

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO – USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Raphael Francisco Moreto

**Hierarquia de controle para o gerenciamento de
nanorrede CC baseada em uma solução
multi-entradas que emprega painéis fotovoltaicos
e armazenadores de energia**

Raphael Francisco Moreto

**Hierarquia de controle para o gerenciamento de
nanorrede CC baseada em uma solução
multi-entradas que emprega painéis fotovoltaicos
e armazenadores de energia**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros de Machado

São Carlos

2022

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

M844h Moreto, Raphael Francisco
Hierarquia de controle para o gerenciamento de nanorrede CC baseada em uma solução multi-entradas que emprega painéis fotovoltaicos e armazenadores de energia / Raphael Francisco Moreto; orientador Ricardo Quadros de Machado. São Carlos, 2022.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2022.

1. Eletrônica de potência. 2. Controle Droop. 3. Nanorrede CC. 4. Pannel Fotovoltaico. 5. Armazenador.
I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **RAPHAEL FRANCISCO MORETO**.

Título da dissertação: "Hierarquia de controle para o gerenciamento de nanorrede CC baseada em uma solução multi-entradas que emprega painéis fotovoltaicos e armazenadores de energia".

Data da defesa: 27/01/2022.

Comissão Julgadora

Resultado

Prof. Associado **Ricardo Quadros Machado**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos – EESC/USP)

Aprovado

Prof. Dr. **Edson Hirokazu Watanabe**
(Universidade Federal do Rio de Janeiro/UFRJ)

Aprovado

Prof. Dr. **José Antenor Pomilio**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **João Bosco Augusto London Junior**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

*Em memória de
Sebastião Deina.*

Agradecimentos

Muitas vezes palavras não são o suficientes para descrever exatamente o que sentimos, mas gostaria de expressar brevemente a minha gratidão a todos que estiveram presentes durante esse período.

A Deus, pelas oportunidades, aprendizados, vida e saúde. A toda minha família, em especial a minha mãe Tereza Deina, e a minha tia e madrinha Helena Deina, pelo apoio e compreensão.

Ao Prof. Dr. Ricardo Q. Machado e ao Prof. Dr. Cassius R. de Aguiar, pela confiança depositada ao disponibilizar o laboratório LAFAPE, tempo e recursos para a execução da presente pesquisa.

Aos irmãos e amigos que conheci em São Carlos, os quais compartilharam momentos de alegria e de dificuldade: Wellington Pio, Wilson Fonseca, Wagner Leal e Marcelo Godinho de convivência e companheirismo diários, ao Rafael, Elian, Daniel, Diego, Thales, Guilherme, Marina, Bruno, Kleber e Plínio, muito importantes durante esta trajetória. E também aos amigos de UTF, que mesmo após a formação mantiveram-se próximos.

Igualmente, a Escola de Engenharia de São Carlos - EESC USP e Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, pelo espaço e oportunidade, e a Fundação Parque Tecnológico da Itaipu - FPTI pelo suporte e recursos disponibilizados pela concessão de bolsa sob número: 902343/2019.

"Talento, Fibra e Coragem não se compra nem se empresta"
Apaysanado - César Oliveira e Rogério Melo, Anomar Danubio Vieira.

Resumo

MORETO, R. F. **Hierarquia de controle para o gerenciamento de nanorrede CC baseada em uma solução multi-entradas que emprega painéis fotovoltaicos e armazenadores de energia.** 144 p. Dissertação de mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2022.

As micro e nanorredes aparecem como uma das soluções para o processamento de energia e expansão do sistema elétrico atual. Nesse contexto, a proposta do presente trabalho é a implementação e o gerenciamento de conversores de potência para o processamento de energia em corrente contínua em uma nanorrede *off grid*, empregando fontes alternativas e armazenadores de energia. A busca por trabalhos semelhantes na literatura demonstra que o método amplamente empregado é o controle hierárquico com chaveamento de estruturas de controle. Solução que pode trazer instabilidade para a nanorrede durante ou após o chaveamento, aumento no tamanho da estrutura de controle e perda da capacidade de busca de potência no painel fotovoltaico. Todavia, o presente texto propõem um gerenciamento *droop* tensão-corrente, que modera a geração ou consumo de energia com malha única, sem o chaveamento de controladores ou circuitos. Para os conversores é realizada uma investigação de circuitos presentes na literatura, e são apresentados os métodos de seleção, dimensionamento e projeto de cada categoria de circuito utilizado. Os resultados de simulação e bancada comprovaram que a coordenação realizada pela arquitetura de gerenciamento desenvolvida apresenta modularidade e capacidade de operar em diferentes cenários de geração e demanda, com o deslizamento de tensão no capacitor central comunicando as necessidades de ajuste nos níveis de corrente de cada circuito, através do conjunto de curvas com característica *droop*.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência. Controle *Droop*. Nanorrede CC. Painel Fotovoltaico. Armazenador.

Abstract

MORETO, R. F. **Modeling and Implementation of Power Converters for Hardware-in-the-Loop Simulation.** 144 p. Master Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2022.

Micro and nanogrids appear as one of the solutions for power processing and expansion of the prevailing electrical system. In this context, the purpose of this thesis is the implementation and management of power converters for power processing in direct current in an off grid nanogrid, using alternative sources and storage devices. Similar solutions in the literature demonstrates that the most common method is the use of multi-mode algorithms. However, this text proposes a voltage-current droop management, which moderates the generation and consumption of energy with a single loop, without switching controllers or circuits, which can bring instability to the nanogrid. For the converters, an investigation of circuits present in the literature is carried out, and the selection, dimensioning and design methods of each category are presented. The simulation and bench results prove that the coordination performed by the developed management architecture presents modularity and ability to operate in different generation and demand scenarios, with the voltage deviation in the central capacitor communicating through a set of droop curves, the adjustment requested on the current of each circuit.

Keywords: Power Electronics, Droop Control, DC Nanogrids, Photovoltaic panel, battery.

Lista de Figuras

Figura 2.1	Esquemático da nanorrede proposta.	32
Figura 2.2	Hierarquia de gerenciamento de microrredes.	33
Figura 2.3	Diagrama de construção para um controle <i>droop</i>	33
Figura 2.4	Exemplo de retas <i>droop</i>	34
Figura 2.5	Exemplo de controle com retas <i>droop</i>	34
Figura 2.6	Exemplo de curvas para o controle <i>droop</i>	36
Figura 2.7	Projeto de uma curva sigmóide.	36
Figura 2.8	Diagrama de implementação.	37
Figura 3.1	Esquemático da nanorrede proposta.	41
Figura 3.2	Diagrama do Painel Fotovoltaico (PV).	42
Figura 3.3	Diagrama de rastreamento do algoritmo.	43
Figura 3.4	Curva do controlador <i>droop</i> para o painel.	44
Figura 3.5	Diagrama de blocos do controle no conversor do painel.	45
Figura 3.6	Comparativo da resposta em frequência de G_{iPV}	46
Figura 3.7	Comparativo da resposta em frequência de G_{vPV}	47
Figura 3.8	Resposta em frequência para a malha fechada v_{PV}/v_{PVRef}	48
Figura 3.9	Diagrama da bateria.	48
Figura 3.10	Curva de controle Droop para a bateria.	49
Figura 3.11	Diagrama de projeto de carregamento.	50
Figura 3.12	Planta de controle equivalente no conversor do armazenador.	50
Figura 3.13	Resposta em frequência da malha i_{AR}/i_{ARef}	51
Figura 3.14	Diagrama da Carga.	51
Figura 3.15	Curva de controle <i>droop</i> para o conversor de carga.	52
Figura 3.16	Planta de controle equivalente no conversor de carga.	53
Figura 3.17	Resposta em frequência para a malha i_{cc2A}/i_{CCref}	54
Figura 3.18	Planta de controle completa.	55
Figura 4.1	Conversor <i>Buck</i> Clássico.	58

Figura 4.2	Representação genérica dos pequenos sinais.	59
Figura 4.3	Conversor <i>buck</i> com as perdas resistivas dos componentes.	60
Figura 4.4	Exemplo de validação do modelo em espaço de estados.	63
Figura 4.5	Modelo de uma célula fotovoltaica.	64
Figura 4.6	Curvas características do painel solar.	64
Figura 4.7	Conversor elevador <i>boost</i> quadrático.	65
Figura 4.8	Etapas de operação do conversor <i>boost</i> quadrático.	66
Figura 4.9	Comparativo de Ganho do <i>boost</i> Clássico com o <i>boost</i> quadrático.	67
Figura 4.10	Impacto das perdas de condução de cada componente no ganho de tensão para o ponto de operação selecionado.	69
Figura 4.11	Rendimento calculado do <i>boost</i> quadrático.	70
Figura 4.12	Transferência de potência calculada do <i>boost</i> quadrático.	71
Figura 4.13	Gráfico 3D de ganho e rendimento do <i>boost</i> quadrático.	71
Figura 4.14	Conversor bidirecional desenvolvido no LAFAPE.	73
Figura 4.15	Etapas de operação do conversor bidirecional LAFAPE para o Modo A.	74
Figura 4.16	Etapas de operação do conversor bidirecional LAFAPE para o Modo B.	75
Figura 4.17	Análise de desempenho para os dois modos do conversor bidirecional LAFAPE.	76
Figura 4.18	Análise da depreciação do ganho do bidirecional atuando como elevador de tensão no Modo B, em função das perdas dos componentes.	78
Figura 4.19	Análise da distribuição de energia entre os elementos do circuito para o conversor bidirecional LAFAPE operando no Modo B	79
Figura 4.20	Gráfico 3D de ganho e rendimento do bidirecional de alto ganho para a operação em <i>boost</i>	79
Figura 4.21	Gráfico 3D de ganho e rendimento do bidirecional de alto ganho para a operação em <i>buck</i>	80
Figura 4.22	Conversor abaixador <i>buck</i> na configuração <i>Interleaved</i>	82
Figura 4.23	Sub-circuitos do chaveamento do conversor <i>buck interleaved</i> que operam de forma alternada.	83
Figura 4.24	Sub-circuitos intermediários do chaveamento do conversor <i>buck interleaved</i>	84
Figura 4.25	Gráfico de ganho de tensão <i>buck interleaved</i>	86
Figura 4.26	Análise do rendimento calculada do <i>buck interleaved</i>	87
Figura 4.27	Gráfico 3D de ganho e rendimento do <i>buck interleaved</i>	87
Figura 5.1	Funcionamento do MPPT em condições ideais.	90
Figura 5.2	Funcionamento do MPPT sob condições climáticas constantes e variação de demanda.	91
Figura 5.3	Funcionamento do MPPT sob condições climáticas variáveis.	92
Figura 5.4	Curvas para a simulação da geração solar diária.	93
Figura 5.5	Consumo diário considerado para simulação no software Psim.	94

Figura 5.6	Esquemático da nanorrede proposta.	95
Figura 5.7	Estudo do gerenciamento no Cenário I.	97
Figura 5.8	Estudo do gerenciamento no Cenário II.	98
Figura 5.9	Estudo do gerenciamento no Cenário III.	100
Figura 5.10	Estudo do gerenciamento no Cenário IV.	102
Figura 5.11	Simulação com bateria adicional ligada à nanorrede.	103
Figura 6.1	Módulo IGBT.	106
Figura 6.2	Imagem do osciloscópio durante teste de funcionamento do conversor <i>boost</i> quadrático.	108
Figura 6.3	Desempenho do conversor <i>boost</i> quadrático.	109
Figura 6.4	Imagem do osciloscópio durante teste de funcionamento do conversor bidirecional LAFAPE com chaveamento no Modo A.	110
Figura 6.5	Imagem do osciloscópio durante teste de funcionamento do conversor bidirecional LAFAPE com chaveamento no Modo B.	110
Figura 6.6	Curvas de desempenho levantadas em bancada do conversor bidirecional.	111
Figura 6.7	Imagem do osciloscópio durante teste de funcionamento do conversor <i>buck interleaved</i>	112
Figura 6.8	Curvas de desempenho levantadas em bancada do conversor <i>buck interleaved</i>	112
Figura 6.9	Validação do algoritmo de busca de potência.	113
Figura 6.10	Planta de controle do painel adaptada especificamente para avaliação de seguimento de referência da variável p_{dmd}	114
Figura 6.11	Experimento do MPPT com <i>step</i> na referência de busca de potência.	115
Figura 6.12	Supervisório da fonte emuladora de painéis.	116
Figura 6.13	Experimentação do gerenciamento sob <i>steps</i> consecutivos de geração e demanda.	117
Figura 6.14	Teste comparativo do gerenciamento em diferentes níveis de estoque no armazenador.	119
Figura 6.15	Comparativo no Matlab do experimento em bancada do gerenciamento em diferentes níveis de estoque no armazenador.	120
Figura A.1	Construção da PCB que fornece tensão isolada.	132
Figura A.2	Construção do conversor <i>Boost</i> Quadrático.	132
Figura A.3	Construção do conversor Bidirecional LAFAPE.	133
Figura A.4	Construção do conversor <i>Buck Interleaved</i>	134
Figura A.5	Placa de tratamento de sinal e interface do DSP.	135
Figura A.6	Montagem final da nanorrede.	136
Figura A.7	Fonte Simuladora de bateria.	137
Figura A.8	Fonte simuladora de painel solar.	137

Figura A.9	Conjunto de resistores empregados como carga no elo central.	138
Figura A.10	Carga eletrônica utilizada no <i>link</i> de baixa tensão.	138
Figura B.1	Projeto do protótipo em software gráfico.	140
Figura B.2	PCB Bidirecional.	141
Figura B.3	Esquemático do conversor <i>Boost</i> Quadrático.	142
Figura B.4	Esquemático do conversor Bidirecional LAFAPE.	143
Figura B.5	Esquemático do conversor <i>Buck Interleaved</i>	144

Lista de Tabelas

Tabela 6.1	Elementos passivos e perdas resistivas do <i>boost</i> quadrático.	106
Tabela 6.2	Valores nominais do painel fotovoltaico.	106
Tabela 6.3	Elementos passivos e perdas resistivas do bidirecional LAFAPE.	106

Lista de Siglas

BT Baixa Tensão

BMS *Battery Management System*

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

EBT Extra Baixa Tensão

GD Geração Distribuída

LAFAPE Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia

LASSE Laboratório de Automação e Simulação de Sistemas Elétricos

LUT *Look Up Table*

MPPT *Maximum Power Point Tracking*

PCB *Printed Circuit Board*

PeO Perturbação e Observação

PI Controlador Proporcional Integrativo

ProCaC Programa Brasileiro de Sistemas de Células a Combustível

PROINFA Programa de Incentivo as Fontes Alternativas de Energia Elétrica

PTI Parque Tecnológico da Itaipu

PV Painel Fotovoltaico

PWM *Pulse Width Modulation*

SIN Sistema Interligado Nacional

SoC *State of Charge*

Lista de Símbolos

x notação para grandezas variantes no tempo

\mathbf{x} notação para vetores coluna

\mathbf{X} notação para matrizes

f_s frequência de chaveamento

$R_{\{\bullet\}}$ notação para resistência

$L_{\{\bullet\}}$ notação para indutância

$C_{\{\bullet\}}$ notação para capacitância

$S_{\{\bullet\}}$ notação para chave semicondutora

$D_{\{\bullet\}}$ notação para diodo

$v_{\{\bullet\}}$ notação para tensão

$i_{\{\bullet\}}$ notação para corrente

$\{\bullet\}^t$ indica a operação de transposição de vetores e matrizes

e_{380} erro de tensão do barramento de 380 volts

e_{24} erro de tensão do barramento de 24 volts

i_{CC24} corrente fornecida ao barramento de 24 volts

p_D potência disponível no painel

p_{PV} potência extraída do painel

p_{dmd} demanda de potência ao painel fotovoltaico

k ciclo de trabalho

Sumário

1	Introdução	27
1.1	Motivação	27
1.2	Objetivos	28
1.3	Contribuições do Trabalho	29
1.4	Organização do Texto	29
2	Métodos de Gerenciamento	31
2.1	Contextualização	31
2.2	Implementação do <i>droop</i> por sigmóide	35
2.3	Considerações Finais	37
3	Arquitetura da Nanorrede	39
3.1	Estrutura Proposta	40
3.2	Gerenciamento Painel	41
3.2.1	Método de Rastreamento de Potência	41
3.2.2	<i>Droop</i> Painel	43
3.3	<i>Droop</i> Bateria	46
3.4	<i>Droop</i> Elo CC de 24 V	51
3.5	Nanorrede Completa	53
3.6	Considerações Finais	54
4	Conversores CC-CC	57
4.1	Modelagem no Espaço de Estados	58
4.2	Dimensionamento	62
4.3	Interface Eletrônica Conectada ao Painel Fotovoltaico	63
4.4	Interface Eletrônica Conectada ao Armazenador	72
4.5	Interface Eletrônica Conectada às Cargas de Baixa Tensão	80
4.6	Considerações Finais	87

5	Resultados de Simulação	89
5.1	Método de Busca de Potência	89
5.2	Método de Simulação	92
5.3	Controle de Tensão	94
5.3.1	Cenário I	94
5.3.2	Cenário II	96
5.3.3	Cenário III	99
5.3.4	Cenário IV	99
5.3.5	Cenário V	101
5.4	Considerações Finais	103
6	Resultados Experimentais	105
6.1	Apresentação dos Componentes Usados nos Conversores	105
6.2	Conversores	107
6.3	Gerenciamento da Nanorrede	112
7	Considerações Finais	121
7.1	Publicações	122
7.2	Trabalhos Futuros	122
	Referências Bibliográficas	123
	Anexos	129
	ANEXO A Bancada	131
	ANEXO B Projeto dos Conversores	139

Introdução

1.1 Motivação

A sociedade contemporânea tem uma demanda crescente por energia em todos os setores e segundo projeções, o consumo mundial em 2040 será 48% maior do que o consumo medido em 2012 (ENERGY INFORMATION ADMINISTRATION, 2016). Contudo, o sistema elétrico atual tem limitações para sua expansão e manutenção, pois conta com grandes centros geradores afastados das unidades consumidoras, o que causa forte dependência da transmissão e perdas elétricas consideráveis durante o processo. Um exemplo disso foi visto em março de 2018, quando a falha de um disjuntor na subestação de Xingu (PA) afetou todo o Sistema Interligado Nacional (SIN) e acarretou em falta na transmissão de energia em toda a região nordeste do Brasil. Na ocasião, a perturbação causou um desligamento no SIN da ordem de 19760 MW, correspondendo a 25% da carga no momento (ONS, 2018). Mais recentemente, um curto circuito em um transformador interrompeu o fornecimento de 242 MW e deixou 90% do estado do Amapá sem energia (ONS, 2020).

Diante de fatos como esses, o governo sancionou diversas medidas para incentivar a busca por soluções com fontes renováveis próximas aos consumidores, e diminuir a dependência das grandes usinas através da Geração Distribuída (GD). Dentre esses esforços, é possível destacar o Programa Brasileiro de Sistemas de Células a Combustível (ProCaC), cujo foco é o desenvolvimento da produção de hidrogênio e dispositivos que utilizam a célula a combustível com fonte primária, e o Programa de Incentivo as Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA), com o objetivo de aumentar a participação das fontes alternativas renováveis, como pequenas centrais hidrelétricas, usinas eólicas e termelétricas a biomassa (AGUIAR, 2016) na matriz energética nacional.

Dentro deste contexto de geração distribuída, uma das alternativas é a microrrede, uma rede comunitária local que possui capacidade de produção e armazenamento de energia e pode operar conectadas ou desconectadas da rede de distribuição. No estudo dessas soluções são observadas diversas vertentes, que investigam a distribuição em Corrente Alternada (CA) e seus problemas de compartilhamento de potência, como por exemplo

em ZANDI et al. (2018) ou soluções que integram diversas fontes em um barramento central para depois fornecer à rede como BASTOS (2016) ou AGNOLETTI et al. (2019). Outras entretanto, mantêm o foco da pesquisa em redes ilhadas com um barramento central CA, no caso de PAN, Teng e Wu (2020) ou *link* CC tal qual GUO et al. (2018), ou mesmo arquiteturas mais complexas como por exemplo *clusters* interconectados do trabalho de NASIR et al. (2019). Todavia, a proposta para essa pesquisa é realizar o projeto e gerenciamento de uma nanorrede integralmente em Corrente Contínua (CC), *off grid*, alimentada por fontes de energia alternativas e com consumidores locais de pequeno porte em diferentes níveis de tensão.

Esta solução apresenta diversas vantagens na transferência de energia quando comparado aos métodos aplicados atualmente, pois faz um acoplamento direto e suprime o uso de inversores e retificadores. Também é válido ressaltar a não existência de harmônicos ou potência reativa (LU et al., 2014). Além disso, os cálculos mostram que a perda de energia em uma nano ou microrrede de Corrente Contínua é 15% inferior quando comparado a uma arquitetura CA (KAKIGANO; NOMURA; ISE, 2010). Isso ocorre pois este método de processamento de energia diminui a quantidade de componentes e simplifica os métodos de monitoramento, acionamento e controle.

Com as observações discutidas, fica clara a relevância e interesse tanto da academia quanto da indústria no tema desta pesquisa. Além disso, esse estudo demonstra a importância do desenvolvimento de métodos mais eficazes para atender a demanda de energia e atualização das arquiteturas empregadas hoje, frente a crescente penetração de dispositivos de retificação ou inversão nas cargas residenciais e industriais.

1.2 Objetivos

No cenário de microrredes atual, associando fontes alternativas e conversores estáticos, o objetivo geral desta pesquisa é projetar, analisar e construir uma nanorrede integralmente em corrente contínua e *off grid*, cujas fontes são painéis fotovoltaicos e armazenadores de energia. As cargas consideradas são de contexto residencial e alimentadas em Extra Baixa Tensão (EBT) (24 V) ou Baixa Tensão (BT) (380 V). Entretanto, com um gerenciamento capaz de manter a estabilidade da nanorrede pela intervenção no nível de potência processado por cada conversor.

Os objetivos específicos desta pesquisa podem ser descritos por:

- Selecionar os conversores mais apropriados para cada finalidade e modelá-los matematicamente para uma completa análise de desempenho, operação e controle;
- Estudar os principais métodos de gerenciamento de microrredes e propor aquele que se encaixe com as capacidades e limitações da nanorrede;

- Desenvolver meios de controlar a potência produzida pelo painel fotovoltaico e manter a estabilidade da nanorrede;
- Projetar os elementos passivos e semicondutores de acordo com a potência dos conversores;
- Realizar testes em bancada de forma que comprovem toda a análise teórica desenvolvida no decorrer deste projeto de pesquisa.

1.3 Contribuições do Trabalho

A presente pesquisa almeja contribuir com estratégias de projeto de conversores CC-CC e gerenciamento de micro e nanorredes ilhadas, propondo uma solução com controle direto, eficaz e simplificado, que elimine a necessidade de múltiplas malhas de controle para cada cenário em que a nanorrede seja inserida.

1.4 Organização do Texto

Este trabalho foi estruturado de forma direta e objetiva, com foco nas contribuições apontadas, e dividido em sete capítulos.

No Capítulo 2 é realizada uma contextualização dos métodos de gerenciamento comumente aplicados à nanorredes ilhadas presentes na literatura. E o Capítulo 3 discorre sobre a arquitetura de controle proposta neste trabalho.

Os métodos de modelagem e dimensionamento dos circuitos, juntamente com uma revisão sobre cada classificação de conversores, suas aplicações e seleção são apresentadas no Capítulo 4. Uma análise sobre cada componente e descrição das fontes de energia também ocorre neste capítulo.

Os resultados obtidos através de simulação são expostos no Capítulo 5, demonstrando as principais variáveis em diferentes cenários. Já no Capítulo 6, são expostos os resultados experimentais com o estudo da variação de cada elemento da nanorrede.

Por fim, no Capítulo 7 são discutidas as contribuições obtidas e conclusões.

Métodos de Gerenciamento

Com o aumento das unidades de geração distribuída, as nanorredes surgem como uma solução para reduzir diversos problemas relacionados a distribuição de energia (ZANDI et al., 2018). Delimitada como uma subdivisão menor que uma microrrede com um pequeno conjunto de cargas e fontes em uma única unidade consumidora, a nanorrede apresenta as vantagens de melhoria da confiabilidade de fornecimento e redução das perdas dos alimentadores (DAFALLA et al., 2020; FERREIRA, 2015; ZIA et al., 2020). Além disso, estas podem ser conectadas ou isoladas da rede de distribuição, o que traz desafios ao gerenciamento, uma vez que, para os casos nos quais há a conexão com a rede de distribuição, são necessários algoritmos de sincronização e acoplamento. Ademais, a rede pode ser vista como armazenador que absorve ou fornece energia quando necessário (CAI; XIANG; WEI, 2018). Por outro lado, caso a nanorrede esteja ilhada, o armazenador deve operar ativamente de modo a compensar a diferença entre o consumo e a geração para manter a estabilidade.

O projeto proposto para essa dissertação de mestrado é baseado em uma nanorrede ilhada composta por dois barramentos em corrente contínua conforme ilustrado na Figura 2.1. Um barramento central em corrente contínua de 380 V (nomeado *link* de alta), e um segundo barramento CC de 24 V (chamado *link* de baixa). Todavia, o gerenciamento apresentado busca dividir a responsabilidade de regular a tensão entre todos os conversores. Nesse sentido, os principais aspectos dos métodos de controle disponíveis na literatura são discutidos a seguir.

2.1 Contextualização

O controle de microrredes de forma geral é composto por diferentes camadas de controle e gerenciamento sobrepostas com funções específicas. Geralmente, é representado por uma pirâmide com três níveis hierárquicos como apresentado na Figura 2.2. O nível Primário é responsável pelo controle básico da microrrede, envolvendo a operação dos conversores para manutenção de tensão e corrente, garantir o compartilhamento de potência entre

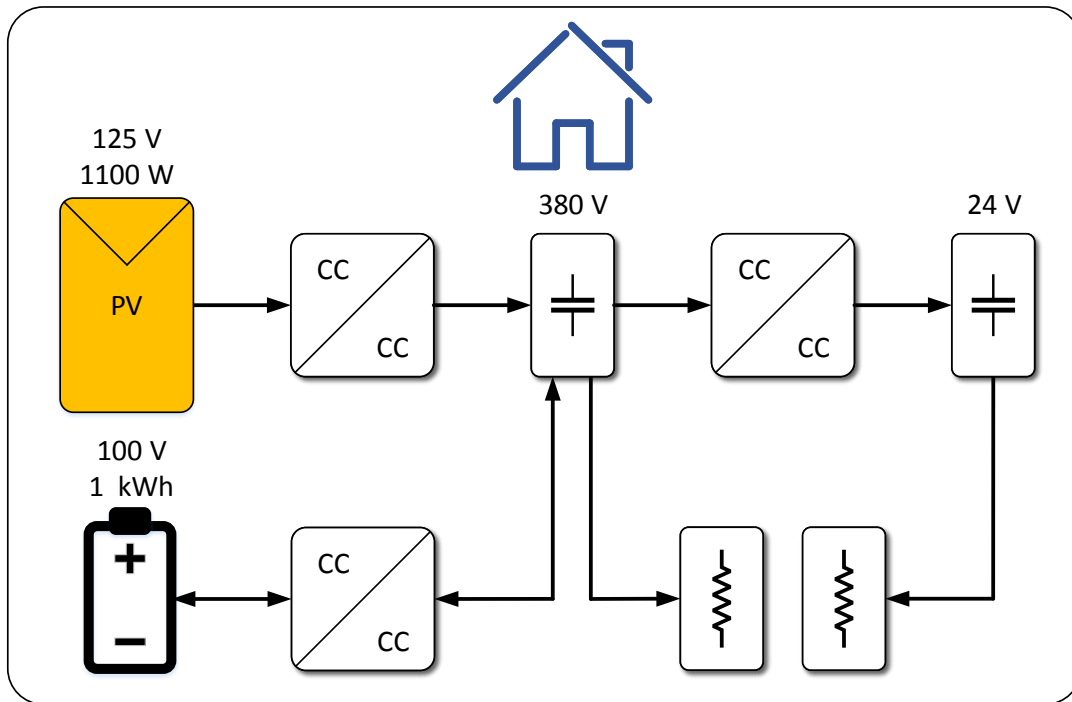


Figura 2.1: Esquemático da nanorrede proposta.

Fonte: Próprio Autor

os conversores e assegurar as operações de conexão e desconexão de cargas e fontes. O segundo nível, por sua vez, necessita de alguma forma de comunicação e opera em uma frequência de corte inferior a unidade de gerenciamento anterior. Sua função é manter a tensão e frequência (microrredes com etapa CA) em regime permanente. Superior a eles, há o nível terciário que inclui o gerenciamento dos outros níveis, otimização de processos e controle financeiro (DRAGICEVIC et al., 2017; AHMED et al., 2020).

No nível primário, o controle *droop* é o método de compartilhamento de corrente com maior utilização e seu desenvolvimento é amplamente estudado (HAN et al., 2019). Este pode ser implementado de forma centralizada ou distribuída, comandado por esquemas de segunda camada tipo mestre-seguidor, ponto-a-ponto, controle multi-agente ou modelo preditivo, cada um com seu custo e benefício (ANSARI; CHANDEL; TARIQ, 2020).

O mesmo tem por objetivo manter o equilíbrio de potência no barramento comum (ponto de conexão entre conversores, geralmente representado por um capacitor) pelo compartilhamento de corrente entre os conversores, como apresentado na Figura 2.3. Para que isso seja viável, a energia contida no capacitor comum equivale a

$$E_C = \frac{1}{2} C_{Link} (v_{Link})^2 \quad (2.1)$$

e é definida pelo somatório das correntes dos conversores

$$i_{CC1} + i_{CC2} + i_{CC...} + i_{CCn} = C_{Link} \frac{dv_{Link}}{dt}. \quad (2.2)$$

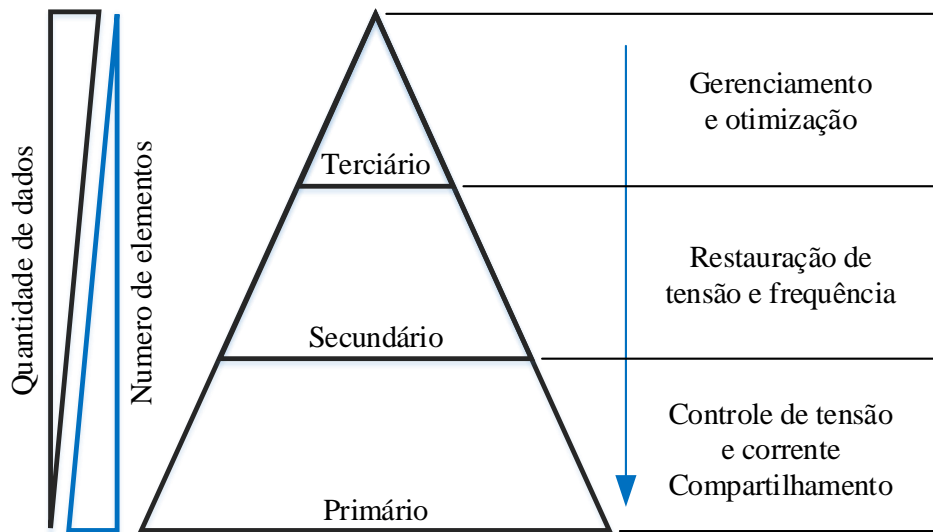


Figura 2.2: Hierarquia de gerenciamento de microrredes.

Fonte: Próprio Autor

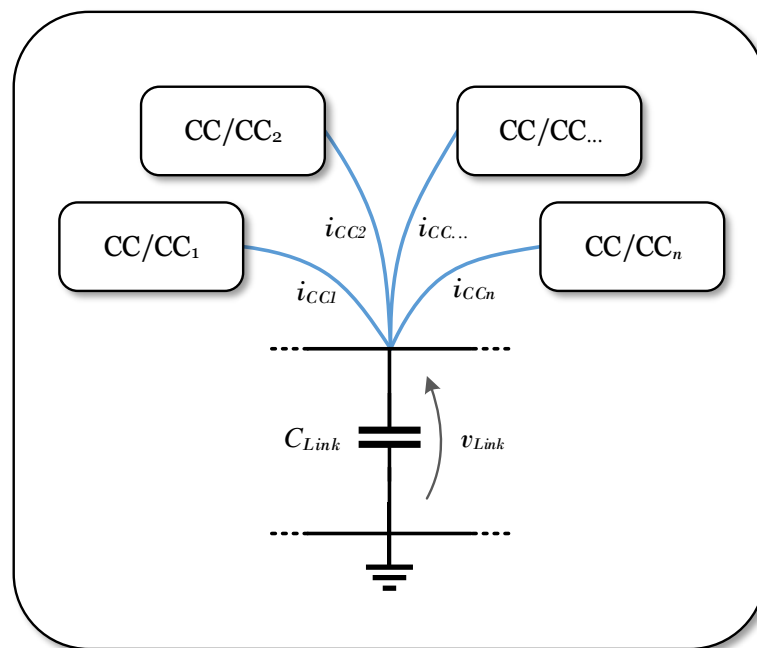


Figura 2.3: Diagrama de construção para um controle *droop*.

Fonte: Próprio Autor

Nesse sentido, o *droop* atua nas correntes de forma a compensar os distúrbios causados pela variabilidade das fontes e cargas inserindo um resistor virtual na saída do conversor. A variação dessa resistência define a resposta do conversor e a interação entre os circuitos (XU et al., 2017). Assim, a Figura 2.4 exemplifica uma aplicação deste método com uma entrada de erro em tensão e_n determinando a corrente de saída para cada circuito de

acordo com a reta *droop* equivalente.

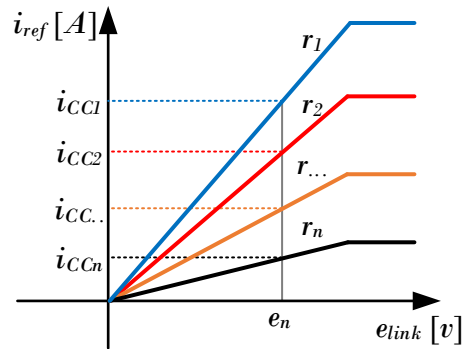


Figura 2.4: Exemplo de retas *droop*.

Fonte: Próprio Autor

Portanto, com tais retas, é construída uma faixa de deslizamento das tensões em torno do *set point*, que serve como informação do balanço de corrente da nanorrede, ou seja, a quantidade de corrente a ser drenada de um dispositivo específico. Assim, valores de tensão abaixo do *set point* (erro positivo) implicam em maior demanda, enquanto que valores acima implicam em um menor nível de corrente a ser disponibilizado.

Outro importante ponto a ser salientado, é o fato desse método eliminar a necessidade de dispositivos adicionais de comunicação entre os conversores estáticos. Tais mecanismos tornariam a resposta às variações de produção e demanda mais lenta e a nanorrede mais suscetível a falhas (HAN et al., 2017).

Além disso, as retas podem ser deslocadas para criar grupos de prioridade e acionar determinados conversores em casos específicos ou atender a circuitos bidirecionais como demonstrado na Figura 2.5.

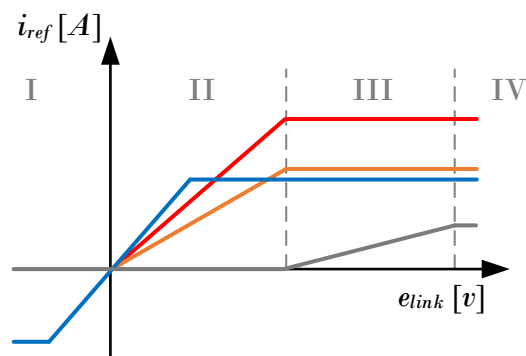


Figura 2.5: Exemplo de controle com retas *droop*.

Fonte: Próprio Autor

No exemplo da Figura 2.5, a curva azul representa um circuito bidirecional pois sua saída percorre os semiplanos negativo e positivo do eixo y . As curvas vermelha e laranja tem resposta linear apenas na região II mas com coeficiente angular (r_n) diferente, no exemplo em questão, o circuito em vermelho tem maior capacidade de corrente, ou seja uma resposta maior frente ao aumento do erro. Nas outras regiões elas saturam no valores máximos. Já a curva cinza exemplifica um *delay* adicionado ao conversor, uma vez que este permanece desligado nas regiões I e II, e inicia a operação para fornecer potência somente na III, onde os outros conversores estão em modo de saturação.

Para o emprego do método *droop* tensão-corrente, é construída uma função com entrada em tensão e saída em corrente para cada conversor estático. Nessa metodologia de controle, a saturação é ajustada pelo limite de corrente do circuito através dos critérios específicos definidos durante a fase de projeto, como: potência máxima das fontes, níveis de corrente e tensão suportados pelos semicondutores, etc.

2.2 Implementação do *droop* por sigmóide

Apesar dos exemplos da literatura usarem um conjunto de retas para construir a função *droop*, qualquer tipo de curva pode ser adotada para melhor atender os requerimentos da microrrede, critérios estabelecidos por normas de qualidade de energia ou os critérios do projetista. Equações polinomiais de ordem superior, com parte trigonométrica e a função não linear sigmóidal são exemplos de soluções baseadas em modelos matemáticos. Essas fórmulas podem ser ajustadas para suavizar o controle *droop* e refinar o compartilhamento de corrente (HAN et al., 2019). A Figura 2.6 compara um exemplo construído por retas e outro por sigmóide, que poderiam ser aplicadas a um conversor bidirecional. Além disso, adicionar outros modos de flexibilização das variáveis de interesse (por exemplo transladar a curva) torna essa tarefa fácil de ser realizada pois a função é composta por equação única.

Dos modos explorados, foi escolhido para uso nessa dissertação de mestrado a função sigmóide pois a mesma apresenta uma curva suave com uma equação única e continuamente diferenciável em todo universo de discurso, o que simplifica a determinação dos limites de estabilidade da nanorrede.

Uma forma básica de sigmóide emprega as variáveis i_{max} para definir a corrente máxima e a distância entre a saturação superior e inferior no eixo y . É válido ressaltar que o erro de tensão e_{med} pode ser usado com valores absolutos ou p.u., dependendo dos critérios do projeto. Os coeficientes a e b são utilizados para ajustar a inclinação e deslocamento no eixo x , enquanto c translada a função sigmoidal em relação ao y ,

$$i_{ref} = -i_{max} \left(\frac{1}{1 + \exp(a e_{med} + b)} - c \right). \quad (2.3)$$

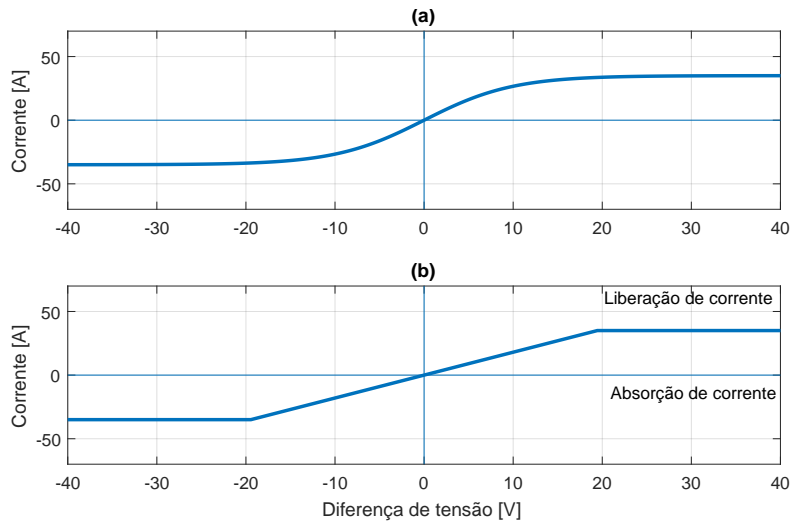


Figura 2.6: Exemplo de curvas para o controle *droop*. Em (a) função sigmóide e em (b) função por partes.

Fonte: Próprio Autor

A Figura 2.7 demonstra graficamente a localização desses elementos em relação ao ponto central da curva.

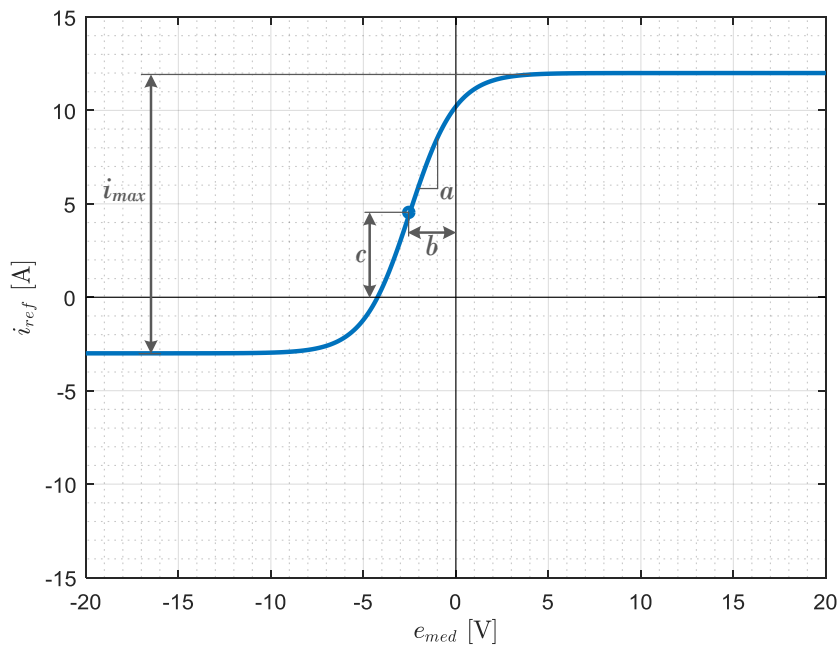


Figura 2.7: Projeto de uma curva sigmóide.

Fonte: Próprio Autor

Assim, a construção desse tipo de solução pode ser vista na Figura 2.8. No exemplo os blocos $G_{i..}(s)$ incluem a planta linearizada do conversor juntamente com a malha do controlador PI de corrente. Os mesmos recebem a referência de $I_{Ref..}$ calculada pela função

droop tensão-corrente proporcional a subtração da referência com a saída do sensor H_v . Como salientado no diagrama, a arquitetura proposta demanda a cada conversor uma malha de controle PI interno e uma função *droop* específicos para cada planta. Assim, mesmo com os controladores recebendo o mesmo sinal de erro, cada circuito terá uma resposta diferente frente aos distúrbios do *link* CC, conforme a calibração dos controladores e sua função na microrrede. Ao final, as componentes de corrente em cada ramo são somadas para compor a tensão do *link* com a planta $G_v(s)$.

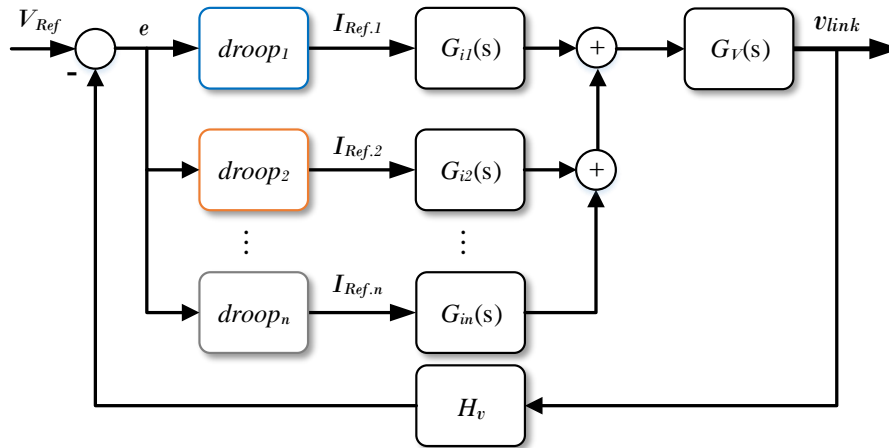


Figura 2.8: Diagrama de implementação.

Fonte: Próprio Autor

Levando em consideração as características da nanorrede dessa dissertação, a estrutura de controle foi projetada para uma variação de tensão máxima de 15% no barramento. As particularidades de cada malha e controlador serão discutidas no Capítulo 3, após a apresentação dos conversores com as plantas linearizadas no Capítulo 4.

2.3 Considerações Finais

Este capítulo percorreu sobre o método de gerenciamento proposto com contextualização dos algoritmos presentes na literatura. Igualmente, os métodos de construção de curvas *droop* foram apresentados. Este tema será retomado no Capítulo 3 para apresentar o gerenciamento desenvolvido para a nanorrede proposta.

Arquitetura da Nanorrede

Em um cenário no qual a micro ou nanorrede opera isolada da rede de distribuição, o gerenciamento deve ter um contingenciamento maior da energia, uma vez que a potência fornecida às cargas deve estar balanceada entre as fontes e armazenadores, ou seja, geração e consumo devem ser equivalentes (KARIMI et al., 2017). Entretanto, dependendo do tipo de geração presente, as soluções encontradas na literatura para equilibrar produção e demanda são restritas a algoritmos multi-modo, com substituição de controladores, conversores ou trechos do circuito utilizado. Principalmente quando há a presença de painéis fotovoltaicos ou geradores eólicos, cuja solução encontrada na maioria dos textos propõe a comutação do método de *Maximum Power Point Tracking* (MPPT) para controle em corrente ou tensão fixa quando os armazenadores estão completamente carregados. Ou seja, em momentos em que os armazenadores da nanorrede não podem absorver o excedente de energia, a malha de controle é comutada para interromper a busca de potência máxima no gerador, nivelar a extração com o consumo e descartar o excedente de energia ao fixar o ponto de operação do gerador.

Um estudo desenvolvido na *Aalborg University*, por NASIR et al. (2019) propôs uma rede com transmissão CC ilhada e descentralizada, que poderia ser utilizada em áreas rurais com compartilhamento de potência coordenado e sem nenhum *link* de comunicação, exceto a tensão do barramento central que usa um controlador do tipo *droop* com algoritmo multi-modo adaptativo. Cada um dos cinco modos propostos é utilizado conforme a disponibilidade de energia e nível de carga local. Em outra pesquisa, YANG et al. (2018) propõem uma nanorrede com dois algoritmos de gerenciamento que distribuem a corrente entre as cargas e fontes, cada um deles empregando um método diferente de busca de máxima potência para as fontes renováveis.

O texto de MOHAMMADI e BADRKHANI AJAEI (2019) apresenta um método multi-modo com controle de *delay* e laços de histerese para coordenação da transição entre os modos. Alguns artigos como o publicado por CORREA-BETANZO et al. (2019) não comutam a malha de controle em si, mas adaptam os parâmetros dos controladores e alternam os conversores. Já outros, buscam uma forma de suavizar a transição, como

em WANG et al. (2015). Além das soluções apresentadas, diversos trabalhos recentes empregam algum tipo de comutação nos geradores renováveis como por exemplo LI et al. (2019), LEE et al. (2020), LIU et al. (2019), KAPAT (2016).

A implementação de um controle multi-modo acarreta principalmente em:

- Maior número de elementos para a implementação. Se controlado digitalmente necessita de um código maior e um microcontrolador mais robusto, ou, se controlado analogicamente necessita de um circuito maior e mais complexo;
- Instabilidade entre os modos. Uma coordenação de transição ineficiente pode causar um chaveamento consecutivo e o controle demora para estabilizar em um modo;
- Instabilidade após a troca de modo. A falta de sincronia entre controladores proporcional-integrativo de diferentes modos pode causar *overshoot* de tensão ou corrente e ocasionar a queima de elementos do circuito;
- Modo sem MPPT não ajusta a operação. Sem um algoritmo que corrija o ponto de operação do gerador com a variabilidade climática, a extração de energia fica instável e pode produzir valores abaixo ou acima do necessário.

Assim, nessa dissertação, a nanorrede é composta por dois barramentos CC regulados via controlador *droop* tensão-corrente. Contudo, a estabilidade da nanorrede é mantida pelo compartilhamento de corrente entre os conversores conectados ao barramento comum (elo CC), controlados por malha única e sem o chaveamento de controladores.

3.1 Estrutura Proposta

A estrutura proposta nesta dissertação para atender cargas residenciais é composta por um barramento central em corrente contínua de 380 V (nomeado *link* de alta), por onde é processada a potência produzida pelos painéis fotovoltaicos e armazenadores de energia. Além desse, existe um segundo barramento CC de 24 V (chamado *link* de baixa) para atender cargas de menor demanda. Os valores de tensão seguem padrões comerciais empregados por várias entidades, entre elas a *Emerge Alliance*, uma associação industrial aberta que desenvolve padrões para a rápida adoção da distribuição de energia em corrente contínua (EMERGE ALLIANCE, 2018).

Para o desenvolvimento do protótipo, as cargas consideradas apresentam potências inferiores a 600 W no *link* de menor tensão e 1000 W no *link* de maior tensão. Na Figura 3.1 é apresentada a associação destes elementos juntamente com os conversores CC-CC. Na mesma ilustração, as setas indicam o fluxo de potência entre os elementos na estrutura física da nanorrede, sendo do lado esquerdo a representação da geração e armazenamento, e no canto direito inferior da figura, são ilustradas as cargas dos dois barramentos.

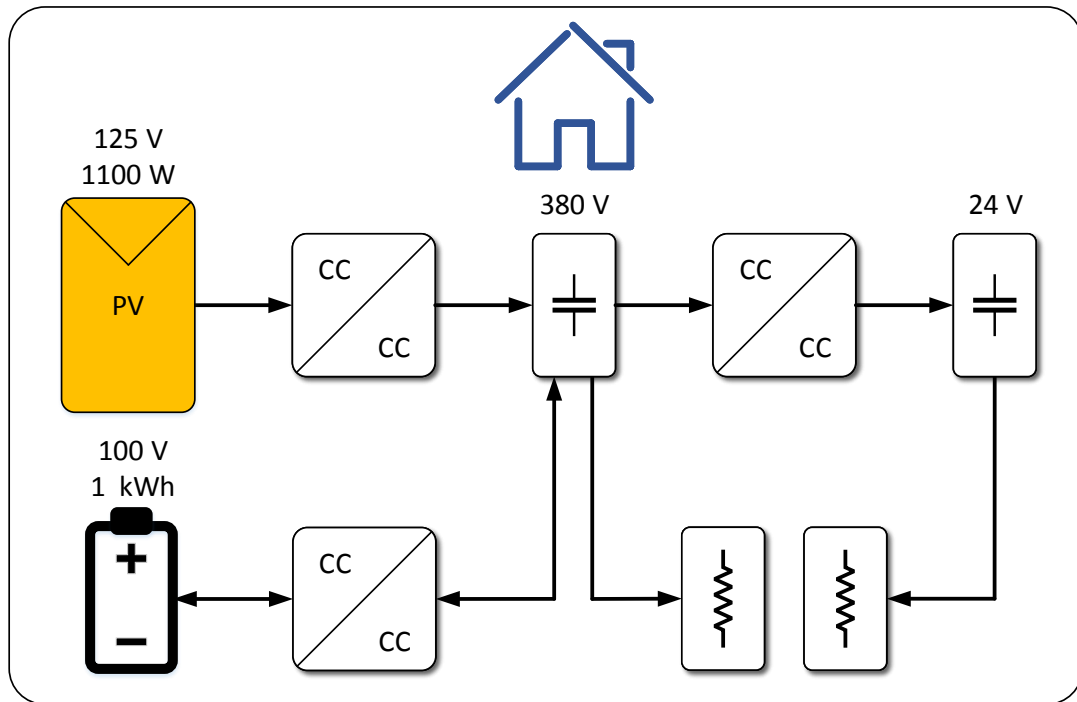


Figura 3.1: Esquemático da nanorede proposta.

Fonte: Próprio Autor

A arquitetura levantada pode ser justificada não apenas pela adesão a padrões pré-existentes, mas também pelo aumento do rendimento no processamento de energia com correntes reduzidas (e tensões elevadas) e pela não exigência ou redução dos circuitos reguladores dedicados nas cargas de ambos os barramentos. Contudo, sua implementação necessita de controladores específicos para cada função, os quais são descritos abaixo.

3.2 Gerenciamento Painel

No caso dos PVs o conversor é unidirecional elevador, uma vez que o arranjo opera com tensão média de 125 V, inferior ao que é encontrado no elo CC onde o mesmo foi inserido, conforme evidenciado na Figura 3.2. Ademais, deve ser empregado um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência MPPT, devido à dinâmica da geração de energia solar e intermitência causada por variações na irradiação e temperatura (VILLALVA, 2010).

3.2.1 Método de Rastreamento de Potência

Os algoritmos de rastreamento podem ser classificados como baseados em modelo, projetados de acordo com o arranjo e especificações do painel, baseados em treinamento, como as redes neurais que se adaptam a montagem e baseados em busca, que não necessitam

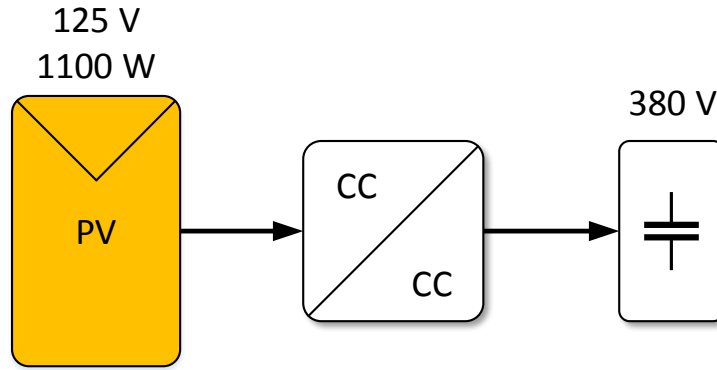


Figura 3.2: Diagrama do PV.

Fonte: Próprio Autor

de nenhum conhecimento prévio da planta. Esta última classe apresenta maior robustez, porém sua oscilação em torno do ponto de máxima potência é maior que das outras categorias.

Entre os modelos comercializados, os mais empregados são Perturbação e Observação (PeO) e a Condutância Incremental. Ambos são algoritmos de busca e utilizam medidas de tensão e corrente, com tomada de decisão computacional por laços de comparação *if/else* (LIU; ABU-RUB; GE, 2017).

Diversas pesquisas sobre estes mecanismos foram conduzidas em conjunto com o atual crescimento da energia solar. No trabalho apresentado por ZHU et al. (2018) é descrito um algoritmo de busca do tipo condutância incremental. Na solução, os autores propõem alterar o ciclo de trabalho do conversor pela soma do seu valor anterior com a relação potência por tensão medida. No texto de SHI et al. (2016), foi proposto um método por modelo capaz de operar sem *ripple* de baixa frequência. Outra solução eficiente, é o rastreamento pela estimação de Newton–Raphson observado em (GHAFFARI; KRSTIĆ; SESHAGIRI, 2014; UOYA; KOIZUMI, 2015; KIM KIHYUN et al., 2013). Recentemente, os autores PODDER, ROY e POTA (2019) reuniram e classificaram, segundo os respectivos métodos muitos desses trabalhos.

Após a análise do tema, foi empregado método de rastreamento similar a Condutância Incremental por se encaixar melhor aos objetivos da nanorrede. Tal método foi adaptado para regular a tensão no painel solar sem utilizar malhas de lógica computacional (*if/else*), através de uma equação composta por três componentes da seguinte forma:

$$v_{PV(n+1)} = v_{PV(n)} - \left[K_r \left(1 - \frac{p_{PV(n)}}{p_{dmd}} \right) \right] \left[\frac{dp_{PV(n)}}{dv_{PV(n)}} \right]. \quad (3.1)$$

O primeiro termo $v_{PV(n)}$, representa a medida de tensão atual no painel. O segundo (primeiro termo entre colchetes), é composto pela constante de amortecimento K_r de grandeza resistiva, pela medida de potência atual no PV $p_{PV(n)}$ e pela potência demandada p_{dmd} . O terceiro termo (segundo colchetes) $dp_{PV(n)}/dv_{PV(n)}$, é a derivada de potência por

tensão calculada através dos respectivos valores medidos no circuito. O primeiro termo dessa equação denota o estado atual do painel, o segundo realiza o ajuste de movimentação pela relação entre a potência que está sendo gerada e o valor requisitado pela nanorrede e o terceiro termo indica se o passo anterior causou elevação ou redução na geração. Na Figura 3.3 os três termos são representados graficamente em quatro casos de busca, combinando a potência demandada superior e inferior, e a tensão maior e menor que o ponto de máxima.

Na equação proposta, p_{dmd} é chamada de potência demandada e é a variável de entrada que informa o nível de potência a ser gerado no painel solar. K_r é uma constante de amortecimento da busca com valor compreendido entre 0,1 e 10.

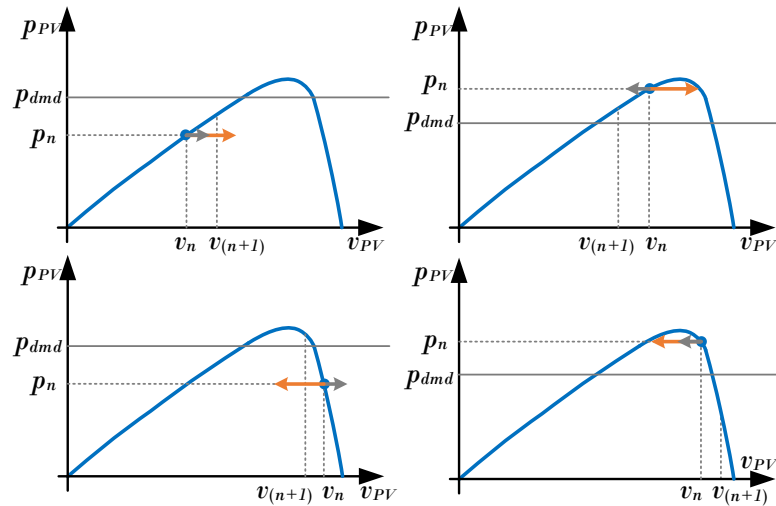


Figura 3.3: Diagrama de rastreamento do algoritmo. A seta laranja representa a derivada de potência pela tensão, enquanto que a seta cinza representa o termo de ajuste (primeiro colchetes da equação).

Fonte: Próprio Autor

Tal solução possibilita um grande avanço ao gerenciamento, pois viabiliza a capacidade de atuação em casos de afundamento ou sobretensão no elo central e, igualmente, elimina a necessidade de chaveamento para controle de corrente, solução que pode causar instabilidades em toda a estrutura de gerenciamento e de controle.

3.2.2 Droop Painel

Considerando as análises mencionadas anteriormente, foi projetada uma função sigmóidal para a variável p_{dmd} com o objetivo de regular a produção de energia baseada na tensão do *link* CC de 380 V, onde o conversor do PV é conectado,

$$p_{dmd} = -1300 \left(\frac{1}{1 + \exp(0,16e_{380} + 2)} - 1 \right). \quad (3.2)$$

O coeficiente c (explanado na Seção 2.2) unitário mantém a curva no semiplano positivo do eixo y , pois o conversor é unidirecional. Já as constantes $a = 0,16$ e $b = 2$ são calculadas para equilibrar o tempo de assentamento e oscilação e refinados em simulação de modo a ajustar a região linear para a operação com excedente de energia na nanorrede e a saturação na operação com maior demanda. O ganho de 1300 é definido acima potência certificada para o arranjo de painéis (200 W acima) para garantir que será extraído o máximo disponível (quando necessário), independente da variação causada pela irradiação solar. Nessa equação, e_{380} é o erro de tensão do *link* de 380 V calculado pela diferença entre a tensão de referência e o valor medido.

Como pode ser visto na Figura 3.4, a curva atinge o menor valor de produção de potência quando o *link* de alta tensão atinge o limite mínimo com $e_{380} = -50$ V (*link* com 430 V), quando o armazenador está no limite máximo de armazenamento (SoC = 85%) e há pouca carga na nanorrede. Porém, à medida que o erro de tensão aumenta, o nível de potência a ser disponibilizado pelo painel cresce até atingir a saturação em $e_{380} = 20$ V (*link* com 360 V), com a demanda selecionada conforme a carga conectada.

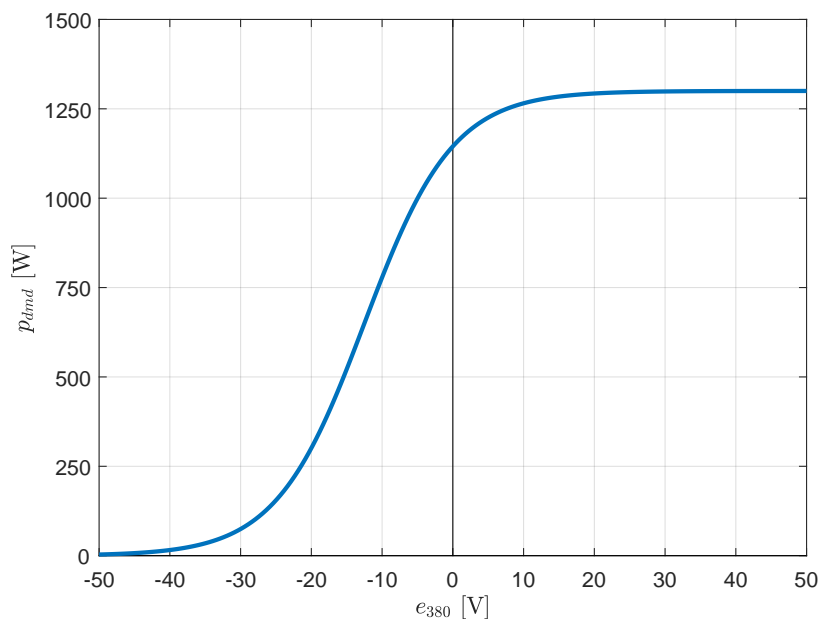


Figura 3.4: Curva do controlador *droop* para o painel.

Fonte: Próprio Autor

A aplicação das funções discutidas acima ocorre segundo a planta exposta na Figura 3.5. No esquemático, os blocos H_c e H_v representam os ganhos dos sensores de corrente e tensão, respectivamente. Enquanto que G_{vPV} e G_{iL1} equivalem as funções de transferência linearizadas de tensão e corrente nos terminais de entrada do conversor.

Por outro lado, G_{i380PV} corresponde a planta que relaciona a tensão terminal do PV e a corrente fornecida ao barramento de alta tensão, G_{Vcc} representa a dinâmica RC do

elo CC vista pelos terminais do conversor, enquanto os controladores das malhas externa e interna podem ser definidos pelos blocos PI_v e PI_i . Por fim, o algoritmo de MPPT é responsável por gerar a referência de tensão do PV à partir das medidas de tensão e corrente, além da entrada de demanda em Watts calculada pela unidade de gerenciamento baseada em um controlador do tipo *droop*.

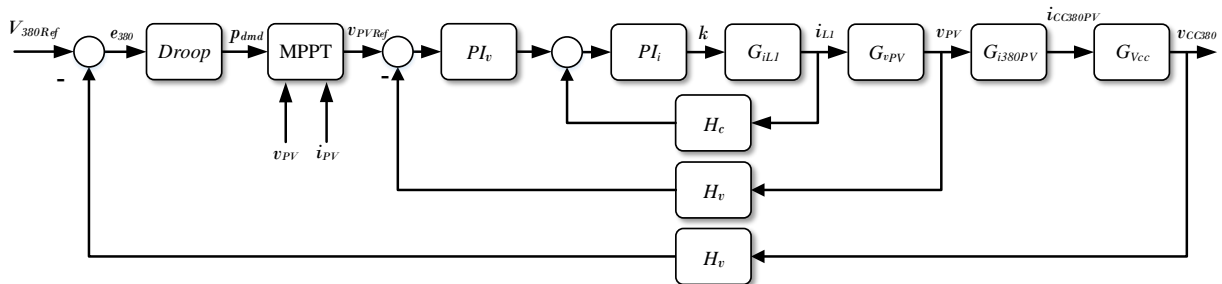


Figura 3.5: Diagrama de blocos do controle no conversor do painel.

Fonte: Próprio Autor

Todavia, além das qualidades discutidas na seção 4.3, o conversor *boost* quadrático que foi selecionado como interface eletrônica para o PV, apresenta algumas particularidades em sua planta linearizada devido às duas células de comutação ligadas em série. Nesse sentido, o conversor é objeto de estudo por vários autores, principalmente, devido à natureza de fase não-mínima da sua planta de tensão de saída, ou seja, a referida planta obtida por espaço de estados possui zeros no semiplano direito (LOPEZ-SANTOS et al., 2015; CHAN; CHINCHOLKAR; JIANG, 2020).

Conseqüentemente, o projeto desse conversor requer além do cuidado com o *stress* e *ripple* de tensão e corrente, uma atenção maior das funções de transferências geradas pela movimentação dos polos, decorrentes de alterações dos elementos passivos como envelhecimento de indutores e capacitores. Deste modo, para a construção do referido conversor foram analisadas todas as combinações de componentes disponíveis em laboratório, de forma a contornar os pontos mencionados e obter o melhor resultado.

De forma a avaliar o comportamento da função de transferência supracitada, foi traçada a resposta em frequência para variações sobre L_1 , L_2 , C_1 e C_2 em $\pm 30\%$ conforme é visto nos gráficos da Figura 3.6. Em qualquer uma das sub plotagens dessa ilustração, é possível verificar que o impacto da alteração paramétrica é reduzido e não compromete nem a fase e nem a amplitude de G_{iL1} na banda passante, porém desloca a ressonância de maior frequência.

Em contrapartida, a tensão dos painéis em função da corrente terminal (i_{L1}) possui formato semelhante a um filtro passa-baixa conforme é ilustrado na Figura 3.7. Nesse gráfico fica evidente que alterações paramétricas na planta não causam modificações na resposta em frequência de G_{vPV} como esperado.

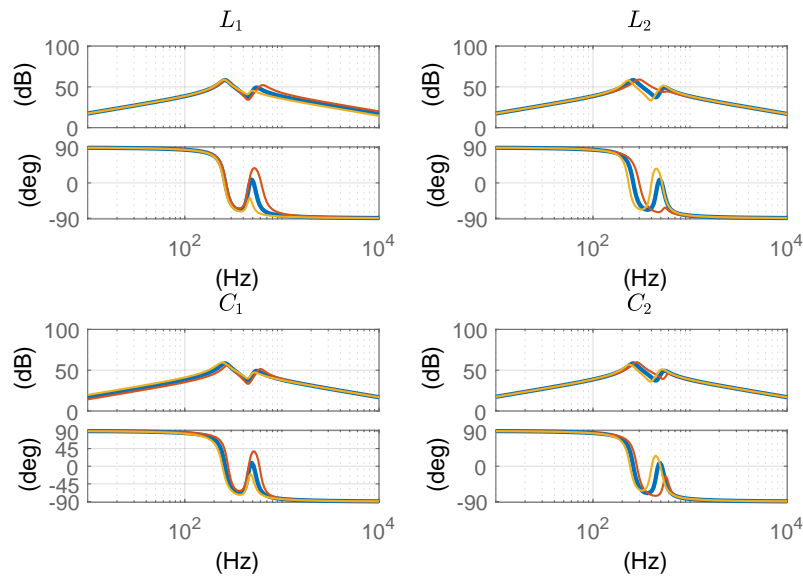


Figura 3.6: Comparativo da resposta em frequência de G_{iPV} para diferentes combinações dos componentes passivos. Valor de referência em azul, em laranja 30% inferior e em amarelo 30% superior.

Fonte: Próprio Autor

Por fim, a análise do seguimento v_{PV}/v_{PVRef} interno a estrutura de gerenciamento do conversor é apresentado na Figura 3.8. Nesse gráfico, é possível ver nitidamente a característica passa-baixas das malhas de controle PI. Porém, é nítido que em frequências muito reduzidas há um giro de fase de 180° derivado da interação entre as duas células de comutação.

3.3 Droop Bateria

Para processar a energia através do armazenador, o conversor deve ser **bidirecional**, elevador no sentido do *link* de 380 V e abaixador no sentido oposto, visto que a tensão média da bateria é menor do que é disponibilizado no barramento central, como representado no diagrama da Figura 3.9. Diferentemente da seção anterior, o gerenciamento utilizado nessa seção, regula a corrente da bateria e realiza o monitoramento da tensão do capacitor central. A curva de controle admite valores positivos e negativos de entrada e saída, sendo que resultados acima de zero indicam injeção de corrente no *link* CC de 380 V, enquanto que valores abaixo indicam absorção de potência pela bateria.

Os objetivos no projeto deste gerenciador foram priorizar a manutenção do estado de carga elevado e preservar a vida útil dos armazenadores ao evitar os extremos de carga, abaixo de 15% e acima de 85% (TAN et al., 2019). Além disso, outro objetivo é encontrar um equilíbrio para aproveitar ao máximo a geração solar e manter a capacidade

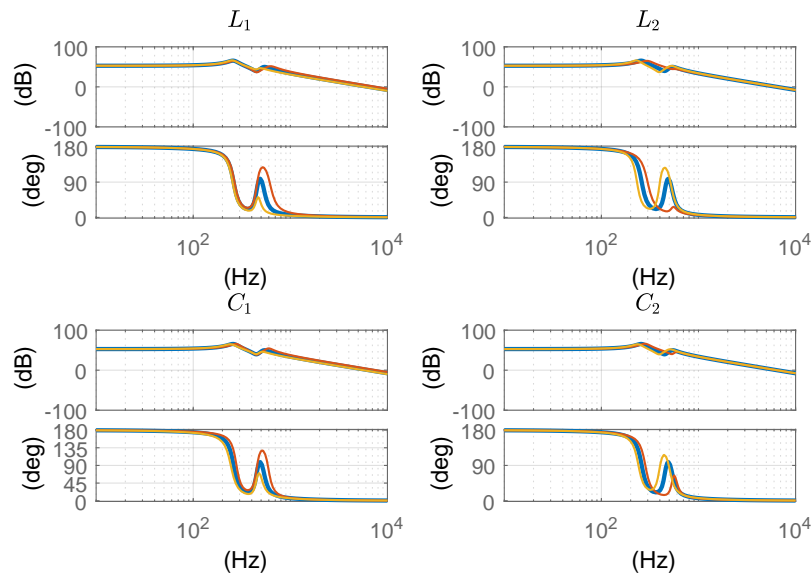


Figura 3.7: Comparativo da resposta em frequência de G_{vPV} para diferentes combinações de componentes passivos. Em azul valor de referência definido via projeto, em laranja 30% inferior e em amarelo 30% superior.

Fonte: Próprio Autor

da bateria de atuar em afundamentos e sobretensões do elo de alta tensão. Nesse contexto, é importante evitar que os armazenadores sejam carregados muito rapidamente (em poucas horas), impedindo dessa forma que eles absorvam o excedente de energia em picos de tensão, e mantenham a estabilidade do barramento de 380 V. Por outro lado, caso o carregamento ocorra de forma muito lenta (ocupe todo o período com irradiação das 6 às 19 horas) privilegiando apenas a potência consumida em ambos os *links*, haverá desperdício na capacidade de geração, o que pode levar posteriormente a falta de energia com o descarregamento completo da bateria em períodos sem a produção de energia solar. Lembrando que, a nanorrede proposta é ilhada, e portanto não há uma rede para troca energia e manutenção da estabilidade.

Além disso, o *State of Charge* (SoC), variável que descreve a porcentagem de carga da bateria, pode ser adicionada à equação a fim de transmitir a informação de reserva de energia do elemento armazenador através do erro no nível de tensão do elo CC (BASTOS, 2016). Na prática, o termo inserido translada toda a curva de controle no eixo das abscissas (x), de modo que um mesmo nível de potência demandada no elo CC causa diferentes desvios tensão, conforme a disponibilidade de energia do armazenador.

Para ilustrar essa análise, a Figura 3.10, que apresenta a curva proposta, é demonstrada entre os limites máximos e mínimos de funcionamento da bateria, ou seja, entre o SoC máximo de 85% e mínimo de 15%. Tal intervalo foi selecionado pois apresenta tensão de terminal linear, diferentemente dos intervalos superior e inferior que têm comportamento

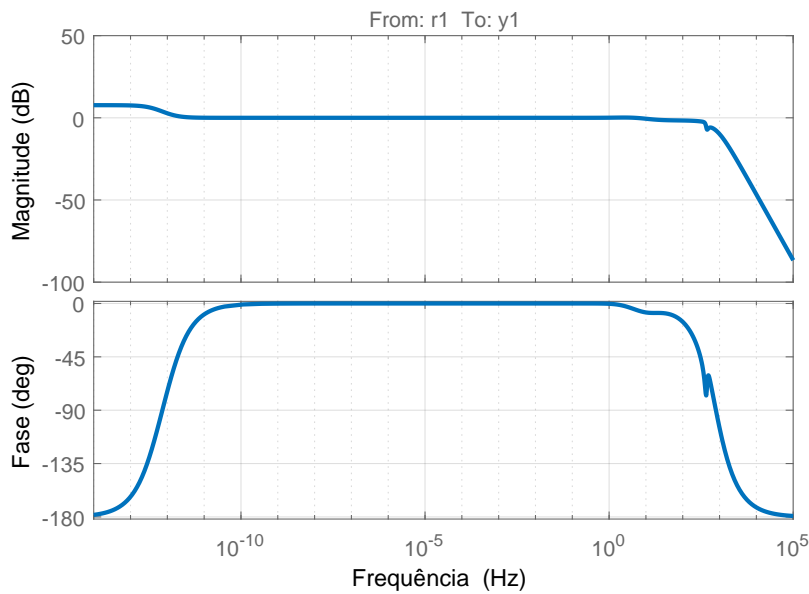


Figura 3.8: Resposta em frequência para a malha fechada v_{PV}/v_{PVRef}

Fonte: Próprio Autor

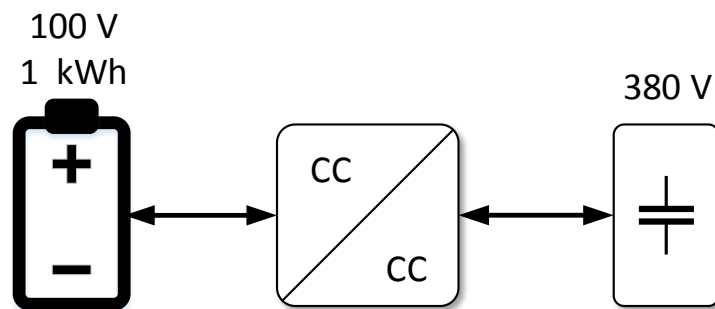


Figura 3.9: Diagrama da bateria.

Fonte: Próprio Autor

exponencial e necessitam de controle de tensão específico para o fim de carregamento, o que foge do escopo da presente pesquisa.

Nessa ilustração da Figura 3.10, é possível notar que por exemplo, para uma demanda de corrente de 5 A o desvio de tensão é de -10 V para a bateria completamente carregada e de + 18 V para bateria descarregada. Apesar da movimentação, a faixa linear da sigmóide mantém a largura constante de 40 V, com um total 60 V sendo somado ao deslizamento (equivalente a 15% do *setpoint*, e dentro dos requisitos da nanorrede). No mesmo gráfico, as linhas tracejadas em cinza representam os limites de potência para a nanorrede.

A forma encontrada para atender os objetivos acima citados foi inserir na equação de controle o termo quadrático do SoC, de modo que a translação da curva *droop* seja

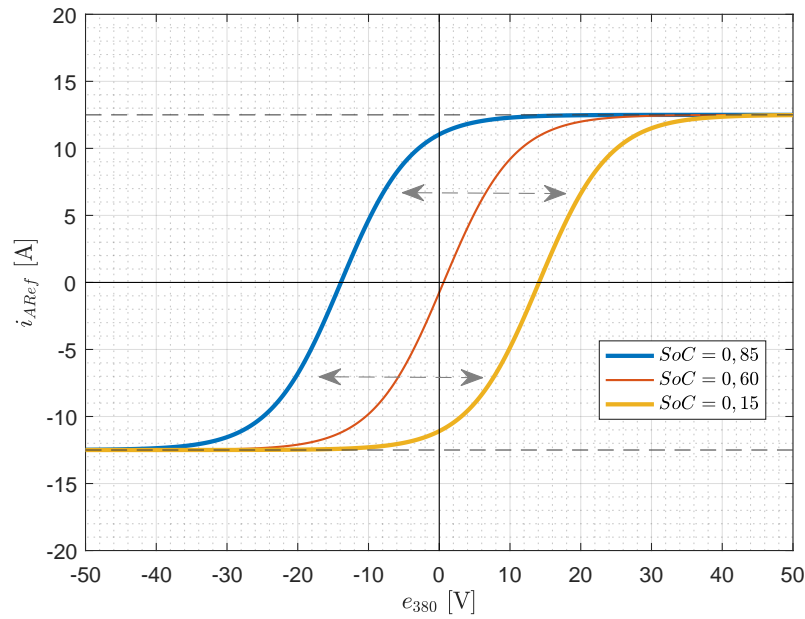


Figura 3.10: Curva de controle *droop* para a bateria. As linhas amarelas representam os limites de corrente da nanorrede e as linhas vermelhas o limite de potência do conversor.

Fonte: Próprio Autor

assimétrica centralizada em $SoC = 0,6$. É importante ressaltar que alterações na tensão média do capacitor central fazem com que a estrutura de controle implementada para a busca nos módulos fotovoltaicos induzam a uma redução na geração para aproximá-la do consumo conforme a reserva de energia da nanorrede aumenta

$$i_{ARef} = -25 \left(\frac{1}{1 + \exp[0,2 e_{380} + (8 SoC^2 - 3)]} - 0,5 \right). \quad (3.3)$$

Em (3.3), o parâmetro e_{380} equivale ao erro de tensão do *link* de alta, e SoC o nível de carga na bateria. Os coeficientes são ajustados para fixar a amplitude de 12,5 A em ambos os sentidos do eixo (y) e ajustar a região linear ao desvio de tensão máximo admitido.

A Figura 3.11 ilustra a estratégia do controle *droop* para a coordenação do fluxo de energia segundo o nível de armazenamento da bateria. O armazenador deve atuar absorvendo a diferença (área hachurada) entre as potências gerada (curva laranja) e consumida (reta azul). A geração de energia no painel solar deve ser igual ou superior à consumida na nanorrede, todavia, a partir de $SoC = 0,6$ o conjunto de curvas sigmóides mantém o fornecimento de energia à carga, mas atenua a velocidade de carregamento do armazenador até zerar em 0,85.

A planta de controle proposta para armazenador é apresentada na Figura 3.12. Ela é mais simples quando comparada a implementada no painel pois utiliza apenas uma malha de corrente em série com o controlador *droop*.

De forma semelhante ao que já foi apresentado anteriormente, os blocos H_c e H_v

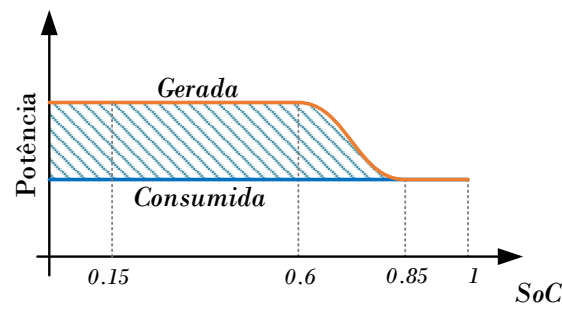


Figura 3.11: Diagrama de projeto de carregamento. A linha azul representa a potência consumida nos *links* e em laranja a potência gerada no painel.

Fonte: Próprio Autor

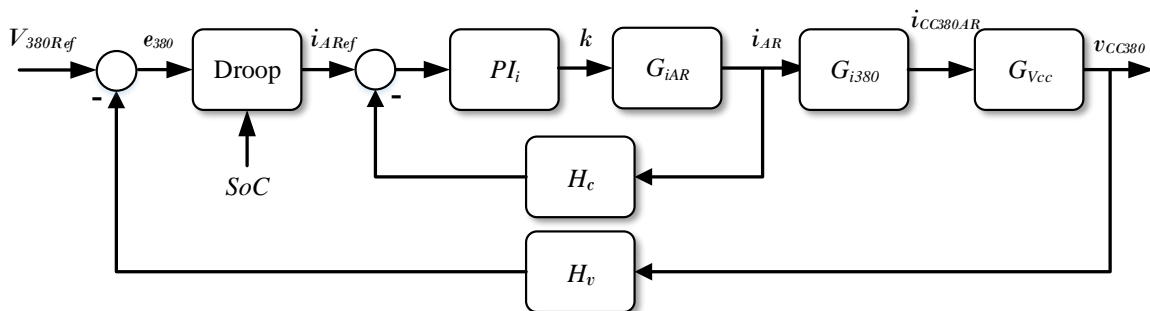


Figura 3.12: Planta de controle equivalente no conversor do armazenador.

Fonte: Próprio Autor

representam os ganhos dos sensores de corrente e tensão, G_{iAR} equivale a planta de corrente fornecida pela bateria em função do ciclo de trabalho, que foi obtida pela linearização em pequenos sinais do modelo em espaço de estados, G_{i380AR} é a conversão dessa corrente para alimentação do elo CC, enquanto que G_{Vcc} é a dinâmica RC do barramento vista pelos terminais do conversor.

Assim, foi avaliada a resposta em frequência conforme visto na Figura 3.13 para o seguimento de referência i_{AR}/i_{ARref} da malha de controle empregada no gerenciamento do armazenador. Apesar do conversor usado ser uma topologia nova, ele não apresenta nenhum ponto crítico em suas plantas de controle.

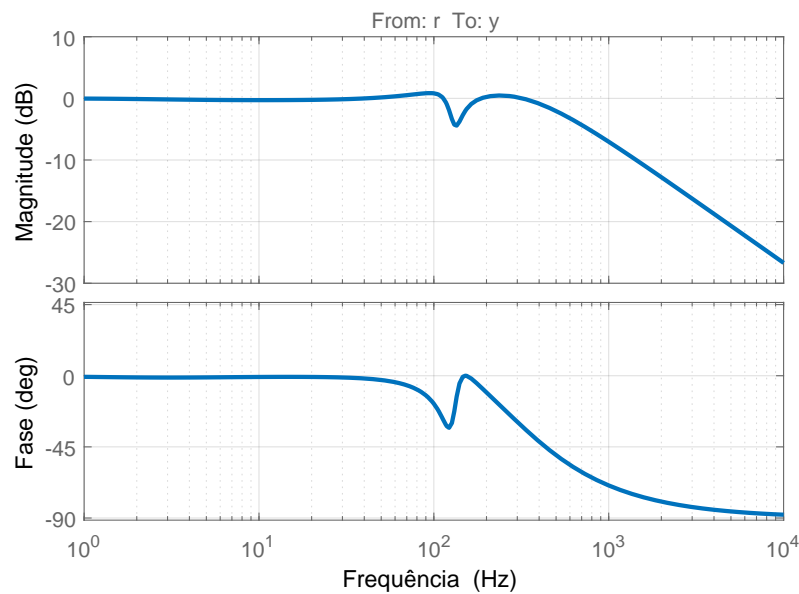


Figura 3.13: Resposta em frequência da malha i_{AR}/i_{ARef} .

Fonte: Próprio Autor

3.4 Droop Elo CC de 24 V

No caso do conversor utilizado com as cargas de menor tensão, a referência de corrente deve ser sempre positiva, uma vez que este circuito processa a potência apenas na direção do capacitor de 24 V, como retratam as setas de fluxo da Figura 3.14. Todavia, é importante informar a disponibilidade de energia global no barramento de baixa tensão, assim uma redução ou elevação de tensão no elo CC de alta implica em uma alteração no elo de baixa tensão (24 V), possibilitando a comunicação entre os dois elos CC.

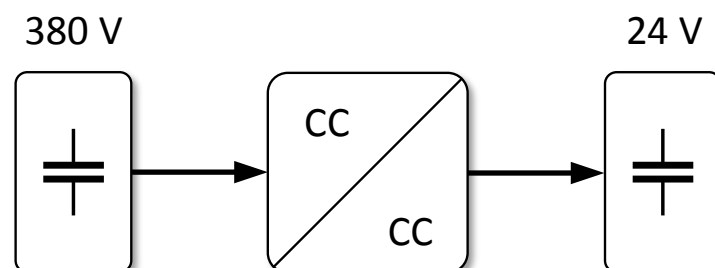


Figura 3.14: Diagrama da Carga.

Fonte: Próprio Autor

Por isso, é utilizado na equação que regula a corrente na saída do conversor, o valor do

erro de tensão do elo CC de baixa e_{24} e alta tensão e_{380} , ponderados por ganhos diferentes para definir o formato da curva

$$i_{CCref} = -25 \left(\frac{1}{1 + \exp(1,8e_{24} + 0,05e_{380} - 1)} + 1 \right). \quad (3.4)$$

Como consequência, o resultado não é uma curva, mas um plano dependente dos dois níveis de tensão. Na Figura 3.15, o gráfico em (a) apresenta o resultado da equação de controle para $e_{380} = 0$, equivalente ao corte central da superfície em y . E em Figura 3.15(b), considerando $e_{24} = 0$, portanto equivalente ao corte para o eixo x . A superfície equivalente com a contribuição das duas variáveis é ilustrado no gráfico (c) da Figura 3.15, onde o eixo y representa o erro do elo de alta tensão, o eixo x representa o erro no elo de baixa tensão e o eixo z é o resultado repassado ao PI de corrente.

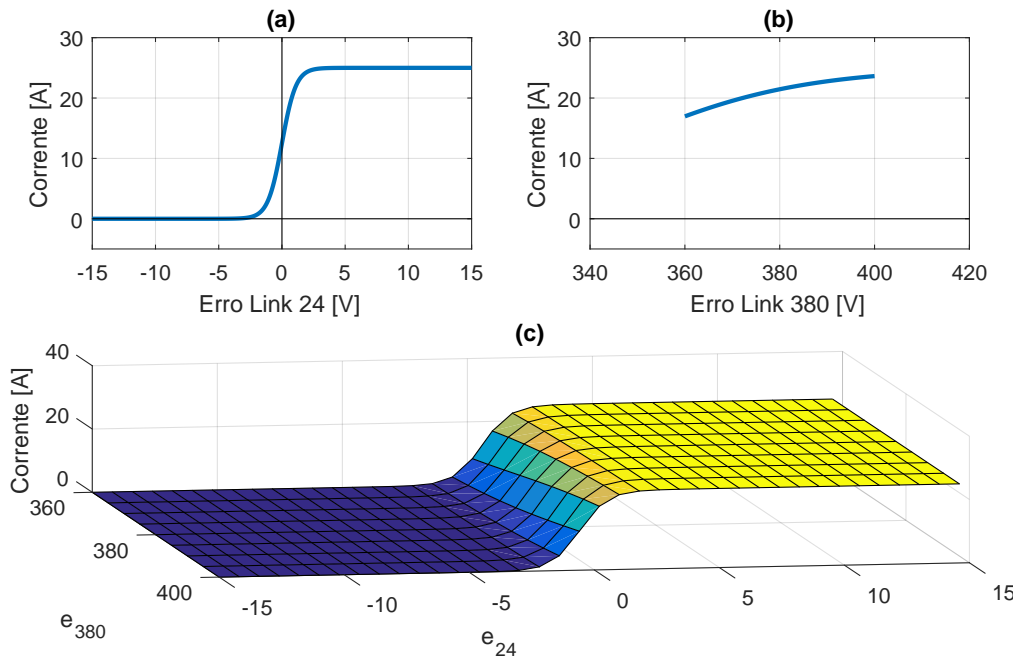


Figura 3.15: Curva de controle *droop* para o conversor de carga.

Fonte: Próprio Autor

Essa função *droop* tem um perfil de sigmóide para o erro do capacitor de baixa tensão, com a saturação inferior posicionada no semiplano esquerdo de y (Figura 3.15 (a)) pois a curva está centrada neste eixo, e supre as cargas com um elo CC em torno de 24 V com variação máxima de 5 V.

Já para o erro do *link* de alta tensão, o controle apresenta um comportamento linear no intervalo considerado, o que faz com que a equação atinja a corrente máxima de carga mesmo após a saturação dos dois erros conforme requisito inicial do projeto de impor preferência as cargas desse barramento.

A Figura 3.16 mostra a planta de controle proposta para este dispositivo, incluindo uma malha de corrente interna à malha de tensão do gerenciamento *droop*. Todavia, este

utiliza as medidas de tensão dos dois elos de CC para calcular a referência de corrente i_{CCref} para o controlador PI.

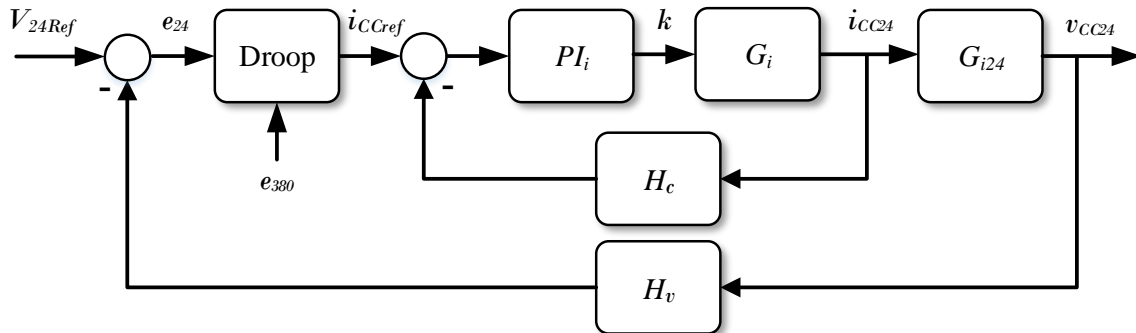


Figura 3.16: Planta de controle equivalente no conversor de carga.

Fonte: Próprio Autor

Novamente, os blocos H_c e H_v são os ganhos dos sensores de corrente e tensão, G_i é a função de transferência de corrente que flui pelo equipamento e G_{i24} a função de transferência do barramento de baixa tensão.

Dentre os três conversores, este circuito associado as cargas de menor valor foi o que apresentou a planta de controle mais suavizada, apesar de ter o mesmo número de componentes semicondutores e indutores que as outras estruturas de potência. A resposta para o seguimento de referência de corrente da malha de controle dessa estrutura é apresentada na Figura 3.17.

3.5 Nanorrede Completa

Na Figura 3.18 é exposta a planta de controle completa, com delimitação do controle de cada conversor e dos dois elos CC. Os três blocos de gerenciamento *droop* recebem o valor de erro do *link* central e_{380} , que é obtido ao subtrair a tensão medida sobre o elo de alta de sua referência. Todavia, o controlador da malha da bateria, possui também como parâmetro a medida do SoC, enquanto que o controlador da malha de carga, recebe o erro no barramento de baixa tensão. Já no elo de 380 V, simbolizado pelo capacitor, são somadas as contribuições de corrente dos três conversores, diferentemente do que ocorre no elo 24 V que possui contato direto com apenas um conversor.

É considerado o funcionamento parcial quando uma das fontes de energia da nanorrede está impossibilitada de operar. Em casos nos quais não há irradiação solar ou está abaixo de 1% da capacidade, impedindo o PV de produzir energia, fica a cargo da bateria manter a estabilidade e operação da nanorrede.

Entretanto, quando ocorre o inverso e a atuação da bateria está restrita, a saturação do gerenciamento do armazenador impede a reversão do sentido de corrente. Assim, caso o

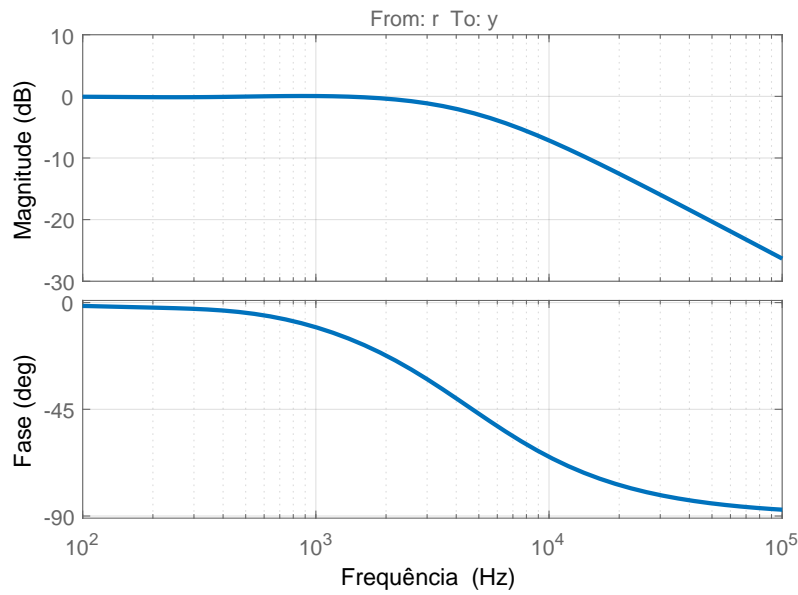


Figura 3.17: Resposta em frequência para a malha i_{cc24}/i_{CCref} .

Fonte: Próprio Autor

SoC estiver abaixo de 15% a corrente é limitada para somente valores negativos (sentido de carregamento). No caso do SoC estar acima de 85%, o armazenador é restrito a descarga. Nesta última situação, a malha de controle do PV já assentou a geração em nível igual a demanda de carga.

3.6 Considerações Finais

Neste capítulo foi discutida cada malha de controle empregada no gerenciamento. Igualmente, foram expostos os objetivos considerados em cada parte do projeto bem como, as referências e soluções equivalentes encontradas na literatura e o sincronismo de operação entre os elementos da mesma. Com isso, toda a arquitetura de gerenciamento da nanorrede foi retratada.

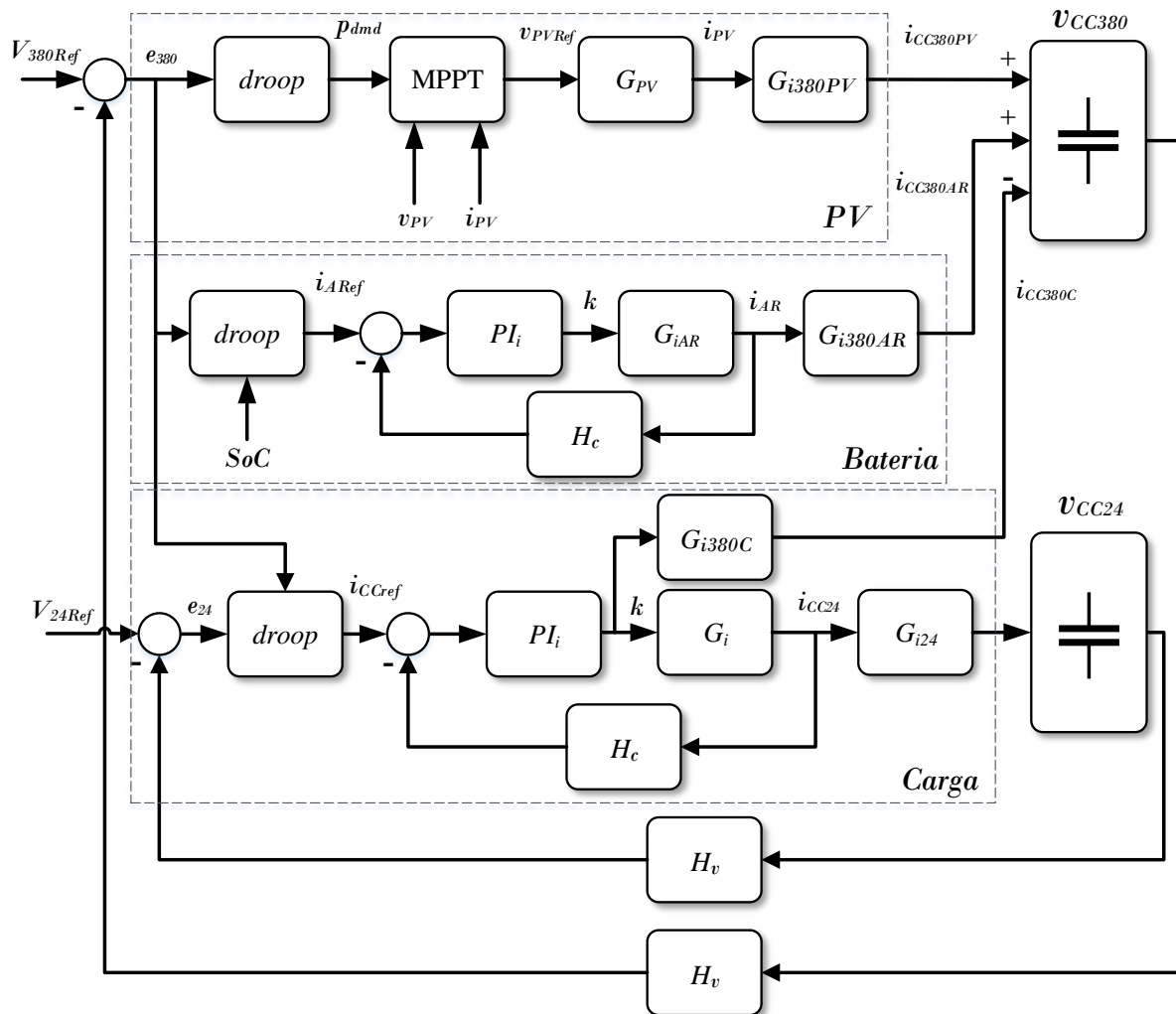


Figura 3.18: Planta de controle completa.

Fonte: Próprio Autor

Conversores CC-CC

Conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que processam energia utilizando semicondutores de potência como interruptores, controlando ou modificando uma tensão ou corrente (HART, 2011). Esses circuitos são utilizados como fontes de tensão, carregadores de baterias, retificadores e inversores, desde algumas dezenas de miliwatts para pequenos equipamentos até centenas megawatts no caso de aplicações para geração de energia ou controle de processos industriais. O primeiro emprego da eletrônica de potência data da primeira década do século XX, com a invenção da válvula de arco de mercúrio por Peter Cooper Hewitt (LOPES, 2014).

Os conversores CC-CC podem ser classificados segundo sua capacidade de fluxo de potência como unidirecional ou bidirecional, segundo o nível de ganho como abaixador, elevador ou abaixador-elevador, quantidade de células de comutação, número fases em paralelo (simples ou *interleaved*) e de acordo com a existência ou não de isolamento galvânica.

Como exemplo, a Figura 4.1 (a) apresenta o *Buck* clássico, uma estrutura de potência amplamente conhecida e com muita aplicabilidade no meio acadêmico e industrial. Classificado como abaixador de tensão, este conversor dispõe na saída uma fração da tensão entrada, é unidirecional, não-isolado e possui uma única célula de comutação. Dentre as suas vantagens, estão o reduzido número de componentes e fácil modelagem.

No circuito mencionado, ao realizar a comutação da chave durante o primeiro intervalo de operação, é possível obter o circuito exposto na Figura 4.1 (b), cuja execução permite que os componentes passivos sejam alimentados (carregados) pela fonte v_{in} . Posteriormente, durante o intervalo complementar a chave semicondutora é atuada, produzindo o circuito ilustrado na Figura 4.1 (c), onde os elementos armazenadores de energia são descarregados através da carga R . A relação entre os dois intervalos de comutação define o índice denominado ciclo de trabalho (ou *duty-cycle*) k cuja função é possibilitar o controle do conversor eletrônico.

Os componentes passivos são inseridos no circuito com o intuito de suavizar os picos de tensão e corrente provenientes da operação dos semicondutores e fornecer potência à carga de modo contínuo e com oscilação controlada. O projeto destes elementos inclui o *ripple*

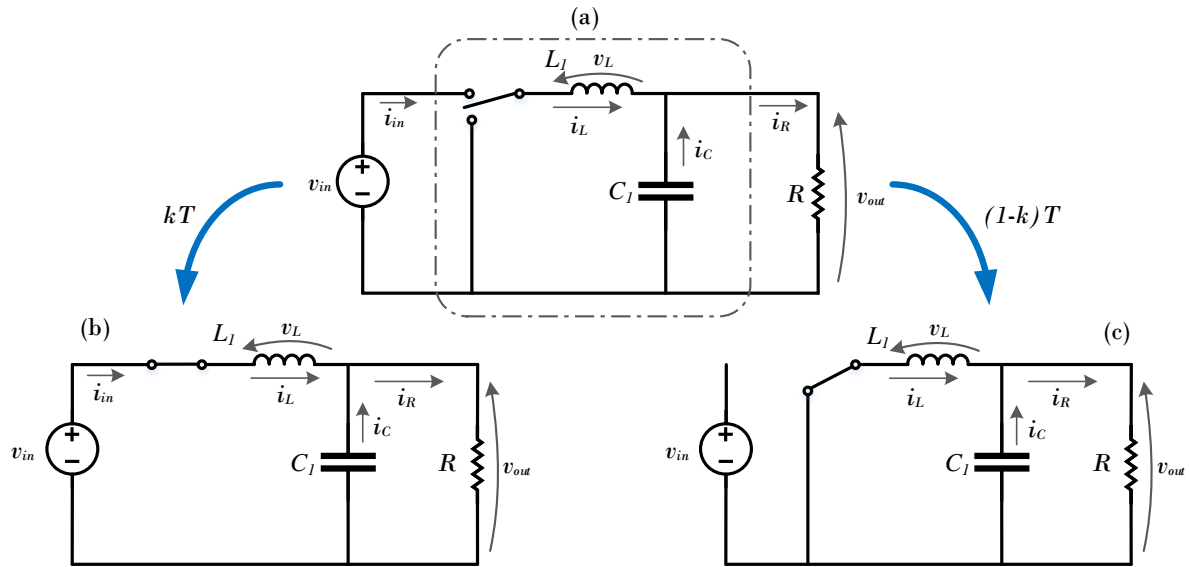


Figura 4.1: Conversor *Buck* Clássico. Em (a) topologia do conversor, em (b) etapa de chaveamento durante o ciclo de trabalho e em (c) etapa complementar de chaveamento.

Fonte: Próprio Autor

máximo desejado, condução de corrente, rendimento, tamanho e função de transferência gerada.

Neste capítulo são descritos os motivos que levaram a seleção dos conversores adotados para a construção da nanorrede, que são o *boost* quadrático, o *buck interleaved* e o conversor bidirecional proposto, que é uma nova topologia desenvolvida no Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia (LAFAPE). Juntamente, uma análise de cada circuito empregando simulações e modelagem matemática é realizada e os elementos mais relevantes são apontados.

Por fim, uma breve contextualização das fontes de energia alternativa selecionadas é apresentada neste capítulo. Sendo, primeiramente o PV, escolhido pela sua crescente popularidade tanto na academia quanto na indústria, simplicidade na instalação e penetração quando comparada com outras fontes renováveis, e a bateria, empregada para aumentar a resiliência e estabilidade da nanorrede que são decorrentes das limitações e variabilidade do PV.

4.1 Modelagem no Espaço de Estados

Durante o estudo e emprego dos conversores CC-CC é necessário determinar matematicamente o modelo do conversor (planta) que represente os transitórios e o regime permanente. Baseado nessa premissa, um método direto e eficaz para alcançar tais objetivos é utilizar a modelagem no espaço de estados.

O uso de tal ferramenta matemática permite aos projetistas de conversores eletrônicos

avaliar as curvas de desempenho, a relação entre as perdas de condução do circuito, bem como, o *stress* de corrente e tensão sobre os quais os semicondutores e componentes passivos são submetidos. Ademais, a análise de pequenos sinais, derivada do modelo em espaço de estados, proporciona a linearização da planta em torno do ponto de operação desejado (FUZATO, 2015), o que permite sintonizar os controladores PI das malhas de tensão e corrente conforme os requisitos de projeto da nanorrede.

Nesse sentido, através da análise de pequenos sinais é possível separar um determinado sinal em componentes CA e CC, no qual a primeira parcela possui amplitude muito menor do que a segunda. Na Figura 4.2, as componentes CA da tensão e da razão cíclica são representadas pelas variáveis com acento circunflexo \hat{u} e \hat{k} , o termo CC com letras maiúsculas U e K e por fim, o termo instantâneo como u e k , respectivamente.

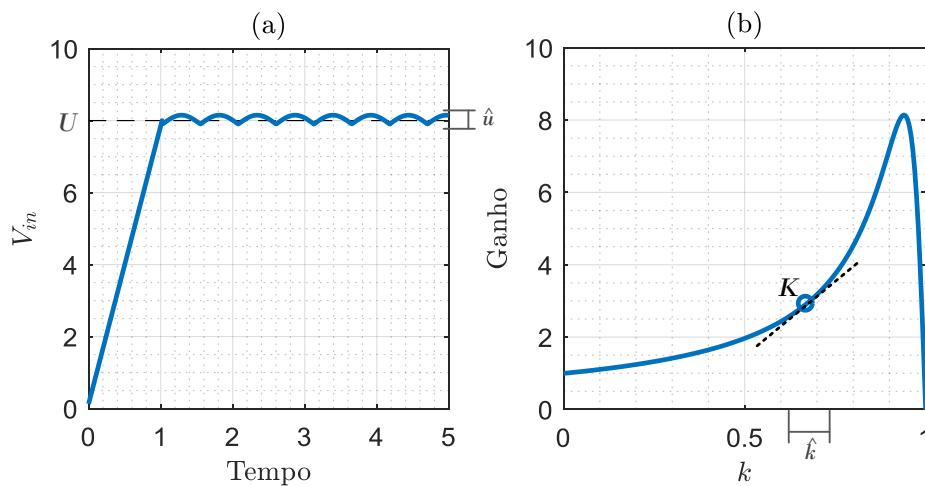


Figura 4.2: Representação genérica dos pequenos sinais. Em (a) tensão de alimentação e em (b) comportamento do ganho em função da razão cíclica.

Fonte: Próprio Autor

Todavia, para que o equacionamento represente o comportamento do conversor considerando as perdas de condução, a resistência série de todos os elementos é considerada conforme demonstrado no exemplo do conversor *buck* da Figura 4.3. Na ilustração, R_i representa a resistência associada a fonte v_{in} , R_{S1} e R_{D1} são as resistências dos semicondutores S_1 e D_1 , respectivamente. R_{L1} é a perda condutiva do indutor L_1 e R_{C1} é a perda condutiva do capacitor C_1 .

Outras não-idealidades dos componentes, como a tensão reversa dos diodos, tensão de saturação dos IGBT's, perdas por indução e perdas de comutação não são adicionadas para simplificar a modelagem e estudo desses circuitos.

No modelo, as variáveis instantâneas dos componentes passivos são definidos como os elementos do vetor de estados \mathbf{x} . Para o vetor de entradas (instantâneos) \mathbf{u} , são utilizadas as fontes de tensão ou corrente equivalentes do painel fotovoltaico, da bateria ou dos

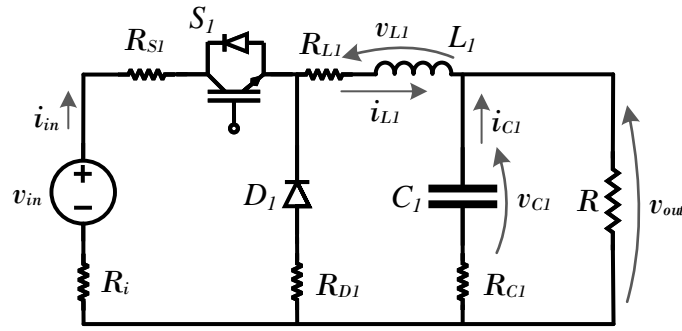


Figura 4.3: Conversor *buck* com as perdas resistivas dos componentes.

Fonte: Próprio Autor

barramentos em CC para nanorrede desta dissertação. Enquanto que no vetor de saídas \mathbf{y} , estão as variáveis que são controladas.

Todavia, as matrizes \mathbf{A}_n , \mathbf{B}_n , \mathbf{D}_n e \mathbf{E}_n são compostas por associações de resistências que descrevem o circuito e são obtidas ao aplicar as leis de Kirchhoff para o circuito associado a cada subintervalo n de chaveamento. Se o conversor possui apenas duas etapas de comutação, as matrizes médias são calculadas ponderando as matrizes equivalentes por k e $(1 - k)$. Caso contrário, cada uma é multiplicada pela fração do período k_n equivalente segundo

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \sum_{n=1}^N \mathbf{A}_n k_n \\
 \mathbf{B} &= \sum_{n=1}^N \mathbf{B}_n k_n \\
 \mathbf{D} &= \sum_{n=1}^N \mathbf{D}_n k_n \\
 \mathbf{E} &= \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_n k_n.
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Deste modo, o resultado deste estudo pode ser ordenado na forma

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{E}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \end{cases} \tag{4.2}$$

Ao aplicar a transformada de Laplace ao conjunto de equações presente em (4.2) e promover as devidas simplificações, é encontrada a equação

$$M(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{E}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}, \tag{4.3}$$

na qual é possível aplicar o teorema do valor final, quando uma função degrau é utilizada como entrada, e através desse artifício calcular o ganho estático médio do conversor

$$m = -\mathbf{E}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}. \quad (4.4)$$

A substituição e manipulação das variáveis do conversor em (4.4) permite investigar os valores médios do conversor em regime permanente dependente do ciclo de trabalho e das resistências usadas no modelo, ou seja, calcular as curvas de desempenho, *stress* sobre os semicondutores e armazenadores de energia, bem como analisar a participação de cada um deles no ganho final do conversor.

Além disso, os modelos obtidos no estudo de cada estado em função da razão cíclica, ou de outro estado, são empregadas para ajustar as malhas de controle, já que o modelo médio em regime permanente não é suficiente para descrever as características dinâmicas do conversor devido as não linearidades produzidas pelo chaveamento.

Portanto, é utilizada a aproximação em pequenos sinais para linearizar a nanorrede em torno do ponto de operação desejado. Nesse caso, é necessário assumir que a perturbação CA no vetor de entrada se propaga aos vetores de estados e saídas e que esta perturbação possui amplitude muito menor do que os valores em regime permanente. Assim, cada variável pode ser descrita pela soma de seu valor médio K , \mathbf{X} , \mathbf{Y} ou \mathbf{U} , com seu valor CA \hat{k} , $\hat{\mathbf{x}}$, $\hat{\mathbf{y}}$ ou $\hat{\mathbf{u}}$, logo $k = K + \hat{k}$, $\mathbf{x} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}$, $\mathbf{y} = \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}$ e $\mathbf{u} = \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}$.

Ao fazer a substituição nas variáveis instantâneas em componentes CA e CC em (4.2) de modo genérico, é possível obter:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} + \hat{\mathbf{x}} &= [\mathbf{A}_1 + (K + \hat{k})\mathbf{A}_n](\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + [\mathbf{B}_1 + (K + \hat{k})\mathbf{B}_n](\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \\ \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} &= [\mathbf{E}_1 + (K + \hat{k})\mathbf{E}_n](\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + [\mathbf{D}_1 + (K + \hat{k})\mathbf{D}_n](\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Desconsiderando o valor de regime permanente da saída e sabendo que a derivada do vetor de estados médio é nula, é possível reordenar as equações de estado conforme é visto abaixo:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= (\mathbf{A}_1 + K\mathbf{A}_n)\hat{\mathbf{x}} + (\mathbf{B}_1 + K\mathbf{B}_n)\hat{\mathbf{u}} + (\mathbf{A}_n\mathbf{X} + \mathbf{B}_n\mathbf{U})\hat{k} = \bar{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{B}}\hat{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{F}}\hat{k} \\ \hat{\mathbf{y}} &= (\mathbf{E}_1 + K\mathbf{E}_n)\hat{\mathbf{x}} + (\mathbf{D}_1 + K\mathbf{D}_n)\hat{\mathbf{u}} + (\mathbf{E}_n\mathbf{X} + \mathbf{D}_n\mathbf{U})\hat{k} = \bar{\mathbf{E}}\hat{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{D}}\hat{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{T}}\hat{k}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Com as simplificações, é possível efetuar a transformada de Laplace e isolar a saída em função das variáveis $\hat{\mathbf{u}}(s)$ e \hat{k}

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \bar{\mathbf{E}}(s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}})^{-1}(\bar{\mathbf{B}}\hat{\mathbf{u}}(s) + \bar{\mathbf{F}}\hat{k}(s)) + \bar{\mathbf{D}}\hat{\mathbf{u}}(s) + \bar{\mathbf{T}}\hat{k}(s). \quad (4.7)$$

Quando a entrada $\hat{\mathbf{u}}(s)$ de (4.7) é zerada, a saída da planta pode ser avaliada considerando apenas a variável $\hat{k}(s)$, ou seja, é encontrada a função de transferência que relaciona

as saídas do conversor com as pequenas variações no ciclo de trabalho, o que é o objetivo deste estudo conforme é mostrado em (4.8).

$$\mathbf{G}_i(s) = \frac{\hat{\mathbf{y}}(s)}{\hat{k}(s)} = \bar{\mathbf{E}}(s\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}})^{-1}\bar{\mathbf{F}} + \bar{\mathbf{T}} \quad (4.8)$$

Por fim, ao substituir os valores numéricos em (4.8) é encontrada a planta que representa o conversor. Devido ao grande número de variáveis no modelo dos conversores, todo esse processo foi realizado em *software* matemático, o que possibilitou um ajuste fino do modelo e controlador. Todos valores usados para o cálculo, modelagem e simulação são apresentados na Seção 6.1.

A validação dos modelos foi realizada comparando os resultados teóricos obtidos a partir dos modelos com os valores calculados nos *softwares* Simulink[®] e Psim[®] através de simulações chaveadas. A comparação possibilitou à pesquisa alcançar alto nível de resolução quando o erro relativo entre ambas as simulações, matemática e chaveada apresentaram resultados satisfatórios, com erro relativo $\leq 10 \times 10^{-6}$, para que então fosse dada sequência nas análises.

A Figura 4.4 expõem um exemplo gráfico da validação pela comparação dos resultados do modelo em espaço de estados indicados pelo subscrito (m), com os valores da simulação do circuito indicados com subscrito (s). O gráfico (a) demonstra o transitório das tensões do capacitor de entrada e de saída do conversor, já em (b) e (c) é evidenciado o chaveamento nas correntes dos indutores do circuito. No exemplo em questão, o erro relativo médio vale 1.05×10^{-6} .

4.2 Dimensionamento

No projeto dos circuitos devem ser consideradas algumas premissas básicas de projeto e controle, bem como as específicas das fontes e cargas. As perdas e os efeitos do chaveamento também devem ser considerados na seleção final dos componentes, uma vez que, ao aumentar a frequência de chaveamento, o *ripple* e as dimensões físicas dos componentes passivos diminuem. Contudo, esse procedimento produz um incremento nas perdas de chaveamento dos semicondutores e, conseqüentemente eleva o seu aquecimento.

Nesse sentido, ao utilizar o critério de *ripple* máximo, que é um método amplamente difundido na literatura, é possível afirmar que a partir da equação característica do indutor é viável calcular a indutância conforme aproximação discutida por HART (2011):

$$L = \frac{v\Delta t}{\Delta i}, \quad (4.9)$$

onde v é a tensão aplicada ao indutor durante o período Δt , que equivale a alguma etapa k_n do chaveamento. Já a diferenciação máxima de corrente em Ampères no tempo, é linearizada para Δi dentro do intervalo de tempo específico Δt .

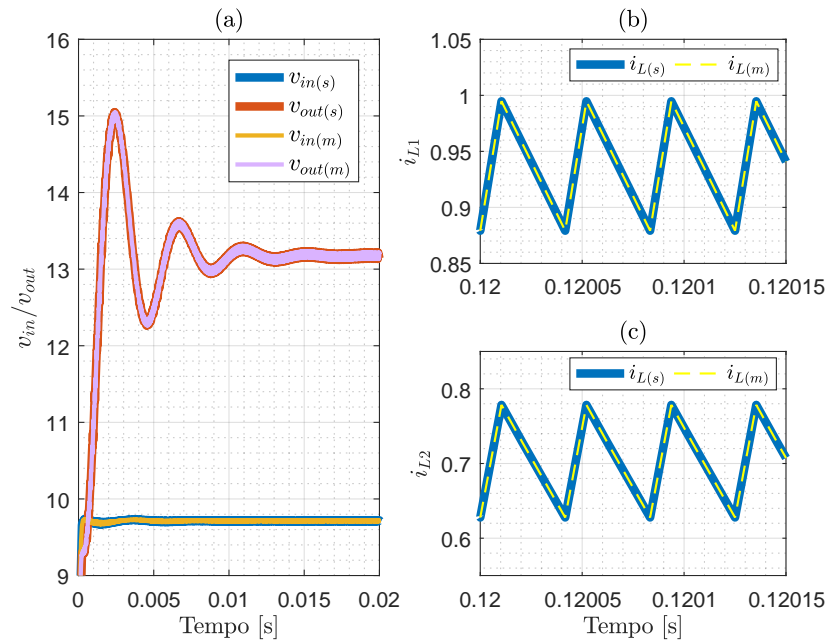


Figura 4.4: Exemplo de validação do modelo em espaço de estados. Valores do modelo são indicados pelo subscrito (m), e da simulação por (s).

Fonte: Próprio Autor

O equivalente pode ser feito na função característica do capacitor resultando em:

$$C = \frac{i\Delta t}{\Delta v}. \quad (4.10)$$

Para todos os componentes foi calculada uma tabela com um *ripple* de 5%, 10%, 15% e 20% e escolhido o valor que melhor equilibra o tamanho do componente com a variação máxima de tensão ou corrente.

4.3 Interface Eletrônica Conectada ao Painel Fotovoltaico

Os dispositivos fotovoltaicos são representados basicamente por uma junção p-n de um semicondutor, que ao ser exposta à luz libera elétrons em um circuito fechado. O modelo generalizado é baseado na natureza dessa junção e representa com precisão as células por meio de uma fonte de corrente I_c , resistência série R_s , resistência *shunt* R_p e um diodo D_1 (BASTOS, 2016) que são ordenados conforme a Figura 4.5. Na mesma ilustração, é visível a corrente disponibilizada pela célula fotovoltaica denominada de I_{cel} , bem como a sua tensão terminal V_{cel} .

As curvas de geração dos dispositivos fotovoltaicos apresentam um comportamento não linear, isto é, a produção de eletricidade depende de fenômenos naturais como irradiação e temperatura que não são controlados, e também, da tensão e corrente que são ajustadas

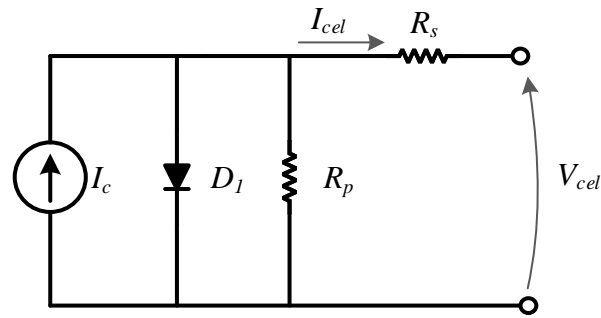


Figura 4.5: Modelo de uma célula fotovoltaica.

Fonte: Adaptado de (BASTOS, 2016)

nos terminais dois painéis para atingir a potência desejada. Assim, conforme é ilustrado na Figura 4.6, adaptada do *datasheet* do fabricante do painel escolhido para a construção do protótipo desenvolvido nessa dissertação, é possível verificar o comportamento não linear quando é traçada a resposta da corrente nos terminais como função da tensão sob diferentes níveis de irradiação e/ou temperatura.

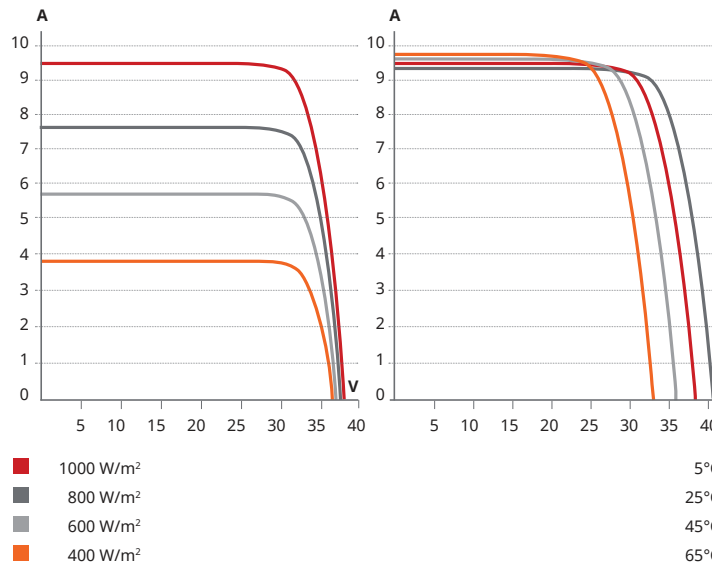


Figura 4.6: Curvas características do painel solar. A esquerda, para diferentes níveis de irradiação e a direita para diferentes níveis de temperatura.

Fonte: Adaptado de (CANADIANSOLAR, 2019)

Nesse sentido, o gerenciamento do conversor conectado aos terminais do PV deve utilizar algum método de controle com capacidade de ajustar a tensão ou corrente do painel para rastrear o ponto de máxima geração (tema abordado no próximo capítulo). Outro ponto importante, é a corrente de terminal que não deve ser pulsada e deve apresentar *ripple* abaixo de 5%, a fim de preservar a vida útil do painel.

Frequentemente é encontrado na literatura o conversor *boost* clássico encarregado de extrair a potência produzida pelo conjunto de painéis e elevar a tensão que é entregue ao elo CC, como por exemplo nos trabalhos de XU et al. (2017), KARIMI et al. (2017) e YANG et al. (2018). Isso ocorre devido principalmente a simplicidade, rendimento e pequena quantidade de componentes desse conversor eletrônico.

Outros trabalhos como UNO e Sugiyama (2019), FARAJI et al. (2020), WANG et al. (2019) apresentam novas topologias de conversor multi portas que integram fontes renováveis e armazenador para o uso em microrredes. Já no texto elaborado por BHATTACHARJEE, KUTKUT e BATARSEH (2019) é abordada uma revisão a respeito desta classificação de conversores. Todavia, as desvantagens desses circuitos em geral, estão relacionadas ao elevado número de componentes, uso de indutores acoplados ou transformadores, chaveamento complexo e malhas de controle sofisticadas.

No desenvolvimento da nanorrede proposta nessa dissertação, o circuito escolhido foi o *boost* quadrático construído a partir da conexão em série de dois conversores *boost* clássicos com simplificação do acionamento. O mesmo é composto pelos capacitores C_1 , C_2 e C_{Link} , diodos D_1 , D_2 e D_3 , um semicondutor controlado S_1 e indutores L_1 e L_2 dispostos da forma apresentada na Figura 4.7. Além disso, as variáveis de interesse para o controle v_{PV} , v_{CC380} , i_{PV} , i_{L1} e $i_{CC380PV}$ representam as medidas instantâneas de tensão do arranjo de painéis, tensão do elo central, correntes nos terminais do PV, na indutância de entrada e entregue ao barramento, respectivamente.

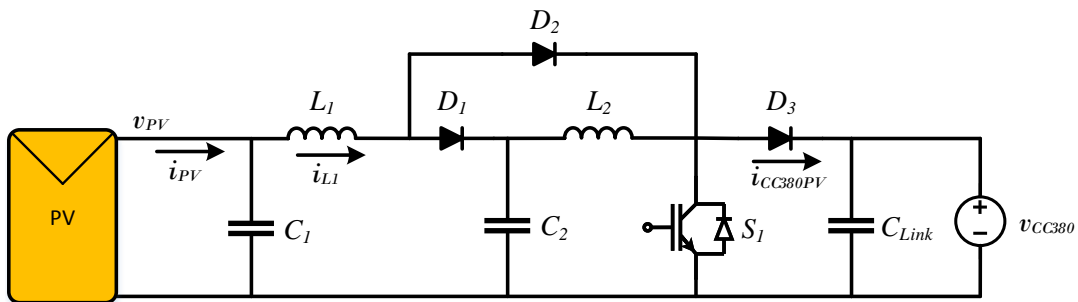


Figura 4.7: Conversor elevador *boost* quadrático.

Fonte: Próprio Autor

Essa estrutura de potência possui chaveamento simples com apenas duas etapas controladas por S_1 . Na primeira etapa, os semicondutores S_1 e D_2 conduzem, enquanto D_1 e D_3 estão bloqueados. Já na segunda, os semicondutores D_1 e D_3 permitem a passagem de corrente enquanto S_1 e D_2 estão bloqueados, conforme demonstrado na Figura 4.8. As flechas em azul indicam o sentido de corrente dos elementos em cada período.

Dentre as vantagens que levaram a sua escolha, é válido citar o *stress* de tensão e corrente reduzido sobre os semicondutores, pois o ganho de tensão é dividido entre as duas células de comutação. Quando ele é comparado com o conversor *boost* clássico, é

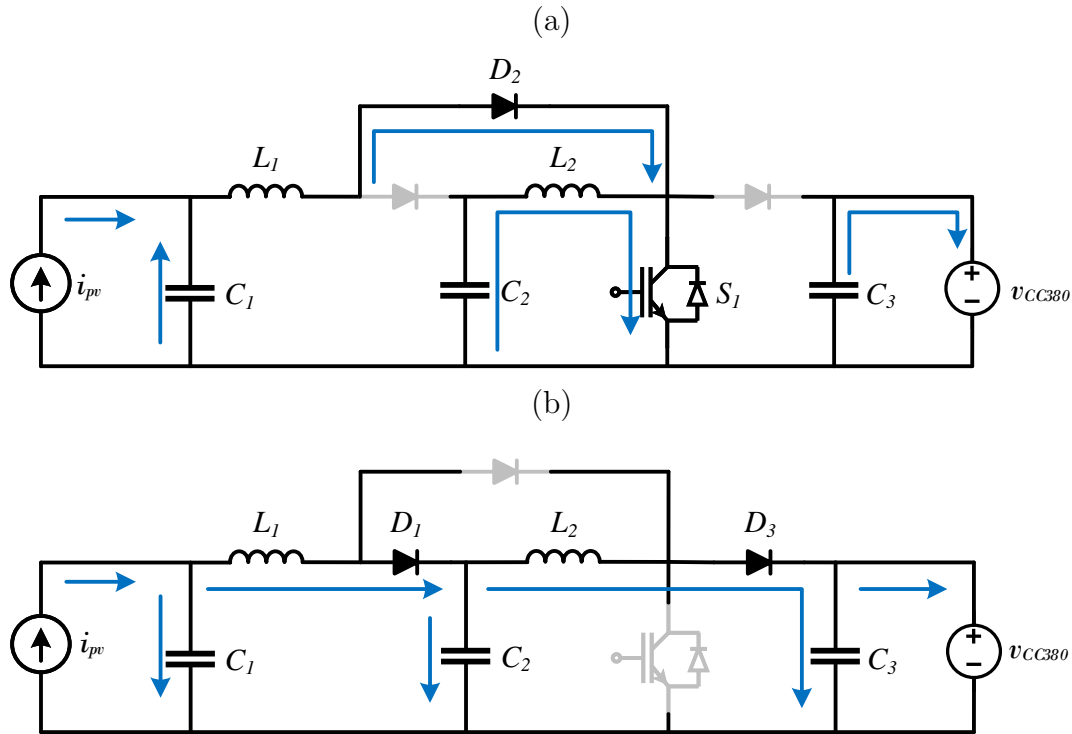


Figura 4.8: Etapas de operação do conversor *boost* quadrático. Em (a) durante kT e em (b) durante o período complementar $(1 - k)T$.

possível notar que o ganho máximo efetivo é menor do que o produzido pelo dispositivo clássico, porém o nível desejado $G = 380 \text{ [V]}/125 \text{ [V]} \approx 3$ (do PV ao *link* CC) é atingido com um ciclo de trabalho menor, como pode ser visto no gráfico da Figura 4.9. O que é vantajoso do ponto de vista do semicondutor controlado, pois o mesmo permanece um tempo inferior na situação de condução e, conseqüentemente, proporciona um nível menor de aquecimento.

Ao realizar o procedimento de modelagem explicado na Seção 4.1, primeiramente são arbitrados os vetores que definem as entradas \mathbf{u} e estados \mathbf{x} :

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= [i_{PV} \quad v_{CC380}]^t \\ \mathbf{x} &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad v_{C1} \quad v_{C2} \quad v_{CLink}]^t. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Ao aplicar as leis de Kirchhoff nos sub-circuitos descritos na Figura 4.8, considerando as perdas resistivas série para os indutores (R_{L1} e R_{L2}), capacitores (R_{C1} , R_{C2} e R_{CLink}), semicondutores (R_{S1} , R_{D1} , R_{D2} e R_{D3}), PV e equivalente de fontes conectadas ao elo CC

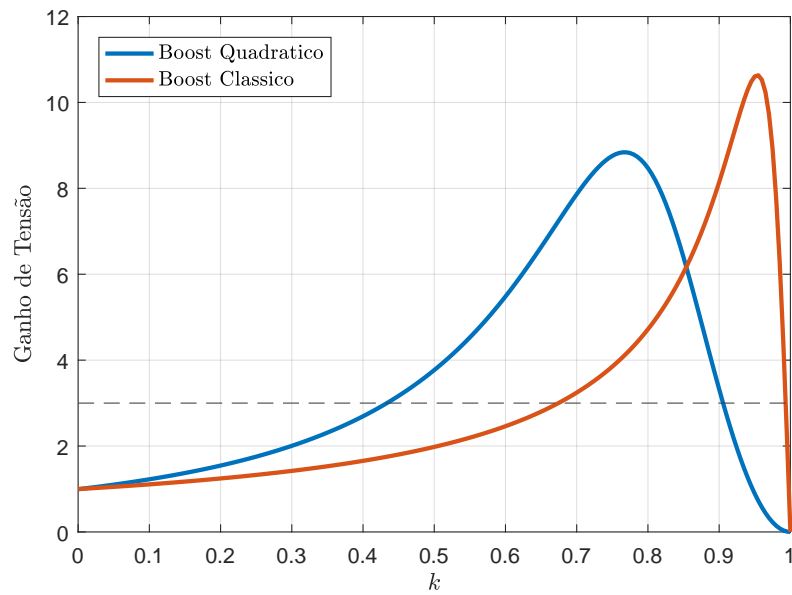


Figura 4.9: Comparativo de Ganho do *boost* clássico com o *boost* quadrático. A linha tracejada indica o valor de ganho desejado nesse ponto da nanorrede.

Fonte: Próprio Autor

(R_{PV} e R_{CC}) são determinadas as matrizes

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{R_{D1}+R_{L1}+R_{S1}+z_1}{L_1} & \frac{R_{S1}}{L_1} & \frac{z_2}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{R_{S1}}{L_2} & -\frac{R_{L2}+R_{C2}+R_{S1}}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ -\frac{z_2}{C_1} & 0 & -\frac{1}{(R_{PV}+R_{C1})C_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{(R_{CLink}+R_{CC})C_{Link}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{R_{C1}}{(R_{PV}+R_{C1})L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{(R_{PV}+R_{C1})C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_{CLink}+R_{CC})C_{Link}} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

que representam o circuito durante a primeira etapa de chaveamento (k), e as matrizes

\mathbf{A}_2 e \mathbf{B}_2 que estão relacionadas com a etapa complementar de funcionamento $(1 - k)$:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{D2}+R_{L1}+R_{C2}+z_1}{L_1} & \frac{R_{C2}}{L_1} & \frac{z_2}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{R_{C2}}{L_2} & -\frac{R_{L2}+R_{C2}+R_{D3}+z_3}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{z_4}{L_2} \\ -\frac{z_2}{C_1} & 0 & -\frac{1}{(R_{PV}+R_{C1})C_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{z_4}{C_{Link}} & 0 & 0 & -\frac{1}{(R_{CLink}+R_{CC})C_{Link}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_{C1}}{(R_{PV}+R_{C1})L_1} & 0 \\ 0 & \frac{R_{CLink}}{(R_{CLink}+R_{CC})L_2} \\ \frac{1}{(R_{PV}+R_{C1})C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_{CLink}+R_{CC})C_{Link}} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Nas matrizes acima mencionadas, as constantes z_1 a z_4 correspondem as simplificações das associações de resistências definidas por:

$$\begin{cases} z_1 = \frac{R_{PV}R_{C1}}{R_{PV}+R_{C1}} \\ z_2 = \frac{z_1}{R_{C1}} \\ z_3 = \frac{R_{CLink}R_{CC}}{R_{CLink}+R_{CC}} \\ z_4 = \frac{z_3}{R_{CLink}}. \end{cases} \quad (4.14)$$

Por fim, as variáveis no vetor de saídas \mathbf{y} são escolhidas de acordo com o modelo de pequenos sinais, e permitem calcular os modelos (no domínio da frequência s) empregadas na Seção *Droop* Painel do Capítulo 3. Nesse caso, $G_{v_{PV}}$ e $G_{i_{L1}}$ podem ser definidas através dos estados dos componentes passivos na entrada da planta em estudo, respectivamente,

$$\mathbf{y} = [v_{C1} \quad i_{L1}]^t \quad (4.15)$$

e extraídas através de *software* matemático devido a complexidade das mesmas. Devido à extensão, as equações analíticas não são apresentadas no texto, porém as relações gráficas e análises de todo o modelo são demonstradas a seguir.

Se o ganho real do conversor é traçado em função do ciclo de trabalho para o modelo levantado, ele apresenta o comportamento já apresentado na Figura 4.9. Todavia, ao investigar a depreciação de ganho causada pela perda de cada componente, em outras palavras, fixar o ciclo de trabalho k no ponto de operação e variar as resistências em um intervalo definido

$$G_N(R_{(.)}) = \frac{G_{k=0,44}(R_{(.)})}{\max(G_{k=0,44}(R_{(.)}))} \Bigg|_{R=1m\Omega}^{R=1\Omega}, \quad (4.16)$$

é possível notar que a perda do semiconductor ativo S_1 e do indutor L_1 impactam mais acentuadamente do que os outros componentes para esse modelo com as perdas de condução.

Toda essa análise pode ser observada efetivamente no gráfico da Figura 4.10, onde é constatado que quanto menor a perda resistiva, maior é o ganho em todos os casos, porém, cada item causa uma diferente depreciação. Por exemplo, no intervalo definido, R_{D3} e R_{Clink} decaem menos de 5%, enquanto que R_{L1} e R_{S1} causam queda maior que 25%.

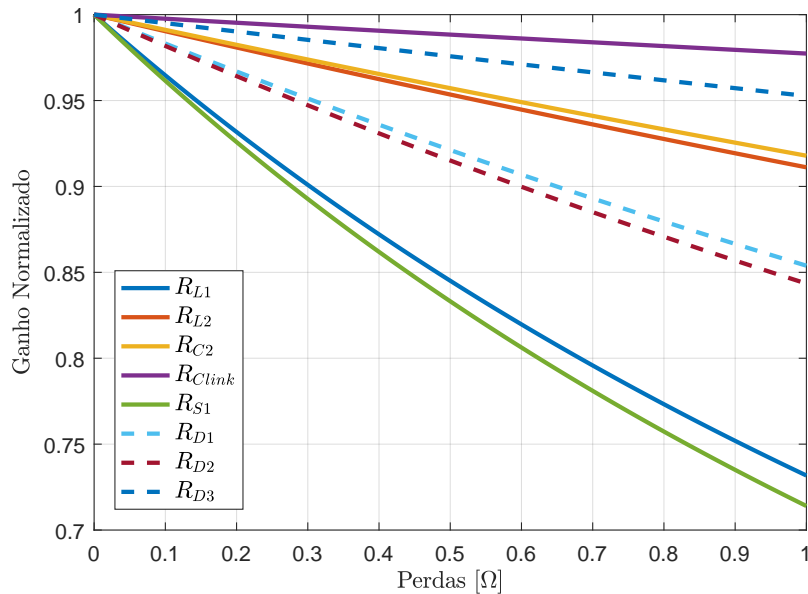


Figura 4.10: Impacto das perdas de condução de cada componente no ganho de tensão para o ponto de operação selecionado.

Fonte: Próprio Autor

A justificativa no caso de L_1 está relacionada com a corrente de entrada observada no indutor com maior magnitude quando comparada aos outros elementos, entretanto, para o semicondutor ativo S_1 , a redução de ganho de tensão é atribuída a condução de corrente das duas células de comutação do conversor. E por isso, na topologia mencionada, esses dois elementos necessitam de uma atenção maior durante o projeto do circuito.

Outra grandeza de desempenho característica do conversor que pode ser obtida do modelo é o rendimento calculado mostrado na Figura 4.11. Na ilustração, é notado que a seção de alto rendimento (acima de 80%) é delimitada entre $k = 0$ e $k \approx 0,65$, isto é, imediatamente inferior ao pico de ganho. Para ciclos de trabalho elevados (acima de 80%) o rendimento é drasticamente reduzido até ser zerado com $k > 0,9$. Contudo, o ponto de operação projetado para a nanorrede é compreendido na seção de alto rendimento, confirmando uma das premissas da construção da nanorrede que é manter um alto rendimento no processamento de energia.

A queda de rendimento constatada na Figura 4.11 é causada pelo consumo de energia do próprio conversor e é observado principalmente no aquecimento dos componentes durante a condução de corrente. Na Figura 4.12 é traçado o percentual de potência de entrada consumida por cada um dos principais itens do circuito.

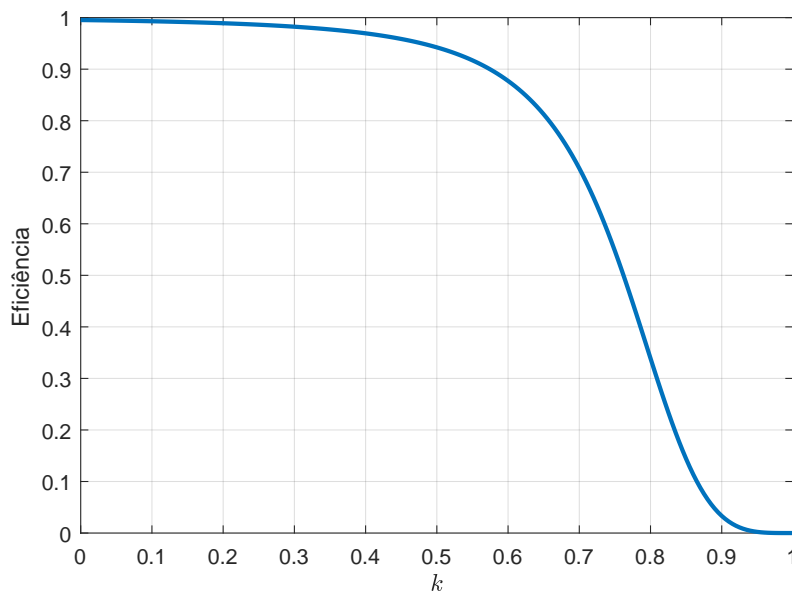


Figura 4.11: Rendimento calculado do *boost* quadrático.

Fonte: Próprio Autor

Assim, tomando como base a Figura 4.10, é constatado que o diodo D_1 é um dos quatro elementos que mais degradam o ganho de tensão. No entanto, quando a comparação é feita entre a quantidade de potência dissipada pelo dispositivo em análise e o montante fornecido pela fonte como na Figura 4.12, a quantidade de potência dissipada em percentuais pelo diodo em questão é irrisória. Isso ocorre pois apesar do componente estar conectado diretamente ao indutor de entrada, ele permanece menos tempo na condição de condução de corrente conforme o ciclo de trabalho é ampliado, pois permite a passagem de corrente durante $(1 - k)T$ (Figura 4.8).

Por outro lado, as perdas dos dispositivos referentes ao carregamento do indutor L_1 (R_{L1} , R_{S1} e R_{D2}), na primeira etapa de comutação executada durante o intervalo k , correspondem a aproximadamente 70% da dissipação de potência no caso mais extremo com $k = 1$.

Complementando o estudo via espaço de estados, na Figura 4.13 são apresentadas duas superfícies que demonstram a operação do conversor frente a diferentes ciclos de trabalho e cargas conectadas ao elo CC. Para realização da análise, a fonte colocada no elo CC de alta tensão v_{CC380} e sua perda R_{CC} são substituídas por uma carga linear R_{CC380} . No gráfico da Figura 4.13 (a), o ganho máximo para cada valor de carga (corte correspondentes ao plano $G \times k$) é encontrado deslocando-se no eixo k para valores próximos a 1 conforme a carga demandada nos terminais do conversor diminui. Para uma resistência de 5Ω , o ganho tem valor máximo de 1,67 com o ciclo de trabalho igual a 0,47, já para uma resistência de 100Ω , o conversor atinge 7,66 com 0,73 de ciclo de trabalho. Na ilustração da Figura 4.13(b), a superfície de rendimento apresenta um platô de alto rendimento para

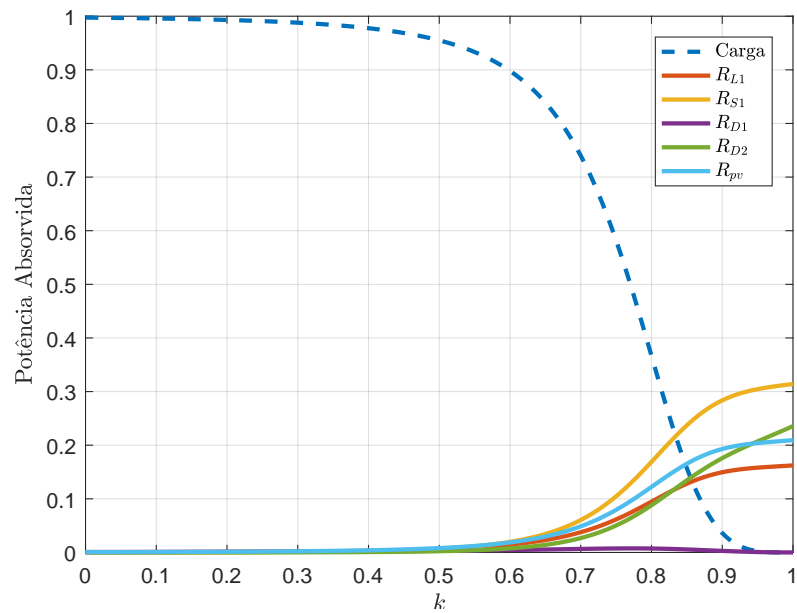


Figura 4.12: Transferência de potência calculada do *boost* quadrático.

Fonte: Próprio Autor

ciclos de trabalho inferiores a 0,6 dependente também do valor da resistência conectada no circuito.

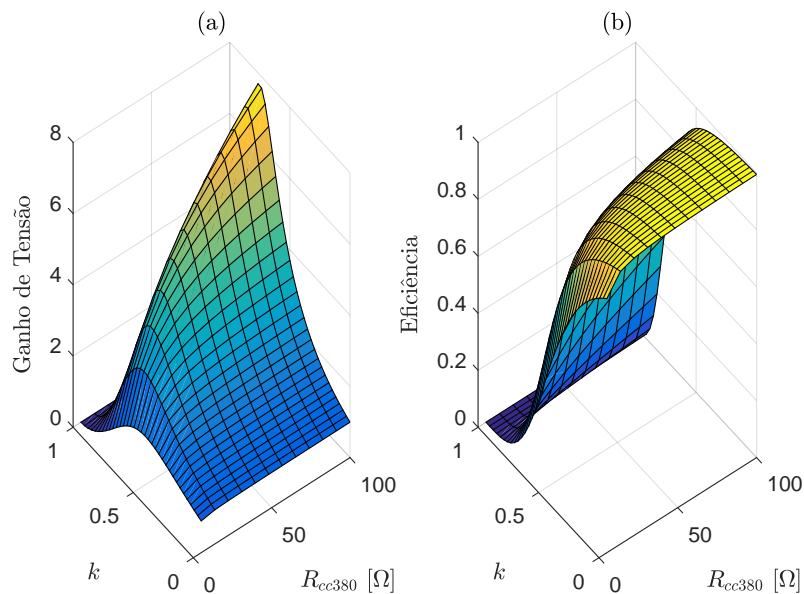


Figura 4.13: Gráfico 3D de ganho (a) e rendimento (b) do *boost* quadrático em função do ciclo de trabalho e da carga.

Fonte: Próprio Autor

Da Figura 4.13 é possível concluir que a elevação de potência, e conseqüente redução da resistência equivalente, considerando que a tensão do elo CC seja aproximadamente

constante, impacta com maior efeito o ganho máximo do que o rendimento do conversor. Contudo, o ciclo de trabalho é um fator determinante para ambas, e após elas atingirem os seus máximos, ambas as variáveis (ganho de tensão e rendimento) são drasticamente reduzidas. No entanto, em torno do ponto de operação escolhido ($k = 0,44$) as variações são pequenas e aceitáveis, com o coeficiente angular da reta tangente igual a 10 para o ganho e -0,25 para o rendimento.

Assim, foi possível verificar que o *boost* quadrático atende a todos requisitos de controle e processamento de energia impostos pela nanorrede. E apenas os componentes S_1 e L_1 requerem um cuidado maior na seleção referente a influência dos mesmos no desempenho final do conversor.

4.4 Interface Eletrônica Conectada ao Armazenador

A produção de energia por fontes renováveis pode causar distúrbios à nanorrede decorrente de alterações nas condições atmosféricas, manobras de carga, interferências eletromagnéticas, etc. De forma a suavizar as flutuações, prover mais flexibilidade e resiliência, são inseridos armazenadores como banco de baterias ou ultra capacitores para balancear os níveis de potência da geração com o consumo (ELSAYAD; MORADISIZKOOHI; MOHAMMED, 2019; ALHAIDER et al., 2020).

A bateria é um equipamento que não produz energia, apenas faz o armazenamento de forma eletroquímica, comumente realizado por compostos de Chumbo-Ácido, Níquel-Cadmio (NiCad), Níquel-Hidreto Metálico (NiMh) ou Íon-Lítio (*Lithium-ion*). Além disso, a vida útil da mesma é abreviada com o aquecimento, curto-circuito interno ou externo, permanente ou intermitente, e proporcionalmente a profundidade das descargas (JAYASENA et al., 2019).

Tipicamente, o *Battery Management System* (BMS), sistema responsável por monitorar as condições da bateria, utiliza a tensão das células para garantir os limites máximos e mínimos de carga durante a operação. É importante também que a resistência série e o armazenamento sejam monitorados para identificar a perda de capacidade, de potência e o envelhecimento do elemento armazenador (CARKHUFF; DEMIREV; SRINIVASAN, 2018).

Um dos parâmetros mais importantes para ser verificado é o SoC, que indica o nível instantâneo de energia armazenada e é calculado medindo a tensão e/ou a corrente no seus terminais. Esse parâmetro, além de determinar o carregamento pode ser empregado no controle *droop* para comunicação da disponibilidade de energia via elo CC (tema abordado no Capítulo 3), e assim, definir os limites de corrente que o conversor pode extrair ou injetar.

Para o uso da bateria na nanorrede é necessário empregar um conversor bidirecional, elevador no sentido do *link* CC e abaixador no sentido da bateria, que forneça ganho de tensão $G = 380[v]/100[v] = 3,8$ com rendimento acima de 80%. Na literatura, é possível

encontrar dispositivos isolados para desempenhar essa função, como pode ser visto nos textos de WANG et al. (2019) e de WU et al. (2014). Contudo, o transformador e a elevada quantidade de semicondutores de potência elevam consideravelmente o custo e tamanho, inviabilizando o uso. Já, alguns circuitos não isolados, necessitam de comutação suave ou múltiplas etapas de chaveamento como nas propostas de ZHANG et al. (2018) e SHREELAKSHMI, DAS e AGARWAL (2019), o que dificulta a operação, modelagem e controle desses dispositivos.

Em vista disso, o conversor selecionado para a função de monitorar a bateria e controlar o *link* CC é não isolado, dispõe de uma pequena quantidade de semicondutores quando comparado com os circuitos da mesma categoria, possui alto rendimento e um *stress* reduzido devido à sua estrutura que divide a tensão entre os componentes. Adicionalmente, o conversor trata-se de uma contribuição à comunidade científica, pois é um conversor concebido no LAFAPE e explorado na presente pesquisa.

A nova estrutura de potência proposta é composta pelos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , indutores L_1 e L_2 , e quatro semicondutores controlados S_1 , S_2 , S_3 e S_4 dispostos da forma apresentada na Figura 4.14. Na mesma imagem são destacados os parâmetros utilizados na malha de controle do circuito, são eles a corrente do indutor de entrada i_{AR} , corrente fornecida ao elo central i_{CC380} , e tensão do armazenador v_{AR} e *link* v_{CC380} respectivamente.

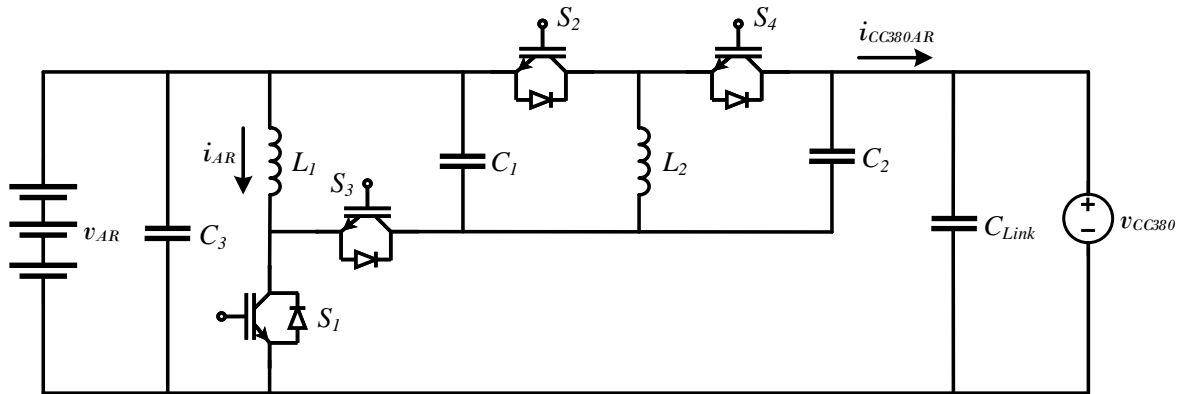


Figura 4.14: Conversor bidirecional desenvolvido no LAFAPE.

Fonte: Próprio Autor

Outra característica importante, é que o conversor possui dois modos de operação graças as suas quatro chaves controladas. No primeiro, chamado de Modo A, os semicondutores S_1 e S_2 são acionados ao mesmo tempo, com S_3 e S_4 operando no sinal complementar, segundo

$$\begin{cases} S_1 = S_2 \\ S_3 = S_4 \\ S_3 = \bar{S}_1, \end{cases} \quad (4.17)$$

assim, os dois indutores são carregados e descarregados simultaneamente. Na Figura 4.15, as duas etapas de chaveamento referente ao Modo A são demonstradas. No diagrama, as setas azuis indicam as correntes de cada elemento para a operação em *Step-Up*, ou seja, processamento de potência da bateria v_{AR} para o elo CC v_{cc380} . Na condução em *Step-Down*, as correntes mantêm as posições, porém invertem o sentido.

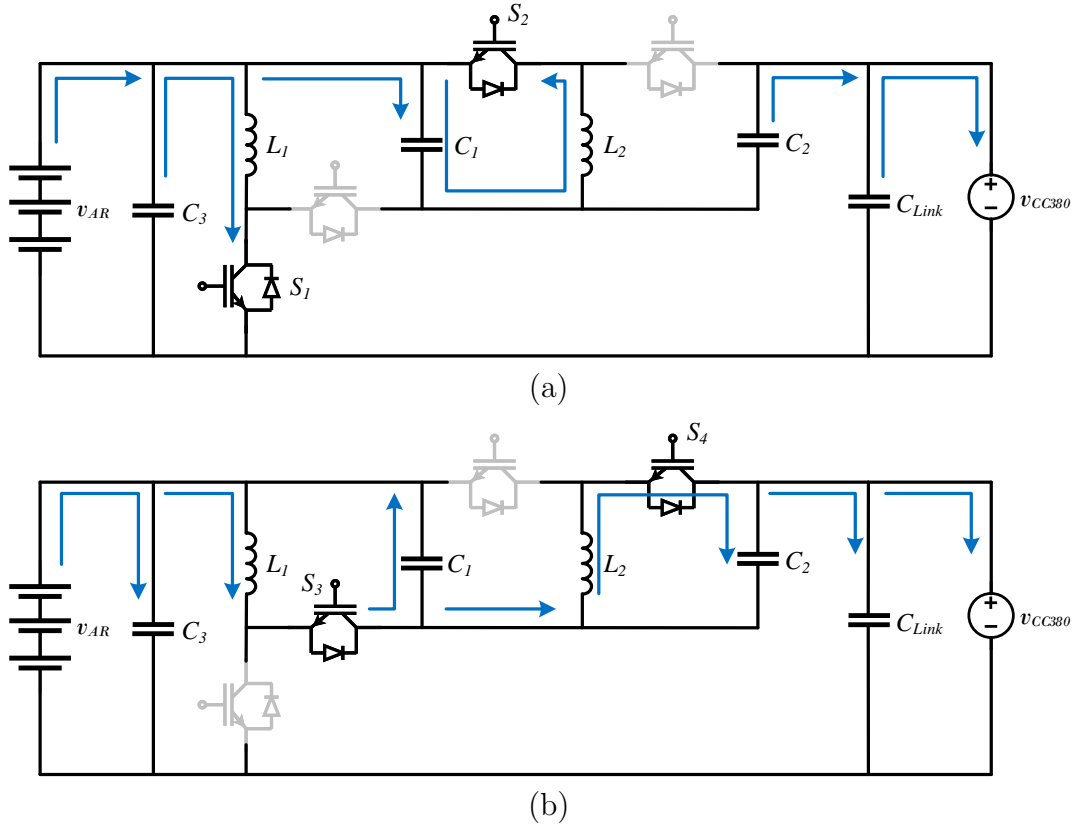


Figura 4.15: Etapas de operação do conversor bidirecional LAFAPE para o Modo A. Em (a) durante k e em (b) durante o período complementar $(1 - k)$

Já para o Modo B, é realizada uma inversão no comando das chaves de modo que S_4 recebe o mesmo sinal de comando que S_1 , e o sinal complementar comuta S_2 junto com S_3

$$\begin{cases} S_1 = S_4 \\ S_3 = S_2 \\ S_3 = \bar{S}_1, \end{cases} \quad (4.18)$$

portanto, os indutores trabalham de forma alternada. Novamente, as correntes de cada item nas duas etapas de chaveamento durante a elevação de tensão são indicadas na Figura 4.16.

Os dois modos possuem a capacidade bidirecional, mas com curvas de ganho e rendimento totalmente diferentes. A análise mostra que o Modo A alcança o ganho médio necessário ($G = 3,8$) com um ciclo de trabalho menor do que o Modo B, contudo, neste ponto o conversor entrega um rendimento menor $n \approx 0,92$ com $k = 0,57$ e uma inclinação

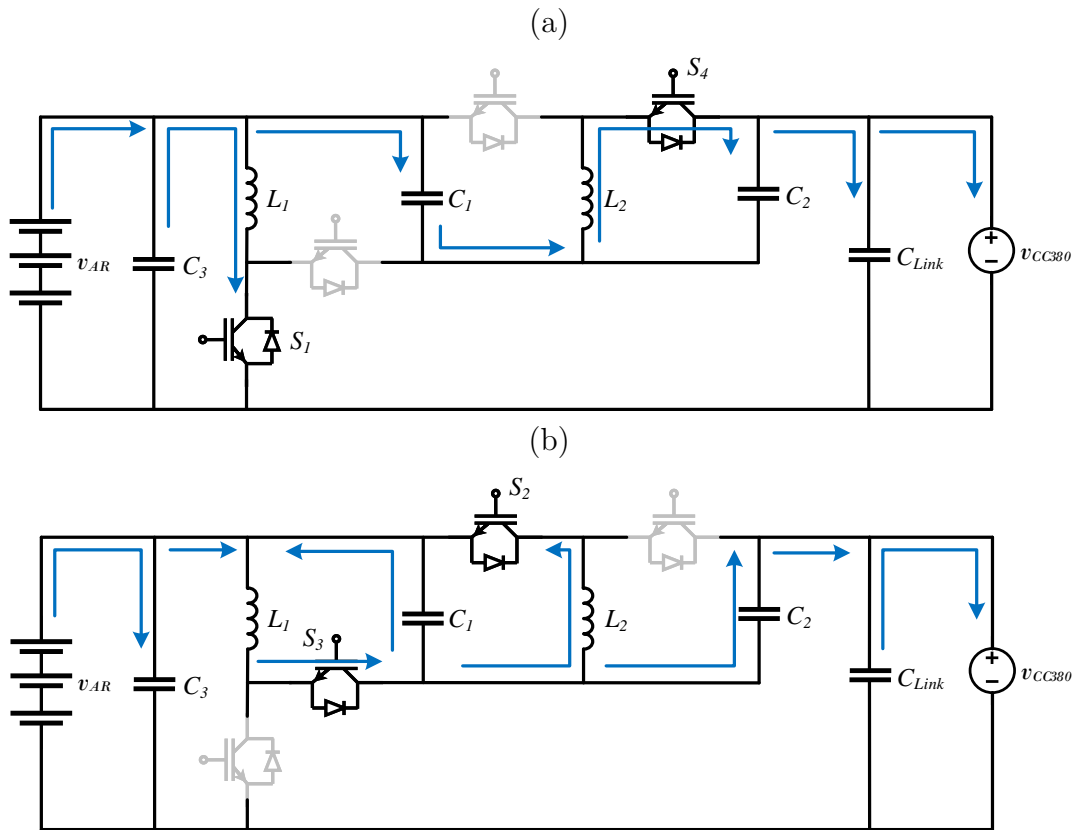


Figura 4.16: Etapas de operação do conversor bidirecional LAFAPE para o Modo B. Em (a) durante k e em (b) durante o período complementar $(1 - k)$

maior nas duas curvas. Por sua vez, o Modo B entrega o ganho com um rendimento de $n \approx 0,95$ em $k = 0,66$ e curvas mais suaves. A Figura 4.17 evidencia essas diferenças.

Além da execução mais suavizada e do rendimento estar ligeiramente acima do Modo A, o Modo B também entrega um menor *ripple* de corrente nas duas portas (entre os dois modos estudados). Por isso, o segundo modo de chaveamento foi selecionado para a execução da nanorrede, e portanto este será o foco nas análises a seguir.

No procedimento de modelagem, inicialmente é definido o vetor de entradas em função das fontes equivalentes vistas pelos terminais dos conversores, e o vetor de estados baseado nos componentes passivos, respectivamente

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= [v_{AR} \quad v_{CC380}]^t \\ \mathbf{x} &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad v_{C1} \quad v_{C2} \quad v_{C3} \quad v_{C_{Link}}]^t. \end{aligned} \quad (4.19)$$

E, com a divisão do funcionamento do conversor nas duas etapas da Figura 4.16, as leis de Kirchhoff são aplicadas ao primeiro sub-circuito acionado durante o intervalo k , para obter as matrizes A_1 e B_1

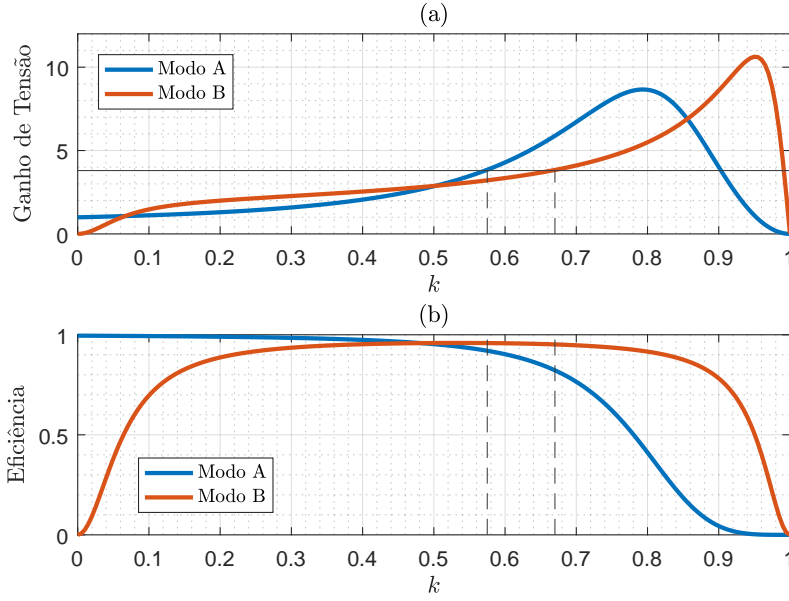


Figura 4.17: Análise de ganho (a) e rendimento (b) para os dois modos do conversor bidirecional do LAFAPE. A linha contínua em (a) mostra o ganho requisitado, e as linhas tracejadas em (b) denotam o rendimento correspondente ao ponto de operação.

Fonte: Próprio Autor

$$\begin{aligned}
 A_1 = & \begin{bmatrix} \frac{R_{L1}+R_{S1}+z_1 z_2}{(z_1+z_2)L_1} & -\frac{z_2 R_{C2}}{z_3 L_1} & -\frac{z_2}{z_3 L_1} & -\frac{z_2}{z_3 L_1} & \frac{z_1 z_6}{z_5 L_1} & \frac{z_2 R_{C4}}{z_{10} z_{12} L_1} \\ -\frac{z_2 R_{C2}}{z_3 L_2} & -\frac{R_{C4}+R_{L2}+R_{C2}(z_3-R_{C2})/z_3}{L_2} & \frac{R_{C2}}{z_3 L_2} & \frac{R_{C2}-z_3}{z_3 L_2} & \frac{z_6 R_{C2}}{z_5 L_2} & \frac{z_2 R_{C4}}{z_{10} z_{12} L_2} \\ \frac{z_2}{z_3 C_1} & -\frac{R_{C2}}{z_3 C_1} & -\frac{1}{z_3 C_1} & -\frac{1}{z_3 C_1} & -\frac{z_6}{z_5 C_1} & \frac{R_{C4}}{z_{10} z_{12} C_1} \\ \frac{z_2}{z_3 C_2} & -\frac{z_3-R_{C2}}{z_3 C_2} & -\frac{1}{z_3 C_2} & -\frac{1}{z_3 C_2} & -\frac{z_6}{z_5 C_2} & \frac{R_{C4}}{z_{10} z_{12} C_2} \\ -\frac{z_1 z_7}{z_3 C_3} & -\frac{z_7 R_{C2}}{z_3 C_3} & -\frac{z_7}{z_3 C_3} & -\frac{z_7}{z_3 C_3} & -\frac{1}{z_5 C_3} & \frac{z_7 R_{C4}}{z_{10} z_{12} C_3} \\ -\frac{z_2 z_9}{z_3 C_4} & \frac{z_9 R_{C2}}{z_3 C_4} & \frac{z_9}{z_3 C_4} & \frac{z_9}{z_3 C_4} & \frac{z_6 z_9}{z_5 C_4} & -\frac{1}{z_{10} C_4} \end{bmatrix} \\
 B_1 = & \begin{bmatrix} \frac{z_1 R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)L_1} & -\frac{z_0 z_2}{z_3 L_1} \\ \frac{R_{C2} R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)L_2} & \frac{z_0 R_{C2}}{z_3 L_2} \\ -\frac{R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)C_1} & -\frac{z_0}{z_3 C_1} \\ -\frac{R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)C_2} & -\frac{z_0}{z_3 C_2} \\ \frac{z_1}{z_4(R_{C3}+z_1)C_3} & -\frac{z_0 z_7}{z_3 C_3} \\ \frac{z_9 R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)C_4} & -\frac{z_{11}}{(z_{11}+R_{C4})C_4} \end{bmatrix} \quad (4.20)
 \end{aligned}$$

No intervalo complementar $(1 - k)$, são encontradas as matrizes A_2 e B_2 que descrevem o sub-circuito da segunda etapa do Modo B

$$\begin{aligned}
A_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{z_3(R_{L1}+R_{S3})+z_3-R_{C1}}{z_3L_1} & \frac{R_{C1}(z_0+z_2+R_{C2})}{z_3L_1} & \frac{R_{C1}-z_3}{z_3L_1} & \frac{R_{C1}}{z_3L_1} & \frac{z_6R_{C1}}{z_5L_1} & -\frac{R_{C1}R_{C4}}{z_{10}z_{12}L_1} \\ \frac{R_{C1}(z_0+z_2+R_{C2})}{z_3L_2} & -\frac{z_3(R_{S2}+R_{L2})+R_{C1}(z_3-R_{C1})}{z_3L_2} & -\frac{R_{C1}-z_3}{z_3L_2} & -\frac{R_{C1}}{z_3L_2} & -\frac{z_6R_{C1}}{z_5L_2} & \frac{R_{C1}R_{C4}}{z_{10}z_{12}L_2} \\ \frac{z_0+z_2+R_{C2}}{z_3C_1} & -\frac{R_{C2}+z_0+z_2}{z_3C_1} & -\frac{1}{z_3C_1} & -\frac{1}{z_3C_1} & -\frac{z_6}{z_5C_1} & \frac{R_{C4}}{z_{10}z_{12}C_1} \\ -\frac{R_{C1}}{z_3C_2} & -\frac{R_{C1}}{z_3C_2} & -\frac{1}{z_3C_2} & -\frac{1}{z_3C_2} & -\frac{z_6}{z_5C_2} & \frac{R_{C4}}{z_{10}z_{12}C_2} \\ -\frac{z_7R_{C1}}{z_3C_3} & \frac{z_7R_{C1}}{z_3C_3} & -\frac{z_7}{z_3C_3} & -\frac{z_7}{z_3C_3} & -\frac{1}{z_5C_3} & \frac{z_7R_{C4}}{z_{10}z_{12}C_3} \\ \frac{z_9R_{C1}}{z_3C_4} & -\frac{z_9R_{C1}}{z_3C_4} & \frac{z_9}{z_3C_4} & \frac{z_9}{z_3C_4} & \frac{z_6z_9}{z_5C_4} & -\frac{1}{z_{10}C_4} \end{bmatrix} \\
B_2 &= \begin{bmatrix} \frac{R_{C1}R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)L_1} & -\frac{z_0R_{C1}}{z_3L_1} \\ -\frac{R_{C1}R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)L_2} & -\frac{z_0R_{C1}}{z_3L_2} \\ -\frac{R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)C_1} & -\frac{z_0}{z_3C_1} \\ -\frac{R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)C_2} & -\frac{z_0}{z_3C_2} \\ \frac{z_1}{z_4(R_{C3}+z_1)C_3} & -\frac{z_0z_7}{z_3C_3} \\ \frac{z_9R_{C3}}{z_4(R_{C3}+z_1)C_4} & -\frac{z_{11}}{(z_{11}+R_{C4})C_4} \end{bmatrix} \quad (4.21)
\end{aligned}$$

As associações de resistências que aparecem com maior frequência no modelo foram simplificadas segundo as equações z_0 a z_{12} com o intuito de facilitar a manipulação e apresentação das equações

$$\left\{ \begin{array}{l} z_0 = \frac{R_{CC}R_{C4}}{R_{CC}+R_{C4}}; z_1 = z_0 + R_{C1} + R_{C2} \\ z_2 = \frac{R_{C3}R_A}{R_{C3}+R_A}; z_3 = z_1 + z_2 \\ z_4 = R_{CC} + \frac{R_{C3}z_1}{R_{C3}+z_1}; z_5 = R_{C3} + \frac{R_{C3}z_1}{R_{C3}+z_1} \\ z_6 = \frac{R_A}{z_1+R_A}; z_7 = \frac{R_A}{R_{C3}+R_A} \\ z_8 = \frac{R_{C3}}{R_{C3}+R_A}; z_9 = \frac{R_{CC}}{R_{CC}+R_{C4}} \\ z_{10} = \frac{R_{CC}(z_2+R_{C1}+R_{C2})}{z_2+R_{C1}+R_{C2}+R_{CC}} + R_{C4} \\ z_{11} = \frac{R_{CC}(z_2+R_{C1}+R_{C2})}{z_2+R_{C1}+R_{C2}+R_{CC}}; z_{12} = z_2 + R_{C1} + R_{C2} + R_{CC}. \end{array} \right. \quad (4.22)$$

No caso do conversor estático acoplado à bateria, a variável de interesse para o controle na planta G_{iAR} é a corrente fornecida pela bateria. E, para obtê-la de modo simplificado, é empregado no vetor de saídas o estado do indutor L_1 ($i_{AR} \approx i_{L1}$),

$$\mathbf{y} = [i_{L1}]. \quad (4.23)$$

Novamente, do conjunto de equações levantado são extraídos os modelos médio e de pequenos sinais utilizando o *software* Matlab.

No estudo do modelo médio, a depreciação de ganho normalizado pela variação das impedâncias intrínsecas de cada elemento segundo a equação

$$G_N(R_{(.)}) = \frac{G_{k=0.66}(R_{(.)})}{\max(G_{k=0.66}(R_{(.)}))} \Bigg|_{R=1m\Omega}^{R=1\Omega} \quad (4.24)$$

demonstra um comportamento similar ao conversor *boost* quadrático, com peso maior dos componentes mais próximos da fonte de entrada (L_1 , S_1 e S_3).

A Figura 4.18 expõem a queda de desempenho do bidirecional pelo valor das perdas de condução consideradas no modelo. Neste caso, uma resistência de 1Ω associada ao indutor L_1 reduz o ganho a $0,87$ do valor máximo. No caso dos semicondutores controlados S_1 e S_3 , a queda equivale a aproximadamente $0,91$ e $0,95$ respectivamente. Os demais elementos decaem marginalmente dentro da faixa dos 2% .

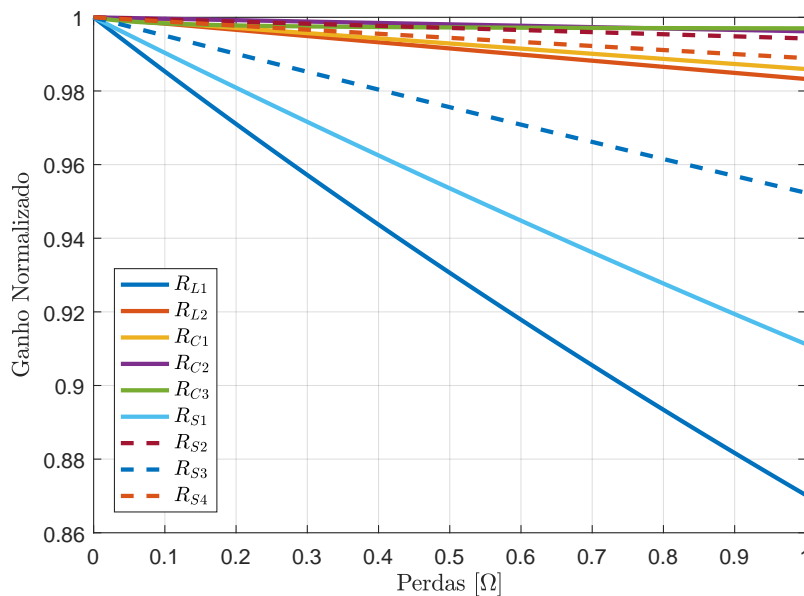


Figura 4.18: Análise da depreciação do ganho do bidirecional atuando como elevador de tensão no Modo B, em função das perdas dos componentes.

Fonte: Próprio Autor

Além disso, a avaliação do rendimento do circuito bidirecional salienta que o modo de chaveamento B possui uma faixa maior de alto rendimento quando comparado ao Modo A, conforme discutido na Figura 4.17 (b). Já a queda de rendimento observada nas extremidades do mesmo gráfico, é causada por seis elementos de forma assimétrica no eixo x , como demonstrado na Figura 4.19. O indutor L_1 , é o único que dissipa potência para qualquer valor de ciclo de trabalho. O segundo indutor do circuito dissipa no intervalo para $k < 0,5$, porém com um pico de 50% quando $k = 0$. Dos quatro semicondutores, S_2 e S_3 dissipam energia em ciclo abaixo de 30% e S_1 acima de 70% . O quarto semicondutor, assim como os capacitores, permanece próximo de zero em todo o universo de discurso e por isso não foram inseridos no gráfico.

Mais uma vez, a resistência concatenada à fonte de entrada R_A dissipa uma quantidade considerável de energia (37% em $k = 1$). Todavia, o conversor proposto possui a vantagem de iniciar tal processo apenas depois de k ultrapassar os $0,9$, formando uma faixa de desvio de potência estreita longe do ponto de operação.

A investigação suplementar das superfícies de desempenho pela variação do ciclo de trabalho e da carga vista pelos terminais do conversor entrega quatro gráficos diferentes.

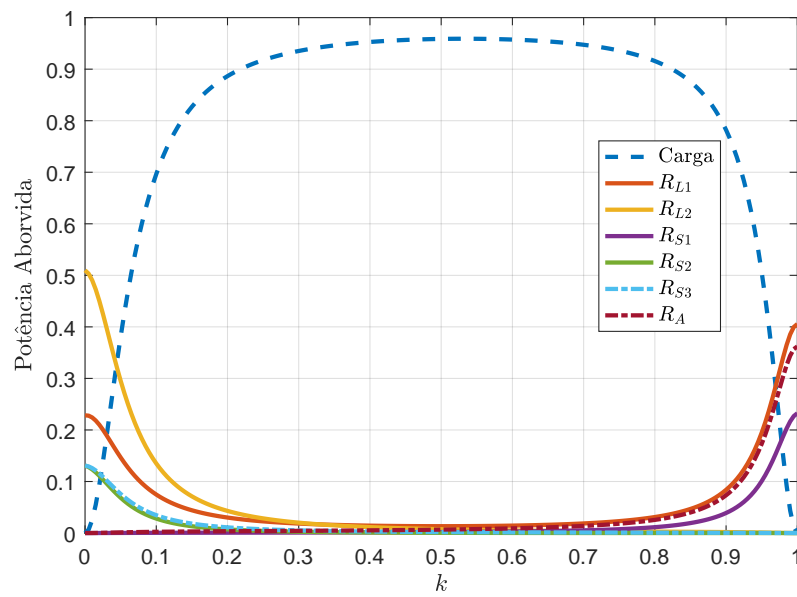


Figura 4.19: Análise da distribuição de energia entre os elementos do circuito para o conversor bidirecional LAFAPE operando no Modo B

Fonte: Próprio Autor

Na Figura 4.20 são expostos o ganho e rendimento para o funcionamento em elevação de tensão. O ganho atinge rapidamente um patamar de 2 e o pico acontece em torno de $k = 0,96$ com pequena variação pela carga e cai abruptamente a zero após esse valor de razão cíclica. Já o rendimento apresenta um afunilamento na região de alto rendimento com a redução da resistência equivalente do elo CC.

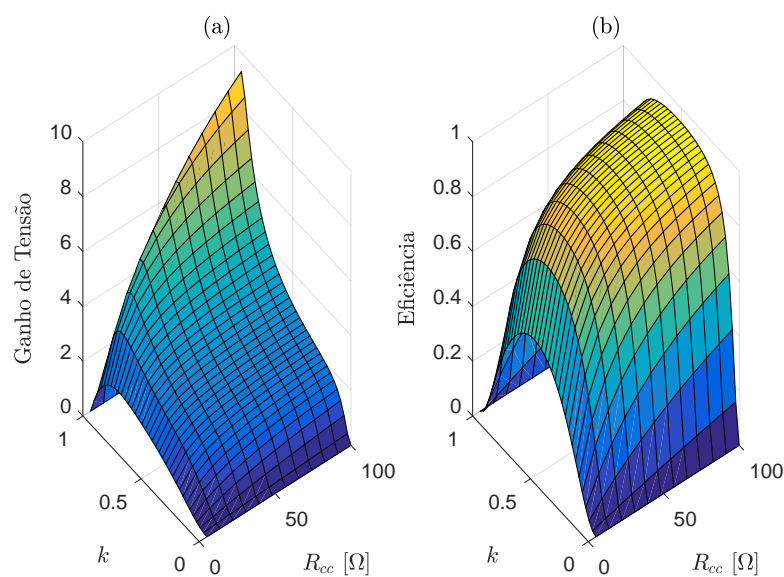


Figura 4.20: Gráfico 3D de ganho (a) e rendimento (b) do bidirecional pelo ciclo de trabalho e pela resistência equivalente do elo CC para a operação em elevação de tensão.

Fonte: Próprio Autor

Na operação para redução de tensão, algumas faixas de ganho são limitadas pelo valor da carga, mas sem impossibilitar o emprego na nanorrede. O rendimento exposto na Figura 4.21 demonstra uma superfície diferente com redução drástica em uma extremidade do ciclo de trabalho e com pouca dependência da resistência equivalente.

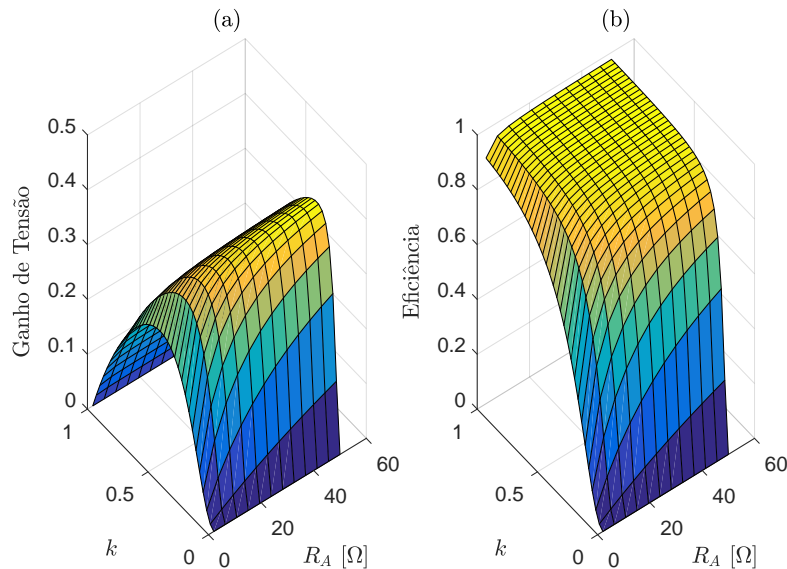


Figura 4.21: Gráfico 3D de ganho (a) e rendimento (b) do bidirecional pelo ciclo de trabalho e pela resistência equivalente do armazenador para a operação em redução de tensão.

Fonte: Próprio Autor

Logo, da investigação realizada acerca do conversor bidirecional LAFAPE pode ser concluído que o mesmo tem desempenho e operabilidade compatíveis com as necessidades da arquitetura da nanorrede proposta. Uma cautela maior se faz necessária no par de semicondutores S_1 e S_3 juntamente com o indutor L_1 , que compõem a célula de comutação mais próxima à fonte de menor tensão. Uma vez que estes elementos causam um maior prejuízo no rendimento do conversor e apresentam um maior aquecimento.

4.5 Interface Eletrônica Conectada às Cargas de Baixa Tensão

A presente pesquisa propõe uma arquitetura e metodologia de gerenciamento para uma nanorrede ilhada que promova a qualidade e o rendimento no processamento de energia em ambiente residencial. Dos diversos obstáculos encontrados, um deles é alimentar cargas de potências ou padrões de tensão discrepantes de forma eficaz. Interligar toda a nanorrede por um único barramento reduziria os recursos necessários para implementação, porém, conectar cargas de baixa potência a um barramento em alta tensão implicaria em adicionar um rebaixador ou regulador para cada elemento. Isso aumentaria novamente a quantidade

de componentes e reduziria o rendimento, perdendo o sentido desta pesquisa. Por outro lado, manter apenas um *link* em baixa tensão, limitaria a performance e o controle de potência dos painéis e bateria acarretando assim em perdas devido aos altos ganhos de tensão e corrente e aumento da complexidade dos conversores estáticos.

Portanto, para manter a efetividade da nanorrede, foi arbitrado atender as cargas acima de 600 W em alta tensão (380 V) e cargas menores em baixa tensão (24 V), de modo a simplificar ou eliminar circuitos de regulação e alimentação intrínseco de cada carga. Um paralelo pode ser feito com o trabalho de PISTOLLATO et al. (2021), onde apenas as fontes e armazenadores possuem contato com o *link* central, e um segundo elo para as cargas é alimentado por um circuito CC unidirecional. Outras propostas são encontradas na literatura envolvendo *clusters* de nanorredes interconectadas através de conversor bidirecional a um barramento em tensão superior à fornecida as cargas, de modo adicional à rede de distribuição convencional na pesquisa de WERTH, KITAMURA e TANAKA (2015), e para regiões rurais afastadas da rede no texto de NASIR et al. (2019).

Nesse sentido, optou-se para o conversor com a função de alimentar as cargas adicionais, apresentar uma característica de abaixador, unidirecional e suportar um ganho de $G = 24/380 \approx 0,06$. O circuito proposto no trabalho de HWU, JIANG e WU (2017) apresenta as características necessárias para atender a nanorrede, mas para isso são empregadas quatro chaves controladas e a operação apresenta 14 etapas de chaveamento por período T . Ao contrário deste, o circuito apresentado por SOHELI et al. (2018) é simples, mas utiliza um diodo para separar os pontos de terra entre a fonte e carga e um indutor troca o sentido de corrente a cada ciclo. Muitos outros circuitos disponíveis na literatura entregam este ganho, porém com o emprego de indutores acoplados ou usando seis ou mais semicondutores.

Por conseguinte, o conversor abaixador *buck interleaved* foi o selecionado. Dentre os motivos que justificam a sua escolha estão a estrutura e acionamento simplificados, embora tenha o número de semicondutores similar a outras topologias da literatura. Por ser um circuito *interleaved*, ou seja, possuir duas células de comutação em paralelo, entrega maior eficácia no processamento de energia, pois divide a corrente de saída entre os seus braços. Adicionalmente, possibilita o uso de componentes passivos menores, já que o *ripple* de saída é reduzido quando suas células operam em fases opostas.

A arquitetura do *buck interleaved* é retratada na Figura 4.22. Além das conexões com o capacitor do *link* central C_{Link} , e do elo de baixa C_2 , o conversor utiliza duas chaves controladas S_1 e S_2 , dois diodos D_1 e D_2 e dois indutores L_1 e L_2 . Na aplicação do circuito, os dois indutores devem ter indutância iguais, do contrário, a execução torna-se desbalanceada com maior condução de corrente no componente de menor indutância, o que provoca maior aquecimento em um dos ramos do circuito e pode levar a queima dos semicondutores por sobrecarga.

Diferentemente das topologias discutidas nas seções anteriores, na execução do *buck*

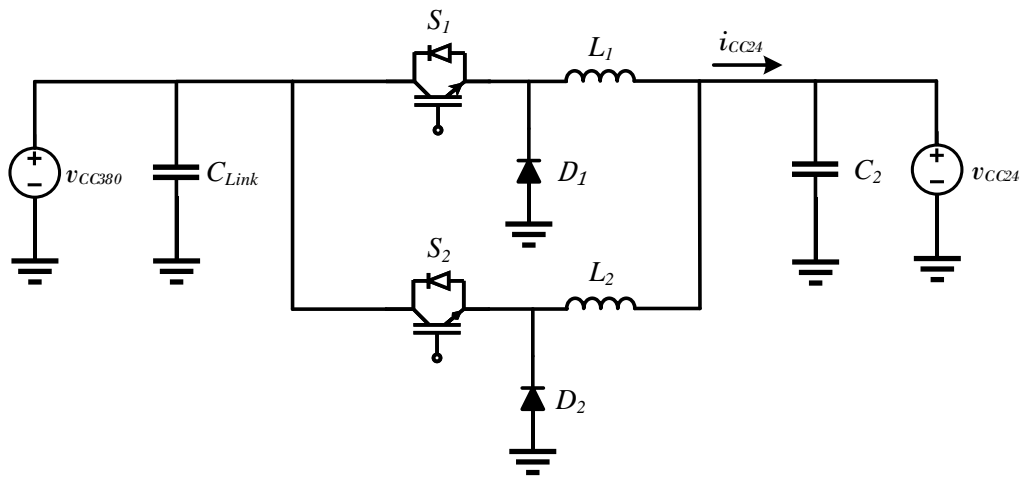


Figura 4.22: Conversor abaixador *buck* na configuração *Interleaved*.

Fonte: Próprio Autor

interleaved é aplicada uma defasagem de 180° na onda portadora do modulador PWM da chave S_2 de modo que os dois braços do conversor trabalhem de forma alternada. E o resultado são quatro etapas de comutação possíveis em um único período de chaveamento.

Em duas etapas ocorre o carregamento de um indutor na entrada do circuito enquanto o outro descarrega na saída. Na Figura 4.23 o indutor L_1 carrega no sub-circuito (a) com a condução da chave S_1 e bloqueio do diodo D_1 , e descarrega no sub-circuito (b) com o isolamento da chave controlada e condução da corrente pelo diodo. O mesmo comportamento é observado no segundo ramo, porém com inversão dos sub-circuitos (b) e (a).

As outras duas etapas possíveis, são estados intermediários que ocorrem quando há sobreposição da descarga Figura 4.24 (a) ou da carga Figura 4.24 (b) dos dois ramos do conversor. O primeiro ocorre somente quando o ciclo de trabalho é menor do que 0,5 e o segundo somente quando o ciclo de trabalho é maior do que 0,5.

Três condições especiais de comutação podem ser observadas, uma quando $k = 0,5$ e o conversor executa apenas os sub-circuitos da Figura 4.23 sem os estados intermediários. Os outros casos especiais ocorrem nos extremos do ciclo de trabalho ($k = 0$ e $k = 1$), onde o conversor permanece em apenas uma das etapas da Figura 4.24.

Apesar de nesta pesquisa o conversor operar sempre no caso de $k < 0,5$ devido ao ganho requerido pela nanorrede, todos os sub-circuitos foram modelados e são apresentados a seguir.

Novamente, o procedimento de modelagem é iniciado pela definição de entradas e estados conforme as fontes e objetivos do controle do conversor, portanto, no vetor de entrada são empregadas as tensões dos dois *links* e no vetor de estados as correntes dos

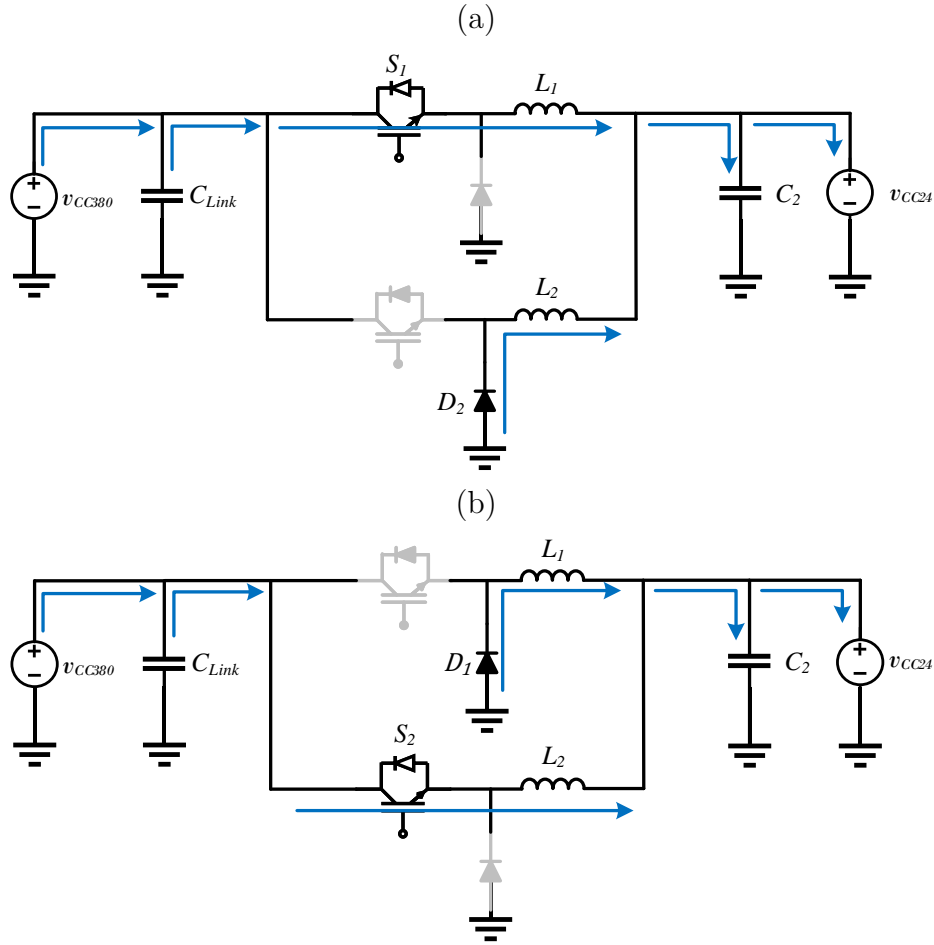


Figura 4.23: Sub-circuitos do chaveamento do conversor *buck interleaved* que operam de forma alternada.

dois indutores e a tensão dos capacitores

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= [v_{CC380} \quad v_{CC24}]^t \\ \mathbf{x} &= [i_{L1} \quad i_{L2} \quad v_{CLink} \quad v_{C2}]^t. \end{aligned} \quad (4.25)$$

O conjunto de matrizes A_{00} e B_{00} representa o subintervalo da Figura 4.24 (a) em que ambas as chaves controladas S_1 e S_2 estão desligadas:

$$\begin{aligned} A_{00} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{D1}+R_{L1}+R_{C2}}{z_1 L_1} & -\frac{R_{C2}}{z_1 L_1} & 0 & \frac{R_{C2}-z_1 R_{CC}}{z_1 R_{CC} L_1} \\ \frac{R_{C2}}{z_1 L_2} & -\frac{z_1(R_{D2}+R_{L2})+R_{C2}}{z_1 L_2} & 0 & \frac{R_{C2}-z_1 R_{CC}}{z_1 R_{CC} L_2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{(R_{CC380}+R_{CLink})C_{Link}} & 0 \\ \frac{1}{z_1 C_2} & \frac{1}{z_1 C_2} & 0 & -\frac{1}{z_1 R_{CC} C_2} \end{bmatrix} \\ B_{00} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{C2}}{z_1 R_{CC} L_1} \\ 0 & \frac{R_{C2}}{z_1 R_{CC} L_2} \\ \frac{1}{(R_{CC380}+R_{CLink})C_{Link}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{z_1 R_{CC} C_2} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.26)$$

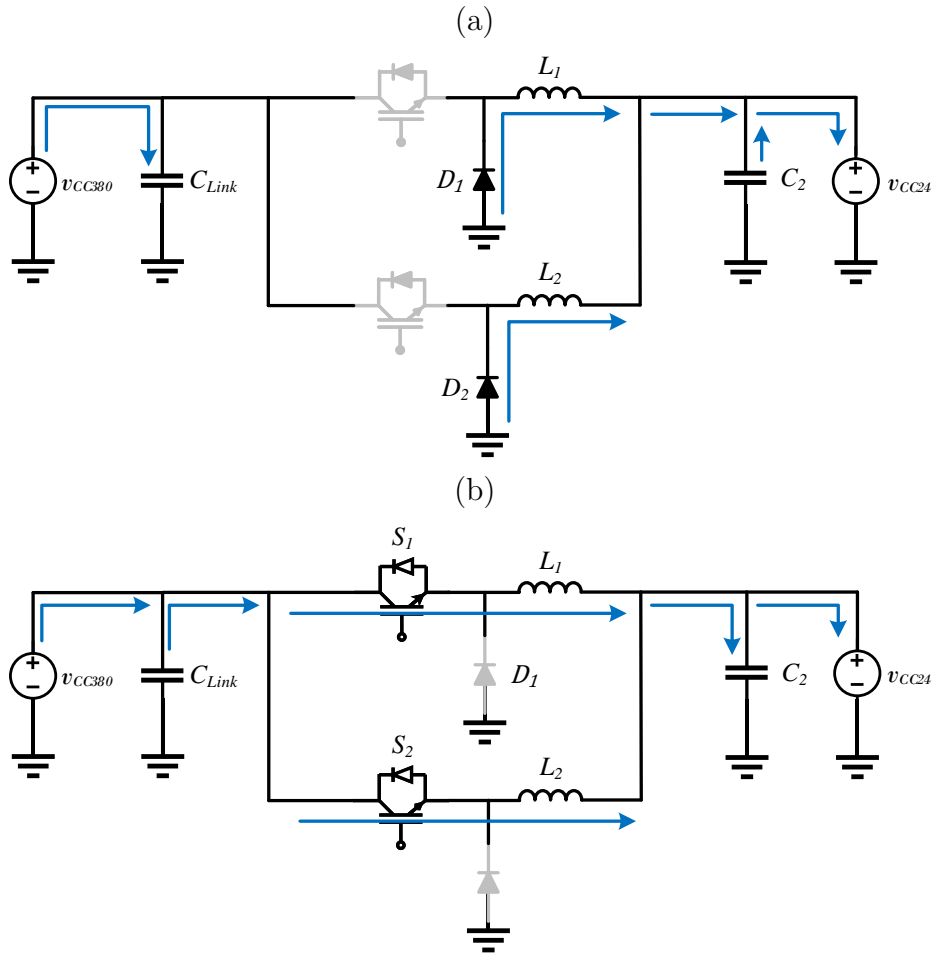


Figura 4.24: Sub-circuitos intermediários do chaveamento do conversor *buck interleaved*.

O segundo conjunto, A_{10} e B_{10} , corresponde ao período em que o semicondutor S_1 está ligado e S_2 está desligado (Figura 4.23 (a)),

$$A_{10} = \begin{bmatrix} -\frac{z_3 R_{CC380} + R_{L1} + R_{S1} + R_{C2}/z_1}{L_1} & -\frac{R_{C2}}{z_1 L_1} & \frac{1-z_3}{L_1} & \frac{R_{C2} - z_1 R_{CC}}{z_1 R_{CC} L_1} \\ -\frac{R_{C2}}{z_1 L_2} & -\frac{z_1 (R_{D2} + R_{L2}) + R_{C2}}{z_1 L_2} & 0 & \frac{R_{C2} - z_1 R_{CC}}{z_1 R_{CC} L_2} \\ -\frac{1}{z_2 C_{Link}} & 0 & -\frac{1}{(R_{CC380} + R_{C_{Link}}) C_{Link}} & 0 \\ \frac{1}{z_1 C_2} & \frac{1}{z_1 C_2} & 0 & -\frac{1}{z_1 R_{CC} C_2} \end{bmatrix}$$

$$B_{10} = \begin{bmatrix} \frac{z_3}{L_1} & \frac{R_{C2}}{z_1 R_{CC} L_1} \\ 0 & \frac{R_{C2}}{z_1 R_{CC} L_2} \\ \frac{1}{(R_{CC380} + R_{C_{Link}}) C_{Link}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{z_1 R_{CC} C_2} \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

O período complementar (Figura 4.23 (b)), em que S_1 está desligado e S_2 está ligado é

descrito no conjunto A_{01} e B_{01} ,

$$\begin{aligned}
 A_{01} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{D1}+R_{L1}+R_{C2}/z_1}{L_1} & -\frac{R_{C2}}{z_1 L_1} & 0 & \frac{R_{C2}-z_1 R_{CC}}{z_1 R_{CC} L_1} \\ -\frac{R_{C2}}{z_1 L_2} & -\frac{z_3 R_{CC380}+R_{L2}+R_{S2}+R_{C2}/z_1}{L_2} & \frac{1-z_3}{L_2} & \frac{R_{C2}-z_1 R_{CC}}{z_1 R_{CC} L_2} \\ -\frac{1}{z_2 C_{Link}} & -\frac{1}{z_2 C_{Link}} & -\frac{1}{(R_{CC380}+R_{CLink})C_{Link}} & 0 \\ \frac{1}{z_1 C_2} & \frac{1}{z_1 C_2} & 0 & -\frac{1}{z_1 R_{CC} C_2} \end{bmatrix} \\
 B_{01} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{C2}}{z_1 R_{CC} L_1} \\ \frac{R_{C1}}{(R_{CC380}+R_{CLink})L_2} & \frac{R_{C2}}{z_1 R_{CC} L_2} \\ \frac{1}{(R_{CC380}+R_{CLink})C_{Link}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{z_1 R_{CC} C_2} \end{bmatrix}. \tag{4.28}
 \end{aligned}$$

Por último, A_{11} e B_{11} correspondem ao período em que ambas as chaves estão ligadas, equivalente ao sub-circuito Figura 4.24 (b),

$$\begin{aligned}
 A_{11} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{CLink}/z_2+R_{S1}+R_{L1}+R_{C2}/z_1}{L_1} & -\frac{z_1 R_{CLink}+z_2 R_{C2}}{z_1 z_2 L_1} & \frac{z_2 R_{CC380}-R_{CLink}}{z_2 R_{CC380} L_1} & \frac{R_{C2}-z_1 R_{CC}}{z_1 R_{CC} L_1} \\ -\frac{R_{C2}}{z_1 L_2} & -\frac{R_{CLink}/z_2+R_{S2}+R_{L2}+R_{C2}/z_1}{L_2} & \frac{1-z_3}{L_2} & \frac{R_{C2}-z_1 R_{CC}}{z_1 R_{CC} L_2} \\ -\frac{1}{z_2 C_{Link}} & -\frac{1}{z_2 C_{Link}} & -\frac{1}{z_2 R_{CC380} C_{Link}} & 0 \\ \frac{1}{z_1 C_2} & \frac{1}{z_1 C_2} & 0 & -\frac{1}{z_1 R_{CC} C_2} \end{bmatrix} \\
 B_{11} &= \begin{bmatrix} \frac{R_{CLink}}{z_1 R_{CC380} L_1} & \frac{R_{C2}}{z_1 R_{CC} L_1} \\ \frac{R_{CLink}}{z_1 R_{CC380} L_2} & \frac{R_{C2}}{z_1 R_{CC} L_2} \\ \frac{1}{z_2 R_{CC380} C_{Link}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{z_1 R_{CC} C_2} \end{bmatrix}. \tag{4.29}
 \end{aligned}$$

Em todas as equações do modelo as constantes z_1 a z_3 são simplificações das associações de resistências definidas por

$$\begin{cases} z_1 = \frac{R_{CC}+R_{C2}}{R_{CC}} \\ z_2 = \frac{R_{CLink}+R_{CC380}}{R_{CC380}} \\ z_3 = \frac{R_{CLink}}{R_{CLink}+R_{CC380}} \end{cases} \tag{4.30}$$

O vetor de saídas é definido para determinação das plantas que serão discutidas no próximo capítulo. Nesse sentido, a soma das correntes que fluem pelos indutores descrevem o nível de corrente fornecido as cargas i_{CC24}

$$\mathbf{y} = [i_{L1} + i_{L2}]. \tag{4.31}$$

Mais uma vez, os modelos médio e de pequenos sinais são compilados utilizando o *software* Matlab para um mapeamento refinado do conversor.

O gráfico de ganho deste conversor abaixador de tensão apresenta resposta linear, conforme exposto na Figura 4.25 (a). Ademais, o *buck interleaved* demonstra maior imunidade frente as perdas dos componentes, e apenas os indutores causam depreciação de ganho acima de 10% quando analisado no intervalo de 0 a 1 Ω . Na Figura 4.25, os

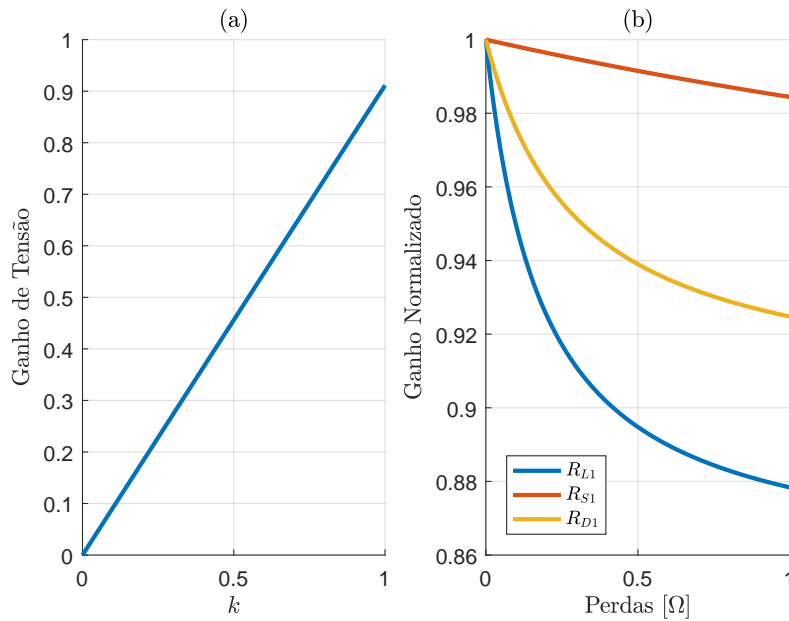


Figura 4.25: Gráfico de ganho de tensão *buck interleaved*. Em (a) é apresentado o ganho em função do ciclo de trabalho, e em (b) a depreciação de ganho pela variação das perdas.

Fonte: Próprio Autor

resultados do segundo ramo do circuito não foram traçados pois são idênticos aos do primeiro.

O rendimento calculado demonstra um comportamento totalmente diferente dos outros conversores empregados, detém característica linear e acima de 90% para todo o ciclo de trabalho, como apresenta a Figura 4.26 (a). Já no estudo da potência dissipada pelos componentes, as chaves controladas elevam seu gasto conforme o ciclo de trabalho aumenta. Os diodos, de forma espelhada, reduzem a dissipação de energia com o aumento de k , enquanto que os indutores mantêm um gasto aproximadamente constante. Novamente, não foram listados todos os componentes na análise devido a semelhança entre os dois braços do circuito.

Por fim, a Figura 4.27 exhibe as superfícies de ganho e rendimento confirmando o comportamento linear do circuito como era esperado. O conversor mantém o rendimento constante em uma ampla faixa de carga, com queda apenas quando a resistência equivalente R_{CC} tem valor abaixo de 1Ω .

Todavia, é possível concluir de toda a análise do circuito, que o emprego do conversor implica em uma avaliação da simetria de indutâncias e resistências intrínsecas de cada ramo para prevenir o sobreaquecimento e queima dos componentes e garantir o desempenho. A estrutura de potência entrega menor perda de rendimento com a redução da qualidade dos componentes se comparado aos outros circuitos estudados, característica ideal para a expansão da arquitetura da nanorede e atendimento dos objetivos de distribuição de energia de modo eficaz.

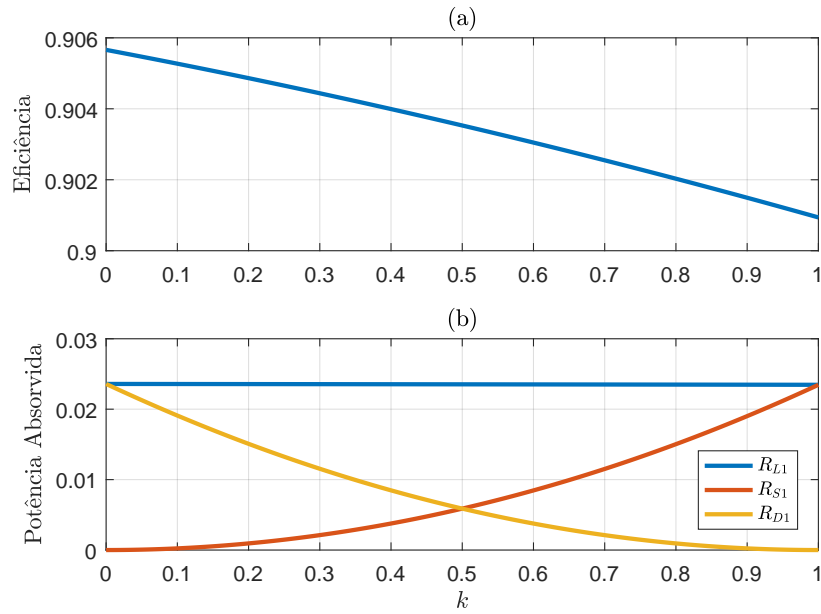


Figura 4.26: Análise do rendimento calculada do *buck interleaved*. O gráfico (a) apresenta a rendimento pelo ciclo de trabalho, e o gráfico (b) demonstra o peso de cada perda no rendimento.

Fonte: Próprio Autor

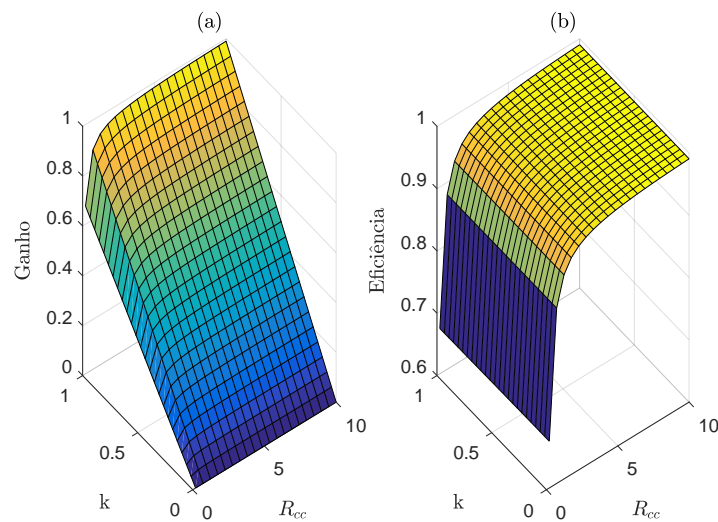


Figura 4.27: Gráfico 3D de ganho (a) e rendimento (b) do *buck interleaved*.

Fonte: Próprio Autor

4.6 Considerações Finais

No capítulo foi abordada a seleção, a modelagem e o estudo de cada categoria de conversor necessária para a confecção da nanorrede. As características de cada estrutura selecionada foram situadas entre seus similares disponíveis na literatura e a justificativa de escolha foi apresentada. Os principais ajustes requeridos para elevação do desempenho

foram discutidos e o equacionamento foi levantado para a adaptação das malhas de controle.

Resultados de Simulação

Durante todo o trabalho foram realizadas diversas simulações em diferentes ambientes a fim de averiguar a resposta dos circuitos, validar estudos e analisar resultados. Este capítulo compila os resultados simulados das principais variáveis da nanorede e os apresenta concomitantemente, uma vez que todos os controladores estão entrelaçados pela dinâmica do *link* central.

O valor estipulado a cada parâmetro aplicado nas simulações da nanorede são aproximados as suas grandezas no experimento de bancada. Igualmente, todos os métodos de inicialização, acionamento e manipulação são simulados de forma similar ao protótipo. Assim, é possível fazer uma correlação mais precisa entre os dois resultados.

5.1 Método de Busca de Potência

O método de busca de potência utilizado no conversor do painel fotovoltaico apresenta um passo de tensão variável calculado pela própria equação de MPPT. Para inicialização do circuito, o algoritmo inicializa o ciclo de trabalho em uma rampa suavizada a fim de evitar um surto de corrente no capacitor e indutor de entrada do *boost* quadrático. Além disso, o ponto de tensão em que o algoritmo começa a operação é selecionado de modo que este escale a curva potência \times tensão (exposta na Figura 3.3) no lado de menor inclinação, acelerando a busca e evitando erros de cálculo.

A Figura 5.1 apresenta os gráficos do MPPT em um cenário ideal, com irradiação e temperatura constantes em 1000 W/m^2 e 25°C respectivamente, e sem variação de carga. No gráfico da Figura 5.1(a), em azul é mostrada a potência total disponibilizada pelo PV calculada pelo modelo do simulador e em laranja a potência extraída pelo método de busca. A potência demandada, traçada em amarelo, está relacionada com o valor informado ao algoritmo para realizar a busca. Por outro lado, na Figura 5.1(b), é exposto em azul a tensão nos terminais do painel e em laranja o *set point* calculado pelo MPPT. Nesta ilustração, é possível notar a redução dos *steps* conforme o algoritmo se aproxima do ponto de máxima potência até alcançar o regime permanente e manter passos com

uma fração de tensão. Além disso, na simulação, a corrente apresentada no quadro da Figura 5.1(c) permaneceu próximo ao nível máximo de 9,52 A durante todo o intervalo, e a queda de 50 mA observada em 0,05 s é justificada pela tensão do painel que ultrapassou momentaneamente os 125 V do ponto de máxima potência.

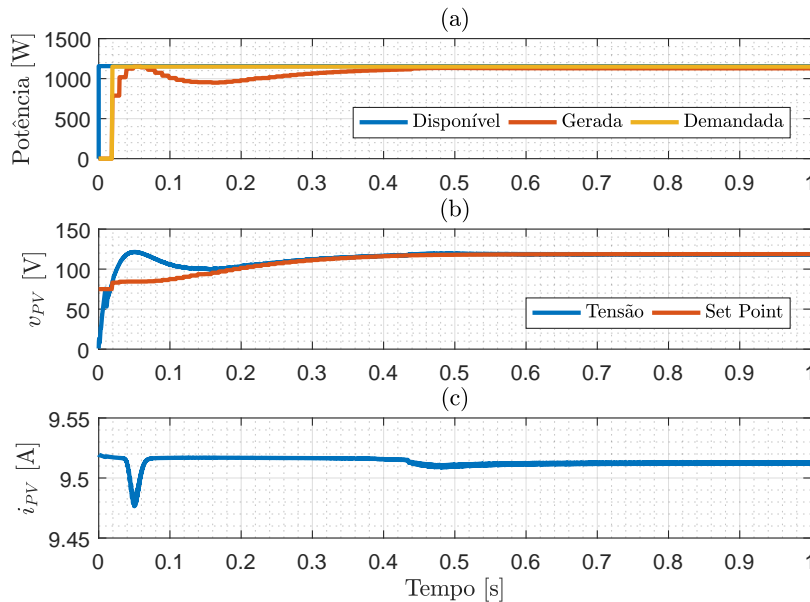


Figura 5.1: Funcionamento do MPPT em condições ideais. Em (a) é mostrada a potência disponível no painel em azul, a potência extraída pelo algoritmo em laranja e o valor de entrada do MPPT em amarelo. Em (b) é ilustrada a tensão nos terminais do PV em azul e em laranja o *Set Point* calculado pelo MPPT. Em (c) é apresentada a corrente do painel.

Fonte: Próprio Autor

Após a busca encontrar o ponto de máxima potência, o erro de potência permanece em torno de 1%, desempenho atingido apenas por alguns métodos com busca via redes neurais ou modelos matemáticos, já o erro encontrado nos algoritmos convencionais gira entre 4 e 10% conforme catalogado no trabalho de PODDER, ROY e POTA (2019). Outro diferencial do MPPT proposto quando comparado a outras soluções da literatura, é que ele permite alcançar um nível de estabilidade superior, uma vez que o mesmo tem oscilação atenuada em torno do (MPP), diferentemente dos demais algoritmos de busca.

Todavia, além do alto desempenho, outro objetivo do desenvolvimento do mecanismo de busca é regular a extração de potência. Assim, em ambiente de simulação com irradiação e temperatura constantes e variação de carga, é obtido um resultado como o apresentado na Figura 5.2. Neste contexto, a demanda de potência inicia em 1000 W, é reduzida em degrau a 600 W em 0,5 s e elevada em 200 W aos 0,7 s. Assim, considerando os níveis de potência gerada, o erro foi mantido em 1%, e com exceção da partida, a estratégia de controle gasta cerca de 0,2 s para seguir a referência informada.

Quando o algoritmo é inserido em um cenário no qual há alteração da irradiação

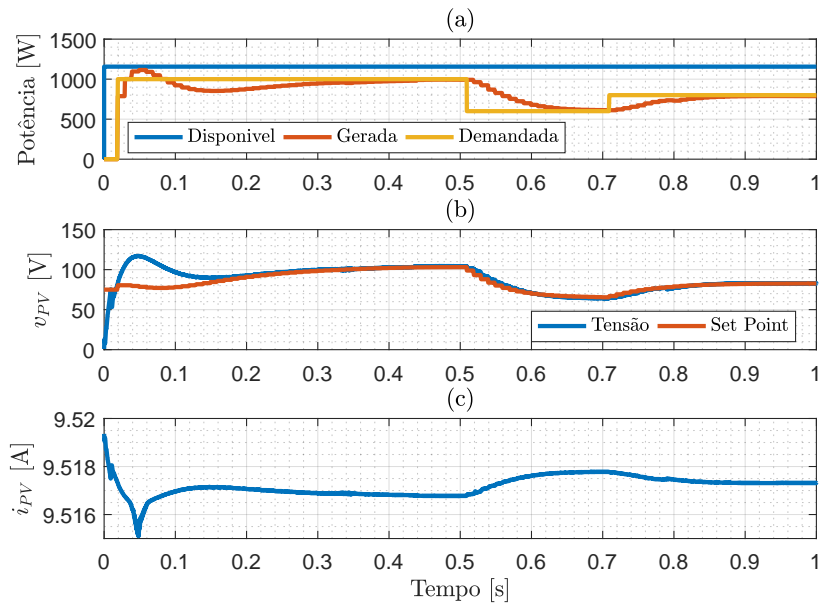


Figura 5.2: Funcionamento do MPPT sob condições climáticas constantes e variação de demanda.

Fonte: Próprio Autor

solar e temperatura, a atuação do MPPT é necessária para manter o PV junto ao seu ponto de máxima potência. Em casos nos quais a demanda de carga p_{dmd} for maior do que a capacidade instantânea do arranjo fotovoltaico, o algoritmo busca a máxima potência disponível. No caso contrário, no qual a capacidade de geração é superior ao nível demandado, a estrutura de controle realiza a compensação de tensão para ajustar a produção de potência ao valor que é solicitado.

Um exemplo deste cenário de condições climáticas variáveis é demonstrado na Figura 5.3. As curvas traçadas no gráfico Figura 5.3(a) demonstram que a potência gerada, apresentada em laranja, foi limitada pela quantidade disponível nos terminais do painel (curva azul) durante os primeiros 6 s. No intervalo entre 6 e 20 s, o algoritmo de busca limitou a extração de energia pela demanda informada (curva amarela) que foi mantida constante.

Já na Figura 5.3(b) é apresentada a tensão do PV com o valor calculado pelo algoritmo (*set point*) em laranja, e o valor medido nos terminais em azul. No período compreendido entre 2 e 6 s (após o término da inicialização), a movimentação de tensão tem o intuito de corrigir o ponto de operação para manter a produção máxima. E, no restante da simulação a reparação de tensão calculada pelo MPPT objetiva percorrer a reta de potência \times tensão característica do painel para manter a geração dentro do nível desejado.

Assim a corrente i_{PV} mostrada no gráfico da Figura 5.3(c), tem o seu valor instantâneo definido pelas condições atmosféricas próximo ao nível de curto circuito, uma vez que não tem controle incidindo sobre ela.

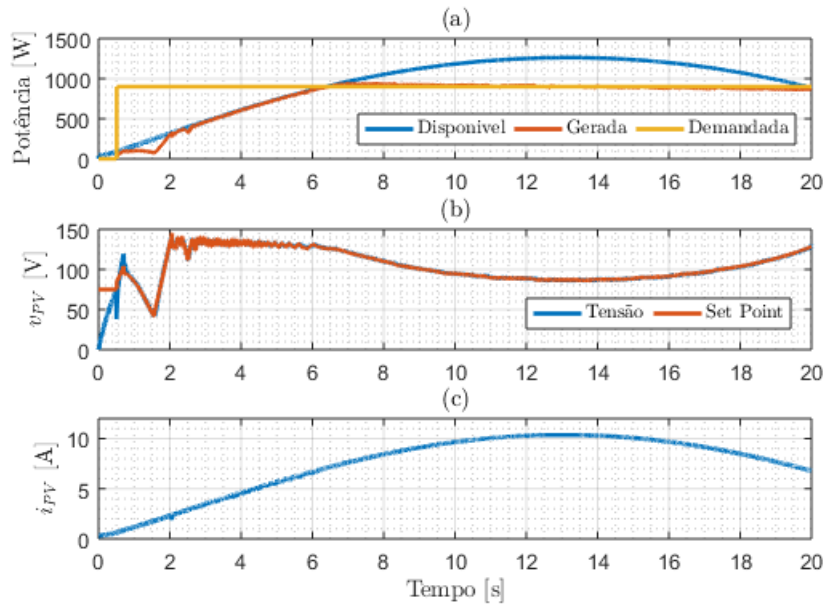


Figura 5.3: Funcionamento do MPPT sob condições climáticas variáveis.

Fonte: Próprio Autor

5.2 Método de Simulação

A nanorrede da presente pesquisa tem por objetivo atender cargas de contexto residencial divididas em dois barramentos, com geração solar e armazenamento de energia via banco de baterias. Pensando nisso, foram buscadas formas de melhor representar essa construção, adicionando curvas de geração solar e demanda semelhante às reais e/ou esperadas.

Para retratar em simulador o comportamento da geração fotovoltaica durante um dia completo foi empregado o método de *Look Up Table* (LUT), uma tabela com as grandezas desejadas em função do tempo. Dessa forma, as condições climáticas de temperatura e irradiação solar são interpoladas em um bloco matemático pelos valores contidos em tabela em função do valor de entrada, que neste caso, é uma rampa de 0 a 24 h. Reunindo esses dados com os parâmetros do painel e do arranjo, é possível calcular as correntes e tensões equivalentes para qualquer período do dia e, conseqüentemente, testar o circuito e gerenciamento em condições mais próximas as reais.

Foram adotadas três tabelas, duas geradas por software para projetos de instalações fotovoltaicas, simulando a instalação dos painéis na localização exata do laboratório LASSE, local onde o experimento foi realizado. Uma tabela representando a irradiação diária durante o verão e outra durante o inverno. A terceira tabela é composta por valores medidos em campo, em uma planta localizada em Toledo - Paraná. Na Figura 5.4(a) é ilustrada a diferença de exposição solar entre os diferentes contextos. A curva de verão traçada em azul, tem o maior pico de irradiação apresentando 1100 W/m^2 às 12 h e 30

min enquanto que, a curva ideal no inverno, em laranja, tem o menor pico, com 672 W/m^2 . O conjunto de valores medidos, traçado em amarelo, corresponde a um dia nublado de inverno e portanto apresenta oscilação na irradiação. Na Figura 5.4(b) podem ser vistos os valores de temperatura para o verão em azul e para o inverno em laranja.

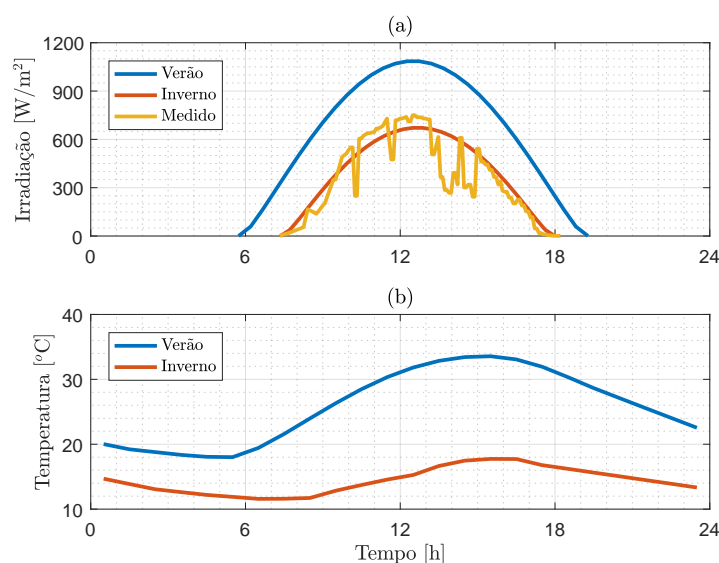


Figura 5.4: Curvas para a simulação da geração solar diária.

Fonte: Próprio Autor

Todavia, a curva de cargas associada a ambos os barramentos foi ajustada para estar próxima ao perfil de consumo residencial brasileiro médio. Neste, há um nível baixo de consumo durante a maior parte do dia, com uma grande elevação no final da tarde e o pico em torno das 20 h (MELO et al., 2018), ou seja, o período de maior demanda está fora do horário de geração, o que obriga a nanorrede armazenar a energia extraída dos PVs para posterior alimentação da carga. No simulador, esta curva foi aproximada por um conjunto de degraus conforme demonstrado na Figura 5.5, dividido entre os dois barramentos.

O *link* de 24 V inicia com 96 W, e a carga é elevada a 180 W às 7 h e 20 min e reduzida ao nível inicial apenas às 23 h. Os outros *steps* para 408 W, 701 W, 511 W e 180 W que formam o pico de carga são executados no barramento de 380 V às 17 h, 20 h, 20 h e 30 min e 21 h e 30 min, respectivamente.

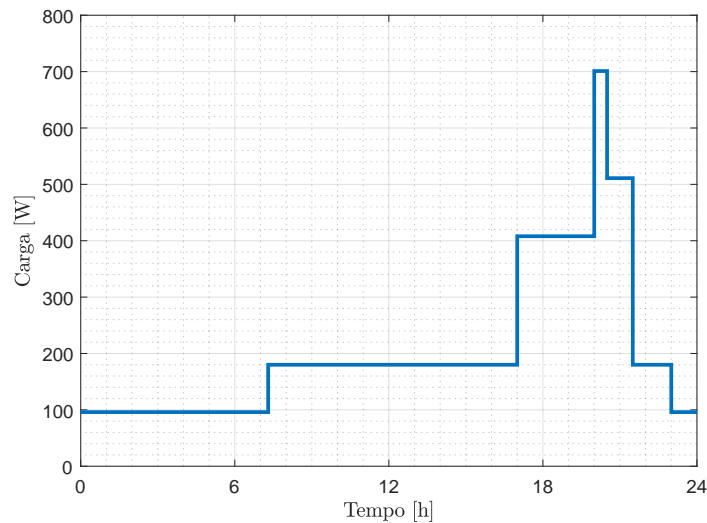


Figura 5.5: Consumo diário considerado para simulação no software Psim.

Fonte: Próprio Autor

No padrão adotado, as curvas descritas nesta seção tiveram sua escala de tempo reduzidas na proporção de 2160:1, para a inserção em simulação. Simulações com escala menor comprometem o tempo de assentamento dos controladores, e escalas maiores exigem muitos recursos computacionais para a execução e dificulta a análise.

As simulações apresentadas a seguir neste capítulo ilustram as principais variáveis da nanorrede para demonstrar o gerenciamento realizado pelo controle *droop*. Cada simulação apresenta duas tensões: v_{380} e v_{24} , do *link* central e do *link* de 24 V, respectivamente. O estado de carga da bateria *SoC*, a correntes de terminal do conversor bidirecional i_{AR} , do conversor abaixador i_{CC24} e do conversor *boost* i_{pv} . E a potência disponível no painel p_D , potência gerada p_{PV} , demandada p_{dmd} e a consumida *Carga*. A localização dessas variáveis é destacada em azul no esquemático da nanorrede presente na Figura 5.6.

5.3 Controle de Tensão

5.3.1 Cenário I

O primeiro cenário simulado é composto pela curva de irradiação solar de verão e a demanda de carga média conforme expostas na Figura 5.4 e Figura 5.5, com o armazenador iniciando com nível de carga igual a 25%. Assim, é possível avaliar o gerenciamento da nanorrede em um dia normal com condições de geração ótimas. Os principais dados desse cenário são compilados na Figura 5.7.

A tensão dos elos de 380 e 24 V são traçados nos gráficos Figura 5.7(a) e Figura 5.7(b) respectivamente, e na Figura 5.7(c) é demonstrado o estado de carga da bateria. No quadro (d) da mesma figura são apresentadas as correntes de entrada do conversor bidirecional i_{AR}

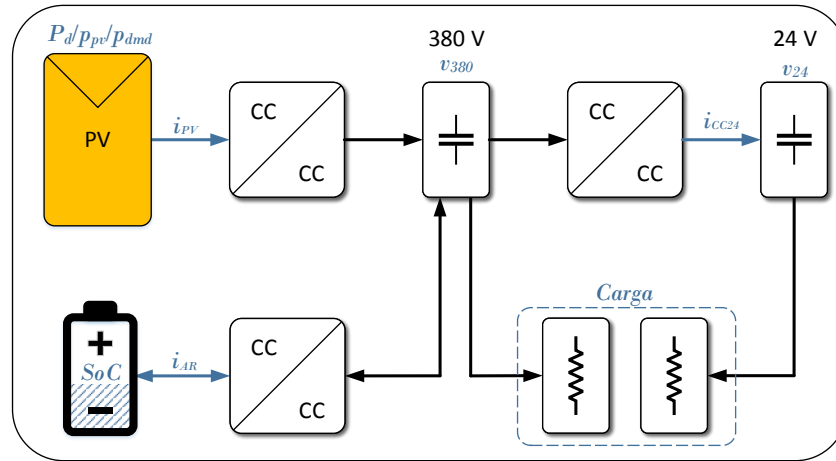


Figura 5.6: Esquemático da nanorrede proposta.

Fonte: Próprio Autor

(terminais da bateria), entrada do *boost* quadrático i_{PV} (terminais do arranjo fotovoltaico) e saída do *buck interleaved* i_{CC24} (fornecida ao barramento). A curva de carga instantânea na nanorrede é ilustrada com as curvas do MPPT no gráfico Figura 5.7(e). Neste, p_D representa a potência disponível no arranjo fotovoltaico, p_{PV} a potência gerada e p_{dmd} a demanda solicitada ao algoritmo de busca pelo controle *droop*, todas sendo avaliadas instantaneamente.

Na primeira simulação, o gerenciamento ajustou o ponto de operação de tensão do capacitor central (Figura 5.7(a)) abaixo do valor de referência no terço inicial da simulação devido à escassez de energia na bateria. Com o fornecimento de potência do PV, aumentou a disponibilidade de energia na nanorrede e a operação ultrapassou o *set point* indicado pela linha contínua. Da mesma forma, o controle *droop* corrigiu o nível de tensão a cada alteração no consumo, às 1 h, 7 h e 20 min, 17 h, 20 h, 20 h e 30 min, 21 h e 30 min e 23 h.

Outro ponto observado foi a comunicação bem sucedida entre os dois elos da nanorrede, ou seja, a disponibilidade de energia e o consumo foram transmitidos de um barramento ao outro na forma de desvio de tensão de menor amplitude. Como por exemplo nos chaveamentos de carga nos terminais do capacitor de baixa tensão (Figura 5.7(b)) realizados às 7 h e 20 min e às 23 h, que induziram deslizamentos no *link* de alta tensão apontando a mudança no consumo.

O estado de carga da bateria, traçado no quadro Figura 5.7(c), indica que durante o período com exposição solar o excedente de energia foi suficiente para elevar o SoC até 54% às 17 h, ou seja, 29% acima do valor inicial. Com a elevação da carga nesse horário, a bateria torna a descarregar para manter o balanço energético, pois a produção de energia feita pelo painel está reduzida e não é capaz de atender a carga em sua totalidade. Depois das 19 h o armazenador mantém a estabilidade da nanorrede sozinho, visto que o PV está inoperante. Ainda assim, o SoC encerra a simulação 16% acima do valor inicial.

No quarto gráfico de resultados (Figura 5.7(d)), é constatado o fornecimento de energia da bateria durante o primeiro e o último quarto do dia pelo nível positivo da sua corrente i_{AR} apresentada em azul. Por outro lado, na janela das 6 às 18 h na qual há geração solar, o seu valor negativo aponta o carregamento do armazenador. A corrente i_{PV} (em amarelo) do arranjo fotovoltaico, como esperado, apresentou amplitude proporcional a irradiação no período com exposição e nível zero nos demais intervalos. A corrente de saída do conversor *buck interleaved* i_{CC24} ilustrada em laranja, demonstra os diferentes níveis de consumo no barramento de baixa, igualmente com rápida resposta aos degraus de carga.

Como pode ser visto no gráfico de potência Figura 5.7(e), a energia extraída pelo conversor p_{PV} , traçada em laranja, compreendeu todo o intervalo com potência disponível p_D (curva azul). A curva p_{dmd} em amarelo, representa o valor solicitado ao método de busca calculado pelo controlador *droop*. Esta demonstra que o gerenciamento se manteve sempre acima de 1.1 kW para atender o consumo nos *links* e compensar o baixo estoque no armazenador, além de regular a produção para não sobrecarregar a nanorrede e a bateria no período próximo as 12 horas onde o arranjo de painéis atinge sua capacidade máxima.

Portanto, das 6 às 19 h, foram extraídos 10,48 kWh com um rendimento de 98,1%, sendo que a entrega ao elo central pelo conversor *boost* ocorreu com um desempenho de 94,8%, apenas 1,4% abaixo do calculado no projeto. Quando o excedente entre a geração e o consumo atingiu patamares mais elevados no intervalo das 12 h às 15 h, o gerenciamento reduziu a produção de energia para não sobrecarregar a nanorrede, bem como limitar a velocidade de carga na bateria. Neste caso, carregar a bateria com uma taxa de carga lenta prolonga sua vida útil e contribui com a manutenção da sua capacidade de atuação em transientes (TAN et al., 2019). Além disso, evita que seja acionado prematuramente o bloqueio de carregamento da bateria, o que impede a sua atuação em casos de sobretensão no elo central.

Por fim, o balanço de energia do ciclo diário empreendido resultou em 10,48 kWh extraídos do arranjo fotovoltaico, 4,805 kWh consumidos por cargas em ambos os barramentos e 4,483 kWh fornecidos à bateria. Portanto, o desempenho geral da nanorrede no processamento de energia na simulação foi de 88,6%.

5.3.2 Cenário II

Tendo em vista um melhor aproveitamento do potencial solar, no segundo cenário é proposto um adiantamento do pico de consumo para que ocorra dentro do intervalo de irradiação de verão, com o armazenador iniciando novamente com SoC abaixo de 20%. Dessa forma, a energia para o pico de carga é processada diretamente, o que elimina a necessidade de armazenamento temporário na bateria. Portanto, os 6,4% que seriam dissipados pelo conversor bidirecional durante o estoque e 4,8% durante o fornecimento são zerados nesse intervalo.

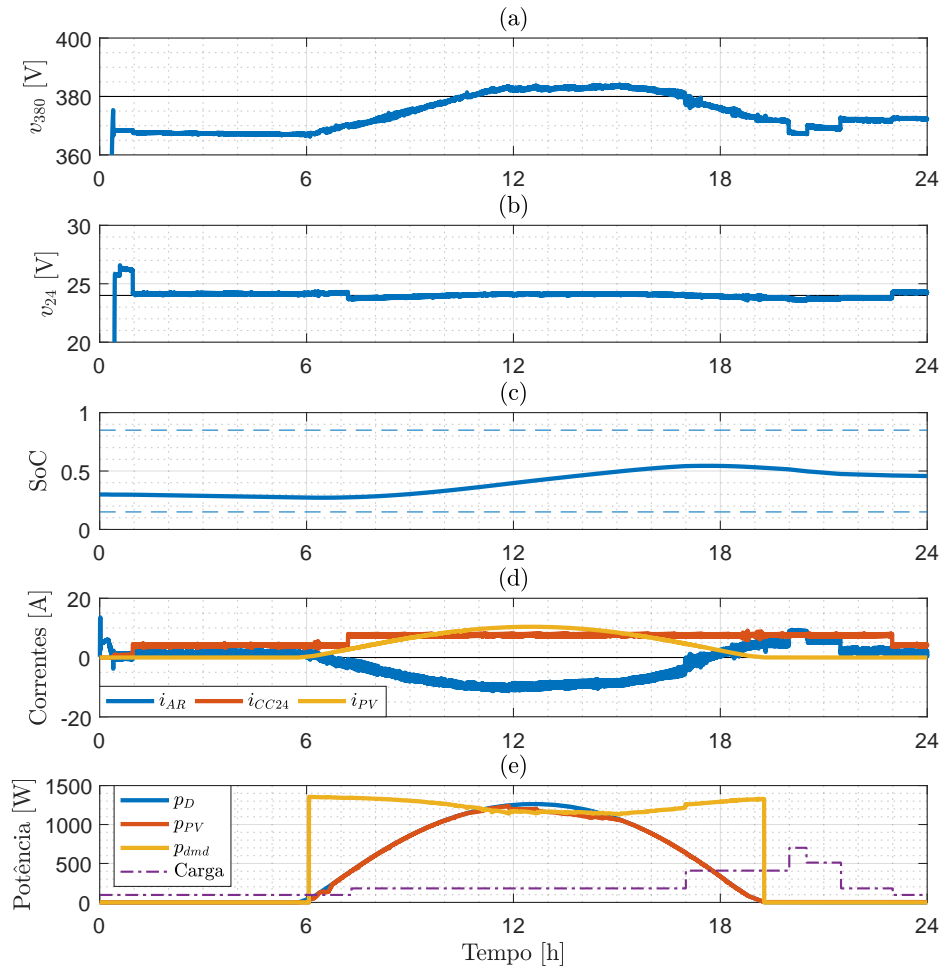


Figura 5.7: Estudo do gerenciamento no Cenário I.

Fonte: Próprio Autor

Os resultados da segunda simulação são apresentados na Figura 5.8 com a mesma organização do cenário anterior. Primeiramente, pode ser notado no quadro Figura 5.8(a), que novamente o gerenciamento iniciou o ponto de operação do elo central abaixo do *set point*, mas o manteve assim por mais tempo. Pois, com a janela de maior consumo iniciando às 7 h e 15 min (linha pontilhada na Figura 5.8(e)), aproximadamente uma hora depois do início da geração solar, houve 1,20 kWh a menos de excedente a ser estocado na bateria durante a primeira metade do intervalo de geração. Com a retirada da carga às 11 h e 30 min, a resposta do gerenciamento foi imediata e elevou o nível de tensão no *link* de alta ajustando a geração para o carregamento da bateria.

O SoC (Figura 5.8(c)), levou uma hora a mais para atingir o máximo diário neste contexto e finalizou a simulação com 37% de carga, isto é, 17% acima do valor inicial e com um balanço energético apenas um ponto percentual além do observado no Cenário I. O gráfico na Figura 5.8(e) expõem que de fato houve um acréscimo na potência gerada p_{PV} (curva laranja) quando comparada a primeira simulação, com o rendimento do PV atingindo 99,2%. A potência demanda p_{dmd} (curva amarela), foi mantida próxima de seu

valor máximo durante todo o intervalo com irradiação solar, apresentando apenas uma redução em degrau para 1,2 kW às 11 h e 30 min, momento em que a carga do *link* de 380 V é desligada. A curva azul, que ilustra a potência disponível no painel solar (p_D) manteve os mesmos valores da simulação anterior. E no gráfico de carga (linha tracejada), foi antecipada a janela de pico de consumo, porém mantendo sua amplitude.

Apesar da antecipação do horário de pico, o consumo total foi mantido em 4,81 kWh, diferentemente da geração e armazenamento que foram elevados pelo gerenciamento para 10,6 kWh e 4,73 kWh, respectivamente. Além do incremento absoluto, o rendimento geral aumentou para 90,0 % com a eliminação do que seria dissipado em forma de aquecimento no conversor bidirecional em caso de armazenamento temporário para atendimento da janela com pico de consumo.

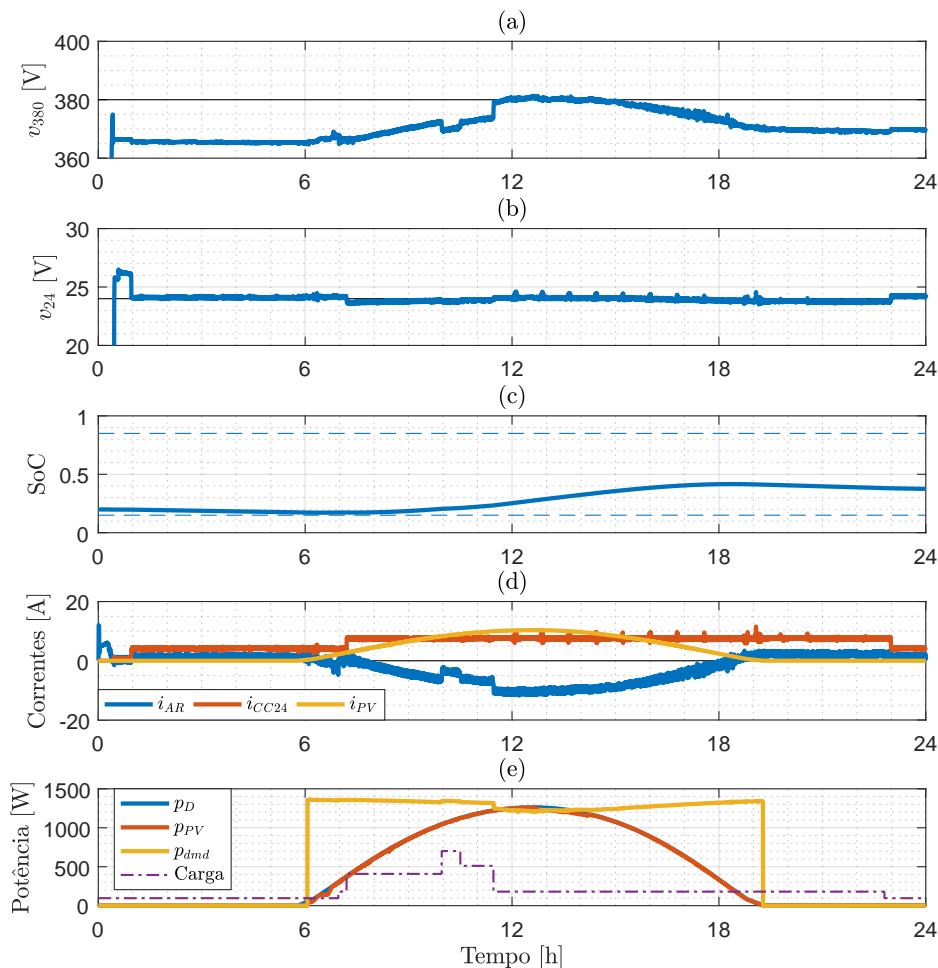


Figura 5.8: Estudo do gerenciamento no Cenário II.

Fonte: Próprio Autor

Nesse sentido, foi identificado na simulação que o adiantamento do perfil de consumo proposto na bateria de testes propiciou elevação no rendimento final da nanorrede. No total, 148,4 W a mais foram aproveitados, o que representa 1,4% do montante gerado no PV e 11% do valor consumido no intervalo de alto consumo. Demonstrando que o conjunto

de conversor bidirecional e armazenador são um dos principais gargalos da nanorrede no quesito de rendimento, e a translação horária de cargas pode resultar em elevação ou redução da potência dissipada no processamento em até 11% do montante demandado. Mesmo assim, fica comprovado que o gerenciamento está adaptado aos diferentes contextos e busca o melhor resultado dos circuitos eletrônicos.

5.3.3 Cenário III

O terceiro teste investiga a resposta do gerenciamento no contexto de irradiação de inverno medida descrita na Figura 5.4(a). Nesse caso, a energia disponível no foto gerador tem amplitude e intervalo reduzidos, enquanto que o algoritmo de busca precisa reajustar a operação a cada sombreamento incidente sobre o arranjo fotovoltaico.

A Figura 5.9, que ilustra os resultados dessa simulação com a mesma estrutura dos testes anteriores, mostra que a variação brusca de irradiação induz um *ripple* maior na tensão do capacitor central da nanorrede Figura 5.9(a). Com isso, o controle *droop* precisa atuar na corrente injetada na bateria para atenuar essa flutuação. Além disso, com a escassez de energia na nanorrede, o gerenciamento manteve o ponto de operação do elo de 380 V sempre abaixo do *set point*. Na tensão do segundo barramento do circuito Figura 5.9(b), não houve incremento na oscilação, certificando que a estrutura de controle foi capaz de filtrar as componentes indesejáveis do sinal do ponto central da nanorrede e transferir apenas o valor de energia disponível.

Todavia, nesse cenário o conversor bidirecional precisou atuar para suavizar as flutuações no barramento e processar uma maior quantidade de energia da bateria para atender as demandas. Por isso, o balanço de energia foi negativo, e a bateria encerrou a simulação com o SoC (Figura 5.9(c)) em 26,2%, 3,8 % abaixo do valor inicial.

Apesar da não continuidade na curva de potencia disponível p_D Figura 5.9(e), o MPPT extraiu 4,97 kWh (p_{PV}) dos 5,07 kWh disponíveis (p_D), ou seja, 98,0 % do total. Já o processamento realizado pelo conversor quadrático entregou 4,844 kWh ao *link* de 380 V, valor aproximadamente igual ao consumido, que foi mantido em 4,805 kWh. A potência demandada p_{dmd} calculada através da sigmóide, mais uma vez permaneceu próximo ao seu valor máximo.

Com a baixa na geração e consumo de parte da reserva do elemento armazenador, o rendimento final da nanorrede foi afetado e caiu para 86 %. No entanto, o gerenciamento foi capaz de manter a estabilidade e atender as necessidades da mesma em um contexto rigoroso, como o indicado neste terceiro caso.

5.3.4 Cenário IV

Em um quarto caso, é inserida a tabela com dados de irradiação correspondentes ao inverno e o armazenador iniciado com 80% de carga. Nesse sentido, no decorrer do dia a

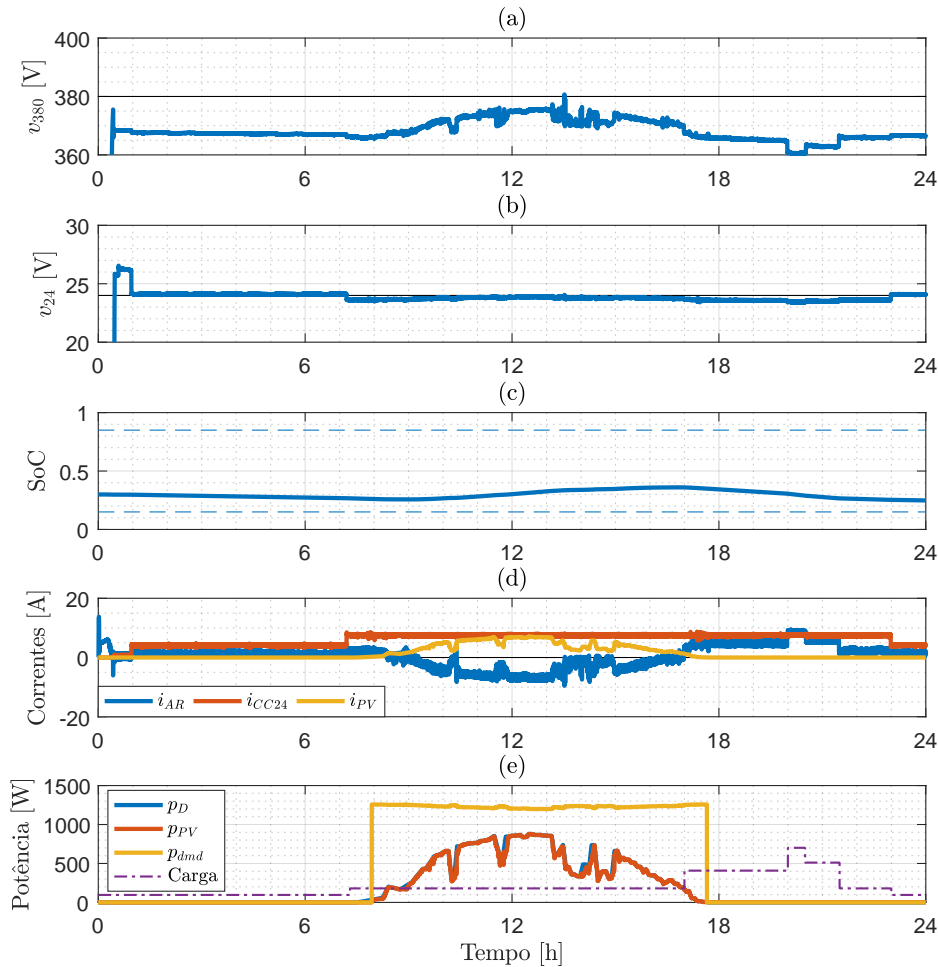


Figura 5.9: Estudo do gerenciamento no Cenário III.

Fonte: Próprio Autor

bateria atinge o SoC máximo, o que leva a unidade de gerenciamento a interromper seu carregamento e regular a tensão na nanorrede através da região linear da curva sigmóide aplicada ao *boost* quadrático, com o bidirecional agindo apenas em transitórios de carga positivos, ou seja, descarregando a bateria.

Diferentemente dos cenários anteriores, o ponto de operação do *link* central permaneceu acima dos 380 V durante toda a simulação como pode ser visto na Figura 5.10(a), motivado pelo alto estoque de energia na nanorrede. Tal nivelamento acima do *set point* ajustou a produção de energia pela curva *droop* do PV e manteve a estabilidade da nanorrede.

Além dos transitórios causados pelo chaveamento de cargas visualizados em todos os testes, esta simulação apresenta na tensão do capacitor de 380 V (Figura 5.10(a)) um transitório às 15 h e 45 min, momento que o SoC da bateria (Figura 5.10(c)) atinge seu valor máximo (85%) e o gerenciamento impede a absorção de energia pela bateria.

No gráfico Figura 5.10(d) é possível visualizar que a corrente medida na saída do conversor abaixador i_{CC24} (laranja) manteve o fornecimento de potência igual aos outros testes. A corrente do painel i_{PV} (amarelo), manteve o perfil porém com amplitude proporcional

à irradiação solar de inverno usada na simulação. Já a corrente da bateria i_{AR} (azul), apresentou um pico de absorção igual a metade dos testes anteriores (aproximadamente 5 A às 11 h). Ao completar a carga por volta das 15 h e 45 min a corrente foi saturada em zero e permaneceu assim até o consumo superar o montante gerado no painel, o que ocorreu às 17 h com o *step* de carga no elo central.

A Figura 5.10(e) expõe a rampa decrescente na potência demandada p_{dmd} (amarelo) entre 6 h e 45 min e 15 h e 45 min, para a desaceleração do carregamento da bateria.

Na curva de extração de energia do PV p_{PV} (laranja) o mesmo comportamento foi observado à partir das 11 h e 30 min, ou seja, quando a potência disponível p_D (azul) permitiu equiparar a potência gerada com a demandada (em 700 W aproximadamente as 11 horas), o controle aplicado ao *boost* deixou de buscar o valor máximo para nivelar a sua produção com o valor consumido (180 W).

O armazenador foi impossibilitado de estocar energia durante 1 h e 20 min, e, ao fornecer potência ao pico de demanda subsequente, o mesmo encerrou a simulação 6% abaixo do valor inicial. Conseqüentemente, o painel foi afetado sendo que 15% do potencial solar foi descartado e apenas 4,59 kWh foram extraídos.

5.3.5 Cenário V

Adicionalmente, em uma suposição de alteração da construção da nanorrede, a modularidade pode ser averiguada. No exemplo da Figura 5.11, um segundo conjunto de bateria e conversor de igual capacidade é inserido ao barramento de 380 V.

O experimento é iniciado com apenas uma bateria conectada e após 3 s o segundo conjunto é ligado. Na tensão do barramento central v_{380} Figura 5.11(a), é possível notar o fim da inicialização da nanorrede em 1 s, já em 3 s o ponto de operação é reduzido com um sobressinal causado pela pré-carga dos capacitores da nova estrutura de potência. Aos 5 e 8 s ocorrem *steps* de carga elevando o consumo para 1000 W e aos 7 s um *step* reduzindo a demanda no elo central para 600 W.

Na Figura 5.11(b) é ilustrado nos momentos iniciais (após inicialização) que a corrente da primeira bateria i_{AR1} (azul) apresenta valor negativo pois ela está absorvendo toda a potência gerada do painel i_{PV} (amarelo). Com a conexão da segunda bateria i_{AR2} (laranja) aos 3 s de simulação, faz com que o controle *droop* ajuste a operação e priorize o carregamento do novo elemento, até que ambos atinjam o mesmo nível de armazenamento.

Por isso, a corrente do primeiro armazenador forma uma rampa decrescente, fornecendo energia nos primeiros segundos, enquanto que o segundo armazenador forma uma rampa crescente abaixo de zero, expondo a redução no processamento de energia proporcional a elevação do estado de carga do elemento. Aos 5 s o consumo na nanorrede é elevado com resposta imediata dos dois conjuntos, todavia, como a primeira bateria possui maior reserva entre os dois armazenadores (SoC=0,2), a mesma é incumbida de fornecer potência nos primeiros instantes. Outras manobras de carga relacionados a retirada e conexão

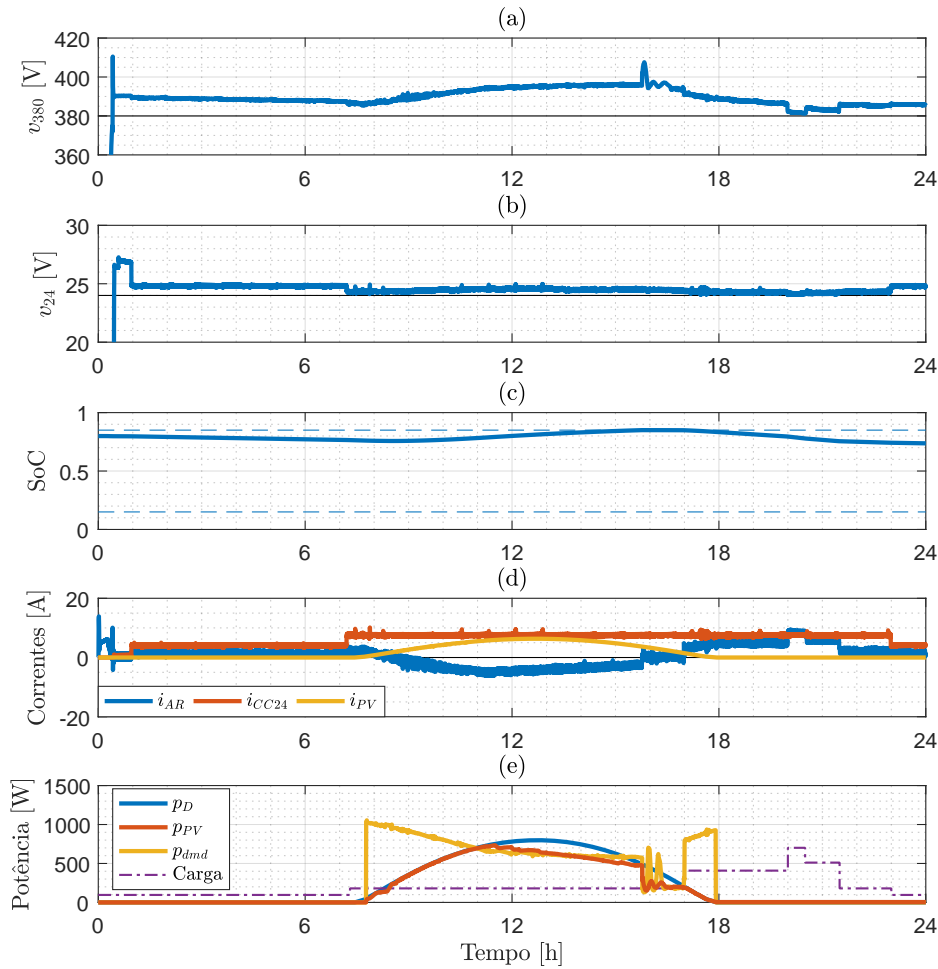


Figura 5.10: Estudo do gerenciamento no Cenário IV.

Fonte: Próprio Autor

ocorrem em 7 e 8 s, porém com as baterias niveladas em termos de SoC, as respostas são idênticas.

Já, o terceiro gráfico Figura 5.11(c) apresenta o nível de reserva das duas baterias, e mostra que a bateria principal inicia a simulação com estoque igual a 0,4 (SoC_1) e absorve o equivalente a 22% de sua capacidade nos 3 s iniciais (após inicialização da nanorrede). A partir deste ponto, o estado do primeiro armazenador oscila em torno dos 60% enquanto que o circuito adicional recebe 35% de sua carga e se equipara com o primeiro aos 7 s. Os armazenadores são carregados por mais 1 s até atingirem seu pico da simulação de 70,3% aos 8 s e então, passam a alimentar as cargas conjuntamente e sendo descarregadas com velocidades iguais.

Esse comportamento de equalização é gerado pelo deslocamento da curva *droop* de acordo com a variável de SoC do elemento armazenador, ou seja, o valor de tensão medida no elo central produz diferentes níveis de corrente de acordo com SoC da bateria permitindo assim, que o compartilhamento seja realizado sem a transmissão direta do nível de carga entre as unidades armazenadores.

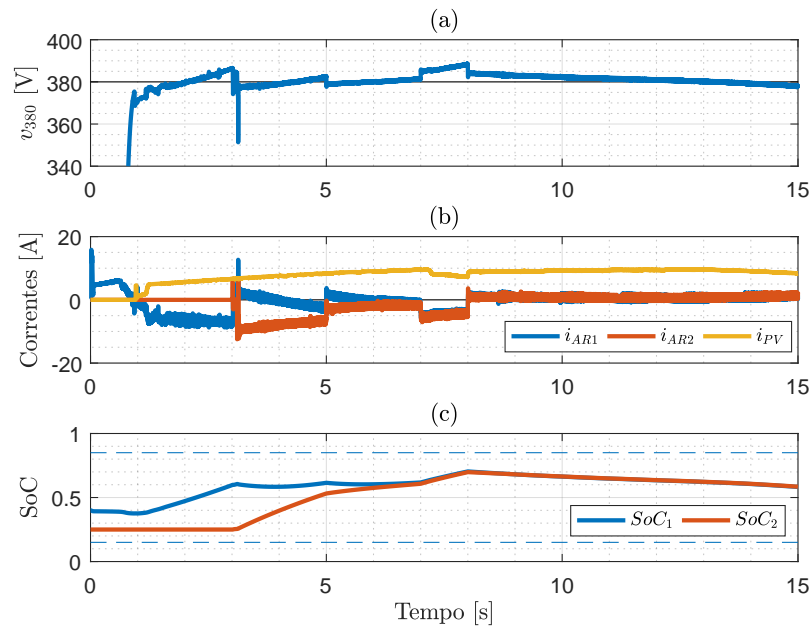


Figura 5.11: Simulação com bateria adicional ligada à nanorrede.

Fonte: Próprio Autor

5.4 Considerações Finais

A coordenação realizada pela arquitetura de gerenciamento proposta demonstrou modularidade e a capacidade de operar em diferentes cenários de geração e demanda, com apenas o deslizamento de tensão no capacitor central comunicando as necessidades de ajuste nos níveis de corrente de cada circuito através do conjunto de curvas *droop*.

O conversor bidirecional permite o fornecimento de potência de maneira contínua, independente das condições climáticas, dinâmica rápida e *ripple* reduzido. Todavia, o armazenamento requer processamento pelo conversor bidirecional para o armazenamento e fornecimento, e uma porcentagem é dissipada em cada etapa. Conseqüentemente, um investimento maior nesse conversor resultaria em um desempenho final da nanorrede superior se comparado aos outros circuitos.

Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados e discutidos os resultados experimentais associados ao protótipo desenvolvido. Considerando a nanorrede apresentada nos capítulos anteriores, foram desenvolvidos protótipos do *boost* quadrático de 1200 W, do conversor bidirecional de 1200 W e do conversor *buck interleaved* de 600 W. Assim, serão apresentados e discutidos resultados individuais de cada conversor e, por fim, resultados associando todos os conversores formando a nanorrede.

As variáveis medidas nos experimentos de bancada apresentadas nesse capítulo tem a mesma localização no circuito das medidas apresentadas nas simulações, conforme ilustrado na Figura 5.6.

6.1 Apresentação dos Componentes Usados nos Conversores

Uma vez apresentado o projeto e dimensionamento dos conversores da nanorrede, esta etapa expõem os componentes e suas especificações. Nesse sentido, as grandezas relacionadas ao *boost* quadrático (Figura 4.7) são apresentadas na Tabela 6.1.

O conversor conectado ao painel fotovoltaico tem como elementos críticos para o desempenho o indutor L_1 e o semicondutor S_1 . Portanto, um indutor de baixa resistência foi selecionado ($R_{L1} = 112 \text{ m}\Omega$). Para os semicondutores, foi padronizado um diodo discreto e um módulo IGBT Semikron da família Semitop[®]2 com um par de semicondutores conforme ilustrado na Figura 6.1. Dos três diodos que compõem o circuito, o diodo D_3 apresenta resistência diferente dos demais pois foi usado o diodo anti-paralelo do semicondutor superior do módulo IGBT.

O painel fotovoltaico do conversor *boost* foi o Canadian Solar CS6K-280P, montado em um *array* com quatro painéis em série, cujo ponto de máxima potência entrega 1120 W com 125,2 V. Os dados do painel fotovoltaico foram utilizados tanto para a modelagem no simulador PSIM[®], quanto no software supervisor da fonte emuladora de painel Keysight

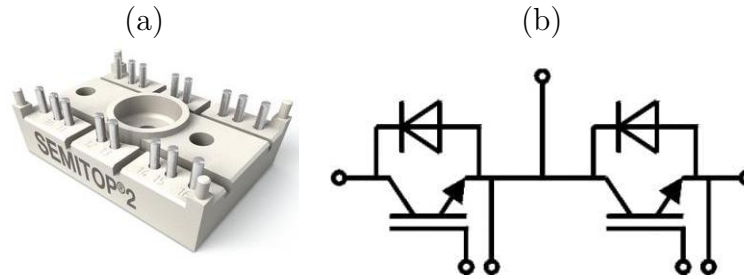


Figura 6.1: Módulo IGBT Semikron®. Em (a) uma foto do módulo e em (b) o circuito interno.

Tabela 6.1: Elementos passivos e perdas resistivas do *boost* quadrático.

Componente	Valor	Componente	Valor
L_1	545 μH	R_{L1}	112 $\text{m}\Omega$
L_1	920 μH	R_{L2}	180 $\text{m}\Omega$
C_1	270 μF	R_{S1}	64.2 $\text{m}\Omega$
C_2	270 μF	R_{D1}	72.5 $\text{m}\Omega$
R_{C1}	200 $\text{m}\Omega$	R_{D2}	72.5 $\text{m}\Omega$
R_{C2}	200 $\text{m}\Omega$	R_{D3}	64.2 $\text{m}\Omega$

N8937APV®. Na Tabela 6.2 são apresentados os parâmetros de cada unidade do Canadian Solar CS6K 280P.

Tabela 6.2: Valores nominais do painel fotovoltaico.

Parâmetro	Valor
Potência máxima	280 W
Tensão de operação	31,3 V
Corrente de operação	8,95 A
Tensão de circuito aberto	38,2 V
Corrente de curto circuito	9,52 A

Ao mesmo tempo, o conversor bidirecional emprega um número maior de semicondutores e capacitores em sua estrutura, quando comparado ao circuito do conversor Quadrático. Os elementos que o constituem são expostos na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Elementos passivos e perdas resistivas do bidirecional LAFAPE.

Componente	Valor	Componente	Valor
L_1	2200 μH	R_{C1}	200 $\text{m}\Omega$
L_2	2400 μH	R_{C2}	200 $\text{m}\Omega$
C_1	270 μF	R_{C3}	200 $\text{m}\Omega$
C_2	270 μF	R_{S1}	64.2 $\text{m}\Omega$
C_3	270 μF	R_{S2}	64.2 $\text{m}\Omega$
R_{L1}	120 $\text{m}\Omega$	R_{S3}	64.2 $\text{m}\Omega$
R_{L2}	130 $\text{m}\Omega$	R_{S4}	64.2 $\text{m}\Omega$

O conversor *buck interleaved* emprega dois indutores de 500 μH com resistência parasita de aproximadamente 180 $\text{m}\Omega$. Já as resistências dos semicondutores são todas da ordem de 64,2 $\text{m}\Omega$, uma vez que o conversor é construído com dois módulos IGBTs análogo aos conversores quadrático e bidirecional.

Para o *link* 380 V, o capacitor possui uma capacitância de 510 μF e resistência série na ordem de 336 $\text{m}\Omega$, enquanto para o *link* de baixa tensão o capacitor escolhido foi de 330 μF com perdas resistivas de 427 $\text{m}\Omega$. O armazenador foi representado por uma fonte bidirecional Regatron TopCon TC.GSS[®] simulando um banco de baterias de *Lithium-íon* devidamente ajustado aos níveis da nanorrede. As fotos ilustrativas dos conversores, bem como dos equipamentos são encontradas no Anexo A.

6.2 Conversores

De forma a validar o funcionamento individual de cada conversor, esta seção discute o funcionamento em malha aberta dos três conversores que compõem a nanorrede. Nos testes a seguir, foi conectado um banco de resistências como carga e uma fonte de alimentação em tensão constante. O ciclo de trabalho foi operado manualmente com *steps* de 10%, ao passo que as variáveis de entrada e saída foram monitoradas para o levantamento das curvas de desempenho do conversor.

Na Figura 6.2 é apresentado o comportamento do *boost* quadrático com ciclo de trabalho de 60%. Neste resultado, a corrente do indutor L_1 é representada pela curva vermelha e tem valor médio de 5,36 A (escala de 2 A/divisão). De forma semelhante, a corrente do indutor L_2 tem valor médio de 2,15 A e é representada pela curva verde (escala de 2 A/divisão). Considerando que o ganho de corrente para conversor *boost* é dado por $I_{L2} = I_{L1}/G_1$ e que o ciclo de trabalho está em 60%, o ganho estático do conversor equivale a $G_1 = 1/(1 - K) = 2,5$ e, portanto, está aderente ao valor encontrado no Capítulo 4.

Na mesma Figura 6.2, é apresentada a tensão de saída do conversor, a qual possui valor médio igual a 293 V e está ilustrada na cor amarela (escala de 100 V/divisão). Ao mesmo tempo, na cor azul (escala de 100 V/divisão), a tensão sobre o semiconductor controlado S_1 evidencia as duas etapas de comutação do circuito. Durante o intervalo k , a tensão sobre o semiconductor pode ser aproximada pela soma da corrente média dos dois indutores multiplicada pela resistência equivalente do semiconductor, isto é, $v_{S1} = R_{S1}(I_{L1} + I_{L2}) = 64,2\text{m}(5,36 + 2,15) = 0,48 \text{ V}$. No intervalo complementar, a tensão nesse ponto do circuito pode ser encontrada através da soma do valor de saída com a tensão do diodo D_3 , portanto $v_{S1} = R_{D3}I_{L2} + v_{CLink} = 64,2\text{m} \times 2,15 + 293 = 293,13 \text{ V}$.

Igualmente, na mesma figura é ilustrada a condução de corrente em ambos os indutores no mesmo instante do acionamento do semiconductor S_1 , pois ambos os indutores são carregados durante o intervalo de condução (nível baixo de tensão sobre o semiconductor) e descarregam durante o intervalo complementar (nível alto de tensão sobre o semiconductor).

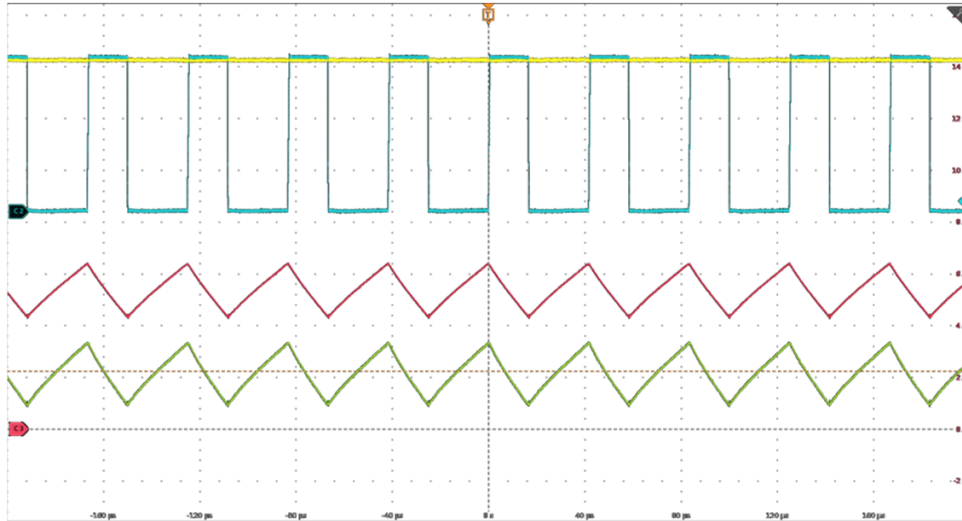


Figura 6.2: Imagem do osciloscópio durante teste de funcionamento do conversor *boost* quadrático.

Considerando ainda o conversor *boost* quadrático, a Figura 6.3 exibe os resultados da operação em malha aberta para o ganho de tensão em (a) e rendimento em (b). Os resultados experimentais da Figura 6.3 foram obtidos à partir da média de dois testes realizados.

Na Figura 6.3(a), a linha contínua com pontos destacados é decorrente dos valores mensurados em bancada, enquanto que a linha tracejada corresponde a curva obtida através do modelo em espaço de estados. Ambos iniciam com ganho unitário, apresentam pico de 10,2 e 10,5 com ciclo de trabalho igual a 0,775 e 0,8 respectivamente, e finalizam com ganho igual 4.

No gráfico de rendimento Figura 6.3(b), o modelo em espaço de estados (linha tracejada) e o experimental (linha contínua) iniciam com amplitude de 0,94 e 0,93 em $k = 0,1$, apresentam uma região de maior rendimento entre $k = 0,1$ e $k = 0,6$ e uma redução acentuada para ciclos de trabalho a partir de $k = 0,6$ decaindo para abaixo de 0,1 em $k = 0,9$.

O conversor bidirecional desenvolvido no LAFAPE e estudado nesta pesquisa, possui dois modos de controle (A e B) e quatro modos de operação no total, pois pode atuar como elevador ou abaixador em cada método de chaveamento. Entretanto, apesar de ser empregado na nanorrede utilizando apenas um tipo de comutação, o protótipo tem capacidade de troca entre os modos através da chave seletora, e assim, diferentes cenários de operação puderam ser verificados. Nas Figuras 6.4 e 6.5 é apresentada a execução do conversor em elevação de tensão, com alimentação e ciclo de trabalho fixos, alterando apenas o método de comutação do tipo A na Figura 6.4 para o tipo B na Figura 6.5. Nas duas imagens, os sinais em azul equivalem a tensão na saída de alta, onde o barramento central da nanorrede é conectado, os sinais em amarelo representam a tensão de entrada (terminal da bateria) e em roxo e verde as correntes dos indutores L_1 e L_2 respectivamente.

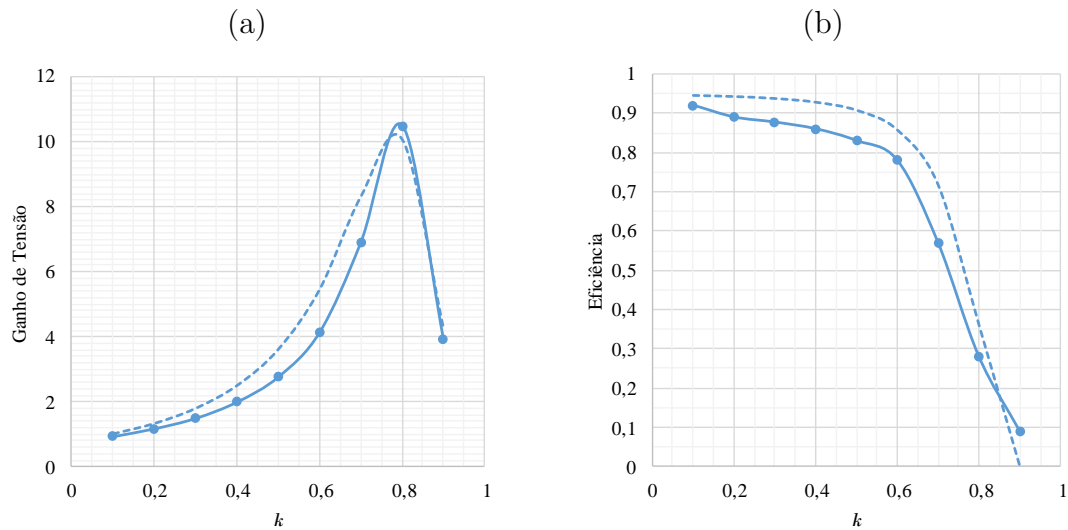


Figura 6.3: Curvas de desempenho levantadas em bancada do conversor *boost* quadrático. Os pontos representam os valores obtidos no experimento e a linha tracejada os valores calculados pelo modelo.

No experimento, a modificação na forma de chaveamento do Modo A para o B causou uma elevação na tensão de saída de 12,9 V para 14,6 V como esperado, mesmo mantendo o ciclo de trabalho, tensão de entrada e carga constantes.

No Modo A, o segundo indutor do circuito (sinal verde) opera de forma síncrona com o primeiro (sinal roxo), ou seja, ambos carregam elevando sua corrente durante o período k e descarregam no período complementar $1 - k$. No Modo B ocorre uma inversão, com o indutor L_2 descarregando no intervalo k e carregando no intervalo complementar $1 - k$.

O aumento no nível de oscilação observado em L_2 de 160 mA para 240 mA é motivado pelo incremento na potência processada pelo circuito e pela transferência de corrente entre os dois indutores. Pois, com a inversão realizada o segundo indutor passa um tempo maior carregando (intervalo $(1 - k)T$) e tem um intervalo menor para fornecer essa energia ao capacitor seguinte (intervalo $(k)T$). Assim, para manter a oscilação igual nos dois modos de operação é necessária a substituição de um dos indutores.

Assim como na interface eletrônica para o painel, o desempenho desse conversor bidirecional na operação em *step-up* foi extraído pela varredura do ciclo de trabalho com alimentação e carga constantes. Na Figura 6.6(a) é ilustrado o ganho médio de tensão, e na Figura 6.6(b) o rendimento do circuito. A comparação dos dados de bancada traçados em linha contínua, com o resultado do modelo em espaço de estados em linha tracejada confirma as tendências do conversor e entrega dois resultados totalmente diferentes apenas alternando o comando dos pares de chaves semicondutoras.

Na Figura 6.6(a) é observado que o ganho estático no Modo B (curvas em laranja) apresenta uma curva suave quando comparado ao Modo A (curvas em azul), de forma que é possível atingir ganhos mais altos em ciclos de trabalho elevados ($k > 0,7$). No Modo

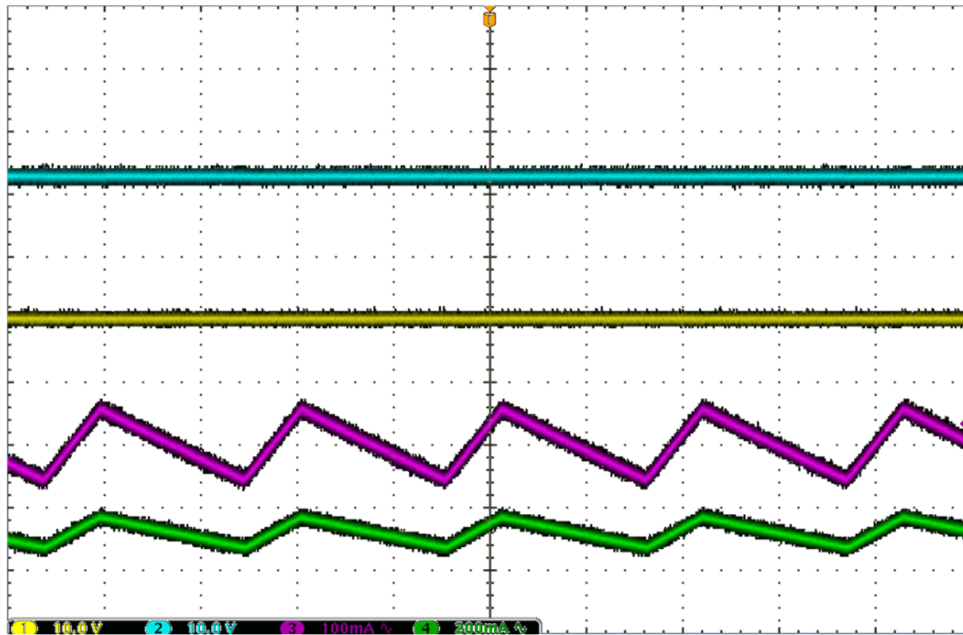


Figura 6.4: Imagem do osciloscópio durante teste de funcionamento do conversor bidirecional LAFAPE com chaveamento no Modo A.

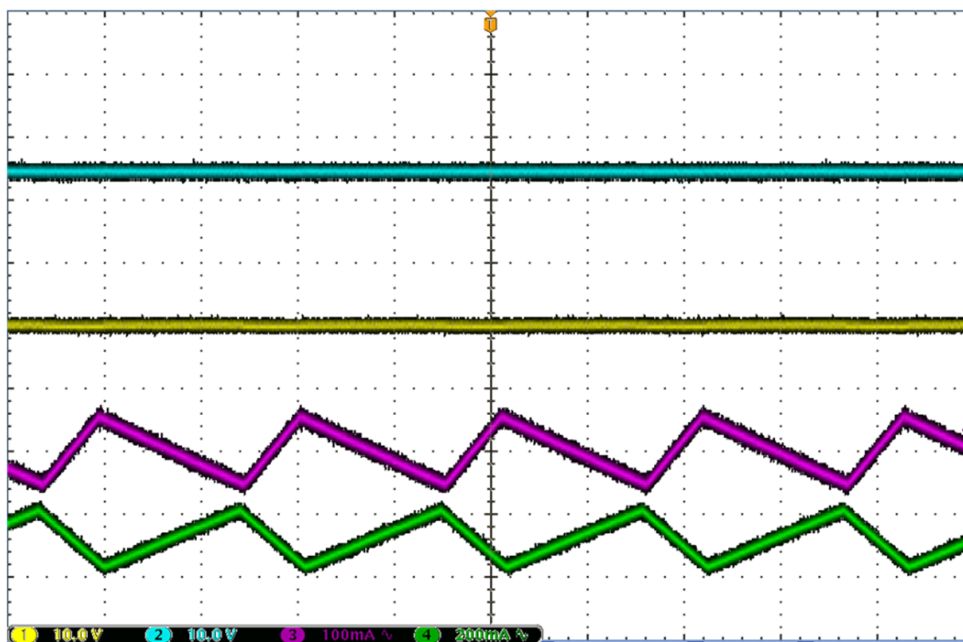


Figura 6.5: Imagem do osciloscópio durante teste de funcionamento do conversor bidirecional LAFAPE com chaveamento no Modo B.

A, modelo e protótipo iniciam e finalizam a curva com ganho unitário, porém atingem o máximo de 3,97 e 3,9, respectivamente, com $k = 0,7$. No segundo modo, o ganho mínimo é observado em $k = 0,1$ com 0,7 no modelo e 1 no protótipo, já o ganho máximo acontece na extremidade oposta ($k = 0,9$) com 5,7 no modelo e 5,35 na bancada.

Entretanto, no quesito de rendimento ilustrado na Figura 6.6(b), o Modo A (curvas em azul) entrega um pico maior, com 0,96 no resultado do modelo e 0,92 no protótipo,

ambos com o ciclo de trabalho fixo em 10%. Enquanto que o Modo B (curvas em laranja) apresenta o valor máximo de 0,81 no modelo e 0,78 no protótipo com ciclo fixo em 50%.

Porém, apesar de deter pico de rendimento mais elevado entre os dois métodos de operação, o Modo A apresenta desempenho inferior ao segundo tipo de chaveamento no entorno do ponto de operação seleccionado para a nanorrede com $k = 0,68$. Para este ciclo de trabalho o protótipo atingiu rendimento de 0,48 no Modo A e 0,75 no Modo B.

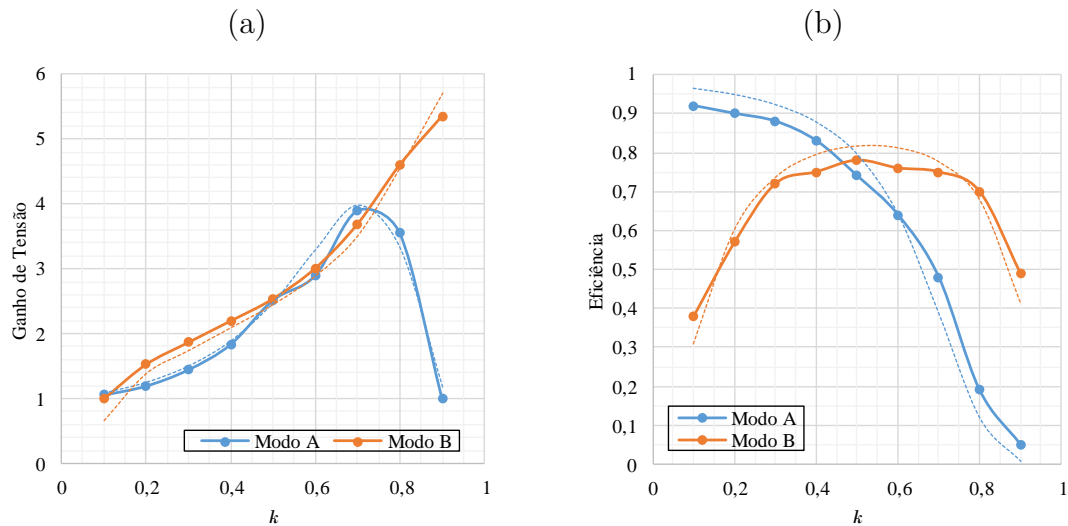


Figura 6.6: Curvas de desempenho levantadas em bancada do conversor bidirecional. Os pontos da linha contínua representam os valores obtidos no experimento e a linha tracejada os valores calculados pelo modelo.

No teste de funcionamento em malha aberta do *buck interleaved* exposto na Figura 6.7, fica evidente o deslocamento em 180° entre os braços do conversor conforme visto nas correntes dos indutores ilustradas em verde e vermelho. Ao contrário das outras estruturas de potência empregadas, este circuito apenas reduz a tensão de entrada (sinal em amarelo), por isso que apresenta valor superior a tensão na saída circuito (sinal em azul).

No experimento exposto, a tensão de alimentação foi fixada em 30 V, a carga resistiva conectada aos terminais de saída tem 25Ω e o ciclo de trabalho fixo em 0,75, ou seja, no teste em questão o circuito trabalhava no caso em que $k > 0,5$, quando um indutor do circuito está finalizando seu processo de carga o outro está iniciando.

Mais uma vez, o desempenho do protótipo do conversor na operação em malha aberta foi levantado, e o ganho médio de tensão é retratado na Figura 6.8(a) e o rendimento na Figura 6.8(b). Para o ganho de tensão Figura 6.8(a), o erro médio entre a linha contínua obtida através de testes de bancada e a curva tracejada calculada pelo modelo é de apenas 1,7%, e a maior diferença localizada em ciclos de trabalho elevados $k > 0,8$. Já o rendimento exposto no quadro Figura 6.8(b), apresenta 1,22% de erro em média e maior desvios em ciclos de trabalho maiores que 0,6, mas ainda mantêm rendimento acima dos 90% em todo o intervalo.

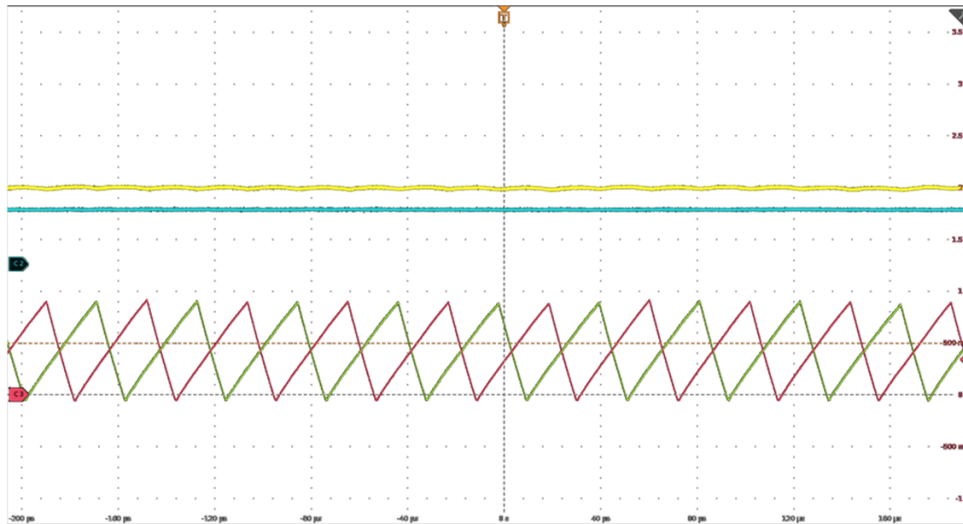


Figura 6.7: Imagem do osciloscópio durante teste de funcionamento do conversor *buck interleaved*.

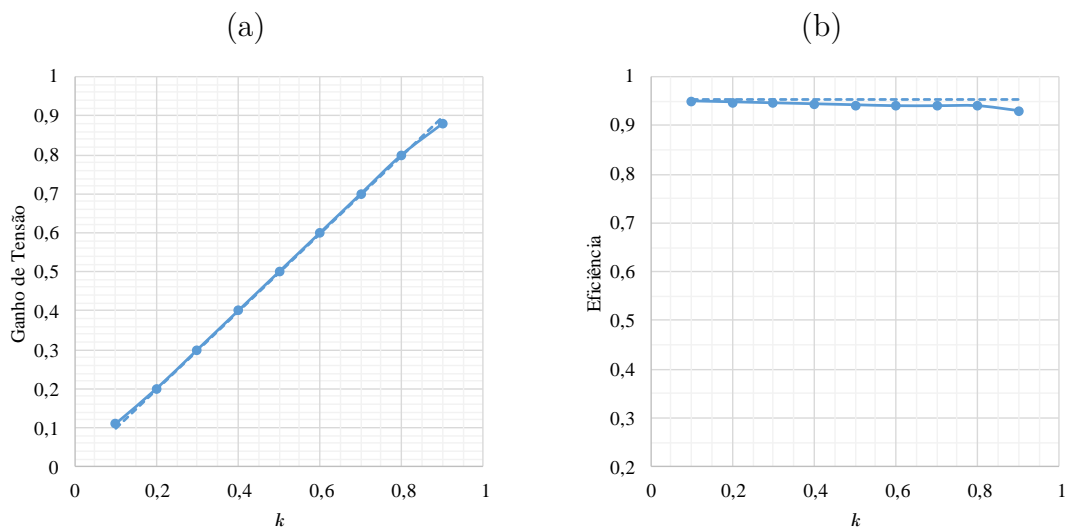


Figura 6.8: Curvas de desempenho levantadas em bancada do conversor *buck interleaved*. Os pontos da linha contínua representam os valores obtidos no experimento e a linha tracejada os valores calculados pelo modelo.

6.3 Gerenciamento da Nanorede

Uma vez que os conversores foram apresentados e analisados de forma individual, esta seção integra os três conversores de forma a compor a nanorede proposta. De forma mais específica, esta seção tem como objetivo discutir o gerenciamento da nanorede.

Em termos de desenvolvimento experimental, em bancada foi empregada a fonte emuladora Keysight N8937APV[®], pois a mesma permite o controle e monitoramento de parâmetros e configuração de arranjos. Neste sentido, a fonte foi configurada para simular

um *array* de 4 painéis em série baseado no modelo Canadian Solar CS6K-280P. Todavia, a corrente do modelo foi reduzida em 30% para uma maior segurança dos testes e, assim, a máxima potência do PV emulado equivale a 776 W com tensão de 125,2 V e corrente de 6,2 A.

Na Figura 6.9, o PV é acionado em 0 s com os parâmetros de irradiação solar constantes e os demais conversores da nanorrede em operação nominal. No ensaio, o algoritmo MPPT atinge o ponto de máxima potência aproximadamente em 13 s. Na Figura 6.9, a corrente do painel aparece em verde e a tensão de terminal em azul. A tensão do barramento central é apresentada em preto e a corrente no armazenador em vermelho.

Com arranjo fotovoltaico acionado, o controle *droop* inicia a regulação com elevação da tensão do capacitor central de 372 V para 380 V e absorção de potência pela bateria, enquanto que a corrente do painel permaneceu constante em 6 A durante o teste. Considerando o algoritmo de inicialização do painel apresentado no Capítulo 5, o conversor inicia a operação do painel em 100 V e atinge o máximo em 125 V aos 13 s. Por último, a corrente no armazenador apresentou rampa decrescente, constatando a elevação na absorção de energia do armazenador.

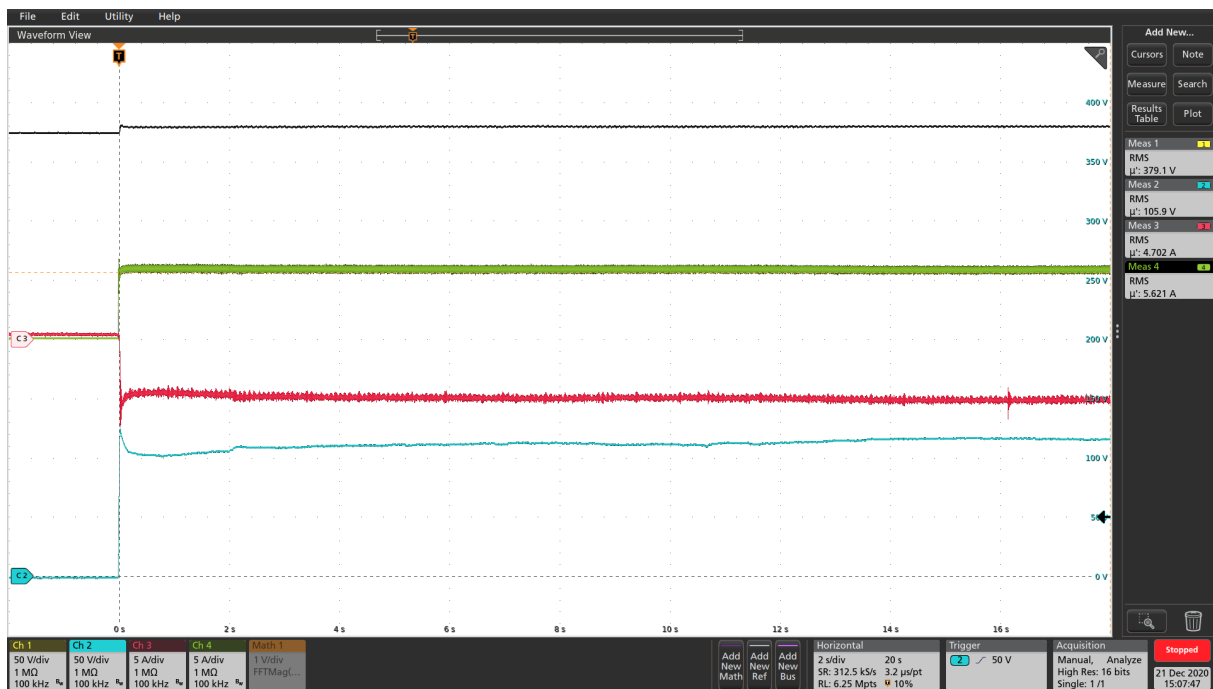


Figura 6.9: Validação do algoritmo de busca de potência.

De forma a validar a gerenciamto de potência do MPPT, foi realizada uma abertura temporária na malha de controle do PV conforme demonstrado na Figura 6.10 para manipulação externa da variável p_{dmd} , porém com as demais malhas de controle inalteradas. Nesse experimento, ilustrado na Figura 6.11, o conversor inicia a busca da máxima potência e, logo após atingir o valor máximo sua referência é alterada para 600 W aproximadamente aos 14 s. Então, o algoritmo de busca movimentava a tensão do painel para 100 V para

regular a extração de energia na nova referência conforme ilustrado no resultado em azul.

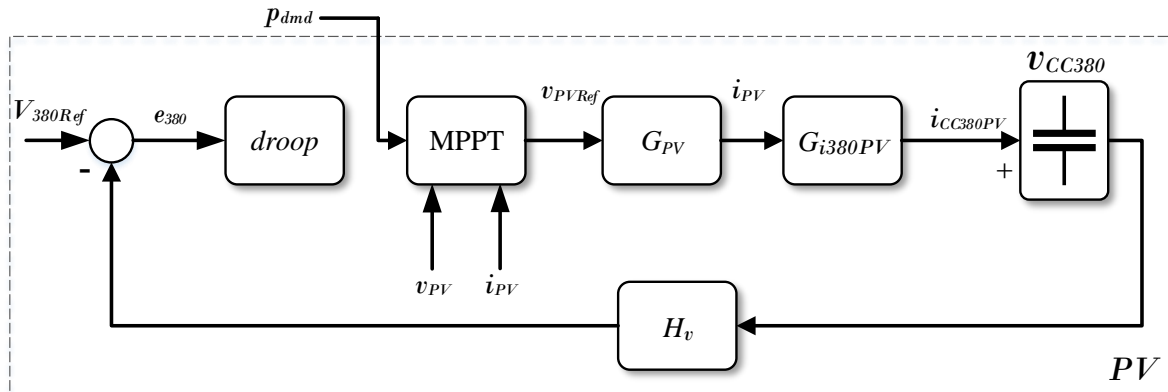


Figura 6.10: Planta de controle do painel adaptada especificamente para avaliação de seguimento de referência da variável p_{dmd} .

Fonte: Próprio Autor

É possível notar que houve uma elevação da corrente no painel (sinal em verde), apesar da redução da referência de tensão. Isso pode ser observado na própria curva característica do painel fotovoltaico.

Ao mesmo tempo, é possível observar a redução da absorção de corrente pelo armazenador, a qual é representada pela cor vermelha, após a alteração dinâmica da variável p_{dmd} . Igualmente, a tensão do *link* central representada em preto, é elevada em 8 V com o acionamento do PV aos 0 s e, finalmente, é reduzida em 3 V quando é alterada a referência p_{dmd} .

Por outro lado, a capacidade de gerenciamento do método de busca foi validada alterando o arranjo de painéis simulados na fonte, forçando o algoritmo a buscar um ponto de operação diferente. Na Figura 6.12 são apresentadas duas capturas da tela do software supervisor KeySight referente a dois experimentos diferentes. No primeiro teste (Figura 6.12(a)) o algoritmo extraiu 500,76 W dos 500,8 W totais, ou 99,99% a 62,8 V, equivalente a metade do arranjo fotovoltaico da nanorede. No segundo teste (Figura 6.12(b)), o algoritmo de busca assentou em 99,92% do valor máximo com 92,9 V e 8,08 A, correspondente a três dos quatro foto geradores.

Após análises direcionadas ao conversor e o conjunto de painéis solares, os testes são concentrados no comportamento da nanorede como um todo. Desta forma, foi empregado um banco de resistores posicionados como carga local no *link* central com capacidade de 360 W. Ao mesmo tempo, para o *link* de 24 V, uma carga eletrônica com capacidade de até 3 A da marca BK Precision® foi utilizada.

A análise do fluxo de potência pela proposta de gerenciamento *droop* desta dissertação é validada com a execução de degraus de potência no *link* central, no *link* de baixa e, da mesma forma na geração solar.

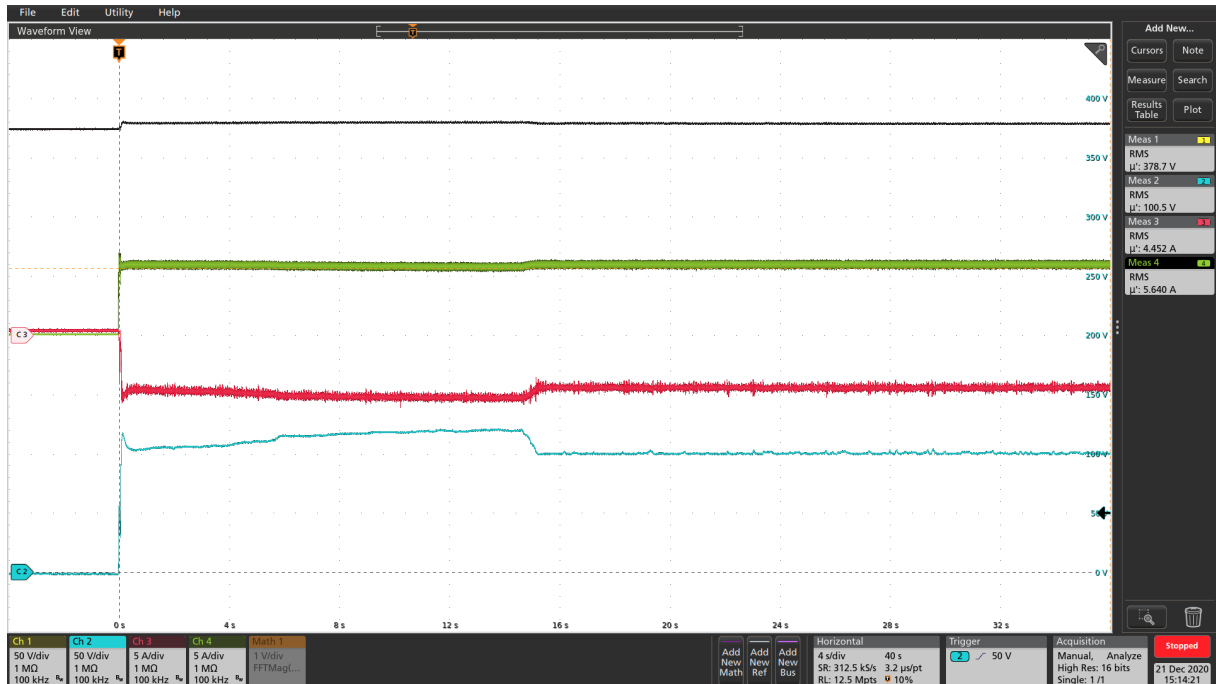


Figura 6.11: Experimento do MPPT com *step* na referência de busca de potência.

Na Figura 6.13, é ilustrada a tensão do capacitor central em preto (escala de 50 V/divisão), bem como o balanço de corrente nos terminais dos conversores (todas escala de 5 A/divisão), com a corrente do painel i_{PV} em azul, da bateria i_{AR} em vermelho e da carga de baixa tensão i_{CC24} em verde.

É possível notar que o conversor da bateria atua de forma a compensar a energia excedente na nanorrede, sua corrente inicia o teste com valor próximo a zero, fornecendo potência apenas para manter a tensão no *link* central. No evento (1), a sua corrente é reduzida para -5 A de forma a absorver a potência produzida no painel e manter o balanço energético da nanorrede. No evento (2), a carga local posicionada no *link* central é acionada e o conversor do armazenador reduz a corrente de absorção de forma a manter a nanorrede estável. Por fim, no evento (3), a carga posicionada no *link* de 24 V é acionada.

Ao ser analisada a tensão do *link* central, no evento (1), é possível observar uma elevação de 8 V em resposta ao acionamento do painel solar. Por outro lado, no evento (2), a tensão do *link* central é reduzida (em 4 V) para 376 V pela entrada de carga no *link* central. Para ambos os eventos o equilíbrio energético é estabelecido conforme o gerenciamento proposto, sendo que o erro de tensão em regime permanente é inerente a proposta deste trabalho.

O *ripple* na corrente do armazenador é em média 2,3 vezes maior do que as demais pois esse é o conjunto que exerce maior atenuação das oscilações do capacitor central e também por ser uma característica intrínseca do conversor bidirecional estudado, que apresenta *ripple* maior nos seus terminais. O contrário ocorre no *buck interleaved*, onde o paralelismo na execução dos braços permite o fornecimento de energia com apenas 0,4 A

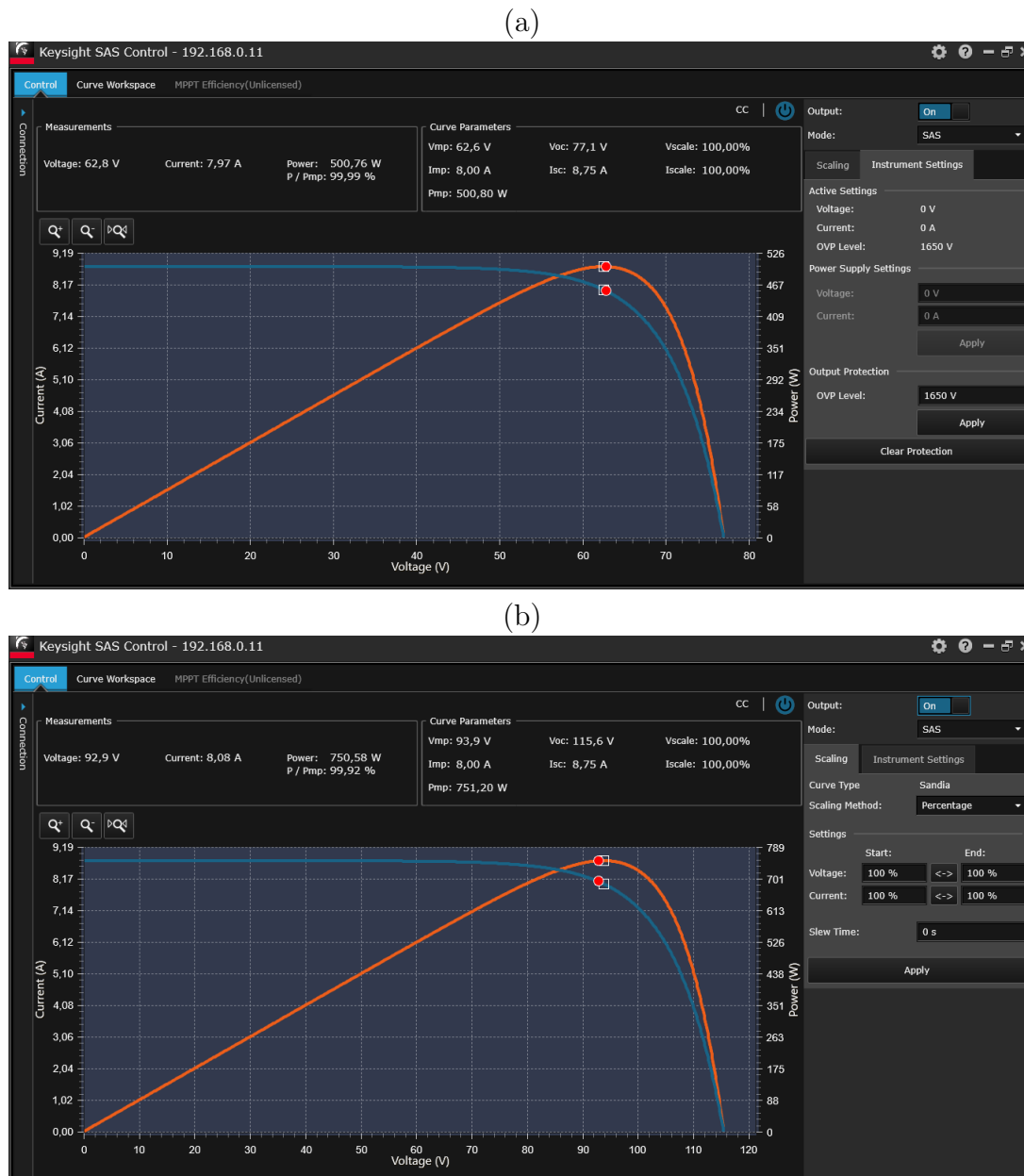


Figura 6.12: Supervisor da fonte emuladora de painéis demonstrando a taxa de acerto do algoritmo de busca em caso de arranjo cortado para 2 painéis em (a) e 3 painéis em (b).

de *ripple* no pior caso.

O estudo do rendimento global da nanorrede é realizado com base no resultado da Figura 6.13. Para a análise de rendimento, é considerada a tensão na bateria fixa em 102 V, carga de 400Ω no *link* central e tensão no painel igual a observada no teste exposto na Figura 6.9. No intervalo entre o evento (1) e o evento (2), a potência instantânea é de 660 W no PV, 510 W na bateria e 7,2 W consumidos no *link* de baixa, resultando em 79,9%, neste cenário em que a maior parte da energia é processada a partir do painel e armazenada na bateria. No intervalo entre os eventos (2) e (3) a carga resistiva é acionada e o desempenho é elevado para 84,4%. No período compreendido entre os eventos (3) e (4)

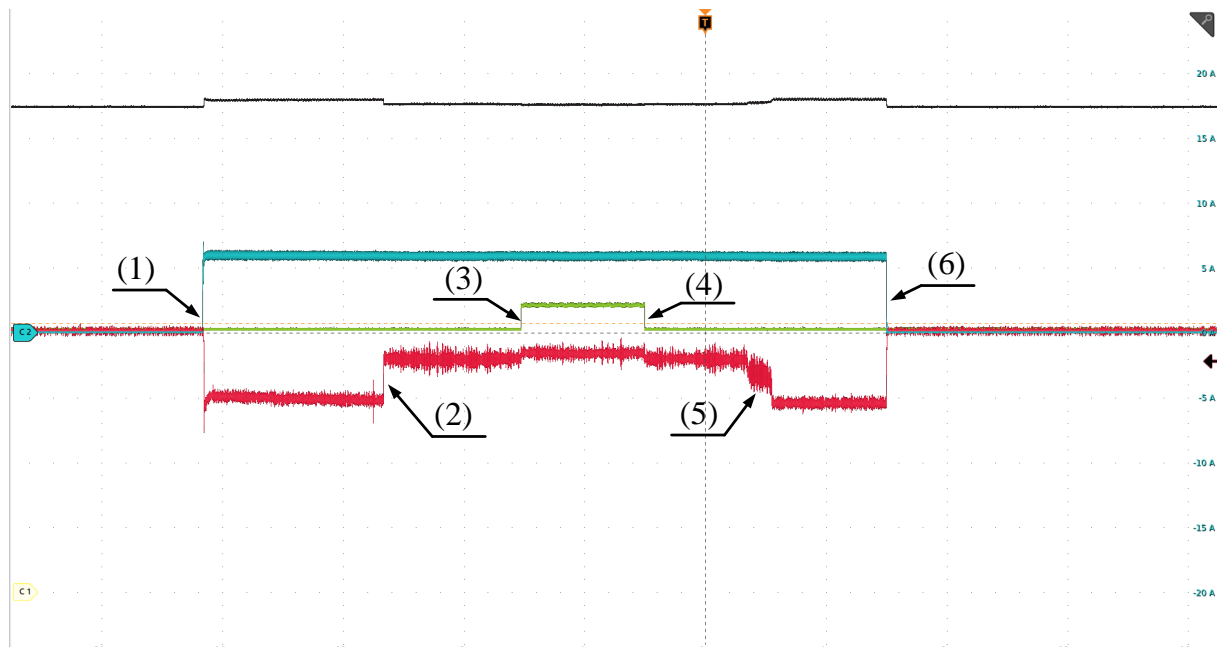


Figura 6.13: Experimentação do gerenciamento sob *steps* consecutivos de geração e demanda.

o consumo no *link* de 24 V aumenta a 50 W, e o rendimento da nanorrede decai a 83,1% devido à dissipação no conversor *buck interleaved*.

A análise para diferentes estados de carga da bateria é realizada na Figura 6.14. Foram realizados três testes variando apenas o valor de SoC entre 0,2, 0,5 e 0,8. O experimento é iniciado com a bateria regulando a tensão do *link* central e, após 1,15 s, é adicionada a carga resistiva no *link* central.

É possível observar que para valores de SoC menores, a proposta de gerenciamento reduz o nível de tensão do *link* central, de forma a manter o balanço energético da nanorrede. As tensões nos três casos foram de 385 V para SoC igual a 0,8, 371,9 V para SoC de 0,5 e 364 V para SoC de 0,2. De forma semelhante, a tensão do *link* de 24 V também tem deslocamento proporcional e entrega 25,71 V, 25,56 V e 25,41 V para SoC's de 0,8, 0,5 e 0,2 respectivamente. A curva vermelha que representa a corrente no armazenador é reduzida de 3 A, para 2,8 A e 2,7 A em SoC's de 0,8, 0,5 e 0,2 respectivamente.

Para efeito de análise comparativa, os resultados da Figura 6.14 foram tratados e apresentados individualmente para cada variável da nanorrede na Figura 6.15.

No gráfico Figura 6.15(a), o deslocamento do ponto de operação da tensão do *link* central dependente do nível de carga no armazenador. O teste com SoC igual a 80% (traçado em azul) apresenta o nível de tensão do barramento central mais alto entre os três testes, com 387 V antes da entrada da carga e 383 V depois, e permanece acima do *set point* de 380 V (traçado em preto) durante todo o teste. O ensaio com o armazenador na metade da capacidade (traçado em laranja) tem valores intermediários, inicia em 374 V e finaliza em 370 V, ou seja, fica abaixo do valor de referência para o *link*. O terceiro

teste, com a bateria no limite operacional mínimo tem estado de carga igual a 20% e apresenta os valores de tensão mais baixos dos três experimentos, com 365 V antes do *step* de carga e 362 V depois. Esse ajuste de nível de tensão é proporcionado pela proposta de gerenciamento e tem como objetivo manter a estabilidade da nanorrede.

O gráfico Figura 6.15(b), compara o valor de tensão do *link* de baixa nos três cenários inspecionados. O deslocamento no valor médio de tensão entre os testes foi de 150 mV, com o teste com maior armazenamento com 25,71 V de tensão média, o teste com metade da capacidade da bateria teve 25,56 V e o terceiro teste com amplitude mais baixa entre os três e entregando 25,41 V de tensão média. O formato dente de serra no *ripple* do sinal é atribuído a interação com a carga eletrônica conectada aos terminais do conversor.

No gráfico da Figura 6.15(c) é traçada a corrente da bateria, sendo possível visualizar um sobressinal proporcional ao SoC e um desvio no nível de fornecimento de 100 mA entre os testes.

Desta forma, é possível concluir que o gerenciamento, bem como o protótipo construído atenderam às expectativas e operaram em conformidade com o projeto e simulação desenvolvidos, tendo apenas como exceção do desempenho do protótipo que teve seu valor inferior a aquele observado em simulação.

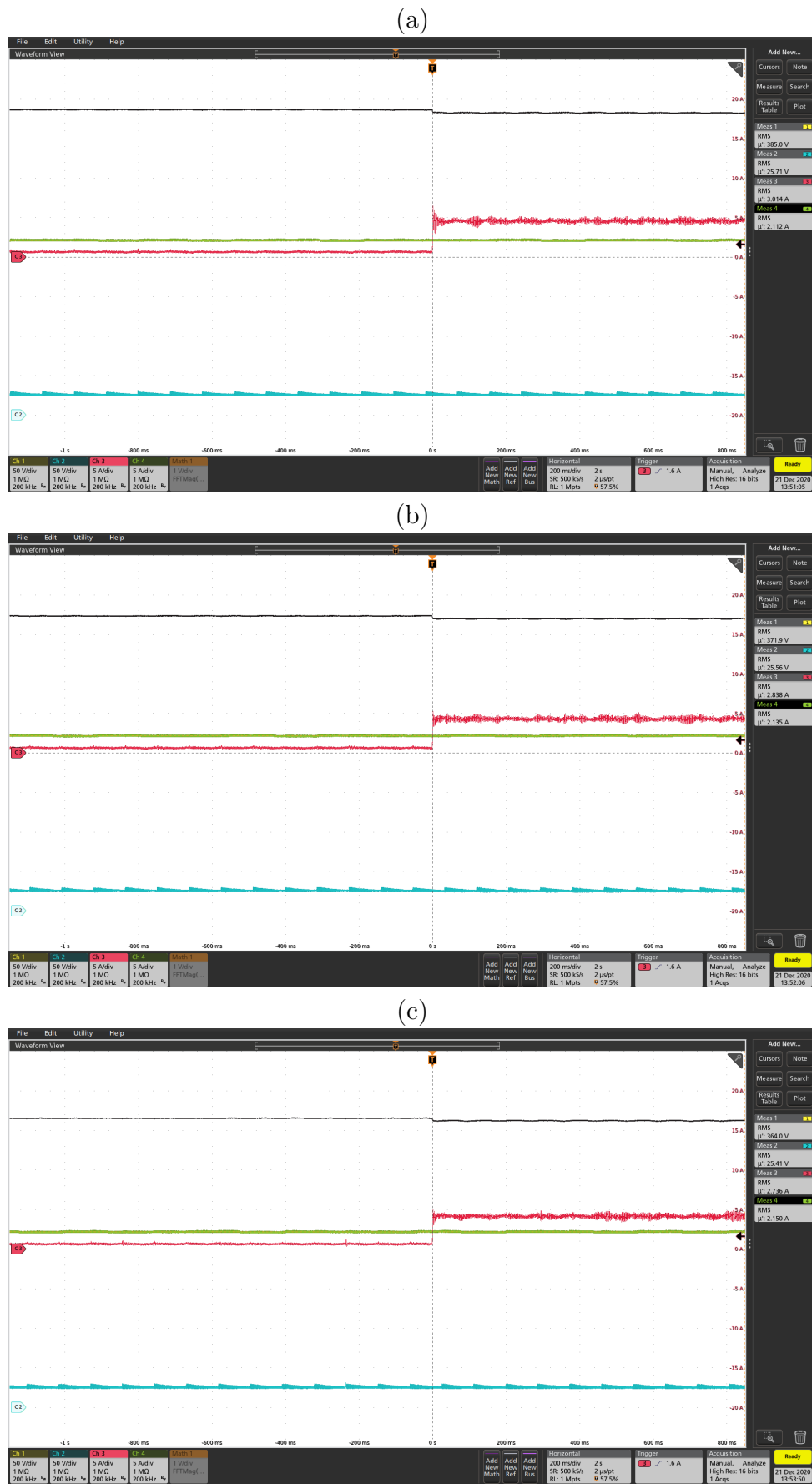


Figura 6.14: Teste comparativo do gerenciamento em diferentes níveis de estoque no armazenador. Em (a) SoC de 0,8, em (b) SoC de 0,5 e em (c) 0,2.

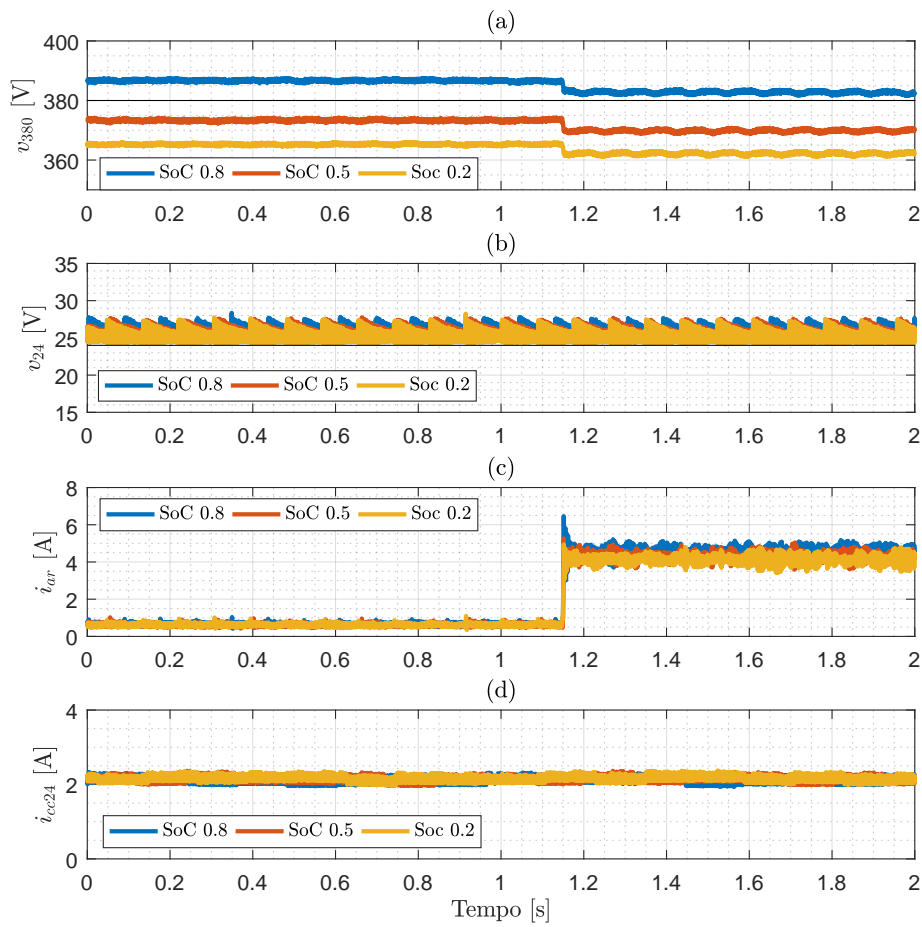


Figura 6.15: Comparativo no Matlab do experimento em bancada do gerenciamento em diferentes níveis de estoque no armazenador.

Considerações Finais

Esta dissertação abordou o tema associado a nanorredes, nela foram desenvolvidos o controle e gerenciamento da nanorrede, bem como o modelo matemático e o desenvolvimento experimental dos conversores CC-CC que a compõem.

Nesse sentido, a revisão bibliográfica indicou que uma possível solução para o gerenciamento de nanorredes com o perfil proposto é o emprego de controle hierárquico com chaveamento de estruturas de controle, principalmente quando há presença de geração solar e/ou eólica, cuja extração de potência requer estruturas de controle mais complexas. Nestes casos, é comumente sugerido chavear o algoritmo MPPT para controles proporcional-integral de tensão ou corrente. Na estrutura de gerenciamento proposta, o algoritmo de busca de máxima potência pode ser limitado a valores abaixo da potência máxima do conjunto de painéis, o que permitiu desenvolver a função p_{dmd} para compartilhar a regulação da tensão do *link* CC. Além disso, o desenvolvimento desta função solucionou a necessidade de chaveamento de controle ou circuito.

Uma análise de cada conversor foi conduzida, com pesquisa de diversas topologias presentes na literatura, modelagem e simulação. Dos vários circuitos investigados, foram empregados o *buck interleaved* e o *boost* quadrático, bem como, um terceiro conversor inédito na literatura.

Durante a experimentação, foi possível observar que o *buck interleaved* obteve pico de rendimento de 95%, o bidirecional um pico de 92% e o *boost* de 93%. O conversor bidirecional LAFAPE apresentou *ripple* 2,3 vezes maior em média nos seus terminais, mas é compensado pela facilidade de operação e controle, além dos múltiplos modos de operação. O conversor elevador, apesar de sua característica de fase não mínima, foi capaz de executar as funções relacionadas ao MPPT e extrair potência do arranjo de painéis.

O algoritmo de busca de potência proposto neste trabalho atingiu taxas de acerto de 99,9%, tanto em simulação quanto em bancada. Nesse contexto, foi possível regular a geração de energia do painel solar para estabelecer o balanço energético da nanorrede.

Em linhas gerais, os cenários que a nanorrede pode ser submetida foram representados de forma sintetizada, a coordenação realizada pela arquitetura de gerenciamento proposta

foi efetiva no processamento da energia e conseguiu atender a múltiplas demandas. Mesmo em contextos limitantes com excedente ou escassez de energia a operação de cada conversor foi ajustada pela respectiva curva *droop* através da comunicação realizada pelo *link CC* na forma de desvio de tensão. A nanorrede apresentou modularidade e permitiu a conexão de conversores adicionais sem a necessidade de reinicialização.

7.1 Publicações

Até o presente momento, foi submetido para publicação e está em processo de revisão o seguinte artigo derivado desta pesquisa: *Bidirectional high gain DC-DC converter with multiple operation modes*, que apresenta o conversor bidirecional desenvolvido no LAFAPE. Além deste, outros trabalhos nos quais o autor tem participação e estão em andamento para publicação estão listados na sequência.

1. *Single loop droop for DC-DC converters management on islanded photovoltaic nano-grids*;
2. *Negative-output DC-DC converter with symmetric high quadratic conversion ratio*;
3. *Non-cascaded DC-DC boost converter with high quadratic voltage gain*;
4. Método numérico de busca e controle de potência com baixa oscilação aplicado a arranjos fotovoltaicos.

7.2 Trabalhos Futuros

Podem ser realizados em trabalhos futuros de maneira sequencial ao presente texto:

1. Análise de estabilidade do sistema proposto;
2. Expansão da nanorrede com a inserção de outras fontes renováveis, tanto no *link* de alta como no de baixa;
3. Substituição do *Buck Interleaved* por um conversor bidirecional;
4. Gerenciamento de diferentes armazenadores conectados à nanorrede.

Referências Bibliográficas

AGNOLETTO, E. J.; Silva de Castro, D.; Neves, R. V. A.; Quadros Machado, R.; Oliveira, V. A. An optimal energy management technique using the ϵ -constraint method for grid-tied and stand-alone battery-based microgrids. **IEEE Access**, v. 7, p. 165928–165942, November 2019. ISSN 2169-3536.

AGUIAR, C. R. **Contribuição ao gerenciamento e controle de células a combustível e armazenadores de energia para a operação em geração distribuída**. 238 p. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos Universidade de São Paulo, 2016.

AHMED, M.; MEEGAHAPOLA, L.; VAHIDNIA, A.; DATTA, M. Stability and control aspects of microgrid architectures—a comprehensive review. **IEEE Access**, v. 8, p. 144730–144766, 2020.

ALHAIDER, M. M.; AHMED, E. M.; ALY, M.; SERHAN, H. A.; MOHAMED, E. A.; ALI, Z. M. New temperature-compensated multi-step constant-current charging method for reliable operation of battery energy storage systems. **IEEE Access**, v. 8, p. 27961–27972, 2020.

ANSARI, S.; CHANDEL, A.; TARIQ, M. A comprehensive review on power converters control and control strategies of ac/dc microgrid. **IEEE Access**, p. 1–1, 2020.

BASTOS, R. F. **Sistema de Gerenciamento para a Integração em CC de Fontes Alternativas de Energia e Armazenadores Híbridos Conectados a Rede de Distribuição via Conversores Eletrônicos**. 151 p. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos Universidade de São Paulo, 2016.

BHATTACHARJEE, A. K.; KUTKUT, N.; BATARSEH, I. Review of multiport converters for solar and energy storage integration. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 2, p. 1431–1445, Feb 2019. ISSN 1941-0107.

CAI, H.; XIANG, J.; WEI, W. Decentralized coordination control of multiple photovoltaic sources for dc bus voltage regulating and power sharing. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 7, p. 5601–5610, July 2018. ISSN 1557-9948.

CANADIANSOLAR. **Solar Module CS6K**. [S.l.], 2019. Rev. 1.

CARKHUFF, B. G.; DEMIREV, P. A.; SRINIVASAN, R. Impedance-based battery management system for safety monitoring of lithium-ion batteries. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 8, p. 6497–6504, 2018.

- CHAN, C. Y.; CHINCHOLKAR, S.; JIANG, W. A modified fixed current-mode controller for improved performance in quadratic boost converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 67, n. 10, p. 2014–2018, 2020.
- CORREA-BETANZO, C.; CALLEJA, H.; AGUILAR, C.; LOPEZ-NUNEZ, A. R.; RODRIGUEZ, E. Photovoltaic-based dc microgrid with partial shading and fault tolerance. **Journal of Modern Power Systems and Clean Energy**, v. 7, n. 2, p. 340–349, 2019.
- DAFALLA, Y.; LIU, B.; HAHN, D. A.; WU, H.; AHMADI, R.; BARDAS, A. G. Prosumer nanogrids: A cybersecurity assessment. **IEEE Access**, v. 8, p. 131150–131164, 2020.
- DRAGICEVIC, T.; WU, D.; SHAFIEE, Q.; MENG, L. Distributed and decentralized control architectures for converter-interfaced microgrids. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 3, n. 2, p. 41–52, 2017.
- ELSAAYAD, N.; MORADISIZKOOHI, H.; MOHAMMED, O. A. Design and Implementation of a New Transformerless Bidirectional DC-DC Converter with Wide Conversion Ratios. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 66, n. 9, p. 7067–7077, 2019. ISSN 02780046.
- EMERGE ALLIANCE. **Our Mission**. 2018. Disponível em: <<https://www.emergealliance.org/About/OurMission.aspx>>.
- ENERGY INFORMATION ADMINISTRATION. **International Energy Outlook 2016-World energy demand and economic outlook**. [s.n.], 2016. v. 0484. ISSN 0163660X. ISBN 2025866135. Disponível em: <[www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484\(2016\)-.pdf](http://www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484(2016)-.pdf)>.
- FARAJI, R.; FARZANEHFARD, H.; KAMPITSIS, G.; MATTAVELLI, M.; MATIOLI, E.; ESTEKI, M. Fully soft-switched high step-up nonisolated three-port dc-dc converter using gan hemts. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 10, p. 8371–8380, 2020.
- FERREIRA, R. A. F. **Controle de Microrredes CC baseado em Droop Adaptativo de Tensão - Simulação em Tempo Real com Control-Hardware-in-the-Loop**. 263 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2015.
- FUZATO, G. H. F. **Análise de um Conversor Boost Interleaved com Multiplicador de Tensão para Sistemas de Geração Distribuída que Utilizam Células a Combustível como Fonte Primária**. 149 p. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos Universidade de São Paulo, 2015.
- GHAFFARI, A.; KRSTIĆ, M.; SESHAGIRI, S. Power optimization for photovoltaic microconverters using multivariable newton-based extremum seeking. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 22, n. 6, p. 2141–2149, 2014.
- GUO, F.; Xu, Q.; Wen, C.; Wang, L.; Wang, P. Distributed secondary control for power allocation and voltage restoration in islanded dc microgrids. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 9, n. 4, p. 1857–1869, 2018.
- HAN, Y.; LI, H.; SHEN, P.; COELHO, E. A. A.; GUERRERO, J. M. Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 2427–2451, March 2017. ISSN 1941-0107.

- HAN, Y.; NING, X.; YANG, P.; XU, L. Review of power sharing, voltage restoration and stabilization techniques in hierarchical controlled dc microgrids. **IEEE Access**, v. 7, p. 149202–149223, 2019.
- HART, D. W. **Power Electronics**. [S.l.]: McGraw-Hill, 2011. 494 p. ISBN 9780073380674.
- HWU, K. I.; JIANG, W. Z.; WU, P. Y. An expandable two-phase interleaved ultrahigh step-down converter with automatic current balance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9223–9237, Dec 2017. ISSN 1941-0107.
- JAYASENA, K. N. C.; JAYAMAHA, D. K. J. S.; LIDULA, N. W. A.; RAJAPAKSE, A. D. Soc based multi-mode battery energy management system for dc microgrids. In: **2019 Moratuwa Engineering Research Conference (MERCCon)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 468–473.
- KAKIGANO, H.; NOMURA, M.; ISE, T. Loss evaluation of dc distribution for residential houses compared with ac system. In: **The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 480–486. ISSN null.
- KAPAT, S. Configurable multimode digital control for light load dc–dc converters with improved spectrum and smooth transition. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2680–2688, 2016.
- KARIMI, Y.; ORAEE, H.; GOLSORKHI, M. S.; GUERRERO, J. M. Decentralized method for load sharing and power management in a pv/battery hybrid source islanded microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 5, p. 3525–3535, May 2017. ISSN 1941-0107.
- KIM KIHYUN; LEE KWON; LEE KANGYOEN; CHOI YOUNOK; CHO GUEMBAE. A study on the control of buck-boost converter using newton-method mppt. In: **2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 329–333.
- LEE, J.; KIM, Y.; KIM, T.; MOON, S. Novel droop control of battery energy storage systems based on battery degradation cost in islanded dc microgrids. **IEEE Access**, v. 8, p. 119337–119345, 2020.
- LI, Z.; PEI, W.; YE, H.; KONG, L. Large signal stability analysis for DC microgrid under droop control based on mixed potential theory. **The Journal of Engineering**, v. 2019, n. 16, p. 1189–1193, 2019.
- LIU, B.; WU, W.; ZHOU, C.; MAO, C.; WANG, D.; DUAN, Q.; SHA, G. An ac–dc hybrid multi-port energy router with coordinated control and energy management strategies. **IEEE Access**, v. 7, p. 109069–109082, 2019.
- LIU, Y.; ABU-RUB, H.; GE, B. Front-End Isolated Quasi-Z-Source DC-DC Converter Modules in Series for High-Power Photovoltaic Systems-Part II: Control, Dynamic Model, and Downscaled Verification. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 1, p. 359–368, 2017. ISSN 02780046.
- LOPES, J. L. D. **Conversor Boost Quadrático Entrelaçado com Multiplicação Capacitiva de Tensão**. 114 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 2014.

LOPEZ-SANTOS, O.; MARTINEZ-SALAMERO, L.; GARCIA, G.; VALDERRAMA-BLAVI, H.; SIERRA-POLANCO, T. Robust sliding-mode control design for a voltage regulated quadratic boost converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 4, p. 2313–2327, 2015.

LU, X.; GUERRERO, J. M.; SUN, K.; VASQUEZ, J. C. An Improved Droop Control Method for DC Microgrids Based on Low Bandwidth Communication With DC Bus Voltage Restoration and Enhanced Current Sharing Accuracy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 29, n. 4, p. 1800–1812, 2014.

MELO, L. S.; SOARES, R. A.; BRITO, N. S. D.; SILVA, A. D. C.; DANTAS, K. M. C. Study of the behavior of an electric power distribution system under the influence of photovoltaic generation. In: **2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.

MOHAMMADI, J.; BADRKHANI AJAEI, F. Improved mode-adaptive droop control strategy for the dc microgrid. **IEEE Access**, v. 7, p. 86421–86435, 2019.

NASIR, M.; JIN, Z.; KHAN, H. A.; ZAFFAR, N. A.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. A decentralized control architecture applied to dc nanogrid clusters for rural electrification in developing regions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 2, p. 1773–1785, Feb 2019. ISSN 1941-0107.

ONS. **Nota à Imprensa 3 – Ocorrência no SIN – 21/03/2018**. 2018. 1 p. Disponível em: <<http://ons.org.br/Paginas/Noticias/20180322-notaaimpressacomplementar2.asp>>.

_____. **ONS divulga relatório de análise de perturbação sobre ocorrência no Amapá**. 2020. 89 p. Disponível em: <<http://www.ons.org.br/Paginas/Noticias/20201207-ons-divulga-rap-ocorrencia-amapa.aspx>>.

PAN, H.; Teng, Q.; Wu, D. Meso-based robustness voltage sliding mode control for ac islanded microgrid. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 6, n. 2, p. 83–93, 2020.

PISTOLLATO, S.; ZANATTA, N.; CALDOGNETTO, T.; MATTAVELLI, P. A low complexity algorithm for efficiency optimization of dual active bridge converters. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v. 2, p. 18–32, 2021.

PODDER, A. K.; ROY, N. K.; POTA, H. R. Mppt methods for solar pv systems: a critical review based on tracking nature. **IET Renewable Power Generation**, v. 13, n. 10, p. 1615–1632, 2019. ISSN 1752-1424.

SHI, Y.; LI, R.; XUE, Y.; LI, H. High-frequency-link-based grid-tied PV system with small DC-link capacitor and low-frequency ripple-free maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 31, n. 1, p. 328–339, 2016. ISSN 08858993.

SHREELAKSHMI, M. P.; DAS, M.; AGARWAL, V. Design and Development of a Novel High Voltage Gain, High-Efficiency Bidirectional DC-DC Converter for Storage Interface. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 66, n. 6, p. 4490–4501, 2019. ISSN 02780046.

- SOHELI, S. N.; SAROWAR, G.; HOQUE, M. A.; HASAN, M. S. A dc-dc step down converter for unprecedented higher efficiency. In: **2018 International Conference on Advancement in Electrical and Electronic Engineering (ICAEEE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4. ISSN null.
- TAN, X.; QU, G.; SUN, B.; LI, N.; TSANG, D. H. K. Optimal scheduling of battery charging station serving electric vehicles based on battery swapping. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 2, p. 1372–1384, March 2019. ISSN 1949-3061.
- UNO, M.; SUGIYAMA, K. Switched Capacitor Converter Based Multiport Converter Integrating Bidirectional PWM and Series-Resonant Converters for Standalone Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 34, n. 2, p. 1394–1406, 2019. ISSN 08858993.
- UOYA, M.; KOIZUMI, H. A calculation method of photovoltaic array's operating point for mppt evaluation based on one-dimensional newton–raphson method. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 1, p. 567–575, 2015.
- VILLALVA, M. G. **Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) — UNICAMP, 2010.
- WANG, C.-S.; ZHANG, S.-h.; WANG, Y.-f.; CHEN, B.; LIU, J.-h. A 5-kW Isolated High Voltage Conversion Ratio Bidirectional CLTC Resonant DC–DC Converter With Wide Gain Range and High Efficiency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 1, p. 340–355, jan 2019. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8331116/>>.
- WANG, P.; YANG, X.; WANG, W.; LIU, G.; XU, D. A seamless switching control strategy of photovoltaic units in droop-controlled dc microgrids. In: **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 6206–6211.
- WERTH, A.; KITAMURA, N.; TANAKA, K. Conceptual study for open energy systems: Distributed energy network using interconnected dc nanogrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 6, n. 4, p. 1621–1630, 2015.
- WU, T. F.; YANG, J. G.; KUO, C. L.; WU, Y. C. Soft-switching bidirectional isolated full-bridge converter with active and passive snubbers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 61, n. 3, p. 1368–1376, 2014. ISSN 02780046.
- XU, Q.; HU, X.; WANG, P.; XIAO, J.; TU, P.; WEN, C.; LEE, M. Y. A decentralized dynamic power sharing strategy for hybrid energy storage system in autonomous dc microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5930–5941, July 2017. ISSN 1557-9948.
- YANG, Q.; JIANG, L.; ZHAO, H.; ZENG, H. Autonomous voltage regulation and current sharing in islanded multi-inverter dc microgrid. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 6, p. 6429–6437, Nov 2018. ISSN 1949-3061.
- ZANDI, F.; FANI, B.; SADEGHKHANI, I.; ORAKZADEH, A. Adaptive complex virtual impedance control scheme for accurate reactive power sharing of inverter interfaced autonomous microgrids. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 12, n. 22, p. 6021–6032, December 2018. ISSN 1751-8695.

ZHANG, Y.; GAO, Y.; LI, J.; SUMNER, M. Interleaved switched-capacitor bidirectional DC-DC converter with wide voltage-gain range for energy storage systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 5, p. 3852–3869, 2018. ISSN 08858993.

ZHU, W.; SHANG, L.; LI, P.; GUO, H. Modified hill climbing MPPT algorithm with reduced steady-state oscillation and improved tracking efficiency. v. 2018, p. 1878–1883, 2018.

ZIA, M. F.; Benbouzid, M.; Elbouchikhi, E.; Muyeen, S. M.; Techato, K.; Guerrero, J. M. Microgrid transactive energy: Review, architectures, distributed ledger technologies, and market analysis. **IEEE Access**, v. 8, p. 19410–19432, 2020.

Anexos

Bancada

Neste anexo são apresentados detalhes adicionais sobre os equipamentos de laboratório utilizados durante os experimentos realizados em bancada.

Todos os circuitos de potência, sensoriamento, controle e alimentação requeridos para o experimento em bancada da nanorrede foram projetados de acordo com as especificações da nanorrede, o que reduziu o custo para a implementação e possibilitou a construção de um protótipo modular, compacto e mais preciso.

A tensão de alimentação dos circuitos de controle foi estabelecida em 15 V, valor padrão de acionamento das chaves IGBT Semikron SK35GB12T4[®] adotadas, selecionadas devido ao alto desempenho e densidade de potência, enquanto que o controle do protótipo foi embarcado em um DSP Texas Instruments TMS320F28379D[®]. Os principais componentes como *drivers*, sensores e interfaces também são do mesmo fabricante para permitir melhor compatibilidade e robustez à nanorrede.

Os circuitos da nanorrede foram seccionados em cinco placas. A separação de cada etapa em uma *Printed Circuit Board* (PCB) diferente simplifica a construção, garante a isolamento e garante uma melhor distribuição de calor. A PCB Fonte, apresentada na Figura A.1, concentra os circuitos para fornecimento tensão isolada a cada *drive* e sensor da nanorrede, essencial ao acionamento do sistema.

A construção do *Boost* Quadrático, conversor que faz interface com o painel fotovoltaico é ilustrada na Figura A.2. De acordo com o padrão adotado, os semicondutores de potência são montados sob da PCB, ou seja, em contato com o bloco de alumínio dissipador para permitir uma melhor dissipação do calor que é decorrente da operação do mesmo (efeito das perdas de comutação e condução). Por isso, na vista superior, aparecem apenas seus terminais nos locais indicados pelas cotas. Já os indutores, possuem dimensões elevadas quando comparados aos demais itens e por isso, não são fixados diretamente sobre a placa a PCB. Em vez disso, foram empregados conectores com acesso vertical que realizam a conexão deles com o resto do circuito. Terminais adicionais nas extremidades inferior e esquerda (na foto) permitem a conexão com o painel solar e com o elo central respectivamente.

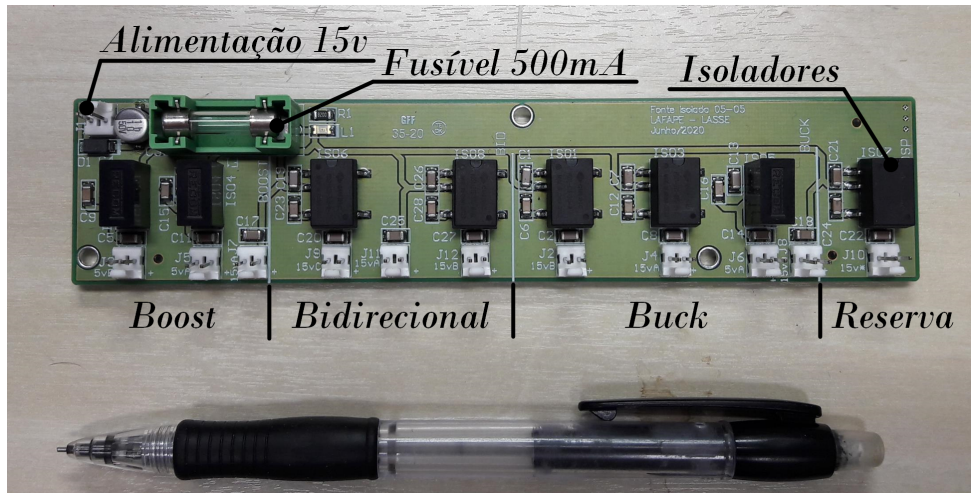


Figura A.1: Construção da PCB que fornece tensão isolada.

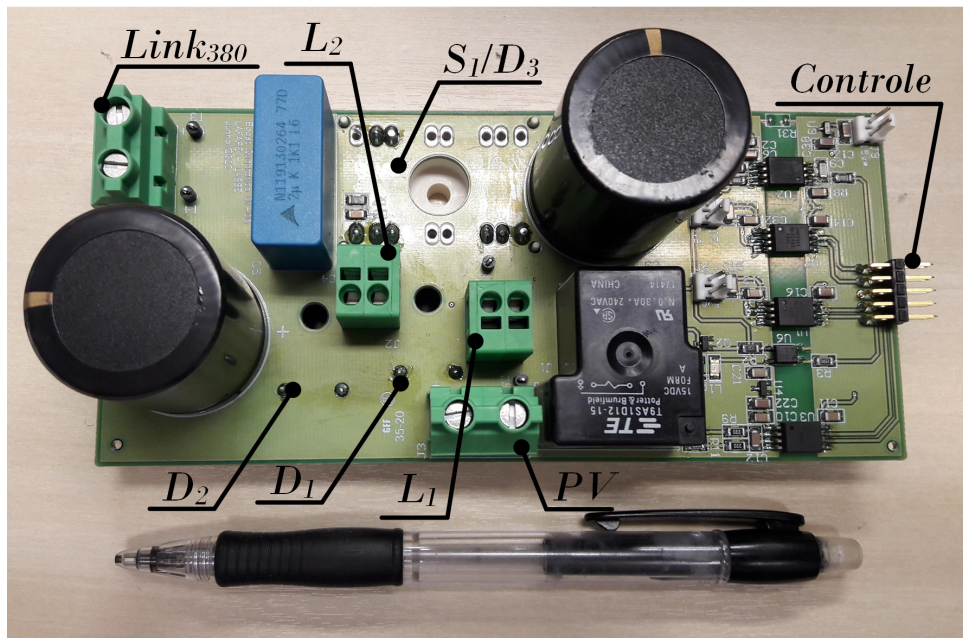


Figura A.2: Construção do conversor *Boost* Quadrático.

A Figura A.3 apresenta a nova topologia de conversor bidirecional que foi estudada nessa dissertação. Diferentemente do circuito eletrônico mencionado anteriormente, que foi seccionado apenas no ponto de conexão da fonte externa, este possui um relé para conexão com a bateria e um outro que é usado como selo (resistor de pré-carga). Esse foi posicionado junto ao conversor bidirecional, pois é tarefa dele inicializar a nanorrede carregando os capacitores de potência. Além dos três capacitores do conversor, há ainda o capacitor central que é fixado nesta PCB (canto inferior esquerdo da foto). Por fim, os quatro semicondutores são divididos nos dois módulos de IGBTs alocados em extremidades opostas da PCB, sendo a operação deles entre os modos A e B definido por um *jumper* seletor indicado pela cota próximo ao canto inferior direito. Desse modo foi possível realizar

a experimentação dos dois modos de chaveamento do conversor utilizando apenas um canal de PWM do micro controlador, que fornece o sinal configurado e seu complementar.

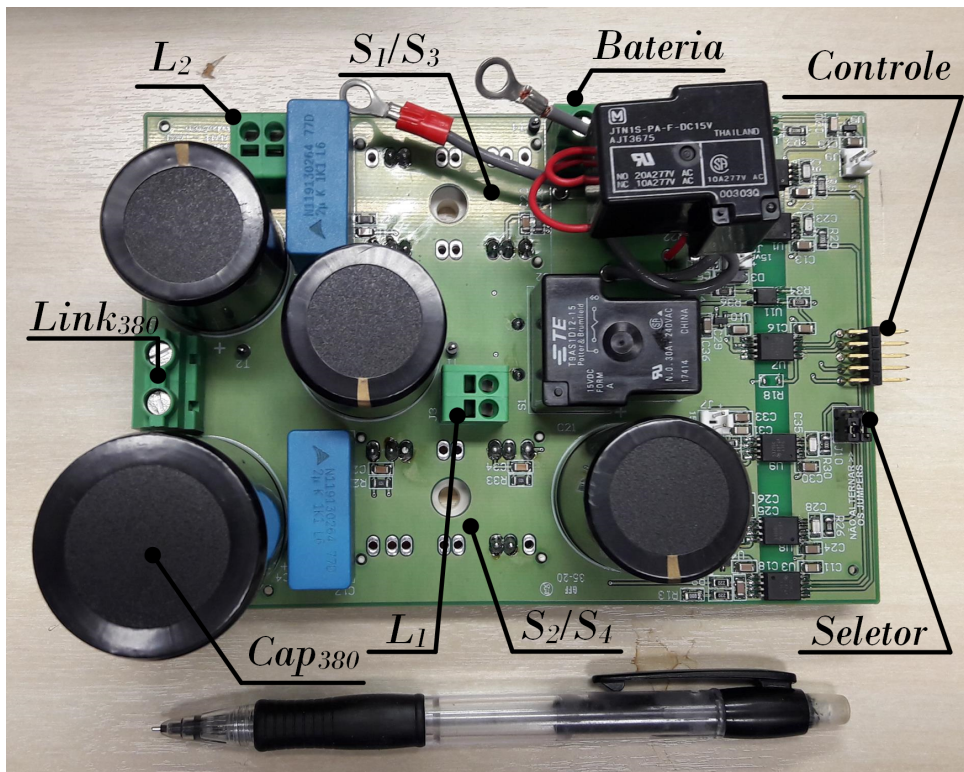


Figura A.3: Construção do conversor Bidirecional LAFAPE.

O terceiro conversor da nanorrede, montado na placa exposta na Figura A.4, é um *Buck Interleaved* que regula a tensão do elo de 24 V. Nesta PCB, foi necessária a inclusão do resistor e relé de pré-carga para a inicialização do capacitor de 330 μF do barramento de baixa tensão presente ao centro da foto. As tomadas de carga para conexão com o barramento de 380 V e 24 V foram dispostas na lateral desta placa para facilitar o acesso na bancada.

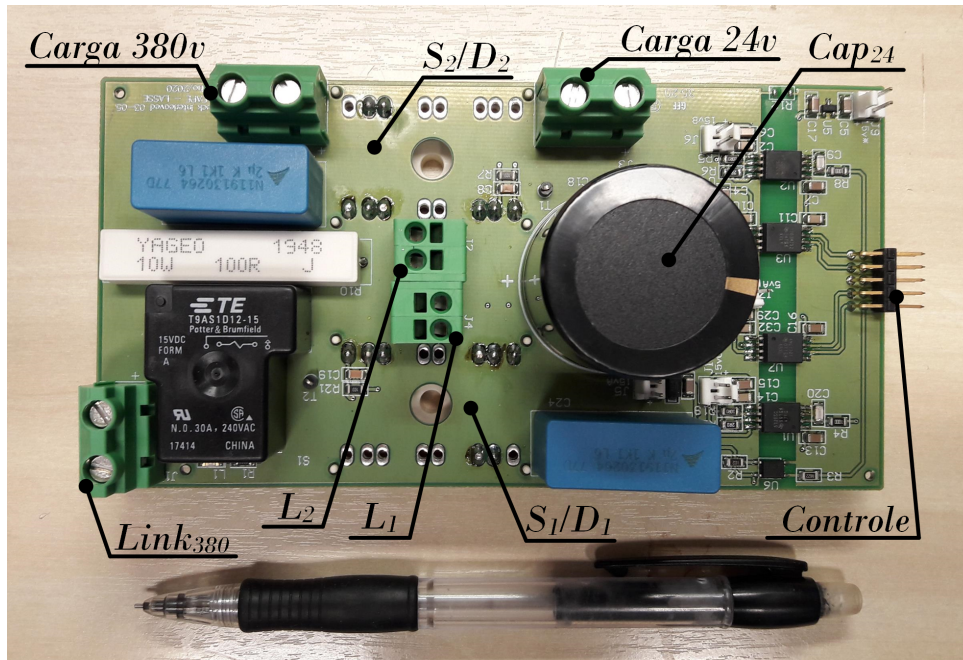


Figura A.4: Construção do conversor *Buck Interleaved*.

Os componentes de controle empregados nos conversores possuem encapsulamento isolado, e são localizados na faixa isolada em verde escuro no lado direito de cada conversor. A comunicação com o DSP é realizada pelo *header* centralizado na borda direita que se conecta com a placa de interface e tratamento de sinal. Na placa de interface, apresentada na Figura A.5, o DSP é conectado diretamente para reduzir as distâncias entre este e os demais circuitos de controle e evitar interferências ou mal contato. O circuito responsável por filtrar potenciais ruídos e converter o sinal dos sensores na faixa entre 0 e 3 V para leitura do conversor AD está também é presente nessa PCB.

Como os níveis de tensão nos conversores são críticos para o funcionamento adequado do protótipo, dois métodos de sensoriamento de tensão foram empregados para teste e seleção da melhor resposta, e por isso, foram inseridos *jumpers* seletores de sensor. A comunicação com o computador para execução do controle foi realizada diretamente pelo terminal USB do DSP. Um ponto de comunicação serial adicional foi inserido, porém não foi utilizado.

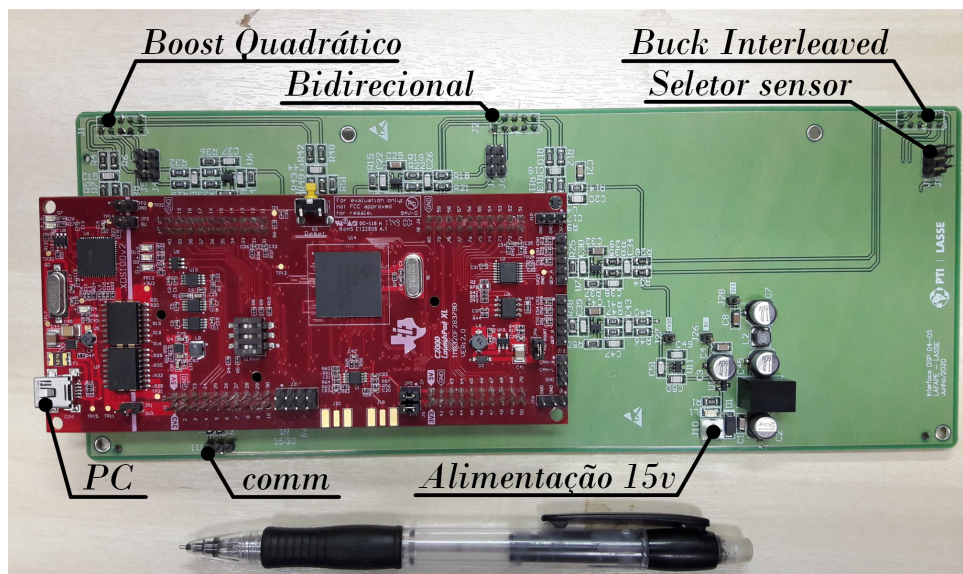


Figura A.5: Placa de tratamento de sinal e interface do DSP.

A instalação final dos circuitos foi realizada conforme é visto na Figura A.6 onde, os conversores são parafusados sobre o dissipador por meio dos semicondutores de potência e são igualmente espaçados para distribuir o calor no bloco de maneira uniforme. A PCB de interface, conectada a 90°, permite a proximidade dos circuitos e reduz a interferência causada pelo chaveamento dos conversores. Do mesmo modo, os terminais do barramento central (destacados pelas cotas na parte superior da foto) são alinhados e conectados através de cabos ou placa de barramento (não presentes na foto).

Os indutores são conectados aos respectivos conversores e dispostos na prateleira superior da bancada, assim como as fontes e cargas de dimensões menores. Os cabos que ligam as fontes emuladoras igualmente são acomodados por cima do protótipo para evitar interferência nos circuitos de controle.

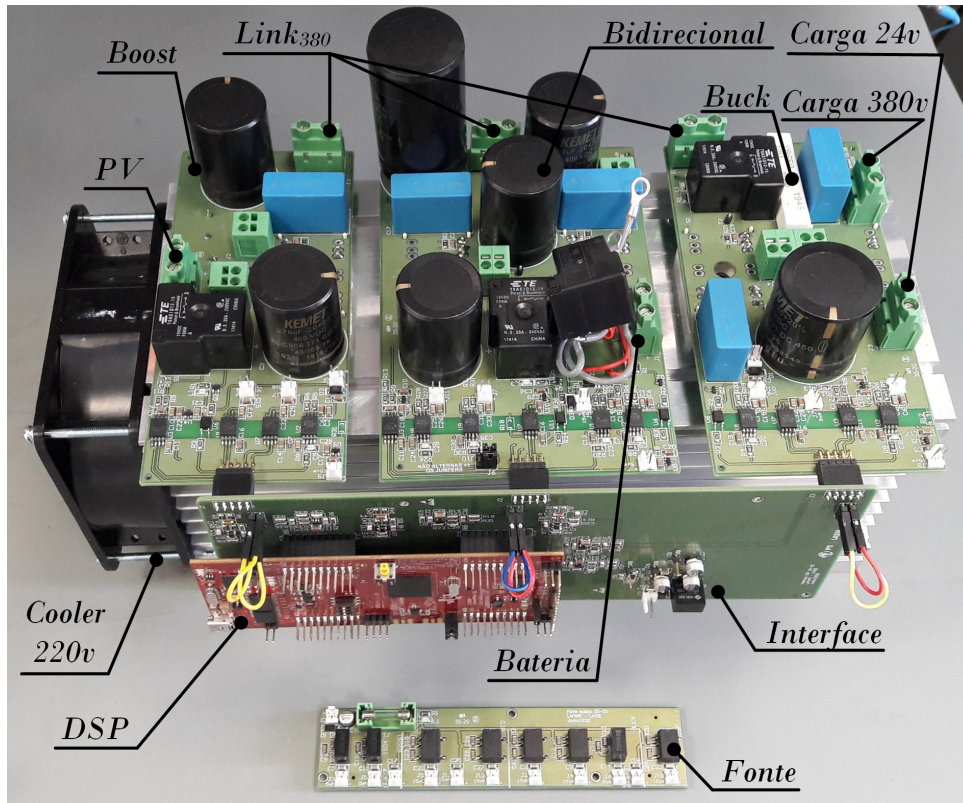


Figura A.6: Montagem final da nanorrede.

O banco de baterias da nanorrede foi emulado pela fonte bidirecional simuladora Regatron TopCon TC.GSS[®] apresentada na Figura A.7. A mesma possui capacidade de 20 kW, alimentação trifásica em 380 V, opção de controle simplificado via painel e configuração através de *software* supervisor. Esta foi conectada ao protótipo por cabos de 4 mm².

O arranjo fotovoltaico, por sua vez, foi simulado pela fonte Keysight N8937APV[®] exposta na Figura A.8. Alimentada por rede trifásica 220 V, a potência máxima desta fonte é de 15 kW e também dispõem de *software* supervisor para a configuração da potência de terminal.



Figura A.7: Fonte Simuladora de bateria.



Figura A.8: Fonte simuladora de painel solar.

A carga utilizada no *link* central trata-se de um conjunto de quatro resistores disponíveis no laboratório, modelo AVT20020E100R0KE de $100\ \Omega$ e $225\ W$ cada. Esses componentes foram conectados em série e fixados com isoladores no painel traseiro da bancada para garantir isolamento e proteção do operador. O acoplamento com o protótipo foi realizado via disjuntor para o controle manual do fornecimento de energia a essa carga.

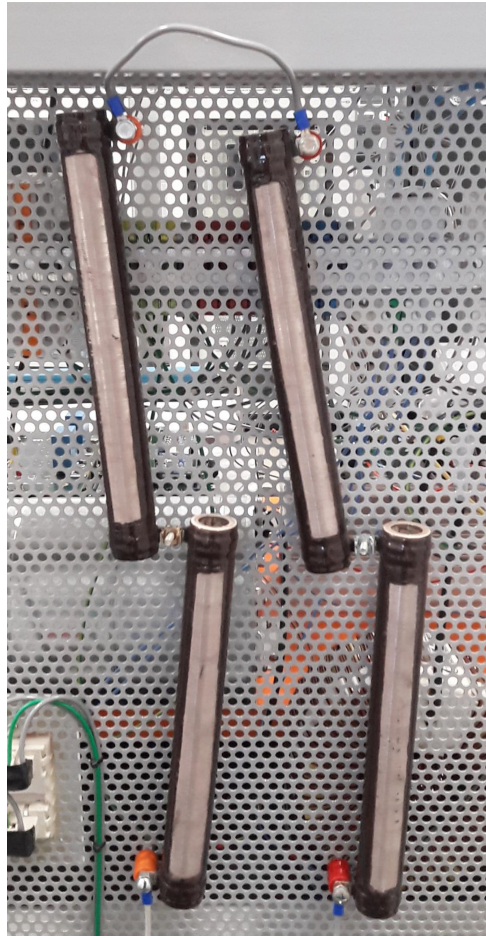


Figura A.9: Conjunto de resistores empregados como carga no elo central.

No barramento de 24 V, uma carga eletrônica foi conectada para o controle de potência consumida durante a experimentação. O equipamento não pode ser ligado ao capacitor central pelo seu limite operacional de tensão em 120 V.



Figura A.10: Carga eletrônica utilizada no *link* de baixa tensão.

Projeto dos Conversores

Almejando efetivar todos os objetivos da nanorrede, um protótipo com alta densidade de potência foi detalhadamente planejado, com projetos baseados em equipamentos Semikron e Texas Instruments. Da Semikron foram utilizados os semicondutores de potência e o conjunto dissipador. Da Texas Instruments empregou-se o DSP, sensores de tensão e corrente, *drivers*, e amplificadores operacionais. Na Figura B.1 é apresentada uma renderização da projeção de montagem final, retirada em software gráfico de desenvolvimento de sólidos. Apenas três correções foram realizadas durante a construção dos circuitos, e estão relacionadas a substituição de itens importados ou enviados equivocadamente por componentes disponíveis no estoque local, e ajuste no ganho de tensão do circuito de interface dos sensores.

Os três conversores da nanorrede foram construídos em PCBs de quatro camadas para isolamento dos sinais de controle e potência. A Figura B.2 expõem esses 4 planos do projeto do conversor bidirecional, sendo em (a) a camada superior (*top*) utilizada para os circuitos de controle com componentes SMD e em (b) uma camada auxiliar (segunda de cima para baixo) por onde as trilhas de acionamento dos IGBTs e sensoriamento foram construídas. Na terceira (c), optou-se por dispor de um plano de aterramento para reduzir os efeitos de indutância parasita das trilhas de alta corrente e reduzir a interferência nos níveis superiores da placa. No último plano (*bottom*) mostrado em (d), foram concentrados os circuitos de alta tensão e corrente do conversor em si, os quais usam trilhas até dez vezes mais largas do que os circuitos auxiliares.

A apresentação do esquemático das três estruturas de processamento de energia ocorre na Figura B.3 para o *Boost Quadrático*, na Figura B.4 para o Bidirecional LAFAPE, e na Figura B.5 para o *Buck Interleaved*. Os capacitores adicionais presentes nos circuitos tratam-se dos *snubbers*, elementos auxiliares necessários na comutação em alta potência. Além destes, nos conversores estão presentes os conjuntos de pré-carga compostos por relé e resistor de alta potência. Alguns circuitos auxiliares de regulação de tensão do lado de potência também são expostos nos esquemáticos.

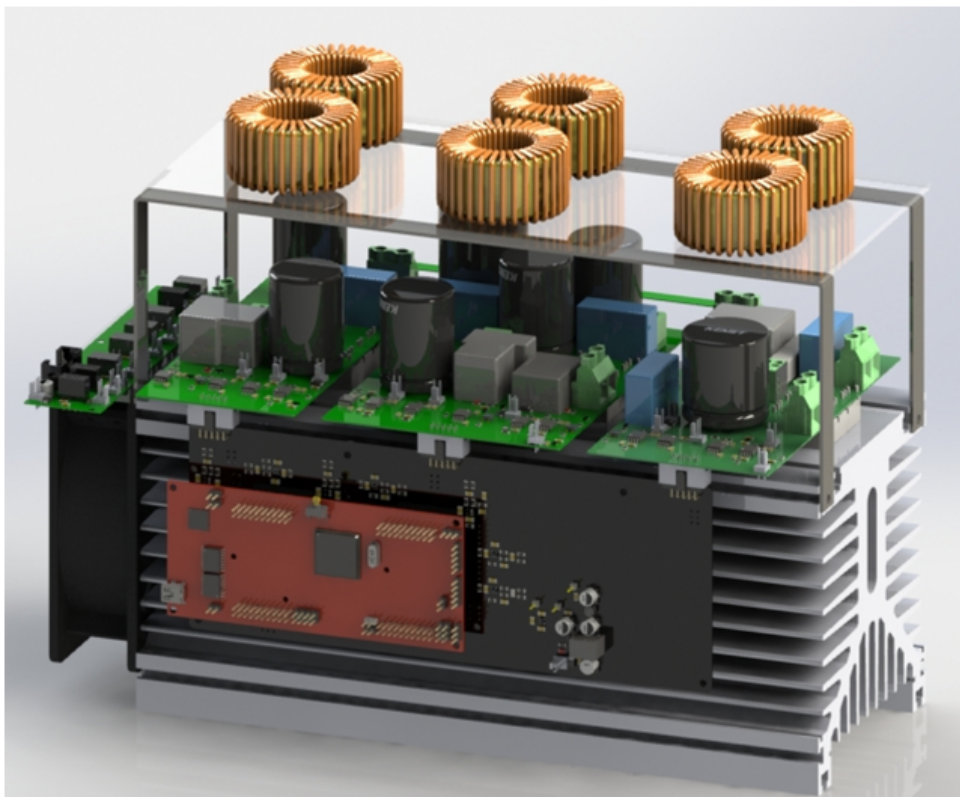


Figura B.1: Projeto do protótipo em software gráfico.

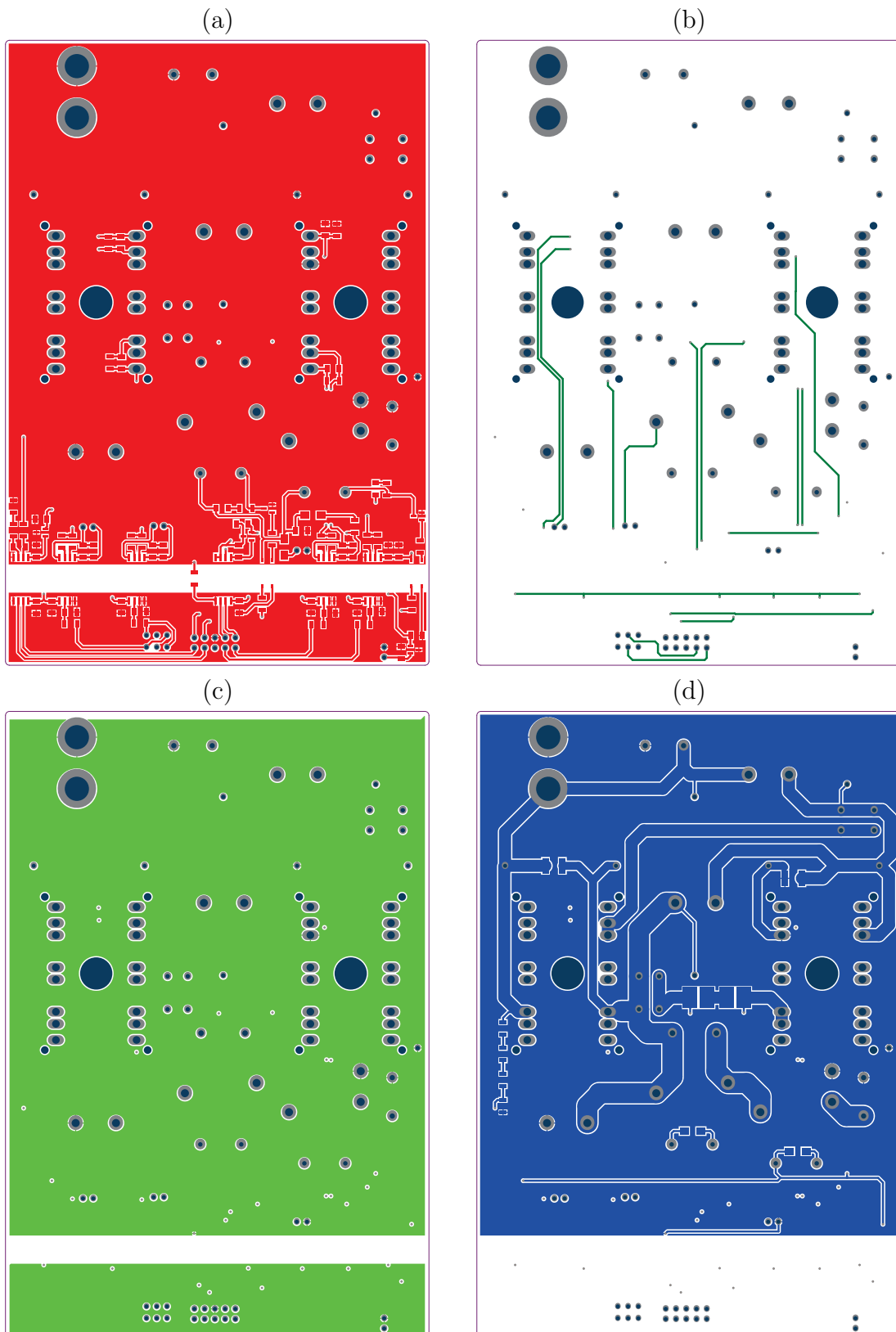


Figura B.2: PCB Bidirecional.

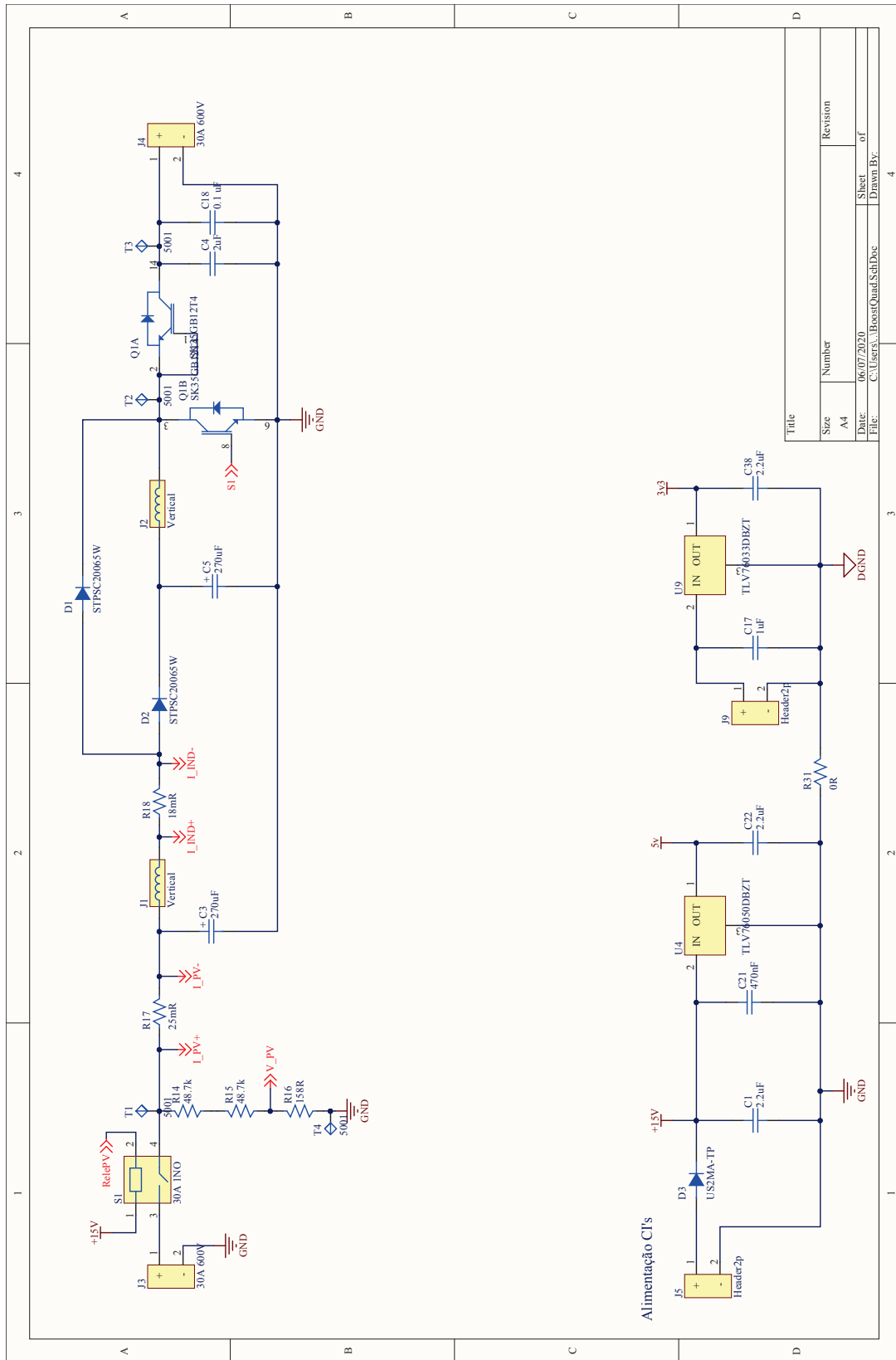


Figura B.3: Esquemático do conversor *Boost* Quadrático.

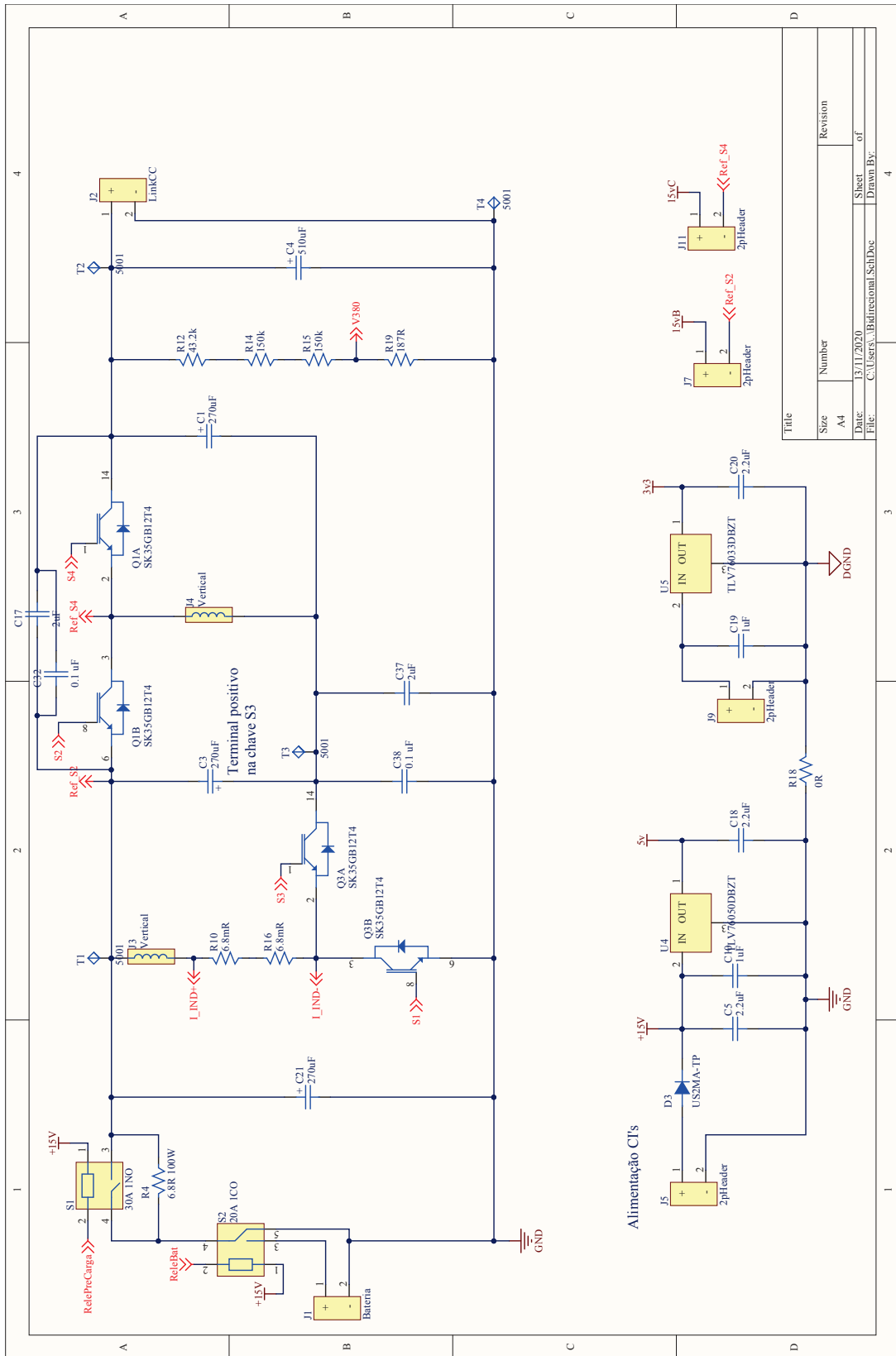


Figura B.4: Esquemático do conversor Bidirecional LAFAPE.

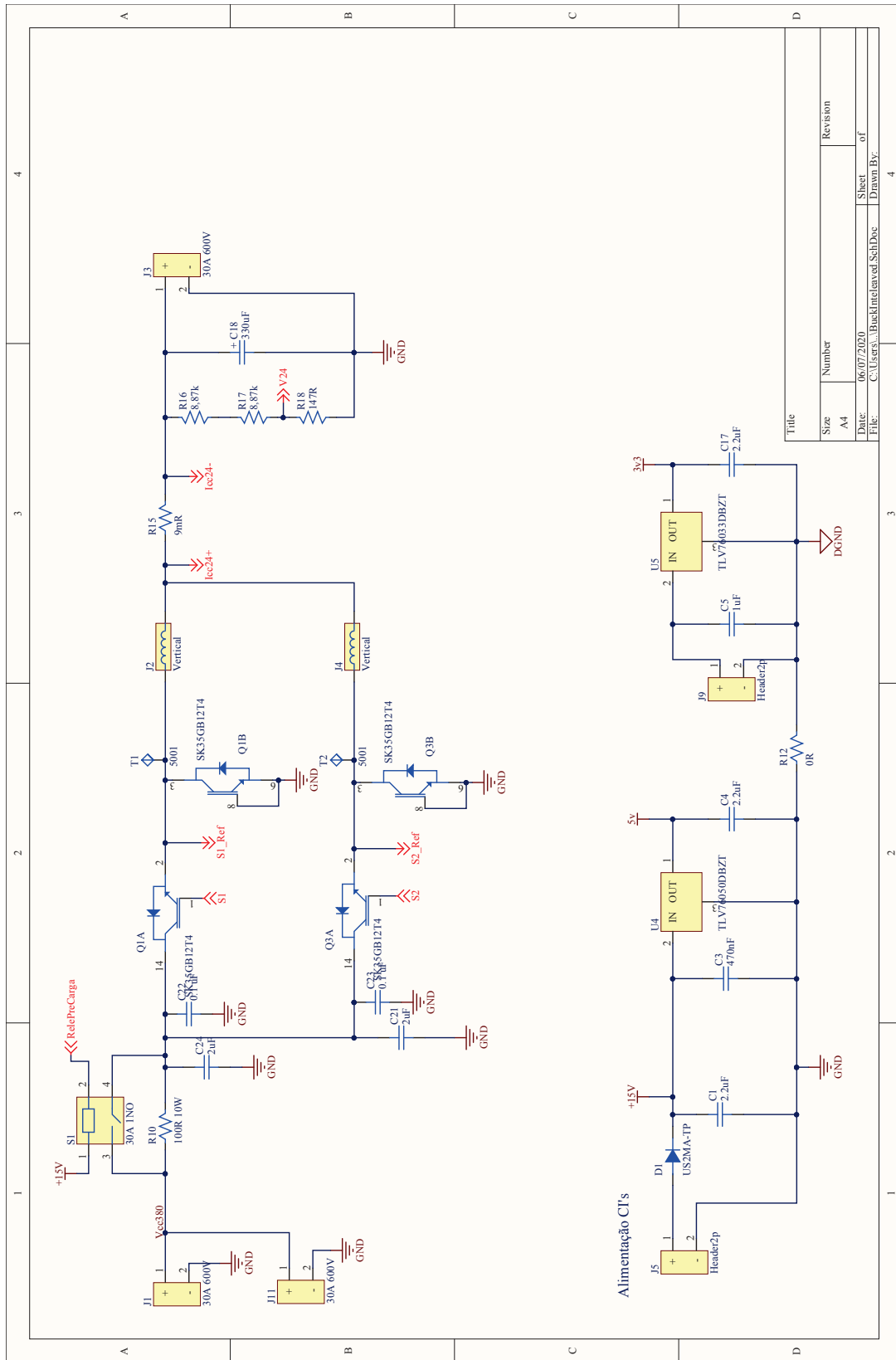


Figura B.5: Esquemático do conversor *Buck Interleaved*.