



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAPHAEL CARRIJO DE OLIVEIRA

**NOVO CONVERSOR ISOLADO DE MÚLTIPLAS ENTRADAS E
MÚLTIPLAS SAÍDAS MULTIDIRECIONAL PARA ARQUITETURAS
MODERNAS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA CC DE BAIXA TENSÃO**

Uberlândia, MG

2026

Raphael Carrijo de Oliveira

**NOVO CONVERSOR ISOLADO DE MÚTIPLAS ENTRADAS E
MÚTIPLAS SAÍDAS MULTIDIRECIONAL PARA ARQUITETURAS
MODERNAS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA CC DE BAIXA TENSÃO**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Aniel Silva de Moraes

Coorientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli

Uberlândia, MG

2026

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA – UFU

Reitor: Carlos Henrique de Carvalho

Pró-Reitor de Graduação: Waldenor Barros Moraes Filho

Pró-Reitor de Pós-graduação: Thiago Gonçalves Paluma Rocha

Diretor da Faculdade de Engenharia Elétrica: Lorenço Santos Vasconcelos

Coordenador do Programa de Pós-Graduação Engenharia Elétrica: Luiz Carlos Gomes
de Freitas

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

O48
2026 Oliveira, Raphael Carrijo de, 1995-
Novo Conversor Isolado de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas
Multidirecional para Arquiteturas Modernas de Distribuição de
Energia CC de Baixa Tensão [recurso eletrônico] / Raphael Carrijo
de Oliveira. - 2026.

Orientador: Aniel Silva de Moraes.

Coorientador: Fernando Lessa Tofoli.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-
graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

DOI <http://doi.org/10.14393/ufu.te.2026.444>

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica. I. Moraes, Aniel Silva de, 1979-, (Orient.).
II. Tofoli, Fernando Lessa, 1976-, (Coorient.). III. Universidade
Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV.
Título.

CDU: 621.3

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091

Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074

RAPHAEL CARRIJO DE OLIVEIRA

**NOVO CONVERSOR ISOLADO DE MÚTIPLAS ENTRADAS E MÚTIPLAS
SAÍDAS MULTIDIRECIONAL PARA ARQUITETURAS MODERNAS DE
DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA CC DE BAIXA TENSÃO**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Comissão examinadora:

Prof. Dr. Aniel Silva de Moraes
(Orientador – UFU)

Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli
(Coorientador – UFSJ)

Prof. Dr. Fábio Vincenzi Romualdo da Silva
(Examinador – UFU)

Prof. Dr. Josué Silva de Moraes
(Examinador – UFU)

Prof. Dr. Alencar Franco de Souza
(Examinador – CEFET-MG)

Prof. Dr. Caio Meira Amaral da Luz
(Examinador – UFOP)

Uberlândia, 12 de junho de 2025



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Tese de Doutorado, 361, PPGEELT				
Data:	Doze de junho de dois mil e vinte e seis	Hora de início:	14:00	Hora de encerramento:	16:30
Matrícula do Discente:	12223EEL002				
Nome do Discente:	Raphael Carrijo de Oliveira				
Título do Trabalho:	Novo Conversor Isolado de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas Multidirecional para Arquiteturas Modernas de Distribuição de Energia CC de Baixa Tensão				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Eletrônica Industrial, Sistemas e Controles Eletrônicos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Aniel Silva de Moraes. Título do Projeto: Estudo E Implementação De Uma Nova Proposta De Smart Nanogrid Alimentada Por Fontes Renováveis De Energia Utilizando Conversor Interlink Multiportas. Agência financiadora: FAPEMIG. Número do processo na agência financiadora: APQ-02293-21. Vigência do projeto: 09/11/2021 a 08/11/2024.				

Reuniu-se através de videoconferência, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Doutores: Fábio Vincenzi Romualdo da Silva (UFU), Josué Silva de Moraes (UFU), Alencar Franco de Souza (CEFET-MG), Caio Meira Amaral da Luz (UFOP) e Aniel Silva de Moraes, orientador do discente.

Iniciando os trabalhos o presidente da mesa, Prof. Dr. Aniel Silva de Moraes, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir, o senhor presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir o candidato. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o candidato:

APROVADO.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor. O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Aniel Silva de Moraes, Professor(a) do Magistério Superior**, em 12/06/2026, às 16:33, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fabio Vincenzi Romualdo da Silva, Professor(a) do Magistério Superior**, em 12/06/2026, às 16:33, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Josué Silva de Moraes, Professor(a) do Magistério Superior**, em 12/06/2026, às 16:34, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Alencar Franco de Souza, Usuário Externo**, em 12/06/2026, às 18:21, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Caio Meira Amaral da Luz, Usuário Externo**, em 12/06/2026, às 20:20, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **7388806** e o código CRC **5C96909E**.

Dedico este trabalho aos meus pais pelo estímulo, carinho, compreensão, dedicação e por estarem sempre ao meu lado em cada jornada.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela presença constante em minha vida, pelo cuidado diário e pela serenidade concedida nos momentos decisivos.

Aos meus pais, deixo minha mais profunda gratidão pelo apoio incondicional, pela base sólida que sempre me ofereceram e por nunca medirem esforços para que eu pudesse seguir meu caminho com dignidade e segurança.

Ao meu orientador e ao meu coorientador, registro meu sincero agradecimento pela dedicação, pelo rigor acadêmico e pela orientação constante ao longo deste trabalho. Mais do que direcionar a pesquisa, contribuíram de forma decisiva para o meu amadurecimento científico, estimulando o pensamento crítico, o questionamento e a evolução acadêmica.

“A simplicidade é o mais alto grau de sofisticação.”
(Leonardo da Vinci)

RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem, a análise e a avaliação, em ambiente de simulação, de um conversor CC-CC *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e multiportas, proposto para a integração, em um único estágio de conversão, de fontes e cargas operando em diferentes níveis de tensão em arquiteturas CC de baixa tensão. Com isso, reduz-se a necessidade de conversores CC-CC intermediários e das perdas inerentes ao processamento de energia em múltiplos estágios, favorecendo maior densidade de potência. Como prova de conceito, adotou-se uma configuração de três portas composta por uma fonte fotovoltaica, uma carga CC e um sistema de armazenamento por baterias, utilizada para desenvolver as formulações analíticas, a estratégia de controle e os estudos de validação. Para a operação do conversor, adota-se uma forma de funcionamento na qual os processos de magnetização e desmagnetização do indutor acoplado ocorrem de forma individualizada por porta, reduzindo o acoplamento dinâmico entre elas, ampliando a flexibilidade da relação de espiras e simplificando a implementação do controle. A coordenação energética é realizada por uma estratégia de controle do fluxo de potência, denominada *Power Flow Control Strategy* (PFCS), na qual a tensão da porta 2 atua como variável global de coordenação e é mantida dentro de uma faixa delimitada por quatro níveis de tensão, a partir dos quais são selecionados os modos de operação conforme o balanço entre geração fotovoltaica, demanda da carga e capacidade de intercâmbio do armazenamento. Nessa estrutura, a porta 1, conectada ao sistema fotovoltaico, opera em rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT) ou em modo de limitação de potência por *voltage droop* (*Voltage Droop Control Mode* – VDCM). Para essa porta, emprega-se um controlador preditivo baseado em modelo com conjunto finito de ações (*Finite Control Set Model Predictive Control* – FCS-MPC) para rastrear a referência de tensão do arranjo fotovoltaico, a qual é definida pelo algoritmo de MPPT, com passo adaptativo e baseado na estimativa da corrente fotovoltaica por observador, dispensando sensor de corrente, ou pelo VDCM, conforme o modo de operação do sistema. A porta 3, associada ao armazenamento por baterias, é controlada bidireccionalmente por meio de duas estratégias de *voltage droop*, uma destinada ao processo de carga e outra ao processo de descarga. Na presença de excedente energético, o sistema seleciona o modo *Battery Voltage Droop control by charging mode* (BVDM_{cha}), no qual a bateria absorve potência; em situação de déficit energético, seleciona-se o modo *Battery Voltage Droop control by discharging mode* (BVDM_{dis}), no qual a bateria fornece potência ao sistema. Na ausência de necessidade de intercâmbio de energia, a porta 3

permanece em estado de espera, caracterizado pelo modo IDLE. De modo complementar, a porta 2, associada à carga CC, incorpora funções de proteção que permitem manter a carga conectada ou realizar sua desconexão. Os resultados de simulação, sob operação ilhada e diferentes condições de irradiância e demanda na carga, mostraram que a tensão da porta 2 permaneceu dentro da faixa especificada tanto em cenários de excedente quanto de déficit de potência, com a porta 3 transitando entre os modos $BVDM_{cha}$ e $BVDM_{dis}$ para absorver ou fornecer energia conforme requerido; adicionalmente, realizou-se uma avaliação comparativa de estratégias alternativas de controle para a porta 3, evidenciando diferenças de compatibilidade dinâmica com a malha fotovoltaica. Em síntese, os resultados obtidos indicam que a topologia multiporta proposta, associada à nova forma de operação e à estratégia de controle desenvolvida, constitui uma solução tecnicamente viável para a integração, em um único estágio de conversão, de elementos operando em diferentes níveis de tensão em arquiteturas CC.

Palavras-chave: Conversor CC-CC *flyback* multidirecional, Conversor multiporta, Conversor de três portas, Controle preditivo baseado em modelo com conjunto finito de ações, Estratégia de controle do fluxo de potência, Arquiteturas CC de baixa tensão.

ABSTRACT

This work presents the modelling, analysis, and simulation-based evaluation of a multidirectional, multi-winding, multiport flyback DC-DC converter proposed for the integration, within a single conversion stage, of sources and loads operating at different voltage levels in low-voltage DC architectures. By doing so, the need for intermediate DC-DC converters and the losses inherent to multistage power processing are reduced, thereby favoring higher power density. As a proof of concept, a three-port configuration composed of a photovoltaic source, a DC load, and a battery energy storage system was adopted to develop the analytical formulations, the control strategy, and the validation studies. For converter operation, an operating scheme is adopted in which the magnetization and demagnetization processes of the coupled inductor take place individually for each port, thereby reducing the dynamic coupling among ports, increasing the flexibility of the turns-ratio design, and simplifying control implementation. Energy coordination is performed through a Power Flow Control Strategy (PFCS), in which the voltage of port 2 acts as the global coordination variable and is maintained within a band delimited by four voltage levels, from which the operating modes are selected according to the balance among photovoltaic generation, load demand, and the power-exchange capability of the storage system. Within this framework, port 1, connected to the photovoltaic system, operates either in Maximum Power Point Tracking (MPPT) mode or in voltage-droop-based power-limiting mode, referred to as Voltage Droop Control Mode (VDCM). For this port, a Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) strategy is employed to track the photovoltaic array voltage reference, which is generated either by the MPPT algorithm, featuring an adaptive step size and based on observer-estimated photovoltaic current without the need for a current sensor, or by the VDCM, depending on the system operating mode. Port 3, associated with battery energy storage, is bidirectionally controlled through two voltage-droop strategies, one dedicated to the charging process and the other to the discharging process. Under surplus-energy conditions, the system selects the Battery Voltage Droop Control by Charging Mode (BVDM_{cha}), in which the battery absorbs power; under power-deficit conditions, it selects the Battery Voltage Droop Control by Discharging Mode (BVDM_{dis}), in which the battery supplies power to the system. When no energy exchange is required, port 3 remains in a standby state characterized by the IDLE mode. In a complementary manner, port 2, associated with the DC load, incorporates protection functions that allow the load either to remain connected or to be disconnected. Simulation results under islanded operation and different irradiance and load-demand conditions showed that the voltage of port

2 remained within the specified range under both surplus- and deficit-power scenarios, with port 3 transitioning between the $BVDM_{cha}$ and $BVDM_{dis}$ modes to absorb or supply energy as required. In addition, a comparative evaluation of alternative control strategies for port 3 was carried out, highlighting differences in dynamic compatibility with the photovoltaic control loop. In summary, the obtained results indicate that the proposed multiport topology, together with the new operating scheme and the developed control strategy, constitutes a technically viable solution for integrating, within a single conversion stage, elements operating at different voltage levels in DC architectures.

Keywords: Multidirectional flyback DC-DC converter, Multiport converter, Three-port converter, Finite control set model predictive control, Power flow control strategy, Low-voltage DC architectures

SUMÁRIO

RESUMO	I
ABSTRACT	III
SUMÁRIO	V
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	VIII
LISTA DE TABELAS	XIV
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XV
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 MOTIVAÇÃO E DEFINIÇÃO DO PROBLEMA.....	1
1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO	13
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	14
1.4 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA DO AUTOR:.....	16
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	17
2.2 CONVERSORES CC-CC MULTIPORTAS	17
2.2.1 <i>Células Básicas de Conversores Multiportas: Topologias Isoladas e Não Isoladas</i>	20
2.2.2 <i>Topologias Não Isoladas</i>	26
2.2.2.1 Portas de entradas/saídas combinadas.....	26
2.2.2.2 Portas com acoplamento magnético/capacitivo	28
2.2.2.3 Portas Reconfiguráveis	29
2.2.3 <i>Topologias Parcialmente Isoladas</i>	30
2.2.3.1 Portas conectadas ao transformador de dois enrolamentos	30
2.2.4 <i>Topologias Isoladas</i>	31
2.2.4.1 Portas conectadas ao transformador de múltiplos enrolamentos.....	31
2.2.4.2 Portas conectadas a vários transformadores	32
2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS	33
3 EVOLUÇÃO ESTRUTURAL, OPERACIONAL E ANÁLISE DO CONVERSOR MULTIPORTAS PROPOSTO	34
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	34
3.2 EVOLUÇÃO ESTRUTURAL DO CONVERSOR MULTIPORTAS	34
3.3 EVOLUÇÃO OPERACIONAL DO CONVERSOR MULTIPORTAS	37
3.4 PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO	53
3.4.1 <i>Etapas de Operação</i>	55
3.4.1.1 Etapa de Carga do Indutor acoplado	55
3.4.1.2 Etapa de Descarga do Indutor acoplado	61
3.5 ANÁLISE QUANTITATIVA	66

3.5.1	<i>Análise em Regime Permanente</i>	67
3.5.2	<i>Fronteira entre os modos de Condução Contínua (MCC) e Condução Descontínua (MCD)</i>	73
3.5.3	<i>Ganho Estático do Conversor Três-Portas</i>	74
3.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	79
4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O CONVERSOR PROPOSTO	80
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	80
4.2	CONFIGURAÇÃO PROPOSTA.....	81
4.3	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA.....	82
4.3.1	<i>Balanco de Potência</i>	86
4.4	TÉCNICAS DE CONTROLE UTILIZADAS PARA OPERAR O CONVERSOR	89
4.4.1	<i>Estrutura de Controle da Porta 1 em MPPT</i>	90
4.4.1.1	Variáveis lógicas e efeito da porta 3.....	91
4.4.1.2	Estimador da Corrente do Sistema Fotovoltaico.....	91
4.4.1.3	Predição da Tensão do Sistema Fotovoltaico.....	93
4.4.1.4	Perturbação com Passo Adaptativo	96
4.4.2	<i>Estrutura de Controle da Porta 1 em VDCM</i>	98
4.4.3	<i>Diagrama de Blocos do FCS-MPC:MPPT ou VDCM</i>	100
4.4.4	<i>Estrutura de Controle da Porta 2</i>	103
4.4.5	<i>Estrutura de Controle da Porta 3 em BVDM</i>	103
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	105
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	107
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	107
5.2	ANÁLISE EM MALHA ABERTA	113
5.3	ANÁLISE EM MALHA FECHADA.....	119
5.3.1	<i>Condição de Irradiância Constante</i>	120
5.3.2	<i>Condição de Irradiância Variável</i>	129
5.3.3	<i>Controlador PI</i>	134
5.3.4	<i>Controlador LQR</i>	140
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	144
6	CONCLUSÕES GERAIS	145
6.1	CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS	145
6.2	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	148
	ANEXO A – MODELAGEM DO CONVERSOR TRÊS-PORTAS	149
A.1	MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADOS DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	150
A.2	MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS EMPREGANDO A TÉCNICA DE ESPAÇO DE ESTADOS MÉDIO	155
A.3	GANHO ESTATÍCO DO CONVERSOR TRÊS-PORTAS	159

ANEXO B - INTRODUÇÃO AOS MÉTODOS DE MPPT E ÀS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	162
B.1 INTRODUÇÃO AOS MÉTODOS DE MPPT	162
B.2 INTRODUÇÃO ÀS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE.....	167
B.2.1 Controlador PI.....	168
B.2.2 Controlador LQR	170
B.2.3 Controlador FCS-MPC	173
REFERÊNCIAS	178

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 Geração de eletricidade por fonte, Mundo.....	3
Figura 1.2 Geração de eletricidade por fonte, Mundo, com foco em energia renovável e nuclear.	4
Figura 1.3 Geração de eletricidade por fonte, Brasil.....	5
Figura 1.4 Geração de eletricidade por fonte, Brasil, excluindo a produção hidrelétrica.	6
Figura 1.5 Rede CC conectada por IC Convencional.....	11
Figura 1.6 Rede CC conectada por Conversor Multiporta proposto.	12
Figura 2.1 Classificações dos conversores multiportas.	19
Figura 2.2 Estrutura esquemática típica de um conversor multiportas, dividida em três topologias: (a) não isolado; (b) parcialmente isolado e (c) isolado.	20
Figura 2.3 Estrutura genérica dos CMs por meio das células básicas.	23
Figura 2.4 Células básicas não isoladas: PVSCs: (a) buck; (b) Cúk e (c) Zeta; PCSCs: (d) boost; (e) buck-boost e (f) SEPIC.	23
Figura 2.5 Células básicas isoladas: PVSCs: (a) <i>buck</i> isolado em ponte completa; (b) <i>buck</i> isolado em <i>push-pull</i> e (c) <i>forward</i> ; PCSCs: (d) <i>boost</i> isolado em ponte completa; (e) <i>boost</i> isolado em <i>push-pull</i> e (f) <i>flyback</i>	24
Figura 2.6 Combinação em série e paralelo.	25
Figura 2.7 Conversores MIMO derivados do <i>buck</i> : (a) PVSCs <i>buck</i> em série e LC-FCs em série; (b) PVSCs <i>buck</i> em série e C-FCs em série, acoplados por DLI.	26
Figura 2.8 Conversores MIMO: (a) PCSC <i>boost</i> em série e LC-FCs em série, acoplados por DLC; (b) PCSC <i>flyback</i> em paralelo e C-FCs em paralelo.	26
Figura 2.9 CMs não isolados com célula bidirecional : (a) <i>Boost-Buck/Boost</i> CMs, (b) <i>Boost-SEPIC</i> CMs, (c) <i>Boost-Cúk</i> CMs, (d) <i>Boost-Zeta</i> CMs.	27
Figura 2.10 CMs com conversor <i>boost</i> em cascata e indutor acoplado.	28
Figura 2.11 CMs de duplo estágio <i>boost</i> com multiplicador de tensão capacitivo.	29
Figura 2.12 Conversor reconfigurável monofásico de estágio único CC-CA.....	29
Figura 2.13 Topologia de duas portas parcialmente isoladas.	30
Figura 2.14 CMs, conversor dual active bridge (DAB).	32
Figura 2.15 CMs, ponte ativa baseada em transformador duplo.	32
Figura 3.1 Evolução Estrutural do Conversor Multiportas.....	37

Figura 3.2 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores das portas 1, 2 e 3 (destacados em rosa), responsáveis pelo fornecimento de energia, e dos interruptores da porta 4 (destacado em verde), associado ao recebimento de energia.	38
Figura 3.3 Etapas de operação do conversor apresentado na Figura 3.1(a) com as portas 1, 2 e 3 fornecendo energia e a porta 4 recebendo energia.	39
Figura 3.4 Etapas de operação do conversor apresentado na Figura 3.1(b) com as portas 1, 2 e 3 fornecendo energia e a porta 4 recebendo energia.	40
Figura 3.5 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores da porta 1 (destacados em rosa), responsáveis pelo fornecimento de energia, e das portas 2, 3 e 4 (destacados em verde), associadas ao recebimento de energia.	41
Figura 3.6 Etapas de operação do conversor apresentado na Figura 3.1(a) com a porta 1 fornecendo energia e as portas 2, 3 e 4 recebendo energia.	42
Figura 3.7 Etapas de operação do conversor apresentado na Figura 3.1(b) com a porta 1 fornecendo energia e as portas 2, 3 e 4 recebendo energia.	43
Figura 3.8 Circuito equivalente simplificado no domínio magnético das portas fornecedoras e receptoras.	44
Figura 3.9 Correntes associadas a cada porta fornecedora de energia da topologia mostrada na Figura 3.1(a).	46
Figura 3.10 Correntes associadas a cada porta fornecedora de energia da topologia mostrada na Figura 3.1(b).	48
Figura 3.11 Correntes associadas a cada porta fornecedora de energia da topologia mostrada na Figura 3.1(b) quando a tensão associada à porta 3 apresenta valor refletido superior ao das demais.	49
Figura 3.12 Exemplo de razões cíclicas aplicadas ao acionamento das portas fornecedoras e receptoras na nova forma de operação.	51
Figura 3.13 Circuito do conversor CC-CC <i>flyback</i> multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas.	53
Figura 3.14 Possibilidades de razões cíclicas geradas para os interruptores de índice ímpar das portas 1 e 3 durante o fornecimento de energia: (a) $P_1 = P_3$, (b) $P_1 > P_3$ e (c) $P_1 < P_3$	56
Figura 3.15 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores de índice ímpar (em rosa) e das correntes associadas às portas 1 e 3, durante a etapa de carga do indutor acoplado.	57
Figura 3.16 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores e das correntes das portas na condição em que as portas 1 e 3 fornecem energia e a porta 2 recebe energia.	59

Figura 3.17 Etapas de operação do conversor <i>flyback</i> multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas na condição em que as portas 1 e 3 fornecem energia e a porta 2 recebe energia. .	60
Figura 3.18 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores e das correntes das portas na condição em que a porta 1 fornece energia e as portas 2 e 3 recebem energia.	63
Figura 3.19 Etapas de operação do conversor <i>flyback</i> multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas na condição em que a porta 1 fornece energia e as portas 2 e 3 recebem energia. .	65
Figura 3.20 Circuito equivalente simplificado no domínio magnético.	66
Figura 3.21 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores.	67
Figura 3.22 Tensão aplicada à indutância de magnetização.	68
Figura 3.23 Fator de utilização do conversor proposto para duas portas fornecedoras.	73
Figura 3.24 Ganho estático do conversor proposto no arranjo em que uma porta fornecedora transfere energia para duas portas receptoras.	76
Figura 3.25 Ganho estático do conversor proposto no arranjo em que duas portas fornecedoras transferem energia para uma porta receptora.	77
Figura 3.26 Corrente de carga normalizada na fronteira entre MCC e MCD.	78
Figura 3.27 Resistência normalizada na fronteira entre MCC e MCD.	78
Figura 4.1 Configuração proposta.	82
Figura 4.2 Definição dos modos de operação no modo ilhado.	83
Figura 4.3 PFCS proposto para a coordenação das portas do conversor multiportas em operação estritamente ilhada.	89
Figura 4.4 Predição da tensão fotovoltaica em horizonte de dois passos à frente.	95
Figura 4.5 Ilustração do passo adaptativo utilizado na atualização da referência de tensão fotovoltaica.	97
Figura 4.6 Diagrama de blocos da estrutura de controle da porta 1.	102
Figura 4.7 Diagrama de blocos da estrutura de controle da porta 3.	104
Figura 5.1 Parâmetros e curvas características do módulo fotovoltaico (dois módulos em série) utilizados na simulação.	107
Figura 5.2 Configuração do conversor <i>flyback</i> multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas implementada em ambiente de simulação.	109
Figura 5.3 Estrutura de controle implementada no C-Block, integrando PFCS, MPPT, VDCM e BVDM para coordenação das portas do conversor.	110
Figura 5.4 Estrutura interna do bloco PWM-D2 empregado na geração dos pulsos de acionamento da porta 3.	112
Figura 5.5 Tensão na porta 2 em malha aberta, no modo de fornecimento de energia.	113

Figura 5.6 Tensão na porta 2 em malha aberta, no modo de fornecimento de energia, com porta 3 desabilitada.	114
Figura 5.7 Tensão na porta 2 em malha aberta, no modo de fornecimento de energia, com porta 1 desabilitada.	114
Figura 5.8 Tensão na porta 2 em malha aberta, no modo de recebimento de energia.....	115
Figura 5.9 Campo vetorial na região de contorno adotada para as simulações em malha aberta: (a) modo de fornecimento, (b) modo de recebimento.	116
Figura 5.10 Campo vetorial de fundo com a sobreposição da trajetória, em malha aberta, das variáveis de estado: (a) modo de fornecimento, (b) modo de recebimento.....	117
Figura 5.11 Pontos de acomodação para diferentes campos vetoriais no modo de fornecimento.	118
Figura 5.12 Pontos de acomodação para diferentes campos vetoriais no modo de recebimento.	118
Figura 5.13 Tensão na porta 2 em malha fechada, no modo de recebimento de energia.	121
Figura 5.14 Potência fornecida pela Porta 1 durante a operação em modo de recebimento de energia.	122
Figura 5.15 Potência fornecida/ absorvida pela Porta 3 durante a operação em modo de recebimento de energia.....	122
Figura 5.16 Potência absorvida pela Porta 2 durante a operação em modo de recebimento de energia.	122
Figura 5.17 Razões cíclicas aplicadas às Portas 1 e 3.	123
Figura 5.18 Corrente na indutância de magnetização.....	123
Figura 5.19 Magnitude das razões cíclicas aplicadas às Portas 1 e 3.....	124
Figura 5.20 Tensão na porta 2 em malha fechada, no modo de fornecimento de energia.	125
Figura 5.21 Potência fornecida pela Porta 1 durante a operação em modo de fornecimento de energia.	125
Figura 5.22 Potência fornecida pela Porta 3 durante a operação em modo de fornecimento de energia.	126
Figura 5.23 Corrente na indutância de magnetização.....	126
Figura 5.24 Magnitude das razões cíclicas aplicadas às Portas 1 e 3.....	126
Figura 5.25 Trajetória, em malha fechada, das variáveis de estado.	127
Figura 5.26 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e a Potência absorvida pela Porta 3 em malha fechada com carga variável.....	128
Figura 5.27 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 em malha fechada.	129

Figura 5.28 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e o modo da bateria com irradiância variável.	131
Figura 5.29 Potência fornecida/absorvida pela Porta 3 e Magnitude das razões cíclicas aplicadas às Portas 1 e 3.	132
Figura 5.30 Corrente na indutância de magnetização.	132
Figura 5.31 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1, Potência fornecida/ absorvida pela Porta 3 e o modo da bateria com irradiância variável.	133
Figura 5.32 Corrente na indutância de magnetização.	134
Figura 5.33 Diagrama de blocos da estrutura de controle da porta 3 com controlador PI.	135
Figura 5.34 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e Potência absorvida pela Porta 3, no modo de recebimento.	137
Figura 5.35 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e Potência fornecida pela Porta 3, no modo de fornecimento.	138
Figura 5.36 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e Potência fornecida/ absorvida pela Porta 3 com irradiância variável.	139
Figura 5.37 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e modo da bateria para carga CC de 100 W na porta 2.	142
Figura 5.38 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e modo da bateria para carga CC de 50 W na porta 2.	143
Figura A.1 Circuito equivalente do conversor <i>flyback</i> multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas.	149
Figura A.2 Etapas de operação do circuito equivalente: (a) porta 3 no modo fornecedor; (b) porta 3 no modo receptor.	151
Figura B.1 Características de um módulo fotovoltaico sob variação de temperatura (a) I-V e (b) P-V.	162
Figura B.2 Características de um módulo fotovoltaico sob variação da irradiância (a) I-V e (b) P-V.	163
Figura B.3 Classificação das técnicas de MPPT.	164
Figura B.4 Característica potência-tensão (P-V) de um módulo fotovoltaico.	164
Figura B.5 Fluxograma do algoritmo P&O.	165
Figura B.6 Fluxograma do algoritmo InC.	167
Figura B.7 Diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação.	168
Figura B.8 Diagrama de controle linear com PWM.	170
Figura B.9 Diagrama de blocos do controlador LQR.	173

Figura B.10 Estrutura básica do FCS-MPC para conversores de eletrônica de potência.....	174
Figura B.11 Horizonte de predição e retrocedente.	176

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 Análise comparativa das principais características dos conversores multiporta. ...	52
Tabela 4.1 Definição dos modos de operação das unidades de potência na estratégia de controle do fluxo de potência (PFCS) proposta para o conversor multiportas em regime ilhado.....	86
Tabela 4.2 Operações de cada porta na PFCS proposta.	87
Tabela 5.1 Faixas Operacionais e Parâmetros de Simulação do Conversor.....	108
Tabela 5.2 Definição dos valores de operação para o modo ilhado.	119

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AIE	Agência Internacional de Energia
BESS.....	<i>Battery Energy Storage System</i>
BVDM	<i>Battery Voltage Droop control</i>
BVDM _{cha}	<i>Battery Voltage Droop control by charging mode</i>
BVDM _{dis}	<i>Battery Voltage Droop control by discharging mode</i>
CA.....	Corrente Alternada
CA/CC	Corrente Alternada ou Corrente Contínua
CA-CC.....	Corrente Alternada para Corrente Contínua
CC.....	Corrente Contínua
CC-CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
C-FC	<i>Capacitor Filter Cell</i>
CMs	Conversores Multiportas
DAB.....	<i>Dual Active Bridge</i>
DC.....	<i>Direct Current</i>
DC-DC.....	<i>Direct Current to Direct Current</i>
DERs.....	<i>Distributed Energy Resources</i>
DLC	<i>DC-Link Capacitor</i>
DLI	<i>DC-Link Inductor</i>
EMC/EMI.....	<i>Electromagnetic Compatibility/Interference</i>
ESDs	<i>Energy Storage Devices</i>
EVs	<i>Electric Vehicles</i>
FC	<i>Filter Cell</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
GD	Geração Distribuída
IC	<i>Interlink Converter</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
InC	Método Condutância Incremental
LC-FC.....	<i>Inductor-Capacitor Filter Cell</i>
LED	<i>Light-Emitting Diodes</i>
LKC	Leis de Kirchhoff das Correntes

LKT	Leis de Kirchhoff das Tensões
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MISO	<i>Multiple Input Single Output</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
P&O	Método Perturbe e Observe
PCSC	<i>Pulsating Current Source Cell</i>
PFCS	<i>Power Flow Control Strategy</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
PSC	<i>Pulsating Source Cell</i>
PV	Sistema fotovoltaico
PVSC	<i>Pulsating Voltage Source Cell</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RESs	<i>Renewable Energy Sources</i>
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SOC	<i>State of Charge</i>
VDCM	<i>Voltage Droop Control Mode</i>

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e Definição do problema

A transição energética tem sido fortemente impulsionada, nas últimas décadas, por um conjunto convergente de políticas públicas, acordos multilaterais e estratégias nacionais que reconhecem a necessidade urgente de adotar tecnologias mais limpas e sustentáveis. Nesse contexto, instrumentos como o Acordo de Paris e a Agenda 2030 para o desenvolvimento sustentável estabeleceram metas de descarbonização, ampliação do acesso à energia e promoção de fontes renováveis, criando um ambiente regulatório favorável à adoção de tecnologias energéticas mais limpas e sustentáveis (UNITED NATIONS, 2015a; b). De forma complementar, iniciativas regionais, como o *European Green Deal*, e estratégias nacionais, como o Plano Nacional de Energia 2050 no Brasil, reforçam a necessidade de diversificação da matriz energética e de maior participação de fontes renováveis, evidenciando a crescente demanda por energia limpa e sustentável, impulsionando a transição energética em escala global (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2020; EUROPEAN COMMISSION, 2016).

Essa convergência normativa e estratégica tem se refletido diretamente na expansão acelerada das fontes renováveis, em especial a energia fotovoltaica e a eólica. As Figuras 1.1 e 1.2 ilustram a evolução da geração de energia no mundo, evidenciando que, por volta de 2020, a soma da geração fotovoltaica e eólica superou a geração nuclear, resultado do rápido avanço tecnológico, da redução de custos e do apoio regulatório a essas fontes. No cenário brasileiro, conforme apresentado nas Figuras 1.3 e 1.4, observa-se comportamento semelhante: desconsiderando a geração hidrelétrica, historicamente dominante, a energia eólica ultrapassou a nuclear por volta de 2014, enquanto a fotovoltaica atingiu patamar equivalente aproximadamente em 2021. Atualmente, a soma da geração eólica e fotovoltaica configura-se como a segunda maior fonte de energia elétrica no país, atrás apenas da hidrelétrica.

Esses dados estão em consonância com o relatório *Renewables 2023* da Agência Internacional de Energia (AIE), que aponta que, em 2023, a capacidade global instalada de fontes renováveis cresceu cerca de 50% em relação ao ano anterior (RENEWABLES, 2023). Embora esse crescimento represente um avanço significativo rumo à descarbonização, ele

também impõe novos desafios técnicos aos sistemas elétricos, especialmente no que se refere à variabilidade, à intermitência e à gestão eficiente do fluxo de energia.

Relatórios mais recentes da Agência Internacional de Energia reforçam que essa tendência de crescimento acelerado não apenas se mantém, como se intensifica nos próximos anos. De acordo com o *Renewables 2024*, a capacidade global instalada de fontes renováveis deverá crescer aproximadamente 2,7 vezes até 2030, impulsionada principalmente pela expansão da energia solar fotovoltaica e eólica, que juntas responderão por quase 80% da nova capacidade adicionada no setor elétrico mundial. Estima-se a incorporação de mais de 5.500 GW de capacidade renovável entre 2024 e 2030, volume significativamente superior ao observado no período anterior, refletindo a consolidação econômica dessas tecnologias e a ampliação de políticas de incentivo em escala global (RENEWABLES, 2024).

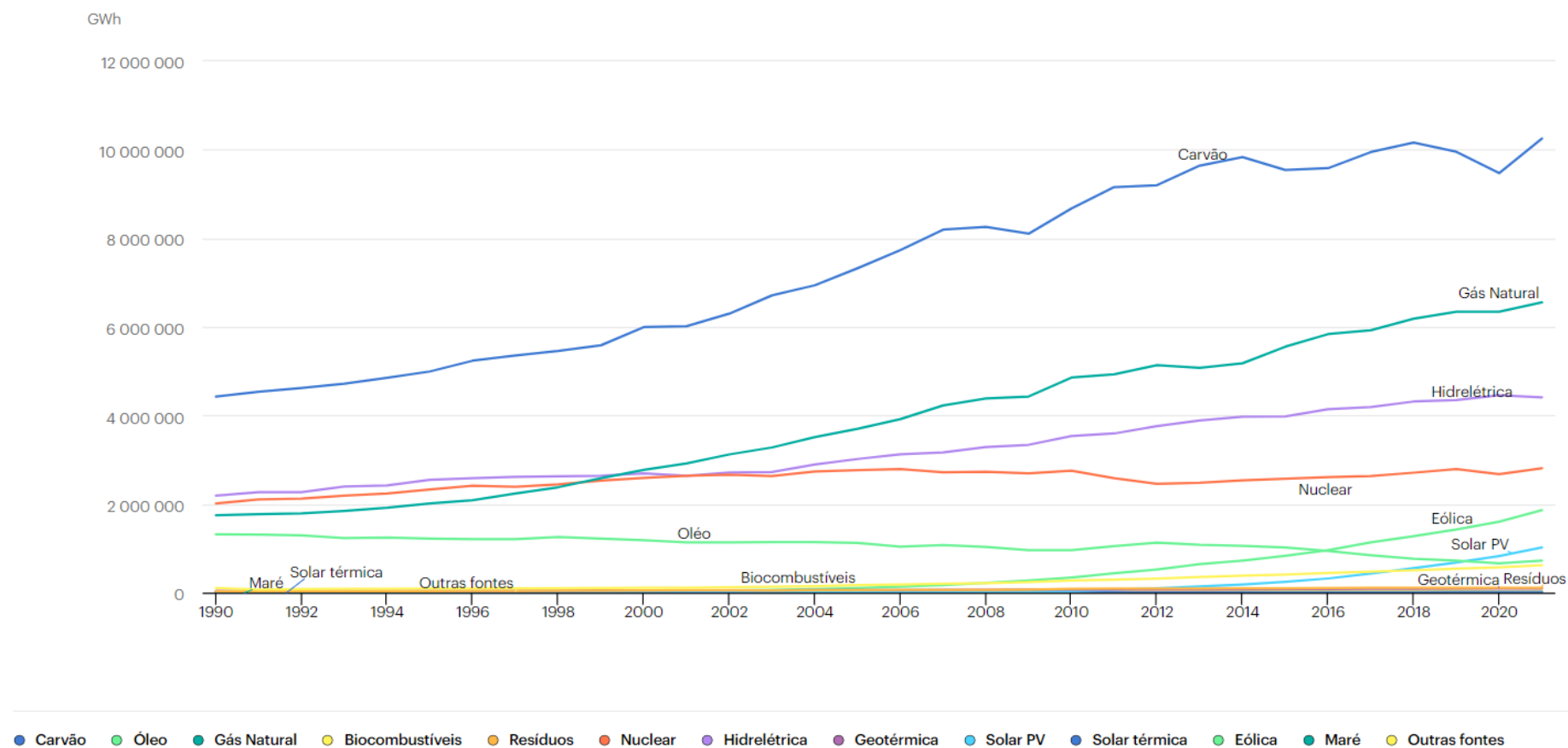
O *Renewables 2025* complementa essa análise ao indicar que, apesar do ritmo recorde de expansão, a integração efetiva dessas fontes continuará a impor desafios estruturais e operacionais aos sistemas elétricos. A predominância de geração solar fotovoltaica distribuída e de parques eólicos de grande porte intensifica a variabilidade temporal da geração e exige maior flexibilidade na operação das redes, especialmente em cenários de alta penetração renovável. Nesse contexto, aspectos como capacidade de resposta rápida, coordenação entre múltiplos recursos energéticos e gerenciamento dinâmico do fluxo de potência tornam-se cada vez mais críticos para garantir estabilidade e confiabilidade do suprimento elétrico (RENEWABLES, 2025).

Adicionalmente, os relatórios ressaltam que o crescimento da demanda por eletricidade — impulsionado pela eletrificação do transporte, pela digitalização de processos industriais e pela expansão de centros de dados — ocorre de forma simultânea à expansão renovável, ampliando a complexidade do balanço entre oferta e demanda. Tal cenário evidencia que o desafio da transição energética não se limita à expansão da capacidade instalada, mas envolve, de forma crescente, a necessidade de soluções tecnológicas capazes de integrar fontes intermitentes, cargas dinâmicas e sistemas de armazenamento de maneira coordenada e eficiente.

Dessa forma, o avanço das fontes renováveis, embora fundamental para a descarbonização, reforça a urgência de arquiteturas e estratégias de conversão e controle mais adequadas aos novos paradigmas dos sistemas elétricos modernos.

Figura 1.1 Geração de eletricidade por fonte, Mundo.

Geração de eletricidade por fonte, Mundo, 1990-2021



Fonte: adaptada de (IEA, 2025).

Figura 1.2 Geração de eletricidade por fonte, Mundo, com foco em energia renovável e nuclear.

Geração de eletricidade por fonte, Mundo, 1990-2021

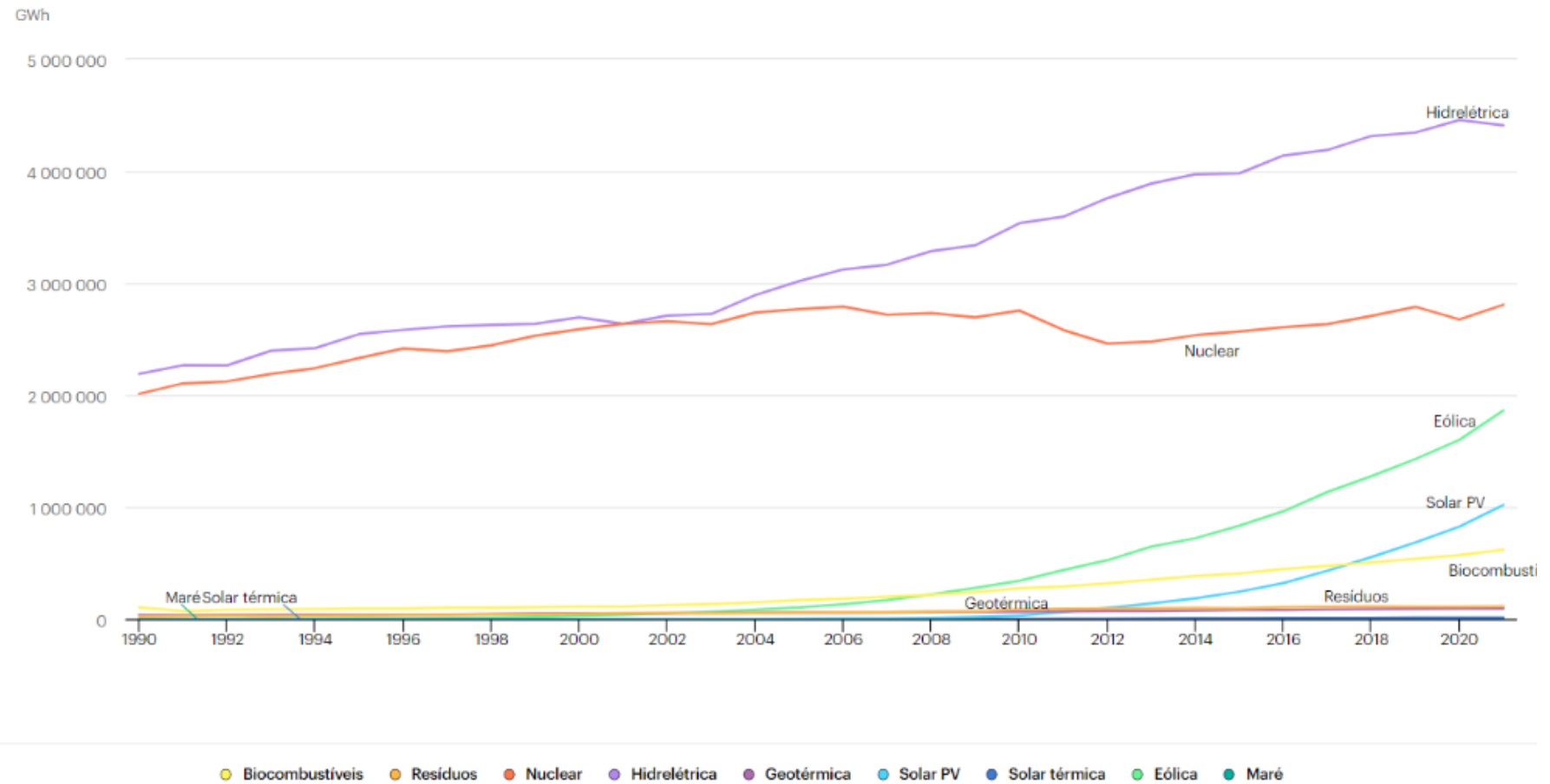
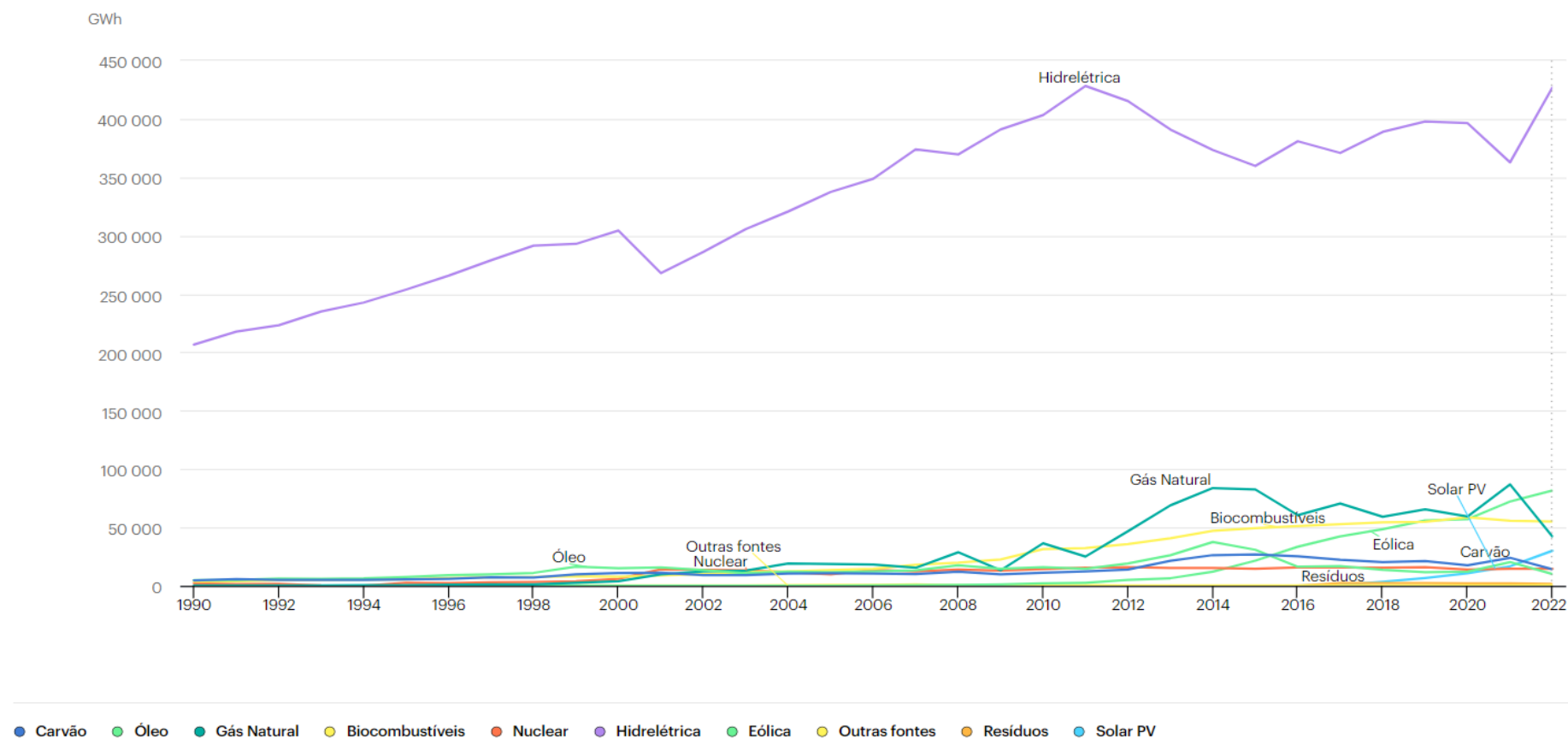


Figura 1.3 Geração de eletricidade por fonte, Brasil.

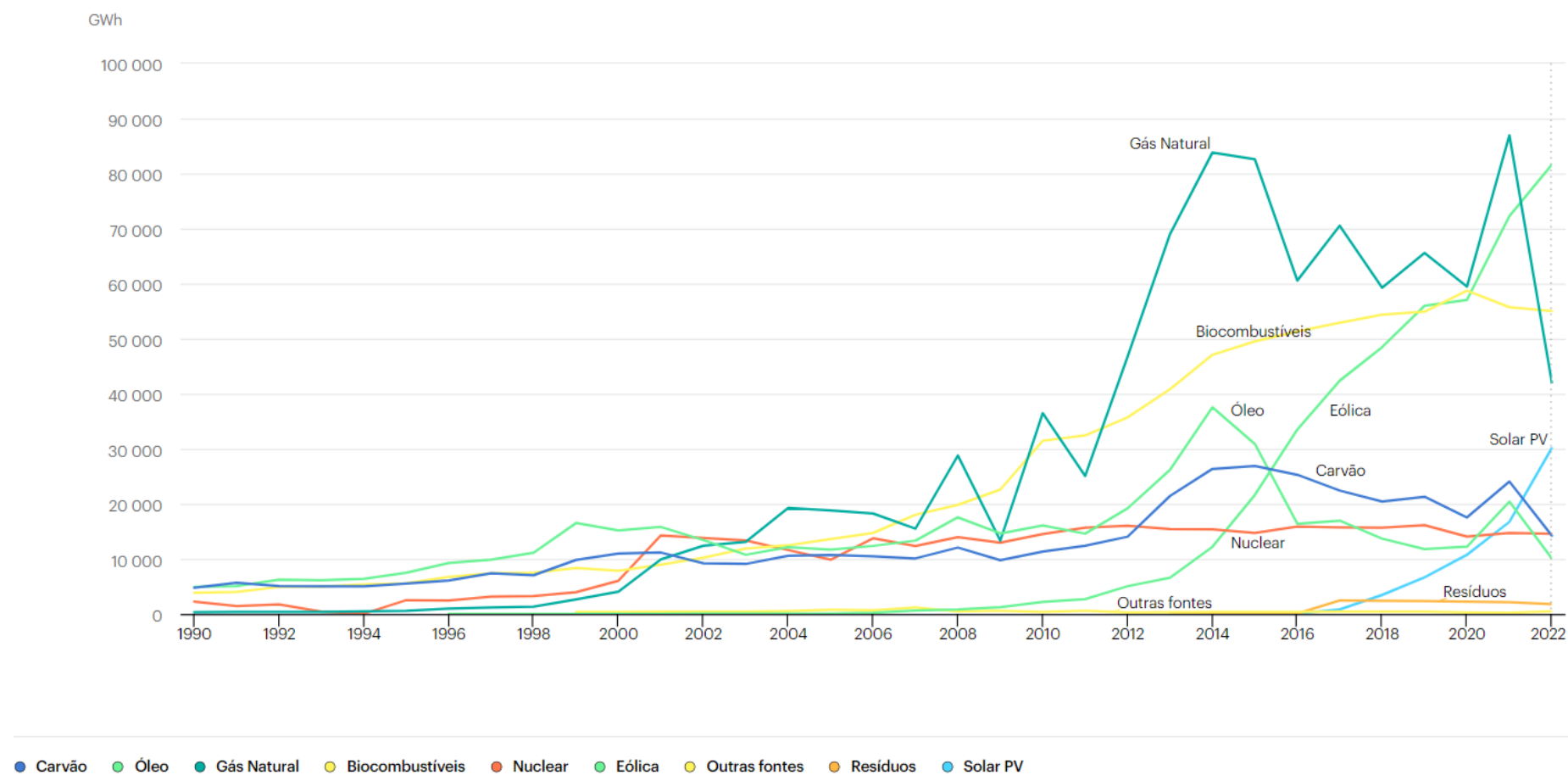
Geração de eletricidade por fonte, Brasil, 1990-2022



Fonte: adaptada de (IEA, 2025).

Figura 1.4 Geração de eletricidade por fonte, Brasil, excluindo a produção hidrelétrica.

Geração de eletricidade por fonte, Brasil, 1990-2022



Neste contexto, as microrredes emergem como uma solução promissora para atender a integração de fontes renováveis e para o atendimento de cargas de forma mais flexível, resiliente e eficiente. De maneira geral, uma microrrede pode ser definida como um sistema elétrico local composto por múltiplas fontes de geração distribuída, dispositivos de armazenamento e cargas, capaz de operar tanto conectado à rede de distribuição quanto de forma ilhada. O objetivo dessas redes é atender demandas energéticas locais de maneira total ou parcialmente autossustentável, permitindo o gerenciamento otimizado do fluxo de potência entre fontes, cargas e, quando aplicável, a rede de distribuição.

Entretanto, a elevada penetração de fontes renováveis em microrredes introduz desafios operacionais relevantes. Fontes como a energia solar fotovoltaica apresentam geração intermitente e fortemente dependente do ciclo diário e das condições climáticas, enquanto a energia eólica é caracterizada por elevada variabilidade associada ao regime dos ventos. Essas características tornam a incorporação de dispositivos de armazenamento de energia (*Energy Storage Devices* – ESDs) um elemento central em microrredes operando em modo ilhado, uma vez que esses dispositivos passam a desempenhar não apenas o papel de backup, mas também funções ativas no controle do fluxo de potência, na estabilidade do sistema e na melhoria da qualidade da energia fornecida (ŻOŁĄDEK *et al.*, 2022). Por outro lado, em microrredes operando conectadas à rede de distribuição, o uso de ESDs não é estritamente obrigatório, uma vez que a própria rede pode assumir, parcial ou totalmente, o papel de suprimento energético e suporte à estabilidade do sistema. Além disso, a coordenação e o gerenciamento da operação de múltiplas fontes e cargas tornam-se aspectos centrais para garantir eficiência econômica e energética em microrredes modernas (RAMESH *et al.*, 2022).

Com o objetivo de lidar com essa complexidade crescente, surgem as microrredes inteligentes, que, diferentemente das microrredes convencionais — geralmente caracterizadas por arquiteturas de controle mais locais, hierárquicas e menos integradas — integram recursos energéticos distribuídos (*Distributed Energy Resources* – DERs) por meio de estratégias avançadas de controle, comunicação e gerenciamento, permitindo sua operação coordenada como uma única entidade controlável. Essas redes incorporam fontes renováveis (*Renewable Energy Sources* – RESs), dispositivos de armazenamento de energia (ESDs), veículos elétricos (*Electric Vehicles* – EVs), rede de distribuição, entre outros elementos, formando um ambiente altamente interativo típico das microrredes inteligentes, no qual os consumidores passam a assumir de forma coordenada e ativa o papel de prosumidores, capazes de consumir, gerar e armazenar energia (GUERRERO *et al.*, 2010; HIRSCH *et al.*, 2018).

Nesse contexto, essa mudança de paradigma está diretamente associada à transição do modelo tradicional, no qual os consumidores desempenham um papel passivo, para um cenário em que os usuários finais passam a atuar de forma ativa no sistema elétrico, participando do processo energético não apenas como demandantes, mas também como agentes capazes de gerar, armazenar e gerenciar energia. Tal transformação é impulsionada tanto pela necessidade de enfrentar desafios energéticos globais quanto pela busca por soluções que aumentem a segurança no fornecimento de energia, reduzam os impactos ambientais e promovam melhorias na eficiência operacional e na confiabilidade dos sistemas energéticos. Adicionalmente, essa abordagem favorece a descentralização dos sistemas elétricos, contribuindo para maior flexibilidade, resiliência e autonomia energética em nível local.

Nesse sentido, a integração das microrredes com sistemas de armazenamento de energia (ESDs) pode deixar de ser apenas uma opção e se tornar um requisito obrigatório. Um exemplo prático é o estado da Califórnia, nos Estados Unidos, que lidera o estabelecimento de políticas e mecanismos para a instalação de sistemas de geração distribuída (GD) associados a ESDs (PETERMAN, 2013).

Paralelamente, observa-se um crescimento expressivo da participação de cargas alimentadas em corrente contínua (CC) nos sistemas elétricos modernos, impulsionado pela crescente digitalização, abrangendo uma ampla gama de equipamentos residenciais, comerciais e industriais. Destacam-se, nesse contexto, dispositivos de telecomunicação, diodos emissores de luz (*Light Emitting Diode* – LED), carregadores de baterias, veículos elétricos (EVs), entre outros.

Esse cenário decorre do fato de que a maior parte dessas cargas opera internamente em CC, exigindo múltiplas etapas de conversão quando conectadas a redes convencionais em corrente alternada (CA). Como consequência, surgem desafios adicionais relacionados à coexistência de diferentes níveis de tensão, ao aumento das perdas associadas às conversões CA-CC e CC-CC, à complexidade dos sistemas de proteção e à redução da eficiência global do sistema (CHARADI *et al.*, 2021; NANDINI *et al.*, 2022).

Frente a esse cenário de crescente descentralização, digitalização e presença massiva de cargas eletrônicas, arquiteturas nativas em CC ou híbridas CA/CC, associadas a estratégias simplificadas de conversão e controle, têm se mostrado cada vez mais atraentes, especialmente quando integradas a fontes renováveis, armazenamento de energia e cargas eletrônicas modernas. Tais arquiteturas possibilitam ganhos significativos em eficiência energética, confiabilidade operacional e flexibilidade de expansão, tornando-se uma alternativa promissora

para aplicações residenciais, comerciais e industriais, bem como para microrredes e sistemas de energia distribuída (JUSTO *et al.*, 2013).

Diante do aumento da participação de cargas CC, aliado à integração crescente de fontes renováveis e sistemas de armazenamento, impõe-se a necessidade de arquiteturas de conversão mais eficientes e flexíveis, capazes de mitigar perdas associadas a múltiplos estágios de conversão. Nesse contexto, conversores convencionais, tipicamente limitados à interligação de duas portas energéticas, apresentam restrições em termos de eficiência, escalabilidade e gerenciamento bidirecional de potência. Como alternativa, os Conversores Multiportas (CMs) viabilizam a implementação de arquiteturas nativas em CC ou híbridas CA/CC ao permitir o controle coordenado do fluxo de potência entre múltiplas fontes, cargas e elementos de armazenamento em um único estágio de conversão, resultando em menor complexidade estrutural, maior densidade de potência e melhor aproveitamento energético. Em comparação com arquiteturas baseadas em conversores de entrada única e saída única (*Single Input Single Output* – SISO), interligados por barramentos CC comum, as topologias multiportas apresentam maior eficiência de conversão, menor número de componentes e maior densidade de potência, além de viabilizarem a adoção de estratégias de controle centralizadas e, quando requerido, o isolamento galvânico para atendimento a requisitos de segurança (PURGAT *et al.*, 2020)

Embora os conversores de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple Input Multiple Output* – MIMO) tenham recebido menos atenção, os conversores de múltiplas entradas e saída única (*Multiple Input Single Output* – MISO) e os conversores de entrada única e múltiplas saídas (*Single Input Multiple Output* – SIMO) têm sido amplamente estudados (DHANANJAYA *et al.*, 2022; MOHAMMADI TANHA *et al.*, 2022). Na literatura, os conversores MISO são descritos como uma solução econômica que integra mais de uma fonte. Aplicações de conversores MISO podem ser encontradas em sistemas fotovoltaicos (MAHMUD *et al.*, 2022), sistemas híbridos fotovoltaicos/eólicos (MALLA *et al.*, 2022), sistemas de geração de energia renovável com backup de bateria (ESDs) (WU *et al.*, 2013) e veículos elétricos híbridos (MOSAYEBI *et al.*, 2022). Por outro lado, os conversores SIMO são vistos como distribuidores de energia eficientes para alimentar múltiplas cargas. Algumas aplicações documentadas incluem dispositivos portáteis e eletrônicos (YANG *et al.*, 2022), sistemas de telecomunicações e computadores (ZHOU *et al.*, 2022) e sistemas de geração de células de combustível (WAI *et al.*, 2012), entre outros (FARES *et al.*, 2022; JIANG *et al.*, 2010; MADHANA *et al.*, 2022; SAVRUN *et al.*, 2022).

Ao combinar as vantagens dos conversores MISO e SIMO em um único conversor multiporta, viabiliza a exploração de todo o seu potencial, oferecendo soluções abrangentes e

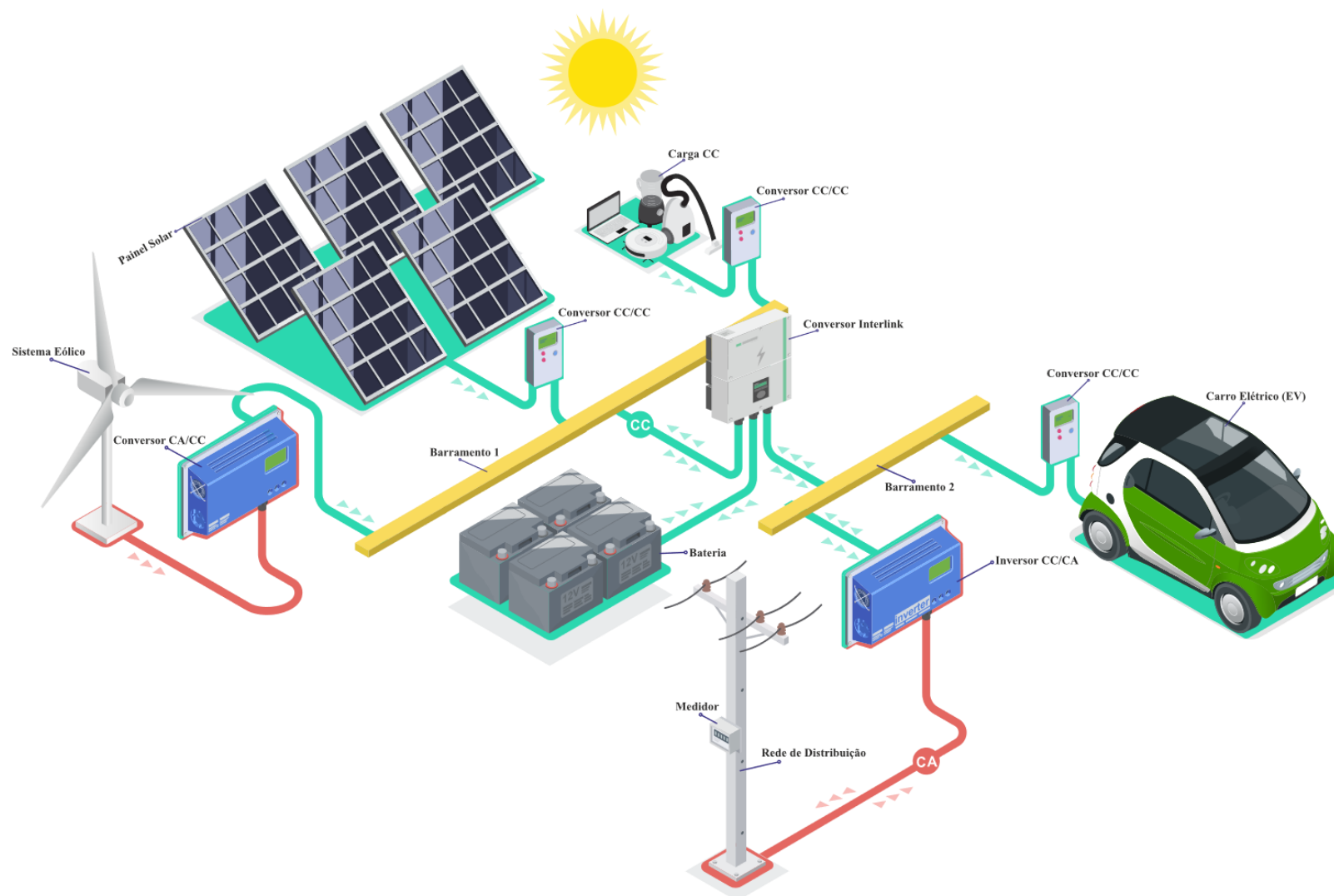
adaptáveis às necessidades energéticas modernas, simplificando a arquitetura do sistema, melhorando a eficiência e abrindo caminho para aplicações inovadoras em sistemas híbridos, casas inteligentes e microrredes CC.

A Figura 1.5 e Figura 1.6 mostra uma arquitetura conceitual de distribuição de energia CC para futuras aplicações residenciais, na qual existem múltiplas fontes de energia, como turbinas eólicas, módulos fotovoltaicos, ESDs e cargas. Duas abordagens distintas permitem obter um sistema multiportas para tal aplicação. A primeira consiste em conectar dois barramentos CC com níveis de tensão distintos, e entre os barramentos um conversor CC-CC bidirecional, aqui denominado Conversor Interlink (*Interlink Converter – IC*). Neste cenário, os conversores SISO são controlados independentemente e associados a cada fonte e/ou carga individual. O IC é responsável pelo gerenciamento de energia, conforme mostrado na Figura 1.5, exigindo um sistema de comunicação adequado para troca de informações entre os barramentos e as portas. Embora essa configuração seja predominante na maioria das microrredes atualmente, inevitavelmente exigirá um grande número de conversores e maior custo de implementação. Além disso, o sistema de controle baseado em comunicação está sujeito a atrasos e erros de processamento de dados que podem afetar o desempenho geral (JIANG *et al.*, 2010).

Um conversor MIMO pode ser usado em vez disso, resultando na arquitetura muito menos complexa mostrada na Figura 1.6. A estrutura resultante depende de um único conversor, reduzindo o número de estágios de processamento de energia. Nesta Figura é mostrado que com a topologia proposta é possível conectar os sistemas diretamente, isto é, gerenciar o fluxo de energia entre as fontes e cargas através de diferentes portas. Essa abordagem assegura que as fontes não estejam conectadas no mesmo barramento, além de reduzir a necessidade de conversores CC-CC adicionais, permitindo que os sistemas operem em tensões diferentes. Assim, a flexibilidade operacional e a adaptabilidade desses conversores são essenciais para enfrentar os desafios energéticos contemporâneos e futuros.

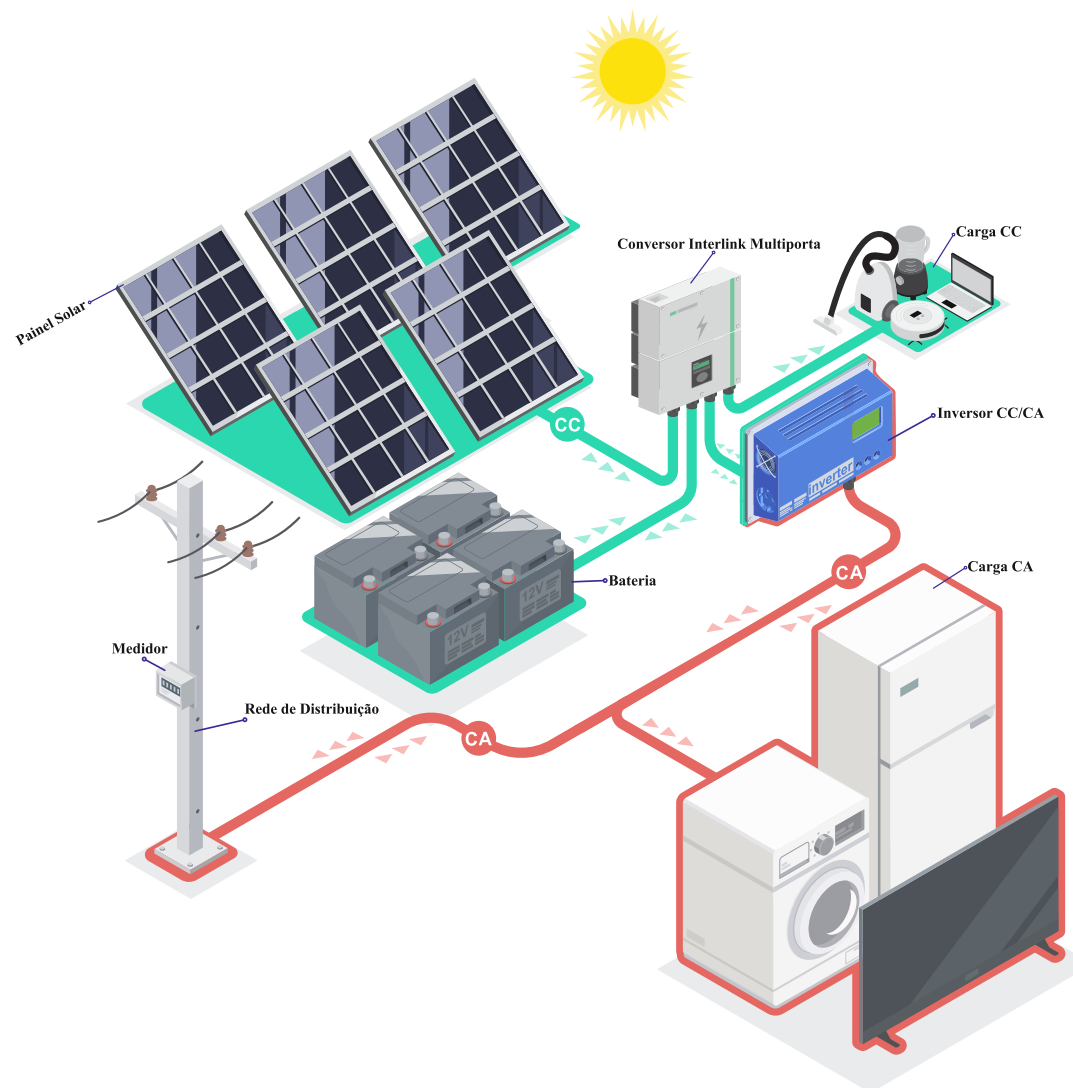
Embora a centralização do processamento de energia possa implicar uma redução na confiabilidade em caso de falhas, esse aspecto pode ser mitigado por meio de estratégias de controle tolerantes a falhas, modularidade e redundância funcional. Assim, os conversores MIMO configuram-se como uma alternativa tecnicamente robusta e promissora para enfrentar os desafios energéticos contemporâneos e futuros, constituindo o foco central de investigação deste trabalho, que se dedica à sua modelagem, análise e avaliação de desempenho em aplicações de microrredes.

Figura 1.5 Rede CC conectada por IC Convencional.



Fonte: O próprio autor.

Figura 1.6 Rede CC conectada por Conversor Multiporta proposto.



Fonte: O próprio autor.

1.2 Objetivos do Trabalho

Diante do contexto apresentado, apresentam-se, a seguir, o objetivo geral e os desdobramentos específicos que orientam o desenvolvimento do trabalho. O objetivo geral consiste em propor, desenvolver, modelar, analisar e avaliar uma topologia CC-CC *flyback* isolada, multidirecional, multi-enrolamentos e multiporta, concebida como resultado da evolução de topologias predecessoras e estruturada em uma formulação genérica de n portas. Essa proposta está associada a uma nova forma de operação, a alterações estruturais introduzidas na topologia e a demais desenvolvimentos correlatos, com a finalidade de favorecer a integração energética coordenada de múltiplos elementos em arquiteturas CC de baixa tensão por meio de um único estágio de conversão.

Para alcançar esse objetivo, adota-se, como prova de conceito, uma configuração de três portas, composta por um sistema fotovoltaico, uma carga CC e um sistema de armazenamento por baterias. Essa configuração é empregada como base para o desenvolvimento da modelagem analítica, da análise quantitativa, da estratégia de controle e dos estudos de validação, todos conduzidos em regime estritamente ilhado, de modo a demonstrar a aplicabilidade da estrutura proposta e a coerência entre sua formulação teórica e seu comportamento operacional.

De forma específica, busca-se:

1. Investigar e sistematizar o estado da arte dos conversores CC-CC multiportas, com ênfase em suas classificações, características estruturais, possibilidades de integração entre fontes, armazenamento e cargas, bem como as principais limitações topológicas e operacionais ainda presentes na literatura;
2. Propor uma topologia isolada multiporta, derivada da evolução de topologias predecessoras, e estabelecer uma nova forma de operação na qual os processos de magnetização e desmagnetização do indutor acoplado ocorram de forma individualizada por porta, com vistas à redução do acoplamento dinâmico entre as portas e ampliando a flexibilidade de projeto em comparação com versões predecessoras;
3. Desenvolver a modelagem e a análise do conversor proposto, contemplando a descrição das etapas de operação, a análise em regime permanente, a determinação da fronteira entre os modos de condução e a obtenção do ganho estático, para a configuração de três portas adotada como prova de conceito.
4. Formular uma estratégia de controle do fluxo de potência capaz de coordenar os modos de operação das portas em função do balanço energético do sistema, tomando a tensão

da porta 2 como variável global de coordenação e mantendo-a dentro de uma faixa delimitada por quatro níveis de tensão, a partir dos quais são definidas as regiões operacionais do conversor e selecionados os modos de atuação correspondentes às condições de excedente de geração, déficit de potência, proteção e restabelecimento da operação em regime estritamente ilhado.

5. Desenvolver, para a porta fotovoltaica, uma estrutura de controle baseada em FCS-MPC, destinada a rastrear a referência de tensão do arranjo fotovoltaico, a qual é definida pelo algoritmo de MPPT, com passo adaptativo e baseado na estimativa da corrente fotovoltaica por observador, dispensando sensor de corrente, ou pelo VDCM, quando requerido pela estratégia global de coordenação energética.
6. Estabelecer, para a porta de armazenamento, uma estratégia de atuação bidirecional compatível com a coordenação energética do sistema e avaliar, de forma comparativa, alternativas de controle para essa porta, com o propósito de examinar sua compatibilidade dinâmica com a malha fotovoltaica e sua influência sobre a regulação da tensão da porta 2.
7. Avaliar o desempenho da proposta em ambiente de simulação, em malha aberta e em malha fechada, sob diferentes condições de irradiância e demanda na carga. Em malha aberta, verificar a coerência dos modelos matemáticos desenvolvidos por meio da análise das variáveis de estado, das trajetórias do sistema e do campo vetorial. Em malha fechada, examinar a atuação da estratégia de coordenação energética e das malhas de controle associadas às portas, bem como a capacidade do conversor de manter a tensão da porta 2 dentro da faixa especificada em cenários de excedente e déficit de potência, incluindo situações de transição entre déficit e excedente energético.

1.3 Organização do Trabalho

Além deste capítulo introdutório, no qual são apresentados o contexto, a motivação e os objetivos, o trabalho está organizado em mais cinco capítulos e dois anexos. Essa organização foi concebida de modo a conduzir, de forma progressiva, desde a fundamentação teórica até a formulação da topologia proposta, o desenvolvimento da estratégia de controle, a apresentação dos resultados de simulação e, por fim, as conclusões do trabalho.

O Capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica sobre conversores CC-CC multiportas, contemplando sua classificação, suas células básicas e as principais topologias não isoladas, parcialmente isoladas e isoladas, estabelecendo o referencial teórico necessário ao desenvolvimento da proposta.

O Capítulo 3 trata da evolução estrutural, operacional e analítica do conversor multiportas proposto. Inicialmente, são apresentadas as topologias predecessoras e a evolução estrutural e operacional que conduz à formulação da topologia proposta, evidenciando as modificações introduzidas e suas implicações sobre a forma de operação do conversor. Em seguida, são descritos os princípios de operação do conversor CC-CC *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas, adotado como prova de conceito, com detalhamento das etapas de carga e descarga do indutor acoplado. Na sequência, desenvolve-se a análise quantitativa da topologia proposta, abrangendo a análise em regime permanente, a fronteira entre os modos de condução contínua e descontínua e a formulação do ganho estático em uma estrutura genérica com g portas fornecedoras e r portas receptoras, com posterior ênfase no comportamento do ganho estático da configuração de três portas adotada. Desse modo, esse capítulo consolida as bases estruturais, operacionais e analíticas da proposta.

O Capítulo 4 apresenta a estratégia de controle desenvolvida para a operação do conversor em regime estritamente ilhado. Inicialmente, é definida a configuração de referência adotada, composta por uma porta fotovoltaica, uma porta associada à carga CC e uma porta conectada ao sistema de armazenamento por baterias. Em seguida, é desenvolvida a estratégia de controle do fluxo de potência, denominada *Power Flow Control Strategy*, responsável por coordenar os modos de operação das portas a partir do balanço energético do sistema e da tensão da porta 2 como variável global de coordenação. Posteriormente, são detalhadas as técnicas de controle empregadas em cada porta, com ênfase na estrutura de controle da porta fotovoltaica em MPPT e em VDCM, incluindo o estimador da corrente do sistema fotovoltaico, a predição da tensão fotovoltaica, o mecanismo de perturbação com passo adaptativo e o diagrama de blocos do FCS-MPC. Por fim, o capítulo contempla a estrutura de controle da porta 2 e a estratégia de controle da porta 3 baseada em *voltage droop*.

O Capítulo 5 reúne os resultados de simulação do conversor proposto, organizados em análises em malha aberta e em malha fechada. Inicialmente, são apresentadas as considerações gerais, os parâmetros adotados e a configuração utilizada nas simulações. Na etapa de malha aberta, investigam-se o comportamento intrínseco do estágio de potência, a coerência da modelagem e aspectos adicionais de validação, incluindo a análise por campo vetorial e a trajetória das variáveis de estado. Na etapa de malha fechada, são avaliados diferentes cenários de operação sob condições de irradiância constante e variável, observando-se a regulação da tensão da porta 2, o rastreamento de potência na porta fotovoltaica e a atuação da porta de armazenamento. Além disso, o capítulo apresenta uma avaliação comparativa de estratégias alternativas de controle para a porta 3, incluindo controlador PI e controlador LQR.

Por fim, o Capítulo 6 apresenta as conclusões gerais do trabalho e as propostas para pesquisas futuras. Complementarmente, o Anexo A reúne os desenvolvimentos analíticos associados à modelagem do conversor de três portas, incluindo a modelagem em espaço de estados das etapas de operação, a modelagem de pequenos sinais pela técnica do espaço de estados médio e a dedução do ganho estático do conversor. Já o Anexo B apresenta fundamentos introdutórios sobre métodos de MPPT e estratégias de controle, abrangendo, entre outros aspectos, os controladores PI, LQR e FCS-MPC, com o objetivo de oferecer suporte conceitual adicional.

1.4 Produção bibliográfica do autor:

No âmbito do desenvolvimento desta tese, foi publicada a contribuição científica intitulada “*Novel Isolated Multiple-Input, Multiple-Output Multidirectional Converter for Modern Low-Voltage DC Power Distribution Architectures*”, sob o DOI: [10.3390/su15054582](https://doi.org/10.3390/su15054582).

CAPÍTULO 02

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações iniciais

Este capítulo apresenta a revisão bibliográfica dos conversores CC-CC multiportas, com o objetivo de estabelecer o referencial teórico necessário à compreensão de suas principais configurações estruturais e operacionais. Inicialmente, são discutidos os fundamentos dos conversores multiportas, incluindo suas classificações quanto ao número de entradas e saídas e quanto ao nível de isolamento galvânica. Em seguida, são abordadas as células básicas de conversão que constituem esses conversores, com destaque para as células de fonte pulsante, as células de filtragem e os elementos de elo em corrente contínua, evidenciando como a combinação sistemática desses blocos permite a síntese de diferentes arquiteturas multiportas. Na sequência, são analisadas as principais topologias reportadas na literatura, abrangendo estruturas não isoladas, parcialmente isoladas e isoladas, de modo a evidenciar suas características, potencialidades e limitações no contexto da integração de fontes, sistemas de armazenamento e cargas em arquiteturas CC de baixa tensão.

2.2 Conversores CC-CC Multiportas

A crescente integração de múltiplas fontes e cargas em sistemas energéticos modernos tem impulsionado o desenvolvimento de arquiteturas de conversão capazes de operar com elevada flexibilidade e eficiência. Nesse contexto, os CMs têm sido amplamente investigados na literatura como uma solução adequada para aplicações que demandam múltiplas entradas e saídas, permitindo o gerenciamento coordenado do fluxo de energia em sistemas complexos.

Estudos reportados desde o início dos anos 2000 indicam um avanço significativo no desenvolvimento de topologias multiportas, tanto isoladas quanto não isoladas. As topologias não isoladas destacam-se principalmente pela redução do número de interruptores semicondutores, o que contribui para a diminuição das perdas por condução e comutação e, consequentemente, para o aumento da eficiência global. Em contrapartida, as topologias isoladas permanecem amplamente exploradas devido à maior flexibilidade no controle do fluxo de potência, à viabilidade de controle centralizado e à possibilidade de fornecimento de isolamento galvânica, característica essencial em aplicações de maior potência e em sistemas sujeitos a normas rigorosas de segurança (BHATTACHARJEE *et al.*, 2018).

Do ponto de vista operacional, observa-se uma diferenciação clara entre essas topologias no que se refere às frequências de comutação e aos níveis de potência típicos. De modo geral, conversores isolados operam com frequências de comutação mais elevadas, da ordem de 100 kHz, enquanto topologias não isoladas utilizam, em sua maioria, frequências próximas de 50 kHz (GEVORKOV *et al.*, 2023). Esta diferença está associada às limitações magnéticas, às perdas no transformador e aos requisitos de comutação suave. Além disso, a literatura aponta que topologias não isoladas são mais frequentemente empregadas em aplicações de potência moderada, enquanto estruturas isoladas apresentam maior recorrência em aplicações de maior potência, embora esses valores representem tendências e não limites absolutos, especialmente diante da evolução dos semicondutores de banda larga.

Quando comparados a arquiteturas convencionais baseadas em múltiplos conversores CC-CC SISO, os CMs apresentam vantagens estruturais relevantes. A redução do número de estágios de conversão, a diminuição da quantidade de componentes passivos e semicondutores e a eliminação da necessidade de barramentos de comunicação dedicados resultam em sistemas mais compactos, com menor complexidade de controle, redução de custos e aumento da densidade de potência (DHANANJAYA *et al.*, 2022). Essas características tornam os CMs especialmente adequados a aplicações que exigem alto nível de integração funcional e coordenação energética entre múltiplas portas, possibilitando arquiteturas mais eficientes e robustas para sistemas híbridos modernos.

Sob o ponto de vista arquitetural, os CMs podem ser organizados segundo arquiteturas MISO, SIMO e MIMO e classificados, quanto ao nível de isolação, em topologias não isoladas, isoladas e parcialmente isoladas, conforme mostrado na Figura 2.1. Esta categorização fundamental pode ser ampliada a partir de outros critérios relevantes, como a estrutura construtiva (modular ou não modular), a direção do fluxo de potência (unidirecional ou bidirecional) e a característica de ganho estático (baixo ou alto ganho).

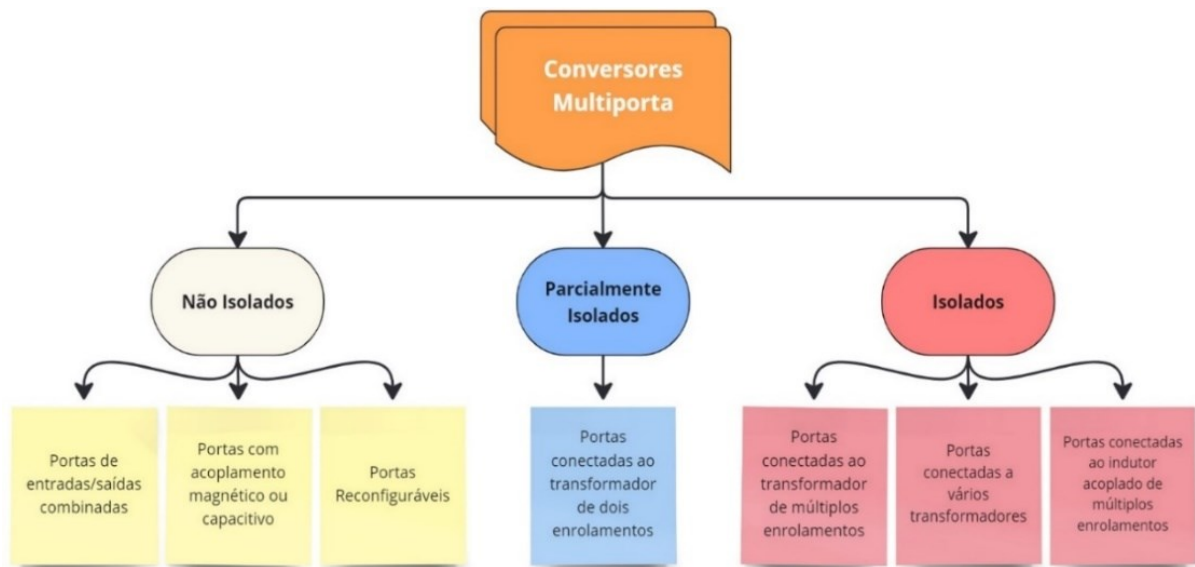
Dentre esses critérios adicionais, a estrutura construtiva constitui um aspecto relevante na definição das características do sistema. Nesse contexto, conversores modulares são constituídos por unidades independentes passíveis de interconexão para a formação de sistemas de maior porte, proporcionando maior flexibilidade, escalabilidade e facilidade de manutenção. Em contrapartida, conversores não modulares são concebidos como uma única unidade integrada, o que pode resultar em menor custo e menor complexidade de implementação em aplicações específicas (GEVORKOV *et al.*, 2022; GEVORKOV *et al.*, 2023; HU *et al.*, 2023).

A direção do fluxo de potência constitui outro aspecto fundamental na caracterização dessas topologias. Conversores com fluxo unidirecional são adequados para aplicações nas

quais a energia flui predominantemente em um único sentido, enquanto arquiteturas bidirecionais são essenciais em sistemas que envolvem armazenamento de energia, como baterias, no qual a energia pode ser tanto fornecida quanto absorvida pelas portas do conversor (GEVORKOV *et al.*, 2023; GORJI *et al.*, 2019).

Além disso, a característica de ganho estático refere-se à relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, desempenha papel importante na seleção da topologia mais adequada. Conversores de baixo ganho são geralmente empregados em aplicações com pequenas variações de tensão, ao passo que conversores de alto ganho tornam-se indispensáveis em aplicações que exigem uma amplificação significativa da tensão, como em sistemas de energia renovável em que a tensão de entrada pode ser muito baixa e precisa ser aumentada substancialmente para uso eficiente (GEVORKOV *et al.*, 2023; NAVAMANI *et al.*, 2022).

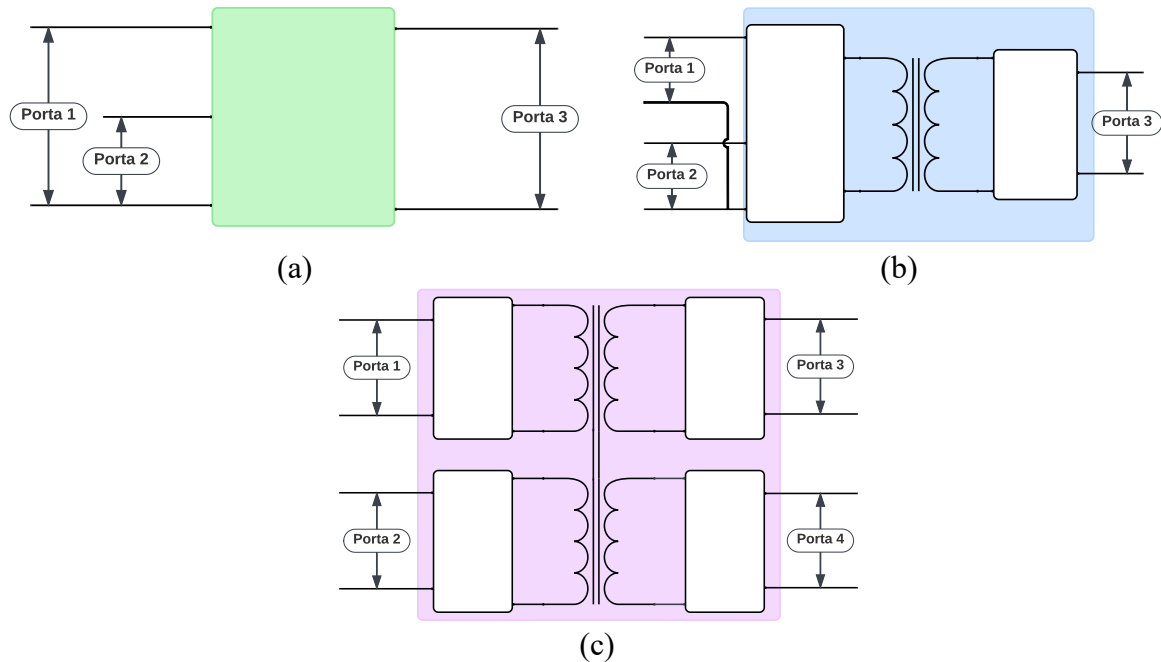
Figura 2.1 Classificações dos conversores multiportas.



Fonte: adaptada de (BHATTACHARJEE *et al.*, 2019).

A Figura 2.2 ilustra a estrutura esquemática típica de um conversor multiportas, evidenciando as variações correspondentes às topologias não isolados, parcialmente isolados e isolados. Esta diversidade topológica permite que os CMs sejam adaptáveis a uma ampla gama de aplicações, desde sistemas simples de baixa potência até sistemas complexos que requerem altos níveis de segurança e isolamento.

Figura 2.2 Estrutura esquemática típica de um conversor multiportas, dividida em três topologias: (a) não isolado; (b) parcialmente isolado e (c) isolado.



Fonte: próprio autor.

2.2.1 Células Básicas de Conversores Multiportas: Topologias Isoladas e Não Isoladas

As múltiplas portas de entrada/saída dos CMs são obtidas a partir da combinação sistemática de células básicas de conversão, tais como a célula de fonte pulsante (*Pulsating Source Cell* – PSC), o indutor de elo em corrente contínua (*DC-Link Inductor* – DLI), o capacitor de elo em corrente contínua (*DC-Link Capacitor* – DLC) e a célula de filtragem (*Filter Cell* – FC).

É importante ressaltar que essas células não constituem conversores completos de forma isolada, mas sim blocos funcionais elementares, cuja combinação adequada resulta em conversores CC-CC clássicos, como *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *flyback*. Por exemplo, a realização de um conversor *buck* convencional pode ser interpretada como a associação coordenada de: (i) uma PSC responsável pela geração de uma tensão pulsada, (ii) um indutor de elo CC (DLI), que garante a continuidade da corrente, e (iii) uma célula de filtragem capacitiva (C-FC), responsável pelo condicionamento da tensão de saída.

No contexto dos CMs, essa abordagem baseada em células é estendida de forma sistemática, permitindo que múltiplas células de fonte pulsante (PSCs) e células de filtragem (FCs) sejam interligadas por meio de elementos de elo comuns ou de transformadores/indutores acoplados, viabilizando a implementação de estruturas com múltiplas entradas e múltiplas saídas. De forma complementar, uma característica distintiva dos CMs não isolados é a presença dos elementos de elo em CC, representados pelo DLI ou pelo DLC, cuja utilização e

posicionamento dependem diretamente da arquitetura adotada e da natureza das células interconectadas. Em contraste, os CMs isolados empregam transformadores ou indutores acoplados como elementos de isolamento galvânica, os quais assumem simultaneamente o papel de elo energético entre as portas e de adaptação dos níveis de tensão e corrente.

Essas células são combinadas de forma criteriosa em função dos níveis de tensão e corrente associados a cada porta, bem como da interação energética desejada entre elas, permitindo a obtenção de diferentes arranjos estruturais sem modificar o princípio fundamental de operação que o caracteriza.

A estrutura geral dos CMs pode, portanto, ser descrita como o acoplamento de múltiplas PSCs e FCs a um elemento intermediário comum — seja ele um elo CC ou um transformador/indutor acoplado — em conjunto com os dispositivos de comutação necessários ao controle do fluxo de potência entre as portas. Essa organização estrutural permite a interconexão das diferentes entradas e saídas, conforme ilustrado na Figura 2.3.

As PSCs e FCs podem ser classificadas, de acordo com a variável elétrica predominante em sua interface, em células do tipo tensão e células do tipo corrente. As células do tipo tensão incluem as células de fonte de tensão pulsante (*Pulsating Voltage Source Cell* – PVSC) e as células de filtragem capacitiva (C-FC), sendo caracterizadas pela imposição ou condicionamento da tensão. Por outro lado, as células do tipo corrente são compostas pelas células de fonte de corrente pulsante (*Pulsating Current Source Cell* – PCSC) e pelas células de filtragem indutor-capacitor (LC-FC), estando associadas à imposição ou ao condicionamento da corrente (LI *et al.*, 2010; LIU *et al.*, 2009). Para garantir a compatibilidade entre as células, as do tipo tensão devem ser interconectadas através do DLI, enquanto as do tipo corrente devem ser interconectadas pelo DLC.

A PVSC é constituída por uma fonte de tensão CC e um conjunto de interruptores, gerando uma tensão de onda pulsada de alta frequência. O valor da tensão terminal da PVSC é não nulo quando o interruptor está ligado e zero quando o interruptor está desligado. A potência fornecida pode ser controlada através da atuação do interruptor.

De forma análoga, a PCSC é composta por uma fonte de corrente CC e um conjunto de interruptores, produzindo uma corrente pulsante. Quando o interruptor está ligado, a corrente de saída é nula, e quando o interruptor está desligado, a corrente de saída assume um valor não nulo. O controle do fluxo de potência é realizado pelo acionamento do interruptor. É importante ressaltar que, na prática, a fonte de corrente CC associada à PCSC não é ideal, sendo implementada por uma fonte de tensão CC em série com um indutor. Nessa condição, caso o PCSC seja desconectado do circuito por um período prolongado com o interruptor mantido

acionado, a energia armazenada no indutor pode resultar em sobrecorrente, acarretando a sobrecarga e a consequente falha dos dispositivos semicondutores.

As PSCs, tanto isoladas quanto não isoladas, constituem assim os blocos fundamentais para a síntese estrutural de conversores multiportas, permitindo que conversores clássicos sejam reinterpretados como arranjos específicos dessas células e, conseqüentemente, generalizados para arquiteturas multiportas com diferentes níveis de isolamento, número de entradas e número de saídas.

A Figura 2.4 (a), (b) e (c) ilustra três exemplos de células de fonte de tensão pulsante (PVSCs) não isoladas, derivadas dos conversores *buck*, *Ćuk* e *Zeta*. Por outro lado, a Figura 2.4 (d), (e) e (f) apresenta três exemplos de células de fonte de corrente pulsante (PCSCs) não isoladas, baseadas nos conversores *boost*, *buck-boost* e *SEPIC*.

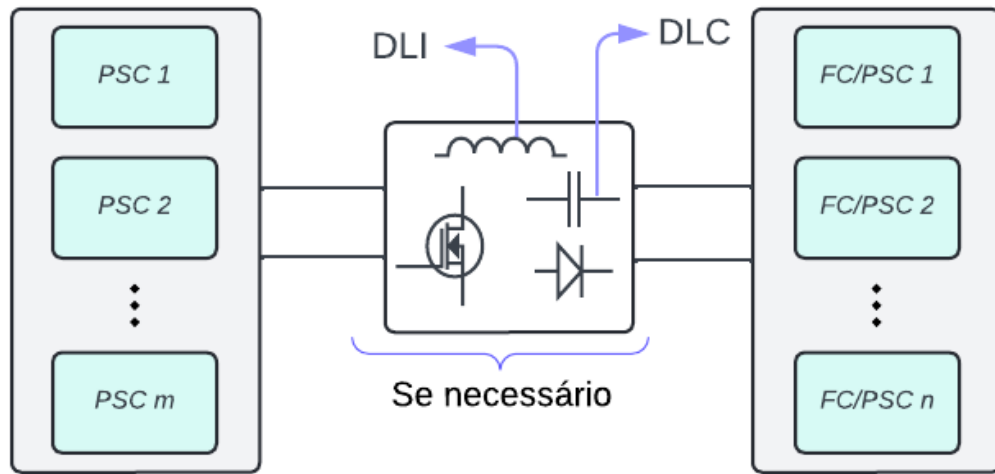
Além das seis PSCs não isoladas mencionadas, seis PSCs isoladas também são apresentadas, proporcionando uma visão abrangente das diferentes topologias disponíveis. A Figura 2.5 (a), (b) e (c) exibe três PVSCs isoladas: o *buck* isolado em ponte completa, o *buck* isolado em *push-pull* e o *forward*. Estas topologias incorporam transformadores para proporcionar isolamento galvânico entre a entrada e a saída, oferecendo maior segurança e flexibilidade no projeto do conversor.

Da mesma forma, a Figura 2.5 (d), (e) e (f) apresenta três PCSCs isoladas: o *boost* isolado em ponte completa, o *boost* isolado em *push-pull* e o *flyback*. Estas células utilizam transformadores/indutores acoplados para fornecer isolamento galvânico e adaptar os níveis de tensão e corrente entre a entrada e a saída.

As PSCs isoladas e não isoladas apresentadas formam a base para a construção de CMs com diferentes níveis de isolamento e configurações de entrada e saída. A escolha entre células isoladas e não isoladas depende dos requisitos específicos da aplicação, como segurança, regulamentações, eficiência e densidade de potência. Os CMs não isolados são geralmente mais simples e eficientes, enquanto os CMs isolados oferecem maior proteção e flexibilidade no projeto do sistema.

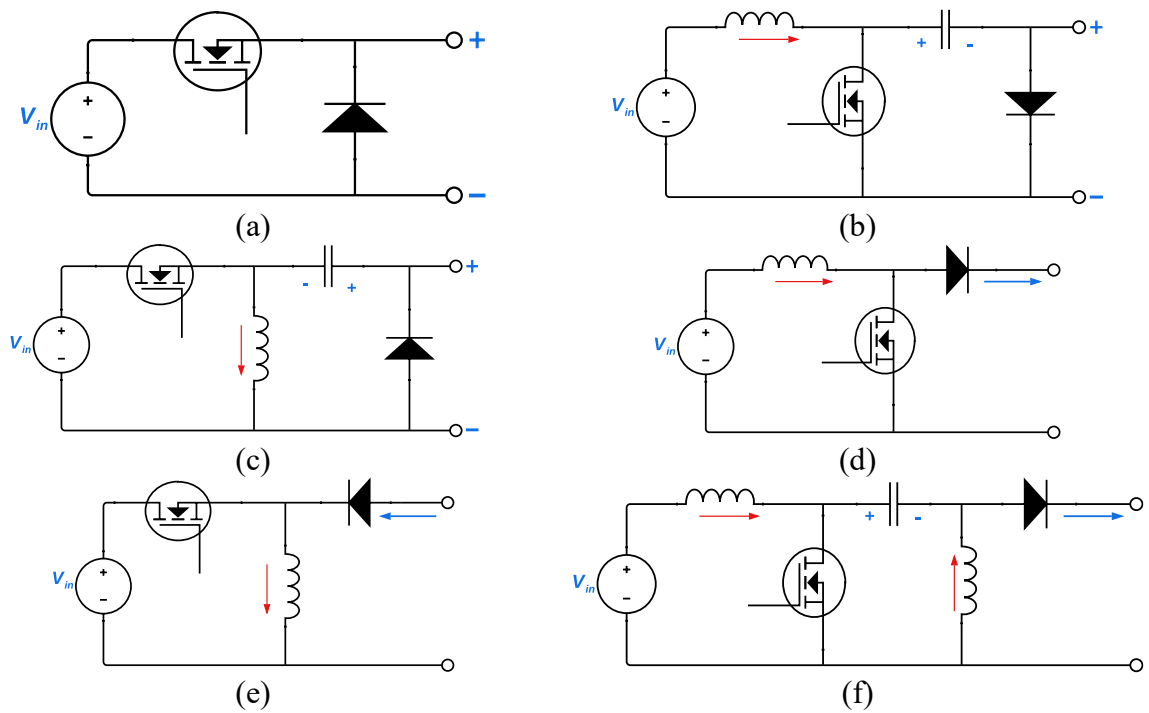
A combinação estratégica dessas PSCs com as células de filtro (FCs), indutores de elo CC (DLI), capacitores de elo CC (DLC) e transformadores/indutores acoplados permite a criação de uma ampla variedade de topologias de CMs, adaptadas às necessidades específicas de cada aplicação. Essa flexibilidade torna os CMs uma solução atraente para sistemas de energia com múltiplas fontes e cargas, possibilitando a integração eficiente e o gerenciamento de diferentes recursos energéticos.

Figura 2.3 Estrutura genérica dos CMs por meio das células básicas.



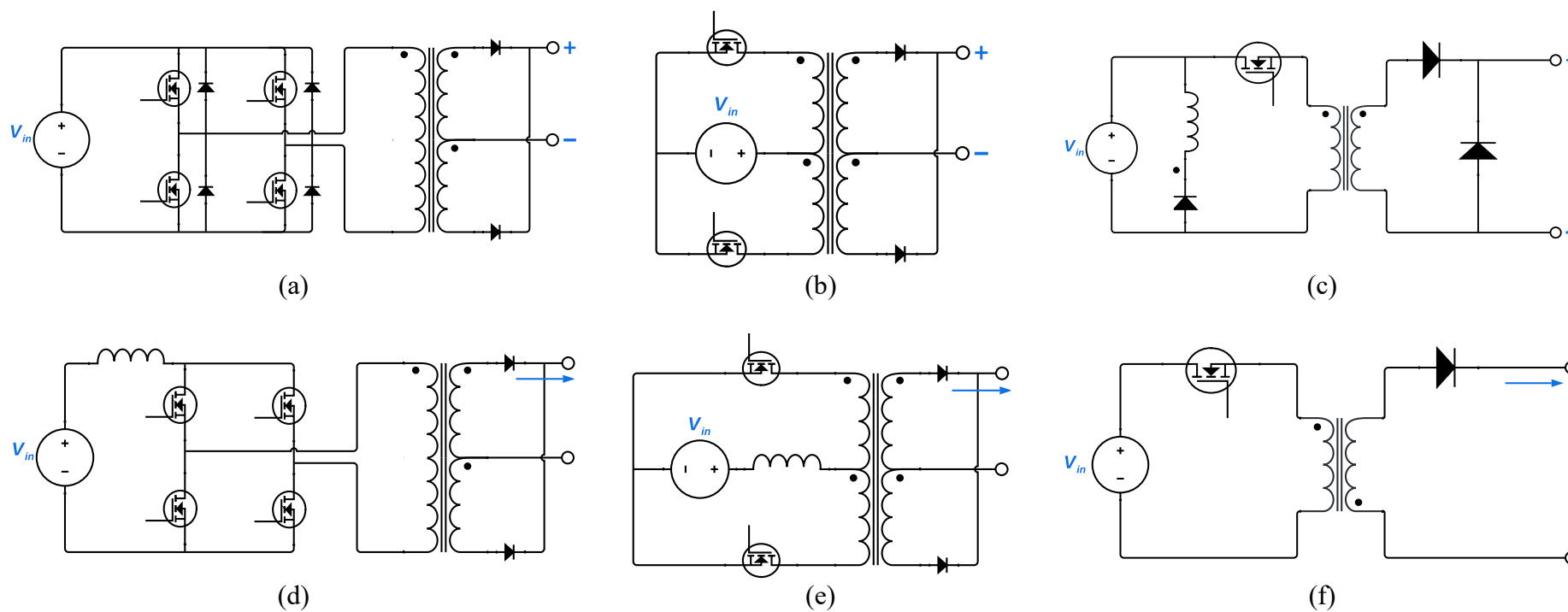
Fonte: próprio autor.

Figura 2.4 Células básicas não isoladas: PVSCs: (a) buck; (b) Cúk e (c) Zeta; PCSCs: (d) boost; (e) buck-boost e (f) SEPIC.



Fonte: próprio autor.

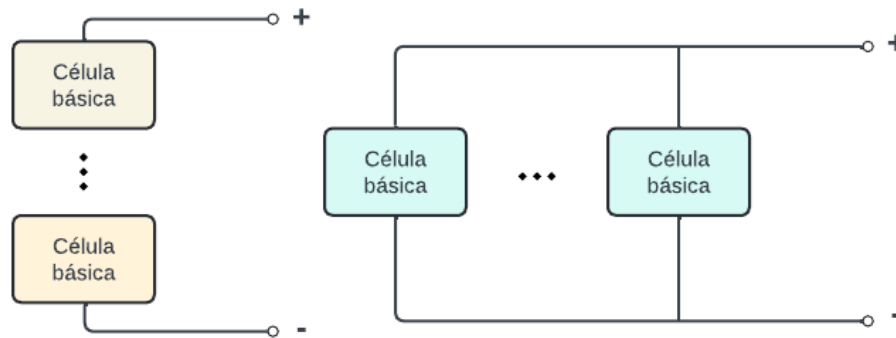
Figura 2.5 Células básicas isoladas: PVSCs: (a) *buck* isolado em ponte completa; (b) *buck* isolado em *push-pull* e (c) *forward*; PCSCs: (d) *boost* isolado em ponte completa; (e) *boost* isolado em *push-pull* e (f) *flyback*.



Fonte: próprio autor.

As PSCs e FCs podem ser conectadas em série ou em paralelo, Figura 2.6, para formar estruturas de múltiplas entradas e saídas nos CMs. No entanto, cada tipo de célula requer arranjos específicos de interruptores para evitar problemas de conexão direta e garantir o funcionamento adequado do sistema.

Figura 2.6 Combinação em série e paralelo.



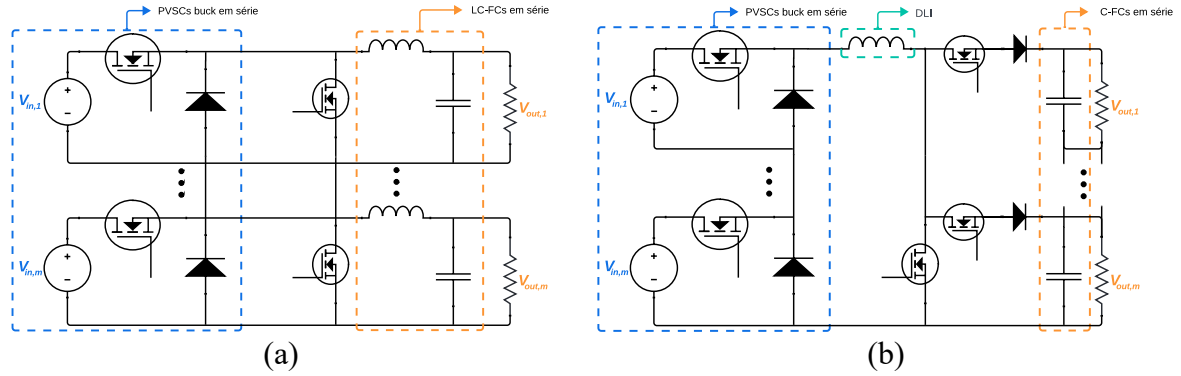
Fonte: próprio autor.

Nas configurações em série de múltiplas células de fonte de tensão pulsante (PVSCs), as células podem fornecer energia de forma individual ou simultânea, dependendo da estratégia de controle adotada. Em contrapartida, nas configurações em paralelo, torna-se necessário um arranjo adequado de interruptores a fim de evitar a conexão direta entre as PVSCs, uma vez que essas células podem apresentar diferentes níveis de tensão em seus terminais. Esta consideração é particularmente relevante em topologias não isoladas, nas quais a ausência de isolamento galvânica entre as células impõe a adoção de medidas adicionais para assegurar a compatibilidade elétrica e prevenir condições de curto-circuito.

De maneira análoga, múltiplas células de fonte de corrente pulsante (PCSCs) podem ser conectadas em série, desde que apenas uma PCSC esteja fornecendo energia em um dado intervalo de operação, sendo empregados interruptores adicionais para isolar as demais células. Já nas configurações em paralelo, as PCSCs podem fornecer energia de forma individual ou simultânea, sem a necessidade de restrições adicionais quanto à compatibilidade de corrente.

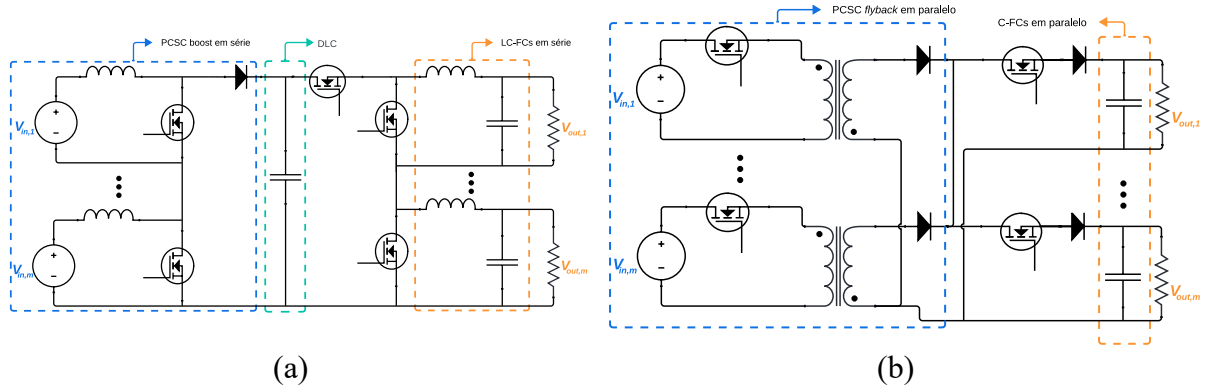
A Figura 2.7 e Figura 2.8 apresentam conversores MIMO derivados da combinação de células básicas de conversão baseadas nos conversores elementares *buck*, *boost* e *flyback*. Além disso, as figuras mostram uma configuração que utiliza um DC-link e outra configuração que não utiliza o DC-link, bem como um exemplo de conversor isolado. De forma complementar, em (HUANG *et al.*, 2009; NNACHI *et al.*, 2023; SOLDADO-GUAMÁN *et al.*, 2023), são descritas famílias de conversores sintetizadas a partir da combinação sistemática de células básicas de conversão.

Figura 2.7 Conversores MIMO derivados do *buck*: (a) PVSCs *buck* em série e LC-FCs em série; (b) PVSCs *buck* em série e C-FCs em série, acoplados por DLI.



Fonte: próprio autor.

Figura 2.8 Conversores MIMO: (a) PCSC *boost* em série e LC-FCs em série, acoplados por DLC; (b) PCSC flyback em paralelo e C-FCs em paralelo.



Fonte: próprio autor.

2.2.2 Topologias Não Isoladas

Topologias não isoladas distinguem-se pela ausência de isolamento galvânico entre as portas (e.g., transformador de alta frequência). Em tais estruturas, as portas tipicamente compartilham uma mesma referência de potencial (terra comum), e a adequação dos níveis de tensão é obtida pela configuração de elementos como indutores e capacitores, bem como pela estratégia de modulação adotada. Por essa razão, são particularmente atrativas para aplicações de baixa e média tensão em que o isolamento não é requisito, uma vez que tende a resultar em menor contagem de componentes, redução de volume e alta eficiência. Em contrapartida, impõe desafios associados a requisitos de segurança, EMC/EMI e compatibilidade de referência quando da interconexão de equipamentos com terras distintos (FARAJDADIAN *et al.*, 2024; HARRISON *et al.*, 2024; SALAGIANNIS *et al.*, 2023).

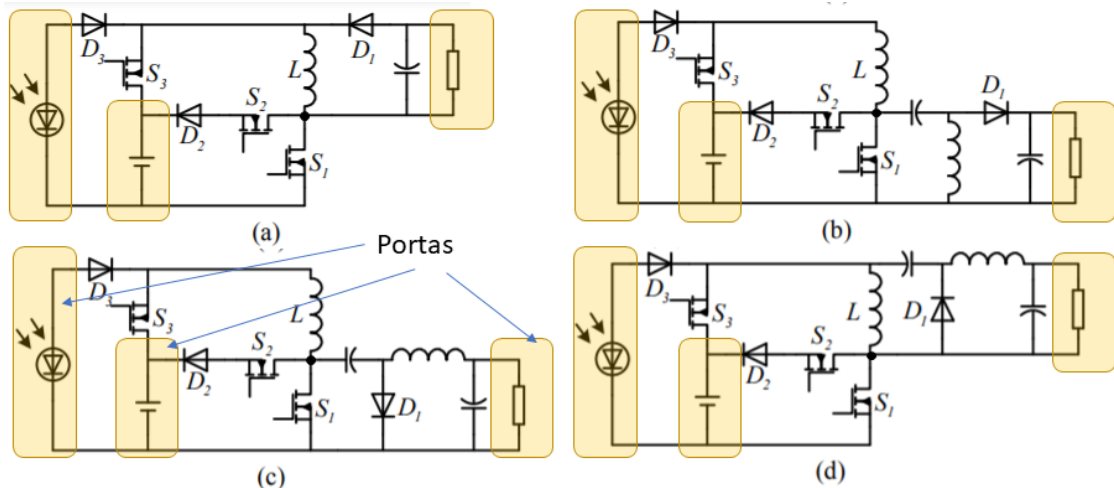
2.2.2.1 Portas de entradas/saídas combinadas

Consiste em uma combinação de células básicas de conversão não isoladas, como *buck*, *boost* e *buck-boost*, sem a incorporação de recursos ou funcionalidades adicionais, como

acoplamento magnético/capacitivo, capacidade de reconfiguração, entre outros. Em termos arquiteturais, essas topologias podem ser interpretadas como uma síntese direta de conversores CC-CC clássicos, na qual ocorre o compartilhamento parcial de elementos e/ou barramentos entre portas. Essa abordagem, em geral, reduz custo e complexidade; contudo, pode restringir os graus de liberdade de controle e limitar a bidirecionalidade na transferência de potência entre portas (FARAJDADIAN *et al.*, 2024). Alguns modelos com três portas utilizando a combinação de células básicas foram apresentados pelo autor (BHATTACHARYA *et al.*, 2023; GAO *et al.*, 2023; SALAGIANNIS *et al.*, 2023; WU; CHEN; *et al.*, 2011; WU; XING; *et al.*, 2011). No entanto, estas estruturas apresentadas permitem apenas a obtenção de fluxo de potência unidirecional. Essa limitação é recorrente em topologias não isoladas mais elementares, nas quais a viabilização do fluxo reverso frequentemente requer a incorporação de células bidirecionais dedicadas e/ou rearranjos no esquema de comutação, com impacto direto tanto na contagem de semicondutores quanto na complexidade do controle (SALAGIANNIS *et al.*, 2023). Para superar essa limitação, os autores em (ZHANG *et al.*, 2016) propõem células de comutação bidirecionais para carga e descarga de baterias. Além disso, outros trabalhos relataram conceitos semelhantes, nos quais as células básicas de conversão são associadas na forma de cascata, série ou outras combinações para implementar topologias de conversores não isolados de três portas (TOMAS-MANEZ *et al.*, 2016; WEN *et al.*, 2013).

Uma família de conversores de três portas não isoladas é apresentada na Figura 2.9, conforme proposto por (DING *et al.*, 2013), na qual são utilizadas uma carga, uma fonte renovável e uma bateria em suas portas. Outras configurações são apresentadas em (CHIEN *et al.*, 2013) e (ZHANG *et al.*, 2017).

Figura 2.9 CMs não isolados com célula bidirecional : (a) *Boost-Buck/Boost* CMs, (b) *Boost-SEPIC* CMs, (c) *Boost-Cuk* CMs, (d) *Boost-Zeta* CMs.



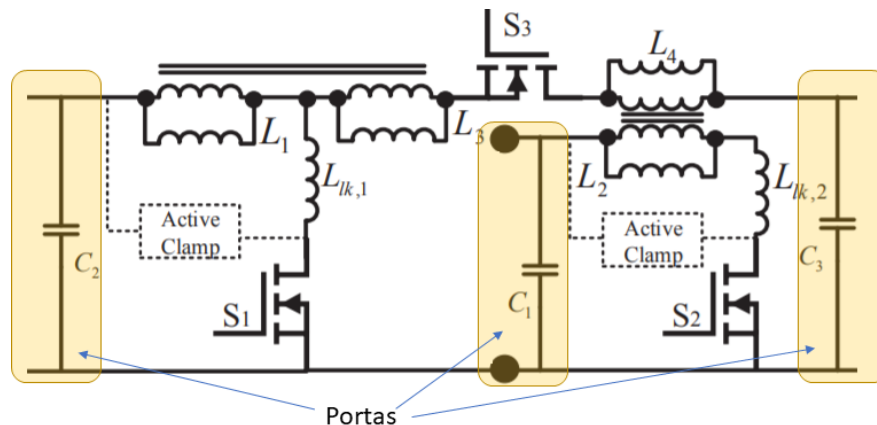
Fonte: adaptada de (DING *et al.*, 2013).

2.2.2.2 Portas com acoplamento magnético/capacitivo

Em (CHEN *et al.*, 2013), os autores propõem um conversor multiporta não isolado que combina conversores *boost*, conforme mostrado na Figura 2.10. Neste arranjo, os indutores *boost* são substituídos por indutores acoplados, proporcionando elevação do ganho de tensão e maior adequação a uma ampla faixa de tensão de entrada. Este arranjo é particularmente útil para fontes de energia renovável que operam em uma ampla faixa de tensão, pois permite atingir a tensão de barramento com razões cíclicas moderadas. Além disso, o emprego do indutor acoplado amplia o ganho estático sem deslocar a razão cíclica para regiões de operação desfavoráveis; contudo, a elevação do ganho tende a aumentar os esforços de tensão nos semicondutores, de modo que tipicamente se faz necessário incorporar técnicas adicionais de amortecimento e/ou grampeamento para limitar sobretensões e reduzir o estresse elétrico (FARAJDADIAN *et al.*, 2024; SALAGIANNIS *et al.*, 2023).

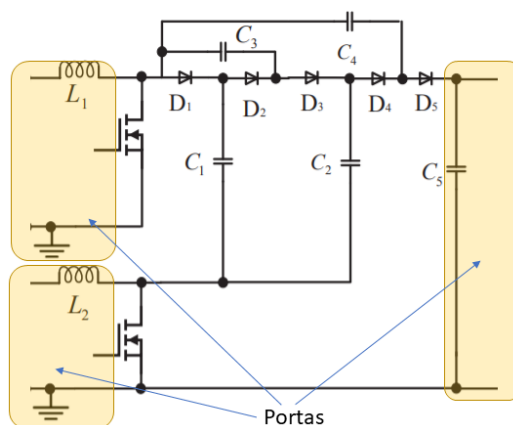
O acoplamento capacitivo foi utilizado em (PRABHALA *et al.*, 2015), conforme apresentado na Figura 2.11. Neste estudo, as portas de entrada foram combinadas por meio do acoplamento capacitivo de dois estágios *boost*. O acoplamento capacitivo baseia-se nos princípios do circuito multiplicador de tensão (*charge pump circuit*) e multiplica a tensão de saída com base no número de estágios multiplicadores de diodo-capacitor. Embora eficiente para elevação de tensão, o emprego de células capacitivas de multiplicação em maior quantidade tende a aumentar a contagem de componentes (diodos/capacitores) e as perdas, e pode elevar o esforço de tensão nos semicondutores, devendo ser ponderado no compromisso ganho–eficiência–densidade de potência (FARAJDADIAN *et al.*, 2024; SALAGIANNIS *et al.*, 2023).

Figura 2.10 CMs com conversor *boost* em cascata e indutor acoplado.



Fonte: adaptada de (CHEN *et al.*, 2013).

Figura 2.11 CMs de duplo estágio *boost* com multiplicador de tensão capacitivo.



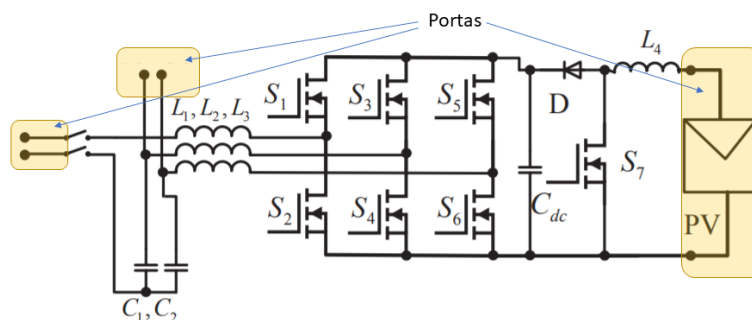
Fonte: adaptada de (PRABHALA *et al.*, 2015).

2.2.2.3 Portas Reconfiguráveis

Apresentam vantagens como estrutura compacta, maior eficiência e densidade de potência devido ao uso de menos componentes, como interruptores ativos e passivos. No entanto, possuem limitações em termos de flexibilidade, oferecendo geralmente apenas fluxo de potência unidirecional, restringindo a possibilidade de fluxo bidirecional entre as portas sem modificações adicionais no circuito; confiabilidade, pois a reconfiguração das portas é realizada por dispositivos de comutação lenta, como relés ou disjuntores, que podem introduzir transições não confiáveis entre os modos de operações, reduzindo a confiabilidade geral do sistema; e complexidade de controle, com desafios relacionados às transições suaves entre diferentes modos de operação, devido ao uso desses dispositivos de comutação lenta. Em síntese, trata-se de um compromisso típico entre simplicidade estrutural e flexibilidade operacional (HARRISON *et al.*, 2024).

A Figura 2.12 ilustra a configuração de portas reconfiguráveis proposta por (SHEN *et al.*, 2012). Adicionalmente, (GUMMI *et al.*, 2009) apresenta uma topologia trifásica mais complexa, que também se alinha ao conceito de portas reconfiguráveis.

Figura 2.12 Conversor reconfigurável monofásico de estágio único CC-CA.



Fonte: adaptada de (SHEN *et al.*, 2012).

2.2.3 Topologias Parcialmente Isoladas

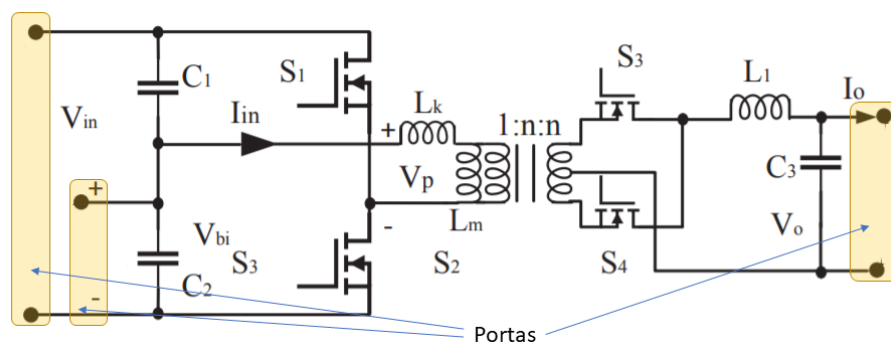
Topologias parcialmente isoladas representam um compromisso entre topologias não isoladas e totalmente isoladas: tipicamente fornecem isolamento galvânico apenas entre subconjuntos de portas, preservando parte das vantagens de redução de componentes, ao custo de não garantir isolamento entre todas as interfaces (FARAJDADIAN *et al.*, 2024; HARRISON *et al.*, 2024).

2.2.3.1 Portas conectadas ao transformador de dois enrolamentos

Esta configuração utiliza um transformador de dois enrolamentos para fornecer isolamento entre as portas, sendo que duas portas não são isoladas entre si, enquanto a terceira porta é isolada das demais. Em (WU; CHEN; *et al.*, 2011) propuseram uma configuração para obtenção de uma topologia parcialmente isolada. Outra abordagem distinta para alcançar o mesmo objetivo foi sugerida por (AL-ATRASH *et al.*, 2007), enriquecendo as possibilidades de implementação deste tipo de topologia. Revisões recentes indicam que esse arranjo é recorrente quando se deseja isolar apenas a interface com a carga ou com um barramento específico, mantendo acoplamento direto entre as demais portas por razões de custo, eficiência e simplicidade (FARAJDADIAN *et al.*, 2024).

Conforme ilustrado na Figura 2.13, esta configuração, baseada na combinação dos conversores *half-bridge* and *forward* com grampeamento ativo, possui três portas: porta 1, porta 2 (saída) e porta 3 (bidirecional). No entanto, a implementação de um fluxo de energia contínuo e suave de ou para a porta bidirecional pode ser desafiadora devido às restrições impostas pela estratégia de controle. Além disso, a inclusão do transformador de dois enrolamentos e a necessidade de interruptores adicionais para o controle independente das portas podem aumentar o número total de componentes do conversor, afetando o custo e a densidade de potência.

Figura 2.13 Topologia de duas portas parcialmente isoladas.



Fonte: adaptada de (WU; CHEN; *et al.*, 2011).

2.2.4 Topologias Isoladas

Topologias isoladas empregam transformadores de alta frequência para prover isolamento galvânico e facilitar a adaptação de níveis de tensão entre portas, sendo frequentemente preferidas quando requisitos normativos de segurança e/ou integração entre domínios elétricos distintos são mandatórios; em contrapartida, o transformador e os circuitos associados tendem a elevar custo, volume e complexidade (FARAJDADIAN *et al.*, 2024; HARRISON *et al.*, 2024).

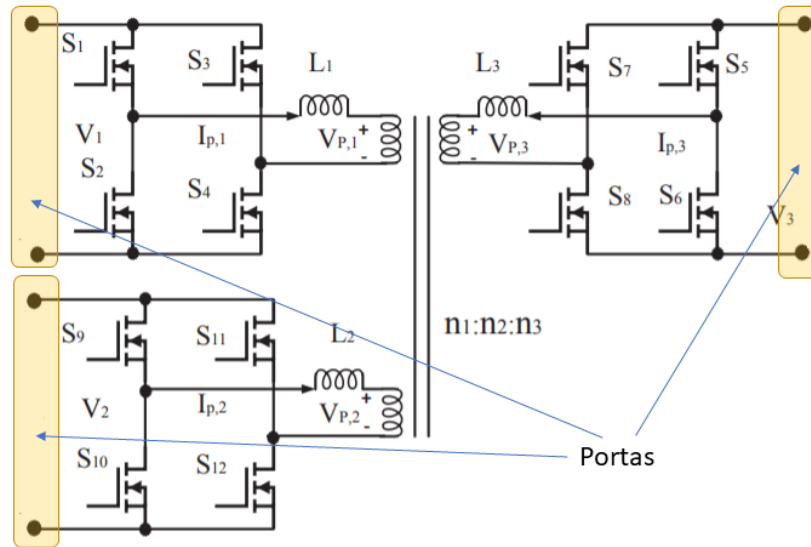
2.2.4.1 Portas conectadas ao transformador de múltiplos enrolamentos

Todas as portas são isoladas galvanicamente usando um transformador de múltiplos enrolamentos. Esta categoria inclui arquiteturas do tipo Multi-Active Bridge, nas quais diferentes portas são conectadas a enrolamentos distintos e o fluxo de potência é regulado por modulação por defasagem (*phase-shift*) entre tensões de alta frequência, permitindo bidirecionalidade e elevada densidade de potência (KOOHI *et al.*, 2023).

Em (LIU *et al.*, 2006), o autor aborda o desenvolvimento de um conversor CC-CC multiportas de alta densidade de potência, que utiliza um transformador de múltiplos enrolamentos para combinar diferentes fontes de energia e fornecer isolamento elétrico. Este conversor permite o fluxo bidirecional de potência e implementa a comutação suave de forma natural, sem a necessidade de dispositivos auxiliares. Ressalta-se, ainda, que, na literatura recente também aponta como desafio central o desacoplamento do fluxo de potência entre múltiplas portas (*cross-coupling*), o que motiva técnicas específicas de desacoplamento e estratégias de controle (KOOHI *et al.*, 2023).

Conforme mostrado na Figura 2.14, um arranjo de *half-bridge* ou *full-bridge* pode ser usado para o estágio de conversão de CC para onda quadrada CA. Esta configuração permite que a energia CA de alta frequência flua através do transformador, resultando em uma alta utilização do núcleo do transformador quando comparada a topologias de terminação única, como conversores derivados de *buck* ou *boost*. Adicionalmente, em CMs isolados, é recorrente conectar cada porta a um enrolamento dedicado de um transformador de alta frequência com múltiplos enrolamentos, o que facilita a adequação dos níveis de tensão (redução/elevação) de forma conveniente para cada interface. Em contrapartida, o projeto do transformador multi-enrolamento e a formulação de um modelo equivalente, com parâmetros mensuráveis, introduzem maior complexidade (FARAJDADIAN *et al.*, 2024).

Figura 2.14 CMs, conversor dual active bridge (DAB).

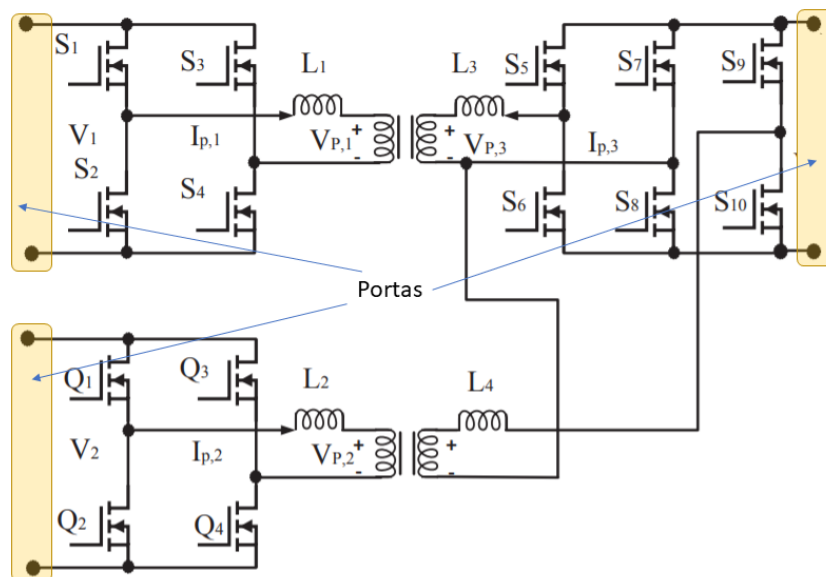


Fonte: adaptada de (KRISHNASWAMI *et al.*, 2009) e (LIU *et al.*, 2006).

2.2.4.2 Portas conectadas a vários transformadores

Nesta topologia, dois transformadores de ponte ativa dupla (*Dual Active Bridge – DAB*) são magneticamente acoplados e os enrolamentos secundários são combinados para formar um conversor de três portas, conforme mostrado na Figura 2.15. Essa abordagem pode favorecer modularidade e reduzir o acoplamento direto entre certas portas, porém normalmente aumenta a quantidade de componentes magnéticos e a complexidade de integração e controle (HARRISON *et al.*, 2024).

Figura 2.15 CMs, ponte ativa baseada em transformador duplo.



Fonte: adaptada de (ASA *et al.*, 2015).

2.3 Considerações finais

A revisão bibliográfica apresentada neste capítulo evidencia que os conversores CC-CC multiportas têm sido abordados na literatura a partir de diferentes configurações estruturais, definidas principalmente pelo nível de isolamento galvânica, pela forma de interconexão entre as portas e pelos elementos empregados na transferência de energia. Os trabalhos analisados também mostram que a interpretação dessas estruturas com base em células básicas de conversão constitui uma forma recorrente e útil de organização conceitual, pois permite compreender diferentes topologias a partir da combinação de células de fonte pulsante, células de filtragem e elementos de elo ou de acoplamento magnético.

Adicionalmente, a literatura revisada indica que as topologias não isoladas, parcialmente isoladas e isoladas apresentam características próprias, tanto do ponto de vista construtivo quanto operacional, refletindo diferentes possibilidades de integração entre fontes, sistemas de armazenamento e cargas. Nesse sentido, o conjunto de referências discutido ao longo do capítulo fornece uma visão geral das principais estruturas reportadas e dos fundamentos que sustentam o estudo dos conversores multiportas, constituindo, assim, o embasamento teórico necessário para a sequência do trabalho.

CAPÍTULO 03

3 EVOLUÇÃO ESTRUTURAL, OPERACIONAL E ANÁLISE DO CONVERSOR MULTIPORTAS PROPOSTO

3.1 Considerações iniciais

Este capítulo apresenta a evolução estrutural, operacional e analítica do conversor multiportas proposto. Inicialmente, são discutidas as topologias predecessoras e as modificações que conduzem à formulação da topologia proposta, destacando seus efeitos sobre o princípio de operação do conversor. Em seguida, é apresentada a nova forma de operação, na qual os processos de magnetização e desmagnetização do indutor acoplado ocorrem de forma individualizada por porta. Na sequência, são descritos os princípios de operação do conversor CC-CC *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas, adotado como prova de conceito, com detalhamento das etapas de carga e descarga do indutor acoplado. Por fim, desenvolve-se a análise quantitativa da topologia proposta, abrangendo a operação em regime permanente, a fronteira entre modo de condução contínua e modo de condução descontínua e a formulação do ganho estático para uma estrutura genérica de múltiplas portas, posteriormente aplicada à configuração de três portas adotada como prova de conceito.

3.2 Evolução Estrutural do Conversor Multiportas

O conversor apresentado na Figura 3.1(b) constitui uma evolução direta da topologia originalmente proposta por (DE CAMPOS *et al.*, 2017), conforme Figura 3.1(a), a qual foi concebida para operar em modo de condução descontínua (MCD). A principal modificação introduzida naquela etapa consistiu na reorganização estrutural do conversor e na operação em modo de condução contínua (MCC), característica preservada tanto na topologia da Figura 3.1(b), apresentada em (CARRIJO DE OLIVEIRA *et al.*, 2023), quanto na arquitetura proposta neste trabalho, Figura 3.1(c).

Essa reorganização estrutural possibilitou a redução do número de enrolamentos por porta, aspecto relevante do ponto de vista da eficiência, uma vez que o aumento das dimensões do núcleo magnético está associado à elevação das perdas no núcleo, assim como o acréscimo no número de enrolamentos implica maiores perdas ôhmicas nos condutores. Como contrapartida, essa simplificação do estágio magnético é alcançada à custa da utilização de um

maior número de dispositivos semicondutores, caracterizando um compromisso de projeto entre complexidade eletrônica e desempenho eletromagnético.

Considerando a Figura 3.1(b) como referência, o par de interruptores destacados em rosa é responsável pelo controle do fornecimento de energia, enquanto o par de interruptores destacados em verde atua no controle da absorção de energia. Neste arranjo, cada porta do conversor é composta por dois pares de interruptores ativos, sendo cada interruptor associado a um diodo em série, e cada par de interruptores é responsável, de forma complementar, por fornecer ou receber energia. Adicionalmente, por se tratar de uma topologia do tipo *flyback*, o indutor acoplado atua como elemento de armazenamento de energia magnética durante o intervalo em que o par de interruptores destacados em rosa se encontra em condução. Nesta condição, não há transferência de energia para as portas de saída, mesmo que o par de interruptores destacados em verde esteja acionado, uma vez que os diodos associados permanecem polarizados reversamente. Tal comportamento assegura que toda a energia seja temporariamente armazenada no indutor acoplado, evitando fluxos de potência indesejados durante a fase de magnetização.

Este princípio de operação permite que o conversor se comporte como um conversor CC-CC de fonte de corrente, viabilizando o fluxo bidirecional de potência entre as portas e possibilitando o controle seletivo da potência transferida, ao mesmo tempo em que mantém a polaridade das tensões CC independentemente da relação de espiras.

Apesar de funcionalmente robusta, essa solução impõe penalidades estruturais relevantes, uma vez que a inserção de um diodo em série em cada interruptor resulta em aumento das perdas por condução devido à queda de tensão direta, especialmente em aplicações de média e alta corrente. Além disso, o maior número de dispositivos semicondutores eleva o volume físico do conversor, dificulta o gerenciamento térmico e limita a densidade de potência alcançável, aspectos críticos em arquiteturas multiportas de alta integração.

A arquitetura proposta neste trabalho, apresentada na Figura 3.1(c), evidencia que o diodo em série associado ao interruptor da perna inferior, destacado em rosa, pode ser suprimido sem comprometer a integridade funcional do conversor nem sua operação em MCC.

Como consequência direta da eliminação do diodo em série, a topologia proposta apresenta ganhos estruturais e operacionais relevantes, dentre os quais se destacam:

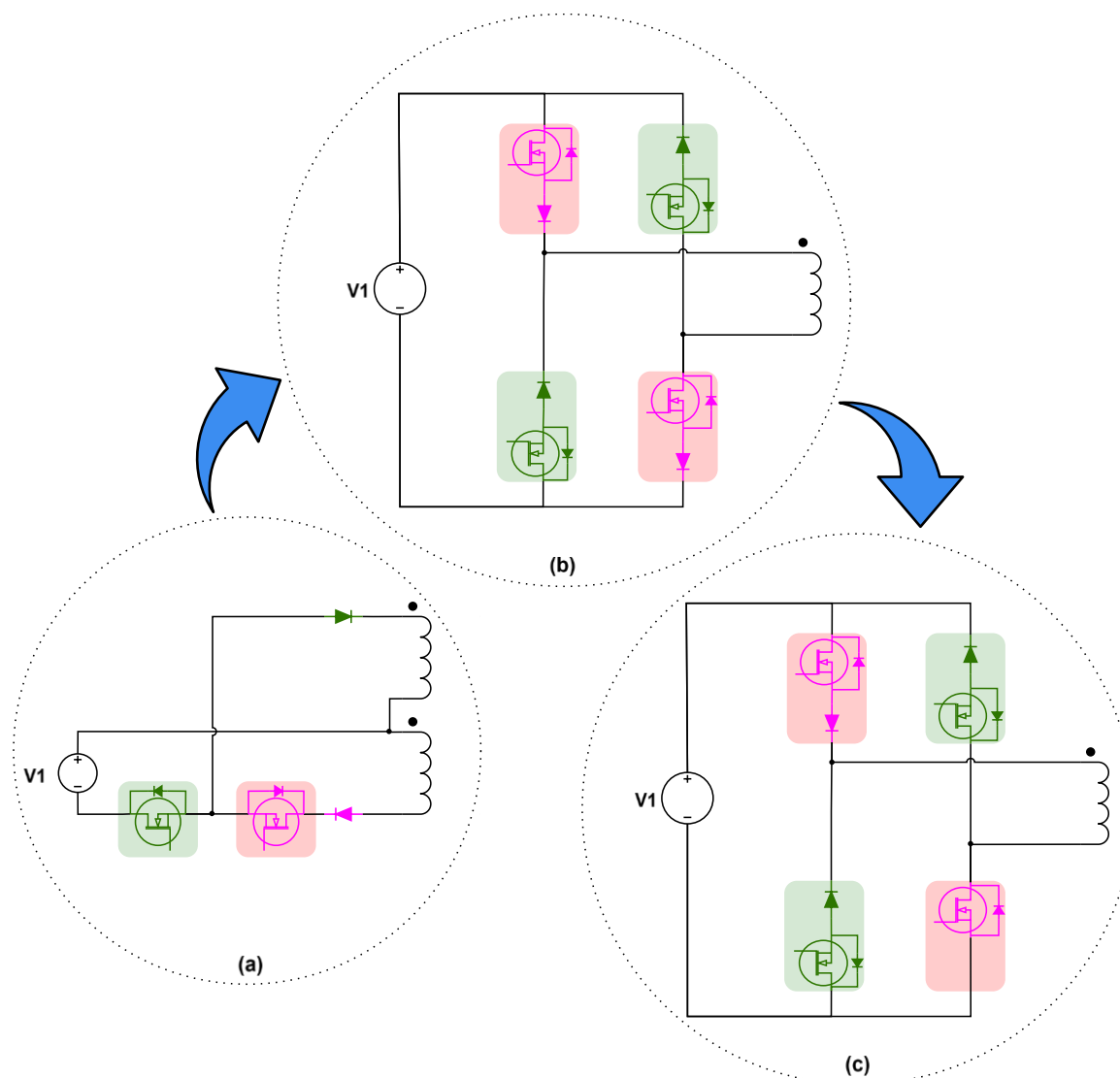
- redução do número total de dispositivos semicondutores;
- diminuição das perdas associadas à queda de tensão direta do diodo;
- simplificação do layout físico e do projeto térmico;
- aumento da densidade de potência.

Adicionalmente, cabe destacar que a topologia em análise apresenta elevada escalabilidade estrutural, permitindo a inclusão de um número arbitrário de enrolamentos no indutor acoplado, de acordo com os requisitos do sistema. Todavia, essa escalabilidade é limitada por considerações de eficiência, uma vez que o aumento do número de portas tende a reduzir a janela temporal disponível para o acionamento individual de cada porta dentro de um mesmo período de comutação. Como consequência, eleva-se o número de transições associadas ao processamento de energia no conversor, o que contribui para o aumento das perdas de comutação, das perdas no núcleo magnético e das perdas ôhmicas nos enrolamentos. Ainda assim, o conversor pode operar com n portas, sendo que os modos de operação e as estratégias de transferência de potência são definidos em função do número de enrolamentos disponíveis e da natureza dos sistemas conectados a cada porta. Cada porta pode ser associada não apenas a cargas em corrente contínua, mas também a fontes de energia, como arranjos fotovoltaicos (PV), sistemas de armazenamento por baterias (BESS) ou outros barramentos CC, viabilizando o intercâmbio bidirecional de potência entre diferentes domínios energéticos. Ressalta-se que a Figura 3.1 ilustra apenas uma configuração representativa, contendo uma única porta para cada topologia discutida, com o objetivo de facilitar a análise comparativa.

Nesse contexto, ao remover elementos redundantes e redefinir o princípio de operação e controle, a nova arquitetura preserva as características essenciais do conversor multiportas — tais como a bidirecionalidade do fluxo de potência, a operação em MCC e a flexibilidade de controle entre portas — ao mesmo tempo em que amplia as margens de projeto em termos de eficiência, densidade de potência e custo. Assim, a contribuição da Figura 3.1(c) não se limita à supressão de um componente específico, mas consiste na obtenção de uma configuração estruturalmente mais simples, sem perda das características operacionais centrais requeridas.

Sob a perspectiva desenvolvida até aqui, a análise esteve concentrada na constituição estrutural da topologia proposta e nas modificações introduzidas em relação às estruturas predecessoras, sem avançar, neste momento, para os desdobramentos associados à estratégia de acionamento. Assim, o objetivo desta seção foi delimitar a configuração do conversor, evidenciando a organização dos seus elementos constitutivos e a forma como a arquitetura resultante se distingue das topologias anteriores. Uma vez estabelecida essa base estrutural, torna-se possível examinar o conversor sob outra ótica, agora voltada à maneira pela qual a energia é processada e transferida entre as portas ao longo do período de comutação. É nesse contexto que a seção seguinte trata da evolução operacional do conversor multiportas.

Figura 3.1 Evolução Estrutural do Conversor Multiportas.



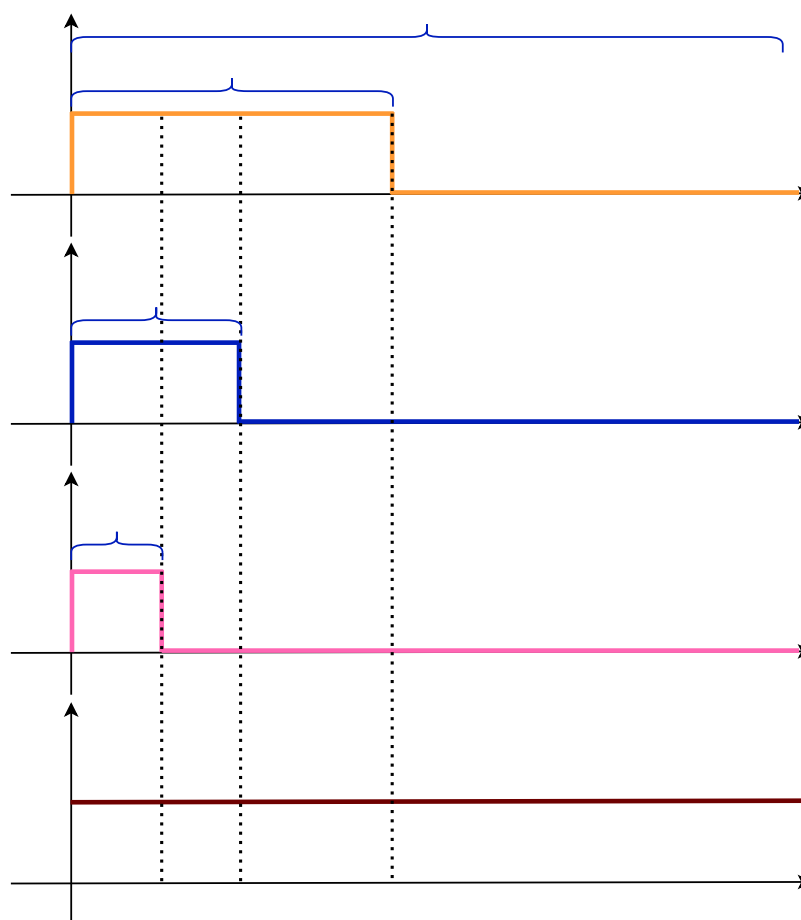
Fonte: O próprio autor.

3.3 Evolução Operacional do Conversor Multiportas

As topologias apresentadas nas Figuras 3.1(a) e 3.1(b) operam segundo um mesmo princípio fundamental, no qual as portas responsáveis pelo fornecimento de energia são acionadas de forma simultânea, cada uma com sua respectiva razão cíclica, definida em função da potência que a fonte conectada àquela porta deve fornecer ao sistema. Um aspecto central desse modo de operação é que os sinais de comando (*Pulse Width Modulation* - PWM) dos interruptores associados às portas fornecedoras de energia encontram-se em fase. Como consequência direta, o núcleo magnético do indutor acoplado é magnetizado simultaneamente pelas diferentes portas ativas.

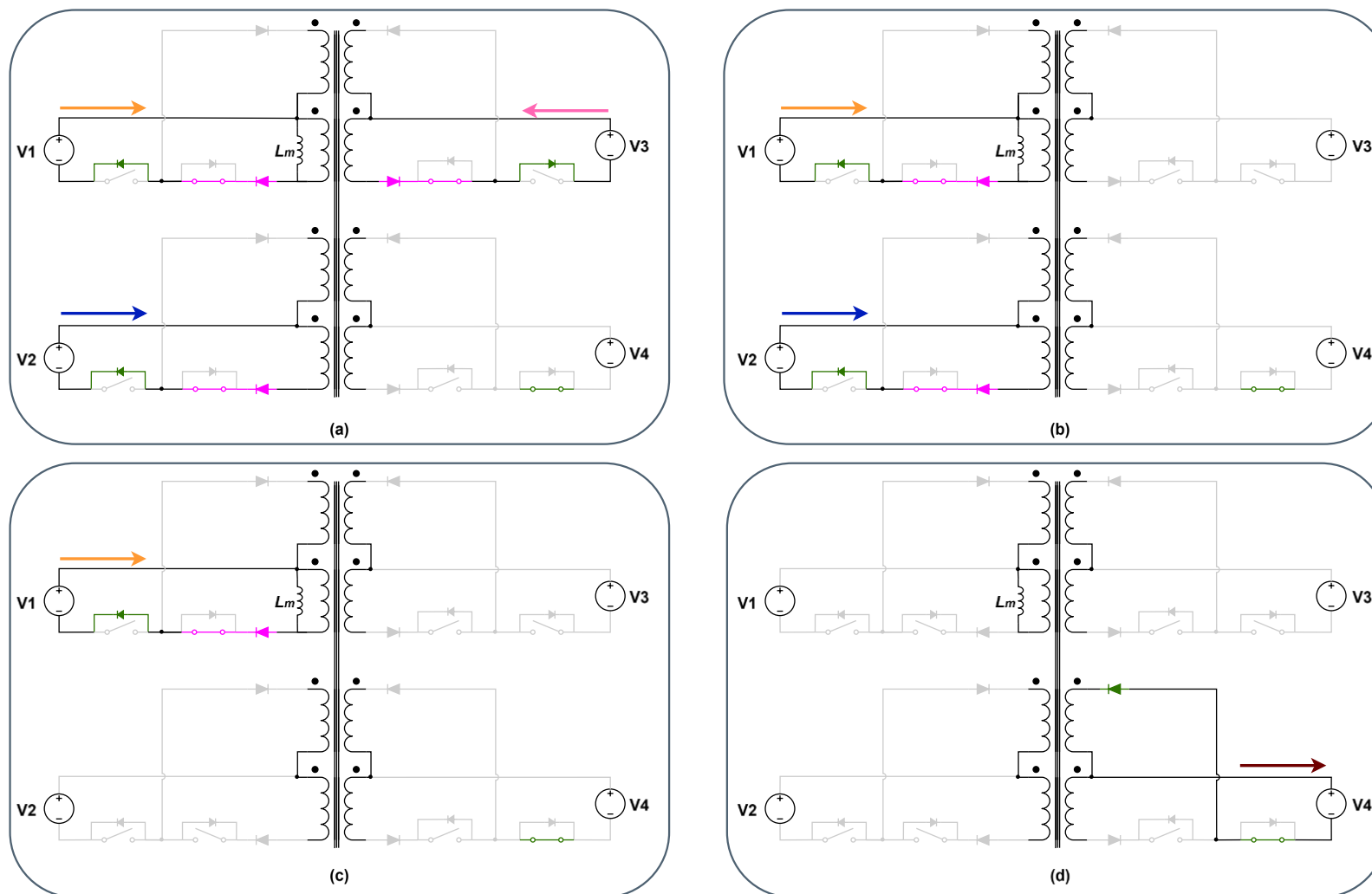
As Figuras 3.3 e 3.4 ilustram, para as topologias das Figuras 3.1(a) e 3.1(b), um exemplo com quatro portas, no qual as portas 1, 2 e 3 atuam simultaneamente como fornecedoras de energia, enquanto a porta 4 opera como receptora. Esse caso é adotado com o propósito de evidenciar o comportamento do conversor sob magnetização simultânea do núcleo, considerando-se os sinais de acionamento mostrados na Figura 3.2. Nessa condição, as razões cíclicas aplicadas aos interruptores destacados em rosa das portas 1, 2 e 3 são representadas, respectivamente, por PWM 1, PWM 2 e PWM 3, as quais se encontram em fase. Por sua vez, o interruptor destacado em verde da porta 4 permanece continuamente acionado, assegurando o caminho para a desmagnetização do núcleo. Contudo, durante a magnetização, não há transferência de energia para essa porta, pois o diodo em série permanece reversamente polarizado. Assim, a transferência somente se estabelece após o bloqueio da última porta fornecedora.

Figura 3.2 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores das portas 1, 2 e 3 (destacados em rosa), responsáveis pelo fornecimento de energia, e dos interruptores da porta 4 (destacado em verde), associado ao recebimento de energia.



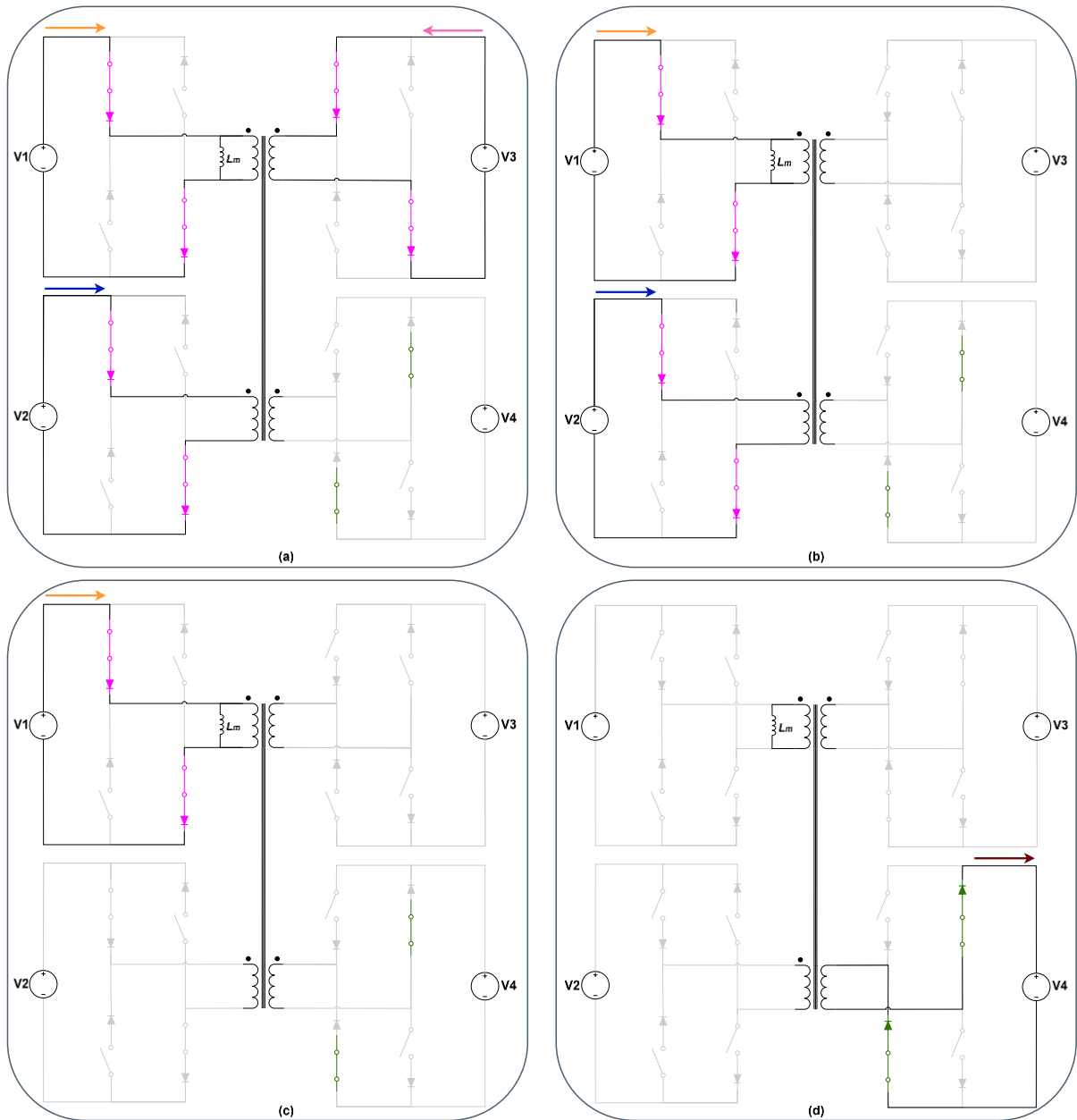
Fonte: O próprio autor.

Figura 3.3 Etapas de operação do conversor apresentado na Figura 3.1(a) com as portas 1, 2 e 3 fornecendo energia e a porta 4 recebendo energia.



Fonte: O próprio autor.

Figura 3.4 Etapas de operação do conversor apresentado na Figura 3.1(b) com as portas 1, 2 e 3 fornecendo energia e a porta 4 recebendo energia.

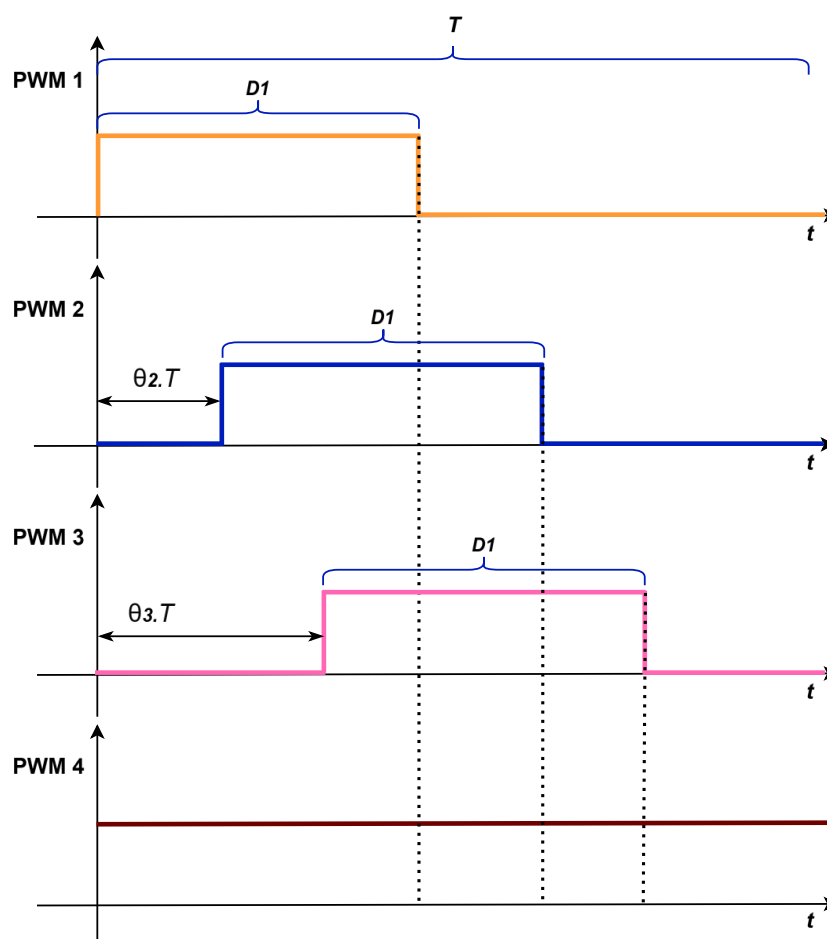


Fonte: O próprio autor.

Durante o descarregamento do núcleo magnético, ou seja, durante a fase de recebimento de energia, cada porta é acionada por meio de um deslocamento de fase com largura de pulso fixa, igual àquela da porta que fornece mais energia, sendo que a porta destinada a absorver a maior parcela de potência permanece continuamente acionada ao longo de todo o intervalo, enquanto a fase de acionamento das demais portas é controlada de modo a definir a fração de energia destinada a cada uma. No caso de três portas receptoras de energia, duas delas têm sua potência regulada exclusivamente pelo ajuste do deslocamento de fase, enquanto a terceira permanece integralmente conduzindo durante todo o intervalo.

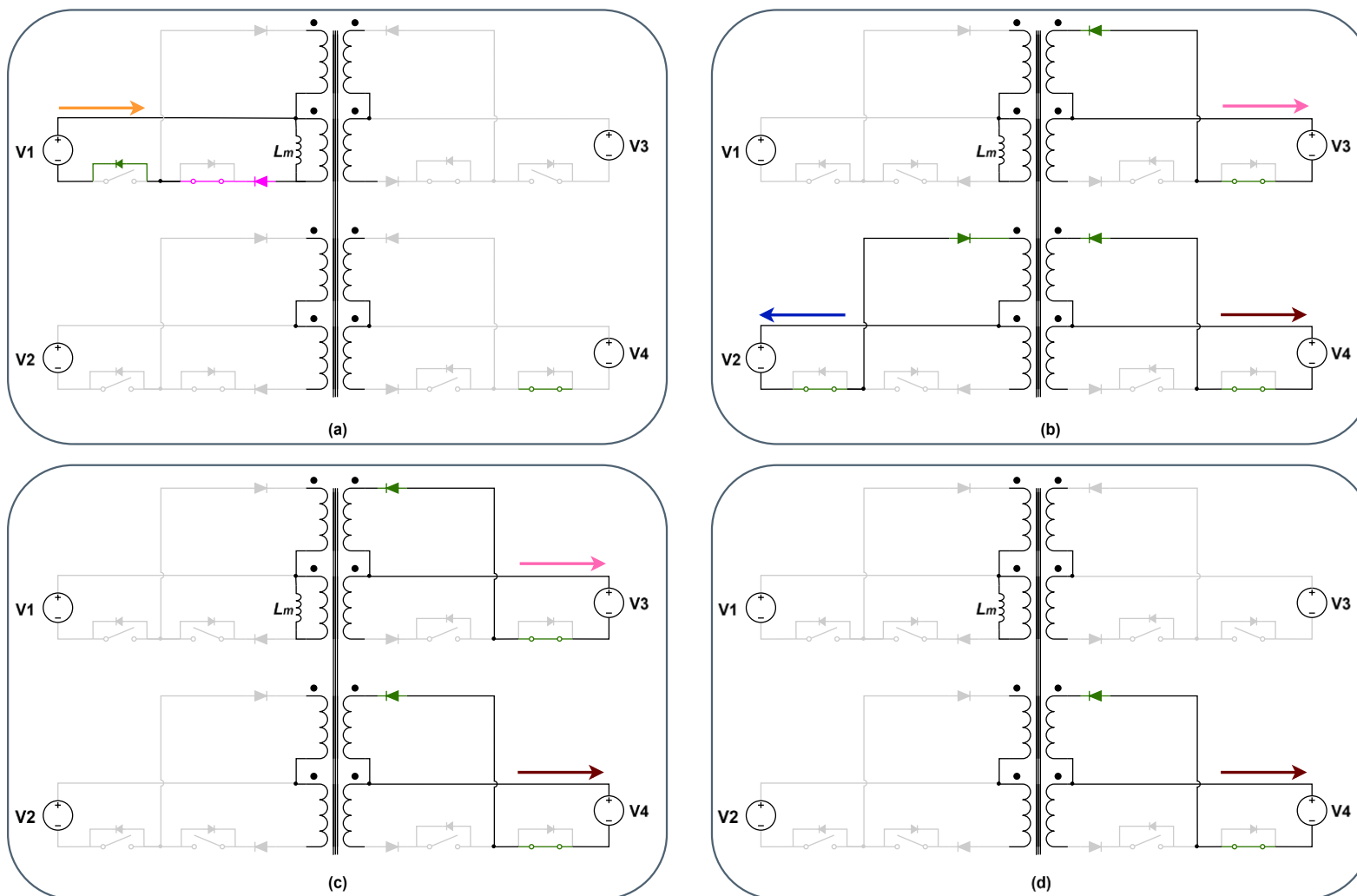
As Figuras 3.6 e 3.7 apresentam um exemplo de um conversor com quatro portas, no qual a porta 1 fornece energia, enquanto as portas 2, 3 e 4 a absorvem simultaneamente, para as duas topologias mostradas nas Figuras 3.1(a) e 3.1(b). Esse arranjo tem por objetivo ilustrar o comportamento do circuito durante a etapa de recebimento de energia, considerando os sinais de acionamento mostrados na Figura 3.5. Nessa condição, a porta 1, associada aos interruptores destacados em rosa, é comandada por sua respectiva razão cíclica, denotada por PWM 1, ao passo que as portas 2 e 3, associadas aos interruptores destacados em verde, têm sua participação na absorção de energia definida pelos respectivos deslocamentos de fase, mantida a mesma largura de pulso imposta por PWM 1, representados por PWM 2 e PWM 3. Já a porta 4 permanece continuamente acionada ao longo de todo o intervalo de operação, de modo a assegurar um caminho permanente para a desmagnetização do núcleo, sendo a fração de energia absorvida pela porta 4 definida indiretamente pelos deslocamentos de fase impostos às portas 2 e 3.

Figura 3.5 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores da porta 1 (destacados em rosa), responsáveis pelo fornecimento de energia, e das portas 2, 3 e 4 (destacados em verde), associadas ao recebimento de energia.



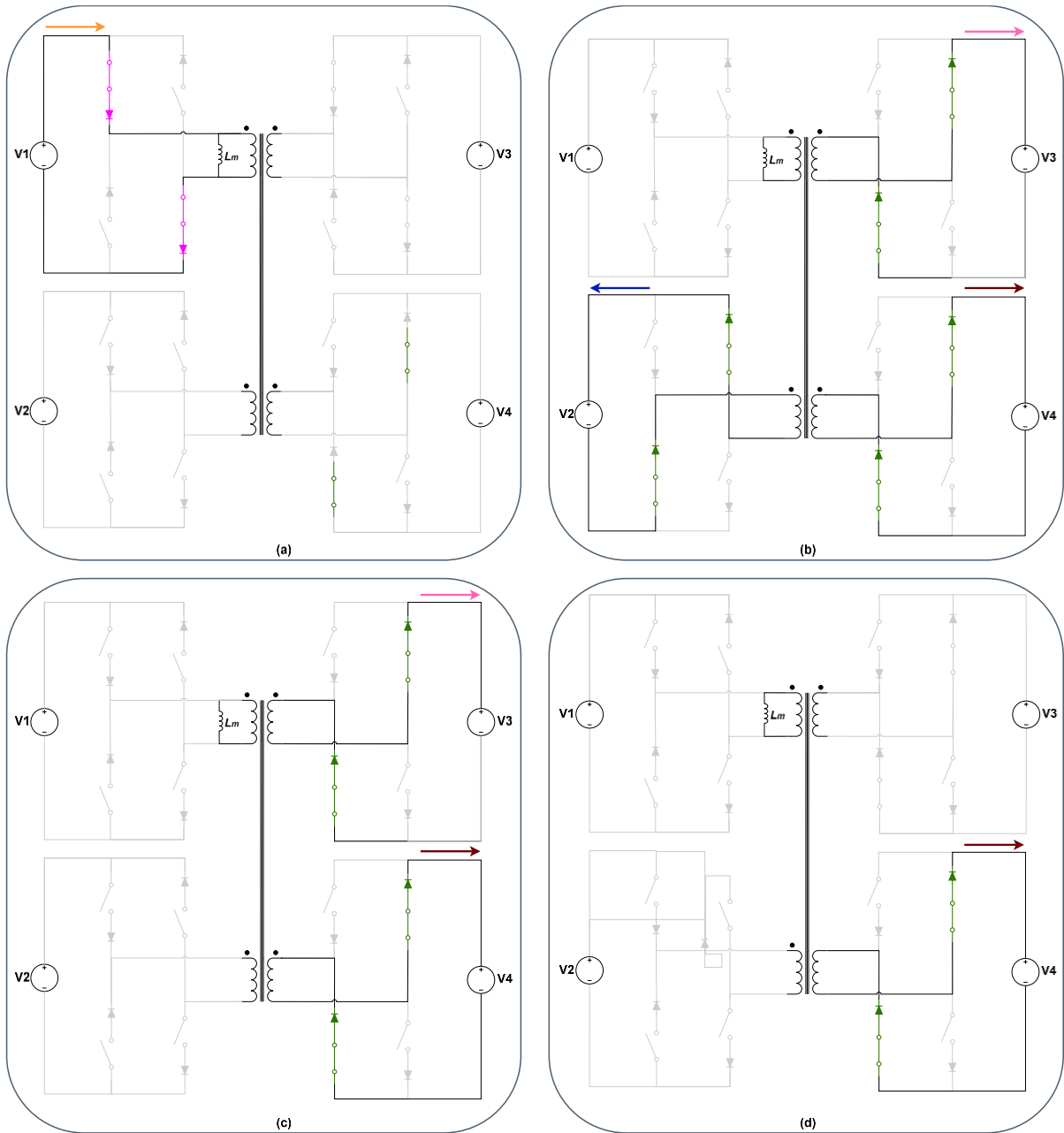
Fonte: O próprio autor.

Figura 3.6 Etapas de operação do conversor apresentado na Figura 3.1(a) com a porta 1 fornecendo energia e as portas 2, 3 e 4 recebendo energia.



Fonte: O próprio autor.

Figura 3.7 Etapas de operação do conversor apresentado na Figura 3.1(b) com a porta 1 fornecendo energia e as portas 2, 3 e 4 recebendo energia.



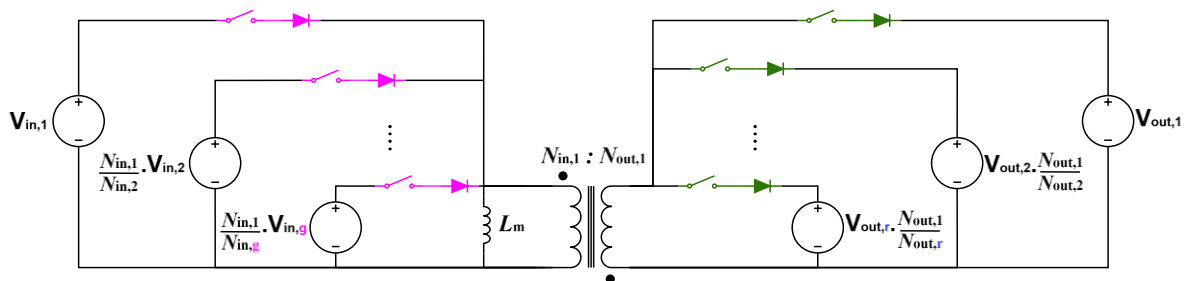
Fonte: O próprio autor.

Ao se refletirem as tensões das fontes fornecedoras conectadas às múltiplas portas para uma única porta de referência — por exemplo, a porta 1 — observa-se que essas fontes passam a operar de forma equivalente a uma conexão em paralelo. De modo análogo, ao refletirem-se as portas receptoras de energia para uma porta de referência — por exemplo, a porta 2 — verifica-se que tais portas também operam de maneira equivalente a uma associação em paralelo no domínio magnético, conforme ilustrado na Figura 3.8, que apresenta uma simplificação do circuito.

A fim de tornar a representação mais geral, a notação das tensões foi redefinida como $V_{in,1}, V_{in,2}, \dots$ para as portas fornecedoras e $V_{out,1}, V_{out,2}, \dots$ para as portas receptoras. Com isso, a análise deixa de depender da numeração física das portas e passa a identificar cada grandeza de acordo com a função energética desempenhada em cada condição de operação. Essa forma de representação facilita a reflexão das tensões para portas de referência e torna mais clara a separação entre o conjunto de portas fornecedoras e o conjunto de portas receptoras. Além disso, como a função de uma mesma porta pode variar conforme o modo de operação, uma mesma estrutura pode admitir representações distintas. Por essa razão, é mais adequado adotar como referência portas cuja função permaneça inalterada, pois isso evita ambiguidades e conduz a uma formulação analítica mais clara e genérica.

Nesse contexto, cada porta fornecedora pode ser modelada como uma fonte associada a um interruptor ativo em série com um diodo, caracterizando um comportamento típico de uma PVSC quando observado pelo terminal de conexão do indutor acoplado. De forma semelhante, cada porta receptora pode ser representada por um interruptor ativo em série com um diodo; entretanto, nesse caso, o conjunto caracteriza o comportamento típico de PCSC quando visto pelo terminal de conexão da carga.

Figura 3.8 Circuito equivalente simplificado no domínio magnético das portas fornecedoras e receptoras.



Fonte: O próprio autor.

A partir dessa reorganização do circuito, evidencia-se que a corrente responsável pela magnetização do núcleo resulta da contribuição conjunta das portas ativas, uma vez que estas fornecem energia simultaneamente ao mesmo enrolamento primário. Nestas condições, considerando g portas fornecedoras ativas, a corrente associada a cada porta corresponde a I_{Lm}/n , sendo I_{Lm} a corrente magnetizante total refletida no primário. Comportamento análogo é observado no processo de absorção de energia quando múltiplas portas receptoras operam simultaneamente.

Entretanto, essa operação em paralelo impõe restrições significativas. Em particular, requer-se que as tensões das fontes conectadas às portas apresentem valores adequadamente regulados, de modo a garantir o compartilhamento simultâneo e equilibrado da corrente. Para

atender a essa condição, torna-se necessária a utilização de conversores CC-CC adicionais em cada porta, responsáveis por regular as tensões das fontes antes de sua conexão ao conversor multiportas. Esta solução, embora funcional, tende a aumentar a complexidade do sistema, bem como o custo e as perdas associadas.

Adicionalmente, essa estratégia de operação impõe condicionantes à escolha da relação de espiras do indutor acoplado, a qual deve satisfazer a Equação (3.1).

$$V_1 = \frac{N_1}{N_2} \cdot V_2 = \frac{N_1}{N_3} \cdot V_3 = \frac{N_1}{N_4} \cdot V_4 = V \quad (3.1)$$

De modo a viabilizar a condução simultânea das portas, é necessário que as tensões refletidas apresentem magnitudes equivalentes. Essa condição decorre do fato de que, em uma operação paralela, eventuais desbalanceamentos entre as tensões refletidas tendem a fazer com que apenas a porta fornecedora associada à maior tensão efetiva entre em condução inicialmente, polarizando o respectivo diodo em série. As demais portas permanecem inativas até que essa porta cesse a condução, o que descaracteriza a operação simultânea e compromete o compartilhamento de corrente entre as portas.

Um comportamento conceitualmente análogo pode ser observado durante a etapa de recebimento de energia. Caso as tensões das cargas conectadas às diferentes portas apresentem valores distintos, a porta associada ao menor nível de tensão tende a ser polarizada primeiro, passando a receber energia durante esse intervalo. As demais portas iniciam a condução apenas após o término da condução da porta anterior, resultando em um processo de transferência de energia de caráter sequencial, iniciado pela porta associada à menor tensão. Quando duas ou mais portas apresentam níveis de tensão equivalentes, estas podem conduzir simultaneamente. Este comportamento se deve ao diodo em série, que é polarizado primeiro pela porta cuja carga apresenta o menor nível de tensão. Além disso, vale salientar que, caso a porta associada à menor tensão permaneça ativa durante todo o intervalo de recebimento, as demais portas deixam de receber energia, uma vez que a interrupção necessária para a redistribuição da condução não ocorre.

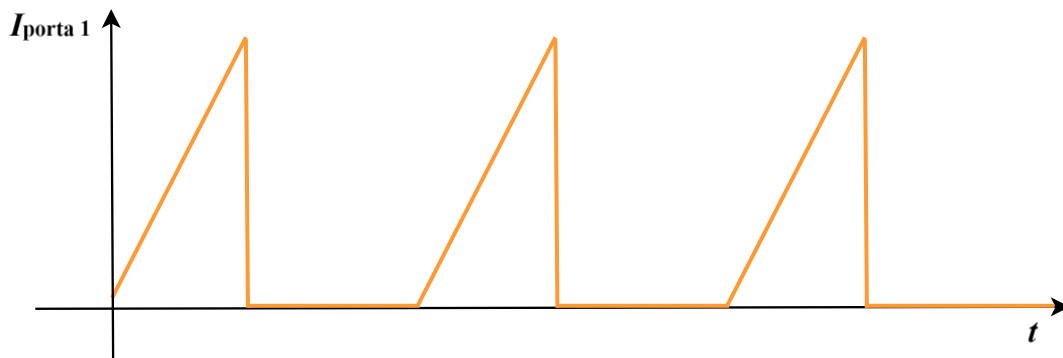
Nesse contexto, a utilização de conversores CC-CC adicionais em cada porta permite assegurar a constância das tensões de entrada, enquanto a relação de espiras adotada no indutor acoplado contribui para a igualdade das tensões refletidas entre as portas. Caso uma relação de enrolamentos distinta seja empregada, podem surgir diferenças entre as tensões refletidas, o que tende a dificultar ou impedir a condução simultânea das portas. Esta característica impõe condicionantes relevantes ao projeto do indutor acoplado e pode afetar o desempenho global

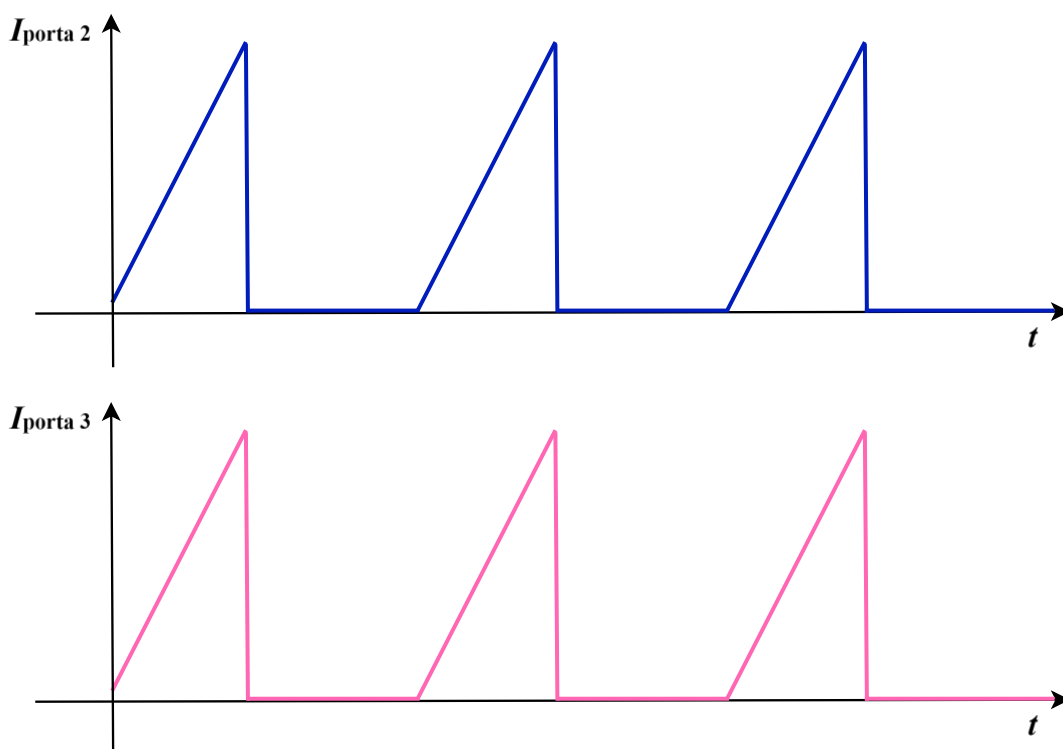
do conversor, uma vez que o ponto de operação nominal tende a ocorrer com a razão cíclica próxima de $D = 0,5$. Nessas condições, reduções na tensão de entrada tendem a deslocar o valor de D para valores superiores a 0,5, região associada a maior estresse elétrico e menor margem de controle, enquanto aumentos da tensão de entrada deslocam D para valores inferiores a 0,5, os quais permanecem, em geral, compatíveis com uma operação adequada do conversor.

Para o exemplo de um conversor com quatro portas, em que as portas 1, 2 e 3 atuam simultaneamente como fornecedoras de energia e a porta 4 opera como receptora, verifica-se que, na topologia da Figura 3.1(a), a razão cíclica de operação se mantém inferior a 0,5. Nessa configuração, essa condição decorre da operação em modo de condução descontínua, na qual a completa desmagnetização do núcleo ao final de cada período de comutação constitui um requisito para a correta transferência de energia. Dessa forma, o valor máximo da razão cíclica deve ser limitado de modo a assegurar um intervalo suficiente para a descarga integral da energia armazenada no indutor acoplado. Adicionalmente, como a condução simultânea das portas fornecedoras requer compatibilidade entre as tensões refletidas, torna-se necessária a utilização de conversores CC-CC adicionais em cada porta, com a finalidade de assegurar a constância das tensões.

A Figura 3.9 apresenta as correntes associadas às portas fornecedoras de energia da topologia mostrada na Figura 3.1(a), considerando o exemplo anteriormente descrito. Observa-se que os intervalos de condução das portas ativas se sobrepõem ao longo da etapa de magnetização, evidenciando que o carregamento do núcleo ocorre de forma simultânea. Adicionalmente, como essas correntes estão representadas refletidas para uma mesma porta de referência no domínio magnético, suas magnitudes tornam-se equivalentes nessa representação, o que é coerente com a condição previamente estabelecida de igualdade entre as tensões refletidas para viabilizar a condução simultânea das portas.

Figura 3.9 Correntes associadas a cada porta fornecedora de energia da topologia mostrada na Figura 3.1(a).





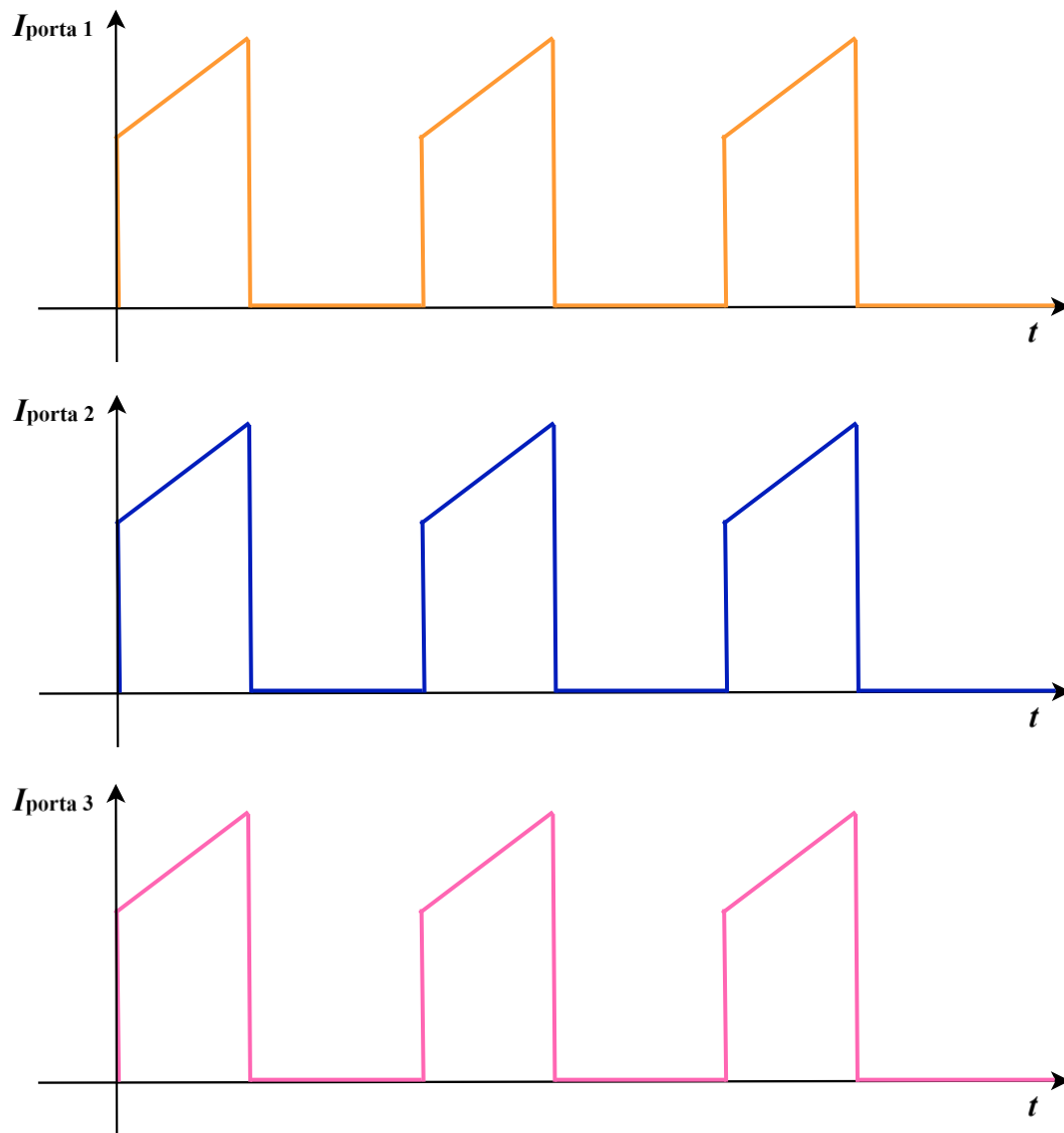
Fonte: O próprio autor.

Para a topologia da Figura 3.1(b), na qual o fornecimento de energia ocorre por condução simultânea de múltiplas portas, a operação passa a estar diretamente condicionada à compatibilidade entre as tensões refletidas no indutor acoplado. Nessas condições, a equivalência entre tais magnitudes deixa de ser apenas uma característica desejável e passa a constituir um requisito para viabilizar o carregamento simultâneo do núcleo, uma vez que eventuais desbalanceamentos tendem a fazer com que a porta associada à maior tensão refletida conduza preferencialmente. Por essa razão, a relação de espiras deve ser estabelecida de modo a satisfazer a condição de equivalência entre as tensões refletidas, conforme a Equação (3.1), o que vincula diretamente os níveis de tensão das portas ao ponto nominal de operação. Como desdobramento dessa condição, a razão cíclica das portas fornecedoras tende a se situar em torno de 0,5, sobretudo quando as parcelas de potência fornecidas são equivalentes. Quando o compartilhamento de potência entre as portas é assimétrico, a porta responsável pela maior contribuição energética tende a operar mais próxima desse valor, enquanto as demais permanecem com razões cíclicas inferiores. Além disso, embora essa estratégia permita dispensar conversores CC-CC adicionais, a condução simultânea passa a depender diretamente da compatibilidade entre as tensões refletidas. Assim, quando há desbalanceamento entre essas tensões, a porta associada ao maior valor refletido tende a conduzir primeiro, fazendo com que as demais portas passem a contribuir apenas de forma subsequente, o que descaracteriza a

simultaneidade ideal de operação. Dessa forma, essa estratégia introduz restrições ao projeto do estágio magnético e reduz a flexibilidade operacional da estrutura.

Para o caso previamente descrito da topologia mostrada na Figura 3.1(b), em que, em um conversor de quatro portas, três atuam como fornecedoras de energia e uma como receptora, considerando que as tensões das portas fornecedoras, quando refletidas para uma mesma porta de referência, são equivalentes, a Figura 3.10 apresenta as correntes associadas a essas portas. Nessa condição, observa-se a sobreposição dos intervalos de condução, evidenciando que a magnetização do núcleo ocorre simultaneamente pelas portas ativas.

Figura 3.10 Correntes associadas a cada porta fornecedora de energia da topologia mostrada na Figura 3.1(b).



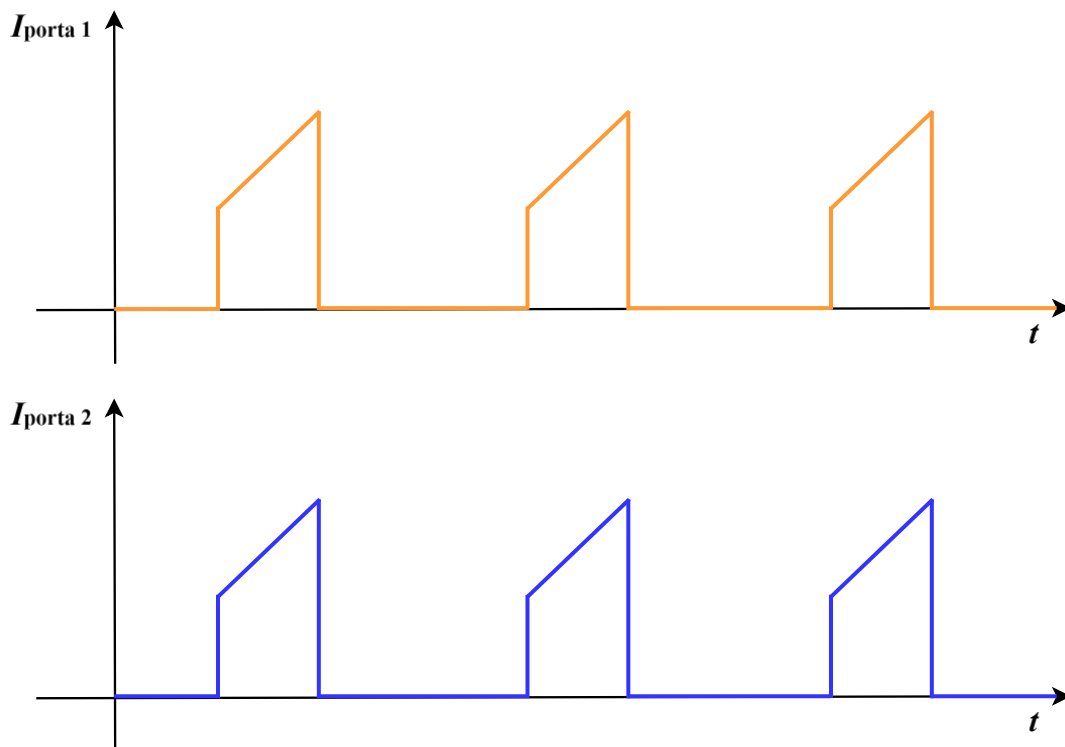
Fonte: O próprio autor.

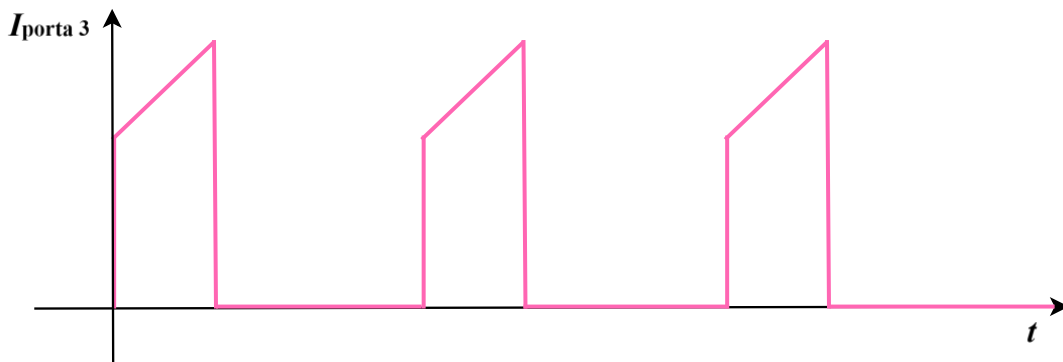
Na topologia mostrada na Figura 3.1(b), é possível operar sem a necessidade de conversores CC-CC adicionais, em função das estratégias de controle empregadas. Todavia,

nessa configuração, as razões cíclicas nominais tendem a situar-se em torno de $D = 0,5$, condição que, do ponto de vista de projeto, é considerada pouco favorável. A Figura 3.11 ilustra o comportamento do conversor quando a tensão associada à porta 3 apresenta valor refletido superior ao das demais, enquanto as tensões refletidas das portas 1 e 2 possuem a mesma magnitude quando referidas a uma mesma porta de observação.

Observa-se que, enquanto a porta 3 permanece acionada, não ocorre o carregamento simultâneo do núcleo magnético pelas demais portas. Esse comportamento é coerente com a análise apresentada anteriormente, segundo a qual, durante o fornecimento de energia, a porta associada à maior tensão refletida tende a conduzir inicialmente, polarizando seu diodo em série. As demais portas passam a contribuir para o carregamento do indutor acoplado apenas após a interrupção da condução dessa porta. Nesse contexto, como as portas 1 e 2 apresentam tensões refletidas de mesma magnitude, ambas passam a conduzir de forma simultânea, promovendo o carregamento conjunto do indutor acoplado.

Figura 3.11 Correntes associadas a cada porta fornecedora de energia da topologia mostrada na Figura 3.1(b) quando a tensão associada à porta 3 apresenta valor refletido superior ao das demais.





Fonte: O próprio autor.

Portanto, para que as portas possam fornecer ou absorver energia de forma simultânea, é necessário que as tensões refletidas entre elas apresentem magnitudes equivalentes, conforme ilustrado na Figura 3.8. Essa condição é garantida pelo ajuste adequado da relação de espiras do indutor acoplado, em conjunto com conversores CC-CC adicionais, os quais garantem a igualdade das tensões refletidas e viabilizam a distribuição equilibrada de energia entre as portas receptoras ou fornecedoras.

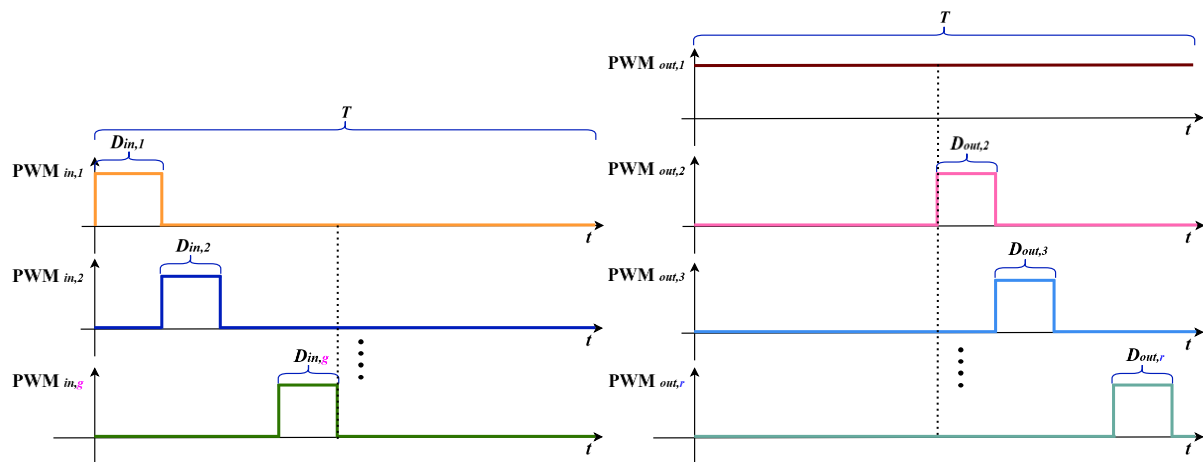
Diante dessas considerações, propõe-se uma nova forma de operação que preserva a funcionalidade dos interruptores destacados em rosa e em verde, mantendo as mesmas atribuições descritas anteriormente, porém com uma estratégia de acionamento distinta. No modo de fornecimento de energia, apenas uma porta permanece ativa por vez. Nesse regime, a porta 1 é comandada por sua respectiva razão cíclica, enquanto as portas subsequentes também possuem razões cíclicas próprias, porém com defasagens temporais em relação às portas precedentes, de modo que os interruptores sejam acionados de forma sequencial, conforme ilustrado na Figura 3.12. Como consequência, cada porta fornece energia de maneira individual, limitada ao seu correspondente intervalo de condução, evitando sobreposição de fornecimento e assegurando o correto compartilhamento de energia.

De forma análoga, no modo de recebimento de energia, cada porta é controlada por sua respectiva razão cíclica. Contudo, uma das portas deve permanecer continuamente acionada ao longo de todo o intervalo de recebimento, enquanto as razões cíclicas das demais portas são ajustadas de modo a definir a fração de energia destinada a cada uma. Adicionalmente, as fases de acionamento são defasadas em relação às razões cíclicas das portas fornecedoras e receptoras, garantindo uma operação sequencial, conforme indicado na Figura 3.12. A porta mantida continuamente acionada pode ser selecionada com base naquela destinada a absorver a maior parcela de potência ou, de forma mais adequada em cenários com variação de tensão, na porta cujo intervalo admissível de operação assegura que, ao longo de toda a faixa de

funcionamento prevista, apresente o maior nível de tensão de projeto quando refletida para a porta receptora de referência.

Conforme discutido anteriormente, a porta associada ao maior nível de tensão permanece bloqueada durante o descarregamento das demais portas, não participando efetivamente da transferência de energia nesse intervalo, apesar de seu interruptor permanecer continuamente acionado. Somente após a conclusão do descarregamento das portas de menor tensão é que essa porta passa a conduzir e a receber energia. Tal estratégia é favorável, pois evita que a porta associada ao menor nível de tensão permaneça conduzindo ao longo de todo o intervalo de recebimento, condição que comprometeria a adequada distribuição de potência entre as portas.

Figura 3.12 Exemplo de razões cíclicas aplicadas ao acionamento das portas fornecedoras e receptoras na nova forma de operação.



Fonte: O próprio autor.

O princípio de funcionamento e as implicações dessa nova forma de operação serão analisados e detalhados de forma sistemática na seção 3.3.

Em contraste, a forma de operação proposta neste trabalho supera essas restrições ao admitir que as tensões de entrada das diferentes portas não sejam necessariamente constantes, suprimindo a necessidade de conversores CC-CC adicionais. Ademais, a relação de espiras do indutor acoplado passa a dispor de maior flexibilidade, podendo assumir valores distintos daqueles impostos pela operação paralela. Esta maior flexibilidade na relação de transformação possibilita a operação do conversor com razões cíclicas inferiores a 0,45, o que resulta em redução do estresse elétrico nos semicondutores, melhor aproveitamento magnético do núcleo e ampliação da margem de controle do sistema.

A Tabela 3.1 apresenta uma comparação entre os conversores multiporta analisados, com o objetivo de evidenciar suas principais características estruturais e operacionais. A análise

contempla os modos de condução permitidos, a necessidade de conversores CC-CC adicionais, as limitações associadas à razão cíclica máxima e à relação de espiras. Adicionalmente, são discutidos aspectos relacionados à escalabilidade da estrutura e à flexibilidade do projeto magnético, permitindo uma avaliação objetiva das implicações de cada estrutura para aplicações com múltiplas portas.

Tabela 3.1 Análise comparativa das principais características dos conversores multiporta.

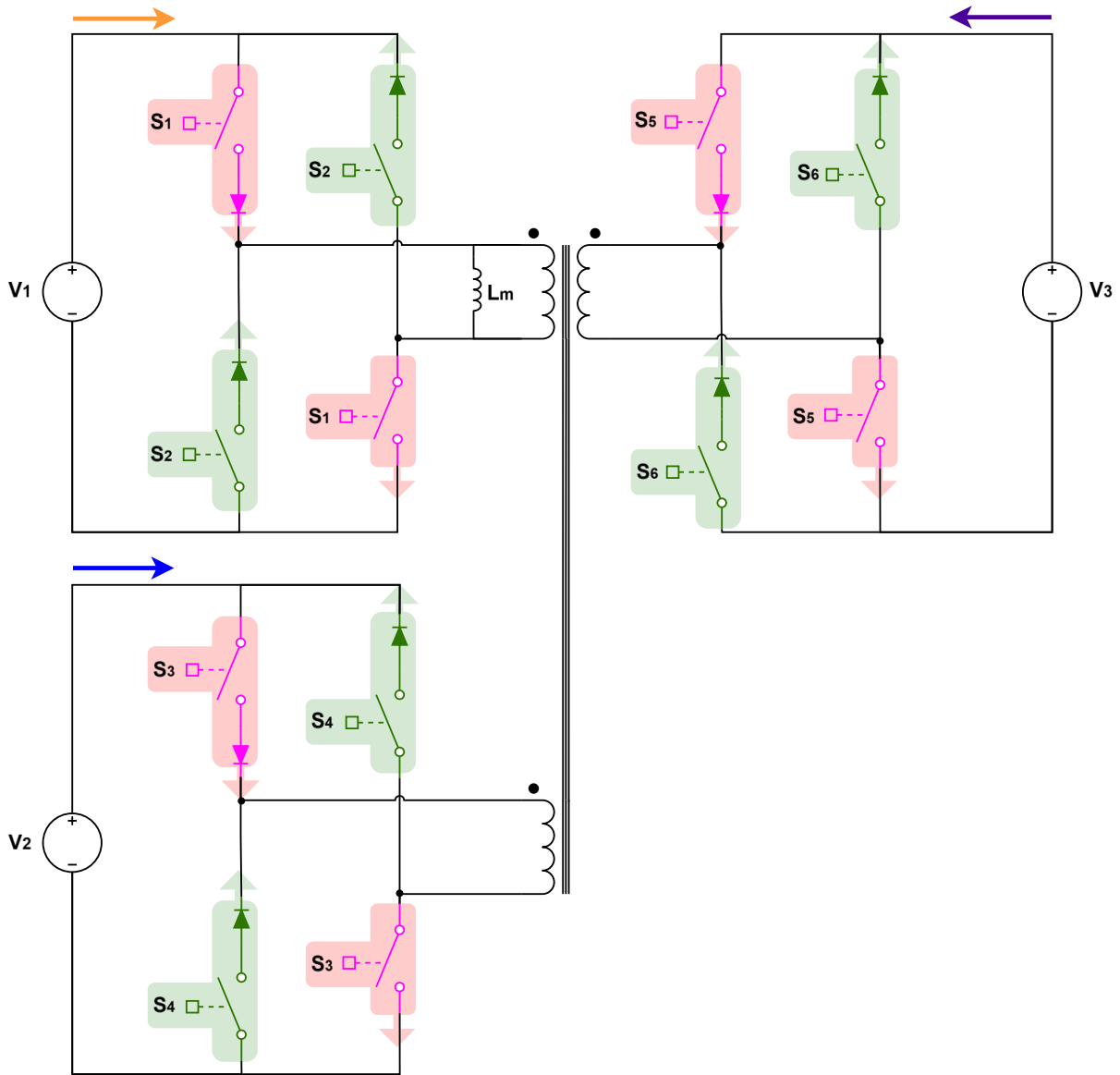
Característica técnica	Conversor da Figura 3.1(a)	Conversor da Figura 3.1(b)	Conversor da Figura 3.1(c)
Modo(s) de condução	Exclusivamente MCD	MCD e MCC	MCD e MCC
Necessidade de conversores CC-CC adicionais	Sim	Não	Não
Limitação da razão cíclica máxima	Sim, imposta pela operação em MCD	Limitada em MCD; não limitada em MCC	Limitada
Existência de ponto nominal em torno de $D=0,5$	Não	Sim	Não
Limitação da relação de espiras	Sim	Sim	Não
Escalabilidade	Limitada, com impacto direto no transformador	Moderada	Moderada
Flexibilidade de projeto magnético	Baixa	Baixa	Alta

Fonte: O próprio autor.

Como resultado das modificações introduzidas, estabelece-se um novo princípio de operação associado a uma nova topologia proposta, no qual os processos de magnetização e desmagnetização do indutor acoplado passam a ocorrer de forma individualizada por porta, reduzindo significativamente o acoplamento dinâmico entre elas. Essa característica amplia a flexibilidade de projeto, permitindo a redução do valor da indutância de magnetização, a escolha mais livre da relação de transformação e o desacoplamento parcial das dinâmicas de controle. Embora o indutor acoplado ainda constitua um elemento comum entre as portas, seus efeitos sobre o controle tornam-se menos pronunciados, o que facilita a implementação de estratégias de controle mais simples, modulares e segregadas para cada porta, com impactos reduzidos na estabilidade global do sistema.

3.4 Princípios de operação do conversor proposto

Figura 3.13 Circuito do conversor CC-CC *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas.



Fonte: O próprio autor.

A Figura 3.15 ilustra o conversor CC-CC *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas (entradas/saídas), que serve como referência para a descrição dos princípios de operação do conversor proposto. Esta topologia permite a transferência de energia de forma bidirecional entre as portas por meio de um indutor acoplado comum, possibilitando que cada uma atue, conforme o modo de operação, tanto como fornecedora quanto como receptora de energia.

Devido à característica multidirecional, o controle da razão cíclica de cada porta torna-se um aspecto fundamental durante os processos de fornecimento e recebimento de energia. Em particular, os sinais de acionamento dos interruptores associados às portas fornecedoras devem

apresentar defasagens temporais entre si, de modo a garantir um acionamento sequencial. Como consequência, cada porta fornece energia de forma individual, restrita ao seu respectivo intervalo de condução, evitando sobreposição de fornecimento simultâneo e assegurando o correto compartilhamento da potência transferida.

De forma complementar, no modo de recebimento de energia, uma das portas receptoras deve permanecer continuamente acionada ao longo de todo o intervalo de transferência, de modo a assegurar a existência de um caminho contínuo para a descarga da energia armazenada no indutor acoplado. Esta condição não implica a desmagnetização completa do núcleo — o que não ocorre quando o conversor opera em modo de condução contínua (MCC) —, mas garante a continuidade da corrente magnetizante e evita variações abruptas de corrente. A ausência desse caminho, ou a introdução de atrasos inadequados no acionamento dos interruptores, resultaria na interrupção do caminho de circulação da corrente do indutor, impondo elevados gradientes de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores. Enquanto as razões cíclicas das demais portas receptoras são então ajustadas para definir a fração de energia destinada a cada uma delas, permitindo o controle da distribuição de potência entre as portas conectadas.

Para ilustrar esse princípio, considera-se na Figura 3.15 que o par de interruptores ímpares (identificados em rosa) é responsável pelo fornecimento de energia, enquanto o par de interruptores pares (identificados em verde) atua no recebimento de energia. Por se tratar de um conversor do tipo *flyback*, o indutor acoplado reflete a capacidade de armazenar energia magnética quando o par de interruptores ímpares (rosa) está ligado. Neste período, nenhuma energia é transferida às portas receptoras, mesmo que os interruptores correspondentes estejam acionados, uma vez que os diodos permanecem polarizados reversamente, assegurando o correto armazenamento de energia no núcleo magnético.

Para a configuração apresentada na Figura 3.15, o conversor de três portas admite três arranjos distintos de transferência de potência: (i) uma única porta atuando como fornecedora de energia para uma porta receptora; (ii) uma porta fornecendo energia simultaneamente a duas portas receptoras; e (iii) duas portas operando como fornecedoras de energia para uma única porta receptora. A viabilidade desses arranjos depende diretamente do número de enrolamentos disponíveis no indutor acoplado e da natureza dos sistemas conectados a cada porta, podendo, portanto, restringir determinadas configurações conforme a aplicação. Cada porta pode estar associada tanto a cargas em corrente contínua quanto a fontes de energia, como arranjos fotovoltaicos (PV), sistemas de armazenamento por baterias (BESS) ou outros barramentos CC.

De forma geral, em um conversor *flyback* multiporta com n portas, a transferência de energia requer que ao menos uma porta atue de forma complementar às demais, de modo a viabilizar o armazenamento e a subsequente transferência de energia por meio do indutor acoplado. Assim, não é possível que todas as portas operem como fornecedoras ou, de forma análoga, como receptoras de energia.

Com o objetivo de simplificar a análise dos princípios de funcionamento, as portas 1 e 2 são mantidas com funções fixas ao longo deste estudo: a porta 1 atua como fornecedora de energia, enquanto a porta 2 atua como receptora. A terceira porta alterna sua funcionalidade entre fornecimento e recebimento de energia, permitindo a análise completa dos três arranjos de transferência de potência. Esta abordagem é adotada porque a análise das permutações entre as portas não acrescenta informação adicional relevante, visto que a permutação da funcionalidade de uma porta é equivalente à permutação correspondente dos sinais de acionamento, não alterando o princípio de operação.

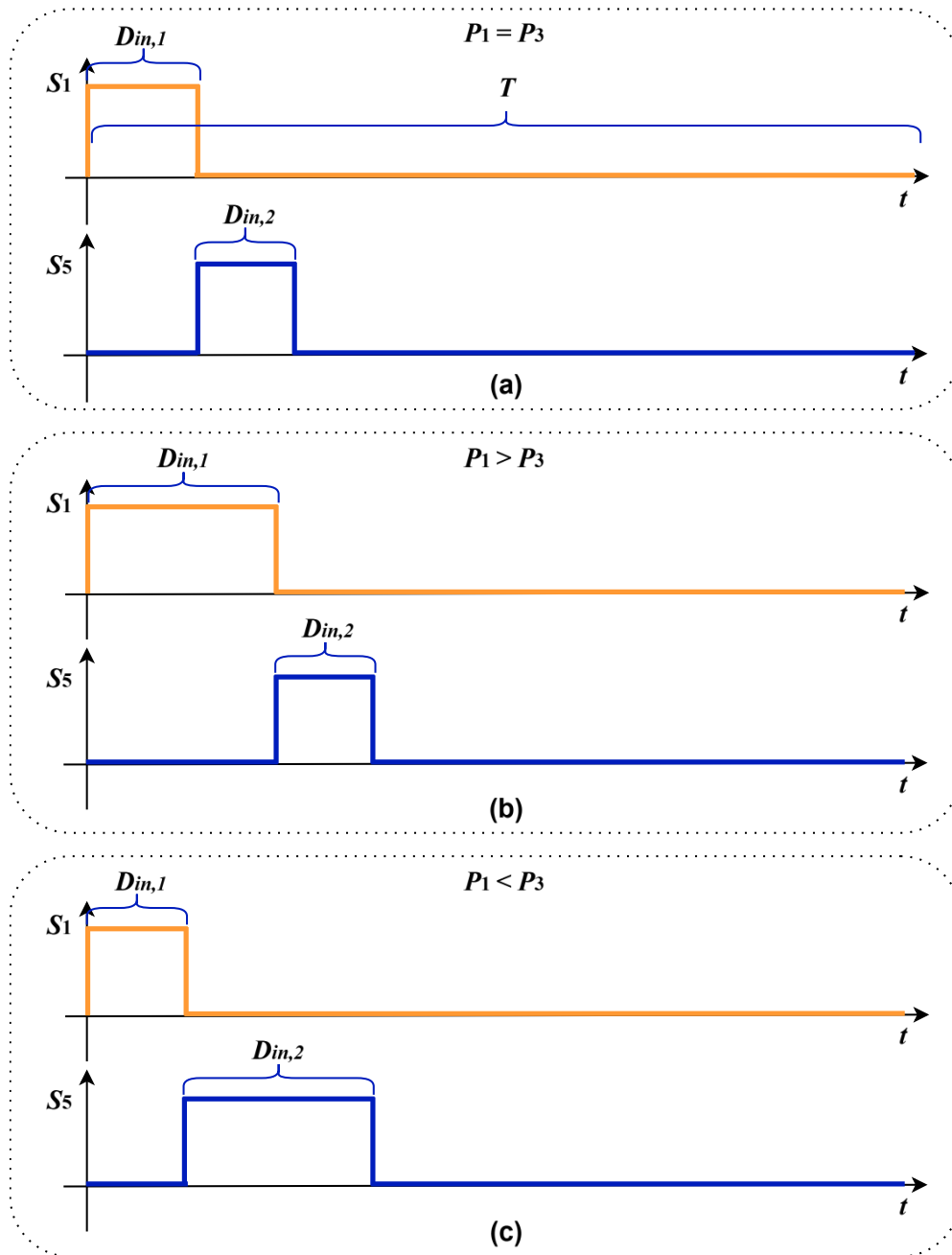
3.4.1 Etapas de Operação

Para os três arranjos de transferência de potência previamente apresentados, a operação do conversor pode ser descrita por duas etapas fundamentais: a etapa de carga (armazenamento de energia) e a etapa de transferência de energia associada à descarga do indutor de magnetização.

3.4.1.1 Etapa de Carga do Indutor acoplado

Para aprofundar a análise da etapa de carregamento, adota-se o cenário mais exigente, no qual as portas 1 e 3 atuam como fornecedoras e transferem energia para a porta 2, definida como receptora. Nesta condição, os interruptores de índice ímpar associados às portas fornecedoras (em rosa) — S_1 e S_5 — são comandados de forma independente, com razões cíclicas ajustadas de acordo com a parcela de potência atribuída a cada porta. Assim, a relação entre as contribuições pode assumir três situações representativas: $P_1 = P_3$, $P_1 > P_3$ ou $P_1 < P_3$. A Figura 3.14 apresenta exemplos de acionamento para esses casos, evidenciando que a largura de pulso de cada porta fornecedora é modulada para estabelecer a potência efetivamente entregue. Por fim, mesmo quando se impõe $P_1 = P_3$, não se espera coincidência perfeita entre $D_{in,1}$ e $D_{in,2}$, devido a assimetrias práticas, que resultam em pequenos desvios de razão cíclica.

Figura 3.14 Possibilidades de razões cíclicas geradas para os interruptores de índice ímpar das portas 1 e 3 durante o fornecimento de energia: (a) $P_1 = P_3$, (b) $P_1 > P_3$ e (c) $P_1 < P_3$.



Fonte: O próprio autor.

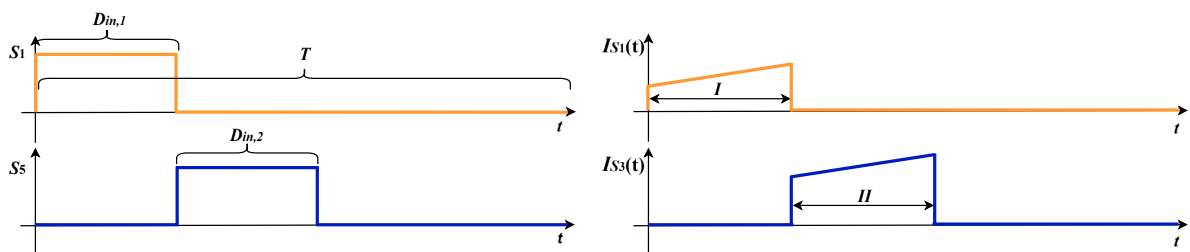
A variação da contribuição de potência entre as portas fornecedoras não altera a modelagem do conversor, uma vez que cada porta armazena energia no indutor de forma individual, limitada ao seu respectivo intervalo de condução. Em contraste, no modo de operação em paralelo discutido na seção anterior, a parcela de potência atribuída a cada porta influencia diretamente a modelagem do sistema, pois o modelo deve ser derivado a partir do cenário mais crítico, no qual as portas apresentam contribuições distintas.

Nesse caso, os interruptores S_1 e S_5 são comandados conforme a Figura 3.15, resultando, respectivamente, nas razões cíclicas $D_{in,1}$ e $D_{in,2}$. O intervalo de armazenamento de energia magnética no indutor acoplado, correspondente a $(D_{in,1} + D_{in,2}) \cdot T$, pode ser subdividido em dois intervalos de operação, definidos de acordo com a sequência de acionamento dos interruptores.

As formas de onda das correntes associadas às portas fornecedoras nos intervalos (I) e (II) são apresentadas na Figura 3.15. Observa-se que, durante o carregamento, cada porta estabelece um caminho de condução próprio e magnetiza o indutor acoplado apenas no seu respectivo intervalo de acionamento, caracterizando um processo de armazenamento de energia individualizado. Consequentemente, a energia transferida por cada porta é determinada pela sua razão cíclica e pelo nível de energia magnetizante atingido ao final do intervalo, reduzindo a dependência direta entre as contribuições das portas e preservando o princípio de operação mesmo quando P_1 e P_3 assumem valores distintos.

Em conversores do tipo *flyback*, adota-se tipicamente razão cíclica $D < 0,5$ — e, em estruturas multiportas, impõe-se de forma análoga que a soma das razões cíclicas das portas fornecedoras satisfaça $\sum_k D_k < 0,5$. À medida que D se aproxima ou ultrapassa 0,5, o intervalo complementar de desmagnetização é reduzido, concentrando a transferência de energia em janelas mais curtas. Como consequência, elevam-se as correntes de pico no secundário, intensificando as perdas por condução e comutação e aumentando os esforços elétricos e térmicos sobre os semicondutores. Adicionalmente, em MCC, razões cíclicas elevadas tendem a degradar margens de estabilidade e podem favorecer oscilações sub-harmônicas, impondo restrições adicionais ao projeto do magnetismo e ao condicionamento dinâmico do sistema. Em conjunto, tais efeitos tornam o dimensionamento de componentes e a operação menos favoráveis, justificando a preferência prática por $D < 0,5$ (e $\sum_k D_k < 0,5$ no caso multiporta).

Figura 3.15 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores de índice ímpar (em rosa) e das correntes associadas às portas 1 e 3, durante a etapa de carga do indutor acoplado.



Fonte: próprio autor.

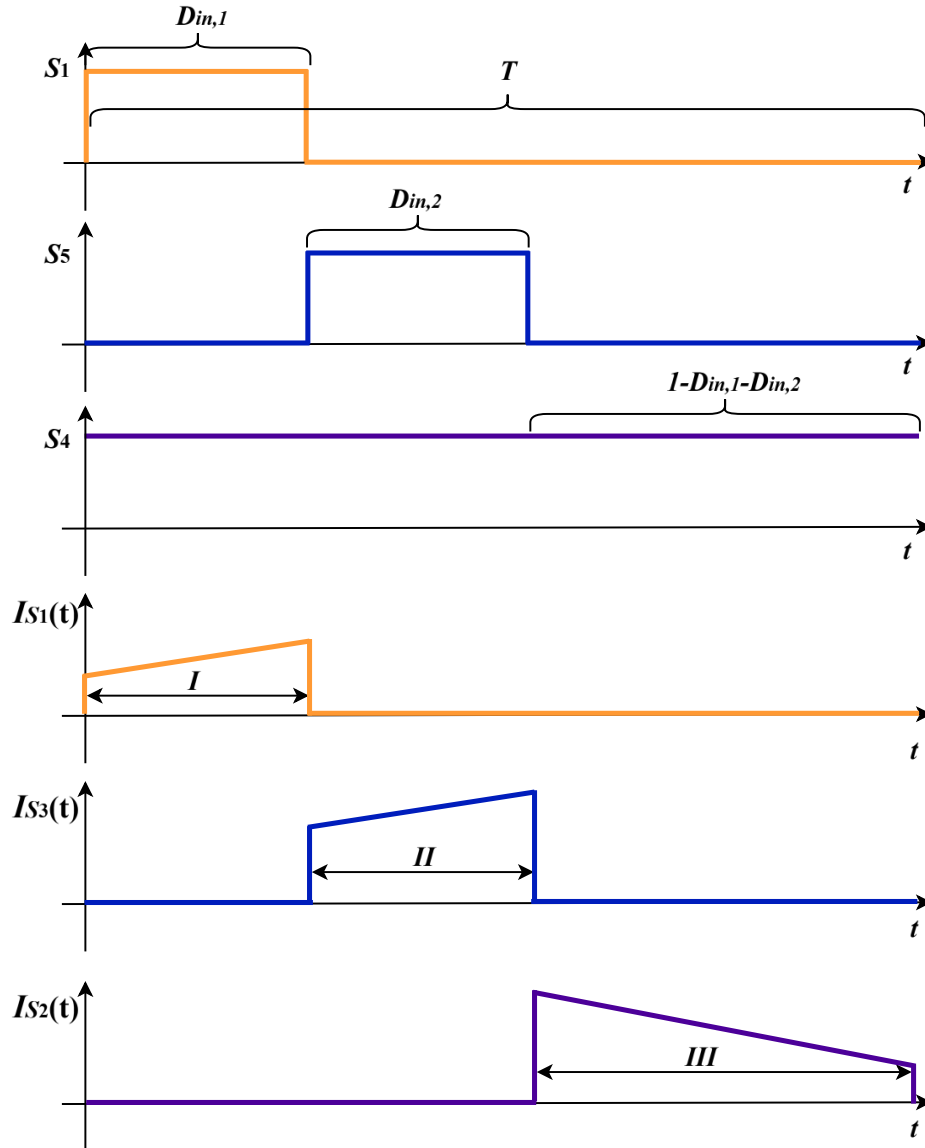
Com a adoção do carregamento individualizado, a magnetização do indutor acoplado deixa de ocorrer pela superposição simultânea das correntes das portas. Em vez disso, cada porta fornecedora estabelece a corrente magnetizante apenas durante o seu próprio intervalo de condução, de modo que a corrente no indutor é, em cada subintervalo, determinada exclusivamente pela porta ativa naquele instante, conforme Equação (3.2). Consequentemente, a corrente magnetizante total não é descrita pela soma de correntes de múltiplas portas em paralelo, como no modo discutido anteriormente; ela passa a ser definida por uma sequência de trechos, cada um associado à respectiva porta fornecedora conforme Figura 3.15 e Equação (3.2), preservando o princípio de operação, independentemente da parcela de potência atribuída a cada porta.

$$i_{L_m}(t) = \frac{1}{L_m} \left(\int_0^{t_1} V_1(t) \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} V_3(t) \cdot dt \right) + i_{L_m}(0) = \frac{V_1 \cdot t_1}{L_m} + \frac{V_3 \cdot (t_2 - t_1)}{L_m} + i_{L_m}(0) \quad (3.2)$$

- I - Nesta etapa, conforme Figura 3.17, os interruptores de índice ímpar (em rosa) da porta 1 são acionados, estabelecendo o caminho de condução entre V_1 e o enrolamento correspondente. Assim, a energia é armazenada no indutor acoplado exclusivamente pela porta 1, e a corrente magnetizante evolui com inclinação determinada pela tensão aplicada e pela indutância de magnetização refletida para esse enrolamento. Neste intervalo, a corrente associada à porta 3 permanece nula, pois seus interruptores permanecem bloqueados.
- II - Nesta etapa, conforme Figura 3.17, os interruptores de índice ímpares (em rosa) da porta 3 são acionados, enquanto os interruptores correspondentes da porta 1 têm seu comando inibido e permanecem desligados. Deste modo, a magnetização passa a ocorrer exclusivamente por meio de V_3 , com a corrente magnetizante evoluindo no intervalo correspondente à porta 3. Como apenas uma porta conduz por vez, a contribuição de potência de cada porta é estabelecida pelo seu próprio comando (razão cíclica e duração efetiva do intervalo) conforme Figura 3.16.
- III - Nesta etapa, conforme Figura 3.17, os interruptores de índice ímpar (em rosa) da porta 3 têm seu comando inibido e permanecem desligados. Com isso, a tensão nos enrolamentos do indutor acoplado se inverte, polarizando diretamente os diodos em série da porta 2. Como os interruptores de índice par (em verde) da porta 2 já se encontram em condução (conforme a Figura 3.16), estabelece-

se automaticamente o caminho de corrente para a transferência da energia armazenada no indutor acoplado para a porta 2, caracterizando o intervalo de descarga ilustrado na Figura 3.16.

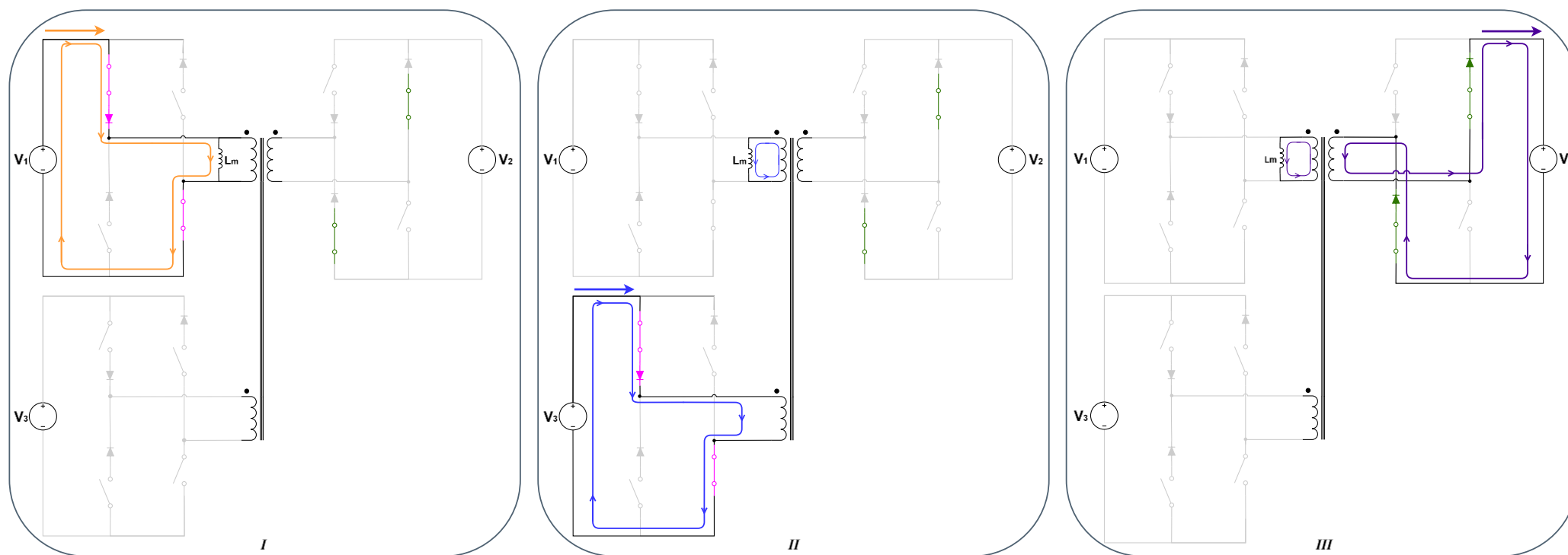
Figura 3.16 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores e das correntes das portas na condição em que as portas 1 e 3 fornecem energia e a porta 2 recebe energia.



Fonte: próprio autor.

A Figura 3.17 apresenta as etapas de operação do conversor flyback multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas. Nessa condição, identificam-se três etapas distintas de operação, nas quais a transferência de energia ocorre de forma sequencial, de modo que cada porta atua individualmente em seu respectivo intervalo de condução.

Figura 3.17 Etapas de operação do conversor *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas na condição em que as portas 1 e 3 fornecem energia e a porta 2 recebe energia.



Fonte: próprio autor.

3.4.1.2 Etapa de Descarga do Indutor acoplado

Para detalhar a etapa de descarga, considera-se o caso mais crítico em termos de coordenação de portas: a porta 1 opera como fornecedora, enquanto as portas 2 e 3 atuam como receptoras. Nesse intervalo, os interruptores de índice ímpar da porta fornecedora (destacados em rosa) são modulados de forma independente, com a razão cíclica ajustada conforme a contribuição de potência média dessa porta, ao controlar a energia magnetizante acumulada. No lado receptor, os interruptores de índice par (destacados em verde) estabelecem os caminhos de recebimento; contudo, para garantir o particionamento controlado da energia armazenada na indutância de magnetização (L_m), uma das portas receptoras deve permanecer habilitada durante todo o intervalo de descarga, ao passo que as demais portas receptoras — quando existentes — têm suas razões cíclicas moduladas individualmente para definir a fração de energia absorvida por cada uma e, por consequência, estabelecer indiretamente a parcela absorvida pela porta mantida continuamente habilitada; neste caso, com apenas duas portas receptoras, somente a porta remanescente é modulada para estabelecer a fração de energia absorvida por essa porta e, por complementaridade, a fração absorvida pela porta mantida continuamente habilitada.

A necessidade de manter uma porta receptora continuamente habilitada decorre do requisito de continuidade da corrente magnetizante durante o intervalo de descarga. Como a corrente na indutância de magnetização não pode ser interrompida instantaneamente, deve existir, a cada instante da etapa de transferência, ao menos um caminho de condução disponível no lado receptor para escoar a energia armazenada. Dessa forma, uma porta é mantida permanentemente habilitada como “caminho de referência”, enquanto as demais (quando existentes) podem ser moduladas para definir sua fração de energia, sem risco de criar janelas de condução nula que imponham sobretensões e esforços adicionais aos semicondutores. Assim, a porta escolhida para permanecer continuamente habilitada pode ser definida (i) como aquela destinada a absorver a maior parcela de potência instantânea ou, de modo mais robusto, (ii) como a porta que, em toda a faixa admissível de operação, apresenta o maior nível de tensão de projeto quando refletida para a porta receptora de referência uma vez que, quando duas portas estão aptas a receber energia simultaneamente, aquela cuja tensão refletida efetiva resulta em polarização direta primeiro (i.e., a de menor tensão refletida) tende a estabelecer a condução e, consequentemente, a definir o nível de clampeamento do processo de transferência naquele instante, conforme pode ser observado pela Figura 3.8. Nessas condições, embora essa porta permaneça habilitada, ela pode não conduzir de imediato: enquanto portas com menor tensão refletida encontram-se em condução e promovem a descarga da indutância de magnetização, a

porta associada ao maior nível de tensão permanece eletricamente bloqueada (isto é, com os diodos reversamente polarizados e sem transferência efetiva), passando a conduzir apenas quando cessa a condução das demais. Essa escolha é vantajosa porque evita que a porta de menor tensão permaneça conduzindo ao longo de todo o intervalo de recebimento, o que degradaria a distribuição de potência entre as portas.

Do ponto de vista de implementação, uma estratégia que simplifica a supervisão e a lógica de controle consiste em fixar a carga CC na porta selecionada como “porta de maior tensão refletida” e mantê-la continuamente habilitada, uma vez que a funcionalidade dessa porta não alterna no caso da carga. Caso se deseje que a porta com funcionalidade alternante (fornecimento/recebimento) seja definida como a porta de maior nível de tensão (quando refletida para a porta receptora de referência), é possível adotar a estratégia de manter seus interruptores de índice par continuamente habilitados apenas quando esta porta estiver operando no modo receptor. Entretanto, essa escolha aumenta a complexidade da lógica de controle, pois no modo fornecedor essa mesma porta não pode manter os interruptores pares continuamente habilitados: nesse modo, a excitação do enrolamento correspondente é realizada pelos interruptores de índice ímpar, modulados conforme a razão cíclica associada à potência média fornecida.

Para fins de ilustração, considere a porta 2 conectada à carga CC e a porta 3 como porta de funcionalidade alternante. Nessa configuração, impõe-se uma condição adicional de coordenação. Quando a porta 3 estiver no modo fornecedor, a porta 2 deve permanecer continuamente habilitada, de modo a assegurar um caminho de recebimento ao longo do intervalo de transferência. Por outro lado, quando a porta 3 tem sua funcionalidade invertida e passa a operar no modo receptor, a condição de continuamente habilitados deve ser transferida para os interruptores pares da própria porta 3; simultaneamente, os interruptores pares da porta 2 deixam de permanecer continuamente habilitados e passam a ser modulados para ajustar a fração de energia distribuída para as portas receptoras.

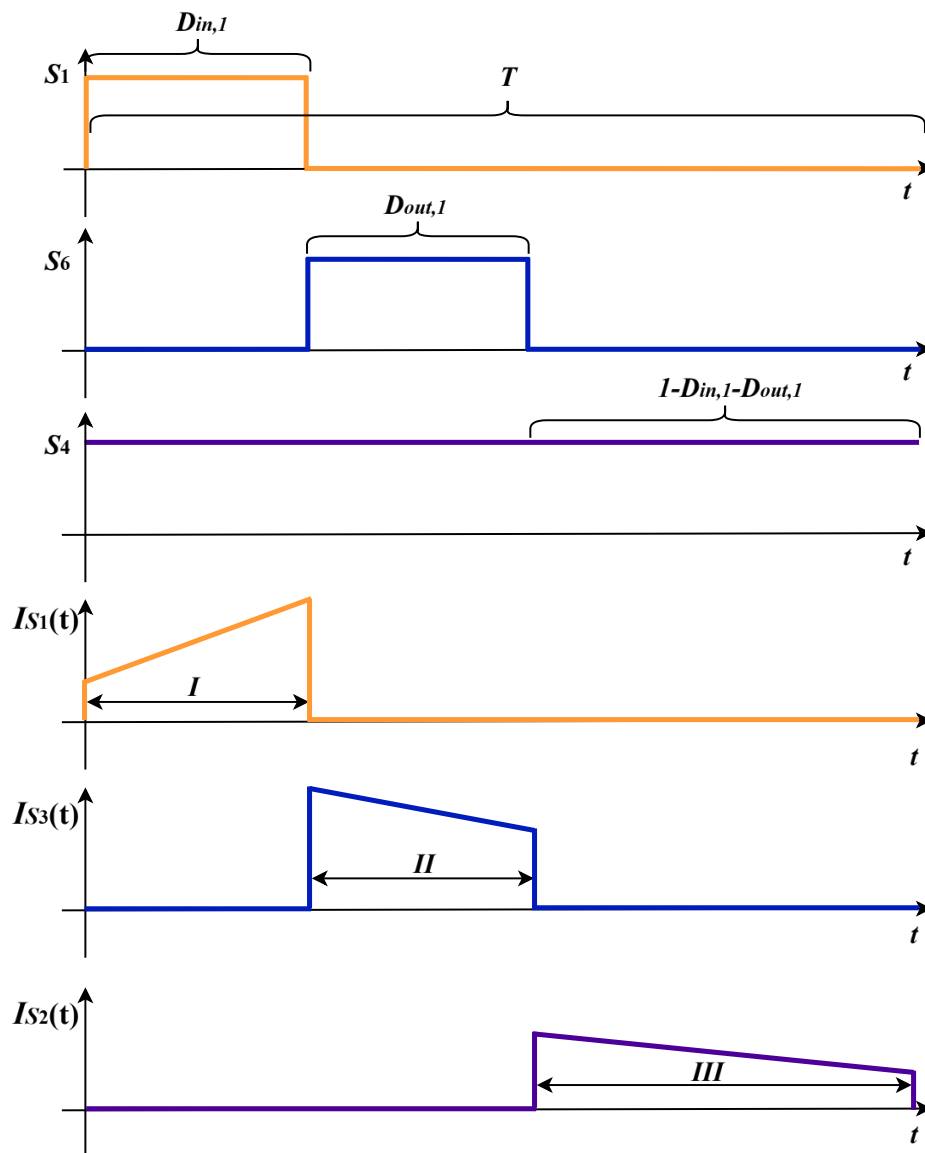
Assim, a inversão da funcionalidade da porta 3 exige a reconfiguração da lógica de controle que define: (i) qual porta permanece continuamente habilitada como referência de recebimento e (ii) quais portas operam com modulação por razão cíclica para estabelecer o particionamento de potência. Em termos práticos, um estado operacional pode corresponder a “porta 2 (receptora) continuamente habilitada + porta 3 (fornecedora) modulada”, ao passo que, após a inversão, passa-se a “porta 3 (receptora) continuamente habilitada + porta 2 (receptora) modulada”. Em síntese, a alternância da porta 3 entre fornecimento e recebimento implica a

troca do conjunto de interruptores mantidos continuamente habilitados, tornando a estratégia de controle dependente do estado operacional e, portanto, menos direta.

Por essa razão, adota-se neste trabalho a estratégia de manter continuamente habilitados os interruptores associados à porta conectada à carga CC. Além disso, as faixas admissíveis de tensão das portas e as tensões refletidas são definidas de modo que a tensão da carga corresponda ao maior nível quando referida à porta receptora de referência. Considera-se, portanto, a porta 2 conectada à carga CC e a porta 3 como a porta de funcionalidade alternante.

Para o cenário analisado, os interruptores S_1 e S_6 são comandados conforme a Figura 3.18, resultando nas razões cíclicas $D_{in,1}$, $D_{out,1}$ e consequentemente em $D_{out,2}$.

Figura 3.18 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores e das correntes das portas na condição em que a porta 1 fornece energia e as portas 2 e 3 recebem energia.



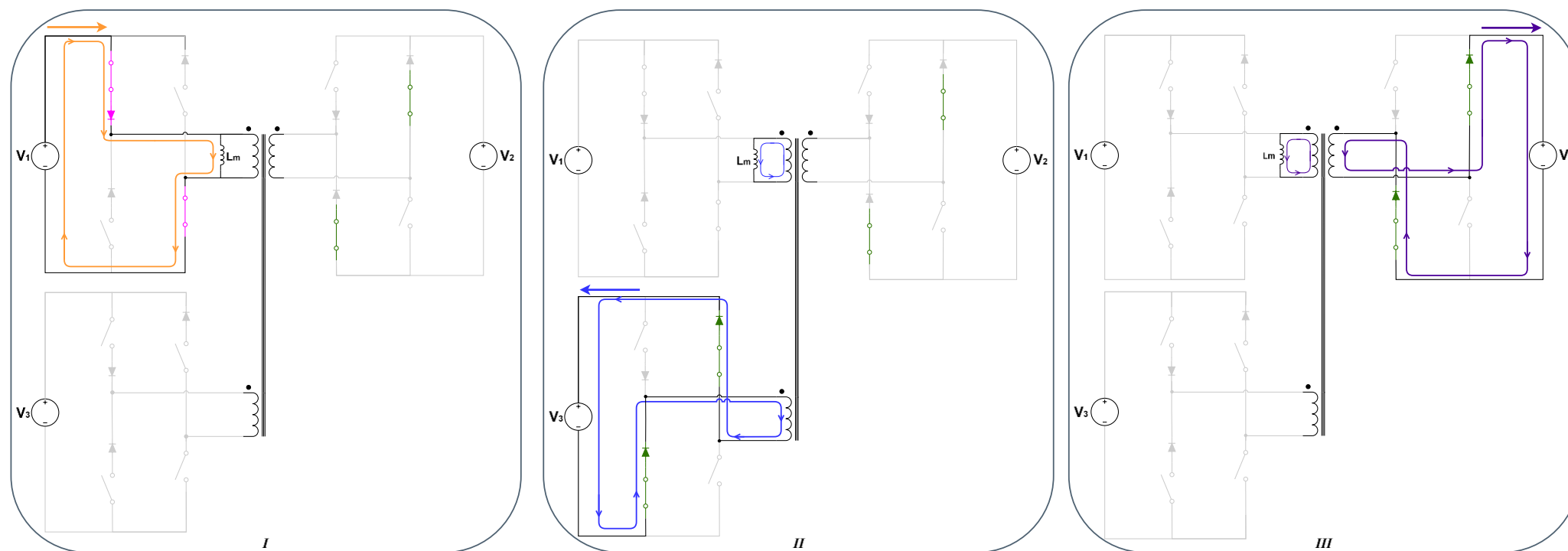
Fonte: próprio autor.

Por sua vez, o período de descarga pode ser subdividido em dois subintervalos operacionais, denotados por (II) e (III), definidos conforme a sequência de condução das portas receptoras durante a etapa de transferência de energia. Essa decomposição torna mais explícita a mudança dos caminhos de condução da corrente no circuito e permite identificar, em cada intervalo, qual porta receptora efetivamente estabelece o processo de desmagnetização do indutor acoplado. Desse modo, a análise da etapa de descarga passa a refletir, de forma mais organizada, a distribuição sequencial da energia armazenada.

Com a adoção do descarregamento individualizado, a energia armazenada no indutor acoplado deixa de ser transferida de forma simultânea para múltiplas portas. Em vez disso, cada porta receptora promove a descarga da indutância de magnetização apenas durante o seu respectivo intervalo de condução, de modo que, em cada subintervalo, a corrente no indutor é imposta exclusivamente pela porta que se encontra ativa naquele instante.

- I - Nesta etapa, conforme Figura 3.18, os interruptores de índice ímpar (em rosa) da porta 1 são acionados, estabelecendo o caminho de condução entre V_1 e o enrolamento correspondente. Assim, a energia é armazenada no indutor acoplado exclusivamente pela porta 1, e a corrente magnetizante evolui com inclinação determinada pela tensão aplicada e pela indutância de magnetização refletida para esse enrolamento.
- II - Nesta etapa, conforme Figura 3.18, os interruptores de índice par (em verde) da porta 3 são acionados, enquanto os interruptores correspondentes da porta 1 têm seu comando inibido e permanecem desligados. Deste modo, a descarga da energia armazenada na indutância magnetizante ocorre exclusivamente por meio da porta 3, uma vez que sua tensão refletida efetiva é inferior à da porta 2, favorecendo sua polarização direta e estabelecendo o clampeamento do processo de transferência nesse subintervalo.
- III - Nesta etapa, conforme Figura 3.18, os interruptores de índice par (em verde) da porta 3 têm seu comando inibido e permanecem desligados. Com isso, a condução é transferida para a porta 2: seus diodos em série passam a ficar diretamente polarizados e, como os interruptores de índice par da porta 2 já se encontram conduzindo, estabelece-se automaticamente o caminho de corrente para a transferência da energia remanescente no indutor acoplado para a porta 2.

Figura 3.19 Etapas de operação do conversor *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas na condição em que a porta 1 fornece energia e as portas 2 e 3 recebem energia.

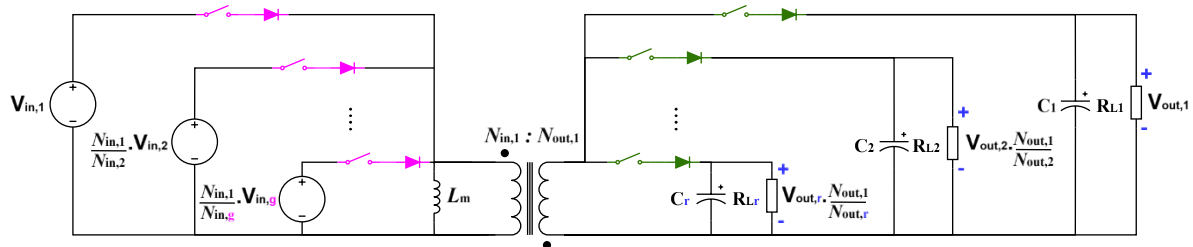


Fonte: próprio autor.

3.5 Análise Quantitativa

Ao refletirem-se as tensões das portas fornecedoras para uma única porta de referência (por exemplo, a porta 1), por meio da relação de espiras do indutor acoplado, obtém-se uma descrição unificada do conversor no domínio magnético. Nessa forma equivalente, as fontes ativas passam a “enxergar” o mesmo ramo magnetizante e, portanto, suas contribuições tornam-se análogas a uma associação em paralelo quando observadas a partir do enrolamento de referência. De modo análogo, ao refletirem-se as portas receptoras para uma porta de referência (por exemplo, a porta 2), as cargas conectadas aos diferentes enrolamentos também podem ser interpretadas como elementos acoplados ao mesmo caminho de transferência de energia, resultando em uma equivalência, novamente, a uma associação em paralelo no domínio magnético, conforme ilustrado na Figura 3.20. Essa representação não é meramente conveniente do ponto de vista gráfico: ela explicita (i) quais portas efetivamente participam do processo de magnetização/desmagnetização em cada intervalo de comutação e (ii) como a compatibilidade entre tensões refletidas condiciona a condução e, conseqüentemente, a partilha de potência entre as portas.

Figura 3.20 Circuito equivalente simplificado no domínio magnético.



Fonte: O próprio autor.

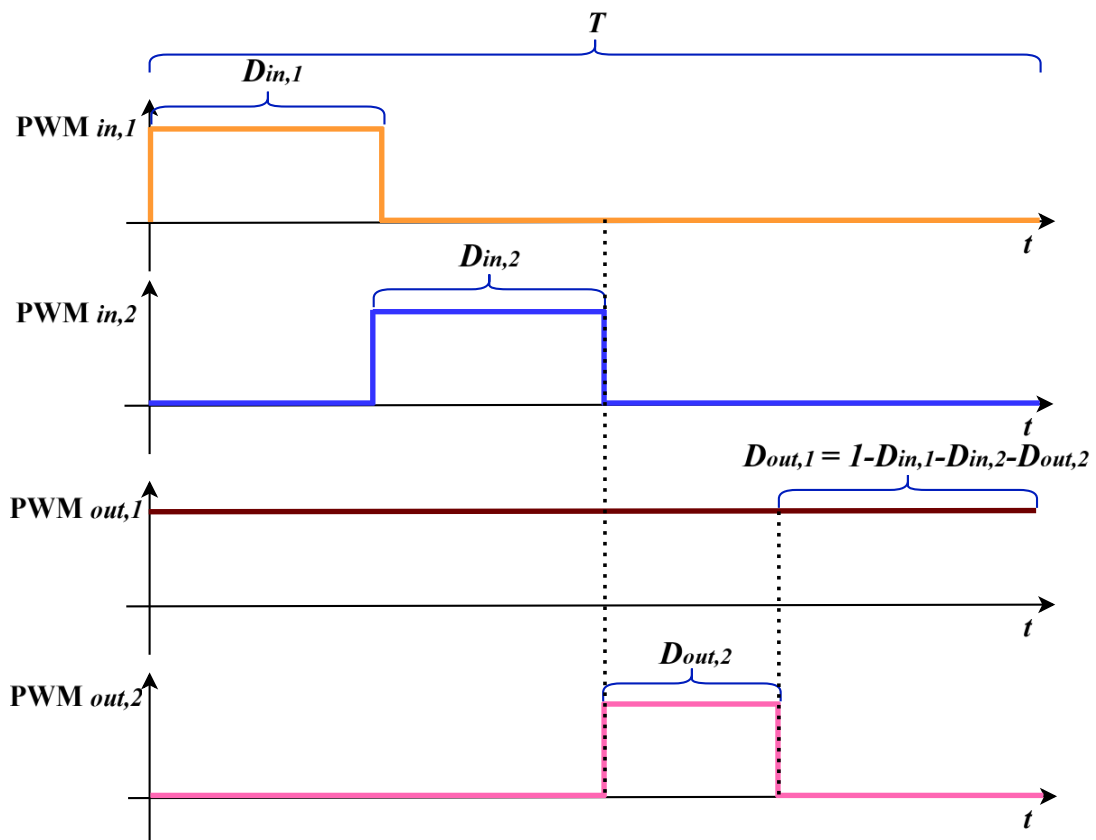
Além disso, ressalta-se que, nas portas receptoras, as cargas em corrente contínua foram modeladas, para fins de análise, por um arranjo resistivo-capacitivo em paralelo. Essa escolha é particularmente adequada para uma avaliação quantitativa, pois captura simultaneamente o consumo médio de potência associado à parcela resistiva da carga e o efeito de filtragem e armazenamento de energia associado ao elemento capacitivo, permitindo derivar relações analíticas e interpretar o comportamento dinâmico com boa fidelidade para cargas CC passivas ou barramentos regulados.

Diante dessas considerações, para um conversor com g portas fornecedoras e r portas receptoras, os padrões gerais de acionamento podem ser estabelecidos de forma sistemática, conforme ilustrado na Figura 3.12. Entretanto, a análise direta do caso generalizado ($g + r = n$)

tende a introduzir complexidade desnecessária, pois amplia o número de combinações de condução sem acrescentar novos mecanismos físicos de transferência de energia — os quais permanecem governados pelos mesmos processos de magnetização e desmagnetização do indutor acoplado e pela compatibilidade entre tensões refletidas.

Assim, com o objetivo de viabilizar uma avaliação quantitativa representativa do caso geral com g portas fornecedoras e r portas receptoras, adota-se um circuito equivalente simplificado no domínio magnético, composto por duas portas fornecedoras e duas portas receptoras, preservando-se os elementos estruturais e as condições de operação relevantes do sistema multiporta. Os respectivos sinais de comando (janelas de condução e intervalos de comutação) são aqueles indicados na Figura 3.21, a partir dos quais são derivadas as expressões analíticas.

Figura 3.21 Formas de onda dos sinais de acionamento dos interruptores.



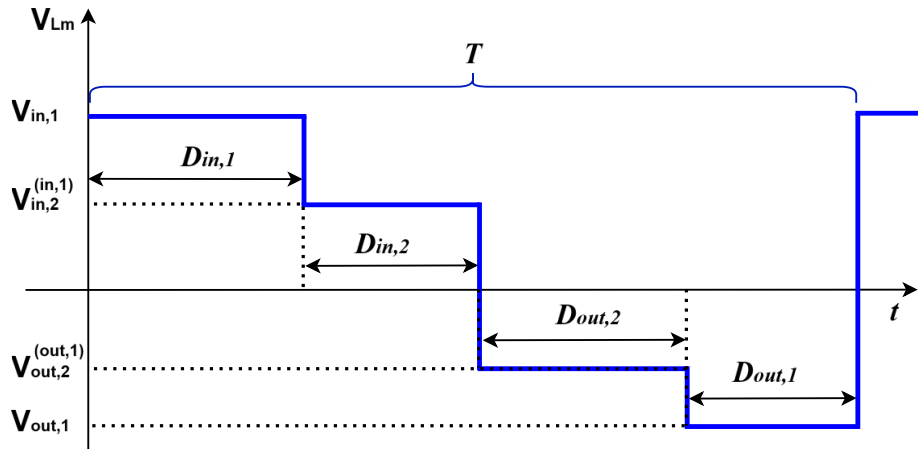
Fonte: O próprio autor.

3.5.1 Análise em Regime Permanente

A Figura 3.22 apresenta a forma de onda da tensão aplicada à indutância de magnetização para o caso com duas portas fornecedoras e duas portas receptoras. Em regime permanente, a operação periódica do conversor impõe a condição de balanço volt–segundo na indutância de

magnetização: a contribuição de tensão ponderada pelo tempo no intervalo de magnetização deve ser exatamente compensada pela contribuição correspondente no intervalo de descarga. Como consequência, a tensão média na indutância de magnetização é nula, evitando variação acumulada da corrente magnetizante de um ciclo para o outro.

Figura 3.22 Tensão aplicada à indutância de magnetização.



Fonte: O próprio autor.

Assim, para um conversor ideal, obtém-se:

$$\begin{pmatrix} \text{Porta fornecedora de referência} \\ V_{in,1} \cdot D_{in,1} + \overbrace{V_{in,2}^{(in,1)}}^{\text{Refletido à porta fornecedora de referência}} \cdot D_{in,2} \end{pmatrix} \cdot \mathcal{T} = \begin{pmatrix} \text{Porta receptora de referência} \\ a \cdot V_{out,1} \cdot D_{out,1} + \overbrace{a \cdot V_{out,2}^{(out,1)}}^{\text{Refletido à porta receptora de referência}} \cdot D_{out,2} \end{pmatrix} \cdot \mathcal{T} \quad (3.3)$$

$$\sum_{i=1}^g D_{in,i} \cdot V_{in,i}^{(in,1)} = a \cdot \sum_{k=1}^r D_{out,k} \cdot V_{out,k}^{(out,1)}$$

com: $a \triangleq \frac{N_{in,1}}{N_{out,1}}$, $V_{in,i}^{(in,1)} = \frac{N_{in,1}}{N_{in,i}} \cdot V_{in,i}$, $V_{out,k}^{(out,1)} = \frac{N_{out,1}}{N_{out,k}} \cdot V_{out,k}$ $b_k \triangleq \frac{N_{out,1}}{N_{out,k}}$

Em que g representa o número de portas fornecedoras de energia e r o número de portas receptoras de energia. As grandezas $D_{in,i}$ e $D_{out,k}$ correspondem, respectivamente, às razões cíclicas associadas à i -ésima porta fornecedora e à k -ésima porta receptora. As tensões $V_{in,i}$ e $V_{out,k}$ representam as tensões das respectivas portas, enquanto $V_{in,i}^{(in,1)}$ e $V_{out,k}^{(out,1)}$ denotam essas tensões refletidas para as portas de referência $in,1$ e $out,1$. Os termos $N_{in,i}$ e $N_{out,k}$ representam o número de espiras dos enrolamentos associados a cada porta. Por sua vez, a representa a relação de transformação entre a porta fornecedora de referência e a porta receptora de referência, ao passo que b_k representa a relação entre a porta receptora de referência e a k -ésima porta receptora.

Conforme a sequência de comutação indicada na Figura 3.21, durante o intervalo de armazenamento de energia no indutor acoplado — correspondente à soma das janelas de condução das portas fornecedoras $(D_{in,1} + D_{in,2}) \cdot T$ — não há transferência de energia para as portas receptoras. Assim, as cargas são supridas exclusivamente pelos capacitores de saída e, portanto, as correntes dos capacitores de saída coincidem com as correntes das respectivas cargas (com sinal definido pela convenção adotada), resultando em:

$$i_{C1} = -\frac{V_{out,1}}{R_{L1}} \quad i_{C2} = -\frac{V_{out,2}}{R_{L2}} \quad (3.4)$$

Ainda conforme a Figura 3.21, no subintervalo de descarga parcial associado a $D_{out,2}$, a energia armazenada na indutância de magnetização é transferida para a porta receptora 2. Desse modo, a corrente no capacitor passa a ser composta pela parcela proveniente da corrente magnetizante refletida menos a corrente da carga, enquanto a porta 1 permanece apenas alimentada por seu capacitor. Nessas condições, obtém-se:

$$i_{C1} = -\frac{V_{out,1}}{R_{L1}} \quad i_{C2} = a \cdot \overbrace{\left(\frac{N_{out,1}}{N_{out,2}} \right)}^{b_2} \cdot i_{Lm} - \frac{V_{out,2}}{R_{L2}} \quad (3.5)$$

De forma análoga, no subintervalo de descarga correspondente a $D_{out,1}$, a transferência de energia ocorre para a porta receptora 1. Consequentemente, a corrente no capacitor passa a incluir a contribuição da corrente magnetizante refletida subtraída da corrente de carga, ao passo que a porta 2 volta a ser suprida apenas por seu capacitor. Assim, resulta:

$$i_{C1} = a \cdot \overbrace{\left(\frac{N_{out,1}}{N_{out,1}} \right)}^{b_1} \cdot i_{Lm} - \frac{V_{out,1}}{R_{L1}} \quad i_{C2} = -\frac{V_{out,2}}{R_{L2}} \quad (3.6)$$

Portanto, as correntes médias em cada capacitor são dadas por:

$$I_{C1_{AVG}} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{(D_{in,1} + D_{in,2}) \cdot T} \left(\frac{-V_{out,1}}{R_{L1}} \right) dt + \int_0^{D_{out,1} \cdot T} \left(a \cdot b_1 \cdot i_{Lm}^{(in,1)} - \frac{V_{out,1}}{R_{L1}} \right) dt + \int_0^{D_{out,2} \cdot T} \left(\frac{-V_{out,1}}{R_{L1}} \right) dt \right] \quad (3.7)$$

$$I_{C2_{AVG}} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{(D_{in,1} + D_{in,2}) \cdot T} \left(\frac{-V_{out,2}}{R_{L2}} \right) dt + \int_0^{D_{out,1} \cdot T} \left(\frac{-V_{out,2}}{R_{L2}} \right) dt + \int_0^{D_{out,2} \cdot T} \left(a \cdot b_2 \cdot i_{Lm}^{(in,1)} - \frac{V_{out,2}}{R_{L2}} \right) dt \right]$$

Com,

$$I_{Lm_{AVG}}^{(in,1)} = \frac{1}{D_{out,k} \cdot T} \cdot \int_0^{D_{out,k} \cdot T} [i_{Lm}^{(in,1)}(t)] dt, \quad \text{com: } [1 - (D_{in,1} + D_{in,2})] = (D_{out,1} + D_{out,2}) \quad (3.8)$$

o que permite escrever:

$$I_{C1_{AVG}} = -\frac{V_{out,1}}{R_{L1}} + a \cdot b_1 \cdot I_{Lm_{AVG}}^{(in,1)} \cdot D_{out,1} \quad I_{C2_{AVG}} = -\frac{V_{out,2}}{R_{L2}} + a \cdot b_2 \cdot I_{Lm_{AVG}}^{(in,1)} \cdot D_{out,2} \quad (3.9)$$

Adicionalmente, a condição de regime permanente em cada porta de saída impõe o balanço de carga no respectivo capacitor: ao final de cada período de comutação, a carga líquida acumulada deve ser nula e, portanto, a corrente média no capacitor de saída é zero.

$$V_{out,1} = a \cdot b_1 \cdot I_{Lm_{AVG}}^{(in,1)} \cdot D_{out,1} \cdot R_{L1} \quad V_{out,2} = a \cdot b_2 \cdot I_{Lm_{AVG}}^{(in,1)} \cdot D_{out,2} \cdot R_{L2} \quad (3.10)$$

Por fim, ao substituir essas relações na equação previamente obtida (3.3), chega-se a uma expressão de forma geral, válida para g portas fornecedoras e r portas receptoras:

$$I_{Lm_{AVG}}^{(in,1)} = \frac{\sum_{i=1}^g [D_{in,i} \cdot V_{in,i}^{(in,1)}]}{(a)^2 \cdot \sum_{k=1}^r [(b_k)^2 \cdot (D_{out,k})^2 \cdot R_{Lk}]} \quad (3.11)$$

$$V_{out,j} = \frac{b_j \cdot R_{Lj} \cdot D_{out,j}}{a} \cdot \frac{\sum_{i=1}^g [D_{in,i} \cdot V_{in,i}^{(in,1)}]}{\sum_{k=1}^r [(b_k)^2 \cdot (D_{out,k})^2 \cdot R_{Lk}]}, \quad \text{com } j = 1, 2, \dots, r.$$

Ao isolar uma porta receptora arbitrária na expressão (3.3), obtém-se uma forma equivalente e mais conveniente da equação de saída. Ressalta-se que as tensões associadas às portas fornecedoras e receptoras devem, inicialmente, ser referidas às suas respectivas portas de referência (fornecedora e receptora), de modo a garantir consistência na aplicação da relação de transformação. Em seguida, esses valores referidos são substituídos diretamente na expressão resultante:

$$V_{out,j}^{(out,1)} = \frac{\sum_{i=1}^g [D_{in,i} \cdot V_{in,i}^{(in,1)}] - a \cdot \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^r [D_{out,k} \cdot V_{out,k}^{(out,1)}]}{a \cdot D_{out,j}}, \quad \text{com } j = 1, 2, \dots, r. \quad (3.12)$$

É importante salientar que, conforme a Figura 3.21, uma das portas receptoras é mantida continuamente habilitada, enquanto as demais têm suas janelas de condução ajustadas de forma regulada. Nessa condição, a porta continuamente habilitada não possui um grau de liberdade próprio: a sua razão cíclica passa a ser determinada pelo conjunto das razões cíclicas das demais portas receptoras e fornecedoras. Consequentemente, sua razão cíclica pode ser escrita como:

$$D_{out,x} = 1 - \sum_{i=1}^g (D_{in,i}) - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^r (D_{out,k}), \quad \text{com } x = \text{Porta continuamente habilitada}. \quad (3.13)$$

No caso particular ilustrado na Figura 3.21, em que a porta associada a $D_{out,1}$ permanece continuamente habilitada, obtém-se:

$$D_{out,1} = 1 - \sum_{i=1}^g (D_{in,i}) - \sum_{k=2}^r (D_{out,k}) \quad (3.14)$$

Com base nas relações anteriores e admitindo que a frequência de comutação é suficientemente elevada em relação à dinâmica do indutor acoplado, a ondulação pico a pico da corrente magnetizante é dada por:

$$\frac{di_{Lm}^{(in,1)}}{dt} = \frac{v_{Lm}^{(in,1)}}{L_m} \Rightarrow \Delta i_{Lm}^{(in,1)} = \frac{v_{Lm}^{(in,1)}}{L_m} \cdot \Delta t \quad (3.15)$$

Como, durante o intervalo de magnetização, as portas fornecedoras atuam em subintervalos consecutivos e contribuem de forma acumulativa para a elevação da corrente magnetizante até seu valor máximo, a obtenção da ondulação pico a pico requer que essas contribuições sejam previamente referidas a uma mesma porta de referência, de modo a permitir a soma consistente das grandezas envolvidas. Dessa forma, obtém-se:

$$\Delta i_{Lm}^{(in,1)} = \frac{T}{L_m} \cdot \left[\sum_{i=1}^m (D_{in,i} \cdot V_{in,i}^{(in,1)}) \right] \quad (3.16)$$

De forma análoga, no intervalo de transferência de energia para as portas receptoras:

$$\Delta i_{Lm}^{(in,1)} = \frac{T}{L_m} \cdot \left[a \cdot \sum_{k=1}^n D_{out,k} \cdot V_{out,k}^{(out,1)} \right] \quad (3.17)$$

Em regime permanente, o aumento acumulado durante a magnetização deve ser exatamente compensado pela redução acumulada durante a transferência de energia. Ao igualar as expressões dos trechos crescente (3.16) e decrescente (3.17), obtém-se a condição de balanço utilizada para chegar à relação apresentada em (3.3).

Além disso, as ondulações de tensão nos capacitores de saída podem ser aproximadas sob a mesma hipótese de comutação rápida, assumindo que a corrente média demandada pela carga permanece praticamente constante ao longo de um período. Para cada porta receptora, o capacitor fornece essencialmente a corrente da carga durante o intervalo em que essa porta não está recebendo energia; nesse trecho, a tensão do capacitor varia aproximadamente de forma linear. Já quando a porta recebe energia, a corrente no capacitor passa a ser determinada pela diferença entre a corrente magnetizante refletida e a corrente da carga. A partir dessa aproximação, obtém-se a expressão (3.18) para a ondulação de tensão no capacitor de saída.

$$\Delta v_{C_j} = \frac{I_{out,j}}{C_j} \cdot (1 - D_{out,j}) \cdot T, \quad \text{com } j = 1, 2, \dots, n. \quad (3.18)$$

O fator de utilização do conversor proposto é apresentado em (3.19) e pode ser interpretado como uma medida direta da sua capacidade de processamento de potência na saída. De forma análoga ao *flyback* convencional, essa capacidade não cresce indefinidamente com o aumento da razão cíclica: à medida que a razão cíclica varia de 0 a 1, o fator de utilização parte de zero, aumenta até um ponto ótimo e, em seguida, decresce novamente até zero.

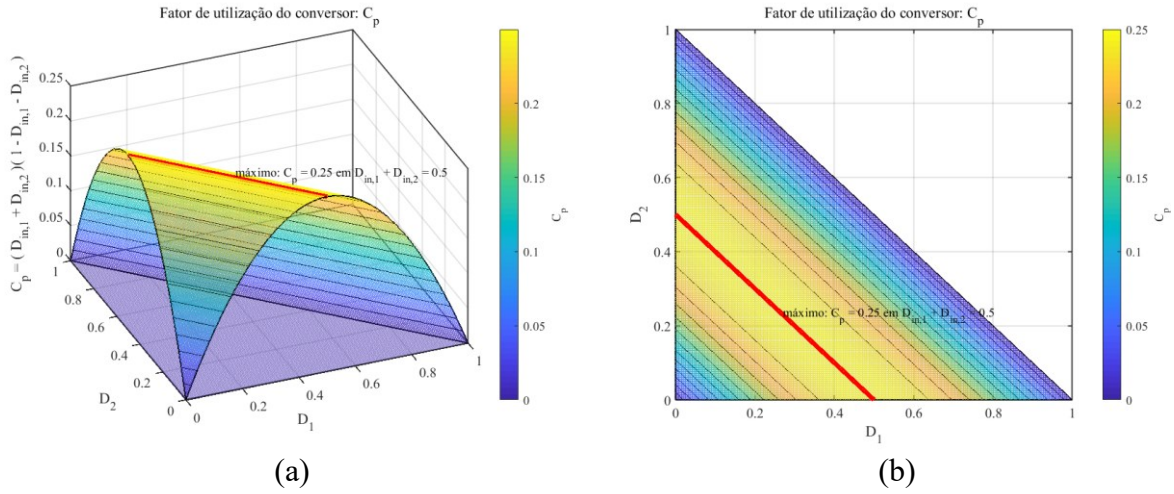
$$c_P \equiv \left[\sum_{i=1}^m (D_{in,i}) \right] \cdot \left[1 - \sum_{i=1}^m (D_{in,i}) \right] \quad (3.19)$$

No conversor convencional, esse comportamento decorre do compromisso intrínseco entre o tempo disponível para armazenar energia no indutor acoplado (intervalo de magnetização) e o tempo complementar necessário para transferi-la à saída (intervalo de transferência). Por isso, a curva de utilização é simétrica e atinge seu máximo quando esses dois intervalos se equilibram, isto é, quando a razão cíclica é 0,5. Nesse ponto, o fator de utilização assume o valor máximo normalizado de 0,25; ao se afastar desse equilíbrio — seja aumentando demais o tempo de magnetização ou reduzindo-o excessivamente — a capacidade efetiva de entrega de potência diminui.

No caso multiporta com múltiplas entradas, o mesmo princípio permanece válido, porém com uma diferença importante: em vez de existir um único valor de razão cíclica que determina o ponto ótimo, existem múltiplas combinações de razões cíclicas das portas fornecedoras que podem levar ao mesmo nível de utilização máxima. Em outras palavras, diferentes repartições de janelas podem produzir o mesmo intervalo total de magnetização e, portanto, a mesma capacidade máxima de potência. Ainda assim, o ponto de máxima utilização continua ocorrendo quando o intervalo total de magnetização equivale à 0,5 — condição que é diretamente análoga ao caso convencional.

A Figura 3.25 apresenta o fator de utilização do conversor proposto para o caso com duas portas fornecedoras. Observa-se que a figura representa a variação desse fator em função das razões cíclicas das duas portas, limitado pela região fisicamente válida de operação. Destaca-se, ainda, que a condição de máxima utilização é evidenciada pela linha em vermelho que intercepta o sólido. Essa linha corresponde ao conjunto de combinações em que a soma das razões cíclicas das portas fornecedoras é igual a 0,5.

Figura 3.23 Fator de utilização do conversor proposto para duas portas fornecedoras.



Fonte: O próprio autor.

3.5.2 Fronteira entre os modos de Condução Contínua (MCC) e Condução Descontínua (MCD)

Conforme a equação (3.16), a ondulação pico a pico da corrente na indutância de magnetização pode ser expressa em função das tensões aplicadas e de L_m . Adotando-se o critério clássico de transição entre MCC e MCD — no qual, na fronteira, a corrente magnetizante atinge valor mínimo nulo, de modo que $I_{L_m,AVG} = \Delta i_{L_m}/2$ — e combinando esse resultado com a expressão de $I_{L_m,AVG}$ obtida anteriormente, chega-se, por manipulação algébrica, à equação (3.20), que define a indutância de magnetização mínima requerida para assegurar operação em MCC.

$$L_{m,min} = \frac{a^2}{2 \cdot f_s} \cdot \left\{ \sum_{k=1}^r \left[(b_k)^2 \cdot (D_{out,k})^2 \cdot R_{Lk,max} \right] \right\} \quad (3.20)$$

$$L_{m,min} = \frac{a^2}{2 \cdot f_s} \cdot \left\{ \sum_{k=1}^r \left[(b_k)^2 \cdot (D_{out,k})^2 \cdot \left(\frac{V_{out,k}^2}{P_{out,k,min}} \right) \right] \right\}$$

A partir da equação (3.20), pode-se recuperar diretamente o caso particular do *flyback* convencional ao se impor as condições $g = 1$ e $r = 1$, isto é, uma única porta fornecedora e uma única porta receptora. Nessas circunstâncias, a janela de descarga coincide com o intervalo complementar ao de magnetização, de modo que $D_{out,1} = 1 - D_{in,1}$, conforme equação (3.13). Com essa especialização, a expressão geral para $L_{m,min}$ reduz-se à forma clássica da indutância de magnetização mínima requerida na fronteira entre MCC e MCD para o conversor *flyback* convencional, servindo como verificação de consistência do modelo proposto e das manipulações algébricas adotadas.

$$L_{m,\min} = \frac{a^2}{2 \cdot f_s} \cdot (1 - D_{in,l,\min})^2 \cdot \left(\frac{V_{out,l}^2}{P_{out,l,\min}} \right) \quad (3.21)$$

Entretanto, o dimensionamento deve considerar o pior caso, que ocorre quando a potência transferida é mínima entre um par específico de portas — situação análoga ao cenário de carga leve no *flyback* convencional, no qual a redução de potência tende a conduzir o conversor à fronteira entre MCC e MCD. Assim, para garantir operação em MCC em todas as condições admissíveis, a indutância de magnetização mínima deve ser avaliada para cada combinação possível entre uma porta fornecedora e uma porta receptora, isto é, realizando-se as permutações entre os pares (g, r) . Em seguida, adota-se como requisito de projeto o maior valor obtido dentre essas avaliações, o qual constitui o limite inferior para $L_{m,\min}$ e assegura margem de operação em MCC independentemente do sentido do fluxo de potência e da configuração instantânea de transferência de energia.

3.5.3 Ganho Estático do Conversor Três-Portas

Para a configuração apresentada na Figura 3.15, o conversor *flyback* multiporta de três portas admite três arranjos básicos de transferência de potência: (i) uma porta fornecedora $\rightarrow$ uma porta receptora; (ii) uma porta fornecedora $\rightarrow$ duas portas receptoras; e (iii) duas portas fornecedoras $\rightarrow$ uma porta receptora. Como o arranjo (i) se reduz ao caso clássico do *flyback* (uma única etapa de magnetização seguida de uma única etapa de desmagnetização), seu ganho estático coincide com a expressão conhecida e, portanto, não traz mecanismos adicionais para a discussão aqui.

Dessa forma, a análise do ganho estático concentra-se nos arranjos (ii) e (iii), nos quais o particionamento temporal da transferência ($D_{in,i}$ e $D_{out,k}$) e o acoplamento magnético passam a impor dependências explícitas entre as tensões das portas. Partindo da expressão geral de saída (3.12) — obtida a partir do balanço volt–segundo no ramo magnetizante com as tensões devidamente referidas às portas de referência fornecedora e receptora — e empregando a restrição de complementaridade (3.14) para a porta receptora continuamente habilitada x (no exemplo, $x = 1$), obtêm-se duas formas distintas do ganho estático, apresentadas em (3.22) e (3.23). A Equação (3.22) descreve o caso em que uma porta fornecedora alimenta simultaneamente duas portas receptoras, ao passo que (3.23) descreve o caso em que duas portas fornecedoras contribuem para uma única porta receptora. Em outras palavras, o ganho estático passa a ser função do arranjo operacional, pois muda a forma como o período de comutação é repartido entre magnetização e transferência para cada porta.

$$V_{out,1}^{(out,1)} = \frac{D_{in,1} \cdot V_{in,1} - a \cdot D_{out,2} \cdot V_{out,2}^{(out,1)}}{a \cdot (1 - D_{in,1} - D_{out,2})} \quad (3.22)$$

$$V_{out,2}^{(out,1)} = \frac{D_{in,1} \cdot V_{in,1} - a \cdot \overbrace{(1 - D_{in,1} - D_{out,2})}^{D_{out,1}} \cdot V_{out,1}^{(out,1)}}{a \cdot D_{out,2}}$$

$$V_{out,1}^{(out,1)} = \frac{D_{in,1} \cdot V_{in,1} + D_{in,2} \cdot V_{in,2}^{(in,1)}}{a \cdot \underbrace{(1 - D_{in,1} - D_{in,2})}_{D_{out,1}}} \quad (3.23)$$

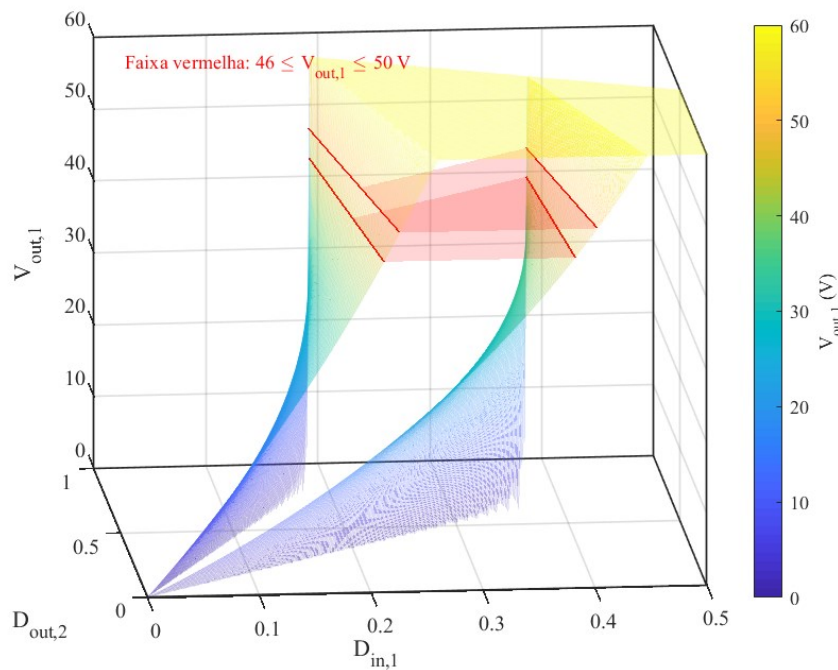
Para manter a comparação entre cenários objetiva e reprodutível, adota-se, ao longo desta seção, uma convenção fixa para o conversor de três portas: a porta 1 opera como fornecedora, a porta 2 permanece como receptora com tensão regulada em 48 V, e a porta 3 alterna entre os modos de fornecimento e recebimento, conforme o arranjo de transferência considerado. As faixas de tensão atribuídas às portas são tratadas como limites admissíveis de operação — isto é, $V_1 \in [26, 60]$ V para a porta 1 e $V_3 \in [11, 16]$ V para a porta 3 — e não como variações contínuas impostas durante o funcionamento. Esses intervalos são varridos apenas para a construção das Figura 3.24 e Figura 3.25, de modo a mapear a região de operação válida e evidenciar a sensibilidade do ganho às combinações admissíveis de parâmetros.

Ressalta-se que essas faixas de tensão foram adotadas exclusivamente para a construção das superfícies de ganho estático apresentadas nas Figura 3.24 e Figura 3.25, não sendo empregadas na análise normalizada da fronteira entre MCC e MCD. Essa escolha se justifica porque, na configuração de três portas, a tensão da porta 2 não depende apenas da tensão de uma única porta, mas da interação entre as tensões das demais portas e as respectivas razões cíclicas, conforme evidenciado pelas Equações (3.22) e (3.23). Assim, tanto no arranjo em que uma porta fornece energia para duas portas receptoras quanto naquele em que duas portas fornecem energia para uma única porta receptora, variações na tensão da porta 1 ou da porta 3 implicam diferentes combinações de razões cíclicas e, conseqüentemente, diferentes condições de operação para a porta 2. Desse modo, a varredura paramétrica dessas faixas foi empregada apenas para evidenciar, no contexto do ganho estático em MCC, a influência conjunta dessas variáveis sobre a região de operação do conversor e sobre o comportamento da tensão associada à porta 2.

Com essa base, a equação (3.22) descreve o arranjo em que uma única porta fornecedora transfere energia para duas portas receptoras. Nesse caso, o ganho estático associado à porta 2, representado por $V_{out,1}$, deixa de ser uma simples relação “entrada-saída”, pois passa a ser

condicionado também pelo arranjo de transferência e pelo particionamento das janelas de condução no período de comutação. Ao aplicar a varredura dos níveis de tensão dentro dos limites estabelecidos e dos comandos correspondentes a esse arranjo, obtém-se a Figura 3.24, que mostra como o ponto de operação se desloca conforme a combinação de condições admissíveis.

Figura 3.24 Ganho estático do conversor proposto no arranjo em que uma porta fornecedora transfere energia para duas portas receptoras.

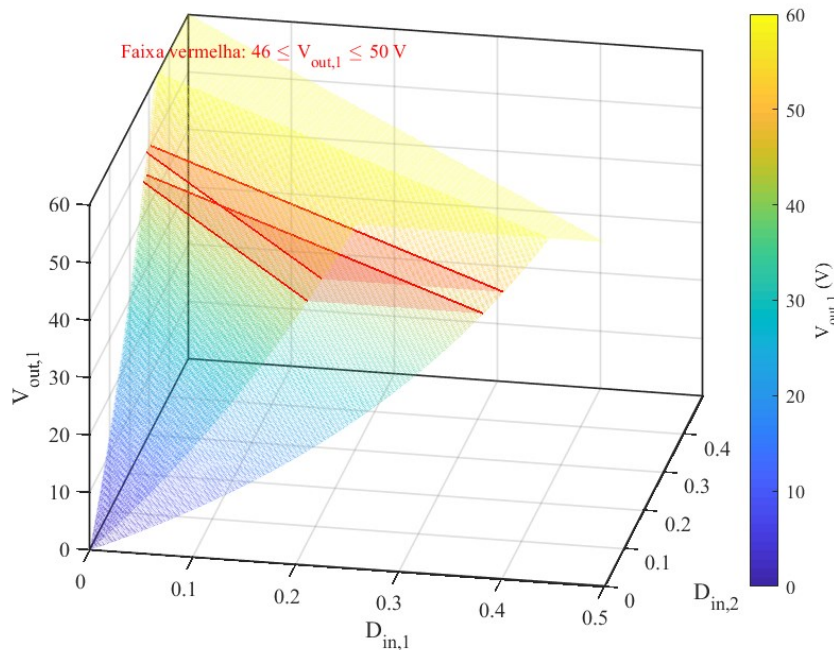


Fonte: O próprio autor.

De forma análoga, a Equação (3.23) representa o arranjo em que duas portas atuam como fornecedoras alimentando uma única porta receptora. Mantendo o mesmo procedimento de varredura, obtém-se a Figura 3.25, permitindo comparar diretamente como a mudança do arranjo — isto é, quem fornece e quem recebe — altera o ganho estático e, consequentemente, a região de operação viável para atendimento da especificação de 48 V.

Em conjunto, as equações e as figuras deixam claro que o ganho estático é fortemente condicionado pelo arranjo de operação (quem fornece e quem recebe), o que eleva a complexidade do conversor em relação ao caso convencional. Por fim, para evitar poluição visual, as figuras mostram as superfícies associadas aos limites de operação e destacam em vermelho a região em torno de 48 V, facilitando a identificação das combinações que atendem à especificação da porta 2.

Figura 3.25 Ganho estático do conversor proposto no arranjo em que duas portas fornecedoras transferem energia para uma porta receptora.

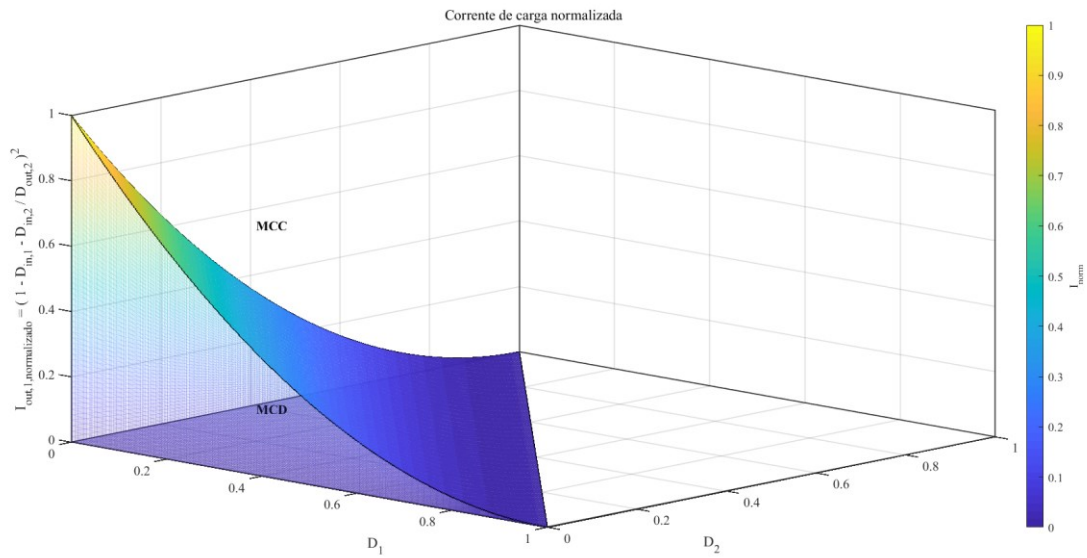


Fonte: O próprio autor.

Em complemento à análise do ganho estático, a Figura 3.26 e Figura 3.27 apresentam, para o conversor de três portas considerado nesta seção, a corrente de carga normalizada e a resistência normalizada na fronteira entre MCC e MCD, referentes à porta 2, que é a porta continuamente habilitada. A normalização é empregada para evidenciar tendências de operação e permitir a comparação entre diferentes condições sem depender de valores absolutos dos componentes.

Nesse arranjo, a condição de fronteira não é determinada por um único comando, mas pelo particionamento do período de comutação entre a etapa de magnetização e as janelas de transferência de energia na descarga, visto que a duração dessas janelas define o tempo remanescente no período para porta analisada, reduzindo o tempo efetivamente disponível para a transferência de energia e, conseqüentemente, deslocando o limite MCC/MCD. Como resultado, a corrente de carga normalizada na fronteira diminui, enquanto a resistência normalizada correspondente cresce de forma acentuada, sobretudo quando o tempo remanescente se torna reduzido. Assim, a Figura 3.26 e a Figura 3.27 destacam claramente as regiões de MCC e MCD e evidenciam que, para o conversor de três portas analisado, o comportamento na fronteira é governado principalmente pela disponibilidade de tempo no período para a transferência de energia na etapa complementar.

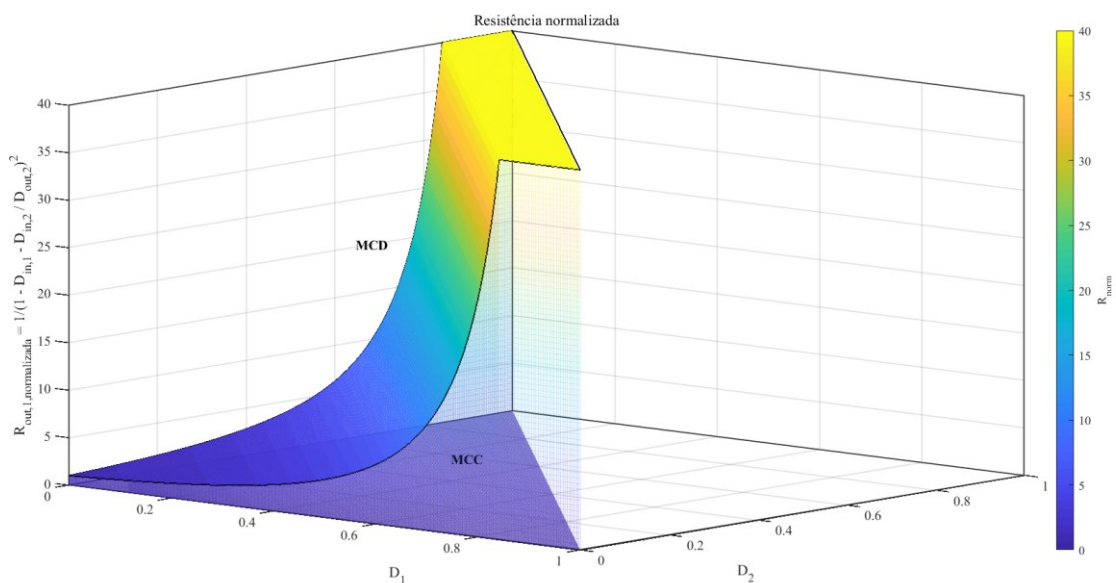
Figura 3.26 Corrente de carga normalizada na fronteira entre MCC e MCD.



Fonte: O próprio autor.

Ressalta-se, ainda, que, independentemente do arranjo de transferência — duas portas fornecendo energia para uma única porta receptora ou uma porta fornecedora atendendo duas portas receptoras — a corrente de carga normalizada e a resistência normalizada associadas à porta continuamente habilitada (porta 2) na fronteira MCC/MCD apresentam a mesma curva característica. Em ambos os casos, o particionamento do período de comutação entre as janelas de condução reduz o intervalo efetivamente disponível para a etapa complementar de transferência de energia, deslocando o limite de operação.

Figura 3.27 Resistência normalizada na fronteira entre MCC e MCD.



Fonte: O próprio autor.

3.6 Considerações finais

A análise desenvolvida neste capítulo permitiu mostrar que a topologia proposta decorre de uma evolução estrutural e operacional das configurações predecessoras, preservando características relevantes, como a bidirecionalidade do fluxo de potência e a possibilidade de operação em modo de condução contínua, ao mesmo tempo em que amplia a flexibilidade de projeto do conversor. Nesse contexto, a nova forma de operação, baseada na magnetização e na desmagnetização individualizadas por porta, mostrou-se particularmente relevante por reduzir o acoplamento dinâmico entre as portas, ampliar a liberdade na escolha da relação de espiras e eliminar a necessidade de conversores CC-CC adicionais. Adicionalmente, o estudo dos princípios de operação permitiu explicitar, de forma sistemática, os intervalos de carga e descarga do indutor acoplado e as condições de transferência de energia entre as portas. Por sua vez, a análise quantitativa estabeleceu as bases analíticas para a descrição do comportamento do conversor em regime permanente, para a determinação da fronteira entre MCC e MCD e para a formulação do ganho estático, tanto em sua forma genérica para estruturas multiportas quanto em sua aplicação ao conversor de três portas adotado como prova de conceito. Assim, este capítulo consolida os fundamentos estruturais, operacionais e analíticos da topologia proposta e fornece o referencial necessário para o desenvolvimento da estratégia de controle apresentada no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 04

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O CONVERSOR PROPOSTO

4.1 Considerações iniciais

A operação coordenada de um conversor CC-CC multiportas impõe requisitos de controle mais abrangentes do que aqueles encontrados em conversores SISO, pois a ação de controle aplicada em uma porta tende a repercutir nas demais devido ao acoplamento eletromagnético e ao compartilhamento de energia por um mesmo estágio de conversão. Assim, além de garantir rastreamento de referências e estabilidade interna, o controle deve gerenciar o balanço instantâneo de potência entre geração, armazenamento e carga, acomodar fluxos bidirecionais (carga/descarga do armazenamento), lidar com mudanças de regime (variações rápidas de irradiância e de demanda) e respeitar restrições operacionais (limites de tensão, corrente, potência e condições do banco de baterias), preservando a qualidade da tensão no barramento regulado.

Sob essa ótica, embora o conversor proposto seja implementado em um único estágio de conversão, sua dinâmica se assemelha à de uma microrrede CC em escala reduzida, na qual coexistem funções típicas de fonte (porta fotovoltaica), armazenamento (porta bidirecional) e carga/barramento (porta regulada) interligadas por uma variável comum de energia. Por essa razão, torna-se natural empregar conceitos consolidados de coordenação por barramento, nos quais a tensão do barramento reflete diretamente o balanço de potência e pode ser explorada como sinal de coordenação.

Diferentemente de abordagens que dependem de supervisão externa, comunicação entre conversores ou camadas adicionais de despacho, adota-se uma coordenação interna ao próprio conversor, baseada exclusivamente em grandezas localmente disponíveis. Em particular, a tensão da porta 2 (barramento/carga CC regulada) é assumida como a variável global de referência, pois é nela que se materializa o desequilíbrio instantâneo entre potência injetada e potência demandada. Desvios dessa tensão em relação ao valor nominal constituem um sinal físico “implícito” para orientar o compartilhamento de potência entre as portas e a seleção de modos de operação, reduzindo a necessidade de informações adicionais (GAO *et al.*, 2016; GUERRERO *et al.*, 2010; XU *et al.*, 2017). De maneira qualitativa, quando existe excedente de potência, a tendência é ocorrer elevação da tensão; por outro lado, quando a demanda supera

a potência injetada, a tensão tende a reduzir, indicando condição de déficit energético (XU *et al.*, 2017).

Com base nesse princípio, a arquitetura de controle é organizada de forma hierárquica: (i) malhas rápidas internas, associadas às variáveis do estágio de potência e à ação de comutação, asseguram resposta dinâmica e estabilidade do conversor; e (ii) uma camada de coordenação por estados/modos, apoiada na tensão da porta regulada e nas restrições do armazenamento, define referências e prioridades de atuação para manter a tensão da porta 2 dentro da faixa especificada, mesmo sob variações rápidas de geração e carga.

Assim, este capítulo apresenta inicialmente a configuração de operação adotada como referência (Seção 4.1) e, a partir da modelagem do conversor (Anexo A), desenvolve as estratégias de controle associadas a cada interface, explicitando modos de operação e os critérios de transição que permitem coordenar a transferência de energia no conversor *flyback* multidirecional, de múltiplos enrolamentos e três portas, assegurando a manutenção da tensão da porta regulada dentro da faixa especificada em operação estritamente ilhada, mesmo diante de variações rápidas de geração e demanda.

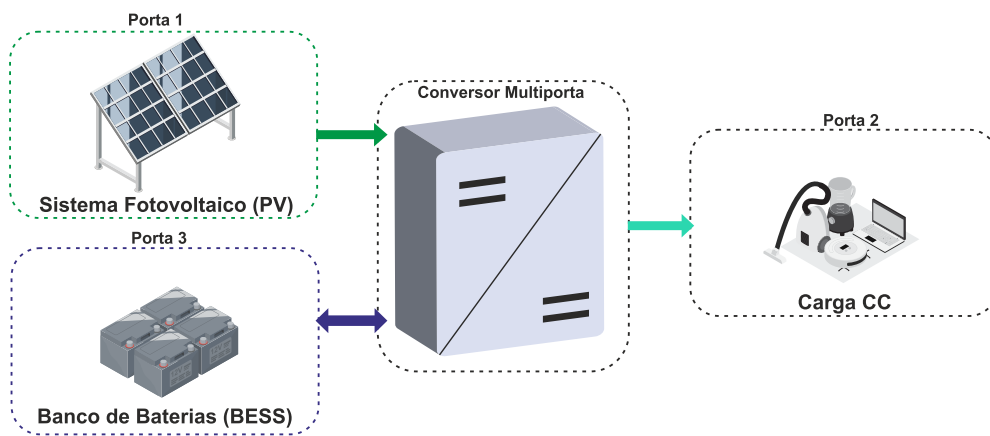
Complementarmente, o Anexo B apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência e fundamentos introdutórios sobre estratégias de controle. Além de contextualizar os principais métodos de MPPT, o anexo reúne a base teórica associada aos controladores PI, LQR e FCS-MPC, oferecendo, em especial, um detalhamento conceitual complementar deste último em relação à sua aplicação neste capítulo. Dessa forma, neste capítulo, a ênfase recai sobre a estratégia de MPPT efetivamente implementada no conversor proposto e sobre a estrutura de controle desenvolvida para sua operação.

4.2 Configuração Proposta

Dada a variedade de elementos geradores, armazenadores e cargas que podem ser conectados ao conversor multiporta proposto, torna-se necessário estabelecer um cenário de operação de referência para viabilizar a modelagem e, sobretudo, a definição da estratégia de controle. Assim, adota-se, para o *flyback* multidirecional, de múltiplos enrolamentos e três portas, uma configuração com funções parcialmente fixas: a porta 1 opera como fornecedora de energia, em virtude da conexão de um sistema fotovoltaico; a porta 2 opera como receptora, correspondendo à carga CC ou ao barramento CC regulado; e a porta 3 alterna sua funcionalidade entre fornecimento e recebimento, em razão da conexão do sistema de armazenamento de energia (banco de baterias), conforme a Figura 4.1.

Coerentemente com essa definição, a porta associada ao armazenamento apresenta comportamento bidirecional: o banco de baterias pode suprir energia à porta 2 (modo de descarga), contribuindo para sustentar sua tensão quando a geração é insuficiente, ou absorver energia a partir da porta 2 (modo de carga), quando há excedente disponível. Em contraste, na configuração de operação adotada, a porta fotovoltaica é tratada como unidirecional do ponto de vista energético, atuando como fonte que fornece energia para a porta regulada. De forma análoga, a porta da carga é intrinsecamente unidirecional, uma vez que a carga apenas consome energia, extraindo potência da porta 2.

Figura 4.1 Configuração proposta.



Fonte: próprio autor.

Para manter rastreabilidade e evitar ambiguidades na análise e na implementação, a Figura 4.1 também explicita os fluxos de potência entre as portas. Adota-se uma convenção única de sinais para corrente e potência: quando uma porta entrega energia (armazenamento de energia no núcleo magnético), o fluxo é considerado positivo; quando uma porta retira energia (extração de parte da energia previamente armazenada no núcleo magnético), o fluxo é considerado negativo. Com essa convenção, a operação do sistema fotovoltaico é naturalmente interpretada como fornecimento de energia, enquanto a carga representa a extração de energia; o banco de baterias, por sua vez, pode assumir ambas as condições, conforme o balanço instantâneo de potência e as restrições operacionais. Os modos de operação, bem como os critérios de transição e as ações de controle associadas a cada cenário, são apresentados nas seções seguintes.

4.3 Estratégia de Controle do Fluxo de Potência

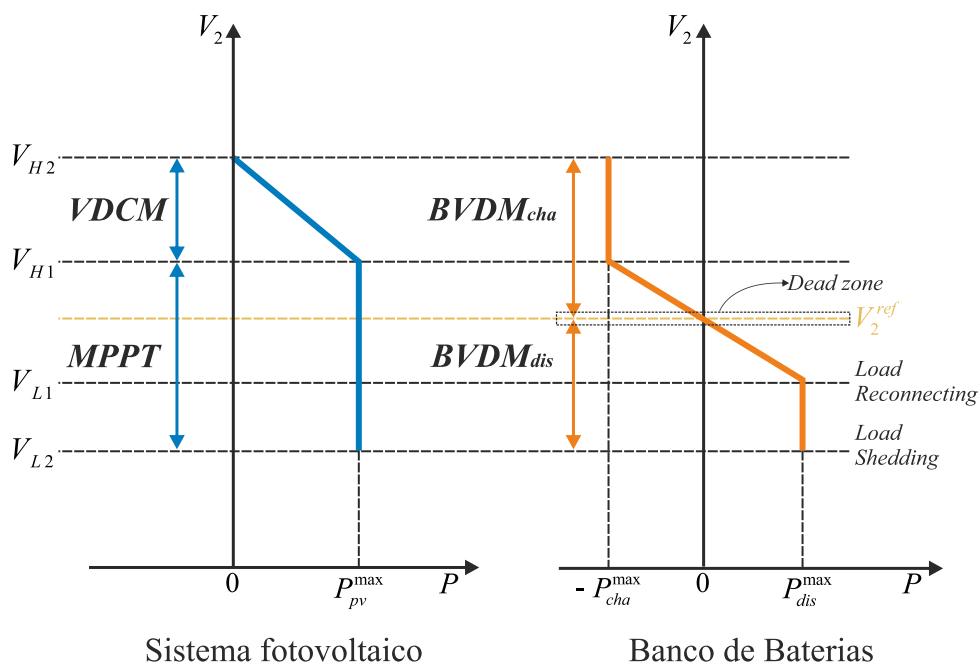
Como discutido anteriormente, a tensão da porta 2 (V_2) pode ser utilizada como variável de coordenação para selecionar os modos de operação das portas em um sistema ilhado, pois

ela reflete diretamente o balanço instantâneo entre geração, armazenamento e demanda. Para que essa coordenação seja viável na prática, não basta impor apenas um valor nominal: é necessário definir faixas de operação que indiquem, de forma objetiva, quando há excedente ou déficit energético e, portanto, qual porta deve assumir o papel predominante na regulação. Assim, em operação estritamente ilhada (sem suporte externo), adota-se uma estratégia baseada em níveis de tensão em V_2 , que servem como critérios de decisão para o compartilhamento de potência e para a transição entre modos.

Nessa condição, a confiabilidade do suprimento local depende exclusivamente da coordenação entre a porta fotovoltaica (porta 1), a porta de armazenamento com banco de bateria (porta 3) e a carga conectada à porta 2. Dessa forma, a tensão V_2 é mantida dentro de uma faixa especificada por meio da atuação combinada: o sistema fotovoltaico opera prioritariamente em MPPT, enquanto o banco de baterias assume a função de elemento regulador por meio de controle do tipo *voltage droop*, ajustando a potência absorvida ou fornecida conforme o desvio de V_2 .

Para sistematizar as decisões de modo, definem-se quatro níveis de tensão: um limite superior V_{H2} (máxima tensão admissível), um nível superior V_{H1} , e dois limites inferiores V_{L1} e V_{L2} , sendo V_{L2} associado a uma condição crítica de subtensão. Conforme ilustrado na Figura 4.2, os modos de operação são estabelecidos a partir da região de V_2 delimitada por esses quatro níveis.

Figura 4.2 Definição dos modos de operação no modo ilhado.



Fonte: próprio autor.

A partir desses níveis, os modos são definidos conforme a região de operação da tensão da porta 2:

- I - Região de excedente - $V_{H1} < V_2 < V_{H2}$: Quando a geração fotovoltaica excede a capacidade de absorção do sistema — isto é, quando a potência disponível é maior do que a potência demandada pela carga somada à potência máxima admissível de carregamento da bateria — resultando na elevação da tensão da porta 2 acima do nível V_{H1} . Para evitar sobretensão, a coordenação atua em duas etapas: primeiramente, a bateria é comandada a absorver o excedente até o seu limite de carregamento, respeitando restrições de corrente, potência e SOC. Em paralelo, o sistema fotovoltaico deixa de operar estritamente em MPPT e passa a limitar a potência extraída, assumindo o modo de *voltage droop* (*Voltage Droop Control Mode* – VDCM), no qual a potência entregue é ajustada em função do desvio de tensão da porta 2, de modo a conter a elevação de V_2 e mantê-la dentro do limite superior especificado.
- II - Região normal/de transição - $V_{L1} < V_2 < V_{H1}$: O sistema fotovoltaico opera em MPPT, maximizando a potência extraída para aproveitar a energia disponível, enquanto o banco de baterias assume a função de regulador dinâmico da tensão V_2 por meio do *voltage droop* (*Battery Voltage Droop control* – BVDM). Dessa forma, a bateria ajusta continuamente sua potência de intercâmbio, migrando suavemente entre modo de carga quando há excedente e modo de descarga quando ocorre déficit, sempre respeitando limites de corrente, potência e as condições de operação (por exemplo, SOC e restrições de segurança). Como resultado, o armazenamento atua como *buffer* energético do sistema, fornecendo amortecimento e desacoplamento dinâmico entre fonte e carga, o que reduz a excursão de V_2 , melhora o comportamento transitório e contribui para a estabilidade global durante degraus de carga ou mudanças rápidas na geração fotovoltaica.
- III - Região de Déficit - $V_{L2} < V_2 < V_{L1}$: Nessa faixa, a tensão da porta 2 indica insuficiência momentânea de geração para atender integralmente a demanda, porém ainda não caracteriza condição de colapso. Assim, o controle prioriza a atuação do armazenamento: o banco de baterias é comandado a fornecer

potência à porta 2 (modo de descarga) para recuperar V_2 em direção a V_{L1} , respeitando os limites de corrente e potência, bem como a janela de SOC. Enquanto V_2 permanecer acima de V_{L2} , a operação é mantida sem intervenções de proteção, e a coordenação segue buscando restabelecer a tensão à região normal. Adicionalmente, o sistema fotovoltaico permanece em MPPT, de modo a extrair a máxima potência disponível, enquanto o banco de baterias é priorizado em descarga no seu limite admissível (capacidade máxima de fornecimento), visando acelerar a recuperação de V_2 até a faixa V_{L1} .

IV - Região crítica - $V_2 < V_{L2}$: A redução de V_2 abaixo do limite inferior crítico indica uma condição de déficit energético severo, na qual a potência disponível é insuficiente para sustentar a tensão da porta regulada dentro da faixa mínima aceitável. Nessa situação, entende-se que o sistema entrou em condição de proteção: a carga é desconectada (*load shedding*) para evitar o colapso do suprimento, e a operação passa a priorizar a recuperação do estado do armazenamento conforme seus limites, permitindo o carregamento por um intervalo de verificação. Ao término desse intervalo, o banco de baterias é colocado em *standby* por um período de observação, reduzindo a ocorrência de comutações sucessivas e permitindo verificar se V_2 se mantém sustentada acima de V_{L1} sem a necessidade de intervenção adicional. Confirmada a estabilização, a lógica de coordenação retorna aos modos normais previamente estabelecidos, restabelecendo o compartilhamento de potência entre as portas conforme o balanço instantâneo entre geração e demanda.

A Tabela 4.1 sintetiza, de forma estruturada, a correspondência entre as regiões de tensão definidas para V_2 e os modos de operação atribuídos a cada elemento conectado às portas do conversor na estratégia de coordenação em regime ilhado. Em termos funcionais, a porta 1 (sistema fotovoltaico) opera prioritariamente em MPPT e, quando V_2 se aproxima do limite superior, pode transitar para um modo de limitação de potência baseado em *voltage droop*, atuando como mecanismo de contenção de sobretensão. A porta 3 (banco de baterias), por sua vez, opera de maneira bidirecional e assume o papel de regulador dinâmico de V_2 , alternando entre carga, descarga e *standby* conforme os níveis V_{H2} , V_{H1} , V_{L1} e V_{L2} , sempre condicionada às restrições de corrente, potência e SOC. Finalmente, a carga conectada à porta 2 é inerentemente unidirecional e permanece conectada nas regiões de operação não críticas (excedente, normal e

déficit); contudo, ao se atingir a região crítica, admite-se a atuação do *load shedding* — parcial por prioridade, quando aplicável, ou total na ausência de particionamento — como medida de proteção para evitar colapso de tensão e viabilizar a recuperação do sistema.

Tabela 4.1 Definição dos modos de operação das unidades de potência na estratégia de controle do fluxo de potência (PFCS) proposta para o conversor multiportas em regime ilhado.

Unidade de Potência	Descrição	Modos de operação
Sistema Fotovoltaico	<i>Maximum Power Point Tracking Mode</i>	MPPT
	<i>Voltage Droop Control Model</i>	VDCM
Banco de Bateria	<i>Standby mode</i>	IDLE
	<i>Battery Voltage Droop control by discharging mode</i>	BVDM _{dis}
	<i>Battery Voltage Droop control by charging mode</i>	BVDM _{cha}
Cargas CC	<i>Load shedding</i>	SHED
	<i>Load reconnecting</i>	RECON
	<i>Load in normal condition</i>	ON

Fonte: O próprio autor.

4.3.1 Balanço de Potência

No sistema proposto, a interação entre a fonte fotovoltaica, o armazenamento e a carga impõem diferentes cenários de fluxo de potência, definidos pelo nível instantâneo de geração e pela demanda na porta 2. De forma ilustrativa, a Figura 4.1 apresenta os possíveis sentidos de fluxo em cada porta, indicando explicitamente as condições de unidirecionalidade (porta fotovoltaica e carga) e bidirecionalidade (porta de armazenamento por meio de baterias). Essa representação permite antecipar combinações típicas de operação e, conseqüentemente, estabelecer o estudo do balanço de potência do conversor multiportas em regime ilhado.

Para a análise do balanço de potência, assume-se que, para quaisquer condições de geração e carga, o sistema deve satisfazer a conservação de energia, de modo que a potência fornecida seja igual à potência demandada, acrescida das perdas. Considerando, inicialmente, o processamento ideal (perdas desprezíveis), obtém-se:

$$P_{pv} \pm P_{BB} = P_{Load} \quad (4.1)$$

Em que: (i) P_{pv} é a potência fornecida pelo sistema fotovoltaico conectado à porta 1; (ii) P_{BB} é a potência associada ao banco de baterias conectado à porta 3, assumindo sinal conforme o sentido de intercâmbio (carga/descarga); e (iii) P_{Load} é a potência consumida pelas cargas conectadas à porta 2.

A Equação (4.1) expressa a condição de equilíbrio em operação estritamente ilhada. Nessa condição, o sistema fotovoltaico opera prioritariamente em MPPT, injetando a máxima

potência disponível, e pode transitar para VDCM quando requerido pelos modos de operação definidos, com o objetivo de manter a tensão da porta 2 dentro da faixa especificada e evitar sobretensão. Por sua vez, o banco de baterias atua como elemento de compensação dinâmica, absorvendo excedentes ou fornecendo potência em condições de déficit, de modo a sustentar a regulação de tensão e assegurar a continuidade do suprimento na porta regulada.

A partir dessa caracterização energética, a coordenação entre as portas pode ser formalizada por uma estratégia de controle do fluxo de potência (*Power Flow Control Strategy* – PFCS), na qual a seleção de modos de operação decorre do balanço instantâneo entre geração fotovoltaica, demanda da carga e capacidade de intercâmbio do banco de baterias, respeitando suas restrições (SOC e limites de corrente/potência). Assim, as interfaces eletrônicas associadas às portas são comandadas de modo a implementar, em tempo real, a condição operacional identificada pela PFCS, garantindo a manutenção da tensão da porta 2 dentro da faixa especificada. A Figura 4.3 apresenta a PFCS adotada para operação estritamente ilhada, composta por cinco modos (Modos 1 a 5), cujas ações correspondentes são sintetizadas na Tabela 4.2 e detalhadas na sequência.

Tabela 4.2 Operações de cada porta na PFCS proposta.

Modo	Porta 1 (Fotovoltaico)	Porta 3 (Bateria)	Porta 2 (Carga CC)
Modo 1(a)	MPPT	IDLE	ON/SHED
Modo 1(b)	MPPT/VDCM	BVDM _{cha}	SHED/RECON
Modo 2	MPPT	BVDM _{dis}	ON/SHED
Modo 3	MPPT	BVDM _{cha}	ON
Modo 4	VDCM	BVDM _{cha}	ON
Modo 5	VDCM	IDLE	ON

Fonte: O próprio autor.

Modo 1(a) — geração insuficiente com bateria indisponível para fornecimento: a potência disponibilizada pelo sistema fotovoltaico é inferior à potência demandada pela carga conectada à porta 2. A porta fotovoltaica (porta 1) permanece em MPPT, extraíndo a máxima potência disponível; entretanto, o déficit de geração não pode ser compensado pelo armazenamento, pois o banco de baterias (porta 3) encontra-se abaixo do limite mínimo de estado de carga (SOC_{min}). Assim, a porta de armazenamento é mantida em IDLE, com a descarga bloqueada, de modo a preservar a integridade do banco de baterias. Como consequência do desequilíbrio de potência, a tensão V_2 tende a se reduzir e, se atingir o limite inferior crítico V_{L2} , a estratégia de coordenação entra em modo de proteção, acionando o *load shedding* por desconexão do bloco de carga para evitar o colapso do suprimento e transita para o Modo 1(b).

Modo 1(b) — recuperação pós-*load shedding* com carregamento do armazenamento: após a desconexão da carga, a operação passa a priorizar a recuperação do armazenamento dentro de suas restrições. A porta 1 permanece em MPPT enquanto houver capacidade de absorção pelo armazenamento; caso contrário, aplica-se VDCM para limitar a potência. Enquanto, a porta 3 transita para o modo de carga por meio do $BVDM_{cha}$, de modo a absorver a potência disponível e elevar o SOC durante um intervalo de verificação. Ao término desse intervalo, sendo V_2 restabelecida a um patamar seguro, a carga é reconectada e a lógica reavalia o balanço instantâneo geração–demanda, transitando para um modo não crítico compatível: por exemplo, para o Modo 3 se houver excedente para carregamento do banco de baterias, ou mantendo a condição de proteção caso a tensão volte a decair.

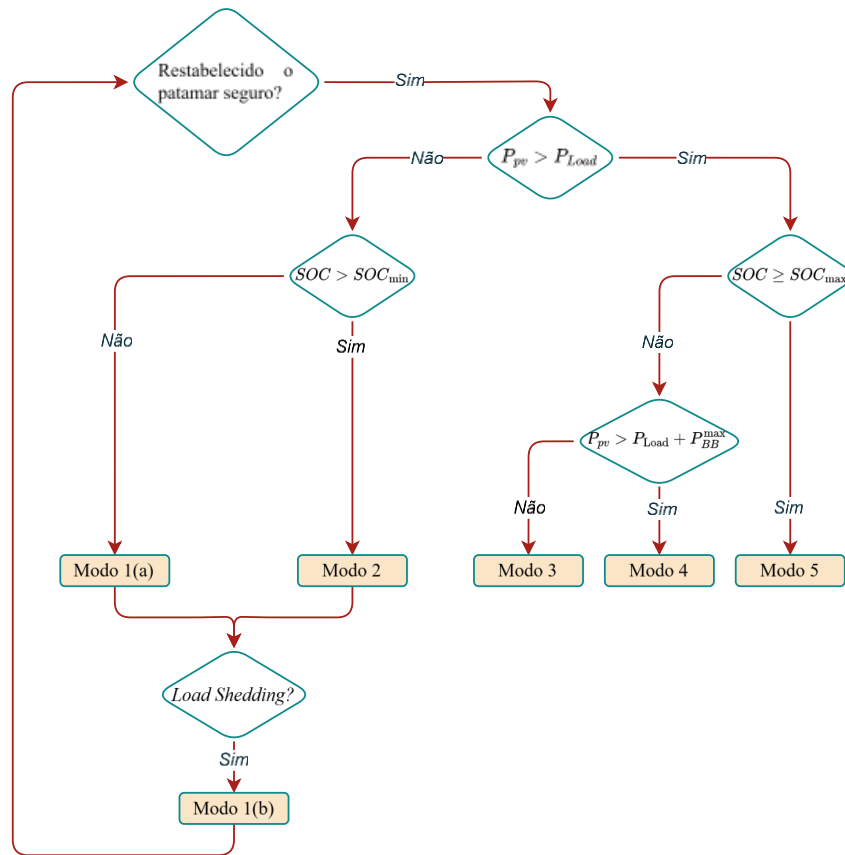
Modo 2 — geração insuficiente com bateria disponível para fornecimento: a potência extraída do sistema fotovoltaico (porta 1), ainda que em MPPT, é insuficiente para atender integralmente a demanda na porta 2. Diferentemente do Modo 1(a), o banco de baterias apresenta SOC acima do limite mínimo, permitindo atuação em descarga. Assim, a porta 3 opera em $BVDM_{dis}$, fornecendo potência adicional conforme o desvio de V_2 , com prioridade para recuperar a tensão, respeitando limites de corrente e potência do armazenamento. Se, mesmo com a bateria operando no seu limite admissível de descarga, V_2 continuar decrescendo e atingir V_{L2} , a lógica de coordenação aciona o *load shedding* e transita para o Modo 1(b).

Modo 3 — excedente moderado com bateria disponível para absorção: Este modo ocorre quando a geração fotovoltaica é superior à demanda instantânea da carga na porta 2, porém o excedente permanece dentro da capacidade admissível de carregamento do banco de baterias. Nessa condição, a porta 1 mantém operação em MPPT, maximizando a potência extraída do arranjo fotovoltaico. A porta 3 opera em $BVDM_{cha}$, absorvendo o excedente e contribuindo para manter V_2 regulado, sempre condicionada aos limites de corrente, potência e de SOC.

Modo 4 — excedente elevado com bateria disponível para absorção: Este modo corresponde à condição em que a geração fotovoltaica excede não apenas a demanda da carga, mas também a capacidade máxima admissível de carregamento da bateria. Como a porta 3 não consegue absorver integralmente o excedente, V_2 tende a se elevar. Para evitar sobretensão, a porta 1 deixa de operar estritamente em MPPT e passa a atuar em VDCM, realizando limitação de potência extraída em função do desvio de V_2 , de modo a conter a elevação de tensão e manter V_2 dentro do limite superior especificado. Em paralelo, a bateria permanece em $BVDM_{cha}$, absorvendo a parcela de excedente permitida por seus limites.

Modo 5 — excedente com bateria indisponível para absorção: este modo ocorre quando, em cenário de excedente (análoga aos Modos 3 ou 4), o banco de baterias atinge o limite superior de SOC (ou outra restrição que impeça o carregamento), tornando-se indisponível para absorver potência adicional. Assim, a porta 3 é colocada em IDLE, e a regulação de V_2 passa a ser sustentada exclusivamente pela porta fotovoltaica. Nessa condição, a porta 1 opera em VDCM, ajustando a potência extraída do arranjo fotovoltaico de acordo com a demanda instantânea, de modo a evitar sobretensão e manter V_2 dentro da faixa especificada, mesmo sem a ação do armazenamento.

Figura 4.3 PFCS proposto para a coordenação das portas do conversor multiportas em operação estritamente ilhada.



Fonte: O próprio autor.

4.4 Técnicas de controle utilizadas para operar o conversor

O desempenho global, a confiabilidade operacional da PFCS e a seleção coordenada de modos dependem diretamente da forma como o controle do conversor multiportas é implementado em cada porta. Assim, nesta seção são detalhadas as técnicas de controle empregadas para realizar, no conversor *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas, as ações associadas aos modos definidos pela PFCS em regime estritamente ilhado.

Diferentemente de arquiteturas compostas por múltiplos conversores SISO (conforme Figura 1.5) — nas quais cada unidade de potência é interfaceada por um conversor dedicado —, nesta proposta a interface entre as unidades de potência é realizada por um único estágio de conversão. Ainda assim, a implementação preserva a lógica conceitual recorrente na literatura: as funções de controle são organizadas de forma hierárquica, combinando uma camada de coordenação (PFCS) com controladores responsáveis por impor a dinâmica desejada em cada porta. Em particular, a PFCS define, a partir de V_2 e das restrições do armazenamento, quais modos devem ser ativados (MPPT/VDCM no fotovoltaico; $BVDM_{cha}/BVDM_{dis}/IDLE$ na bateria; ON/SHED/RECON na carga), enquanto o controlador do estágio de potência executa as ações com base em grandezas locais e as aplica por meio da variável de comutação do conversor e da habilitação seletiva dos ramos associados a cada porta.

Nesse contexto, cada porta é comandada em um único sentido de operação por vez (fornecimento ou recebimento), de modo que a lógica de coordenação impõe intertravamento entre os conjuntos de interruptores. Assim, quando o modo ativo é de fornecimento, apenas os interruptores de índices ímpares (Figura 3.13) são habilitados, promovendo o armazenamento de energia na indutância magnetizante; de forma complementar, quando o modo ativo é de recebimento/absorção, apenas os interruptores de índices pares são habilitados, promovendo a transferência da energia previamente armazenada para a porta selecionada. Essa exclusão mútua impede o acionamento simultâneo de interruptores pares e ímpares na mesma porta e, em conjunto com a inserção de um tempo morto (*dead-time*) nas comutações de sentido, evita sobreposição de comandos, mitiga comutações espúrias e assegura transições automáticas e suaves entre os modos de operação.

4.4.1 Estrutura de Controle da Porta 1 em MPPT

Na estratégia proposta, a porta 1 (sistema fotovoltaico) pode operar em dois estados mutuamente exclusivos, conforme a Tabela 4.1: MPPT ou VDCM. A estratégia de controle do fluxo de potência (PFCS) é responsável por selecionar o estado ativo da porta 1 em função do modo de operação do sistema e das condições instantâneas conforme Figura 4.3. Quando selecionado o estado MPPT, emprega-se um controlador preditivo baseado em modelo com conjunto finito de ações de controle (*Finite Control Set Model Predictive Control* – FCS-MPC), no qual o modelo discreto do conversor é utilizado para prever, a cada período de amostragem, a evolução das variáveis do lado fotovoltaico para cada ação de comutação admissível, escolhendo-se aquela que minimiza uma função custo associada ao erro de rastreamento da tensão do painel. Nesse arcabouço, o algoritmo de MPPT fornece (e atualiza) a referência de

tensão V_{pv}^{ref} a ser seguida pelo FCS-MPC; adicionalmente, implementa-se um estimador para a corrente do painel, de modo a viabilizar operação sem sensor de corrente (reduzindo custo e complexidade), estimando $\tilde{i}_{pv}$ a partir das medições de tensão disponíveis e das relações do modelo do conversor. Assim, a estimação de corrente, a atualização da referência MPPT e a decisão de comutação podem ser tratadas de forma integrada no mesmo laço de controle do MPC (isto é, o MPPT é incorporado ao próprio *framework* do MPC em um único loop).

4.4.1.1 Variáveis lógicas e efeito da porta 3

No conversor proposto, a porta 3 (banco de baterias) apresenta bidirecionalidade, alternando entre fornecimento e absorção de energia. Essa alternância modifica os sentidos de corrente/tensão efetivos e os caminhos de condução, de modo que alguns termos do modelo assumem sinais distintos dependendo do sentido de transferência de potência. Para manter uma formulação unificada, essa característica é incorporada por meio de um fator de modo na modelagem do conversor de três portas, conforme estabelecido no Anexo A. Assim, para explicitar a comutação entre os regimes de carga e descarga, define-se a variável de modo:

$$\sigma \in \{-1, 0, +1\} \quad (4.2)$$

Em que,

- $\sigma = +1$: porta 3 operando como fornecedora (descarga do banco de baterias);
- $\sigma = -1$: porta 3 operando como receptora (carga do banco de baterias);
- $\sigma = 0$: porta 3 em IDLE (desabilitada, sem troca de potência).

Por sua vez, a variável de comutação do FCS-MPC, associada ao estado do interruptor principal da porta 1 no instante amostrado, permanece binária, uma vez que o dispositivo assume apenas dois estados físicos: condução ($\nu = 1$, interruptor fechado) ou bloqueio ($\nu = 0$, interruptor aberto).

4.4.1.2 Estimador da Corrente do Sistema Fotovoltaico

O estimador de corrente é derivado a partir da análise do conversor operando em modo de condução contínua (MCC), considerando os dois estados de comutação do interruptor. Nesse contexto, a dinâmica elétrica vista na porta fotovoltaica é descrita por um modelo por trechos, associado ao estado do interruptor no instante amostrado. Assim, a corrente do painel pode ser expressa como uma função da variável binária de comutação $\nu \in \{0, 1\}$, isto é:

$$i_{pv}(t) = C_{in} \cdot \frac{dV_1(t)}{dt} + \nu \cdot i_{Lm}(t) \quad (4.3)$$

Em que C_{in} denota o capacitor de entrada da porta 1 e i_{Lm} representa a corrente de magnetização do indutor (ou indutância magnetizante) do transformador.

Como a dinâmica de i_{pv} é, em geral, significativamente mais lenta do que o período de amostragem do controlador preditivo (T_s), a parcela comutada $\nu \cdot i_{Lm}(t)$ pode ser aproximada por seu valor médio ao longo de uma janela curta, sem perda relevante de acurácia para fins de estimação em tempo real, resultando em:

$$\nu \cdot i_{Lm}(t) \approx D_1 \cdot I_{Lm_{AVG}} \quad (4.4)$$

$$I_{Lm_{AVG}} = \frac{V_2}{R_L} \cdot \frac{1}{\left(\frac{N_1}{N_2}\right) \cdot (1 - D_1 - D_2)} \quad (4.5)$$

Em que D_1 representa a razão cíclica efetiva associada à porta 1. Na implementação com FCS-MPC, como o sinal de comutação é binário $\nu \in \{0,1\}$, D_1 é tipicamente obtido como o valor médio de ν em uma janela deslizando (média móvel).

Com base nas relações do circuito equivalente (Seção 3.4) e no desenvolvimento apresentado no Anexo A, realizam-se as manipulações algébricas das equações correspondentes aos dois estados de comutação do interruptor principal e aos dois sentidos de transferência de potência na porta 3 (banco de baterias, fornecimento e recebimento), conforme ilustrado na Figura A.2. Essa etapa permite consolidar uma expressão contínua unificada, adequada para a estimação da corrente do painel fotovoltaico na qual a bidirecionalidade da porta 3 é incorporada de forma compacta por meio da variável de modo σ . Na sequência, a discretização pelo método de Euler *backward*, conduz ao estimador em tempo discreto, expresso por:

$$\tilde{i}_{pv}[k] = \frac{C_{in}}{T_s} \cdot (V_1[k] - V_1[k-1]) + \frac{D_1}{(1 - D_1 - D_2) \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right) \cdot R_L} \cdot V_2^{pv}[k] \quad (4.6)$$

A contribuição do sistema fotovoltaico na porta 2 pode ser isolada pela definição de uma tensão equivalente V_2^{pv} , interpretada como a tensão na porta 2 “como se” a porta 3 estivesse ausente. Em outras palavras, V_2^{pv} representa a parcela de V_2 determinada exclusivamente pela transferência de potência do sistema fotovoltaico para a porta 2, assumindo a porta 3 em IDLE (sem troca de potência). Essa reformulação permite remover o acoplamento introduzido pela bidirecionalidade do banco de baterias, cujo efeito aparece em V_2 como uma componente

refletida (dependente de σ , de V_3 e das relações de transformação/ganhos do conversor). Assim, ao utilizar V_2^{pv} em vez de V_2 , obtém-se uma variável de estimação menos contaminada pela dinâmica da bateria, favorecendo a identificação do comportamento da porta fotovoltaica e a estimação da corrente do painel fotovoltaico:

$$V_2^{pv}[k] = V_2[k] - \sigma \cdot \left(\frac{N_2}{N_3} \right) \cdot \left(\frac{D_2}{1 - D_1 - D_2} \right) \cdot V_3[k] \quad (4.7)$$

A estimação da corrente do painel fotovoltaico é realizada exclusivamente a partir de medições de tensão e dos parâmetros conhecidos do conversor, o que viabiliza a operação *sensorless* no lado PV (sem sensor de corrente na porta 1). Além disso, o estimador incorpora explicitamente a variável de modo da porta 3, garantindo que a mudança entre carga, descarga e IDLE do banco de baterias seja refletida nos termos do modelo e, consequentemente, na dinâmica observada na porta fotovoltaica.

4.4.1.3 Predição da Tensão do Sistema Fotovoltaico

A predição em tempo discreto da tensão de saída (tensão na porta 2), em regime permanente, é obtida pela discretização da sua dinâmica contínua pelo método de Euler *forward*. Na etapa de predição do controlador, essa discretização fornece a expressão para calcular a tensão no próximo instante de amostragem para cada estado do interruptor. Portanto, o modelo é por trechos: adota-se uma equação quando $\nu = 1$ e outra quando $\nu = 0$.

$$V_2^{\nu=1}[k+1] = \left[1 - \frac{T_s}{R_L \cdot C_o} \right] \cdot V_2[k] \quad (4.8)$$

$$V_2^{\nu=0}[k+1] = \left[1 - \frac{T_s}{R_L \cdot C_o} + \frac{T_s}{R_L \cdot C_o \cdot (1 - D_1 - D_2)} \right] \cdot V_2[k] \quad (4.9)$$

Assumindo operação em regime permanente ao longo do período de amostragem, a tensão do sistema fotovoltaico pode ser expressa em função da tensão na porta 2 por meio do ganho estático do conversor. Nessa expressão, a contribuição da porta 3 (banco de baterias) aparece com sinal definido pelo modo de operação — isto é, conforme a bateria esteja fornecendo ou absorvendo potência — e também depende de D_2 , que representa a fração efetiva do ciclo de comutação associada à atuação da porta 3 no conversor multiporta. Essa relação decorre do ganho em regime permanente obtido na Seção 3.5.3 e é consistente com o ganho em regime permanente obtido a partir do modelo por espaço de estados médio desenvolvido no Anexo A.

$$V_2 = \left[\frac{D_1 \cdot V_1 + \sigma \cdot \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \cdot V_3 \cdot D_2}{\left(\frac{N_1}{N_2} \right) \cdot (1 - D_1 - D_2)} \right] \quad (4.10)$$

$$V_1 = \frac{(1 - D_1 - D_2)}{D_1} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \cdot V_2 - \sigma \cdot \left(\frac{D_2}{D_1} \right) \cdot \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \cdot V_3 \quad (4.11)$$

$$K \triangleq \frac{(1 - D_1 - D_2)}{D_1} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad B \triangleq \frac{D_2}{D_1} \cdot \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (4.12)$$

As relações (4.7) e (4.8) são substituídas em (4.11) para estimar a tensão do sistema fotovoltaico no próximo instante de amostragem. Nessa etapa, assume-se que a tensão do sistema fotovoltaico permanece aproximadamente constante ao longo do período de amostragem (T_s), hipótese usual em controle preditivo devido à dinâmica mais lenta do arranjo fotovoltaico quando comparada à frequência de comutação.

Dessa forma, a tensão predita do sistema fotovoltaico no próximo instante ($k+1$) é calculada por uma expressão quando o interruptor está conduzindo e por outra quando está bloqueado, resultando nas Equações (4.13) e (4.14), respectivamente.

$$V_1^{v=1}[k+1] = K \cdot \left[1 - \frac{T_s}{R_L \cdot C_o} \right] \cdot V_2[k] - \sigma \cdot B \cdot V_3[k] \quad (4.13)$$

$$V_1^{v=0}[k+1] = K \cdot \left[1 - \frac{T_s}{R_L \cdot C_o} + \frac{T_s}{R_L \cdot C_o \cdot (1 - D_1 - D_2)} \right] \cdot V_2[k] - \sigma \cdot B \cdot V_3[k] \quad (4.14)$$

Embora relações baseadas em modelo ofereçam elevada robustez (RODRIGUEZ *et al.*, 2012), uma limitação típica dessas estratégias é a sua dependência dos parâmetros do sistema. Em particular, a resistência equivalente da carga pode variar significativamente e perturbações abruptas e não previstas na demanda podem degradar o desempenho do controle. Neste contexto, para reduzir essa sensibilidade, adota-se uma solução simples e efetiva para monitorar a carga por meio de um observador que dispensa a medição da corrente do sistema fotovoltaico. O algoritmo utiliza apenas sensores já disponíveis no sistema. A partir dessas grandezas, as relações necessárias para inferir o valor da carga são obtidas com base no mesmo modelo do conversor.

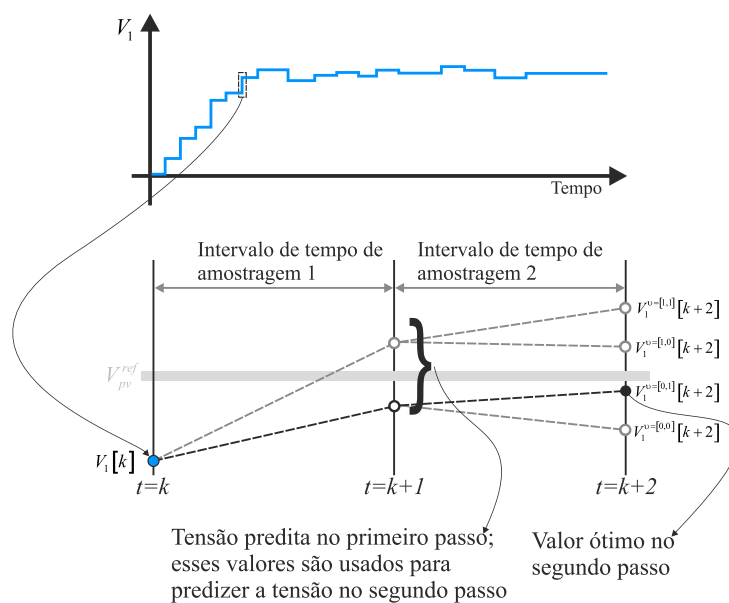
$$R_L[k] = \frac{V_2[k]}{i_2[k]} = \frac{V_2[k]}{\tilde{i}_{pv}[k] \cdot \left(\frac{1 - D_1 - D_2}{D_1} \right) \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right)} \quad (4.15)$$

O observador da carga resistiva é formulado sob a hipótese de que a resistência equivalente R_L varia lentamente em relação ao período de amostragem do MPC. Dessa forma, em um horizonte curto de amostragem, pode-se adotar a aproximação $R_L(k+1) \approx R_L(k) \approx R_L(k-1)$, o que viabiliza a obtenção de um modelo discreto para a estimação de R_L . A resistência estimada é então utilizada para aumentar a robustez do sistema frente a descasamentos paramétricos da carga e é incorporada ao modelo preditivo empregado nas equações (4.13) e (4.14).

Embora as relações baseadas em modelo já proporcionem ganhos relevantes de desempenho e precisão na predição, pode-se adotar um horizonte preditivo com N etapas para elevar a qualidade da decisão do FCS-MPC em termos de rastreamento e robustez.

A ideia é utilizar as grandezas estimadas no instante $k+1$ — corrente e tensão do sistema fotovoltaico, bem como a tensão da porta 2 — para prever o comportamento do sistema também em $k+2$ e, de forma recursiva, nos instantes seguintes até completar o horizonte. Assim, a cada período de amostragem, avaliam-se as ações de comutação admissíveis ao longo de um horizonte finito. Para um horizonte de dois passos, calcula-se inicialmente os valores preditos em $k+1$ para cada estado candidato do interruptor e, em seguida, projeta-se $k+2$ a partir dessas previsões intermediárias. Nesse caso, são avaliadas quatro combinações possíveis de ação de controle ao longo do horizonte (duas opções em cada passo), e seleciona-se a que minimiza a função custo, conforme ilustrado na Figura 4.4.

Figura 4.4 Predição da tensão fotovoltaica em horizonte de dois passos à frente.



Fonte: próprio autor.

Para viabilizar essa extensão, as equações de predição originalmente formuladas para um passo à frente são escritas em forma recursiva. Assim, as expressões utilizadas para calcular as variáveis em $k+1$ passam a ser aplicadas iterativamente, permitindo estimar as variáveis ao longo do horizonte até $k+N+1$. Dessa forma, obtém-se o conjunto de equações de predição em N passos, dado por:

$$V_2^{\nu=1}[k+N+1] = \left[1 - \frac{T_s}{R_L \cdot C_o} \right] \cdot V_2[k+N] \quad (4.16)$$

$$V_2^{\nu=0}[k+N+1] = \left[1 - \frac{T_s}{R_L \cdot C_o} + \frac{T_s}{R_L \cdot C_o \cdot (1-D_1-D_2)} \right] \cdot V_2[k+N] \quad (4.17)$$

$$V_1^{\nu=1}[k+N+1] = K \cdot V_2^{\nu=1}[k+N+1] - \sigma \cdot B \cdot V_3[k+N] \quad (4.18)$$

$$V_1^{\nu=0}[k+N+1] = K \cdot V_2^{\nu=0}[k+N+1] - \sigma \cdot B \cdot V_3[k+N] \quad (4.19)$$

4.4.1.4 Perturbação com Passo Adaptativo

No MPPT integrado ao FCS-MPC, a corrente fotovoltaica não é medida diretamente, mas estimada por um observador baseado em modelo a partir das variáveis disponíveis do conversor. Em cada período de amostragem, a tensão medida do arranjo fotovoltaico e a corrente estimada são utilizadas para calcular a potência fotovoltaica estimada, $\hat{P}_{pv} = v_{pv} \cdot \hat{i}_{pv}$, bem como o indicador discreto $\mu = \Delta \hat{P}_{pv} / \Delta v_{pv}$, associado à inclinação local da curva potência–tensão. O sinal de μ define o sentido de atualização da referência de tensão do painel fotovoltaico, enquanto a magnitude do passo de perturbação é ajustada de forma adaptativa com base na variação predita da tensão fotovoltaica. A referência assim atualizada é então empregada pelo FCS-MPC na avaliação da função custo, com o objetivo de otimizar a ação de comutação. Desse modo, a estratégia implementada combina estimação *sensorless* de corrente, atualização da referência de tensão com passo de perturbação adaptativo e controle preditivo baseado em modelo em uma estrutura integrada de rastreamento do ponto de máxima potência.

$$\mu = \frac{V_1[k] \cdot \tilde{i}_{pv}[k] - V_1[k-1] \cdot \tilde{i}_{pv}[k-1]}{V_1[k] - V_1[k-1]} \quad (4.20)$$

$$V_{pv}^{ref} = \begin{cases} V_{pv}^{ref} - |\Delta \tilde{v}|, & \mu < 0 \\ V_{pv}^{ref} + |\Delta \tilde{v}|, & \mu > 0 \\ V_{pv}^{ref}, & \mu \approx 0 \end{cases} \quad (4.21)$$

A magnitude da perturbação é ajustada de forma adaptativa conforme as Equações (4.22) e (4.23). Com o objetivo de acelerar a convergência durante transitórios e reduzir a ondulação em regime permanente, emprega-se um passo adaptativo, no qual o incremento é definido em função da magnitude das variações preditas (por exemplo, proporcional a $|\Delta \tilde{v}|$). Assim, o algoritmo aplica perturbações maiores quando o ponto de operação está distante do MPP e menores quando opera nas proximidades do ponto ótimo, mitigando oscilações em torno do MPP, reduzindo “*hunting*” e ondulações (*ripple*) em regime permanente.

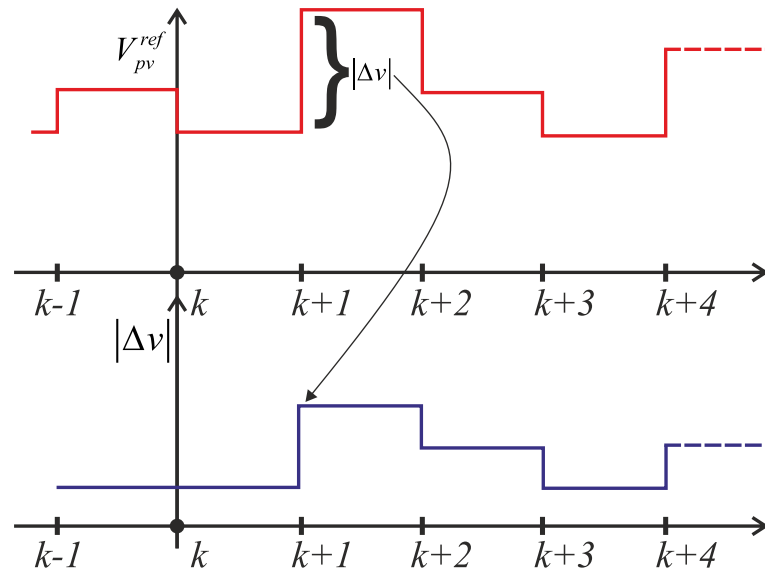
$$|\Delta \tilde{v}| = |\tilde{V}_{PV_{AVG}}[k+1] - V_1[k]| \quad (4.22)$$

Com:

$$\tilde{V}_{PV_{AVG}}[k+1] = \frac{1}{2} \cdot (V_1^{v=1}[k+1] + V_1^{v=0}[k+1]) \quad (4.23)$$

A Figura 4.5 sintetiza graficamente esse mecanismo: como o passo adaptativo modula o incremento aplicado à referência ao longo das iterações, reduzindo as oscilações nas proximidades do MPP.

Figura 4.5 Ilustração do passo adaptativo utilizado na atualização da referência de tensão fotovoltaica.



Fonte: próprio autor.

Com essas duas informações, a referência V_{pv}^{ref} é atualizada somando ou subtraindo o passo variável: se $\mu > 0$, a referência é incrementada; se $\mu < 0$, é decrementada. A referência atualizada é então usada na função custo do FCS-MPC. Para cada sequência candidata de comutação ao longo do horizonte de predição (N), calcula-se a trajetória predita de V_{pv} e avalia-se o custo (por exemplo, o desvio em relação a V_{pv}^{ref}). A sequência que minimiza o custo é selecionada e, conforme o princípio de horizonte deslizante, apenas a primeira ação de controle é aplicada no conversor, repetindo-se o procedimento no próximo instante de amostragem.

$$\min g = \left| V_1^{\nu \in \{0,1\}} [k+1] - V_{pv}^{ref} \right| \in \begin{cases} \left| V_1^{\nu=0} [k+1] - V_{pv}^{ref} \right| \\ \left| V_1^{\nu=1} [k+1] - V_{pv}^{ref} \right| \end{cases} \quad (4.24)$$

Sujeito às equações (4.13) e (4.14), e considerando um horizonte de predição de N etapas à frente, tem-se:

$$\min g = \left| V_1^{\nu = \overbrace{[0,1,0,1,\dots,0]}^{m+1}} [k+N+1] - V_{pv}^{ref} \right| \in \begin{cases} \left| V_1^{\nu = \overbrace{[0,0,0,\dots,0]}^{m+1}} [k+N+1] - V_{pv}^{ref} \right| \\ \left| V_1^{\nu = \overbrace{[0,0,0,\dots,1]}^{m+1}} [k+N+1] - V_{pv}^{ref} \right| \\ \vdots \\ \left| V_1^{\nu = \overbrace{[1,1,1,\dots,1]}^{m+1}} [k+N+1] - V_{pv}^{ref} \right| \end{cases} \quad (4.25)$$

Para um horizonte de predição de dois passos ($k+2$), a variável de comutação ν (binária) gera $2^2 = 4$ sequências candidatas: $[0,0]$, $[0,1]$, $[1,0]$ e $[1,1]$. Para cada sequência, o modelo discreto é aplicado recursivamente: primeiro calcula-se a predição em $k+1$ e, a partir dela, obtém-se a predição em $k+2$. As quatro sequências são então avaliadas pela função custo (4.25) e seleciona-se aquela que a minimiza, conforme ilustrado na Figura 4.4.

4.4.2 Estrutura de Controle da Porta 1 em VDCM

No modo VDCM, a porta fotovoltaica (porta 1) deixa de operar orientada ao rastreamento do ponto de máxima potência e passa a operar como elemento de contenção de potência para mitigar sobretensões na porta 2. Nessa condição, a referência de tensão do arranjo fotovoltaico é ajustada em função do desvio da tensão V_2 em relação ao seu valor de regulação. O modo VDCM é particularmente relevante quando o banco de baterias (porta 3) está indisponível (por restrição de SOC) ou limitado por corrente, de modo que o excedente de potência não pode ser absorvido pelo armazenamento e tende a elevar V_2 .

A estratégia adotada é um *voltage droop*, que estabelece uma relação linear entre o erro da tensão da porta 2 e o deslocamento da referência do PV. Define-se o erro de regulação da porta 2 como:

$$V_{pv}^{ref}[k] = V_{pv}^{MPP,hold} - R_{droop}^{VDCM} \cdot (V_{H1} - V_2[k]) \quad (4.26)$$

Em que $V_{pv}^{MPP,hold}$ corresponde à última referência gerada pelo MPPT imediatamente antes da comutação de modo (isto é, um valor mantido durante o VDCM) e R_{droop}^{VDCM} é o ganho de *droop* (V/V), responsável por definir a sensibilidade do deslocamento da tensão de referência frente às variações de V_2 .

O sinal negativo do ganho de *droop* é escolhido para produzir a ação de contenção: quando $V_2 > V_{H1}$, há excedente de potência na porta 2 e, portanto, deseja-se elevar V_{pv}^{ref} . Esse aumento desloca o ponto de operação do arranjo para uma região de maior tensão e menor corrente, reduzindo a potência extraída e, conseqüentemente, mitigando a tendência de sobretensão em V_2 . Quando $V_2 < V_{H1}$, a condição de excedente deixa de existir e a porta 1 retorna ao modo MPPT, retomando a extração de máxima potência.

Para evitar variações abruptas e assegurar operação dentro dos limites elétricos do arranjo fotovoltaico e do conversor, a referência é limitada por saturação:

$$V_{pv}^{ref}[k] = sat(V_{pv}^{ref}[k], V_{pv}^{\min}, V_{pv}^{\max}) \quad (4.27)$$

Em que $V_{pv}^{\min}$ e $V_{pv}^{\max}$ são definidos a partir da faixa admissível do sistema fotovoltaico e das restrições do estágio de potência.

A referência de tensão do arranjo fotovoltaico é rastreada pelo controlador da porta 1 baseado em FCS-MPC. Para cada ação admissível de comutação, o modelo discreto do conversor é utilizado para calcular a evolução da tensão do arranjo fotovoltaico no horizonte de predição, e a ação de controle é escolhida com base na minimização da função custo definida para o erro de rastreamento. Desse modo, quando a porta 1 opera em VDCM, a potência extraída do sistema fotovoltaico passa a ser ajustada conforme a característica *droop* estabelecida, de modo a contribuir para o balanço energético e para a regulação da tensão na porta 2.

O ganho de *droop* é definido pela relação entre a faixa admissível de elevação da tensão na porta 2 (de V_{H1} até V_{H2}) e o deslocamento máximo permitido para a tensão de operação do arranjo fotovoltaico. Adota-se, assim, a seguinte interpretação operacional:

$$R_{droop}^{VDCM} = \frac{V_{pv}^{\max} - V_{pv}^{MPP,hold}}{V_{H2} - V_{H1}} \quad (4.28)$$

Esse dimensionamento garante que, à medida que V_2 evolui de V_{H1} para V_{H2} , a referência V_{pv}^{ref} é deslocada de $V_{pv}^{MPP,hold}$ até $V_{pv}^{\max}$, produzindo a contenção de potência desejada.

4.4.3 Diagrama de Blocos do FCS-MPC:MPPT ou VDCM

O diagrama de blocos do controlador FCS-MPC com seleção MPPT/VDCM é apresentado na Figura 4.6, evidenciando, de forma integrada, as camadas de sensoriamento, estimação e predição, geração de referência e otimização preditiva.

A cada período de amostragem, são adquiridas as tensões disponíveis no conversor, em particular a tensão do sistema fotovoltaico no instante atual, a tensão da porta 2 e a tensão do banco de baterias (porta 3). Com essas medições e os parâmetros do conversor, estima-se a corrente do lado fotovoltaico por um observador baseado em modelo, eliminando a necessidade de sensor de corrente no PV. Diferentemente de abordagens em que a corrente observada é usada apenas para realimentar o modelo preditivo, neste trabalho a corrente estimada alimenta diretamente o MPPT, permitindo calcular a potência estimada e o indicador μ , que define o sentido de atualização da referência de tensão do PV quando em MPPT; quando em VDCM, a referência de tensão do PV é obtida por uma característica *voltage droop*, coerente com os objetivos de regulação previamente estabelecidos para a coordenação entre portas.

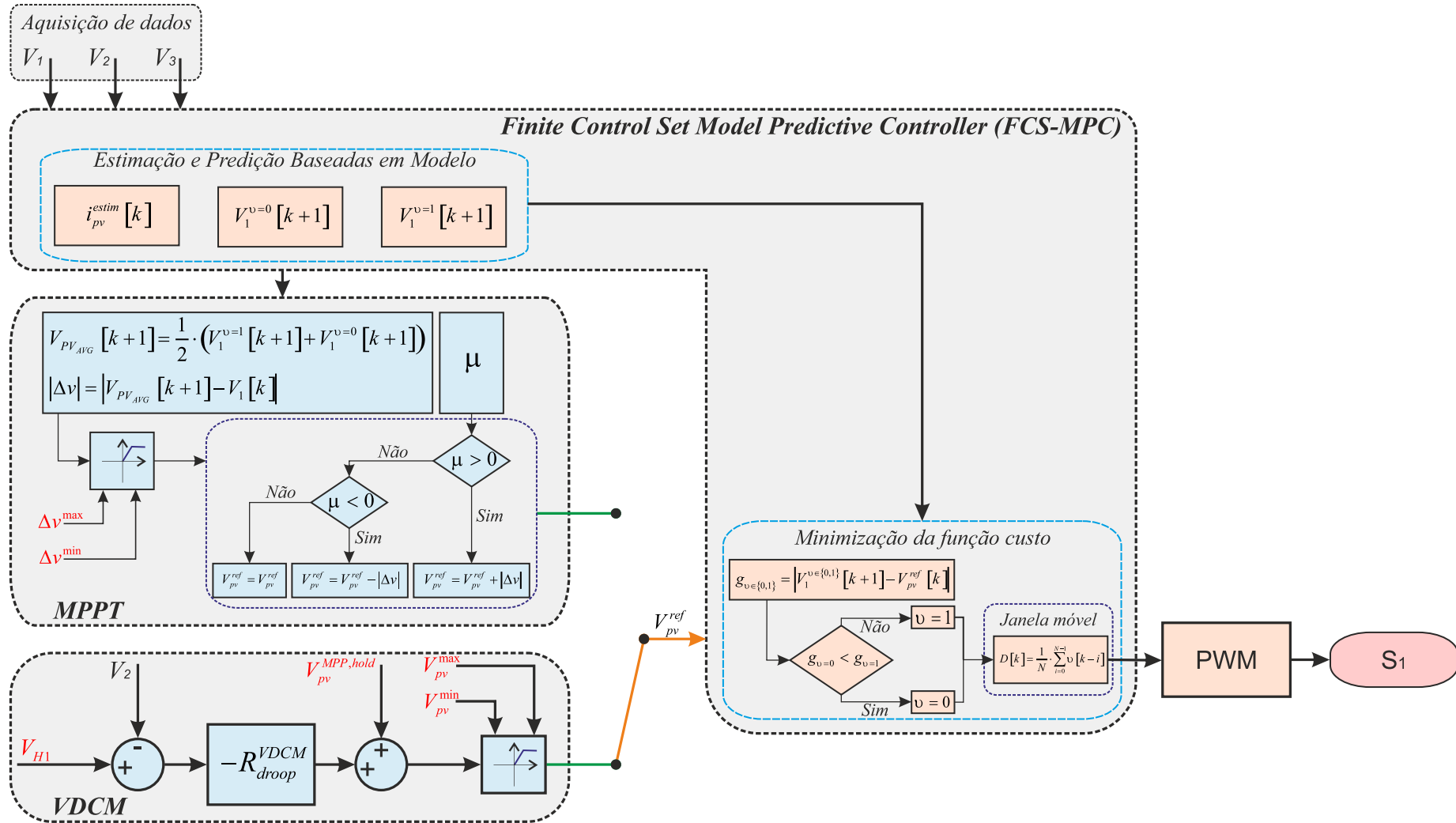
Em paralelo, a tensão do PV no próximo instante é obtida por meio do modelo discreto do conversor, usando como condições de contorno a tensão do PV no instante atual e as tensões associadas às portas 2 e 3, além do modo instantâneo da porta de armazenamento. Assim, para cada ação admissível de comutação, calcula-se a tensão predita do PV no horizonte considerado. A referência de tensão do PV é então atualizada conforme o modo selecionado: (i) em MPPT, emprega-se passo adaptativo, cuja magnitude é ajustada online a partir das variações preditas de tensão, reduzindo oscilações em regime permanente sem penalizar o transitório; (ii) em VDCM, a referência é definida pelo *voltage droop*, impondo ao PV uma trajetória de tensão compatível com a estratégia de regulação adotada.

Por fim, o FCS-MPC avalia a função custo a partir do desvio entre a tensão predita e a referência atualizada e seleciona o estado de comutação que minimiza esse custo, aplicando-se apenas a primeira ação no conversor, de acordo com o princípio de horizonte deslizante.

Para compatibilizar o sinal discreto de comutação com a implementação prática, a razão cíclica efetivamente aplicada é obtida como a média móvel do sinal de comutação em uma

janela deslizante, reduzindo a variabilidade de frequência típica do FCS-MPC e tornando a atuação equivalente a uma modulação em tempo médio.

Figura 4.6 Diagrama de blocos da estrutura de controle da porta 1.



Fonte: O próprio autor.

4.4.4 Estrutura de Controle da Porta 2

Na arquitetura proposta, em operação normal, a porta 2 permanece continuamente habilitada e assume o papel de porta receptora prioritária do *flyback* multiportas. Essa habilitação praticamente constante assegura um caminho bem definido para a transferência da energia armazenada na indutância de magnetização em cada ciclo, evitando elevações indevidas de tensão.

Assim, a “estrutura de controle” da porta 2 é essencialmente uma lógica de habilitação e proteção, baseada no monitoramento de V_2 , enquanto a regulação de V_2 é alcançada indiretamente pela coordenação entre as demais portas: a porta 3 ajusta a potência por meio do *voltage droop* (suporte/absorção) e a porta 1 pode mitigar sobretensões por meio do VDCM quando houver risco de sobretensão.

A exceção ocorre no cenário de *load shedding*: quando o supervisor de operação identifica condição déficit energético sem possibilidade de suporte (por exemplo, armazenamento indisponível) ou qualquer restrição de segurança, a porta 2 pode ser desativada (bloqueio dos interruptores/isolamento da carga) para preservar as cargas CC. A reconexão é realizada com histerese e/ou temporização, somente após V_2 retornar à faixa admissível e as condições de fornecimento serem restabelecidas, evitando comutações repetitivas (*chattering*).

4.4.5 Estrutura de Controle da Porta 3 em BVDM

Na estratégia proposta, a porta 3 (banco de baterias) desempenha simultaneamente as funções de *buffer* energético e de suporte dinâmico à regulação da tensão da porta 2 (V_2) em operação estritamente ilhada. Para isso, a estratégia de controle do fluxo de potência (PFCS) comanda a porta 3 em três estados mutuamente exclusivos, conforme a Tabela 4.1: BVDM_{cha} (carregamento por *voltage droop*), BVDM_{dis} (descarga por *voltage droop*) e IDLE (*standby*). A exclusividade de estados garante que, em qualquer instante, apenas um sentido de potência esteja habilitado, evitando o acionamento simultâneo dos interruptores associados à absorção e ao fornecimento de potência na porta 3 (intertravamento lógico de carga/descarga).

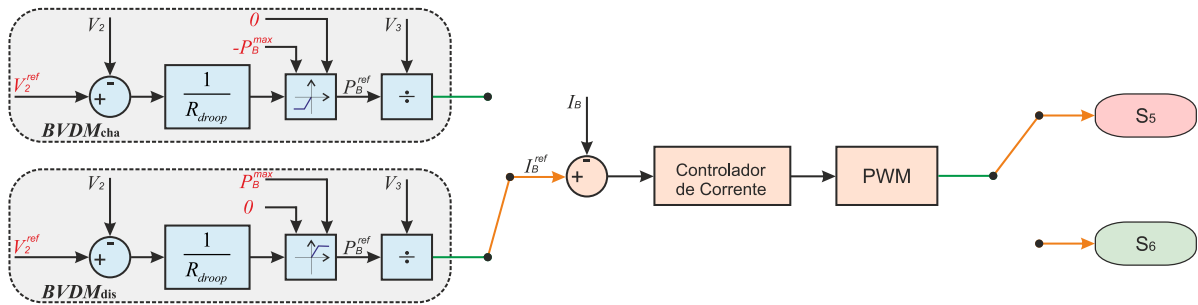
A implementação do controle da porta 3 é organizada em duas camadas. Na camada externa, o bloco de *voltage droop* utiliza o desvio de V_2 em relação à sua referência para gerar uma referência de potência para o banco de baterias, P_{BB}^{ref} , com sinal coerente com o balanço instantâneo de energia (absorver excedentes quando V_2 se eleva e suprir déficits quando V_2 se reduz). Essa referência é então convertida em referência de corrente por:

$$i_{BB}^{ref} = \frac{P_{BB}^{ref}}{V_{BB}} \quad (4.29)$$

Em que V_{BB} é a tensão instantânea do banco de baterias. Na camada interna, um controlador de corrente do tipo PI impõe i_{BB}^{ref} por meio da comutação, gerando as variáveis de comando da etapa de potência.

A Figura 4.7 sintetiza essa hierarquia. No nível supervisorio, a PFCS seleciona o estado da porta 3 (BVDM_{cha}, BVDM_{dis} ou IDLE) e define qual ramo de potência poderá ser comutado (conjunto de interruptores pares ou ímpares), garantindo que apenas um sentido de potência esteja ativo e, portanto, qual lei de *droop* estará ativa. Uma vez definido o modo, a camada externa de *droop* calcula a referência de potência a partir do desvio de V_2 , a qual é convertida em referência de corrente. Por fim, a camada interna de corrente impõe a referência de corrente por meio da comutação, gerando as variáveis de comando aplicadas à etapa de potência.

Figura 4.7 Diagrama de blocos da estrutura de controle da porta 3.



Fonte: O próprio autor.

Nos modos BVDM_{cha} e BVDM_{dis}, o banco de baterias ajusta a potência trocada em função do desvio da tensão da porta 2 em relação ao valor de referência. Para isso, utiliza-se uma característica de *droop* do tipo tensão–potência (V – P), descrita por:

$$P_{BB} = (V_2^{ref} - V_2) \cdot \frac{1}{R_{droop}} \quad (4.30)$$

Em que R_{droop} representa o coeficiente da característica de *droop* da unidade de baterias (BESS), associada à relação V – P adotada no controle da porta 3. Esse coeficiente pode ser determinado a partir da potência máxima de carga/descarga do banco, conforme:

$$R_{droop} = \frac{V_{H1} - V_{L1}}{P_{dis}^{max} - (-P_{cha}^{max})} = \frac{\Delta V}{\Delta P_{BB}} \quad (4.31)$$

Em que V_{H1} e V_{L1} definem os níveis de tensão que delimitam a faixa na qual o banco de baterias (BESS) atua efetivamente na regulação de V_2 , enquanto P_{cha}^{max} e P_{dis}^{max} representam,

respectivamente, os limites máximos de potência em carregamento e em descarga, impostos por restrições de corrente, potência e estado de carga (SOC). Em seguida, a referência de potência é saturada a fim de garantir conformidade com essas limitações físicas:

$$P_{BB}^{ref} \in \left[-P_{dis}^{max}, P_{cha}^{max} \right] \quad (4.32)$$

A partir da expressão (4.30), calcula-se a referência de potência do banco de baterias em função do valor instantâneo da tensão regulada V_2 , conforme ilustrado na Figura 4.7. Quando $V_2 < V_2^{ref}$, a referência de potência indica suporte ao barramento, caracterizando descarga do banco; quando $V_2 > V_2^{ref}$, a referência indica absorção do excedente, caracterizando carga do banco, de acordo com as convenções de sinal previamente definidas, nas quais potência positiva corresponde à descarga e potência negativa à carga.

Ressalta-se, ainda, que o modo IDLE é implementado pela desabilitação da conexão elétrica da porta 3, mantendo os interruptores bloqueados e impedindo qualquer troca de potência com o sistema.

4.5 Considerações finais

A estratégia de controle desenvolvida neste capítulo estabeleceu a base de coordenação energética do conversor *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas operando em regime estritamente ilhado. A partir da definição da configuração de referência adotada, foi formulada a PFCS como camada supervisória responsável por selecionar os modos de operação das portas com base no balanço instantâneo de potência e na tensão da porta 2, assumida como variável global de coordenação. Com isso, tornou-se possível organizar, de forma coerente, a atuação do sistema fotovoltaico, do banco de baterias e da carga CC, associando a cada condição operacional uma ação de controle compatível com as restrições energéticas do sistema e com a necessidade de manter a tensão da porta 2 dentro da faixa especificada. Nesse contexto, a estratégia proposta permite articular, de forma hierárquica, a extração de potência do sistema fotovoltaico, a absorção ou o fornecimento de potência pelo armazenamento e as funções de proteção da carga, constituindo uma estrutura de controle compatível com a natureza multiporta do conversor proposto.

No que se refere às técnicas de controle empregadas, mostrou-se que a porta 1 pode operar em MPPT ou em VDCM, conforme o modo selecionado pela PFCS. Em ambos os casos, a tensão do arranjo fotovoltaico é rastreada por uma estrutura de controle baseada em FCS-MPC, cabendo ao MPPT ou ao VDCM definir a referência de tensão a ser seguida pelo

controlador preditivo. Especificamente no modo MPPT, essa referência é atualizada a partir da estimação da corrente fotovoltaica por observador e de um mecanismo de perturbação com passo adaptativo, permitindo a operação sem sensor de corrente no lado fotovoltaico. Já no modo VDCM, a referência passa a ser definida por uma característica de *voltage droop*, de acordo com os objetivos de regulação estabelecidos para a porta 2.

De forma complementar, a porta 3 foi estruturada para atuar bidirecionalmente por meio de estratégias de *voltage droop* associadas aos modos de carga e descarga, enquanto a porta 2 permaneceu vinculada à lógica de habilitação, proteção e eventual desconexão da carga. Assim, o capítulo consolidou uma arquitetura de controle em que a camada supervisória define o modo de operação e as camadas locais impõem a dinâmica correspondente em cada porta, fornecendo o suporte teórico e estrutural necessário para a análise de desempenho apresentada no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 05

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

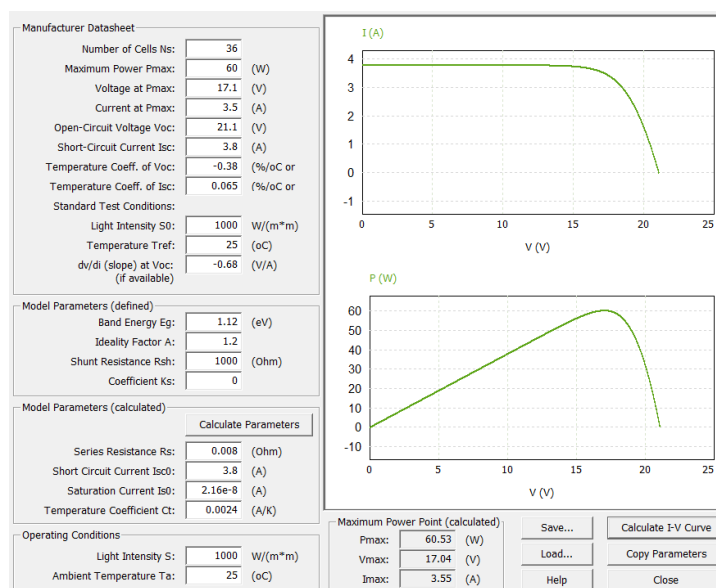
5.1 Considerações iniciais

No cenário adotado (Figura 3.15 e Figura 4.1), o sistema fotovoltaico é conectado à porta 1, cuja faixa admissível de tensão é $V_1 \in [26,60] \text{ V}$. As cargas em corrente contínua são interligadas à porta 2, especificada para tensão nominal de 48 V. O banco de baterias é conectado à porta 3, operando na faixa $V_3 \in [11,16]$.

A inclusão do armazenamento é justificada pela exigência de maior autonomia e robustez do sistema frente a perturbações e variações rápidas de irradiância e temperatura. Em particular, a bateria atua como elemento de amortecimento energético (*buffer*), compensando déficits instantâneos de potência do arranjo fotovoltaico e contribuindo para a sustentação da tensão da porta 2, o que amplia a capacidade do conversor em manter condições operacionais estáveis mesmo sob degraus de carga ou oscilações da fonte primária.

O sistema fotovoltaico foi dimensionado para 120 W a partir da associação em série de dois módulos idênticos. As características elétricas adotadas para o módulo unitário, bem como suas curvas típicas I-V e P-V são apresentadas na Figura 5.1 e fundamentam a parametrização do bloco fotovoltaico utilizado nas simulações.

Figura 5.1 Parâmetros e curvas características do módulo fotovoltaico (dois módulos em série) utilizados na simulação.



Fonte: O próprio autor.

A Tabela 5.1 sumariza os parâmetros adotados nas simulações do conversor *flyback* multiportas de três portas. São especificadas as faixas admissíveis de tensão em cada porta, a potência máxima disponível do arranjo fotovoltaico e o limite de corrente do banco de baterias, os quais estabelecem as restrições operacionais consideradas. Adicionalmente, apresentam-se os parâmetros do transformador (números de espiras e razões de transformação) e os principais componentes passivos, que determinam as relações de conversão, o armazenamento de energia e a dinâmica da porta 2 regulada. Por fim, são indicadas as frequências de atualização do controlador preditivo e do algoritmo de MPPT, pois tais valores definem a discretização do modelo e impactam diretamente a resposta dinâmica obtida nas simulações subsequentes.

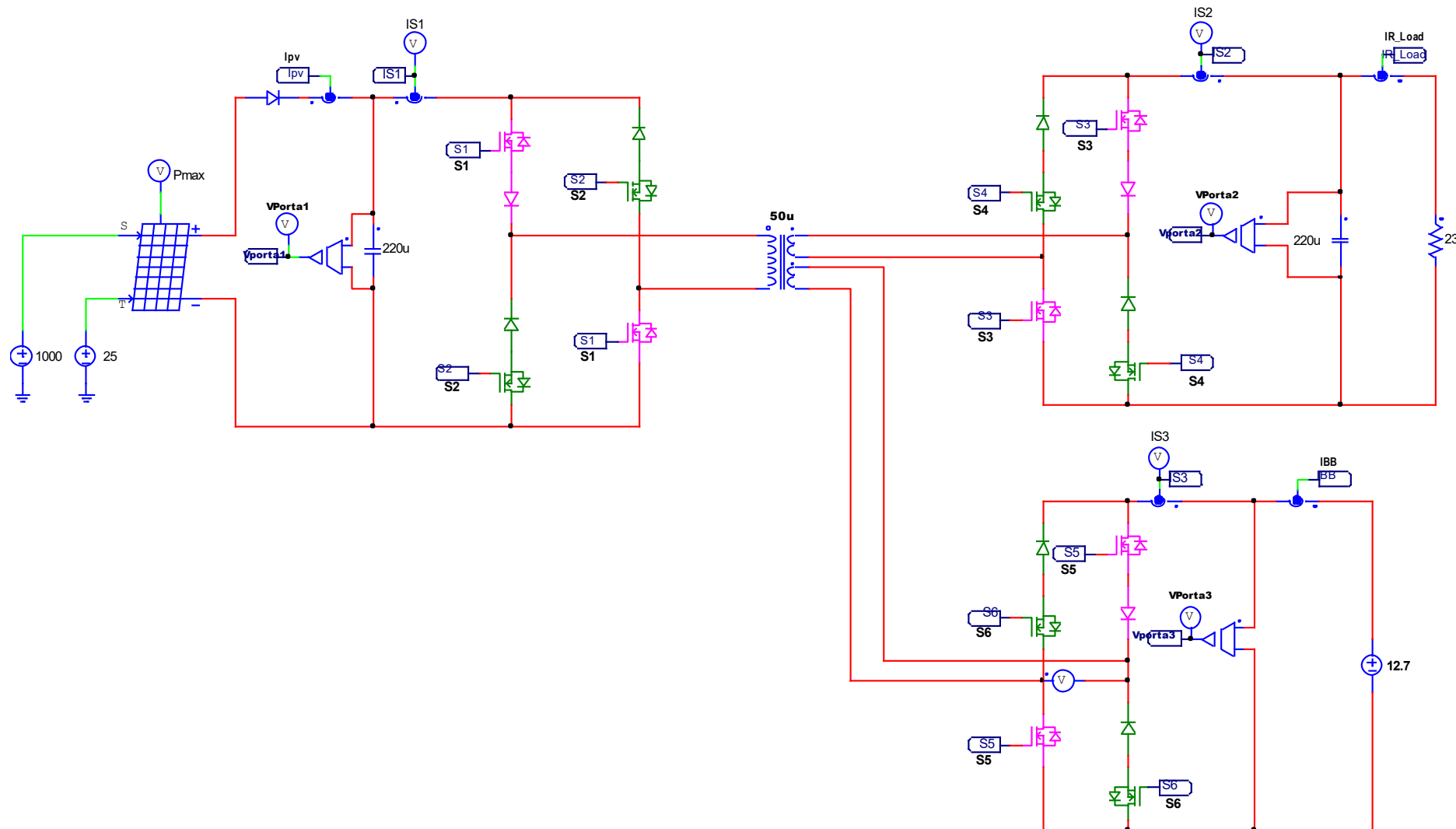
Tabela 5.1 Faixas Operacionais e Parâmetros de Simulação do Conversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão admissível na porta 1	V_1	26–60	V
Tensão regulada na porta 2	V_2	48 +/-5%	V
Tensão admissível na porta 3	V_3	11–16	V
Potência máxima do arranjo fotovoltaico (Dois módulos em série)	P_{pv}^{max}	120	W
Corrente máxima do banco de baterias (carga/descarga)	I_{BB}	10	A
Número de espiras do primário (porta 1)	N_1	35	espiras
Número de espiras do secundário (porta 2)	N_2	100	espiras
Número de espiras do terciário (porta 3)	N_3	30	espiras
Razão de espiras (primário /secundário)	$a = N_1/N_2$	35/100	-
Razão de espiras (primário /terciário)	$p = N_1/N_3$	35/30	-
Razão de espiras (secundário/terciário)	$b = N_2/N_3$	100/30	-
Indutância de magnetização	L_m	50	μH
Capacitor de entrada do PV (porta 1)	C_{pv}	220	μF
Capacitor da saída CC (porta 2)	C_2	220	μF
Resistência mínima da carga CC	R_L^{min}	23	Ω
Corrente máxima na carga	I_{Load}	2,09	A
Potência máxima na carga	P_{Load}^{max}	100	W
Frequência de atualização do MPC	f_{MPC}	100	kHz
Frequência de atualização do MPPT	f_{MPPT}	1	kHz
Frequência de comutação	f_{sw}	100	kHz

Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.2 ilustra a topologia do conversor *flyback* de três enrolamentos considerada nas simulações, explicitando a interconexão entre as portas (arranjo fotovoltaico, carga CC e bateria), bem como os elementos de filtragem e armazenamento de energia associados. Essa representação é utilizada como referência para interpretar os caminhos de transferência de energia, o acoplamento entre portas e as restrições de comutação discutidas.

Figura 5.2 Configuração do conversor *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas implementada em ambiente de simulação.

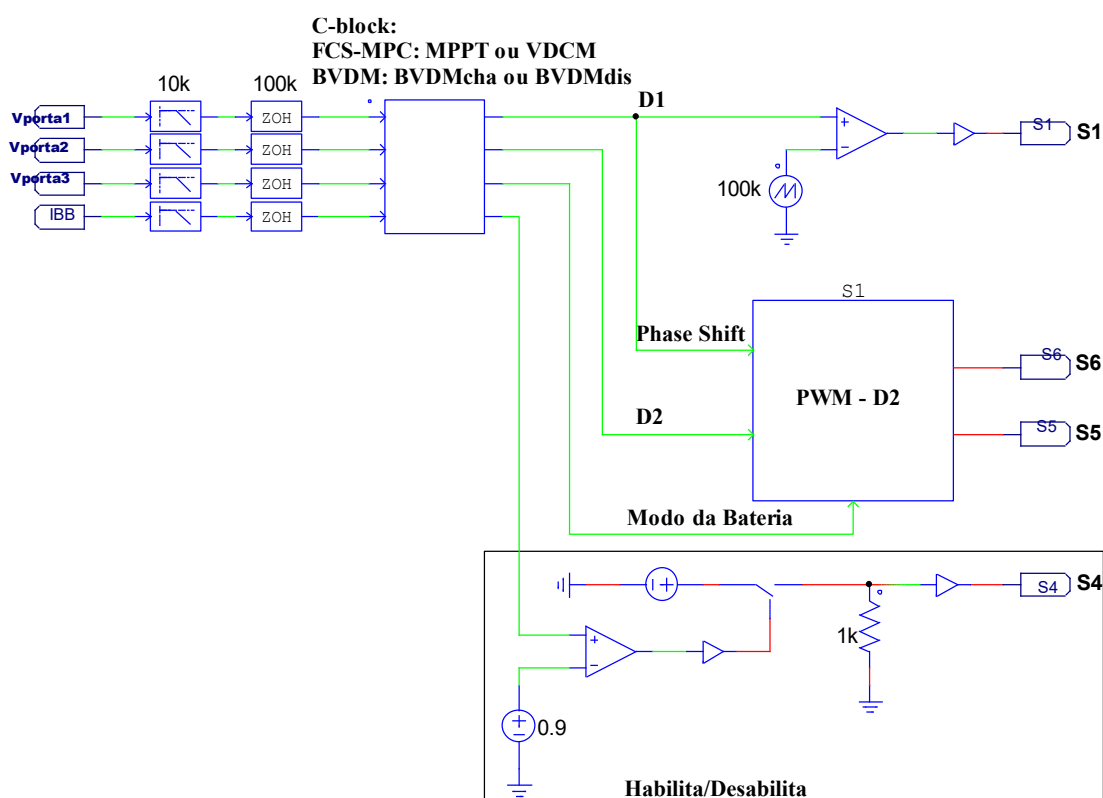


Fonte: O próprio autor.

De forma complementar, a Figura 5.3 detalha a estrutura de controle adotada, composta por um C-Block no qual são integradas as rotinas associadas à PFCS, ao MPPT, ao VDCM e aos modos $BVDM_{cha}$ e $BVDM_{dis}$. As variáveis de entrada utilizadas para a tomada de decisão correspondem às tensões das portas do conversor e à corrente da porta 3, associada ao banco de baterias.

As razões cíclicas calculadas pelo algoritmo de controle são encaminhadas aos respectivos comparadores PWM, responsáveis pela geração dos pulsos de comutação dos interruptores associados às portas controladas. No caso da porta 2, por estar associada à carga CC, o comando de controle atua apenas na sua habilitação ou desabilitação, mantendo-a conectada em condições normais de operação ou desconectando-a em situações de proteção, conforme definido pela estratégia de controle do fluxo de potência.

Figura 5.3 Estrutura de controle implementada no C-Block, integrando PFCS, MPPT, VDCM e BVDM para coordenação das portas do conversor.



Fonte: O próprio autor.

Ressalta-se que o bloco de acionamento dos interruptores da porta 3, denominado PWM-D2, apresenta uma estrutura mais elaborada, conforme detalhado na Figura 5.4. Esse bloco recebe três informações principais: o modo de operação da bateria, a razão cíclica D_2 e o deslocamento de fase. O deslocamento de fase define o posicionamento temporal do pulso da porta 3 em relação ao pulso aplicado à porta 1, assegurando a sequência de acionamento adotada

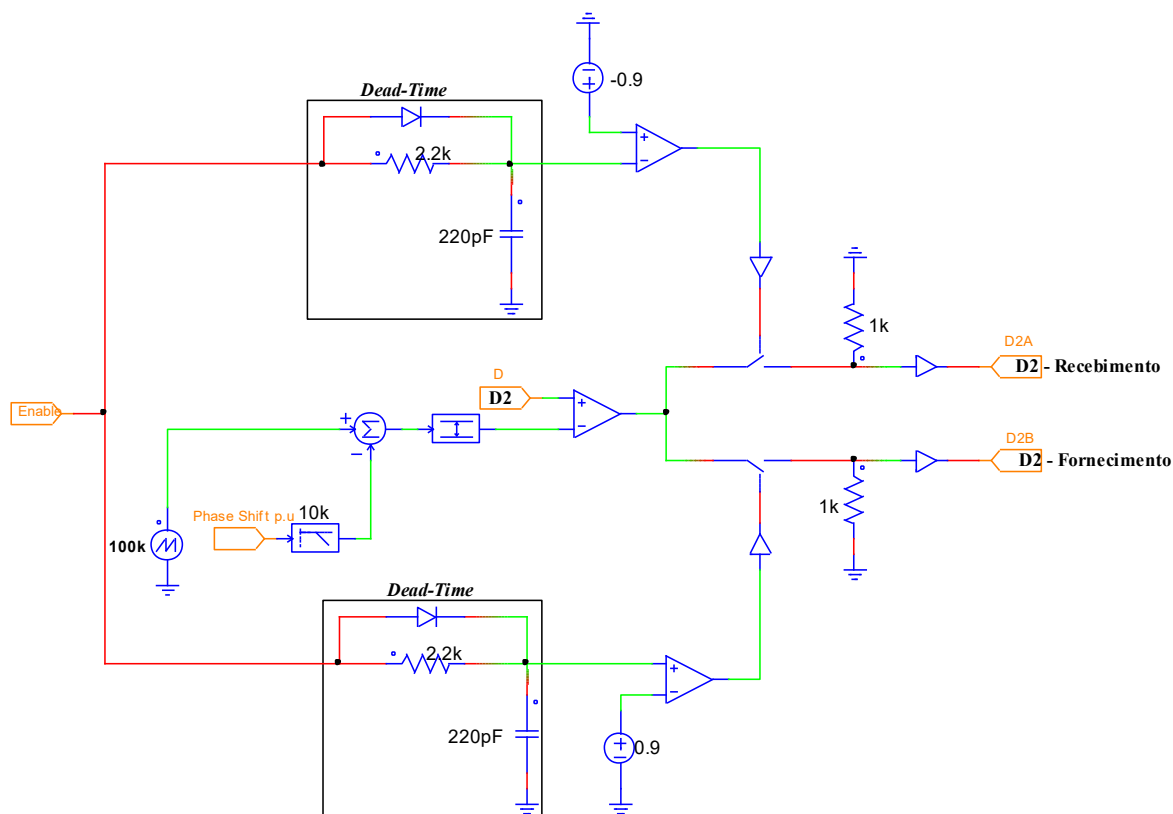
para a configuração de três portas: inicialmente a porta 1, em seguida a porta 3 e, posteriormente, a porta 2 como porta receptora continuamente habilitada. Essa lógica preserva o princípio de magnetização e desmagnetização individualizadas por porta, conforme estabelecido para a operação do conversor.

O modo de operação da bateria define se a porta 3 deve atuar como fornecedora, receptora ou permanecer em estado IDLE, habilitando o conjunto adequado de interruptores para cada condição. Por sua vez, a razão cíclica D_2 determina a duração efetiva do intervalo de condução aplicado à porta 3, sendo calculada de forma compatível com o modo selecionado pela PFCS e com a direção do fluxo de potência requerida pelo sistema. Desse modo, o bloco PWM-D2 garante a coerência entre a decisão de alto nível da estratégia de controle, o sentido de atuação da bateria e a geração dos pulsos de comutação aplicados ao estágio de potência.

A Figura 5.4 detalha a estrutura interna do bloco de acionamento dos interruptores da porta 3. Observa-se que a habilitação dos ramos associados aos modos fornecedor e receptor é realizada de forma mutuamente excludente, isto é, apenas um modo de operação permanece ativo por vez. Nessa lógica, o modo operacional da bateria é codificado pelo sinal de habilitação denominado *enable*, responsável por definir se a porta 3 deve atuar como fornecedora, receptora ou permanecer desabilitada.

Além disso, o bloco incorpora a inserção de tempo morto (*dead-time*) durante as transições de estado, de modo a evitar sobreposição de comandos e acionamentos indevidos dos interruptores. Quando o sinal *enable* é igual a zero, tanto o ramo superior quanto o ramo inferior permanecem bloqueados, não havendo geração de pulsos de acionamento para a porta 3. Quando $enable \geq 1$, são habilitados os interruptores associados ao modo fornecedor, localizados no ramo inferior, enquanto o ramo superior permanece bloqueado. Por outro lado, quando $enable \leq -1$, são habilitados os interruptores associados ao modo receptor, localizados no ramo superior, enquanto o ramo inferior é bloqueado. Dessa forma, o bloco assegura o intertravamento lógico entre os modos de operação da porta 3 e garante maior segurança na geração dos pulsos de comutação aplicados ao estágio de potência.

Figura 5.4 Estrutura interna do bloco PWM-D2 empregado na geração dos pulsos de acionamento da porta 3.



Fonte: O próprio autor.

Neste capítulo, apresentam-se os resultados de simulação do conversor proposto operando com a estratégia de controle implementada, com ênfase na regulação do barramento da porta 2, no rastreamento do ponto de máxima potência na porta 1 e na contribuição do armazenamento da porta 3 durante variações de fonte e carga. São analisados diferentes cenários de operação para caracterizar: i) o fluxo de potência entre as portas, ii) a evolução das razões cíclicas e variáveis de comando associadas, iii) as transições entre modos de operação e seus critérios de comutação, e iv) o comportamento frente a degraus de carga e alterações nas condições ambientais do sistema fotovoltaico.

Todas as simulações e formas de onda apresentadas foram obtidas no *software* PSIM®. A estratégia de controle foi implementada por meio de blocos em linguagem C (C-block), permitindo a execução do algoritmo em tempo discreto de forma diretamente integrada ao modelo elétrico do conversor e consistente com as taxas de amostragem definidas para o MPC e para o MPPT. Por fim, ressalta-se que foi incorporada uma rotina de *startup* com rampa de acionamento, visando limitar a corrente de partida e mitigar transitórios durante a energização; adicionalmente, após o término do *startup*, aplica-se um atraso deliberado para a habilitação do

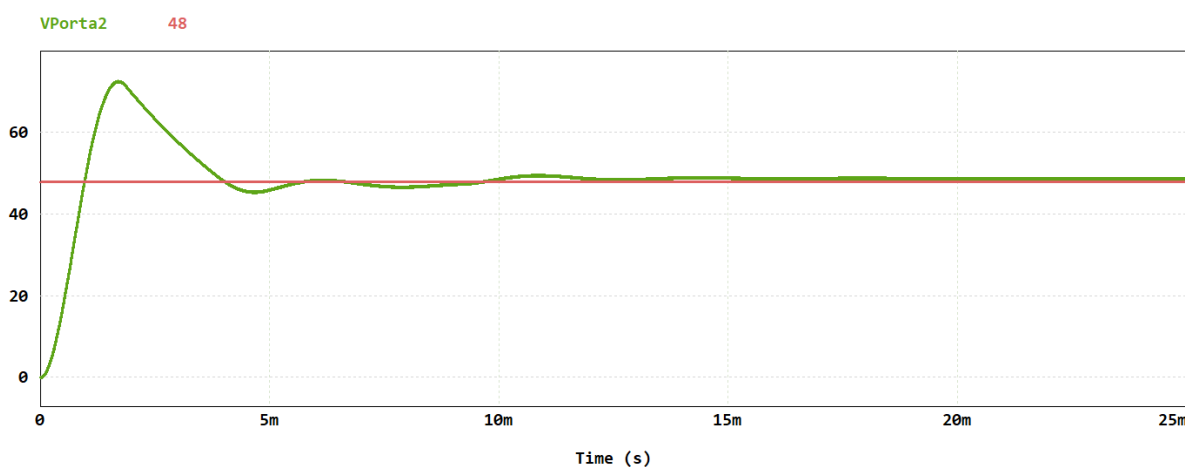
controlador da porta 3, de modo a permitir a estabilização inicial do barramento regulado e evitar atuação prematura do armazenamento no transitório inicial.

5.2 Análise em malha aberta

A análise em malha aberta do conversor proposto, no modo de fornecimento de energia, é conduzida sob um cenário de operação representativo e bem definido, com o objetivo de caracterizar o comportamento intrínseco do estágio de potência antes da atuação das malhas de controle. Para tal, considera-se a conexão de uma fonte CC de 32 V à porta 1 e de uma fonte de 12.7 V à porta 3, enquanto a porta 2 alimenta a carga CC na condição de maior demanda, representada pela resistência mínima $R_L^{\min} = 23\Omega$. Essa configuração estabelece um ponto de operação controlado para a observação das principais variáveis do conversor, permitindo avaliar a sensibilidade do sistema às ações de comando e identificar tendências de comportamento associadas ao acoplamento multiportas.

Nesse contexto, as portas ativas são moduladas por razões cíclicas constantes, impostas diretamente aos interruptores correspondentes, de forma a eliminar a influência de reguladores e critérios de comutação de modos. Especificamente, aplicam-se as razões cíclicas $D_1 = 0,15$ e $D_2 = 0,3$ às portas 1 e 3, respectivamente, enquanto a porta 2 permanece continuamente habilitada e conectada à carga. Assim, a Figura 5.5 apresenta a evolução temporal da tensão na porta 2 para a simulação em malha aberta descrito, evidenciando sua resposta às razões cíclicas impostas.

Figura 5.5 Tensão na porta 2 em malha aberta, no modo de fornecimento de energia.

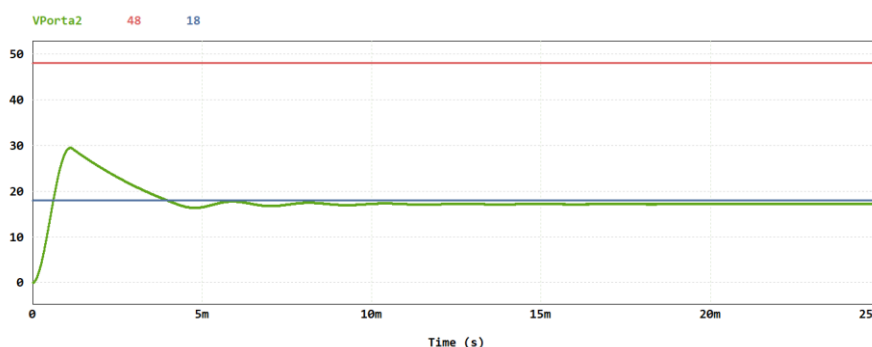


Fonte: O próprio autor.

Por sua vez, a Figura 5.6 apresenta a evolução da tensão da porta 2 quando apenas a porta 1 é acionada, aplicando-se uma razão cíclica de $D_1 = 0,15$ com a porta 3 desabilitada, a

fim de isolar e quantificar a contribuição individual dessa porta na formação da tensão. De modo análogo, a Figura 5.7 segue o mesmo procedimento de separação de efeitos, porém com a porta 1 desabilitada e a porta 3 operando com $D_2 = 0,3$, permitindo avaliar a influência isolada do caminho de transferência de energia sobre a dinâmica da tensão da porta 2.

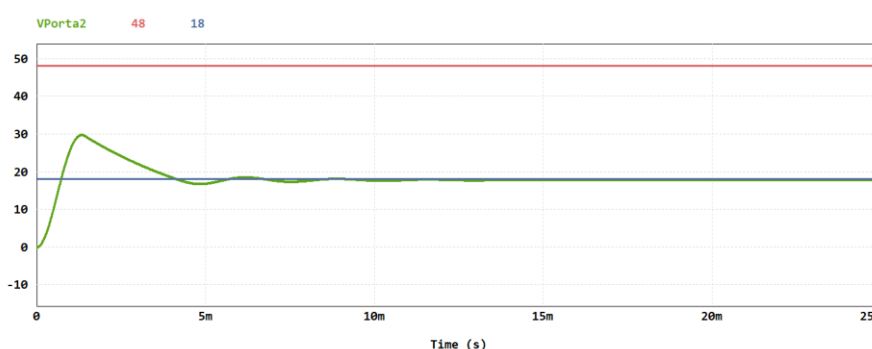
Figura 5.6 Tensão na porta 2 em malha aberta, no modo de fornecimento de energia, com porta 3 desabilitada.



Fonte: O próprio autor.

Conforme se observa, a resposta resultante quando ambas as portas atuam simultaneamente não corresponde à simples superposição (adição) das contribuições obtidas nas simulações com acionamento individual. Esse comportamento é consistente com a modelagem e as relações de conversão previamente derivadas, nas quais as variáveis das portas compartilham a mesma indutância de magnetização, introduzindo acoplamento e termos cruzados dependentes das razões cíclicas e das tensões instantâneas. Assim, os resultados evidenciam a interação inerente entre as portas no conversor multiportas.

Figura 5.7 Tensão na porta 2 em malha aberta, no modo de fornecimento de energia, com porta 1 desabilitada.

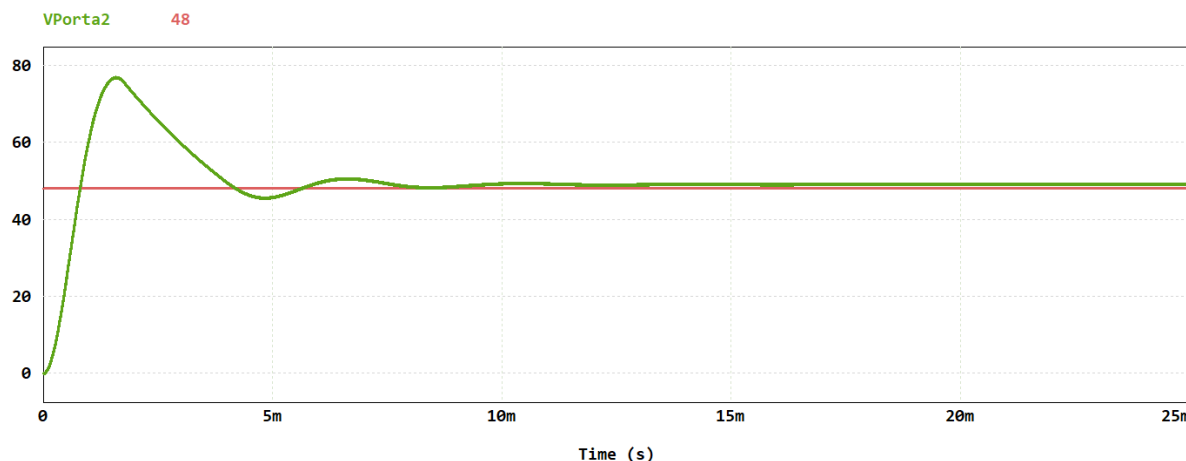


Fonte: O próprio autor.

A mesma metodologia é aplicada ao modo de recebimento de energia, a fim de caracterizar o comportamento do conversor em malha aberta sob a inversão do sentido predominante de fluxo de potência. Nesse caso, a simulação é conduzida impondo-se diretamente as razões cíclicas constantes $D_1 = 0,35$ e $D_2 = 0,16$ às portas 1 e 3, respectivamente.

Assim, a Figura 5.8 apresenta a evolução temporal da tensão na porta 2 em malha aberta, evidenciando sua resposta às razões cíclicas impostas.

Figura 5.8 Tensão na porta 2 em malha aberta, no modo de recebimento de energia.

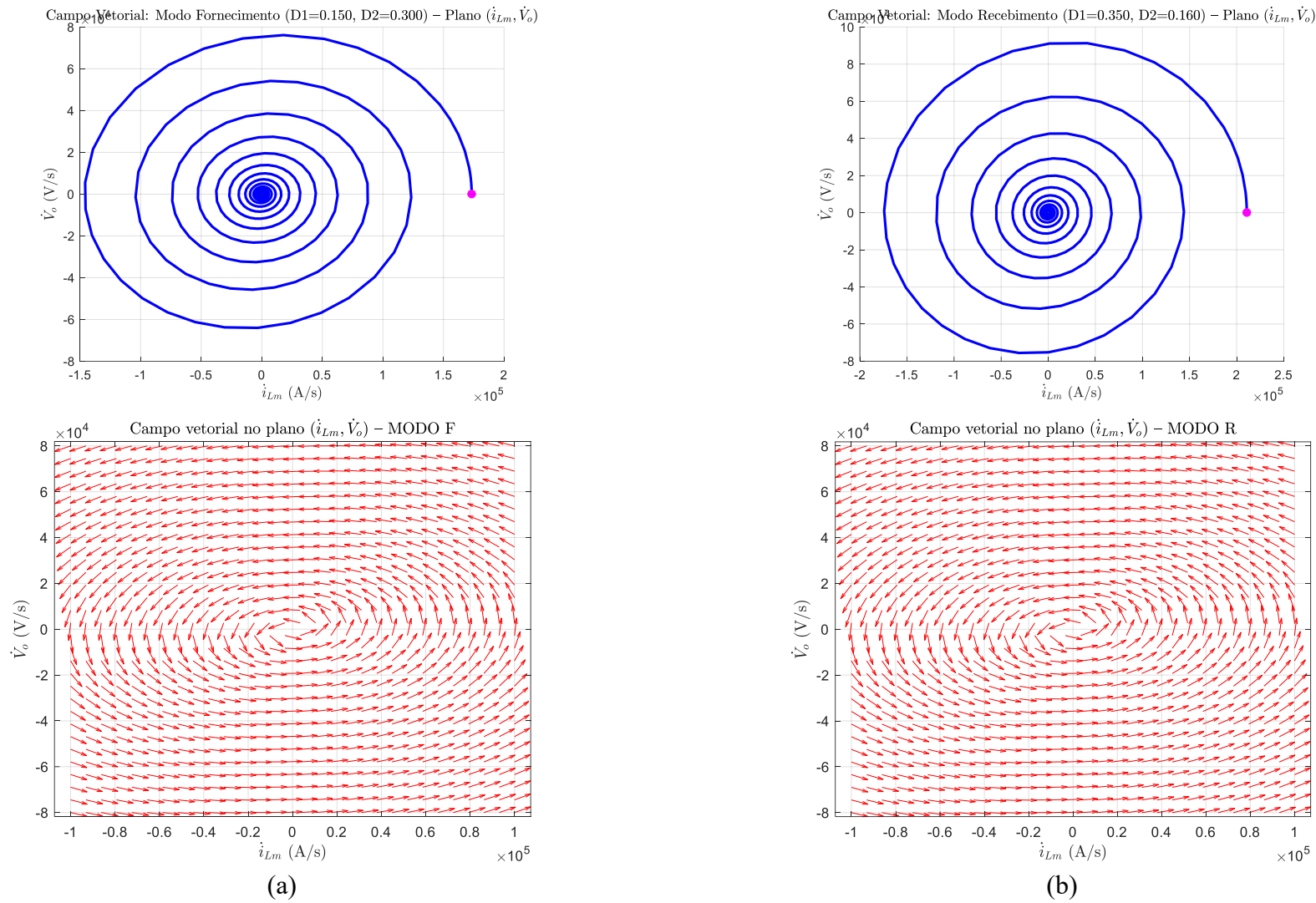


Fonte: O próprio autor.

A caracterização dinâmica do conversor é complementada por meio da análise do campo vetorial no espaço de estados. Essa representação permite descrever, de forma compacta, a direção e a intensidade do fluxo dinâmico para diferentes condições iniciais e pontos de operação, fornecendo uma interpretação qualitativa das trajetórias transitórias e das tendências de evolução das variáveis de interesse. Adicionalmente, a confrontação entre as trajetórias obtidas e a dinâmica prevista pelo modelo adotado contribui para reforçar a consistência da formulação empregada.

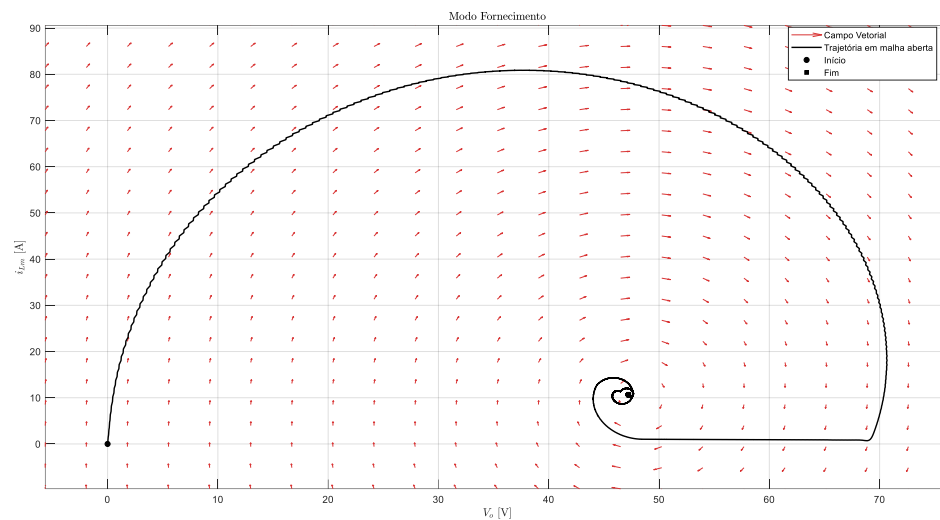
A Figura 5.9 apresenta o campo vetorial correspondente aos modos de fornecimento e de recebimento, considerando a região de contorno utilizada nas simulações em malha aberta. Observa-se que, para as razões cíclicas constantes impostas, as direções do campo indicam convergência para a vizinhança do ponto de equilíbrio associado à regulação de V_2 em torno de 48 V, o que é coerente com a acomodação da tensão da porta 2 identificada nas formas de onda temporais. De forma complementar, a Figura 5.10 apresenta o campo vetorial como plano de fundo, com a sobreposição da trajetória obtida em malha aberta no plano de estados (V_2 , i_{Lm}). Essa representação evidencia que a evolução conjunta da corrente na indutância de magnetização e da tensão da porta 2 permanece alinhada às direções locais do campo, corroborando o retrato dinâmico previsto pelo modelo e oferecendo uma interpretação qualitativa consistente do transitório até a região de equilíbrio.

Figura 5.9 Campo vetorial na região de contorno adotada para as simulações em malha aberta: (a) modo de fornecimento, (b) modo de recebimento.

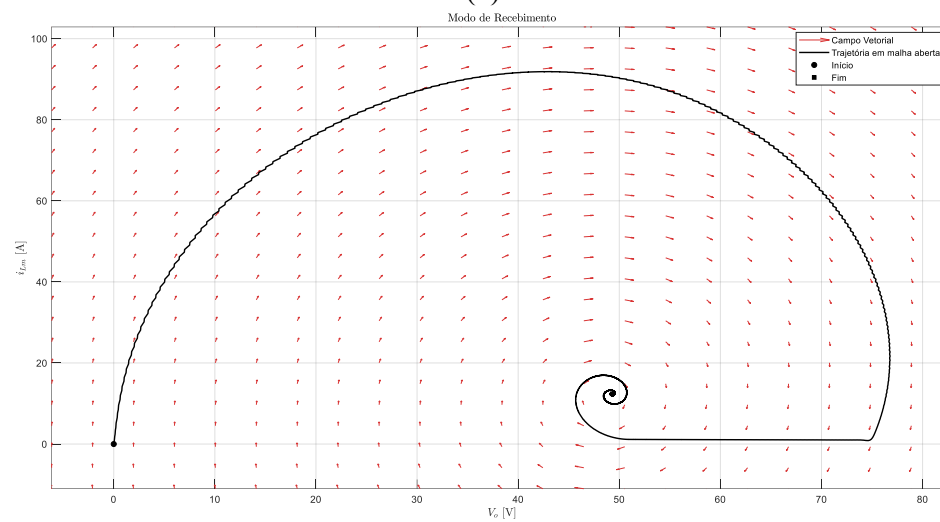


Fonte: O próprio autor.

Figura 5.10 Campo vetorial de fundo com a sobreposição da trajetória, em malha aberta, das variáveis de estado: (a) modo de fornecimento, (b) modo de recebimento.



(a)

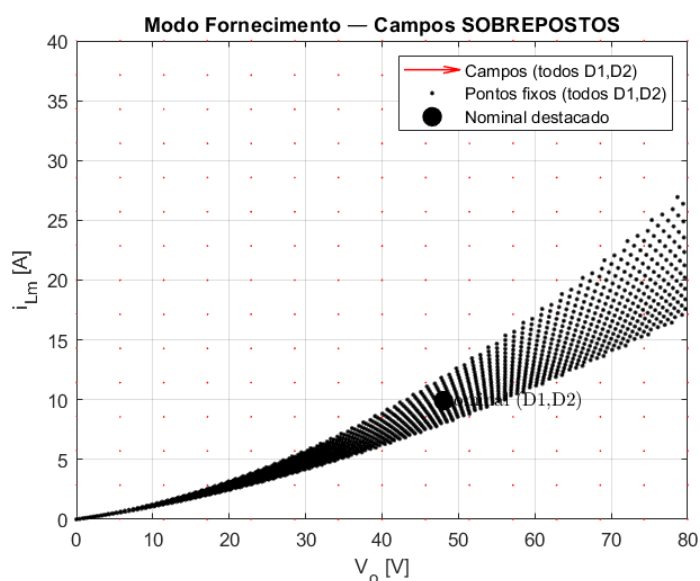


(b)

Fonte: O próprio autor.

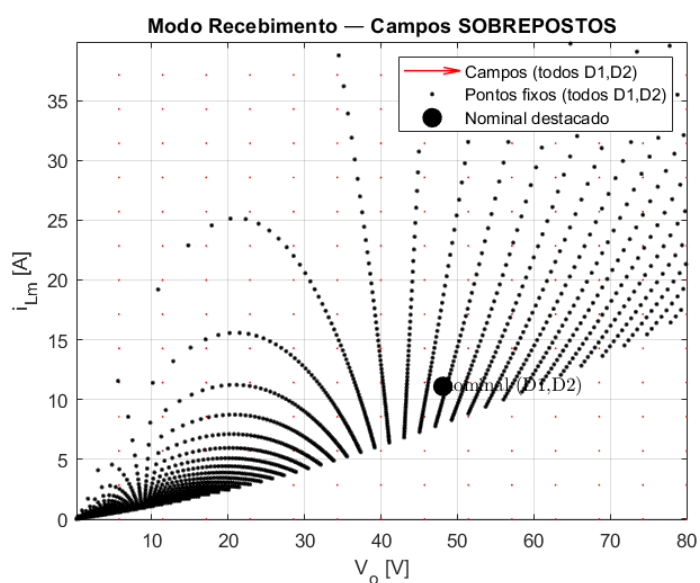
As Figura 5.11 e Figura 5.12 apresentam os possíveis pontos de equilíbrio (pontos de acomodação) identificados a partir do campo vetorial do conversor proposto. Cada ponto de equilíbrio corresponde a uma combinação específica de razões cíclicas impostas às portas ativas e, portanto, reflete um ponto de operação distinto do sistema. Dessa forma, as figuras evidenciam que a localização do equilíbrio no espaço de estados é diretamente condicionada pelos valores de comando, permitindo interpretar como diferentes escolhas de D_1 e D_2 deslocam a região de convergência e alteram o valor de acomodação das variáveis de interesse.

Figura 5.11 Pontos de acomodação para diferentes campos vetoriais no modo de fornecimento.



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.12 Pontos de acomodação para diferentes campos vetoriais no modo de recebimento.



Fonte: O próprio autor.

5.3 Análise em malha fechada

Para operar conforme a arquitetura proposta (Figura 4.1), o conversor deve manter desempenho satisfatório mesmo sob perturbações impostas às suas portas. Em um conversor CC-CC multiportas, tais perturbações, tipicamente associadas a variações de irradiância e temperatura no sistema fotovoltaico e a degraus de demanda na carga, alteram o balanço instantâneo de potência e podem se refletir nas demais portas devido ao acoplamento eletromagnético do estágio de potência. Nesse contexto, a estratégia de controle é concebida para assegurar que a tensão da porta 2 permaneça regulada em operação estritamente ilhada, mesmo diante de incertezas paramétricas e variações de ponto de operação.

A coordenação global é realizada pela *Power Flow Control Strategy* (PFCS), que, a partir das grandezas medidas e dos critérios de comutação estabelecidos na Seção 4, identifica o modo vigente e habilita o controlador correspondente (MPPT/VDCM na porta fotovoltaica; BVDM_{cha}/BVDM_{dis}/IDLE na porta de armazenamento; ON/SHED/RECON na porta da carga). Uma vez selecionado o modo, o controlador dedicado atua sobre a variável de comutação da porta responsável pela ação naquele instante — em particular, sobre a razão cíclica efetiva — e sobre a habilitação seletiva dos ramos associados, de forma a satisfazer o objetivo do modo ativo, manter um caminho de potência bem definido e preservar a coerência do fluxo de energia entre as portas, conduzindo o sistema à condição de regulação da tensão na porta 2.

Para fins de reprodutibilidade, a Tabela 5.2 reúne os valores dos limiares de tensão empregados nas simulações. Além disso, os limiares utilizados no modo ilhado, conforme indicado na Figura 4.2, devem ser ajustados em função das características elétricas do barramento e da carga, de modo a evitar acionamentos espúrios e decisões de modo inconsistentes. Recomenda-se, ainda, a adoção de um mecanismo de validação temporal, de forma que a transição entre modos seja confirmada apenas após a permanência da tensão da porta regulada na respectiva faixa por um intervalo mínimo, mitigando comutações provocadas por ruído de medição e prevenindo comutação rápida e repetitiva, conhecida como *chattering*.

Tabela 5.2 Definição dos valores de operação para o modo ilhado.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão máxima do Nível 2	V_{H2}	51	V
Tensão máxima do Nível 1	V_{H1}	50	V
Tensão mínima do Nível 1	V_{L1}	46	V
Tensão mínima do Nível 2	V_{L2}	45	V

Fonte: O próprio autor.

Por fim, ressalta-se que a coerência do caminho de potência é garantida por intertravamento lógico entre os conjuntos de interruptores: o fornecimento de energia por uma dada porta é comandado pelo par de interruptores ímpares (rosa), enquanto o recebimento/absorção é comandado pelo par de interruptores pares (verde). Portanto, sempre que uma porta estiver em modo de fornecimento (ou de recebimento), o par associado ao modo oposto deve permanecer bloqueado, com exclusão mútua e tempo morto (*dead-time*) nas transições, evitando comandos simultâneos e comutações conflitantes.

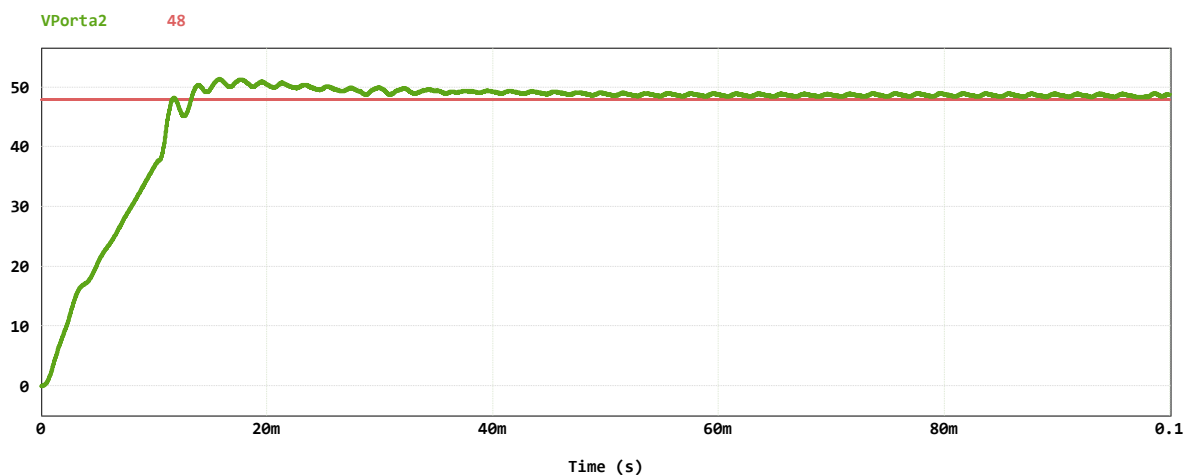
5.3.1 Condição de Irradiância Constante

A análise em malha fechada, no modo de recebimento de energia, é conduzida no cenário de operação a seguir, com o objetivo de caracterizar o comportamento do estágio de potência sob a atuação das malhas de controle. Considera-se, para tanto, a conexão de um sistema fotovoltaico composto por dois módulos em série, conforme apresentado na Figura 5.1 e previamente descrito, operando sob irradiância constante de 1000 W/m^2 . Na porta 3, assume-se um banco de baterias totalmente carregado, com tensão inicial de $12,7 \text{ V}$. Simultaneamente, a porta 2 alimenta a carga CC na condição de maior demanda, modelada pela resistência mínima $R_L^{\min} = 23\Omega$. Esse arranjo permite avaliar a sensibilidade do sistema às ações de comando e identificar tendências comportamentais inerentes de um conversor multiporta. Além disso, possibilita avaliar o método de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT).

O MPPT emprega um indicador discreto associado à inclinação local da curva potência–tensão, calculado a partir da tensão medida e da corrente estimada, para definir o sentido de atualização da tensão de referência, a qual é ajustada por meio de um passo adaptativo. Em modo MPPT, essa referência de tensão é então aplicada ao controlador preditivo, que determina a razão cíclica de forma a conduzir o sistema fotovoltaico ao ponto de máxima potência.

Assim, a Figura 5.13 apresenta a evolução temporal da tensão na porta 2 durante a simulação em malha fechada no modo de recebimento. Nota-se que, após a habilitação desse modo, a ação de controle conduz V_2 à vizinhança do valor de referência, estabelecendo o balanço de potência requerido para a operação ilhada. Observa-se, ainda, que a lei de controle por inclinação (*voltage droop*), embora favoreça o compartilhamento de potência e a transição suave entre condições de carga, resulta em um desvio estático inerente, manifestado como erro em regime permanente em relação à referência. Ainda assim, o comportamento de V_2 permanece dentro da faixa especificada, corroborando a efetividade da estratégia proposta na regulação da porta 2 no modo de recebimento.

Figura 5.13 Tensão na porta 2 em malha fechada, no modo de recebimento de energia.

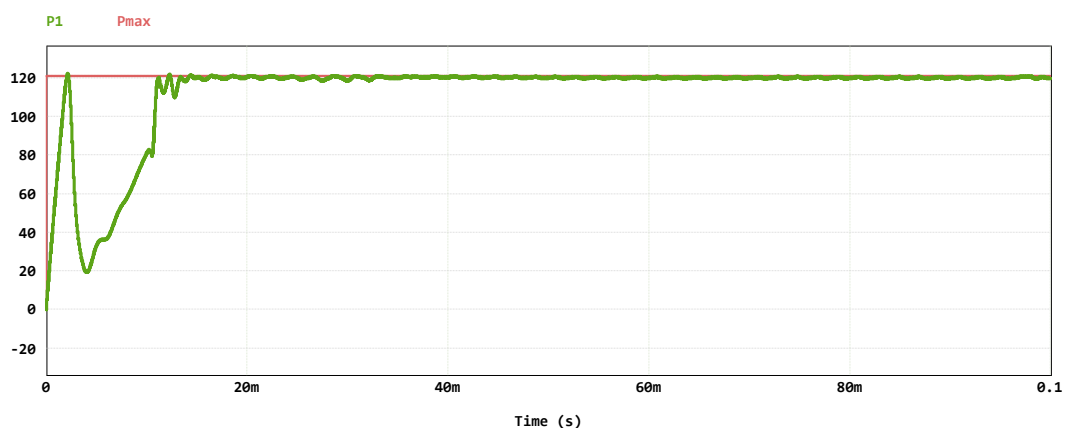


Fonte: O próprio autor.

Para as condições de operação impostas, observa-se que a PFCS seleciona o modo MPPT na porta 1 e o modo $BVDM_{cha}$ na porta 3. Essa decisão é consistente com o fluxograma da Figura 4.3 (Modo 3) e decorre do balanço de potência na porta regulada. Em particular, o sistema fotovoltaico, operando nas proximidades do ponto de máxima potência, disponibiliza cerca de 120 W (Figura 5.14), enquanto a carga, na condição de maior demanda, requer aproximadamente 100 W. Como consequência, estabelece-se um excedente de potência na porta 2, o qual, na ausência de um mecanismo de absorção, tenderia a elevar V_2 . Nesse cenário, o banco de baterias é comandado ao modo de carregamento por meio de *voltage droop* ($BVDM_{cha}$), conforme indicado na Figura 5.15, absorvendo o excedente de forma gradual e estabilizante, de modo a preservar a regulação de V_2 e evitar a elevação indevida da tensão na porta 2.

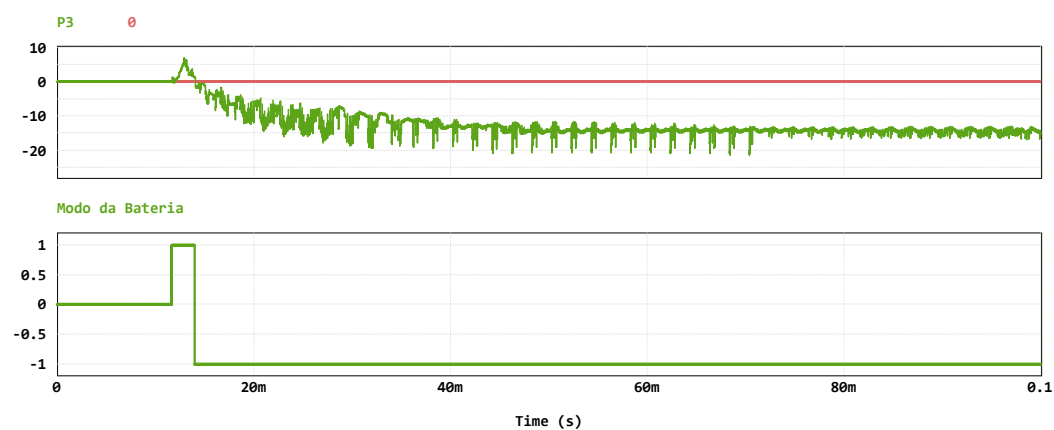
Adicionalmente, nota-se que, durante a partida do conversor, por um breve intervalo antes de V_2 atingir o valor de referência, o banco de baterias pode operar transitoriamente em modo de fornecimento (Modo 2 de acordo com Figura 4.3), contribuindo para o estabelecimento inicial da tensão regulada. À medida que o sistema fotovoltaico se acomoda no MPP e passa a disponibilizar potência excedente, observa-se a transição para o modo de recebimento, mantendo a bateria predominantemente em $BVDM_{cha}$ ao longo do regime permanente.

Figura 5.14 Potência fornecida pela Porta 1 durante a operação em modo de recebimento de energia.



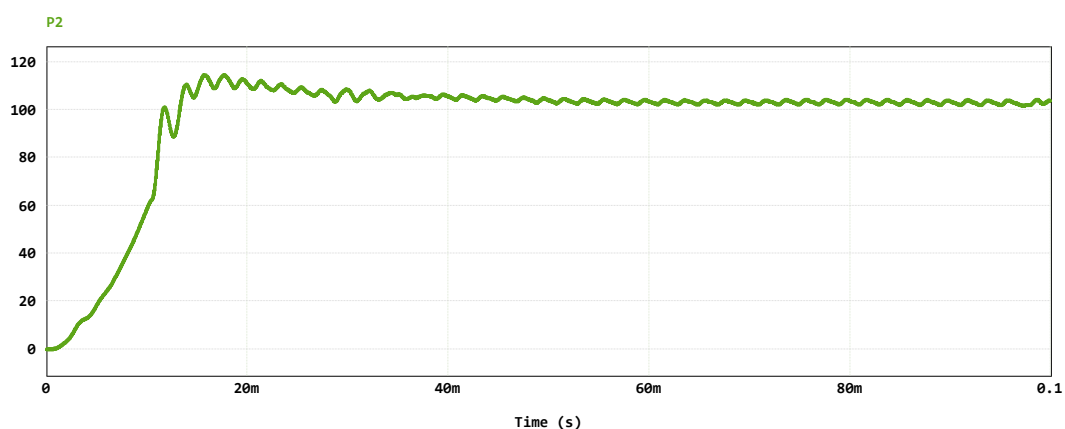
Fonte: O próprio autor.

Figura 5.15 Potência fornecida/ absorvida pela Porta 3 durante a operação em modo de recebimento de energia.



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.16 Potência absorvida pela Porta 2 durante a operação em modo de recebimento de energia.

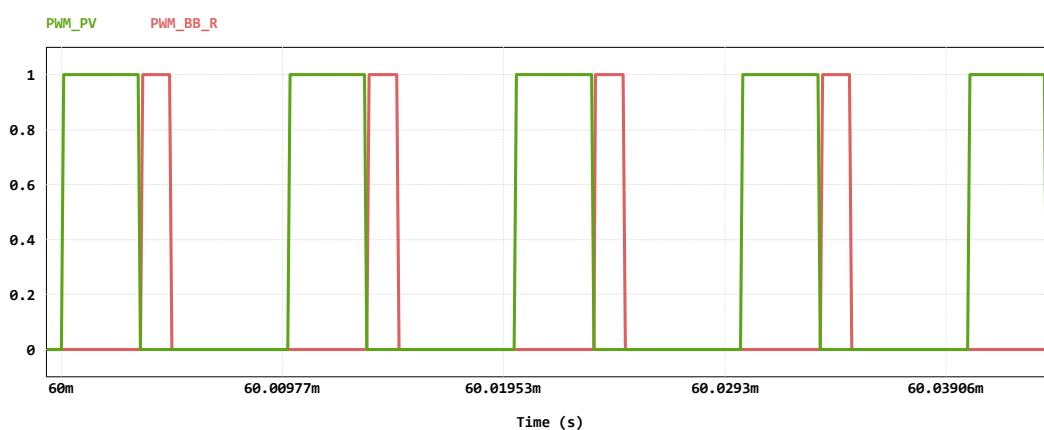


Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.17 apresenta as razões cíclicas aplicadas às portas 1 e 3, ratificando a interpretação do modo de operação do conversor. Observa-se que os acionamentos ocorrem de

forma sequencial, de modo que, a cada intervalo de comutação, apenas uma porta é efetivamente conectada ao estágio de potência para interagir com a energia associada à indutância de magnetização. Consequentemente, cada porta atua de forma individual no respectivo intervalo, seja promovendo o carregamento da indutância (modo de fornecimento) seja realizando a transferência/absorção da energia armazenada (modo de recebimento), evitando sobreposição de acionamentos e assegurando um caminho de potência bem definido.

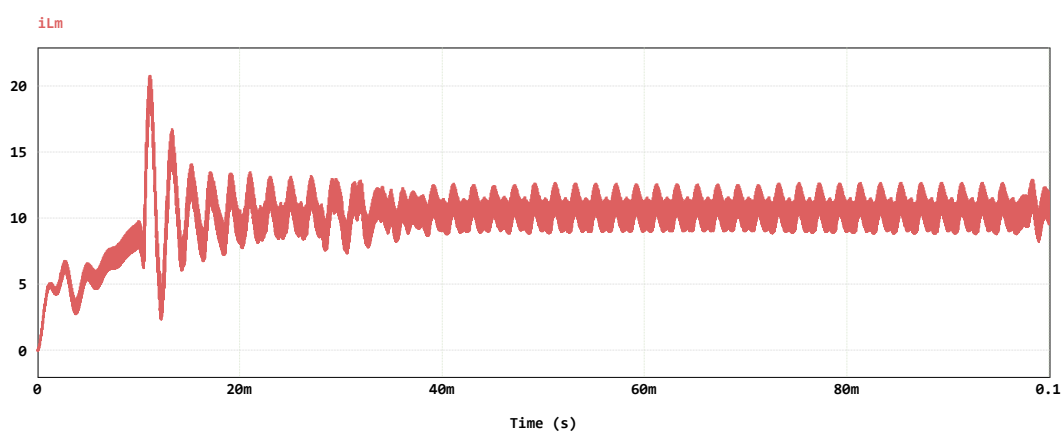
Figura 5.17 Razões cíclicas aplicadas às Portas 1 e 3.



Fonte: O próprio autor.

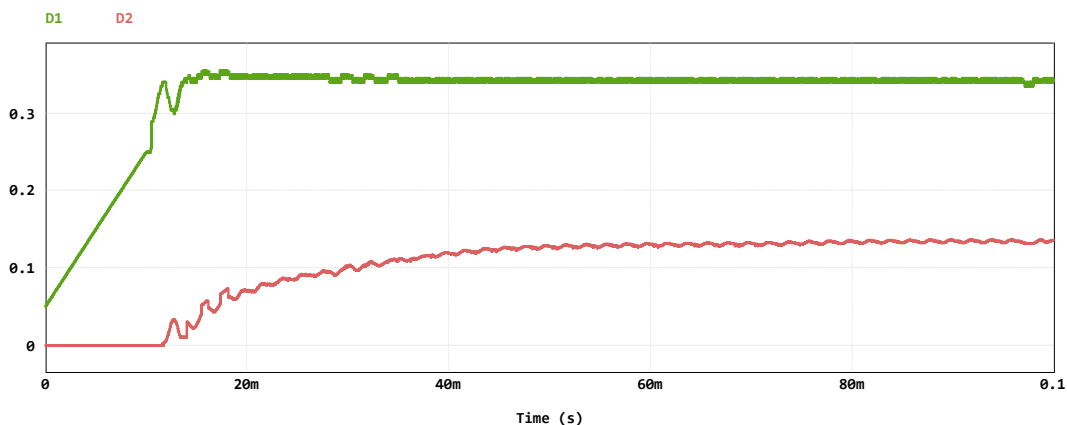
A Figura 5.18 apresenta a corrente na indutância de magnetização, evidenciando que o conversor opera em modo de condução contínua ao longo da simulação. Por sua vez, a Figura 5.19 mostra a magnitude das razões cíclicas aplicadas às portas 1 e 3.

Figura 5.18 Corrente na indutância de magnetização.



Fonte: O próprio autor.

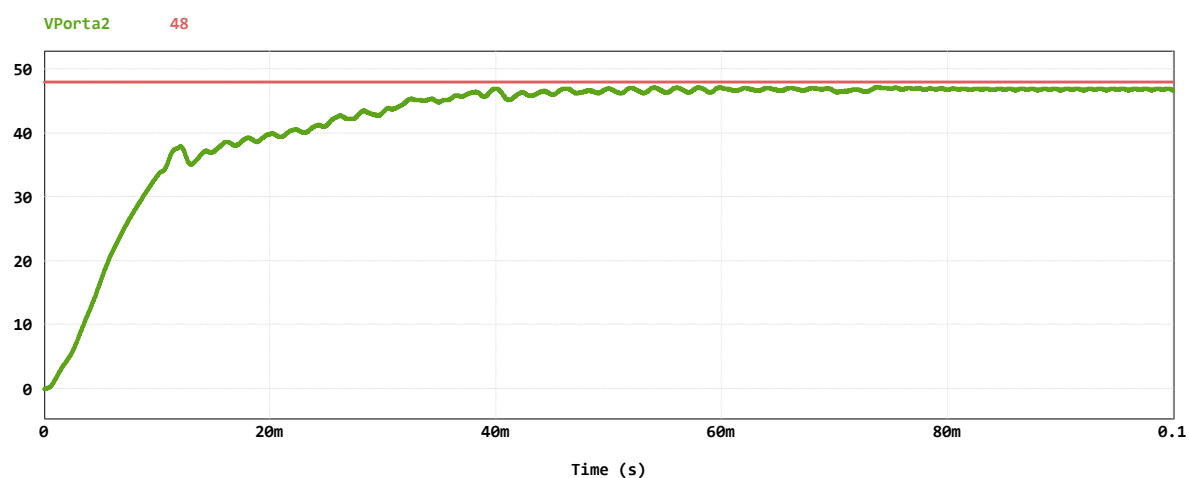
Figura 5.19 Magnitude das razões cíclicas aplicadas às Portas 1 e 3.



Fonte: O próprio autor.

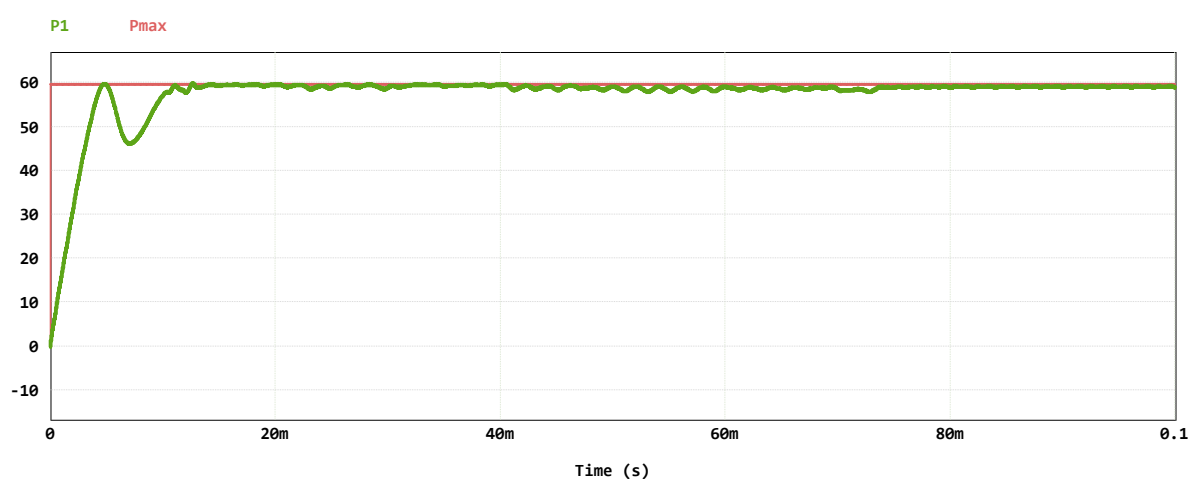
Com a finalidade de analisar o modo de fornecimento de energia, mantém-se o cenário de operação descrito anteriormente; entretanto, o sistema fotovoltaico passa a operar sob irradiância constante de 500 W/m^2 . Nessas condições, a Figura 5.20 apresenta a evolução temporal da tensão na porta 2 ao longo da simulação em malha fechada, permitindo verificar o estabelecimento do valor de referência e a manutenção da regulação de V_2 mesmo diante da limitação de potência disponível na porta fotovoltaica. Em decorrência desse cenário, observa-se que a PFCS seleciona o modo MPPT na porta 1 e o modo BVDM_{dis} na porta 3. Tal decisão é consistente com o fluxograma da Figura 4.3 (Modo 2) e decorre do balanço de potência na porta regulada: o sistema fotovoltaico, operando nas proximidades do ponto de máxima potência, disponibiliza cerca de 60 W (Figura 5.21), enquanto a carga, na condição de maior demanda, requer aproximadamente 100 W. Como consequência, estabelece-se um déficit de potência na porta 2, o qual, na ausência de um mecanismo de suprimento, tenderia a reduzir V_2 . Nesse cenário, o banco de baterias é comandado ao modo de fornecimento por meio de *voltage droop* (BVDM_{dis}), conforme indicado na Figura 5.22, suprimindo a potência requerida de forma gradual e estabilizante, de modo a preservar a regulação de V_2 e evitar a redução indevida da tensão na porta 2.

Figura 5.20 Tensão na porta 2 em malha fechada, no modo de fornecimento de energia.



Fonte: O próprio autor.

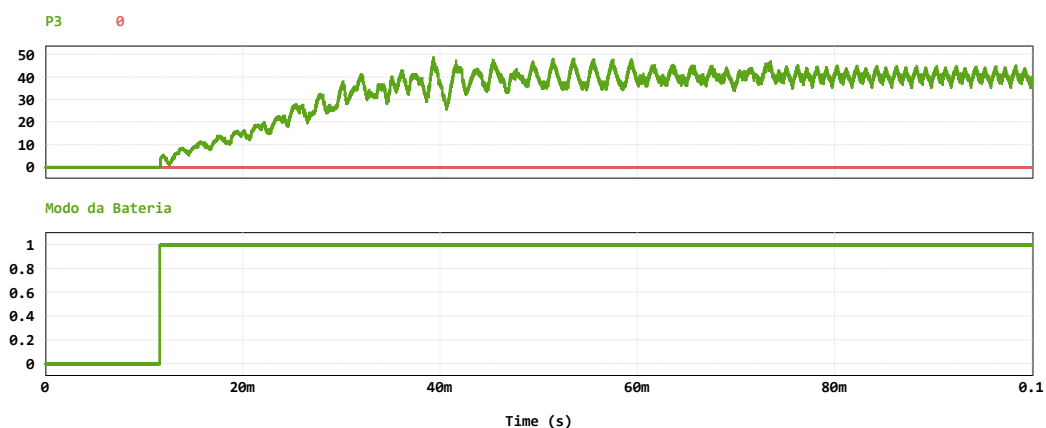
Figura 5.21 Potência fornecida pela Porta 1 durante a operação em modo de fornecimento de energia.



Fonte: O próprio autor.

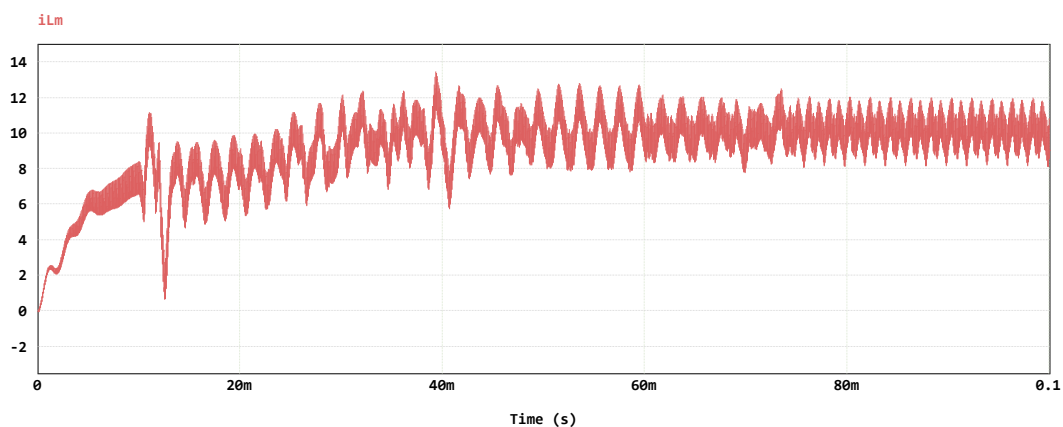
A Figura 5.22 apresenta a contribuição de potência da porta 3 no cenário de déficit, evidenciando o suporte fornecido pelo banco de baterias para compensar a insuficiência de potência na porta fotovoltaica. A Figura 5.23, por sua vez, mostra a corrente na indutância de magnetização, confirmando a operação do conversor em modo de condução contínua ao longo da simulação. Por fim, a Figura 5.24 apresenta a magnitude das razões cíclicas aplicadas às portas 1 e 3.

Figura 5.22 Potência fornecida pela Porta 3 durante a operação em modo de fornecimento de energia.



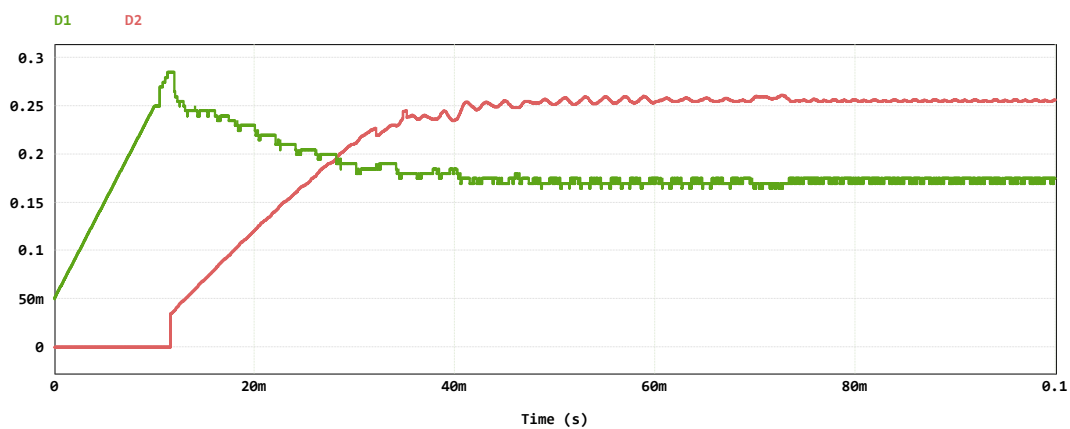
Fonte: O próprio autor.

Figura 5.23 Corrente na indutância de magnetização.



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.24 Magnitude das razões cíclicas aplicadas às Portas 1 e 3.

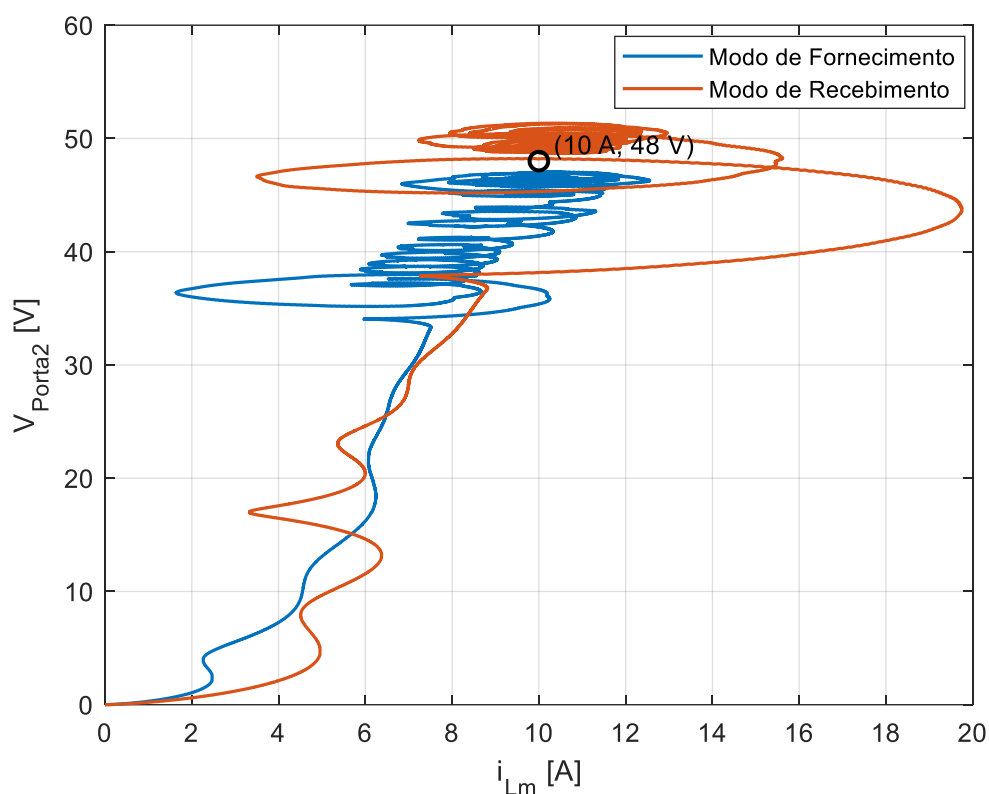


Fonte: O próprio autor.

A caracterização dinâmica do conversor é complementada pela análise do campo vetorial no espaço de estados. A Figura 5.25 apresenta a trajetória obtida em malha fechada

para as variáveis de estado do sistema. Como, nessa condição, a razão cíclica é ajustada continuamente com o objetivo de manter a tensão de saída regulada, observa-se que o ponto de operação evolui no plano de estados seguindo as direções locais do campo vetorial, descrevendo uma trajetória espiralada com rotação predominante no sentido anti-horário. À medida que a razão cíclica é modificada pela ação de controle, a trajetória transita entre diferentes padrões de fluxo associados a distintos valores de comutação, selecionando caminhos que aceleram a convergência para a vizinhança do ponto de referência. Em comparação com a operação em malha aberta (Figura 5.10), na qual a trajetória é condicionada por razões cíclicas fixas e tende a apresentar acomodação mais lenta e menos controlada.

Figura 5.25 Trajetória, em malha fechada, das variáveis de estado.

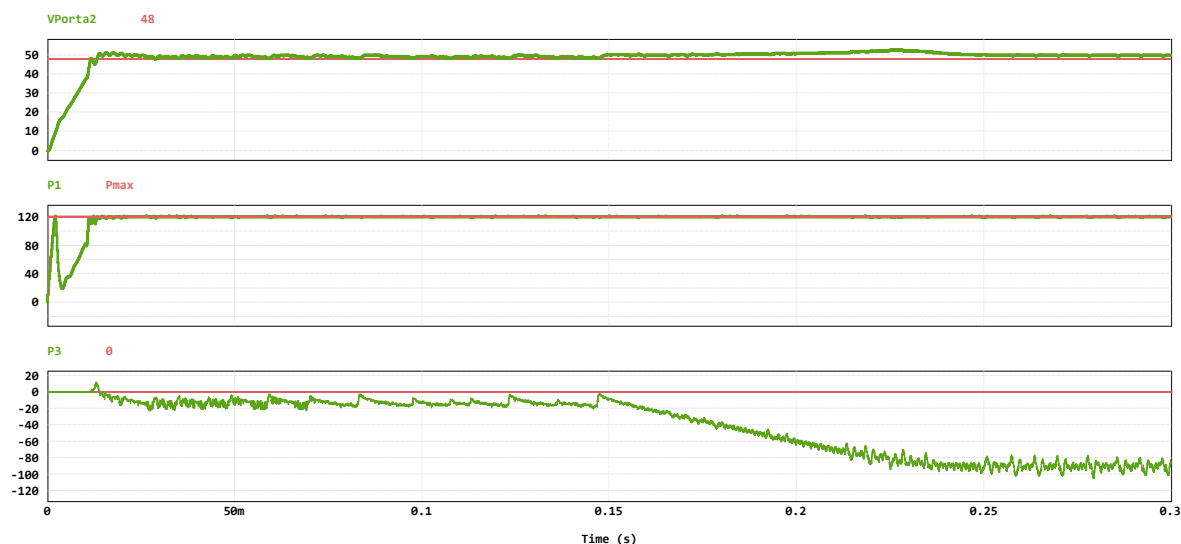


Fonte: O próprio autor.

A análise em malha fechada é conduzida no cenário descrito a seguir, considerando irradiância constante de 1000 W/m^2 . A porta 2 alimenta inicialmente a carga em sua condição de maior demanda e, a partir de 150 milissegundos, a potência requisitada é reduzida de forma gradual até atingir um quarto do valor máximo, correspondente a 25 W , permanecendo constante a partir de 225 milissegundos. Conforme evidenciado na Figura 5.26, o sistema mantém a tensão da porta 2 dentro da faixa especificada ao longo de toda a transição de carga. Observa-se, adicionalmente, que a redução da demanda na carga resulta em aumento do

armazenamento de energia na porta 3, consistente com a operação em regime de excedente e com a coordenação entre as portas para preservar o balanço de potência.

Figura 5.26 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e a Potência absorvida pela Porta 3 em malha fechada com carga variável.



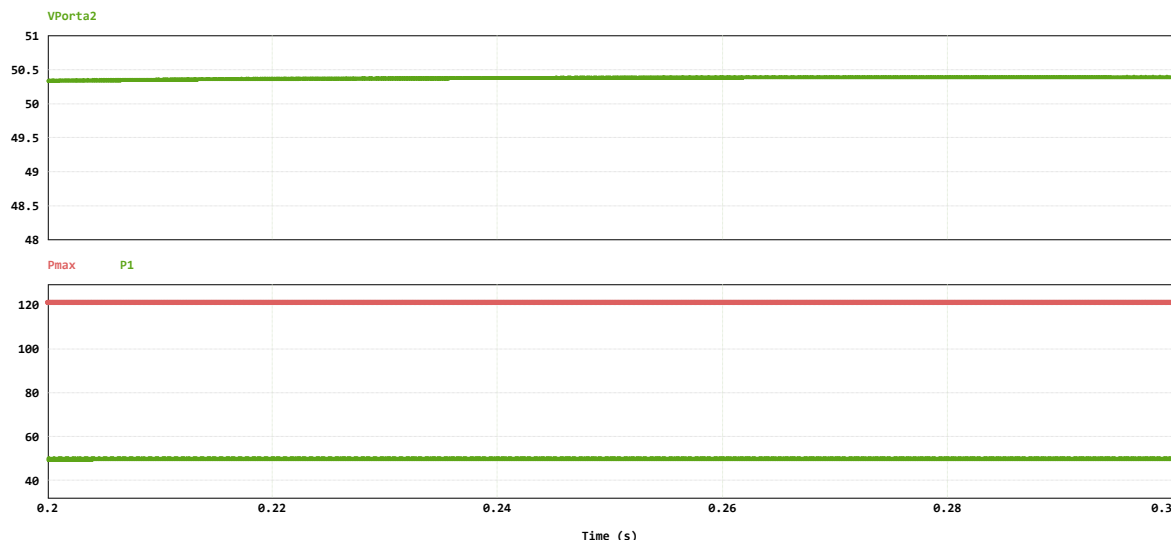
Fonte: O próprio autor.

Com o objetivo de demonstrar o desempenho do conversor operando em VDCM, a análise em malha fechada é conduzida no cenário descrito a seguir, sob irradiância constante de 1000 W/m^2 . Nessa condição, a porta 2 alimenta a carga com 50 W , correspondente à metade da potência nominal, enquanto o banco de baterias permanece indisponível para absorção de energia. De acordo com o balanço de potência apresentado no fluxograma da Figura 4.3, essa condição correspondente ao Modo 5. Assim, a porta 3 é colocada em *IDLE/standby*, e a regulação de V_2 passa a ser sustentada exclusivamente pela porta fotovoltaica. Nessa condição, a porta 1 opera em VDCM, ajustando a potência extraída do arranjo fotovoltaico de acordo com a demanda instantânea, de modo a evitar sobretensão e manter V_2 dentro da faixa especificada, mesmo sem a ação do armazenamento.

A Figura 5.27 ilustra a tensão da porta 2 sob operação em VDCM, evidenciando sua regulação dentro da faixa especificada, bem como a relação entre a potência efetivamente extraída do arranjo fotovoltaico e a potência máxima disponível na condição analisada. A comparação entre essas grandezas permite demonstrar que o conversor não opera necessariamente na máxima extração de potência, mas passa a ajustar deliberadamente a potência processada pela porta fotovoltaica em função do requisito de regulação da porta 2. Desse modo, a estratégia de controle reduz a potência fornecida pelo arranjo sempre que necessário para conter a elevação da tensão da porta 2 conforme o fluxograma da Figura 4.3,

assegurando o equilíbrio energético do sistema e evitando que a tensão da porta 2 ultrapasse os limites estabelecidos.

Figura 5.27 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 em malha fechada.



Fonte: O próprio autor.

5.3.2 Condição de Irradiância Variável

A análise é conduzida no cenário descrito a seguir, com o objetivo de caracterizar o comportamento do estágio de potência sob a atuação das malhas de controle. Considera-se que o sistema fotovoltaico opera sob irradiância variável, inicialmente em 300 W/m^2 e elevando-se até 1000 W/m^2 . Simultaneamente, a porta 2 alimenta uma carga CC na condição de maior demanda (100 W) e, adicionalmente, é avaliada uma condição de carga reduzida (25 W), de modo a investigar o desempenho do conversor ao longo da varredura de irradiância e sob diferentes níveis de solicitação de potência.

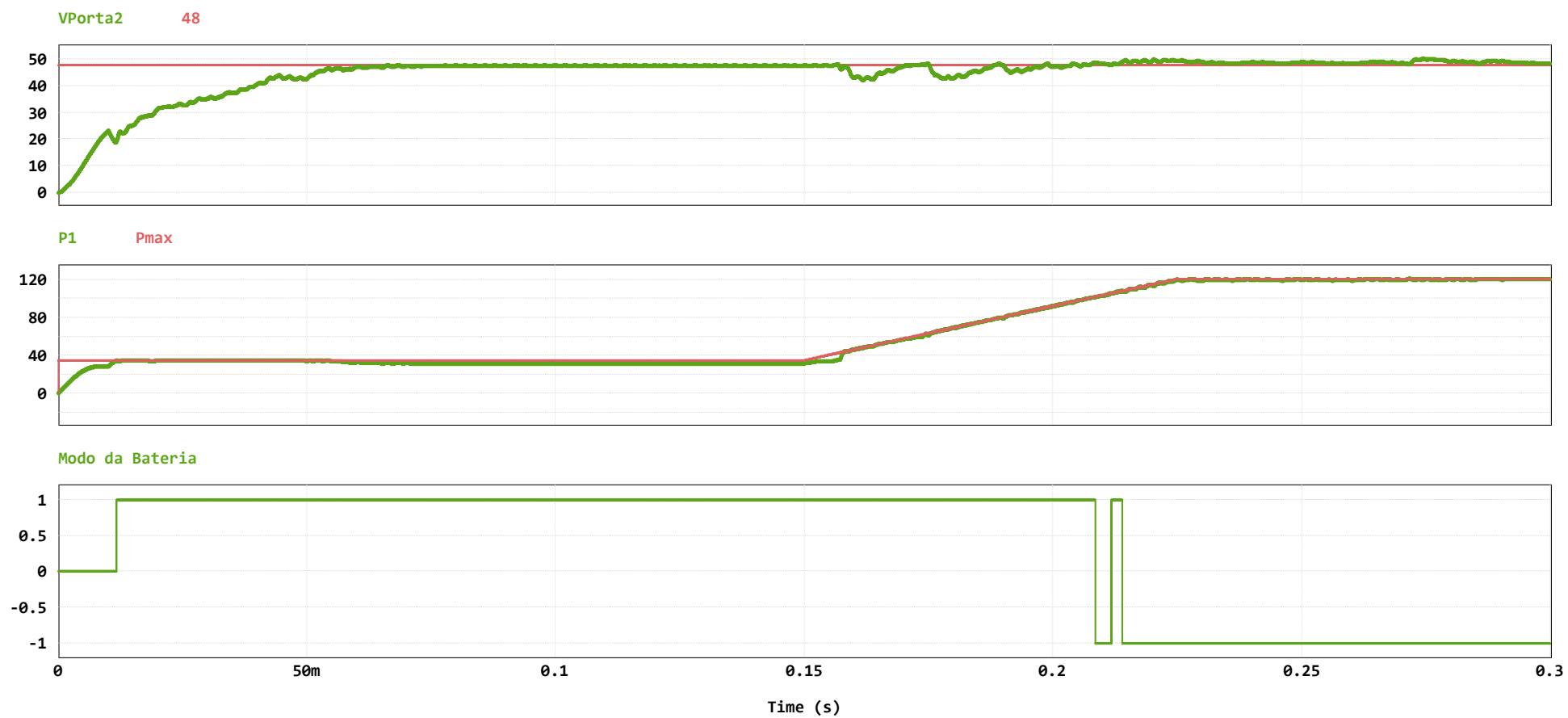
Nesse contexto, a Figura 5.28 apresenta a evolução temporal da tensão na porta 2 durante a simulação em malha fechada. Observa-se que a ação de controle conduz V_2 à vizinhança do valor de referência, estabelecendo o balanço de potência requerido para a operação ilhada. Ademais, a integração entre o algoritmo de MPPT e o controlador preditivo mantém a operação próxima ao ponto de máxima potência e promove o rastreamento de novos pontos à medida que a irradiância se altera. Nota-se, ainda, a comutação suave entre os modos de operação da porta 3, sem oscilações pronunciadas e com impacto limitado sobre as demais portas.

Em decorrência desse cenário, verifica-se que a PFCS seleciona inicialmente o modo MPPT na porta 1 e o modo BVDM_{dis} na porta 3. Essa decisão é consistente com o fluxograma da Figura 4.3 (Modo 2) e decorre do balanço de potência na porta regulada. Para irradiância

reduzida, o sistema fotovoltaico, operando nas proximidades do ponto de máxima potência, disponibiliza aproximadamente 40 W (Figura 5.28), enquanto a carga na condição de maior demanda requer cerca de 100 W. Como consequência, estabelece-se um déficit de potência na porta 2 que, na ausência de um mecanismo de suprimento, tenderia a reduzir V_2 . Nesse intervalo, o banco de baterias é comandado ao modo de fornecimento via *voltage droop* (BVDM_{dis}), conforme indicado na Figura 5.29, suprimindo a potência requerida de forma gradual e estabilizante, de modo a preservar a regulação de V_2 e evitar a redução indevida da tensão na porta 2. À medida que a irradiância aumenta, a potência fotovoltaica torna-se suficiente para atender a carga e, subsequentemente, estabelece-se excedente de potência na porta 2; nessa condição, a PFCS promove a transição para o modo BVDM_{cha} na porta 3 (Modo 3), permitindo a absorção do excedente e evitando a elevação de V_2 .

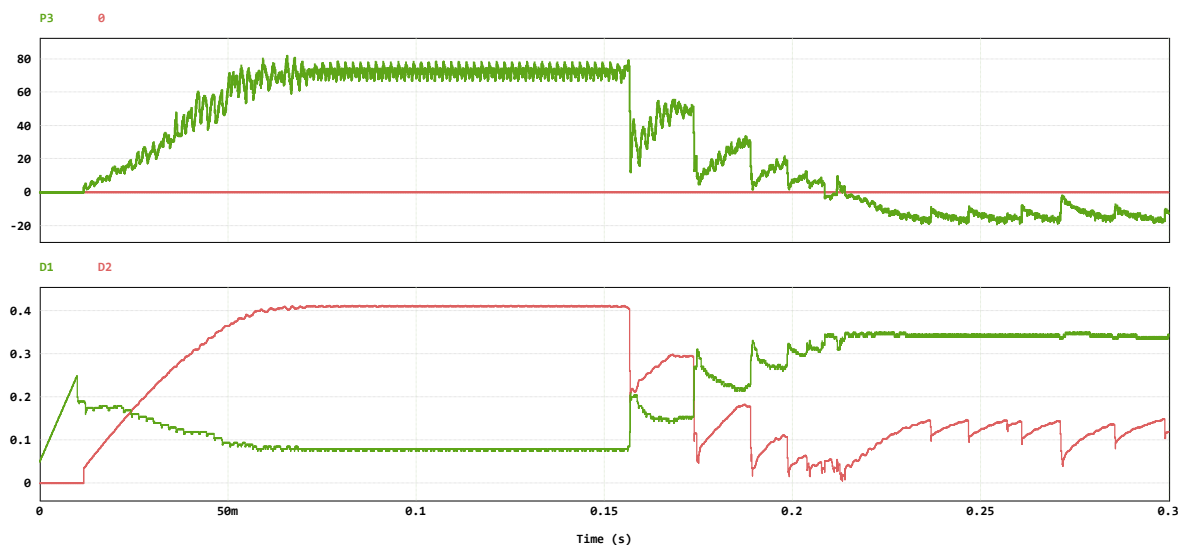
Adicionalmente, a Figura 5.29 apresenta a contribuição de potência da porta 3 nos cenários de déficit e de excedente, evidenciando o suporte do banco de baterias para compensar, conforme necessário, a insuficiência ou o excedente de potência proveniente da porta fotovoltaica, com o objetivo de manter a tensão da porta 2 dentro da faixa de operação. A mesma figura também indica a magnitude das razões cíclicas aplicadas às portas 1 e 3. Por fim, a Figura 5.30 apresenta a corrente na indutância de magnetização ao longo de toda a variação de irradiância, corroborando a operação do conversor em modo de condução contínua durante a simulação.

Figura 5.28 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e o modo da bateria com irradiância variável.



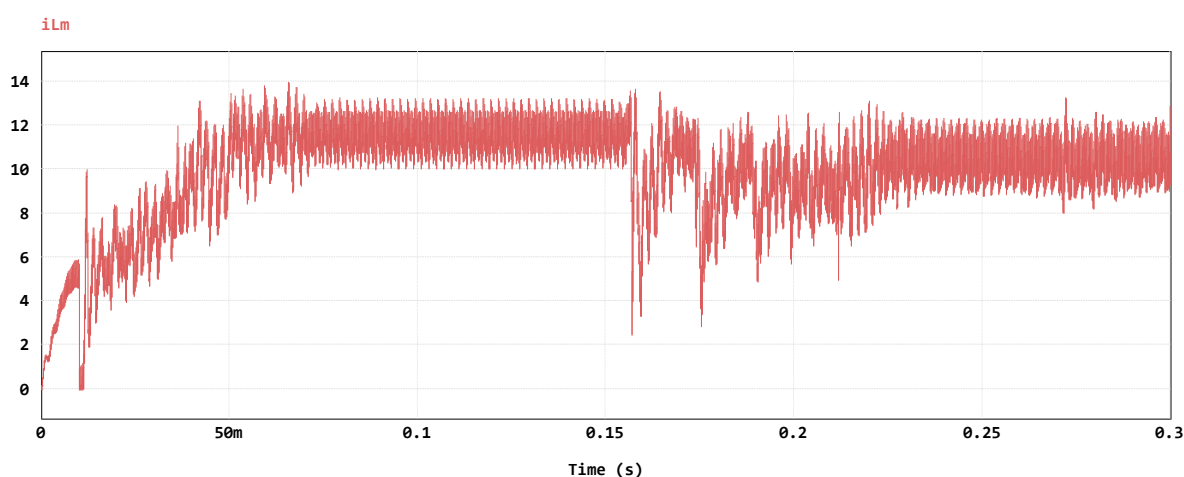
Fonte: O próprio autor.

Figura 5.29 Potência fornecida/absorvida pela Porta 3 e Magnitude das razões cíclicas aplicadas às Portas 1 e 3.



Fonte: O próprio autor.

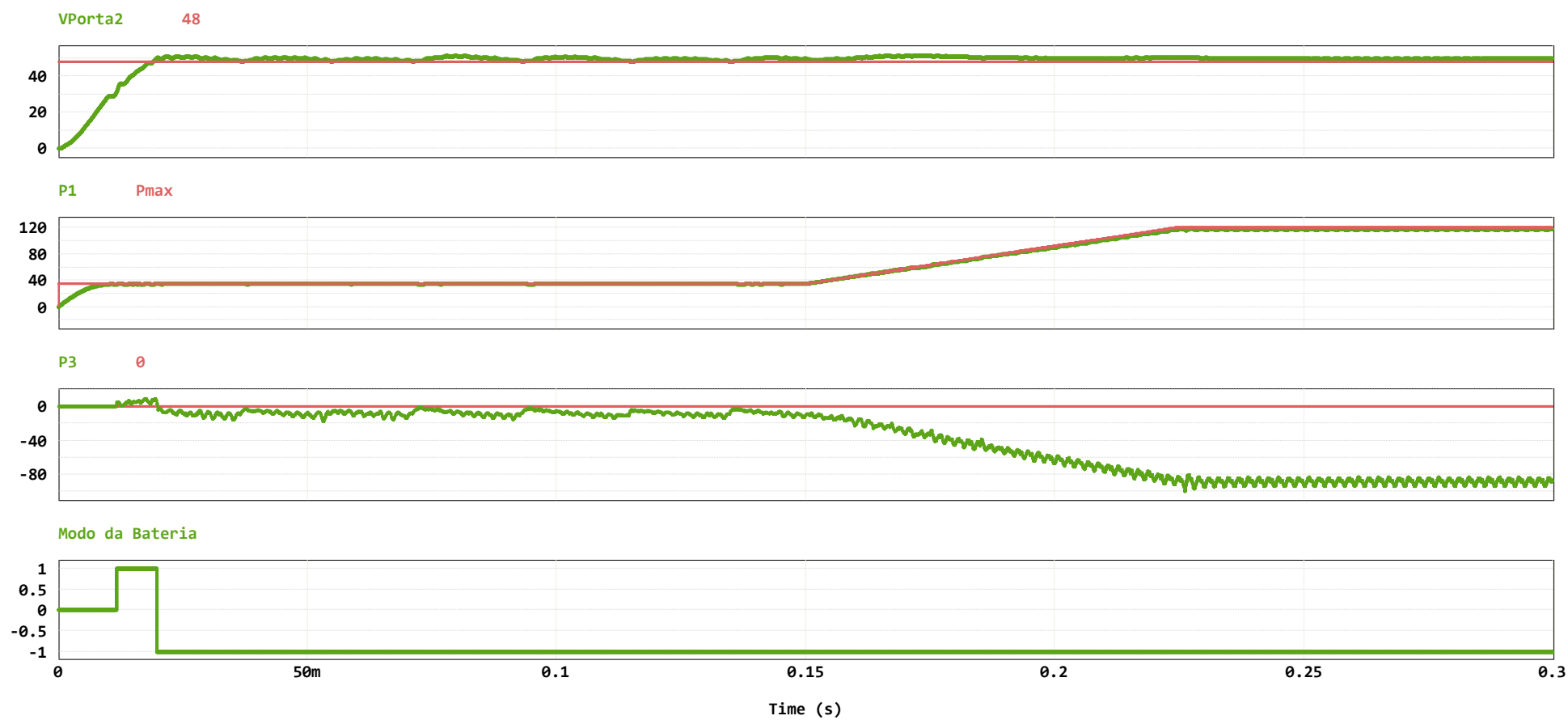
Figura 5.30 Corrente na indutância de magnetização.



Fonte: O próprio autor.

Para a condição de carga reduzida de 25 W, a Figura 5.31 apresenta a evolução temporal da tensão na porta 2 ao longo da simulação em malha fechada, juntamente com as potências processadas pelas portas 1 e 3. Verifica-se que, sob essa demanda, o conversor opera majoritariamente em regime de excedente de potência, sendo o armazenamento acionado de forma a absorver o excedente e preservar o balanço energético. As transições entre modos ocorrem de maneira contínua, sem descontinuidades relevantes nas variáveis elétricas, indicando coordenação adequada entre as malhas de controle e os critérios de comutação. Como resultado, a tensão na porta 2 permanece regulada na vizinhança do valor de referência, mesmo durante a variação de irradiância imposta ao sistema fotovoltaico.

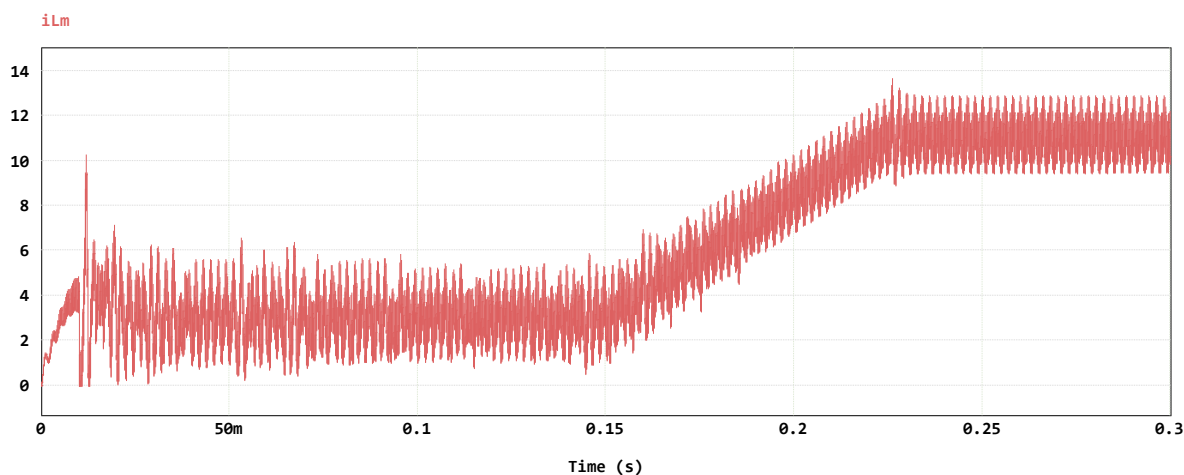
Figura 5.31 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1, Potência fornecida/ absorvida pela Porta 3 e o modo da bateria com irradiância variável.



Fonte: O próprio autor.

A Figura 5.32 apresenta a corrente na indutância de magnetização ao longo de toda a variação de irradiância para o cenário de carga reduzida, corroborando a operação do conversor em modo de condução contínua durante a simulação.

Figura 5.32 Corrente na indutância de magnetização.



Fonte: O próprio autor.

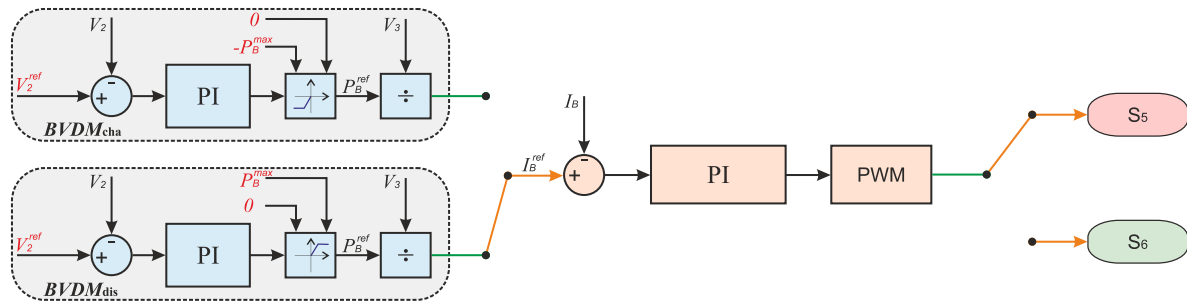
Apesar de empregar um estimador de corrente para a obtenção do ponto de máxima potência (MPP), a estrutura de controle proposta mantém o desempenho esperado, atendendo aos requisitos de rastreamento do MPP e, simultaneamente, assegurando a regulação da tensão de saída na porta 2 dentro das premissas estabelecidas.

5.3.3 Controlador PI

Como alternativa ao bloco de *voltage droop* empregado na malha externa da porta 3, propõe-se a utilização de dois controladores PI externos, conforme ilustrado na Figura 5.33. Nessa nova configuração, um controlador é associado ao modo de absorção de energia ($BVDM_{cha}$), enquanto o outro é associado ao modo de fornecimento de energia ($BVDM_{dis}$). Assim, a variável de regulação V_2 passa a ser processada por uma lei de controle com ação integral explícita, responsável por gerar a referência aplicada à malha interna para controlar a contribuição da porta 3, sempre que sua atuação for requerida.

Sob essa perspectiva, a estrutura de controle preserva a organização hierárquica anteriormente adotada. Os dois controladores PI da malha externa sintetizam a referência a ser rastreada por uma única malha interna, também baseada em PI, o qual é mantido inalterado independentemente do modo de operação da porta 3. Dessa forma, preserva-se a estrutura da malha interna, bem como a lógica de intertravamento e exclusividade de estados do armazenamento, assegurando que a porta 3 atue de forma coerente com o modo ativo do conversor, seja absorvendo potência, seja fornecendo potência ao sistema.

Figura 5.33 Diagrama de blocos da estrutura de controle da porta 3 com controlador PI.



Fonte: O próprio autor.

Entretanto, a substituição do *voltage droop* por controladores PI externos exige atenção adicional à coordenação dinâmica entre as portas. Isso se deve ao fato de que a atuação da porta 1 deve permanecer como elemento hierarquicamente dominante da estrutura, uma vez que é dela que se originam os efeitos que se propagam para as demais portas, enquanto a porta 3 deve atuar apenas como suporte energético, fornecendo potência em condições de déficit ou absorvendo potência em situações de excedente na porta 2, isto é, compensando, na porta 2, os efeitos do excedente ou do déficit de potência associados à atuação da porta 1. Além do acoplamento inerente entre as portas do conversor, essa interação entre malhas impõe a necessidade de uma separação adequada de escalas temporais. Assim, recomenda-se que o controlador da malha externa associado à porta 3 seja ajustado com menor banda passante, de modo que sua resposta permaneça mais lenta que a da porta 1. Caso a porta 3 apresente dinâmica comparável à da porta fotovoltaica, sua atuação pode ocorrer quase simultaneamente à do FCS-MPC-MPPT, resultando em competição entre as malhas, perturbações adicionais em V_2 e degradação da convergência ao ponto de máxima potência. Desse modo, embora o emprego de um controlador PI externo na porta 3 seja tecnicamente viável, sua sintonia deve priorizar a coordenação dinâmica entre as portas, em vez de uma resposta excessivamente agressiva.

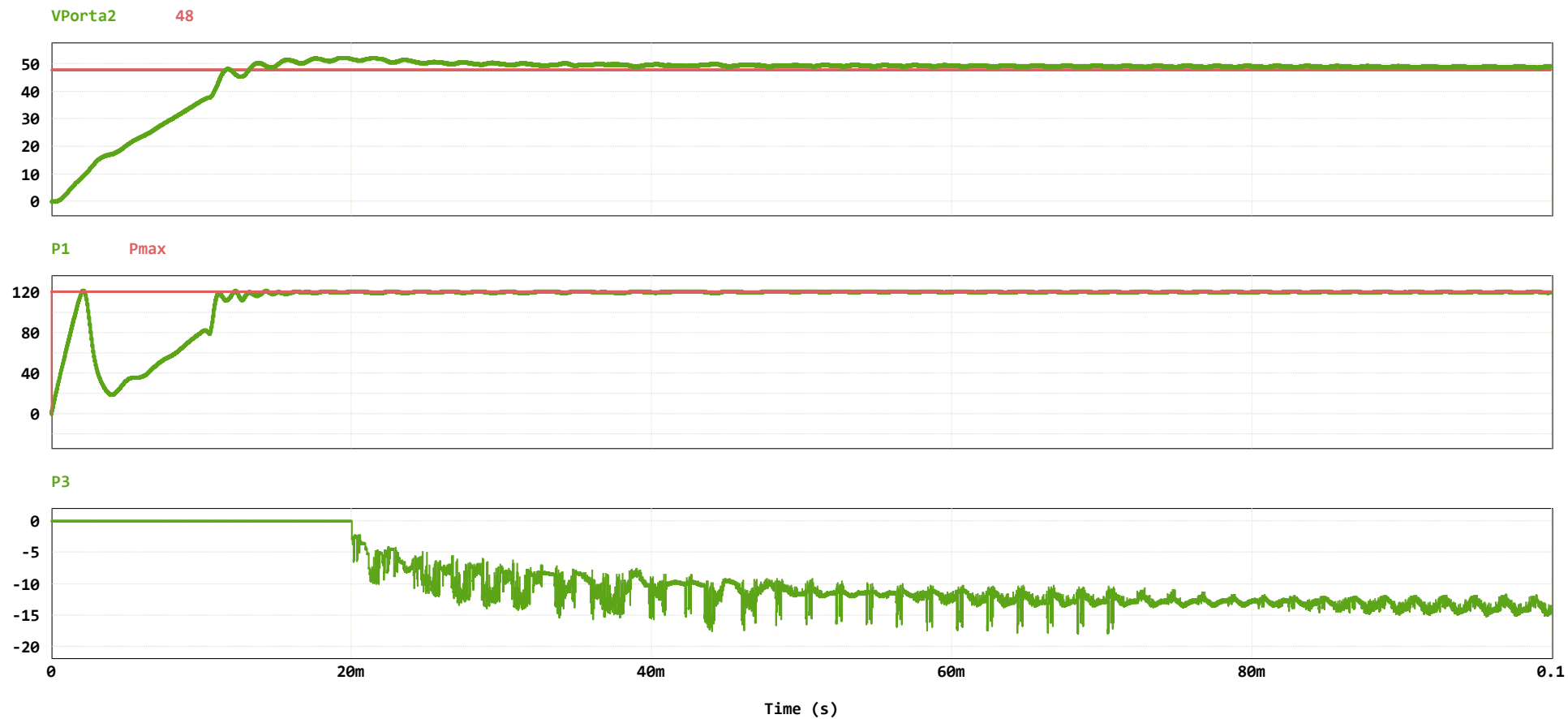
A simulação é apresentada para as mesmas condições de operação previamente analisadas. Para a condição de irradiância constante de 1000 W/m^2 e a porta 2 suprindo a carga CC em sua condição de maior demanda (100 W), os resultados correspondentes ao modo de recebimento de energia são apresentados na Figura 5.34, na qual são mostradas a evolução da tensão da porta 2, a potência fornecida pela porta 1 e a potência absorvida pela porta 3. De forma análoga, para a condição de irradiância constante de 500 W/m^2 e a porta 2 suprindo a carga CC em sua condição de maior demanda (100 W), a Figura 5.35 apresenta os resultados obtidos no modo de fornecimento de energia, evidenciando novamente a evolução da tensão da

porta 2, a potência disponibilizada pelo arranjo fotovoltaico e a contribuição da porta 3, agora em regime de fornecimento.

Complementarmente, a Figura 5.36 apresenta os resultados para a condição de irradiância variável, na qual a irradiância é inicialmente mantida em 300 W/m^2 e posteriormente elevada até 1000 W/m^2 , enquanto a porta 2 alimenta a carga CC na condição de maior demanda, correspondente a 100 W. Nessa condição, são novamente observadas a evolução da tensão da porta 2, a potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico e a contribuição energética da porta 3 ao longo da transição entre déficit e excedente de potência.

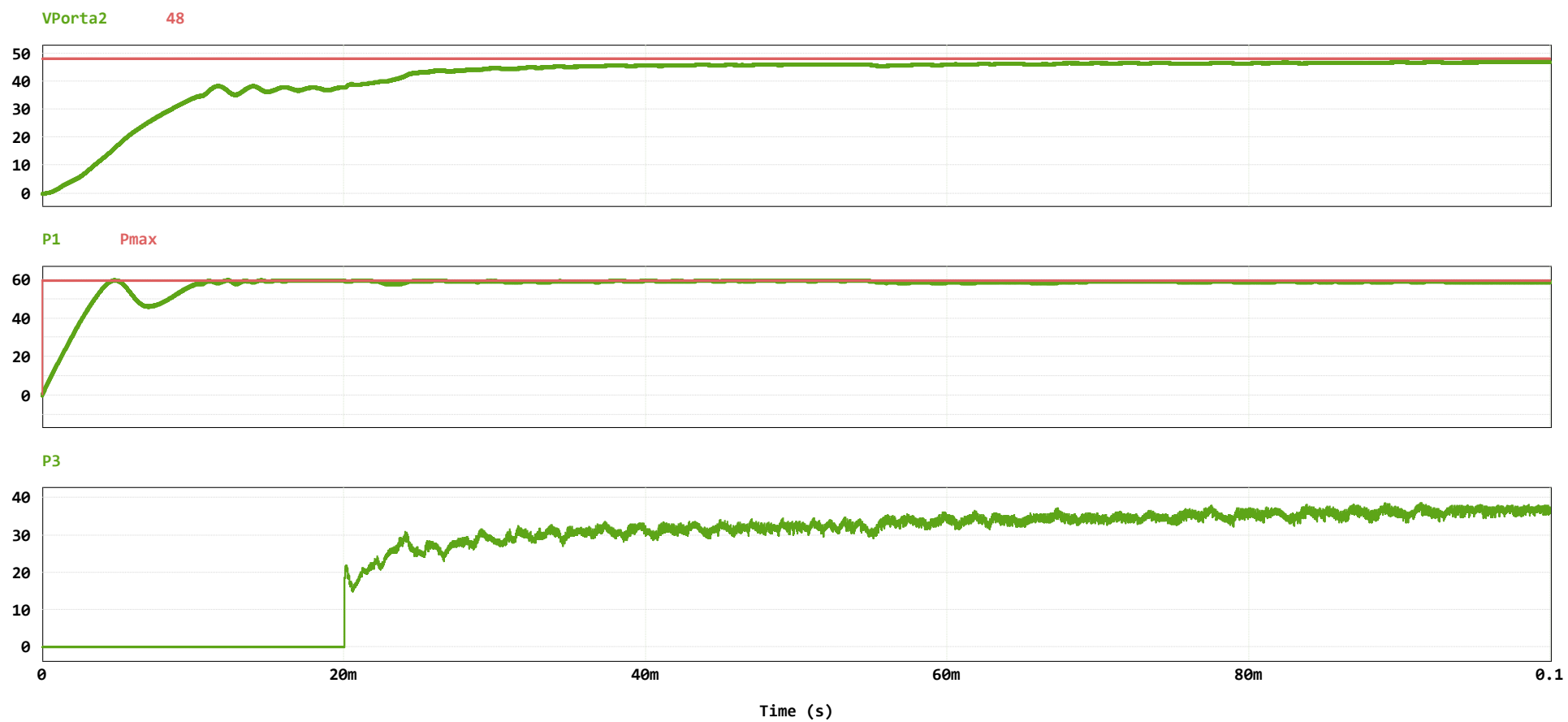
De modo geral, os resultados apresentados na Figura 5.34, na Figura 5.35 e na Figura 5.36 indicam que a substituição do bloco de *voltage droop* por controladores PI externos na malha da porta 3 permanece compatível com a estratégia de controle proposta, permitindo manter a tensão da porta 2 dentro da faixa especificada e assegurando a atuação coerente da porta de armazenamento em função do balanço instantâneo de potência. Nas condições de irradiância constante, observa-se que a porta 3 absorve ou fornece potência conforme requerido, sem comprometer a organização hierárquica da estrutura. Entretanto, quando comparada à abordagem baseada em *voltage droop*, a resposta obtida com PI externo apresenta acomodação mais lenta da tensão V_2 . Tal comportamento torna-se mais evidente na condição de irradiância variável, mostrada na Figura 5.36, em que se observa que, mesmo nos intervalos em que a irradiância permanece constante em 300 W/m^2 e, posteriormente, em 1000 W/m^2 , a tensão da porta 2 ainda não se acomoda com a mesma rapidez verificada na estratégia com *voltage droop*. Durante a elevação da irradiância de 300 para 1000 W/m^2 , nota-se uma alteração em V_2 , o que é compatível com a transição entre pontos de operação distintos e, portanto, esperado do ponto de vista dinâmico. Assim, a principal diferença entre as estratégias não se manifesta apenas durante a transição da irradiância, mas sobretudo no comportamento de acomodação subsequente. Em contrapartida, observa-se que a contribuição de potência da porta 3 com o controlador PI externo ocorre de forma mais suave do que na estratégia baseada em *voltage droop*, característica que pode ser vantajosa por reduzir a agressividade da atuação do armazenamento.

Figura 5.34 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e Potência absorvida pela Porta 3, no modo de recebimento.



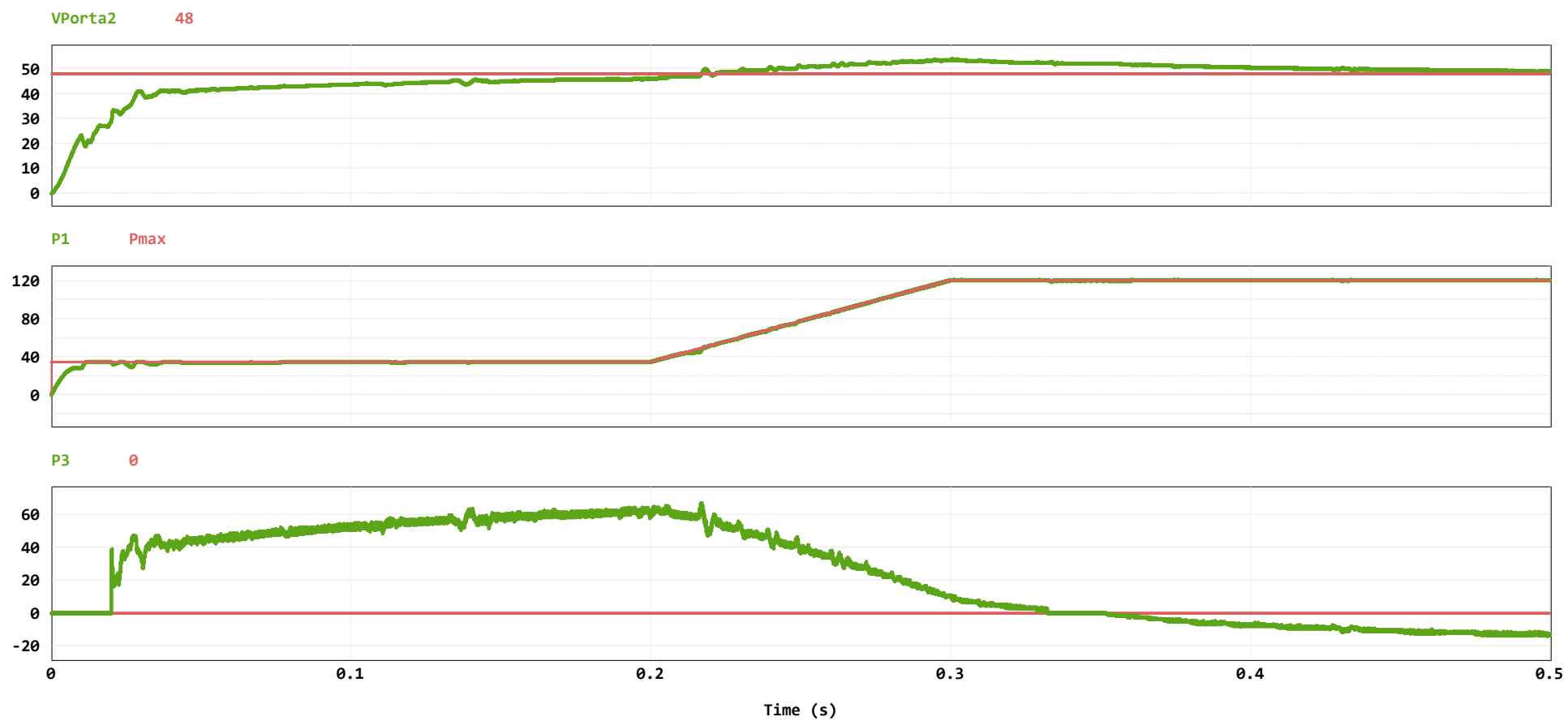
Fonte: O próprio autor.

Figura 5.35 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e Potência fornecida pela Porta 3, no modo de fornecimento.



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.36 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e Potência fornecida/ absorvida pela Porta 3 com irradiância variável.



Fonte: O próprio autor.

5.3.4 Controlador LQR

A utilização de um regulador ótimo por realimentação de estados do tipo LQR para a porta 3 foi igualmente analisada como alternativa ao controle externo baseado em *voltage droop*. Contudo, diferentemente do controlador PI, por ser sintetizado a partir de uma formulação ótima baseada em modelo e realimentação de estados, o LQR tende, nesta aplicação, a explorar de forma mais incisiva a dinâmica disponível da porta 3, tornando-se mais propenso a competir dinamicamente com a malha de controle da porta fotovoltaica. Embora esse efeito possa ser atenuado por reponderação das matrizes de custo, ao se reduzir suficientemente essa agressividade dinâmica para evitar a interação indesejada entre as malhas, a resposta do regulador passa a se aproximar daquela obtida com controladores convencionais, porém com maior complexidade de projeto e sintonia.

Em um conversor multiportas como o proposto, esse efeito é particularmente crítico, pois a porta 3 não atua de forma isolada: sua dinâmica repercute diretamente sobre a tensão da porta 2 e, conseqüentemente, sobre a operação do sistema fotovoltaico controlado por FCS-MPC-MPPT. Essa interação torna-se ainda mais relevante porque o algoritmo de MPPT depende de corrente estimada, obtida por observador baseado em modelo. Nessas condições, perturbações introduzidas pela ação rápida do LQR podem propagar-se para a estimação de potência e gradiente do arranjo fotovoltaico, provocando oscilações em torno do ponto de máxima potência.

A simulação é apresentada para as mesmas condições de operação previamente analisadas. Para a condição de irradiância constante de 1000 W/m^2 e a porta 2 suprimindo a carga CC em sua condição de maior demanda (100 W), os resultados correspondentes ao modo de recebimento de energia são apresentados na Figura 5.37, na qual se observam a evolução da tensão da porta 2, a potência fornecida pela porta 1 e o modo de operação da bateria. Mantendo-se a irradiância em 1000 W/m^2 e reduzindo-se a demanda da carga CC conectada à porta 2 para metade da maior demanda (50 W), a Figura 5.38 apresenta os resultados obtidos no modo de recebimento de energia, evidenciando novamente a evolução da tensão da porta 2, a potência disponibilizada pelo arranjo fotovoltaico e o modo de operação da bateria.

Em condição nominal, conforme mostrado na Figura 5.37, o sistema ainda apresenta operação satisfatória, sem evidenciar de forma significativa deslocamentos recorrentes do ponto de operação fotovoltaico. Entretanto, quando a carga conectada à porta 2 é reduzida, mantendo-se a irradiância constante, aumenta o excedente instantâneo de potência. Nessas condições, a porta 3 passa a atuar de forma mais intensa no modo de absorção, elevando sua participação na

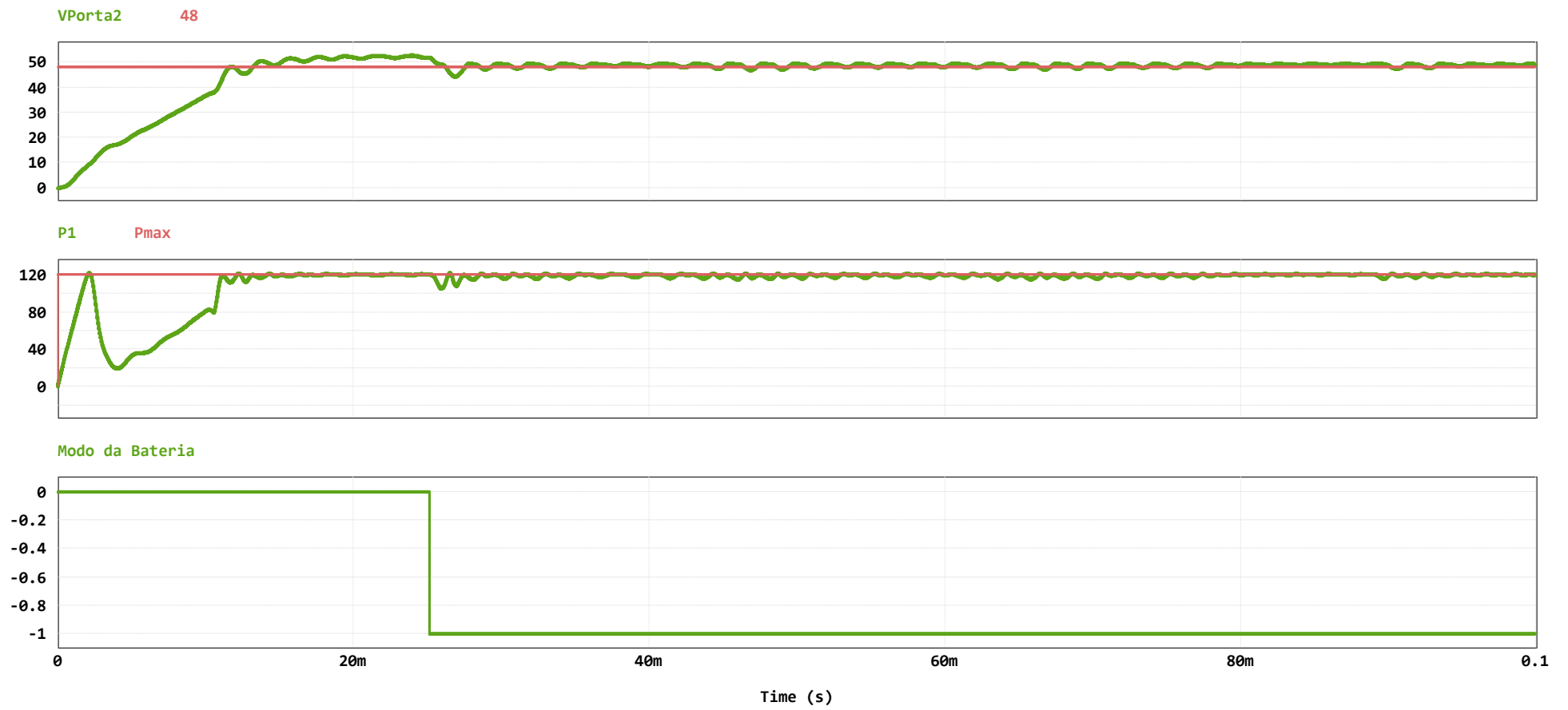
regulação da porta 2. Como essa atuação ocorre em uma estrutura acoplada ao controle fotovoltaico, a influência dinâmica da porta 3 sobre as grandezas utilizadas pelo FCS-MPC-MPPT torna-se mais pronunciada, tornando perceptíveis as oscilações do ponto de operação fotovoltaico em torno do MPP. Nessa condição, observam-se oscilações mais evidentes em torno do ponto de operação do arranjo fotovoltaico, indicando maior interação entre as malhas de controle associadas às portas 1 e 3. Esse efeito pode ser associado ao fato de que ambas as estratégias de controle são baseadas no modelo do conversor. Na porta 1, o algoritmo FCS-MPC-MPPT utiliza o modelo para prever a evolução das variáveis do sistema e definir a ação de controle mais adequada ao rastreamento do MPP. De forma análoga, na porta 3, a atuação do controlador também depende do modelo, incluindo a estimação da corrente da indutância de magnetização, que constitui um estado interno do sistema. Assim, eventuais variações rápidas impostas pela atuação da porta 3 tendem a se refletir nas grandezas utilizadas pelo algoritmo de rastreamento da porta 1, aumentando a sensibilidade do ponto de operação a essas perturbações.

Os resultados indicam, portanto, que, embora o sistema opere inicialmente na vizinhança do MPP, a ativação do LQR passa a induzir deslocamentos recorrentes desse ponto de operação. Como consequência, o FCS-MPC-MPPT tenta reconduzir continuamente o sistema ao MPP, enquanto a ação do LQR altera simultaneamente as condições que definem esse mesmo ponto de operação. Estabelece-se, assim, uma competição dinâmica entre as malhas, a qual tende a se intensificar quando ocorrem variações de carga ou outras perturbações operacionais.

Ressalta-se que o LQR foi sintonizado com ponderações destinadas a limitar o esforço de controle e suavizar a dinâmica dos estados. Ainda assim, a interação com a malha fotovoltaica persistiu. Embora possa ser mitigada por reponderação das matrizes de custo, a redução de agressividade necessária para evitar competição com o FCS-MPC-MPPT aproxima a resposta do LQR daquela obtida com controladores clássicos, limitando a vantagem prática de sua adoção.

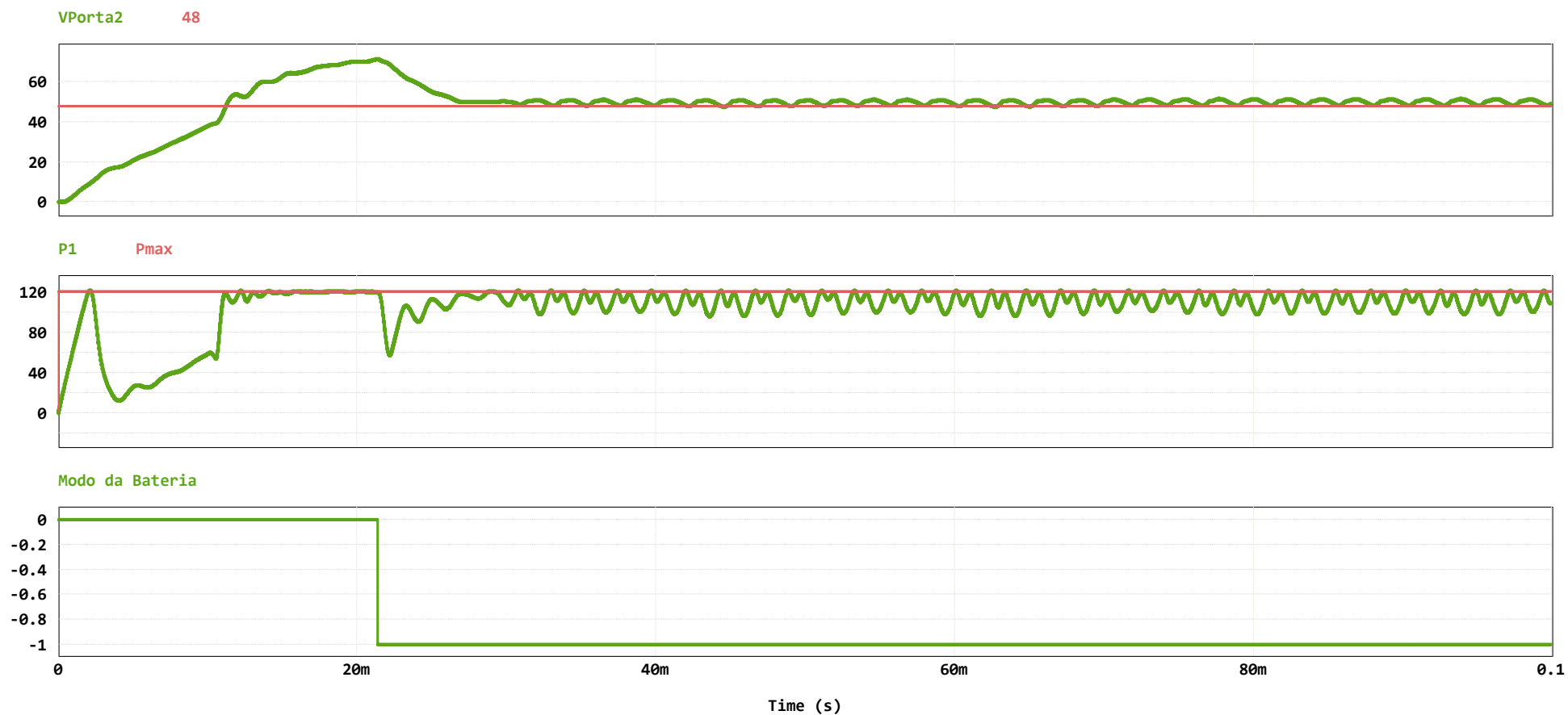
Uma alternativa para reduzir esse acoplamento seria a instrumentação direta da corrente fotovoltaica, substituindo o observador por uma medição física. Embora essa solução aumente a robustez da malha MPPT, ela não elimina a necessidade de desacelerar a malha externa associada à porta 3. Assim, para a arquitetura, conclui-se que o controlador LQR não se mostra a alternativa mais adequada para o controle da porta 3, uma vez que sua natureza dinâmica tende a competir com o controle fotovoltaico e comprometer a convergência ao MPP, sem oferecer benefícios práticos suficientes em relação a estratégias mais simples e mais compatíveis com a coordenação energética do conversor.

Figura 5.37 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e modo da bateria para carga CC de 100 W na porta 2.



Fonte: O próprio autor.

Figura 5.38 Tensão na porta 2, Potência fornecida pela Porta 1 e modo da bateria para carga CC de 50 W na porta 2.



Fonte: O próprio autor.

5.4 Considerações finais

A partir dos resultados apresentados neste capítulo, verifica-se que o conversor proposto, operando na configuração de três portas adotada como prova de conceito, apresentou comportamento coerente tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Em malha aberta, a análise das formas de onda, das trajetórias das variáveis de estado e dos campos vetoriais mostrou compatibilidade entre o comportamento observado nas simulações e a modelagem desenvolvida nos capítulos anteriores, reforçando a consistência da formulação analítica empregada para descrever a dinâmica do conversor. Em malha fechada, os diferentes cenários avaliados sob irradiância constante e variável evidenciaram que a estratégia de controle proposta foi capaz de coordenar adequadamente a atuação das portas, mantendo a tensão da porta 2 na vizinhança do valor de referência e promovendo a transição coerente da porta 3 entre os modos de absorção, fornecimento e espera, conforme o balanço instantâneo de potência do sistema. Adicionalmente, os resultados indicaram que a estrutura baseada em FCS-MPC associada ao MPPT permitiu à porta fotovoltaica acompanhar de forma satisfatória a potência disponível, enquanto a estratégia PFCS organizou de maneira consistente a distribuição de potência entre geração, armazenamento e carga. Por fim, a análise comparativa das estratégias alternativas de controle para a porta 3 mostrou que, embora o controlador PI constitua uma alternativa viável quando ajustado com dinâmica suficientemente mais lenta que a da porta fotovoltaica, o controlador LQR tende a introduzir maior competição dinâmica com a malha fotovoltaica, reduzindo sua compatibilidade com a arquitetura proposta. Em conjunto, os resultados obtidos sustentam que a topologia e a estratégia de controle desenvolvidas apresentam viabilidade técnica para a integração coordenada de geração fotovoltaica, armazenamento por baterias e carga CC em um único estágio de conversão.

CAPÍTULO 06

6 CONCLUSÕES GERAIS

6.1 Conclusões e considerações finais

Este trabalho apresentou o desenvolvimento, a modelagem, a análise e a avaliação, em ambiente de simulação, de um conversor CC-CC *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e multiporta, concebido em uma formulação genérica de n portas para aplicações que demandam a integração coordenada de múltiplas fontes, sistemas de armazenamento e cargas em arquiteturas CC de baixa tensão. Como contribuição central, o trabalho articulou, de forma integrada, a proposição de uma nova topologia, de uma nova forma de operação e de uma estratégia de controle compatível com a configuração adotada, evidenciando a viabilidade técnica dessa associação para aplicações em arquiteturas CC de baixa tensão.

A motivação deste trabalho decorre da necessidade de arquiteturas de conversão mais integradas, flexíveis e adequadas a aplicações em microrredes ilhadas e sistemas energéticos distribuídos, nas quais o gerenciamento coordenado do fluxo de potência entre múltiplas portas constitui um requisito central. Para viabilizar o desenvolvimento analítico e a avaliação da proposta, adotou-se como prova de conceito uma configuração de três portas, em que a porta 1 está associada ao sistema fotovoltaico, a porta 2 corresponde à porta regulada e a porta 3, conectada ao armazenamento por baterias, atua como *buffer* energético e elemento de suporte dinâmico, alternando entre os modos de fornecimento e de recebimento de energia.

Do ponto de vista estrutural, a topologia proposta representa uma evolução em relação às configurações predecessoras discutidas ao longo do trabalho. A estrutura preserva características relevantes para a aplicação considerada, como a bidirecionalidade do fluxo de potência, a operação em modo de condução contínua e a possibilidade de expansão por meio da inclusão de novos enrolamentos. Adicionalmente, a eliminação do diodo em série associado ao interruptor inferior contribui para o aumento da densidade de potência, sem alterar o princípio funcional do conversor.

O principal avanço no plano operacional está associado à nova forma de operação proposta. Em contraste com as estruturas predecessoras, nas quais os processos de magnetização e desmagnetização ocorrem de forma simultânea, o conversor proposto passa a operar com magnetização e desmagnetização do indutor acoplado de forma individualizada por porta. Essa modificação indicou redução do acoplamento dinâmico entre as portas, ampliando

a liberdade de projeto da relação de espiras, evitou a necessidade de conversores CC-CC adicionais nas portas e eliminou a imposição de operação nominal em torno de razão cíclica igual a 0,5. Como resultado, a estrutura passou a apresentar maior flexibilidade de projeto magnético e condições mais favoráveis à implementação de estratégias de controle hierarquizadas por porta. Em conjunto, esses aspectos mostram que a nova forma de operação constitui um dos principais resultados, uma vez que altera de maneira relevante a forma de processamento da energia no conversor e amplia as possibilidades de projeto e de controle da estrutura proposta.

No plano analítico, a modelagem desenvolvida ao longo do trabalho permitiu descrever os princípios de operação do conversor proposto, seu comportamento em regime permanente, as condições de fronteira entre os modos de condução e as relações de ganho estático. As análises quantitativas indicaram que, embora o indutor acoplado permaneça como elemento comum entre as portas, a nova forma de operação tende a reduzir a influência cruzada entre elas. Isso tornou mais favorável a formulação de estratégias de controle por porta e forneceu base consistente para a síntese da estratégia de controle adotada. A coerência entre modelo e comportamento dinâmico também foi corroborada pelos resultados em simulação.

No que se refere ao controle, destaca-se a proposição de uma estratégia hierárquica para operação estritamente ilhada, baseada na tensão da porta 2 como variável global de coordenação energética. A PFCS permitiu organizar a atuação das portas em função do balanço instantâneo de potência, selecionando de forma coerente os modos MPPT ou VDCM para a porta fotovoltaica, $BVDM_{cha}$, $BVDM_{dis}$ ou IDLE para a porta de armazenamento e ON, SHED ou RECON para a carga CC. Dessa forma, a tensão da porta 2 foi explorada como sinal físico de coordenação entre geração, armazenamento e demanda, sem necessidade de supervisão externa, o que torna a estratégia aderente ao objetivo de operação compacta e ilhada.

Destaca-se, ainda, a estrutura de controle da porta fotovoltaica, baseada em FCS-MPC com MPPT incorporado e corrente estimada por observador. Os resultados indicaram que essa abordagem se mostrou adequada para rastrear o ponto de máxima potência sem sensor de corrente dedicado no lado fotovoltaico. Além disso, a inclusão do modo VDCM permitiu limitar a potência extraída do arranjo fotovoltaico em condições de excedente energético e indisponibilidade parcial ou total do armazenamento por bateria para absorção de potência, contribuindo para a mitigação de sobretensões na porta 2. Assim, a integração entre controle preditivo, MPPT *sensorless* e lógica modal de coordenação constitui uma solução tecnicamente viável para a operação do conversor proposto.

No âmbito da porta 3, a análise comparativa das estratégias de controle mostrou que o controlador PI pode constituir uma alternativa viável quando devidamente sintonizado, sobretudo por permitir uma atuação mais lenta e mais compatível com a hierarquia dinâmica do sistema. Em contrapartida, o controlador LQR apresentou maior tendência à competição dinâmica com a malha da porta fotovoltaica, particularmente em cenários nos quais a atuação da porta 3 interfere de forma mais pronunciada nas grandezas utilizadas pelo FCS-MPC-MPPT. Esse resultado reforça que, para a arquitetura proposta, estratégias de controle da porta 3 menos agressivas tendem a ser mais compatíveis com a coordenação energética requerida, razão pela qual se mantém, neste trabalho, a adoção do controle por *voltage droop*.

Os resultados de simulação em malha aberta e em malha fechada indicaram coerência entre a modelagem desenvolvida e o comportamento do conversor proposto. Em malha aberta, observou-se compatibilidade entre a evolução temporal das variáveis, o campo vetorial no espaço de estados e os pontos de acomodação associados a diferentes razões cíclicas. Em malha fechada, verificou-se que a tensão da porta 2 permaneceu dentro da faixa especificada nos cenários avaliados, enquanto a porta 1 operou em MPPT e a porta 3 absorveu ou forneceu potência conforme o balanço energético do sistema. Também se observou operação em modo de condução contínua nos cenários simulados, inclusive sob variações de irradiância e alterações de carga.

À luz dos objetivos estabelecidos no Capítulo 1, entende-se que o trabalho atingiu o propósito proposto. A revisão bibliográfica permitiu sistematizar o estado da arte dos conversores CC-CC multiportas e identificar limitações relevantes das estruturas reportadas. A topologia proposta e a nova forma de operação foram desenvolvidas e analisadas, evidenciando diferenças estruturais e operacionais em relação às configurações predecessoras. A modelagem analítica, a análise em regime permanente, a formulação do ganho estático e a determinação da fronteira entre MCC e MCD forneceram a base teórica para a compreensão do conversor. No plano do controle, a PFCS, o FCS-MPC aplicado à porta fotovoltaica e a estratégia de atuação da porta de armazenamento permitiram coordenar adequadamente os modos de operação em regime ilhado. Por fim, os resultados de simulação em malha aberta e em malha fechada forneceram evidências consistentes da coerência entre a formulação teórica desenvolvida e o comportamento obtido para a configuração de três portas adotada como prova de conceito.

Em síntese, os resultados obtidos indicam que, no âmbito das análises desenvolvidas e dos cenários de simulação avaliados, a topologia proposta, a nova forma de operação e a estratégia de controle desenvolvida são compatíveis com a integração, em um único estágio de conversão, de uma fonte fotovoltaica, um sistema de armazenamento por baterias e uma carga

CC, com fluxo de potência multidirecional e coordenação energética baseada em grandezas locais. Assim, o trabalho consolida resultados articulados nos planos estrutural, operacional, analítico e de controle, ao estabelecer uma arquitetura coerente com os requisitos de conversores multiportas aplicados a sistemas CC operando em modo ilhado.

Além disso, conforme discutido em capítulos anteriores, a expansão da topologia para um maior número de portas é condicionada pelas limitações físicas do indutor acoplado. Embora a modelagem apresentada seja válida para um número arbitrário de portas, a implementação prática depende do projeto eletromagnético do indutor acoplado, cujo aumento no número de enrolamentos implica maior complexidade construtiva, redução do fator de acoplamento, aumento das indutâncias de dispersão e maiores desafios térmicos e de isolamento. Nesse contexto, espera-se que a topologia apresente limitações de escalabilidade semelhantes às observadas em conversores *flyback* convencionais com múltiplos secundários, restringindo sua implementação prática a um número reduzido de portas. A determinação desse limite físico, bem como sua dependência dos parâmetros de projeto, constitui um tema de interesse para investigações futuras.

6.2 Propostas para trabalhos futuros

Como continuidade deste trabalho, propõem-se os seguintes desdobramentos:

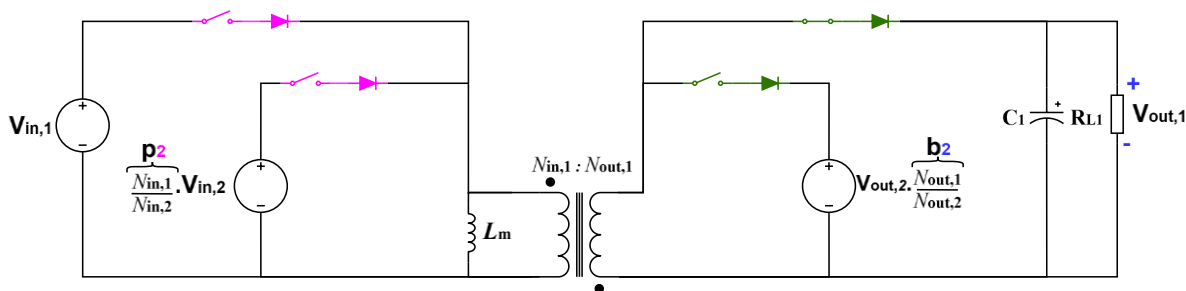
1. Construção e implementação de um protótipo do conversor proposto, com o objetivo de validar experimentalmente a topologia desenvolvida, bem como verificar, em condições reais de operação, os resultados obtidos em ambiente de simulação.
2. Implementação e validação experimental da estratégia de controle no protótipo do conversor, de modo a avaliar o desempenho prático da PFCS, do FCS-MPC-MPPT com corrente estimada e da atuação da porta de armazenamento sob diferentes condições de geração e carga.
3. Implementação e análise do conversor em sistemas conectados à rede elétrica (On-Grid), com o objetivo de verificar a adaptação da topologia e da estratégia de controle a cenários em que a rede passe a atuar como elemento adicional de suporte energético e de coordenação operacional.

ANEXO A – Modelagem do Conversor Três-Portas

A modelagem considera o conversor *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas com funções parcialmente fixas: a porta 1 opera como fornecedora de energia, enquanto a porta 2 opera como receptora. A porta 3 alterna sua funcionalidade entre fornecimento e recebimento, o que permite regular a tensão da porta 2. A Figura 3.17 ilustra a condição em que as portas 1 e 3 atuam como fornecedoras e transferem energia para a porta 2, ao passo que a Figura 3.19 representa o caso em que a porta 3 inverte sua funcionalidade para receptora, de modo que a porta 1 passa a fornecer energia às portas 2 e 3. Nesse contexto, a porta 2 é definida como a porta continuamente habilitada, por corresponder ao barramento CC associado à carga.

A Figura A.1 ilustra que, ao referir as tensões das portas fornecedoras a um enrolamento de referência (por exemplo, o da porta 1), por meio das relações de espiras do indutor acoplado, obtém-se uma descrição unificada do conversor no domínio magnético. Nessa forma equivalente, as fontes ativas passam a excitar o mesmo ramo magnetizante e, portanto, suas contribuições tornam-se análogas a uma associação em paralelo quando observadas a partir do enrolamento de referência. De modo análogo, ao referir as portas receptoras a uma referência (por exemplo, a porta 2), as cargas conectadas aos diferentes enrolamentos podem ser interpretadas como elementos acoplados ao mesmo caminho de transferência de energia, resultando novamente em uma equivalência do tipo paralelo no domínio magnético.

Figura A.1 Circuito equivalente do conversor *flyback* multidirecional, multi-enrolamentos e de três portas.



Fonte: próprio autor.

No modelo simplificado, observa-se a presença de quatro portas equivalentes em vez de três. Isso decorre da alternância funcional da porta 3: para evitar que ela apareça simultaneamente como fornecedora e receptora na mesma representação, a porta 3 é decomposta em duas representações mutuamente exclusivas (uma associada ao modo fornecimento e outra ao modo recebimento). A configuração é formalizada por um fator de modo, que habilita apenas a representação compatível com o modo de operação: quando a porta

3 atua como fornecedora, considera-se apenas sua equivalência no conjunto de fornecedoras (e não há sua forma refletida no conjunto de receptoras); quando atua como receptora, considera-se apenas sua equivalência no conjunto de receptoras (e não há sua forma refletida no conjunto de fornecedoras). O objetivo dessa construção é simplificar a modelagem por meio de uma representação consistente e por trechos, preservando as condições estruturais e os mecanismos de transferência de energia relevantes para a análise.

A.1 Modelagem em Espaço de Estados das Etapas de Operação

A análise inicia-se pelo cenário da Figura 3.17, no qual as portas 1 e 3 operam no modo fornecedora. Nessa condição, o modelo equivalente da Figura A.2 é obtido impondo o fator de modo da porta 3 igual a $\sigma = +1$, o que mantém ativa apenas a sua representação no conjunto de portas fornecedoras e, por consequência, elimina a sua porta equivalente no conjunto de receptoras (pois a porta 3 não está em modo de recebimento nesse intervalo de operação).

Para sistematizar a modelagem, definem-se as relações de espiras e as grandezas refletidas pelas Equações (A.1), (A.2) e (A.3). Em particular, a equação (A.3) é empregada somente para expressar a relação de transformação de corrente nos terminais do indutor acoplado (i.e., entre correntes de enrolamentos):

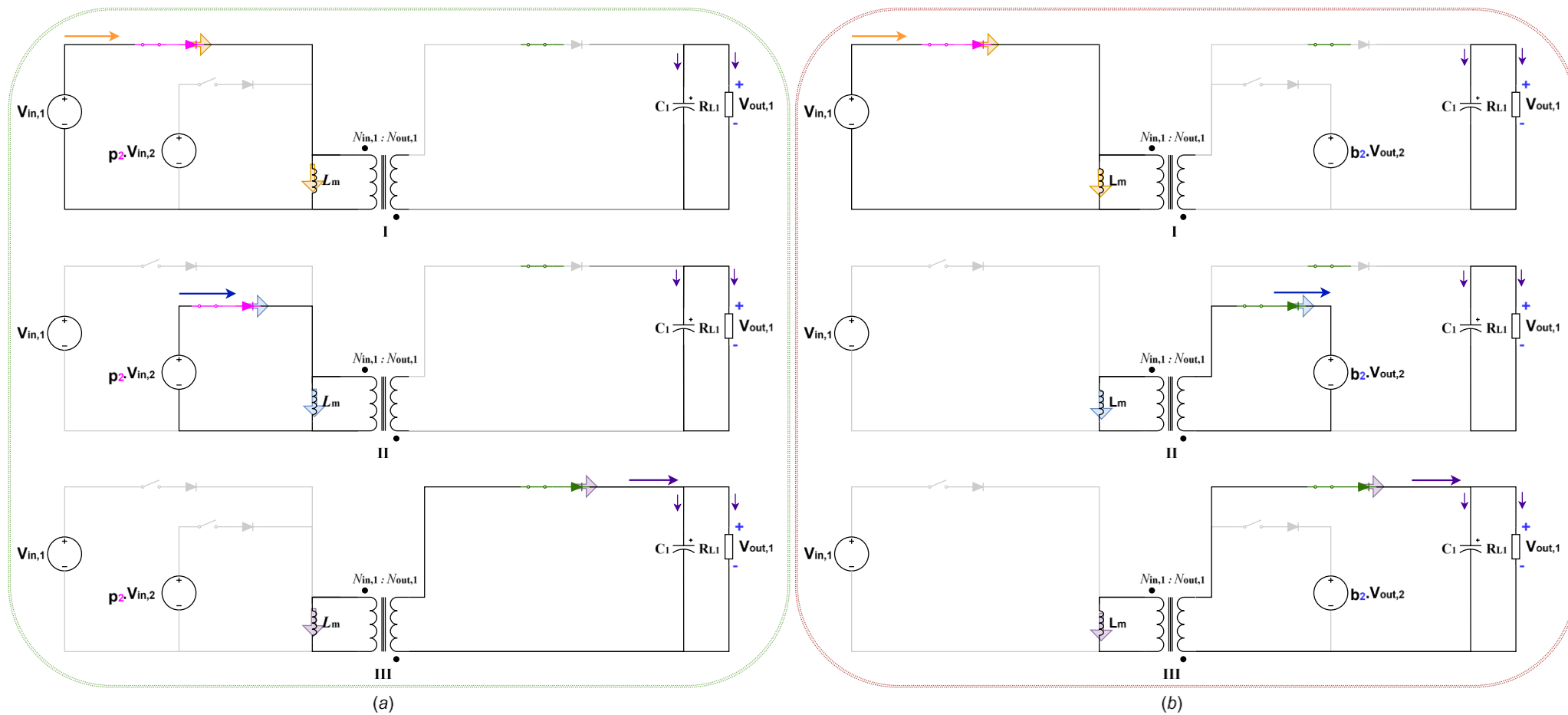
$$a \triangleq \frac{N_{in,1}}{N_{out,1}} = \frac{N_{porta\ 1}}{N_{porta\ 2}} \quad , \quad p_2 \triangleq \frac{N_{in,1}}{N_{in,2}} = \frac{N_{porta\ 1}}{N_{porta\ 3}} \quad \text{e} \quad b_2 \triangleq \frac{N_{out,1}}{N_{out,2}} = \frac{N_{porta\ 2}}{N_{porta\ 3}} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} V_{porta\ 1} &\triangleq V_{in,1} \quad , \quad V_{porta\ 2} \triangleq V_{out,1} \quad \text{e} \quad V_{porta\ 3} \triangleq V_{out,2} \triangleq V_{in,2} \\ &\quad \quad \quad p_2 \quad \quad \quad b_2 \\ V_{in,2}^{(in,1)} &= \frac{N_{in,1}}{N_{in,2}} \cdot V_{in,2} \quad \text{e} \quad V_{out,2}^{(out,1)} = \frac{N_{out,1}}{N_{out,2}} \cdot V_{out,2} \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

$$\frac{v_{w,in,1}}{v_{w,out,1}} = \frac{i_{w,out,1}}{i_{w,in,1}} = -a \quad (\text{A.3})$$

Em que $i_{w,in,1}$ e $i_{w,out,1}$ representam, respectivamente, as correntes associadas aos enrolamentos $N_{in,1}$ e $N_{out,1}$. A corrente $i_{w,in,1}$ corresponde à corrente observada no lado da porta fornecedora, isto é, na entrada do indutor acoplado, enquanto $i_{w,out,1}$ corresponde à corrente observada no enrolamento de referência do lado receptor.

Figura A.2 Etapas de operação do circuito equivalente: (a) porta 3 no modo fornecedor; (b) porta 3 no modo receptor.



Fonte: próprio autor.

Aplicando-se as Leis de Kirchhoff das Tensões (LKT) e das Correntes (LKC) ao circuito equivalente associado ao intervalo (I), indicado na Figura 3.17 e na Figura A.2(a) e (b), obtêm-se as expressões a seguir. Tais relações são válidas tanto quando a porta opera como fornecedora quanto quando opera como receptora, uma vez que, nesse intervalo, a porta 3 permanece desacoplada do caminho ativo de magnetização. Assim, a dinâmica do estágio é determinada exclusivamente pela excitação imposta pela porta 1, isto é, a porta 3 não altera a operação da porta 1 durante a condição (I).

$$\begin{aligned} i_{w,in,1} &= 0 \\ i_{in,2}^{(in,1)} &= 0 \\ i_{w,out,1} &= 0 \end{aligned} \quad (A.4)$$

$$\begin{aligned} i_{in,1} &= i_{Lm} + i_{w,in,1} \\ i_{w,out,1} &= i_{C_1} + i_{R_{L1}} \\ \frac{di_{Lm}}{dt} &= \frac{di_{in,1}}{dt} = \frac{V_{in,1}}{L_m} \\ \frac{dV_{out,1}}{dt} &= \frac{-V_{out,1}}{R_{L1} \cdot C_1} \end{aligned} \quad (A.5)$$

Essas equações podem ser organizadas diretamente na forma padrão de espaço de estados para o intervalo (I), resultando em:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lm}}{dt} \\ \frac{dV_{out,1}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ V_{out,1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L_m & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot \begin{bmatrix} V_{in,1} \\ V_{in,2} \end{bmatrix} \quad (A.6)$$

Ao analisar o intervalo (II) na Figura A.2, observa-se que a dinâmica do conversor não é única, pois depende do estado operacional da porta 3. Em particular, quando a porta 3 opera no modo fornecedor ou no modo receptor, obtêm-se duas representações distintas na forma padrão de espaço de estados para esse mesmo intervalo, uma vez que os caminhos de condução e as condições de comutação se alteram conforme a funcionalidade da porta 3.

Assim, aplicando-se as LKT e LKC ao circuito equivalente do intervalo (II) da Figura A.2(a) para o caso em que a porta 3 fornece energia, obtêm-se as seguintes relações:

$$\begin{aligned} i_{w,in,1} &= 0 \quad i_{in,1} = 0 \quad i_{w,out,1} = 0 \\ i_{in,2}^{(in,1)} &= i_{Lm} + i_{w,in,1} \\ i_{w,out,1} &= i_{C_1} + i_{R_{L1}} \end{aligned} \quad (A.7)$$

$$\begin{aligned}\frac{di_{Lm}}{dt} &= \frac{d(i_{in,2}^{(in,1)})}{dt} = \frac{p_2 \cdot V_{in,2}}{L_m} \\ \frac{dV_{out,1}}{dt} &= \frac{-V_{out,1}}{R_{L1} \cdot C_1}\end{aligned}\tag{A.8}$$

Essas equações podem ser rearranjadas na forma padrão de espaço de estados correspondente ao intervalo (II) da Figura A.2(a), resultando em:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lm}}{dt} \\ \frac{dV_{out,1}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix}}_{Af_2} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ V_{out,1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{p_2}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{Bf_2} \cdot \begin{bmatrix} V_{in,1} \\ V_{in,2} \end{bmatrix}\tag{A.9}$$

Para o caso em que a porta 3 opera no modo receptor, conforme ilustrado na Figura 3.19 e na Figura A.2(b), o intervalo (II) passa a ser descrito por um circuito equivalente distinto daquele associado ao modo fornecedor, uma vez que se modificam os caminhos de condução e as polaridades efetivas nos enrolamentos acoplados. Assim, aplicando-se LKT e LKC ao circuito equivalente correspondente a esse cenário, obtêm-se as seguintes relações:

$$\begin{aligned}i_{in,1} &= 0 \\ i_{Lm} + i_{w,in,1} &= 0 \\ i_{out,2}^{(out,1)} &= i_{w,out,1} = -a \cdot i_{w,in,1} \\ i_{out,2}^{(out,1)} &= a \cdot i_{Lm}\end{aligned}\tag{A.10}$$

$$\begin{aligned}\frac{di_{Lm}}{dt} &= -\frac{a \cdot b_2 \cdot V_{out,2}}{L_m} \\ \frac{dV_{out,1}}{dt} &= \frac{-V_{out,1}}{R_{L1} \cdot C_1}\end{aligned}\tag{A.11}$$

Essas equações podem ser rearranjadas na forma padrão de espaço de estados correspondente ao intervalo (II) da Figura A.2(b), resultando em:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lm}}{dt} \\ \frac{dV_{out,1}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix}}_{Ar_2} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ V_{out,1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-a \cdot b_2}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{Br_2} \cdot \begin{bmatrix} V_{in,1} \\ V_{out,2} \end{bmatrix}\tag{A.12}$$

Comparando-se as representações em espaço de estados obtidas para os dois modos de operação da porta 3, dadas por (A.9) e (A.12), verifica-se que, ao modelar a porta 3 como uma fonte de tensão, a diferença entre os modelos se restringe ao sinal do termo associado a essa porta. A equação (A.13) confirma ainda que as relações de espiras empregadas em (A.9) e

(A.12) são idênticas, uma vez que, na formulação adotada, todas as grandezas relacionadas à corrente da indutância de magnetização são refletidas para a porta fornecedora de referência (base na qual L_m é definida), enquanto as grandezas associadas à tensão de saída são refletidas para a porta receptora de referência. Assim, o modelo resulta naturalmente em um vetor de estados cujas variáveis são expressas em bases distintas (corrente na base da porta fornecedora de referência e tensão na base da porta receptora de referência).

$$a \cdot b_2 = \frac{N_{in,1}}{N_{out,1}} \cdot \frac{N_{out,1}}{N_{out,2}} = \frac{N_{in,1}}{N_{out,2}}, \quad \text{como } N_{out,2} = N_{in,2}$$

$$a \cdot b_2 = p_2 = \frac{N_{in,1}}{N_{in,2}}$$
(A.13)

Dessa forma, ambas as representações podem ser unificadas por meio de um único modelo, introduzindo-se um fator σ que seleciona o sinal conforme o modo da porta 3, isto é:

$$\sigma = \begin{cases} +1, & \text{porta 3 no modo fornecedora} \\ -1, & \text{porta 3 no modo receptora} \end{cases}$$
(A.14)

e define-se, então, a forma padrão em espaço de estados como:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lm}}{dt} \\ \frac{dV_{out,1}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix}}_{A_2} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ V_{out,1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \sigma \cdot \frac{p_2}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \cdot \begin{bmatrix} V_{in,1} \\ V_{out,2} \end{bmatrix}$$
(A.15)

Ao analisar o intervalo (III), adota-se o mesmo procedimento empregado nos intervalos anteriores. Considera-se o circuito equivalente correspondente — Figura A.2(a) ou Figura A.2(b) — e impõem-se as condições de condução vigentes. Ressalta-se que, independentemente do modo de operação da porta 3, a modelagem da porta 2 (porta receptora continuamente habilitada) permanece inalterada nesse intervalo. Em seguida, aplicam-se LKT e LKC para obter as equações que caracterizam o estágio. Assim, para o intervalo (III), obtêm-se as seguintes expressões:

$$i_{in,1} = 0$$

$$i_{w,out,1} = a \cdot i_{Lm}$$

$$i_{w,out,1} = i_{C_1} + i_{R_{L1}}$$
(A.16)

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = -\frac{a \cdot V_{out,1}}{L_m}$$

$$\frac{dV_{out,1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot \left(i_{Lm} \cdot a - \frac{V_{out,1}}{R_{L1}} \right)$$
(A.17)

Essas equações podem ser organizadas diretamente na forma padrão de espaço de estados para o intervalo (III):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{Lm}}{dt} \\ \frac{dV_{out,1}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -a/L_m \\ a/C_1 & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix}}_{A_3} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ V_{out,1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_3} \cdot \begin{bmatrix} V_{in,1} \\ V_{in,2} \end{bmatrix} \quad (A.18)$$

A.2 Modelagem de Pequenos Sinais Empregando a Técnica de Espaço de Estados Médio

Na técnica de modelagem por variáveis de estado, é utilizado um sistema linear representado na seguinte forma:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (A.19)$$

$$y = C \cdot x + D \cdot u \quad (A.20)$$

Em que:

- $x \in \mathbb{R}^{nx1}$: Vetor com as informações dos estados do sistema.
- $u \in \mathbb{R}^{px1}$: Vetor com as informações das entradas do sistema.
- $y \in \mathbb{R}^{qx1}$: Vetor com as informações das saídas do sistema.
- $n \in (x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n)$: Número de estados.
- $p \in (u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p)$: Número de variáveis manipuladas.
- $q \in (y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q)$: Número de variáveis controladas.
- $A \in \mathbb{R}^{nxn}$: **Matriz de estado**, que descreve a dinâmica interna do sistema, isto é, como os estados evoluem e se acoplam entre si. Essa matriz determina propriedades fundamentais como polos, estabilidade e resposta natural.
- $B \in \mathbb{R}^{nxp}$: **Matriz de entrada**, que quantifica como as entradas afetam a evolução dos estados. Sua construção decorre da forma como os termos associados às entradas aparecem nas equações diferenciais.
- $C \in \mathbb{R}^{qxn}$: **Matriz de saída**, que relaciona os estados às saídas definidas, estabelecendo quais combinações dos estados são observadas/medidas.

- $D \in \mathbb{R}^{qp}$: **Matriz de transmissão direta**, que representa o acoplamento instantâneo entre entradas e saídas. Em muitos sistemas físicos essa contribuição é nula.

Dado que o conversor proposto opera em três etapas ao longo de um período de comutação, sua dinâmica pode ser descrita por um modelo por intervalos (sistema chaveado), no qual cada etapa é representada por um conjunto próprio de matrizes de espaço de estados. Assim, pode-se escrever:

$$\dot{x} = \begin{cases} A_1 \cdot x + B_1 \cdot u, \\ A_2 \cdot x + B_2 \cdot u, \\ A_3 \cdot x + B_3 \cdot u, \end{cases} \quad y = \begin{cases} C_1 \cdot x + D_1 \cdot u & t \in [0, d_1 \cdot T] \\ C_2 \cdot x + D_2 \cdot u & t \in [d_1 \cdot T, (d_1 + d_2) \cdot T] \\ C_3 \cdot x + D_3 \cdot u & t \in [(d_1 + d_2) \cdot T, T] \end{cases} \quad (\text{A.21})$$

Esse formato explicita que a estrutura do modelo expresso muda a cada etapa, conforme as condições de condução e o caminho de transferência de energia impostos pela comutação.

Além disso, define-se:

$$\begin{aligned} V_{porta\ 1} &\triangleq V_{in,1} \triangleq V_1, & V_{porta\ 2} &\triangleq V_{out,1} \triangleq V_o & \text{e} & V_{porta\ 3} &\triangleq V_{out,2} \triangleq V_{in,2} \triangleq V_2 \\ D_{in,1} &\triangleq D_1, & D_{in,2} &\triangleq D_{out,2} \triangleq D_2 & \text{e} & D_{out,1} &\triangleq D_o \triangleq \left[1 - \underbrace{(D_1 + D_2)}_{D_3} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Além disso, é conveniente apresentar as seguintes definições:

$$\begin{aligned} v_1 &= V_1 + \tilde{v}_1 & d_1 &= D_1 + \tilde{d}_1 \\ v_2 &= V_2 + \tilde{v}_2 & d_2 &= D_2 + \tilde{d}_2 \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

$$\begin{aligned} v_o &= V_o + \tilde{v}_o & d_3 &= D_3 + \tilde{d}_3 \\ x &= X + \tilde{x} & u &= U + \tilde{u} \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Sendo:

- $V_1, V_2, V_o, D_1, D_2, D_3, X, U$: Valores médios das tensões de entradas, tensão de saída, razões cíclicas, vetor de estados e vetor de entradas.
- $\tilde{v}_1, \tilde{v}_2, \tilde{v}_o, \tilde{d}_1, \tilde{d}_2, \tilde{d}_3, \tilde{x}, \tilde{u}$: Perturbações de pequena amplitude aplicadas às tensões de entradas, tensão de saída, razões cíclicas, vetor de estados e vetor de entradas.
- $v_1, v_2, v_o, d_1, d_2, d_3, x, u$: Soma das componentes CC e CA associadas às tensões de entradas, tensão de saída, razões cíclicas, vetor de estados e vetor de entradas.]

Com o objetivo de obter uma representação média do comportamento das variáveis ao longo de um período de comutação, apresentam-se a seguir as equações que descrevem cada etapa de operação do conversor, as quais serão ponderadas pelos respectivos intervalos de condução para compor o modelo médio.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [A_1 \cdot d_1 + A_2 \cdot d_2 + A_3 \cdot (1 - d_3)] \cdot x + [B_1 \cdot d_1 + B_2 \cdot d_2 + B_3 \cdot (1 - d_3)] \cdot u \\ y &= [C_1 \cdot d_1 + C_2 \cdot d_2 + C_3 \cdot (1 - d_3)] \cdot x + [D_1 \cdot d_1 + D_2 \cdot d_2 + D_3 \cdot (1 - d_3)] \cdot u\end{aligned}\quad (\text{A.25})$$

Portanto, deseja-se avaliar a resposta da tensão de saída a pequenas variações nas razões cíclicas. Assim, ao substituir nas expressões anteriores a representação em torno do ponto de operação — isto é, a soma do valor em regime permanente e da variação incremental (pequeno-sinal) — e reter apenas termos de primeira ordem, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= \left\{ A_1 \cdot (D_1 + \tilde{d}_1) + A_2 \cdot (D_2 + \tilde{d}_2) + A_3 \cdot [1 - (D_3 + \tilde{d}_3)] \right\} \cdot (X + \tilde{x}) + \\ &\quad \left\{ B_1 \cdot (D_1 + \tilde{d}_1) + B_2 \cdot (D_2 + \tilde{d}_2) + B_3 \cdot [1 - (D_3 + \tilde{d}_3)] \right\} \cdot (U + \tilde{u}) \\ \dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= A_1 \cdot \left[(D_1 + \tilde{d}_1) \cdot (X + \tilde{x}) \right] + A_2 \cdot \left[(D_2 + \tilde{d}_2) \cdot (X + \tilde{x}) \right] + A_3 \cdot \left\{ [1 - (D_3 + \tilde{d}_3)] \cdot (X + \tilde{x}) \right\} + \\ &\quad B_1 \cdot \left[(D_1 + \tilde{d}_1) \cdot (U + \tilde{u}) \right] + B_2 \cdot \left[(D_2 + \tilde{d}_2) \cdot (U + \tilde{u}) \right] + B_3 \cdot \left\{ [1 - (D_3 + \tilde{d}_3)] \cdot (U + \tilde{u}) \right\} \\ \dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= A_1 \cdot \left[(D_1 + \tilde{d}_1) \cdot (X + \tilde{x}) \right] + A_2 \cdot \left[(D_2 + \tilde{d}_2) \cdot (X + \tilde{x}) \right] + A_3 \cdot \left\{ [(1 - D_3) - \tilde{d}_3] \cdot (X + \tilde{x}) \right\} + \\ &\quad B_1 \cdot \left[(D_1 + \tilde{d}_1) \cdot (U + \tilde{u}) \right] + B_2 \cdot \left[(D_2 + \tilde{d}_2) \cdot (U + \tilde{u}) \right] + B_3 \cdot \left\{ [(1 - D_3) - \tilde{d}_3] \cdot (U + \tilde{u}) \right\} \quad (\text{A.26}) \\ \dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= [A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3)] \cdot X + [A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3)] \cdot \tilde{x} + \\ &\quad [A_1 \tilde{d}_1 + A_2 \tilde{d}_2 - A_3 \tilde{d}_3] \cdot X + [A_1 \tilde{d}_1 + A_2 \tilde{d}_2 - A_3 \tilde{d}_3] \cdot \tilde{x} + \\ &\quad [B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3)] \cdot U + [B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3)] \cdot \tilde{u} + \\ &\quad [B_1 \tilde{d}_1 + B_2 \tilde{d}_2 - B_3 \tilde{d}_3] \cdot U + [B_1 \tilde{d}_1 + B_2 \tilde{d}_2 - B_3 \tilde{d}_3] \cdot \tilde{u}\end{aligned}$$

Como as componentes CA representam perturbações de pequena amplitude em torno do ponto de operação, adota-se a aproximação de pequeno-sinal, na qual termos de segunda ordem (produtos entre perturbações) são desprezados. Assim, considera-se:

$$\tilde{x} \cdot \tilde{d} \approx 0 \quad \tilde{d} \cdot \tilde{u} \approx 0 \quad (\text{A.27})$$

Portanto, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= [A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3)] \cdot X + [A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3)] \cdot \tilde{x} + \\ &\quad [A_1 \tilde{d}_1 + A_2 \tilde{d}_2 - A_3 \tilde{d}_3] \cdot X + \underbrace{[A_1 \tilde{d}_1 + A_2 \tilde{d}_2 - A_3 \tilde{d}_3] \cdot \tilde{x}}_0 + \\ &\quad [B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3)] \cdot U + [B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3)] \cdot \tilde{u} + \\ &\quad [B_1 \tilde{d}_1 + B_2 \tilde{d}_2 - B_3 \tilde{d}_3] \cdot U + \underbrace{[B_1 \tilde{d}_1 + B_2 \tilde{d}_2 - B_3 \tilde{d}_3] \cdot \tilde{u}}_0\end{aligned}\quad (\text{A.28})$$

Substituindo, $D_3 = D_1 + D_2$, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{X}} + \dot{\hat{\tilde{x}}} = & \left[A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{X} + \left[B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{U} + \\ & \left[A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{\tilde{x}} + \left[B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{\tilde{u}} + \\ & \left[(A_1 - A_3) \cdot \hat{X} \cdot \tilde{d}_1 + (A_2 - A_3) \cdot \hat{X} \cdot \tilde{d}_2 \right] + \left[(B_1 - B_3) \cdot \hat{U} \cdot \tilde{d}_1 + (B_2 - B_3) \cdot \hat{U} \cdot \tilde{d}_2 \right]\end{aligned}\quad (\text{A.29})$$

Rearranjando os termos e agrupando separadamente as componentes de regime permanente (CC) e as variações de pequeno-sinal (CA), obtém-se:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{X}} + \dot{\hat{\tilde{x}}} = & \overbrace{\left[A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{X} + \left[B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{U} +}^{\text{Componente CC}} \\ & \left[A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{\tilde{x}} + \left[B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{\tilde{u}} + \\ & \left[(A_1 - A_3) \cdot \hat{X} + (B_1 - B_3) \cdot \hat{U} \right] \cdot \tilde{d}_1 + \left[(A_2 - A_3) \cdot \hat{X} + (B_2 - B_3) \cdot \hat{U} \right] \cdot \tilde{d}_2\end{aligned}\quad (\text{A.30})$$

Além disso, como a derivada de um termo constante é nula, tem-se que a derivada da componente média em regime permanente satisfaz

$$\dot{\hat{X}} = 0 \quad (\text{A.31})$$

Assim, para obter uma expressão apenas em termos de valores médios (modelo CC), impõe-se que todas as perturbações sejam nulas, isto é, $\hat{\tilde{x}} = \tilde{x} = \tilde{u} = \tilde{d}_1 = \tilde{d}_2 = 0$, resultando em:

$$\begin{aligned}0 = & \underbrace{\left[A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3) \right]}_{\underline{A}} \cdot \hat{X} + \underbrace{\left[B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3) \right]}_{\underline{B}} \cdot \hat{U} \\ \underline{A} = & \left[A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3) \right] \quad \underline{B} = \left[B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3) \right]\end{aligned}\quad (\text{A.32})$$

$$\underline{A} \cdot \hat{X} + \underline{B} \cdot \hat{U} = 0$$

$$\hat{X} = -\underline{A}^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \hat{U}$$

Para isolar a componente alternada (pequeno-sinal), substitui-se a equação (A.31) na equação (A.30) e elimina-se o termo em regime permanente, resultando em:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\tilde{x}}} = & \left[A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{\tilde{x}} + \left[B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 (1 - D_3) \right] \cdot \hat{\tilde{u}} + \\ & \left[(A_1 - A_3) \cdot \hat{X} + (B_1 - B_3) \cdot \hat{U} \right] \cdot \tilde{d}_1 + \left[(A_2 - A_3) \cdot \hat{X} + (B_2 - B_3) \cdot \hat{U} \right] \cdot \tilde{d}_2\end{aligned}\quad (\text{A.33})$$

$$\dot{\hat{\tilde{x}}} = \underline{A} \cdot \hat{\tilde{x}} + \underline{B} \cdot \hat{\tilde{u}} + \left[(A_1 - A_3) \cdot \hat{X} + (B_1 - B_3) \cdot \hat{U} \right] \cdot \tilde{d}_1 + \left[(A_2 - A_3) \cdot \hat{X} + (B_2 - B_3) \cdot \hat{U} \right] \cdot \tilde{d}_2$$

Para determinar as expressões associadas ao vetor de saída, procede-se de maneira análoga: aplica-se a mesma decomposição em ponto de operação + pequeno-sinal, substitui-se nas equações de saída e retêm-se apenas os termos de primeira ordem, obtendo-se:

$$\begin{aligned}
Y + \tilde{y} &= \overbrace{\left[C_1 D_1 + C_2 D_2 + C_3 (1 - D_3) \right]}^{\underline{C}} \cdot X + \overbrace{\left[D_1 D_1 + D_2 D_2 + D_3 (1 - D_3) \right]}^{\underline{D}} \cdot U \\
&\quad \left[C_1 D_1 + C_2 D_2 + C_3 (1 - D_3) \right] \cdot \tilde{x} + \left[D_1 D_1 + D_2 D_2 + D_3 (1 - D_3) \right] \cdot \tilde{u} \\
&\quad \left[(C_1 - C_3) \cdot X \cdot \tilde{d}_1 + (C_2 - C_3) \cdot X \cdot \tilde{d}_2 \right] + \left[(D_1 - D_3) \cdot U \cdot \tilde{d}_1 + (D_2 - D_3) \cdot U \cdot \tilde{d}_2 \right]
\end{aligned} \tag{A.34}$$

As componentes associadas em regime permanente (CC) e em pequeno-sinal (CA) são definidas, por:

$$\begin{aligned}
Y &= \underline{C} \cdot X + \underline{D} \cdot U \\
\tilde{y} &= \underline{C} \cdot \tilde{x} + \underline{D} \cdot \tilde{u} + \left[(C_1 - C_3) \cdot X \cdot \tilde{d}_1 + (C_2 - C_3) \cdot X \cdot \tilde{d}_2 \right] + \\
&\quad \left[(D_1 - D_3) \cdot U \cdot \tilde{d}_1 + (D_2 - D_3) \cdot U \cdot \tilde{d}_2 \right]
\end{aligned} \tag{A.35}$$

Portanto, a componente em regime permanente (CC) do vetor de saída, em conjunto com o vetor de estados médio no ponto de operação, fornece o ponto de partida para a determinação da característica estática do conversor, a qual pode ser expressa por:

$$\begin{aligned}
Y &= \underline{C} \cdot X + \underline{D} \cdot U \quad X = -\underline{A}^{-1} \cdot \underline{B} \cdot U \\
Y &= \left[-\underline{C} \cdot \underline{A}^{-1} \cdot \underline{B} + \underline{D} \right] \cdot U
\end{aligned} \tag{A.36}$$

A.3 Ganho Estático do Conversor Três-Portas

A partir das matrizes associadas às etapas de operação do conversor, dadas em (A.6), (A.15) e (A.18), obtêm-se as matrizes do modelo médio em espaço de estados do conversor de três portas proposto. Portanto, para a matriz de estado:

$$\begin{aligned}
\underline{A} &= \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix} \cdot D_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix} \cdot D_2 + \begin{bmatrix} 0 & -a/L_m \\ a/C_1 & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix} \cdot (1 - D_1 - D_2) \right\} \\
\underline{A} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-a \cdot (1 - D_1 - D_2)}{L_m} \\ \frac{a \cdot (1 - D_1 - D_2)}{C_1} & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{A.37}$$

Para a matriz de entrada:

$$\underline{B} = \left\{ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot D_1 + \begin{bmatrix} 0 & \sigma \cdot \frac{p_2}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot D_2 + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot (1 - D_1 - D_2) \right\} \quad (\text{A.38})$$

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} \frac{D_1}{L_m} & \sigma \cdot \frac{p_2 \cdot D_2}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Portanto, adotando como variável de saída a tensão de saída e assumindo matriz de transmissão direta nula, pode-se escrever a matriz de saída como:

$$\underline{C} = [0 \quad 1] \quad (\text{A.39})$$

A partir da equação (A.36), correspondentes às componentes em regime permanente (CC), pode-se determinar o vetor de estados e o vetor de saída em regime permanente do conversor.

$$\underline{X} = -\underline{A}^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{U}$$

$$\underline{X} = - \begin{bmatrix} 0 & \frac{-a \cdot (1 - D_1 - D_2)}{L_m} \\ \frac{a \cdot (1 - D_1 - D_2)}{C_1} & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D_1}{L_m} & \sigma \cdot \frac{p_2 \cdot D_2}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.40})$$

$$\underline{Y} = -\underline{C} \cdot \underline{A}^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{U}$$

$$\underline{Y} = -[0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{-a \cdot (1 - D_1 - D_2)}{L_m} \\ \frac{a \cdot (1 - D_1 - D_2)}{C_1} & -1/R_{L1} \cdot C_1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D_1}{L_m} & \sigma \cdot \frac{p_2 \cdot D_2}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

Após as devidas manipulações algébricas, as características estáticas do conversor podem ser expressas por:

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} I_{Lm} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D_1 \cdot V_1 + \sigma \cdot p_2 \cdot V_2 \cdot D_2}{R_{L1} \cdot a^2 \cdot (1 - D_1 - D_2)^2} \\ \frac{D_1 \cdot V_1 + \sigma \cdot p_2 \cdot V_2 \cdot D_2}{a \cdot (1 - D_1 - D_2)} \end{bmatrix} \quad (\text{A.41})$$

$$\underline{Y} = V_o = \left[\frac{D_1 \cdot V_1 + \sigma \cdot p_2 \cdot V_2 \cdot D_2}{a \cdot (1 - D_1 - D_2)} \right]$$

Ao comparar o ganho estático obtido na Seção 3.4.3— derivado a partir da análise da tensão na indutância de magnetização em regime permanente — com o resultado fornecido pelo modelo médio, é possível validar a modelagem desenvolvida. Dessa forma, a equação (A.41) descreve o ganho estático do conversor, sendo que eventuais diferenças de notação decorrem exclusivamente da forma alternativa de representação das variáveis introduzida em (A.22).

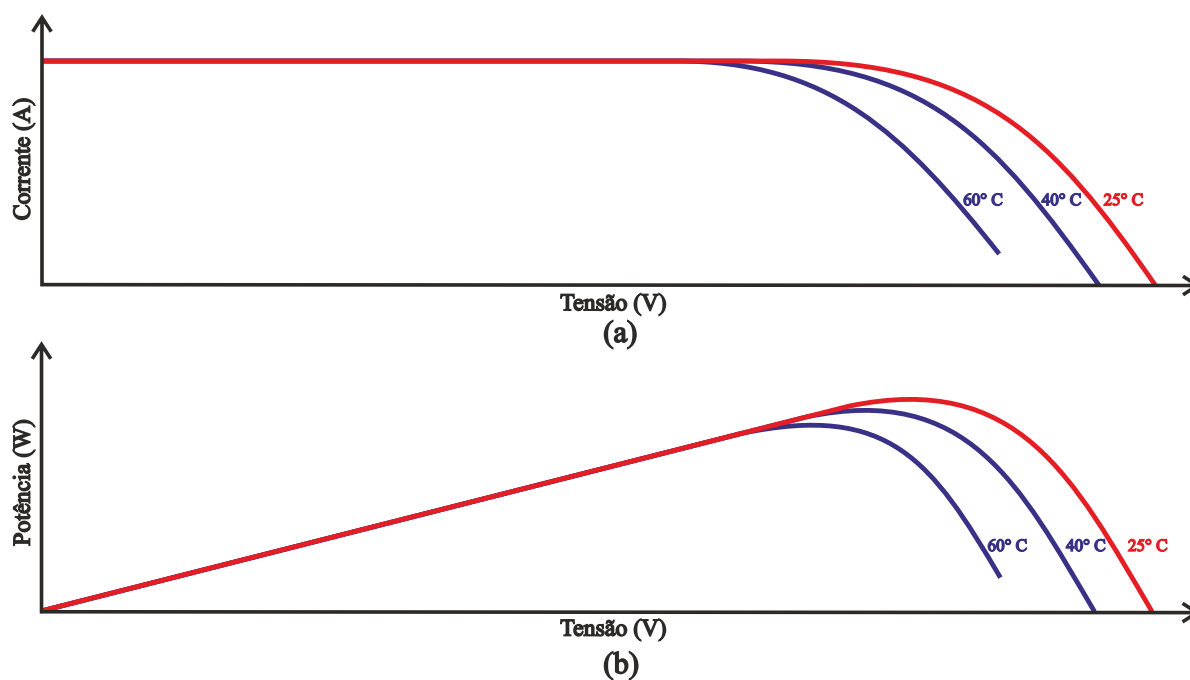
Ressalta-se, ainda, que, independentemente do modo de operação da porta 3, a energia transferida para a porta 2 ocorre no intervalo remanescente do período de comutação, isto é, no complemento das janelas associadas às razões cíclicas impostas às portas 1 e 3. Em outras palavras, a etapa de transferência para a porta 2 é definida pelo tempo disponível após as janelas correspondentes a D_1 e D_2 , conforme (A.22).

ANEXO B - Introdução aos Métodos de MPPT e às Estratégias de Controle

B.1 Introdução aos Métodos de MPPT

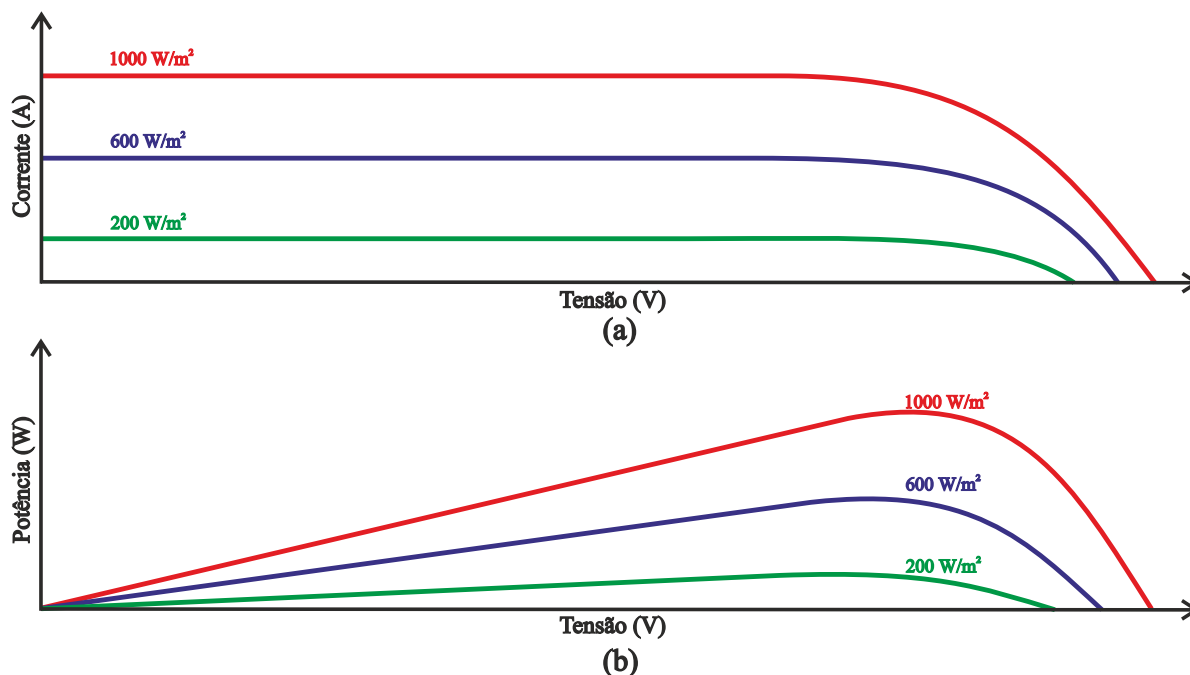
Em sistemas fotovoltaicos, a necessidade de algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência decorre do fato de que a potência extraída do arranjo varia continuamente com a irradiância e a temperatura conforme Figura B.1 e Figura B.2, de modo que a operação fora do ponto de máxima potência implica redução direta do aproveitamento energético do sistema. Nesse contexto, a eficiência global associada ao estágio fotovoltaico não depende apenas do conversor, mas também da capacidade do algoritmo MPPT de manter o ponto de operação o mais próximo possível do MPP mesmo diante de perturbações ambientais e elétricas. De acordo com (KATCHE *et al.*, 2023), a eficiência de cada técnica de rastreamento varia conforme sua capacidade de acompanhar o pico de potência em condições ambientais variáveis. Em consonância com essa perspectiva, (FERREIRA *et al.*, 2022) indicam que a ausência de uma estratégia de rastreamento adequada compromete a eficiência do sistema, uma vez que impede o aproveitamento seguro da potência máxima disponível do arranjo fotovoltaico.

Figura B.1 Características de um módulo fotovoltaico sob variação de temperatura (a) I-V e (b) P-V.



Fonte: próprio autor.

Figura B.2 Características de um módulo fotovoltaico sob variação da irradiância (a) I-V e (b) P-V.

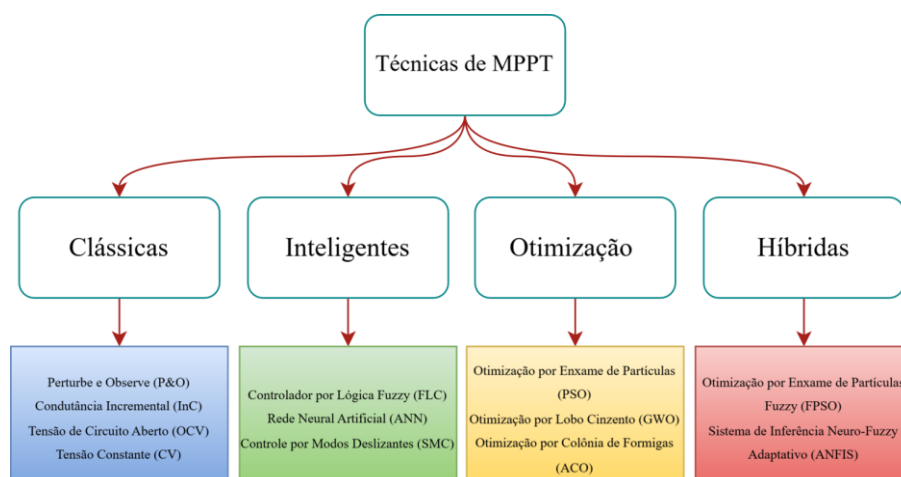


Fonte: próprio autor.

Complementarmente, os métodos de rastreamento do ponto de máxima potência podem ser classificados, quanto ao modo de operação, em diretos e indiretos. Nos métodos diretos, a decisão de controle é estabelecida a partir do monitoramento contínuo das grandezas elétricas do arranjo fotovoltaico, tipicamente tensão e corrente, durante sua operação. Nos métodos indiretos, por sua vez, o ponto de máxima potência é estimado com base em relações previamente conhecidas, obtidas de parâmetros característicos do módulo, dados empíricos ou curvas de referência. Por outro lado, os algoritmos MPPT também podem ser organizados segundo a abordagem algorítmica empregada conforme (BOLLIPO et al., 2020). Assim, essas classificações não são excludentes, mas complementares, pois a primeira descreve a forma de obtenção da informação utilizada no rastreamento, enquanto a segunda distingue a família algorítmica à qual pertence o método.

A Figura B.3 apresenta a classificação algorítmica das principais técnicas de MPPT, organizando-as em quatro grupos: técnicas clássicas, inteligentes, de otimização e híbridas. Nesse contexto, os métodos Perturbe e Observe (P&O) e Condutância Incremental (InC) inserem-se na categoria das técnicas clássicas, constituindo referências consolidadas para a compreensão dos princípios fundamentais de rastreamento do ponto de máxima potência. Sob o ponto de vista conceitual, a estratégia adotada neste trabalho possui maior afinidade com as técnicas clássicas.

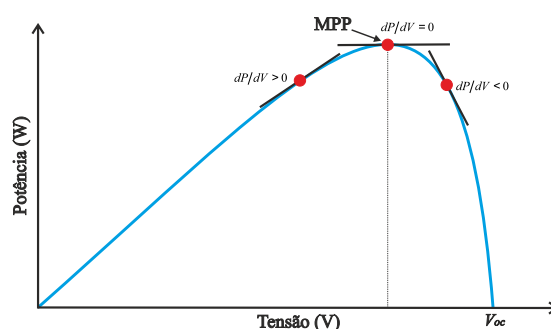
Figura B.3 Classificação das técnicas de MPPT.



Fonte: adaptada de (BOLLIPO *et al.*, 2020).

O método Perturbe e Observe (P&O) destaca-se pela simplicidade algorítmica, pela ampla difusão em aplicações práticas e pelo reduzido custo de implementação. Seu princípio de funcionamento consiste em impor uma pequena perturbação à tensão de operação do arranjo fotovoltaico e avaliar a variação correspondente da potência gerada. Com base no sinal dessa variação, o algoritmo mantém ou inverte o sentido da perturbação subsequente, de modo a deslocar o ponto de operação em direção ao ponto de máxima potência, conforme ilustrado na Figura B.4. Tanto (FERREIRA *et al.*, 2022) quanto (KATCHE *et al.*, 2023) apontam que essa simplicidade é sua principal vantagem, o que justifica sua ampla utilização em controladores comerciais. Entretanto, o método apresenta uma limitação estrutural importante: em regime permanente, o ponto de operação tende a oscilar em torno do MPP, o que produz perdas de rastreamento e reduz o aproveitamento energético. Além disso, sob mudanças rápidas de irradiância, o P&O pode interpretar de forma incorreta a direção da perturbação e, com isso, afastar temporariamente o sistema do ponto ótimo.

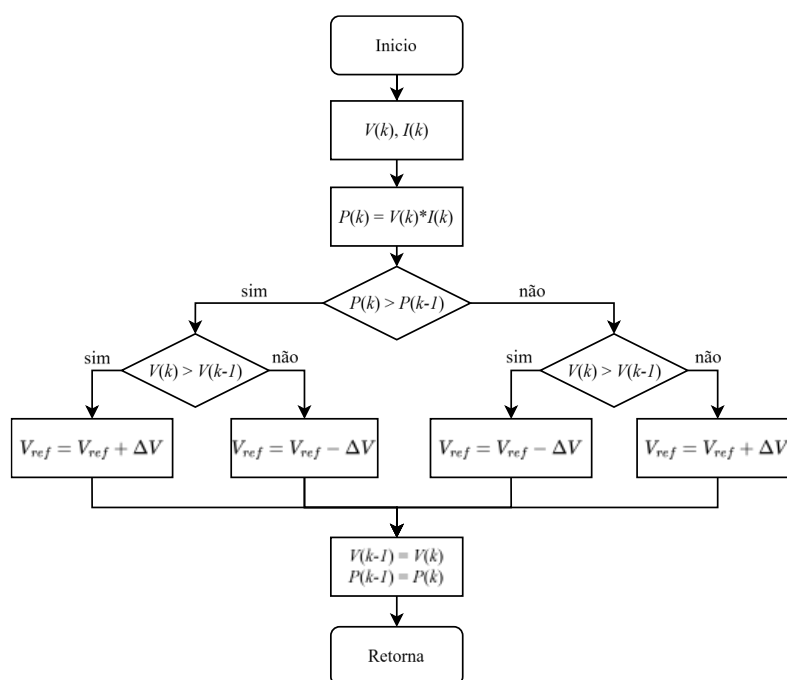
Figura B.4 Característica potência-tensão (P-V) de um módulo fotovoltaico.



Fonte: próprio autor.

A Figura B.5 apresenta o fluxograma de implementação do método P&O. Em sua forma básica, o algoritmo é estruturado na comparação simultânea entre a potência e a tensão em dois instantes consecutivos, isto é, entre $P(k)$ e $P(k-1)$, bem como entre $V(k)$ e $V(k-1)$. A combinação dos sinais de ΔP e ΔV permite decidir se a perturbação subsequente deve ser mantida ou invertida, definindo o sentido de deslocamento do ponto de operação ao longo da curva P–V em direção ao MPP.

Figura B.5 Fluxograma do algoritmo P&O.



Fonte: próprio autor.

A influência do tamanho do passo de perturbação no P&O é particularmente relevante para a eficiência do sistema fotovoltaico. Passos maiores tendem a acelerar a convergência, porém ampliam as oscilações em torno do MPP; passos menores reduzem a ondulação em regime permanente, mas tornam a resposta mais lenta diante de transitórios. Há, portanto, um compromisso clássico entre rapidez de rastreamento e perdas por oscilação. Em termos energéticos, isso significa que o P&O pode apresentar bom desempenho em condições aproximadamente estacionárias, porém tende a perder eficiência quando o sistema é submetido a variações rápidas de irradiância, sombreamento passageiro ou mudanças abruptas de carga refletidas no elo CC.

O método da Condutância Incremental (Inc) constitui uma das técnicas clássicas de MPPT mais difundidas na literatura. Seu princípio fundamenta-se na condição de nulidade da derivada da potência em relação à tensão no ponto de máxima potência, o que permite identificar se o ponto de operação se encontra à esquerda, à direita ou nas proximidades do MPP

a partir das grandezas elétricas do arranjo fotovoltaico. Em comparação ao P&O, o InC tende a oferecer melhor capacidade de rastreamento sob variações das condições de operação, embora à custa de maior complexidade algorítmica e maior sensibilidade a ruídos e incertezas de medição (FERREIRA *et al.*, 2022; KATCHE *et al.*, 2023).

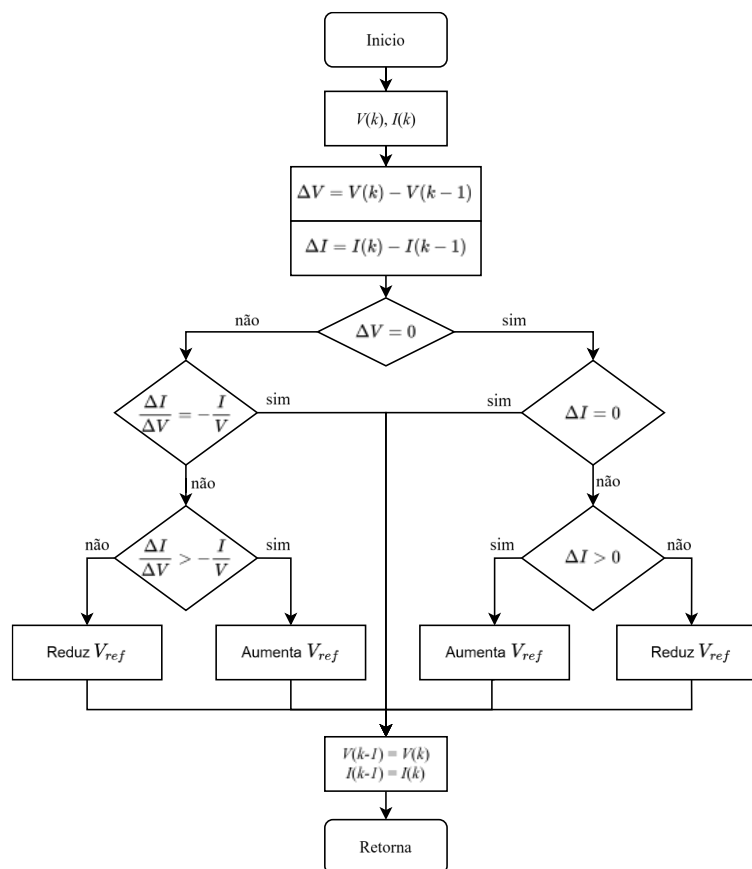
Já o método da Condutância Incremental (InC) corresponde a outra estratégia clássica de MPPT, cuja formulação se apoia diretamente na condição de máxima potência do arranjo fotovoltaico. Seu princípio baseia-se no fato de que, no MPP, a derivada da potência em relação à tensão é nula, o que permite determinar se o ponto de operação se encontra à esquerda, à direita ou nas proximidades desse ponto a partir das grandezas elétricas do arranjo. Em comparação ao P&O, o método InC apresenta melhor capacidade de rastreamento sob variações das condições de operação, à custa de uma formulação algorítmica mais elaborada. Todavia, a evolução dos recursos computacionais embarcados fez com que essa maior complexidade deixasse de representar uma limitação prática relevante do ponto de vista da implementação, favorecendo sua aplicação em controladores digitais (JATELY *et al.*, 2021; TEY *et al.*, 2014).

Sob o ponto de vista operacional, uma de suas principais vantagens consiste na possibilidade de reduzir perturbações desnecessárias à medida que o ponto de máxima potência é atingido, atenuando as oscilações em regime permanente tipicamente associadas ao método P&O. Ainda assim, assim como outros métodos clássicos, o InC também apresenta limitações em condições mais severas de operação, particularmente sob sombreamento parcial, nas quais a presença de máximos locais pode dificultar a identificação do ponto de máxima potência global (FERREIRA *et al.*, 2022; KATCHE *et al.*, 2023).

A Figura B.6 apresenta, de forma ilustrativa, o fluxograma básico associado a essa estratégia. Em sua forma clássica, o algoritmo compara a condutância incremental $\Delta I/\Delta V$ com a condutância instantânea $-I/V$ para identificar se o ponto de operação se encontra à esquerda, à direita ou exatamente no ponto de máxima potência. A partir dessa comparação, a referência de tensão ou a razão cíclica do conversor é ajustada no sentido necessário para deslocar o arranjo fotovoltaico em direção ao MPP, interrompendo a perturbação quando a condição de máxima potência é satisfeita.

Por fim, cabe observar que também foram propostas variações da formulação clássica do método InC com o objetivo de aprimorar o desempenho do rastreamento. Entre essas abordagens, destacam-se implementações associadas a controladores PI, nas quais a ação de controle é definida de modo a impor a nulidade da condutância incremental, condição correspondente ao ponto de máxima potência. Essa variante é denominada Condutância Incremental baseada em PI (DE BRITO *et al.*, 2012).

Figura B.6 Fluxograma do algoritmo InC.



Fonte: próprio autor.

B.2 Introdução às Estratégias de Controle

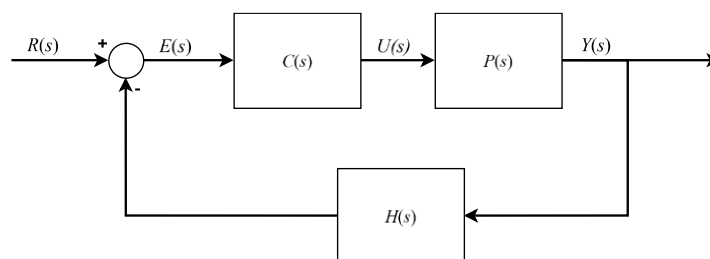
No contexto do controle de conversores de potência, diferentes estratégias podem ser empregadas para regular variáveis elétricas como corrente, tensão e potência, em conformidade com os requisitos dinâmicos e operacionais da aplicação. Dentre as abordagens mais difundidas, destaca-se o controlador linear clássico, como o proporcional-integral (PI), amplamente utilizados em virtude de sua simplicidade estrutural e de sua eficácia em torno de pontos de operação previamente definidos. Adicionalmente, serão apresentados outros controladores lineares, entre os quais se incluem os reguladores ótimos por realimentação de estados, como o regulador linear quadrático (LQR), que permitem incorporar critérios de desempenho dinâmico e esforço de controle de forma sistemática; e os métodos preditivos baseados em modelo, como o controle preditivo com conjunto finito de ações (FCS-MPC), que se destacam pela capacidade de considerar explicitamente a natureza comutada do conversor e as restrições do sistema no processo de seleção da ação de controle. Essas abordagens diferem entre si quanto à complexidade de implementação, à dependência do modelo, ao tratamento de restrições e à resposta dinâmica obtida.

B.2.1 Controlador PI

O emprego de controladores proporcional-integral (PI) constitui uma das abordagens mais consolidadas no controle linear de conversores de potência, sobretudo em aplicações nas quais se busca boa capacidade de regulação, simplicidade de implementação e frequência de comutação constante. Nessa estrutura, o controlador PI atua sobre o erro entre a variável controlada e sua respectiva referência, combinando uma ação proporcional, responsável por conferir resposta imediata às variações do erro, com uma ação integral, voltada à eliminação do erro em regime permanente. Em virtude dessas características, essa estratégia é amplamente utilizada em malhas de corrente e de tensão associadas a estágios modulados por largura de pulso (KAZMIERKOWSKI *et al.*, 1998) e (HOLTZ, 1994).

Nessa perspectiva, o problema de controle consiste em determinar uma lei de controle que, ao atuar em série com a planta e em conjunto com a realimentação negativa, proporcione ao sistema em malha fechada características dinâmicas compatíveis com as especificações de projeto, tais como estabilidade, margens adequadas de ganho e de fase, tempo de acomodação e sobressinal (BISHOP, 2011; NISE *et al.*, 2002). A Figura B.7 ilustra a estrutura genérica de um sistema de controle com realimentação, na qual se destacam a planta ou processo $P(s)$, o controlador $C(s)$ e o elemento de sensoriamento $H(s)$, bem como os principais sinais envolvidos: referência $R(s)$, erro $E(s)$, sinal de controle $U(s)$ e saída $Y(s)$.

Figura B.7 Diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação.



Fonte: próprio autor.

No caso particular do controlador PI, sua função de transferência é composta por uma parcela proporcional somada a uma parcela integradora, esta última associada a um polo na origem do plano- s . Trata-se, portanto, de uma estrutura simples e funcional, passível de implementação tanto em circuitos analógicos quanto digitalmente, por meio de microcontroladores e processadores embarcados. O equacionamento no domínio da frequência é apresentado na Equação (B.1), enquanto a Transformada Z equivalente, obtida a partir da aproximação da integral por somatório para frequência de amostragem $f_0 = 1/T_0$ (OLIVEIRA *et*

al., 2004), é apresentada na Equação (B.2); a correspondente lei de controle em tempo discreto é dada na Equação (B.3) (ANTONIU, 2006).

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (\text{B.1})$$

$$C(s) = \frac{K_p \cdot z + (T_0 \cdot K_I - K_p)}{z - 1} \quad (\text{B.2})$$

$$u[k] = u[k-1] + K_p \cdot e[k] + (T_0 \cdot K_I - K_p) \cdot e[k-1] \quad (\text{B.3})$$

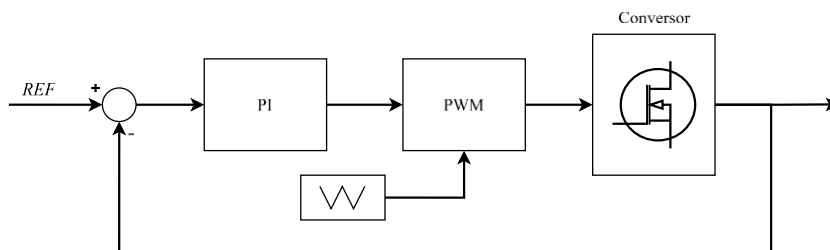
Conforme (NISE *et al.*, 2002), a introdução da ação integral acrescenta um polo na origem da malha aberta e eleva em uma unidade o tipo do sistema, o que contribui para a redução, ou mesmo eliminação, do erro em regime permanente. Em particular, para entradas compatíveis com essa classificação e desde que a malha fechada seja estável, a ação integral pode eliminar o erro estacionário ou reduzi-lo significativamente. Por sua vez, o ajuste do ganho proporcional influencia predominantemente a resposta transitória, permitindo adequar a rapidez, o amortecimento e o sobressinal do sistema. Desse modo, o controlador PI reúne propriedades fundamentais para o controle de conversores, como a capacidade de eliminar, ou reduzir de forma significativa, o erro em regime permanente e de proporcionar resposta transitória adequada, o que, aliado à sua relativa simplicidade de implementação e sintonia quando comparado a controladores mais elaborados, justifica sua ampla aplicação.

A Figura B.8 apresenta o diagrama simplificado de uma estratégia de controle linear baseada em PI associada a um modulador PWM. Nessa configuração, o erro entre a corrente medida e sua referência é processado pelo controlador, cuja saída define o sinal de controle aplicado ao estágio de modulação. Em seguida, esse sinal é comparado com uma portadora triangular, produzindo os pulsos de acionamento destinados aos interruptores do conversor. Assim, o controlador PI não atua diretamente sobre os interruptores, mas sobre a variável modulante, cabendo ao estágio PWM estabelecer os instantes de comutação a partir da comparação dessa variável com a portadora triangular.

Uma característica relevante dessa abordagem é que a frequência de comutação permanece fixa e é determinada pela frequência da portadora utilizada no modulador. Essa propriedade simplifica o projeto dos elementos magnéticos e dos filtros, além de favorecer a previsibilidade espectral do conversor. Em contrapartida, o desempenho dinâmico da malha depende da sintonia adequada dos ganhos proporcional e integral. Assim, embora se trate de

uma estrutura relativamente simples, sua eficácia está diretamente associada à modelagem do conversor em torno do ponto de operação e ao correto ajuste da malha de controle.

Figura B.8 Diagrama de controle linear com PWM.



Fonte: próprio autor

B.2.2 Controlador LQR

Uma das estratégias mais consolidadas da teoria de controle moderno é o controle ótimo, que, diferentemente de métodos baseados exclusivamente na alocação de polos, busca determinar uma lei de controle que minimize um índice de desempenho previamente definido. Em outras palavras, a partir das equações diferenciais que descrevem a dinâmica do sistema e das variáveis de controle, é possível determinar a ação de controle que otimiza o compromisso entre desempenho dinâmico e esforço de atuação, de acordo com um critério estabelecido. Dentre os métodos disponíveis no contexto do controle ótimo, destaca-se o Regulador Linear Quadrático (LQR), que se fundamenta na minimização de uma função de custo quadrática. Esse critério está associado à ponderação das variáveis de estado e do sinal de controle, buscando equilibrar o desempenho dinâmico do sistema com o esforço requerido da ação de controle (NNACHI *et al.*, 2023).

A energia associada aos estados do sistema e a energia associada ao sinal de controle desempenham papéis cruciais no comportamento e desempenho do sistema controlado. Uma alta energia dos estados ao longo do transitório podem resultar em um comportamento mais oscilatório, dificultando a estabilização rápida e precisa das variáveis em torno do ponto de equilíbrio. Por outro lado, uma elevada energia de controle implica em maiores esforços dos atuadores, com sinais de controle de maior amplitude e excitação prolongada durante o regime transitório. Em termos práticos, não é possível minimizar simultaneamente, de forma irrestrita, tanto o desvio dos estados quanto o esforço de controle, pois respostas mais rápidas usualmente demandam maior energia de atuação. Diante desse compromisso, o controlador LQR oferece uma formulação sistemática ao estabelecer um balanço entre desempenho e esforço de controle por meio da minimização de uma função de custo. Essa abordagem permite ponderar de forma

explícita esses dois objetivos, evitando a ênfase excessiva em apenas um deles (COSTA, 2017). Portanto, o objetivo do LQR é minimizar a seguinte função de custo (OGATA *et al.*, 1998):

$$J = \min_{u(t)} \int_0^{\infty} \left[x(t)^T \cdot Q \cdot x(t) + u(t)^T \cdot R \cdot u(t) \right] \cdot dt \quad (\text{B.4})$$

Na formulação do LQR, esse compromisso é representado matematicamente por duas matrizes de ponderação: Q e R . Em sua formulação clássica, Q é uma matriz simétrica semidefinida positiva ($Q \geq 0$) associada à penalização dos estados, enquanto R é uma matriz simétrica definida positiva ($R > 0$) associada à penalização do esforço de controle. Ao ajustar os elementos dessas matrizes, o projetista pode influenciar diretamente o equilíbrio entre o desempenho do sistema e o esforço de controle. Valores relativamente maiores em Q tendem a impor maior penalização aos desvios dos estados, conduzindo, em geral, a respostas mais rápidas, ao passo que valores relativamente maiores em R resultam em uma ação de controle mais conservadora, reduzindo o esforço exigido dos atuadores. Assim, por meio da escolha adequada de Q e R , é possível estabelecer de forma sistemática o compromisso desejado entre desempenho e esforço de controle.

A lei de controle que estabiliza o sistema e minimiza o critério é dado por:

$$u(t) = -K \cdot x(t) \quad (\text{B.5})$$

Em que $K = R^{-1} \cdot B^T \cdot P$, K é a matriz de ganho do LQR e P é a solução simétrica positiva definida da equação algébrica de Riccati associada ao problema, dada por (OGATA *et al.*, 1998):

$$A^T \cdot P + P \cdot A - P \cdot B \cdot R^{-1} \cdot B^T \cdot P + Q = 0 \quad (\text{B.6})$$

Ressalta-se, ainda, que o LQR é formulado no espaço de estados e, portanto, pressupõe a disponibilidade das variáveis de estado para a realimentação. Entretanto, dependendo da planta, nem todos os estados são diretamente mensuráveis na prática, o que eleva a complexidade de implementação do controlador. Nesses casos, torna-se necessária a utilização de observadores ou estimadores de estado para reconstruir as variáveis não medidas a partir das entradas e saídas disponíveis do sistema. Entre as abordagens mais usuais, destacam-se o observador de Luenberger e o filtro de Kalman, este último particularmente relevante em situações nas quais se deseja incorporar explicitamente os efeitos de ruídos de medição e incertezas estocásticas no processo de estimação. Assim, embora o LQR apresente uma formulação elegante e sistemática, sua aplicação prática pode demandar uma camada adicional

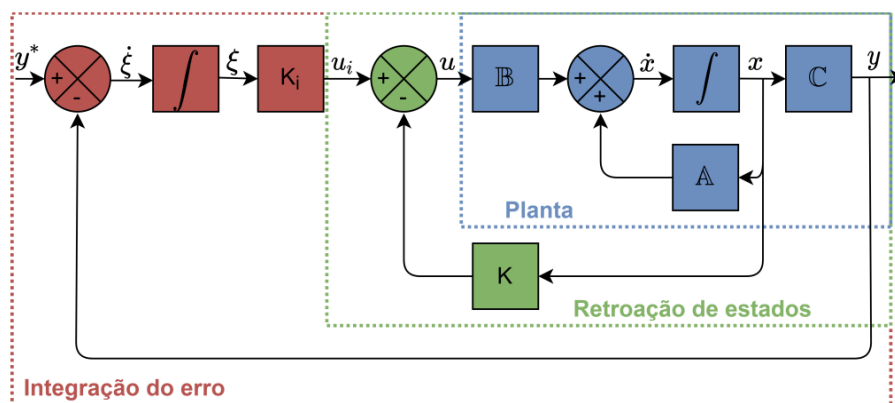
de estimação de estados, o que implica maior dependência do modelo e aumento da complexidade computacional e de projeto.

Na Figura B.9, é apresentado um diagrama de blocos que ilustra o funcionamento de um controlador LQR aplicado a uma planta. Esse diagrama evidencia como o controlador LQR atua sobre o sistema dinâmico por meio da realimentação dos estados, com o objetivo de estabilizar o sistema e otimizar sua resposta dinâmica. A planta representa o sistema dinâmico a ser controlado, no qual variáveis como corrente, tensão ou outras grandezas internas podem compor o vetor de estados.

No diagrama de blocos ilustrado na Figura B.9, a planta é representada no espaço de estados, e o vetor de estados x é realimentado ao controlador por meio da matriz de ganhos K , obtida pela solução do problema de otimização associado ao LQR. Nessa formulação, a lei de controle $u = K \cdot x$ define a ação aplicada à entrada da planta com o objetivo de regular sua dinâmica segundo o compromisso estabelecido entre desempenho e esforço de controle. Assim, evidencia-se que o LQR, em sua formulação clássica, é estruturado a partir da realimentação dos estados, e não de uma malha explícita baseada apenas no erro entre referência e saída, como ocorre em controladores convencionais do tipo PI.

Em extensões dessa formulação, pode-se introduzir ação integradora por meio da inclusão de um estado adicional associado ao erro de rastreamento. Nesse caso, a diferença entre a referência e a saída da planta é integrada no tempo, originando a variável ξ , definida por $\dot{\xi} = r - y$. Essa variável, mais propriamente interpretada como um estado integrador do erro, passa a compor o sistema aumentado e pode ser realimentada por um ganho K_i , produzindo uma parcela adicional na lei de controle. Desse modo, a ação total de controle pode ser escrita, conforme a convenção de sinais adotada, como $u = -K \cdot x + K_i \cdot \xi$. Essa configuração, usualmente denominada LQR com ação integral, é empregada para melhorar o rastreamento de referência, reforçar a rejeição de perturbações constantes e reduzir, ou eliminar sob condições adequadas, o erro em regime permanente. Como consequência, o sistema em malha fechada tende a apresentar resposta adequadamente amortecida, com esforço de controle compatível com as ponderações definidas na função custo.

Figura B.9 Diagrama de blocos do controlador LQR.



Fonte: próprio autor

O controlador LQR apresenta como principal vantagem a capacidade de fornecer uma lei de controle obtida de forma sistemática, a partir da minimização de um critério de desempenho explicitamente definido. Como consequência, podem ser obtidas respostas com boa rapidez, amortecimento adequado e esforço de controle compatível com as restrições de projeto. Além disso, quando associado a um modelo adequadamente representativo da planta, o LQR pode apresentar bom desempenho e margens de estabilidade satisfatórias em presença de pequenas perturbações e incertezas moderadas. Entretanto, sua aplicação apresenta limitações relevantes, entre as quais se destacam a necessidade de um modelo em espaço de estados suficientemente preciso, a dependência da disponibilidade ou estimação dos estados e a dificuldade de aplicação direta em sistemas fortemente não lineares ou com dinâmica significativamente variante no tempo. Adicionalmente, a seleção das matrizes de ponderação Q e R não decorre, em geral, de um procedimento único e direto, exigindo ajuste iterativo e avaliação criteriosa de desempenho, o que pode tornar o projeto mais desafiador em sistemas complexos.

B.2.3 Controlador FCS-MPC

O controle preditivo baseado em modelo com conjunto finito de ações, denominado FCS-MPC, constitui uma estratégia particularmente adequada ao controle de conversores eletrônicos de potência, pois utiliza explicitamente o modelo discreto da planta e as variáveis medidas no instante de amostragem para prever a evolução futura das grandezas de interesse ao longo de um horizonte de predição e, a partir dessas estimativas, selecionar diretamente, dentre os estados de comutação admissíveis, aquele que minimiza uma função custo previamente definida, enquanto satisfaz as restrições do sistema (HU *et al.*, 2013; LU *et al.*, 2014; METRY *et al.*, 2016). Essa estrutura de controle permite representar de forma natural a

natureza discreta do conversor, acomodar múltiplos objetivos em uma mesma formulação de otimização e proporcionar resposta dinâmica elevada (HU *et al.*, 2013; LU *et al.*, 2014; SHADMAND *et al.*, 2018). Em contrapartida, seu desempenho está diretamente associado à fidelidade do modelo empregado e, em sua forma direta, pode resultar em frequência de comutação variável, o que justifica o emprego de estratégias com modulação equivalente para obtenção de operação em frequência fixa (CHENG *et al.*, 2017; IRMAK *et al.*, 2020).

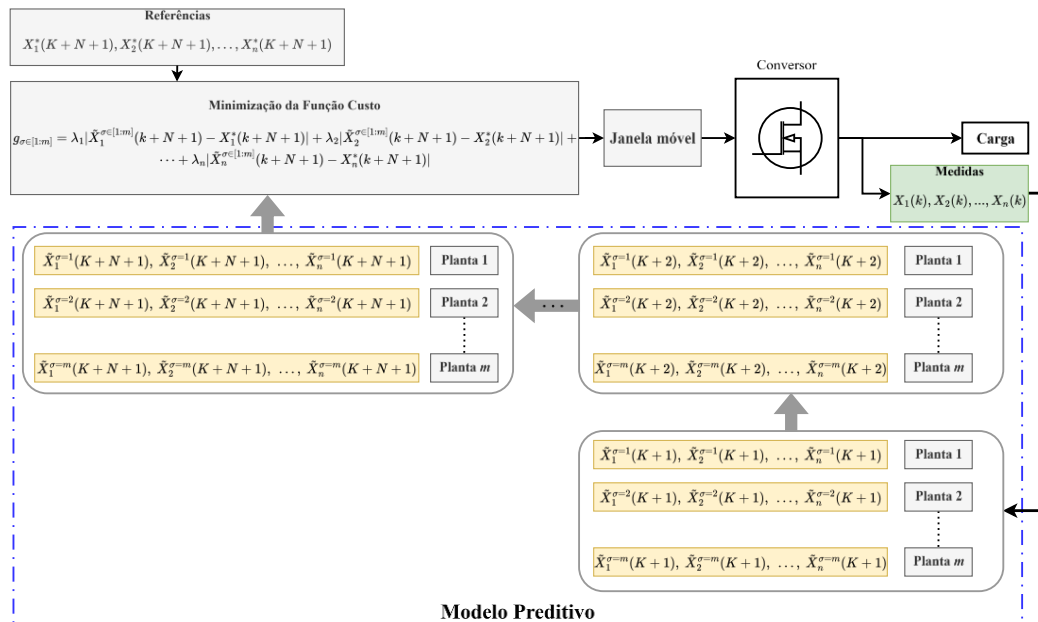
Em formulação discreta, o modelo preditivo do FCS-MPC pode ser representado por um conjunto de submodelos dependentes do estado de comutação, em que cada candidato $v \in \{1, \dots, m\}$ gera uma trajetória predita própria. Assim, tem-se:

$$\begin{aligned}\tilde{X}^v(k+1) &= A_v \cdot x(k) + B_v \cdot u_v(k) \\ \tilde{Y}^v(k+1) &= C_v \cdot \tilde{X}^v(k+1) + D_v \cdot u_v(k), \quad v \in \{1, \dots, m\}\end{aligned}\tag{B.7}$$

Em que $x(k)$ representa o vetor de estados medidos no instante atual, $u_v(k)$ representa a ação de controle associada ao estado de comutação candidato v , $\tilde{X}^v(k+1)$ e $\tilde{Y}^v(k+1)$ correspondem, respectivamente, aos vetores de estados e saídas preditas para esse candidato. As matrizes A_v , B_v , C_v e D_v descrevem o submodelo discreto associado ao modo v .

Nessa forma, a dependência modal do modelo torna-se explícita conforme ilustrado Figura B.10, na qual o bloco de modelo preditivo gera, para cada estado de comutação admissível, um conjunto específico de variáveis preditas, posteriormente avaliado pelo bloco de otimização online.

Figura B.10 Estrutura básica do FCS-MPC para conversores de eletrônica de potência.



A partir desse conjunto de predições, define-se a função custo geral como:

$$g(k) = f(x(k), u(k), \dots, u(k+N-1)) \quad (\text{B.8})$$

Em que N representa o horizonte de predição. Para cada candidato ν , as variáveis preditas $\tilde{X}_i^\nu(k+1)$ são comparadas com as respectivas referências $X_i^*(k+1)$, e o estado ótimo é obtido pela minimização da função custo. Conforme a Figura B.10, as medições do sistema alimentam o modelo discreto do conversor; a partir dele, são geradas as trajetórias candidatas associadas a cada estado de comutação admissível; por fim, o bloco de otimização seleciona o estado σ a ser aplicado ao conversor.

O princípio de operação do FCS-MPC fundamenta-se, portanto, na avaliação recursiva de todos os estados de comutação admissíveis. Para cada estado candidato ν , o controlador prediz a evolução futura das variáveis controladas ao longo de N passos no horizonte de predição e compara essas trajetórias com os respectivos valores de referência. Quando múltiplos objetivos de controle devem ser atendidos simultaneamente, a função custo pode ser expressa, em sua forma geral, como:

$$\begin{aligned} & \lambda_1 \cdot \left| \tilde{X}_1^\nu(k+N+1) - X_1^*(k+N+1) \right| + \\ \min_{\nu \in \{1, \dots, m\}} g_\nu(k) = & \lambda_2 \cdot \left| \tilde{X}_2^\nu(k+N+1) - X_2^*(k+N+1) \right| + \\ & \vdots \\ & \lambda_n \cdot \left| \tilde{X}_n^\nu(k+N+1) - X_n^*(k+N+1) \right| \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Sujeita às Equações (B.7) e à restrição:

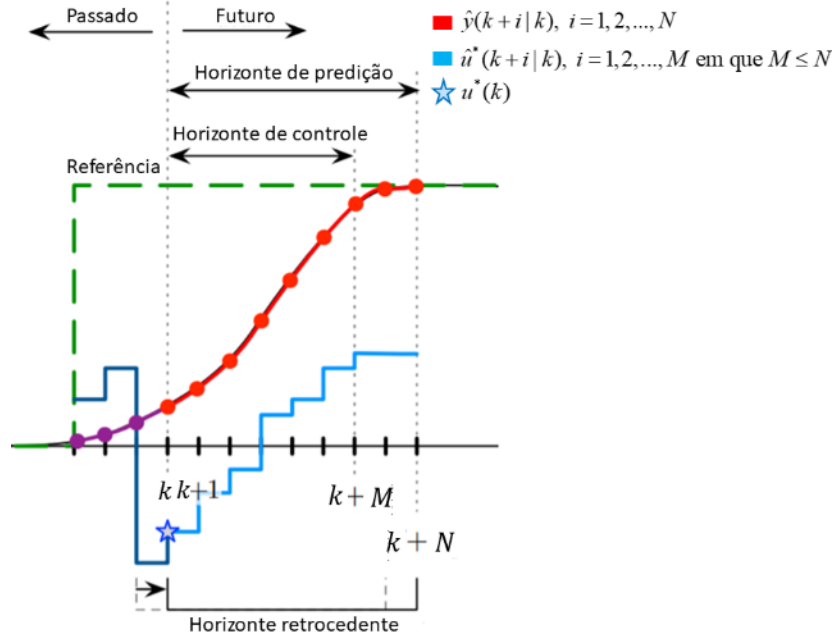
$$|y(k)| \leq y_{\text{boundary}} \quad (\text{B.10})$$

Ressalta-se, ainda, que λ_i representa os pesos associados aos diferentes objetivos de controle. Essa formulação evidencia que o FCS-MPC permite incorporar explicitamente critérios de rastreamento, prioridades de controle e restrições operacionais no próprio processo de otimização.

Uma característica fundamental dessa estratégia é a utilização de horizonte móvel de predição. A cada período de amostragem, calcula-se uma sequência ótima de ações futuras, porém apenas o primeiro elemento dessa sequência é efetivamente aplicado à planta. No instante seguinte, novas medições são adquiridas, o horizonte é deslocado de um passo e o problema de otimização é resolvido novamente. Esse mecanismo, representado na Figura B.11, assegura a atualização contínua da decisão de controle e confere ao método natureza recursiva

e realimentada. Em termos operacionais, isso significa que o controlador revisa a ação ótima a cada amostra, sempre com base nas condições mais recentes do sistema.

Figura B.11 Horizonte de predição e retrocedente.



Fonte: próprio autor

No FCS-MPC aplicado a conversores estáticos, o vetor de controle está diretamente associado aos estados de comutação dos semicondutores. Em consequência, a saída natural do algoritmo não é, em sua forma original, um sinal contínuo de modulação, mas sim a seleção de um estado discreto de comutação. Assim, para cada período de amostragem, o controlador escolhe a configuração ν que minimiza a função custo, aplicando-a imediatamente ao conversor. Essa característica distingue o FCS-MPC das estratégias lineares clássicas associadas a moduladores externos, pois a etapa de otimização já produz diretamente a ação de comutação requerida pela planta.

Sob esse ponto de vista, a lei de decisão pode ser interpretada como

$$\nu^*(k) = \arg \min_{\nu \in \{1, \dots, m\}} g_\nu(k) \quad (\text{B.11})$$

Em que $g_\nu(k)$ representa o valor da função custo associado ao estado de comutação ν no instante k .

Outra implicação importante dessa formulação é que, em sua forma clássica, o FCS-MPC tende a operar com frequência de comutação variável, uma vez que os sinais de comutação são manipulados diretamente pelo algoritmo preditivo, e não por um modulador PWM com portadora fixa. Assim, ainda que o controlador opere em tempo discreto com frequência de

amostragem fixa, a frequência efetiva de comutação pode variar de um intervalo de amostragem para outro, dependendo da sequência de estados ótimos selecionados. Esse aspecto deve ser considerado no projeto do conversor, especialmente no dimensionamento dos componentes passivos e na análise das ondulações de corrente e tensão.

Para contornar essa limitação, pode-se empregar uma formulação preditiva em que o resultado discreto da otimização seja convertido em uma grandeza contínua equivalente, aplicada a um modulador PWM de frequência fixa. Isso pode ser obtido pela incorporação de elementos do modulador ao arcabouço preditivo e pela utilização do valor médio dos sinais gerados pelo MPC para a síntese da razão cíclica. Nessa configuração, preserva-se a atualização recursiva do horizonte, ao passo que a ação final de controle deixa de corresponder à aplicação direta de um único estado discreto e passa a assumir a forma de um comando contínuo equivalente. Em termos práticos, essa síntese pode ser realizada sobre uma janela móvel das decisões ótimas sucessivas, compatibilizando a natureza preditiva do FCS-MPC com requisitos de operação em frequência fixa.

Portanto, o modo operante do FCS-MPC pode ser compreendido como um ciclo recursivo composto por quatro etapas principais: aquisição das variáveis do sistema, predição das respostas futuras para os estados de comutação admissíveis, avaliação da função custo sob restrições e aplicação da ação ótima ao conversor.

REFERÊNCIAS

- AL-ATRASH, H.; TIAN, F.; BATARSEH, I. Tri-modal half-bridge converter topology for three-port interface. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 22, n. 1, p. 341-345, 2007. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.889583>
- ANTONIU, A. Digital signal processing: signals systems and filters. : McGraw-Hill 2006.
- ASA, E.; COLAK, K.; BOJARSKI, M.; CZARKOWSKI, D. Asymmetrical duty-cycle and phase-shift control of a novel multiport CLL resonant converter. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 3, n. 4, p. 1122-1131, 2015. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2015.2408565>
- BHATTACHARJEE, A. K.; KUTKUT, N.; BATARSEH, I. Review of multiport converters for solar and energy storage integration. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 34, n. 2, p. 1431-1445, 2018. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2830788>
- BHATTACHARYA, S.; SAMANTA, S. Non-isolated buck based three port DC–DC converter for medium power standalone photovoltaic applications. **Journal of Power Electronics**, 23, n. 10, p. 1449-1460, 2023. <https://doi.org/10.1007/s43236-023-00640-0>
- BISHOP, R. C. D. R. H. **Modern control systems**. 2011. <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-096634-2.00033-5>
- BOLLIPO, R.; MIKKILI, S.; BONTAGORLA, P. Hybrid, optimization, intelligent and classical PV MPPT techniques: review. *CSEE J Power Energy Syst*. 2020.
- CARRIJO DE OLIVEIRA, R.; TOFOLI, F. L.; SILVA DE MORAIS, A. Novel isolated multiple-input, multiple-output multidirectional converter for modern low-voltage DC power distribution architectures. **Sustainability**, 15, n. 5, p. 4582, 2023. <https://doi.org/10.3390/su15054582>
- CHARADI, S.; CHAIBI, Y.; REDOUANE, A.; ALLOUHI, A. *et al*. Efficiency and energy-loss analysis for hybrid AC/DC distribution systems and microgrids: A review. **International Transactions on Electrical Energy Systems**, 31, n. 12, p. e13203, 2021. <https://doi.org/10.1002/2050-7038.13203>
- CHEN, Y.-M.; HUANG, A. Q.; YU, X. A high step-up three-port DC–DC converter for stand-alone PV/battery power systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28, n. 11, p. 5049-5062, 2013. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2242491>
- CHENG, L.; ACUNA, P.; AGUILERA, R. P.; JIANG, J. *et al*. Model predictive control for DC–DC boost converters with reduced-prediction horizon and constant switching frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 33, n. 10, p. 9064-9075, 2017. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2785255>
- CHIEN, L.-J.; CHEN, C.-C.; CHEN, J.-F.; HSIEH, Y.-P. Novel three-port converter with high-voltage gain. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 29, n. 9, p. 4693-4703, 2013.

COSTA, M. V. S. Controle MPC robusto aplicado ao conversor boost CCTE otimizado por inequações matriciais lineares. 2017.

DE BRITO, M. A. G.; GALOTTO, L.; SAMPAIO, L. P.; E MELO, G. D. A. *et al.* Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications. **IEEE transactions on industrial electronics**, 60, n. 3, p. 1156-1167, 2012. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2198036>

DE CAMPOS, A. S. C.; GOMES, A. C.; DE MORAIS, A. S., 2017, **Multi-winding bidirectional flyback converter**. IEEE. 1-6. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2017.8257426>

DHANANJAYA, M.; PATTNAIK, S. Review on multi-port DC–DC converters. **IETE Technical Review**, 39, n. 3, p. 586-599, 2022. <https://doi.org/10.1080/02564602.2021.1882343>

DING, S.; WU, H.; XING, Y.; FANG, Y. *et al.*, 2013, **Topology and control of a family of non-isolated three-port DC-DC converters with a bidirectional cell**. IEEE. 1089-1094. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520435>

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Plano Nacional de Energia**. 2020. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/Plano-Nacional-de-Energia-PNE>. Acesso em: 9 de maio de 2024.

EUROPEAN COMMISSION. **Clean Energy for All Europeans - unlocking Europe's growth potential**. 2016. Disponível em: https://ec.europa.eu/commission/presscorner/detail/en/IP_16_4009. Acesso em: 9 de maio de 2024.

FARAJDADIAN, S.; HAJIZADEH, A.; SOLTANI, M. Recent developments of multiport DC/DC converter topologies, control strategies, and applications: A comparative review and analysis. **Energy Reports**, 11, p. 1019-1052, 2024. <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2023.12.054>

FARES, A. M.; KLUMPNER, C.; SUMNER, M. A novel multiport DC-DC converter for enhancing the design and performance of battery–supercapacitor hybrid energy storage systems for unmanned aerial vehicles. **Applied Sciences**, 12, n. 6, p. 2767, 2022. <https://doi.org/10.3390/app12062767>

FERREIRA, J. R. N.; ALBUQUERQUE NETO, A. G. D.; MANGUEIRA, V. D. S. Técnicas MPPT: uma análise comparativa entre os principais métodos e sua influência na eficiência do sistema fotovoltaico. In: TULLIO, L. (Ed.). **Pauta ambiental brasileira e a promoção da sustentabilidade**. Ponta Grossa, PR: Atena, 2022. p. 127-135. <https://doi.org/10.22533/at.ed.71822300510>

GAO, F.; BOZHKO, S.; COSTABEBER, A.; PATEL, C. *et al.* Comparative stability analysis of droop control approaches in voltage-source-converter-based DC microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 32, n. 3, p. 2395-2415, 2016. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2567780>

GAO, S.; ZHU, Q. Wide input range non-isolated three-port converters for stand-alone PV storage power systems. **Journal of Power Electronics**, 23, n. 2, p. 191-201, 2023. <https://doi.org/10.1007/s43236-022-00538-3>

GEVORKOV, L.; DOMÍNGUEZ-GARCÍA, J. L.; MARTÍNEZ, À. F., 2022, **Modern Trends in MultiPort Converters: Isolated, Non-Isolated, and Partially Isolated**. IEEE. 1-6. <https://doi.org/10.1109/RTUCON56726.2022.9978910>

GEVORKOV, L.; DOMINGUEZ-GARCIA, J. L.; ROMERO, L. T.; MARTINEZ, A. F. Modern multiport converter technologies: A systematic review. **Applied Sciences**, 13, n. 4, p. 2579, 2023. <https://doi.org/10.3390/app13042579>

GORJI, S. A.; SAHEBI, H. G.; EKTESABI, M.; RAD, A. B. Topologies and control schemes of bidirectional DC–DC power converters: An overview. **IEEE Access**, 7, p. 117997-118019, 2019. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>

GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C.; MATAS, J.; DE VICUÑA, L. G. *et al.* Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids—A general approach toward standardization. **IEEE Transactions on industrial electronics**, 58, n. 1, p. 158-172, 2010. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2066534>

GUMMI, K.; FERDOWSI, M. Double-input dc–dc power electronic converters for electric-drive vehicles—Topology exploration and synthesis using a single-pole triple-throw switch. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 57, n. 2, p. 617-623, 2009. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2032762>

HARRISON, S.; SOLTOSWSKI, B.; PEPICIELLO, A.; HENAO, A. C. *et al.* Review of multiport power converters for distribution network applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 203, p. 114742, 2024. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2024.114742>

HIRSCH, A.; PARAG, Y.; GUERRERO, J. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. **Renewable and sustainable Energy reviews**, 90, p. 402-411, 2018. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.040>

HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. **Proceedings of the IEEE**, 82, n. 8, p. 1194-1214, 1994. <https://doi.org/10.1109/5.301684>

HU, J.; ZHU, J.; LEI, G.; PLATT, G. *et al.* Multi-objective model-predictive control for high-power converters. **IEEE Transactions on energy conversion**, 28, n. 3, p. 652-663, 2013. <https://doi.org/10.1109/TEC.2013.2270557>

HU, S.; TAHIR, M. Modular power converters for renewable energy integration. : Frontiers Media SA. 10: 1060071 p. 2023. <https://doi.org/10.3389/fenrg.2022.1060071>

HUANG, M.-H.; CHEN, K.-H. Single-inductor multi-output (SIMO) DC-DC converters with high light-load efficiency and minimized cross-regulation for portable devices. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, 44, n. 4, p. 1099-1111, 2009. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2009.2014726>

IEA. **Energy Statistics Data Browser**. 10 de Junho de 2025. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tools/energy-statistics-data-browser?country=WORLD&fuel=Energy%20supply&indicator=ElecGenByFuel>. Acesso em: 13 de Abril de 2026.

- IRMAK, E.; GÜLER, N. A model predictive control-based hybrid MPPT method for boost converters. **International Journal of Electronics**, 107, n. 1, p. 1-16, 2020. <https://doi.org/10.1080/00207217.2019.1582715>
- JATELY, V.; AZZOPARDI, B.; JOSHI, J.; SHARMA, A. *et al.* Experimental Analysis of hill-climbing MPPT algorithms under low irradiance levels. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 150, p. 111467, 2021. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2021.111467>
- JIANG, W.; FAHIMI, B. Multiport power electronic interface—concept, modeling, and design. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 26, n. 7, p. 1890-1900, 2010. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2093583>
- JUSTO, J. J.; MWASILU, F.; LEE, J.; JUNG, J.-W. AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review. **Renewable and sustainable energy reviews**, 24, p. 387-405, 2013. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.03.067>
- KATCHE, M. L.; MAKOKHA, A. B.; ZACHARY, S. O.; ADARAMOLA, M. S. A comprehensive review of maximum power point tracking (mppt) techniques used in solar pv systems. **Energies**, 16, n. 5, p. 2206, 2023. <https://doi.org/10.3390/en16052206>
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. **IEEE Transactions on industrial electronics**, 45, n. 5, p. 691-703, 1998. <https://doi.org/10.1109/41.720325>
- KOOHI, P.; WATSON, A. J.; CLARE, J. C.; SOEIRO, T. B. *et al.* A survey on multi-active bridge DC-DC converters: Power flow decoupling techniques, applications, and challenges. **Energies**, 16, n. 16, p. 5927, 2023. <https://doi.org/10.3390/en16165927>
- KRISHNASWAMI, H.; MOHAN, N. Three-port series-resonant DC–DC converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 24, n. 10, p. 2289-2297, 2009. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2022756>
- LI, Y.; RUAN, X.; YANG, D.; LIU, F. *et al.* Synthesis of multiple-input DC/DC converters. **IEEE transactions on Power Electronics**, 25, n. 9, p. 2372-2385, 2010. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2047273>
- LIU, D.; LI, H. A ZVS bi-directional DC–DC converter for multiple energy storage elements. **IEEE transactions on power electronics**, 21, n. 5, p. 1513-1517, 2006. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.882450>
- LIU, Y.-C.; CHEN, Y.-M. A systematic approach to synthesizing multi-input DC–DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 24, n. 1, p. 116-127, 2009. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2009170>
- LU, Y.; LI, D.; XU, Z.; XI, Y. Convergence analysis and digital implementation of a discrete-time neural network for model predictive control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 61, n. 12, p. 7035-7045, 2014. <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2316250>

MADHANA, R.; MANI, G. Power enhancement methods of renewable energy resources using multiport DC-DC converter: A technical review. **Sustainable Computing: Informatics and Systems**, 35, p. 100689, 2022. <https://doi.org/10.1016/j.suscom.2022.100689>

MAHMUD, T.; RAKEEN, S. M. A.; ARAF, A. U.; AHMED, N. *et al.*, 2022, **Design and accuracy assessment of a multi-input single ended primary inductor converter (SEPIC) for highly efficient output from hybrid sources of renewable energy**. IEEE. 1-8. <https://doi.org/10.1109/SysCon53536.2022.9773908>

MALLA, P.; LAKSHMI, D., 2022, **Novel control scheme for PV-wind-battery based water pumping system driven by PMDC motor**. IEEE. 227-232. <https://doi.org/10.1109/ICIDeA53933.2022.9970105>

METRY, M.; SHADMAND, M. B.; BALOG, R. S.; ABU-RUB, H. MPPT of photovoltaic systems using sensorless current-based model predictive control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 53, n. 2, p. 1157-1167, 2016. <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2623283>

MOHAMMADI TANHA, K.; ABBASI, V.; MOHAMMADI, K. Multi-application multi-port DC-DC converter consisting six ports with four main operation modes. **IET Power Electronics**, 15, n. 11, p. 1016-1033, 2022. <https://doi.org/10.1049/pel2.12286>

MOSAYEBI, M.; GHEISARNEJAD, M.; FARSIKHADEH, H.; ANDRESEN, B. *et al.* Smart extreme fast portable charger for electric vehicles-based artificial intelligence. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, 70, n. 2, p. 586-590, 2022. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2022.3176863>

NANDINI, K.; JAYALAKSHMI, N.; JADOUN, V. K. An overview of DC Microgrid with DC distribution system for DC loads. **Materials Today: Proceedings**, 51, p. 635-639, 2022. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.06.093>

NAVAMANI, J. D.; LAVANYA, A.; ALMAKHLES, D.; SATHIK, M. J. A review on segregation of various high gain converter configurations for distributed energy sources. **Alexandria Engineering Journal**, 61, n. 1, p. 675-700, 2022. <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.06.026>

NISE, N. S.; DA SILVA, F. R. **Engenharia de sistemas de controle**. LTC, 2002.

NNACHI, A. F.; NTULI, M. W.; RICHARDS, C. G., 2023, **Development of a Multi-Input Multi-Output DC-DC Buck-Buck Converter for Sustainable Energy**. IEEE. 1-6. <https://doi.org/10.1109/AFRICON55910.2023.10293334>

OGATA, K.; SOUZA, H. C. D.; TANNURI, E. A. **Engenharia de controle moderno**. 1998.

OLIVEIRA, V. A. D.; AGUIAR, M. L.; VARGAS, J. B. D. **Sistemas de controle: aulas de laboratório**. 2004.

PETERMAN, C. Decision adopting energy storage procurement framework and design program. **California Public Utilities Commiss.(CPUC), San Francisco, CA, USA, Tech. Rep**, 2013.

PRABHALA, V. A. K.; FAJRI, P.; GOURIBHATLA, V. S. P.; BADDIPADIGA, B. P. *et al.* A DC–DC converter with high voltage gain and two input boost stages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 31, n. 6, p. 4206-4215, 2015. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2476377>

PURGAT, P.; BANDYOPADHYAY, S.; QIN, Z.; BAUER, P., 2020, **Power flow decoupling controller for triple active bridge based on Fourier decomposition of transformer currents**. IEEE. 1201-1208. <https://doi.org/10.1109/APEC39645.2020.9124006>

RAMESH, P.; GOUDA, P. K.; LAKSHMIKHANDAN, K.; RAMANATHAN, G. *et al.* A three port bidirectional DC-DC converter for PV–Battery–DC microgrid application using fuzzy logic control. **Materials Today: Proceedings**, 68, p. 1898-1905, 2022. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2022.08.066>

RENEWABLES, I. Renewables 2023: Analysis and forecasts to 2028. **International Energy Agency: Paris, France**, 2023.

RENEWABLES, I. Renewables 2024: Analysis and Forecast to 2030. **International Energy Agency: Paris, France**, 2024.

RENEWABLES, I. Renewables 2025: Analysis and Forecasts to 2030. **International Energy Agency: Paris, France**, 2025.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive control of power converters and electrical drives**. John Wiley & Sons, 2012. 1119942640. <https://doi.org/10.1002/9781119941446>

SALAGIANNIS, G.; TATAKIS, E. Review on non-isolated multiport converters for residential DC microgrids. **Energies**, 17, n. 1, p. 222, 2023. <https://doi.org/10.3390/en17010222>

SAVRUN, M. M.; İNCİ, M.; BÜYÜK, M. Design and analysis of a high energy efficient multi-port dc-dc converter interface for fuel cell/battery electric vehicle-to-home (V2H) system. **Journal of Energy Storage**, 45, p. 103755, 2022. <https://doi.org/10.1016/j.est.2021.103755>

SHADMAND, M. B.; JAIN, S.; BALOG, R. S. Autotuning technique for the cost function weight factors in model predictive control for power electronic interfaces. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 7, n. 2, p. 1408-1420, 2018. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2849738>

SHEN, J.-M.; JOU, H.-L.; WU, J.-C. Transformer-less three-port grid-connected power converter for distribution power generation system with dual renewable energy sources. **IET Power Electronics**, 5, n. 4, p. 501-509, 2012. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2011.0165>

SOLDADO-GUAMÁN, J.; HERRERA-PEREZ, V.; PACHECO-CUNDURI, M.; PAREDES-CAMACHO, A. *et al.* Multiple Input-Single Output DC-DC Converters Assessment for Low Power Renewable Sources Integration. **Energies**, 16, n. 4, p. 1652, 2023. <https://doi.org/10.3390/en16041652>

TEY, K. S.; MEKHILEF, S. Modified incremental conductance MPPT algorithm to mitigate inaccurate responses under fast-changing solar irradiation level. **Solar energy**, 101, p. 333-342, 2014. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2014.01.003>

TOMAS-MANEZ, K.; ANTHON, A.; ZHANG, Z.; OUYANG, Z. *et al.*, 2016, **High efficiency non-isolated three port DC-DC converter for PV-battery systems**. IEEE. 1806-1812. <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2016.7512568>

UNITED NATIONS. **The Paris Agreement**. What is the Paris Agreement?, 2015a. Disponível em: <https://unfccc.int/process-and-meetings/the-paris-agreement>. Acesso em: 8 de maio de 2024.

UNITED NATIONS. **Sustainable Development Goals: Goal 7 - Affordable and Clean Energy**. 2015b. Disponível em: <https://sdgs.un.org/goals>. Acesso em: 8 de maio de 2024.

WAI, R.-J.; JHENG, K.-H. High-efficiency single-input multiple-output DC–DC converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28, n. 2, p. 886-898, 2012. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2205272>

WEN, G.; CHEN, Y.; KANG, Y., 2013, **A family of cost-efficient integrated single-switch three-port converters**. IEEE. 1062-1067. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520431>

WU, H.; CHEN, R.; ZHANG, J.; XING, Y. *et al.* A family of three-port half-bridge converters for a stand-alone renewable power system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 26, n. 9, p. 2697-2706, 2011. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2125991>

WU, H.; XING, Y.; XIA, Y.; SUN, K., 2011, **A family of non-isolated three-port converters for stand-alone renewable power system**. IEEE. 1030-1035. <https://doi.org/10.1109/IECON.2011.6119337>

WU, H.; XU, P.; HU, H.; ZHOU, Z. *et al.* Multiport converters based on integration of full-bridge and bidirectional DC–DC topologies for renewable generation systems. **IEEE transactions on industrial electronics**, 61, n. 2, p. 856-869, 2013. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2254096>

XU, Q.; XIAO, J.; HU, X.; WANG, P. *et al.* A decentralized power management strategy for hybrid energy storage system with autonomous bus voltage restoration and state-of-charge recovery. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 64, n. 9, p. 7098-7108, 2017. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2686303>

YANG, M.-G.; PHAM, N.-S.; CHOI, S.-W.; CHUNG, K.-Y. *et al.* SIMO DC-DC converter with low-complexity hybrid comparator-charge control. **Energies**, 15, n. 3, p. 783, 2022. <https://doi.org/10.3390/en15030783>

ZHANG, B.; WANG, P.; BEI, T.; LI, X. *et al.*, 2017, **Novel topology and control of a non-isolated three port DC-DC converter for PV-battery power system**. IEEE. 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2017.8056089>

ZHANG, M.; XING, Y.; WU, H.; LU, Y. *et al.*, 2016, **Performance evaluation of a non-isolated bidirectional three-port power converter for energy storage applications**. IEEE. 2703-2708. <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2016.7512725>

ZHOU, Z.; TANG, N.; NGUYEN, B.; HONG, W. *et al.* An inductor-first single-inductor multiple-output hybrid DC–DC converter with integrated flying capacitor for SoC applications. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, 69, n. 12, p. 4823-4836, 2022. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2022.3198389>

ŻOŁĄDEK, M.; KAFETZIS, A.; FIGAJ, R.; PANOPOULOS, K. Energy-economic assessment of islanded microgrid with wind turbine, photovoltaic field, wood gasifier, battery, and hydrogen energy storage. **Sustainability**, 14, n. 19, p. 12470, 2022. <https://doi.org/10.3390/su141912470>