



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS - UFMG

ESCOLA DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-
CC BOOST ENTRELAÇADO PARA UM SISTEMA DE
GERAÇÃO FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE

Moisés Martins Gonçalves

Orientador: Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Jr.

Coorientador: Prof. Dr. João Lucas da Silva

Belo Horizonte - MG

Dezembro de 2020



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS - UFMG

ESCOLA DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-
CC BOOST ENTRELAÇADO PARA UM SISTEMA DE
GERAÇÃO FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE

Moisés Martins Gonçalves

Dissertação de mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Jr.

Coorientador: Prof. Dr. João Lucas da Silva

Belo Horizonte - MG

Dezembro de 2020

G635e Gonçalves, Moisés Martins.
Estudo e implementação de um conversor cc-cc boost entrelaçado para um sistema de geração fotovoltaico conectado à rede [recurso eletrônico] / Moisés Martins Gonçalves. - 2020.
1 recurso online (xvii,96 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Seleme Isaac Seleme Júnior.
Coorientador: João Lucas da Silva.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f.92-96.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Geração de energia fotovoltaica - Teses. 3. Conversores de corrente elétrica - Teses. 4. Sistemas de energia fotovoltaica – Teses. I. Seleme Júnior, Seleme Isaac. II. Silva, João Lucas da. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU:

621.3(043)

Ficha catalográfica: Biblioteca Prof. Mário Werneck, Escola de Engenharia da UFMG

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1223

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC BOOST
ENTRELAÇADO PARA UM SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICO
CONECTADO À REDE**

Moisés Martins Gonçalves

DATA DA DEFESA: 15/12/2020


**"Estudo e Implementação de Um Conversor CC-CC Boost
Entrelaçado Para Um Sistema de Geração Fotovoltaico
Conectado À Rede"**

Moisés Martins Gonçalves


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

Aprovada em 15 de dezembro de 2020.

Por:



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



Prof. Dr. João Lucas da Silva (coorientador)
ICT (UNIFEI - Itabira)



Prof. Dr. Lenín Martins Ferreira Morais
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Clodovaldo Venício de Sousa
ICT (UNIFEI - Itabira)

“dando sempre graças por tudo a nosso Deus e pai, em nome de nosso Senhor Jesus Cristo.”
Efésios 5:20

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus pelo amor, misericórdia e principalmente por colocar tantas pessoas especiais em minha vida. O sobrenatural agir de Deus muitas vezes está à nossa frente nas coisas mais simples como um sorriso, uma palavra de apoio ou um abraço.

Agradeço imensamente a minha família pelo carinho e suporte. Em especial agradeço a minha amada esposa Camila por tanto amor e cumplicidade, eu te amo. Aos meus pais, por tanto sacrifício pelos seus filhos e por nos fazerem acreditar que não existia um caminho definitivo e limitado para as nossas vidas, todo o meu amor a vocês!

A todos os colegas da UNIFEI que direta ou indiretamente participaram dessa jornada, em especial agradeço aos professores Clodualdo, Geovane, Waner e Eben pela generosidade em ajudar e sempre boas conversas.

Aos meus amigos e parceiros de UNIFEI, de BR-381 e de vida Luís e Camilo pela amizade, palavras de apoio e incentivo.

Todo o meu respeito e admiração aos meus orientadores Seleme e João Lucas que têm me ensinado muito. No momento em que poderiam simplesmente seguir suas vidas, me acolheram com apoio e bons conselhos.

À UFMG e UNIFEI, que me proporcionaram as condições para a realização desse sonho.

Por fim, gostaria de agradecer em especial ao meu amigo Rafael Mário por tamanha generosidade. Serei eternamente grato a você meu amigo!

Resumo

Nos últimos anos houve um significativo aumento na implementação da geração distribuída, onde pode-se destacar os sistemas fotovoltaicos. Um dos pontos primordiais na implementação destes sistemas é a extração de máxima potência dos painéis fotovoltaicos. Nesse sentido, duas ferramentas são fundamentais para os sistemas de pequeno porte: o conversor CC-CC e a implementação do algoritmo de rastreamento de máxima potência (MPPT), tendo estes grande influência na eficiência do processo de conversão. O presente trabalho realiza o estudo e implementação do conversor *boost* entrelaçado, propondo uma modelagem de pequenos sinais generalizada para N -células. Além disso, avalia um algoritmo de *MPPT* utilizando a corrente como variável de rastreamento, sendo discutidos os efeitos do passo do *MPPT* e do tempo de atualização das variáveis na eficiência do algoritmo, onde o mesmo é validado de forma experimental em um sistema de 5,1(kW).

Palavras chave: Geração distribuída, Sistemas fotovoltaicos, *Max power point tracking* (MPPT), Conversor boost entrelaçado (*iBC*), Modelagem de pequenos sinais.

Abstract

In recent years there has been a significant increase in the implementation of distributed generation, where it is possible to highlight the photovoltaic (PV) systems. One of the key points in the implementation of these systems is the extraction of maximum power from the PV panels. In this sense, two tools are essential for small systems: the CC-CC converter and the implementation of the maximum power tracking algorithm (MPPT), which have a great influence on the efficiency of the conversion process. The present work carries out the study and implementation of the interleaved boost converter (*iBC*), proposing a generalized modeling of small-signals for N-cells. In addition, it evaluates an MPPT algorithm using the current as a tracking variable, discussing the effects of the MPPT step and the time to update the variables on the efficiency of the algorithm, where it is validated experimentally in a 5,1 (kW) system.

Keywords: Distributed generation, Photovoltaic systems, Max power point tracking (MPPT), Interleaved boost converter, Small-signal modelling.

Lista de Figuras

Fig. 1.1 : Geração de eletricidade por fonte no Brasil (1990-2019). Adaptado de [2].	2
Fig. 1.2: Recursos energéticos totais do planeta [9].	5
Fig. 2.1: Diferentes interações dos fótons com os sistemas semicondutores [23].	11
Fig. 2.2: Participação de mercado das principais tecnologias de células fotovoltaicas [25].	12
Fig. 2.3: Célula fotovoltaica de a) silício monocristalino (<i>m-Si</i>) e b) silício policristalino (<i>p-Si</i>) [25].	12
Fig. 2.4: Modelo simplificado de uma célula fotovoltaica.	14
Fig. 2.5: Curvas características de corrente-tensão e potência-tensão de um painel fotovoltaico genérico.	16
Fig. 2.6: Curvas características típicas de um módulo fotovoltaico (a) corrente pela tensão, (b) potência pela corrente, para diferentes condições de temperatura e irradiação.	17
Fig. 2.7: Relação de ângulos em uma instalação fotovoltaica.	18
Fig. 2.8: Diagrama de controle do MPPT. Adaptado de [13].	20
Fig. 2.9: Fluxograma do algoritmo P&O.	21
Fig. 2.10: Fluxograma do algoritmo de condutância incremental (CI).	22
Fig. 2.11: Exemplo de uma medição de uma planta fotovoltaica sob condições dinâmicas de irradiação em 24/09/2007, onde G_{gen} = irradiância medida incidente no plano dos painéis, U_{dc} = tensão cc de entrada, P_{dc} = potência extraída do arranjo fotovoltaico, P_{ac} = potência na saída do inversor [37].	23
Fig. 3.1: Sistema fotovoltaico conectado à rede.	27
Fig. 3.2: Configurações de sistemas fotovoltaicos: a) Inversor central, b) Inversor string, c) Inversor multi-string, d) Módulo Adaptado de [17].	28
Fig. 3.3: Conversor fotovoltaico de um estágio. Adaptado de [22].	31
Fig. 3.4: Conversor fotovoltaico de dois estágios. Adaptado de [17].	32
Fig. 3.5: Estrutura básica conversor <i>boost</i> .	33
Fig. 3.6: Topologias de conversores cc: a) <i>buck-boost</i> , b) <i>cúk</i> , c) <i>sepic</i> e d) <i>zeta</i> .	34
Fig. 3.7: Conversor <i>boost</i> em cascata.	35
Fig. 3.8: Conversor <i>boost</i> quadrático.	35
Fig. 3.9: Ligação de N células na topologia de entrelaçamento de conversores. Adaptado de [44].	36

Fig. 3.10: Diagrama <i>boost</i> entrelaçado de duas células.....	36
Fig. 3.11: Variação do ripple de corrente conforme varia o número de células N [11].	37
Fig. 4.1: Topologia do conversor <i>boost</i> com fonte de corrente na entrada e tensão fixa na saída.....	40
Fig. 4.2: Modos de condução do conversor <i>boost</i>	41
Fig. 4.3: Formas de onda de tensão ($d = 1/2$) para o conversor <i>boost</i> . Adaptado de [20].	42
Fig. 4.4: Circuito elétrico conversor <i>boost</i>	43
Fig. 4.5: Circuito equivalente do <i>boost</i> com tensão de saída constante (chave fechada).	44
Fig. 4.6: Circuito equivalente do <i>boost</i> com tensão de saída constante (chave aberta).	45
Fig. 4.7: Diagrama de acionamento da chave Q	46
Fig. 4.8: Diagrama simplificado do sistema de geração fotovoltaica.....	49
Fig. 4.9: Diagrama de blocos de controle do conversor <i>boost</i>	50
Fig. 4.10: Resposta em frequência do sistema em malha aberta sem e com controlador PI.	51
Fig. 5.1: Diagrama <i>iBC</i> de duas células.....	54
Fig. 5.2: Técnica de chaveamento de duas chaves, ($d_1=d_2=0,5$) [15].	54
Fig. 5.3: Conversor <i>iBC</i> de N células.	55
Fig. 5.4: Diagrama de funcionamento do <i>iBC</i> com ciclo de trabalho menor que $1/N$	56
Fig. 5.5: Circuito equivalente para o conversor <i>iBC</i> de N-células.	58
Fig. 6.1: Localização dos polos do <i>iBC</i> para diferentes valores de r_{cb} e $N=2$	67
Fig. 6.2: Localização dos polos do <i>iBC</i> para diferentes valores de $r_{cb} = 0,5\Omega$	68
Fig. 6.3: Localização dos polos do <i>iBC</i> em função de N e para diferentes valores de r_{cb}	68
Fig. 6.4: Resposta da corrente no indutor a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão de saída para o conversor <i>boost</i> convencional.	70
Fig. 6.5: Resposta da tensão no capacitor a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão de saída para o conversor <i>boost</i> convencional.	71
Fig. 6.6: Resposta da corrente no indutor a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão de saída para o conversor <i>iBC</i> de 2 células.....	72
Fig. 6.7: Resposta da tensão no capacitor a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão de saída para o conversor <i>iBC</i> de 2 células.....	73
Fig. 6.8: Comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da corrente do <i>boost</i> convencional e <i>iBC</i> a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão na saída.	74

Fig. 6.9: Comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da tensão no capacitor do <i>boost</i> convencional e <i>iBC</i> a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão na saída.	74
Fig. 6.10: Comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da corrente do <i>iBC</i> de 1-5-células a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão na saída.	75
Fig. 6.11: Comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da tensão sobre o capacitor de entrada do <i>iBC</i> de 1-5-células a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão na saída.....	76
Fig. 6.12: Protótipo experimental <i>SHGEER</i>	77
Fig. 6.13: Módulo de controle do protótipo.	77
Fig. 6.14: Diagrama do SGHEER [9].....	79
Fig. 6.15: Resposta ao degrau do controle do conversor <i>boost</i> . Resultado experimental.	81
Fig. 6.16: Resposta ao degrau do controle do conversor <i>boost</i> . Resultado de simulação.	81
Fig. 6.17: Eficiência estática para diferentes valores de k_{mppt} e Δt . Resultado experimental. ..	83
Fig. 6.18: Variação da irradiação em rampa com $T = 25^{\circ}C$. Resultado experimental.	84
Fig. 6.19: Variação da temperatura em rampa com $G = 1 \text{ kW/m}^2$. Resultado experimental. ..	84
Fig. 6.20: Correntes nos indutores e soma das correntes na saída para o <i>iBC</i> de 2 células a) sem defasamento e b) com defasamento. Em vermelho: corrente total, em amarelo: corrente célula 1, em azul: corrente célula 2, em roxo: corrente na entrada do conversor e em verde: tensão na saída do conversor. Resultado experimental.....	86
Fig. 6.21: Correntes nos indutores e soma das correntes na saída para o <i>iBC</i> de 2 células a) sem defasamento e b) com defasamento. Sinais pós filtragem. Resultado experimental.	87

Lista de Tabelas

Tabela 4.1: Parâmetros do conversor <i>boost</i>	51
Tabela 5.1: Modos de operação, estados das chaves e matrizes de coeficientes de estados e de entrada para um <i>iBC</i> de N -células	56
Tabela 6.1: Parâmetros do conversor <i>boost</i>	69
Tabela 6.2: Dados elétricos do SGHEER.....	79
Tabela 6.3 Dados do painel solar YL255P-29b.....	80
Tabela 6.4: Eficiência para variações das condições ambientais	85
Tabela 6.5: Parâmetros do <i>iBC</i> experimental	86
Tabela 6.6: Oscilação de corrente para um <i>iBC</i> de 2 células. Resultado experimental.....	87

Lista de acrônimos

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Condutância incremental
CLG	Controle do Lado de Geração do SHGEER
CLR	Controle do Lado da Rede do SHGEER
DSP	Digital Signal Processor (Processador Digital de Sinais)
EMI/RFI	Electromagnetic Interference/Radio Frequency Interference
GD	Geração Distribuída
iBC	Interleaved Boost Converter (Conversor boost entrelaçado)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers (Instituto de engenheiros eletricitistas e eletrônicos)
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MPP	Maximum Power Point (Ponto de máxima potência)
MPPT	Maximum Power Point Tracker (Rastreador do ponto de máxima potência)
m-Si	Silício monocristalino
P&O	Perturbe & Observe (Perturba e observa)
PI	Proporcional-Integral
p-Si	Silício policristalino
PV	Fotovoltaico
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por largura de pulso)
SHGEER	Sistema Híbrido de Geração de Energia Renovável
STC	Standard Test Conditions (Condições padrão de teste)

Sumário

Capítulo 1: Introdução	1
1.1 Cenário Atual da Geração de Energia Renovável	1
1.2 Geração Distribuída	3
1.3 Energia Solar e Geração Fotovoltaica	4
1.4 Objetivos do Trabalho	6
1.5 Objetivos específicos	6
1.6 Organização do Trabalho	6
Capítulo 2: Geração Fotovoltaica	8
2.1 Caracterização dos Painéis Fotovoltaicos	8
2.1.1 Célula fotovoltaica	8
2.1.2 Semicondutores	9
2.1.3 Efeito fotovoltaico	10
2.2 Características Construtivas das Células Fotovoltaicas	11
2.2.1 Silício monocristalino (<i>m-Si</i>)	11
2.2.2 Silício policristalino	12
2.3 Representação Elétrica e Matemática de Uma Célula Fotovoltaica	13
2.3.1 Módulos fotovoltaicos	15
2.4 Condições Ambientais	16
2.5 Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência	19
2.5.1 Algoritmo perturba e observa (P&O)	20
2.5.2 Condutância incremental	21
2.6 Cálculo da Eficiência do MPPT	22
2.7 Conclusões do Capítulo	25
Capítulo 3: Sistema Fotovoltaicos	26
3.1 Sistemas Fotovoltaicos Conectados	26
3.2 Conversor de Um e Dois Estágios Não Isolados	30
3.2.1 Conversor de um estágio	30
3.2.2 Conversor de dois estágios	31
3.3 Topologia de Conversores CC-CC Elevadores	32
3.3.1 Conversor boost clássico	32

3.3.2	Conversores <i>buck-boost</i> , <i>cúk sepic</i> e <i>zeta</i>	33
3.3.3	Topologias de elevado ganho estático	34
3.3.4	Conversores multinível boost entrelaçado	35
3.4	Conclusão do Capítulo	37
Capítulo 4:	Conversor Boost – Modelo e controle	39
4.1	Conversor Boost Convencional	39
4.2	Modos de Condução	40
4.3	Ganho Estático	41
4.4	Descrição Matemática em Espaço de Estados	43
4.4.1	Equações dinâmicas para chave fechada	44
4.4.2	Equações dinâmicas para chave aberta	45
4.4.3	Matrizes de coeficientes	45
4.5	Modelo Chaveado	46
4.5.1	Equações no ponto de equilíbrio	46
4.6	Modelo Médio Não Linear	47
4.7	Modelo médio linearizado	47
4.7.1	Obtenção das funções de transferência	48
4.8	Controle de Corrente do Conversor <i>Boost</i>	48
4.9	Conclusões do capítulo	52
Capítulo 5:	Conversor boost entrelaçado (<i>iBC</i>): Modelo para N-células	53
5.1	Funcionamento de um Conversor Entrelaçado	53
5.2	Modelo do <i>iBC</i> de N-células	55
5.3	Equações Dinâmicas	57
5.4	Modelo Médio Não Linear	62
5.5	Modelo Médio Linearizado	62
5.6	Conclusões do Capítulo	64
Capítulo 6:	Análise do modelo generalizado, validação e resultados experimentais	66
6.1	Análise da dinâmica do Sistema em Malha Aberta Através do Modelo Proposto	66
6.1.1	Pólos do sistema	66
6.1.2	Zeros do sistema	68
6.2	Estudo de caso: Simulação do conversor boost convencional e <i>iBC</i> de 2-células	69
6.3	Resultados Experimentais	76

6.3.1 Descrição do protótipo.....	76
6.3.2 Implementação do conversor <i>boost</i> convencional e rastreamento da máxima potência.....	80
6.3.2.1 Implementação do MPPT	82
6.3.3 <i>iBC</i> de 2-Células	85
6.4 Conclusões do capítulo	87
Capítulo 7: Conclusões e Trabalhos futuros.....	89
7.1 Trabalhos futuros	90
7.2 Publicação	90
Referências.....	92

Capítulo I

INTRODUÇÃO

O presente capítulo faz um panorama sobre o cenário atual da geração de energia renovável, as principais fontes e a importância de diversificação da matriz energética. A seguir apresenta-se uma definição de geração distribuída, micro e minigeração conforme a literatura e algumas características da geração fotovoltaica. Por fim, são apresentados os objetivos e a organização do trabalho.

1.1 Cenário Atual da Geração de Energia Renovável

A população mundial expandiu muito nas últimas décadas. Entre 2015 e 2020, essa expansão foi de cerca de 5% [1], sendo essa mesma taxa de crescimento estimada para o próximo quinquênio. Destaca-se que esse crescimento é maior nas zonas de concentração urbana. O aumento populacional acelerado aliado a demanda por acesso à qualidade de vida e consumo de novas tecnologias, seja para habitação, transporte, comunicação, alimentação, saúde e entretenimento, demandam um maior consumo de energia elétrica, principalmente para os setores industriais, de extração e agrícolas, que têm que responder por esse consumo cada vez maior. Além do aumento de demanda energética, o alto custo de construção e/ou readequação das linhas de transmissão de energia elétrica fazem com que estas operem sobrecarregadas, aumentando perdas nesses sistemas.

A matriz elétrica mundial é principalmente baseada em combustíveis fósseis como carvão, óleo e gás natural em termelétricas, com cerca de 65% de participação na matriz [2]. No Brasil, o cenário é um pouco diferente, já que nossa matriz elétrica é principalmente dependente da geração hidráulica, que responde por cerca 65% da energia elétrica consumida onde, na Fig. 1.1 é apresentada a evolução da produção de energia elétrica no Brasil, por fonte, de 1990 a 2019. Embora o recurso hídrico seja considerado renovável, o que coloca o nosso país no patamar das nações com matriz elétrica predominantemente renovável, é importante destacar o impacto ambiental e socioeconômico provocados pela implantação das grandes hidrelétricas principalmente nos rios da Amazônia brasileira [3].

Por outro lado, observa-se que outras fontes renováveis como solar e eólica possuem ainda participação tímida na nossa matriz elétrica em contraste à hidráulica, embora sejam fontes abundantes principalmente em nosso país, privilegiado em potencial eólico e solar. Nesse cenário, é crucial entender que investir no aumento da capacidade de geração através dos meios convencionais como queima de combustíveis fósseis ou grandes usinas hidrelétricas sem se pensar em alternativas, vai em contrassenso ao entendimento da necessidade de um olhar voltado ao meio ambiente, à geração sustentável e mais humano.

Geração de energia elétrica por fonte – Brasil – 1990/2019

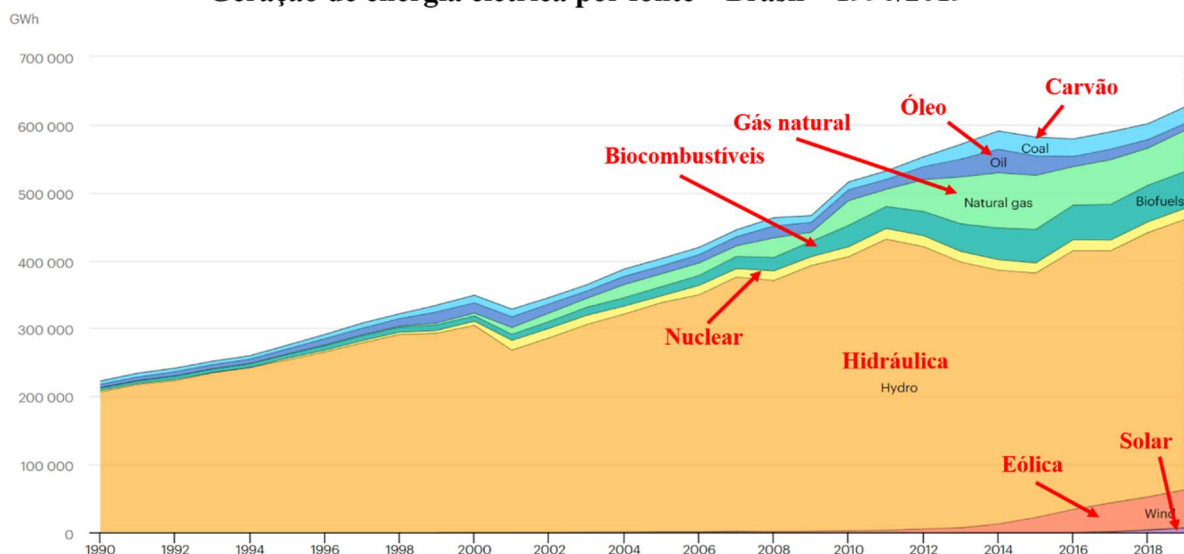


Fig. 1.1 : Geração de eletricidade por fonte no Brasil (1990-2019). Adaptado de [2].

As matrizes eólicas e solar têm potencial para serem instaladas de forma centralizada e conectadas ao sistema nacional ou de forma distribuída, quando são ligadas a *microrredes* ou, diretamente às residências, fazendas, empresas ou instalações industriais. Pois, embora o crescimento da população se concentre em zonas urbanas, grande parte da população vive em zonas rurais, de baixa densidade demográfica, geograficamente isoladas, de infraestrutura precária e em inúmeros casos, sem atendimento das redes de distribuição de energia elétrica. Nesse sentido, estudos que visem o aprimoramento dos sistemas de geração distribuídos a partir de fontes primárias renováveis, possuem grande importância para a redução da dependência das formas convencionais de geração de energia elétrica. Além de contribuírem em maior democratização do acesso à energia elétrica, a substituição em qualquer escala das fontes convencionais contribuirá na mitigação dos impactos socioeconômicos e ambientais provenientes do modelo atual (obviamente, os impactos são muito mais complexos e vão muito além dessa discussão).

Diante disso, a introdução de médios, pequenos e micro centros de geração de energia elétrica passa a ter grande relevância, impulsionados pelo interesse de garantir sustentabilidade, o uso de energias renováveis de menor impacto ambiental e socioeconômico, a diminuição de emissão de gases entre outros.

1.2 Geração Distribuída

A geração distribuída (DG) pode ser definida como a geração de energia elétrica próxima ao consumidor, dentre os inúmeros benefícios proporcionados por esta modalidade de produção de energia, destacam-se os já citados adiamento de investimentos em expansão dos sistemas de transmissão e distribuição, a redução no carregamento das redes elétricas e a diversificação da matriz energética [4]. Outros dois ganhos são a minimização das perdas devido à proximidade com o consumidor além de sua flexibilidade, pois é possível a utilização de diversas fontes primárias, destacando-se entre elas a fotovoltaica, a eólica e a hidráulica em pequena escala. Além disso, nos casos de geração distribuída conectada à rede elétrica, existe a possibilidade de o consumidor gerar sua própria energia e fornecer o excedente para a rede de distribuição de sua localidade.

Embora ainda tenha participação tímida em nossa matriz energética, em 2019, o Brasil ultrapassou a marca de 1GW em geração distribuída [5], com destaque para a geração fotovoltaica com 82.600 micro e mini usinas e cerca de 870MW de potência instalada. Embora o alto custo constitua historicamente o principal empecilho ao crescimento da aplicação da geração fotovoltaica, esse cenário vem se alterando, a tecnologia de geração fotovoltaica tem se tornado mais competitiva, tanto pela redução do seu custo benefício ter ficado mais atrativo, devido a aportes governamentais, como redução de impostos e realização de leilões exclusivos para unidades geradoras que empreguem a energia solar como fonte primária. Aliado a isto, o encarecimento de custo das outras formas de geração, devido avaliações mais realistas ao longo do tempo, levando-se em conta aspectos que antes eram negligenciados, como, por exemplo, os impactos ambientais [6].

O investimento em micro e mini geração fotovoltaica está muito atrelado ao tempo de retorno desse investimento e no caso da primeira, tanto pelo abatimento total ou parcial na conta de energia elétrica quanto pontuação pelo excedente podendo ser usado em outros modelos de acordo com a concessionária, sendo essas modalidades de compensação importantes mecanismos no desenvolvimento do mercado de geração de pequeno porte, principalmente na geração fotovoltaica em nosso país. Face a esse cenário, pesquisas que visem tornar mais

eficientes os sistemas fotovoltaicos são de suma importância, uma vez que tornarão mais atrativos o investimento nesse setor, contribuindo cada vez mais para a diversificação da nossa matriz energética.

No caso brasileiro, esse crescimento ainda se deve à redução dos custos do painel fotovoltaico, à regulação dos sistemas de micro e minigeração, às resoluções da REN ANEEL 482/2012 e 687/2015, e principalmente à disponibilidade abundante de irradiação fotovoltaica e presença de investimentos. O Brasil tem um grande potencial energético fotovoltaico em todo o seu território. A irradiação média anual no Brasil varia entre 1200 e 2400(kWh/m²ano), bem acima da média europeia que varia entre 1000 e 1200 (kWh/m²ano) nas regiões central e norte do continente [7].

Nesse contexto, é preciso definir micro e minigeração que, de acordo com [8]:

- Microgeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras;
- Mini geração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 5MW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

1.3 Energia Solar e Geração Fotovoltaica

Como mostrado em Fig. 1.2, a energia solar é a fonte mais abundante e inesgotável disponível em nosso planeta e o seu aproveitamento através da luz ou calor são as principais formas de sua utilização tanto em processos passivos como evaporação, ciclo das águas, circulação atmosférica em larga escala (provocando ventos), quanto através de processos ativos, como a geração solar fotovoltaica, os concentradores solares para a geração térmica, entre outros.

Dentre as vantagens da geração fotovoltaica, podemos citar:

- Grande potencial de geração no território brasileiro;
- Fonte inesgotável, limpa e segura;
- Curto prazo de implantação;

- Sustentável, pois embora existam impactos negativos, principalmente ambientais, os mesmos podem ser mitigáveis;
- Flexibilidade, por ser escalável desde a microgeração até grandes centrais fotovoltaicas e poder estar ligado à redes de distribuição e transmissão ou isolado.



Fig. 1.2: Recursos energéticos totais do planeta [9].

Outra grande vantagem do sistema fotovoltaico é que ele pode ser instalado muito próximo ao consumidor urbano, em escala de micro geração, pois trata-se de uma fonte primária que não demanda atividades de extração ou de escoamento e, geralmente exige apenas pequenas adaptações na cobertura de um imóvel, por exemplo. Outra grande vantagem é o curto tempo de instalação e comissionamento.

A eficiência dos sistemas de conversão fotovoltaicos é sempre um tema muito relevante, principalmente devido à baixa eficiência de conversão das células fotovoltaicas existentes no mercado. Um sistema fotovoltaico mais eficiente implica em melhor aproveitamento da potência, pois o mesmo trabalhará por mais tempo na condição ótima de extração de energia, o que de forma geral maximiza o retorno financeiro e minimiza o tempo de retorno. Outra consequência é a redução nas perdas, que possibilitam um melhor funcionamento dos conversores. Dentre os ganhos pode-se citar uma menor dissipação de calor e, em alguns casos a escolha de componentes menores, o que permite na etapa de projeto baixar os custos do sistema fotovoltaico. O maior aproveitamento da energia solar pode propiciar também uma redução do número de painéis solares melhorando a densidade de potência por área. Considerando a alta penetração da geração fotovoltaica em centros urbanos, esses ganhos são essenciais tendo em vista a escassez de espaço físico das edificações.

Existem diferentes vertentes de estudos que visam aumentar a eficiência dos sistemas de geração fotovoltaicos, buscando por exemplo diminuir o tempo de resposta ou melhorar a rejeição a distúrbios em algoritmos de extração de máxima potência [10–15], a escolha da topologia dos conversores é uma estratégia muito importante na fase de projeto e possibilita

tanto melhor eficiência quanto diminuição dos custos [16–19], outros estudos focam na escolha de técnicas de chaveamento que visam aumentar a eficiência do conversor, como em [20].

1.4 Objetivos do Trabalho

O presente trabalho tem como objetivos principais o desenvolvimento de um modelo generalizado para o *boost* entrelaçado de N -células aplicado a um sistema fotovoltaico e o estudo de um algoritmo MPPT baseado em corrente para a geração fotovoltaica.

1.5 Objetivos específicos

- Avaliação das características dinâmicas do modelo matemático;
- Resposta do modelo à diferentes distúrbios de entrada;
- Implementação experimental do MPPT e, ponderações com relação a seleção dos parâmetros do mesmo;
- Implementação do *boost* entrelaçado de 2-células em malha aberta.

A avaliação e validação dos objetivos propostos serão feitas por meio de simulações computacionais, empregando-se os softwares MatLab e Plecs, e também de forma experimental, onde será empregado um protótipo de um sistema híbrido de geração de energia renovável (SGHEER) anteriormente tratado em [9,10,21].

1.6 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

- O capítulo 2 apresenta a revisão de literatura sobre a geração fotovoltaica, algumas tecnologias de células solares mais empregadas, a influência das condições ambientais e de trabalho na conversão de energia e por fim destaca sobre o rastreamento de máxima potência e algumas das principais técnicas encontradas na literatura.
- No capítulo 3 é realizada uma revisão sobre as principais configurações de sistemas fotovoltaicos, bem como características de inversores e as principais topologias de conversores CC-CC elevadores e, por fim, destaca-se a topologia adotada nesse trabalho.
- No capítulo 4 é feita uma revisão sobre o conversor CC-CC *boost* convencional, seus princípios de funcionamento, modos de condução, propõe-se uma modelagem baseada

em pequenos sinais e, por fim, uma técnica de controle de corrente para o conversor *boost* aplicado à geração fotovoltaica.

- O conversor *boost* entrelaçado (*iBC*) é apresentado no capítulo 5, onde é feita uma breve revisão de seu funcionamento e suas vantagens inerentes e, por fim, é proposta uma modelagem generalizada para um *iBC* de N -células.
- No capítulo 6, é apresentada uma avaliação das características dinâmicas do conversor *boost* entrelaçado, a validação computacional do modelo desenvolvido e avaliado sua resposta a diferentes distúrbios de entrada, em comparação ao *boost* convencional.
- Por fim, no capítulo 7 são apresentadas a conclusão e as propostas de trabalho futuro.

Capítulo 2

GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

O presente capítulo apresentará brevemente uma revisão sobre o efeito fotovoltaico e as tecnologias das principais células comerciais disponíveis. Em seguida apresentará a descrição matemática de uma célula PV, bem como o seu funcionamento. Será estudado o efeito das condições ambientais e de instalação física sobre os painéis PV e por fim os algoritmos de rastreamento de máxima potência.

2.1 Caracterização dos Painéis Fotovoltaicos

Esta seção tratará do painel fotovoltaico, dos semicondutores utilizados, do processo de conversão e descrição matemática dos mesmos.

2.1.1 Célula fotovoltaica

A energia solar fotovoltaica é obtida através da conversão da luz solar em energia elétrica pelo efeito fotovoltaico. A primeira observação do efeito fotovoltaico foi feita pelo físico francês Edmond Becquerel em 1839, ao iluminar uma solução ácida e verificar que surgia uma diferença de potencial entre dois eletrodos (platina e prata) mergulhados na mesma [6,13,21].

A seguir serão destacados os principais acontecimentos que viram após a descoberta do efeito:

- Em 1877, Charles Fritts construiu a primeira célula fotovoltaica já a partir de semicondutores, ao depositar um filme de selênio em um substrato de ferro, onde um filme fino de ouro servia de contato frontal, porém alcançava eficiência de cerca de 1% [22]. O que tornava seu emprego satisfatório em aplicações como a fotometria, mas para a geração de energia elétrica não era um índice aceitável.
- Em 1914, o efeito seria pela primeira vez relacionado com a existência de um campo elétrico capaz de separar os pares elétron-lacuna produzidos pelo efeito fotovoltaico, o que mais tarde seria importante na formulação da teoria das junções $p-n$ (Shockley) e que basearia a era moderna das células fotovoltaicas.
- Em 1953, no *Bell Laboratories*, o engenheiro *Daryl*, o químico *Calvin Fuller* e o físico *Gerard Fuller* realizaram um experimento onde mergulharam silício dopado por impurezas de gálio(p) em uma solução de lítio (n), criando assim uma junção p -

n. Ao iluminar a solução, viram que a eficiência na conversão era de 4%. A intensificação dos esforços então possibilitaria aos três pesquisadores apresentarem a célula fotovoltaica de silício com eficiência de cerca de 6% a comunidade científica no ano de 1954, despertando grande interesse [6,22].

Esse interesse cresceu muito ao longo dos anos e conseqüentemente os resultados foram mais volumosos e expressivos. A compreensão do efeito fotovoltaico se desenvolveu em cerca de cem anos, desde o entendimento dos fenômenos físicos até a descoberta e síntese dos materiais fundamentais e possibilitariam algumas décadas depois a utilização das células fotovoltaicas na geração de energia elétrica não apenas na forma experimental, mas também em grande escala [6,22].

2.1.2 Semicondutores

Para melhor entender uma célula solar, é necessária uma breve revisão sobre os semicondutores [6,22–24]. A estrutura atômica de um elemento se caracteriza por camadas (ou bandas) de energia através das quais os elétrons orbitam o núcleo, a quantidade de elétrons na última camada (valência) define quantos deles podem pular para a camada de condução através de absorção de energia externa ou mesmo se esse átomo pode se ligar a outro através de ligações covalentes.

Entre as bandas de valência e de condução existe um *gap* chamado banda proibida e o tamanho desse *gap* quantifica a energia necessária a ser absorvida por um elétron para que este passe à banda de condução e diferencia os materiais entre não-condutores (ou isolantes), semicondutores e condutores [23].

Pensando em um modelo simplificado de bandas de energia: no caso dos materiais condutores, os elétrons podem se movimentar facilmente através do material porque há uma sobreposição entre a banda de valência que pode estar completamente preenchida ou não e a banda de condução, então esses materiais são sempre bons condutores elétricos. No caso dos materiais isolantes e dos semicondutores, ambos têm a banda de valência preenchida com elétrons, mas existe uma zona proibida (ou *gap* de energia) entre a banda de valência e a banda de condução. Para os isolantes, essa banda proibida é bastante larga e a energia referente a esse *gap* é bastante alta de tal forma que é muito pouco provável a excitação de um elétron da banda de valência para a banda de condução e assim, esses materiais não conduzem. Diferentemente dos semicondutores onde essa zona proibida é relativamente estreita e, o *gap* de energia é relativamente pequeno de tal forma que fótons do espectro visível por exemplo são capazes de

excitar elétrons da banda de valência para a banda de condução e esses materiais passam então a conduzir [24].

Uma junção pn é formada por uma única barra de material semiconductor, onde de um lado é feita a dopagem com impurezas doadoras e do outro lado com impurezas aceitadoras, formando assim uma interface entre uma região n e uma região p . Na região p os portadores majoritários são os elétrons, mas ainda assim há portadores minoritários que são as lacunas. Assim como na região n , onde os portadores majoritários são lacunas, mas ainda há portadores minoritários, os elétrons. Isso ocorre porque elétrons da camada de valência ainda podem ser excitados e saltar à banda de condução [22–24].

2.1.3 Efeito fotovoltaico

Dois aspectos pontuados que são fundamentais para explicar o efeito fotovoltaico:

- Quando um semiconductor é iluminado, ele pode absorver fótons com quantidade de energia grande o suficiente para excitar elétrons da camada de valência para a camada de condução desse material, resultando na criação de pares de portadores elétron – lacuna;
- Através da junção semicondutora pn , é gerado um campo elétrico e consequente região de depleção. Através da ação desse campo elétrico, o elétron e a lacuna são atraídos para lados opostos da junção, não havendo a recombinação imediata do par.

Através da combinação desses dois fenômenos, tem-se o aumento da concentração de elétrons no lado n e lacunas no lado p . Essa concentração de portadores se torna grande o suficiente para produzir uma diferença de potencial elétrico nos terminais do semiconductor e, como a corrente de difusão através da junção é limitado pelo campo elétrico, uma corrente foto gerada poderá fluir através de um caminho externo.

Existem diferentes interações dos fótons com os semicondutores, como mostrado em Fig. 2.1, sendo[23]: reflexão; transmissão; absorção na região de depleção, próximo à junção pn ; absorção nas regiões p e n e; absorção em pontos distantes da região de depleção com a recombinação dos portadores.

Onde apenas a absorção de fótons na região de depleção e regiões p e n são eficazes para a eficiência da geração de pares elétron-lacuna para a geração fotovoltaica.

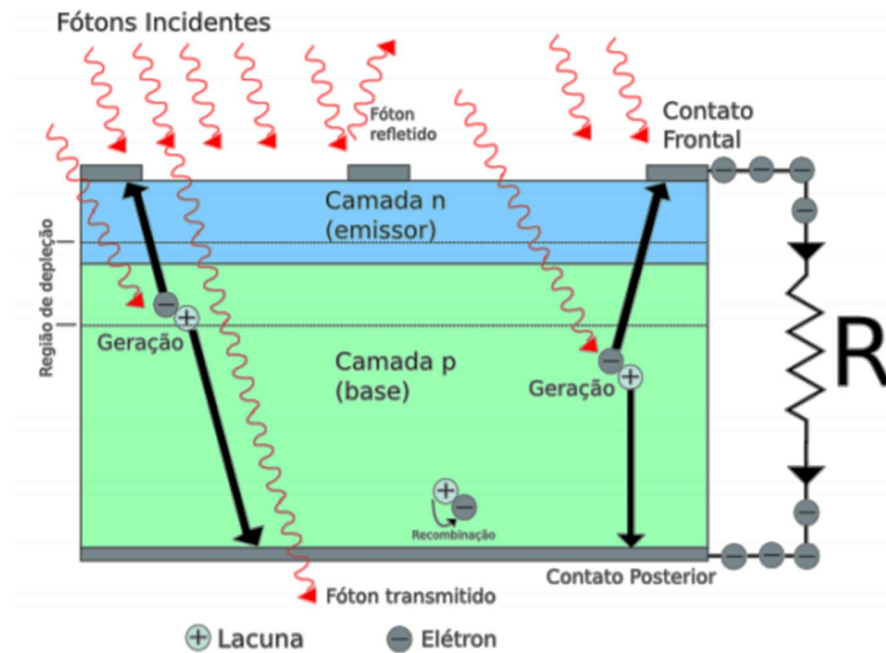


Fig. 2.1: Diferentes interações dos fótons com os sistemas semicondutores [23].

2.2 Características Construtivas das Células Fotovoltaicas

Existem atualmente muitas tecnologias de células fotovoltaicas em uso, algumas tecnologias mais novas para aplicações específicas e outras em desenvolvimento que sempre geram grande expectativa por uma revolução em termos de custo/eficiência. Essa breve revisão se delimitará as tecnologias de maior representatividade no mercado fotovoltaico mundial hoje: as células de silício cristalino.

A Fig. 2.2 apresenta a participação no mercado das principais tecnologias, onde as células de silício cristalino respondem por cerca de 84% do mercado [24,25]. São a primeira geração das células fotovoltaicas que alcançaram o uso comercial da década de 50. São produzidas a partir de discos muito finos, entre 100 e 200 μm . Essas células podem ser monocristalinas ou policristalinas.

2.2.1 Silício monocristalino (*m-Si*)

É assim chamado pois o silício é obtido a partir do crescimento de um cristal único em formato cilíndrico com alto grau de pureza. Possuem eficiência elevada se comparada às demais, de cerca de 25% [26], embora os módulos encontrados comercialmente apresentem eficiências menores geralmente. Para otimizar a densidade da célula, os discos de silício são cortados na forma octogonal (Fig. 2.3(a)), porém esse processo leva ao desperdício de silício durante o processo de manufatura. Esse fato, aliado a toda a complexidade do processo

produtivo, tornam o preço da célula de silício monocristalino relativamente alto se comparado às demais. A sua aplicação é economicamente viável principalmente em condições de pouca disponibilidade de espaço físico como edificações urbanas.

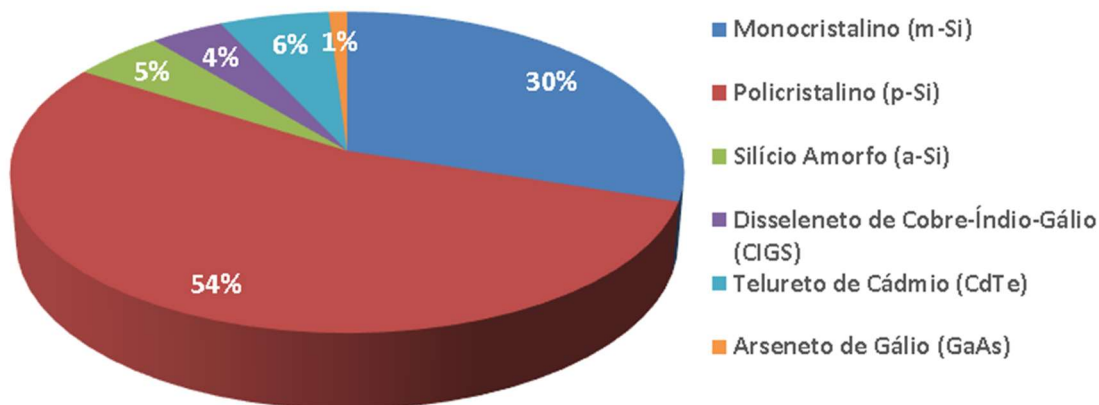


Fig. 2.2: Participação de mercado das principais tecnologias de células fotovoltaicas [25].



Fig. 2.3: Célula fotovoltaica de a) silício monocristalino (*m-Si*) e b) silício policristalino (*p-Si*) [25].

2.2.2 Silício policristalino

Conforme evidenciado no gráfico da Fig. 2.2, essa tecnologia é a de maior representatividade no mercado mundial com cerca de 54% de participação. Essa célula possui um processo produtivo mais simplificado, pois é obtido através da solidificação do silício, formando um cubo que então é cortado em células quadradas (Fig. 2.3(b)). Através desse processo ocorre a formação de inúmeros cristais e, o tamanho desses está diretamente ligada à eficiência da mesma. É um processo de manufatura mais barato se comparado ao silício monocristalino, e apresenta menor eficiência, cerca de 20% [25]. A eficiência da célula de silício policristalino tem se aproximado da tecnologia de silício monocristalino, dois fatores que contribuem para isso são o tamanho dos cristais cada vez maiores, e o formato quadrado das células que otimizam a área de material fotovoltaico [27].

Em contraste a visão amplamente difundida da geração fotovoltaica como um processo limpo, é importante fazer considerações quanto a composição dos módulos fotovoltaicos que podem incluir materiais pesados e/ou tóxicos. Além disso, o material mais utilizado para a

fabricação das células fotovoltaicas é o silício e, embora esse material não represente riscos ou toxicidade aos usuários, possui um processo de extração e purificação que representa grandes riscos aos trabalhadores desse setor e ao meio ambiente [28]. Outro grande problema é o descarte dos painéis fotovoltaicos, que atualmente não é economicamente viável já que esses resíduos existem em pequena quantidade. Porém nos próximos anos e décadas essa realidade tende a se alterar com um grande volume de descarte desses materiais.

2.3 Representação Elétrica e Matemática de Uma Célula Fotovoltaica

As características dinâmicas de uma célula fotovoltaica podem ser descritas por meio de um modelo elétrico simplificado, consistindo em uma fonte de corrente com um diodo antiparalelo, uma resistência em paralelo e outra em série. As perdas são inseridas no modelo por meio de resistências em série e paralelo [29]. A Fig. 2.4 mostra a representação simplificada de uma célula fotovoltaica. Essa é a representação mais comumente utilizada na literatura, onde:

- A fonte de corrente controlada I_{pv} indica a corrente produzida pelo efeito fotovoltaico;
- O diodo em antiparalelo indica a junção pn da célula fotovoltaica, onde I_0 a corrente de saturação reversa;
- A resistência em paralelo R_{sh} representa as impurezas e defeitos na estrutura, causas de um caminho interno para corrente de fuga e redução do nível da tensão de circuito aberto V_{OC} [13,24];
- R_s representa as resistências intrínsecas da estrutura da célula e junção $p-n$ (contribui para a diminuição do nível da corrente de curto-circuito I_{SC});
- G é a irradiação solar (W/m^2) e,
- V e I são a tensão e a corrente de saída da célula fotovoltaica.
-

Os painéis fotovoltaicos são formados por associações de diversas células fotovoltaicas e esse modelo é válido tanto para representar uma célula quanto um conjunto de células, sendo necessário para isso apenas o ajuste correto das resistências R_s e R_{sh} .

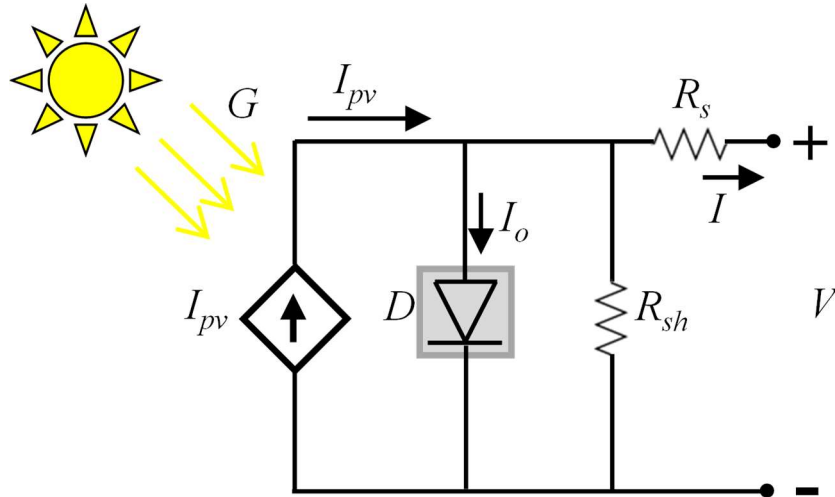


Fig. 2.4: Modelo simplificado de uma célula fotovoltaica.

A relação entre tensão e a corrente de saída do módulo PV pode ser definida por (2.1) onde cada um de seus termos são definidos em (2.2) e (2.3), [10,29].

$$I = I_{pv} - I_0 - I_{R_{sh}} \quad (2.1)$$

$$I = I_{pv} - I_0 \cdot \left[\exp\left(\frac{V + R_s \cdot I}{m \cdot V_t}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \quad (2.2)$$

$$V_t = \frac{N_s \cdot k \cdot T}{q} \quad (2.3)$$

onde:

- I_0 é a corrente reversa de saturação do diodo;
- m é a constante de idealidade do diodo e é restrita na faixa de $0 \leq m \leq 1.5$ (ideal $m = 1$);
- V_t (V) é a tensão térmica;
- N_s é o número de células em série;
- k é a constante de Boltzmann ($1.3806503 \cdot 10^{-23}$ (J/K));
- T (K) é a temperatura da junção $p-n$;
- q a carga de um elétron ($1.6027165 \cdot 10^{-19}$ (C));

Em geral I_0 , m , R_s , e R_{sh} são parâmetros desconhecidos, uma vez que não são fornecidos pelo fabricante. Em [30,31] é apresentado uma metodologia para estimação desses parâmetros. A corrente fotoelétrica (I_{pv}) está diretamente relacionada à irradiação e temperatura, conforme descrito em (2.4) e (2.5) [10].

$$I_{pv} = (I_{pvn} + K_i \cdot \Delta T) \cdot \frac{G}{G_n} \quad (2.4)$$

$$I_{pvn} = I_{sc} \cdot \left(\frac{R_{sh} + R_s}{R_{sh}} \right) \quad (2.5)$$

sendo:

- I_{pvn} é a corrente fotovoltaica nas condições padrão do teste (*STC*) ($G_n = 1000 \text{ (W/m}^2\text{)}$ $T_n = 25 \text{ (}^\circ\text{C)}$);
- $k_i \text{ (%/K)}$ é o coeficiente de relação da corrente com a temperatura;
- ΔT o desvio de temperatura;
- I_{sc} (A) a corrente de curto-circuito do painel *PV*.;

Por fim, a corrente de saturação reversa do diodo I_0 é definida pela equação (2.6).

$$I_0 = \frac{I_{scn} + K_i \cdot \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{oc} + K_v \cdot \Delta T}{m \cdot V_t}\right)} \quad (2.6)$$

- $K_v \text{ (%/}^\circ\text{C)}$ é o coeficiente de relação de tensão de circuito aberto com a temperatura;
- i_{scn} (A) a corrente de curto-circuito;
- V_{oc} (V) é a tensão de circuito aberto;

As relações (2.1), (2.4) e (2.6) descrevem o modelo simplificado de um painel *pv* e, a partir delas, é possível fazer algumas observações. A primeira é a relação linear entre a irradiação solar e a corrente gerada, segundo equação (2.4), a segunda é a dependência entre a corrente de saturação reversa (I_0) e, conseqüentemente, a tensão do circuito aberto (V_{oc}), com a temperatura do painel, de acordo com a equação (2.6).

2.3.1 Módulos fotovoltaicos

As células fotovoltaicas são associadas em série ou paralelo, obtendo-se os níveis de tensão e corrente necessários para torna-las operacionais comercialmente. De forma que a combinação das células configura um módulo (ou painel) fotovoltaico e a combinação dos módulos configura um arranjo fotovoltaico, obtendo-se sempre uma saída única de tensão e corrente.

- Associação em série: as células ou módulos são interligados em série e, se submetidos às mesmas condições de temperatura e irradiância, as tensões são somadas e a corrente não é alterada.

$$V = V_1 + V_2 + \dots + V_n$$

$$I = I_1 = I_2 = \dots = I_n$$

- Associação em paralelo: As células ou módulos são interligados em paralelo e, se submetidos às mesmas condições de temperatura e irradiância, as correntes são somadas e a tensão não é alterada.

$$V = V_1 = V_2 = \dots = V_n$$

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n$$

O termo *string* adotado neste trabalho é amplamente utilizado na literatura e refere-se a um conjunto de n módulos (painéis) fotovoltaicos interligados em série.

2.4 Condições Ambientais

As células fotovoltaicas possuem uma relação não linear entre sua tensão e corrente de saída, e essas variáveis são afetadas por condições ambientais, como a incidência de irradiação solar e a temperatura [10], como mostrado na Fig. 2.5.

A corrente de curto circuito (I_{SC}), obtida com os terminais do módulo PV curto circuitado é a variável mais afetada pela variação da irradiância solar (G). Onde I_{SC} aumenta linearmente com o aumento da irradiância solar. Essa relação fica evidenciada pela equação (2.7), sendo $I_{SC_{stc}}$ é a corrente de curto-circuito para as condições padrão de teste, para a qual a irradiância é igual a 1000 (W/m^2).

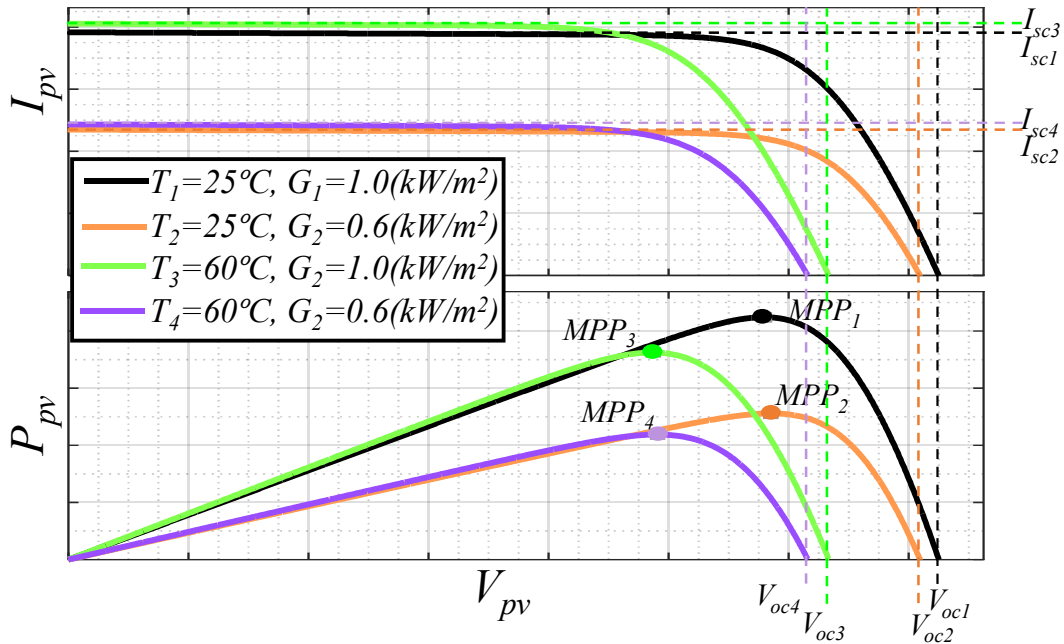


Fig. 2.5: Curvas características de corrente-tensão e potência-tensão de um painel fotovoltaico genérico.

$$I_{SC} = I_{SC_{stc}} \cdot \frac{G}{1000} \quad (2.7)$$

A tensão de circuito aberto (V_{OC}), medida nos terminais de saída sem carga, é afetada principalmente pela temperatura do módulo onde, o aumento da temperatura do módulo implica na diminuição de V_{OC} , logo, diferentes condições de irradiação e temperatura implicarão em diferentes valores de máxima potência pelo painel fotovoltaico.

Uma comparação entre a relação de dependência das variáveis elétricas com as condições ambientais em que eles são submetidos é apontada na Fig. 2.6, onde são apresentadas as curvas da corrente em função da tensão, a potência em função da tensão e a potência em função da corrente para um painel *PV* genérico. Tomando como base a curva que representa as condições padrão de irradiação (G) e temperatura (T), definidos por $G = 1 \text{ kW/m}^2$ e $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, nota-se que, entre a operação em circuito aberto ($I_P = 0 \text{ A}$ e $V_P = V_{OC}$) e em máxima potência ($I_P = I_{MPP}$ e $V_P = V_{MPP}$), delimitada pela região preenchida de vermelho, pequenas variações de tensão irão proporcionar grandes alterações no valor de corrente do módulo. Já entre a operação em máxima potência e em curto-circuito ($I_P = I_{SC}$ e $V_P = 0 \text{ V}$), delimitada pela região azul, variações mínimas de corrente produzirão grandes alterações no valor da tensão de saída dos painéis.

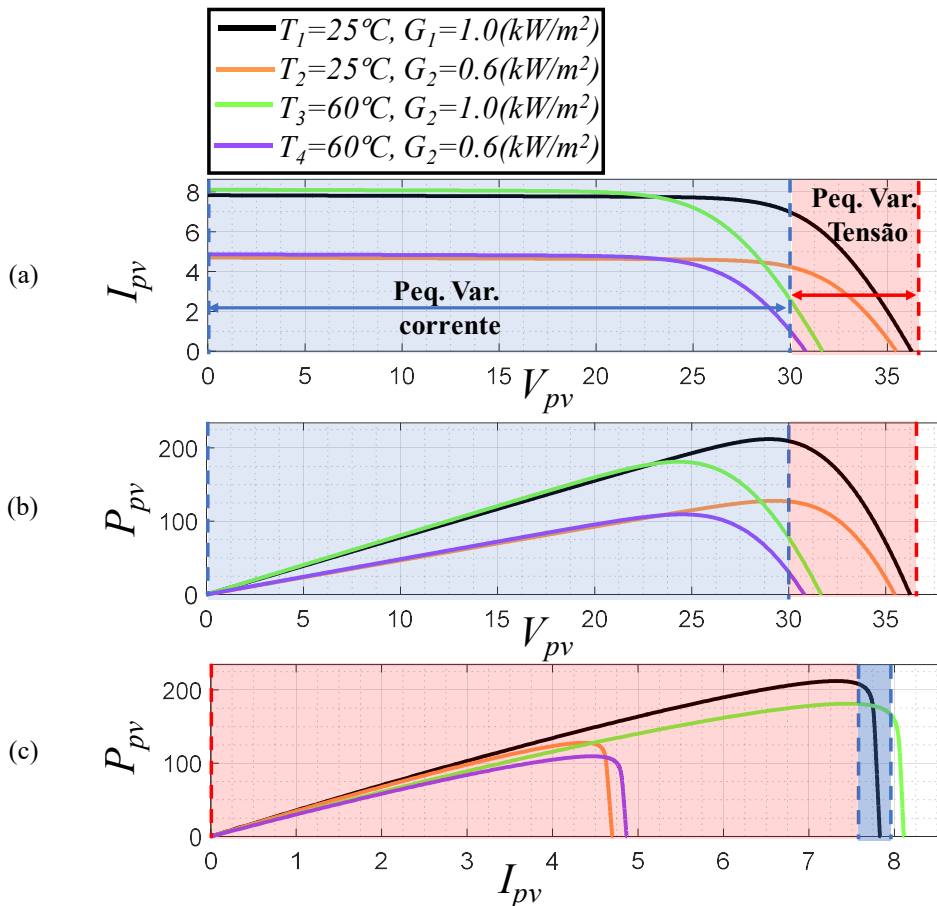


Fig. 2.6: Curvas características típicas de um módulo fotovoltaico (a) corrente pela tensão, (b) potência pela corrente, para diferentes condições de temperatura e irradiação.

No dimensionamento de um sistema de geração fotovoltaica, além das condições de irradiação e temperatura no qual os módulos serão submetidos, a localização geográfica da instalação e o método de instalação dos painéis devem ser levados em consideração. A orientação (azimute) e a inclinação do painel (em relação a vertical), caracterizadas na Fig. 2.7 interferem diretamente no fator de capacidade da instalação [32]. Em instalações de grande

porte são empregados sistemas eletromecânicos de rastreamento solar, que alteram a orientação do painel de acordo com a hora do dia e/ou período do ano para se obter a melhor irradiação solar possível sobre os painéis. No entanto, em sistemas residenciais onde há uma limitação de espaço e na maioria dos casos os módulos têm de ser instalados seguindo o caimento do telhado, o uso deste recurso se torna inviável.

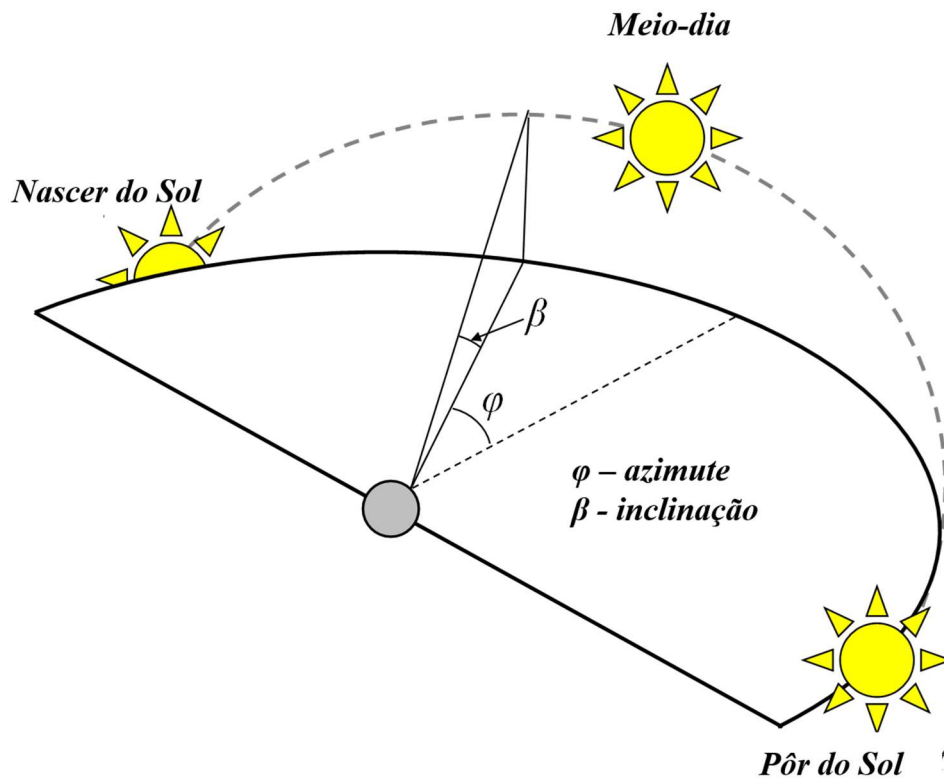


Fig. 2.7: Relação de ângulos em uma instalação fotovoltaica.

Como o ângulo de inclinação se afasta do ponto ideal (inclinação igual à latitude do local de instalação), há uma redução da energia gerada porque o painel perde irradiação solar, uma vez que não está na mesma linha que o caminho horizontal. O aumento do ângulo do eixo azimutal também interfere com o valor gerado, uma vez que sua posição não recebe a irradiação total ao meio-dia. Logo, para cada valor de temperatura e irradiação solar sobre os módulos fotovoltaicos haverá diferentes valores de máxima potência (*maximum power point - MPP*) e para se otimizar a geração de energia deve-se empregar algoritmos que permitam rastrear a máxima potência do módulo, ou conjunto de módulos independentemente das condições ambientais, algoritmos estes denominados de rastreamento de máxima potência (*maximum power point tracking - MPPT*).

2.5 Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência

Como discutido anteriormente, um arranjo fotovoltaico tem característica $I \times V$ não linear dependente da irradiação solar e temperatura, como em Fig. 2.5.). Para cada combinação dessas condições, existe apenas um ponto de operação com máxima extração de potência (MPP). O MPP não pode ser calculado sem o conhecimento prévio do modelo matemático do arranjo fotovoltaico e das condições a que está submetido, sendo apenas estimado através das técnicas de MPPT (*Maximum Power Point Tracker*).

A estimativa prévia de um modelo a partir das características do arranjo fotovoltaico, tornaria o controle complexo e elevaria o custo computacional. Uma vez que existem diversos modelos de painéis solares que podem ser interligados em diversas topologias. O rastreador de máxima potência faz com que o arranjo fotovoltaico opere na região do MPP através de métodos de tentativa e erro e que possibilitem um casamento de impedância entre o arranjo fotovoltaico e a carga.

Existem diversos métodos MPPT para arranjos de painéis fotovoltaicos presentes na literatura, cada um possui uma funcionalidade específica, visando atingir o mesmo objetivo que é extrair a máxima potência do painel em qualquer condição [12–14,32–34]. A maioria dos trabalhos tem como foco a implementação de algoritmos que utilizam a tensão como variável de rastreamento, uma vez que esta apresenta uma característica mais bem-comportada com a variação das condições ambientais em comparação com a corrente dos módulos [34]. No entanto, a escolha da corrente é mais intuitiva considerando as variações de demanda da carga, como discutido em [14,32], onde são apresentados diversos algoritmos de MPPT utilizando a corrente como variável de controle.

Em sistemas que utilizam estágios CC-CC intermediários entre a fonte primária e o barramento CC do conversor conectado à rede [12,35], é necessário inserir uma malha de controle da tensão do arranjo de painéis externa a malha de controle de corrente do conversor CC-CC, o que aumenta a complexidade, custo computacional e tempo de resposta. Embora, o controle em cascata da tensão e corrente possa contribuir em uma maior robustez para o sistema, o uso da corrente como variável do MPPT possui a vantagem de tornar a dinâmica do controle mais rápida, já que a referência de corrente é passada diretamente ao controle. Entretanto, a mesma estará sujeita a maiores distúrbios, devido a sua dependência direta com a irradiação solar [13].

Entre as técnicas de MPPT mais utilizadas, é feita uma breve revisão sobre duas delas: Perturba & Observa (P&O), e Condutância Incremental (CI). É inerente desses métodos que serão apresentados o erro em regime estacionário, uma vez que sempre haverá a perturbação da referência, fazendo com que a mesma orbite sempre próxima ao MPP. Quanto menor for o incremento na variável de referência, menor será o erro em regime permanente, no entanto, mais lento será o rastreamento da potência. Outro parâmetro importante é a frequência de atualização do algoritmo, quanto mais rápida a atualização, mais rápido o algoritmo encontrará o ponto de máximo, no entanto, oscilações muito rápidas podem levar o controle de corrente a instabilidade. Esses devem, portanto, representar um bom compromisso entre a velocidade de resposta do MPPT e o erro em regime permanente.

O algoritmo de MPPT é geralmente utilizado em conjunto com o conversor CC-CC de entrada do sistema fotovoltaico, medindo a corrente e tensão do conjunto de painéis fotovoltaicos e atua diretamente junto ao conversor, fornecendo a referência para o controle (no caso a corrente). Na Fig. 2.8 é apresentado o diagrama de blocos do controle do MPPT.

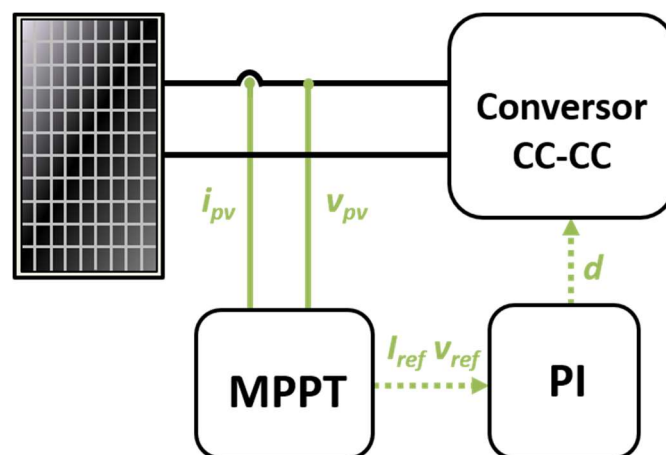


Fig. 2.8: Diagrama de controle do MPPT. Adaptado de [13].

2.5.1 Algoritmo perturba e observa (P&O)

É uma técnica de simplicidade construtiva e de fácil compreensão, baseada em relações matemáticas simples. Atua diretamente incrementando ou decrementando a variável de referência (nesse caso a corrente) e comparando o valor de potência entregue à carga. É através dessa comparação, com a leitura dos valores instantâneos de corrente e tensão e cálculo da potência gerada que o algoritmo decide incrementar ou decrementar a variável de controle, sendo seu fluxograma mostrado na Fig. 2.9.

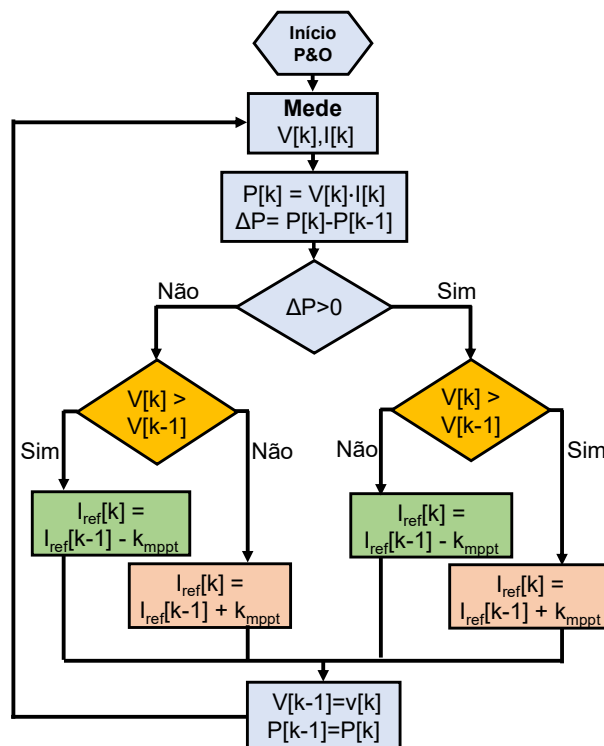


Fig. 2.9: Fluxograma do algoritmo P&O.

2.5.2 Condutância incremental

Na técnica de condutância incremental, parte-se do princípio que a derivada da curva $P \times V$ é igual a zero no ponto MPP [21]. Sendo que essa inclinação é positiva à esquerda do MPP e negativa à direita do MPP. Essa observação pode ser feita através das seguintes equações:

$$\frac{dP}{dV} = 0, \text{ no MPP} \quad (2.8)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0, \text{ à esquerda do MPP} \quad (2.9)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0, \text{ à direita do MPP} \quad (2.10)$$

Realizando algumas aproximações:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + \frac{Vd(I)}{dV} = I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2.11)$$

Logo as equações (2.8) à (2.10) podem ser reescritas como segue:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \text{ no MPP} \quad (2.12)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \quad \text{à esquerda do MPP} \quad (2.13)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \quad \text{à direita do MPP} \quad (2.14)$$

O fluxograma do algoritmo de condutância incremental se encontra na Fig. 2.10

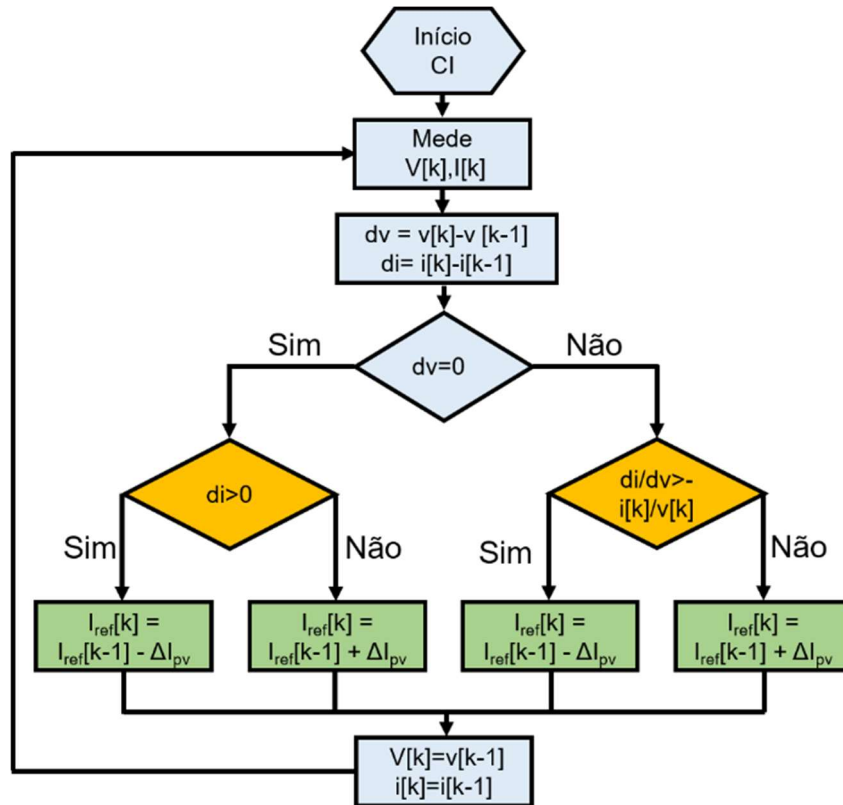


Fig. 2.10: Fluxograma do algoritmo de condutância incremental (CI).

2.6 Calculo da Eficiência do MPPT

Em 2005, [36] introduziu uma abordagem de avaliação de eficiência global do inversor fotovoltaico. Segundo os autores, a avaliação global, que considera o produto da eficiência do inversor pela eficiência estática do MPPT é mais adequado do que apenas avaliar a eficiência do inversor simplesmente. De certa forma, essa abordagem atribui ao MPPT um peso significativo na eficiência global do sistema fotovoltaico e, considerando-se a baixa eficiência das principais tecnologias de células fotovoltaicas disponíveis de cerca de 20% [25–27], o MPPT tem papel fundamental na otimização do processo de conversão de energia.

Já em 2009, [37] propõe uma melhoria dessa abordagem ao avaliar a eficiência do MPPT de forma dinâmica e não apenas estática. De acordo com os autores, inversores com MPPT mais rápido tendem a apresentar maior rendimento sob condições de variações rápidas de irradiação e temperatura, podendo significar um aumento percentual de energia obtida na conversão, ao mesmo tempo que variações rápidas podem representar quedas significativas na eficiência de MPPT, devido à sua baixa capacidade de rastrear esses eventos. Na Fig. 2.11, é apresentada

uma medição extraída de um projeto de avaliação de longo prazo realizado pelo laboratório BFH-TI [37]. Observa-se que entre 14:00 e 14:35 ocorrem variações em rampa da irradiância que causam distúrbios no MPPT, em alguns momentos a potência absorvida pelo inversor é muito baixa em comparação com a irradiância e, por outro lado, a tensão de entrada (variável de controle do MPPT) é às vezes superior à tensão do ponto de máxima potência, como esperado nesse caso. Essa dificuldade do algoritmo MPPT de rastrear as rápidas variações de irradiância o levam a aumentar a variável controlada, forçando a queda da potência absorvida e reduzindo-se assim a sua eficiência.

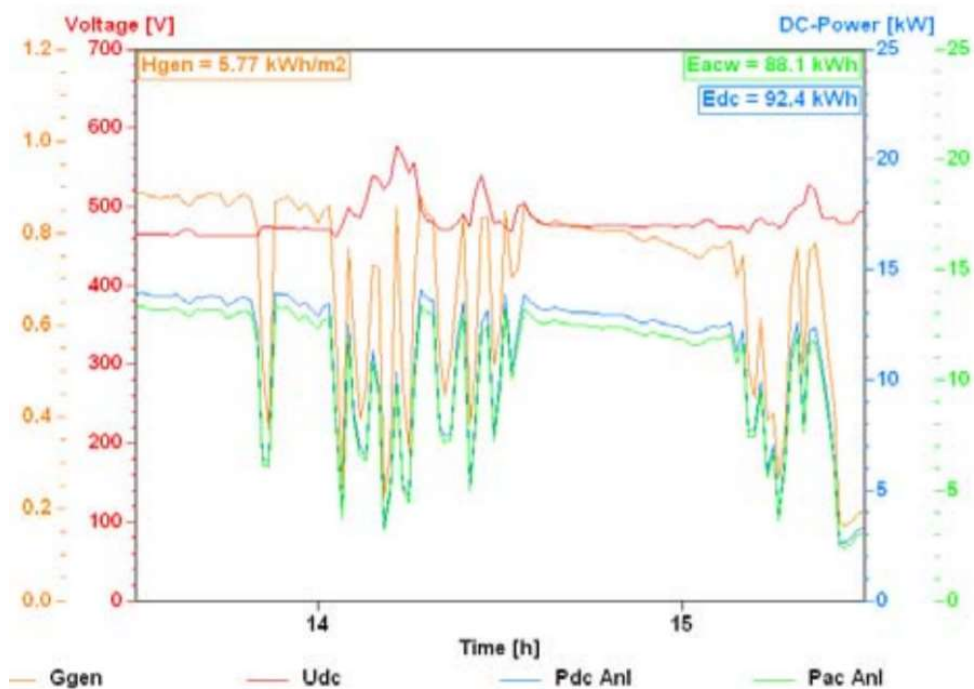


Fig. 2.11: Exemplo de uma medição de uma planta fotovoltaica sob condições dinâmicas de irradiação em 24/09/2007, onde G_{gen} = irradiância medida incidente no plano dos painéis, U_{dc} = tensão cc de entrada, P_{dc} = potência extraída do arranjo fotovoltaico, P_{ac} = potência na saída do inversor [37].

O algoritmo MPPT pode ser avaliado através da medição de sua eficiência de conversão, sendo o percentual absorvido em relação a máxima energia disponível para a conversão nas condições ambientais durante o teste.

Para acurácia e repetibilidade dos ensaios para avaliação da eficiência do MPPT, a emulação do arranjo fotovoltaico deve ser produzida com alta estabilidade [36,37]. Uma boa estratégia é a utilização de fontes DC controláveis como a Magna Power XR400-20, conectada a um software emulador, um bom exemplo é o software Photovoltaic Power Profile Emulation

(PPPE), da Magna Power. Outro fator importante é um período para estabilização antes da medição (de 60 a 300 segundos).

A eficiência estática (η_{est}) é a razão entre a energia efetivamente absorvida pelo arranjo fotovoltaico durante o período de medição (T_M) pela energia potencialmente disponível [36].

$$\eta_{MPPT_{est}} = \frac{1}{P_{MPP} \cdot T_M} \int_0^{T_M} v_{PV}(t) \cdot i_{PV}(t) \cdot dt \quad (2.15)$$

onde,

$v_{PV}(t)$ é a tensão do arranjo fotovoltaico;

$i_{PV}(t)$ é a corrente do arranjo fotovoltaico;

$P_{MPP}(t)$ é a máxima potência disponível do arranjo fotovoltaico;

T_M é o tempo de duração da medição (iniciada em $t=0$).

Como citado, devido ao comportamento estocástico das condições ambientais (temperatura e irradiação) além de fenômenos como a passagem de nuvens, uma correta avaliação da eficiência do MPPT também deverá levar em conta esses aspectos dinâmicos. Nesse caso, testes de aferição da eficiência do MPPT para variações em rampa de irradiação e temperatura são mais realistas uma vez que a avaliação apenas em regime permanente ou para variações em degrau não contemplam uma situação real.

A eficiência dinâmica (η_{din}) de rastreamento do Algoritmo MPPT (η_{MPPT}) pode ser definida por [12,37]:

$$\eta_{MPPT_{din}} = \frac{\int_0^{T_M} v_{PV}(t) \cdot i_{PV}(t) \cdot dt}{\int_0^{T_M} P_{MPP}(t) \cdot dt} \quad (2.16)$$

onde,

$v_{PV}(t)$ é a tensão do arranjo fotovoltaico;

$i_{PV}(t)$ é a corrente do arranjo fotovoltaico;

$P_{MP}(t)$ é a máxima potência disponível do arranjo fotovoltaico;

T_M é o tempo de duração da medição (iniciada em $t=0$).

A integral do denominador representa toda a energia que poderia ser absorvida pelo inversor.

2.7 Conclusões do Capítulo

Esse capítulo apresentou uma breve revisão sobre o processo de conversão da energia solar em elétrica através da excitação de elétrons em semicondutores pela absorção de fótons presentes nos raios solares. Em geral, as tecnologias de células fotovoltaicas disponíveis no mercado apresentam baixa eficiência, embora seja uma área de estudo já bem madura e explorada, o que é minimizado pela abundância e disponibilidade do recurso solar. Entretanto, torna-se mais importante estudos que visem aumentar a eficiência dos conversores fotovoltaicos.

Outro fator extremamente importante na geração fotovoltaica são as condições ambientais e de trabalho, que influem diretamente no nível de potência extraída dos painéis. A implementação de uma boa estratégia para o rastreamento de máxima potência é fundamental para aumentar a eficiência da conversão. Existem algumas técnicas discutidas na literatura, porém a técnica Perturba e Observa, pela baixa complexidade e custo computacional e por atingir índices de eficiência elevados, apresenta uma boa relação de compromisso em um projeto.

No próximo capítulo, apresenta-se uma breve revisão sobre as principais configurações de sistemas fotovoltaicos, bem como características de inversores e as principais topologias de conversores CC-CC elevadores, por fim destaca-se a topologia adotada nesse trabalho.

Capítulo 3

SISTEMA FOTOVOLTAICOS

O presente capítulo faz uma breve revisão da literatura sobre os sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede e as principais configurações desses sistemas. A seguir são apresentadas duas topologias de sistemas fotovoltaicos: estágio único e dois estágios e nesse contexto é destacado a importância dos conversores CC-CC elevadores. Algumas das principais topologias de conversores CC-CC elevadores têm suas características apresentadas, entre eles o *boost*, *buck-boost*, *Sepic*, *Cuk*, *Zeta*, *boost* cascata e quadrático e o *boost* entrelaçado (iBC). Por fim, uma conclusão parcial sobre o capítulo é apresentada.

3.1 Sistemas Fotovoltaicos Conectados

Os sistemas fotovoltaicos podem trabalhar tanto de forma isolada quanto conectados à rede elétrica. Em ambos, um suprimento de energia controlado é geralmente requerido. Os painéis solares produzem essencialmente baixa tensão e torna-se necessária a conversão (CA ou CC) e regulação dessa tensão através de uma interface de condicionamento de potência (conversor de potência). O principal atributo da regulação é a compensação de flutuações devidas à natureza estocástica do clima, variações de temperatura, irradiação ou mesmo o sombreamento total ou parcial, que podem acontecer várias vezes por dia, causados pela passagem de nuvens ou da projeção da sombra de elementos nos arredores dos painéis fotovoltaicos. Esses fatores têm efeito significativo sobre a redução da eficiência do sistema fotovoltaico. Outros fatores como segurança, eficiência e qualidade da energia são requeridos dos conversores fotovoltaicos. Alguns destes atributos são requisitos básicos de funcionamento, outros são fatores ligados à segurança de operação e gestão da qualidade e são fixados por normas e/ou recomendações como IEEE 929/2000 ou pelas concessionárias.

Um sistema de geração fotovoltaica conectado à rede de distribuição através de uma unidade consumidora tem o objetivo de produzir na sua saída um suprimento de corrente alternada através da conversão da energia solar em energia elétrica. Esse sistema não tem a capacidade de alimentar diretamente uma carga, sendo necessária sua conexão à rede. A potência produzida por esse sistema poderá ser totalmente injetada a rede elétrica ou ser parcial ou totalmente

consumida localmente. A conexão à rede deve cumprir uma série de requisitos definidos em norma, a fim de garantir um sincronismo seguro e fluxo contínuo de energia, sendo os principais requisitos a frequência regulada, a resposta às condições anormais da rede elétrica, qualidade da energia e a detecção de ilhamento [38,39].

O papel do inversor solar é, portanto, fazer a interface entre o arranjo fotovoltaico e a rede elétrica através da conversão CC-CA, realizando as funções essenciais e eventualmente funções de suporte a rede de distribuição ou microrrede local, conforme ilustra a Fig. 3.1

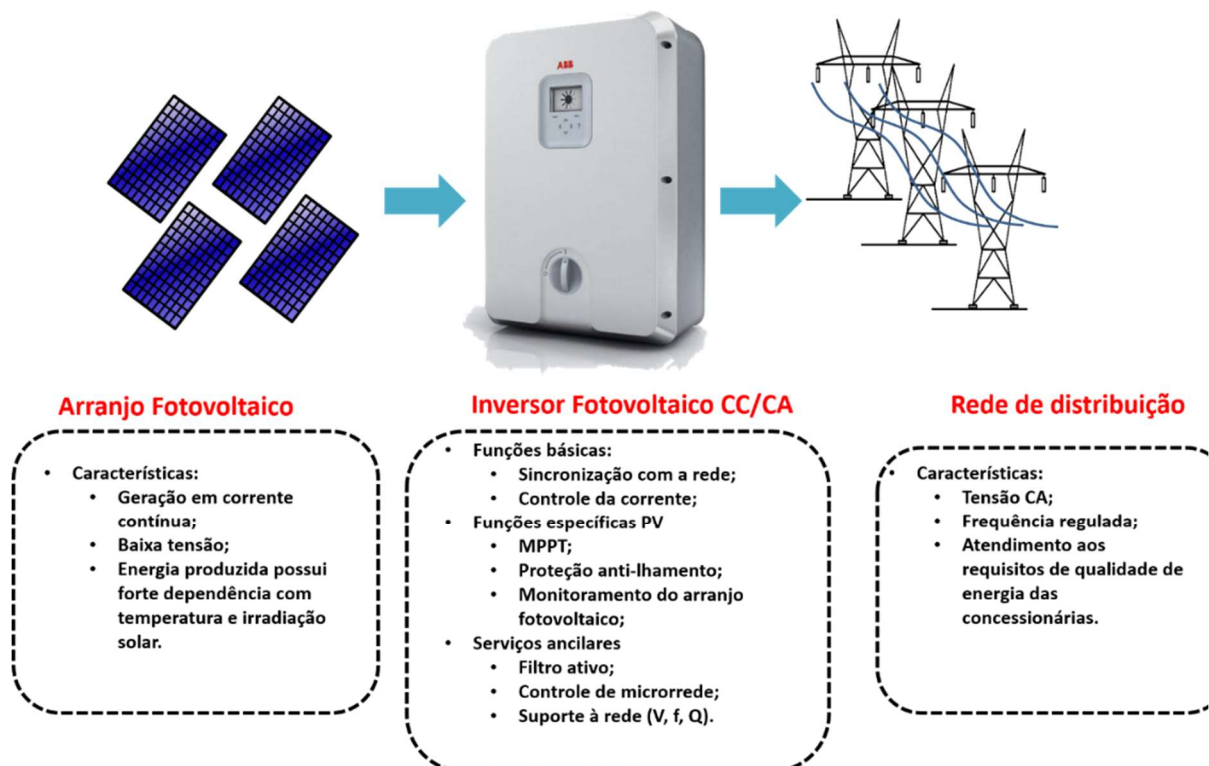


Fig. 3.1: Sistema fotovoltaico conectado à rede.

Muitas configurações de inversores conectados à rede elétrica podem ser empregadas. Quatro dessas configurações são apresentadas a seguir [17–19]: Inversores centrais, *string*, *multi-string* e módulos CA.

Os inversores centralizados fazem a interface de um grande número de painéis fotovoltaicos com a rede elétrica. A topologia é apresentada na Fig. 3.2(a), onde os painéis fotovoltaicos são arranjados em *strings* de forma a elevar o nível de tensão e esses são arranjados em paralelo através dos diodos, necessários para evitar correntes reversas, elevando os níveis de potência gerada, geralmente acima de 10kW [17].

Uma das vantagens está em menores perdas devidas ao estágio único de conversão e menor custo, uma vez que todo processo se concentra em apenas um conversor. Por outro lado, algumas limitações são inerentes dos inversores centrais, como a tensão elevada nos cabos entre

o arranjo fotovoltaico e o inversor; o *MPPT* centralizado, coordenando toda a extração de potência do arranjo pode implicar em ampliação das perdas, principalmente devido ao descasamento entre as *strings* (sombreamento, sujeira e orientação azimutal). Haverá também perdas por condução nos diodos entre as *strings* em paralelo e menor confiabilidade devido a concentração de todo o arranjo de painéis em um único inversor.

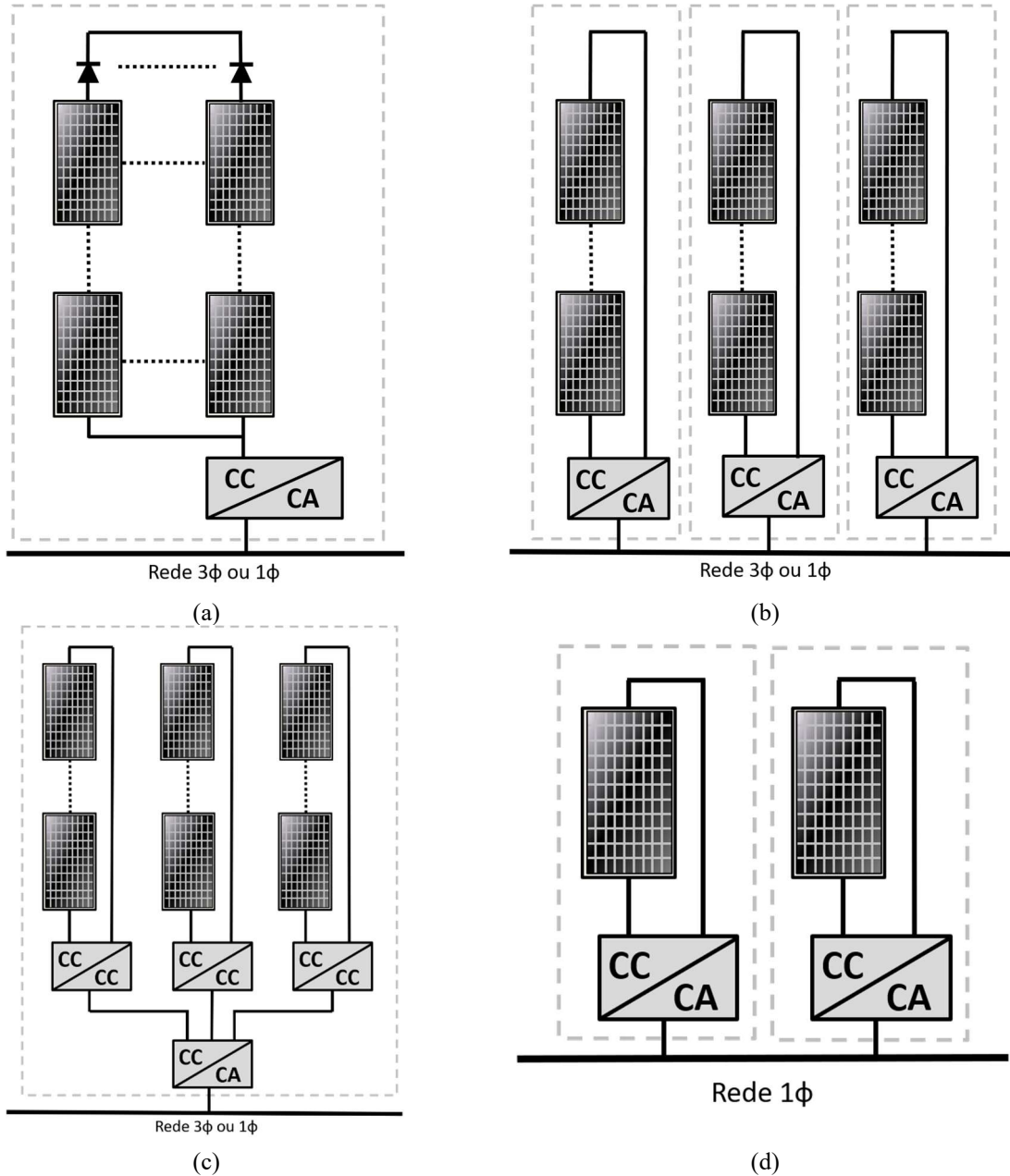


Fig. 3.2: Configurações de sistemas fotovoltaicos: a) Inversor central, b) Inversor string, c) Inversor multi-string, d) Módulo Adaptado de [17].

Os inversores *string* são uma versão simplificada do inversor centralizado, onde cada *string* está ligada a um inversor, portanto, não há a necessidade dos diodos de paralelismo e consequentemente, as perdas são menores. Apesar a ligação em série dos painéis fotovoltaicos

para elevação da tensão, pode ser necessário a adição de um estágio *CC-CC* para esse fim. Essa configuração é apresentada na Fig. 3.2(b). Naturalmente, esses inversores trabalham em faixas de potência inferiores aos inversores centrais (geralmente até 5kW por *string*). A descentralização das *strings* em diferentes inversores e, conseqüentemente o rastreamento de máxima potência segmentado, eliminam o problema de descasamento entre *strings* e melhoram o rendimento energético desse sistema, menos afetado pelas condições ambientais e de alocação dos painéis. Embora, apresente custo mais elevado em relação ao inversor central, a eficiência total para esse tipo de configuração é de cerca de 1-3% maior se comparada ao inversor central [18]. Outras vantagens são a confiabilidade e maior segurança contra falhas, pois a parada de um inversor não inviabiliza o funcionamento de todo o sistema.

Os inversores *multi-string* apresentam uma configuração híbrida entre os inversores centrais e *string*, agregando a capacidade de maior potência do primeiro à maior parte das vantagens do segundo. Cada *string* de painéis fotovoltaicos é conectada a um estágio conversor *CC-CC*, que por sua vez é conectado a um barramento *CC* central. Um conversor *CC-CA* faz a interface com a rede elétrica, como apresentado em Fig. 3.2(c). Apesar da estrutura centralizada, apresenta facilidade de expansão, uma vez que uma nova *string* pode ser adicionada através do acoplamento de um conversor *CC-CC*. O rastreamento de máxima potência é feito individualmente e os *strings* podem ser colocados em diversas orientações azimutais, garantindo maior eficiência. Devido ao sistema ser concentrado em um único conversor *CC-CA*, a confiabilidade é reduzida se comparado ao inversor *string*, e a presença de um estágio intermediário *CC-CC*, reduz a eficiência em relação aos inversores centrais, embora possibilite a ampliação da faixa de operação do sistema.

Por fim, os módulos *ca* são a consolidação do inversor e o painel fotovoltaico em um único sistema. A topologia é apresentada na Fig. 3.2(d) e como apenas um painel fotovoltaico é conectado ao inversor, não há o comprometimento da eficiência devido à incompatibilidade e descasamento entre painéis. Este é geralmente um sistema de fácil instalação e expansão devido à estrutura modularizada e pode ser manuseado por pessoas sem experiência. Muito apropriado em aplicações residenciais onde a incidência de sombreamento parcial é um problema crítico. São inversores que trabalham em uma faixa de pequena potência (geralmente até 600W) e relativo baixo custo, porém alto se comparado ao inversor *string* para instalação de um número elevado de painéis [18,19].

3.2 Conversor de Um e Dois Estágios Não Isolados

Os inversores fotovoltaicos são classificados em termos do número de estágios de potência, o que influencia diretamente no número de chaves semicondutoras e armazenadores de energia utilizados. Uma característica de alguns sistemas fotovoltaicos é a isolamento galvânica entre o arranjo fotovoltaico e a rede. Para algumas aplicações, um transformador de baixa frequência é inserido entre o inversor e a rede elétrica e, embora apresente menor complexidade, acrescenta volume e peso ao sistema, e tem custo mais elevado. Uma outra estratégia é a instalação de um transformador de alta frequência, inserido no inversor, que geralmente tem volume e custo reduzidos, porém contribui em maior complexidade ao controle e a necessidade de inclusão de novos elementos semicondutores.

Várias aplicações de sistemas fotovoltaicos não utilizam a isolamento galvânica, tendo em vista que a adição do transformador irá diminuir a eficiência e aumentar o tamanho e custo do sistema. Embora a não isolamento dos sistemas fotovoltaicos impliquem em possibilidade de choque elétrico além de maior dificuldade de aterramento, que é exigido para esses casos conforme norma regulatória NBR 5410 e NBR14039, os painéis fotovoltaicos são geralmente instalados nos telhados das edificações ou em ambientes controlados para as aplicações de micro e minigeração e a operação dos mesmos é geralmente mais segura para os sistemas não isolados [7].

3.2.1 Conversor de um estágio

Uma forma estruturalmente simples de condicionar a energia fotovoltaica para a conexão na rede é a conexão direta através do estágio único, presente na Fig. 3.3, que faz a interface direta entre painel fotovoltaico e a rede elétrica. Todas as funções são executadas pelo conversor, como o controle de corrente, de fluxo de potência, tensão do barramento cc , além do sincronismo com a rede elétrica e rastreamento de máxima potência.

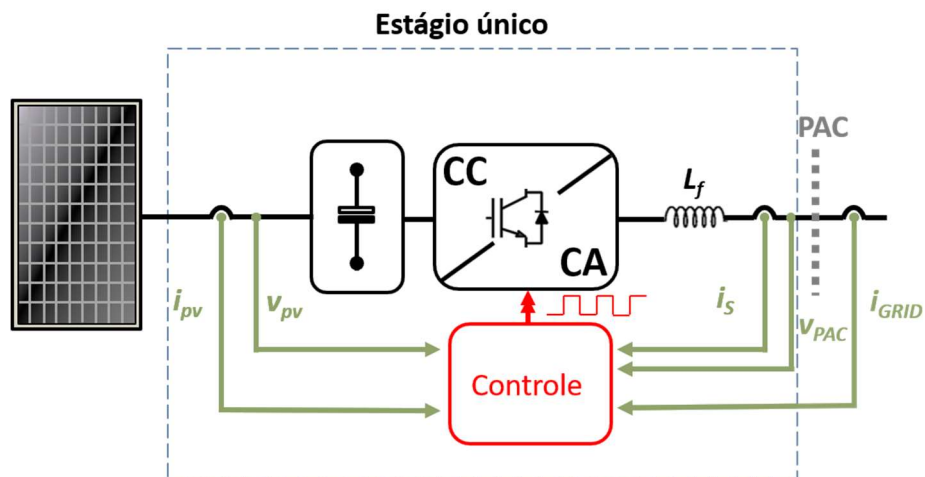


Fig. 3.3: Conversor fotovoltaico de um estágio. Adaptado de [22].

É a estrutura usualmente empregada em inversores centrais [40] e embora esses sistemas apresentem maior simplicidade construtiva e melhor eficiência global e menores perdas devido ao menor número de elementos dissipativos, alguns desafios são encontrados. A concentração de funções sobre o conversor CC-CA, por exemplo, reduz o grau de liberdade e a complexidade sobre o sistema de controle é maior.

Uma das características dos conversores de um estágio é o arranjo em série dos painéis solares para elevação da tensão que alimenta o barramento cc, o que pode limitar a faixa de operação do conversor para os períodos de menor incidência de luz solar como o entardecer, tendo em vista a queda de tensão gerada. Em condições adversas como o mal funcionamento de um dos painéis ou abertura do circuito, há a chance maior do sistema ser completamente desligado. Outros fenômenos como sombreamento parcial, disposição física dos painéis e sujeira, podem fazer com que o balanço de captação de energia entre os painéis fique desequilibrado, e em alguns casos, painéis podem até ser desativados momentaneamente pelos diodos de passagem, comprometendo o desempenho do sistema [41].

3.2.2 Conversor de dois estágios

A inserção de um estágio adicional mitiga alguns dos problemas do conversor de um estágio, principalmente para mini e micro geradores, onde os níveis de tensão dos arranjos fotovoltaicos são baixos e assim os conversores elevadores CC-CC são empregados tanto para garantir a tensão mínima no barramento cc quanto realizar a máxima extração de potência, como mostrado na Fig. 3.4, obtendo melhor desempenho por aumento do range de operação. Embora isto implique em um projeto estruturalmente mais complexo e maior número de componentes, os mesmos podem ser adequadamente especificados para a tensão e corrente de cada estágio, bem

como o capacitor de desacoplamento pode ser inserido entre os conversores, sendo possível uma tensão mais elevada e diminuição o valor da capacitância

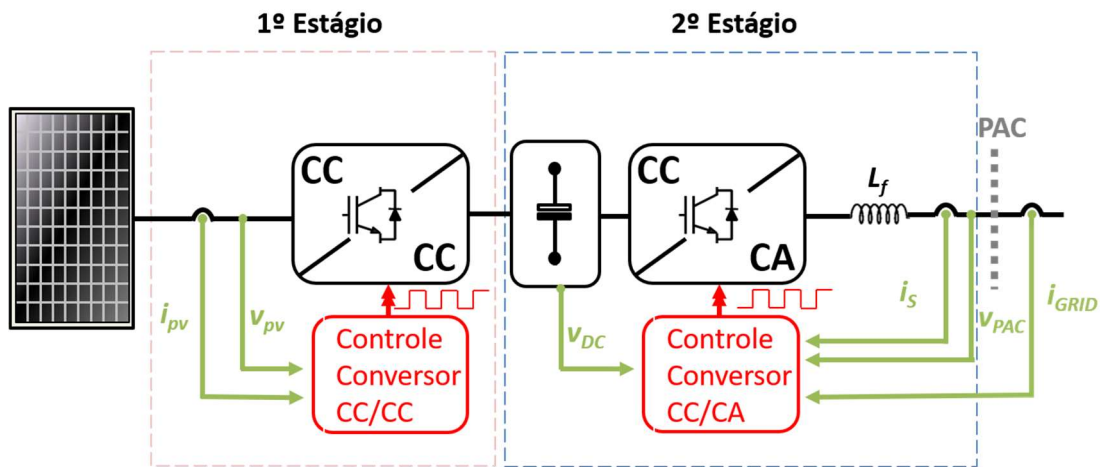


Fig. 3.4: Conversor fotovoltaico de dois estágios. Adaptado de [17].

3.3 Topologia de Conversores CC-CC Elevadores

A elevação de tensão ocorre pelo armazenamento temporário de energia através do campo magnético em indutores simples ou acoplados ou pelo armazenamento de energia através do campo elétrico em capacitores. Nessa etapa serão considerados apenas os conversores não isolados. Existem diversas topologias de conversores CC-CC elevadores que podem ser aplicados na geração fotovoltaica sendo alguns dos mais populares o *boost*, *buck-boost*, *cuk*, *sepic* e *zeta* [42,43]. Esses conversores de potência possuem pelo menos dois elementos semicondutores, um diodo e uma chave e pelo menos um armazenador de energia.

O *boost* é o conversor CC-CC elevador fundamental e possui recursos que o tornam adequado para diversas aplicações que vão desde dispositivos portáteis de baixa potência até aplicações estacionárias de alta potência. Ele é largamente aplicado por requerer um baixo número de componentes, modelagem e projetos mais simples além da facilidade na construção [16,44]. Além disso, é uma topologia amplamente estudada na literatura [9,10,13,20,21,33,44]. Em [42,43], as quatro últimas topologias são avaliadas em um sistema fotovoltaico e apresentaram bom desempenho em aplicações fotovoltaicas.

3.3.1 Conversor boost clássico

A topologia clássica para o conversor *boost* é apresentada na Fig. 3.5. O mesmo possui característica de fonte de corrente na entrada e fonte de tensão na saída. A tensão de saída pode variar desde a tensão de entrada até diversas vezes o seu valor. Em teoria, qualquer valor de tensão superior à entrada pode ser atingido, variando-se o ciclo de trabalho D do elemento

comutador ($V_0 = V_{in} \cdot 1/(1 - D)$). No entanto, esses ciclos de trabalho elevados são limitados pelas não-idealidades dos elementos passivos e ativos do conversor, sendo o conversor *boost* uma boa solução para aplicações que não demandem elevado ganho de tensão. O conversor *boost* é composto basicamente por um indutor de entrada que faz a filtragem da corrente e um capacitor de saída para o barramento cc, que mantêm a tensão contínua na saída, além de um elemento comutador e um diodo.

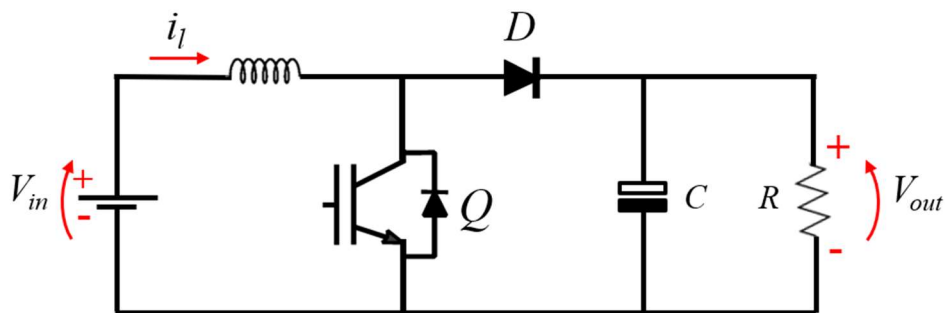


Fig. 3.5: Estrutura básica conversor *boost*.

Embora seja uma topologia amplamente estudada e com uma grande faixa de aplicações, ela apresenta baixo desempenho dinâmico devido a presença de um zero no semiplano direito [20,44,45]. Em razão do aumento da ondulação da tensão para ciclos de trabalho elevados, bem como para correntes de carga elevadas, há o requerimento de um valor elevado de capacitância no barramento cc que, além de maiores custo, peso e volume, limita a utilização desse tipo de topologia em aplicações de maior densidade de potência.

3.3.2 Conversores *buck-boost*, *cúk sepic* e *zeta*

O conversor *buck-boost*, na Fig. 3.6(a), tem característica de fonte de tensão tanto na entrada quando na sua saída, essa transferência não pode ser feita diretamente e ocorre graças a um elemento acumulador de energia estrategicamente colocado, no caso um indutor [46]. Pode operar como abaixador ou elevador de tensão e possui apenas dois elementos passivos (um indutor e um capacitor), sendo, portanto, de segunda ordem. Embora seja parecido ao conversor *boost* em termos de complexidade de implementação e número de componentes, esse conversor apresenta inversão da polaridade da tensão, que em algumas aplicações pode representar um inconveniente [47], outras desvantagens são os elevados valores de indutância e capacitância para aplicações de maior densidade de potência, devido à elevada oscilação de corrente [48].

O conversor *cúk*, na Fig. 3.6(b), assim como o *buck-boost* tem fonte e carga com característica de mesma natureza, nesse caso, fontes de corrente. Um capacitor é responsável

por fazer a transferência de energia entre a fonte e a carga. Semelhantemente, apresenta inversão na polaridade da tensão de saída [47]. Pode operar tanto como abaixador quanto elevador de tensão e possui 4ª ordem (dois capacitores e dois indutores).

O conversor *sepic* na Fig. 3.6(c), possui entrada com característica de fonte de corrente e saída com característica de fonte de tensão. Desta forma, apresenta pequena oscilação de corrente na entrada. Embora tenha como característica natural a não isolamento, o indutor de acoplamento pode ser substituído por um transformador, que além de isolar galvanicamente o conversor, permite a sua utilização com múltiplas saídas. Outra característica vantajosa é a não inversão da polaridade da tensão de saída [47]. Também possui característica abaixador-elevador. O conversor *zeta* (Fig. 3.6(d)) pode ser considerado uma versão dual do conversor Sepic, com característica de fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída.

Os conversores *cúk*, *sepic* e *zeta* tem em comum a possibilidade de operar tanto como abaixadores quanto elevadores de tensão e possuem 4ª ordem (dois capacitores e dois indutores). Embora tenham como característica uma boa resposta dinâmica e menor conteúdo harmônico da corrente devido à menor oscilação de tensão, o maior número de elementos passivos contribui com o aumento da complexidade do controle e, naturalmente, aumento dos custos.

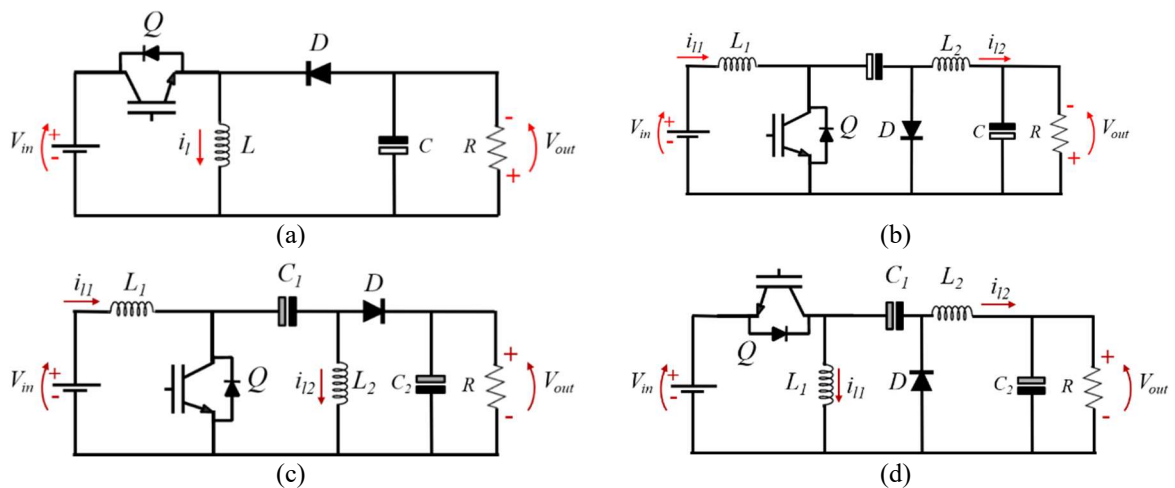


Fig. 3.6: Topologias de conversores cc: a) buck-boost, b) *cúk*, c) *sepic* e d) *zeta*.

3.3.3 Topologias de elevado ganho estático

Algumas aplicações como a geração fotovoltaica de baixa potência requerem um ganho de tensão elevado, porque a tensão na entrada do estágio elevador é geralmente baixa, de algumas dezenas de volts. Esses ganhos podem ser obtidos através de conversores isolados através de ciclos de trabalho elevados, porém os transientes do elemento comutador devem ser considerados, o que constitui na prática um limitador de ciclos elevados. Além disso, quando o

ciclo de trabalho se aproxima de 100% pode haver a deterioração da tensão e da corrente devido aos elementos de perda parasitas dos componentes, o que influirá diretamente no sinal de controle além de comprometer eficiência do conversor [49,50].

Uma abordagem simples para a obtenção de altos ganhos é a conexão em série de dois ou mais conversores *boost*, como apresentado na Fig. 3.7, onde tem-se uma redução de estresse por tensão nas chaves, possibilitando-se trabalhar com frequências mais elevadas e maior densidade de potência [16]. Nessa configuração, para cada n módulos em cascata, são necessários n elementos ativos de comutação, o que contribui com o aumento de custo, complexidade e perdas, comprometendo a eficiência global do conversor.

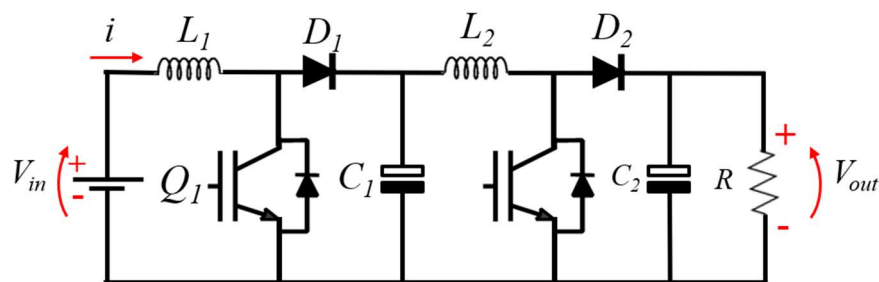


Fig. 3.7: Conversor *boost* em cascata.

Uma alternativa interessante é o conversor *boost* quadrático, onde o ganho de tensão obtido é dado por uma razão quadrática do ciclo de trabalho. A sua topologia é apresentada na Fig. 3.8 e embora adote apenas um elemento comutador, o número de elementos passivos (indutores e capacitores) e diodos é maior, não obtendo-se ganhos sensíveis em relação à eficiência [51]. Para aplicações que não demandam elevado ganho de tensão e o controle é mais crítico, essa topologia é vantajosa pois pode-se operar em uma pequena faixa de ciclo de trabalho, obtendo-se assim maior fidelidade ao modelo e projeto de controle [16].

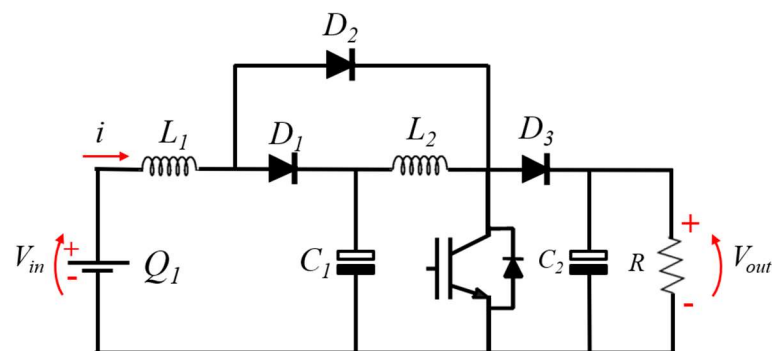


Fig. 3.8: Conversor *boost* quadrático.

3.3.4 Conversores multinível boost entrelaçado

A associação em série ou paralelo de conversores permite a distribuição da tensão ou corrente em níveis intermediários entre um número determinado de semicondutores,

alcançando-se valores operacionais maiores que a capacidade nominal desses componentes [10,11,52]. Dentre as diversas estratégias de associação de conversores, o entrelaçamento utiliza uma técnica de associação em paralelo de múltiplas células de mesma característica e mesma frequência, como na Fig. 3.9, mas com instantes de chaveamento diferentes [53].

Nesse sentido, o conversor *boost* entrelaçado (*iBC*, do inglês “*Interleaved boost converter*”) é composto pela associação de N conversores *boost* em paralelo, compartilhando do mesmo banco capacitivo. Tem princípio de funcionamento semelhante ao *boost* clássico, podendo serem feitas as mesmas análises circuitais (Fig. 3.10), porém oferece ganhos quanto a dinâmica.

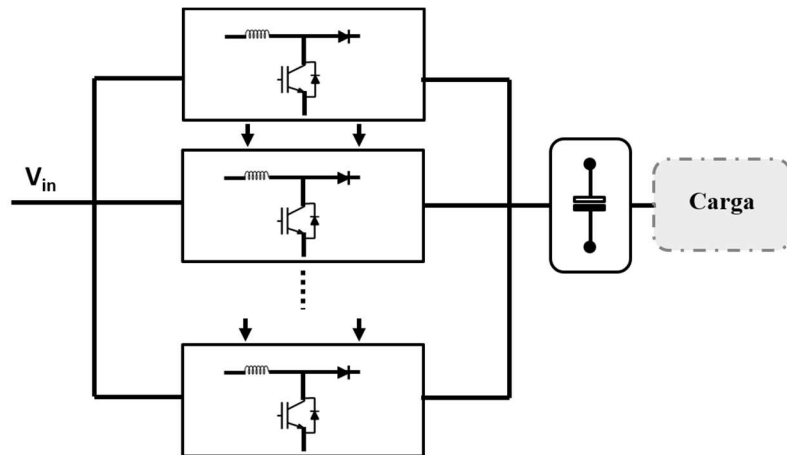


Fig. 3.9: Ligação de N células na topologia de entrelaçamento de conversores. Adaptado de [44].

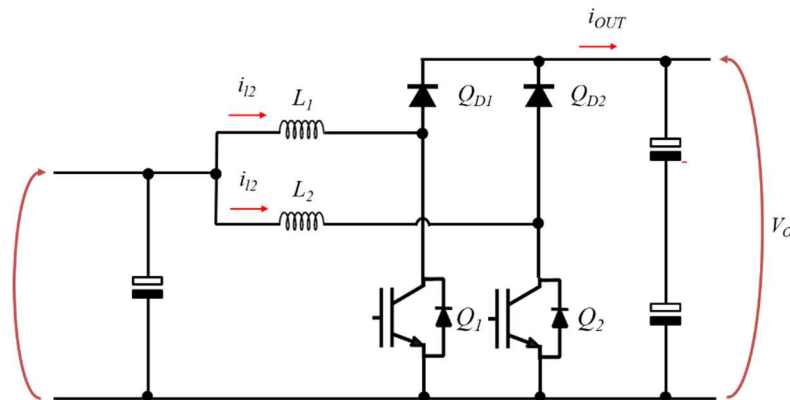


Fig. 3.10: Diagrama *boost* entrelaçado de duas células.

Entre as vantagens podemos citar a redução ou cancelamento das oscilações de tensão e corrente, características dos conversores chaveados, que se dá devido ao deslocamento de fase da onda portadora entre as N células do conversor. Entre os benefícios da redução das oscilações de tensão e corrente está a necessidade de elementos passivos menores, menor conteúdo harmônico na corrente, menores perdas por condução além da redução do efeito do zero no semiplano direito, quando comparado ao *boost* convencional [21,44]. Outra vantagem do

conversor entrelaçado é a possibilidade de aumento da densidade de potência do sistema fotovoltaico [16] e maior confiabilidade devido à redundância estrutural inerente [54].

Empregando-se em um *iBC* uma única fonte, a corrente total é a soma das correntes nos N indutores, e o melhor instante de cancelamento da oscilação da corrente ocorre quando o ciclo de trabalho é igual a I/N . Com o uso de múltiplas fontes, infelizmente não há mais este benefício e a análise deve ser ampliada. Diversos estudos demonstram a redução da oscilação tanto da tensão, quanto a soma das correntes dos indutores refletindo sobre a corrente de entrada ou de saída do conversor *boost* [11,20,44,45,53,55]. Na Fig. 3.11, é apresentado um diagrama que demonstra a oscilação de corrente de saída em função do aumento do número de células, é possível observar que o mesmo diminui exponencialmente conforme N é maior. Outra observação importante é que a oscilação de corrente não depende exclusivamente do número de células, sendo o ponto de operação determinante nesse sentido.

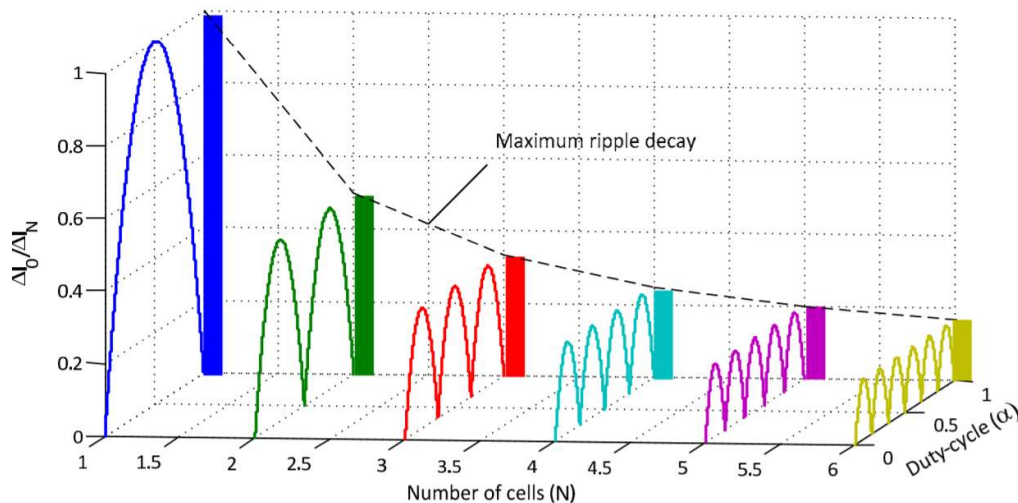


Fig. 3.11: Variação do ripple de corrente conforme varia o número de células N [11].

3.4 Conclusão do Capítulo

Esse capítulo apresentou uma breve revisão sobre as configurações de sistemas fotovoltaicos conectados à rede, onde a escolha por uma ou outra configuração depende principalmente do nível de potência. Foi dado um enfoque nas topologias de conversores CC-CC elevadores aplicados tanto para elevar os níveis de tensão quanto para rastrear o ponto máxima de potência dos painéis.

O conversor *boost* convencional é muito utilizado em aplicações fotovoltaicas devido a sua simplicidade construtiva e baixa complexidade, sendo amplamente estudado na literatura. No entanto, apresenta algumas deficiências que motivam o estudo de alternativas que contribuam para o aumento da eficiência sem acrescentar muito em complexidade, tamanho e custo.

Baseado nesses requisitos, algumas topologias derivadas do *boost* foram apresentadas, tanto com associação em série quanto paralela de conversores menores.

Nesse contexto, a topologia do conversor *boost* entrelaçado (iBC) será melhor estudada, pois além de apresentar todas as características apresentadas como maior densidade de potência e redução das oscilações de corrente, apresenta facilidade construtiva e compatibilidade com o *boost* convencional. Essa característica permite utilização da estrutura já existente e do próprio sistema de controle. Ademais, deseja-se explorar as contribuições dessa topologia para a dinâmica considerando o aumento do número de células em paralelo.

Capítulo 4

CONVERSOR BOOST – MODELO E CONTROLE

O presente capítulo inicia-se com a descrição dos princípios de funcionamento de um conversor boost aplicado à geração fotovoltaica, apresenta os modos de condução contínua e descontínua e o ganho estático de tensão. A seguir são obtidas as equações que descrevem a dinâmica do conversor, onde será apresentada a modelagem em espaço de estados para obtenção do modelo médio em regime permanente. Através da inserção de pequenos sinais ao modelo médio do conversor é possível obter seu modelo dinâmico linearizado, onde serão calculadas as funções de transferência que descrevem a dinâmica do mesmo.

Será realizado ainda o projeto do controle de corrente do conversor possibilitando a implementação de um algoritmo MPPT. Por fim, apresenta-se uma conclusão parcial sobre o capítulo.

4.1 Conversor Boost Convencional

O diagrama do conversor *boost* explorado nesse trabalho é apresentado na Fig. 4.1. Diferentemente da configuração geralmente adotada para o conversor, que possui entrada e saída em tensão, a partir desse ponto adota-se uma configuração para aplicação em um sistema fotovoltaico, onde o conversor possui uma fonte de corrente na entrada (I_{pv}) em substituição ao arranjo fotovoltaico e uma fonte de tensão na saída (V_{DC}). Através da utilização de um capacitor de desacoplamento (C_b) grande o suficiente na entrada do conversor, a dinâmica do arranjo fotovoltaico pode ser negligenciada [56,57]. Na saída do conversor, a fonte de tensão V_{DC} ou tensão do barramento CC do inversor fotovoltaico é controlada pelo inversor que faz a conexão à rede, conforme descrito em [9]. O conversor ainda é composto pelo indutor (L), além da chave de potência (Q) e do diodo (D).

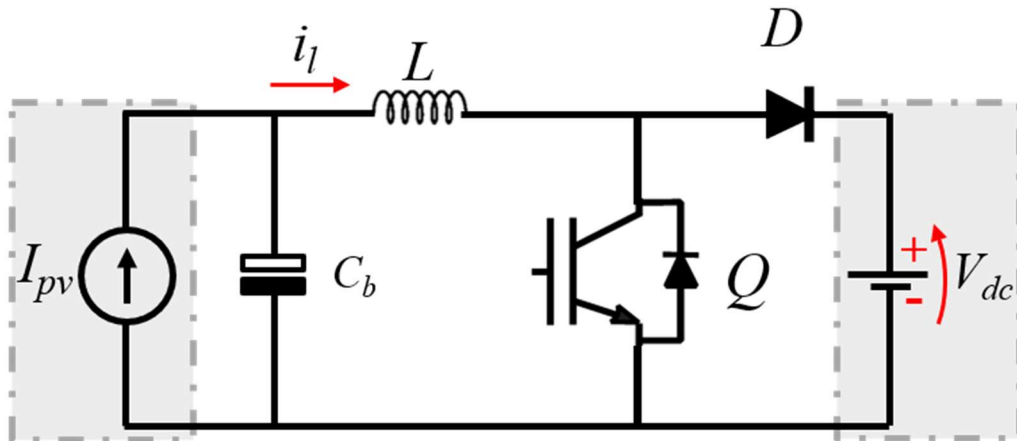


Fig. 4.1: Topologia do conversor *boost* com fonte de corrente na entrada e tensão fixa na saída.

O princípio de funcionamento do conversor *boost* é amplamente discutido na literatura e de fácil entendimento: Quando a chave Q é ligada, existe um caminho para a corrente fluir através do indutor, onde a tensão do indutor é igual à tensão sobre o capacitor de entrada. Já a corrente sobre o indutor aumenta com o tempo de modo linear, armazenando energia em campo magnético no indutor. Quando a chave Q é desligada, a fonte é desconectada, iniciando-se o período de descarga do indutor. Através do diodo D , a energia armazenada no indutor é transferida a fonte (V_{DC}). A polaridade da tensão induzida no indutor muda somando-se a tensão sobre o capacitor (V_{CB}). Quando a chave Q volta a ser ligada e dá novamente caminho a corrente, o indutor é novamente carregado e o diodo é polarizado inversamente.

4.2 Modos de Condução

Existem dois modos de condução para os conversores CC-CC baseado na corrente que flui sobre o indutor, os modos de condução contínuo (*MCC*) e descontínuo (*MCD*). No *MCC*, a corrente sobre o indutor é sempre maior que zero ($i_l > 0$) enquanto no *MCD* a corrente sobre o indutor se anula durante um intervalo de tempo. O modo de condução crítica ocorre exatamente no limiar entre os dois modos de condução anteriores. Onde a corrente sobre o indutor toca o zero exatamente no momento em que a chave entra em condução. Podendo também ser chamado de criticamente contínuo ou descontínuo. Os modos de condução são apresentados através do diagrama na Fig. 4.2

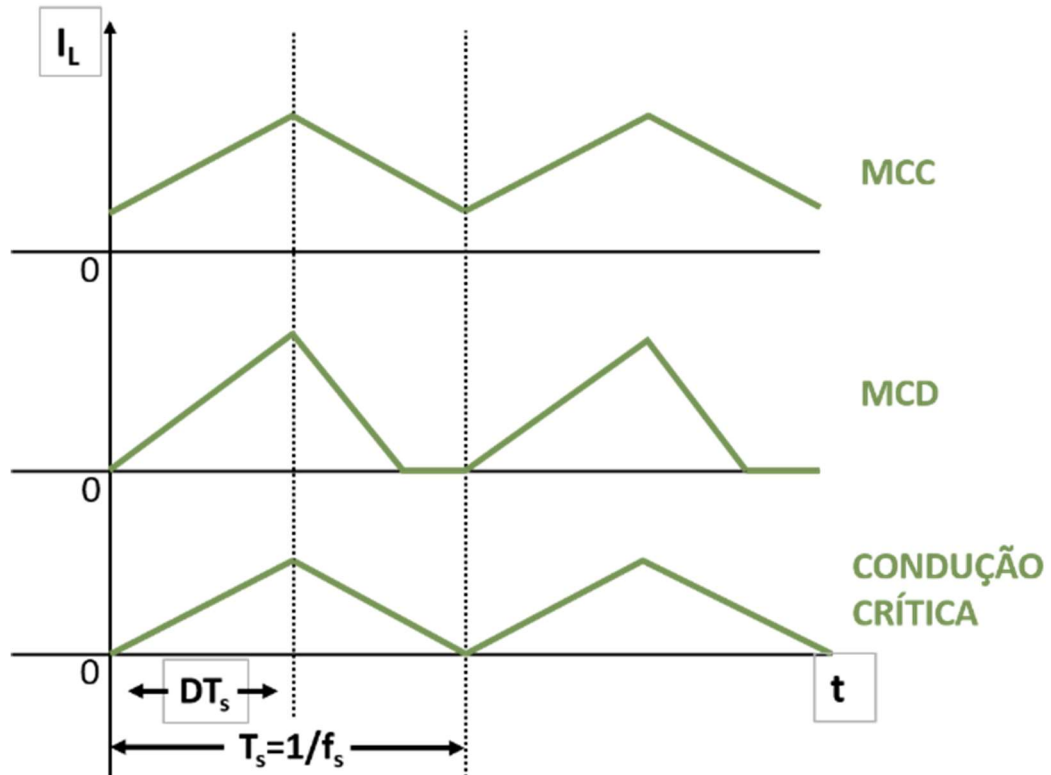


Fig. 4.2: Modos de condução do conversor boost.

4.3 Ganho Estático

Consideramos um conversor *boost* ideal, sem perdas em elementos passivos e ativos. Na Fig. 4.3 são apresentadas as formas de onda para a razão cíclica $d = 1/2$. Em regime permanente, a integral da tensão no indutor L será nula, conforme equações (4.1) e (4.2) a seguir [44]:

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = V_{cb}D + (V_{DC} - V_{cb})(1 - D) = 0 \quad (4.1)$$

$$V_{cb}T_{on} + (V_{DC} - V_{cb})T_{off} = 0 \quad (4.2)$$

Onde serão consideradas as igualdades:

$$T_{on} + T_{off} = T_s;$$

$$\frac{T_{on}}{T_s} = D;$$

$$\frac{T_{off}}{T_s} = 1 - D.$$

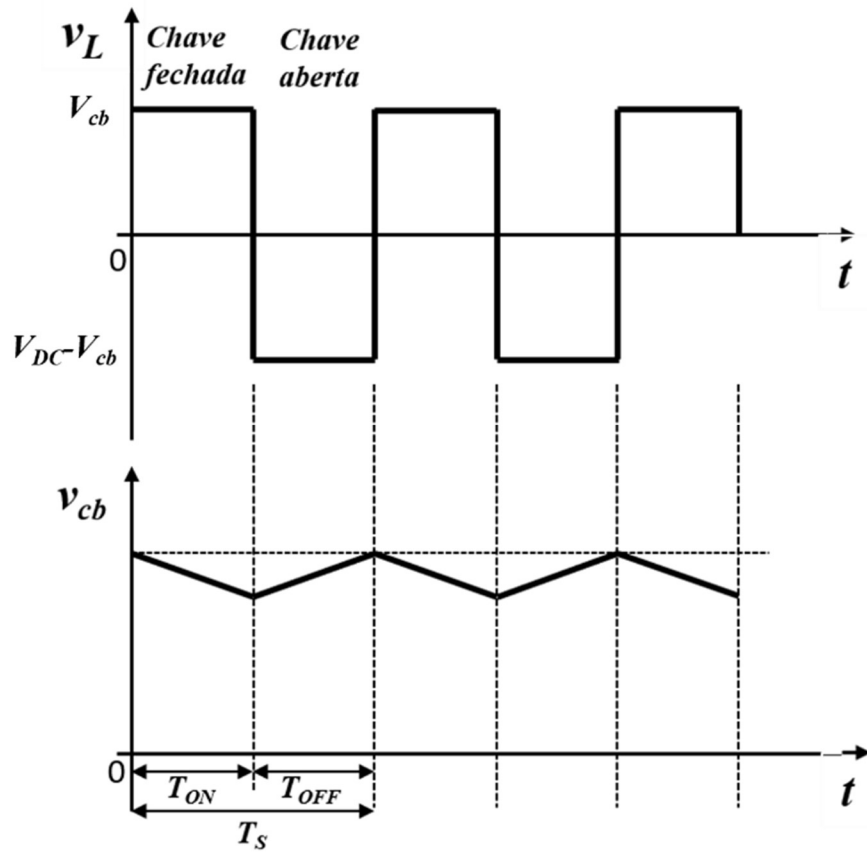


Fig. 4.3: Formas de onda de tensão ($d = 1/2$) para o conversor *boost*. Adaptado de [20].

Outra consideração importante a se fazer é sobre a conservação de energia, partindo-se do princípio da idealidade dos componentes do *boost*, toda energia armazenada no indutor durante o período de chave ligada é transferida durante o período em que a chave permanecer desligada [20]. Considerando que a capacitância é grande o suficiente para desprezar a oscilação na tensão na entrada, tem-se (4.3) e (4.4).

$$W_{on} = V_{cb}T_{on}I_l \quad (4.3)$$

$$W_{off} = (V_{DC} - V_{cb})T_{off}I_l \quad (4.4)$$

Igualando (4.3) e (4.4), com base na conservação de energia obtém-se (4.5):

$$V_{cb}T_{on} = (V_{DC} - V_{cb})T_{off} \quad (4.5)$$

Logo a tensão na saída pode ser expressa por (4.6).

$$V_{DC} = \left(\frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} \right) V_{cb} \quad (4.6)$$

Assim, devido ao tempo de chave ligada, a expressão que define a relação entre a tensão de entrada e saída do *boost* é dada por (4.7).

$$V_{DC} = \frac{1}{(1-d)} \cdot V_{cb} \quad (4.7)$$

Observa-se que para a razão cíclica igual a 0, a tensão na saída é igual a tensão de da entrada, e teoricamente o ganho de tensão é infinito para razões cíclicas próximas de 1, embora existam fatores limitantes como elementos parasitas e não ideais do conversor [49,50]. A equação xx é mais apropriada para a análise do conversor boost clássico, onde a tensão na entrada é geralmente mantida fixa e a tensão na saída varia conforme o ciclo de trabalho. Para a configuração em estudo ocorre o inverso, onde a tensão da saída é fixa e a tensão do capacitor varia com o ciclo de trabalho, nesse caso, a equação (4.7) é rearranjada para facilitar o entendimento, conforme (4.8).

$$V_{cb} = (1-d) \cdot V_{DC} \quad (4.8)$$

4.4 Descrição Matemática em Espaço de Estados

O arranjo de painéis fotovoltaicos é representado por uma fonte de corrente I_{pv} , onde a mesma é dependente das condições ambientais de irradiação e temperatura. A tensão sobre o capacitor C_b é dada por v_{cb} e r_{cb} é a resistência série do mesmo, i_l é a corrente do indutor L e r_l a sua resistência parasita, o diagrama elétrico é mostrado na Fig. 4.4. Em diversos trabalhos encontrados na literatura, a resistência série do capacitor é negligenciada, igualmente ocorre com a resistência parasita do indutor, porém é relevante considerá-las no modelo dado o seu fator de contribuição à dinâmica do sistema.

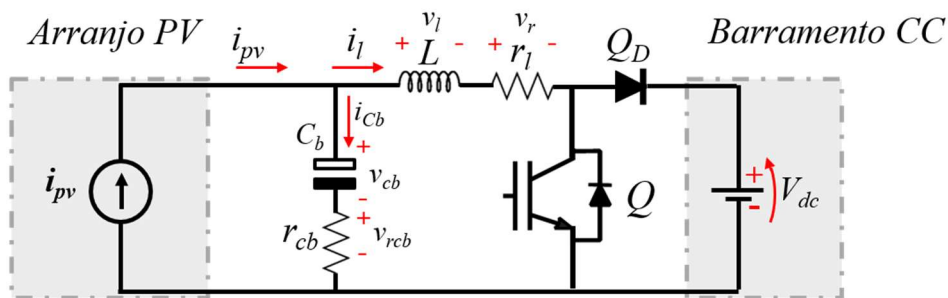


Fig. 4.4: Circuito elétrico conversor *boost*.

O funcionamento do conversor *boost* pode ser descrito em duas posições de operação da chave Q , que são chave aberta e chave fechada, onde para cada intervalo de posição da chave existem dois estados associados ao conversor: a corrente sobre o indutor L (i_l) e a tensão sobre o capacitor de entrada C_b (v_{cb}). Assim, nesta seção inicialmente será apresentado um

procedimento genérico para obtenção das equações de estados baseado na equação (4.9) definida abaixo:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_n \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_n \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_n \cdot \mathbf{x} + \mathbf{E}_n \cdot \mathbf{u}' \end{cases} \quad (4.9)$$

onde \mathbf{x} , \mathbf{u} e \mathbf{y} são as matrizes de estados, de entradas e de saídas, respectivamente, \mathbf{A}_n , \mathbf{B}_n , \mathbf{C}_n e \mathbf{E}_n são as matrizes de transmissão de estados, de entradas, de sensores e de alimentação direta respectivamente, onde o sobescrito n está relacionado com a posição da chave, sendo $n = 1$ fechada e $n = 2$ aberta.

4.4.1 Equações dinâmicas para chave fechada

Durante o período que a chave Q se encontra fechada, como a tensão no anodo do diodo Q_D é menor que a tensão em seu catodo, este se encontra com polarização reversa, como mostra a Fig. 4.5.

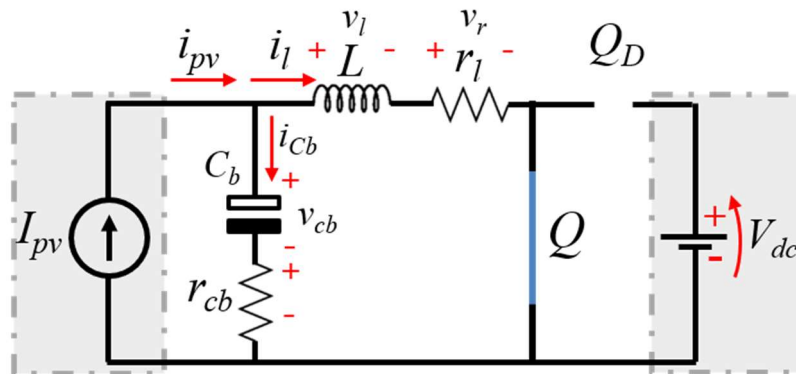


Fig. 4.5: Circuito equivalente do *boost* com tensão de saída constante (chave fechada).

Assim, aplicando as leis de *Kirchoff* ao circuito, são obtidas as equações (4.10) e (4.11) diferenciais descritas a seguir.

$$v_l = v_{cb} + v_{rcb} - v_r, \quad (4.10)$$

$$\frac{di_l}{dt} = -\frac{r_l}{L} i_l + \frac{1}{L} v_{cb} + \frac{r_{cb}}{L} (i_{pv} - i_l).$$

$$i_{cb} = i_{pv} - i_l, \quad (4.11)$$

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = -\frac{1}{C_b} i_l + \frac{1}{C_b} I_{pv}.$$

4.4.2 Equações dinâmicas para chave aberta

Para o período de tempo em que a chave Q se encontra aberta, Q_D passa a conduzir. O circuito equivalente durante este período de tempo é mostrado na Fig. 4.6.

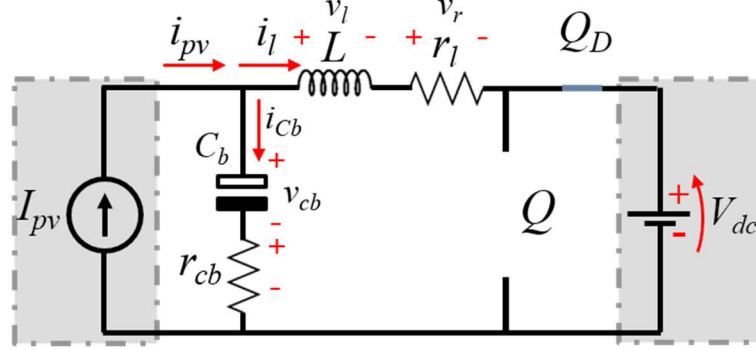


Fig. 4.6: Circuito equivalente do *boost* com tensão de saída constante (chave aberta).

Aplicando as leis de *Kirchoff* ao circuito são obtidas as equações diferenciais que descrevem o sistema, como visto em (4.12) e (4.13).

$$v_l = v_{cb} + v_{rcb} - v_r - V_{dc},$$

$$\frac{di_l}{dt} = -\frac{r_l}{L}i_l + \frac{1}{L}v_{cb} + \frac{r_{cb}}{L}(i_{pv} - i_l) - \frac{1}{L}V_{dc}. \quad (4.12)$$

$$i_{cb} = i_{pv} - i_l,$$

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = -\frac{1}{C_b}i_l + \frac{1}{C_b}I_{pv}. \quad (4.13)$$

4.4.3 Matrizes de coeficientes

Definindo as variáveis de estado e de entrada como:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_l \\ v_{cb} \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} I_{pv} \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Desta forma, a partir das equações diferenciais (4.12) e (4.13), as matrizes de coeficientes são descritas por (4.15).

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -(r_l + r_{cb})/L & 1/L \\ -1/C_b & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} r_{cb}/L & 0 \\ 1/C_b & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -(r_l + r_{cb})/L & 1/L \\ -1/C_b & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} r_{cb}/L & -1/L \\ 1/C_b & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

A matriz de sensores é definida por:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

4.5 Modelo Chaveado

Considere a função $d(t)$ de acionamento da chave Q descrita na Fig. 4.7, onde durante o período $0 \leq t < D \cdot T_s$ a função é definida por $d(t) = 1$, indicando que a chave se encontra fechada e durante $D \cdot T_s \leq t \leq T_s$ a função é definida por $d(t) = 0$, descrevendo que a chave se encontra aberta, sendo T_s o período de chaveamento.

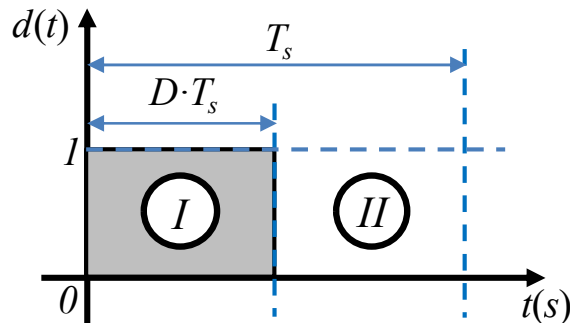


Fig. 4.7: Diagrama de acionamento da chave Q .

Para cada uma das posições de Q existe um conjunto de equações que descrevem a dinâmica do sistema. Assim, é possível escrever a equação de estados utilizando a função $d(t)$, denominada de modelo chaveado (4.17).

$$\dot{\mathbf{x}} = (d(t) \mathbf{A}_1 + (1 - d(t)) \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{x} + (d(t) \mathbf{B}_1 + (1 - d(t)) \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{u}. \quad (4.17)$$

4.5.1 Equações no ponto de equilíbrio

Seja D o ciclo de trabalho, ou razão cíclica da chave Q , definido como o valor médio da função $d(t)$. Se o conversor se encontra operando em um ponto de equilíbrio, ou seja, sem a influência de perturbações, o modelo em espaço de estados do sistema pode ser reescrito da seguinte forma:

$$\mathbf{0} = ((\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)D + \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + ((\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)D + \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}, \quad (4.18)$$

onde \mathbf{X} e \mathbf{U} são os vetores de estados e de saída do sistema no ponto de equilíbrio. As matrizes de coeficientes de estados médias são definidas por (4.19):

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= ((\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)D + \mathbf{A}_2), \\ \mathbf{B} &= ((\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)D + \mathbf{B}_2). \end{aligned} \quad (4.19)$$

Assim, os valores dos estados do sistema no ponto de equilíbrio podem ser obtidos isolando-se o vetor \mathbf{X} na equação (4.18), conforme a equação (4.20). Assim, obtem-se os valores dos estados médios, como apresentado pela equação (4.21).

$$\mathbf{X} = -(\mathbf{A}^{-1}) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{pv} \\ V_{DC}(\mathbf{1} - \mathbf{D}) + I_{pv} \cdot \mathbf{r}_l \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

4.6 Modelo Médio Não Linear

Uma vez encontrado os valores de operação do sistema no ponto de equilíbrio para determinadas condições de entrada e de ciclo de trabalho, é possível estabelecer modelos dinâmicos que irão descrever a resposta do sistema a pequenas perturbações em torno do ponto de operação. Para isso, a equação (4.17), será reescrita inserindo pequenas perturbações no ciclo de trabalho (\hat{d}) e nos valores de entrada ($\hat{\mathbf{u}}$), resultando em alterações nos valores dos estados do sistema ($\hat{\mathbf{x}}$) e em suas derivadas ($\hat{\dot{\mathbf{x}}}$), como segue em (4.22).

$$\hat{\dot{\mathbf{x}}} = ((\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)(D + \hat{d}) + \mathbf{A}_2) \cdot (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + ((\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)(D + \hat{d}) + \mathbf{B}_2) \cdot (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}), \quad (4.22)$$

Distribuindo os termos das multiplicações e rearranjando (4.22), obtém-se (4.23).

$$\begin{aligned} \hat{\dot{\mathbf{x}}} = & (D(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) + \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (D(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) + \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U} + \dots \\ & \hat{d}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + \hat{d}(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U} + \dots \\ & D(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{A}_2 \cdot \hat{\mathbf{x}} + D(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \hat{\mathbf{u}} + \mathbf{B}_2 \cdot \hat{\mathbf{u}} + \dots \\ & \hat{d}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \hat{\mathbf{x}} + \hat{d}(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \hat{\mathbf{u}}. \end{aligned} \quad (4.23)$$

4.7 Modelo médio linearizado

Como pode ser observado na equação (4.23), o modelo médio não linear é composto por:

- Termos sem dinâmica, apenas valores médios;
- Termos que contemplam apenas as variações no valor do ciclo de trabalho;
- Termos que contemplam apenas as variações nos valores de entrada e nos estados do sistema;
- Componentes não lineares que refletem a interação sob a forma de produto entre variações no ciclo de trabalho e variações nos valores de entrada.

Assim, o modelo médio linearizado para um determinado ponto de operação pode ser obtido desprezando os termos sem dinâmica e não lineares (termos de segunda ordem), como apresentado na equação (4.24).

$$\hat{\dot{\mathbf{x}}} = \hat{d}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + \hat{d}(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U} + \dots + D(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{A}_2 \cdot \hat{\mathbf{x}} + D(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \hat{\mathbf{u}} + \mathbf{B}_2 \cdot \hat{\mathbf{u}}. \quad (4.24)$$

4.7.1 Obtenção das funções de transferência

A função de transferência é obtida a partir do modelo médio linearizado, onde as estradas são definidas pela matriz \mathbf{u} e a variação do ciclo de trabalho \hat{d} , logo a matriz de coeficientes de entrada deve ser estendida conforme (4.25).

$$\mathbf{B}_e = \{\mathbf{B} \mid (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}\} \quad (4.25)$$

A matriz de sensores \mathbf{C} é quadrada de dimensão $m \times m$, onde m é o número de entradas. Logo a matriz de funções de transferência é definida conforme equação (4.26).

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C} \cdot (\mathbf{I}_m \cdot s + \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B}_e, \quad (4.26)$$

Onde \mathbf{I}_m é a matriz identidade de dimensão $m \times m$. Como pode ser observado através da equação (4.17), para cada posição de Q , o modelo chaveado apresentará uma dinâmica diferente. No entanto, adotando que o conversor terá um ponto de operação nominal, é possível estabelecer um ponto médio entre as posições da chave e assim, elaborar modelos matemáticos que irão contemplar pequenas variações em torno deste ponto de operação, chamados de modelos médios de pequenos sinais.

Aplicando as equações (4.14), (4.19) e (4.25) em (4.26) é obtida a matriz de funções de transferências, onde as funções de transferência que relacionam as variáveis de estado com o ciclo de trabalho são definidas pelas equações (4.27) e (4.28).

$$\mathbf{G}_{id}(s) = \frac{I_l(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{C_b V_{dc} s}{C_b L s^2 + C_b (r_L + r_{CB}) s + 1} \quad (4.27)$$

$$\mathbf{G}_{vd}(s) = \frac{V_{cb}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-V_{dc}}{C_b L s^2 + C_b (r_L + r_{CB}) s + 1} \quad (4.28)$$

Fazendo a razão entre as equações (4.27) e (4.28) também é possível obter a função de transferência que relaciona a tensão no capacitor pela corrente no indutor do conversor *boost*, através da equação (4.29).

$$\frac{\mathbf{G}_{vd}(s)}{\mathbf{G}_{id}(s)} = \mathbf{G}_{vi}(s) = \frac{V_{cb}(s)}{I_l(s)} = \frac{-1}{C_b s} \quad (4.29)$$

4.8 Controle de Corrente do Conversor *Boost*

Para que se atenda as exigências de carga e/ou extração de máxima potência da fonte primária ao conversor *boost*, técnicas de controle podem ser estudadas e implementadas para

que se obtenha bom desempenho e estabilidade do conversor. Neste trabalho é utilizado um controlador do tipo proporcional-integral (*PI*), por apresentar fácil implementação e bom comportamento com relação ao sobressinal (*overshoot*) e o tempo de acomodação. Para a sintonia deste controlador foram utilizado o critério de resposta em frequência baseado na metodologia desenvolvida em [58,59].

Na Fig. 4.8 é apresentado um diagrama simplificado de controle do sistema de geração fotovoltaico, onde o algoritmo MPPT realiza a leitura da tensão e corrente do arranjo fotovoltaico e gera uma referência de corrente para o controlador PI. Esse por sua vez faz uma ação de controle variando a razão cíclica da chave Q . Assumindo-se que a corrente de saída do painel é igual a corrente de entrada do conversor *boost*, o algoritmo de MPPT irá gerar diretamente a referência de corrente da malha de controle do indutor, como é mostrado na Fig. 4.9, onde $G_p(s)$ é a função de transferência do conversor *boost*, e $C(s)$ a função de transferência do controlador.

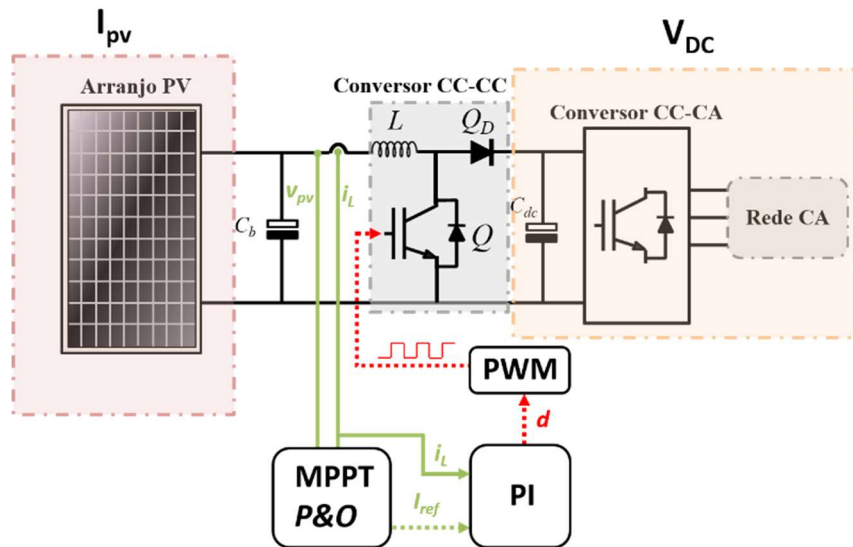


Fig. 4.8: Diagrama simplificado do sistema de geração fotovoltaica.

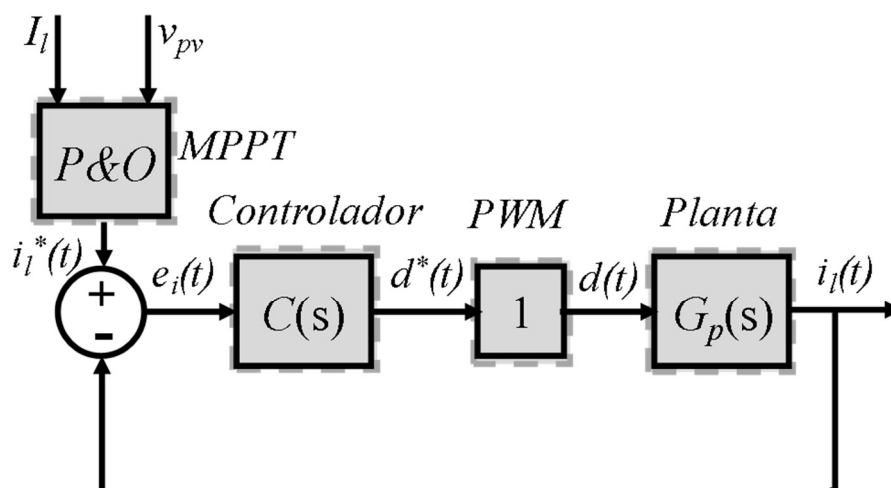


Fig. 4.9: Diagrama de blocos de controle do conversor *boost*.

Para a sintonia do controlador da corrente do indutor ($\frac{I_l(s)}{\hat{d}(s)}$, conforme função de transferência (4.27)) foi utilizado o critério de resposta em frequência baseado na metodologia desenvolvida em [58,59]. Como parâmetros de controle foram estipulados os seguintes critérios:

- Frequência de corte igual a um décimo da frequência de chaveamento do *boost*, desacoplando a dinâmica do controle da frequência de operação do conversor;
- Margem de fase igual a 60° , de forma a se ter a melhor relação possível entre tempo de resposta e máximo sobressinal (*overshoot*).

Os parâmetros do conversor são apresentados na Tabela 4.1, onde o projeto, construção e os ensaios para a obtenção dos valores são descritos em [10]. O indutor do conversor *boost* foi projetado com base em um critério de 30% de *ripple* de corrente para a máxima corrente de operação (17,76 A), onde o valor de indutância projetado foi de 2,75mH e o valor experimental medido é apresentado na Tabela 4.1. Por outro lado, o capacitor foi projetado com o objetivo de minimizar o componente de alta frequência presente na saída de tensão dos painéis devido ao chaveamento, além de garantir o desacoplamento entre a dinâmica dos painéis e do conversor. Adotou-se um *ripple* de 2% para a tensão dos painéis fotovoltaicos, onde obteve-se um valor de capacitância de projeto de 140,5 μF , porém utilizou-se na prática um capacitor de 470 μF para garantir um *ripple* ainda menor.

Tabela 4.1: Parâmetros do conversor *boost*.

	Parâmetros	Símbolo	Valor
Boost	Indutância	L	2,71(mH)
	Resistência	R_L	71(m Ω)
	Capacitor de Entrada	C_b	470(μ F)
	Tensão Saída	V_{dc}	450(V)
	Freq. Chaveamento	f_{sw}	10,08(kHz)

De acordo os critérios de desempenho especificados, obteve-se o controlador conforme a equação (4.30).

$$G_p(s) = \frac{0,2887 \cdot s + 1057}{s} \quad (4.30)$$

A Fig. 4.10 apresenta o diagrama de bode da função de transferência do sistema em malha aberta e a associação do sistema com o controlador, observa-se que a dinâmica inserida pelo controlador faz com que o sistema passe a atender os critérios de desempenho de frequência de corte de 1,008 kHz e margem de fase de 60°.

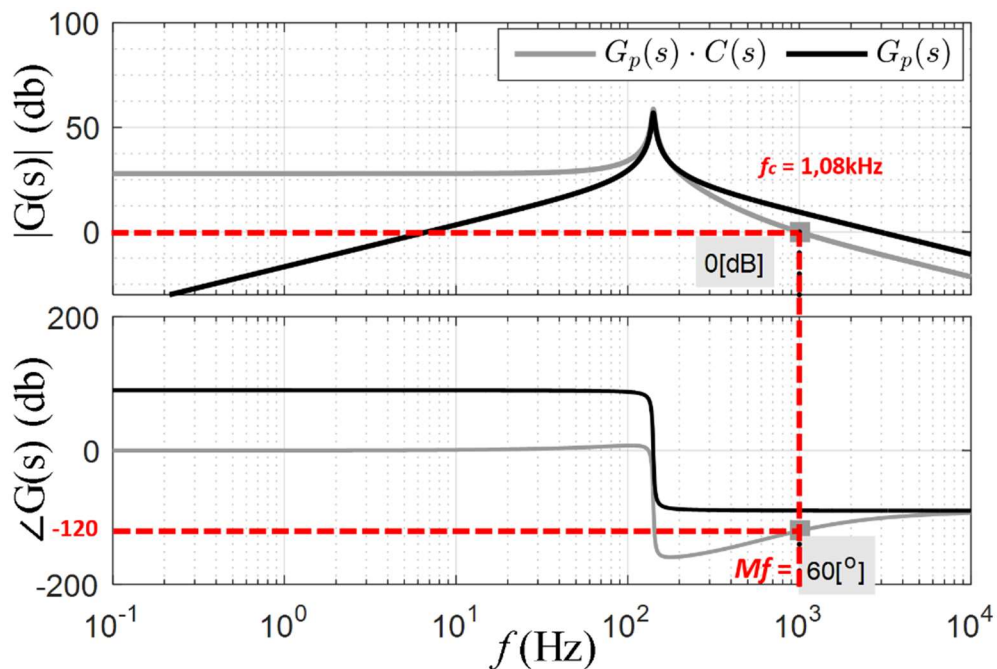


Fig. 4.10: Resposta em frequência do sistema em malha aberta sem e com controlador PI.

4.9 Conclusões do capítulo

Apresentou-se nesse capítulo uma configuração do conversor *boost* aplicado à geração fotovoltaica, seus princípios de funcionamento, modos de condução e ganho estático. Onde foi proposta a sua modelagem através da descrição dinâmica do conversor para os dois modos de condução: chave fechada e chave aberta. A partir do modelo médio em regime permanente do conversor e, através da inserção de pequenos sinais ao mesmo, seu modelo dinâmico linearizado bem como as funções de transferência foram obtidos.

Por fim, realizou-se o projeto de um controlador PI (Proporcional-Integral) para o controle de corrente no indutor para fins da implementação do MPPT, onde adotou-se a metodologia de projeto baseado na resposta em frequência.

No próximo capítulo será proposta a extensão da metodologia apresentada para a modelagem de um conversor boost entrelaçado de N -células.

Capítulo 5

CONVERTOR BOOST ENTRELAÇADO (*IBC*): MODELO PARA *N*-CÉLULAS

O presente capítulo propõe a extensão da metodologia de modelagem matemática apresentada no capítulo anterior ao boost entrelaçado de *N*-células. Além disso, apresenta-se os princípios de funcionamento do *IBC* e suas formas de onda de tensão e correntes nos *N* indutores. Por fim, serão feitas considerações acerca dos modelos obtidos.

Em [20], foi proposta a modelagem generalizada para um conversor boost entrelaçado em sua configuração clássica, além disso discutiu-se características dinâmicas e construtivas do mesmo. A partir dessa abordagem, nesse capítulo essa análise será ampliada para o conversor *boost* entrelaçado para a aplicação em um sistema fotovoltaico.

5.1 Funcionamento de um Conversor Entrelaçado

Conforme discutido, o entrelaçamento de conversores é a interconexão em paralelo entre múltiplos conversores de mesma característica e mesma frequência, mas com instantes de chaveamento diferentes [20,53], através de um único conversor multinível paralelo. Na Fig. 5.1 é apresentado o *IBC* de duas células. Assim como discutido no capítulo 4, essa configuração adota uma fonte de corrente na entrada em substituição ao arranjo fotovoltaico, onde a dinâmica do mesmo é negligenciada graças a utilização de um capacitor de desacoplamento. Na saída tem-se uma fonte de tensão constante.

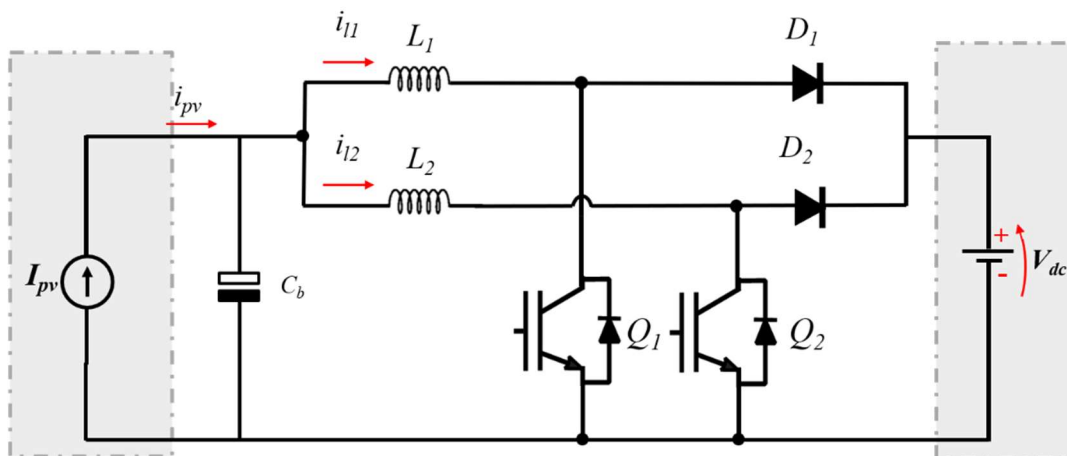


Fig. 5.1: Diagrama iBC de duas células.

A Fig. 5.2 mostra formas de onda para o conversor de duas células. Os pulsos do PWM estão defasados de 180° . A corrente de saída (i_{out}) é obtida da soma das correntes nos diodos $D1$ (i_{D1}) e $D2$ (i_{D2}). As correntes i_{D1} e i_{D2} circulam pelos diodos sempre no decaimento das correntes nos indutores i_{l1} e i_{l2} respectivamente. Assim, controlando a borda de descida da corrente do indutor através do deslocamento de fase entre os pulsos das chaves, é possível minimizar a oscilação da corrente de saída. O desfasamento é ideal para minimizar a oscilação de saída é permitir que a corrente do diodo i_{D2} comece a subir no instante que a corrente do diodo i_{D1} decai, assim, se evitará que a corrente de saída contenha a soma de componentes oscilatórias [15].

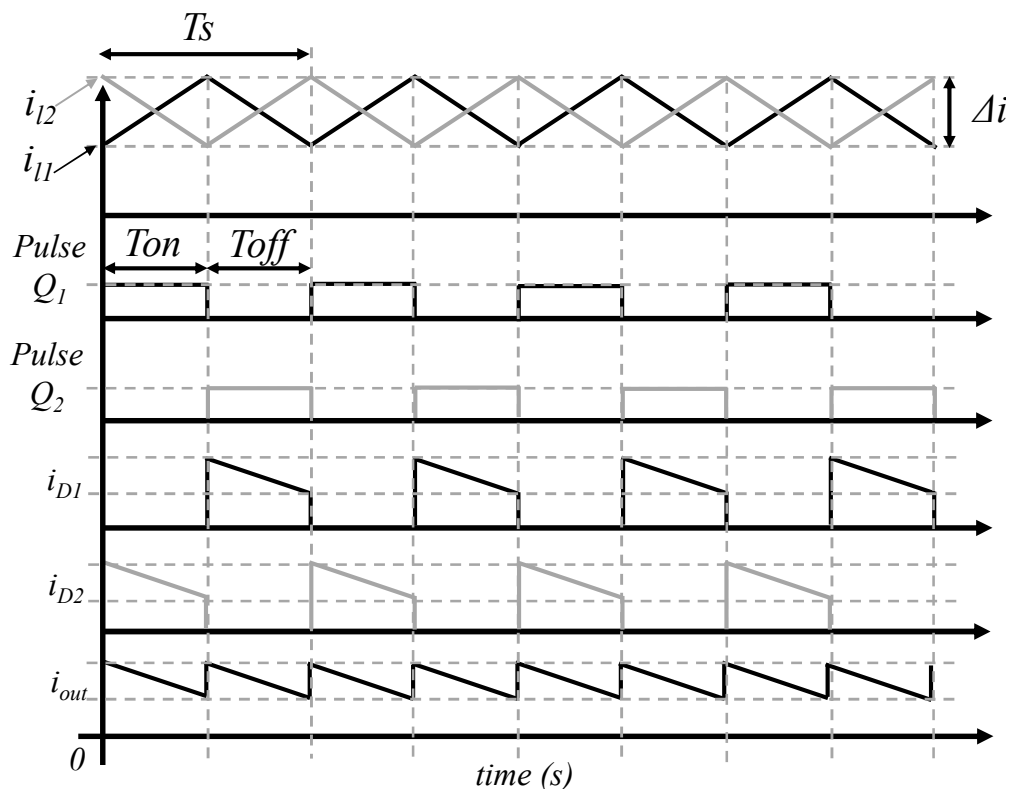


Fig. 5.2: Técnica de chaveamento de duas chaves, ($d_1=d_2=0,5$) [15].

5.2 Modelo do *iBC* de N -células

Considere *iBC* de N -células mostrado na Fig. 5.3, para descrever um modelo deste conversor, inicialmente é necessário estabelecer algumas premissas:

- Os pulsos entre as chaves se encontram defasados de $360^\circ/N$;
- Todas as chaves operam com o mesmo ciclo de trabalho (d);
- O ciclo de trabalho não deve ser maior do que $1/N$.

O último ponto em destaque garante que apenas uma chave por vez esteja em condução e durante um período de tempo, após uma chave se abrir e outra se fechar, todas as chaves estarão abertas. Este comportamento é descrito no diagrama mostrado na Fig. 5.4 onde é possível observar também as correntes nos N indutores. Considerando a observação acima, um *iBC* de N -células terá $2N$ modos de condução, sendo um modo onde apenas umas das chaves está em condução (modos ímpares) seguido de um modo onde todas as chaves estão abertas (modos pares), conforme

Tabela 5.1.

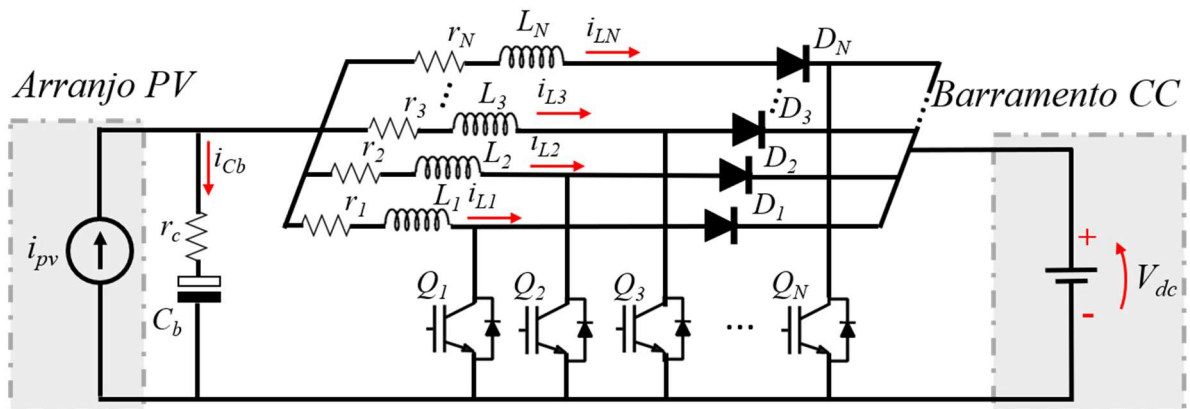


Fig. 5.3: Conversor *iBC* de N células.

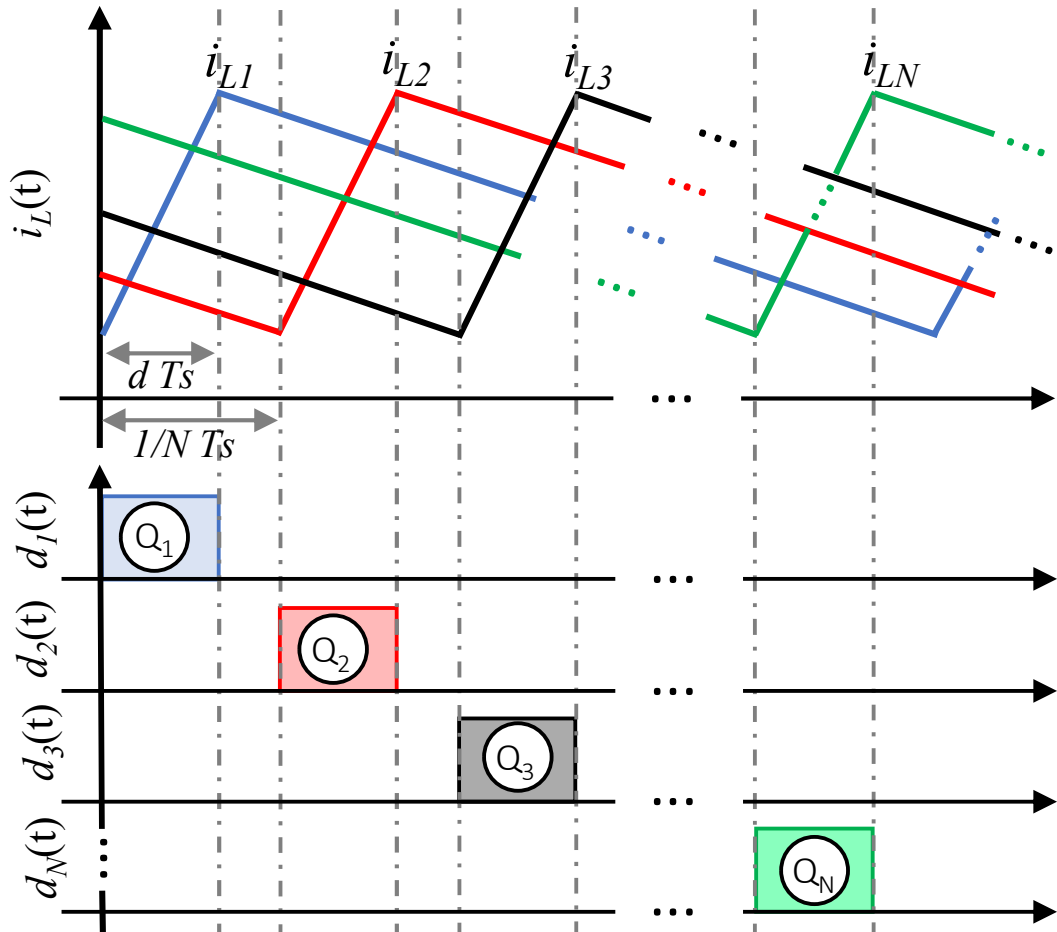


Fig. 5.4: Diagrama de funcionamento do *iBC* com ciclo de trabalho menor que $1/N$.

Tabela 5.1: Modos de operação, estados das chaves e matrizes de coeficientes de estados e de entrada para um *iBC* de N -células

Razão Cíclica	Modos de operação	Chaves						Matrizes de estados
		Q_1	Q_2	Q_3	...	Q_{N-1}	Q_N	
$d < \frac{1}{N}$	Modo 1	1	0	0	...	0	0	A_1, B_1
	Modo 2	0	0	0	...	0	0	A_2, B_2
	Modo 3	0	1	0	...	0	0	A_3, B_3
	⋮	⋮	⋮	⋮	...	⋮	⋮	⋮
	⋮	⋮	⋮	⋮	...	⋮	⋮	⋮
	⋮	⋮	⋮	⋮	...	⋮	⋮	⋮
	Modo 2N-2	0	0	0	...	0	0	A_{2N-2}, B_{2N-2}
Modo 2N-1	0	0	0	...	0	1	A_{2N-1}, B_{2N-1}	
Modo 2N	0	0	0	...	0	0	A_{2N}, B_{2N}	

Desta forma, a equação de estados do conversor é descrita em (5.1), onde \mathbf{x} é o vetor de estados, \mathbf{u} é o vetor de entradas, \mathbf{A}_i são as matrizes de coeficientes e d_i as funções de

chaveamento que indicam o estado das chaves sendo $d_i = 0$ indicando chave aberta e $d_i = 1$ chave fechada.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) = & (\mathbf{A}_1 d_1 + \mathbf{A}_2 d_2 + \mathbf{A}_3 d_3 + \dots + \mathbf{A}_{2N-1} d_{2N-1} + \mathbf{A}_{2N} d_{2N}) \mathbf{x}(t) + \\ & + (\mathbf{B}_1 d_1 + \mathbf{B}_2 d_2 + \mathbf{B}_3 d_3 + \dots + \mathbf{B}_{2N-1} d_{2N-1} + \mathbf{B}_{2N} \cdot d_{2N}) \mathbf{u}(t). \end{aligned} \quad (5.1)$$

onde os índices ímpares das matrizes e das funções de chaveamento indicam modos de operação onde uma das chaves se encontra fechada e as demais abertas. Já os índices pares definem instantes de operação onde todas as chaves se encontram abertas, logo, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_4 = \mathbf{A}_6 = \dots = \mathbf{A}_{2i} = \dots = \mathbf{A}_{2N}$ e $\mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_4 = \mathbf{B}_6 = \dots = \mathbf{B}_{2i} = \dots = \mathbf{B}_{2N}$. Assim, é possível descrever as funções de chaveamento de índices par como:

$$\begin{aligned} d_2 = d_4 = d_6 = \dots = d_{2i} = \dots = d_{2N} = \\ 1 - d_1 - d_3 - \dots - d_{2i-1} - \dots - d_{2N-1} = \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{N} - d_{2i-1} \right) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Reescrevendo a equação (5.1) através de somatórios é definido o modelo chaveado para um *iBC* de N -células operando com ciclo de trabalho $D < 1/N$.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) = & \left(\sum_{i=1}^N (d_{2i-1} \cdot \mathbf{A}_{2i-1}) + \sum_{i=1}^N \left(\left(\frac{1}{N} - d_{2i-1} \right) \cdot \mathbf{A}_{2i} \right) \right) \cdot \mathbf{x}(t) + \\ & + \left(\sum_{i=1}^N (d_{2i-1} \cdot \mathbf{B}_{2i-1}) + \sum_{i=1}^N \left(\left(\frac{1}{N} - d_{2i-1} \right) \cdot \mathbf{B}_{2i} \right) \right) \cdot \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (5.3)$$

5.3 Equações Dinâmicas

Considerando-se o paralelismo entre as N -células e tendo em vista que apenas uma chave se encontrará em condução por vez, pode-se estabelecer as equações dinâmicas que descrevem o circuito de acordo com a posição das chaves, com base no circuito mostrado na Fig. 5.5.

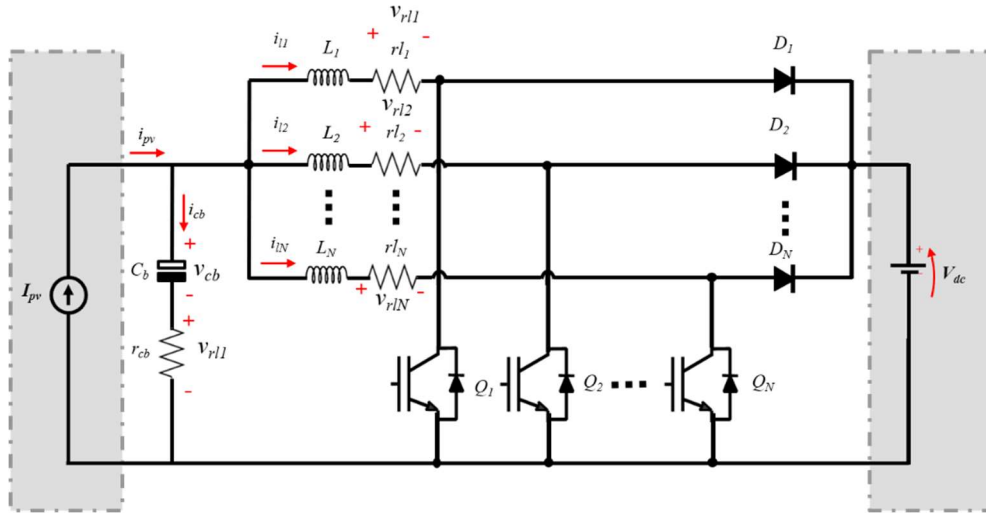


Fig. 5.5: Circuito equivalente para o conversor *iBC* de *N*-células.

Considere inicialmente a chave Q_1 se encontra fechada ($Q_1=1$), a corrente i_{l1} irá fluir pela mesma e o diodo D_1 estará inversamente polarizado, obtendo-se as seguintes equações dinâmicas:

$$v_{l1} = v_{cb} + v_{rcb} - v_{rl1},$$

$$i_{cb} = I_{pv} - (i_{l1} + i_{l2} + \dots + i_{lN}) = I_{pv} - \sum_{i=1}^N i_{li} \quad (5.4)$$

$$\frac{di_{l1}}{dt} = -\frac{r_{l1}}{L_1} i_{l1} + \frac{1}{L_1} v_{cb} + \frac{r_{cb}}{L_1} \left(I_{pv} - \sum_{i=1}^N i_{li} \right).$$

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = -\frac{1}{C_b} \sum_{i=1}^N i_{li} + \frac{1}{C_b} I_{pv} \quad (5.5)$$

Para uma chave Q_n qualquer em condução, o padrão das equações (5.4) e (5.5) será repetido, i.e.:

$$v_{ln} = v_{cb} + v_{rcb} - v_{rln},$$

$$i_{cb} = I_{pv} - (i_{l1} + i_{l2} + \dots + i_{lN}) = I_{pv} - \sum_{i=1}^N i_{li} \quad (5.6)$$

$$\frac{di_{ln}}{dt} = -\frac{r_{ln}}{L_n} i_{ln} + \frac{1}{L_n} v_{cb} + \frac{r_{cb}}{L_n} \left(I_{pv} - \sum_{i=1}^N i_{li} \right).$$

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = -\frac{1}{C_b} \sum_{i=1}^N i_{li} + \frac{1}{C_b} I_{pv}. \quad (5.7)$$

Para os modos pares, todas as chaves se encontrarão abertas e os diodos estarão diretamente polarizados, assim as equações serão sempre iguais. Logo, a queda de tensão sobre um indutor n qualquer do circuito será definida por (5.8) e a corrente no capacitor de entrada por (5.9).

$$v_{ln} = v_{cb} + v_{rcb} - v_{rln} - v_{DC}$$

$$i_{cb} = I_{pv} - (i_{l1} + i_{l2} + \dots + i_{lN}) = I_{pv} - \sum_{i=1}^N i_{li} \quad (5.8)$$

$$\frac{di_{ln}}{dt} = -\frac{r_{ln}}{L_n} i_{ln} + \frac{1}{L_n} v_{cb} + \frac{r_{cb}}{L_n} \left(I_{pv} - \sum_{i=1}^N i_{li} \right) - \frac{1}{L_n} v_{DC}$$

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = -\frac{1}{C_b} \sum_{i=1}^N i_{ln} + \frac{1}{C_b} I_{pv} \quad (5.9)$$

Reescrevendo o conjunto de equações (5.6) e (5.7) no formato matricial são obtidas as equações de estados referentes ao modo condução onde apenas uma das chaves está fechada em (5.10). Analogamente, reescrevendo o conjunto de equações (5.8) e (5.9) na forma de matrizes, são obtidas as equações de estados referentes aos modos pares em (5.11).

$$\begin{aligned}
& \underbrace{\begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ \vdots \\ i_{ln} \\ \vdots \\ i_{lN} \\ v_{cb} \end{bmatrix}}_X = \dots \\
& \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{cb} + r_{l1}}{L_1}\right) & -\frac{r_{cb}}{L_2} & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_n} & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_N} & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{r_{cb}}{L_1} & -\left(\frac{r_{cb} + r_{l2}}{L_2}\right) & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_n} & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_N} & \frac{1}{L_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ -\frac{r_{cb}}{L_1} & -\frac{r_{cb}}{L_2} & \dots & -\left(\frac{r_{cb} + r_{ln}}{L_n}\right) & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_N} & \frac{1}{L_n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -\frac{r_{cb}}{L_1} & -\frac{r_{cb}}{L_2} & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_n} & \dots & -\left(\frac{r_{cb} + r_{lN}}{L_N}\right) & \frac{1}{L_N} \\ -\frac{1}{c_b} & -\frac{1}{c_b} & \dots & -\frac{1}{c_b} & \dots & -\frac{1}{c_b} & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ \vdots \\ i_{ln} \\ \vdots \\ i_{lN} \\ v_{cb} \end{bmatrix}}_X \\
& + \dots \\
& \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{r_{cb}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{r_{cb}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{r_{cb}}{L_n} & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \frac{r_{cb}}{L_N} & -\frac{1}{L_N} \\ \frac{1}{c_b} & 0 \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{pv} \\ v_{dc} \end{bmatrix}}_U
\end{aligned} \tag{5.10}$$

$$\begin{aligned}
& \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{l1} \\ \dot{i}_{l2} \\ \vdots \\ \dot{i}_{ln} \\ \vdots \\ \dot{i}_{lN} \\ \dot{v}_{cb} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \dots \\
& \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{cb} + r_{l1}}{L_1}\right) & -\frac{r_{cb}}{L_2} & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_n} & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_N} & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{r_{cb}}{L_1} & -\left(\frac{r_{cb} + r_{l2}}{L_2}\right) & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_n} & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_N} & \frac{1}{L_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ -\frac{r_{cb}}{L_1} & -\frac{r_{cb}}{L_2} & \dots & -\left(\frac{r_{cb} + r_{ln}}{L_n}\right) & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_N} & \frac{1}{L_n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -\frac{r_{cb}}{L_1} & -\frac{r_{cb}}{L_2} & \dots & -\frac{r_{cb}}{L_n} & \dots & -\left(\frac{r_{cb} + r_{lN}}{L_N}\right) & \frac{1}{L_N} \\ -\frac{1}{c_b} & -\frac{1}{c_b} & \dots & -\frac{1}{c_b} & \dots & -\frac{1}{c_b} & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ \vdots \\ i_{ln} \\ \vdots \\ i_{lN} \\ v_{cb} \end{bmatrix}}_X \\
& + \dots \\
& \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{r_{cb}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{r_{cb}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{r_{cb}}{L_n} & -\frac{1}{L_n} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{r_{cb}}{L_N} & -\frac{1}{L_N} \\ \frac{1}{c_b} & 0 \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{pv} \\ v_{dc} \end{bmatrix}}_U
\end{aligned} \tag{5.11}$$

Para as análises seguintes, considera-se a igualdade entre as indutâncias e as resistências parasitas entre as N células do iBC , como mostrado em (5.12). Ponderações essas que são aceitáveis tendo em vista que o equilíbrio entre as células é um critério fundamental para a análise das principais vantagens e funcionamento do conversor *boost* entrelaçado [55].

$$L_1 = L_2 = \dots = L_N \tag{5.12}$$

$$r_{l1} = r_{l2} = \dots = r_{lN}$$

Caso haja a necessidade de considerar os valores desiguais para os indutores e suas resistências parasitas, tanto o valor dos estados em regime permanente quanto as funções de transferência devem ser calculadas conforme (4.21) e (4.26) , não havendo prejuízo da metodologia apresentada.

5.4 Modelo Médio Não Linear

Segundo [60], a derivada da média de um estado é igual a média de sua derivada, assim, basta substituir a função de chaveamento pelo seu valor médio para obtenção do modelo médio não linear, lembrando que as chaves operam com o mesmo ciclo de trabalho D , tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) = & \left(D \cdot \sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i-1} + \left(\frac{1}{N} - D \right) \sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i} \right) \cdot \mathbf{x}(t) + \\ & + \left(D \cdot \sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i-1} + \left(\frac{1}{N} - D \right) \sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i} \right) \cdot \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) = & \left(D \cdot \sum_{i=1}^N (\mathbf{A}_{2i-1} - \mathbf{A}_{2i}) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i} \right) \cdot \mathbf{x}(t) + \\ & + \left(D \cdot \sum_{i=1}^N (\mathbf{B}_{2i-1} - \mathbf{B}_{2i}) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i} \right) \cdot \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Então:

$$\mathbf{A} = D \cdot \sum_{i=1}^N (\mathbf{A}_{2i-1} - \mathbf{A}_{2i}) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i} \quad (5.15)$$

$$\mathbf{B} = D \cdot \sum_{i=1}^N (\mathbf{B}_{2i-1} - \mathbf{B}_{2i}) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i} \quad (5.16)$$

5.5 Modelo Médio Linearizado

Quando operando no ponto de equilíbrio, os estados em regime permanente são encontrados aplicando-se (5.15) e (5.16) em (4.20), obtendo assim os valores das correntes nos indutores e a tensão no capacitor de entrada para um ponto de equilíbrio qualquer, como apresentado em (4.20). As equações dos estados para o ponto de equilíbrio são apresentadas em (5.17).

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ \vdots \\ I_{LN} \\ V_{cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_{pv}}{N} \\ \frac{I_{pv}}{N} \\ \vdots \\ \frac{I_{pv}}{N} \\ V_{DC}(\mathbf{1} - \mathbf{D}) + \frac{I_{pv} \cdot r_l}{N} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

O modelo médio linearizado é obtido considerando a presença de pequenos distúrbios nas grandezas de entrada em torno do ponto de equilíbrio:

$$\begin{aligned} (\mathbf{0} + \hat{\mathbf{x}}) &= \left((D + \hat{d}) \cdot \sum_{i=1}^N (\mathbf{A}_{2i-1} - \mathbf{A}_{2i}) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i} \right) \cdot (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \\ &+ \left((D + \hat{d}) \cdot \sum_{i=1}^N (\mathbf{B}_{2i-1} - \mathbf{B}_{2i}) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i} \right) \cdot (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Multiplicando os termos, rearranjando e desprezando os termos de multiplicação entre grandezas que variam no tempo o modelo médio não linear é descrito na equação (5.19).

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{u}} + \left(\sum_{i=1}^N (\mathbf{A}_{2i-1} - \mathbf{A}_{2i}) + \sum_{i=1}^N (\mathbf{B}_{2i-1} - \mathbf{B}_{2i}) \right) \cdot \hat{d} \quad (5.19)$$

Para contemplar as variações no ciclo de trabalho, a matriz de coeficientes de entrada deve ser estendida da seguinte forma (5.20):

$$\mathbf{B}_e = \left[\mathbf{B} \left| \sum_{i=1}^N (\mathbf{A}_{2i-1} - \mathbf{A}_{2i}) \cdot \mathbf{X} + \sum_{i=1}^N (\mathbf{B}_{2i-1} - \mathbf{B}_{2i}) \cdot \mathbf{U} \right. \right] \quad (5.20)$$

Logo, valendo-se do princípio da indução matemática aplicado a equação (5.21) é possível obter a matriz de funções de transferência que descreve as modificações das correntes dos indutores bem como da tensão do capacitor de entrada em função de pequenas variações no ciclo de trabalho.

$$\mathbf{G} = \mathbf{C} \cdot (\mathbf{I}_{N+1} \cdot \mathbf{s} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B}_e \quad (5.21)$$

As funções de transferência generalizadas para o *iBC* de *N*-células são isoladas e apresentadas nas equações (5.22) a (5.27). Analisando-se o conjunto de funções de transferência do *iBC* em comparação às funções em (4.26) e (4.27) do modelo para o conversor *boost* de uma

célula, é possível observar que esse é equivalente ao modelo para o *iBC* quando N é igual a 1, corroborando com a metodologia apresentada.

$$\mathbf{G}_{il,d}(s) = \frac{i_l(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{C_b \cdot V_{dc} \cdot s}{C_b L s^2 + C_b (r_L + N \cdot r_{C_b}) s + N} \quad (5.22)$$

$$\mathbf{G}_{vcb,d}(s) = \frac{v_{C_b}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-N \cdot V_{DC}}{C_b L s^2 + C_b (r_L + N \cdot r_{C_b}) s + N} \quad (5.23)$$

$$\mathbf{G}_{il,ipv}(s) = \frac{i_l(s)}{I_{ipv}(s)} = \frac{C_b r_{C_b} s + 1}{C_b L s^2 + C_b (r_L + N \cdot r_{C_b}) s + N} \quad (5.24)$$

$$\mathbf{G}_{vcb,ipv}(s) = \frac{v_{C_b}(s)}{I_{ipv}(s)} = \frac{r_L + L \cdot s}{C_b L s^2 + C_b (r_L + N \cdot r_{C_b}) s + N} \quad (5.25)$$

$$\mathbf{G}_{il,vdc}(s) = \frac{i_l(s)}{V_{DC}(s)} = \frac{C_b \cdot (D - 1) \cdot s}{C_b L s^2 + C_b (r_L + N \cdot r_{C_b}) s + N} \quad (5.26)$$

$$\mathbf{G}_{vcb,vdc}(s) = \frac{v_{C_b}(s)}{V_{DC}(s)} = \frac{-N \cdot (D - 1)}{C_b L s^2 + C_b (r_L + N \cdot r_{C_b}) s + N} \quad (5.27)$$

5.6 Conclusões do Capítulo

Nesse capítulo foi proposta uma modelagem generalizada baseada na introdução de pequenos sinais para o *iBC* aplicado a geração fotovoltaica. Apresentou-se inicialmente a estrutura do conversor e formas de onda características de seu funcionamento. Seguindo a metodologia foi proposta uma tabela generalizada para os $2N$ modos de operação para um *iBC* de N -células, além da representação matricial generalizada para os mesmos. Foram desenvolvidos os modelos generalizados médio, não-linear e linearizado para o *iBC* onde foram apresentadas as funções de transferências que relacionam as correntes dos indutores e a tensão sobre o capacitor de entradas às variações de ciclo de trabalho, corrente dos painéis fotovoltaicos e a tensão da saída.

Através da metodologia apresentada, o modelo encontrado é adequado a representar o controlador para operação em razões cíclicas menores que $1/N$. Porém, não existe restrição quanto a operação do *iBC* para razões cíclicas superiores, nesse caso, entretanto, deve-se

estender a análise do modelo para razões cíclicas superiores a $1/N$. Foi possível observar que o modelo desenvolvido para o conversor *boost* convencional é um caso particular do modelo do *iBC* quando N é igual a 1, corroborando com a metodologia apresentada.

No próximo capítulo, será realizada uma análise da dinâmica das implicações do entrelaçamento de N -células para a dinâmica do conversor e seu controle.

Capítulo 6

ANÁLISE DO MODELO GENERALIZADO, VALIDAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O presente capítulo traz algumas ponderações à respeito da dinâmica em malha aberta do iBC a partir dos modelos obtidos. Posteriormente serão apresentados resultados da simulação do conversor *boost* e o iBC de 2 células, bem como uma comparação entre as respostas dinâmicas.

Na segunda parte do capítulo serão apresentados os resultados experimentais, com a implementação do controle de corrente do conversor *boost* e algoritmo MPPT. Será avaliado a eficiência do rastreamento de máxima potência para diferentes passos de incremento e tempos de atualização, onde serão aprofundadas as análises da eficiência para as configurações em destaque. Por fim, serão apresentados os resultados experimentais de malha aberta para o iBC de 2 células.

6.1 Análise da dinâmica do Sistema em Malha Aberta Através do Modelo Proposto

6.1.1 Pólos do sistema

Com base nos modelos obtidos no capítulo 5 para o iBC de N -células, os pólos desse sistema podem ser isolados conforme a equação (6.1) a seguir:

$$p_{1,2_{i_l}} = p_{1,2_{v_{cb}}} = \frac{-(r_l + N \cdot r_{cb}) \cdot C_b \pm \sqrt{((r_l + N \cdot r_{cb}) \cdot C_b)^2 - 4 \cdot C_b \cdot L \cdot N}}{2 \cdot C_b \cdot L} \quad (6.1)$$

A expressão (6.1) evidencia a dependência dos polos com relação a N . Considerando a resistência do indutor (r_l) muito menor que a resistência série do capacitor (r_{cb}), o primeiro termo da raiz é aproximadamente uma função quadrática de N , enquanto o segundo termo é linear. Sendo assim, a parte imaginária dos polos cresce até um ponto de inflexão que também é o máximo valor da parcela imaginária dos polos. Quando o primeiro termo da raiz passa a ser maior que o segundo, os polos deixam de ser um par complexo conjugados passando a ser um par de polos reais. Outra ponderação a respeito da dominância de r_{cb} sobre r_l é que a parcela

real dos polos possui uma dependência quase linear com r_{cb} , possuindo fundamental importância na amortização do sistema, assim, é importante considerá-la no projeto do controlador.

Observa-se na Fig. 6.1 a relação de r_{cb} com a localização dos polos no plano complexo mantendo N constante em $N=2$, onde é possível notar que a redução de r_{cb} provoca o deslocamento do par de polos em direção a origem mantendo a parcela imaginária quase constante. De forma similar, a Fig. 6.2 mostra a localização dos polos em função de N e mantendo-se r_{cb} fixo em $r_{cb}=0,5\Omega$ e como já dito anteriormente, à medida que se aumenta N a parcela imaginária irá crescer até atingir um ponto de inflexão, decrescendo até que o par de polos deixe de ser complexo-conjugado passando a ser um par de polos reais.

Por fim, a conjugação das duas análises pode ser observada na Fig. 6.3, onde r_{cb} igual a zero implica em um deslocamento vertical dos polos à medida que se aumenta o valor de N , isto é, alterando somente o valor da parcela imaginária. À medida que se aumenta r_{cb} , o ponto máximo da parcela imaginária se torna menor. Em termos práticos isso significa que o aumento de r_{cb} implica no maior amortecimento do sistema e, como a parte real dos pólos também é uma função de N , o seu aumento (para $r_{cb}\neq 0$) contribuirá em um sistema mais amortecido.

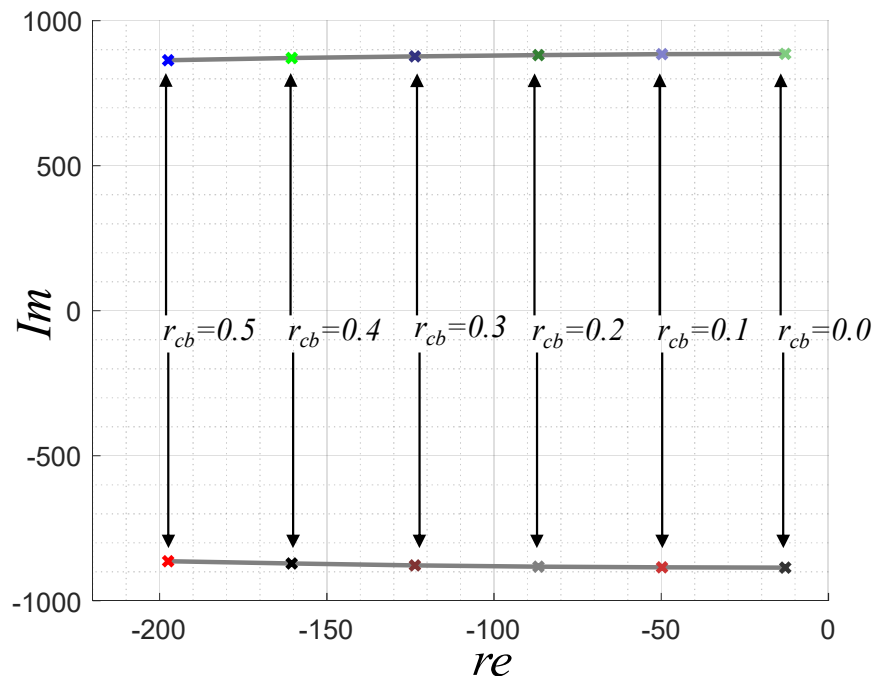


Fig. 6.1: Localização dos polos do iBC para diferentes valores de r_{cb} e $N=2$.

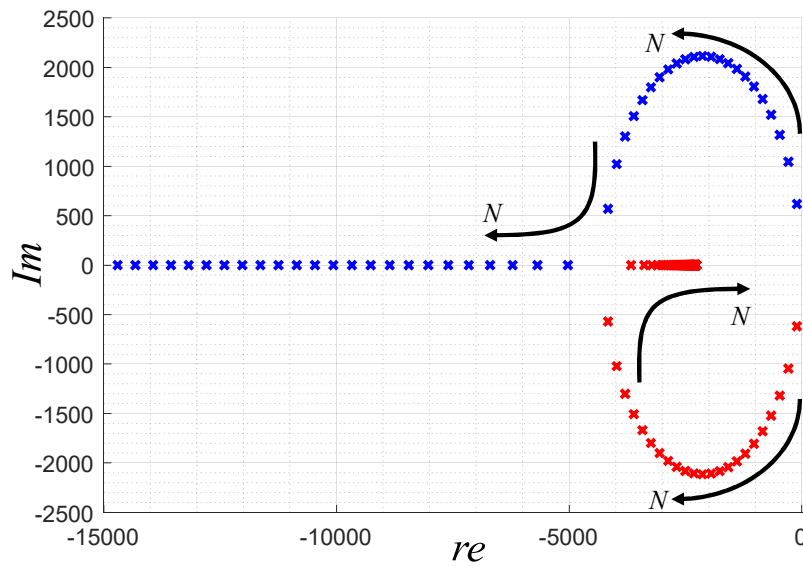


Fig. 6.2: Localização dos polos do iBC para diferentes valores de $r_{cb}=0,5\Omega$.

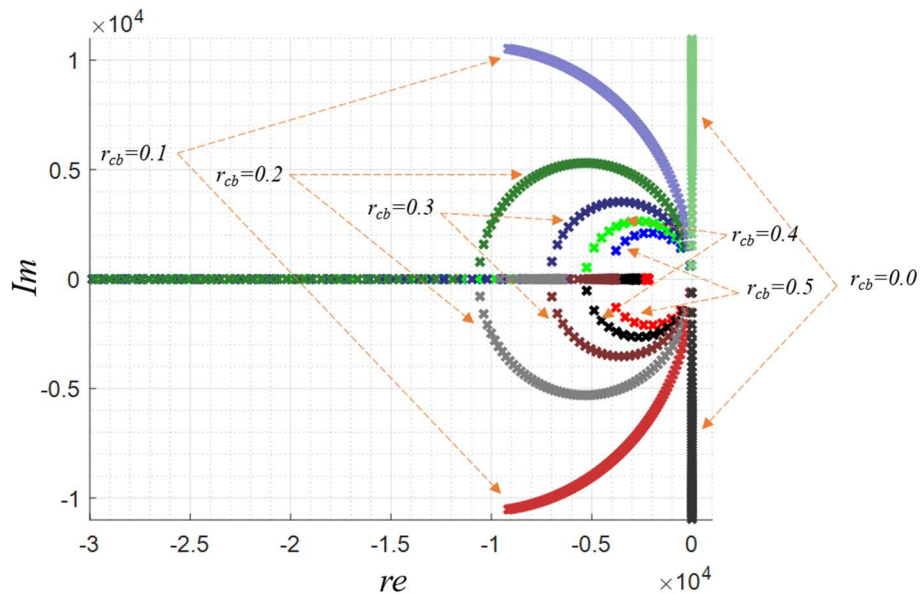


Fig. 6.3: Localização dos polos do iBC em função de N e para diferentes valores de r_{cb} .

6.1.2 Zeros do sistema

O efeito dos zeros sobre a resposta do sistema é mais difícil de ser inferida e sua análise não é tão direta quanto a dos polos, não sendo mais aprofundadamente explorada nesse trabalho. No entanto, é possível fazer algumas ponderações.

As funções de transferência que relacionam a tensão sobre o capacitor de entrada ao ciclo de trabalho e à tensão na saída não possuem zero, dessa forma, a dinâmica do sistema será determinada apenas pelos pólos.

Nas funções de transferência que relacionam as correntes nos indutores com a corrente dos painéis fotovoltaicos (I_{pv}), a dinâmica dos zeros estará relacionada com o constante de tempo do

capacitor de entrada. De forma similar, a relação entre a tensão no capacitor e I_{pv} terá seu zero atrelado à constante de tempo do indutor. Em ambos os casos, obtém-se comportamento de fase mínima para os sistemas.

Já a função de transferência que relaciona a corrente dos indutores ao ciclo de trabalho apresenta um zero na origem. Se comparado à abordagem do modelo para o conversor *boost* em sua configuração clássica [20] que apresenta um zero no semiplano direito, essa configuração adotada apresenta uma vantagem em relação ao controle, uma vez que o comportamento do zero na origem é mais previsível e mais fácil ser tratado, como por exemplo, com a inserção de um integrador.

6.2 Estudo de caso: Simulação do conversor boost convencional e *iBC* de 2-células

Para avaliação dos modelos chaveado, não-linear e linearizados do conversor *boost* convencional obtidos no Capítulo 4, foram realizadas simulações no software *Matlab* empregando-se os parâmetros descritos na Tabela 6.1. Esses parâmetros do conversor são baseados no projeto, construção e ensaios para aferição dos valores da indutância e resistência série, conforme descrito em [10].

Tabela 6.1: Parâmetros do conversor boost.

	Parâmetros	Símbolo	Valor
Boost	Indutância	L	2,71(mH)
	Resistência	R_L	71(m Ω)
	Capacitor de Entrada	C_b	940(μ F)
	Res. Série cap. entrada	R_{cb}	500(m Ω)
	Tensão Saída	V_{dc}	50(V)
	Corrente de entrada	I_{pv}	16,9(A)
	Freq. Chaveamento	f_{sw}	10,08(kHz)

As Fig. 6.4 e Fig. 6.5 mostram a resposta dos modelos da corrente no indutor e tensão no capacitor respectivamente, para diferentes variações no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão da saída onde variou-se em degrau 10% cada um desses em relação ao seu valor nominal. Nota-se que os modelos não-linear e linearizado são equivalentes à média do modelo chaveado.

Pode-se deduzir que o modelo linear proposto apresenta fidelidade ao conversor para distúrbios de 10% em relação aos pontos de operação.

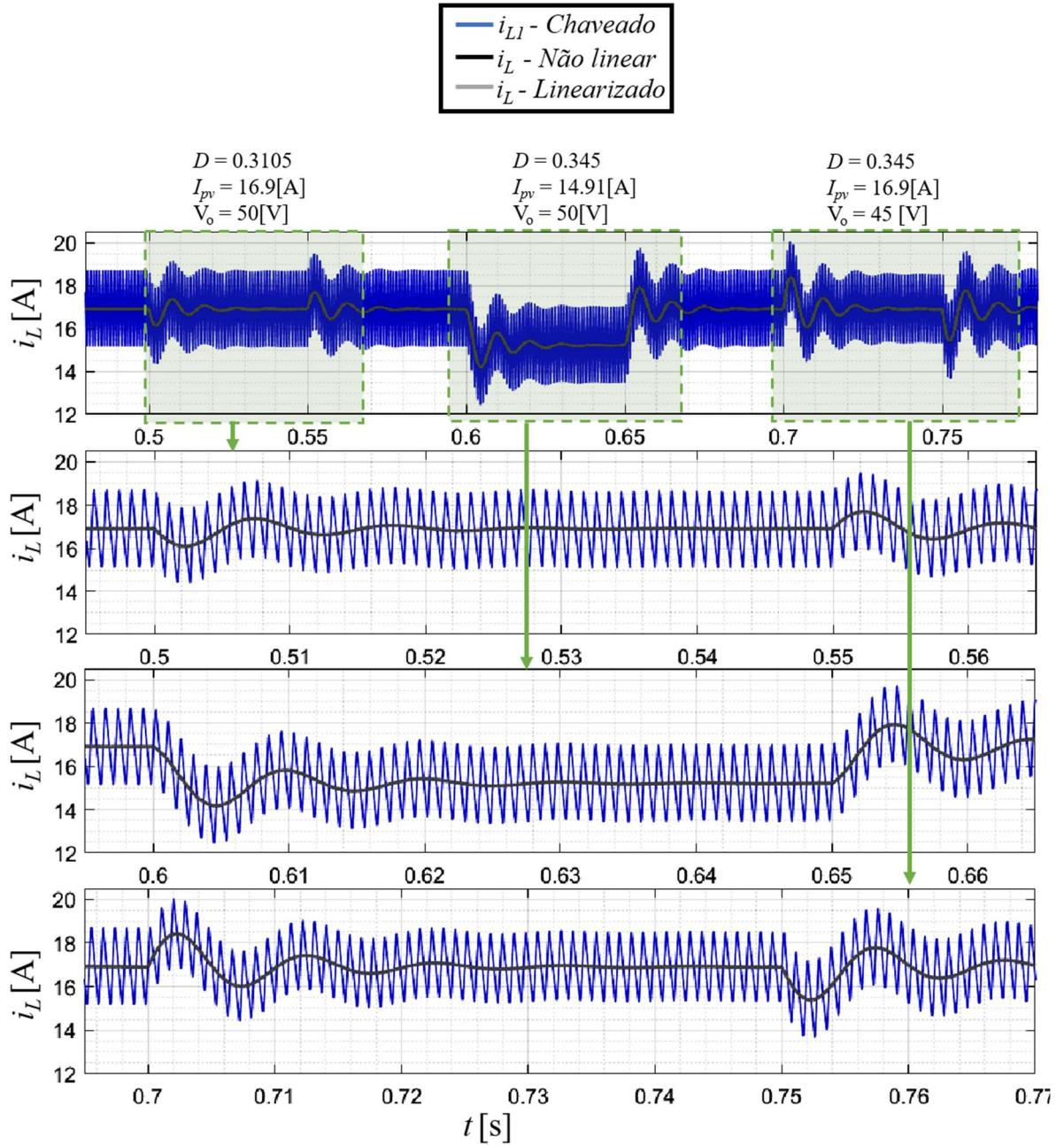


Fig. 6.4: Resposta da corrente no indutor a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão de saída para o conversor *boost* convencional.

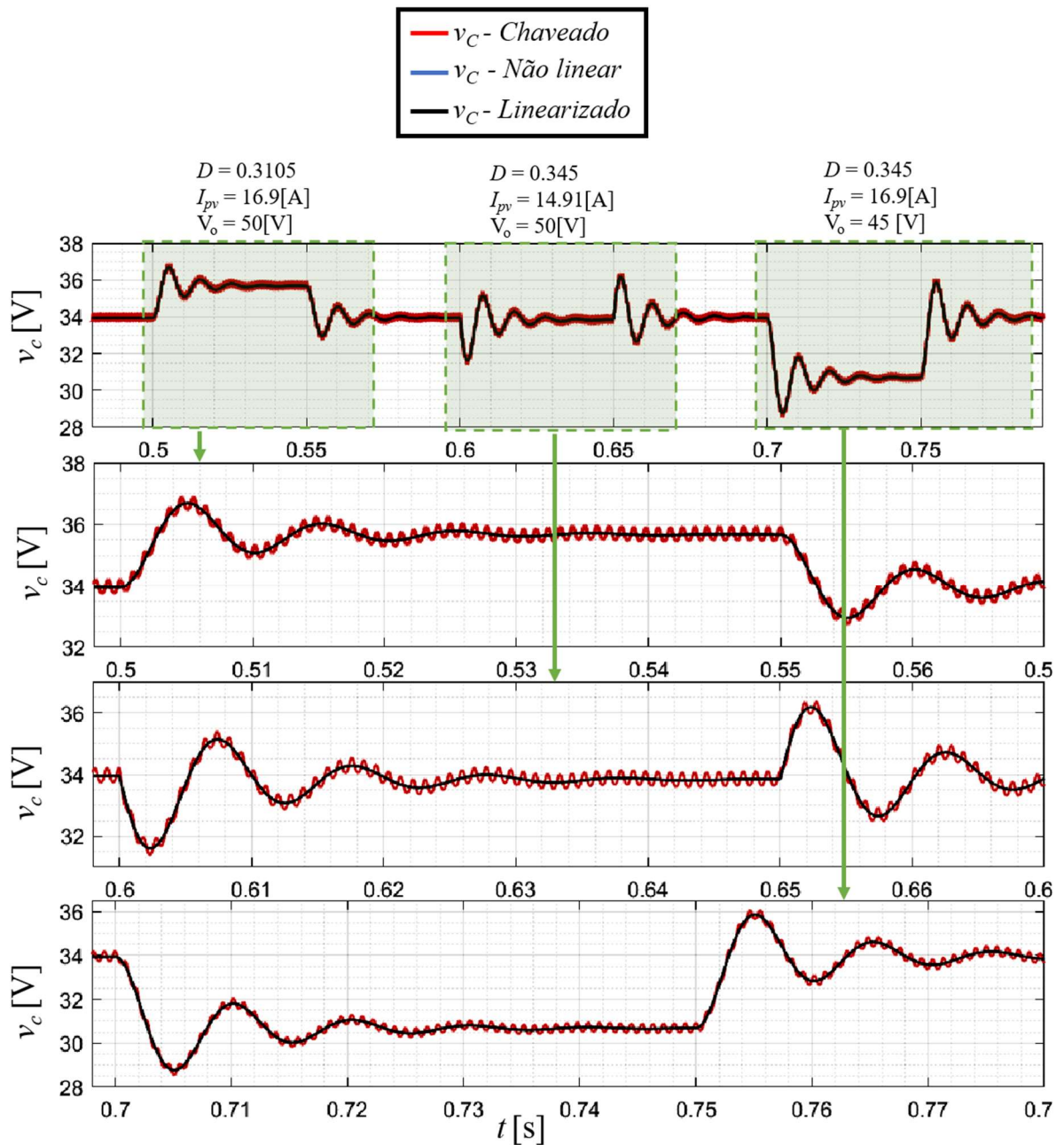


Fig. 6.5: Resposta da tensão no capacitor a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão de saída para o conversor *boost* convencional.

Similarmente, foi simulado o *iBC* de 2 células empregando-se os mesmos parâmetros da Tabela 6.1, os resultados são apresentados em Fig. 6.6 e Fig. 6.7, onde submeteu-se o conversor *iBC* às mesmas variações em degrau de 10% do ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão da saída. Assim como para o *boost* convencional, os modelos não-linear e linearizado são equivalentes à média do modelo chaveado. Por se tratarem de pequenas variações nas variáveis

de entrada, o modelo linearizado não apresentou desvios significativos, sendo, portanto, fiel à dinâmica do conversor para variações na ordem de 10%.

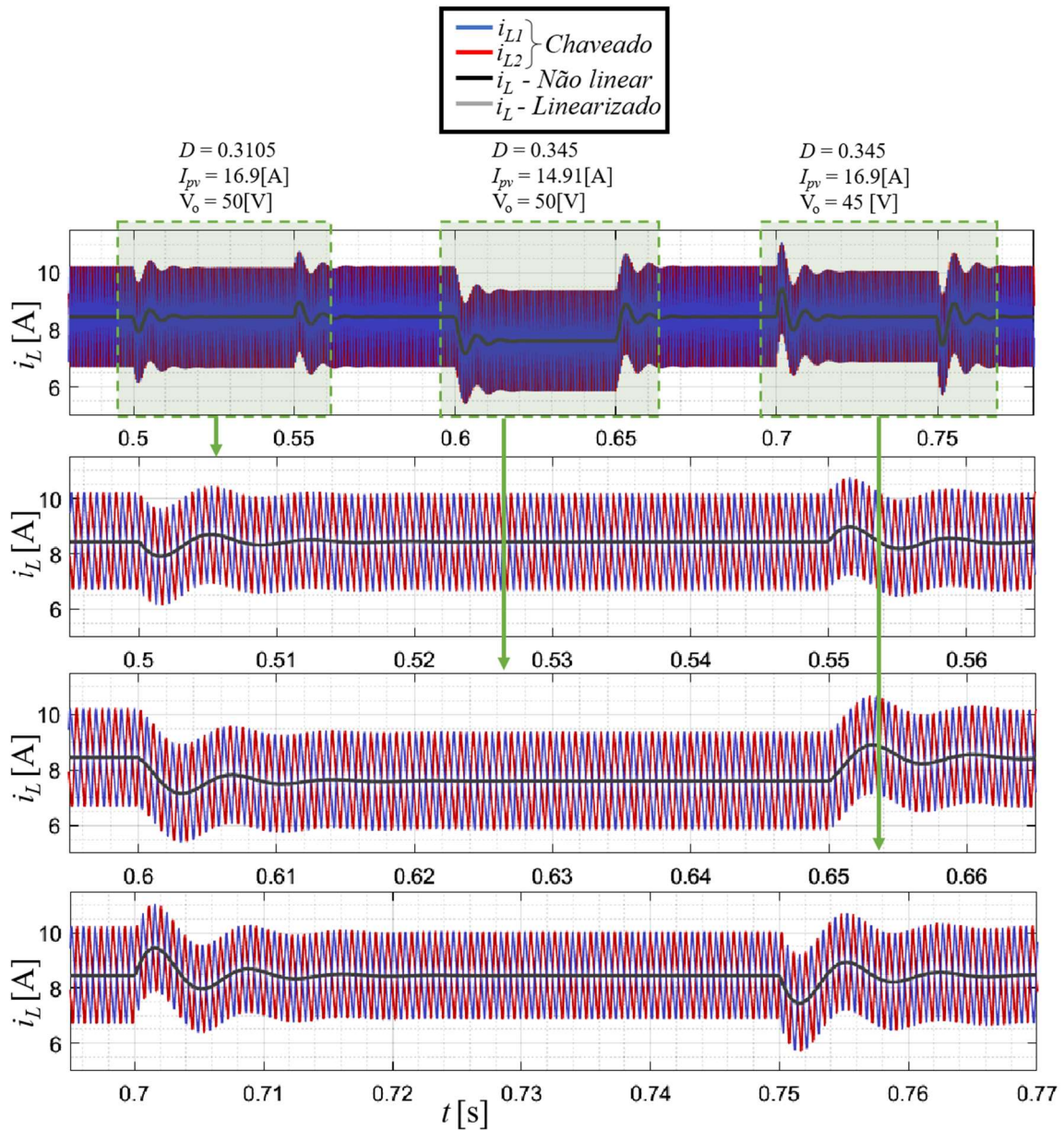


Fig. 6.6: Resposta da corrente no indutor a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão de saída para o conversor *iBC* de 2 células

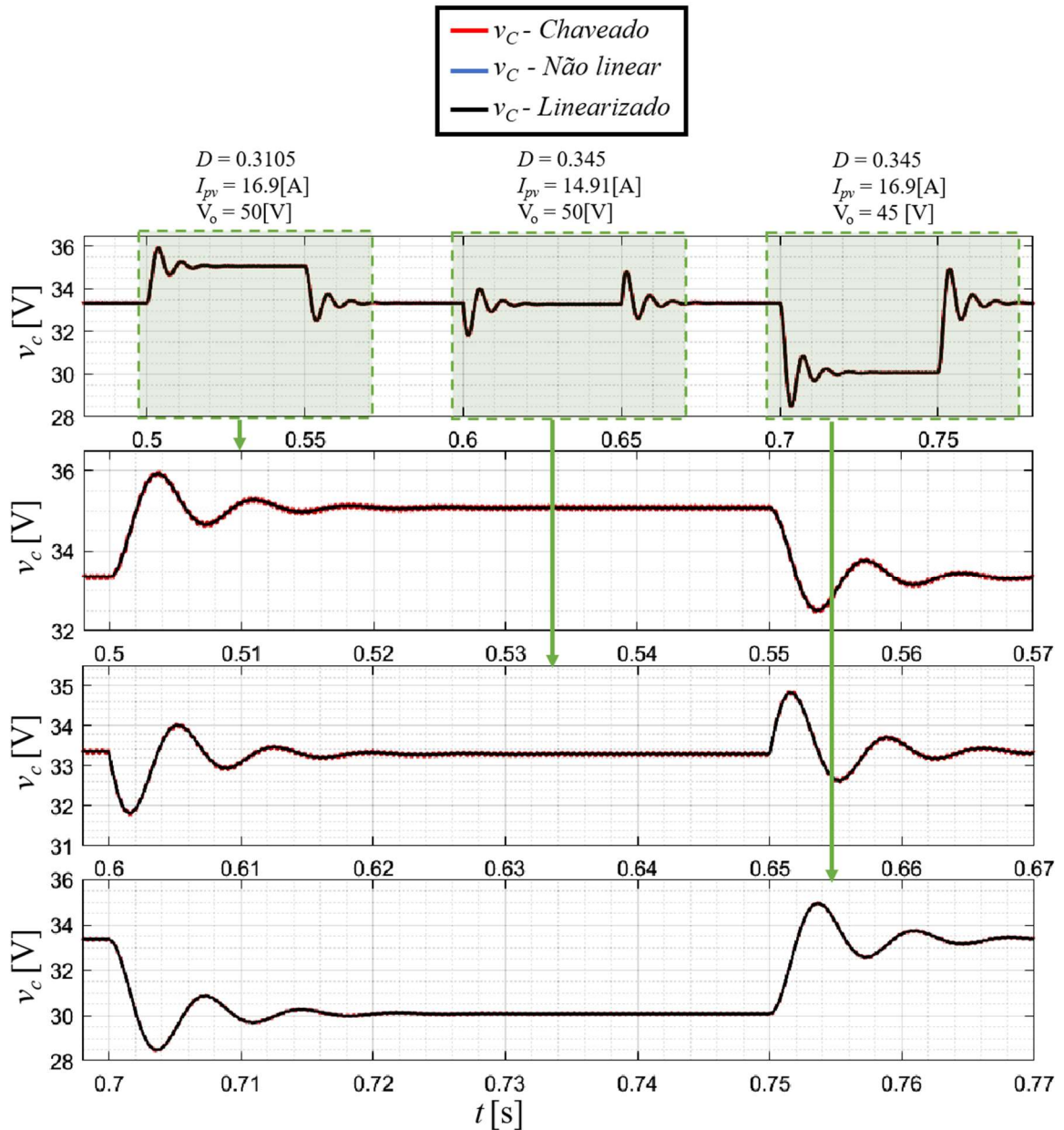


Fig. 6.7: Resposta da tensão no capacitor a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão de saída para o conversor *iBC* de 2 células

Por fim, faz-se uma comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da corrente no indutor e da tensão no capacitor para as duas configurações avaliadas. Os resultados são apresentados nas Fig. 6.8 e Fig. 6.9, respectivamente em [pu], uma vez que os valores absolutos são diferentes para os dois casos. Tanto a corrente no indutor quanto a tensão no capacitor mostram que o aumento de células contribui em menor tempo de acomodação e maior amortecimento da resposta. Com relação ao sobressinal, observa-se que a variação de corrente no indutor em resposta a um degrau de ciclo de trabalho ou de tensão V_o apresenta maior

sobressinal com o aumento de células. Embora todas as funções de transferência apresentem os mesmos pólos, essas duas funções correspondentes possuem um zero na origem. Para todos os outros casos, as respostas apresentam menor sobressinal com o aumento de células, além do menor tempo de acomodação.

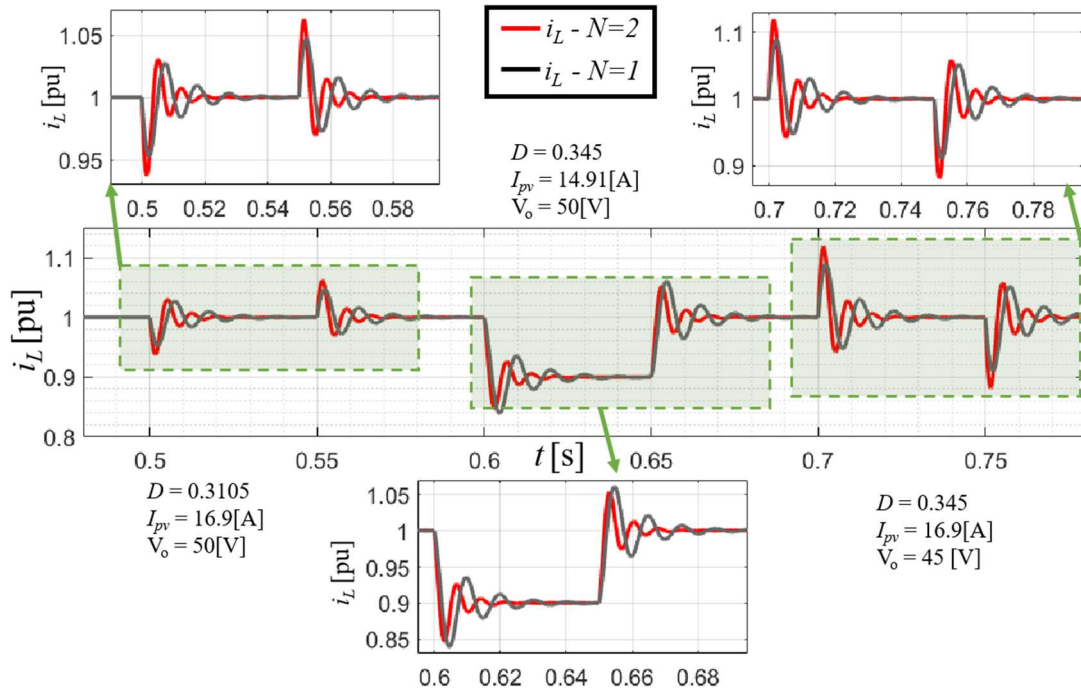


Fig. 6.8: Comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da corrente do *boost* convencional e *iBC* a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão na saída.

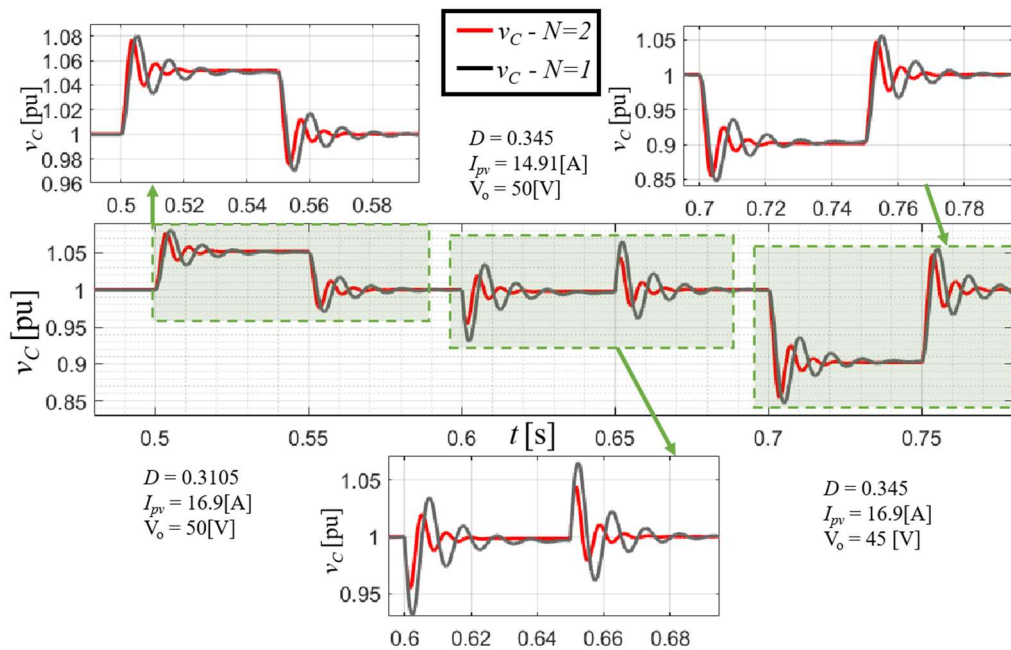


Fig. 6.9: Comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da tensão no capacitor do *boost* convencional e *iBC* a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão na saída.

Os efeitos ora citados podem ser melhor entendidos quando se avalia um conversor com número maior de células. Na Fig. 6.10 e Fig. 6.11 são apresentadas os resultados para um *iBC* de 1-5-células, onde realizou-se variações em degrau de 10% de razão cíclica, corrente de entrada e tensão de saída. Observa-se que a resposta de corrente no indutor a uma variação em degrau de ciclo de trabalho ou de tensão V_0 apresenta maior sobressinal com o aumento de células até certo ponto, depois o sobressinal passa a ser menor. Esse efeito é melhor ilustrado na Fig. 6.3, que apresenta a localização dos polos das funções de transferência de acordo com o número de células do *iBC*. Em relação à tensão sobre o capacitor (Fig. 6.11), para todas as variações em degrau aplicadas, a resposta apresenta menor tempo de acomodação e menor sobressinal com o aumento do número de células do *iBC*.

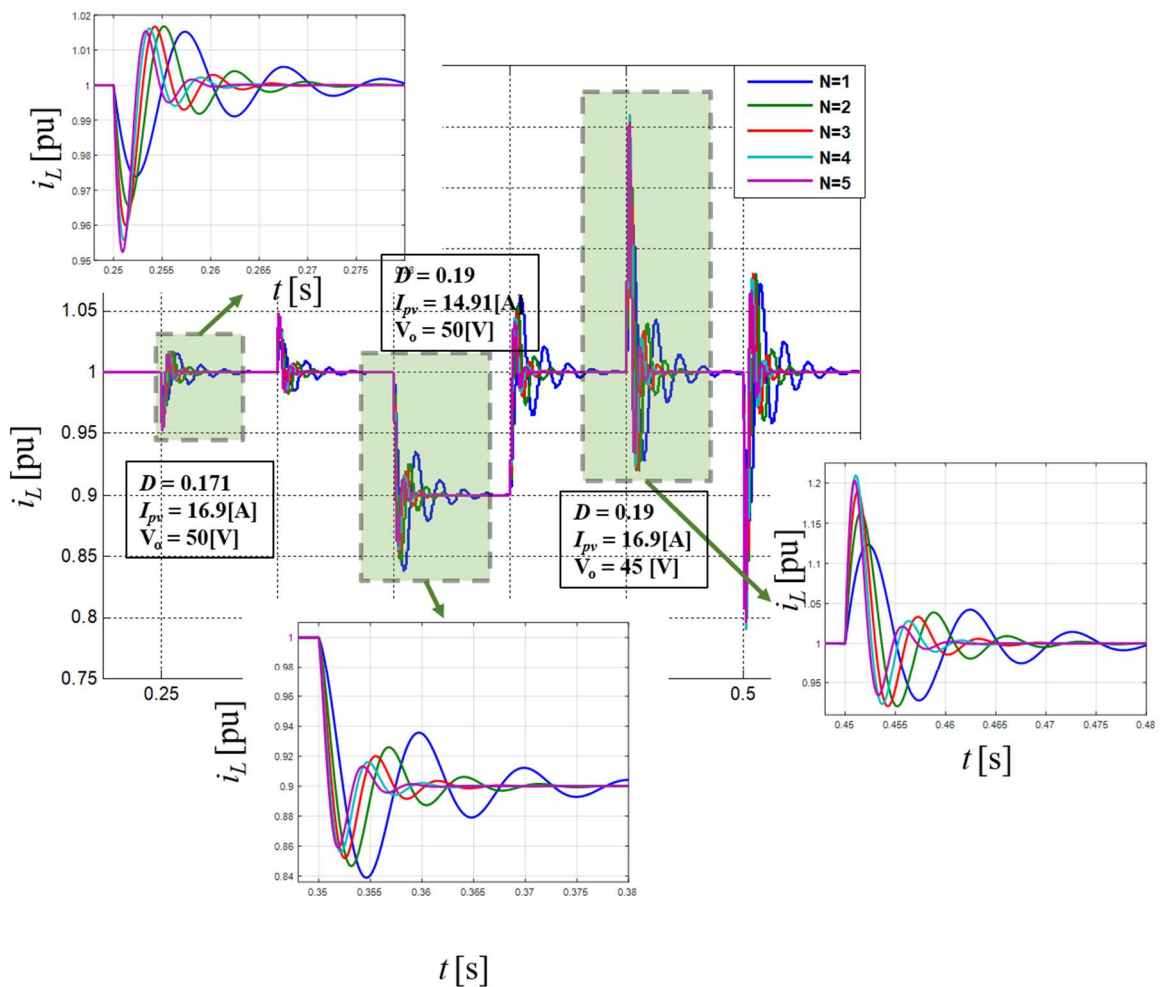


Fig. 6.10: Comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da corrente do *iBC* de 1-5-células a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão na saída.

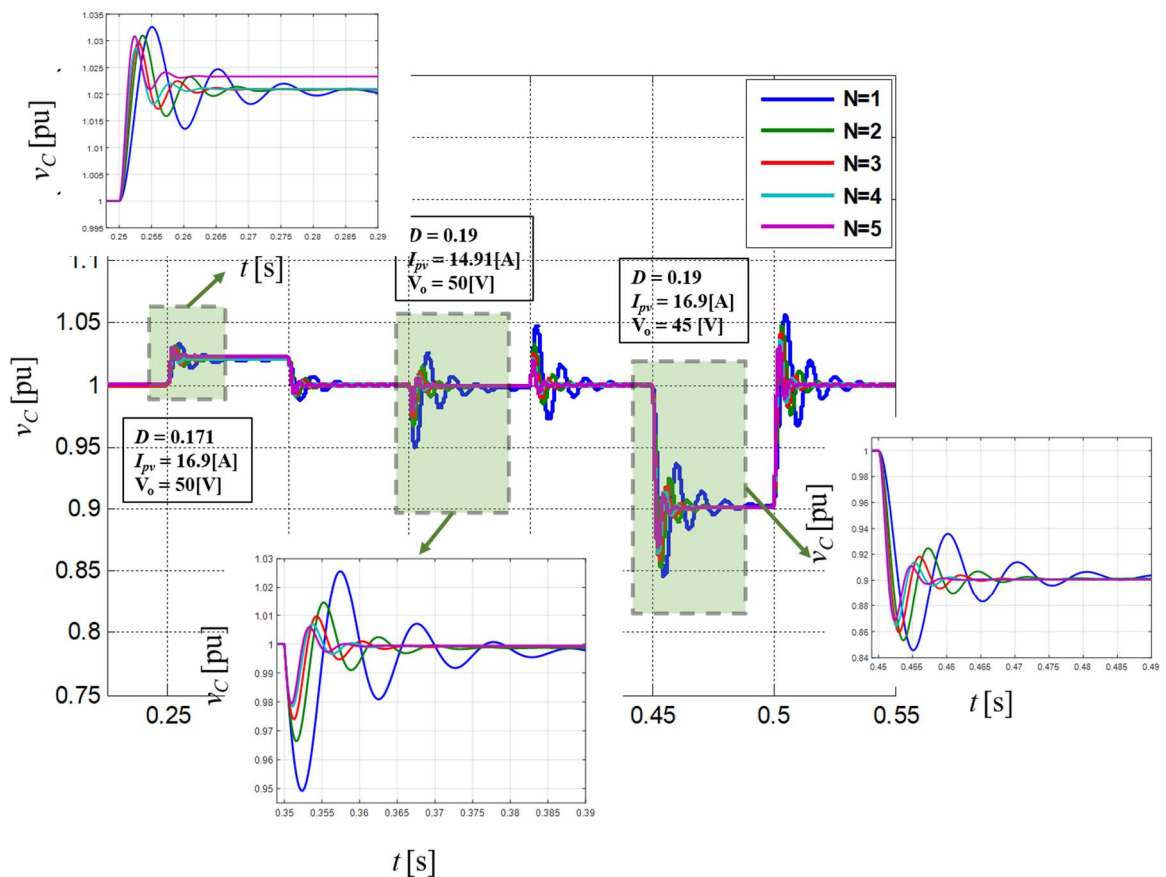


Fig. 6.11: Comparação entre as respostas dinâmicas do modelo linearizado da tensão sobre o capacitor de entrada do *iBC* de 1-5-células a diferentes variações de 10% em degrau no ciclo de trabalho, corrente de entrada e tensão na saída.

6.3 Resultados Experimentais

6.3.1 Descrição do protótipo

As atividades experimentais foram realizadas através do protótipo de um sistema híbrido de geração de energia renovável (*SGHEER*) anteriormente tratado em [9,10,21] e que está localizado no laboratório de geração de energia elétrica da Universidade Federal de Itajubá – campus de Itabira. O sistema de potência é apresentado na Fig. 6.12, onde o controle é executado pela *DSP* (do inglês: “*Digital Signal Processing*”) *eZdsp F28335* da *Spectrum Digital*. O sistema de controle ainda é composto pelos circuitos de condicionamento de sinal e circuitos de acionamento de potência, como apresentado na Fig. 6.13.



Fig. 6.12: Protótipo experimental *SHGEER*.

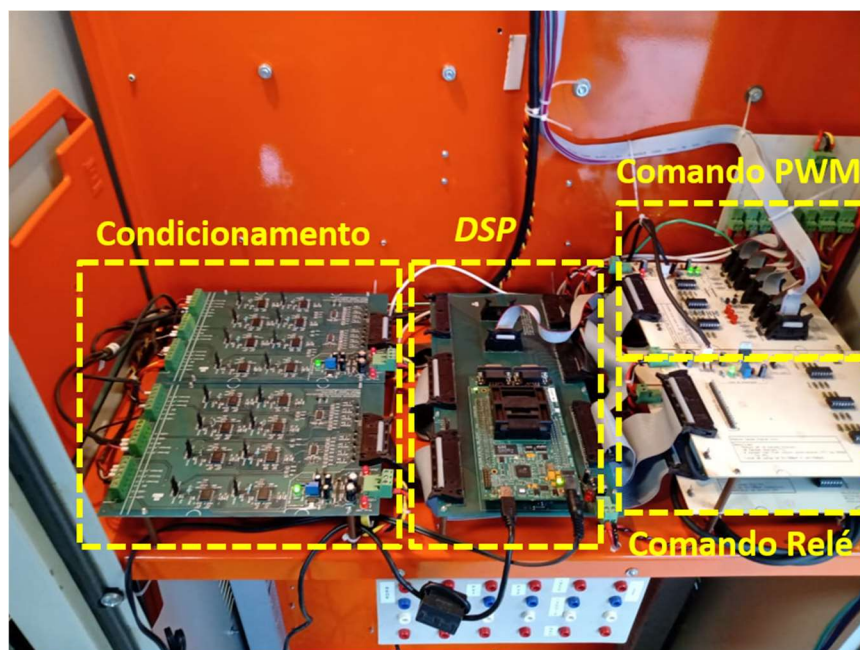


Fig. 6.13: Módulo de controle do protótipo.

O *SGHEER* se divide basicamente em três etapas, a primeira é o Conversor do Lado da Geração (*CLG*) composto de três conversores CC-CC que são responsáveis por extrair a máxima potência dos dois arranjos de painéis fotovoltaicos além do gerador síncrono de ímãs permanentes e injetá-la no barramento de corrente contínua. O barramento de corrente é responsável por fazer a interface entre os conversores da parte de geração e o conversor que faz a interface com a rede elétrica (*CLR*), representado a terceira etapa. O *CLR* que faz a interface do sistema de geração com a rede de distribuição e é composta por com um conversor cc-ca monofásico. O diagrama do sistema implementado e seus dados são apresentados na Fig. 6.14 e Tabela 6.2, respectivamente.

Um dos diferenciais desse sistema é a utilização tanto de conversores paralelos no lado de geração (*iBC*) quanto de indutores acoplados no lado da rede (*ICT*). Um dos grandes desafios da eletrônica de potência é a integração e compactação de sistemas para a obtenção de dispositivos com maior densidade de potência e maior robustez. O estudo dos *ICT*'s nas últimas décadas permitiu o desenvolvimento de diversas aplicações seja em conversores CC-CC ou conversores CC-CA. O principal ganho do *ICT* é a redução de perdas de alta frequência no cobre e no núcleo do componente magnético usado para acoplar os indutores [9].

Este trabalho está inserido no escopo de desenvolvimento do *SHGEER* e é direcionado ao estudo do *CLG*, com foco na geração fotovoltaica, o que justifica a sua apresentação. A metodologia do projeto do conversor cc-ca para a conexão à rede e o sistema de geração eólico não serão contemplados. Para elucidação de dúvidas e demais informações sobre esse sistema as seguintes bibliografias podem ser consultadas [9–11]. Os parâmetros do *CLG* são os mesmos adotados para a fase de simulação computacional, conforme Tabela 4.1.

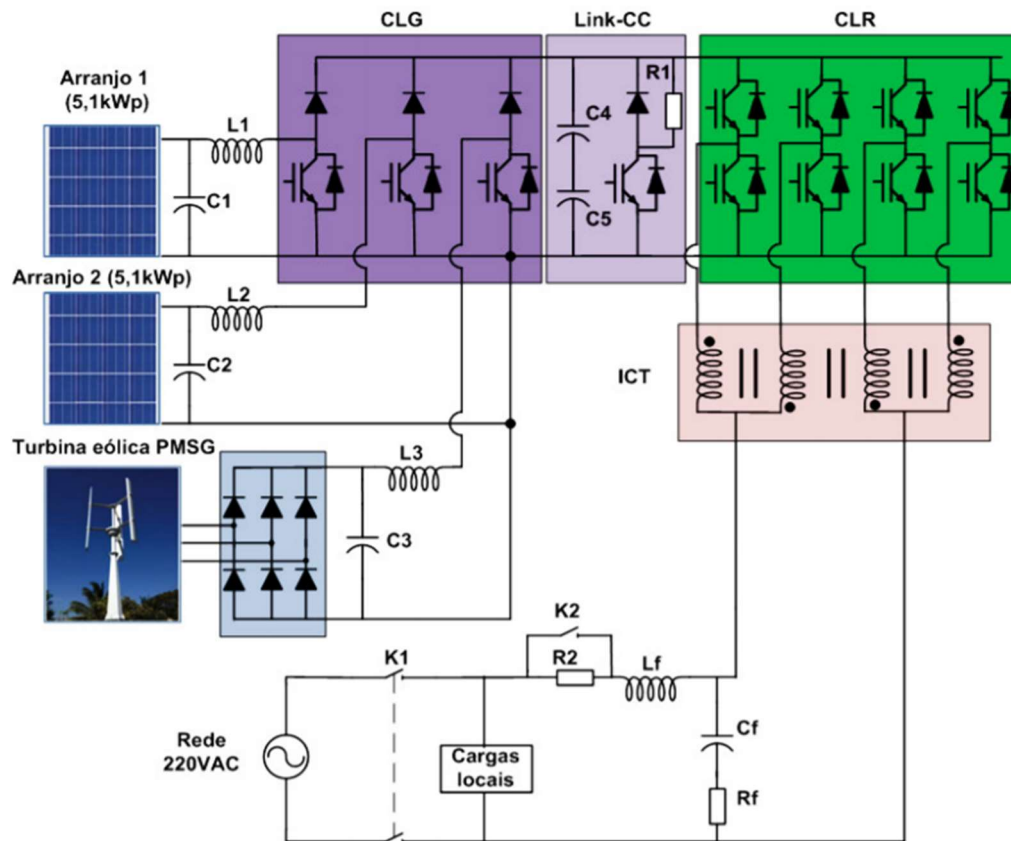


Fig. 6.14: Diagrama do SGHEER [9]

Tabela 6.2: Dados elétricos do SGHEER

<i>Etapa</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
Geração Fotovoltaica	Potência Nominal	10,2 [kW]
	Número de Painéis	40
	Número de <i>Strings</i>	4
	Tensão Nominal da <i>String</i>	300 [V]
	Corrente Nominal da <i>String</i>	8,49 [A]
Link CC	Tensão de Operação	450 [V]
	Capacitância	9400 [uF]
	Resistência de <i>Chopper</i>	100 [Ω]
CLR	Frequência de Chaveamento	10,08 [kHz]
	Corrente Nominal	53,18 [A]
	Tensão Nominal	220 [V _{AC}]
	Frequência	60 [Hz]
CLG	Frequência de Chaveamento	10,08 [kHz]
	Tensão Nominal de Entrada	300 [V]
	Corrente Nominal de Entrada	16,98 [A]

6.3.2 Implementação do conversor *boost* convencional e rastreamento da máxima potência

Para maior flexibilização dos ensaios na bancada foi utilizada a fonte CC controlável modelo XR400-20 para emular um arranjo fotovoltaico através do software *Photovoltaic Power Profile Emulation* (PPPE) da Magna Power. O arranjo fotovoltaico emulado possui potência nominal de 5,1 kW utilizando os painéis YL255P-29b da Yingli Solar, conforme parâmetros descritos na Tabela 6.3. A configuração é composta por dois *strings* de 10 painéis conectados em paralelo.

Tabela 6.3 Dados do painel solar YL255P-29b

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tipo de célula	-	<i>p-Si</i>
Potência nominal (STC)	P_n	255(W)
Corrente de <i>MPP</i>	I_{MP}	8,32(A)
Tensão de <i>MPP</i>	V_{MP}	30,6(V)
Corrente de curto-circuito	I_{SC}	8,88(A)
Tensão de circuito aberto	V_{OC}	38,7(V)

Para avaliação do controlador proposto na Seção 4.8, equação (4.30), foi avaliada a resposta dinâmica de corrente no indutor do conversor *boost* para um sinal do tipo degrau com amplitude de 4 A, com a tensão de entrada mantida fixa pela fonte em 370 V e tensão de saída (barramento c.c.) de 450 V. Os ganhos do controlador foram discretizados utilizando a transformação *Bilinear (Tustin)* [58] com frequência de amostragem igual ao dobro da frequência de chaveamento.

O resultado é apresentado na Fig. 6.15, onde a resposta de corrente no indutor apresentou sobressinal de 25% e tempo de acomodação de 3,5 ms. Embora o tempo de acomodação e o sobressinal obtidos sejam superiores ao esperado (de acordo com o modelo), cabe esclarecer que por uma questão de disponibilidade técnica utilizou-se uma fonte de tensão na entrada do conversor e não uma fonte de corrente conforme o modelo proposto, o que não permite uma comparação fidedigna.

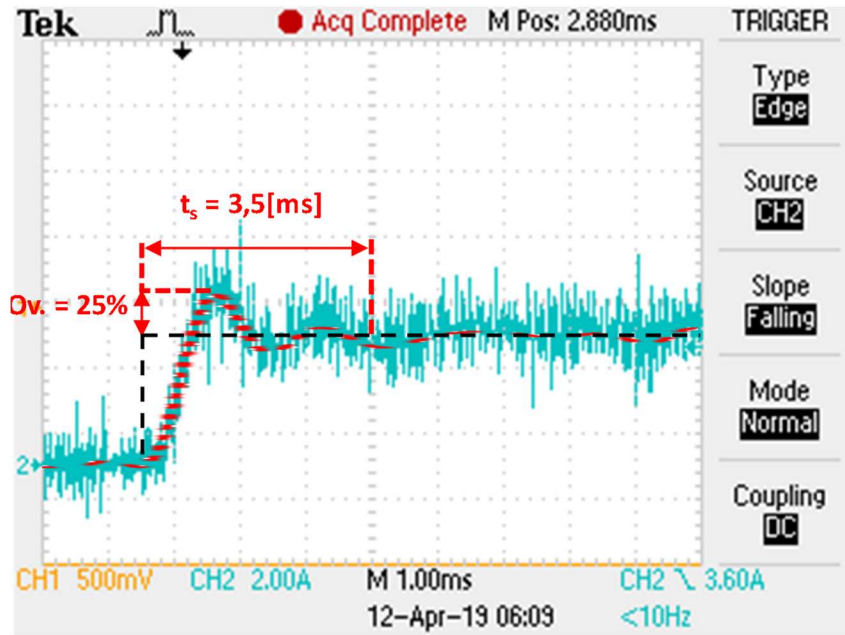


Fig. 6.15: Resposta ao degrau do controle do conversor *boost*. Resultado experimental.

Foi realizada então uma simulação computacional considerando as mesmas condições de operação, que pode ser vista na Fig. 6.16. Verifica-se que o sistema apresentou tempo de acomodação de 3,5 ms e sobressinal de 24%, de forma similar ao resultado experimental.

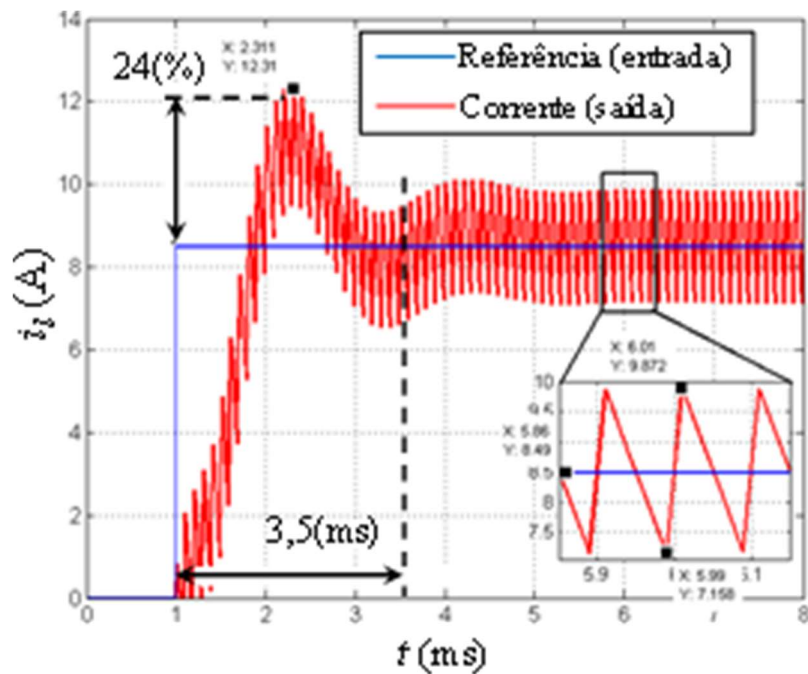


Fig. 6.16: Resposta ao degrau do controle do conversor *boost*. Resultado de simulação.

6.3.2.1 Implementação do MPPT

Um dos pontos mais importantes na implementação do algoritmo MPPT é a determinação do passo (k_{mppt}) de incremento e do tempo de atualização (Δt) da variável controlada, pois estes influem diretamente sobre a eficiência da conversão de energia. Para o presente trabalho a determinação desses valores foi realizada com base na avaliação da eficiência estática, onde foi definido range no qual este parâmetro seria avaliado, da seguinte forma:

- **Tempo mínimo de atualização** das variáveis é de 10 ms, i.e., dez vezes mais lento que a malha de controle de corrente, para que o MPPT não tenha grande influência sobre a dinâmica da malha de controle. **Tempo máximo de atualização** das variáveis de 110 ms, ou seja, aproximadamente cem vezes mais lento que a malha de corrente, de forma que não se tenha um tempo de resposta muito elevado;
- **Valor mínimo do passo de rastreamento** de 0,05 A (0,3% de I_{sc}) para que não se tenha um tempo de resposta muito elevado. **Valor máximo do passo de rastreamento** de 0,25 A (1,0% de I_{sc}) para que não se tenha grande perturbações na dinâmica de controle.

Definiu-se um intervalo de 6 tempos de atualização (10 ms, 30 ms, 50 ms, 70 ms, 90 ms e 110 ms) e 5 incrementos de corrente (50 mA, 100 mA, 150 mA, 200 mA e 250 mA) onde foram realizados 30 ensaios que contemplaram todas as combinações possíveis. Os ensaios foram realizados sob as condições padrão de teste ($G = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$). A partir dos ensaios realizados obteve-se a superfície mostrada na Fig. 6.17, onde são destacadas as duas configurações que apresentaram maior eficiência.

A primeira configuração em destaque ($k_{mppt}=0,20 \text{ A}$ e $\Delta t \text{ 70 ms}$) apresentou eficiência estática de 98% enquanto a segunda configuração ($k_{mppt}=0,05 \text{ A}$ e $\Delta t \text{ 110 ms}$) apresentou 99% de eficiência estática. Para uma melhor avaliação do MPPT também faz-se necessário avaliar o comportamento do conversor com essas configurações em destaque para diferentes condições ambientais através da análise da eficiência dinâmica conforme discutido na Seção 2.6.

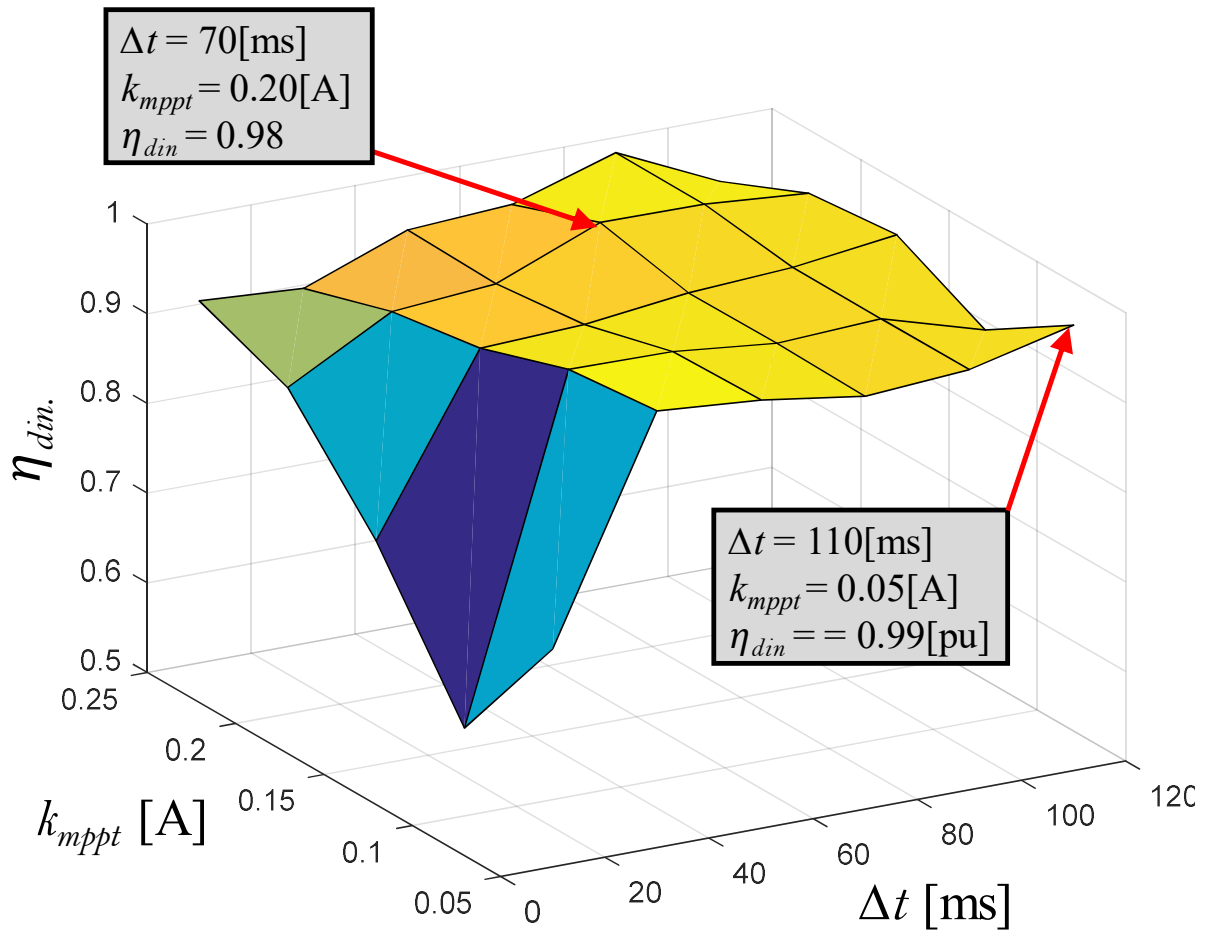


Fig. 6.17: Eficiência estática para diferentes valores de k_{mppt} e Δt . Resultado experimental.

Sendo assim, os dois pontos em destaque na Fig. 6.17 serão avaliados em diferentes condições ambientais através da eficiência dinâmica. Inicialmente foi realizada uma variação em rampa de irradiância de 360 W/m^2 a 1000 W/m^2 com a temperatura mantida em $25 \text{ }^\circ\text{C}$, como mostrado na Fig. 6.18. Posteriormente, foi realizada uma variação em rampa no valor de temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ à $80 \text{ }^\circ\text{C}$ com a irradiância mantida em 1000 W/m^2 , como se observa na Fig. 6.19.

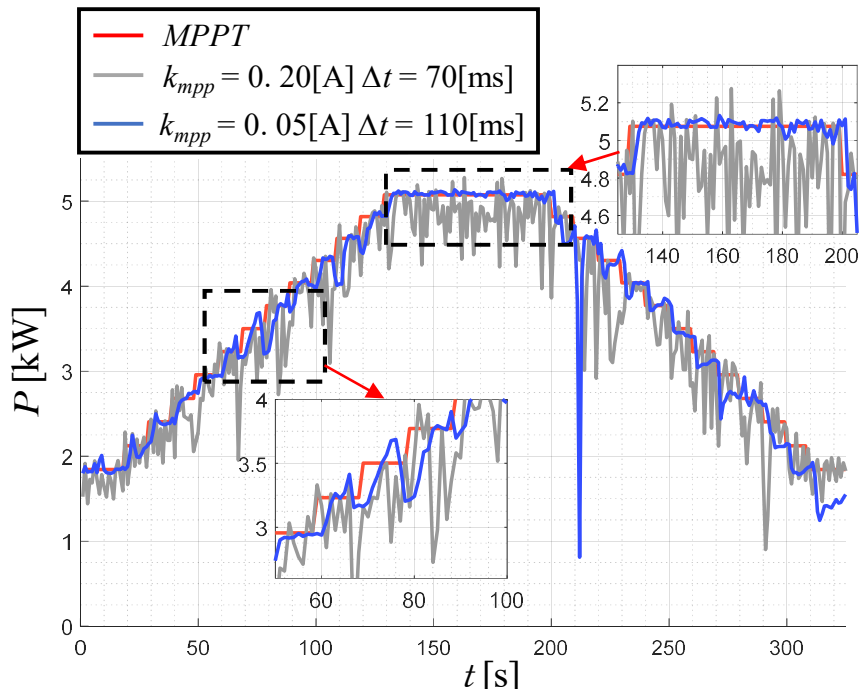


Fig. 6.18: Variação da irradiação em rampa com $T = 25^{\circ}\text{C}$. Resultado experimental.

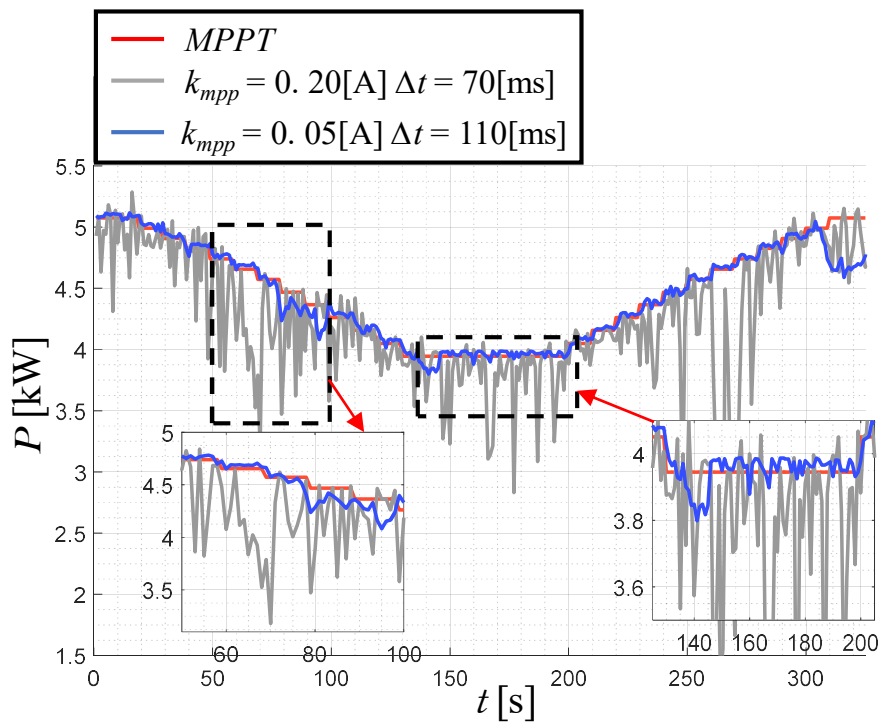


Fig. 6.19: Variação da temperatura em rampa com $G = 1 \text{ kW/m}^2$. Resultado experimental.

As duas configurações obtiveram elevados valores de eficiência, entretanto, comportamentos dinâmicos bem distintos. Para a primeira configuração ($k_{mpp}=0,20 \text{ A}$ e $\Delta t 70 \text{ ms}$), por operar com maior frequência de atualização e maior passo de incremento, observa-se grandes variações

instantâneas no valor da potência medida. Já para o segundo conjunto de parâmetros ($k_{mppr}=0,05$ A e Δt 110 ms), a medição de potência possui um comportamento dinâmico melhor em comparação ao primeiro, principalmente nas condições ambientais estáticas.

Nota-se que para a rampa decrescente de irradiação, a eficiência dinâmica apresenta uma redução significativa em relação à crescente, pois, a variação da irradiação solar sobre os módulos fotovoltaicos tem grande influência sobre o valor da corrente de máxima potência. Logo, quando ocorre a redução da irradiação de forma rápida, o MPPT tende a demorar um pouco a rastrear novamente o ponto de máxima potência e, nesse intervalo o conversor é levado a operar na região de curto-circuito do arranjo fotovoltaico, levando o controle à saturação.

Os valores de eficiência calculados para os testes de elevação e redução da irradiância e temperatura são descritos na Tabela 6.4.

Tabela 6.4: Eficiência para variações das condições ambientais

Conjunto	Variação	Eficiência Estática (η_{est}) (%)	Eficiência Dinâmica (η_{din}) (%)	
			Rampa Crescente	Rampa Decrescente
1 $k_{mppr}=0,05$ A Δt 110 ms	Irradiância	99,68	97,63	95,69
	Temperatura	99,68	99,40	99,56
2 $k_{mppr}=0,20$ A Δt 70 ms	Irradiância	94,95	93,05	92,24
	Temperatura	94,95	95,08	92,48

6.3.3 *iBC* de 2-Células

Para avaliação experimental da contribuição do entrelaçamento sobre o *ripple* de corrente, foi implementado um *iBC* de 2-células em malha aberta empregando-se os parâmetros descritos na Tabela 6.5. As características do conversor são as mesmas do *boost* convencional apresentado na Seção 6.3.1, conforme Tabela 4.1.

Realizou-se dois ensaios, no primeiro as duas células foram submetidas ao mesmo instante de chaveamento, como dois conversores *boost* convencionais operando em paralelo. Em seguida, as duas células foram submetidas à instantes de chaveamento diferentes, onde o pulso de acionamento das chaves foi defasado em 180° conforme o princípio do entrelaçamento dos conversores. Os resultados são apresentados na Fig. 6.20.

Tabela 6.5: Parâmetros do *iBC* experimental

Parâmetros		Símbolo	Valor
Boost 1	Indutância	L_1	2,71(mH)
	Resistência	R_{L1}	71(m Ω)
Boost 2	Indutância	L_2	2,51(mH)
	Resistência	R_{L2}	68(m Ω)
Capacitor de Entrada		C_b	2 x 470(μ F)
Tensão de entrada		V_{cb}	35(V)
Tensão de saída		V_{DC}	50(V)
Freq. Chaveamento		f_{sw}	10,08(kHz)
Ciclo de trabalho		D	0,345

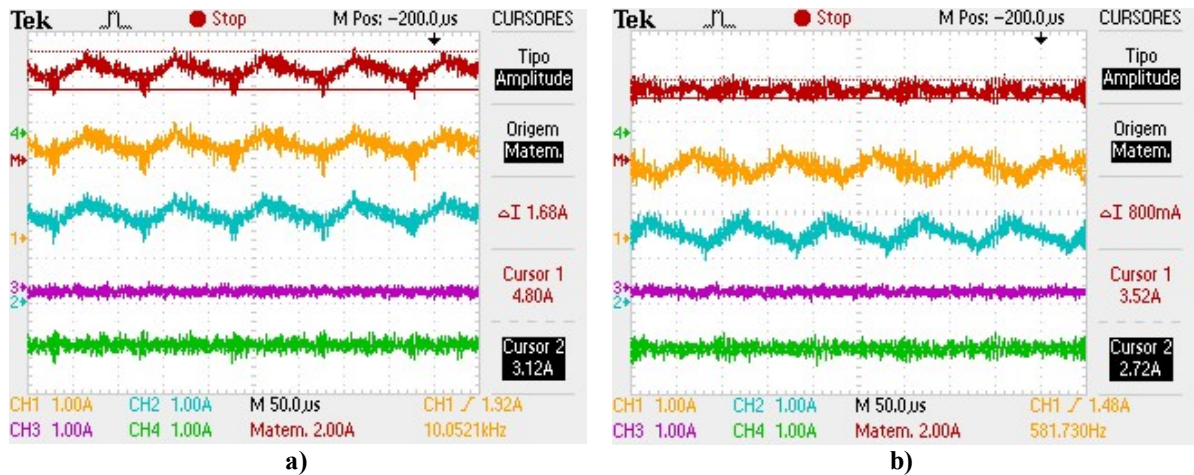


Fig. 6.20: Correntes nos indutores e soma das correntes na saída para o *iBC* de 2 células a) sem defasamento e b) com defasamento. Em vermelho: corrente total, em amarelo: corrente célula 1, em azul: corrente célula 2, em roxo: corrente na entrada do conversor e em verde: tensão na saída do conversor. Resultado experimental.

Para melhor avaliação dos resultados, realizou-se a filtragem dos sinais obtidos para eliminação dos ruídos. Os sinais filtrados podem ser vistos na Fig. 6.21. Para o primeiro ensaio, o *ripple* da corrente total é igual a soma do *ripple* das correntes sobre os dois indutores (Fig. 6.21a). A frequência do *ripple* da corrente total não sofre alteração em relação às correntes sobre os indutores.

Para o segundo ensaio, as correntes sobre os indutores apresentam defasamento de 180° entre si (Fig. 6.21a). Nessa configuração, observa-se que a corrente total apresenta *ripple* com o dobro da frequência em relação às oscilações das correntes sobre os indutores, outra característica é a redução de sua amplitude. O cancelamento total do *ripple* não era esperado pois, para um conversor de duas células o cancelamento ocorre para a razão cíclica de 0,5.

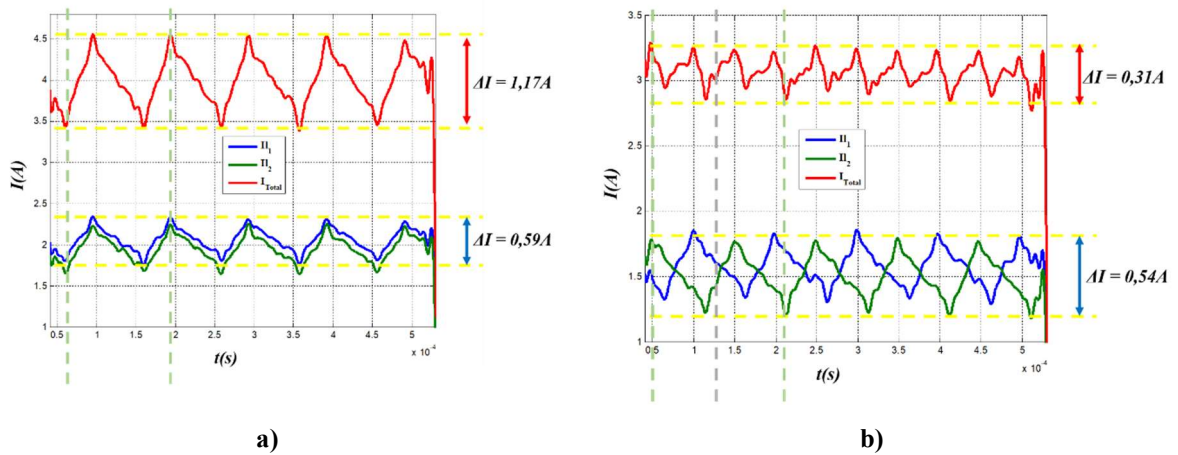


Fig. 6.21: Correntes nos indutores e soma das correntes na saída para o *iBC* de 2 células a) sem defasamento e b) com defasamento. Sinais pós filtragem. Resultado experimental.

Os valores de amplitude e frequência para o *ripple* de corrente obtidos nos dois ensaios são apresentados na Tabela 6.6. Onde observa-se que devido ao entrelaçamento entre as células, há redução significativa da oscilação de corrente na saída, de cerca de 73%.

Tabela 6.6: Oscilação de corrente para um *iBC* de 2 células. Resultado experimental.

	Corrente	$\Delta I(A)$	F(kHz)
Sem defasamento	I_{L1}	0,59	10,08
	I_{L2}	0,59	10,08
	$I_{saída}$	1,17	10,08
Com defasamento de 180°	I_{L1}	0,54	10,08
	I_{L2}	0,54	10,08
	$I_{saída}$	0,31	20,16

6.4 Conclusões do capítulo

O capítulo foi iniciado com uma avaliação da dinâmica do *iBC* através dos modelos obtidos com foco na avaliação do lugar das raízes e comportamento dos pólos tanto em relação ao número de células quanto a resistência série do capacitor de entrada. Foi possível observar o quão importante é considerar a resistência série do capacitor na modelagem do conversor e no projeto de controle, uma vez que a mesma tem participação importante na dinâmica do sistema e grande contribuição em maior amortecimento do mesmo. Por outro lado, o aumento do

número de células está tanto relacionado ao aumento do sobressinal quanto ao maior amortecimento e consequentemente maior rapidez de resposta do conversor às variações. Os resultados apresentados corroboraram com essa análise onde observou-se que o aumento de células contribuiu para uma resposta mais rápida do conversor em todos os testes realizados.

Avaliou-se também em ambiente computacional o modelo linearizado em comparação ao modelo chaveado, onde foram realizados distúrbios de 10% no ciclo de trabalho, corrente de entrada e na tensão de saída. O modelo linearizado não apresentou desvios significativos, sendo, portanto, fiel à dinâmica do conversor.

Avaliou-se o desempenho do MPPT tanto para a eficiência estática quanto dinâmica. Ficou evidente que o MPPT tem melhor comportamento quando tem menor frequência de atualização, cerca de 100 vezes mais lento que a malha de corrente e quando apresenta menor incremento de corrente, cerca de 0,3% da corrente de curto circuito.

Por fim, foram apresentados resultados experimentais para um *iBC* de 2-células em malha aberta, onde foi possível observar a importante contribuição do entrelaçamento do conversor na redução do *ripple* de corrente. Para esse caso, houve uma redução de aproximadamente 73% do *ripple* de corrente quando adotado o defasamento entre as duas células.

Capítulo 7

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou uma revisão sobre os sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede onde foram revistas alguma das principais configurações e topologias. Foram discutidos o efeito fotovoltaico, as tecnologias de células PV, a influência das condições ambientais e de instalação física sobre os painéis PV, além da importância da implementação de uma boa estratégia para o rastreamento de máxima potência para aumento da eficiência da conversão.

Foi proposto o desenvolvimento de um modelo generalizado para o *iBC* de N -células, avaliando-se as suas características dinâmicas e sua resposta a diferentes distúrbios de entrada. Além disso, o estudo e avaliação de um algoritmo MPPT baseado em corrente para um sistema de geração fotovoltaica.

Devido à descontinuidade existente na razão cíclica de $1/N$, o modelo generalização obtido para o *iBC* é limitado às razões cíclicas menores que $1/N$. Para razões cíclicas maiores que $1/N$ a análise deve ser ampliada. Observou-se que o modelo para o conversor boost convencional desenvolvido no Capítulo 4 é um caso particular do modelo para o *iBC* de N -células quando $N=1$, corroborando com a metodologia proposta. Adicionalmente, foi feita uma análise das contribuições do entreteçamento para a dinâmica do conversor através da análise do lugar das raízes.

A partir da análise da dinâmica do conversor, foi possível observar o quão importante é considerar a resistência série do capacitor na modelagem do conversor e no projeto de controle, uma vez que a mesma tem participação importante na dinâmica do sistema e grande contribuição em maior amortecimento do mesmo. Os resultados apresentados corroboraram com essa análise onde ficou evidente que além de todas as vantagens do *iBC* já discutidas na literatura, o aumento do número de células contribui na maior rapidez de resposta do conversor frente à distúrbios.

Foi implementado o algoritmo MPPT baseado em corrente para o protótipo estudado. A principal vantagem da utilização da corrente como variável de controle é a eliminação da malha de controle externa da tensão do arranjo PV, por gerar o valor da referência de corrente do *boost* de forma direta e, reduzindo o tempo de resposta e o esforço computacional. Adicionalmente,

avaliou-se o desempenho do MPPT. Ficou evidente que o MPPT tem melhor comportamento quando em menor frequência de atualização, cerca de 100 vezes mais lento que a malha de corrente e para menor incremento da corrente, cerca de 0,3% da corrente de curto circuito. Esses resultados possuem grande importância devido à escassez de estudos que auxiliem no projeto de MPPT em relação às configurações de operação. A maioria dos estudos existentes tem foco no desenvolvimento ou melhorias do algoritmo.

Por fim, foi implementado um *iBC* de 2-células em malha aberta, através de protótipo existente, onde foi possível observar a importante contribuição do entrelaçamento do conversor na redução do *ripple* de corrente. Observou-se uma redução de aproximadamente 73% do *ripple* de corrente quando adotado o defasamento entre as duas células.

7.1 Trabalhos futuros

Dentre as diversas possibilidades de continuidade desse trabalho, destaca-se:

- Generalização do modelo do boost entrelaçado de N-células para razões cíclicas maiores que $1/N$;
- Validação experimental do modelo boost entrelaçado proposto;
- Implementação das malhas de controle para o conversor boost entrelaçado;
- Implementação de diferentes técnicas de MPPT e realização de análise comparativa entre elas em relação à diferentes dinâmicas de corrente e tensão;
- Estudo de técnicas de moduladores e de controle visando o maior aproveitamento do aumento da banda de passagem proporcionada pelos conversores entrelaçados.

Alguns destes tópicos eram objetivos iniciais desse trabalho, porém devido a pandemia pela Covid-19 e problemas de ordem pessoal, esses estudos ficam como projeto de trabalhos futuros.

7.2 Publicação

A pesquisa apresentada nesse trabalho e as contribuições obtidas culminaram na publicação do trabalho “**Implementação e avaliação da eficiência de um algoritmo MPPT P&O baseado em corrente para a geração fotovoltaica**”, apresentado no 14º Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI), em outubro de 2019. Conforme referência a seguir:

- M. Martins Gonçalves, R. Mario da Silva, W. Wodson Aparecido Gonçalves, G. Luciano dos Reis, C. Venício de Sousa, J. Lucas da Silva, S.I. Seleme Jr, **Implementação e avaliação da eficiência de um algoritmo MPPT P&O baseado em corrente para geração fotovoltaica**, in: Anais Do 14o Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, Galoa, 2019. <https://doi.org/10.17648/sbai-2019-111270>.

REFERÊNCIAS

- [1] World Population Prospects - Population Division - United Nations, (n.d.). <https://population.un.org/wpp/DataQuery/> (acessado em 2 de dezembro de 2020).
- [2] Data & Statistics, IEA. (n.d.). <https://www.iea.org/data-and-statistics> (acessado em 2 de dezembro de 2020).
- [3] André Marconato Ramos, Humberto Prates da Fonseca Alves, Conflito socioeconômico e ambiental ao redor da construção da Usina Hidrelétrica Belo Monte, *Desenvolv. Meio Ambiente*. 46 (2018). <https://doi.org/10.5380/dma.v46i0.50248>.
- [4] Geração Distribuída - ANEEL, (n.d.). <https://www.aneel.gov.br/geracao-distribuida> (acessado em 2 de dezembro de 2020).
- [5] Agência Nacional de Energia Elétrica (Brasil) Retrospectiva 2019, Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), Brasília, 2020. <https://www.aneel.gov.br/documents/656877/15495819/Retrospectiva+ANEEL+-+2019/73fd2b23-c540-8548-f7bd-554702f74133?version=1.0> (acessado em 30 de novembro de 2020).
- [6] M.J.G. Ferreira, Inserção da energia solar fotovoltaica no Brasil, Mestrado em Energia, Universidade de São Paulo, 1993. <https://doi.org/10.11606/D.86.1993.tde-05122011-141720>.
- [7] M. do C.B. Rodrigues, H.A.C.B. Estêvão Coelho Teixeira, Uma Visão Topológica sobre Sistemas Fotovoltaicos Monofásicos Conectados à Rede de Energia Elétrica, in: São Paulo, 2003.
- [8] RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, (2012). <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf> (acessado em 2 de dezembro de 2020).
- [9] G.L. dos Reis, Projeto e construção de um conversor monofásico em ponte H multicelular entrelaçado para a geração fotovoltaica e eólica de pequeno porte, Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia, 2017.
- [10] J.L.D. Silva, G.L.D. Reis, R.M. Silva, S.I. Seleme, T.A. Meynard, A.M. Llor, Design, modeling and identification of the Generation Side Converter in an 11.7 kW wind/photovoltaic hybrid renewable generation system, in: 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017: pp. 1–8. <https://doi.org/10.1109/PEDG.2017.7972548>.
- [11] J.L.D. Silva, G.L.D. Reis, S.I. Seleme, T.A. Meynard, Control design and frequency analysis of an output filter in parallel interleaved converters, in: 2016 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), 2016: pp. 734–739. <https://doi.org/10.1109/PECON.2016.7951656>.
- [12] V.M.R. de Jesus, L.S. Xavier, A.F. Cupertino, H.A. Pereira, V.F. Mendes, Comparison of MPPT strategies applied in three-phase photovoltaic inverters during harmonic current compensation, in: 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), IEEE, Curitiba, PR, Brazil, 2016: pp. 1–8. <https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2016.7874591>.
- [13] D.I. Brandão, Sistema de geração fotovoltaico multifuncional., Dissertação (mestrado), Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, 2013. <http://hdl.handle.net/11449/87209> (acessado em 12 de dezembro de 2018).
- [14] M.A.G. de Brito, L.P. Sampaio, G. Luigi, G.A. e Melo, C.A. Canesin, Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications, in: 2011 International Conference on

- Clean Electrical Power (ICCEP), IEEE, Ischia, Italy, 2011: pp. 99–104. <https://doi.org/10.1109/ICCEP.2011.6036361>.
- [15] Boyang Hu, S. Sathiakumar, Current ripple cancellation of multiple paralleled boost converters for PV/battery charging system with MPPT, in: 2011 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, 2011: pp. 1–6. <https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2011.6167080>.
- [16] M. Forouzesh, Y.P. Siwakoti, S.A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman, Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications, IEEE Trans. Power Electron. 32 (2017) 9143–9178. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2652318>.
- [17] L. Hassaine, E. OLias, J. Quintero, V. Salas, Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems, Renewable and Sustainable Energy Reviews. 30 (2014) 796–807. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.11.005>.
- [18] J. Jana, H. Saha, K. Das Bhattacharya, A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems, Renewable and Sustainable Energy Reviews. 72 (2017) 1256–1270.
- [19] K. Zeb, W. Uddin, M.A. Khan, Z. Ali, M.U. Ali, N. Christofides, H.J. Kim, A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system, Renewable and Sustainable Energy Reviews. 94 (2018) 1120–1141.
- [20] Luana Kruger Melgaço Pereira, Estudo da topologia, técnicas de modulação em largura de pulsos e controle do conversor boost entrelaçado, Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia, 2019. <https://www.ppgee.ufmg.br/defesas/1673M.PDF> (acessado em 26 de novembro de 2020).
- [21] S. Kolluri, N.L. Narasamma, Analysis, modeling, design and implementation of average current mode control for interleaved boost converter, in: 2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), IEEE, Kitakyushu, 2013: pp. 280–285. <https://doi.org/10.1109/PEDS.2013.6527029>.
- [22] Alexandre José Bühler, Determinação de parâmetros fotovoltaicos a partir de ensaios de curvas características sem iluminação, Dissertação (mestrado), Universidade Federal do Rio Grande do Sul., 2007. <http://hdl.handle.net/10183/10621> (acessado em 24 de novembro de 2020).
- [23] C. de A. Olivati, R.K. Onmori, E.A.T. Dirani, R.M. Faria, Efeito fotovoltaico e fotocondutividade em dispositivos poliméricos, Resumo. (2000). <https://repositorio.usp.br/item/001079286> (acessado em 24 de novembro de 2020).
- [24] Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos, Ed. revista e atualizada, Cepel-Cresesb, Rio de Janeiro, 2014. <http://www.cresesb.cepel.br/index.php?section=publicacoes&task=&cid=9> (acessado em 24 de novembro de 2020).
- [25] O. Ogbomo, D.E. Amalu, N.N. Ekere, P.O. Olagbegi, A review of photovoltaic module technologies for increased performance in tropical climate, Renewable and Sustainable Energy Reviews. 75 (2016). <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.11.109>.
- [26] M.A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, W. Warta, E.D. Dunlop, Solar cell efficiency tables (version 46): Solar cell efficiency tables (version 46), Prog. Photovolt: Res. Appl. 23 (2015) 805–812. <https://doi.org/10.1002/pip.2637>.
- [27] T. Saga, Advances in crystalline silicon solar cell technology for industrial mass production, NPG Asia Materials. 2 (2010) 96–102. <https://doi.org/10.1038/asiamat.2010.82>.

- [28] S. Dubey, N.Y. Jadhav, B. Zakirova, Socio-Economic and Environmental Impacts of Silicon Based Photovoltaic (PV) Technologies, *Energy Procedia*. 33 (2013) 322–334. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2013.05.073>.
- [29] Hyeonah Park, Hyosung Kim, PV cell modeling on single-diode equivalent circuit, in: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013: pp. 1845–1849. <https://doi.org/10.1109/IECON.2013.6699412>.
- [30] *Photovoltaic Power Plants*, in: *Integration of Alternative Sources of Energy*, John Wiley & Sons, Ltd, 2005: pp. 129–158. <https://doi.org/10.1002/0471755621.ch6>.
- [31] R.F. Coelho, F. Concer, D.C. Martins, A proposed photovoltaic module and array mathematical modeling destined to simulation, in: *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2009: pp. 1624–1629. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2009.5214722>.
- [32] M.A.G. de Brito, L. Poltronieri Sampaio, G. de Azevedo e Melo, C. Alberto Canesin, Contribution For The Study Of The Main Pv Maximum Power Point Tracking Methods, *REP*. 17 (2012) 592–600. <https://doi.org/10.18618/REP.2012.3.592600>.
- [33] M.M. Gonçalves, R.M. da Silva, W.W.A. Gonçalves, G.L. dos Reis, C.V. de Sousa, J.L. da Silva, S.I.S. Jr, Implementação e avaliação da eficiência de um algoritmo MPPT P&O baseado em corrente para geração fotovoltaica, in: *Anais Do 14º Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*, Galoa, 2019. <https://doi.org/10.17648/sbai-2019-111270>.
- [34] L.V. Bellinaso, H.H. Figueira, M.F. Basquera, R.P. Vieira, H.A. Grundling, L. Michels, Cascade Control With Adaptive Voltage Controller Applied to Photovoltaic Boost Converters, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* 55 (2019) 1903–1912. <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2884904>.
- [35] N. Kamdi, P.B. Joshi, Simulation of three-phase two-stage grid connected photovoltaic system using Cuk converter, in: *2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, IEEE, Vellore, 2017: pp. 1–5. <https://doi.org/10.1109/IPACT.2017.8245077>.
- [36] H. Haeberlin, L. Borgna, M. Kaempfer, U. Zwahlen, Total efficiency η_{tot} – a new quantity for better characterisation of grid-connected pv inverters, (2005) 4.
- [37] H. Häberlin, P. Schärf, New Procedure for Measuring Dynamic MPP-Tracking Efficiency at Grid-Connected PV Inverters, *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference*. 21-25 September 2009 (2009) 7 pages, 6239 kb. <https://doi.org/10.4229/24THEUPVSEC2009-4BV.1.9>.
- [38] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, Wiley, Chichester, 2011.
- [39] *Photovoltaic Inverter Topologies for Grid Integration Applications*, Springerprofessional.De. (n.d.). <https://www.springerprofessional.de/en/photovoltaic-inverter-topologies-for-grid-integration-applicatio/10265832> (acessado em 25 de novembro de 2020).
- [40] T. Kerekes, R. Teodorescu, M. Liserre, Common mode voltage in case of transformerless PV inverters connected to the grid, in: *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008: pp. 2390–2395. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2008.4677236>.
- [41] Jonas Rafael Gazoli, *Microinversor monofásico para sistema solar fotovoltaico conectado à rede elétrica.*, Dissertação (Mestrado), Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 2011. http://repositorio.unicamp.br/bitstream/REPOSIP/259012/1/Gazoli_JonasRafael_M.pdf (acessado em 25 de novembro de 2020).
- [42] R.F. Coelho, W.M. dos Santos, D.C. Martins, Influence of power converters on PV maximum power point tracking efficiency, in: *2012 10th IEEE/IAS International*

- Conference on Industry Applications, IEEE, Fortaleza, CE, Brazil, 2012: pp. 1–8. <https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2012.6453083>.
- [43] Budi Amri Soedibyo, The comparative study of Buck-boost, Cuk, Sepic and Zeta converters for maximum power point tracking photovoltaic using P&O method, in: 2015 2nd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE), IEEE, Semarang, Indonesia, 2015: pp. 327–332. <https://doi.org/10.1109/ICITACEE.2015.7437823>.
- [44] Márcio Rodrigues Assunção, Estudo e implementação de um conversor CC-CC Boost entrelaçado em regime de condução contínua, Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de Minas Gerais, 2014.
- [45] O. Hegazy, J.V. Mierlo, P. Lataire, Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles, *IEEE Transactions on Power Electronics*. 27 (2012) 4445–4458. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2183148>.
- [46] Silas Martins Sousa, Controle de conversor c.c./c.c. SEPIC em modo corrente aplicado ao inversor fotovoltaico trifásico conectado à rede elétrica, Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de São João del Rei. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, 2019.
- [47] Denizar Cruz Martins, Ivo Barbi, Conversores CC-CC Básicos Não Isolados, 2nd ed., 2006.
- [48] M.H. Rashid, Electric renewable energy systems, Academic Press, London, UK, 2016. <http://proquestcombo.safaribooksonline.com/9780128006368> (accessed November 26, 2020).
- [49] A. Andrade, L. Schuch, H. Hey, M. Martins, Quadratic-boost With Stacked Zeta Converter For High Voltage Gain Applications, *REP*. 21 (2016) 274–284. <https://doi.org/10.18618/REP.2016.4.2628>.
- [50] M.G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, L.H. Diaz-Saldierna, J.M. Garcia-Ibarra, E.E. Carbajal-Gutierrez, Current-Mode Control for a Quadratic Boost Converter with a Single Switch, in: 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007: pp. 2652–2657. <https://doi.org/10.1109/PESC.2007.4342436>.
- [51] J.A. Morales-Saldaña, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernández, J.L. González-Martínez, Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R2P2, *IET Power Electronics*. 7 (2014) 11–22. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0749>.
- [52] Henrique A. C. Braga, Ivo Barbi, CONVERSORES ESTÁTICOS MULTINÍVEIS – UMA REVISÃO, *SBA Controle & Automação*. 11 (2000) 20–28.
- [53] Brett Andrew Miwa, Interleaved conversion techniques for high density power supplies, Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1992. <http://hdl.handle.net/1721.1/12763> (acessado em 26 de novembro de 2020).
- [54] S.V. Dhople, A. Davoudi, P.L. Chapman, Steady-state characterization of multi-phase, interleaved Dc-Dc converters for photovoltaic applications, in: 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, San Jose, CA, 2009: pp. 330–336. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2009.5316415>.
- [55] Ronald Crews, AN-1820 LM5032 Interleaved Boost Converter, (2013).
- [56] A. Urtasun, P. Sanchis, L. Marroyo, Adaptive Voltage Control of the DC/DC Boost Stage in PV Converters With Small Input Capacitor, *IEEE Trans. Power Electron.* 28 (2013) 5038–5048. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2240702>.
- [57] J. Puukko, L. Nousiainen, T. Suntio, Effect of minimizing input capacitance in VSI-based renewable energy source converters, in: 2011 IEEE 33rd International

- Telecommunications Energy Conference (INTELEC), IEEE, Amsterdam, Netherlands, 2011: pp. 1–9. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2011.6099891>.
- [58] C.L. Phillips, R.D. Harbor, Feedback Control System, 3rd ed., Prentice Hall, 1996.
- [59] S. Buso, P. Mattavelli, Digital control in power electronics, 2nd ed., Morgan&Calypool, 2015.
- [60] Fundamentals of Power Electronics, 2001. <https://doi.org/10.1007/b100747> (acessado em 29 de novembro de 2020).