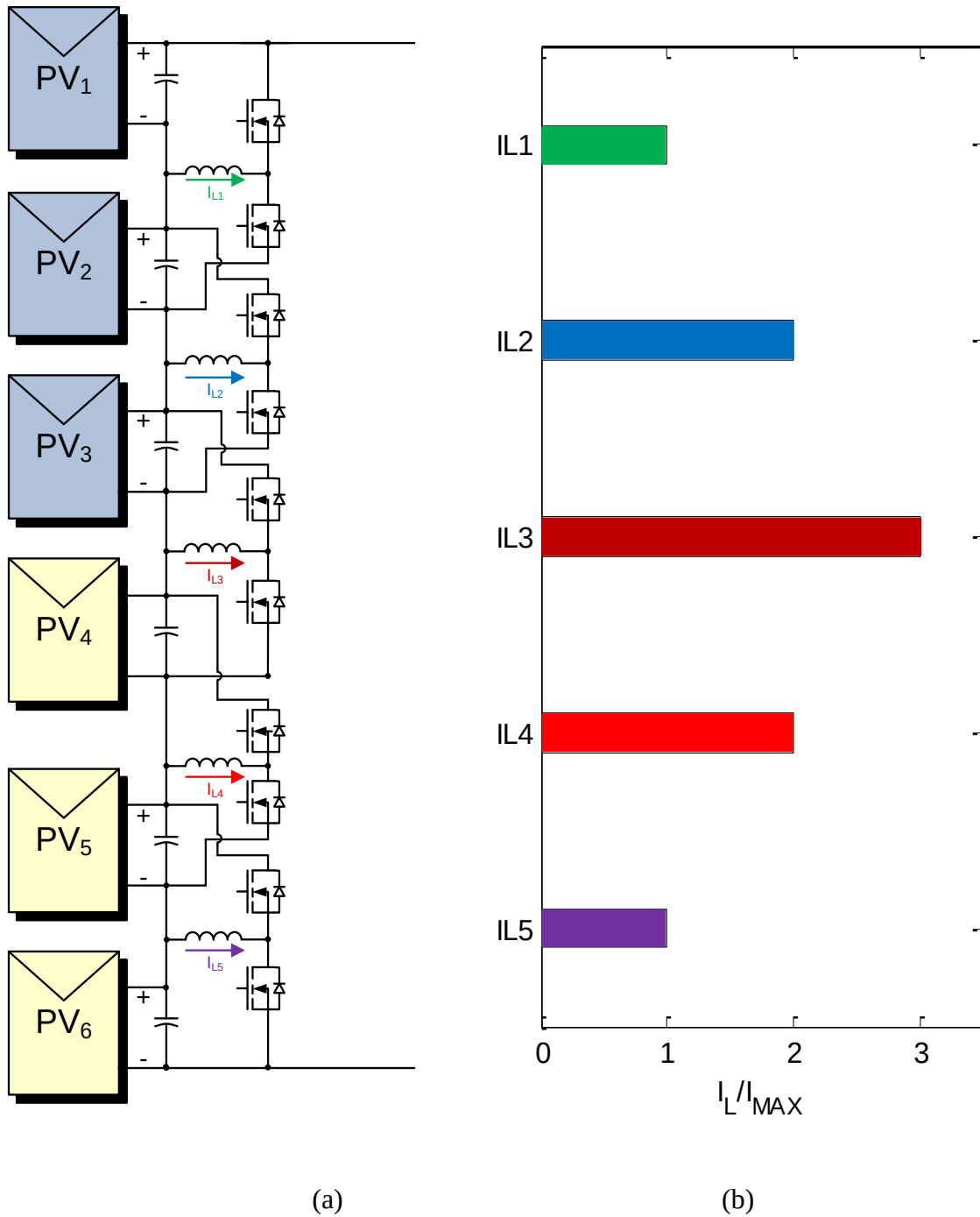


Figura 4.15 – Acúmulo de Corrente Desviada: (a) String de 6 módulos, com desviador Buck-Boost Bidirecional PV-to-PV e sombreamento parcial consecutivo de metade dos módulos; (b) correntes dos indutores do desviador em razão da corrente máxima dos módulos com irradiância plena.

4.2.2 Desviador *Buck-Boost* Bidirecional com Indutores Acoplados.

Como mostrado na seção anterior, o desviador *Buck-Boost* Bidirecional para dois módulos, apresenta, em seu indutor, uma corrente de valor médio igual a diferença de corrente entre os módulos. A componente c.c. desta corrente corresponde às diferenças de irradiância dos módulos da *string*, enquanto a componente c.a. é resultado do próprio chaveamento e tensão dos módulos. Também foi observado que conforme aumenta o número de módulos da *string*, devido ao acúmulo de corrente desviada, os indutores centrais apresentam maiores valores da corrente média desviada, o que dificulta cada vez mais o seu projeto. Sendo assim, o dimensionamento do indutor é dificultado tanto pela presença da componente c.c., quanto pelo fato de esta componente sofrer aumento pelo acúmulo de corrente desviada.

Em [108], [109], é apresentado um estudo detalhado de um desviador *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados, denominado, Conversor *Ladder* Multinível de Indutores Acoplados, o CIMLL (*Coupled Inductor Multi-Level Ladder*). A principal diferença deste conversor é que utiliza a teoria de conversores entrelaçados para reduzir ao mínimo possível o fluxo magnético no núcleo do indutor de desvio. Conversores entrelaçados podem ser baseados em diversas topologias, sejam de entrelaçamento em série ou em paralelo, [126]. Possibilitam redução do volume dos materiais magnéticos de qualquer conversor, [127], além de reduzirem o *ripple* de corrente e aumentarem a eficiência do conversor, [128]. Também apresentam melhor resposta dinâmica, menor interferência eletromagnética (EMI), e diminuição dos filtros em volume, tanto de capacitores, quanto indutores, [129].

Conforme ilustrado nas Figura 4.16 (a) e (b), temos na primeira, o *Buck-Boost* Bidirecional comum, para dois módulos, e na segunda, o mesmo com indutores acoplados. Note que o entrelaçado é, na prática, um duplo *Buck-Boost* Bidirecional em paralelo, em que os indutores possuem o mesmo núcleo. Desta forma, em um arranjo maior, entre cada par de módulos, é adicionado mais um braço de desviador, cujos indutores são acoplados. Independente do nível da corrente c.c., a componente c.c. do fluxo magnético é eliminada. A componente c.a. do fluxo é quase totalmente eliminada pela defasagem de 180° dos comandos de chaveamento para cada braço, necessária para o correto funcionamento deste conversor. Na Figura 4.16 (c) e (d) são mostrados resultados de simulação em que se comparam correntes dos indutores do *Buck-Boost* Bidirecional comum e do com indutores acoplados. No primeiro, a corrente do indutor possui um valor médio que corresponde à diferença de

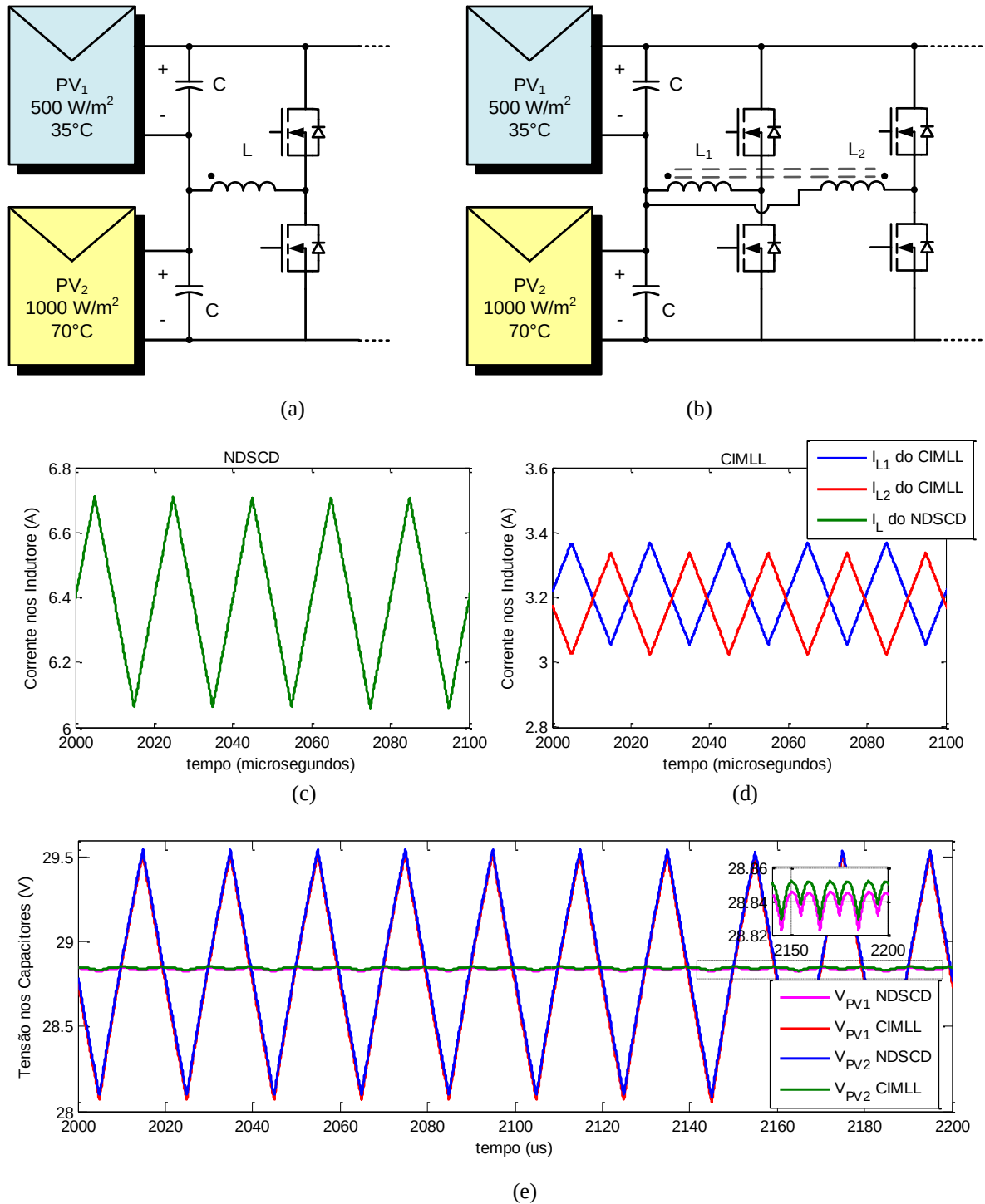


Figura 4.16 – Comparação entre Circuitos do Buck-Boost Bidirecional comum e com indutores acoplados.

correntes dos dois módulos. Já no CIMLL, para a mesma situação que no anterior, a corrente média nos indutores é metade da diferença, já que cada meia ponte divide a corrente desviada. O mesmo vale para o *ripple* de corrente no indutor, que reduzido pela metade em relação no caso do circuito de indutores acoplados. Na Figura 4.20 (e) são apresentados os resultados das tensões dos módulos de ambos. Note que o entrelaçamento traz benefícios para o capacitor

também. Enquanto o *ripple* do comum é triangular, devido à forma de onda de corrente quadrada (ver Figura 4.4), para uma mesma situação, o *ripple* de corrente do entrelaçado é diversas vezes inferior, já que a corrente c.a. que por ele é drenada é uma resultante do cancelamento das correntes defasadas de 180° . Mais detalhes sobre o funcionamento do CIMLL são esclarecidos a seguir, quando se tratar do seu dimensionamento.

4.2.3 Dimensionamento do *Buck-Boost* Bidirecional com Indutores Acoplados

4.2.3.1 Cálculo das Correntes e do Fluxo Magnético no Indutor.

Quanto ao dimensionamento do *Buck-Boost* Bidirecional de indutores acoplados, a escolha do indutor deve ser feita com base em cálculos mais cuidadosos que no caso de um indutor de apenas um enrolamento. Deve se considerar o efeito das indutâncias parasitas no circuito da ponte H que constitui o conversor, porém a princípio estas indutâncias não são consideradas. Não há necessidade de se considerar o fluxo magnético da corrente continua desviada na escolha do núcleo deste desviador, já que o fato de ser dois indutores acoplados, ocorre o cancelamento das componentes de fluxo magnético c.c..

Para a cálculo do *ripple* de corrente no indutor é utilizado um modelo do circuito com fontes de tensão no lugar dos módulos, semelhante ao feito na seção anterior, porém aplicado a indutores acoplados. Na Figura 4.17 (a) e (b), são mostrados dois intervalos de chaveamento deste modelo do desviador para dois módulos. Na Figura 4.17 (a) a chave superior da primeira meia ponte e a chave inferior da segunda meia ponte conduzem, e logo aparecem uma tensão $+V_d$ no indutor L_1 e uma tensão $-V_d$ no indutor L_2 . Já na Figura 4.17 (b) a chave inferior da primeira meia ponte e a chave superior da segunda meia ponte conduzem, e logo aparecem uma tensão $-V_d$ no indutor L_1 e uma tensão $+V_d$ no indutor L_2 . Desta forma, em cada indutor aparece uma tensão de forma de onda quadrada conforme ilustrada na Figura 4.17 (c).

Sendo assim, pode-se simplificar o modelo do circuito para facilitar ainda mais a análise, e do modelo da Figura 4.18 (a) passa-se o modelo da Figura 4.18 (b), em que os indutores acoplados são excitados por fontes de tensão de onda quadrada defasadas de 180° . A conexão entre os indutores é omitida pelo fato de não influenciar no modelo. O objetivo com esta simplificação é analisar o efeito de cada meia ponte (representadas pelas fontes de onda quadrada V_{L1} e V_{L2}) utilizando o teorema da superposição. Porém, para isso, é necessário um modelo do indutor acoplado mais próximo do real, considerando as indutâncias de magnetização e dispersão, como demonstradas na Figura 4.18 (c). Desta forma, a indutância

L_1 e L_2 , que possuem o mesmo valor devido ao mesmo número de espiras são representadas por uma indutância de magnetização L_m , comum entre ambas as bobinas, e as indutâncias de dispersão L_{lk1} e L_{lk2} correspondente a cada enrolamento. Em [109] é mencionado o uso de um núcleo sem *gap*, para implementar os indutores acoplados, o que resulta em uma dispersão bem inferior aos núcleos com *gap*.

Aplicando o teorema da superposição e analisando o efeito de cada fonte V_{L1} e V_{L2} em separado, tem-se um circuito semelhante aos ensaios de curto-circuito de transformadores, presentes em livros de máquinas elétricas como em [130]. Ao desconsiderar a fonte V_{L2} e considerar um curto no lugar, conforme demonstrado na Figura 4.19 (a), obtemos as formas de corrente demonstradas na Figura 4.19 (c), em que as correntes em azul, roxo e verde, representam, respectivamente I_1 , I_2 e I_m . A proporção entre estas correntes é determinada pela porcentagem de dispersão nos enrolamentos. Geralmente, a dispersão corresponde a um pequeno percentual, principalmente em indutores sem *gap*, variando de 5% para valores inferiores. Conforme demonstrado na Figura 4.19 (c), as correntes I_1 e I_2 tem valores muito próximos diferindo apenas pela corrente de magnetização.

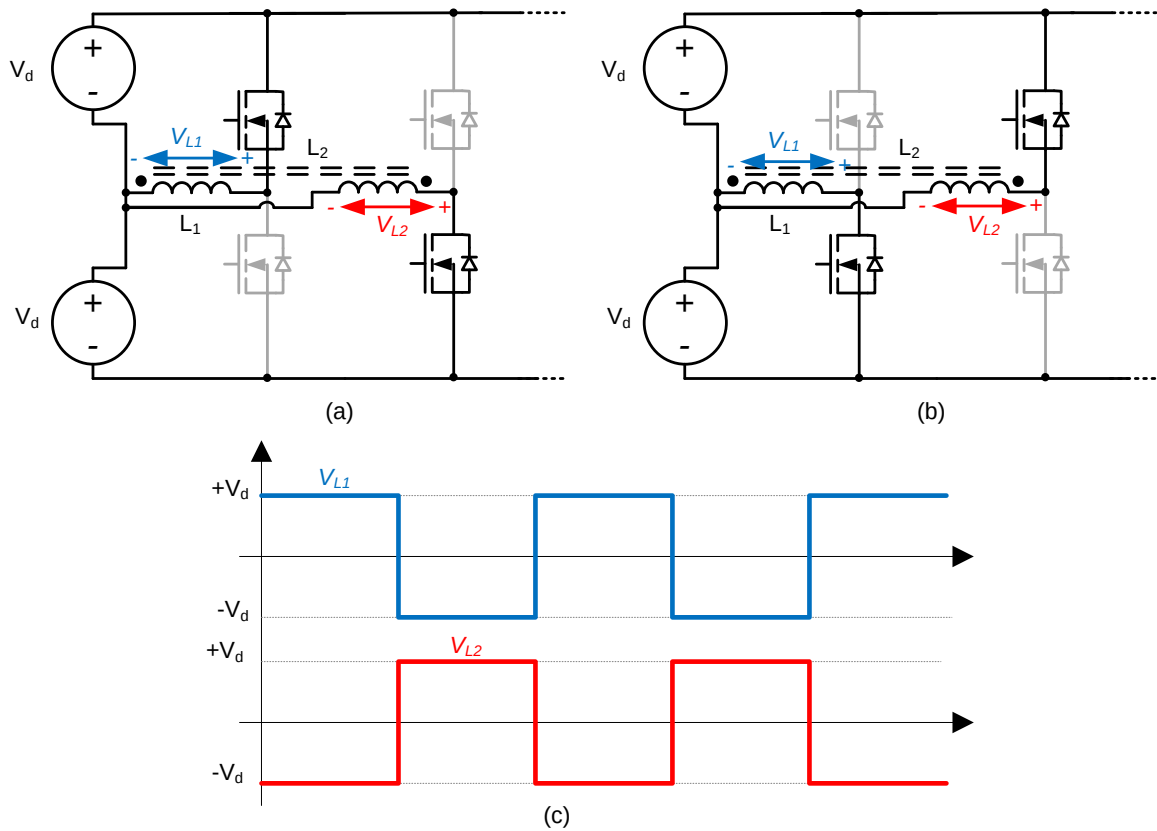


Figura 4.17 – Modelo com fontes de tensão: (a) intervalo com $V_{L1} = +V_d$ e $V_{L2} = -V_d$; (b) intervalo com $V_{L1} = -V_d$ e $V_{L2} = +V_d$; (c) Formas de onda das tensões nos indutores L_1 e L_2 .

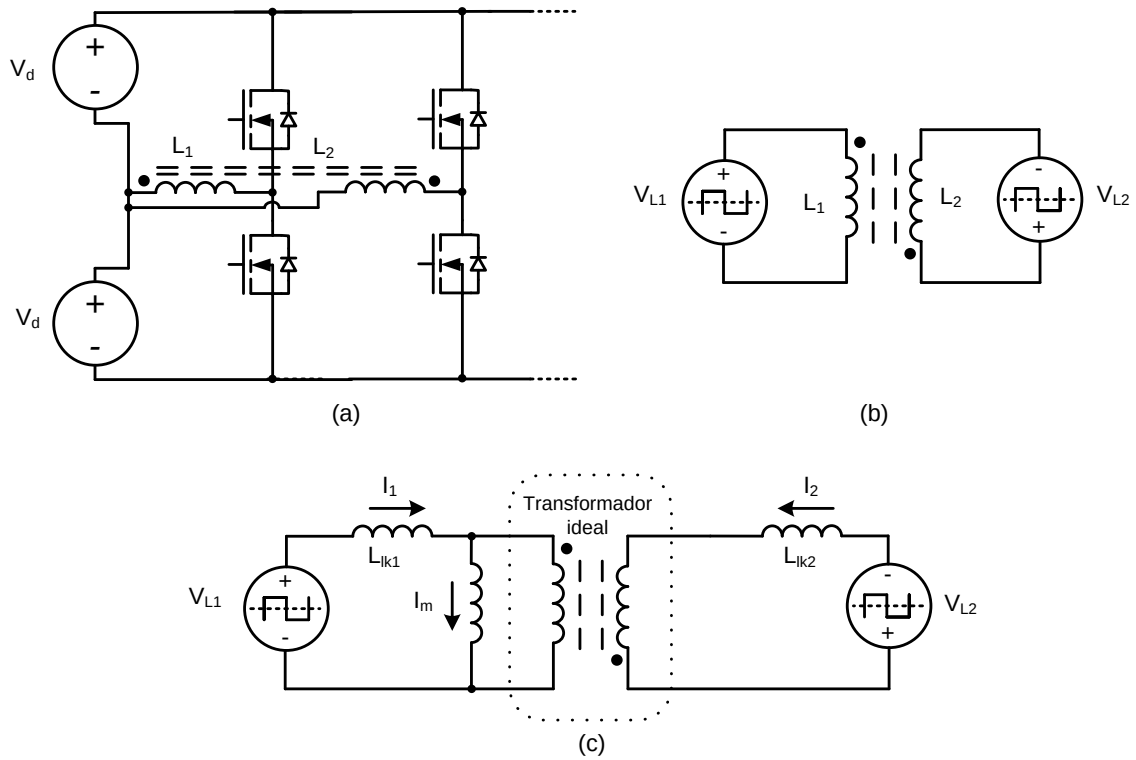


Figura 4.18 – Dimensionamento dos indutores acoplados do CIMLL: (a) Modelo de fontes de tensão para dimensionamento do indutor; (b) Simplificação do modelo usando fontes de tensão quadrada nos indutores acoplados; (c) Modelo completo do indutor acoplado, considerando dispersões.

Desta forma, no circuito da Figura 4.19 (a) a corrente I_1 corresponde à soma das correntes I_2 e I_m . Seguindo o teorema da superposição, tem-se o mesmo efeito ao se desconsiderar V_{L1} , porém, a corrente I_2 correspondendo a soma das correntes I_1 e I_m (I_2 em laranja, I_1 em vermelho e I_m em marrom). Por terem valores reduzidos, ao aplicar o teorema da superposição, as indutâncias de dispersão fazem surgir correntes de valores elevados, diversas vezes superiores a corrente de magnetização. Porém, com as duas fontes V_{L1} e V_{L2} funcionando ao mesmo tempo, as correntes se subtraem restando somente a diferença que corresponde a corrente de magnetização.

Os cálculos das componentes de corrente demonstrado na própria Figura 4.19 (c), também são baseados em [125], da mesma forma que na sub-seção anterior. Na Figura 4.20 são ilustradas as correntes I_1 e I_2 (iguais a corrente de magnetização) em que ambos V_{L1} e V_{L2} operam. Nota-se que a corrente de cada lado do indutor acoplado tem forma de onda triangular cujo valor pico a pico é igual ao da corrente de magnetização.

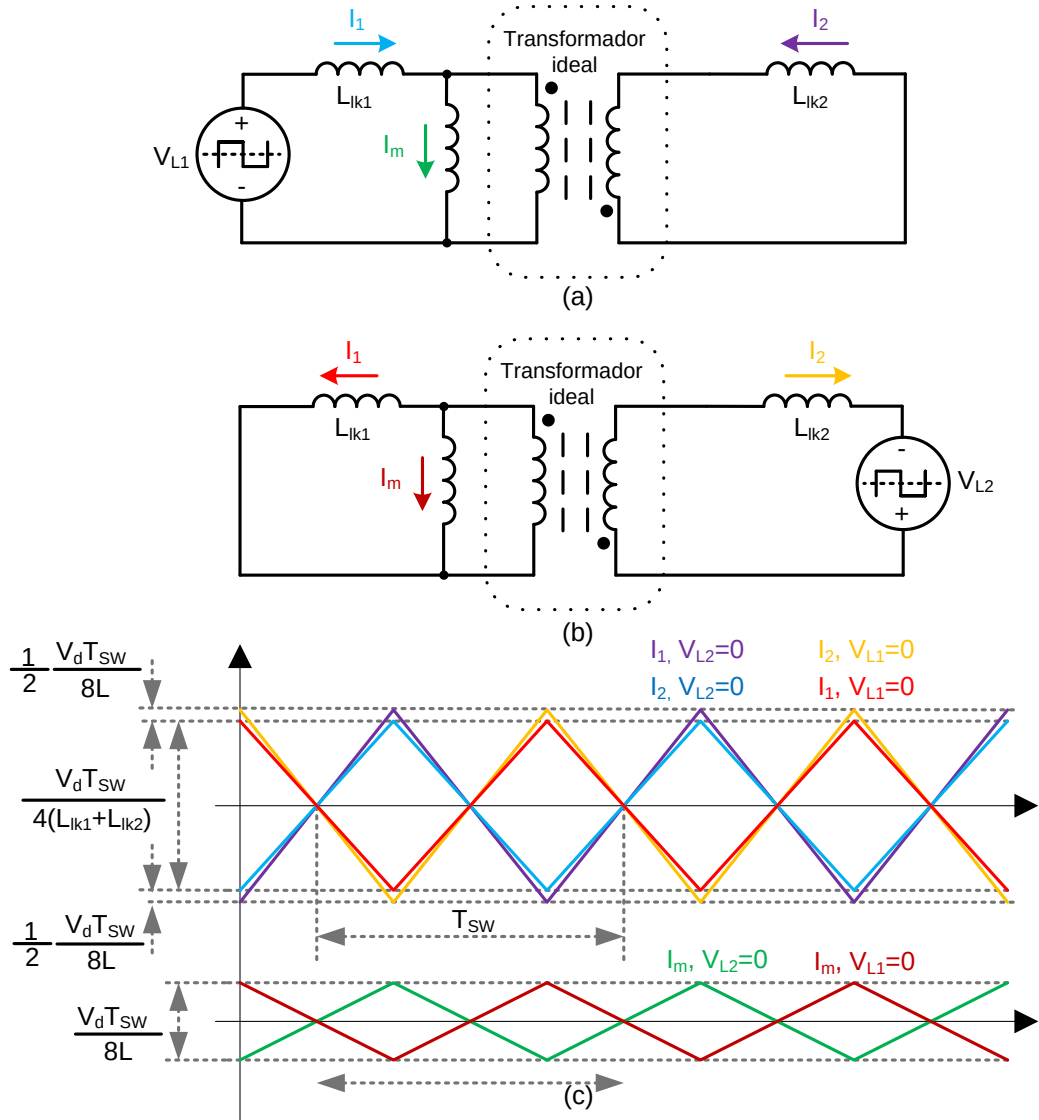


Figura 4.19 – Circuito equivalente dos indutores acoplados analisados pelo teorema das superposições.

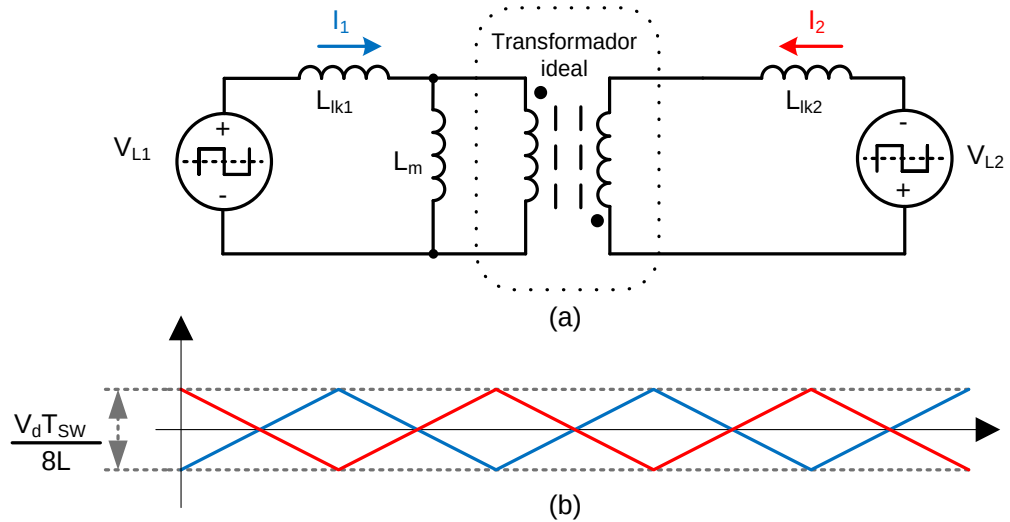


Figura 4.20 – Circuito equivalente dos indutores acoplados com as correntes resultantes.

A escolha da indutância assim como a escolha do núcleo pode ser baseada, primeiramente, no fluxo magnético resultante do chaveamento, e em segundo na capacidade de acomodar os enrolamentos dos indutores. Porém conforme demonstrado na Figura 4.21, os indutores entrelaçados apresentam um fluxo máximo em função da relação cíclica de chaveamento, e do número de enrolamentos. Nesta figura, os indutores entrelaçados com dois enrolamentos, e com ciclo ativo próximos de 50% apresentam fluxo magnético praticamente nulo, devido ao cancelamento total das componentes de fluxo. Quanto as componentes c.c. de fluxo magnético, esta última afirmativa é correta. Para as componentes c.a. de fluxo magnético, na prática, estão sujeitas as indutâncias parasitas presentes no circuito da meia-ponte. Devido a estas indutâncias, sempre haverá uma componente comum nas duas correntes que se somam e resultam em um fluxo magnético significativo o bastante e que deve ser considerado na escolha do núcleo dos indutores acoplados.

Teoricamente, o acoplamento magnético resultaria na eliminação total do fluxo magnético no interior do núcleo, o que somente é permitido pelo fato de as correntes em ambos os lados dos indutores acoplados serem iguais. No entanto, as indutâncias parasitas podem fazer com que as formas de onda das correntes nos indutores acoplados sofram alterações que resultem no não cancelamento total do fluxo magnético.

Na Figura 4.22 (a) é ilustrado um esquemático do desviador *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados representando duas indutâncias parasitas do barramento L_{s1} e L_{s2} . A alteração na forma de onda, que faz com que deixe de ser triangular, é causada pela diferença entre L_{s1} e L_{s2} , e da relação desta diferença com as indutâncias de dispersão dos enrolamentos, que aqui são consideradas iguais. Ou seja, quanto maior for esta diferença, e quanto menor for a dispersão mais acentuada é a alteração na forma de onda. Na Figura 4.22 (b) são ilustradas as formas de onda da corrente de um dos enrolamentos para o caso em que não há indutâncias

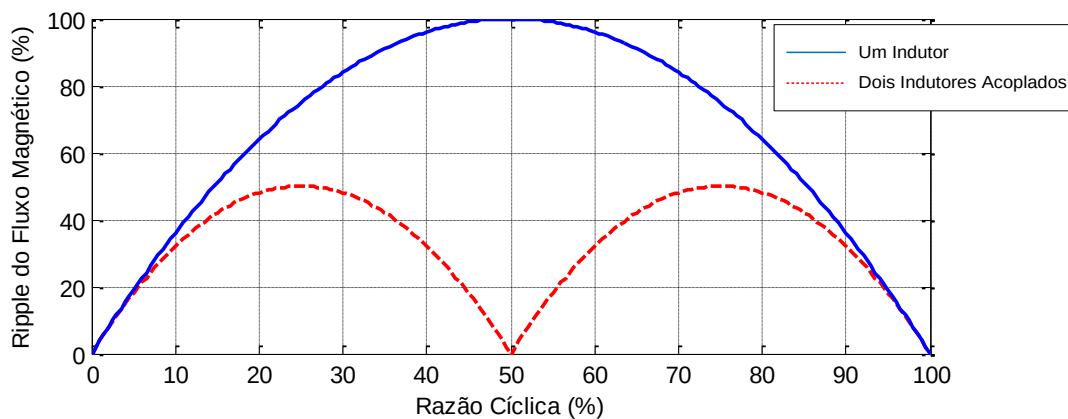


Figura 4.21 – Ripple do Fluxo Magnético em função da Razão Cíclica.

parasitas (em vermelho) e para o caso em que uma diferença é considerável em relação às dispersões dos enrolamentos (em azul). Note que a forma de onda ganha uma componente, de tal forma que a ser somada a corrente do outro enrolamento resulta em um dente-de-serra. A relação da amplitude dente de serra com a deformação e as indutâncias é demonstrada na própria figura.

É importante salientar que o fato de as correntes não se cancelarem, faz com que apareça um fluxo magnético resultante no indutor acoplado, que deve ser considerado no dimensionamento. Desta forma, desde que a indutância de magnetização seja muito superior a as indutâncias dispersão e as indutâncias parasitas, pode-se considerar como fluxo magnético de projeto do núcleo o fluxo gerado pela forma de onda dente de serra resultante.

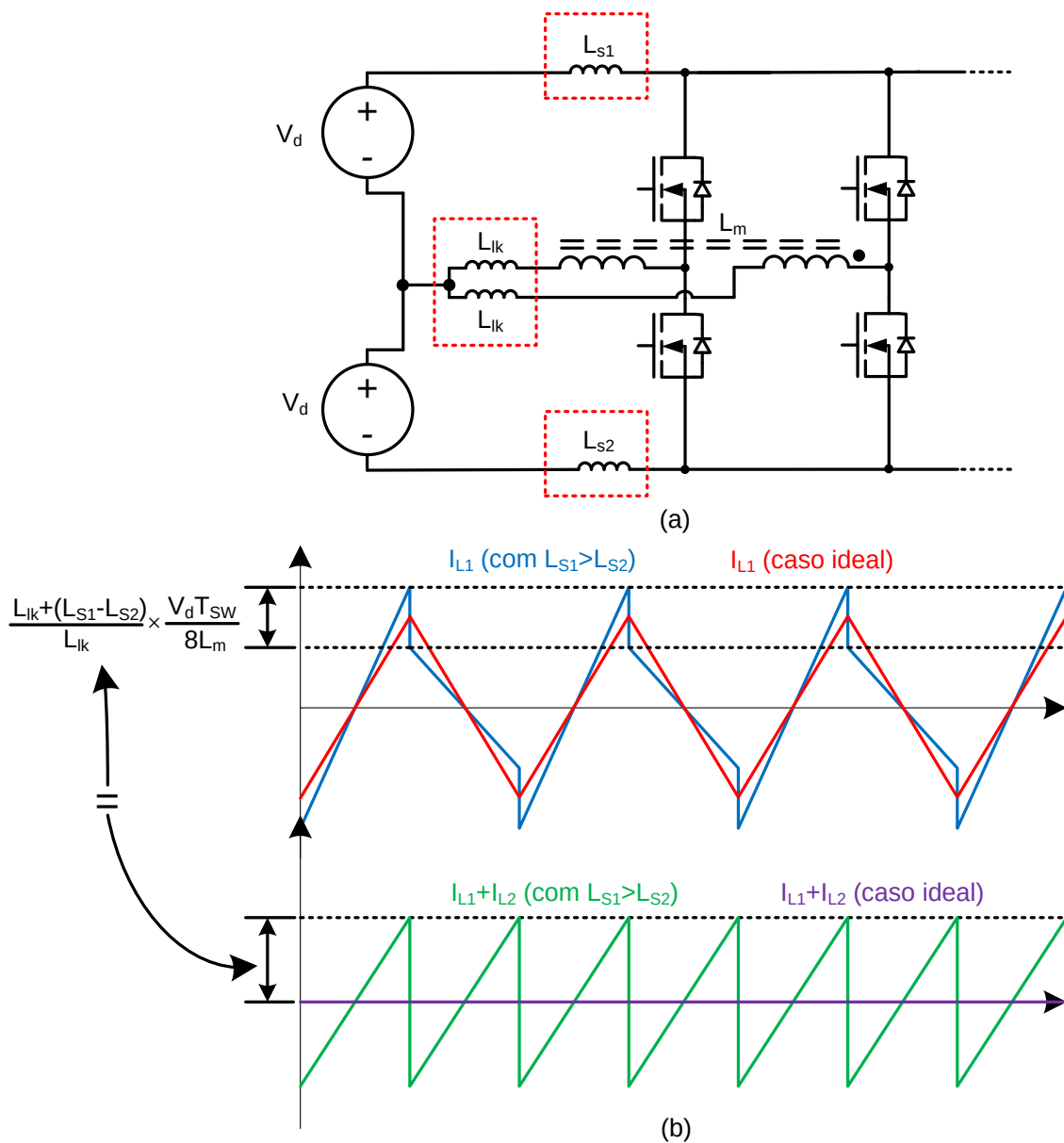


Figura 4.22 – Efeito das indutâncias parasitas no *Buck-Boost Bidirecional* de indutores acoplados: (a) esquemático representando as indutâncias parasitas L_{s1} e L_{s2} .

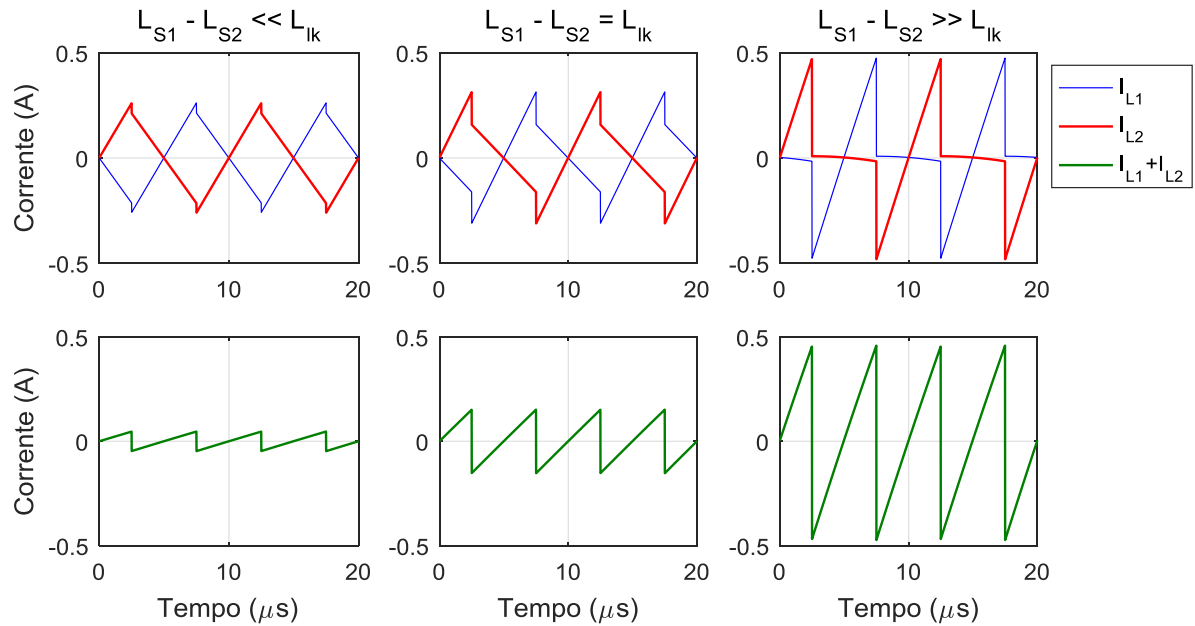


Figura 4.23 – Evolução do efeito das indutâncias parasitas conforme $L_{s1} - L_{s2}$ aumenta.

As indutâncias de dispersão, porém as parasitas são de difícil estimativa. Desta forma, para ser conservativo, pode-se considerar o pior caso, que é quando as indutâncias parasitas são muito maiores do que a dispersão. Na Figura 4.23, são mostradas as evoluções das correntes para três situações, em que as indutâncias de dispersão são muito maiores do que as parasitas, em que são iguais, e as parasitas são muito maiores que a dispersão (pior caso). Note que no pior caso, a corrente resultante tem um valor de amplitude limitado igual ao dobro da amplitude de cada uma das componentes para caso ideal (sem indutâncias parasitas). Desta forma, este pode ser o critério para escolha do núcleo e projeto dos indutores acoplados. Em [109], os efeitos das indutâncias parasitas são mostrados nos resultados experimentais, porém mesmo assim é utilizado um indutor acoplado de 500 nH com dispersão de 300 nH . Provavelmente, o baixo valor das indutâncias proporcionou o efeito considerável das indutâncias parasitas.

Embora as indutâncias parasitas mudem a perspectiva do dimensionamento, deve-se considerar que o simples fato de os indutores acoplados eliminarem o fluxo magnético c.c., facilita em muito o projeto dos mesmos, possibilitando a escolha de núcleos menores. Porém, deve se ficar atento apenas ao fluxo resultante gerado pelas indutâncias parasitas. Para reduzir os efeitos destas indutâncias, pode-se utilizar de capacitores de baixo valor de indutância parasita (SMD – *Surface Mounted Device*) e de valor de capacitância alta o bastante para desacopla-las estas indutâncias, (aconselhável acima de $1 \mu\text{F}$, com base em simulações).

4.2.3.2 Cálculo das Tensões dos Capacitores.

Quanto à escolha dos capacitores, pode-se adotar um modelo semelhante ao usado para *Buck-Boost* Bidirecional, com adição de outra meia ponte. Na Figura 4.24 (a) é mostrado o modelo com fontes de corrente adaptado para o *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados para cálculo do *ripple* de tensão nos capacitores. Os indutores são substituídos por fontes de corrente que possuem uma componente c.c. e uma componente c.a.. Diferente do conversor *Buck-Boost* Bidirecional, a componente c.c. da corrente desviada não afeta os capacitores, pelo fato de o chaveamento das meias-pontes serem defasados de 180°, e cancelarem esta componente. Desta forma, somente as componentes alternadas das correntes dos indutores centrais afetam a tensão capacitor. Na Figura 4.24 (b) são ilustrados os intervalos de chaveamento do modelo de fontes de corrente. Considerando as correntes dos indutores, alternadas e defasadas de 180°, em azul e vermelho, tem-se que correntes nos capacitores terão uma forma de onda tipo dente de serra que desce. Quando M_1 estiver fechado, a corrente I_{C1} será igual a corrente I_{L1} , e quando M_2 estiver aberto, a corrente I_{C1} será igual a corrente I_{L2} . Da mesma forma, quando M_3 estiver fechado, a corrente I_{C2} será igual a corrente $-I_{L1}$, e quando M_4 estiver aberto, a corrente I_{C2} será igual a corrente $-I_{L2}$. No caso do *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados, por ser uma onda dente de serra e não, uma onda quadrada, como no *Buck-Boost* Bidirecional simples, a corrente nos capacitores resulta em um *ripple* menos severo, o que facilita em muito a escolha do capacitor. Sabendo que a tensão nos capacitores é a integral da corrente, tem-se que,

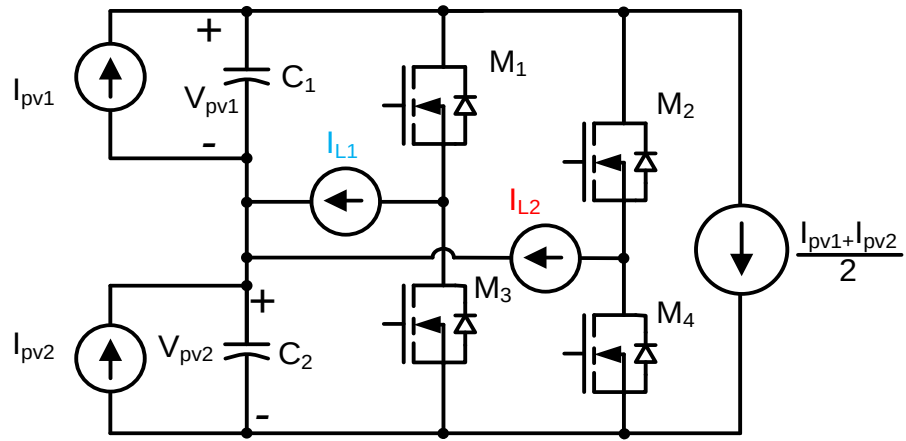
$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{T_{SW}}{4}} i_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{T_{SW}}{4}} \frac{V_{OC}}{L} \left(\frac{T_{SW}}{4} - t \right) dt = \frac{V_{OC}}{LC} \left(\frac{T_{SW}}{16} - \frac{T_{SW}^2}{32} \right) \quad (4.15)$$

$$C = \frac{V_{OC}}{\Delta V_C L} \left(\frac{T_{SW}^2}{16} - \frac{T_{SW}^2}{32} \right) \quad (4.16)$$

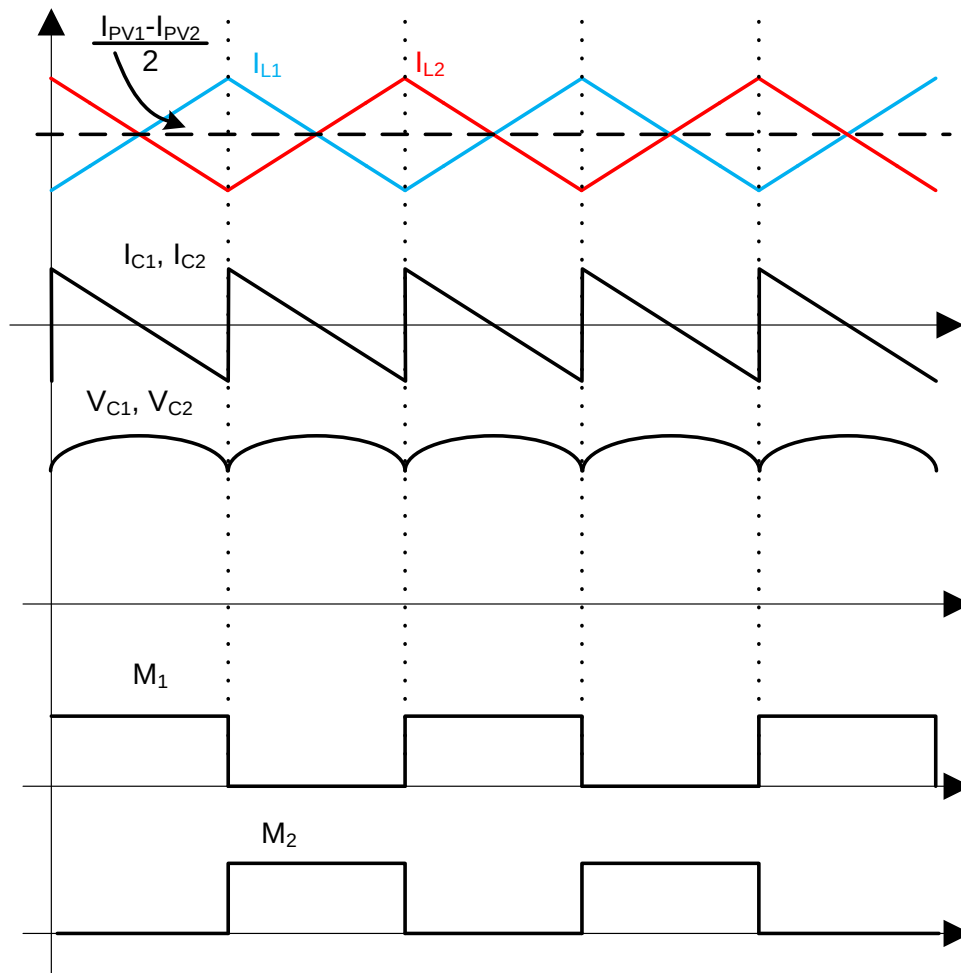
que resulta em,

$$C \simeq \frac{V_{OC} T_{SW}}{32 \Delta V_C L} \quad (4.17)$$

Embora o *Buck-Boost* Bidirecional entrelaçado facilite em muito o dimensionamento dos indutores e capacitores, ainda sim, apresenta acúmulo de corrente c.c. nos níveis centrais da *string*, como ilustrado na Figura 4.25.



(a)



(b)

Figura 4.24 – (a) Modelo de fontes de corrente para dimensionamento do capacitor do CIMLL; (b) correntes e tensões do modelo no intervalo de chaveamento.

Desta forma, no circuito da Figura 4.19 (a) a corrente I_1 corresponde à soma das correntes I_2 e I_m . Seguindo o teorema da superposição, tem-se o mesmo efeito ao se desconsiderar V_{L1} , porém, a corrente I_2 correspondendo a soma das correntes I_1 e I_m (I_2 em laranja, I_1 em vermelho e I_m em marrom). Por terem valores reduzidos, ao aplicar o teorema da superposição, as indutâncias de dispersão fazem surgir correntes de valores elevados, diversas vezes superiores a corrente de magnetização. Porém, com as duas fontes V_{L1} e V_{L2} funcionando ao mesmo tempo, as correntes se subtraem restando somente a diferença que corresponde a corrente de magnetização.

No Capítulo 6 este fenômeno é estudado e apresentado de forma mais detalhada. Este mesmo fenômeno causa uma perda de eficiência no desviador. Em outras palavras, ainda sim, haverá uma dificuldade no dimensionamento, já que a bitola dos enrolamentos dos indutores centrais e as chaves devem atender a correntes c.c. desviadas, a área do carretel de cobre necessita ser maior, e as janelas dos indutores passam a ser mais ocupadas. Desta forma, o aumento do número de módulos na *string* também afeta os indutores e chaves centrais do *Buck-Boost* Bidirecional entrelaçado.

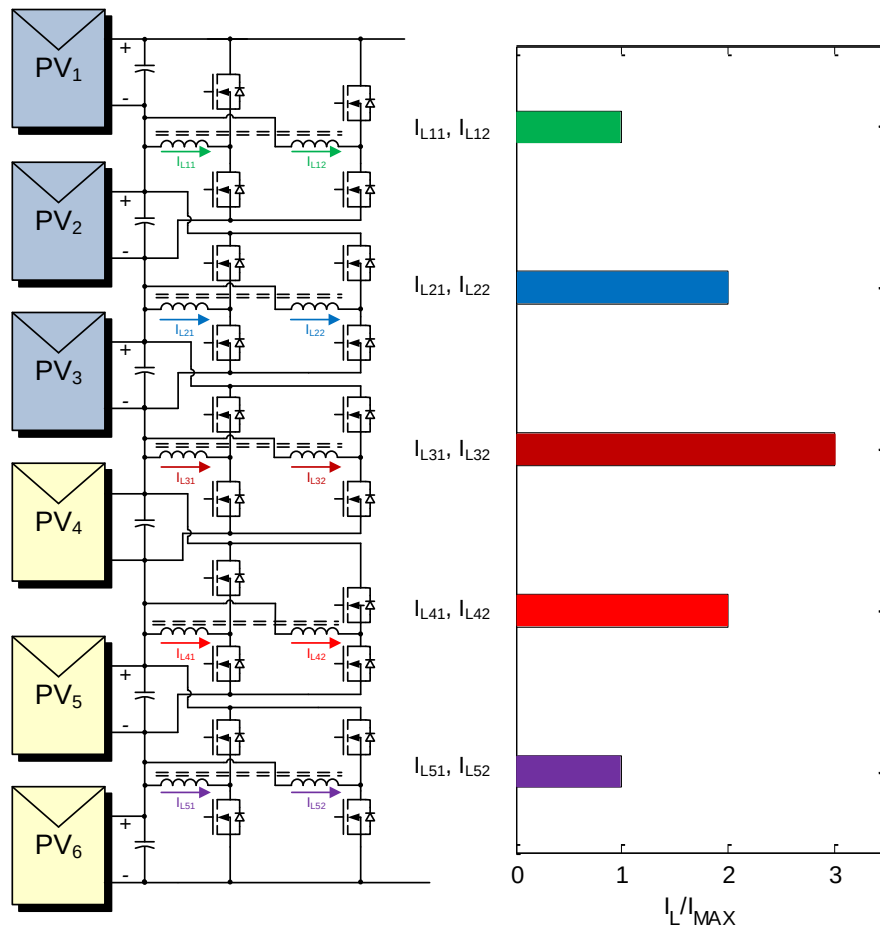


Figura 4.25 – Ilustração do acúmulo de corrente desviada em uma string de 6 módulos.

4.3 O Desviador de Capacitores Chaveados: Princípio de Funcionamento e Dimensionamento.

Nesta seção, são abordados circuitos de compensação de arquitetura PV-to-PV do tipo Capacitores Chaveados. Na Figura 4.26 (a), (b) e (c) são apresentados exemplos destes desviadores de corrente para strings de 2, 3 e 4 módulos em série, respectivamente. Conforme ilustrado nesta figura, o compensador do tipo capacitor chaveado utiliza uma meia ponte conectada aos módulos, e com um capacitor conectando as saídas das meias pontes adjacentes. A princípio, o seu funcionamento constitui em chavear um capacitor entre dois níveis, de forma que este capacitor possa ser carregado por um módulo e descarregado por outro, equalizando as tensões dos dois módulos. Embora o número de meias pontes seja igual ao número de módulos, o número de capacitores respeita a relação do número de módulos menos 1, como no caso dos indutores do *Buck-Boost* Bidirecional. Em [115], é feita uma análise detalhada dos limites teóricos de implementação dos conversores *Step-Up* e *Step-Down* de duas fases, utilizando capacitores chaveados. Em [114] é feita uma análise do dimensionamento facilitando a escolha dos capacitores e das chaves. Neste mesmo trabalho, uma estrutura multiníveis de um conversor com capacitores chaveados é introduzida, a qual se assemelha em muito com a configuração do desviador com capacitores chaveados. Os conversores com capacitor chaveado aparentam ter um comportamento controverso comparado aos conversores usuais, que utilizam capacitores e indutores. Isto se dá devido ao fato de que aplicar uma tensão chaveada sobre um capacitor, em teoria poderia causar um pico de corrente ilimitado, porém, na prática, a corrente é limitada pela resistência série equivalente (ESR – *Equivalent Series Resistance*) do próprio capacitor, assim como das chaves que conduzem a corrente. Desta forma, nestes conversores, para que os limites de corrente das chaves não sejam ultrapassados, a ESR dos capacitores e a resistência R_{on} das chaves são levadas em consideração no dimensionamento. Em [112], [131], estas resistências são consideradas na análise de circuitos complexos de conversores de Capacitores Chaveados (*Switched Capacitor* - SC). Nas Figura 4.27 (a) e (b) exemplificam de forma sucinta um conversor SC, tanto em cascata (ou multinível), quanto em paralelo, em que C_x é a capacitância do Capacitor e R_x é a resistência que representa a sua ESR. De certa forma, o capacitor é conectado em V_A a mesma quantidade de tempo que é conectado em V_B . Desta forma, sua tensão média sempre será a média das duas tensões V_A e V_B , desde que a razão cíclica de S_1 e S_2 sejam iguais.

A seguir, é mostrado o funcionamento e metodologia proposta para dimensionamento do Desviador SC, em que o elemento armazenador é apenas uma impedância capacitiva. Em seguida, é mostrado uma melhoria do conversor chaveado denominado Capacitor Chaveado Ressonante (*ReSC – Resonant Switched Capacitor*) introduzido em [117], e estudado em diversos outros trabalhos, como [111], [113], [117], [118], [132]. Neste circuito é adicionada uma pequena indutância em série com o capacitor que torna ressonante, e traz diversas vantagens para o dimensionamento. Por último, é apresentada uma proposta de melhoria do circuito utilizando indutores acoplados.

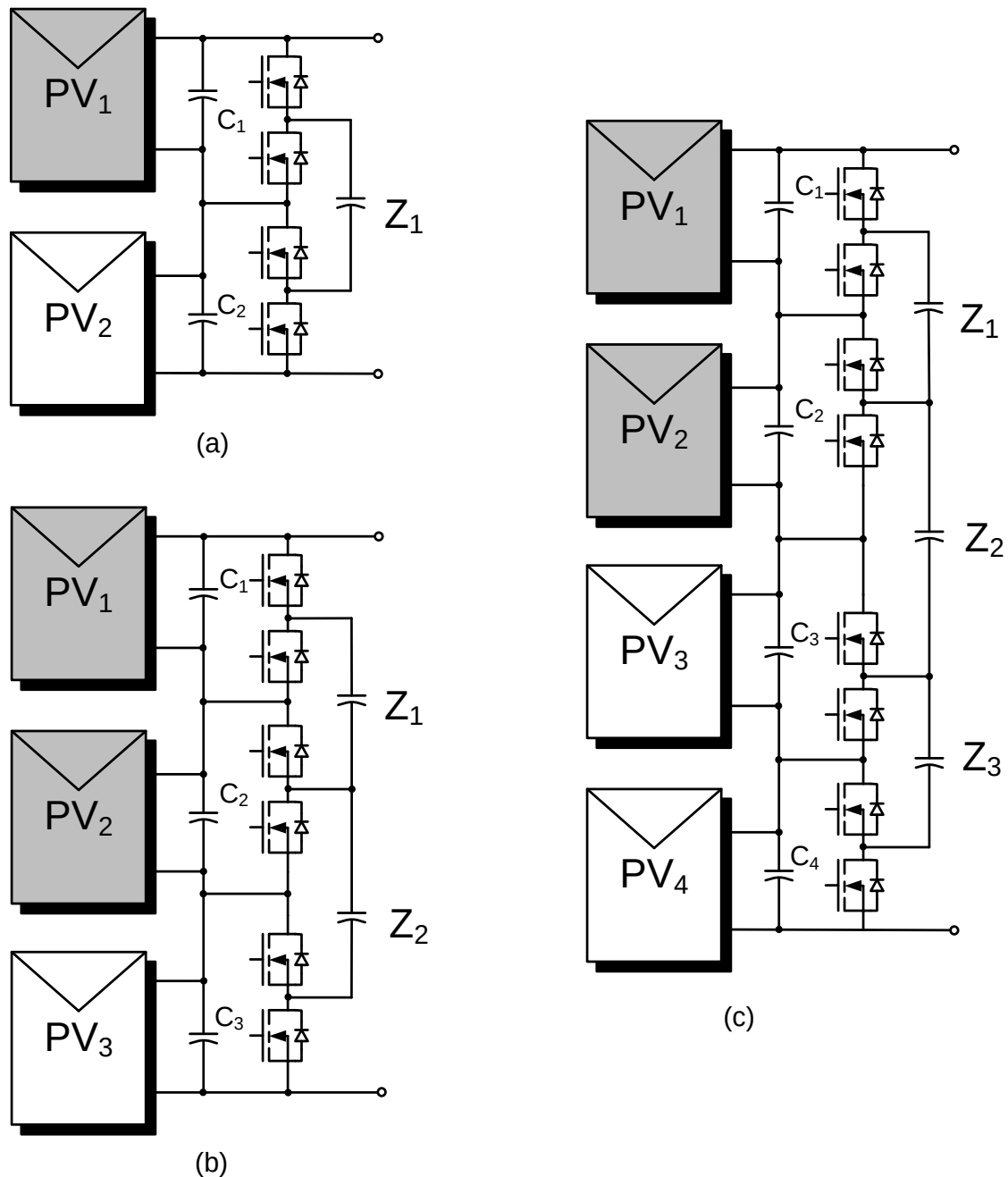


Figura 4.26 – Desviadores do tipo Capacitor chaveados para strings de: (a) dois módulos, (b) três módulos e (c) quatro módulos.

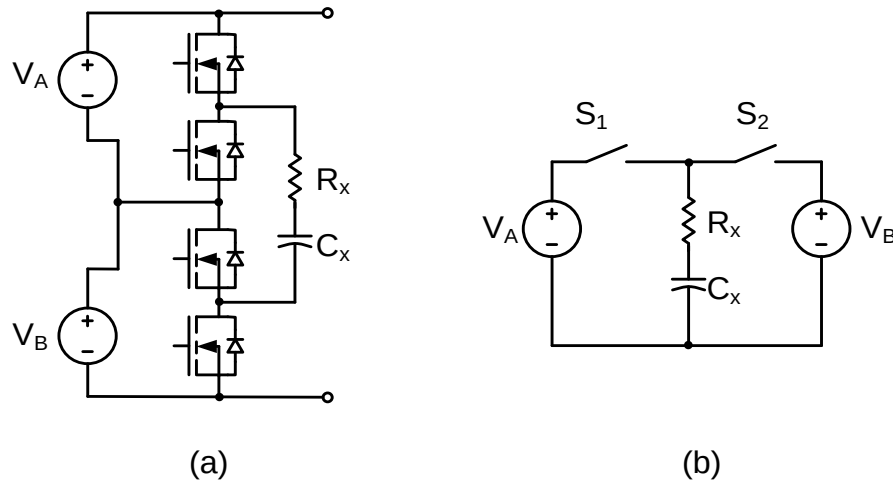


Figura 4.27 – (a) Conversor SC Multinível; (b) Conversor SC Paralelo.

4.3.1 O Desviador SC

O funcionamento do desviador SC consiste em chavear em alta frequência um capacitor entre dois módulos de forma que suas tensões sejam equalizadas. Em um arranjo parcialmente sombreado, os módulos com irradiância plena sempre estarão carregando os capacitores enquanto os sombreados os descarregam. Na Figura 4.28 (a) e (b) são ilustrados os intervalos de chaveamento entre dois módulos conectados em série com sombreadamento parcial. Neste circuito, o capacitor é representado pela capacitância C_x e sua resistência equivalente pela resistência R_x . Os dois primeiros sinais representam os comandos das chaves das pontes. Já o terceiro representa as tensões aplicadas pelos módulos no capacitor, e a tensão apenas na capacitância C_x do capacitor. Considerando as capacitâncias C_1 e C_2 muito elevadas, tem-se uma forma de onda quadrada de tensão aplicada no capacitor C_x , cujo valor de pico a pico é $V_{PV1} - V_{PV2}$, e cujo valor médio igual à média de $(V_{PV1} + V_{PV2})/2$. Desta forma, embora as tensões sejam equalizadas, sempre haverá uma pequena diferença de tensão entre os módulos. Esta diferença influencia no dimensionamento do conversor que é objeto de estudo da próxima subseção. O último sinal representa a forma de onda de corrente no capacitor chaveado, que por um circuito RC chaveado, tem um pico cujo valor é limitado pela resistência R_x . Na próxima subseção, o cálculo da diferença de tensão entre os módulos e do pico de corrente são levados em consideração no dimensionamento do circuito.

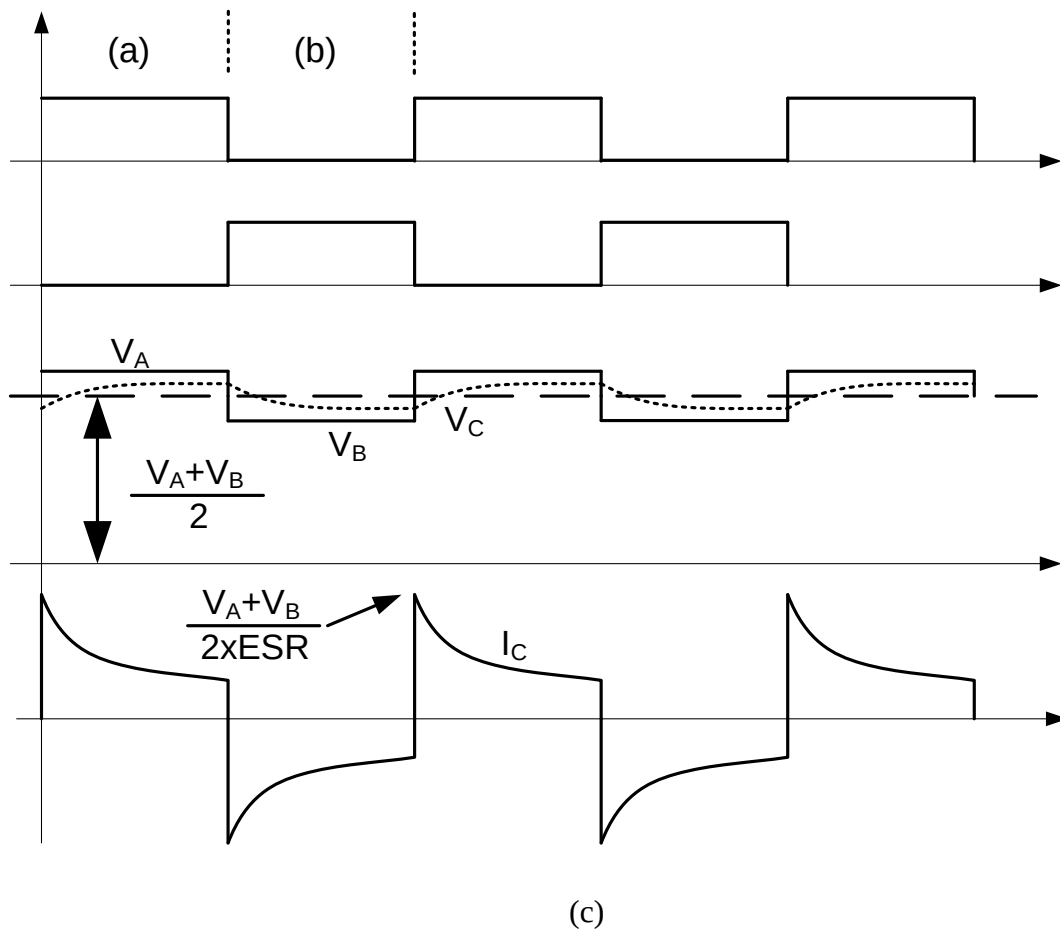
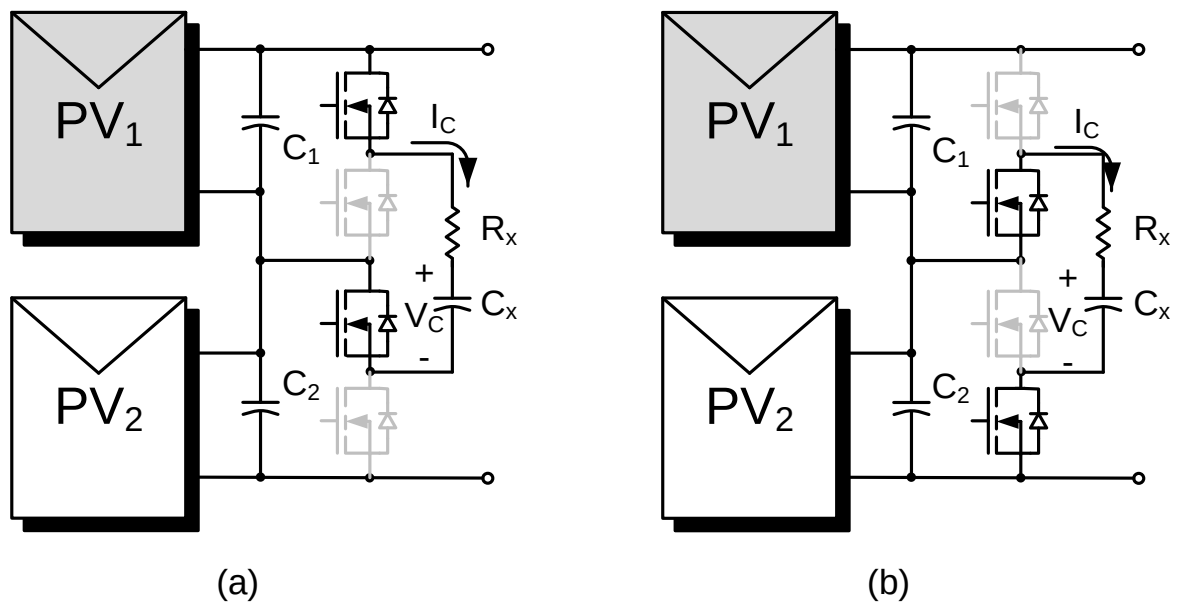


Figura 4.28 – Intervalos de Chaveamento do Desviador SC: (a) modo 1, com chaves superiores fechadas: (b) modo 2, com chaves inferiores fechadas: (c) formas de onda dos intervalos e 1 e 2.

4.3.2 Dimensionamento do Desviador SC

Conforme mencionado anteriormente, embora o conversor SC equalize as tensões dos módulos, sempre haverá uma diferença entre as tensões dos módulos. Esta diferença se dá devido as resistências intrínsecas das chaves e dos capacitores que ficam no caminho de condução da corrente desviada.

Para calcular a corrente no capacitor, e poder dimensionar tanto as chaves quanto o próprio capacitor chaveado, é utilizada a teoria de Espaço de Estados Médio, presente em muitos livros e artigos na literatura, como [133]–[145]. Na Figura 4.29 (a) e (b) são mostrados modelos do equalizador SC para cada intervalo de chaveamento, e na Figura 4.29 (c) um modelo para cálculo da diferença de tensão dos módulos obtido ao final da solução por Espaço de Estados Médio. Para simplificação, os módulos são considerados como fontes de corrente ideais, e na modelagem, inicialmente, as resistências equivalentes dos capacitores R_1 e R_2 são desconsideradas (por dificultarem em muito a modelagem por espaço de estados). Sendo um circuito chaveado, pode-se utilizar a teoria de espaço de estados médio para encontrar o valor médio de regime permanente das tensões V_A e V_B , dos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Desta forma, tomando o primeiro circuito da Figura 4.29 (a), temos o seguinte espaço de estados:

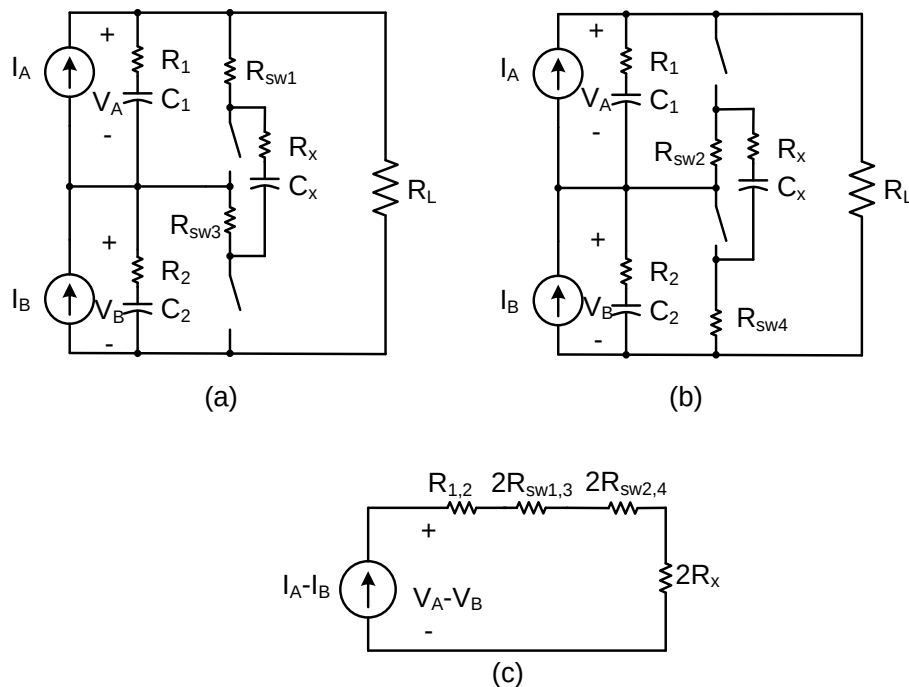


Figura 4.29 – Modelo para dimensionamento do Desviador SC utilizando Espaço de Estados Médio: (a) Modelo para primeiro modo de chaveamento (b) Modelo para segundo modo de chaveamento; (c) Modelo final equivalente obtido pelo Espaço de Estados Médio para cálculo da diferença de tensão entre os módulos durante a operação do Desviador.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_A \\ v_B \\ v_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_x} \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{sw1} + R_{sw3} + R_x} \right) & \frac{-1}{R_L C_{d1}} & \frac{1}{(R_{sw1} + R_{sw3} + R_x) C_{d1}} \\ \frac{-1}{R_L C_{d2}} & \frac{-1}{R_L C_{d2}} & 0 \\ \frac{1}{(R_{sw1} + R_{sw3} + R_x) C_x} & 0 & \frac{-1}{(R_{sw1} + R_{sw3} + R_x) C_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{d1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{d2}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$y = [1 \quad -1 \quad 0] \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_x \end{bmatrix}$$

em que V_A , V_B e V_x são as tensões dos capacitores C_{d1} , C_{d2} e C_x , respectivamente. Desta forma, a matriz C_1 é projetada para entregar a diferença de tensão entre V_A e V_B , em regime permanente. Em seguida, ao fazer mesmo para o segundo modo de chaveamento, temos o espaço de estados da equação (4.19), tal que

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_A \\ v_B \\ v_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_L C_{d1}} & \frac{-1}{R_L C_{d1}} & 0 \\ \frac{1}{R_L C_{d2}} & \frac{1}{C_x} \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{sw2} + R_{sw4} + R_x} \right) & \frac{1}{(R_{sw2} + R_{sw4} + R_x) C_{d2}} \\ 0 & \frac{1}{(R_{sw2} + R_{sw4} + R_x) C_x} & \frac{-1}{(R_{sw2} + R_{sw4} + R_x) C_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{d1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{d2}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$y = [1 \quad -1 \quad 0] \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_x \end{bmatrix}$$

Em [134] é demonstrado que para se encontrar o valor médio de qualquer estado em um sistema chaveado, pode-se obter uma representação do sistema denominado modelo de grandes sinais. De acordo com [133], o modelo de grandes sinais é dividido em dois modelos, um de pequenos sinais, utilizado para controle do sistema em torno de um ponto de operação, e um de regime permanente, utilizado para projeto e dimensionamento do sistema. Desta forma, para poder ter acesso a qualquer grandeza de regime permanente em um circuito chaveado, pode-se utilizar de Espaço de Estados Médio. As equações (4.20) demonstram como operar as matrizes de cada modo de chaveamento, para obter o espaço de estados médio.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= A_1 D + A_2 (1-D) \\
 \mathbf{B} &= B_1 D + B_2 (1-D) \\
 \mathbf{C} &= C_1 D + C_2 (1-D) \\
 \mathbf{D} &= D_1 D + D_2 (1-D) \\
 \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} = 0 \\
 \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U}
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

Em que D representa a razão cíclica de chaveamento. Aplicando as equações 4.16 e 4.17, nas equações 4.18, temos:

$$V_A - V_B = 2(R_x + R_{sw1,3} + R_{sw2,4})(I_A - I_B) \tag{4.21}$$

Percebe-se que a diferença de tensão entre os módulos é obtida pelo produto entre a diferença de corrente entre os módulos e a soma das resistências das chaves e dos capacitores. Porém, ainda não se considera nesta equação a influência da resistência equivalente R_{d1} e R_{d2} , dos capacitores conectados aos módulos. Através da análise de diversos resultados de simulação, pôde-se concluir que estas resistências podem ter seu efeito considerado como demonstrado na equação 4.20. Para simplificação, a soma destas resistências é então denominada R_{TOT} .

$$V_A - V_B = 2(R_{L,2} / 2 + R_x + R_{sw1,3} + R_{sw2,4})(I_A - I_B) = 2R_{TOT}(I_A - I_B) \tag{4.22}$$

Tendo calculado a diferença de tensão dos módulos em um compensador SC, pode-se usar este valor para calcular as correntes de interesse para dimensionamento, que são os valores eficazes e de pico nas chaves e nos capacitores. Conforme demonstrado na Figura 4.28, a forma de onda da corrente nos capacitores e nas chaves possui um pico de corrente no início do fechamento das chaves em cada modo de operação. Este pico de corrente depende de vários fatores, dentre eles, a diferença de tensão dos módulos $V_A - V_B$, as resistências das chaves R_{on} e do capacitor R_x , a capacitância C_x e a frequência de chaveamento.

Considerando as capacitâncias C_{d1} e C_{d2} muito grandes, pode-se desconsiderar a sua ondulação de tensão devido ao chaveamento. Sendo assim, a tensão aplicada no circuito capacitor chaveado passa a ser uma onda quadrada com amplitude igual a metade da diferença de tensão entre os módulos, e com valor médio igual a média das tensões entre os módulos, como demonstrado na Figura 4.28. O ramo R_x e C_x deixa passar apenas corrente alternada, de forma a tensão média fica retida em C_x . Esta tensão média não tem influência no módulo da corrente, sendo apenas componente alternada quadrada a responsável pelos picos de corrente. Considerando as outras resistências das chaves e dos outros capacitores, uma forma simples de se modelar o circuito é ilustrada na Figura 4.30. Por se tratar de um simples circuito RC,

em regime permanente, o pico da corrente deste circuito pode ser determinada pela equação 4.23, que leva em consideração os principais fatores que afetam esta corrente.

$$I_{pk} = \frac{V_A - V_B}{2R_{TOT}} \left(2 - e^{1/2RCf} \right) \quad (4.23)$$

Em todo caso, a corrente sempre será de forma exponencial, porém se o circuito for chaveado com frequência muito alta, da ordem de 10 vezes maior que a frequência de corte do próprio circuito, o cálculo do pico de corrente, assim como o seu valor eficaz, pode ser aproximado pela equação 4.24, por sua forma de onda se assemelha a uma onda quadrada. Por este motivo, a frequência utilizada para este circuito é, geralmente, diversas vezes superior a sua frequência de corte.

$$I_{pk} = \frac{V_A - V_B}{2R_{TOT}} \quad (4.24)$$

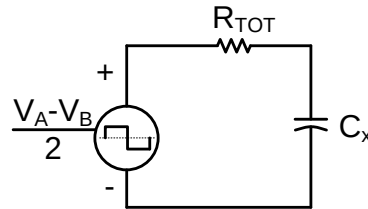


Figura 4.30 – Modelo simplificado para cálculo da corrente do desviado SC.

Tendo disponíveis os valores de corrente nos capacitores e nas chaves, e tendo conhecimento de que as tensões nos módulos não irão ultrapassar a tensão de circuito dos módulos, pode-se escolher chaves e capacitores que atendam a estes parâmetros. Porém, deve-se ficar atento ao fato de que as chaves devem atender a certos critérios. Estes tipos de conversores costumam operar em altas frequências, como por exemplo, em [118], é utilizada a frequência de chaveamento de 270 kHz, o que implica em utilizar transistores de efeito. É necessário também que a chave tenha baixa resistência de condução (R_{on}), caso contrário, a tensão entre os módulos não será equalizada. Em [118], por exemplo, são utilizados MOSFETs com R_{on} de 5 mΩ. Assim como as chaves, os capacitores também devem possuir baixo valor Ôhmico de ESR. Isto porque, como demonstrado, a diferença de tensão após a equalização é proporcional à resistência total que a corrente desviada percorre. A seguir, o mesmo estudo feito sobre os conversores de capacitores chaveados ressonantes (ReSC), que representam um avanço nos conversores de capacitores chaveados.

4.3.3 Desviador Capacitor Chaveado Ressonante ReSC

O Desviador de Capacitores Chaveados Ressonantes, introduzido em [117], é uma opção mais eficiente de conversor SC, porém a diferença básica é a de se introduzir um indutor em série com o capacitor e operar com frequência de chaveamento igual a frequência de ressonância do conjunto. A principal vantagem é a de poder operar com menores valores de capacitância, o que facilita em muito a sua implementação prática.

Na Figura 4.31 é ilustrada uma comparação entre os dois conversores, o SC e o ReSC, no que se trata da frequência de chaveamento e da frequência de corte do capacitor. Conforme observado, o SC, na Figura 4.31 (a), possui um capacitor e depende das resistências das chaves e do próprio capacitor para ter uma frequência de corte. Já o ReSC, na Figura 4.31 (b), tem sua frequência de ressonância determinada pela indutância e pela capacitância do ramo LC, ainda que existam as resistências das chaves e dos capacitores, e mesmo assim, a frequência de chaveamento é a mesma da de ressonância.

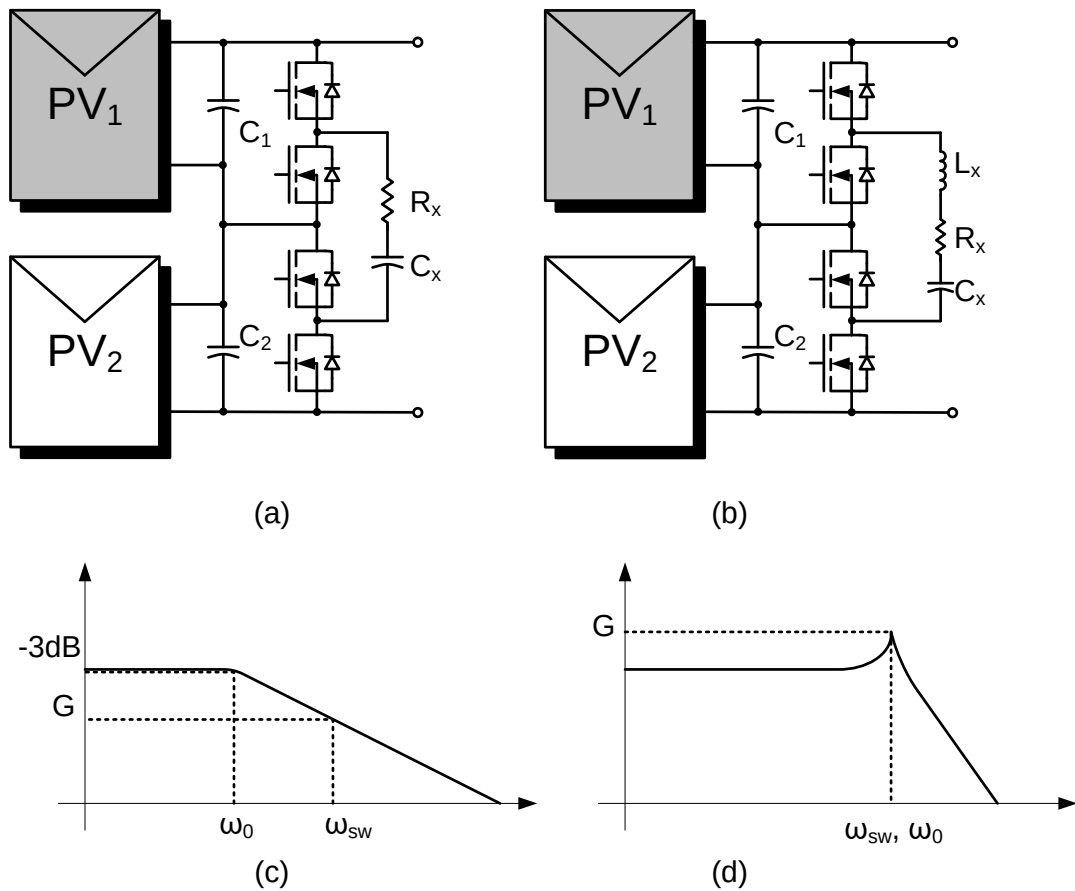


Figura 4.31 – Comparação entre Desviador SC e ReSC: (a) Desviador SC; (b) Desviador ReSC; (c) Resposta em frequência do SC; (d) Resposta em frequência do ReSC.

Desta forma, conforme demonstrado na Figura 4.31 (c), o SC deve ser dimensionado de forma que a frequência de corte seja diversas vezes inferior à frequência de chaveamento (pelo menos 10 vezes menor). Sendo assim, é necessário se escolher entre capacitores maiores para o SC que no caso do ReSC, cujo o circuito deve ser projetado para operar com a frequência de ressonância igual a frequência de chaveamento.

Na Figura 4.32 são ilustrados os intervalos de chaveamento do ReSC. O chaveamento nos intervalos demonstrados em (a) e (b) desta figura, faz com que surja uma componente quadrada sobre o ramo do capacitor ressonante. Por ser um filtro, este vai deixar passar somente a componente de corrente correspondente à frequência de ressonância, cuja forma de onda é senoidal e em fase com o chaveamento, como pode ser observado na Figura 4.32 (c). Esta última característica faz com que as chaves tenham correntes reduzidas ou nulas no momento do chaveamento, configurando ZCS (*Zero-Current-Switching*), o que resulta em menores perdas, e por isso, em maior eficiência, [146]. O cálculo do pico de corrente deste circuito é semelhante ao do SC, porém com o detalhe de estar calculando o pico de uma corrente senoidal, e não o de carga e descarga de um capacitor. Da mesma forma que o SC, mesmo após a operação, em que equaliza as tensões dos módulos em série, uma pequena diferença de tensão aparece devido às resistências das chaves e dos capacitores, e cujo valor pode ser também descrito pela mesma equação (4.22).

A seguir, é feito um exemplo de dimensionamento de um desviador de capacitores chaveados para um string de dois módulos. E em seguida, são mostrados resultados de simulações de forma corroborar com a metodologia de dimensionamento proposta.

Exemplo 4.2 – Cálculo de um Circuito de Compensação de Capacitores Chaveados:

Considerando um arranjo de dois módulos com sombreamento parcial, pode-se dimensionar um conversor SC de forma que equalize a tensão entre dois módulos de 250 W, (corrente de curto de 9 A). Sabe-se que em uma incompatibilidade máxima, as correntes de cada módulo não ultrapassariam a corrente de curto para irradiância de 1000 W/m², desta forma, aplicando a equação 4.22 temos que diferença de tensão máxima pode ser calculada de forma conservativa pela equação 4.19. Considerando um $R_1 = R_2 = R_x = 10m\Omega$, e utilizando MOSFETS com $5m\Omega$ de R_{on} , teríamos,

$$\begin{aligned} V_A - V_B &= 2 \left(R_{1,2} / 2 + R_x + R_{on1,3} + R_{on2,4} \right) (I_A - I_B) = \\ &= 2 (10m\Omega / 2 + 10m\Omega + 5m\Omega + 5m\Omega) (9A) = 450mV \end{aligned}$$

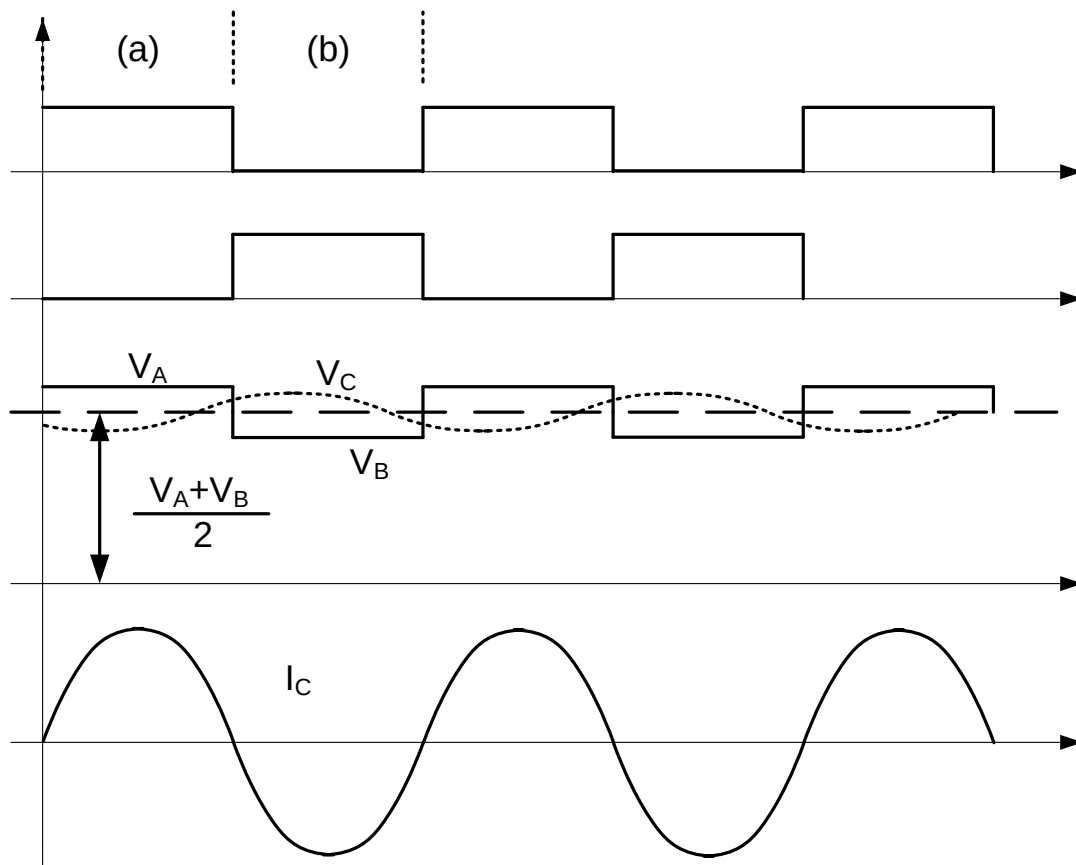
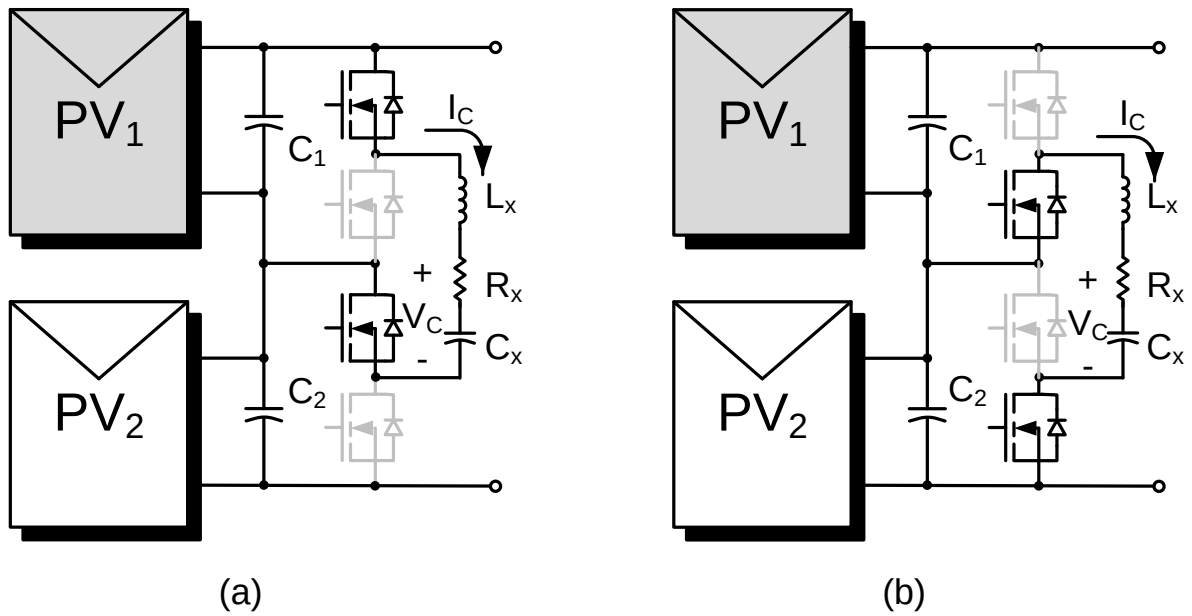


Figura 4.32 – Intervalos de Chaveamento do Desviador ReSC: (a) modo 1, com chaves superiores fechadas: (b) modo 2, com chaves inferiores fechadas: (c) formas de onda dos intervalos e 1 e 2.

Utilizando um conversor SC com uma frequência de chaveamento de 100 kHz, seria necessário uma capacitância de $350 \mu F$ para que a frequência de corte do circuito seja pelo menos 5 vezes inferior a frequência de chaveamento. Desta forma a equação (4.22) estima o pico da corrente com forma de onda quase quadrada que resulta em,

$$I_{rms} = \frac{V_A - V_B}{2R_{TOT}} \sqrt{2} = \frac{450mV}{2 \times 25m\Omega} \sqrt{2} = 12,7 A$$

Se utilizarmos o conversor ReSC, teríamos a mesma corrente de pico, porém, poderiam ser utilizados um capacitor $22\mu F$ e $115nH$, que atuaria como um capacitor ressonante na frequência de 100kHz, ao invés do capacitor $350\mu F$. A seguir, são mostradas simulações e análises comparativas entre os dos conversores dimensionados neste exemplo.

4.3.4 Simulações do Desviador de Capacitores Chaveados

De forma a comparar os Desviadores de SC e ReSC, foram feitas simulações em PSIM® com os mesmos parâmetros do exemplo anterior. Primeiramente, é feita uma simulação com uma string de dois módulos, afetada por um sombreamento parcial. Em seguida, é mostrada uma simulação com quatro módulos do ReSC, demonstrando o problema de acúmulo de corrente desviada, que aparece também neste desviador

Na Figura 4.33 são mostradas as tensões dos módulos, equalizadas, para a primeira simulação com string de dois módulos. Nesta simulação, um módulo é totalmente sombreado, enquanto outro possui irradiância plena. Percebe-se que embora as tensões sejam equalizadas, ainda existe uma pequena diferença de tensão devido às resistências das chaves e capacitores, que possui valor aproximado ao calculado no exemplo anterior de $450mV$. Embora a forma de onda dos ripples, tanto para SC, quanto para o ReSC sejam diferentes, o seu valor médio é bem próximo, o que permite a diferença das tensões equalizadas possam ser calculadas utilizando a equação 4.19, como feito no exemplo anterior.

Na Figura 4.34 são mostradas as correntes nos capacitores chaveados do SC e do ReSC. Conforme observado, ambas correntes possuem mesmo pico, de valor próximo ao calculado no exemplo anterior, o que permite que se utilize da equação 4.22 para estimativa desta corrente. Também é possível observar que enquanto a corrente do SC possui uma forma de onda de descarga capacitiva, a do ReSC, como esperado, apresenta forma essencialmente senoidal.

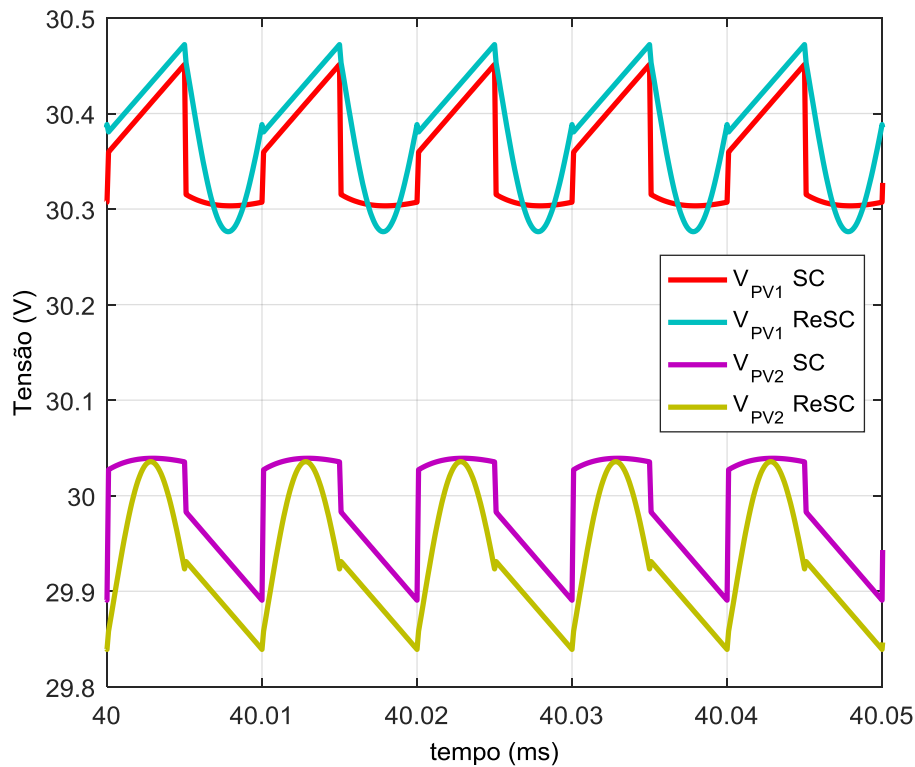


Figura 4.33 – Resultado de simulação comparando os Desviadores SC e ReSC: Tensões dos módulos.

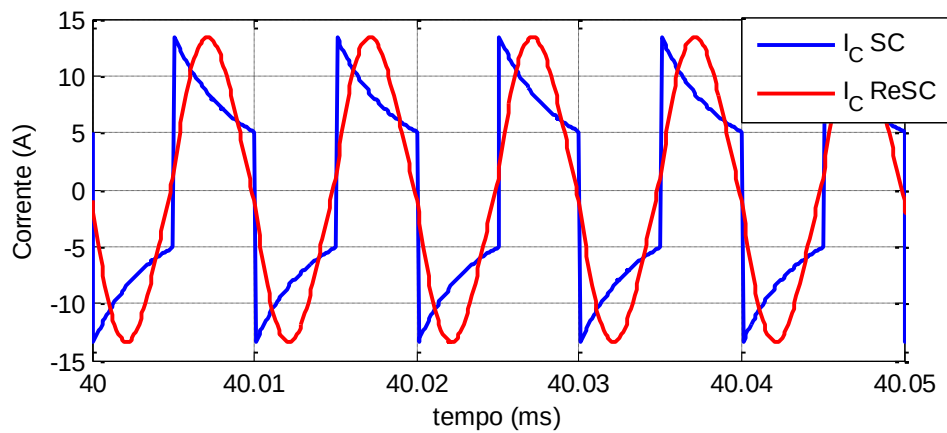


Figura 4.34 – Resultado de Simulação de comparando os Desviadores SC e ReSC: Corrente dos capacitores chaveados.

Na Figura 4.35 (a) e (b) são mostradas as correntes em uma das chaves do SC e do ReSC, respectivamente. Pode-se observar que no SC, a corrente SC configura chaveamento com alto valor durante a transição de estado da chave, enquanto que o ReSC proporciona ZCS, que significa que a corrente é quase nula durante a abertura e fechamento da chave. Isto representa outra grande vantagem para o ReSC, que resulta em menores perdas por chaveamento, e por este motivo maior eficiência do circuito.

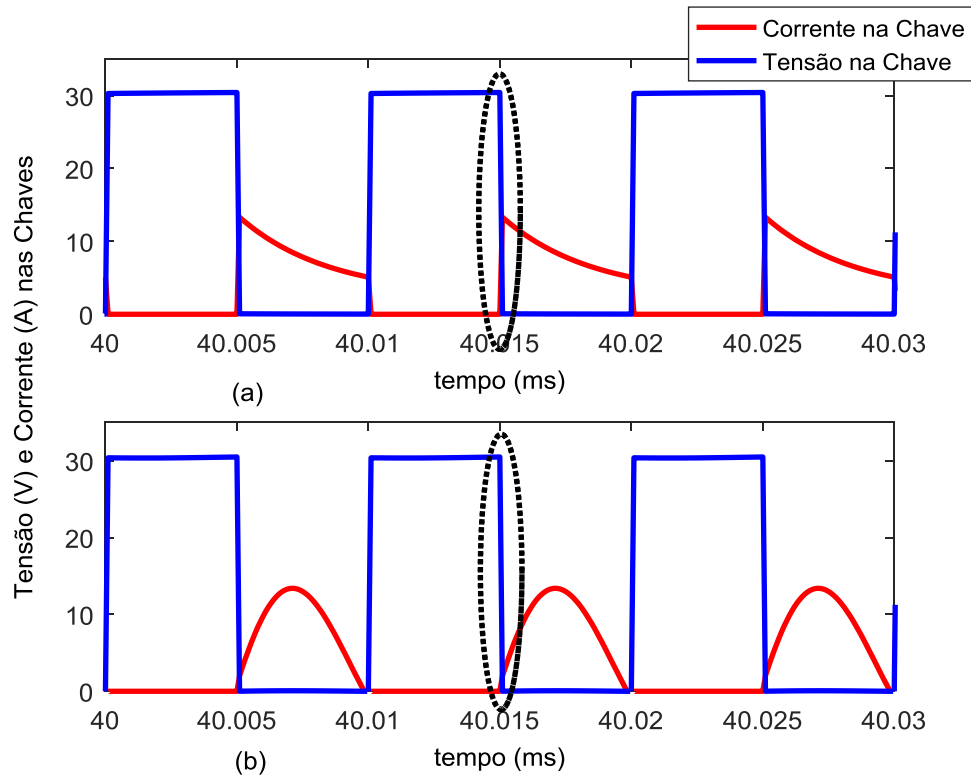


Figura 4.35 – Resultado de Simulação de Comparação os Desviadores SC e ReSC: Tensões e correntes nas chaves.

Em uma segunda simulação, com os mesmo parâmetros, porém para um *string* de quatro módulos, é aplicado o caso mais severo de sombreamento parcial consecutivo, e observa-se que, assim como o Desviador *Buck-Boost* Bidirecional, o Desviador ReSC (assim como o SC), é afetado pelo fenômeno de acúmulo de corrente. Na Figura 4.36 (a) e (b), são mostradas as tensões dos módulos e as correntes dos capacitores de desvio. Note que, as tensões dos módulos, embora equalizadas, possuem, como esperado, uma diferença de tensão devido às resistências das chaves e capacitores. Porém, entre os módulos V_{PV2} e V_{PV3} , a diferença de tensão é praticamente o dobro das outras diferenças de tensões entre módulos (V_{PV3} e V_{PV4}) e (V_{PV1} e V_{PV2}). Isto afeta o capacitor do centro da string de forma que a sua corrente seja o dobro das outras capacitores, e como aumenta-se o número de módulos, aumenta-se a corrente nos níveis centrais, da mesma proporção que ocorre o aumento de corrente c.c. no Desviador *Buck-Boost* Bidirecional, porém, se trata de corrente c.a.. De forma resumida, fica claro que todos os desviadores PV-to-PV sofrem o fenômeno de acúmulo de corrente desviada. Uma solução para este problema é proposta, neste trabalho como uma nova arquitetura híbrida, denominada PV-to-PV-to-Bus que é detalhada no capítulo 6 desta tese.

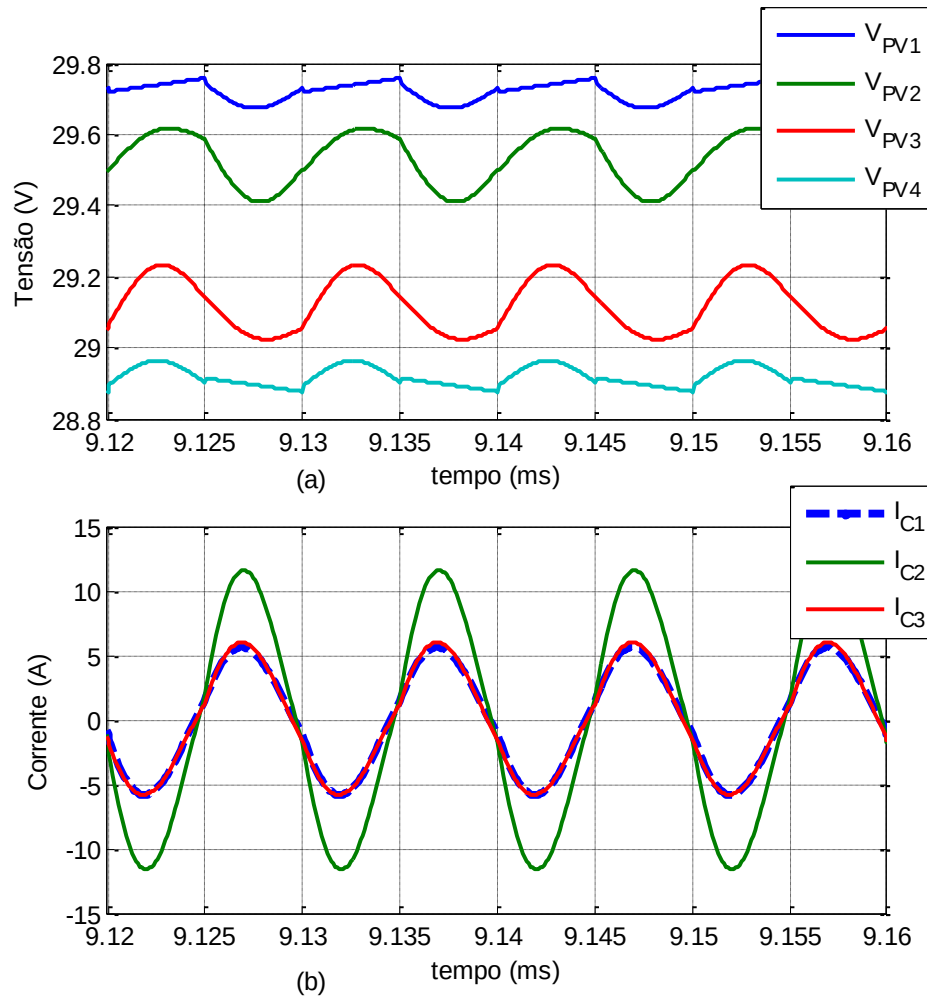


Figura 4.36 – Resultado de Simulação do Desviador ReSC para um string de 4 módulos: Tensões e correntes nos capacitores.

4.3.5 Proposta de Desviador de Capacitores Chaveados Ressonantes com Indutores Acoplados.

Os Desviadores de Capacitores Chaveados SC e ReSC necessitam de capacitores conectados aos módulos para manterem as tensões destes durante o seu chaveamento. O valor de capacitância destes capacitores deve ser diversas vezes superior ao da capacitância chaveada, do contrário, pode resultar uma resistência efetiva maior, aumentando a diferença de tensão entre os módulos. Uma forma de reduzir tanto as correntes, quanto esta queda de tensão, e ainda sim utilizando capacitores de menores capacitâncias conectados aos módulos, seria através do circuito proposto na Figura 4.37, aqui denominado CI-ReSC (*Coupled Inductor Resonant Switched Capacitor*). Trata-se de um duplo ReSC, cujos indutores são acoplados magneticamente, e cujo a chaveamento é defasado de 180° .

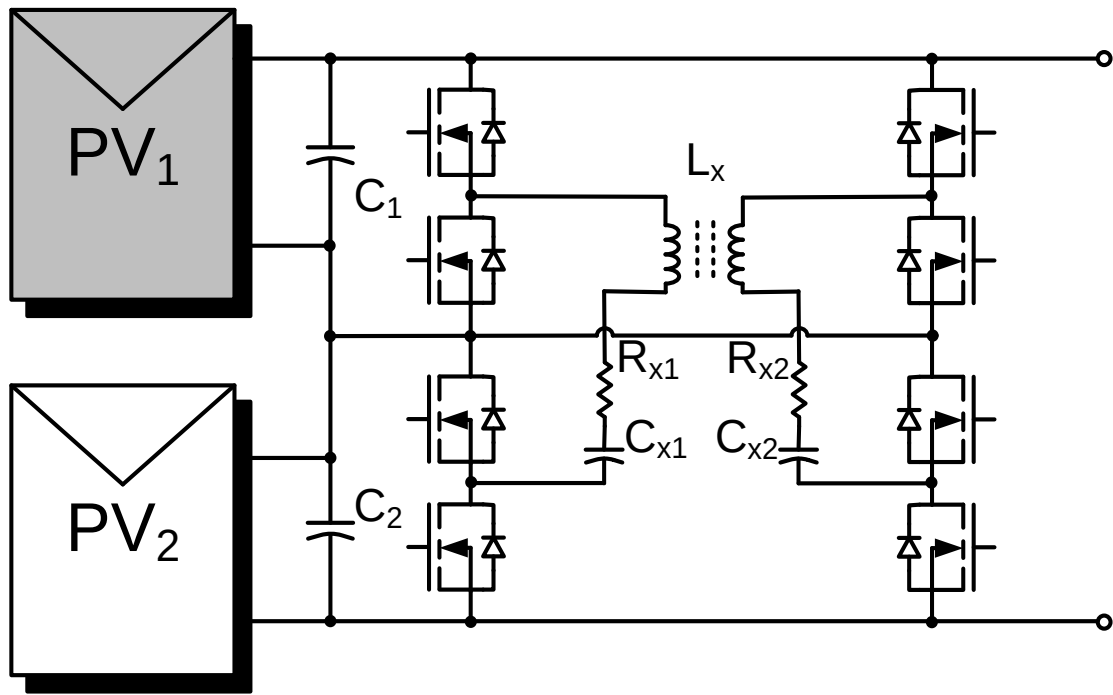


Figura 4.37 – Proposta de Desviador de ReSC com indutores acoplados.

Com esta defasagem, ocorre o cancelamento das correntes drenadas por cada meia ponte do mesmo capacitor, reduzindo em muito o *ripple*. A corrente em cada indutor também é reduzida pela metade, o que facilita em muito o seu dimensionamento. Por ser um indutor acoplado, necessita que a indutância de magnetização seja metade do valor correspondente ao ReSC. A dispersão do indutor acoplado não interfere, significativamente, no desempenho do conversor. Na Figura 4.38 são mostrados resultados de simulação comparando o CI-ReSC com o ReSC. Como pode observado na Figura 4.38 (a), as tensões equalizadas pelo CI-ReSC possuem metade da diferença de tensão dos módulos ReSC, e com *ripple* também reduzido pela metade. As correntes dos capacitores chaveados do CI-ReSC também são reduzidas pela metade, o que significa que as correntes das chaves e de todos os outros componentes também é reduzida pela metade.

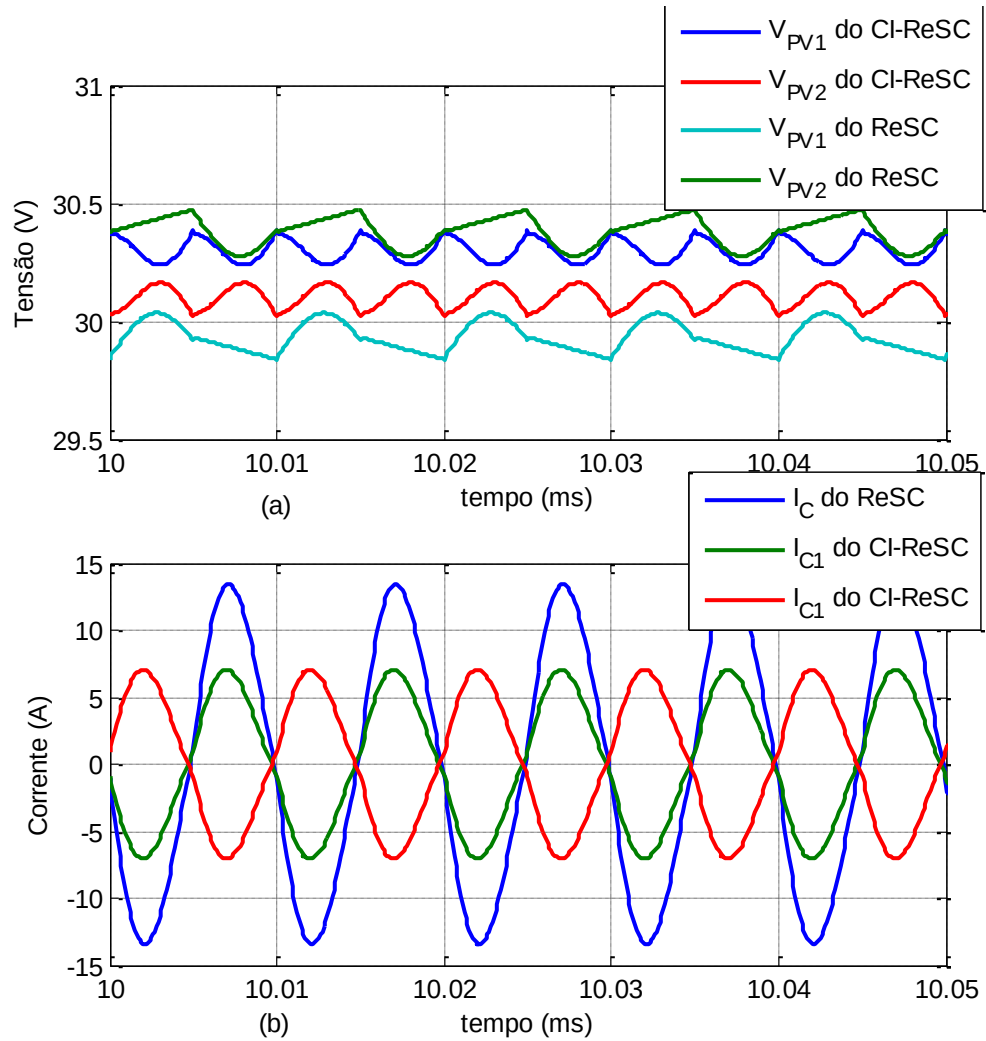


Figura 4.38 – Resultado de Simulação de Comparação entre o Desviador CI-ReSC para um string de 2 módulos: (a) Tensões dos módulos; (b) Correntes dos capacitores.

4.4 Comparação entre os Desviadores *Buck-Boost* Bidirecional e o de Capacitores Chaveados.

Em [147] é mostrado um interessante estudo comparativo entre os três tipos de desviadores PV-to-PV aqui estudados, o *Buck-Boost* Bidirecional (neste trabalho é denominado como SL), o Desviador SC e o Desviador ReSC. Neste estudo, é feito um levantamento do cálculo das resistências eficazes (R_{eff}) de cada conversor, e comparadas tendo como base que a indutância do *Buck-Boost* Bidirecional tem o mesmo valor da indutância do ReSC e a capacitância do capacitor é a mesma do SC. Desta forma, é gerado um gráfico, aqui mostrado na Figura 4.39, da R_{eff} normalizado em relação ReSC pela frequência, também normalizada em relação a frequência de ressonância do ReSC. A resistência eficaz determina a extensão da capacidade do desviador de equalizar a tensão, [147], quanto menor for a R_{eff} ,

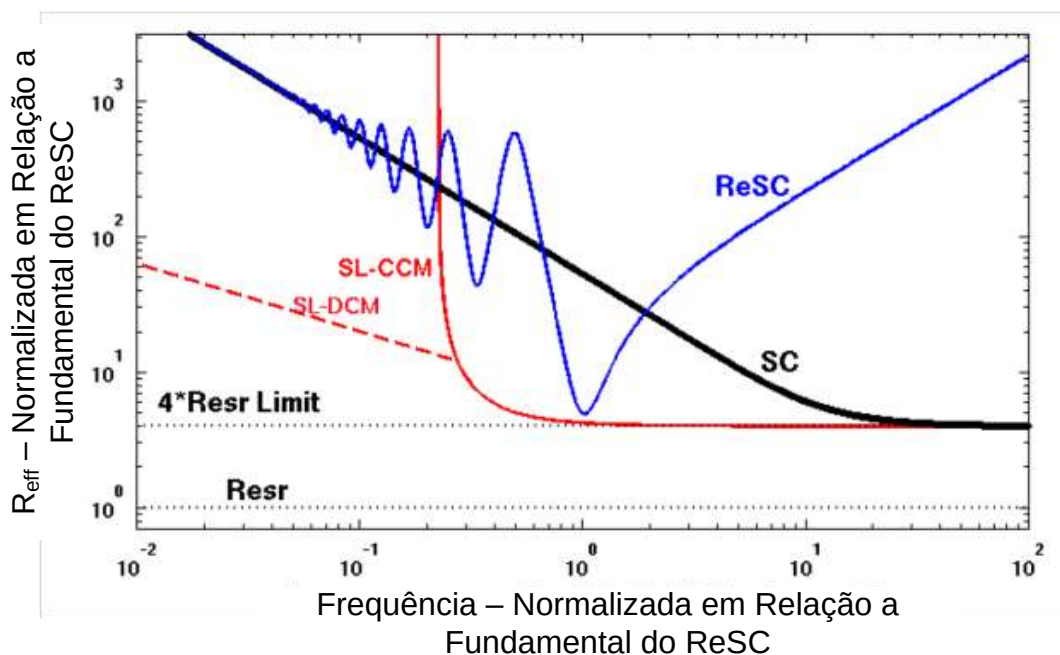


Figura 4.39 – Comparação de R_{eff} dos desviadores PV-to-PV de [147].

menor a queda de tensão de regime permanente após a equalização. Como pode ser observado na Figura 4.39, o ReSC e o *Buck-Boost* Bidirecional possuem a menor R_{eff} para as menores frequências. Vale destacar que o *Buck-Boost* Bidirecional possui menor R_{eff} mesmo para frequências inferiores a de ressonância do ReSC, tendo o melhor desempenho para equalização de tensão.

No mesmo estudo em [147], foi estabelecida uma comparação das relações perdas mínimas pelos volumes e custos destes conversores, o que resultou no gráfico apresentado na Figura 4.40. Como pode ser observado, o ReSC apresenta vantagem possuindo menor volume, custo e menores perdas que o *Buck-Boost* Bidirecional. No entanto, nenhum estudo é demonstrado para o *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados, o que seria interessante, principalmente pelo fato da diminuição do volume magnético devido a cancelamento dos fluxos.

Como último parâmetro de comparação, podemos comparar os dois desviadores, o capacitivo e o indutivo, na capacidade de controlar a tensão dos módulos. Em [108], [109] o *Buck-Boost* Bidirecional é utilizado para controlar a tensão dos módulos ao invés de simplesmente equalizar. O controle da tensão dos módulos pode ser usado para compensar pequenas alterações da tensão dos MPP de cada módulo devido às diferenças na temperatura, como demonstrado em simulação em [123]. Este controle é feito através da variação da razão cíclica do conversor. Em resumo, devido ao fato do *Buck-Boost* Bidirecional ser tanto um elevador quanto um abaixador de tensão, está habilitado para controlar a tensão dos módulos,

e compensar diferenças de tensão de MPP causadas por diferenças de temperatura, o que possibilita um pequeno aumento na eficiência do arranjo. A mesma capacidade não possui nenhuma das versões dos conversores SC e ReSC, devido ao fato de serem conversores abaixadores de tensão apenas. Na Figura 4.41, é mostrada uma comparação que demonstra a diferença de tensão dos módulos após a equalização. Como pode ser observado, através da razão cíclica, o *Buck-Boost* Bidirecional consegue eliminar a diferença de tensão entre os módulos, e até mesmo variar esta tensão para uma longa extensão de pontos de operação. Enquanto que o SC e o ReSC não conseguem eliminar nem diminuir a queda de tensão nos módulos pelo fato de ser um conversor abaixador. De fato, o desviador capacitivo é capaz de operar como equalizador de tensão apenas na razão cíclica de 50%, e qualquer outro valor resulta em menor capacidade de equalização de tensão. No entanto, como será demonstrado no próximo capítulo, o *Buck-Boost* de Indutores Acoplados não deve ter sua razão cíclica alterada para valores distantes de 50%, pelo fato de surgirem correntes limitadas apenas pela dispersão do indutor acoplado.

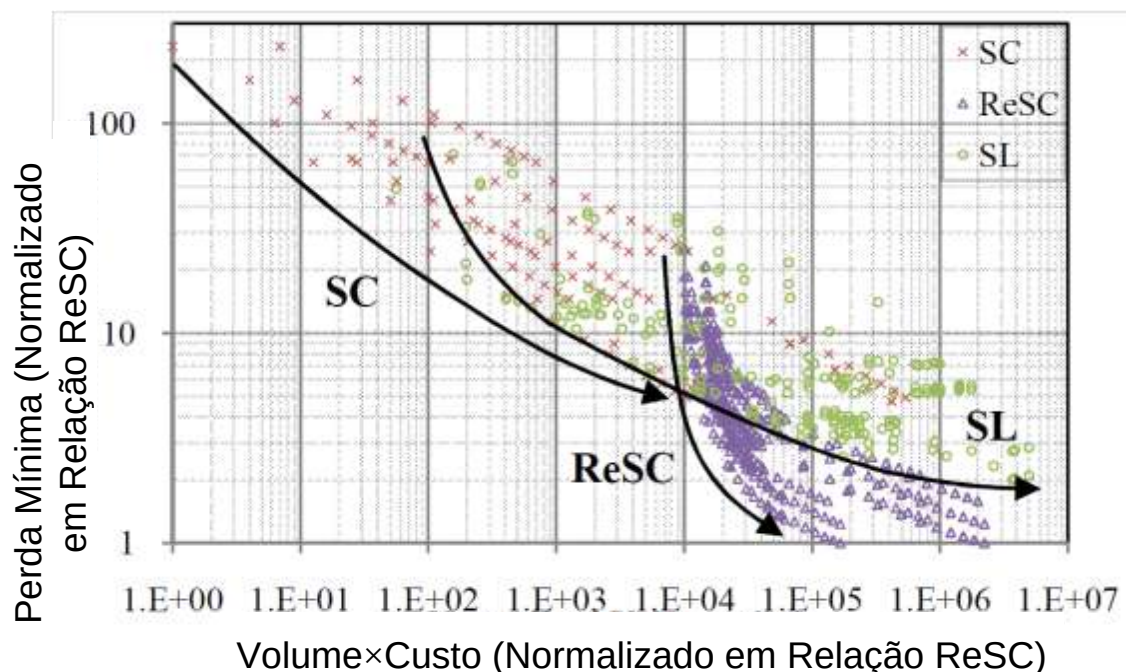


Figura 4.40 – Comparação de relação perda mínima por volumexcusto dos desviadores PV-to-PV de [147].

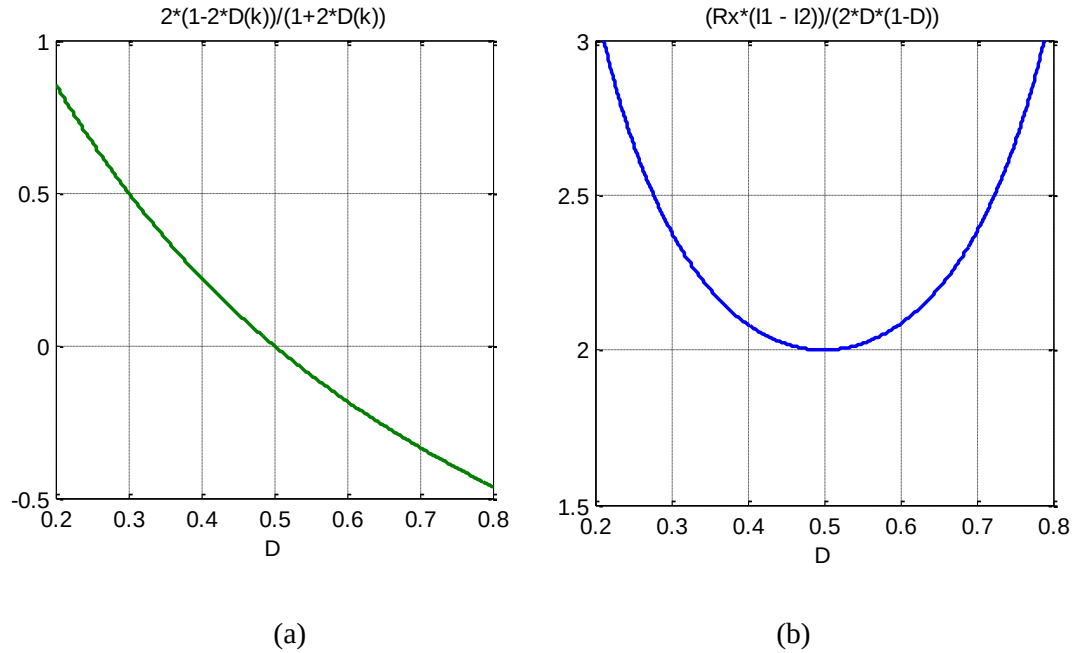


Figura 4.41 – Comparação entre o *Buck-Boost* Bidirecional e o Capacitores Chaveados através diferença normalizada de tensão entre os módulos em função da razão cíclica: (a) *Buck-Boost* Bidirecional; (b) Capacitores Chaveados.

4.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, foram estudados os principais tipos de desviadores PV-to-PV, desde os tipos indutivos, quanto capacitivos. Foi apresentado e explicado de forma detalhada o princípio de funcionamento de cada desviador, assim como uma metodologia proposta para o dimensionamento de todos estes conversores com base na corrente de curto e tensão em aberto dos módulos. Tais metodologias propostas foram testadas em ambiente de simulação, cujos resultados corroboraram com os valores calculados. Foram feitas comparações entre os desviadores e suas versões melhoradas como o *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados e o Desviador de Capacitores Ressonantes, e pode se observar ambos apresentam diversas vantagens em relação ao *Buck-Boost* Bidirecional simples e o Desviador SC, tanto na eficiência do conversor, quanto no dimensionamento. Também foi proposta uma nova versão do ReSC utilizando indutores acoplados, o CI-ReSC, que apresentou várias vantagens em relação ao mesmo, tanto na equalização de tensão, quanto no dimensionamento dos capacitores. Por fim, foi citado um estudo comparativo dos desviadores indutivos e capacitivos, e ficou esclarecido que ambos possuem vantagens, tanto na equalização, quanto eficiência, e relação perda por volume e custo. No entanto, adicionado a este estudo, foi

demonstrado que o *Buck-Boost* Bidirecional, diferentemente dos Desviadores Capacitivos, possui capacidade de controlar e até mesmo eliminar a queda de tensão dos módulos através da variação da razão cíclica de chaveamento.

Capítulo 5 – Circuitos de Compensação de Arquitetura PV-to-Bus: Tipos de Topologias e Funcionamento.

Os equalizadores de tensão de tensão da arquitetura PV-to-Bus possuem a vantagem de não serem afetados pelo acúmulo de corrente desviada, pelo fato de processarem a energia dos módulos para o barramento. São diversos os tipos de circuitos desta arquitetura, e neste capítulo, são feitas análises com base em simulações que possibilitem analisar suas vantagens e desvantagens. Primeiramente, é estudado o Buck-Boost Bidirecional de Arquitetura PV-to-Bus, que é muito semelhante ao do capítulo anterior. Em seguida, é estudado o Desviador FlyBack, que por ser isolado, permite que cada módulo opere quase que de forma independente. Por último, são estudados desviadores com número reduzido de chaves, que utilizam configurações de capacitores semelhantes aos circuitos multiplicadores de tensão. São feitas comparações e considerações de forma a evidenciar vantagens e desvantagens de cada topologia. Por fim, o objetivo principal deste capítulo é evidenciar que mesmo estes circuitos apresentam problemas e limitações de igual ou maior severidade que os circuitos PV-to-PV.

5.1 Desviadores PV-to-Bus

Os Desviadores PV-to-Bus, como mencionado no Capítulo 3, são conversores do tipo PPC conectados entre cada módulo e o barramento c.c. da *string*. Assim como os Desviadores PV-to-PV, durante a operação equalizam as tensões e desviam as correntes, porém, diferentes destes processam a potência correspondente ao sombreamento parcial entre cada módulo e o barramento da *string*, e não de módulo a módulo. Por isso, são denominados PV-to-Bus. Dentre os tipos de topologias de conversores que podem dar origem a desviadores desta arquitetura, podem ser destacados principalmente o *Buck-Boost* Bidirecional e o *Flyback*. Outra categoria são os circuitos que operam com número reduzido de chaves, que, também, são analisados neste capítulo. A seguir, é feito um estudo sobre funcionamento e aspectos de dimensionamento de alguns tipos de desviadores desta arquitetura.

5.2 O Desviador de Corrente *Buck-Boost* Bidirecional de Arquitetura PV-to-Bus

O funcionamento do *Buck-Boost* Bidirecional, nesta arquitetura, se assemelha em muito ao do capítulo anterior, porém, com algumas diferenças. Dois trabalhos que

possibilitam um bom entendimento deste desviador são [103], [104], e são utilizados como base para este estudo.

Na Figura 5.1 (a), é ilustrado um exemplo deste circuito para uma *string* de 4 módulos. Como pode ser observado, cada meia-ponte possui os terminais positivo e negativo conectados ao barramento da string, e cada indutor é conectado entre os módulos. No total, o número de elementos é o mesmo para ambas as arquiteturas, porém, o que difere neste circuito além das conexões é a razão cíclica com que opera cada meia-ponte. Na primeira meia ponte, em que o indutor é conectado entre os módulos PV_1 e PV_2 , opera-se com razão cíclica de 75%. Isto é, para que as tensões entre o módulo PV_1 e o restante da *string* formada por PV_2 , PV_3 e PV_4 , sejam equalizadas, é necessário que o módulo PV_1 carregue o indutor com três vezes mais tempo que a soma das tensões do restante da string. Isto significa que cada meia ponte opera com uma razão cíclica diferente, própria para equalizar a tensão da primeira porção dos módulos que vem antes da conexão do indutor com a segunda porção após esta conexão. Seguindo esta tendência, para este arranjo de 4 módulos, temos que os outros níveis operam razão cíclica de 50% e 25%.

Nesta arquitetura, o *Buck-Boost* Bidirecional, assim como todas as outras topologias de desviadores PV-to-Bus, não apresenta acúmulo de corrente desviada, o que é uma vantagem em relação à arquitetura PV-to-PV. Isto pode ser demonstrado pela equação matricial que representa a relação das correntes deste sistema, demonstrado na equação (5.1).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 1 & 0 \\ D_1 & D_2 & \cdots & D_{n-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L,1} \\ I_{L,2} \\ \vdots \\ I_{L,n-1} \\ I_{main} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PV,2} - I_{PV,1} \\ I_{PV,3} - I_{PV,2} \\ \vdots \\ I_{PV,n} - I_{PV,n-1} \\ I_{PV,n} \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

em que I_{Ln} representa a corrente do indutor n , I_{main} a corrente do barramento e I_{PVn} a corrente do módulo n . Conforme pode ser demonstrado pelo desenvolvimento da equação (5.1), a corrente média de cada indutor corresponde diferença de corrente entre os módulos adjacentes, e sendo assim, a corrente máxima de qualquer indutor está limitada diferença de corrente entre os módulos, e nenhum indutor apresentará corrente c.c. maior que a corrente de curto de um módulo com irradiância plena.

O fato de a razão cíclica ser diferente para cada meia-ponte faz com que cada indutor seja submetido a um *ripple* de fluxo magnético diferente. Na Figura 5.1 (b), é mostrado o *ripple* do fluxo magnético no indutor em função da razão cíclica. Pode-se observar que cada corrente corresponde a um *ripple* de fluxo magnético diferente. Por esta razão, não é viável

implementar um *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores acoplados para eliminar o fluxo magnético tanto c.c. quanto c.a.. Isto porque para o cancelamento do fluxo magnético em dois indutores acoplados, é necessário que razão cíclica seja 50%. Se for diferente uma tensão do nível do barramento é aplicada sobre o que corresponde a indutância de dispersão dos indutores, o que resulta em correntes de *ripple* muito elevado.

Para demonstrar o funcionamento deste desviador, foi realizada uma simulação em PSIM® com os mesmos parâmetros utilizados no circuito do capítulo anterior. Na Figura 5.2, são apresentados os resultados de simulação do *Buck-Boost* Bidirecional de arquitetura PV-to-Bus. Como pode ser observado na Figura 5.2 (a) são as tensões dos 4 módulos da *string* equalizadas. Semelhante ao resultado da Figura 4.16 (c), as tensões apresentam *ripple* de tensão triangular, que pode ser calculado utilizando as mesmas equações de dimensionamento do capítulo 4. Já na Figura 5.2 (b), são mostradas as correntes dos indutores, que possuem mesma cores das ilustradas na Figura 5.1 (a). Nesta simulação, ao invés do sombreamento parcial consecutivo, foi aplicado o sombreamento parcial intercalado, que constitui o pior caso para os indutores, em que todos possuem maiores valores de componente c.c. da corrente. Note que todos os indutores possuem, em módulo, valores de componente c.c. da corrente próxima de 8 A, que corresponde a diferença de corrente entre um módulo totalmente sombreado e outro com irradiância plena.

De forma resumida, o *Buck-Boost* Bidirecional possui a vantagem de não ser afetado pelo acúmulo de corrente desviada, e pode equalizar as tensões dos módulos quaisquer que sejam as variações de sombreamento parcial, utilizando apenas uma razão cíclica diferente para cada meia ponte. Possui a desvantagem de se não poder implementar o cancelamento de fluxo magnético através de dois indutores acoplados, o que o torna de difícil implementação já que cada indutor terá que operar com fluxo magnético c.c. e com uma componente c.a. de também elevado valor de *ripple*, por estar sendo chaveado com nível de tensão do barramento da *string*. Logo, por não possuir acúmulo de corrente de desviada, aparenta ser uma solução em relação ao projeto do indutor, porém apresenta desvantagens em relação ao mesmo critérios por submeter o indutor a fluxo magnético c.c. e níveis de *ripple* de corrente diversas vezes superiores ao de sua versão PV-to-PV.

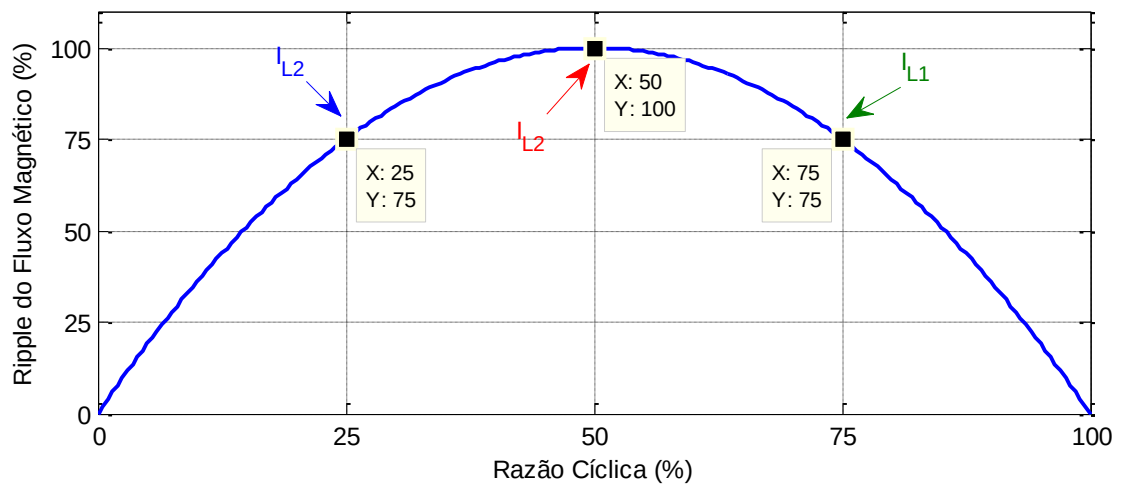
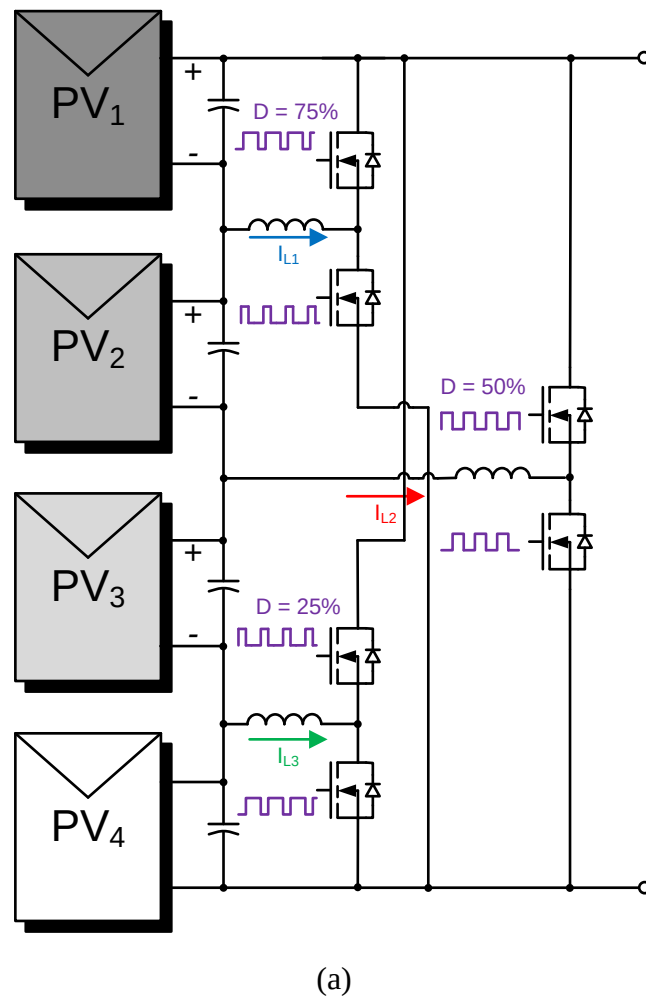


Figura 5.1 – *Buck-Boost* Bidirecional de Arquitetura PV-to-Bus: (a) Exemplo para circuito de 4 módulos; (b) *Ripple* de Fluxo Magnético para cada um dos indutores.

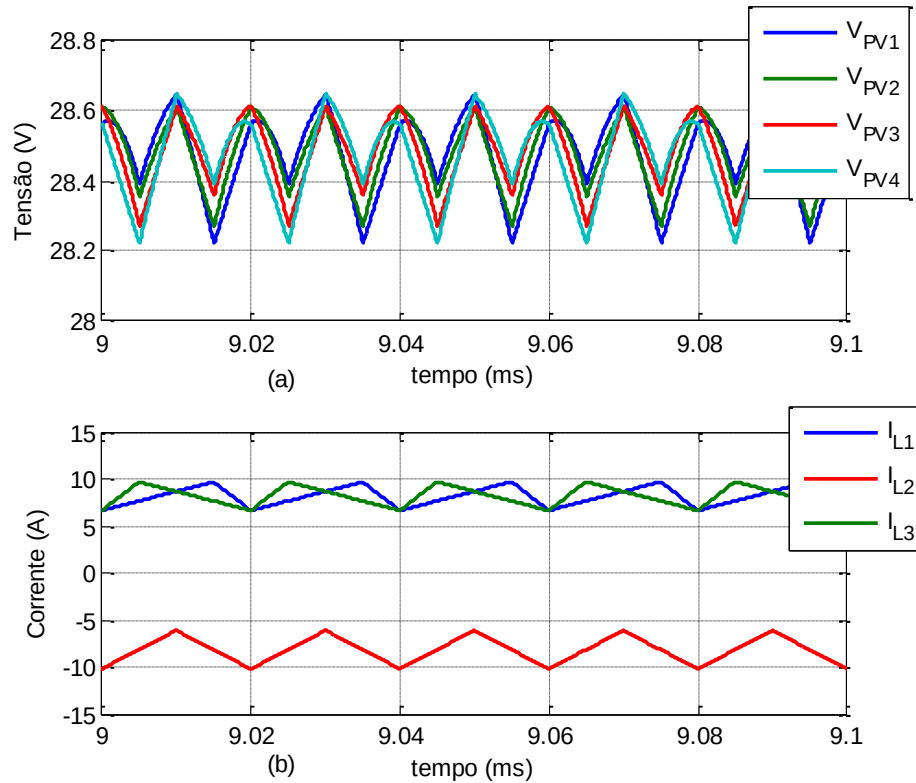


Figura 5.2 – Resultados de Simulação do *Buck-Boost* Bidirecional de arquitetura PV-to-Bus: (a) Tensões dos módulos equalizadas, (b) Correntes dos indutores.

5.3 O Desviador de Corrente *Flyback*

Segundo [104], a principal vantagem de ter n conversores diferenciais isolados é de se processar menos potência, pelo fato de cada conversor estar submetido com a tensão de dois módulos ao invés da tensão do barramento, como no caso do *Buck-Boost* Bidirecional PV-to-Bus. Em alguns trabalhos são apresentados desviadores PV-to-Bus do tipo *Flyback*, como por exemplo em [148] é proposto um DPP de alta eficiência, porém, com esquemático apenas para um módulo. Em [149] é proposto um DPP para vários módulos, porém, para um barramento virtual, o que difere da arquitetura PV-to-Bus, e passa a compor uma arquitetura PV-to-Virtual Bus. Para utilizar de exemplo de simulação, selecionou-se o trabalho [150] que demonstra de forma detalhada a topologia do Desviador *Flyback*, porém neste é denominado *Boost-Flyback*, por ter um estágio elevador conectando-o ao barramento.

A topologia proposta em [150] é apresentada aqui na Figura 5.3. Neste circuito, cada estágio *Flyback* conectado a cada módulo opera de forma independente, fornecendo corrente para o capacitores do barramento. Outro estágio *Boost-Flyback* é conectado do barramento a todos os níveis. Desta forma, para equalizar a tensão, todos os conversores devem fornecer

corrente para os capacitores do barramento. Como cada circuito trabalha de forma independente, cada nível pode operar com razão cíclica diferente. Isto faz com que seja necessária medição de corrente ou tensão para equalização das tensões dos módulos. Este é um fator que dificulta a implementação deste conversor, já que, conforme [104], o conversor possui um número de objetivos de controle igual ao número de módulos do arranjo.

Como exemplo de funcionamento do *Boost-Flyback*, foi feita uma simulação em PSIM® utilizando os seguintes parâmetros da tabela 5.1. Nesta simulação, cada módulo possui uma irradiância solar diferente, sendo: 1000, 750, 500, 250 W/m², para os módulos PV₁, PV₂, PV₃ e PV₄, respectivamente. Para que as tensões fossem equalizadas, foi utilizada uma razão cíclica diferente para cada módulo, sendo: 70, 60, 47 e 27%, para os módulos PV₁, PV₂, PV₃ e PV₄, respectivamente. Para o *Boost-Flyback* conectado ao barramento foi utilizada a razão cíclica de 25%. O fator de transformação dos indutores é unitário para todos os enrolamentos.

Na Figura 5.4 são mostrados os resultados de simulação do *Boost-Flyback*. Na Figura 5.4 (a), é mostrada a tensão dos módulos equalizada, em que se pode observar um *ripple* entorno de 100 mV para todos módulos. Já na Figura 5.4 (b), são mostradas as correntes dos indutores do circuito. As cores das correntes neste gráfico correspondem às cores das corrente ilustradas na Figura 5.3. Todas as correntes dos primários dos indutores acoplados dos *Flybacks* modulares são contínuas, enquanto as correntes de desmagnetização no secundário são tracejadas. As correntes correspondentes ao carregamento dos capacitores pelo *Boost-Flyback* são pontilhadas. Como pode ser observada, a corrente de cada *Flyback* carrega os capacitores do barramento c.c., proporcional ao que tem capacidade de gerar. Porém, para o caso em que o *Flyback* modular não consiga manter a tensão do seu respectivo capacitor, o *Boost-Flyback* trata de fornecer esta energia.

Tabela 5.1 – Parâmetros de Simulação do *Boost-Flyback*

Parâmetro	Descrição	Valor
f_{sw}	Frequência de Chaveamento	100kHz
L_{FB}	Indutância de Magnetização do <i>Flyback</i> modular	10μH
L_{Boost}	Indutância de Magnetização do <i>Boost-Flyback</i> conectado ao barramento	40μH
$C_{PV,i}$	Capacitor dos módulos	220μF
$C_{DC,i}$	Capacitor do barramento c.c	220μF

Como pode ser observado, as correntes I_{D32} e I_{D42} carregam estes capacitores pelo *Boost-Flyback*. Isto ocorre porque para os dois módulos PV_3 e PV_4 , as correntes de saída são inferiores a corrente da *string*, e por isso, estes módulos necessitam de corrente do barramento para manter a tensão nos seus capacitores. Por se tratar de um *Flyback*, o fato de os indutores acoplados possuírem dispersão, por menor que seja, é necessário um circuito *snubber*, o que afeta em muito sua eficiência. Outra desvantagem é a de se necessitar de medição e controle multiobjetivo para sua implementação, já que cada nível de *Flyback* deve operar com ciclo ativo próprio para o quadro de sombreamento parcial que estiver submetido.

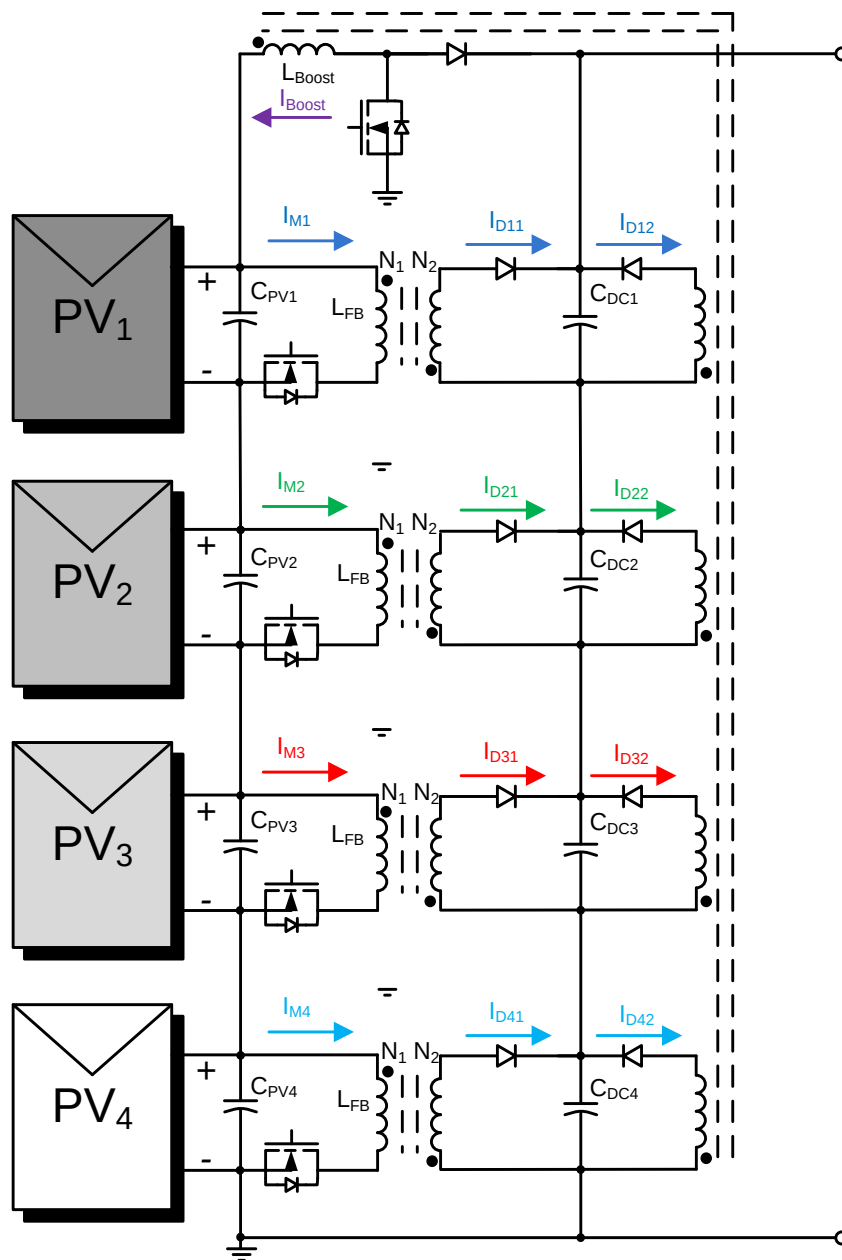


Figura 5.3 – *Boost-FlyBack* de Arquitetura PV-to-Bus de quarto módulos.

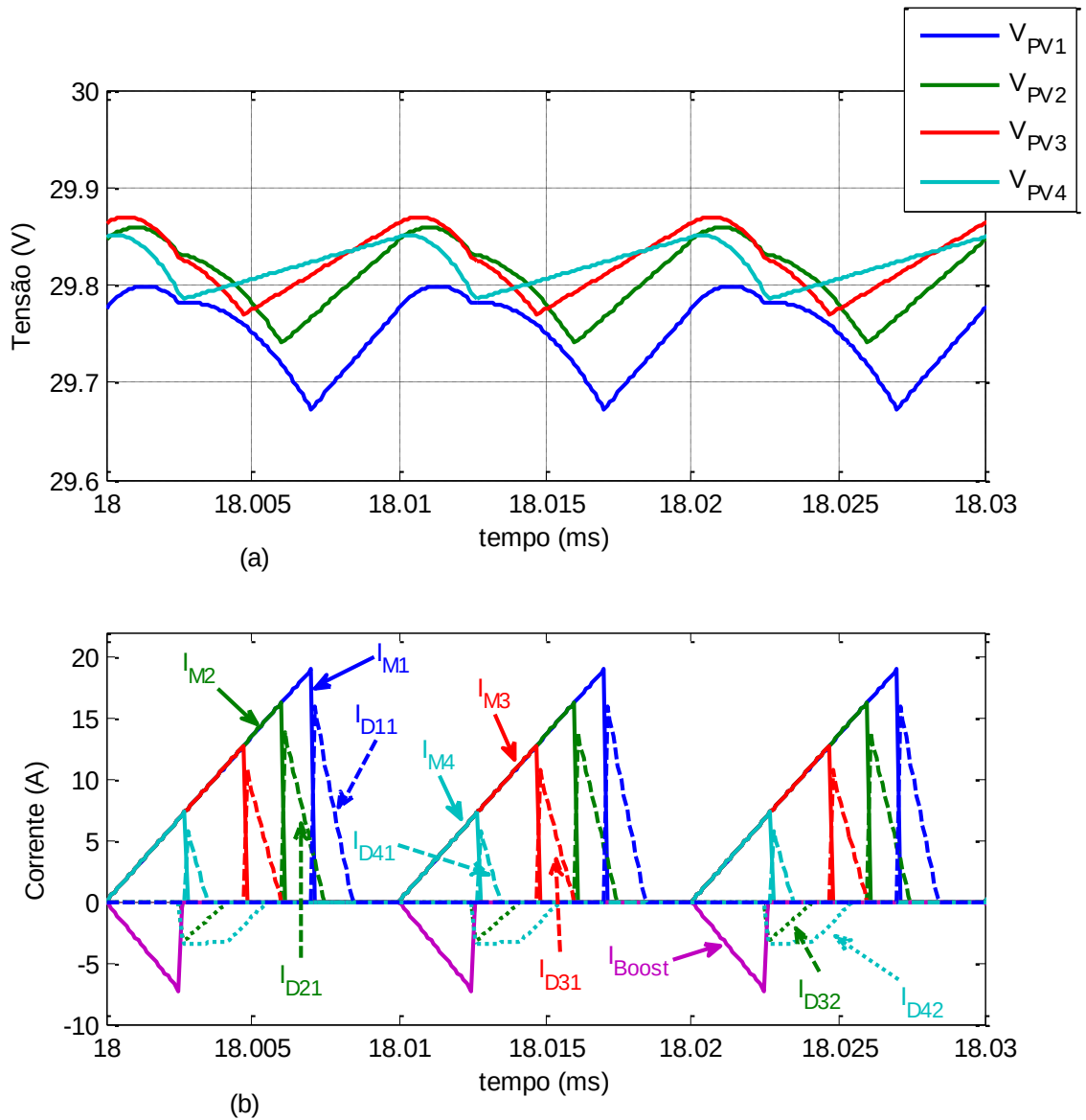


Figura 5.4 – Resultados de Simulação do *Boost-Flyback* de arquitetura PV-to-Bus: (a) Tensões dos módulos equalizadas, (b) Correntes dos MOSFETS e diodos.

5.4 Equalizador de Tensão de Duas Chaves

Diferente dos desviadores já aqui estudados, existem configurações que utilizam número reduzido de chaves. O primeiro exemplo de circuito a ser estudado é o Equalizador de Duas Chaves, apresentado na Figura 5.5. Este circuito é introduzido em [151], e é estudado de forma mais detalhada em [120], [152]. Sua topologia é baseada em um inversor ressonante conectado, através de um indutor acoplado a um banco de multiplicadores de tensão. A meia ponte opera com 50% de razão cíclica, com frequência igual a de ressonância do ramo composto L_r e C_r , levando em consideração que L_r também contém a indutância de dispersão do indutor acoplado. A relação de transformação $N_1:N_2$ deve respeitar um número próximo de

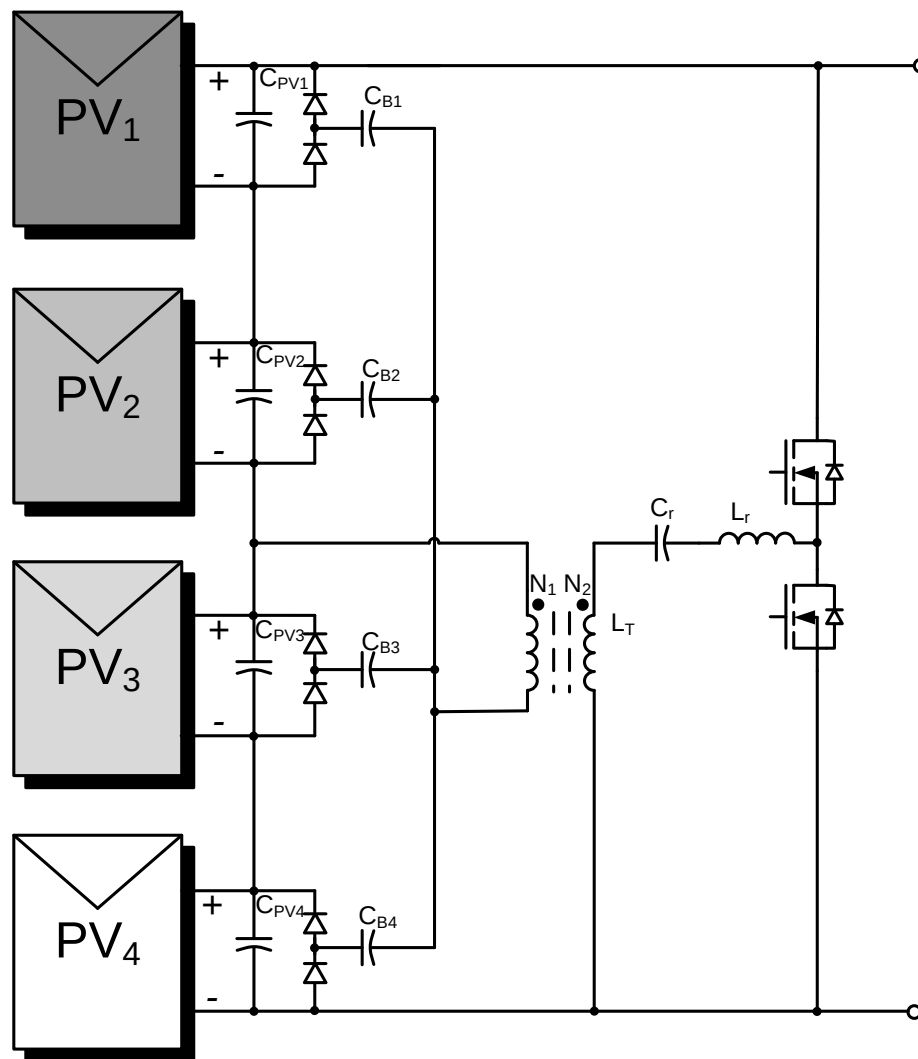


Figura 5.5 – Equalizador de tensão ressonante de duas chaves.

quatro para este caso de quatro módulos. Os capacitores C_{B1-4} , devem ser de valores altos o bastante de forma que permitam a passagem da corrente vinda do inversor ressonante.

Para melhor entender o funcionamento deste circuito foi realizada uma simulação em PSIM®, utilizando os mesmos parâmetros de [151]. Alguns resultados são apresentados na Figura 5.6, em (a) mostrando as tensões equalizadas e (b) mostrando as correntes e tensões das chaves. Os módulos possuem irradiações solares diferentes uns dos outros, como estabelecido na simulação da última seção. Como pode ser observado, as tensões são equalizadas porém com *ripple* de tensão significativamente elevado, próximo de 1 V pico a pico. Na Figura 5.6 (b) e (c) são mostradas as tensões e correntes das chaves, e conforme observado, as correntes apresentam valores elevados, em relação as correntes dos módulos, chegando a 100 A de pico. Note que embora o circuito use ressonância, não opera com ZCS, o que aumenta as perdas de chaveamento e diminui sua eficiência devido ao valor de corrente, o que representa um séria limitação de implementação deste circuito.

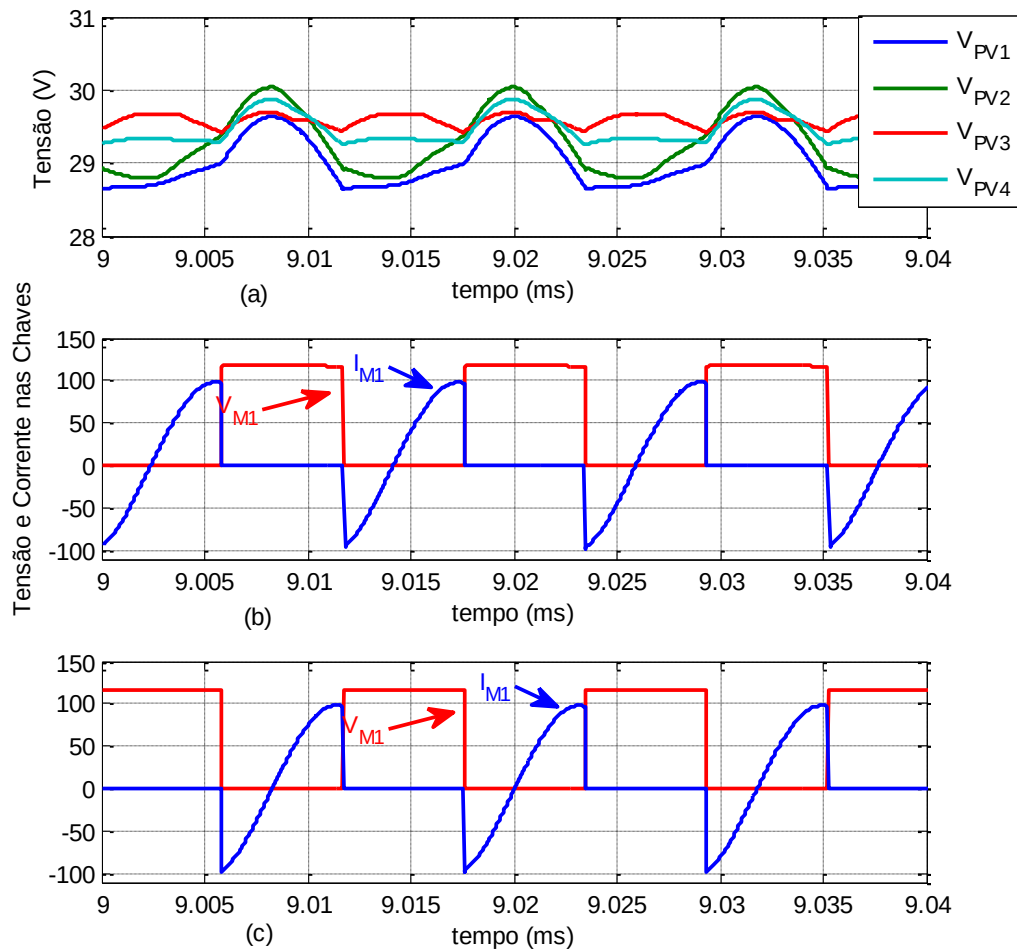


Figura 5.6 – Resultados de Simulação do Equalizador duas chaves: (a) Tensões dos módulos equalizadas, (b) Correntes e tensões do MOSFET superior, (c) Correntes e tensões do MOSFET inferior.

5.5 Equalizador de Tensão de Uma Chave

Outro Desviador de Corrente que funciona com número reduzido de chaves é o Equalizador de Tensão de uma Chave. Este circuito é introduzido em [153], e estudado de forma mais detalhado em [154]. Aqui um exemplo de seu esquemático para quatro módulos é ilustrado na Figura 5.7. Seu funcionamento é baseado em um *Boost*, conectado ao barramento, que transfere a corrente para os módulos através de um multiplicador de tensão, semelhante ao equalizador de duas chaves, porém com outro indutor conectado a cada módulo, que reproduz a corrente do indutor do *Boost* para cada capacitor conectado aos módulos.

Para melhor analisar este conversor foi feita uma simulação utilizando parâmetros próximos dos utilizados nos outros circuitos. Na tabela 5.2 são apresentados os parâmetros

utilizados na simulação. Alguns resultados são apresentados na Figura 5.8, em (a) a tensão equalizada dos módulos e em (b) as correntes dos indutores. Para o funcionamento correto deste conversor, é necessário que o Boost opere com razão cíclica igual $100\%/(N+1)$, em que N é número de módulos. Por exemplo, para esta simulação de quatro módulos foi necessária uma razão cíclica 20%. Conforme pode ser observado, as tensões equalizadas para esta simulação possuem como pior caso um *ripple* entorno 300 mV, que corresponde a tensão do módulo mais sombreado. Também pode ser observado que a forma de onda do *ripple* é próxima de uma triangular, típico de um conversor *Boost*. As correntes dos indutores operando em modo contínuo tem a mesma forma de onda da corrente do *Boost*, e conforme observado, a diferença entre estas correntes dos indutores está apenas na componente c.c. que é a mesma diferença de corrente dos módulos.

5.6 Análise Comparativa dos Desviadores PV-to-Bus

Conforme foi mencionado anteriormente, os Desviadores PV-to-Bus têm a vantagem de serem afetados pelo acúmulo de corrente desviada nos níveis centrais do desviador, como ocorre nas arquiteturas PV-to-PV. Quanto as vantagens e desvantagens entre estas topologias, podemos citar:

- **Nível de Tensão nas chaves:** o fato de a maioria das topologias necessitarem de uma ou mais chaves conectadas ao barramento, que dependendo do número de módulos, pode chegar a níveis de tensão superiores aos suportados pelos MOSFETs comercialmente disponíveis. O Desviador *Buck-Boost* Bidirecional PV-to-Bus, e os Equalizadores de duas e uma chaves se enquadram nesta categoria, já que suas chaves são conectadas no barramento c.c.. Dentre estes, o Equalizador de uma chave é mais limitado neste aspecto, pelo fato de ter apenas uma chave, que deve suportar uma tensão superior ao do barramento, por se tratar de um *Boost*. O Desviador Flyback, por ser isolado, não sofreria com este problema se não tivesse o estágio *Boost* conectado ao barramento.

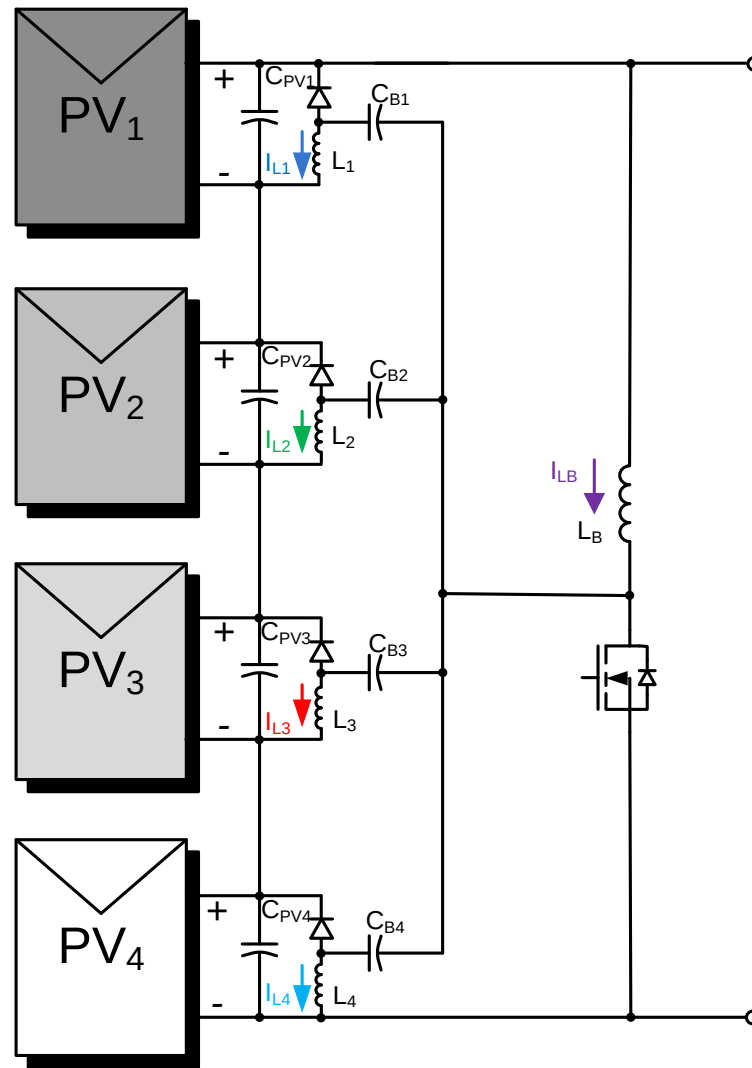


Figura 5.7 – Equalizador de tensão de uma chave.

- **Nível de Corrente nas chaves:** Devido ao fato de a maioria desta topologias possuírem chaves conectadas ao barramento, é de se esperar que o ripple de corrente seja mais elevado que nas topologias PV-to-PV. Por exemplo, o *Buck-Boost* Bidirecional possui todas as meias ponte conectadas ao barramento, o que faz com o *ripple* de corrente seja superior ao de sua versão na arquitetura PV-to-PV. Em outros casos, como no Desviador de duas chaves, as correntes chegam a níveis muito superiores aos dos módulos, como pode ser observado na Figura 5.6.
- **Necessidade Medição:** Nos casos de equalizadores isolados, como o Desviador *Flyback*, há necessidade medição, e de uma malha de controle multiobjetivos, já que a equalização depende da aplicação de uma razão cíclica para cada caso de sombreamento parcial. Neste caso, a implementação se torna mais difícil por necessitar de medição e controle.

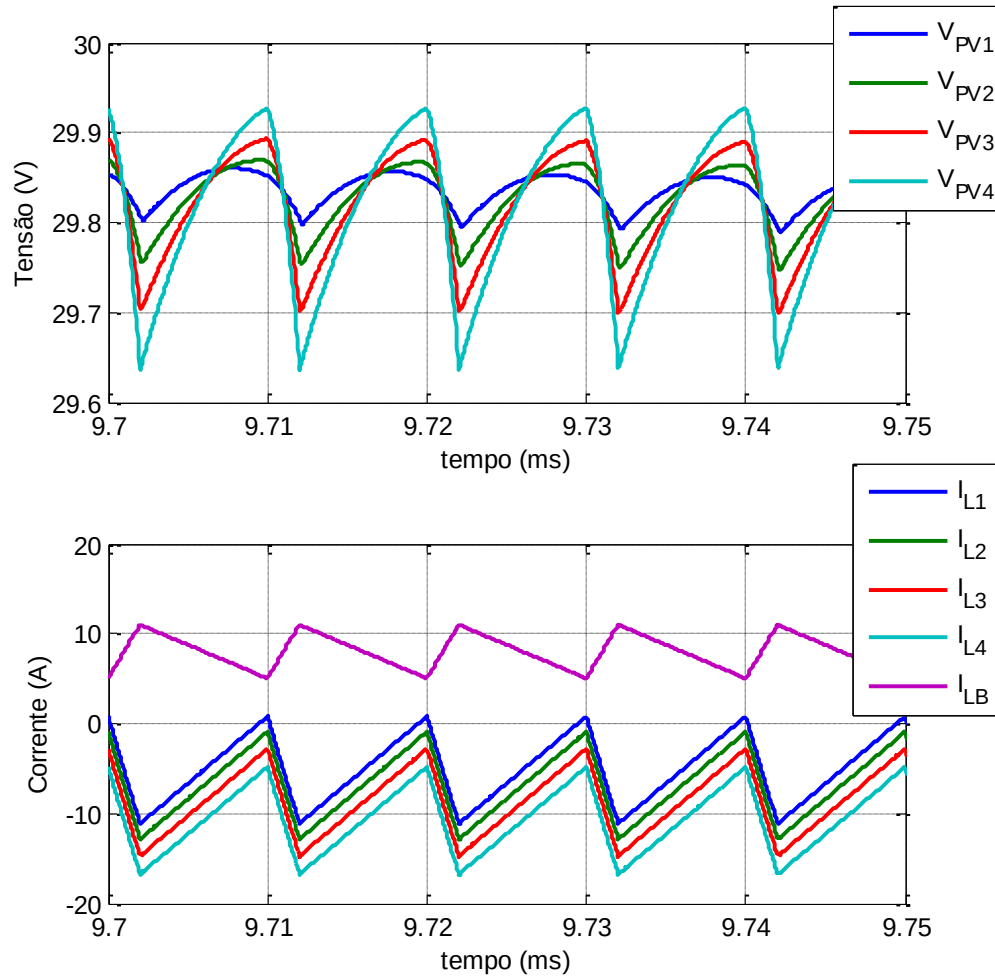


Figura 5.8 – Resultados de Simulação do Equalizador de Tensão de arquitetura PV-to-Bus: (a) Tensões dos módulos equalizadas, (b) Correntes dos indutores.

Tabela 5.2 – Parâmetros de Simulação do Desviador de Uma Chave

Parâmetro	Descrição	Valor
f_{sw}	Frequência de Chaveamento	100kHz
$L_{1,2,3,4}$	Indutância conectada aos módulos	20μH
L_B	Indutância do Boost	40μH
$C_{PV,1,2,3,4}$	Capacitor dos módulos	220μF
$C_{DC,1,2,3,4}$	Capacitor do multiplicador	22μF

5.7 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram discutidos o funcionamento e alguns aspectos de dimensionamento das principais topologias de circuito pertencentes a arquitetura PV-to-Bus. Foram estudados o *Buck-Boost* Bidirecional PV-to-Bus, o Desviador *Flyback*, o Equalizador de Duas Chaves, o Equalizador de Uma Chave. Estes circuitos foram analisados em ambiente de simulação seguindo parâmetros próximos aos de simulações anteriores, ou de trabalhos já publicados. Foi esclarecido que os circuitos da arquitetura PV-to-Bus não sofrem do fenômeno de acúmulo de corrente desviada, o que representa uma vantagem em relação à arquitetura PV-to-PV. No entanto, possuem limitações tão severas quanto às dos desviadores PV-to-PV, por exemplo, o *Buck-Boost* Bidirecional não pode ser implementado utilizando dois indutores acoplados como no caso do capítulo anterior, enquanto o *FlyBack*, deve operar com um ciclo controlado por realimentação.

Capítulo 6 – Proposta de Arquitetura PV-to-PV-to-Bus

Ambas as arquiteturas PV-to-PV e PV-to-Bus possuem vantagens e desvantagens uma em relação à outra. A ideia de uma arquitetura híbrida tem como objetivo um circuito com vantagens das duas arquiteturas. Neste capítulo, é proposta uma nova arquitetura híbrida aqui denominada PV-to-PV-to-Bus, que utiliza um meio termo entre as duas arquiteturas. Esta arquitetura possui vantagens como por exemplo, para o Buck-Boost Bidirecional, opera com ciclo ativo fixo 50%, com indutores acoplados e sem apresentar acúmulo de corrente desviada. O circuito aqui proposto é demonstrado em duas topologias, utilizando o Buck-Boost Bidirecional e Conversor de Capacitores Chaveados Ressonantes. Resultados de simulação são apresentados e as análises desenvolvidas sobre os desviadores propostos. Experimentos são necessários para melhor avaliar a aplicabilidade dos desviadores de corrente. Desta forma foram feitas montagens experimentais de um Desviador Buck-Boost Bidirecional que possibilite observar algumas análises já desenvolvidas.

6.1 A Arquitetura Híbrida PV-to-PV-to-Bus

Até o momento, foram apresentados estudos de desviadores de correntes tanto da arquitetura PV-to-PV, como da arquitetura PV-to-Bus. Neste capítulo é proposta uma nova arquitetura híbrida que possui vantagens de ambas as arquiteturas. Na Figura 6.1 são ilustrados os conceitos das três arquiteturas, (a) PV-to-PV, (b) PV-to-Bus e a proposta (c) PV-to-PV-to-Bus. Como pode ser observado, ambas as arquiteturas PV-to-PV e PV-to-Bus, como já explicado, se diferenciam pelo fato de a primeira processar a energia de módulo a módulo, enquanto a segunda realiza este processamento diretamente com o barramento da *string*. A proposta de arquitetura PV-to-PV-to-Bus tem partes do circuito que realizam o processamento da energia de módulo a módulo, enquanto outras partes realizam de módulo ao barramento. A principal vantagem desta abordagem é a de poder funcionar como os circuitos PV-to-PV, porém, sem o fenômeno do acúmulo de corrente desviada, o que viabiliza em muito dimensionamento do circuito. Neste capítulo, são mostrados exemplos desta arquitetura para ambos os desviadores *Buck-Boost Bidirecional* e *Capacitores Chaveados Ressonantes*.

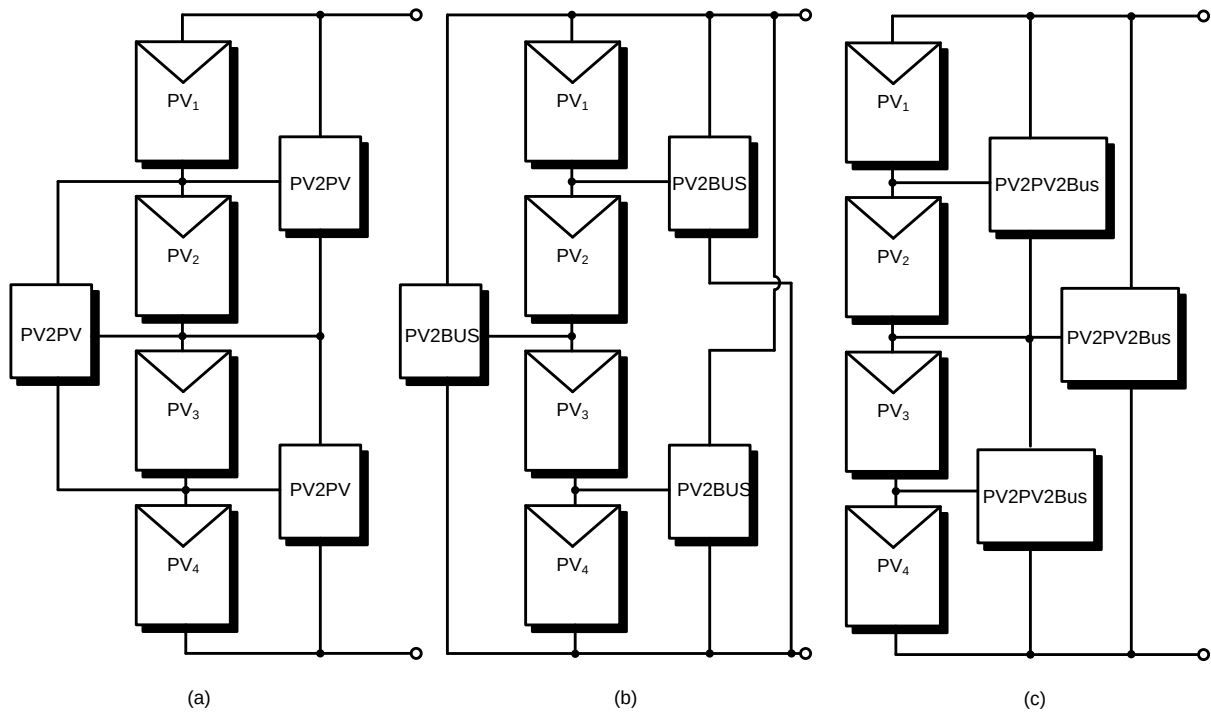


Figura 6.1 – Tipos de Arquitetura de Desviadores: (a) PV-to-PV; (b) PV-to-Bus; (c) Proposta de PV-to-PV-to-Bus.

6.2 O Desviador *Buck-Boost* Bidirecional PV-to-PV-to-Bus

O Desviador *Buck-Boost* Bidirecional, como demonstrado no capítulo 4, mesmo utilizando indutores acoplados é afetado pelo fenômeno acúmulo de corrente desviada. No entanto, quando alterado para a arquitetura PV-to-PV-to-Bus, não apresenta este fenômeno. Na Figura 6.2 são apresentadas as versões PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus do *Buck-Boost* Bidirecional tanto o simples quanto o de indutores acoplados. Como pode ser observado, a modificação que origina a arquitetura híbrida aqui proposta é a de se conectar um desviador ao barramento ao invés de nos módulos 2 e 3. Desta forma, o desviador do meio equaliza as tensões do primeiro e do segundo par de módulos, semelhante ao *Buck-Boost* Bidirecional do nível central da arquitetura PV-to-Bus do capítulo anterior. A vantagem desta abordagem é a de se poder chavear com 50% de ciclo ativo em todos os níveis, e por isso poder também utilizar de indutores acoplados para cancelamento de fluxo magnético. Além disso, proporciona menores níveis de corrente devido ao fato de não ser afetado por acúmulo de corrente desviada, e também proporciona menores *ripples* de tensão. A seguir, é feito um exemplo de dimensionamento para strings de quatros módulos para ambas arquiteturas.

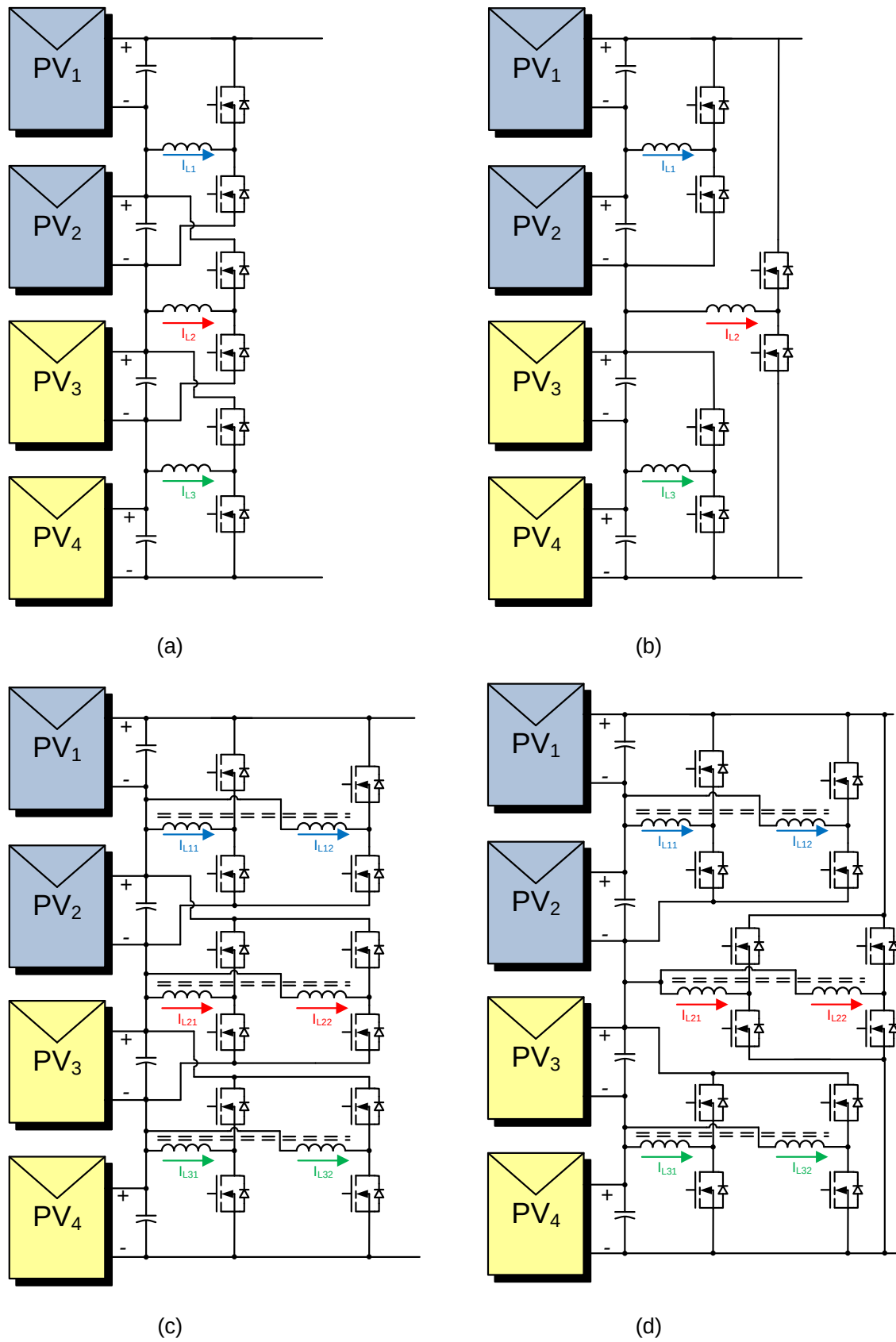


Figura 6.2 – Desviadores de corrente de estudo: (a) NDSCD; (b) NDSCD PV-to-PV-to-Bus; (c) CIMLL; (d) CIMLL PV-to-PV-to-Bus.

Exemplo 6.1: Dimensionamento para Strings de Quatros Módulos de um Desviador Buck-Boost Bidirecional de Indutores Acoplados utilizando a arquitetura PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus.

Considerando uma string de quatro módulos de 245 Wp, com V_{oc} de 38V e I_{sc} de 9 A, e um chaveamento com frequência de 100 kHz, podemos dimensionar o circuito através das seguintes etapas:

1. Escolha dos indutores.
 - a. Cálculo do *ripple* de corrente para o pior caso.
 - b. Escolha do núcleo e da bitola do fio esmaltado.
2. Escolha dos Semicondutores.
 - a. Cálculo das perdas.
 - b. Definição da resistência térmica do dissipador.
3. Escolha dos Capacitores.
 - a. Cálculo do *ripple* de tensão para o pior caso.

Estas etapas serão aplicadas para as duas arquiteturas de forma a comparar o impacto de cada escolha dos componentes.

1 – Escolha dos Indutores:

- a) Para projeto dos indutores acoplados, podemos definir, primeiramente, um valor de indutância de magnetização para todos os níveis dos desviadores e com base na frequência, no valor de tensão V_{oc} aplicada ao indutor, calcular o pior caso de *ripple* de corrente para uma indutância de $150 \mu H$, inclusive, considerando o pior caso de indutâncias parasitas. Logo, utilizando a equação (4.3), obtém-se o ripple de corrente em cada indutor, conforme demonstrado no Quadro 6.1.

Quadro 6.1 – Cálculo dos *Ripples* de Corrente de Cada Nível de um *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados para ambas as Arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus.

PV-to-PV	PV-to-PV-to-Bus
$\Delta I_{L1} = \frac{V_{oc} T_{sw}}{2L} = \frac{38V \times 10\mu s}{2 \times 150\mu H} = 1,27 A$	$\Delta I_{L1} = \frac{V_{oc} T_{sw}}{2L} = \frac{38V \times 10\mu s}{2 \times 150\mu H} = 1,27 A$
$\Delta I_{L2} = \frac{V_{oc} T_{sw}}{2L} = \frac{38V \times 10\mu s}{2 \times 150\mu H} = 1,27 A$	$\Delta I_{L2} = \frac{2 \times V_{oc} T_{sw}}{2L} = \frac{2 \times 38V \times 10\mu s}{2 \times 150\mu H} = 2,53 A$
$\Delta I_{L3} = \frac{V_{oc} T_{sw}}{2L} = \frac{38V \times 10\mu s}{2 \times 150\mu H} = 1,27 A$	$\Delta I_{L3} = \frac{V_{oc} T_{sw}}{2L} = \frac{38V \times 10\mu s}{2 \times 150\mu H} = 1,27 A$

em que ΔI_{LN} corresponde a resultante das correntes dos indutores acoplados no nível N do desviador, V_{oc} a tensão em aberto de cada módulo, T_{sw} , o período de chaveamento e L a indutância.

Observe que para a topologia PV-PV a corrente que flui pelos indutores possui um *ripple* de corrente igual para todos os níveis com valor de 1,27 A. Já a arquitetura PV-to-PV-to-Bus, possui este mesmo *ripple* para o primeiro e terceiro níveis, enquanto que no segundo indutor ou nível possui o *ripple* de 2,53 A.

Quanto a corrente c.c. dos indutores, pode-se considerar o pior caso de acúmulo de corrente desviada, que ocorre no sombreamento parcial de uma das metades da string (o que implica em $I_{PV1} = I_{PV2}$ e $I_{PV3} = I_{PV4}$). Desta forma, utilizando as equações (4.7), e considerando razão cíclica de 50%, tem-se estes cálculos conforme o Quadro 6.2.

Quadro 6.2 – Cálculo das Correntes c.c. dos Indutores Acoplados para ambas as Arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus.

PV-to-PV	PV-to-PV-to-Bus
$\begin{bmatrix} 1 & -0,5 & 0 \\ -0,5 & 1 & -0,5 \\ 0 & -0,5 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PV2} - I_{PV1} \\ I_{PV3} - I_{PV2} \\ I_{PV4} - I_{PV3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PV2} - I_{PV1} \\ I_{PV3} - I_{PV2} \\ I_{PV4} - I_{PV3} \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PV3} - I_{PV2} \\ 2 \times (I_{PV3} - I_{PV2}) \\ I_{PV3} - I_{PV2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_{PV3} - I_{PV2} \\ 0 \end{bmatrix}$

Note que só há corrente c.c. desviada pelo nível central da arquitetura PV-to-PV-to-Bus, enquanto a PV-to-PV apresenta corrente c.c. em todos os indutores.

Como pode ser observada, a arquitetura PV-to-PV-to-Bus possui o dobro de *ripple* no nível central, em relação a PV-to-PV. Isto pode ser reduzido pelo cancelamento através dos indutores acoplados. Por outro lado, a arquitetura PV-to-PV apresenta acúmulo de corrente desviada, o que representa mais corrente passando pelas chaves e pelos indutores, em relação à PV-to-PV-to-Bus, o que pode ser reduzido pelos indutores acoplados, apenas no que diz respeito ao fluxo magnético. Considerando o pior caso de incompatibilidade, em que $I_{PV2} = 0$ A, $I_{PV3} = 9$ A, têm-se uma fluxo.

- b) Para suportar o *ripple* de corrente, uma opção de núcleo seria o NT-27/16/12 da Thornton, com um fator Al de 2700 nH com ± 25 de tolerância. Considerando a

tolerância, seriam necessárias de 7 a 9 espiras para cada indutor acoplado, que resultaria em uma indutância de $164 \mu H$ de magnetização. Quanto as correntes c.c., não é necessárias considerá-las na escolha do núcleo, pois devido ao cancelamento pelos indutores acoplados, não é gerado fluxo magnético c.c. resultante. Pode-se afirmar que ambos os Desviadores poderiam ter o mesmo núcleo, porém, devido ao acúmulo de corrente desviada, a arquitetura PV-to-PV necessitaria de fios esmaltados com maior bitola que a arquitetura PV-to-PV-to-Bus. Quanto a escolha das bitolas, uma opção seria AWG 20 entrelaçado com três fios para o PV-to-PV-to-Bus. Porém, para o PV-to-PV, devido ao acúmulo de corrente desviada, seriam necessário três fios entrelaçados de AWG 17, que ocuparia uma área do núcleo maior que a ocupada pela arquitetura PV-to-PV-to-Bus.

2 – Escolha dos Semicondutores:

- a) Para esta situação, com chaveamento de 100 kHz, é adequado utilizar MOSFETs como chaves para o desviador. Neste caso, escolhendo como exemplo o MOSFET IRF540, com resistência de condução R_{on} igual $44 m\Omega$, as estimativas das perdas, para o pior caso de desvio (9 A), seriam as seguintes;

Quadro 6.3 – Cálculo das Potências Dissipadas pelos Semicondutores para ambas as Arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus.

PV-to-PV	PV-to-PV-to-Bus
$P_1 = 4 \times R_{on} \times (I_{PV3} - I_{PV2})$	$P_1 = 0$
$P_2 = 2 \times 4 \times R_{on} \times (I_{PV3} - I_{PV2})$	$P_2 = 4 \times R_{on} \times (I_{PV3} - I_{PV2})$
$P_3 = 4 \times R_{on} \times (I_{PV3} - I_{PV2})$	$P_3 = 0$
$P_{Total} = P_1 + P_2 + P_3 = 4 \times R_{on} \times (I_{PV3} - I_{PV2})$	$P_{Total} = P_1 + P_2 + P_3 = R_{on} \times (I_{PV3} - I_{PV2})$
$P_{Total} = 4 \times 44m\Omega \times 9A = 1584mW$	$P_{Total} = 44m\Omega \times 9A = 396mW$

- b) Considerando as perdas calculadas e uma temperatura ambiente de $80^\circ C$, e considerando que o semicondutor opere com no máximo $100^\circ C$, seria necessário um dissipador com 6 K/W para os semicondutores do nível central da arquitetura PV-to-PV, enquanto que para arquitetura PV-to-PV-to-Bus um dissipador de 12K/W bastaria.

3 – Escolha dos Capacitores, e Cálculo do *Ripple* de Tensão

- a) A escolha do capacitor pode ser a mesma para ambas as arquiteturas, pois o *ripple* de tensão é mesmo seja para PV-to-PV ou PV-to-PV-to-Bus. Sendo um desviador *Buck*-

Boost Bidirecional de Indutores Acoplados, pode-se usar a equação (4.17) para calcular o *ripple* dos capacitores dos módulos. Logo, como exemplo, escolhendo um capacitor de $60 \mu F$, com indutores acoplados de $150 \mu H$, e chaveamento de i , temos que o ripple de tensão seria dado por,

$$\Delta V_C = \frac{V_{OC} T_{SW}}{32LC} = \frac{38V \times 10\mu s}{32 \times 150\mu H \times 60\mu F} = 26,4mV$$

Para demonstrar as vantagens da arquitetura híbrida foram feitas simulações em PSIM® utilizando os mesmos parâmetros das simulações do capítulo 4. Nesta simulação é utilizado o *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados como desviador, para um sombreamento parcial consecutivo com irradiância de $1000 W/m^2$ para o primeiro e segundo módulos e $500 W/m^2$ para o terceiro e quarto módulos. Conforme pode ser observado na Figura 6.3 I_{L21} e I_{L22} apresentam o dobro de *ripple* na arquitetura, devido ao fato de ser este nível conectado ao barramento, e por isso com maior tensão aplicada aos indutores.

Quanto às tensões dos módulos, na Figura 6.4, pode ser observado que o *ripple* embora não sofra alteração de uma arquitetura para outra, a diferença das tensões equalizadas são bem reduzidas na arquitetura híbrida, isto considerando um resistência r_{on} em cada chave MOSFET de $44 m\Omega$. A principal causa da maior diferença das tensões equalizadas na arquitetura PV-to-PV é o fato de a corrente acumulada causar maiores quedas de tensão nas resistências ao longo do circuito. Neste aspecto, o acúmulo de corrente representa um perda de eficiência para a arquitetura PV-to-PV, pois além causar perda ôhmica, faz com que as tensões dos módulos se distanciem do MPP de cada módulo, como demonstrado na Figura 6.5 em que os pontos de operação dos módulos são sobrepostos nas respectivas curvas características. Observe que os pontos de operação em vermelho, que representam as tensões equalizadas utilizando a arquitetura PV-to-PV, apresentam maior distanciamento em relação ao MPP, que os pontos de operação em verde que representam as tensões equalizadas utilizando a arquitetura PV-to-PV-to-Bus.

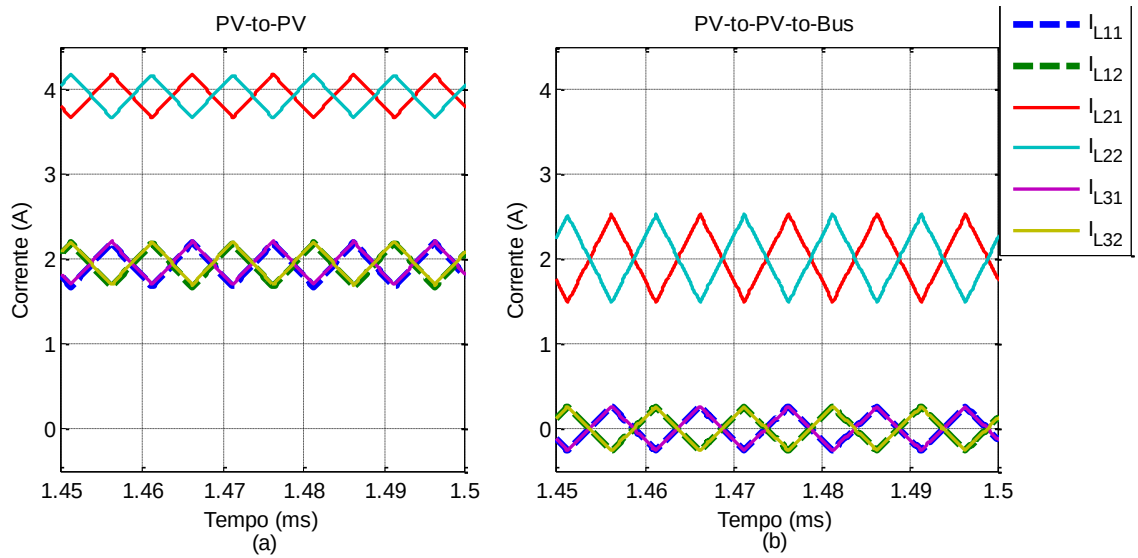


Figura 6.3 – Resultados de Simulação Comparativos do *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores acoplados PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus: corrente nos indutores.

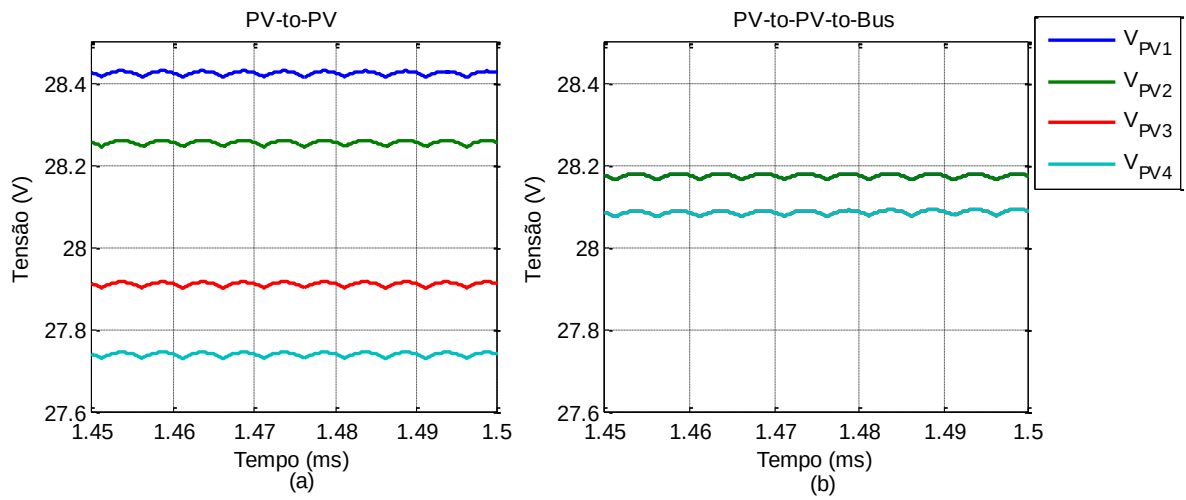


Figura 6.4 – Resultados de Simulação Comparativos do *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores acoplados PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus: tensões dos módulos.

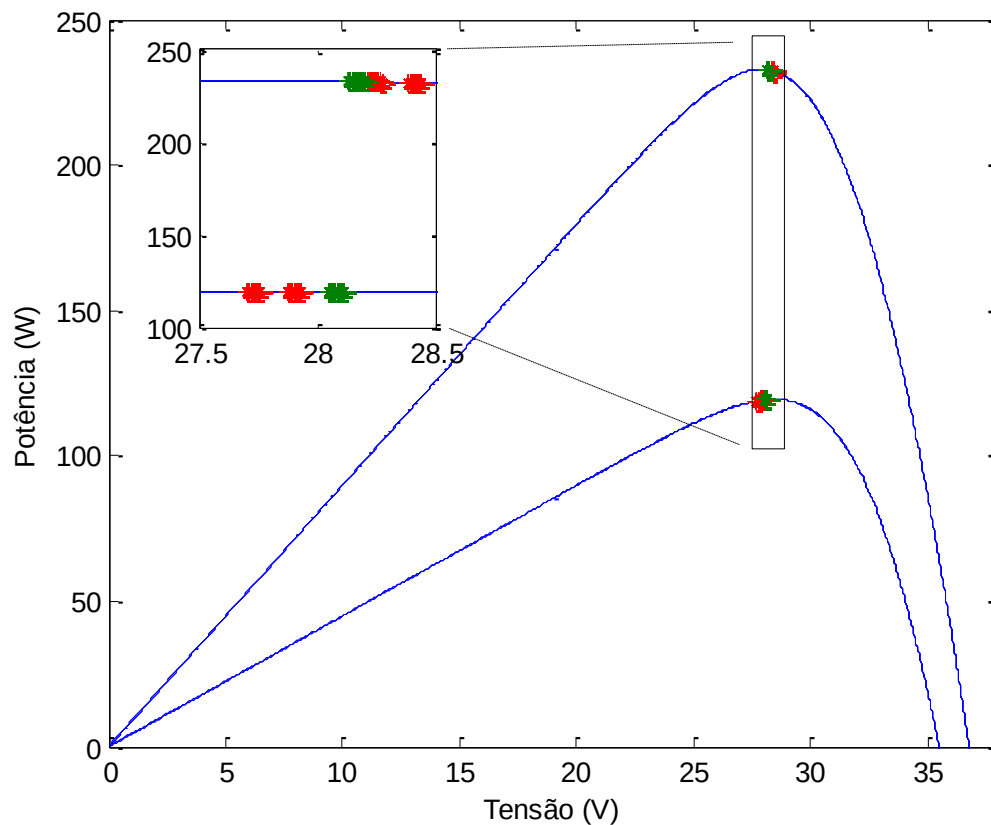


Figura 6.5 – Pontos de operação dos módulos nas curvas características.

6.2.1 A Arquitetura PV-to-PV-to-Bus para Strings com Maior Número de Módulos

O objetivo da proposta desta arquitetura híbrida é utilizar uma estrutura baseada na arquitetura PV-to-PV, porém sem acúmulo de corrente desviada nos níveis centrais. Desta forma, para arranjos com diferentes números de módulos, pode-se implementar os níveis de desviadores que sejam conectados ao barramento, justamente para diminuir o acúmulo de corrente desviada onde ele for mais severo. Na Figura 6.6 (a) e (b) são ilustradas *strings* de seis módulos com o desviador PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus, respectivamente. Note que os três primeiros módulos, assim como os três últimos, possuem as meias pontes conectadas da mesma forma em ambas as arquiteturas. No entanto o nível central do desviador é única diferença entre as duas arquiteturas, sendo que na arquitetura proposta o nível central é conectado ao barramento. Isto que faz com que a meia ponte com maior nível de acúmulo corrente passe a ter uma corrente média bem menor, porém com maior *ripple*, devido ao fato desta meia ponte ser conectada a tensão do barramento.

Para melhor avaliar as vantagens e desvantagens da arquitetura proposta, foram realizadas simulações considerando os mesmos parâmetros até então utilizados, porém com irradiações de 1000, 850, 700, 500, 350 e 200 W/m² dos módulos PV₁ ao PV₆ respectivamente. Como pode ser observado na Figura 6.7, as correntes dos indutores para arquitetura PV-to-PV alcançam níveis muito superiores as correntes dos indutores da arquitetura PV-to-PV-to-Bus, devido ao acúmulo de corrente desviada. Uma desvantagem é a de as correntes do nível central da arquitetura PV-to-PV-to-Bus (I_{L31} e I_{L32}) possuírem *ripple* três vezes superior aos da arquitetura PV-to-PV. Porém, isto pode ser resolvido reprojetoando este indutor com maior número de voltas para que possa ter um *ripple* compatível com dos outros níveis. Outra desvantagem é a de ser aplicável somente a *strings* com número par de módulos. Na Figura 6.8 (a) e (b) são apresentados os resultados de simulação das tensões dos módulos para ambas as arquiteturas. Como pode ser observado, devido ao acúmulo de corrente desviada, as diferenças das tensões equalizadas são bem maiores na arquitetura PV-to-PV que na arquitetura PV-to-PV-to-Bus. Enquanto que na arquitetura PV-to-PV a diferença de tensão entre um módulo e fica entre 250 e 500 mV, na arquitetura proposta a diferença entre a maior e a menor tensão dos módulos não passa de 500 mV. Sendo assim, a arquitetura PV-to-PV-to-Bus tem maior capacidade de equalizar as tensões dos módulos, devido a menor diferença de tensão equalizada. Por isso, também tem maior chance de colocar modos em operação o mais próximo de seu MPP individual.

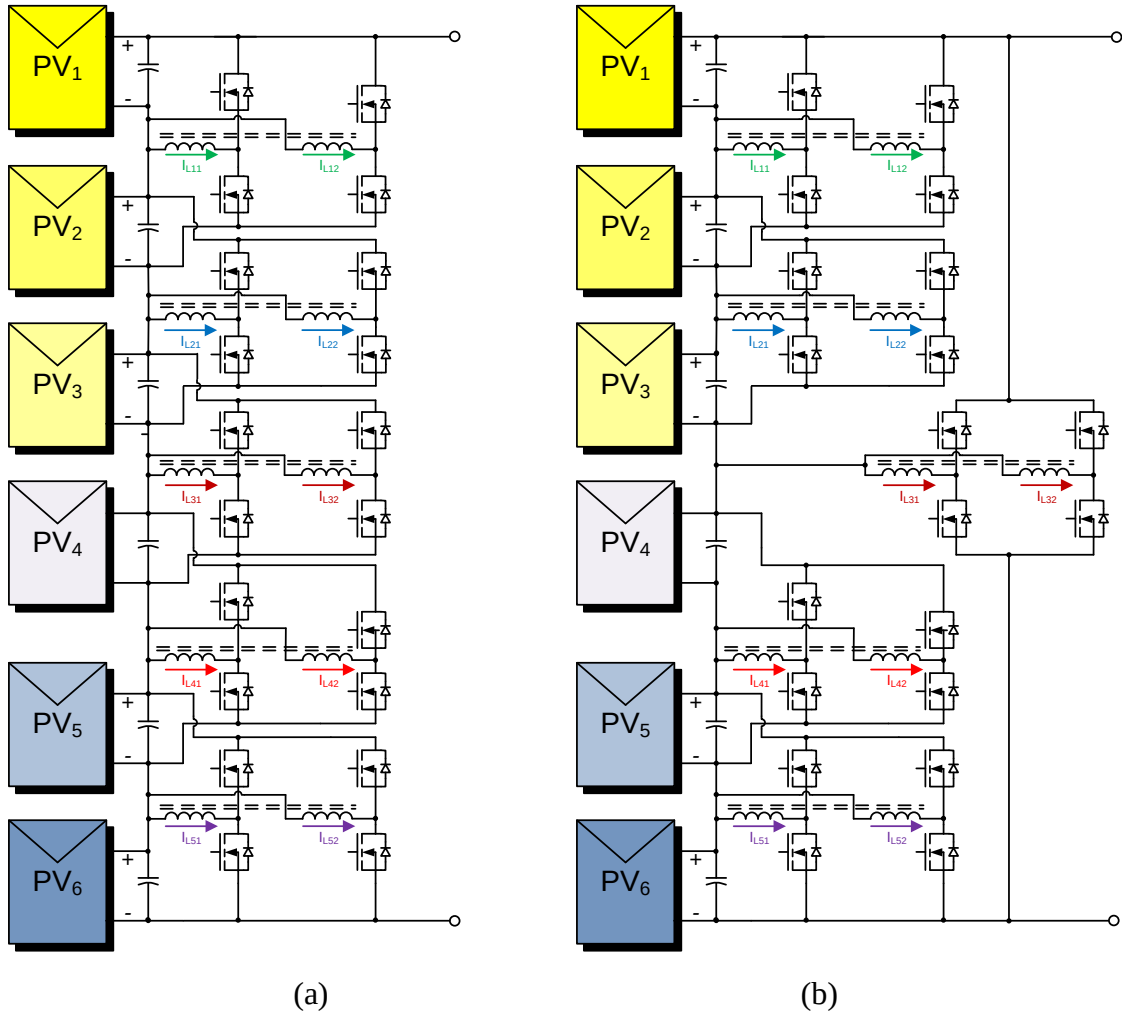


Figura 6.6 – String de seis módulos: (a) Utilizando o PV-to-PV; (b) Utilizando arquitetura PV-to-PV-to-Bus.

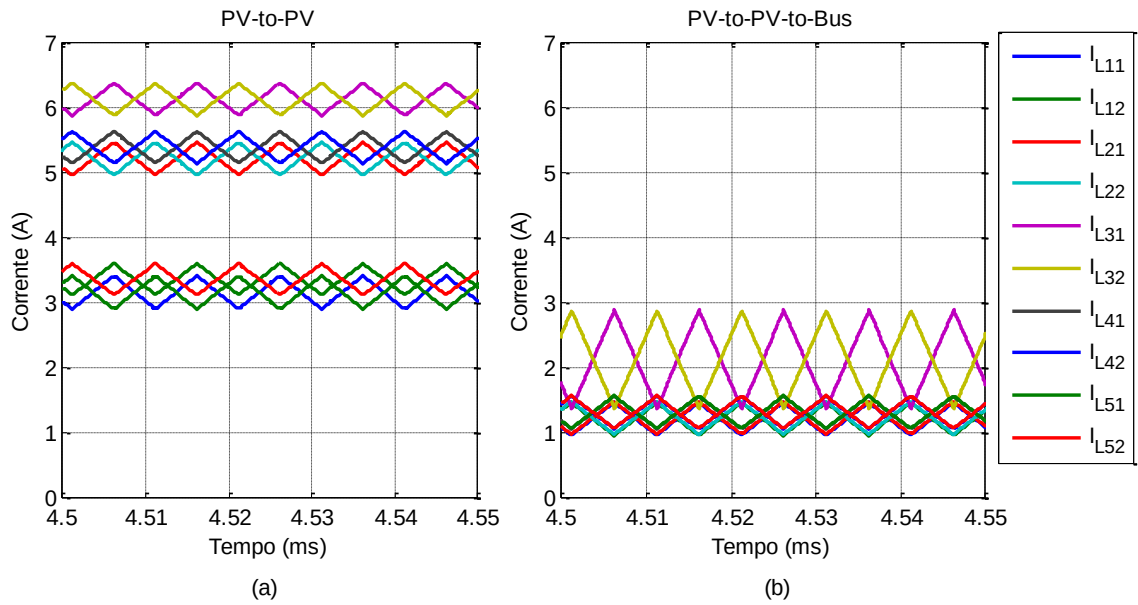


Figura 6.7 – Correntes nos indutores do string de seis módulos: (a) PV-to-PV; (b) Proposta de PV-to-PV-to-Bus.

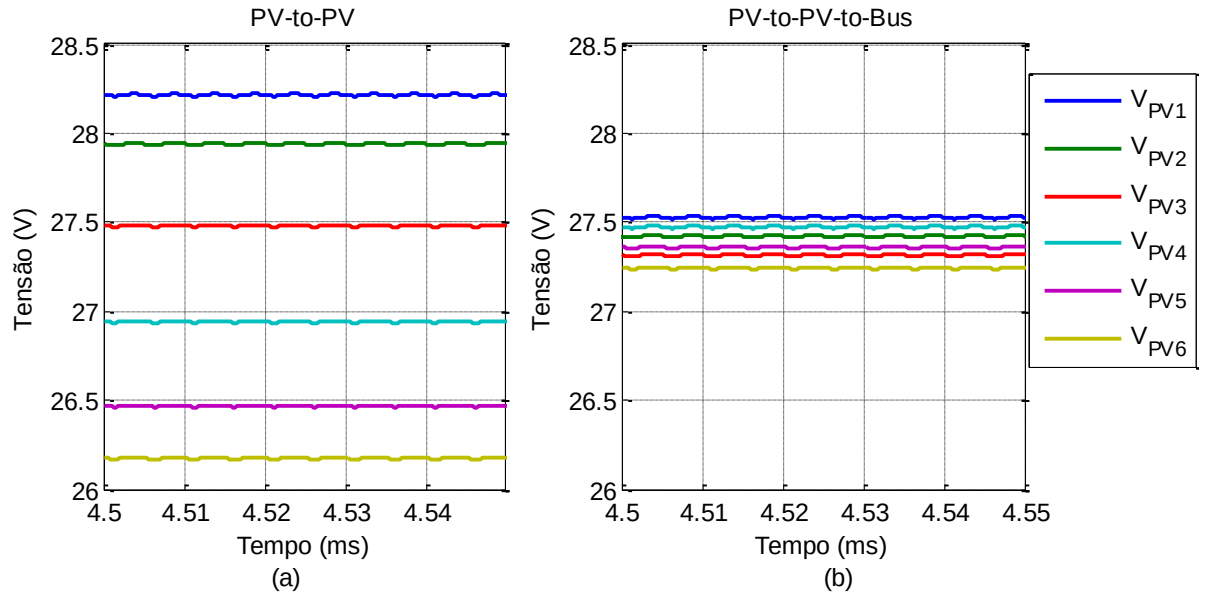


Figura 6.8 – Tensões dos módulos do string de seis módulos: (a) PV-to-PV; (b) Proposta de PV-to-PV-to-Bus.

6.1.1 Aplicação das leis de Kirchhoff na Arquitetura PV-to-PV-to-Bus

O acúmulo de corrente desviada ocorre nos desviadores PV-to-PV pelo fato de, nestes desviadores, os estados não serem independentes, o que pode ser observado em [104] através da aplicação das leis de *Kirchhoff* nos nós do circuito do *Buck-Boost* Bidirecional. Na arquitetura PV-to-PV-to-Bus, ao utilizar um desviador conectado ao barramento, os estados, ou seja, as correntes dos indutores tornam-se dependentes apenas nas partes separadas por este desviador. Como exemplo ilustrativo, na Figura 6.9, todas as correntes dos indutores acima do nível central são dependentes entre si (I_{L11} , I_{L12} , I_{L21} e I_{L22}), e todas as correntes dos indutores abaixo nível central (I_{L41} , I_{L42} , I_{L51} e I_{L52}) são dependentes entre si. As corrente do nível centra são independentes de todas as outras (I_{L31} e I_{L32}). Desta forma cada parte do circuito passa a funcionar como um subsistema independente.

Sendo assim, aplicando as leis de *Kirchhoff* aos valores médios de corrente, temos uma equação matricial para cada parte do circuito. Na Figura 6.12 é ilustrada a relação entre cada subsistema e como estes resultam em uma equação matricial única.

A parte superior é representada na equação (6.1), como segue,

$$\begin{bmatrix} -1 & D_2 & 0 \\ (1-D_1) & -1 & 0 \\ 0 & (1-D_2) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{main1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PV1} - I_{PV2} \\ I_{PV2} - I_{PV3} \\ I_{PV3} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

em que D_1 e D_2 são as razões cíclicas do primeiro e do segundo do desviador, I_{L1} e I_{L2} são as correntes resultantes dos indutores acoplados de cada um dos dois primeiros níveis. I_{main1} é a corrente de saída do subsistema e I_{PV1} , I_{PV2} e I_{PV3} são as correntes dos três primeiros módulos.

Já para o segundo subsistema, temos que,

$$\begin{bmatrix} 1 & D_4 & 0 \\ 0 & -1 & D_5 \\ 0 & (1-D_4) & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_{main2} \\ I_{L4} \\ I_{L5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{PV4} \\ I_{PV4} - I_{PV5} \\ I_{PV5} - I_{PV6} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

em que D_4 e D_5 são as razões cíclicas da quarto e do quinto desviador, I_{L4} e I_{L5} são as correntes resultantes dos indutores acoplados de cada um dos dois últimos níveis. I_{main2} é a corrente de saída do subsistema e I_{PV4} , I_{PV5} e I_{PV6} são as correntes dos três últimos módulos.

Já a corrente do indutor L_3 que pertence ao nível conectado ao barramento é a diferença das correntes de saída de cada um destes dois subsistemas. Em outras palavras, é a soma da última linha da equação (6.1) com a primeira linha da equação (6.2), que pode ser representada pela equação (6.3),

$$I_{L3} = I_{main1} - I_{main2} = -(1-D_2)I_{L2} - D_1I_{L1} + I_{PV3} - I_{PV4} \quad (6.3)$$

Conforme ilustrado na Figura 6.9, pode-se combinar as três equações em uma única matriz de quinta ordem, resultando na equação (6.4),

$$\begin{bmatrix} -1 & D_2 & 0 & 0 & 0 \\ (1-D_1) & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-D_2) & 1 & D_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & D_4 \\ 0 & 0 & 0 & (1-D_5) & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \\ I_{L4} \\ I_{L5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PV1} - I_{PV2} \\ I_{PV2} - I_{PV3} \\ I_{PV3} - I_{PV4} \\ I_{PV4} - I_{PV5} \\ I_{PV5} - I_{PV6} \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

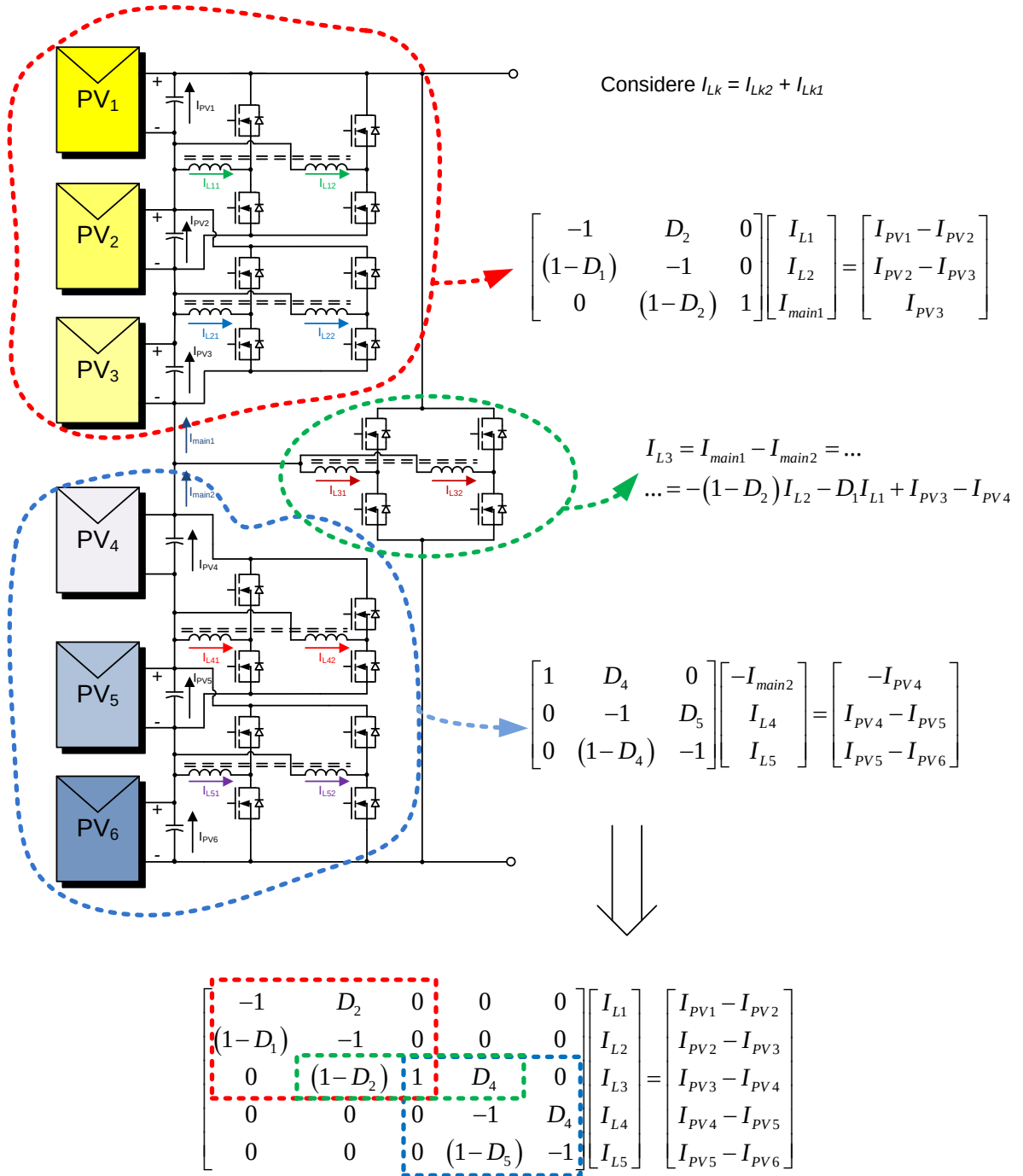


Figura 6.9 – Ilustração das relações de dependências das correntes da arquitetura PV-to-PV-to-Bus

Em resumo, o conceito aqui aplicado a um sistema de seis módulos pode ser adaptado *strings* com números diferentes de módulos. É importante salientar que não é necessário que o número de módulos respeite uma relação de potência de 2, e sim que seja um número par. Portanto, esta arquitetura não objetiva eliminar o acúmulo de corrente, mas sim reduzi-lo diminuindo a dependência entre as correntes dos seus indutores.

6.3 O Desviador de Capacitores Chaveados PV-to-PV-to-Bus

Da mesma forma que o circuito anterior, os desviadores de capacitores chaveados também podem ser convertidos em arquitetura PV-to-PV-to-Bus. No entanto, como ilustrado na Figura 6.10, é necessário um maior número de chaves que na arquitetura PV-to-PV. Conforme pode ser observado, mais duas meias pontes são adicionadas ao circuito para que estas equalizem as tensões do primeiro e do segundo par de módulos. Como no caso da seção anterior, na arquitetura híbrida proposta, este desviador não apresenta acúmulo de corrente desviada, o que facilita o seu dimensionamento.

Utilizando os mesmos parâmetros do capítulo 4, foi feita uma simulação comparando as duas arquiteturas e utilizando como desviador o conversor de ReSC. Na Figura 6.10 (a) e (b), são mostradas as correntes dos capacitores para a arquitetura PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus, respectivamente.

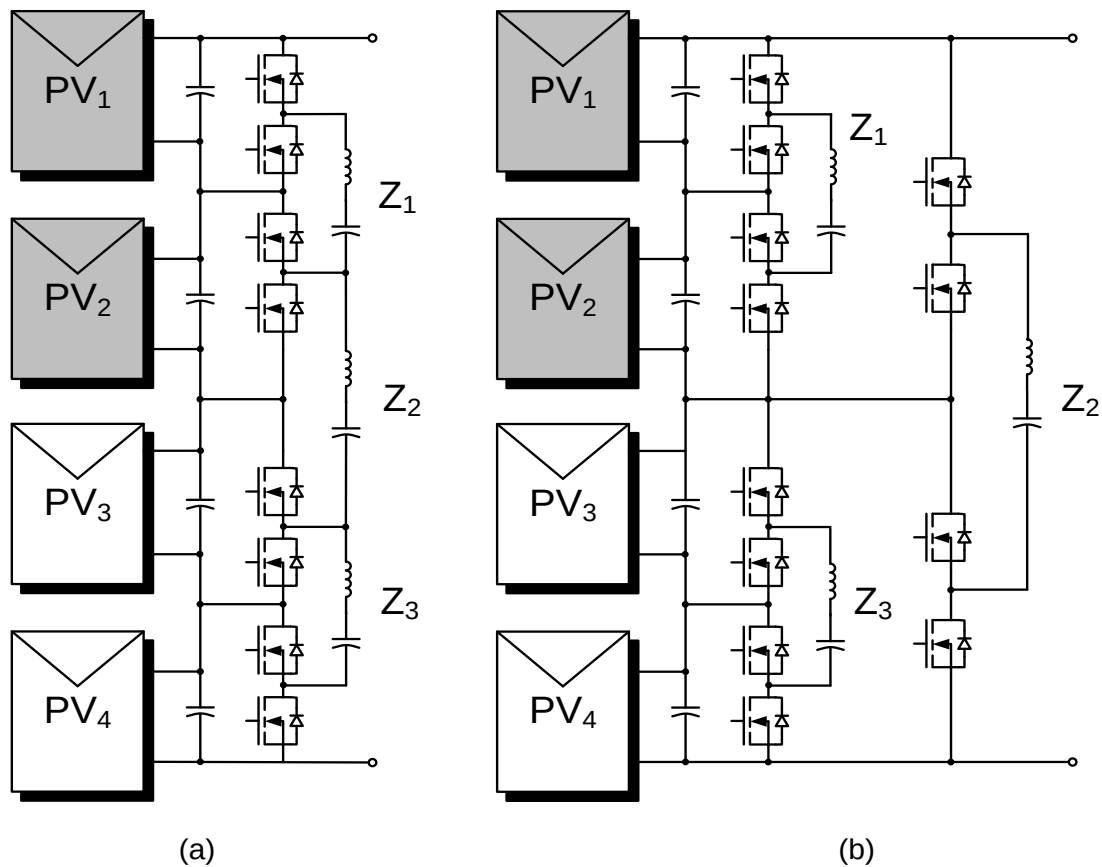


Figura 6.10 – Desviadores de Corrente de estudo: (a) Desviador de Capacitores Chaveados PV-to-PV; (b) Proposta de Desviador de Capacitores Chaveados PV-to-PV-to-Bus.

Como pode ser observado na Figura 6.11, na arquitetura proposta, as correntes dos capacitores ressonantes são bem inferiores aos da arquitetura PV-to-PV, e por esta razão também apresentam menor diferença das tensões equalizadas como pode ser observado na Figura 6.12.

A seguir são apresentados aspectos da montagem experimental junto com os resultados e análises das medições. Foram feitos dois experimentos, um para avaliar a metodologia de dimensionamento proposta no capítulo 4 e outra para comparar o desempenho da arquitetura proposta com a arquitetura PV-to-PV.

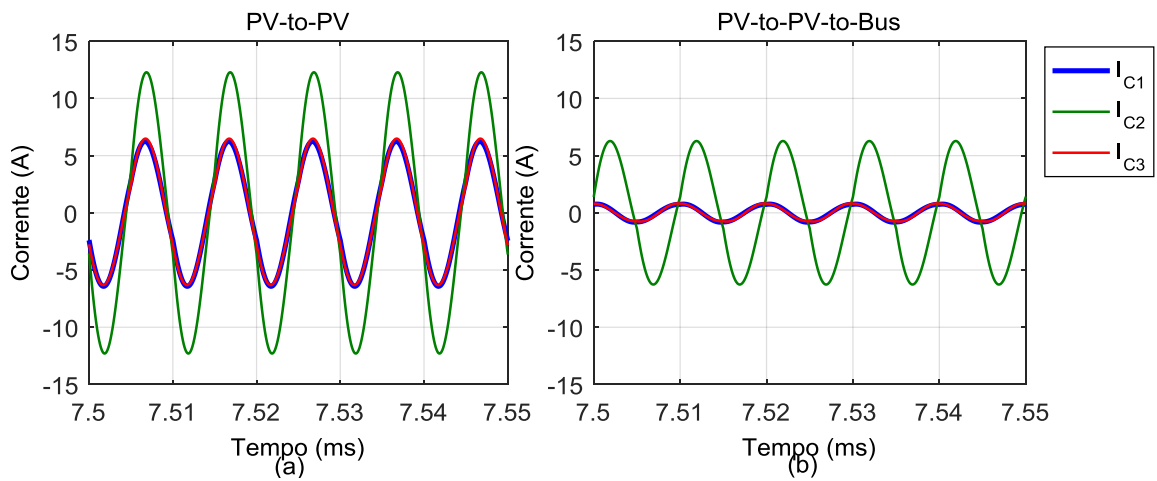


Figura 6.11 – Resultados de Simulação (a) Desviador de ReSC PV-to-PV; (b) Proposta de Desviadore ReSC PV-to-PV-to-Bus.

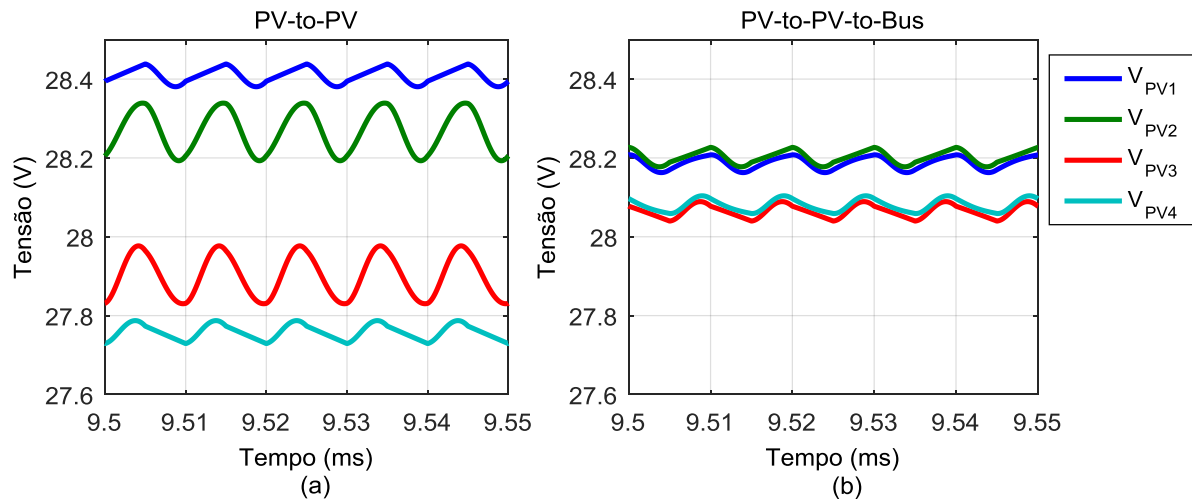


Figura 6.12 – Resultados de Simulação (a) Desviador de ReSC PV-to-PV; (b) Proposta de Desviadore ReSC PV-to-PV-to-Bus.

6.4 O Protótipo Experimental

Para simular as condições de sombreamento parcial foram utilizadas quatro estruturas de módulos que possibilitem alterar a sua polarização em relação ao sol. Na fotografia da Figura 6.13 (a) são mostrados quatro módulos fotovoltaicos instalados em um prédio do Campus V do CEFET-MG Divinópolis. Os módulos são de 245 Wp, e as condições do sombreamento são simuladas através da orientação dos módulos, como demonstrado na Figura 6.13 (b). Um conjunto de cabos conectados aos terminais dos módulos é levado para um laboratório próximo ao local instalado. Para desacoplar as indutâncias parasitas dos módulos até o laboratório são instalados capacitores de $60\ \mu F$ nos terminais dos módulos. Na Figura 6.14 é mostrado um esquemático simplificado dos módulos e do seu cabeamento até o local dos conversores. Note que cada módulo tem um par de cabos levados ao laboratório e conectado aos desviadores de corrente e a uma carga resistiva. Para os experimentos, foram implementados Desviadores de Corrente do tipo de *Buck-Boost* Bidirecional, que podem ser configurados nas arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus. Foi utilizada uma frequência de 100 kHz e 50% de razão cíclica.

Na Figura 6.15 (a) e (b) são mostradas fotografias de um do protótipo do *Buck-Boost* Bidirecional e do microcontrolador utilizado para gerar os comandos do Desviador. Na fotografia Figura 6.15 (a) são indicados o circuito da ponte H, o sensor de corrente LA-55P e os indutores acoplados.

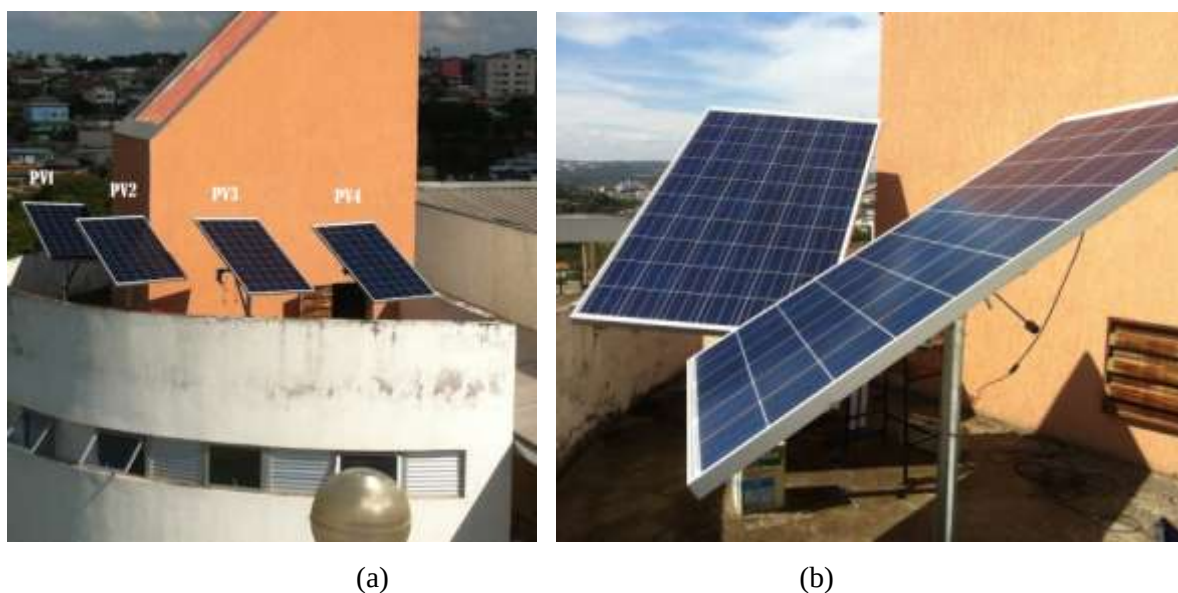


Figura 6.13 – Local de instalação dos módulos: (a) Arranjo fotovoltaico de quatro do experimento; (b) Diferença de orientação dos módulos para simular sombreamento parcial.

A ponte H é utilizada para implementar os conversores *Buck-Boost* Bidirecional, o sensor de corrente é montado para medir a soma das correntes dos dois indutores acoplados. A fabricação dos indutores segue as recomendações de [155], são utilizados núcleos de ferrite toroidais com um número de voltas para obter $150 \mu H$ de indutância de magnetização.

A seguir são apresentados resultados experimentais de duas montagens realizadas. O primeiro experimento envolve uma string de dois módulos incompatíveis com apenas um *Buck-Boost* Bidirecional, de forma a analisar as relações entre as correntes dos módulos, as desviadas e as tensões sobre os indutores. No segundo experimento possibilita observar as diferenças entre as correntes desviadas e as tensões equalizadas quando se utiliza das duas arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus em uma string de quatro módulos incompatíveis.

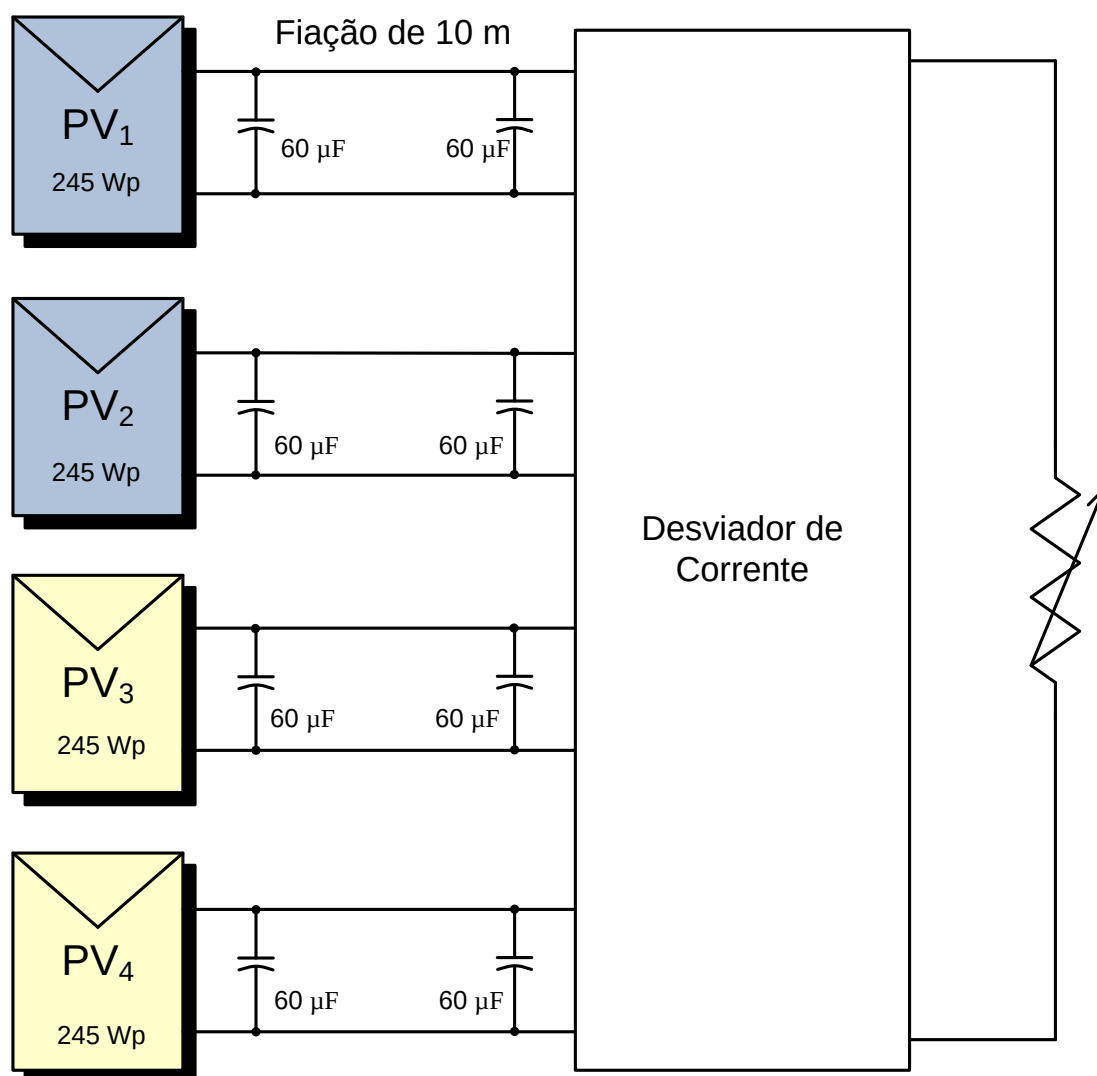
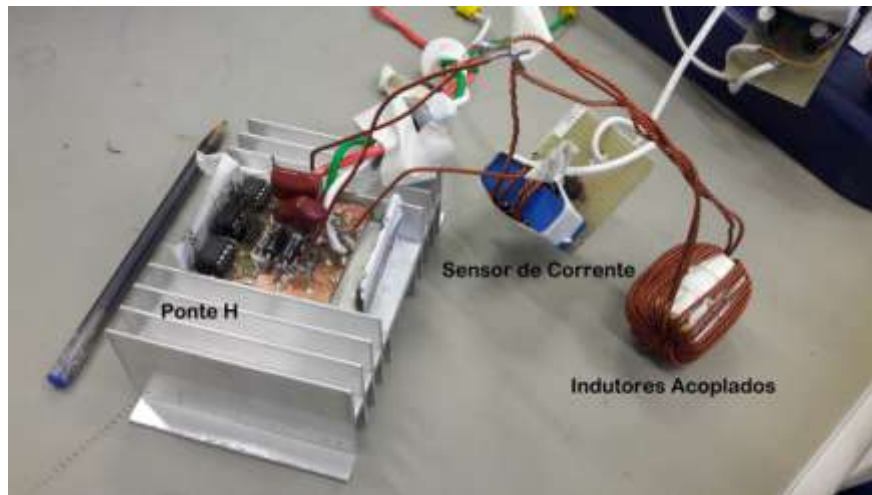
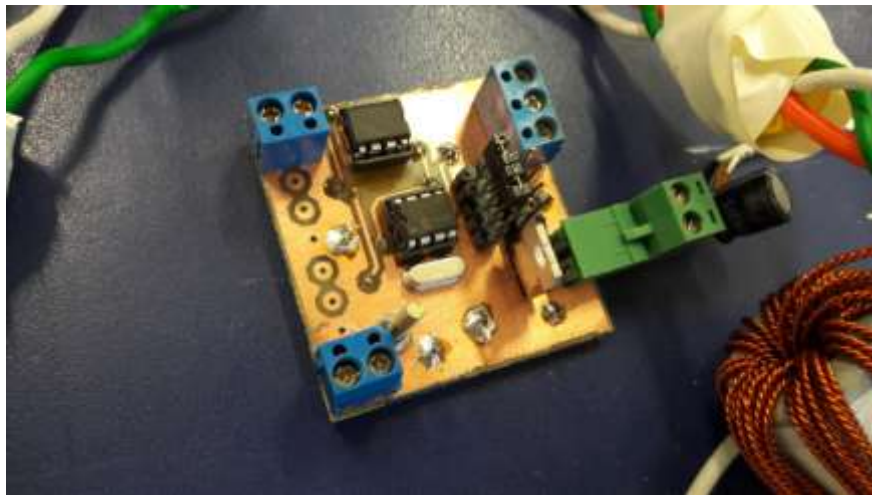


Figura 6.14 – Configuração do experimento com os módulos, a fiação capacitores de desacoplamento e circuito de compensação.



(a)



(b)

Figura 6.15 – Circuitos detalhados do experimento do CCSCD: (a) *gate-driver* de cada célula de desvio; (b) circuito de controle de cada *Buck-Boost* Bidirecional. Desviadore ReSC PV-to-PV-to-Bus.

6.5 Resultados do Experimento 1: String de dois módulos e Avaliação da Metodologia de Dimensionamento Proposta.

Como primeiro experimento o Desviador *Buck-Boost* Bidirecional foi utilizado para compensar a incompatibilidade entre dois módulos. Estima-se que a irradiância solar dos módulos seja de 940 e 830 W/m², que sua temperatura seja próxima 50 °C (baseado em medições feitas ao longo do dia). Um banco de reostatos foi utilizado como carga, a qual foi ajustada para que o arranjo opere próximo do MPP dos módulos.

Na Figura 6.16 são mostrados alguns resultados deste experimento. Estes resultados foram obtidos no dia 23 de agosto de 2017 as 10:30 da manhã. A Figura 6.16 (a) mostra as tensões chaveadas sobre os indutores acoplados. A tensão em forma de onda quadrada tem o pico de 27 V, aproximadamente. Como pode ser observado na Figura 6.16 (b), quando aplicada aos indutores acoplados 150 µH, resulta em duas correntes, I_{L1} e I_{L2} , de formas de onda triangular, com *ripple* próximo de 500 mA, o que corrobora com a metodologia proposta no capítulo 4. Na Figura 6.16 (b) também é mostrada a soma das correntes $I_{L1} + I_{L2}$, e conforme observado, possui um *ripple* próximo de 1,2 A, devido as indutâncias parasitas. As indutâncias parasitas também são responsáveis pela deformação das correntes dos indutores acoplados, o que seria possível de diminuir adicionando duas indutâncias não acopladas em série com as indutâncias acopladas, ou aumentando a indutância de dispersão dos indutores acoplados. No entanto, isto modificaria o circuito e não seria possível o cancelamento do fluxo magnético c.c. que surgiria nestas duas indutâncias adicionadas. Esta abordagem é utilizada em [108], que utiliza uma indutância acoplada de 500 nH com dispersão de 300 nH, em um circuito que opera com 500 kHz.

Na Figura 6.16 (c) são mostradas as correntes dos dois módulos, I_{PV1} e I_{PV2} . Pode-se notar que antes do transitório de equalização ambas as correntes tem valor de 6,9 A. Após o transitório, atingem valores de regime permanente de 7,7 e 6,8 A. A diferença entre estas duas correntes é desviada pelo circuito de compensação e corresponde ao valor médio da soma das correntes dos indutores, $I_{L1} + I_{L2}$, da Figura 6.16 (b). Neste experimento em específico, o que faz com que esta deformação das correntes seja tão elevada é o fato de se utilizar um núcleo toroidal de ferrite, que por não ter entreferro, acaba por resultar muito pouca dispersão.

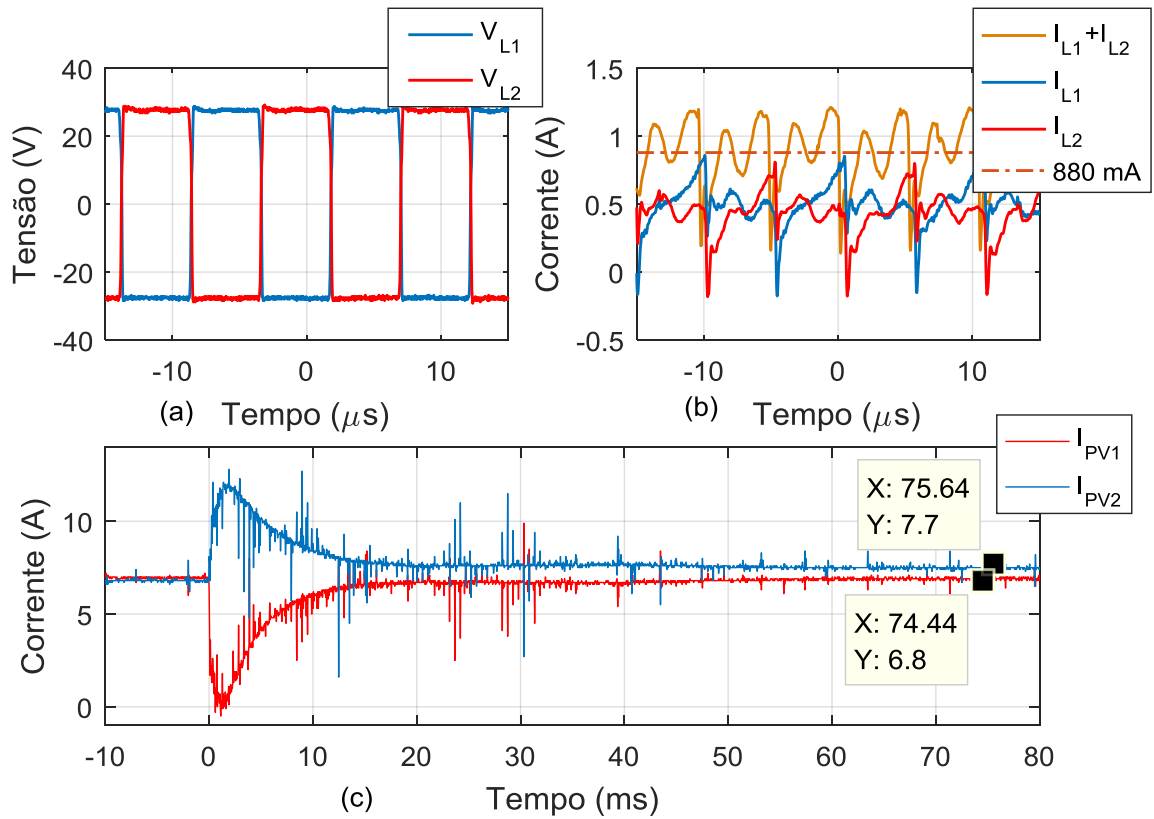


Figura 6.16 – Resultados experimentais do Experimento 1: (a). Desviadore ReSC PV-to-PV-to-Bus.

6.6 Resultados do Experimento 2: Comparação das Arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus para uma String de Quatro Módulos:.

O segundo experimento trata de uma comparação entre as duas arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus proposta. As correntes medidas são a soma das correntes de cada um dos indutores acoplados. Como são utilizados quatro módulos incompatíveis e três *Buck-Boost* Bidirecionais, são três correntes a serem medidas: I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} que correspondem a soma das correntes dos indutores acoplados dos três níveis do desviador, como demonstrado na Figura 6.17. Dentre as medições realizadas, foram escolhidas duas medições feitas às 13:10 do dia 29 e outra às 09:30 do dia 30 de agosto de 2017. As correntes dos módulos foram medidas com multímetros e os seus valores antes e depois da operação do desviador estão expostas na tabela 6.1. Uma estimativa da irradiância sobre cada módulo é apresentada também nesta tabela.

Tabela 6.4 – Irradiância Solar e Correntes Módulos do Experimento 2.

Primeira Medição: Realizado dia 29 de agosto, as 13:10			
Módulos	Irradiância Solar Estimada (W/m^2)	Corrente antes da Equalização (A)	Corrente após a Equalização (A)
PV ₁	780	5,47	6,86
PV ₂	770	5,47	6,88
PV ₃	540	5,25	4,75
PV ₄	630	5,37	5,68
Segunda Medição: Realizado dia 30 de agosto, as 09:30			
Módulos	Irradiância Solar Estimada (W/m^2)	Corrente antes da Equalização (A)	Corrente após a Equalização (A)
PV ₁	620	5,62	5,62
PV ₂	750	5,84	6,85
PV ₃	790	5,75	7,12
PV ₄	750	5,75	6,87

Nas Figura 6.18 (a), (b) e (c) são mostradas as comparações das correntes I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} respectivamente para ambas as arquiteturas do primeiro experimento. Também é mostrado o valor médio de cada corrente. Como pode ser observado, as correntes dos indutores de cada nível do desviador são significativamente menores na arquitetura híbrida proposta.

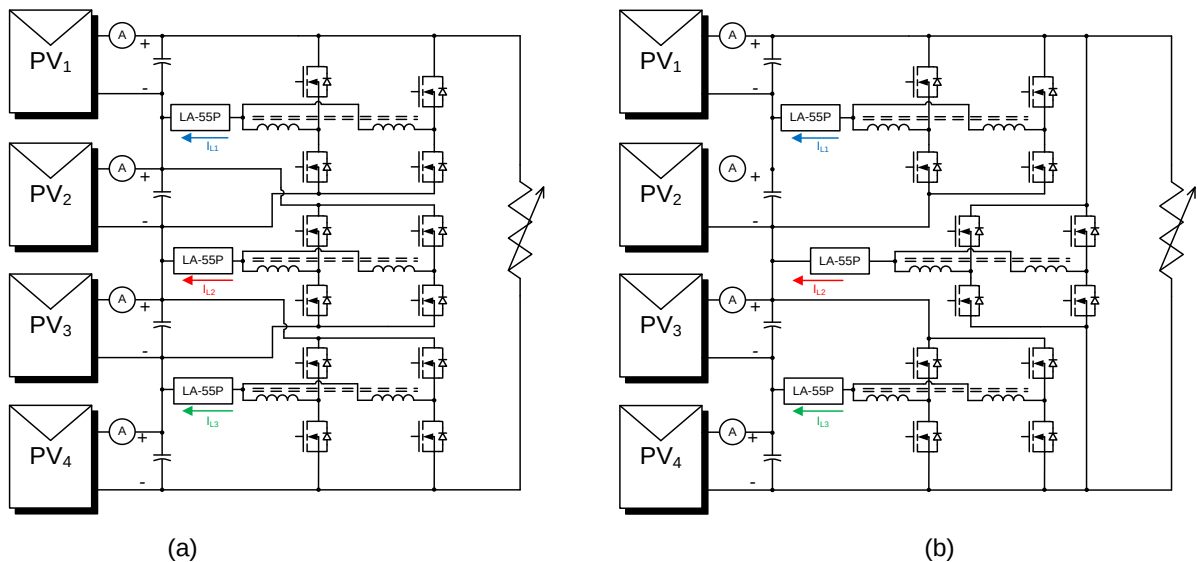
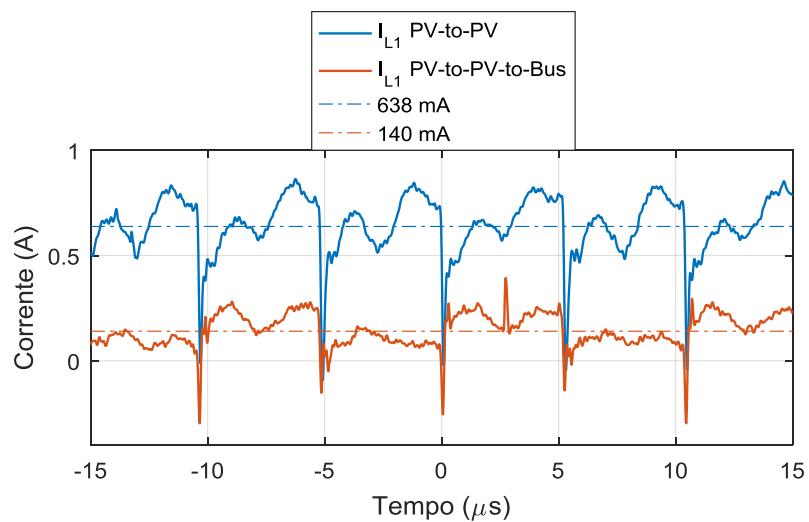
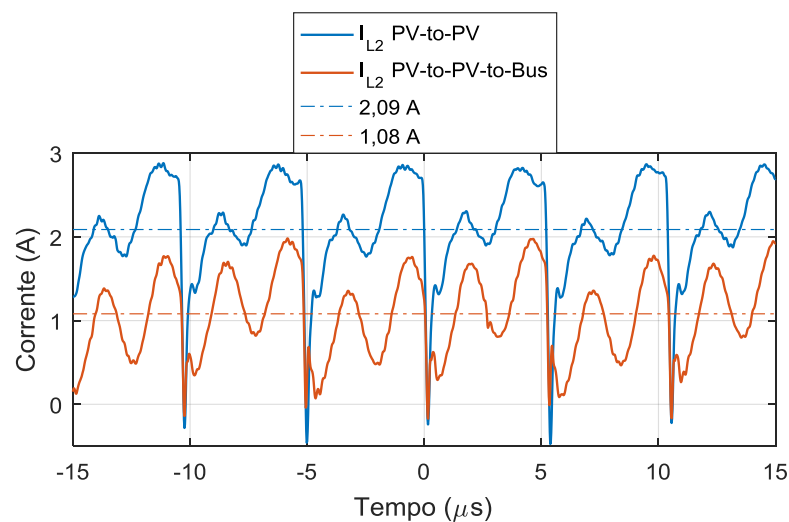


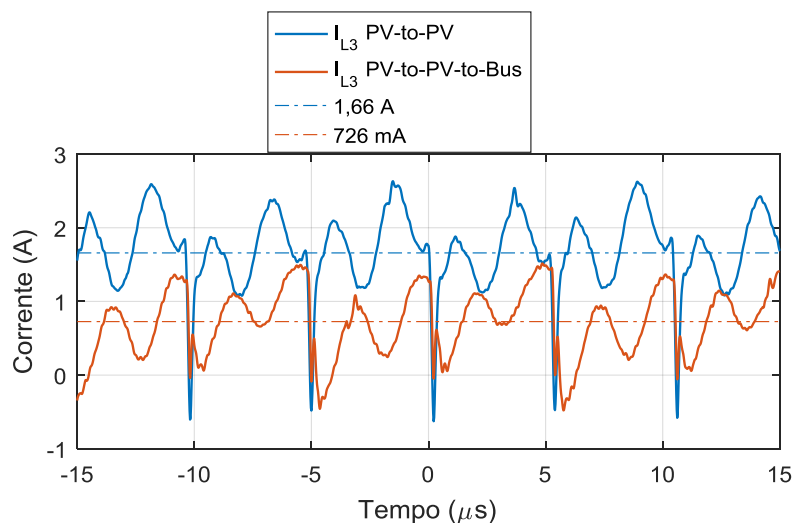
Figura 6.17 – Detalhamento do Experimento 2 de comparação entre as arquiteturas: (a) PV-to-PV; (b) PV-to-PV-to-Bus.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.18 – Resultados da primeira medição do Experimento 2: comparação das correntes dos indutores I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} .

Na Figura 6.19 são mostradas as tensões equalizadas pelas duas arquiteturas. Nas Figura 6.19 (a) e (b), são mostrados os transitórios de equalização enquanto nas Figura 6.19 (c) e (d) são mostrados uma ampliação destes mesmos resultados de forma a poder observar as diferenças das tensões equalizadas para ambas as arquiteturas. Como pode ser observada, nos resultados experimentais, a arquitetura PV-to-PV-to-Bus apresenta menor diferença entre as tensões equalizadas, justamente, pelo fato de operar menores correntes que a arquitetura PV-to-PV.

O mesmo pode ser constatado analisando os resultados da segunda medição mostrados nas Figura 6.20 e Figura 6.21 valor médio de corrente menor que na arquitetura proposta, devido ao acúmulo de corrente, para este caso, trabalhar para diminuir a corrente e não aumentar.

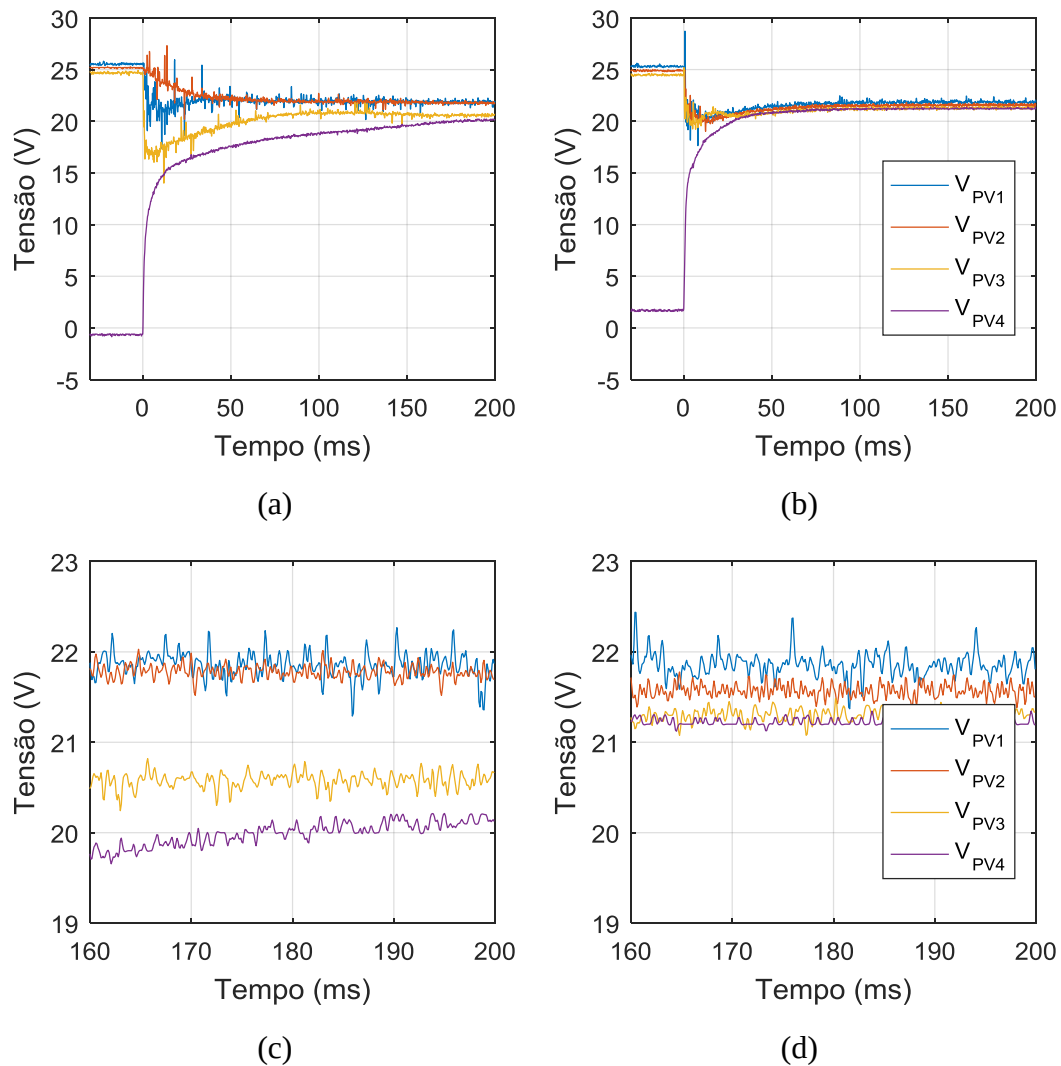
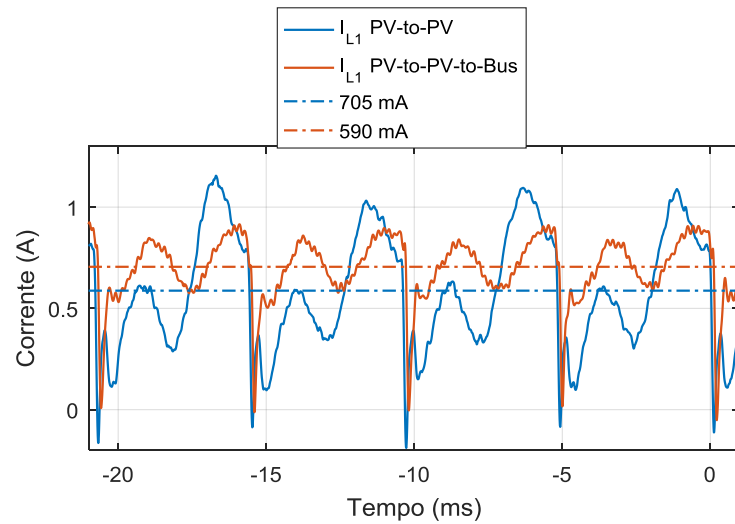
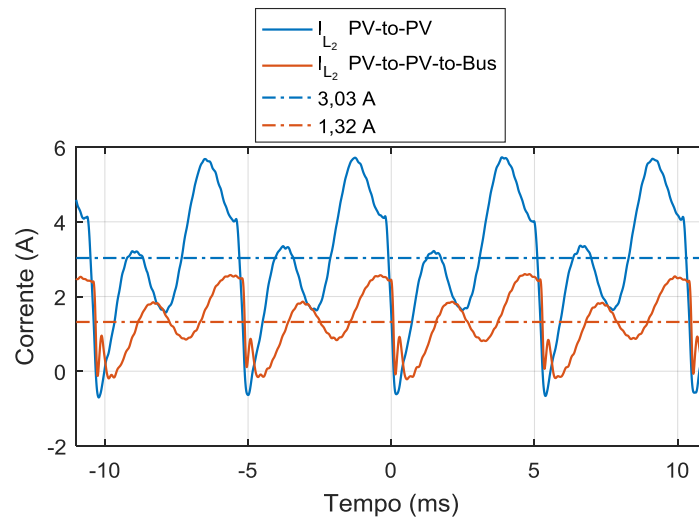


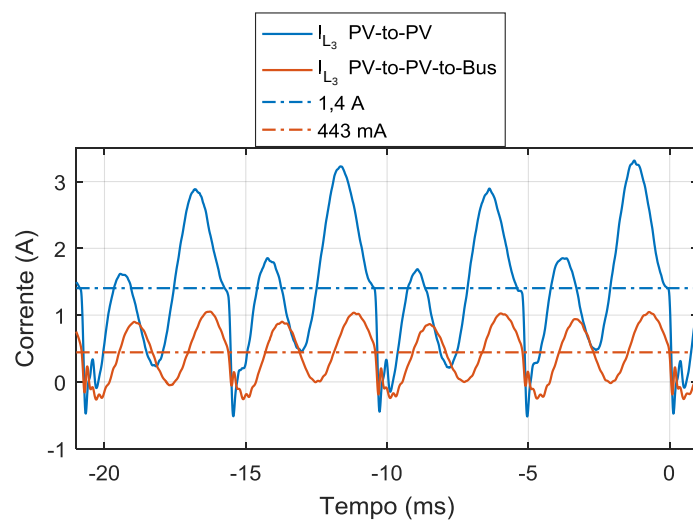
Figura 6.19 – Resultados da primeira medição do Experimento 2: comparação das tensões dos módulos.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.20 – Resultados da segunda medição do Experimento 2: comparação das correntes dos indutores I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} .

Isto ocorre quando as correntes dos indutores possuem sinais diferentes. Também é válido observar que na segunda medição as condições de sombreamento parcial são invertidas em relação à primeira, ou seja, devido à posição os módulos antes com menor irradiância passam ter maior irradiância e vice-versa.

É importante destacar que o valor elevado observado de diferença das tensões equalizadas em relação aos resultados de simulação se dá pelo fato de, no experimento, haver outras resistências que não haviam sido consideradas nas simulações. Além das resistências dos MOSFETs, também devem ser considerados a resistência dos cabamentos, dos capacitores, dos indutores e até mesmo das conexões do circuito.

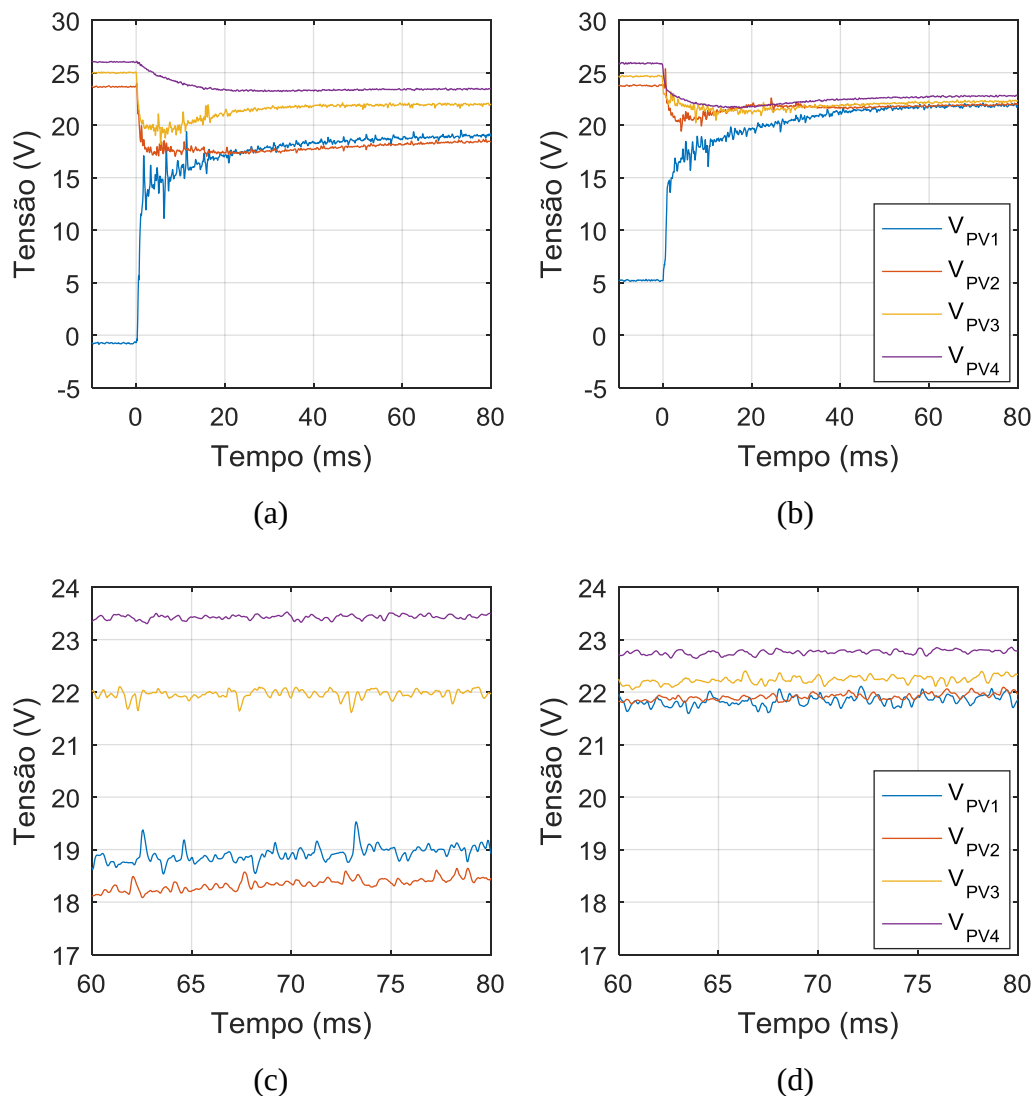


Figura 6.21 – Resultados da segunda medição do Experimento 2: comparação das tensões dos módulos.

6.7 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, foi proposta uma arquitetura híbrida denominada PV-to-PV-to-Bus a qual é capaz de processar a potência de forma diferencial porém transferindo energia tanto de módulo a módulo como para o barramento. A arquitetura proposta foi apresentada para dois tipos de circuitos de desviadores, o *Buck-Boost* Bidirecional e o Conversor de Capacitores Chaveados. Para melhor avaliar as vantagens e desvantagens da arquitetura híbrida, foram comparados resultados de simulação entre esta arquitetura e os circuitos da arquitetura PV-to-PV. Foi mostrado também um exemplo da arquitetura para um *string* de seis módulos, demonstrando que o objetivo desta é reduzir o fenômeno de acúmulo de corrente desviada. Comparando os resultados de simulação pode-se observar que, embora possua um maior *ripple* de corrente, para todas as situações a arquitetura proposta apresenta menores níveis de valor médio da corrente nos indutores, assim como menor diferença das tensões equalizadas. Desta forma, pôde-se contribuir com um circuito com maior capacidade de equalizar as tensões dos módulos frente a sombreamento parcial.

Também foram apresentados os resultados experimentais do desviador de corrente do tipo *Buck-Boost* Bidirecional, principal conversor de estudo. Primeiro, são mostrados resultados de uma string de dois módulos, afetados por sombreamento parcial. Em seguida, são mostrados resultados de uma string de quatro módulos conectada a uma carga.

Sobre o primeiro experimento, os resultados puderam comprovar algumas das afirmações durante o capítulo 4, que trata do desenvolvimento teórico destes conversores. Pôde-se concluir que metodologia de dimensionamento proposta, em parte, pode servir para prever os resultados experimentais, porém, com a deformação da forma de onda da corrente devido às indutâncias parasitas, evidenciou-se a importância e a necessidade de se considerar este fenômeno na metodologia de projeto do indutor acoplado.

No segundo experimento, foram comparadas as duas arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus para compensação de sombreamento parcial em uma *string* de quatro módulos. Os resultados experimentais demonstraram que na maioria dos casos a arquitetura proposta apresenta menores níveis de corrente e menores diferenças das tensões equalizadas. Isto porque a arquitetura PV-to-PV-to-Bus não é afetada pelo acúmulo de corrente desviada, e por possui maior capacidade de equalizar as tensões dos módulos.

Conclusões

O sombreamento parcial e a incompatibilidade de módulos fotovoltaicos podem afetar um sistema de geração solar fotovoltaica, comprometendo, significativamente, a sua capacidade de geração e vida útil. Diversas são as possíveis causas para incompatibilidade, sendo o sombreamento parcial parte de um ciclo de deterioração do arranjo. Dentre as soluções que buscam diminuir o efeito do sombreamento parcial, o processamento diferencial de potência se mostra como alternativa mais viável para se extrair a potência total disponível no arranjo. Para tanto é necessária a aplicação de conversores integrados, sendo os desviadores de corrente, um tipo dentre os vários tipos de conversores integrados. Diferente dos microconversores, os desviadores de corrente são circuitos que processam apenas parte da potência do arranjo e constituem uma solução interessante pelo fato de submeterem apenas esta parte da energia processada à sua eficiência. Podem ser aplicados não só para aumentar a potência do arranjo durante o sombreamento parcial, mas também para contornar os mecanismos de degradação causados pelas condições de incompatibilidade. Os desviadores são encontrados em duas arquiteturas, PV-to-PV e PV-to-Bus, sendo a proposta principal deste trabalho uma arquitetura híbrida destas duas, aqui denominada PV-to-PV-to-Bus.

A arquitetura PV-to-PV é capaz de equalizar as tensões dos módulos processando potência correspondente ao sombreamento parcial de um módulo para outro. Basicamente, pode ser implementada na forma indutiva, baseada em conversores do tipo *Cúk*, *FlyBack* ou *Buck-Boost* Bidirecional, e na forma capacitiva, através dos conversores de Capacitores Chaveados e de Capacitores Chaveados Ressonantes. Foi feito um estudo detalhado de ambos os tipos de conversores, e assim, foi proposta uma metodologia de dimensionamento. Sobre o dimensionamento do *Buck-Boost* Bidireccional de indutores acoplados, pôde-se estabelecer um critério de projeto relacionado às indutâncias parasitas das pontes. Mesmo solucionando o problema do sombreamento, os Desviadores da arquitetura PV-to-PV sofrem de um fenômeno aqui denominado como acúmulo de corrente desviada, o que dificulta o seu funcionamento e seu dimensionamento. Este fenômeno ocorre devido ao fato de as correntes dos indutores não serem independentes umas das outras.

Os Desviadores da arquitetura PV-to-Bus processam a potência correspondente ao sombreamento parcial dos módulos para o barramento. Desta forma, suas correntes são

independentes umas das outras, e por isso não apresentam acúmulo de corrente desviada. No entanto, existem diversas implicações que dificultam a sua implementação.

As principais vantagens da arquitetura proposta é a de reduzir o impacto do acúmulo de corrente no desviador e aumentar a sua capacidade de equalizar as tensões dos módulos. A diferença das tensões equalizadas está relacionada com a resistência efetiva do desviador e com o acúmulo de corrente desviada. A arquitetura PV-to-PV-to-Bus acumula vantagens de ambas as arquiteturas, sendo de mais fácil implementação. Suas vantagens foram evidenciadas tanto em simulações quanto em resultados experimentais. Em resumo, um desviador desta arquitetura pode operar com razão cíclica fixa de 50% em todos os níveis, com indutores acoplados e com menores diferenças das tensões equalizadas. Aplicando as leis *Kirchhoff*, pôde-se encontrar um sistema linear matricial que relaciona as correntes dos indutores com as correntes dos módulos.

Foi demonstrada a aplicação da arquitetura para dois tipos de circuitos, o *Buck-Boost* Bidirecional de Indutores Acoplados e o Conversor de Capacitores Chaveados Ressonantes. Utilizando estes dois circuitos, a arquitetura proposta foi comparada a arquitetura PV-to-PV, utilizando resultados de simulações. Em ambos os casos, a arquitetura proposta apresentou, significativamente, menores correntes nos indutores e menores diferenças das tensões equalizadas.

Foram feitas montagens experimentais de um desviador tipo *Buck-Boost* Bidirecional que poderia ser reconfigurado nas duas arquiteturas PV-to-PV e PV-to-PV-to-Bus. Em um primeiro experimento, para uma string de dois módulos, os resultados mostraram que a metodologia de dimensionamento proposta é válida, sendo ainda necessário um estudo mais aprofundado para compensação do efeito das indutâncias parasitas presentes no ambiente real. Em um segundo experimento, os resultados experimentais confirmaram as vantagens da arquitetura proposta PV-to-PV-to-Bus sobre a arquitetura PV-to-PV. Nestes resultados, pôde-se concluir que quando operando sobre mesmas condições de irradiância solar, as correntes dos indutores apresentaram menor valor na arquitetura proposta. Por esta razão, as quedas das tensões equalizadas são menores na arquitetura proposta. Desta forma, pôde-se contribuir com uma arquitetura de desviadores de corrente capaz de compensar os efeitos do sombreamento parcial, equalizar as tensões dos módulos, e que também seja mais viável de se implementar utilizando indutores acoplados.

Contribuições do Trabalho

1. **A Arquitetura Híbrida PV-to-PV-to-Bus inédita** é a principal contribuição deste trabalho, pelo fato de poder ser implementada com indutores acoplados, por não apresentar acúmulo de corrente desviada e por possuir queda das tensões equalizadas significativamente inferiores à arquitetura PV-to-PV. A arquitetura proposta é capaz de processar a potência de forma diferencial, porém transferindo energia tanto de módulo a módulo como para de módulo ao barramento. A arquitetura híbrida é aplicável para dois tipos de circuitos de desviadores, o *Buck-Boost* Bidirecional e o Conversor de Capacitores Chaveados. As vantagens desta arquitetura puderam ser observadas comparando-a com a PV-to-PV através de resultados de simulações e experimentais. Foi mostrado também um exemplo da arquitetura para uma *string* de seis módulos, demonstrando que o objetivo desta é reduzir o fenômeno de acúmulo de corrente desviada e não eliminá-lo. Isto é feito diminuindo a interdependência das correntes desviadas por cada nível do circuito. Comparando os resultados de simulação e de experimentais pôde-se observar que, embora possua um maior *ripple* de corrente, para a maior parte das situações, a arquitetura proposta apresenta menores níveis de valor médio da corrente nos indutores e nas chaves, assim como menor diferença das tensões equalizadas. Desta forma, pôde-se contribuir com um circuito com maior capacidade de equalizar as tensões dos módulos frente a sombreamento parcial.
2. **A Metodologia para Dimensionamento dos Desviadores** também pode ser entendida como uma contribuição. Quando se trata de conversores estáticos, um bom dimensionamento envolve escolha de indutores, de núcleos dos indutores e de capacitores e de outros itens do circuito para que seja garantido um funcionamento adequado do conversor. É claro, não se pode deixar de mencionar a necessidade de escolha das chaves, e cálculo térmico para escolha de dissipadores. Porém, o foco deste trabalho é um circuito que permita escolher menores núcleos de indutores e menores capacitores. Desta forma, foram proposta metodologia de dimensionamento dos dois principais conversores estudados, o *Buck-Boost* Bidirecional e o Conversor de Capacitores. Aspectos como indutâncias parasitas, modelos de circuitos equivalentes, e comparações entre os diferentes tipos de conversores podem servir de base para estudos posteriores.

3. **O Desviador de Capacitores Ressonantes com Indutores Acoplados** foi proposto como alternativa para o ReSC apresentando melhores resultados em ambiente de simulação. Porém um estudo mais detalhado é necessário para que este conversor seja comparado, tanto de forma analítica, quanto em ambiente experimental.

Trabalhos Futuros e Proposta de Continuidade

4. **Cálculo da Resistência Efetiva dos Circuitos da Arquitetura PV-to-PV-to-Bus:** Em vários trabalhos, notou-se a presença de modelos matriciais que possibilitam calcular o valor médio das correntes nos indutores, e assim calcular a resistência efetiva destes conversores. Esta resistência possibilita avaliar a capacidade de um desviador de corrente de equalizar as tensões dos módulos submetidos a sombreamento parcial.
5. **Montagem experimental de Desviadores de Capacitores Chaveados:** Pretende-se realizar experimentos de forma avaliar a aplicação da arquitetura proposta em Desviadores de Capacitores Chaveados e ainda sim também avaliar o circuito proposto neste trabalho de Capacitores Chaveados Ressonantes de Indutores Acoplados.
6. **Aplicação de Circuito Detecção de Sombreamento Parcial:** Os desviadores de corrente devem entrar em operação somente na ocorrência de sombreamento parcial. Desta forma, é necessário um circuito de detecção de sombreamento parcial. Trabalhos na literatura trazem circuitos que desempenham esta função. Pretende-se estudar estes circuitos e introduzi-los ao sistema já construído.
7. **Ganho de Eficiência Global:** Nesta etapa planeja-se estudar as vantagens da aplicação de desviadores de corrente em arranjos com monitoramento em tempo integral, assim, pode-se quantificar e avaliar aumento de geração de energia promovido pelos desviadores.
8. **Novas Publicações:** Até o momento, foi publicado um artigo em revista indexada no ano de 2015. Acredita-se que com o estudo feito até o momento possibilite pelo menos mais duas publicações em revistas e uma em congresso nacional ou internacional.

REFERÊNCIAS

- [1] L. B. dos Reis, *Geração de Energia Elétrica*, 3. ed. Barueri, 2003.
- [2] F. H. A. de F. Souza and A. S. A. C. Diniz, “Inspeção e monitoramento do desempenho de sistemas fotovoltaicos conectados à rede: estudo de caso real,” Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, 2014.
- [3] T. Mendes and G. Costa, “Metodologia para projeto de microgeração fotovoltaica,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.
- [4] R. C. Junqueira and B. Horizonte, “Valoração monetária dos impactos ambientais de usinas fotovoltaicas através de avaliação de ciclo de vida,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.
- [5] G. L. DOS REIS, “Projeto e construção de um conversor monofásico em ponte h multicelular entrelaçado para geração fotovoltaica e eólica de pequeno porte,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2017.
- [6] I. N. R. Vilela, “Identificação de Nichos de Mercado da Geração Distribuída Fotovoltaica para o Desenvolvimento de Modelos de Negócios,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2014.
- [7] Marcio Eli Moreira de Souza, “INSERÇÃO DE MICROGERAÇÃO DISTRIBUÍDA NAS REDES DE BAIXA TENSÃO: IMPLANTAÇÃO DE TELHADOS SOLARES - ESTUDO DE CASO REAL,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2014.
- [8] L. G. M. Oliveira, “AVALIAÇÃO DE FATORES QUE INFLUENCIAM NA ESTIMATIVA DA GERAÇÃO E OPERAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2017.
- [9] A. de C. A. Filho, “Avaliação Econômica do Fornecimento de Energia Elétrica a Partir de Fontes de Energia Solar e Eólica para Sistemas Isolados,” Universidade Federal de Minas Gerais, 1999.
- [10] M. R. F. Alves, “O PAPEL DE GERADORES FOTOVOLTAICOS NA REGULAÇÃO DE TENSÃO EM REDES DE BAIXA TENSÃO RESIDENCIAIS: estudo comparativo de normas e padrões sob a ótica da mitigação da elevação de tensão,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2017.
- [11] João Paulo Ramos Gomes, “Avaliação dos Impactos da Integração da Usina Fotovoltaica do Mineirão à Rede Elétrica Frente a Afundamentos de Tensão .,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.
- [12] J. O. L. Junior, “CONVERSOR BUCK/BOOST A QUATRO CHAVES COM MODO BYPASS EM MPPT APLICADO AO CARREGAMENTO DE BATERIAS A PARTIR DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.
- [13] J. I. L. Seguel, “Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.
- [14] T. P. Corrêa, “Desenvolvimento de um Sistema de Bombeamento Fotovoltaico com Maximização das Eficiências do Arranjo Fotovoltaico e do Motor Elétrico,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2008.
- [15] L. N. Arruda, “Sistemas de Geração Distribuída de Energia Fotovoltaica,” Universidade Federal de Minas Gerais, 1999.
- [16] L. Leite, “Estratégia de Regulação de Tensão em Redes de Distribuição com Geração Distribuída Fotovoltaica assistida por Infraestrutura Integrada de Telecomunicações,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.

- [17] D. M. N. Oliveira, “Sistema Híbrido Fotovoltaico-Hidráulico de Geração de Energia Elétrica,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.
- [18] L. R. A. MUNIZ, “IMPLEMENTAÇÕES DE ALGORITMOS DE CONTROLE E BUSCA DE MÁXIMA POTÊNCIA APLICADOS A CONVERSÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2011.
- [19] P. H. Bueno, “Modelagem Analítica e Numérica Semiempírica de Células Fotovoltaicas,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.
- [20] A. L. C. de Carvalho, “Metodologia para análise, caracterização e simulação de células fotovoltaicas,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2014.
- [21] A. F. Cupertino and Flores, “Desenvolvimento de um Simulador de Módulos Fotovoltaicos para Testes de Conversores Estáticos,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.
- [22] G. R. T. de Lima, “Desenvolvimento de Um Simulador Eletrônico de Um Gerador Fotovoltaico,” Universidade Federal de Minas Gerais, 1997.
- [23] F. SUELA, “Medição de Ruídos Eletromagnéticos Irradiados em Sistemas de Geração Fotovoltaica,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.
- [24] P. C. Assunção, “Validação de metodologia para o cálculo de tensões induzidas por descargas atmosféricas indiretas na fiação de uma usina fotovoltaica,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.
- [25] M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, “Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2511–2526, 2014.
- [26] K. Dissertation and E. Technology, *Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems*, no. August. 2009.
- [27] J. Lopez-Seguel, S. I. Seleme, P. Donoso-Garcia, L. F. Morais, P. Cortizo, and M. S. Mendes, “Comparison of MPPT approaches in autonomous photovoltaic energy supply system using DSP,” *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 1149–1154, 2010.
- [28] G. T. Chinery, J. M. Wood, A. Gunn, B. Hufnagel, M. Hollingsworth, and B. Hufnagel, “(Testing Inco4plete),” no. 8, pp. 1998–2005, 1998.
- [29] T. Van der Weiden and A. Kil, “Calculated effect of central DC/AC power conversion from PV generators with different orientations,” *Photovolt. Energy Conversion, ...*, pp. 844–845, 1994.
- [30] B. H. Chowdhury, S. Muknahallipatna, J. J. Cupal, J. C. Hamann, T. Dinwoodie, and D. Shugar, “A 50 kilowatt distributed grid-connected photovoltaic generation\nsystem for the University of Wyoming,” *Conf. Rec. Twenty Sixth IEEE Photovolt. Spec. Conf. - 1997*, pp. 1369–1372, 1997.
- [31] G. Velasco, R. Piqué, F. Guinjoan, and J. J. Negroni, “Sizing factor considerations for grid-connected PV systems based on a central inverter configuration,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 0, no. 1, pp. 2718–2722, 2006.
- [32] G. Velasco, F. Guinjoan, R. Piqué, A. Conesa, and J. J. Negroni, “Inverter power sizing considerations in grid-connected PV systems,” *2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE*, no. 1, 2007.
- [33] G. Velasco-Quesada, F. Guinjoan-Gispert, R. Piqué-López, M. Román-Lumbreras, and A. Conesa-Roca, “Electrical PV array reconfiguration strategy for energy extraction improvement in grid-connected PV systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4319–4331, 2009.
- [34] G. Velasco, R. Piqué, F. Guinjoan, F. Casellas, and J. De La Hoz, “Power sizing factor design of central inverter PV grid-connected systems a simulation approach,” *Proc. EPE-PEMC 2010 - 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 32–36, 2010.
- [35] F. Lliccardo, P. Marino, G. Torre, and M. Triggianese, “Interleaved dc-dc converters for

- photovoltaic modules,” *2007 Int. Conf. Clean Electr. Power, ICCEP '07*, pp. 201–207, 2007.
- [36] H. Cha, W. Lee, and T. An, “Design and implementation of 50kW multi-string photovoltaic PCS using three-phase interleaved DC-DC converters,” *Proc. 2011 14th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, pp. 1–9, 2011.
 - [37] G. Gamboa *et al.*, “Control strategy of a multi-port, grid connected, direct-DC PV charging station for plug-in electric vehicles BT - 2010 2nd IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010, September 12, 2010 - September 16, 2010,” pp. 1173–1177, 2010.
 - [38] S. V. Dhople, J. L. Ehlmann, A. Davoudi, and P. L. Chapman, “Multiple-input boost converter to minimize power losses due to partial shading in photovoltaic modules,” *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, no. c, pp. 2633–2636, 2010.
 - [39] L. Linares, R. W. Erickson, S. MacAlpine, and M. Brandemuehl, “Improved energy capture in series string photovoltaics via smart distributed power electronics,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 904–910, 2009.
 - [40] P. Manganiello, M. Balato, and M. Vitelli, “A Survey on Mismatching and Aging of PV Modules: The Closed Loop,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 7276–7286, 2015.
 - [41] E. Romero-Cadaval, G. Spagnuolo, L. G. Franquelo, C. A. Ramos-Paja, T. Suntio, and W. M. Xiao, “Grid-connected photovoltaic generation plants: Components and operation,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 7, no. 3, pp. 6–20, 2013.
 - [42] 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 Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 618–631, 2015.
 - [43] Anon, “<https://www.solarsponsoring.com.au/news/micro-inverters-or-optimisers-or-string-inverters/>,” 2017. .
 - [44] C. Brown, “Solar PV Education 101: Shading Losses on PV Systems Explained,” *urora Solar Blog*, 2017. [Online]. Available: <http://blog.aurorasolar.com/shading-losses-for-pv-systems-and-techniques-to-mitigate-them/>.
 - [45] BIPV, “Building integrated solar cell systems,” 2017. .
 - [46] D. Markham, “What is the Best Angle for Solar Panels,” *Mpptsolar.com*, 2014. [Online]. Available: <http://www.mpptsolar.com/en/best-angle-for-solar-panels.html>. [Accessed: 09-Jul-2017].
 - [47] PVTech, “S : FLEX provides aerodynamically designed multi-orientation flat roof racking,” 2017. [Online]. Available: <https://www.pv-tech.org/products/sflex-provides-aerodynamically-designed-multi-orientation-flat-roof-racking>. [Accessed: 09-Jul-2017].
 - [48] New Energy Research, “O & M for PV Plants in MENA,” 2017. [Online]. Available: <http://bxhorn.com/2014/om-for-pv-plants/>. [Accessed: 09-Jul-2017].
 - [49] J. S. Jeong and N. Park, “Field discoloration analysis and UV/temperature accelerated degradation test of EVA for PV,” *Conf. Rec. IEEE Photovolt. Spec. Conf.*, vol. 1, no. c, pp. 3010–3013, 2013.
 - [50] M. D. Kempe, G. J. Jorgensen, K. M. Terwilliger, T. J. McMahon, C. E. Kennedy, and T. T. Borek, “Ethylene-vinyl acetate potential problems for photovoltaic packaging,” *Conf. Rec. 2006 IEEE 4th World Conf. Photovolt. Energy Conversion, WCPEC-4*, vol. 2, pp. 2160–2163, 2007.
 - [51] A. B. Rabii, M. Jraidi, and A. S. Bouazzi, “Investigation of the degradation in field-aged photovoltaic modules,” *Photovolt. Energy Conversion, 2003. Proc. 3rd World*

- Conf., pp. 2004–2006, 2003.
- [52] M. A. Munoz, M. C. Alonso-García, N. Vela, and F. Chenlo, “Early degradation of silicon PV modules and guaranty conditions,” *Sol. Energy*, vol. 85, no. 9, pp. 2264–2274, 2011.
 - [53] L. N. Dumas and A. Shumka, “Photovoltaic Module Reliability Improvement through Application Testing and Failure Analysis,” *IEEE Trans. Reliab.*, vol. R-31, no. 3, pp. 228–234, 1982.
 - [54] N. Park, C. Han, W. Hong, and D. Kim, “The effect of encapsulant delamination on electrical performance of PV module,” *Conf. Rec. IEEE Photovolt. Spec. Conf.*, pp. 001113–001115, 2011.
 - [55] E. Kaplani, “Detection of degradation effects in field-aged c-Si solar cells through IR thermography and digital image processing,” *Int. J. Photoenergy*, vol. 2012, 2012.
 - [56] E. Kaplani, “Degradation Effects in sc-Si PV Modules Subjected to Natural and Induced Ageing after Several Years of Field Operation,” *J. Eng. Sci. Technol. Rev.*, vol. 5, no. 4, pp. 18–23, 2012.
 - [57] B. P. Rand, J. Genoe, P. Heremans, and J. Poortmans, “Solar Cells Utilizing Small Molecular Weight Organic Semiconductors,” *Prog. Photovolt Res. Appl.*, vol. 15, no. February 2013, pp. 659–676, 2007.
 - [58] P. Hacke *et al.*, “Characterization of Multicrystalline Silicon Modules with System Bias Voltage Applied in Damp Heat,” *25th EU PV Sol. Energy Conf.*, no. July, pp. 6–10, 2010.
 - [59] P. Hacke *et al.*, “System Voltage Potential- Induced Degradation Mechanisms in PV Modules and Methods for Test Preprint,” *37th IEEE Photovolt. Spec. Conf.*, no. July, pp. 814–820, 2011.
 - [60] E. Lorenzani, C. Concarì, D. Barater, G. Franceschini, and G. Buticchi, “Recent advances in single-phase transformerless photovoltaic inverters,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 10, no. 2, pp. 260–273, 2016.
 - [61] V. Naumann *et al.*, “The role of stacking faults for the formation of shunts during potential-induced degradation of crystalline Si solar cells,” *Phys. Status Solidi - Rapid Res. Lett.*, vol. 7, no. 5, pp. 315–318, 2013.
 - [62] W. Gambogi *et al.*, “A comparison of key PV backsheet and module performance from fielded module exposures and accelerated tests,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 4, no. 3, pp. 935–941, 2014.
 - [63] S. A. Spanoche, J. D. Stewart, S. L. Hawley, and I. E. Opris, “Model-based method for partially shaded PV module hot-spot suppression,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 3, no. 2, pp. 785–790, 2013.
 - [64] J. Munoz, E. Lorenzo, F. Martínez-Moreno, L. Marroyo, and M. Garcia, “An Investigation into Hot-Spots in Two Large Grid-Connected PV Plants,” *Prog. Photovolt Res. Appl.*, vol. 15, no. February 2013, pp. 659–676, 2007.
 - [65] Y. Hu, W. Cao, J. Wu, B. Ji, and D. Holliday, “Thermography-based virtual MPPT scheme for improving PV energy efficiency under partial shading conditions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 5667–5672, 2014.
 - [66] A. Bidram, A. Davoudi, and R. S. Balog, “Control and circuit techniques to mitigate partial shading effects in photovoltaic arrays,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 2, no. 4, pp. 532–546, 2012.
 - [67] H. Patel and V. Agarwal, “MATLAB-Based Modeling to Study the Effects of Partial Shading on PV Array Characteristics,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 302–310, 2008.
 - [68] E. Karatepe, Syafaruddin, and T. Hiyama, “Simple and high-efficiency photovoltaic system under non-uniform operating conditions,” *IET Renew. Power Gen.*, vol. 4, no.

- 4, pp. 354–368, 2010.
- [69] W. Herrmann, W. Wiesner, and W. Vaassen, “Hot spot investigations on PV modules—new concepts for a test standard and consequences for module design with respect to bypass diodes,” *Conf. Rec. Twenty-Sixth IEEE Photovolt. Spec. Conf. 1997.*, pp. 1129–1132, 1997.
 - [70] H. Patel and V. Agarwal, “Maximum power point tracking scheme for PV systems operating under partially shaded conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1689–1698, 2008.
 - [71] R. A. Mastromauro, M. Liserre, and A. Dell’Aquila, “Control issues in single-stage photovoltaic systems: MPPT, current and voltage control,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 8, no. 2, pp. 241–254, 2012.
 - [72] E. V. Paraskevadaki and S. A. Papathanassiou, “Evaluation of MPP voltage and power of mc-Si PV modules in partial shading conditions,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 3, pp. 923–932, 2011.
 - [73] F. Spertino and J. S. Akilimali, “Are Manufacturing I–V Mismatch and Reverse Currents Key Factors in Large Photovoltaic Arrays?,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4520–4531, 2009.
 - [74] D. Nguyen and B. Lehman, “A reconfigurable solar photovoltaic array under shadow conditions,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 980–986, 2008.
 - [75] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N. C. Voulgaris, “Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 16, no. 1, pp. 46–54, 2001.
 - [76] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, “A multivariable perturb-and-observe maximum power point tracking technique applied to a single-stage photovoltaic inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 76–84, 2011.
 - [77] A. Safari and S. Mekhilef, “Simulation and hardware implementation of incremental conductance MPPT with direct control method using cuk converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1154–1161, 2011.
 - [78] J. W. Kimball, P. T. Krein, J. W. Kimball, and P. T. Krein, “Discrete-time ripple correlation control for maximum power point tracking Discrete-Time Ripple Correlation Control for Maximum Power Point Tracking,” vol. 23, no. 5, pp. 2353–2362, 2008.
 - [79] L. L. Linares, “Design and implementation of module integrated converters for series connected photovoltaic strings,” 2009.
 - [80] J. R. R. Zientarski, J. R. Pinheiro, M. L. D. S. Martins, and H. L. Hey, “Understanding the partial power processing concept: A case-study of buck-boost dc/dc series regulator,” *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electron. Conf. 1st South. Power Electron. Conf. COBEP/SPEC 2016*, no. 1, 2015.
 - [81] W. Yu, J. S. Lai, H. Qian, and C. Hutchens, “High-efficiency MOSFET inverter with H6-type configuration for photovoltaic nonisolated AC-module applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1253–1260, 2011.
 - [82] Y. Zhou, L. Liu, and H. Li, “A high-performance photovoltaic module-integrated converter (mic) based on cascaded quasi-z-source inverters (qzsi) using egan fets,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2727–2738, 2013.
 - [83] L. Zhang, K. Sun, Y. Xing, L. Feng, and H. Ge, “A Modular Grid-Connected Photovoltaic Generation System Based on DC Bus,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 523–531, 2011.
 - [84] J.-M. Kwon, K.-H. Nam, and B.-H. Kwon, “High-efficiency module-integrated photovoltaic power conditioning system,” *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 410–

- 420, 2009.
- [85] A. C. Nanakos, E. C. Tatakis, and N. P. Papanikolaou, "A weighted-efficiency-oriented design methodology of flyback inverter for AC photovoltaic modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3221–3233, 2012.
 - [86] V. Vermal and V. Arora, "Battery Supported PV Module Integrated Cascaded High Gain Boost Converter for Telecom Tower Power Supply," pp. 1–6, 2016.
 - [87] V. Vermal, "Cascaded High Gain Micro-Converter for Storage-less Telecom Systems."
 - [88] S. M. Chen, T. J. Liang, L. S. Yang, and J. F. Chen, "A safety enhanced, high step-up DC-DC converter for AC photovoltaic module application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1809–1817, 2012.
 - [89] S. M. Chen, T. J. Liang, L. S. Yang, and J. F. Chen, "A boost converter with capacitor multiplier and coupled inductor for AC module applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1503–1511, 2013.
 - [90] B. Liu, S. Duan, and T. Cai, "Photovoltaic DC-Building-Module-Based BIPV System - Concept and Design Considerations," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 5, pp. 1418–1429, 2011.
 - [91] B. York, W. Yu, and J. S. Lai, "An integrated boost resonant converter for photovoltaic applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1199–1207, 2013.
 - [92] Q. Li and P. Wolfs, "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1320–1333, 2008.
 - [93] Y. Li and R. Oruganti, "A low cost flyback CCM inverter for AC module application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1295–1303, 2012.
 - [94] H. Hu *et al.*, "A three-port flyback for PV microinverter applications with power pulsation decoupling capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 3953–3964, 2012.
 - [95] N. Suresh, S. Member, and M. Pahlevaninezhad, "Analysis and Implementation of a Single Stage Flyback PV-Micro Inverter with Soft Switching," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 12, pp. 1819–1833, 2013.
 - [96] Q. Li and P. Wolfs, "A current fed two-inductor boost converter with lossless snubbing for photovoltaic module integrated converter applications," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2005, no. 1, pp. 2111–2117, 2005.
 - [97] H. Hu, S. Harb, N. H. Kutkut, Z. J. Shen, and I. Batarseh, "A single-stage microinverter without using electrolytic capacitors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2677–2687, 2013.
 - [98] D. R. Nayanisiri, D. M. Vilathgamuwa, and D. L. Maskell, "Half-wave cycloconverter-based photovoltaic microinverter topology with phase-shift power modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2700–2710, 2013.
 - [99] N. Suresh, M. Pahlevaninezhad, and P. K. Jain, "Analysis and implementation of a single-stage flyback PV microinverter with soft switching," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 4, pp. 1819–1833, 2014.
 - [100] Y. Fang and X. Ma, "A novel PV microinverter with coupled inductors and double-boost topology," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 12, pp. 3139–3147, 2010.
 - [101] H. E.-K. Baitie and T. Selmi, "Review of smart grid systems' requirements," *Int. Conf. Ecol. Veh. Renew. Energies, EVER 2015*, no. Monte Carlo, 2015, pp. 1–6, 2015.
 - [102] A. Mukherjee, M. Pahlevaninezhad, and G. Moschopoulos, "Flyback Microinverters in Solar Energy Systems Flyback inverters for solar energy," no. October, pp. 435–440, 2013.

- [103] K. A. Kim, P. S. Shenoy, and P. T. Krein, "Converter rating analysis for photovoltaic differential power processing systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 1987–1997, 2015.
- [104] P. S. Shenoy, K. a. Kim, and P. T. Krein, "Comparative analysis of differential power conversion architectures and controls for solar photovoltaics," *2012 IEEE 13th Work. Control Model. Power Electron.*, pp. 1–7, 2012.
- [105] G. R. Walker and J. C. Pierce, "PhotoVoltaic DC-DC module integrated converter for novel cascaded and bypass grid connection topologies - Design and optimisation," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 2006.
- [106] R. Kadri, J. P. Gaubert, and G. Champenois, "Nondissipative string current diverter for solving the cascaded DC-DC converter connection problem in photovoltaic power generation system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1249–1258, 2012.
- [107] R. Kadri, J. P. Gaubert, and G. Champenois, "New converter topology to improve performance of photovoltaic power generation system under shading conditions," *Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives*, no. May, pp. 0–6, 2011.
- [108] K. Kesarwani, C. Schaef, C. R. Sullivan, and J. T. Stauth, "A multi-level ladder converter supporting vertically-stacked digital voltage domains," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 429–434, 2013.
- [109] C. Schaef, K. Kesarwani, and J. T. Stauth, "A coupled-inductor multi-level ladder converter for sub-module PV power management," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 732–737, 2013.
- [110] M. Kasper, S. Herden, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Impact of PV String Shading Conditions on Panel Voltage Equalizing Converters and Optimization of a Single Converter System with Overcurrent Protection."
- [111] A. Blumenfeld, A. Cervera, and M. M. Peretz, "Enhanced differential power processor for PV systems: Resonant switched-capacitor gyrator converter with local MPPT," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 883–892, 2014.
- [112] J. M. Henry and J. W. Kimball, "Practical performance analysis of complex switched-capacitor converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 127–136, 2011.
- [113] K. Kesarwani, R. Sangwan, and J. T. Stauth, "Resonant switched-capacitor converters for chip-scale power delivery: Modeling and design," *2013 IEEE 14th Work. Control Model. Power Electron. COMPEL 2013*, 2013.
- [114] A. K. Lenstra and A. Shamir, "Analysis and Optimization of," vol. 23, no. January, pp. 35–52, 2000.
- [115] M. S. Makowski and D. Maksimović, "Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters," *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, pp. 1215–1221, 1995.
- [116] P. K. Peter and V. Agarwal, "On the input resistance of a reconfigurable switched capacitor DC-DC converter-based maximum power point tracker of a photovoltaic source," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 12, pp. 4880–4893, 2012.
- [117] J. T. Stauth, K. Kesarwani, and C. Schaef, "A distributed photovoltaic energy optimization system based on a sub-module resonant switched-capacitor implementation," *15th Int. Power Electron. Motion Control Conf. Expo. EPE-PEMC 2012 ECCE Eur.*, pp. 1–6, 2012.
- [118] J. T. Stauth, M. D. Seeman, and K. Kesarwani, "A resonant switched-capacitor ic and embedded system for sub-module photovoltaic power management," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 12, pp. 3043–3054, 2012.
- [119] J. Stauth, M. Seeman, and K. Kesarwani, "A high-voltage CMOS IC and embedded system for distributed photovoltaic energy optimization with over 99% effective conversion efficiency and insertion loss below 0.1%," *Dig. Tech. Pap. - IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.*, vol. 55, no. February 2010, pp. 100–101, 2012.

- [120] M. Uno and A. Kukita, "Two-Switch Voltage Equalizer Using an LLC Resonant Inverter and Voltage Multiplier for Partially Shaded Series-Connected Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 2, pp. 1587–1601, 2015.
- [121] M. Uno and A. Kukita, "Single-Switch Voltage Equalizer Using Multistacked Buck–Boost Converters for Partially Shaded Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3091–3105, 2015.
- [122] M. Z. Ramli and Z. Salam, "A simple energy recovery scheme to harvest the energy from shaded photovoltaic modules during partial shading," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6458–6471, 2014.
- [123] C. H. G. Santos, P. F. Donoso-Garcia, and S. I. S. Júnior, "CASCADED CELL STRING CURRENT DIVERTER FOR IMPROVEMENT OF PHOTOVOLTAIC SOLAR ARRAY UNDER PARTIAL SHADING PROBLEMS," *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 3, pp. 272–282, 2015.
- [124] M. Uno and A. Kukita, "PWM converter integrating switched capacitor voltage equalizer for photovoltaic modules under partial shading," *2015 17th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE-ECCE Eur. 2015*, no. c, pp. 2351–2358, 2015.
- [125] W. P. R. Ned Mohan, Tore M. Undeland, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, Second. New York, 1989.
- [126] F. Forest *et al.*, "Optimization of the supply voltage system in interleaved converters using intercell transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 934–942, 2007.
- [127] S. A. D. Contreras, P. C. Cortizo, and M. A. Severo Mendes, "Simple control technique for interleaved inverters with magnetically coupled legs," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 353–363, 2013.
- [128] M. Le Bolloch, M. Cousineau, and T. Meynard, "Current-sharing control technique for interleaving VRMs using intercell transformers," *Power Electron. Appl. 2009. EPE'09. 13th Eur. Conf.*, pp. 1–10, 2009.
- [129] P. Zumel, O. Garcia, J. a. a Cobos, and J. Uceda, "Magnetic integration for interleaved converters," *Appl. Power Electron. Conf. Expo. 2003. APEC '03. Eighteenth Annu. IEEE*, vol. 2, no. C, p. 1143–1149vol.2, 2003.
- [130] A. E. Fitzgerald, *Electric machinery*, 6^o., vol. 319, no. 4. 2003.
- [131] J. M. Henry, J. W. Kimball, and S. Member, "Switched-Capacitor Converter State Model Generator," vol. 27, no. 5, pp. 2415–2425, 2012.
- [132] K. Kesarwani, R. Sangwan, and J. T. Stauth, "A 2-phase resonant switched-capacitor converter delivering 4.3W at 0.6W/mm² with 85% efficiency," *Dig. Tech. Pap. - IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.*, vol. 57, pp. 86–87, 2014.
- [133] M. H. Rashid, *POWER ELECTRONICS Academic Press Series in Engineering*. 2001.
- [134] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. New York: Chapman and Hall, May 1997, 2002.
- [135] R. D. Middlebrook and S. Čuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," *Int. J. Electron.*, vol. 42, no. 6, pp. 521–550, 1977.
- [136] B. Lehman and R. M. Bass, "Extensions of averaging theory for power electronic systems," *{IEEE} Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 4, pp. 542–553, 1996.
- [137] H. Shi, X. Xiao, H. Wu, and K. Sun, "Modeling and decoupled control of a buck-boost and stacked dual half-bridge integrated bidirectional dc-dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, pp. 1–1, 2017.
- [138] F. Hans and W. Schumacher, "Modeling and Small-Signal Stability Analysis of Decentralized Energy Sources implementing Q (U) Reactive Power Control," pp. 588–593, 2016.
- [139] G. Sulligoi, D. Bosich, G. Giadrossi, L. Zhu, M. Cupelli, and a. Monti,

- “Multiconverter medium voltage dc power systems on ships: constant-power loads instability solution using linearization via state feedback control,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2543–2552, 2014.
- [140] O. Cornea, G.-D. Andreescu, N. Muntean, and D. Hulea, “Bidirectional Power Flow Control in a DC Microgrid through a Switched-Capacitor Cell Hybrid DC-DC Converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. c, pp. 1–1, 2016.
 - [141] S. A. Akbarabadi, H. Atighechi, and J. Jatskevich, “Circuit-averaged and state-space-averaged-value modeling of second-order flyback converter in CCM and DCM including conduction losses,” *Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives*, no. May, pp. 995–1000, 2013.
 - [142] C. L. Torous, D. Popescu, C. Petrescu, and D. V. Balan, “Extremal control of DC/DC Converters in photovoltaic configurations,” *2016 5th Int. Conf. Syst. Control. ICSC 2016*, pp. 211–216, 2016.
 - [143] S. R. Sanders, M. Noworolski, and G. C. Verghese, “Generalized Averaging method for Power Conversion Circuits,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 2, p. 251, 1991.
 - [144] H. Abidi, “Grid Connected Photovoltaic System Controlled by SMC Strategy,” pp. 1–5.
 - [145] J. Kwon, X. Wang, F. Blaabjerg, C. L. Bak, V. S. Sularea, and C. Busca, “Harmonic Interaction Analysis in a Grid-Connected Converter Using Harmonic State-Space (HSS) Modeling,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 9, pp. 6823–6835, 2017.
 - [146] G. Martínez and J. M. Alonso, “A Review on Switched Capacitor Converters with High Power Density for OLED Lamp Driving,” pp. 1–8, 2015.
 - [147] K. Kesarwani and J. T. Stauth, “A comparative theoretical analysis of distributed ladder converters for sub-module PV energy optimization,” *2012 IEEE 13th Work. Control Model. Power Electron. COMPEL 2012*, pp. 1–6, 2012.
 - [148] M. W. Ahmad and S. Anand, “Power decoupling in solar PV system using partial power processing converter,” *Proc. - 2016 10th Int. Conf. Compat. Power Electron. Power Eng. CPE-POWERENG 2016*, pp. 196–201, 2016.
 - [149] R. Bell and R. C. N. Pilawa-Podgurski, “Decoupled and Distributed Maximum Power Point Tracking of Series-Connected Photovoltaic Submodules Using Differential Power Processing,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 881–891, 2015.
 - [150] J. H. Park and K. T. Kim, “Multi-output differential power processing system using boost-flyback converter for voltage balancing,” *Proc. - 2017 Int. Conf. Recent Adv. Signal Process. Telecommun. Comput. SigTelCom 2016*, pp. 139–142, 2017.
 - [151] M. Uno and A. Kukita, “Two-Switch Voltage Equalizer Using Series-Resonant Inverter and Voltage Multiplier for Partially-Shaded Series-Connected Photovoltaic Modules,” pp. 2–6, 2013.
 - [152] M. Uno and A. Kukita, “PWM Converter Integrating Switched Capacitor Converter and Series-Resonant Voltage Multiplier as Equalizers for Photovoltaic Modules and Series-Connected Energy Storage Cells for Exploration Rovers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 11, pp. 8500–8513, 2017.
 - [153] M. Uno and A. Kukita, “PWM switched capacitor converter integrating voltage equalizers for series-connected energy storage cells and photovoltaic modules,” *9th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2015-ECCE Asia*, no. c, pp. 1889–1896, 2015.
 - [154] M. Uno and A. Kukita, “Current sensorless equalization strategy for a single-switch voltage equalizer using multistacked buck-boost converters for photovoltaic modules under partial shading,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 1, pp. 420–429, 2017.

- [155] S. A. D. Contreras, “ESTUDO DA APLICAÇÃO DE TRANSFORMADORES INTERCELULARES EM INVERSORES DE TENSÃO,” Universidade Federal de Minas Gerais, 2014.

ANEXOS

- 1- Aspectos do Conversor Desviador de Corrente *Buck-Boost* Bidirecional.
- 2- Artigos publicados em periódico indexado e anais de congresso.

C. H. G. Santos, P. F. Donoso-Garcia, and S. I. S. Júnior, "CASCADED CELL STRING CURRENT DIVERTER FOR IMPROVEMENT OF PHOTOVOLTAIC SOLAR ARRAY UNDER PARTIAL SHADING PROBLEMS," *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 3, pp. 272–282, 2015.

W. W. A. G. Silva, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme Jr., T. R. Oliveira, C. H. G. Santos, and A. S. Bolzon, "Study of the application of bidirectional dual active bridge converters in dc nanogrid energy storage systems BT - 2013 12th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2013, October 27, 2013 - October 31, 2013," pp. 609–614, 2013.

ANEXO I – Aspectos do Conversor Desviador de Corrente *Buck-Boost* Bidirecional

Na Figura A.1 são mostrados os esquemáticos detalhados dos circuitos utilizados para esses experimentos. O *gate-driver* utilizado é o circuito integrado (CI) IR2104. Este CI possui dois pinos de alimentação V_{CC} e COM, uma entrada para habilitar o chaveamento (SD “barrado”), uma entrada PWM (IN), duas saídas para o acionamento dos MOSFETs de uma meia ponte (HO e LO), e um pino V_S , que deve ser conectado entre as duas chaves e V_B que deve ser conectado a alimentação através de um diodo rápido (UF4007). Na entrada de alimentação é conectado um capacitor de desacoplamento de $1\ \mu F$. Outro capacitor é conectado entre V_B e V_S , para fornecer energia para o chaveamento da chave superior. Este circuito já possui tempo morto intrínseco de 500 ns, próprio para o transiente de chaveamento de MOSFETs para que as chaves não sejam acionadas ao mesmo tempo e cause a queima dos mesmos. A frequência de chaveamento é de 100 kHz. Por possuir tempo morto intrínseco, não é necessário PWM complementar, e sim apenas um sinal PWM, o que facilita a escolha do microcontrolador. Como circuito gerador de PWM, utilizou-se o microcontrolador PIC12F615, o qual possui apenas uma saída PWM. A saída digital, GP1/AN1, é utilizada para ligar e desligar o desviador no pino de *shutdown*. Baseando-se nestes esquemáticos foram feitos as rotas e vias para um projeto de PCI de duas camadas.

Nas Figura A.2 (a) – (b) são mostradas modelos tridimensionais do PCI para o *Buck-Boost* Bidirecional. Nas Figura A.2 (a) e (b) são mostradas a parte superior e a parte inferior do *gate-driver*, respectivamente. São demarcados na figura a localização dos *gate-drivers* IR2104, dos resistores de *gate*, dos reguladores de tensão e dos MOSFETs. Nas Figura A.2 (c) e (d) são mostradas a parte superior e a inferior do circuito de controle, respectivamente. Também, nestas figuras, são mostrados o microcontrolador PIC12F615 e o cristal oscilador de 20 MHz.

É importante salientar que a disposição dos MOSFETs foi planejada para que a placa fosse montada encima do dissipador de calor, de tal forma que os MOSFETs teriam que ser dobrados, como ilustrado na Figura A.3. Entre os MOSFETs e o dissipador é colocada uma película de mica isolar os MOSFETs do dissipador e entre si. A seguir, são apresentados fotografias dos circuitos montados.

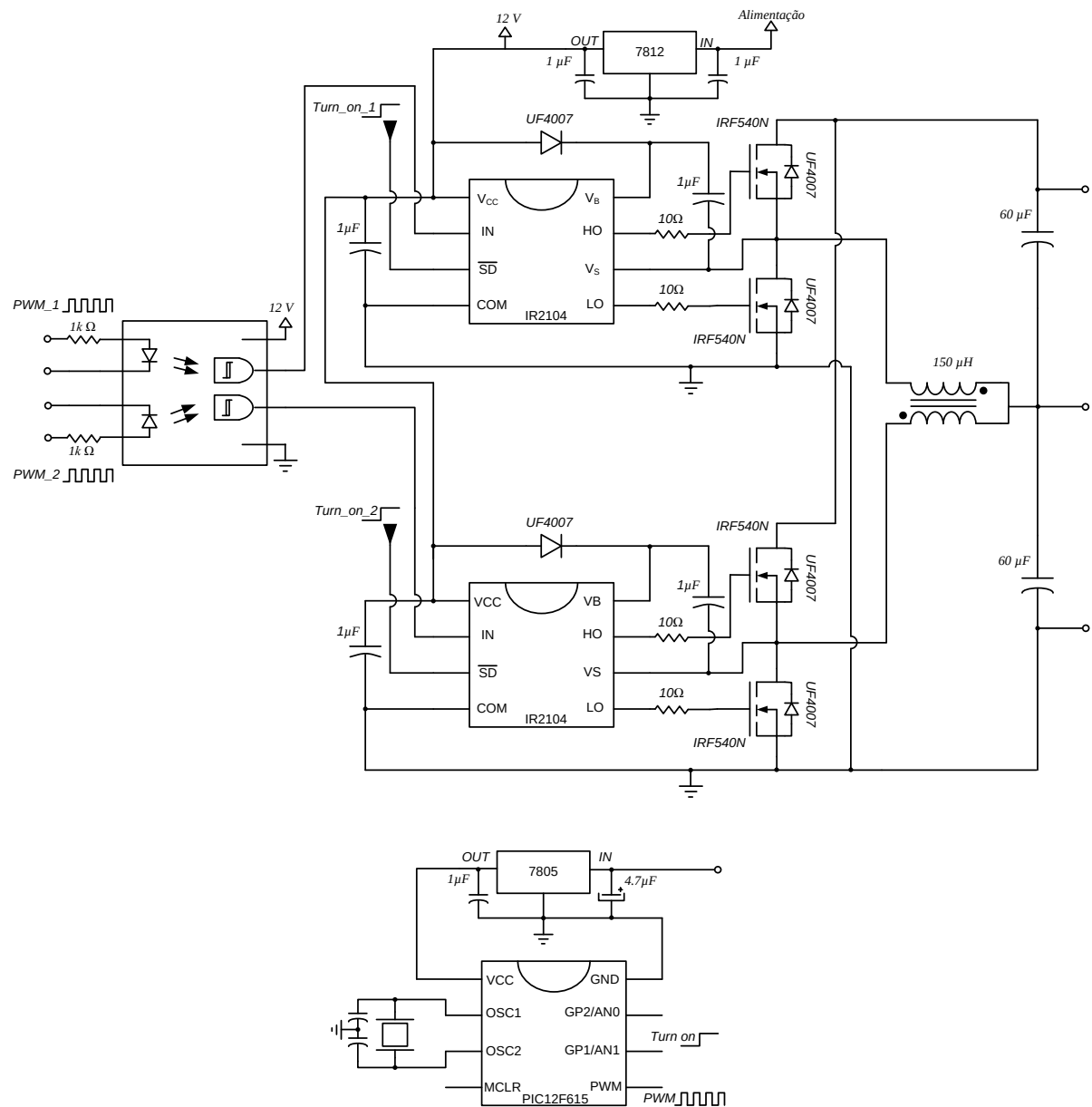


Figura A.1 – Esquemáticos do Protótipo do Desviador de Corrente *Buck-Boost* Bidirecional.

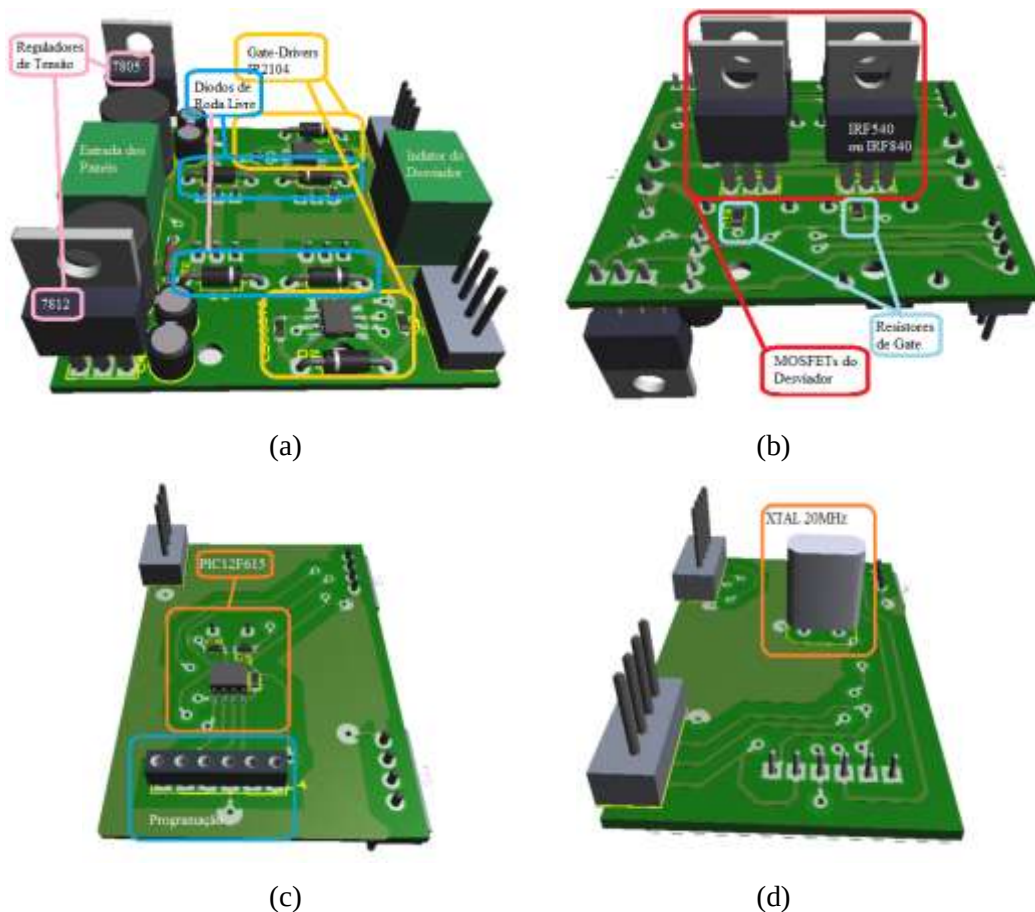


Figura A.2 – Modelo 3D do *Buck-Boost* Bidirecional: (a) Top Layer do gate-driver; (b) Bottom Layer do gate-driver; (c) Top Layer do circuito de controle; (d) Bottom Layer do circuito de controle.

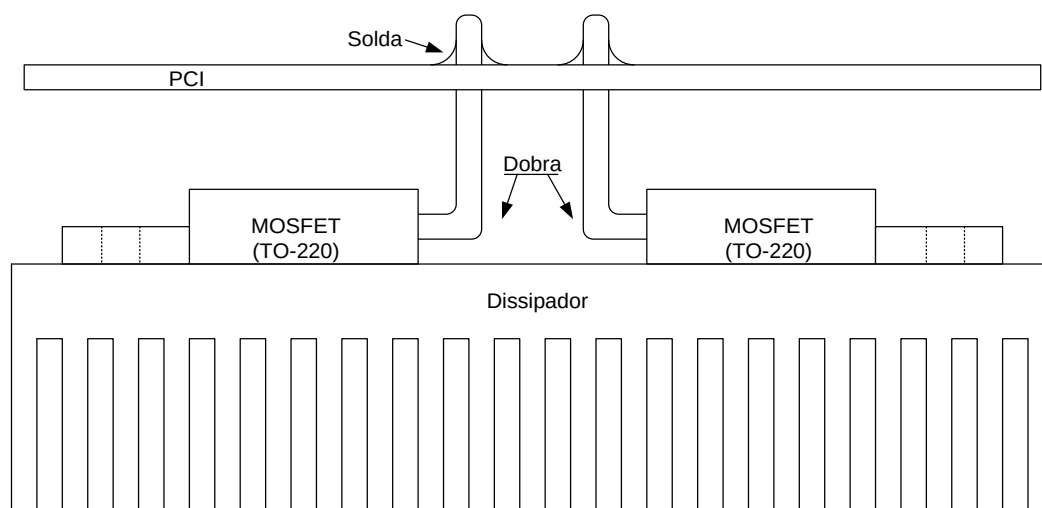


Figura A.3 – Ilustração da montagem dos MOSFETs sobre o dissipador.

CASCADED CELL STRING CURRENT DIVERTER FOR IMPROVEMENT OF PHOTOVOLTAIC SOLAR ARRAY UNDER PARTIAL SHADING PROBLEMS

Cláudio H. G. dos Santos¹, Pedro F. Donoso-Garcia², Seleme I. Seleme Jr², André P. Magalhães¹

¹Federal Center of Technological Education of Minas Gerais – CEFET-MG, ¹Divinópolis - MG, Brazil

²Federal University of Minas Gerais – UFMG, Belo Horizonte - MG, Brazil

e-mail: claudiosantos@div.cefetmg.br, pedro@cpdee.ufmg.br, seleme@cpdee.ufmg.br, andrepalharesmagalhaes@gmail.com

Abstract – Partial shading has shown to be a common efficiency issue for photovoltaic arrays installations, whether for islanded or grid-tied systems. Current diverter appears as reasonable solution, but with the increasing of string order, the currents deviated difficult the sizing of inductors. Also, in this type of converter, a multilevel synchronized gate-driver is needed. In this work, an independently cell string current diverter is proposed. This configuration is based in the Non-Dissipative String Current Diverter, however, its inductors current achieve low values during partial shading, and does not need synchronism of its gate-drivers. Also, this configuration facilitates one local Maximum Power Point Tracking for each module, and enables the enhancement of efficiency with simple implementation. The simulation and experimental results are presented to give support to the theoretical development.

Keywords – Current Diverter, Efficiency Enhancement, Partial Shading, PV Modules, String Converter.

I. INTRODUCTION

In the last years, the research on solar photovoltaic generation has grown in many directions, most concentrating in global efficiency improvement. Usually, involves a microgrid consisting of a photovoltaic (PV) array, wind generation, a bank of batteries, charge controllers, central inverters, microinverters or string inverters that together configure a distributed generation system [1], [2]. The microgrid, whether islanded or grid-tied, has assumed many roles and applications as battery chargers and electric vehicles [3], [4], power quality regulation [1], for uninterruptible power system (UPS) [5] and many others. In fact, many works concentrate in the control of the grid, others in the application of the generated energy, and others in the efficiency improvement. There are many facts that affect the efficiency of microgrid, and many solutions. A problem that has been constantly discussed is the effect of partial shading of PV array.

As known, a string of panels is a series connection of modules for a higher voltage level establishment [6]. The problem of partial shading has been solved through changing the type power extraction. As shown in [6], there are different types of PV configuration, like: the central inverter, the string inverter, the multi-string inverter, microinverter

and the microconverter. Basically, microinverter and microconverter are the most efficient solution under partial shading, but not efficient as the string and multi-string inverter when the array is fully insolated [7]. Thus, to improve the efficiency during shading without causing efficiency decrease under normal conditions, it is worthwhile the investment in new ways to make string converters or inverters to deliver as much power as the microconverter or microinverter array under partial shading.

An interesting approach is the diverter topology for a string. When a series of panels in a string is shaded, all the panels tend to have the current limited by the shaded one. In many cases, if a single module is shaded, the other modules force their current through the shaded module, causing excessive power dissipation in this module, and the fail or shorten of its lifetime [8]. As a common known solution, diodes are connected in parallel with each module, and the current can be deviated by diodes, as illustrated in Figure 1 (a). Under partial shading, the diodes disable the shaded panels to enable fully insolated panels to deliver their maximum power, as shown in the red curve of Figure 1 (c) and (d). The problem is that the $P \times V$ characteristic curve

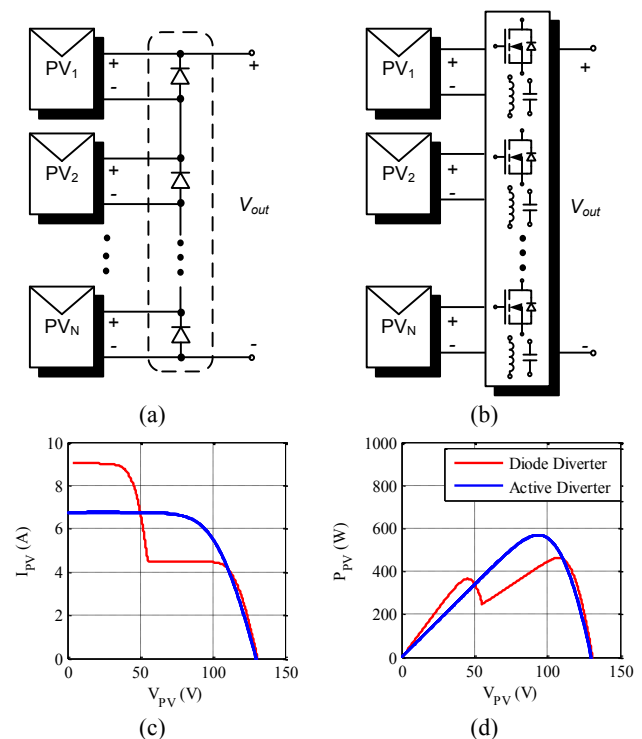


Fig. 1. Basic types of current deviation: (a) Diode diverter; (b) Switched diverter; (c) $I \times V$ curve of diverter strings; (d) $P \times V$ curve of diverter strings.

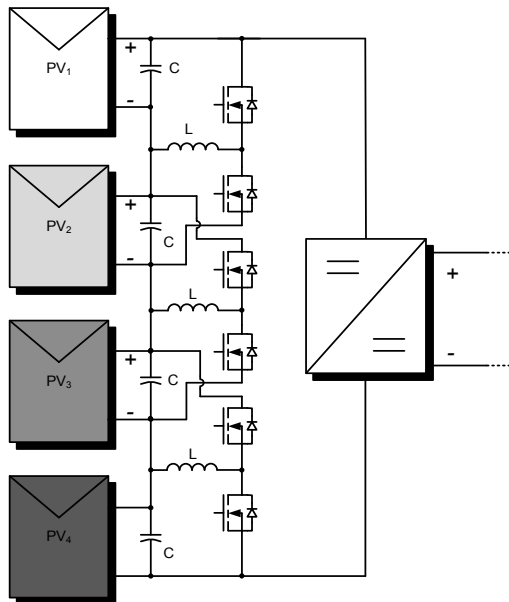


Fig. 2. Classical structure of Non-Dissipative String Current Diverter [11], [12].

gains more than one maximum. In some works, a maximum power point tracker (MPPT) capable to track the global maximum is implemented [9]. However, even the global maximum is considerably smaller than all modules maximum power points (MPP) summed. In others works, a multi-input converter is used to parallel all the modules [10]. If a switched diverter is used, as illustrated in Figure 1 (b), instead of diode, the result is that all panels deliver different currents, resulting in better characteristic, with only one maximum in the $P \times V$ curve, as shown Figure 1 (c) and (d), as the blue curve.

In [11], [12], a non dissipative switched diverter is introduced. The current deviation is done by voltage equalization, enabling the module to deliver different currents, but having the same voltage. This diverter is called Non-Dissipative String Current Diverter (NDSCD), here illustrated in Figure 2. In this figure, a circuit is shown for a series of four panels, but it can be expanded to a higher order string. Each half bridge in the circuit is switched with a square wave (50% duty-cycle), and each bridge switches 180° phase-shifted from the previous one. However, this circuit presents a problem when is under partial shading. As the string order increases, the inductors currents in the center also increases, which difficult the sizing of these inductors. In this paper, a new topology of current diverter based on the NDSCD is proposed, here shown in Figure 3. It has the advantage that the inductors currents do not increase with the array order, which facilitates their design. Also, as will be shown, the new topology works with separated deviation circuits, called diverter cells, which operate independently of each other, and do not need synchronism. Since the new topology consists of independent circuits, each deviation cell may have its own gate-driver oscillator, and also its own local MPPT. This fact enables each panel to work, not only with different currents, but also with different voltages. Therefore, each panel may deliver its maximum power under

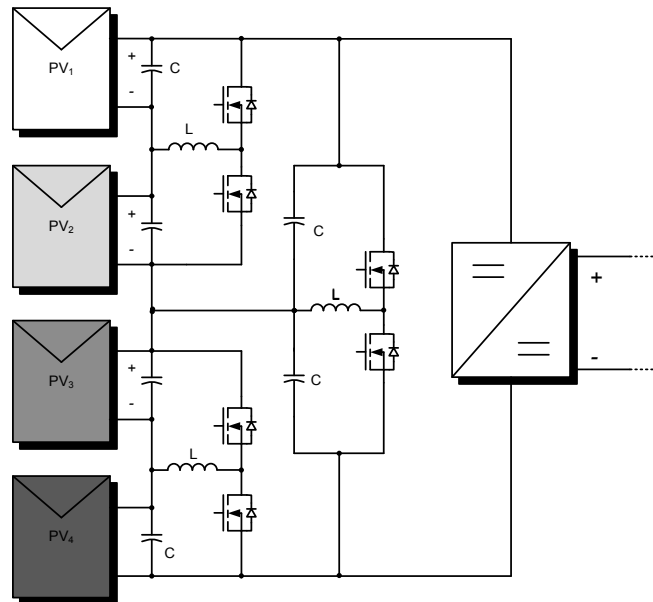


Fig. 3. Proposed Topology of Non-Dissipative String Current Diverter.

different conditions of solar irradiation and temperature, and an efficiency improvement is achieved, with not much cost.

This paper is organized as following. After a brief introduction, a NDSCD analysis is discussed in the second section, in which its operation principles are detailed, and issues of this topology are pointed out through simulation results. In Section III, the proposed topology is presented, and its main advantages are discussed. Also, the principle of deviations cells is presented. In Section IV, simulation results are shown. The first series of results points out the advantage of diverter application, and its gain in power. In following, the inductor currents comparisons for both topologies are shown, in which the proposed topology presents an advantage. Simulation results using a local MPPT for each deviation cell are shown, and an efficiency enhancement is obtained. Also, its application for strings with different panels is presented. Experimental results shows the operation for four panels string which corroborates with the theoretical development. In final section, conclusions are made.

II. NDSCD ANALYSIS AND ISSUES

The basic principle of the NDSCD is the voltage equalization of PV modules. By switching the half-bridge with 50% duty-cycle, with an adequate frequency, it enables each module in the string to deliver a different current from the others. However, they will operate at the same voltage. Since the open circuit voltage (V_{OC}) and the MPP (Maximum Power Point) voltage (V_{MPP}) do not vary drastically with temperature, all modules will operate close to the MPP at the same voltage. In the next sub-sections, some important features and issues of the NDSCD are discussed.

A. Basic Principles of Operation

The voltage equalization is realized through a half-bridge that switches a square wave in an inductor which is connected in the neutral point of this same bridge and between two panels. In each panel a capacitor is connected,

and thus, if the capacitors have their voltage equalized, the PV modules will also have the same voltage.

In Figure 4 waveforms during the switching intervals of a NDSCD for a two modules string are shown. It can be observed that the inductor current has triangular waveform with a DC component. This DC component corresponds to the current deviated, which is equal to the current mismatch between the modules. The sign of the DC current depends on which panel is shaded. The amplitude of the triangular component depends of the voltage of both panels. This voltage is considered continuous, due to capacitors and high switching frequency.

This circuit involving only two panels is here called diverter cell. In the configuration shown in Figure 2, the classical NDSCD corresponds to a series of interleaved connections of various diverter cells. In this work, these cells are set in a different manner, as shown Figure 3. The difference is that, instead of connecting in an interleaving

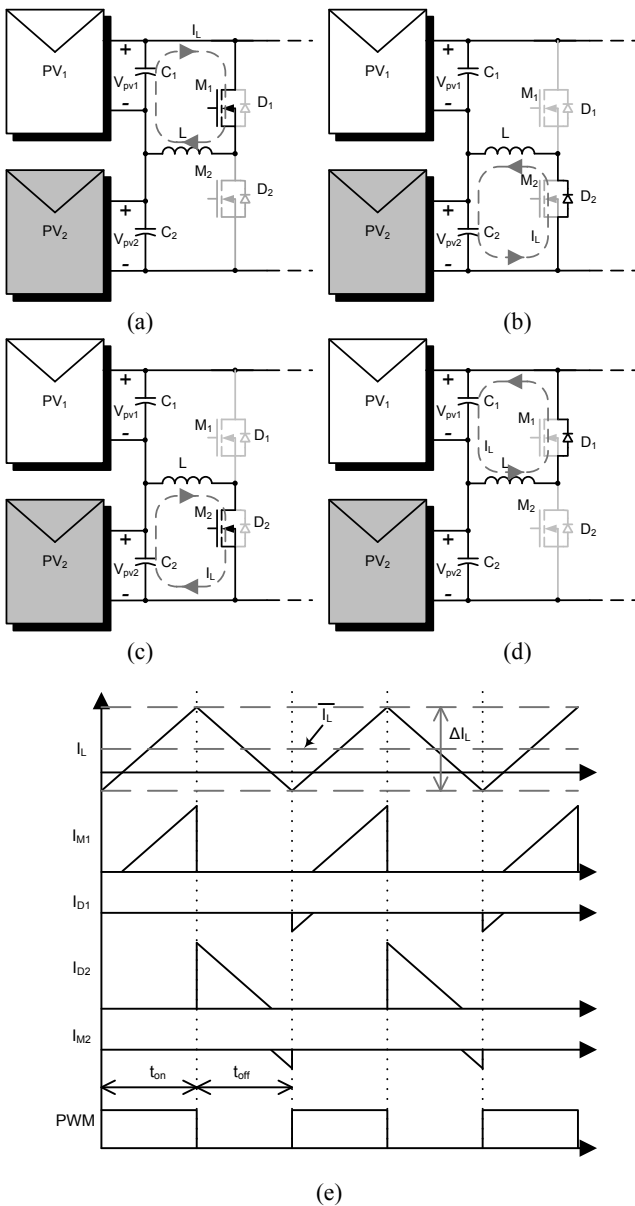


Fig. 4. Two panels NDSCD switching intervals: (a) M_1 conducting; (b) D_2 on freewheel; (c) M_2 conducting; (d) D_1 on freewheel; (e) illustration of inductor current in each interval.

way, each pair of panels has a diverter cell. Then, each pair of diverter cells is connected through another diverter cell, and so on.

B. Order Increase and PV Array Problems

Simulation studies had shown that the NDSCD central inductors current DC component reaches higher values when the string order is increased. This phenomenon can be explained as a diverted current accumulation from one pair of panels to the next. It is most critical when the first half of the string is shaded in sequence, while the other half is fully insolated. This situation is quite probable to happen, due to large structure like trees, buildings and clouds.

In Figure 5, the higher inductor current as a function of the string order is shown for both topologies. As can be observed, in the case of the classical NDSCD, as the order increases, the current also increases. However, for the new topology the inductor current does not increase with the array order. This is an important advantage since lower inductors currents lead to lower magnetic flux intensity. This fact facilitates the design of the diverter inductors, which are expensive elements of this circuit.

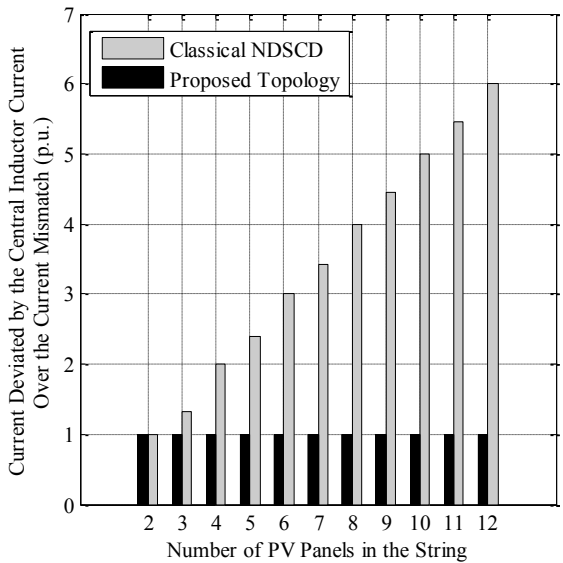


Fig. 5. Increasing current deviated by the central inductor due to increasing order array.

III. PROPOSED TOPOLOGY

As mentioned before, in Figure 3 the new proposed topology for the NDSCD is shown. The main difference of this approach is that it uses diverter cells operating in cascade instead of interleaved. Thus, the new topology is named as Cascade Cell String Current Diverter (CCSCD). Each panel is connected to a diverter cell, and each pair of diverter cells is connected to another external diverter. This configuration brings many advantages, besides the inductor limitation.

Two control possibilities of CCSCD are implemented. First, with 50% duty-cycle operation, the voltage equalization of all modules is applied, as illustrated Figure 6 (a). In second, by measuring the current and voltage output of the diverter cell, a local MPPT can be implemented, as illustrated in Figure 6 (b). This fact allows to search and

reach each module individual MPP, by varying the voltage of each panel instead of equalizing. Thus the MPPT actuates in the duty-cycle of the diverter cell, and enhances the array efficiency when the modules are under different solar irradiation and temperature. Since the shaded panels are less heated by the solar light, it is expected that their V_{MPP} to be greater than the fully insolated ones, due to small temperature differences. However, even arrays without any shading may show different MPP. In fact, even panels from the same manufacturer may show differences in operation under the same conditions. Whether installed in a single fixed plane, or in different planes on a building, certain panels may have different temperatures. Further when some panels are more ventilated then other.

One cannot fail to mention that the increase of array efficiency with local MPPT in the diverter cells is expected to be small, since modules rarely have big temperature differences. Both NDSCD and CCSCD are suitable to implement an MPPT to vary the voltage of each panel. However, in the CCSCD, implementation of local MPPT would worth it, taking into account that the diverter cells would not need communication, synchronism, and can operate independently. Thus, although the efficiency enhancement is expected to be small, an easy and low cost circuit can be implemented. In this work, the local MPPT is implemented following the P&O algorithm principles.

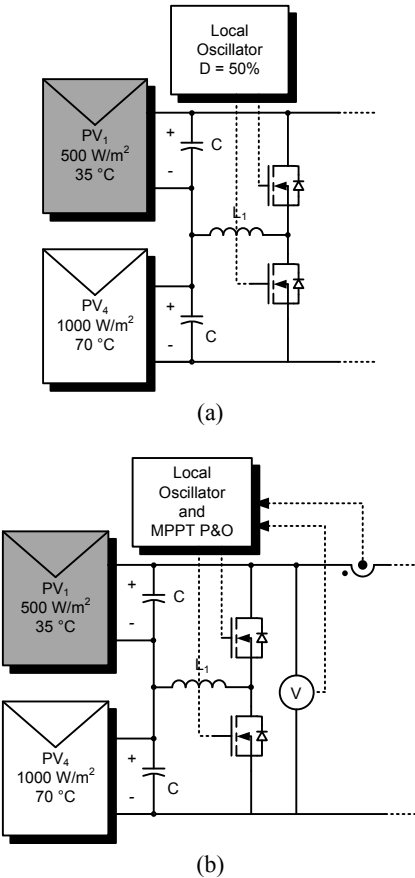


Fig. 6. Diverter cell with local oscillator: (a) fixed 50% duty-cycle; (b) with local MPPT to control the voltage of each panel.

IV. SIMULATION RESULTS

In this section, simulation results carried in PSIM[®] are presented. As a MPPT string converter, a Four Switch Buck-Boost (FSBB) converter was used, and as discussed in many papers, it consists of a simple bidirectional bridge suitable for battery chargers in PV systems, and it can operate as a Buck or Boost depending on the requirements [13] - [16]. In Figure 7, a more complete scheme of the simulations is illustrated, in which the FSBB is the string converter of a PV array with mismatch deviated by the CCSCD. In Table I, the basic parameters of this simulation are presented. The sizing methodology is based on references like [17].

The first results are to explain the operation and advantages of both diverters. In following, results of a comparison between the NDSCD and the CCSCD are presented. At last, results of the CCSCD with local MPPT algorithm are shown, in which the duty-cycle of each deviation cell is varied individually in a manner to track the individual MPP of each PV module.

TABLE I
Simulation Parameters

PV Array Panels Parameters			
V_{OC} (25°C)	Open Circuit Voltage	37.7	V
I_{SC} (25°C) (1000 W/m ²)	Short Circuit Current	8.91	A
V_{MPP}	Maximum Power Voltage	30.3	V
I_{MPP}	Maximum Power Current	8.59	A
R_s	Series Resistance	8	mΩ
R_p	Parallel Resistance	1	kΩ
CCSCD and NDSCD Parameters			
$L_{1, 2 \text{ e } 3}$	Inductance	446	μH
C	Capacitance	20	μF
$f_{sw_diverter}$	Diverter Switching Frequency	50	kHz
FSBB Parameters			
L	Deviator Inductance	2	mH
C_i	Input Capacitance	188	μF
C_o	Output Capacitance	47	μF
f_{sw}	FSBB Switching Frequency	20	kHz
K_i	Controller Integral Gain	350	-
K_p	Controller Proportional Gain	0.23	-

A. Diverter Operation with $D = 50\%$ (Voltage Equalization)

In this subtopic, advantages of the switched diverters NDSCD and CCSCD are presented through simulation results. The results of Figures 8 to 10 are equivalent for both topologies, the classical and new topology here proposed.

In Figure 8, the simulation results for irradiance and temperature variation are presented. An abrupt variation occurring after 1 s of simulation is considered only to evaluate the system before and after the mismatch. In this simulation, the string has two of its four panels shaded, causing most severe mismatch. The insolated modules

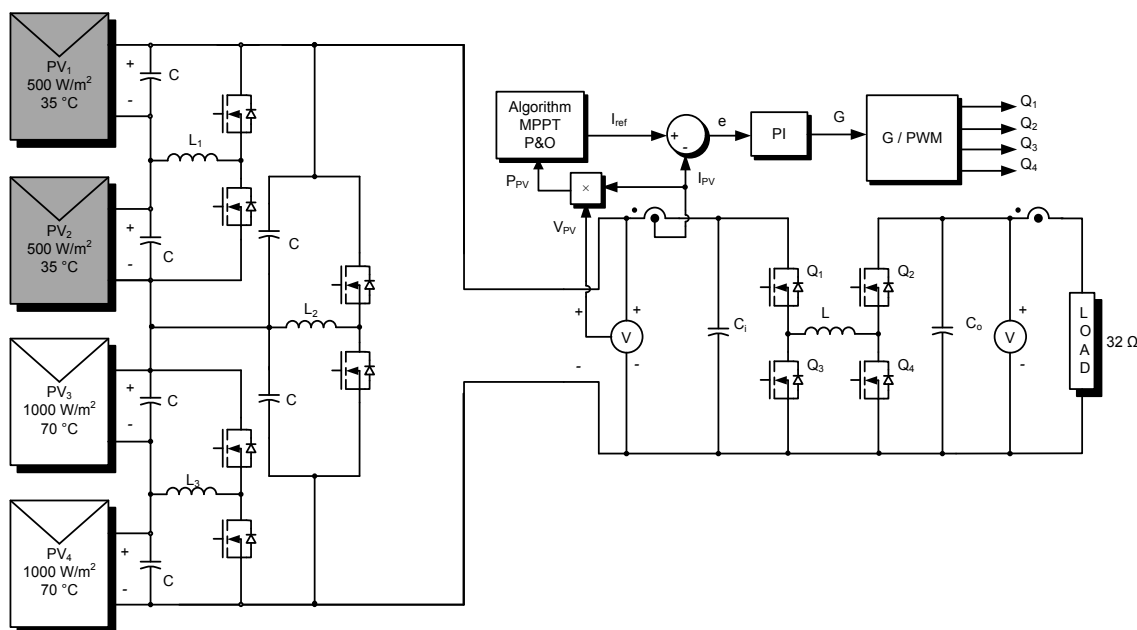


Fig. 7. Simulation of proposed CCSCD with a Four Switch Buck Boost as MPPT String Converter, under partial shading.

are irradiated with 1000 W/m^2 and have temperature of 70°C , the shaded modules have 500 W/m^2 and 35°C . In Figure 8 (a) is shown the power of the string for two types of diverter: switched (continuous line) and diode (in traced line). As can be noticed, the switched diverter enables the system to deliver more power, since no fully irradiated PV module is forced to deliver the smaller of shaded ones. In Figure 8 (b) is shown the string output current and the reference from the controller. The current follows the reference indicated by the P&O MPPT algorithm. When the abrupt shading occurs, the MPPT algorithm resets the reference in search for the new MPP. Before the change the MPP String current is around 8.1 A , and after shading, is around 6.1 A , as shown in Figure 8 (c) and (d). If the diode diverter was used, the string current would be limited to the most shaded module, near 4.05 A .

Figure 9 shows the individual currents of each PV module and the string current before and after the shading, for the same simulation of Figure 8. As can be noticed, due to the diverter actuation, the string current is the average of the current of all panels in the string. Thus, more power can be extracted from a partially shaded array system.

In Figure 10 (a), each panel voltage is shown during the diverter transient. As can be noticed, voltage equalization enables the array to deliver more power, as shown in Figure 10 (b), since each panel will deliver a different current.

All results presented until now show the advantages of the CCSCD application in a string under partial shading. However, both topologies, the NDSCD and CCSCD, present equivalent performance shown in these results.

B. Advantages of the New Topology

The first advantage of the proposed circuit is that, under partial shading, the higher inductor currents are not dependent of the string order, and thus the core of the inductor has less probability to be saturated. In Figure 11 is shown the inductors currents of both topologies for the same shading situation of Figures 8 and 9. Figure 11 (a) and (b)

show the CCSCD and NDSCD, respectively, for a four panels string, and in Figure 11 (c) and (d) their inductors currents, respectively. As can be observed, in Figure 11 (d) the current of the central inductor L_2 achieves the double of the current mismatch between panels, while in the new topology, the current of the inductor L_2 achieves only the unitary current mismatch. In other words, the CCSCD inductor will not accumulate deviated currents, as the NDSCD. Therefore, it is clear that both circuits present same performance regarding the efficiency improvement, but, in the proposed circuit, current accumulation is not an issue.

Since the new circuit consists of independent diverter cells, each cell may have its own local oscillator. This fact

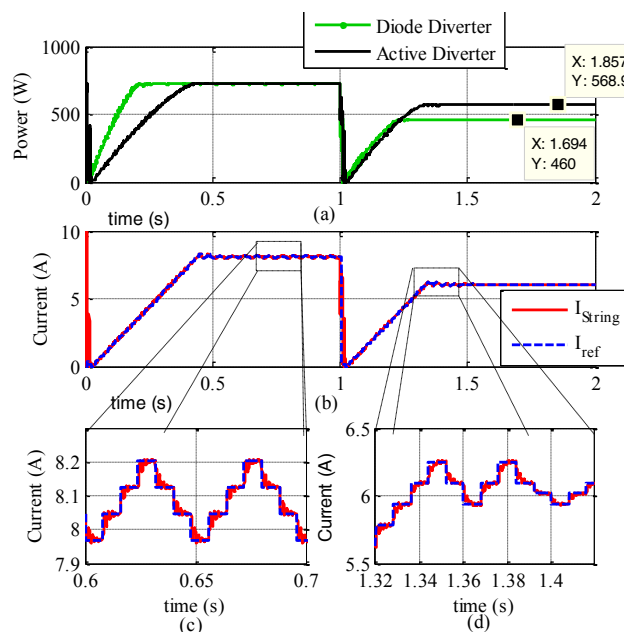


Fig. 8. Operation of MPPT algorithm: (a) power; (b) reference and output current; (c) zoom of current before shading; (d) zoom of current after shading MPPT settled.

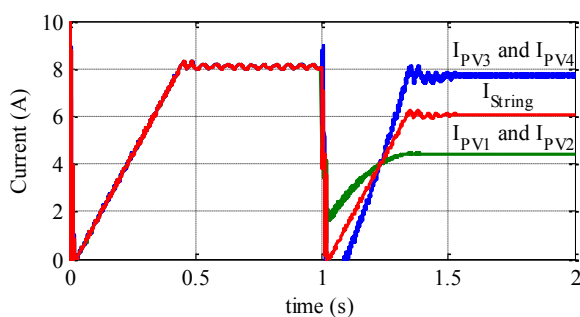


Fig. 9. PV panels and string current output.

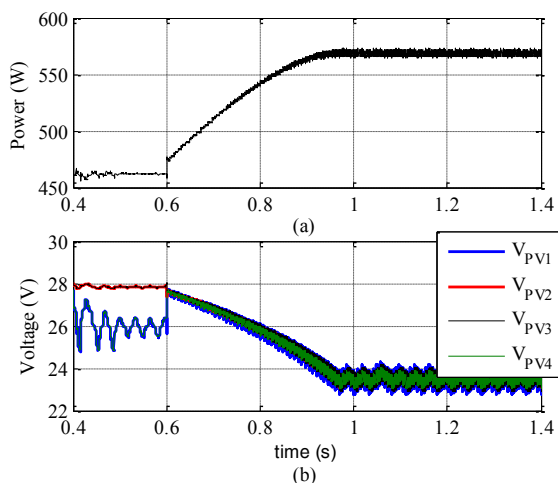


Fig. 10. Transient operation of NDSCD: (a) String power output; (b) PV Module voltages, during voltage equalization transient.

represents a practical advantage for the experimental implementation, and low cost of driver circuits for the MOSFET bridges. Since the deviation circuits are independent, there is no need of synchronism or communication between them and a local MPPT can be applied only to the diverter cell alone. In other words, a MPPT algorithm that concerns the voltage and current outputs of these two panels involved.

As discussed before, in [11], [12] the circuit driver switches the MOSFETS with fixed 50% duty cycle. This is because the deviation principle is based on voltage equalization. However if the modules voltages are equalized, it is likely that the panels do not have the same MPP, since their temperature are affected by the irradiation. In other words, the more shaded, the more cold the panel will be, and thus, higher its MPP voltage. Therefore, the string does not deliver its maximum power with all at the same voltage. By varying the duty-cycle, it is possible to find the exact modules voltages to make each module to operate in its MPP. In the next simulation result, this technique is accomplished for the same simulation conditions in Figures 8 and 9.

In Figure 12 is shown a comparison between output power of the CCSCD with fixed duty-cycle in 50% and the varied duty-cycle due to a Local MPPT. In Figure 12 (b) is shown the Local MPPT duty-cycles for each diverter. The power varies from 569 W to 588.6 W, corresponding 3.45 % of enhancement. Due to the fast dynamic of the diverter cells,

their Local MPPTs do not affect the string converter MPPT. Another advantage of the CCSCD is that the Local MPPTs are easier to implement, since they do not need synchronism or communication with the other cells, measuring only the current and voltage of the two panels involved. In Figure 13 it is shown the $P \times V$ curve of the results of Figure 12. As can be noticed, the resulting $P \times V$ curve increases in power, and thus, the entire array efficiency.

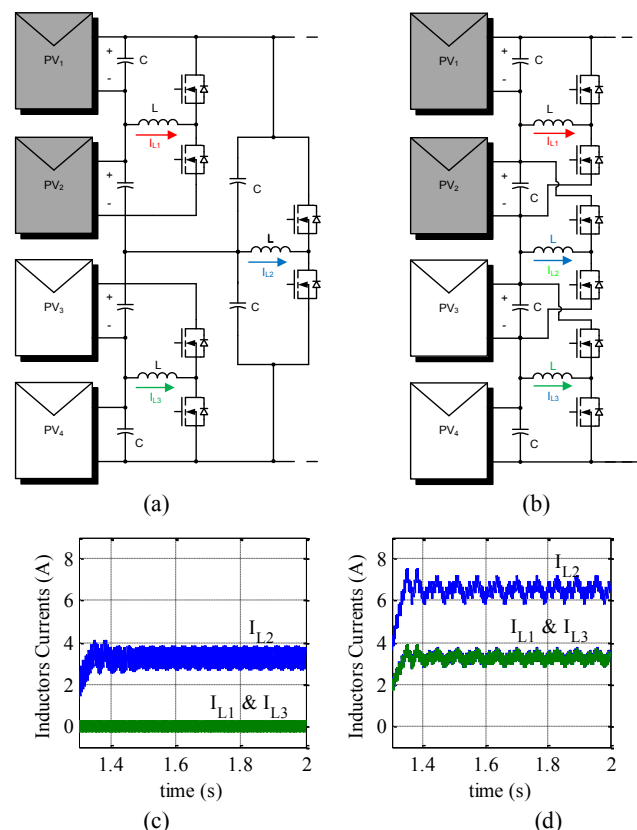


Fig. 11. Comparison of CCSCD and NDSCD inductor currents of the string under the same shading: (a) CCSCD; (b) NDSCD; (c) CCSCD inductor currents; (d) NDSCD inductor currents.

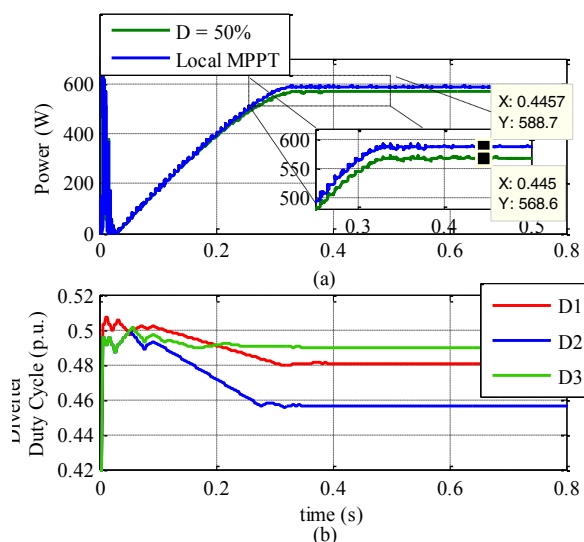


Fig. 12. Comparison between fixed duty-cycle in 50%, and optimized with an MPPT algorithm: (a) String power output for 50% fixed duty cycle and local MPPT (b) Duty cycle of each diverter cell of the CCSCD.

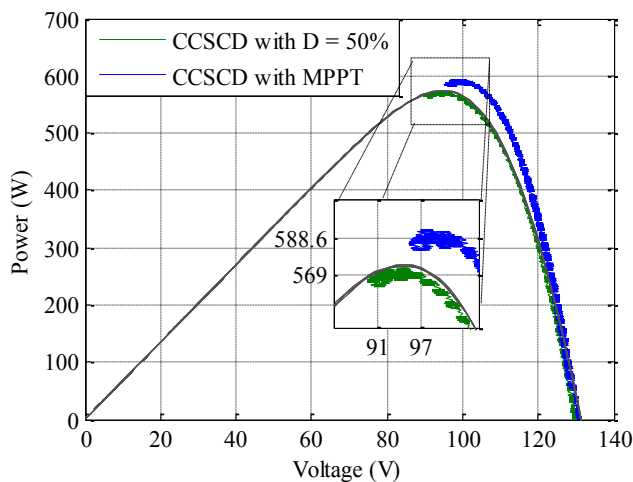


Fig. 13. Comparison between PV characteristic curves of 50% and MPPT CCSCD.

V. ADAPTATIONS FOR STRINGS WITH VARIOUS NUMBER OF PANELS

About the proposed circuit, a main concern that must be clarified is that, as presented, it works only for strings with 2, 4, 8, 16 number of panels and so on. This fact limits the application for any other string order. However, with small modifications, it is possible to implement it. In Figure 14 (a) and (b) is illustrated the diverter circuit for third order string, for the NDSCD and CCSCD configurations, respectively. As can be observed, the NDSCD is similar to the Figure 2 circuit, and it operates with 50% duty-cycle.

In Figure 14 (b), the CCSCD adaptation is shown. The first diverter cell with inductor L_1 , is connected between the panel PV_2 and PV_3 , and operates with 50% duty-cycles, as expected. The second diverter cell is different. Instead of connected between two panels or pairs of panels, it is connected between the pair of panels $PV_2 + PV_3$ and the single panel PV_1 . However, to equalize the voltages of the 3rd order string it must operate with 66.67% (2/3) duty-cycle, instead of 50%, as illustrated in this figure. This is necessary because, since the single panel has half the pair voltage, it must be connected to the inductor twice as long to equalize its voltage with PV_2+PV_3 .

In Figure 15, comparisons between the topologies for a 3rd order string are shown through simulation results. In this simulation, the panels PV_1 , PV_2 and PV_3 are illuminated with 330 W/m², 660 W/m² and 1000 W/m², respectively. As can be observed, in Figure 15 (a) both circuits allow each panel to deliver a different current. In Figure 15 (b) is shown that both structures equalize the string voltages, as expected. In Figure 15 (c) is shown the inductors currents. As can be noticed, the NDSCD presents higher inductor current levels than the proposed structure.

Another concern that may be questionable is the CCSCD application for strings of order 5, 6, 7 and so on. The idea is to study each case to analyze the best combination of diverter cells to attend the array requirements. For instance, for a 6 order string, an alternative is to implement a diverter cell for two triples, and in each triple, use the circuit of Figure 14 (b), as illustrated in Figure 14 (c).

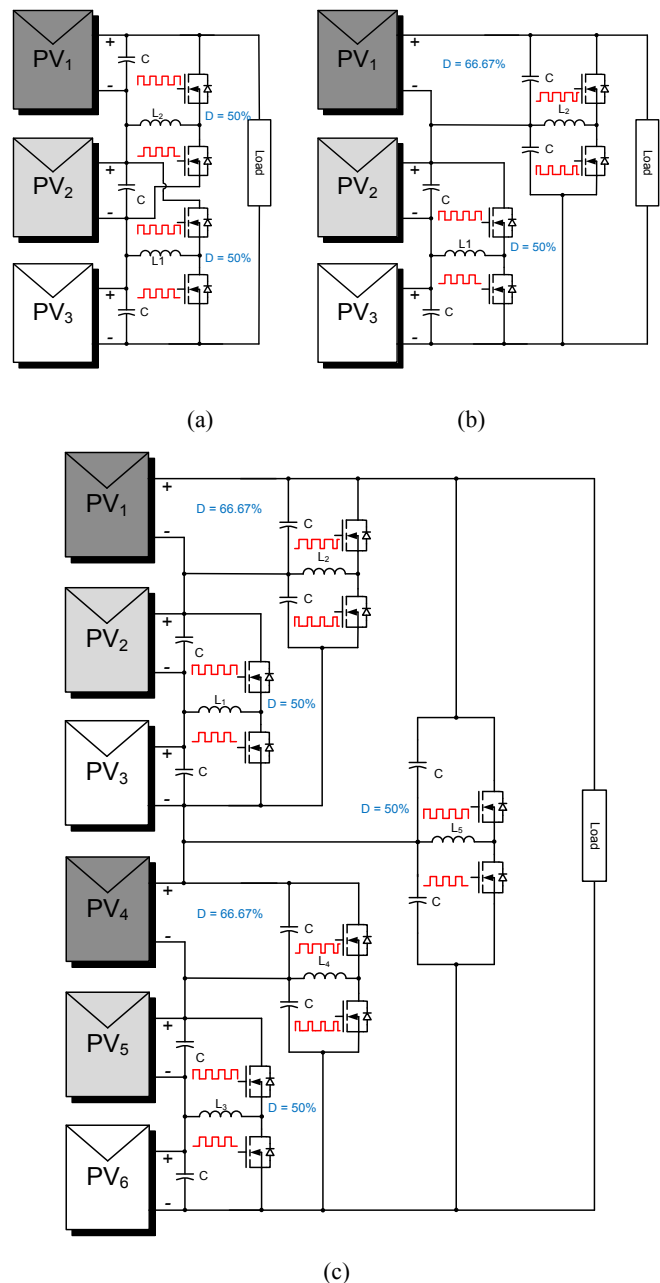


Fig. 14. Diverter configurations: (a) NDSCD for 3 panels; (b) CCSCD for 3 panels; (c) CCSCD for 6 panels.

As can be noticed, the number of diverters cells used are the same for both the CCSCD and NDSCD topologies, since a six panel string with the NDSCD would require, also, five diverter levels. An alternative is to mix the two topologies, using the NDSCD for the triples, and a diverter cell for the pair of triples. The important is to avoid using an extensive NDSCD and, together, the current accumulation involved.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

In this section, experimental results are presented to give support for the theoretical development of the proposed circuit. These experiments were realized in the slab of a building in the CEFET-MG, Divinópolis, here shown in Figure 16 (a). According to the simulated circuit, PV panels are numbered as shown in this figure. These panels are

installed for further solar tracking purposes, and they can be oriented individually in each direction. To implement a situation near the partial shading, the panels were oriented with different angles towards the sun light, as pictured in Figure 16 (b). In Figure 17 is shown the experiment setup with the three diverter cells for the four panels disposed as CCSCD. The diverter cells are numbered following the simulated circuit of Figure 11 (a). As in this simulation, the diverter cell 01 is connected between PV1 and PV2, diverter

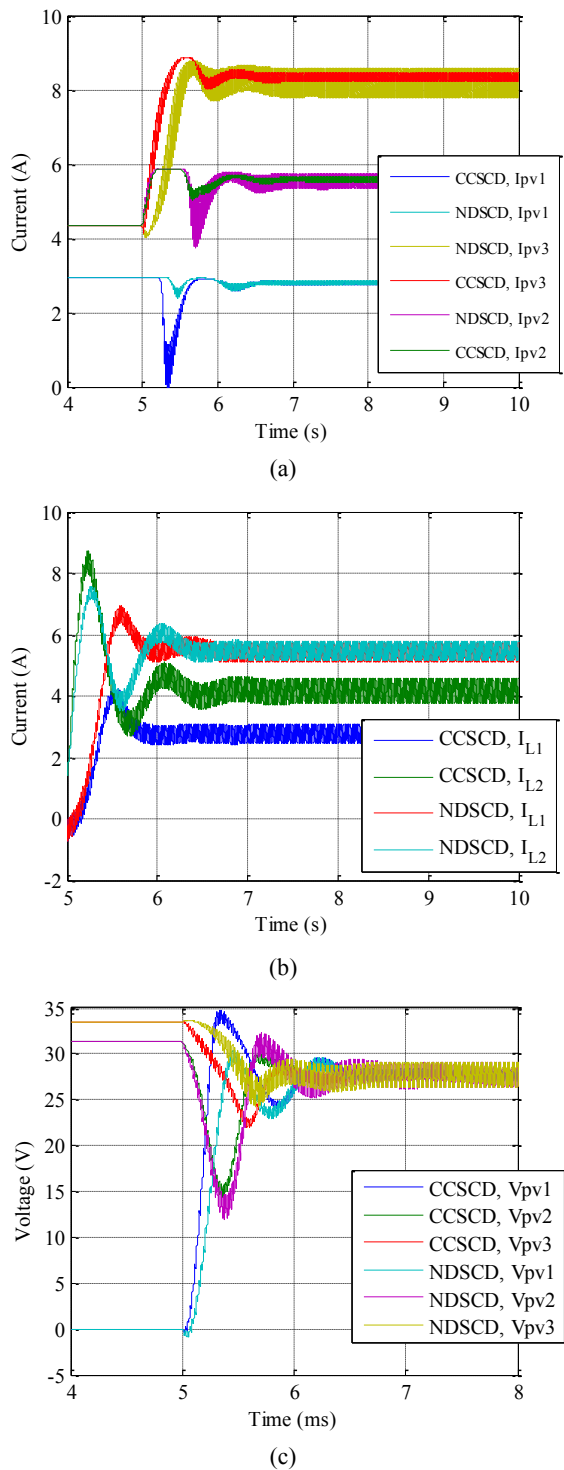


Fig. 15. NDSCD and CCSCD comparison for 3 panels string: (a) Modules currents; (b) Inductor currents; (c) Modules voltages.

cell 03 between PV3 and PV4, and diverter cell 02 between PV1+PV2 and PV3+PV4. As shown in the figures, hall-effect current sensors are used to measure the currents, in this case, the ACS714. As a load, a 500W/100Ω rheostat is used. The complete schematic of the diverter cells is presented in Figure 18. To implement gate-driver, the bootstrap integrated circuit IR2104 was used. This circuit enables to switch a half-bridge with one PWM signal only. It has a fixed dead-time to avoid the turn on of both MOSFETs at the same time, and the consequent burn. In this figure, two possibilities are shown for MOSFETs and inductors. For diverter cell 01 and 03, MOSFETs IRF540N and 200μH inductor are used. For diverter cell 02, MOSFETs IRF840N and a 400μH inductor are used. The reason to increase this central diverter inductance is to control the current ripple increase due to the increase of the square wave voltage applied to it.

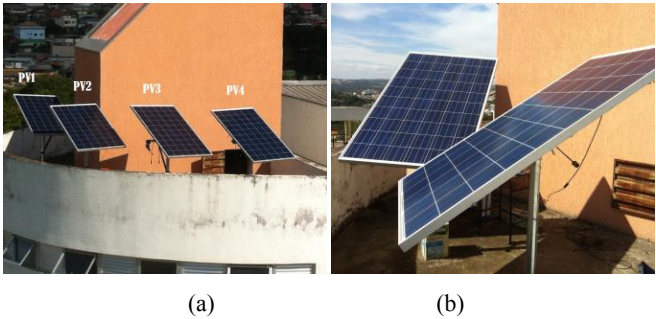


Fig. 16. Pictures of PV panels installation: (a) Four panels with orientation adjustment; (b) Implementation of near shading conditions with different orientation between panels.

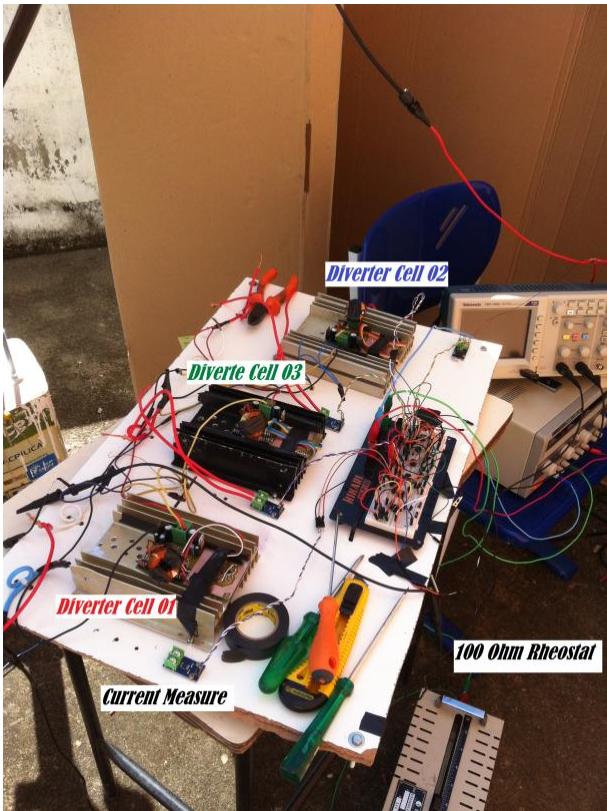


Fig. 17. Picture of the experiment with three diverter cells, configured as CCSCD.

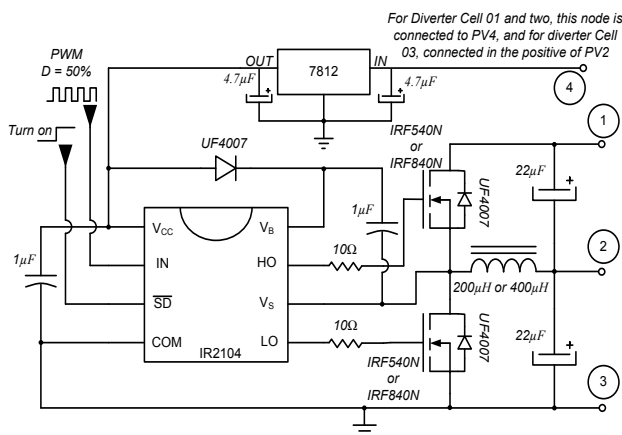


Fig. 18. Diverters Cells schematic.

The PWM switching frequency used in the experiment was around 42 kHz to 44 kHz (not precise due to microcontroller internal oscillator), depending on the diverter cell. The commands come from an individual PIC12F615 microcontroller for each diverter cell. It is important to point out that there is no communication or attempt to synchronize the switching between diverter cells, and their switching frequencies are not exactly the same.

In Figure 19 (a) and (b), the inductor currents of diverter 03 and 01 are shown, respectively. As can be observed, the inductor current in diverter 03 follows a waveform close to the illustrated in Figure 4 (e). This result was obtained with 1A of current mismatch between panels PV3 and PV4. The negative DC component of this current is due to the fact that PV4 is more insulated than PV3. Figure 19 (b) shows the current and voltage for diverter cell 02 inductor. In this test, two first panels PV1 and PV2 were oriented away from the sun direction, so they should deliver 4A of short circuit, while PV3 and PV4 were oriented towards the sun, so they should deliver 8.3A of short circuit current. It can be noticed that the inductor current DC component is compatible to the difference of short circuit current.

In Figure 20 (a), (b) and (c), voltage equalization results are presented, in the following order: (a) PV1 and PV2, (b) Pair PV1+PV2 and Pair PV3 and PV4, (c) a closer look of PV3 and PV4 voltage. As can be observed, after the diverter turn on, the voltage equalization between panels and pair of panels is achieved. However, due to inductance winding resistance, the voltage is not totally equalized, and after the transient, a small difference still remains. This difference is more critical in diverter 02 inductor due to the superior number of turns, and thinner winding wire. In Figure 20 (c), voltage equalization between PV3 and PV4 is shown in a smaller time scale so almost 4 V ripple can be observed.

In Figure 21 (a), (b), (c) and (d), the currents and voltages of all four panels during the diverter turn on are shown. In this experiment, the first panel is oriented to deliver less current than the rest of the string, as if shaded. In Figure 22 (a) and (b), currents and voltages, respectively, are plotted in the same time window for comparison purposes. Regarding the current, before the diverter turn on, all the panels deliver same current, which is limited to first shaded panel. After the

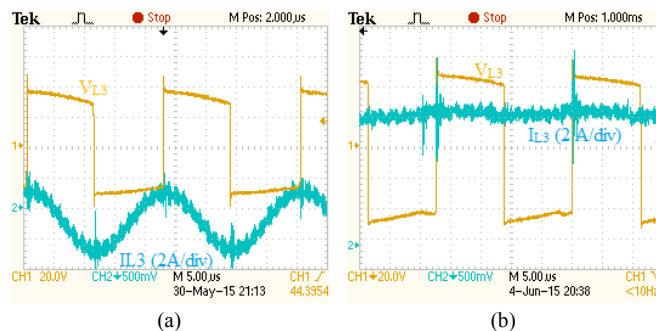


Fig. 19. Inductor current: a) Inductor current and voltage of the deviation cell 03; b) Inductor current and voltage of the deviation cell 02.

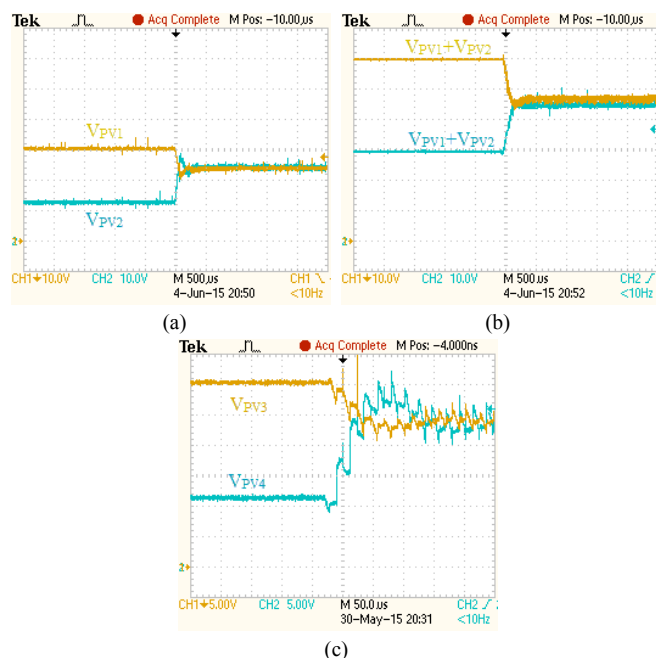


Fig. 20. Voltage equalization: a) V_{PV1} and V_{PV2} ; b) $V_{PV1}+V_{PV2}$ and $V_{PV3}+V_{PV4}$; c) V_{PV3} and V_{PV4} in a closer look.

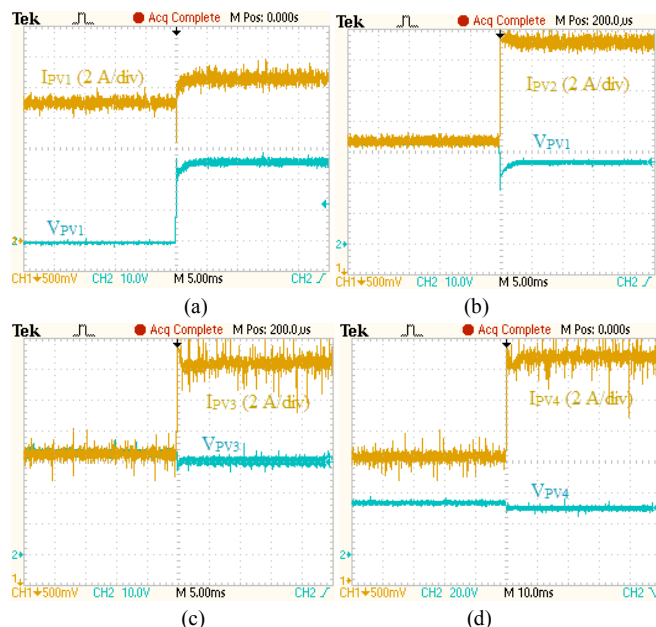


Fig. 21. Current and voltage during diverter turn on transient: a) PV1; b) PV2; c) PV3; d) PV4.

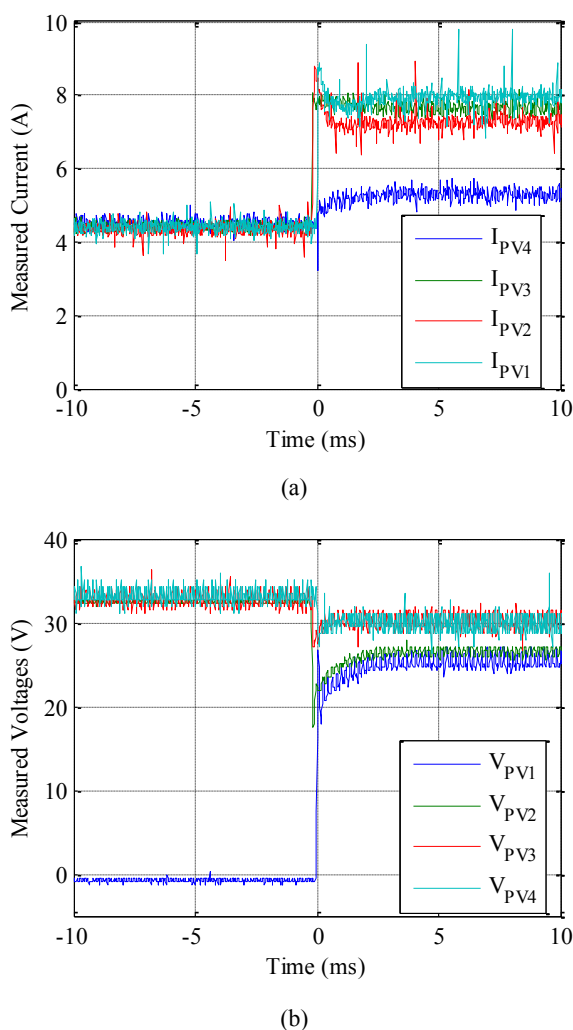


Fig. 22. Current and voltage of Figure 21 disposed in the same time window: (a) PV modules currents; (b) PV modules voltages.

diverter turn on, they begin to operate with different currents, and more power is generated. Regarding the voltage results, before the diverter operation, the PV1 voltage is below zero, because of its shaded condition, and after started, the diverter equalizes all modules voltages, despite the smaller difference between the first pair and the second one due winding resistance of diverter 02 inductor.

VII. CONCLUSION

Partial shading has shown to be a problem of great concern in solar photovoltaic applications. Among the solutions, the switching diverter circuit enables an array of partially shaded modules to deliver maximum power, by the voltage equalization principle. Through simulation studies, a problem was found concerning the size of the inductor, and the increase of inductors current with string order. Also, this topology needs synchronous gate-drivers to operate. Therefore, a new topology, named CCSCD, was proposed. This circuit does not present deviated current accumulation like the NDSCD, and it is built with independent diverter cells. This fact facilitates the circuit design, since each diverter cell may have its own local oscillator for switching

the circuit. Also, it allows an easy implementation of a local MPPT, by varying the voltage in each level, instead of equalizing. Simulation results show the advantages of switched deviation. However, the current accumulation problem is pointed out in the classical diverter, and eliminated in the proposed circuit. At last, a local MPPT was implemented in each diverter cell, by measuring its voltage and current outputs. This last result shown a small enhance of efficiency, using the local MPPT. Since the circuits are independent, they do not need synchronism, and each of them may have its voltage and current measuring, and the local MPPT can be implemented without communication between each cell. Thus, the CCSCD has potential to become a plug-and-play diverter for connection with various types of string inverters. Regarding the implementation for 3 or 6 panels strings, simulation and schematic examples were presented to clarify the modifications necessary for this type of circuits. Experimental results showing the proposed topology application confirmed many theoretical aspects studied in simulation. In these experiments, a string of four panels with adjustable orientation towards the sun was used to simulate, in practice, situations near to the partial shading. A CCSCD was built with three independent diverter cells, without any communication between them, and operating from 42 to 44 kHz. Operating with 50% fixed duty-cycle it allowed each panel to deliver its own current output by equalizing their voltages, with an expected low voltage ripple. Experimental results like: inductors currents and PV modules output current and voltage were presented to corroborate the theoretical development.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to acknowledge the financial support of FAPEMIG. We are very grateful for CEFET-MG for allowing the installation of the PV modules, and for the support of various other institutional members involved. Also, we grateful for the learning provided by the graduation program PPGE of UFMG.

REFERENCES

- [1] D. I. Brandão, F. P. Marafão, F. A. S. Gonçalves, Villalva, M. G., Gazoli, J. R., "Estratégia de Controle Multifuncional para Sistemas Fotovoltaicos de Geração de Energia Elétrica", *Eletrônica de Potência*, vol. 18, n° 4, pp. 1206-1214, sep./nov. 2013.
- [2] J. G. Matos, L. A. S. Ribeiro, F. S. Freitas e Silva, "Controle da Potência Gerada em Microrredes Autônomas e Isoladas com Fontes de Energia Renováveis e Sistema de Armazenamento com Banco de Baterias", *Eletrônica de Potência*, vol. 19, n° 2, pp.152-162, march/may 2014.
- [3] M. C. B. P. Rodrigues, J. G. Oliveira, A. A. Ferreira, P. G. Barbosa, H. A. C. Braga, "Conexão de Veículos Elétricos à Rede de Energia Elétrica Para Recarga de Baterias: Uma visão Geral", *Eletrônica de Potência*, vol. 19, n° 2, pp. 193-207, march/may 2014.
- [4] W. W. A. G. Silva, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme Jr, T. R. Oliveira, C. H. G. Santos, A. S. Bolzon, "Study of the Application of Bidirectional Dual Active Bridge

Converters in DC Nanogrid Energy Storage System” in *Proc. of COBEP*, vol. 14, pp. 609-614, 2014.

- [5] A. F. B. Oliveira, S. M. Silva, C. H. G. Santos, B. J. Cardoso Filho, “Aplicação do Controle Repetitivo A Inversor PWM Monofásico com Filtro LC de Saída Utilizado em Fonte Programável c.a.”, *Eletrônica de Potência*, vol. 18, nº 4, pp. 1161-1169, sep./nov. 2013.
- [6] T. Kerekes, “Analysis and Modeling of transformeless Photovoltaic Inverter Systems”. PhD Dissertation. Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, 2009.
- [7] L. Linares, R. W. Erickson, S. MacAlpine, and M. Brandemuehl. “Improved Energy Capture in Series String Photovoltaics via Smart Distributed Power Electronics”, in *Proc. Of APEC*, pp. 904-910, feb. 2009.
- [8] NuVision Energy Solutions, Inc., “Sunpower Vs. Other Solar Panels with shading issues”, disponível: www.youtube.com/watch?v=d_z9Ztrfoug.
- [9] K. Ding, X. Wang, Q. X. Zhai, J. W. Xu, J. W. Zhang, and H. H. Liu, “Improved Global Maximum Power Point Tracking Method Based on Voltage Interval for PV Array under Partially Shaded Conditions”, *Journal of Power Electronics*, vol. 14, nº 4, pp. 722-732, July 2014.
- [10] P. A. Sobreira Jr, F. L. Tofoli, H. A. C. Braga, P. G. Barbosa, A. A. Ferreira, “Analysis of MPPT Techniques to The DCM Multiphase Boost Converter for The Mitigation of Partial Shading in PV Arrays”, *Eletrônica de Potência*, vol. 18, n.4, pp. 1138-1148, sep/nov 2013.
- [11] R. Kadri, J. P. Gaubert, and G. Champenois. “Nondissipative String Current Divterter for Solving the Cascaded DC–DC Converter Connection Problem in Photovoltaic Power Generation System”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº 3, pp. 1249-1258, march 2012.
- [12] R. Kadri, J. P. Gaubert, G. Champenois. “New Converter Topology to Improve Performance of Photovoltaic Power Generation System Under Shading Conditions”, in *Proc. of Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 1-7, may 2011.
- [13] R. K. Hester, C. Thornton, S. Dhople, Z. Zhao, N. Sridhar, and D. Freeman, “High Efficiency Wide Load Range Buck/Boost/Bridge Photovoltaic Microconverter”, in *Proc. of APEC*, pp. 309-313, 2011.
- [14] W. Zhou and T. Phillips, “Industry’s First 4-Switch Buck-Boost Controller Achieves Highest Efficiency Using a Single Inductor” – *Design Note 369*, Linear Technology.
- [15] X. Ren, Z. Tang, X. Ruan, J. Wei, and G. Hua, “Four Switch Buck-Boost Converter for Telecom DC-DC Power Supply Applications”, in *Proc. of APEC*, pp. 1527 - 1530, 2011.
- [16] M. Orellana, S. Petibon, B. Estibals, C. Alonso, “Four Switch Buck-Boost Converter for Photovoltaic DC-DC

Power Applications”, in *Proc. IECON*, pp. 469-474, 2010.

- [17] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: converters, applications, and design*, John Wiley & Sons, 2ª Ed., NY, 1995.

BIOGRAPHIES

Cláudio Henrique Gomes Santos was born in October 05, 1982 in Divinópolis, MG – Brazil. Has received his M.Sc and B.Sc. degrees in Electrical Engineering from CEFET-MG in Belo Horizonte, Brazil in 2008 and 2011, respectively.

Nowadays, he is a teacher member of de Mechatronics Engineer Department of CEFET-MG, located in St. Álvares Azevedo 400, in Divinópolis, Brazil. He also had same position in the Federal University of Outo Preto, MG – Brazil. His currently research interest is power-quality-related issues, solar PV technology, switching power supplies and repetitive control. His previous interest was in EMC, antennas and FACTs applications.

Pedro Francisco Donoso-Garcia, has graduated in electrical engineering option in electronics by the Universidade Federal do Rio Grande do Sul – UFRGS in 1981, he received his MSc from the Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG and his PhD in Electrical Engineering from the Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC in 1986 and 1991 respectively. Currently he is an Associate Professor at the Electronic Engineering Dept.–DELT–UFMG. His research interest include: high efficiency power supply, electronic ballasts and different microgrid aspects, including power electronics and distributed energy-storage systems.

Seleme Isaac Seleme Jr. was born in Novemeber 03 1955 in Palmas, PR – Brazil. Has graduated in Electrical Engineering from EPUSP at São Paulo in 1977, obtained his M.Sc from UFSC at Florianópolis, in 1985 and his PhD from INPG at Grenoble, France, in 1994. He has made his Post Doctorate at UC Berleley, USA, in 2002. Presently he is an Associate Professor, member of the Electronic Department at the Engineering School, UFMG. His main research interests are power electronics, applied control for static converters, electrical drive systems and electromechanical systems.

André Palhares de Magalhães, was born in August 23, 1988 in Patos de Minas, MG – Brazil. Nowadays, he is a undergraduate Mechatronics Engineering student of CEFET-MG, located in St. Álvares Azevedo 400, in Divinópolis, Brazil. Currently his research interest is on solar PV technology, switching power supplies, solar tracking systems and grid-tied and isolated PV systems.

STUDY OF THE APPLICATION OF BIDIRECTIONAL DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTERS IN DC NANOGRID ENERGY STORAGE SYSTEMS

W. W. A. G. Silva¹, P. F. Donoso-Garcia², S. I. Seleme Jr.², T. R. Oliveira¹,
C. H. G. Santos³ and A. S. Bolzon¹

¹Graduate Program in Electrical Engineering - Federal University of Minas Gerais

Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brazil

²Department of Electronic Engineering of Federal University of Minas Gerais

Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brazil

³Department of Electric Engineering of Federal University of Ouro Preto

St. 37, 115, 35400-000, João Monlevade, MG, Brazil

¹wodwaner@gmail.com, ²pedro@cpdee.ufmg.br, ²seleme@cpdee.ufmg.br, ¹thiago.oliveira@ifmg.edu.br,

Abstract – This paper discusses the application of a dual active bridge converter (DAB) as a bidirectional interface between the energy storage system and the main dc bus in a dc nanogrid. A novel control technique based on control loops competition is proposed to perform the energy management between both systems, which allows the dual active bridge to concomitantly regulate the main dc bus and control the battery bank charging process with a four states method.

Keywords – Bidirectional dc-dc converter, Dual Active Bridge converter (DAB), nanogrids, microgrids, energy storage system.

I. INTRODUCTION

Recently, due to the increasing demand on electricity consumption to meet the society needs and to address power generation deficiencies, the electric utilities are becoming more concerned in improving the supply and demand relationship through the development of the national electric grids. The great majority of the world energy demand is supplied by fossil fuels, a situation which prevents the future expansion of this energy production model due to environmental concerns about greenhouse gasses (GHG) emissions and global warming. In this juncture, the participation of renewable energy resources in the electric grid has been growing quickly in the last years. The increase of the penetration of renewable resources, known for fast dynamics and intermittent behavior, in the grid imposes new challenges for the electric utilities in terms of the need for modernization of the power generation, transmission and distribution processes, improvement of the electrical grid energy efficiency and development of new mechanisms for grid control and management that are tuned with the new requirements of this new energy system paradigm. This new concept for the electric grid is being referred as the Smart Grid [1].

The power flow in traditional power systems occurs from bulky concentrated generators to the consumers, which are connected by long transmission lines. In a Smart Grid, however, a paradigm shift is expected, in which distributed generators, based on renewable resources, will be brought closer to the consumers yielding a bidirectional power flow and which will demand also a bidirectional flow of information between the utility and the customers in order to even and control the instantaneous overall energy production and de-

mand. Besides the environmental advantages, the Smart Grid will provide benefits for all energy conversion chain [1,2], for instance :

- Reduction of GHG emissions related to electric power generation by fossil fuels;
- Improvement in the power quality along many power levels, increasing the system stability;
- Better operational efficiency for the electric utilities, through a more active participation of the customers in the electric system;
- Greater integration of distributed generation with the electric grid by means of information technology and smart communication;
- Possibility of bidirectional power flow.

The Smart Grid introduces new concepts for the electric system, such as the microgrids and nanogrids. The microgrids are cogeneration systems based on renewable energy sources, as solar photovoltaics (PV), wind power, micro-turbines and fuel cells, intended to supply small sets of customers, as residential complexes, hospitals, data centers, schools, etc, [3]. The microgrid can be represented as a small independent power system, which associates local loads and distributed generation with a power capacity of 10 to 100kW [4,5]. The nanogrids can be seen as a small part of a microgrid, with a similar composition, local generation based on renewable resources and energy storage, but with a power capacity up to 25kW, intended for residential or commercial buildings purposes [3]. Figures 1 depicts this new electric system concept with distributed generation, micro and nanogrids and their interaction in a local network.

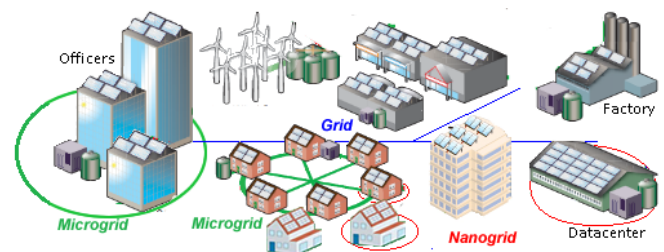


Fig. 1. Micro and nanogrid integrated with local power system.

One of the main features of the nanogrid is the ability to island itself from the electric grid during system disturbances and faults, which improve the power quality perceived by the local loads and ensure a proper autonomy for critical loads.

In order to perform this islanding process and allow a soft reconnection to the electric grid, the nanogrid must be connected to the main grid through a bidirectional converter [3]. This converter must also perform the control of the power flux and synchronize to the electric grid frequency and phase, which leads to a more complex converter architecture. An alternative to minimize the nanogrid complexity is to utilize dc-powered systems. Dc distribution systems have the advantage of enhancing the system overall efficiency, since power losses on cables are lower than in equivalent ac systems, most residential and commercial buildings loads are intrinsic dc loads, which permits the elimination of energy conversion stages and there is a better integration with renewable resources and energy storage devices [6].

A well accepted structure for a dc nanogrid is based on two main voltage levels inside the distribution system: a higher voltage dc bus of 380V and a low voltage dc bus of 48V [6]. The 380V voltage level was chosen to cope with the output voltage of typical power factor correctors (PFC) associated with electronic devices of 70W or higher. Therefore the adaption of currently electronic devices to this new dc-based voltage standard would not demand significant alterations on the devices internal design. The low voltage level of 48V meets telecommunication standards and is suitable to supply low power devices and provides a safe voltage level to be handle by the consumers [6].

In order for a nanogrid to provide uninterrupted supply of local loads, even in the event of electric grid outages and intermittent behavior of distributed generation, it is mandatory that it possess an energy storage system, normally based on batteries [7]. The interface of the main dc bus of the nanogrid and the storage system devices is performed by a dc-dc bidirectional converter which assures voltage regulation of the main dc bus whenever needed. For this work, a dual active bridge (DAB) was considered to implement the bidirectional interface between the dc bus and the storage system low voltage bus. The main features of the DAB topology are: bidirectional power flux, galvanic isolation and capacity to step-up or step-down the voltage levels of its inputs [8]. Figure 2 presents the power stage topology of the DAB converter, which consists of two H-bridges interconnected by a high frequency transformer. The leakage inductance of the transformer, represented by L , is responsible for instantaneous energy storage [9].

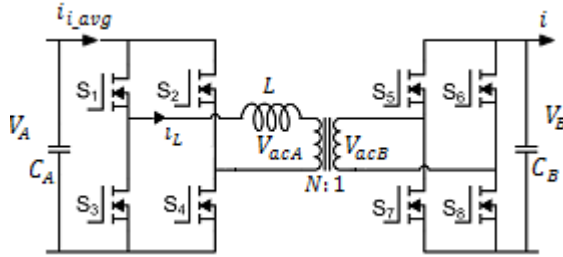


Fig. 2. DAB converter topology.

In the technical literature, several works about the operation and control of the dual active bridge converter can be found [7-17]. In [7] the DAB is immersed in a microgrid system being employed as the interface with the battery bank and its control is based on the phase-shift modulation. In [8], a nonlinear control technique for the power flux is imple-

mented intending to regulate the converter output voltage. In [11], the modulation method is modified to control the voltage across one of the H-bridges in order for the converter to operate in a greater voltage level. In [12], a control strategy for the DAB operating as the interface converter for a battery bank is discussed, in which the bank state of charge, output current and the microgrid operation mode are taken in consideration for the controlling actions. References [13-17] address methods that improve the DAB efficiency through modulation techniques and/or non-dissipative ZVS.

This paper proposes a novel control technique for the DAB converter applied in nanogrid systems which controls the power flux between the dc bus and the battery bank, assuring a regulated dc bus voltage on the nanogrid side and respecting the charging algorithm of the battery bank. The theoretical studies will be carried out on a dc nanogrid with a 380V dc bus and a battery bank low voltage bus of 48V, as proposed in [6]. A small scale prototype was built to validate the control technique performance. This prototype operates with a 24V dc bus, on the nanogrid side, and a 12V low voltage bus on the battery side.

II. DAB CONVERTER OPERATION ANALYSIS

Each H-bridge of the DAB converter generates a 50% duty cycle square wave [10]. The control of the power flux and the amount of energy transferred by the converter is realized through the definition of the phase angle between these two square waves. This control technique is referred as phase-shift control [7]. Figure 3 shows the waveforms of the transformer primary and secondary voltages, V_{acA} and V_{acB} respectively, where T represents a complete switching period and $T_{1/2}$, a half switching cycle. Notice that V_{acA} leads V_{acB} of $d * T_{1/2}$ seconds, where $d = \phi/180^\circ$ and $\phi \in [-180^\circ, 180^\circ]$ is the angular phase shift between the primary and secondary voltages. The power transfer occurs in the time interval $d * T_{1/2}$. Figure 4 shows the L inductor current waveform. Note that the time interval $d * T_{1/2}$ is divided in time periods t_1 and t_2 .

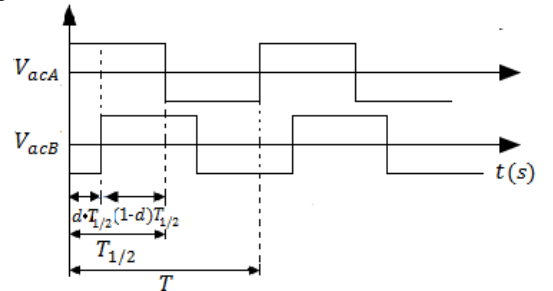


Fig. 3. DAB transformer voltage waveforms.

Assuming V_A as the nanogrid main dc bus voltage, V_B as the dc voltage across the battery bank, $V'_B = V_B N$ as the secondary side voltage reflected to transformer primary and $d * T_{1/2} = t_1 + t_2$, the following equations can be defined:

$$V_A + V'_B = L \frac{di_L}{dt} \quad 0 \leq t < d * T_{1/2} \quad (1)$$

$$V_A - V'_B = L \frac{di_L}{dt} \quad d * T_{1/2} \leq t < T_{1/2} \quad (2)$$

Solving (1) and (2), it obtains:

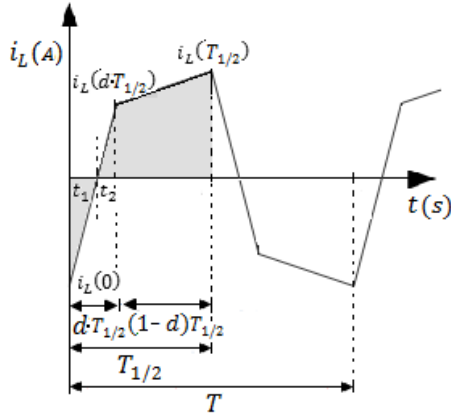


Fig. 4. Inductor current waveform (i_L).

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{dT_{1/2}} V_A + V'_B dt \rightarrow \frac{V_A + V'_B}{L} dT_{1/2} \quad (3)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{dT_{1/2}}^{T_{1/2}} V_A - V'_B dt \rightarrow \frac{(V_A - V'_B)(1-d)}{L} T_{1/2} \quad (4)$$

Considering $i_L(0) = -i_L(T_{1/2})$ and

$$i_L(t) = i_L(d * T_{1/2}) + i_L(T_{1/2}) \quad \text{for } 0 \leq t < d * T_{1/2},$$

$$i_L(t) = i_L(T_{1/2}) - i_L(d * T_{1/2}) \quad \text{for } d * T_{1/2} \leq t < T_{1/2}.$$

Combining it with (3) and (4) and solving the resulted system, the following relations are achieved:

$$i_L(T_{1/2}) = \frac{(2V'_B d + V_A - V'_B)T_{1/2}}{2L} \quad (5)$$

$$i_L(d * T_{1/2}) = \frac{(2V_A d - V_A + V'_B)T_{1/2}}{2L} \quad (6)$$

It can be observed in Figure 4 that the triangles formed by $i_L(0)t_1$ and $i_L(d * T_{1/2})t_2$ have angles opposed by their vertices, which leads to $i_L(T_{1/2})/t_1 = i_L(d * T_{1/2})/t_2$, substituting it in (5) and (6), it obtains:

$$t_1 = T_{1/2}(2V'_B d + V_A - V'_B)/(2V'_B + 2V_A) \quad (7)$$

$$t_2 = T_{1/2}(2V_A d - V_A + V'_B)/(2V'_B + 2V_A) \quad (8)$$

The DAB average input current $i_{i,avg}$ is defined by the areas under the i_L curve in time interval $T_{1/2}$, which are shown in Figure 4 as the hatched areas. The average input current is defined in (9):

$$i_{i,avg} = \frac{1}{T_{1/2}} \left(\frac{i_L(0)t_1}{2} + \frac{i_L(d * T_{1/2})t_2}{2} + \frac{[i_L(T_{1/2}) + i_L(d * T_{1/2})](1-d)T_{1/2}}{2} \right) \quad (9)$$

Substituting (5), (6), (7) and (8) in (9), it obtains:

$$i_{i,avg} = \frac{V'_B d * T_{1/2}(1-d)}{L} \quad (10)$$

Assuming $P = i_{i,avg} V_A$ and $T = 2T_{1/2} = 1/f_s$ and substituting it into (10), the converter transferred power is defined as in (11):

$$P = \frac{V_A V_B N d(1-d)}{2L f_s} \quad (11)$$

Where f_s is the converter switching frequency. Using (10) the DAB converter can be modeled as a current source. The equivalent circuit model of the DAB used in this work is

presented in Figure 5. The battery is modeled as a series RC branch, where R stands for the battery internal resistance and C, for a capacitance representing the battery charge capacity. C is defined as: $C = \frac{\text{Battery nominal capacity } C(Ah)}{\text{Battery nominal voltage}} \times 3600$.

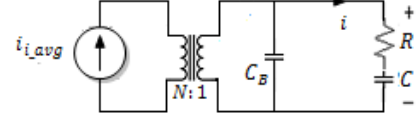


Fig. 5. Current source model for the DAB converter.

Through the converter model, the battery charging current can be defined, in Laplace domain, for the equation described in (12). The small-signal model for the DAB converter can be obtained through (12), considering for this matter $d = D + \hat{d}$ and $V_B = VB + \hat{V}_B$, where D and VB are steady state operation points and $\hat{d}$ and $\hat{V}_B$ are small-signal perturbations in the phase-shift and battery side output voltage. The output current small-signal value is defined in (13), out of which the system transfer functions are obtained and presented in (14), (15) and (16):

$$i(s) = N^2 \frac{V_B d(1-d)}{2L f_s} \frac{sC}{s^2 R C C_B + s(C + C_B)} \quad (12)$$

$$\hat{i}(s) = \frac{\partial i}{\partial d} \hat{d} + \frac{\partial i}{\partial V_B} \hat{V}_B \rightarrow G_{id}(s) \hat{d} + G_{iV_B}(s) \hat{V}_B \quad (13)$$

$$G_{id}(s) = N^2 \frac{VB(1-2D)}{2L f_s} \frac{sC}{s^2 R C C_B + s(C + C_B)} \quad (14)$$

$$G_{iV_B}(s) = N^2 \frac{D(1-D)}{2L f_s} \frac{sC}{s^2 R C C_B + s(C + C_B)} \quad (15)$$

$$G_{V_B i}(s) = 1/G_{iV_B}(s) \quad (16)$$

Whether the power flux in the DAB converter is inverted, the converter model in relation to the battery current $i(s)$ will be modified according to the model depicted in Figure 6. R_L represents the nanogrid main dc bus load, which can be estimated by $R_L = \frac{V_A^2}{P_N}$, where P_N is the power demanded by the nanogrid local load. The current source I_{bus} stands for all other power sources present in the nanogrid and can be estimated by $I_{bus} = \frac{V_A}{P_N}$. This way (17), (18), (19), (20) and (21) are obtained:

$$V_A(s) = \frac{R_L}{R_L s C_A + 1} (I_{bus} + \frac{i(s)}{N}) \quad (17)$$

$$\hat{V}_A(s) = \frac{\partial V_A}{\partial I_{bus}} \hat{I}_{bus} + \frac{\partial V_A}{\partial i} \hat{i} + \frac{\partial V_A}{\partial R_L} \hat{R}_L \quad (18)$$

$$\frac{\partial V_A}{\partial i} \hat{V}_A = G_{V_A i}(s) \hat{V}_A \quad (19)$$

$$G_{V_A i}(s) = \frac{R_L}{N(R_L s C_A + 1)} \quad (20)$$

$$G_{iV_A}(s) = 1/G_{V_A i}(s) \quad (21)$$

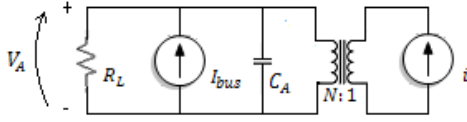


Fig. 6. DAB current source model for a power flux from the battery bank to the nanogrid dc bus.

Based on (14), (15), (16), (20) and (21), a block diagram representing the DAB converter small-signal model can be constructed. This block diagram is depicted in Figure 7.

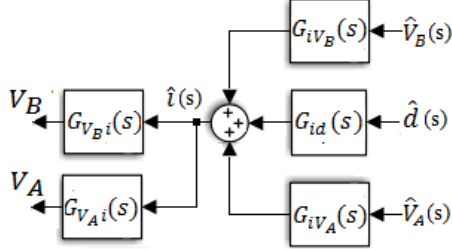


Fig. 7. DAB converter small-signal model.

III. BATTERY CHARGING PROCESS

The battery charging method considered for this work is described by the flowchart shown in Figure 8 and is named the four states algorithm. This method defines four stages for charging the battery and utilizes constant current to charge the battery cells and constant voltage to recover the battery complete capacity [18,19]. When the battery is supplying power to the system its terminal voltage decreases until it reaches the cutoff voltage (V_{off}), which represents the minimum battery terminal voltage recommended by the manufacturer. Whether the battery terminal voltage falls below the cutoff limit it will experience irreversible sulfation and its life cycle will be diminished. V_{equ} stands for the equalization voltage used to equalize the stored charge in each element of a battery bank, this voltage level is achieved at the end of a fast charging process and intermediates the transition to the fluctuation state. When in fluctuation, the batteries are completely charged and the voltage level applied in this case is

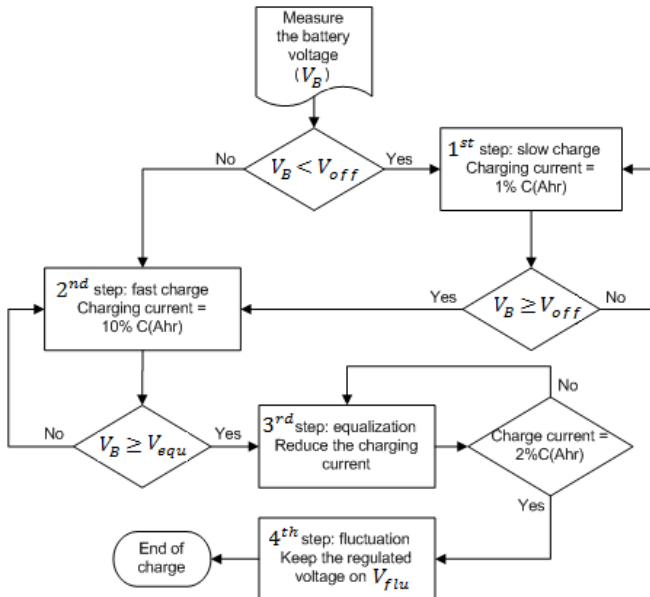


Fig. 8. Flowchart for the four state charging algorithm.

used to compensate the natural self-discharge process of the battery bank, and maintain a regulated voltage of V_{flu} across the bank. This stage is critical, since a overvoltage applied during the fluctuation state will provoke a reduction on the battery life cycle and may even unutilized it [18,19].

IV. CONVERTER CONTROL

The control strategy monitors the nanogrid dc bus voltage and when it becomes greater than 380V, the DAB converter will drain a maximum allowable current from the dc bus in order to charge the battery. However, when the bus voltage drops below 380V, the converter will gradually reduce the current value, if the dc bus still does not recover, the current direction will be changed, inverting the power flux and using the battery bank as a power source for the nanogrid system. The DAB will cease to operate in two conditions: firstly, when the dc bus voltage drops below 380V and the battery bank is already fully discharged, *i.e.*, with a terminal voltage below 43V, and secondly when the dc bus voltage is greater than 380V and the battery bank is fully charged, *i.e.*, in fluctuation state with a terminal voltage of 55.2V. The block diagram for the proposed control is shown in Figure 9. The blocks denoted by letter A refer to the nanogrid dc bus side of the DAB converter, and the ones denoted by letter B refer to the battery bank side.

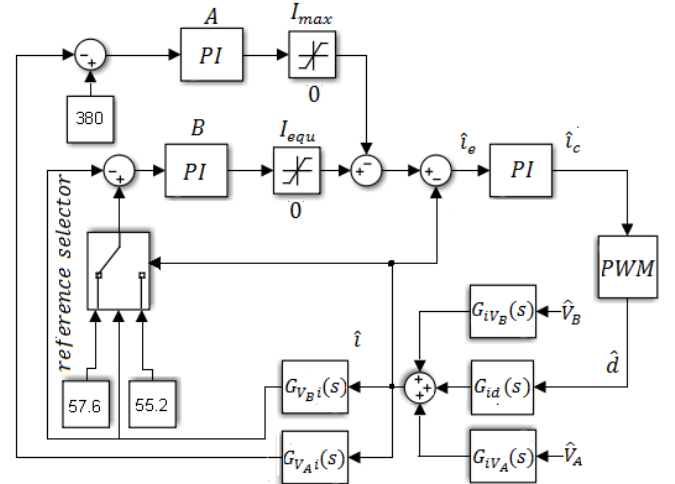


Fig. 9. Proposed control block diagram.

The control technique possesses two control loops, A and B, which control the nanogrid dc bus voltage and the battery bank terminal voltage, respectively. The output of the PI compensators define two current references for the system and the actual reference of the current loop is the difference between reference B and reference A. Notice that the current reference B saturation limit, named I_{equ} , is set to the maximum limit of the charging process which is 10% of the rated battery bank capacity. Current reference B, on the other hand, presents a saturation limit equal to I_{max} , which is defined as I_{equ} plus the maximum battery discharge current. Therefore, when the PI compensator of the loop A saturates, it will cancel the charging current imposed by the loop B and force the change of the current direction, *i.e.*, it will force the inversion of the power flux. In another words, loops A and B constantly competes to determine the power flux of the DAB converter and as a result the system energy balance is pre-

served. Notice also that the loop B has two voltage references. The first one is the equalization voltage (57.6V), which is set every time that the control system senses that the battery has been discharged, what is defined by the fact that the battery bank terminal voltage fell below 53V. The second reference is the fluctuation voltage (55.2V), which is set whenever the equalization voltage is actually reached by the battery bank.

This control structure presents advantageous features such as: soft transition between the charge and discharge processes, due to the control loops competition; automatic definition of the power flux and proper determination of the operation point only by local variables measurement and no overvoltage or overcurrent is imposed on the battery bank.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental results were carried out on a small scale prototype, in which the nanogrid dc bus was represented by a 24V voltage source and the battery bank low voltage bus is a 12V lead-acid battery. Table I presents the DAB converter parameters, the compensators gain and the voltage and current values considered for the charging algorithm, derived from battery manufacturer's datasheet. Figure 10 presents the waveforms of the DAB converter, where channel 1 (blue) is the transformer primary voltage (V_{acA}), channel 2 (red) is the transformer secondary voltage (V_{acB}) and channel 3 (magenta) is the inductor current.

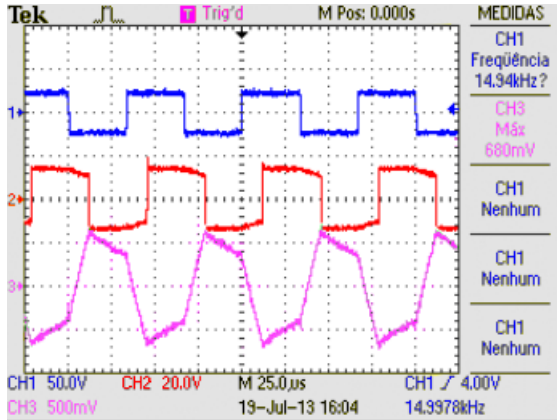


Fig. 10. DAB converter voltage and current waveforms.

Figure 11 shows the voltage and current levels on the battery during a full charge process, the values were measured with a 1 second sampling time. It can be observed three steps in the charge algorithm: *fast charge*, during the time interval between 0h and 4h, *equalization*, during the time interval between 4h and 5h30, and *fluctuation*, which occurred between 5h30 and 6h30. The maximum charging current was set to 0.9A. Through Figure 11, it can be seen that when the battery voltage reaches the equalization level (V_{equ}), the charging current decreases until it reaches 0.18A. From this point forth the voltage reference switches to the fluctuation level, in which the current delivered to the battery is small and just enough to compensate the losses produced by the battery self-discharge process.

Figure 12 illustrates the experimental results for a load perturbation on the dc bus. It can be observed that when the

dc bus voltage sags, the battery charging current is gradually reduced, becoming negative, which means that the converter power flow has been inverted, and it provides enough power to regulate the dc bus to its nominal voltage. A similar process is noticed when the dc bus voltage becomes larger than 24V. It can be observed in Figure 12.c the smooth transition between charging and discharging the battery.

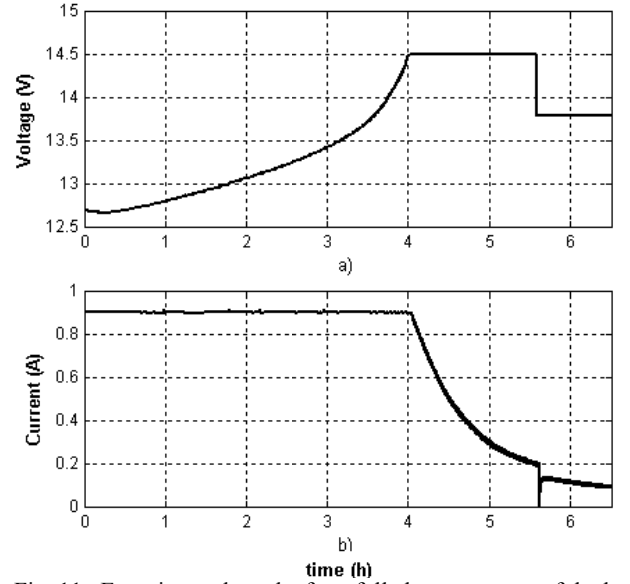


Fig. 11. Experimental results for a full charge process of the battery bank. a) Battery side output voltage. b) Charging current.

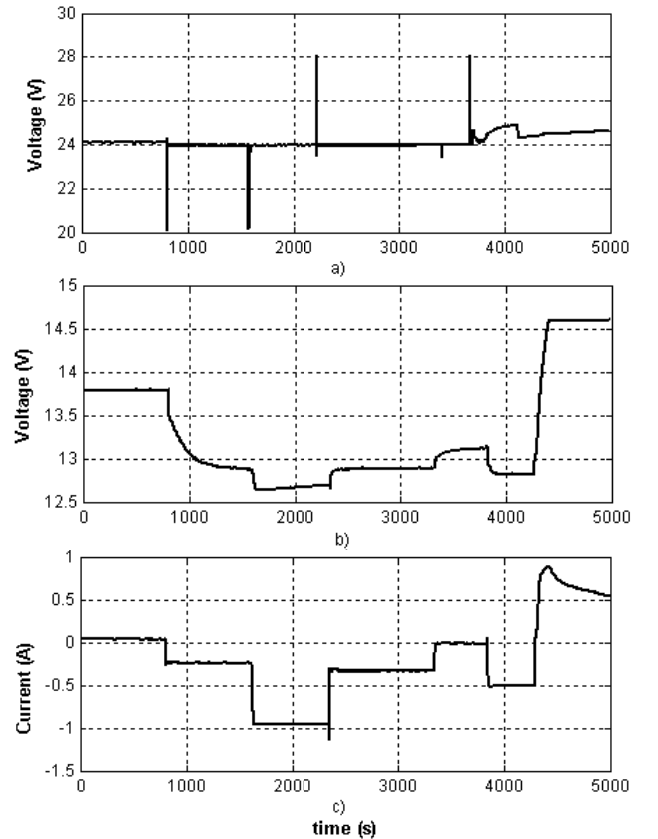


Fig. 12. Experimental results for a load perturbation in the dc bus. a) Dc bus voltage. b) Battery terminal voltage. c) Battery charging current.

TABLE I
Experimental converter parameters.

Nominal Power	15W
Transformer	N1:N2 = 2:1 L = 325μH
Battery bank	9Ahr/12V
Voltage levels (V_{off} , V_{equ} , V_{flu})	10.5V, 14.5V, 13.8V
Capacitor	$C_A=2200\ \mu\text{F}$, $C_B=4700\ \mu\text{F}$
Switching frequency	15kHz
Compensator gains.	
Compensator A	Kp=0.2 Ki=120
Compensator B	Kp=30 Ki=80
Current loop compensator	Kp=0.01 Ki=2

VI. CONCLUSION

In this paper the employment of a DAB converter as a interface between a nanogrid main dc bus and a battery bank is evaluated. A control strategy was proposed, in which the converter assures proper charging procedure for the battery bank, according to a 4-step algorithm, and regulated dc bus on the nanogrid side. Both goals are achieved by the difference between the battery side and nanogrid side control loops. Through experimental results conducted on a small scale system the behavior of the control scheme was validated. The correct following of the charging steps were observed and concomitant to it the dc bus of the nanogrid was kept around its nominal voltage. During the whole converter operation the power flow inversion occurred in smooth transitions, showing that the control technique does not produce oscillatory behavior and unpredictable situations.

ACKNOWLEDGEMENT

This work has been supported by the Brazilian agency CAPES and FAPEMIG.

REFERENCES

- [1] Falcão, Djalma M. "Integração de Tecnologias para Viabilização da Smart Grid". *III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, pp. 1-5, 2010.
- [2] S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, P. Crossley, *Microgrids and Active Distribution Networks*, IET, 1st Edition, London, United Kingdom, 2009.
- [3] Cvetkovic, I. "Modeling, Analysis and Design of Renewable Energy Nanogrid", *Dissertation of Master of Sciences*, Virginia Tech, EUA, 2010.
- [4] R. H. Lasseter, P. Paigi, "Microgrid: A Conceptual Solution", in *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 6, pp. 4285-4290, 2004.
- [5] R. Lasseter, "Microgrid and Distributed Generation", *Journal of Energy Engineering, American Society of Civil Engineers*, Sep 2007.
- [6] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, F. Lee, "Future electronic power distribution systems – a contemplative view", in *12th International conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp 1369-1380, May 2010.
- [7] B. Zhao, Q. Yu, W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid", *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4667-4680, November 2012.
- [8] D. D. M. Cardozo, J. C. Balda, D. Trowler, H. A. Mantooth, "Novel Nonlinear Control of Dual Active Bridge", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 321-327, 2010.
- [9] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, "Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, November/December 1992.
- [10] A. R. Alonso, D. G. Lamar, A. Vazquez, J. Sebastian, M. M. Hernando, "An overall study of a Dual Active Bridge for Bidirectional DC/DC conversion", in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010.
- [11] H. Zhou, A. M. Khambadkone, "Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application", *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1434-1442, July/August 2009.
- [12] M. A. Sofla, Lingfeng Wang, "Control of DC-DC Bidirectional Converters for Interfacing Batteries in Microgrids", in *Power Systems Conference and Exposition (PSCE)*, pp. 1-6, 2011.
- [13] M. Kim, M. Rosekit, S. Sul, R. W. A. A. De Doncher, "A Dual-Phase-Shift Control Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter in Wide Voltage Range", in *8th International Conference on Power Electronics – ECCE*, pp. 364-371, May 30-June 3 2011.
- [14] G. G. Oggier, R. Leidhold, G. O. García, A. R. Oliva, J. C. Balda, F. Barlow, "Extending the ZVS Operating Range of Dual Active Bridge High-Power DC-DC Converters", in *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-7, 2006.
- [15] G. G. Oggier, G. O. García, A. R. Oliva, "Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC-DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range", *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, April 2011.
- [16] G. G. Oggier, G. O. García, A. R. Oliva, "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses", *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1026-1838, July 2009.
- [17] D. Costinett, R. Zane, D. Maksimovic, "Automatic Voltage and Dead Time Control for Efficiency Optimization in a Dual Active Bridge Converter", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1104-1111, 2012.
- [18] A. Trento, A. T. Feldens, "Carregador de Baterias Tipo Chumbo Ácido com PIC16F876A", in *Toroid do Brasil, AN 08002*, vol. 1.0, S. José dos Pinhais PR Brazil, Jan/2008.
- [19] Texas Instruments, "U-510 Using the bq2031 to Charge Lead-Acid Batteries", Texas Instruments Incorporated, pp. 15, 1999.
- [20] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies", *Dissertation of Doctor of Sciences*, ETH ZURICH, 2010.