

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
NÚCLEO DE PESQUISA EM ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

RODRIGO RIMOLDI DE LIMA

**INVERSOR CSI MULTIFILEIRAS FOTOVOLTAICO DE
ESTÁGIO ÚNICO SEM TRANSFORMADOR
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

Uberlândia - MG
2020

RODRIGO RIMOLDI DE LIMA

**INVERSOR CSI MULTIFILEIRAS FOTOVOLTAICO DE
ESTÁGIO ÚNICO SEM TRANSFORMADOR
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

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

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos G. de Freitas.
Co-orientador: Prof. Dr. Fernando C. Melo.

Uberlândia - MG
2020

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

L732 Lima, Rodrigo Rimoldi de, 1980-
2020 Modelagem e desenvolvimento de um inversor CSI multistring fotovoltaico de estágio único sem transformador conectado à rede elétrica [recurso eletrônico] : Grid-tied transformerless single-stage photovoltaic multistring CSI inverter / Rodrigo Rimoldi de Lima. - 2020.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.
Coorientador: Fernando Cardoso Melo.
Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica.
Modo de acesso: Internet.
Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.te.2020.386>
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976-, (Orient.). II. Melo, Fernando Cardoso, 1989-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:
Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica			
Defesa de:	Tese de Doutorado, 262, PPGEELT			
Data:	Vinte e sete de março de dois mil e vinte	Hora de início:	14:00	Hora de encerramento:
Matrícula do Discente:	11313EEL016			
Nome do Discente:	Rodrigo Rimoldi de Lima			
Título do Trabalho:	Modelagem e desenvolvimento de um inversor CSI multistring fotovoltaico de estágio único sem transformador conectado à rede elétrica.			
Área de concentração:	Sistemas de energia elétrica			
Linha de pesquisa:	Eletrônica de potência			
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Título: Concepção, projeto e implementação de um Sistema Inversor Multistring Conectado à Rede Elétrica e com MPPTs independentes Agência Financeira: CNPq MCTI/CNPq/CT-Energ Nº 49/2013 Início: 01/03/2013 Término: 01/06/2018 No. do Projeto na agência: Processo 406845/2013-1 Professor Coordenador: LUIZ CARLOS DE FREITAS			

Reuniu-se no Anfiteatro 1E, Campus Santa Mônica, da Universidade Federal de Uberlândia, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta: Professores Doutores: Ernane Antônio Alves Coelho - FEELT/UFU; Guilherme de Azevedo e Melo - UNESP; Luiz Henrique Silva Colado Barreto - UFC; Luiz Carlos Gomes de Freitas - FEELT/UFU, orientador(a) do(a) candidato(a).

Iniciando os trabalhos o(a) presidente da mesa, Dr(a). Luiz Carlos Gomes de Freitas, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato(a), agradeceu a presença do público, e concedeu ao Discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do Discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

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

Aprovado(a).

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de **Doutor**.

O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

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



Documento assinado eletronicamente por **Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Usuário Externo**, em 01/04/2020, às 14:06, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Luiz Carlos Gomes de Freitas, Professor(a) do Magistério Superior**, em 01/04/2020, às 14:20, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ernane Antonio Alves Coelho, Professor(a) do Magistério Superior**, em 01/04/2020, às 22:01, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Guilherme de Azevedo e Melo, Usuário Externo**, em 02/04/2020, às 10:41, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1977051** e o código CRC **0F5256E2**.

À minha esposa, companheira de todos os momentos, Rejaine Alves de Lima.

Às minhas filhas, Mariana e Ana Elisa Rimoldi de Lima, pela alegria e amor que renovam minhas forças.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente à Deus, pois dele vem a minha fonte de energia, de entendimento, de sobriedade, de motivações bem ajustadas, de graça e de paz para a caminhada diária da minha vida. Nele eu me defino. Ele é quem concede os títulos mais preciosos que eu posso.

Agradeço carinhosamente à minha esposa, Rejaine Alves de Lima. Ela tem sido paciente e companheira durante esse longo período de tempo destinado ao meu processo de doutoramento. E ela sabe como ninguém quão penosa para mim foi essa fase da minha carreira. Feliz sou eu por ter uma companheira que se posiciona ao meu lado e trabalha de muitas formas para sempre extrair o melhor de mim em tudo. Agradeço também às minhas duas filhas, Mariana e Ana Elisa, pois a alegria delas sempre me contagia e me ajuda a encarar com mais leveza e tranquilidade os desafios que a Engenharia continuamente coloca diante dos meus olhos. Elas são meu maior projeto.

Aos meus pais, meu agradecimento e reconhecimento. O exemplo deles e os constantes investimentos pessoais e educacionais que eles a mim sempre dedicaram são a razão de eu ter chegado até aqui e materializam a certeza de que tenho condições de alçar voos ainda maiores. Aos meus queridos irmãos, Ana Carolina e Gabriel, pelos muitos apoios, parcerias, carinhos e muitas contribuições na minha vida pessoal e profissional. Aos queridos Arthur e Hugo, recebidos por mim como irmãos, participantes de muitas histórias em minha jornada, meu carinho e afetuoso abraço.

Ao meu orientador, professor Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas, acima de tudo por confiar a mim o seu próprio nome ao entregar em minhas mãos uma pesquisa de boa relevância internacional. Agradeço humildemente por acreditar em meu potencial desde o princípio e por nunca deixar faltar condições excelentes de trabalho.

Agradeço ao colega de pesquisa e co-orientador Fernando Cardoso Melo pela intensa participação em vários desenvolvimentos realizados ao longo de toda a pesquisa acadêmica, os quais foram fundamentais aos resultados obtidos. Agradeço também aos demais colegas da pós-graduação,

especialmente ao Henrique, ao Lucas Pires e ao Antônio. Acredito que um bom trabalho nunca pode ser obtido sem parcerias consistentes. Muito daquilo que desenvolvi incorpora as boas sugestões que sempre ouvi de vocês quatro.

Agradeço à minha instituição de trabalho, a Universidade Federal do Triângulo Mineiro, pela concessão de um período de afastamento em que pude me dedicar exclusivamente ao doutorado. Mais especificamente, agradeço sinceramente aos meus colegas do Departamento de Engenharia Elétrica, pessoas com quem tenho partilhado muitos crescimentos profissionais nos últimos tempos e com quem tenho aprendido muito. Agradeço também à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia por sempre estar de portas abertas para mim, na graduação e na pós-graduação, oferecendo tudo o que é necessário para o desenvolvimento da minha carreira.

Meus sinceros agradecimentos aos amigos e irmãos em Cristo que sempre me encorajaram até a plena conclusão desta etapa de formação, através de palavras de ânimo e suporte emocional contínuo, para mim e para a minha família.

Por fim, gostaria de agradecer aos professores Geraldo Caixeta Guimarães, Aloísio de Oliveira e José Carlos de Oliveira. Tratam-se de pessoas que deram grandes contribuições ao meu crescimento acadêmico e profissional. Aprendi muito caminhando com vocês. Por isso, lhes dedico meu respeito e admiração.

"Se vi mais longe foi por estar de pé sobre os ombros de gigantes".

Isaac Newton em carta escrita à Robert Hooke em 5 de fevereiro de 1676.

RESUMO

O presente trabalho expõe o desenvolvimento de um inversor do tipo CSI (*Current Source Inverter*) fotovoltaico multifileiras de estágio único sem transformador destinado a operar exclusivamente em conexão com a rede elétrica (*grid-tied*) visando a injeção de corrente com alto padrão de qualidade. Para tanto, uma corrente senoidal retificada é imposta sobre o indutor de entrada, permitindo o disparo por histerese dos transistores do inversor. A presença de um filtro CL no ponto comum de conexão com a rede atua na imposição de tensão com característica senoidal na saída do conversor, fato que colabora com a injeção de corrente na rede elétrica também com aspecto senoidal. Como o protótipo concebido não contempla a alimentação de cargas isoladas da rede (*stand-alone*), nenhuma fonte energética de retaguarda foi inserida na concepção da estrutura. A energia na entrada é mantida exclusivamente através de duas fileiras fotovoltaicas. No controle da estrutura, cabe salientar o emprego de um PLL e um controlador proporcional-ressonante, destinados a garantir o sincronismo da corrente produzida pelo conversor com a tensão da rede elétrica. Os resultados computacionais e experimentais obtidos demonstram a operação do conversor proposto com eficiência energética em torno de 87% e taxa de distorção harmônica total dentro de patamares normativos nacionais e internacionais.

Palavras-chave: Controlador proporcional-ressonante, CSI, estágio único, filtro CL, *grid-tied*, multifileiras, sem transformador.

ABSTRACT

This document exposes the development of a transformerless single-stage multistring photovoltaic CSI inverter exclusively focused in grid-tied operations, aiming high quality current injection. For this purpose, a rectified sinusoidal current is imposed on the input inductor, allowing the hysteresis trip of the inverter's transistors. The presence of a CL filter at the point of common connection to the grid allows to impose a voltage with a sinusoidal characteristic at the output of the converter, a fact that contributes to the current injection on grid also with a sinusoidal aspect. As the prototype conceived does not contemplate the supply of isolated loads from the network (stand-alone), no rear energy source was inserted in the design of the structure. The input energy is maintained exclusively through two photovoltaic strings. In the control of the structure, it is important to notice the use of a PLL and a proportional-resonant controller, intended to guarantee the synchronism between the current produced by the converter and the grid voltage. The computational and experimental results obtained demonstrate the operation of the proposed converter with energy efficiency around 87% and total harmonic distortion rate within national and international normative levels.

Keywords: CL filter, CSI, grid-tied, multistring, proportional-resonant controller, single-stage, transformerless.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Panorama de preços em PPA (<i>Power Purchase Agreement</i>) das plantas solar e eólica em diferentes países. UAE representa Dubai.	14
Figura 2 – Cenário de crescimento global até 2023.	15
Figura 3 – Oferta interna brasileira de energia elétrica por fonte.	16
Figura 4 – Diagrama geral de representação do inversor proposto.	19
Figura 5 – Diagrama de apresentação da metodologia de desenvolvimento do trabalho.	21
Figura 6 – Inversor de estágio único proposto por Garcia et al. (2013). (a) Estrutura física do conversor. (b) Formas de onda de tensão e corrente obtidas durante uma elevação de carga de 50%.	25
Figura 7 – Topologia de inversor de estágio único. (a) Estrutura física do conversor. (b) Formas de onda obtidas para o modo de operação <i>buck-boost</i>	26
Figura 8 – Efeito da presença do capacitor parasita C_p sobre a corrente de fuga. (a) Estrutura proposta por Lee et al. (2014). (b) Tensão e corrente parasitas de um inversor <i>full-bridge</i> bipolar convencional. (c) Tensão e corrente parasitas de um inversor <i>full-bridge</i> unipolar convencional. (d) Tensão e corrente parasitas na topologia proposta.	27
Figura 9 – Detalhamento da estrutura física e do controle digital do inversor proposto.	30
Figura 10 – Curvas I-V e P-V fornecidas pelos quatro fabricantes. (a) KDS135SX-UPU da Kyocera. (b) AS-6P30 da Amerisolar; (c) Quartec CS6P-250 da Canadian Solar; (d) TPB156x156-60-P da Sun Earth.	35
Figura 11 – Simulação computacional de avaliação dos comportamentos das fileiras em diferentes configurações de conexão (série, paralelo e série-paralelo).	36
Figura 12 – Representação esquemática do modelo físico de uma célula FV.	37
Figura 13 – Simulação de 5 módulos Quartec CS6P-250 em série da Canadian Solar. (a) Esquema de montagem; (b) Dados do modelo físico; (c) Curvas de resposta I-V e P-V.	38
Figura 14 – Simulação de 5 módulos AS-6P30 em série da Amerisolar. (a) Esquema de montagem; (b) Dados do modelo físico; (c) Curvas de resposta I-V e P-V.	39
Figura 15 – Comportamento da corrente no indutor diante da referência a ele imposta. (a) Detalhes da variação sobre a frequência de chaveamento ao longo de	

um ciclo de operação; (b) Seção em corte ilustrativa da imposição de corrente para demonstração da banda de histerese considerada.....	42
Figura 16 – Esquema elétrico do circuito de potência do inversor proposto.	47
Figura 17 – Representação das etapas de operação do circuito de potência do IMFOCRE.	49
Figura 18 – Representação dos diagramas de estado do IMFOCRE.....	50
Figura 19 – Processo de adaptação do esquema elétrico do circuito de potência do IMFOCRE em prol da modelagem por espaço de estados.	52
Figura 20 – Representação da dinâmica operacional da etapa 1 de funcionamento do circuito de modelagem matemática do IMFOCRE.....	54
Figura 21 – Representação da dinâmica operacional da etapa 2 de funcionamento do circuito de modelagem matemática do IMFOCRE.....	56
Figura 22 – Representação da dinâmica operacional da etapa 3 de funcionamento do circuito de modelagem matemática do IMFOCRE.....	58
Figura 23 – Diagramas de Bode da função de transferência da planta que relaciona a tensão no capacitor do filtro CL e a corrente de saída, $G_{I_0V_{CF}}(s)$	68
Figura 24 – Diagramas de Bode da função de transferência da planta que relaciona a corrente no indutor de <i>boost</i> e a tensão no capacitor do filtro CL, $G_{V_{CF}I_{LP}}(s)$	68
Figura 25 – LGR da função $G_{I_0V_{CF}}(s)$. (a) Sem simplificação; (b) Com simplificação.	70
Figura 26 – LGR da função $G_{V_{CF}I_{LP}}(s)$. (a) Sem simplificação; (b) Com simplificação.	71
Figura 27 – Resposta ao degrau unitário. (a) Comportamento da função $G_{V_{CF}I_{LP}}(s)$ com e sem simplificação; (b) Comportamento da função $G_{I_0V_{CF}}(s)$ com e sem simplificação.....	72
Figura 28 – Diagrama em blocos geral do algoritmo de controle embarcado no TMS320F28377 para operacionalizar o IMFOCRE.	75
Figura 29 – Fluxograma do algoritmo de MPPT desenvolvido para o IMFOCRE.	78
Figura 30 – Estrutura do PLL implementado no IMFOCRE.....	79
Figura 31 – Detalhamento do processo de geração da referência de corrente imposta ao indutor para determinação dos períodos de <i>boost</i> que conduzem à extração da máxima potência proveniente das fileiras de entrada.....	83
Figura 32 – Diagramas de Bode do controlador PR projetado.	86
Figura 33 – Geração da referência de tensão imposta ao capacitor do filtro CL.....	87

Figura 34 – Diagrama de blocos das malhas de controle que constituem o IMFOCRE.	88
Figura 35 – Diagramas de Bode do cascataamento entre a função de transferência do controlador PR, $C_{PR}(s)$, e a função de transferência principal da planta, $G_{I_0V_{CF}}(s)$	89
Figura 36 – Esquema elétrico completo do circuito de simulação do IMFOCRE no PSIM®.....	93
Figura 37 – Condições climáticas impostas às fileiras na primeira etapa de ensaios computacionais. (a) Condições de irradiância. (b) Condições de temperatura.....	94
Figura 38 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 100 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	95
Figura 39 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 100 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	96
Figura 40 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 200 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	96
Figura 41 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 200 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	97
Figura 42 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 300 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	97
Figura 43 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 300 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	98
Figura 44 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 400 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	98
Figura 45 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 400 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	99
Figura 46 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 500 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	99
Figura 47 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 500 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	100
Figura 48 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 600 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$...100	100
Figura 49 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 600 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	101
Figura 50 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 700 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$...101	101
Figura 51 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 700 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	102
Figura 52 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 800 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$...102	102
Figura 53 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 800 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$	103
Figura 54 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 900 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$...103	103

Figura 55 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 900 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.	104
Figura 56 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.	104
Figura 57 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.	105
Figura 58 – Demonstração do processo de imposição das referências de tensão e corrente necessárias à operação do modelo de inversor proposto.	105
Figura 59 – Apresentação do comportamento das tensões e correntes nas fileiras de entrada mediante o processo de MPPT e injeção de corrente na rede elétrica.	106
Figura 60 – Registro dos valores de rendimento médio e fator de rastreamento global do MPPT feito a partir da leitura das potências nas entradas e na saída do IMFOCRE.	107
Figura 61 – Análise do impacto operacional exercido sobre os transistores de <i>boost</i> (S_{P1} e S_{P2}) em termos de tensão e corrente.	107
Figura 62 – Análise do impacto operacional exercido sobre os transistores da parte superior do inversor (S_1 e S_3) em termos de tensão e corrente.	108
Figura 63 – Análise do impacto operacional exercido sobre os transistores da parte inferior do inversor (S_2 e S_4) em termos de tensão e corrente.	108
Figura 64 – Condições de variação na temperatura impostas ao ensaio do IMFOCRE.	109
Figura 65 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e temperatura variando de 25°C a 75°C .	109
Figura 66 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e temperatura variando de 25°C a 75°C .	110
Figura 67 – Condições de variação na irradiância impostas ao ensaio do IMFOCRE.	110
Figura 68 – Formas de onda obtidas no PSIM® para S variável e $T = 25^\circ\text{C}$.	111
Figura 69 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para S variável e $T = 25^\circ\text{C}$.	111
Figura 70 – Condição de completa variação imposta às fileiras. (a) Variações de irradiância. (b) Variações de temperatura.	112
Figura 71 – Formas de onda obtidas no PSIM® para irradiância e temperatura variáveis.	112
Figura 72 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para S e T variáveis.	113

Figura 73 – Condições de ensaio com diferentes valores de irradiação propostas para ensaio do modelo proposto mediante a perda de uma das fileiras. (a) 600 W/m² . (b) 800 W/m² . (c) 1000 W/m²	113
Figura 74 – Formas de onda obtidas no PSIM® para S = 600 W/m² e T = 25°C considerando a perda de uma fileira.....	114
Figura 75 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para S = 600 W/m² e T = 25°C considerando a perda de uma fileira.....	115
Figura 76 – Formas de onda obtidas no PSIM® para S = 800 W/m² e T = 25°C considerando a perda de uma fileira.....	115
Figura 77 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para S = 800 W/m² e T = 25°C considerando a perda de uma fileira.....	116
Figura 78 – Formas de onda obtidas no PSIM® para S = 1000 W/m² e T = 25°C considerando a perda de uma fileira.....	116
Figura 79 – Análise de DHT _I , FPD e valor RMS de I_o para S = 1000 W/m² e T = 25°C considerando a perda de uma fileira.....	117
Figura 80 – Visão geral do protótipo construído para o IMFOCRE.	119
Figura 81 – Realce das unidades que constituem o protótipo físico do IMFOCRE. 120	
Figura 82 – Face frontal do emulador solar de 10 kW da Regatron®, série TopCon Quadro.	122
Figura 83 – Foto do protótipo do IMFOCRE durante ensaio de conexão com a rede elétrica.	123
Figura 84 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiação de 300 W/m²	124
Figura 85 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiação de 350 W/m²	125
Figura 86 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiação de 400 W/m²	125
Figura 87 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiação de 450 W/m²	126
Figura 88 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiação de 500 W/m²	126
Figura 89 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiação de 550 W/m²	127
Figura 90 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiação de 650 W/m²	127

Figura 91 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 700 W/m^2	128
Figura 92 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 750 W/m^2	128
Figura 93 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 800 W/m^2	129
Figura 94 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 850 W/m^2	129
Figura 95 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 900 W/m^2	130
Figura 96 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 950 W/m^2	130
Figura 97 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 1000 W/m^2	131
Figura 98 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada, além dos resultados de imposição sobre o capacitor do filtro CL e o indutor <i>boost</i> , considerando a irradiância de 600 W/m^2 fornecida pelo emulador solar.	132
Figura 99 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada, além dos resultados de imposição sobre o capacitor do filtro CL e o indutor <i>boost</i> , considerando a irradiância de 700 W/m^2 fornecida pelo emulador solar.	132
Figura 100 – Ensaio de averiguação do fator de rastreamento do MPP com o sistema operando sob a irradiância de 600 W/m^2 . (a) Tela do emulador solar; (b) Oscilografia dos resultados obtidos.	134
Figura 101 – Ensaio de averiguação do fator de rastreamento do MPP com o sistema operando sob a irradiância de 700 W/m^2 . (a) Tela do emulador solar; (b) Oscilografia dos resultados obtidos.	135
Figura 102 – Ensaio de averiguação do fator de rastreamento do MPP com o sistema operando sob a irradiância de 800 W/m^2 . (a) Tela do emulador solar; (b) Oscilografia dos resultados obtidos.	136
Figura 103 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada como decorrência do uso de V_{REF} como referência de disparo das chaves semicondutoras, considerando a irradiância de 600 W/m^2 fornecida pelo emulador solar.....	138
Figura 104 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada como decorrência do uso de V_{REF} como referência de disparo das	

chaves semicondutoras, considerando a irradiação de 700 W/m² fornecida pelo emulador solar.....	139
Figura 105 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada como decorrência do uso de V_{REF} como referência de disparo das chaves semicondutoras, considerando a irradiação de 800 W/m² fornecida pelo emulador solar.....	139
Figura 106 – Formas de onda para o sistema operando com uma fileira a 600 W/m² . (a) Resultados computacionais obtidos com o PSIM®; (b) Oscilografia evidenciando o fator de potência de deslocamento entre V_{GRID} e I_o , além do comportamento imposto à tensão V_{CF} e à corrente I_{LP}	141
Figura 107 – Registro das potências em operação com 600 W/m² . (a) Oscilografia da relação entre as grandezas de entrada e saída da planta, com ênfase na potência de saída (P_o); (b) Interface do emulador solar evidenciando a operação no MPP e a potência fornecida pela fileira fotovoltaica.	142
Figura 108 – Análise de DHT_I com o uso do MATLAB® para um ciclo da corrente I_o , considerando a norma IEEE 1547-2008.....	143

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características básicas da estrutura do inversor proposto.....	31
Tabela 2 – Características elétricas dos módulos FV disponíveis no NUPEP.	34
Tabela 3 – Resumo dos dados relativos aos componentes passivos que constituem o IMFOCRE.	47
Tabela 4 – Comportamento dos semicondutores e elementos passivos durante as etapas de funcionamento do inversor proposto.....	48
Tabela 5 – Parâmetros de projeto do IMFOCRE no ponto de operação com as duas fileiras.....	66
Tabela 6 – Parâmetros do FPB do laço de filtragem controlado.	81
Tabela 7 – Parâmetros de projeto do controlador PR.....	85
Tabela 8 – Relação dos componentes integrantes da estrutura física do protótipo do IMFOCRE.	121
Tabela 9 – Parâmetros elétricos dos módulos Quartec CS6P-250 considerados na composição da fileira com 5 módulos em série programada no emulador solar.	124
Tabela 10 – Resumo dos dados obtidos a partir dos resultados experimentais levantados com a malha de MPPT fechada.	137

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
APAC	<i>Asia-Pacific countries</i> (exceto China)
CSI	<i>Current-source inverter</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador Digital de Sinais)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
FPB	Filtro passa-baixa
FV	Fotovoltaico(a)
FPD	Fator de potência de deslocamento
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IMFOCRE	Inversor CSI multifileiras fotovoltaico de estágio único sem transformador conectado à rede elétrica
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
MCC	Modo de Condução Contínua
MEA	<i>Middle East/Africa</i>
MME	Ministério de Minas e Energia
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MWh	Mega Watts hora
NBR	Norma Brasileira
P&O	<i>Perturb and observe</i> (Perturba e Observa)
PCC	<i>Point of Common Coupling</i> (Ponto Comum de Conexão)
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PMP	Ponto de máxima potência

PR	Proporcional-ressonante
PV	<i>Photovoltaic</i> (referência à energia fotovoltaica)
RN	Resolução Normativa
RPMP	Rastreamento do ponto de máxima potência
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
THD (ou DHT)	<i>Total Harmonic Distortion</i> (ou Distorção Harmônica Total)
THD_I	<i>Total Harmonic Distortion of Current</i>
THD_V	<i>Total Harmonic Distortion of Voltage</i>
TWh	Tera Watts hora
UEA	Dubai
VSI	<i>Voltage-source inverter</i>

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	13
1.1 Panorama da energia solar fotovoltaica no Brasil e no mundo.....	13
1.2 Motivação e Objetivos.....	18
1.3 Metodologia de Desenvolvimento do Trabalho.....	21
1.4 Estrutura da tese	21
CAPÍTULO 2 - MODELO FÍSICO E FUNDAMENTAÇÃO	23
2.1 Considerações Iniciais	23
2.2 Fundamentos relacionados ao desenvolvimento do IMFOCRE	24
2.2.1 Inversores de estágio único.....	24
2.2.2 Inversores sem transformador.....	26
2.2.3 Inversores conectados à rede elétrica.....	28
2.2.4 Estruturas CSI <i>versus</i> estruturas VSI.....	29
2.3 A estrutura física do inversor proposto	30
2.4 Considerações Finais.....	32
CAPÍTULO 3 - MODELAGEM MATEMÁTICA DO INVERSOR PROPOSTO	33
3.1 Considerações iniciais	33
3.2 Projeto do circuito de potência do IMFOCRE	34
3.2.1 Dimensionamento dos módulos constituintes das fileiras FV	34
3.2.2 Dimensionamento dos capacitores de entrada (C_{PV1} e C_{PV2})	40
3.2.3 Dimensionamento do indutor de entrada (L_P)	41
3.2.4 Dimensionamento do filtro de saída (L_F e C_F)	44
3.2.5 Resumo de projeto dos valores de componentes passivos	46
3.3 Modelagem por espaço de estados do IMFOCRE	47
3.3.1 Representação do circuito de potência modelado	47
3.3.2 Equações de estado do modelo	50
3.3.3 Análise de regime permanente.....	52
3.3.4 Análise do modelo CA	61
3.4 Considerações finais	73

CAPÍTULO 4 - ESTRATÉGIAS DE CONTROLE E GERENCIAMENTO ENERGÉTICO DA ESTRUTURA PROPOSTA.....	74
4.1 Considerações iniciais	74
4.2 Estratégia de controle proposta	75
4.3 Rastreamento da máxima potência das fileiras	77
4.4 Estrutura do PLL	78
4.4.1 Características gerais.....	78
4.4.2 Modelagem do PLL	80
4.5 Gerenciamento da energia entregue à rede elétrica.....	82
4.5.1 Controle da potência extraída das fileiras	82
4.5.2 Projeto do controlador proporcional-resonante (PR)	84
4.5.3 Controle da corrente injetada na rede elétrica	86
4.6 Malhas de controle da planta	87
4.7 Considerações finais.....	89
CAPÍTULO 5 - SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS	91
5.1 Considerações iniciais	91
5.2 Esquema elétrico do circuito de simulação.....	92
5.3 Situações de ensaio computacional do IMFOCRE	94
5.3.1 Irradiância e temperatura constantes	94
5.3.2 Irradiância constante e temperatura variável	108
5.3.3 Irradiância variável e temperatura constante	110
5.3.4 Irradiância e temperatura variáveis	112
5.3.5 Perda de uma das fileiras de entrada.....	113
5.4 Considerações finais	117
CAPÍTULO 6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	118
6.1 Considerações iniciais	118
6.2 Estrutura do ensaio para obtenção dos resultados experimentais	121
6.3 Operação do sistema com a malha de MPPT aberta	123
6.4 Operação do sistema com a malha de MPPT fechada.....	133
6.5 Atuação com V_{REF} controlando os semiciclos	138
6.6 Análise da distorção harmônica de I_o	140
6.7 Considerações finais	144

CAPÍTULO 7 - CONCLUSÕES E FUTURAS AÇÕES.....	145
7.1 Análise dos resultados alcançados.....	145
7.2 Ações futuras	148
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	150
APÊNDICE A	156
APÊNDICE B	160

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Este capítulo introdutório oferece uma rápida visão geral sobre o contexto da energia solar fotovoltaica no Brasil e no mundo. Além disso, pontua a motivação e os objetivos do projeto de pesquisa culminantes com a produção desta tese. Por fim, tem-se uma representação que descreve a metodologia empregada no desenvolvimento das atividades de pesquisa e também uma breve descrição sobre o conteúdo dos demais capítulos.

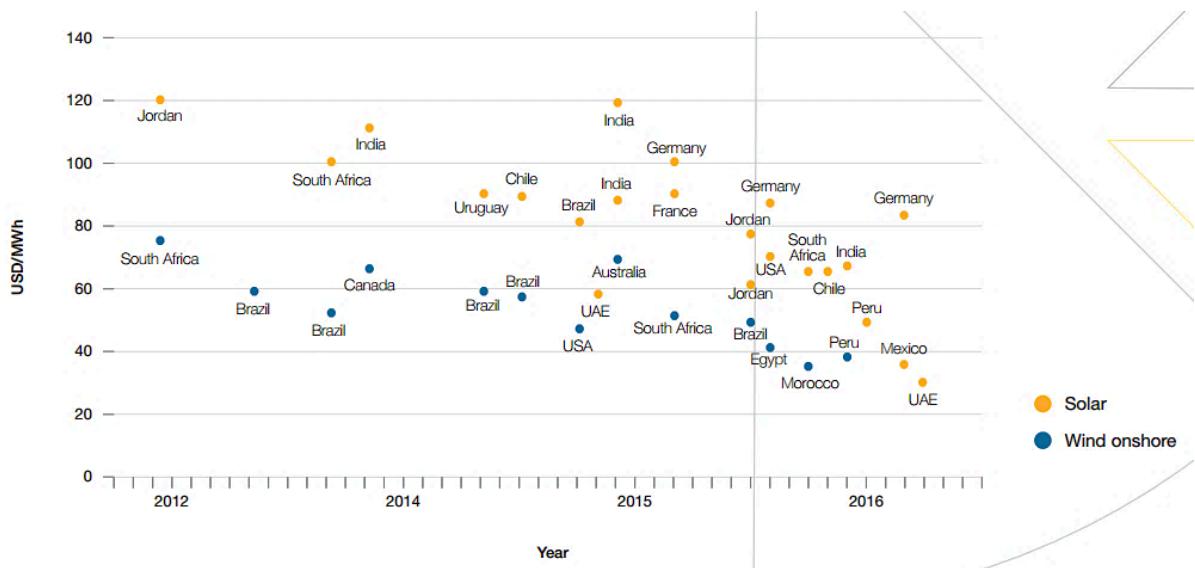
1.1 Panorama da energia solar fotovoltaica no Brasil e no mundo

Os graus de desenvolvimento tecnológico e socioeconômico de uma nação estão fortemente atrelados à capacidade produtiva de sua matriz energética. Diante desta tônica, surge o desafio de suprir as demandas crescentes de consumo considerando a produção de energia limpa no contexto da geração distribuída. Tem-se, por conseguinte, o apelo espontâneo ao fortalecimento de novos paradigmas de produção energética. Novas matrizes com capacidade de conciliar alta produtividade e eficiência com desenvolvimento sustentável e custo competitivo. Tal cenário vem colocando os pressupostos ideais ao uso progressivo de fontes alternativas de energia, especialmente a eólica e a solar fotovoltaica (FV).

Os conversores estáticos de energia, assim denominados por utilizarem circuitos de eletrônica de potência no controle do fluxo de energia entre concessionária e consumidores, já se caracterizam como proposta consolidada em diversos tipos de configurações. Os que se baseiam em plantas fotovoltaicas, por exemplo, vêm sendo aperfeiçoados desde o surgimento das primeiras topologias tiristorizadas na década de 1980 (TEODORESCU, 2011). E por se tratar de uma fonte

de energia limpa, renovável e com grande potencial de geração em face ao consumo mundial (BRITO, 2013; CRESESB, 2006), os últimos anos têm sido marcados por crescentes avanços em pesquisas e desenvolvimentos tecnológicos voltados à consolidação da energia solar fotovoltaica como alternativa de maior impacto no universo da geração distribuída e das redes inteligentes (*smart grids*). Corroborando com esta afirmação, a Figura 1 apresenta o panorama de preços estabelecidos nos últimos anos em PPAs (*Power Purchase Agreement*) das plantas fotovoltaicas e eólicas em diferentes países (SCHMELA et al., 2016).

Figura 1 – Panorama de preços em PPA (*Power Purchase Agreement*) das plantas solar e eólica em diferentes países. UAE representa Dubai.



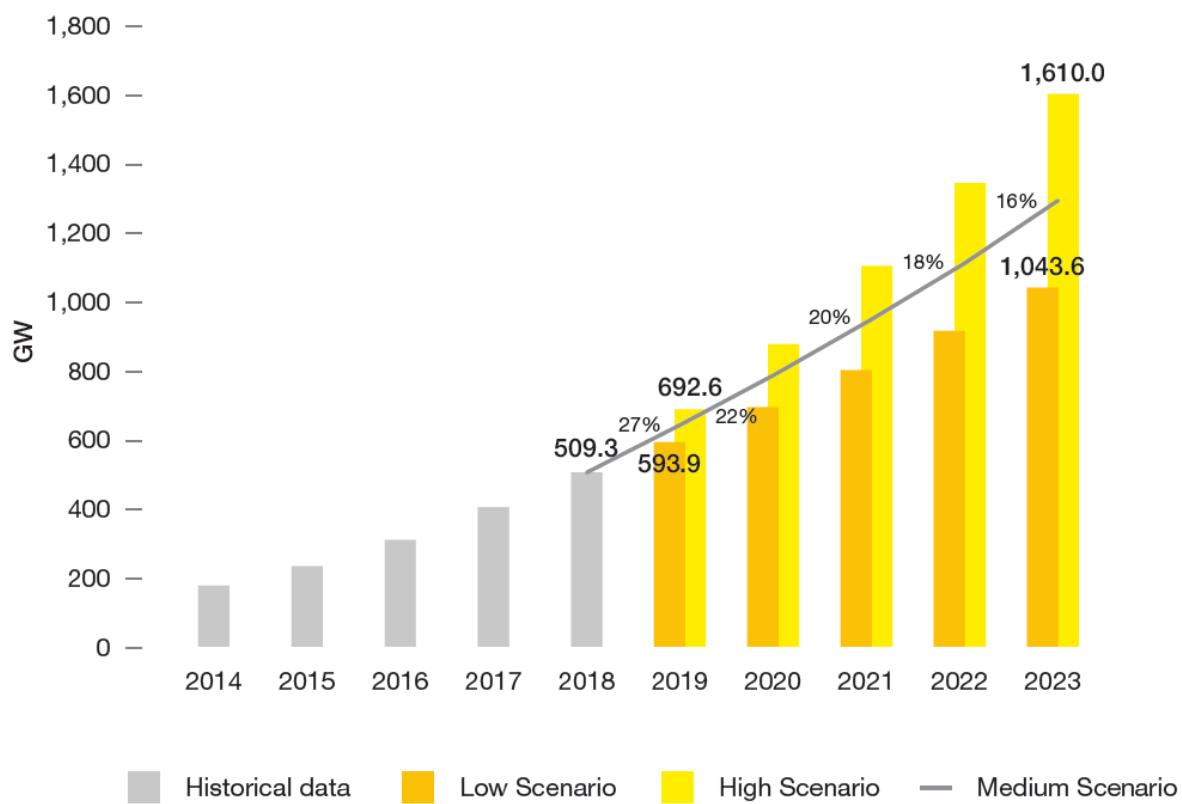
Fonte: SCHMELA et al., 2016.

A análise da Figura denota a paulatina redução de custo por MWh das duas fontes alternativas anteriormente abordadas, mundialmente destacadas em termos de geração não poluente. Fica patente também o aumento de competitividade da energia solar em relação à eólica, fator que tem impulsionado um grande volume de investimentos em diversos países. Um levantamento da *International Energy Agency* (IEA, 2016a), inclusive, aponta que entre 2008 e 2015 o custo médio da energia dos ventos decresceu 35%, ao passo que o da energia fotovoltaica caiu quase 80%.

Estudos de diferentes entidades (IEA, 2016a; SCHMELA et al., 2016) demonstram o reconhecimento de 2016 como o ano no qual a energia fotovoltaica efetivamente se tornou mais barata do que a energia eólica. Naturalmente, a redução de custo decorre da efervescência mundial em termos de investimentos na produção

renovável de energia. Com aportes em larga escala, China e EUA juntos conseguiram elevar em quase 50% a capacidade instalada de geração mundial, atingindo o índice de 305 GW (SCHMELA et al., 2016). Diante de tamanho fortalecimento no setor, a *Solar Power Europe* (SCHMELA et al., 2019) estima que até 2023 o patamar mundial de geração FV pode atingir cerca de 1,3 TW em uma projeção média. A Figura 2 elucida tal apontamento, evidenciando um crescimento médio de aproximadamente 20% ano a ano.

Figura 2 – Cenário de crescimento global até 2023.



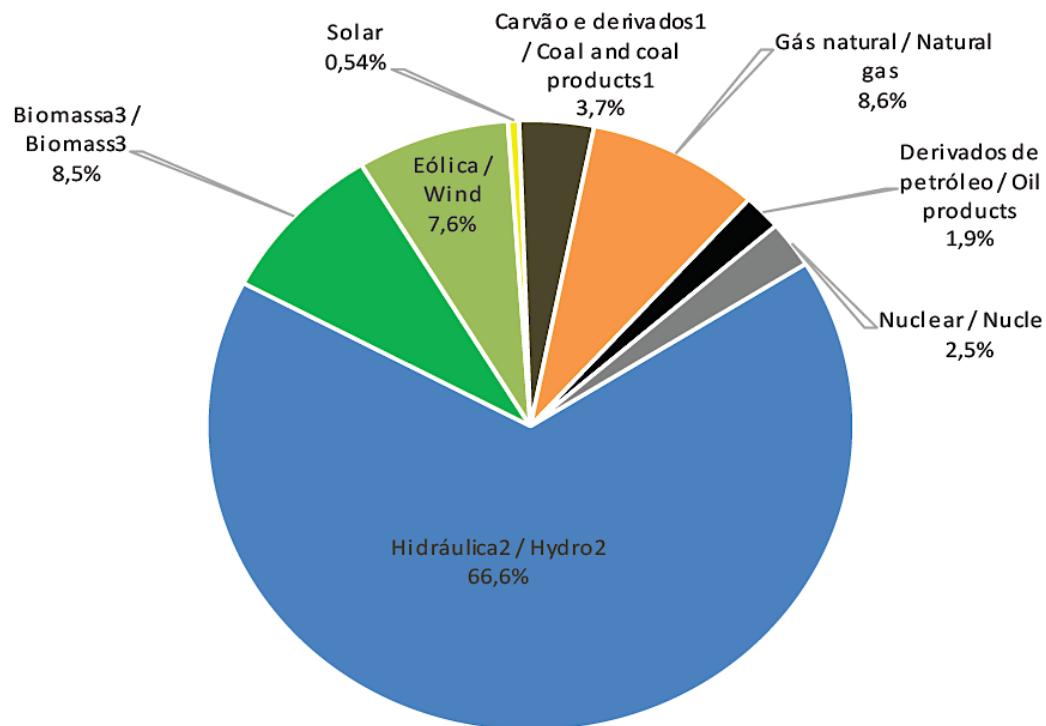
Fonte: SCHMELA et al., 2019.

O Brasil possui excelentes níveis de irradiação solar, fato que representa uma vantagem interessante em relação aos países mais desenvolvidos, possibilitando o uso em larga escala da energia fotovoltaica. Tais níveis têm sido aferidos através de alguns importantes estudos, focados em viabilizar uma compreensão bastante clara do perfil solarimétrico brasileiro (MARTINS; PEREIRA; ABREU, 2007; MARTINS et al., 2008a; MARTINS et al., 2008b; PEREIRA et al., 2006; VIANA et al., 2011). Conforme apontado por Brito (2013), o potencial brasileiro supera amplamente, por

exemplo, o da Alemanha, país sempre perfilado entre os líderes no ranking deste tipo de geração. Ele afirma que a região alemã com melhores condições solares tem 1,4 vezes menos radiação que a região menos favorecida do Brasil. Tal informação corrobora com os dados expostos e analisados no Atlas Brasileiro de Energia Solar (PEREIRA et al., 2006).

Apesar de ainda contribuir com um percentual muito pequeno no cenário da geração energética brasileira, a potência fotovoltaica instalada no país evoluiu de 935 MW em 2017 para 1.798 MW em 2018, apontando para uma tendência progressiva de crescimento (BRASIL, 2019). Estes dados foram apurados pelo Ministério de Minas e Energia (MME) do Brasil e foram registrados no relatório final do balanço energético nacional de 2019. Paralelamente, o mesmo documento destaca que a geração solar representou em 2019 o valor de 0,54% da oferta interna de energia elétrica do país. A Figura 3 mostra este percentual juntamente com as demais fontes energéticas empregadas no território brasileiro.

Figura 3 – Oferta interna brasileira de energia elétrica por fonte.



Fonte: BRASIL, 2019.

Uma análise desenvolvida pela IEA (2016b) sobre dados divulgados pelo Ministério de Minas e Energia pondera que o consumo de eletricidade no Brasil vem

crescendo permanentemente ao longo dos anos. Em 2013 a demanda atingiu, aproximadamente, 516 TWh e as previsões do governo brasileiro sinalizam para uma elevação de consumo até o patamar de 790 TWh em 2024, considerando uma taxa média de crescimento de 3,8% ano a ano (BRASIL, 2019).

Diante do grande potencial tropical do Brasil e do forte apelo ecoante em mercados internacionais para a geração de energia fotovoltaica, há alguns anos o governo brasileiro vem estabelecendo medidas reguladoras voltadas à difusão ordenada do uso de energia solar em todo o país. O marco inicial foi estabelecido a partir da resolução normativa nº 482 da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), publicada em 17 de abril de 2012. Em linhas gerais, este documento versa sobre a micro e a minigeração fotovoltaica dentro do contexto de distribuição da energia elétrica nacional, além de procedimentos relacionados à compensação energética (ANEEL, 2012).

A despeito da baixa divulgação governamental junto à população para a RN 482 da ANEEL e dos custos ainda relativamente altos de implantação das tecnologias fotovoltaicas no Brasil (especialmente no que tange aos módulos FV, importados), começa a haver uma paulatina proliferação de empresas e organizações interessadas em investir nesta modalidade de geração energética. Isso sem mencionar os aportes de capital de empresas estrangeiras, naturalmente interessadas em açonbarcar fatias expressivas de mercado em um país com potencial solar de grande destaque.

Em face a este cenário de efervescência crescente, a ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas) lança em 2013 dois importantes documentos: a NBR 16149 (voltada às características da interface de conexão dos conversores FV com a rede elétrica de distribuição) e a NBR 16150 (voltada aos procedimentos de ensaio de conformidade dos conversores FV para uma adequada conexão com a rede elétrica de distribuição) (ABNT, 2013a, 2013b). Estas duas normas complementam o conteúdo postulado pela ANEEL, tratando mais detalhadamente de todos os pormenores relativos à geração distribuída e conexão com a rede elétrica.

A ANEEL, enquanto órgão governamental, possui dentre suas atribuições a responsabilidade por todos os procedimentos relativos à distribuição de energia no sistema elétrico brasileiro. O conjunto das orientações reguladoras estabelecidas para este fim é popularmente conhecido como PRODIST, cujo conteúdo é fracionado em dez módulos temáticos divulgados gratuitamente pelo órgão para amplo conhecimento (PRODIST, 2016). Com o emprego crescente de fontes alternativas de

energia nos últimos anos, surgiu a necessidade de adaptações das normas vigentes. Neste sentido, em 2015 a RN 482:2012 foi revisada através da resolução normativa nº 687 (ANEEL, 2015), a qual atualiza os conteúdos da resolução anterior ao mesmo tempo em que revisa os módulos 1 e 3 do PRODIST. O primeiro é destinado à definição de atribuições dos demais módulos e ao estabelecimento de um glossário de termos técnicos; o segundo, a seu tempo, destina-se ao estabelecimento dos procedimentos de distribuição de energia. Dois anos depois, a ANEEL lançou também a RN 786:2017, alterando a redação de alguns pontos da RN 482 no que diz respeito à minigeração distribuída (ANEEL, 2017).

1.2 Motivação e Objetivos

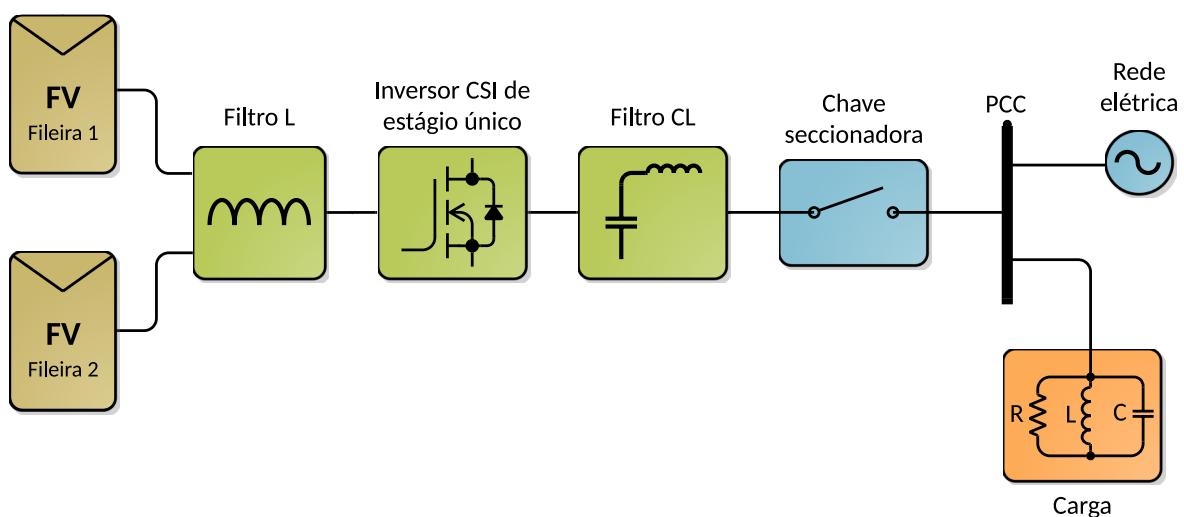
Uma grande motivação, talvez a maior, para uma pesquisa focada no desenvolvimento ou aperfeiçoamento de alguma topologia de conversor CC-CA de estágio único operando em conexão com a rede elétrica, justamente o caso desta proposta, consiste na capacidade de conciliar alto rendimento operacional com alta qualidade da energia entregue no ponto comum de conexão (PCC) com a rede elétrica. Some-se a isto a necessidade de constante desenvolvimento de tecnologias nacionais, fator indispensável (mas não único) à diluição dos custos de implantação da energia solar no Brasil. E tudo deve ser feito em concordância com as postulações da NBR 16149:2013 (ABNT, 2013a), da qual convém transcrever as seguintes informações:

- “Quando a frequência da rede assumir valores abaixo de 57,5 Hz, o sistema fotovoltaico deve cessar de fornecer energia à rede elétrica em até 0,2 s”;
- “O sistema fotovoltaico deve parar de fornecer energia à rede em 1 s se a injeção de componente CC na rede elétrica for superior a 0,5% da corrente nominal do inversor”;
- “Para prevenir o ilhamento, um sistema fotovoltaico conectado à rede deve cessar o fornecimento de energia à rede, independentemente das cargas ligadas ou outros geradores, em um tempo-limite especificado”;

- “FP igual a 1 ajustado em fábrica, com tolerância de trabalho na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo”;
- “A distorção harmônica total de corrente (DHT_I) deve ser inferior a 5% em relação à corrente fundamental na potência nominal do inversor”.

Diante do exposto, o objetivo geral do presente trabalho consiste no desenvolvimento de um inversor multifileiras fotovoltaico de estágio único sem transformador conectado à rede elétrica (IMFOCRE, como foi batizado), visando máximo atendimento às especificações das normas brasileiras e internacionais. A estrutura ora proposta caracteriza-se como uma decorrência dos resultados obtidos por Garcia (2015), no ato de desenvolvimento de sua tese de doutorado. A Figura 4 mostra um diagrama geral do projeto, evidenciando os elementos constituintes do seu circuito de potência. Tratam-se de duas fileiras fotovoltaicas conectadas a um inversor *full-bridge* com topologia CSI por intermédio de um indutor *boost* em sua entrada (filtro L), cuja saída chega até o PCC através de um filtro passivo do tipo CL, o mais indicado para esta modalidade de circuito. Os detalhes de cada bloco representado, bem como da estrutura de controle necessária ao seu comando e correto gerenciamento de energia, serão apresentados ao longo dos demais capítulos.

Figura 4 – Diagrama geral de representação do inversor proposto.



Fonte: dados do próprio autor.

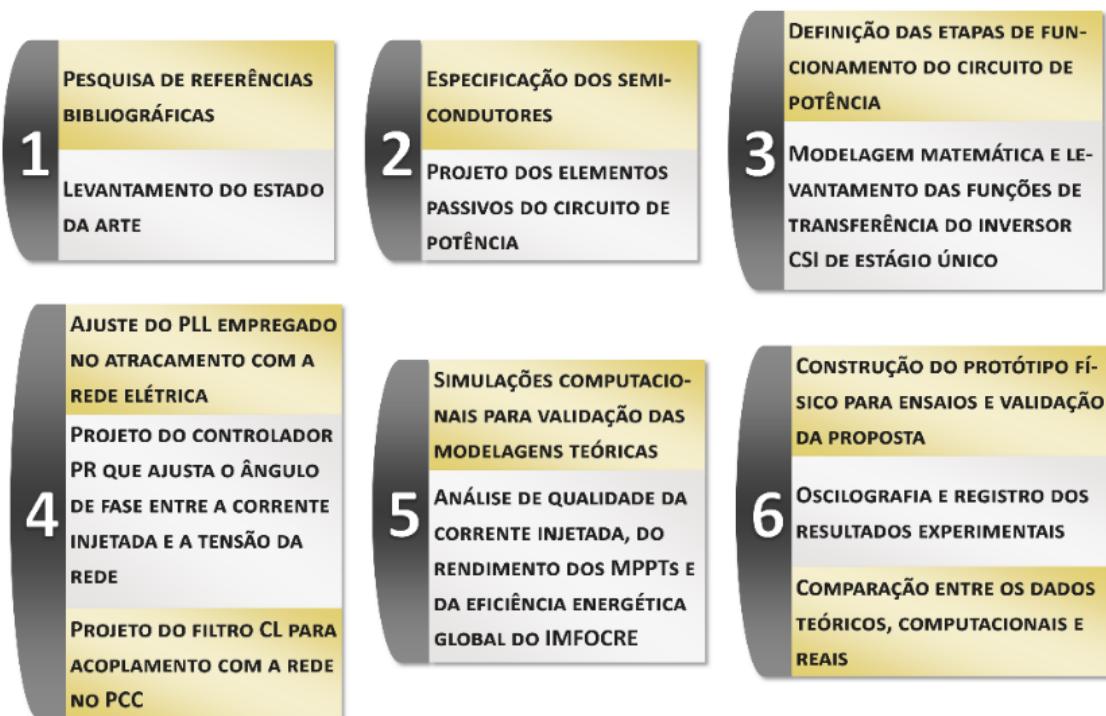
Para atingir a meta geral do trabalho os seguintes objetivos específicos devem ser mencionados:

- Descrever e dimensionar os elementos semicondutores (diodos e MOSFETs ou IGBTs) e os elementos passivos (indutores e capacitores) que compõem o circuito de potência do IMFOCRE;
- Determinar o tipo de filtro passivo adequado à topologia de inversor utilizada e dimensioná-lo apropriadamente, atentando para as frequências da rede, de chaveamento e de ressonância na filtragem;
- Analisar todos os sinais de tensão e corrente relevantes para os comandos do sistema por meio de sensoriamento apropriado;
- Implementar uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência de cada uma das entradas, a fim de garantir o adequado gerenciamento da energia FV fornecida;
- Implementar a estratégia de chaveamento a ser aplicada sobre os transistores de potência por meio do DSC TMS320F28377, fabricado pela *Texas Instruments*®;
- Implementar a técnica de sincronismo da corrente gerada pelo IMFOCRE com a tensão da rede elétrica, observando a presença de um PLL com atracamento em fase e frequência, além de um controlador apropriado para garantir todo o dinamismo de resposta do sistema;
- Simular o funcionamento do IMFOCRE por meio de uma plataforma computacional adequada, a fim de aferir o grau de qualidade da corrente injetada na rede elétrica, a eficiência dos MPPTs de cada fileira e o rendimento global decorrente da estratégia de gerenciamento de energia;
- Determinar, também por meio de simulação, o nicho operacional mais adequado ao IMFOCRE;
- Construir um protótipo físico capaz de permitir a implementação, com máxima fidelidade possível, das técnicas de controle e gerenciamento de energia lapidadas por meio das simulações computacionais;
- Extrair resultados experimentais por meio do protótipo construído e compará-los com os resultados computacionais anteriormente obtidos.

1.3 Metodologia de Desenvolvimento do Trabalho

A metodologia de desenvolvimento do trabalho será apresentada através do diagrama esboçado na Figura 5, na qual estão evidenciadas todas as etapas de desenvolvimento previstas através dos objetivos traçados.

Figura 5 – Diagrama de apresentação da metodologia de desenvolvimento do trabalho.



Fonte: dados do próprio autor.

1.4 Estrutura da tese

No Capítulo 2, as características gerais do circuito de potência do IMFOCRE foram analisadas com base em algumas importantes referências bibliográficas que serviram de alicerce ao seu desenvolvimento.

O Capítulo 3 se encarrega da primeira parte da análise matemática do sistema proposto. Isto engloba:

- A especificação dos elementos semicondutores em termos dos limites operacionais de tensão, corrente e frequência;
- O projeto de dimensionamento dos elementos passivos do circuito de potência;
- Projeto do filtro CL para acoplamento com a rede no PCC;
- Definição e análise das etapas de funcionamento com modelagem matemática por espaço de estados do inversor CSI de estágio único;
- Levantamento das funções de transferência do circuito inversor.

Já o capítulo 4, por sua vez, cuida das análises matemáticas restantes e as informações relacionadas ao *firmware* de controle da planta, a saber:

- Apresentação das estruturas de controle do *firmware* desenvolvido para o projeto;
- Análise do modelo de MPPT empregado no processo de rastreamento da potência fornecida pelas entradas fotovoltaicas;
- Projeto do PLL empregado no atracamento com a rede elétrica;
- Projeto do controlador proporcional-resonante (PR) responsável pelo ajuste do ângulo de fase entre a corrente injetada e a tensão da rede elétrica.

O Capítulo 5 se encarrega da análise computacional de funcionamento do sistema como um todo. A partir dos cálculos procedidos nos capítulos anteriores, resultados de simulação foram analisados com o emprego da plataforma computacional PSIM®. Isto permitiu averiguar: (1) a taxa de distorção harmônica total da corrente injetada na rede; (2) o rendimento dos MPPTs; e (3) o rendimento global do IMFOCRE.

Os resultados experimentais ficaram por conta do capítulo 6. A partir do protótipo físico construído, a oscilografia e o registro dos resultados experimentais foram apresentados e analisados, em prol da validação do modelo de inversor proposto.

Por fim, um capítulo final foi dedicado às conclusões gerais em relação a tudo o que foi obtido por meio da pesquisa relacionada à concepção do IMFOCRE.

Capítulo 2

MODELO FÍSICO E FUNDAMENTAÇÃO

Este capítulo oferece uma visão ampla e mais específica sobre as características da estrutura física do IMFOCRE. Além disso, tem-se a revisão das referências bibliográficas empregadas para fundamentar cada ação e procedimento culminantes com a elaboração da proposta.

2.1 Considerações Iniciais

No capítulo anterior a proposta da presente tese foi mencionada dentro de um contexto energético global. Este capítulo, por sua vez, se encarregará de explanar os aspectos construtivos fundamentais inerentes à topologia proposta, tomando como referência detalhes técnicos alicerçados em publicações relevantes na sua área de inserção. Deste modo, um estudo bibliográfico que contextualiza a proposta será apresentado na sequência com ordenação por grupos temáticos, proporcionando o engajamento entre o modelo e as metodologias defendidas pelo autor e aquilo que vem sendo produzido por diferentes pesquisadores em diversas partes do planeta.

O estudo desenvolvido pelo autor da presente tese está inserido no processo contínuo das investigações empreendidas no Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP) da Universidade Federal de Uberlândia (UFU). A estrutura que será apresentada mais detalhadamente neste capítulo e no próximo decorre de uma versão para carga isolada (*stand-alone*) de inversor CSI com fonte energética despachável de retaguarda, analisada por meio dos estudos científicos expostos pelo pesquisador Lucas Sampaio Garcia (GARCIA et al., 2013; GARCIA, 2015). A temática pode ser explorada desde então através de duas adaptações topológicas distintas: a

abordada nesta tese e a explorada pelo pesquisador Fernando Cardoso Melo (LIMA et al., 2015; MELO et al., 2012; MELO et al., 2013). Como ficará patente adiante, a proposição do IMFOCRE, nome conferido ao inversor proposto no desenvolvimento desta pesquisa, não contempla fonte despachável de energia por ser voltada exclusivamente à utilização em conexão com a rede elétrica (modo *grid-tied*), considerando a extração de energia proveniente de duas entradas fotovoltaicas (estrutura multifileiras).

2.2 Fundamentos relacionados ao desenvolvimento do IMFOCRE

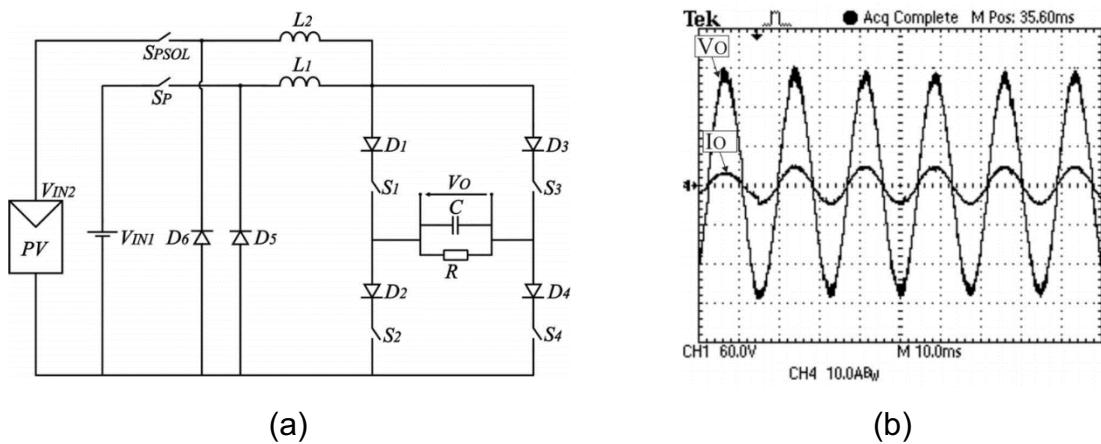
2.2.1 Inversores de estágio único

Conforme destaca Garcia (2015) em seus apontamentos, a característica de maior relevância no que se refere ao desenvolvimento de inversores de estágio único é a possibilidade de elevação da eficiência energética global. É preciso salientar, entretanto, que a obtenção deste benefício não é trivial. Isto porque a interligação entre o estágio de carga (*boost*) do elemento desacoplador da potência e o estágio de conversão CC-CA propriamente dito provoca uma redução no grau de liberdade operacional do sistema como um todo. O indutor *boost* da topologia de estágio único viraria um elemento intermediário entre o controle da tensão do arranjo FV e o controle da tensão de saída. Desta feita, todas as etapas de gerenciamento da energia exigem a incorporação das chaves semicondutoras da estrutura *full-bridge* do inversor, fato este que finda por elevar tanto a complexidade do controle digital como a demanda por elementos e técnicas de proteção. É preciso também manter um controle apurado sobre a etapa *boost*, a fim de evitar consumo excessivo de energia nos elementos passivos e nos semicondutores do conversor.

Na publicação de Garcia et al. (2013) tem-se uma topologia proposta para inversor de estágio único, a qual é ilustrada na Figura 6(a). Note-se a presença de apenas uma fileira fotovoltaica como fonte de entrada (V_{IN2}), já que a outra fonte de energia (V_{IN1}) representa uma célula a combustível de hidrogênio (ou mesmo um banco de baterias). Cada entrada possui um indutor próprio (L_1 e L_2) para desacoplamento de potência e gerenciamento individualizado de energia. A saída

isolada, característica de uma estrutura *stand-alone*, é referenciada pela carga R , em paralelo com um filtro capacitivo (C). Esta estrutura serviu de alicerce ao desenvolvimento do inversor proposto pelo autor desta tese. Ainda neste capítulo, e também nos subsequentes, ficará claro que as principais modificações estruturais foram a substituição da célula a combustível por outra fileira fotovoltaica, a presença de um único indutor *boost* e a inclusão de um indutor no filtro de saída para permitir uma apropriada conexão com a rede elétrica. A Figura 6(b) mostra as formas de onda de tensão (V_O) e corrente (I_O) obtidas na saída do conversor durante uma elevação de carga de 50%, revelando um comportamento adequado do sistema dentro das expectativas estabelecidas.

Figura 6 – Inversor de estágio único proposto por Garcia et al. (2013). (a) Estrutura física do conversor. (b) Formas de onda de tensão e corrente obtidas durante uma elevação de carga de 50%.



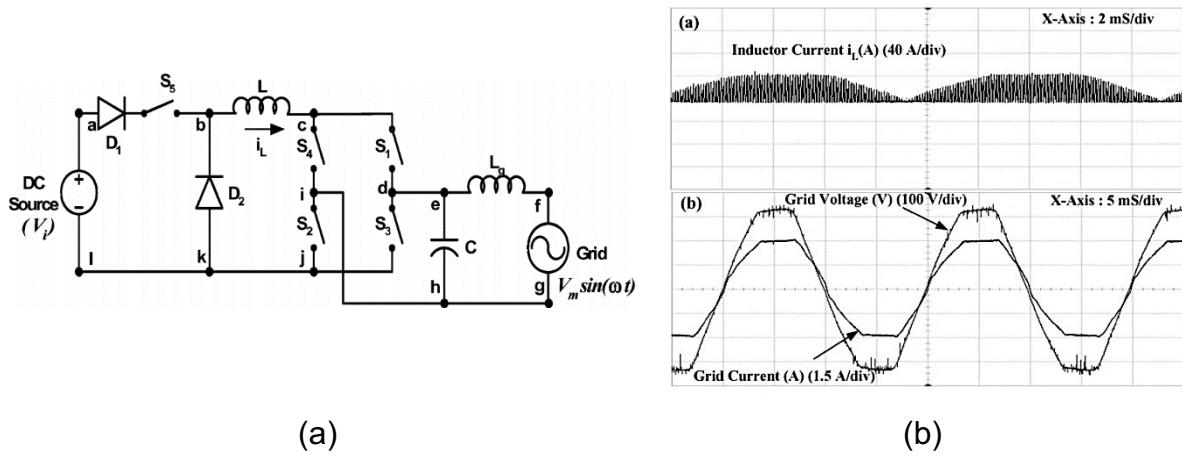
Fonte: GARCIA et al., 2013.

Os autores Prasad, Jain e Agarwal (2008) destacam como vantagens adicionais de um inversor de estágio único a modularidade, a compacidade, a confiabilidade, o custo reduzido e a alta eficiência energética. O modelo proposto por eles, ilustrado na Figura 7(a), pode ser comutado entre três modos de operação (*buck*, *boost* ou *buck-boost*), demonstrando a boa versatilidade operacional da topologia apresentada em sistemas de geração distribuída. É também compatível com diversos tipos de fontes de entrada (como fileiras fotovoltaicas ou células a combustível, por exemplo). Tais vantagens também são levantadas por Brito (2013).

Apesar da validação consistente da topologia e do bom desempenho na operação em 500 W, Brito (2013) ressalta que os resultados obtidos decorrem da

ponderação entre a eficiência energética e a taxa de distorção da corrente injetada na rede para cada modo de operação. Cabe salientar ainda que esta estrutura física serviu como uma importante referência durante as atividades de pesquisa do presente autor, especialmente nos dimensionamentos do indutor de entrada da configuração CSI e do filtro de saída de segunda ordem do tipo capacitivo-indutivo (ou simplesmente CL). A Figura 7(b) expõe os resultados alcançados com a atuação do sistema em *buck-boost*, evidenciando a forma de onda da corrente imposta ao indutor de entrada, além das formas de onda de tensão e corrente na saída do conversor. Esta última é apontada como estando razoavelmente abaixo do limite imposto pela norma IEEE Std. 519-2014 (IEEE, 2014).

Figura 7 – Topologia de inversor de estágio único. (a) Estrutura física do conversor. (b) Formas de onda obtidas para o modo de operação *buck-boost*.



(a)

(b)

Fonte: PRASAD; JAIN; AGARWAL, 2008.

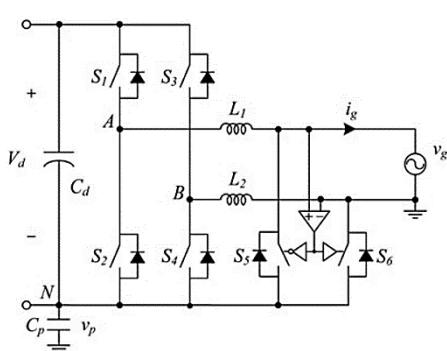
2.2.2 Inversores sem transformador

Existem duas grandes questões relacionadas à idealização de topologias sem isolação galvânica (ou sem transformador): (1) a supressão da corrente de fuga que pode fluir entre a fonte CC de entrada e a rede elétrica através da malha de terra; e (2) a injeção de corrente CC na rede elétrica. A despeito deste fato, um importante estudo desenvolvido por Lee et al. (2014) ressalta que, mesmo assim, a popularização de inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica sem a presença de um transformador tem se tornado uma tônica recente. A razão disto está ligada à necessidade de redução de custos de produção, de peso e volume do conversor

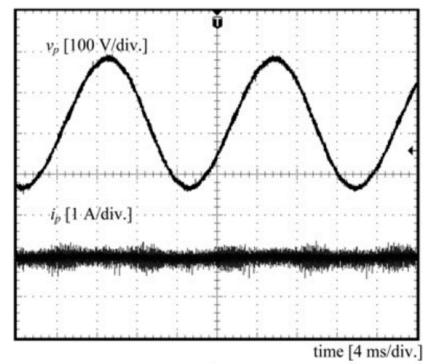
desenvolvido e de elevação da eficiência energética global do sistema. Deve-se também à possibilidade real de redução das perdas eletromagnéticas provocadas pelo transformador sem comprometer a segurança dos módulos FV, do conversor em si ou mesmo da rede elétrica.

A Figura 8(a) apresenta a estrutura de conversor bidirecional proposto por Lee et al. (2014). Na parte inferior da mesma é possível notar a presença do capacitor parasita C_p , incluído para que a corrente de fuga possa fluir via terra. As Figuras 8(b), (c) e (d) revelam as amplitudes de tensão e corrente sobre este capacitor em um inversor *full-bridge* bipolar convencional, um inversor *full-bridge* unipolar convencional e o inversor proposto no artigo, respectivamente. Os gráficos revelam claramente os efeitos de supressão sobre a corrente parasita (i_p) e dados numéricos expostos no artigo atestam uma expressiva redução decorrente do arranjo topológico proposto, implementado para mitigar a corrente de fuga.

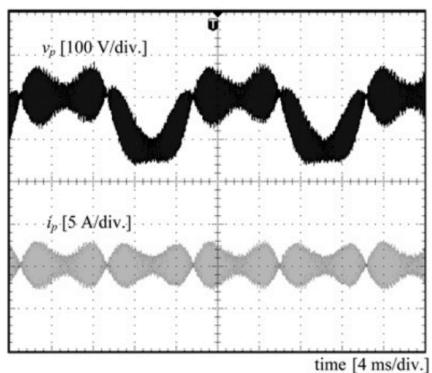
Figura 8 – Efeito da presença do capacitor parasita C_p sobre a corrente de fuga. (a) Estrutura proposta por Lee et al. (2014). (b) Tensão e corrente parasitas de um inversor *full-bridge* bipolar convencional. (c) Tensão e corrente parasitas de um inversor *full-bridge* unipolar convencional. (d) Tensão e corrente parasitas na topologia proposta.



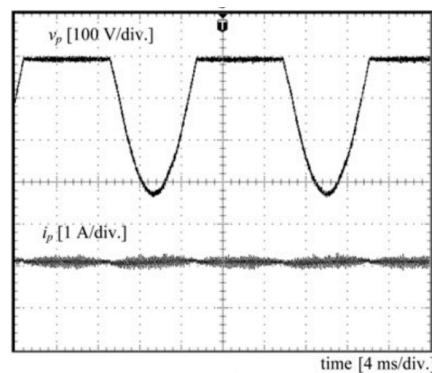
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: LEE et al., 2014.

Em sintonia com o exposto neste tópico até aqui, Meneses et al. (2013) afirmam que as topologias sem transformador se destacam por serem mais eficientes, mais leves, menos volumosas e mais baratas que topologias isoladas. Esta publicação efetua uma análise comparativa de topologias elevadoras (*step-up*) sem transformador sob o prisma de atendimento às normas relativas à conexão com a rede elétrica (*grid-tied*). Dentre os aspectos abordados no texto, cabe mencionar, por exemplo, a limitação normativa quanto à injeção de corrente contínua na rede elétrica. Em conformidade com a norma IEEE Std. 929-2000, a amplitude da mesma não pode ser superior a 0,5% do total da corrente de saída do conversor (IEEE, 2000). As topologias analisadas no artigo são agrupadas em três categorias: dois estágios, pseudo *link CC* e estágio único. Nesta última, a de interesse para a presente pesquisa, os autores afirmam que mitigar a injeção de corrente CC na rede pode exigir maior complexidade de controle, podendo ainda elevar os custos de produção do conversor. Tais informações corroboram com as postulações do capítulo dois da obra de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011).

Algumas pesquisas empreendidas no NUPEP têm seguido a linha de proposição de novas topologias de conversores sem transformador, em observância às mesmas fundamentações que culminaram com os resultados expressos na Figura 8. O objetivo é o desenvolvimento de modelos com potencial para se tornarem produtos aplicáveis ao mercado brasileiro, com redução de elementos passivos e de custos, mas sem deixar de primar sempre por máxima eficiência energética e baixa distorção harmônica (GARCIA et al., 2013; MELO et al., 2013; LIMA et al., 2015).

2.2.3 Inversores conectados à rede elétrica

Uma das tópicas da presente tese está ligada à interconexão do conversor proposto com a rede elétrica. Neste sentido, algumas importantes publicações foram tomadas como referência para que as diretrizes de projeto desta proposta pudessem ser devidamente embasadas e analisadas. Algumas delas já foram mencionadas nos tópicos anteriores. Outras, por sua vez, serão focalizadas dentro das seguintes temáticas subsequentes: (1) os impactos do filtro de saída sobre a qualidade da energia injetada e sobre a eficiência energética global; (2) o atracamento com a rede elétrica; e (3) o gerenciamento de energia e extração da máxima potência em sistemas

FV *grid-tied*. As técnicas de anti-ilhamento não puderam ser contempladas dentro do escopo da corrente produção, permanecendo a cargo de trabalhos futuros.

2.2.4 Estruturas CSI *versus* estruturas VSI

Em topologias sem transformador existe a possibilidade de integração entre o estágio elevador *boost* de entrada e o estágio do inversor convencional VSI (*Voltage-source inverter*). Tal medida propicia a redução quantitativa de componentes semicondutores, com emprego decorrente dos transistores do inversor *full-bridge* no processo de carga e descarga do elemento passivo na entrada. Isso passa a ser especialmente atraente em operações de conexão com a rede elétrica, posto que, nessa situação, o conversor a ser conectado precisa se comportar como uma fonte de corrente. A unificação de estágios de um conversor nestes moldes caracteriza a estrutura conhecida como CSI (*Current-source inverter*) (BRITO, 2013).

O emprego de um inversor do tipo CSI pode apresentar vantagens e desafios em comparação ao VSI, a depender da estrutura proposta. Com característica abaixadora (*step-down*), as estruturas VSI não necessitam de grandes indutores para estabelecer a imposição de corrente na entrada e orientar o comando dos transistores (WU; BLAABJERG, 2015). Por sua vez, a estrutura CSI, com sua característica elevadora (*step-up*), requer maior indutância na entrada, a fim de manter a corrente CC e otimizar as técnicas de modulação. Em prol do desacoplamento de baixa frequência, necessita ainda de um capacitor em paralelo com a fileira fotovoltaica, geralmente de valor elevado nas topologias de estágio único.

Jayalath e Hanif (2015) destacam que a estrutura CSI tem sido menos investigada e conta com um número bem menor de publicações que a VSI. Os autores elencam vantagens daquela em relação à esta, dentre as quais destacam-se:

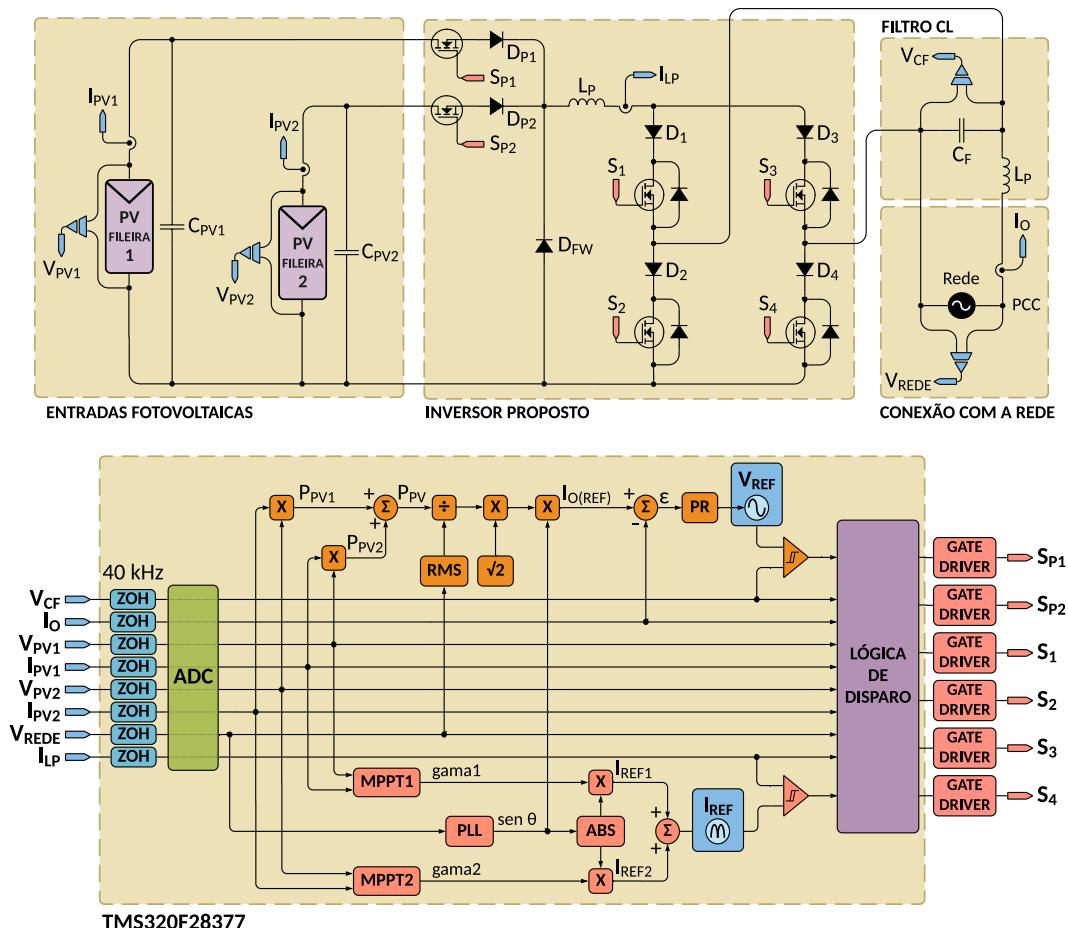
- Capacidade de injeção de corrente com magnitude pré-definida, possibilitando o alcance de um fator de potência de deslocamento (FPD) elevado;
- O desacoplamento de alta frequência é realizado com um indutor de entrada, elemento com maior vida útil que reduz a necessidade dos capacitores eletrolíticos tão comuns no elo CC da estrutura VSI;

- A presença de um indutor na entrada torna a corrente CC mais estável, fator capaz de contribuir com a elevação da segurança operacional e da vida útil dos módulos FV.

2.3 A estrutura física do inversor proposto

A Figura 9 apresenta uma visão ampla da estrutura física e do controle digital de conversor proposto nesta tese. A parte superior da ilustração revela o circuito de potência do inversor CSI multifileiras de estágio único sem transformador conectado à rede elétrica. Note-se a existência de duas entradas fotovoltaicas (fileira 1 e fileira 2) à esquerda do inversor proposto e do filtro de saída passa-baixa do tipo CL (segunda ordem) posicionado à direita, próximo ao PCC.

Figura 9 – Detalhamento da estrutura física e do controle digital do inversor proposto.



Fonte: dados do próprio autor.

Tabela 1 – Características básicas da estrutura do inversor proposto.

Nicho de atuação	1 kWp a 3 kWp
Frequência máxima de chaveamento (controlador de histerese)	40 kHz
Frequência de chaveamento	20 kHz
Seis transistores de potência $(S_{P1}, S_{P2}, S_1 \text{ a } S_4)$	Foram admitidos tanto os MOSFETs (IRFP4768PbF da <i>International Rectifier</i>) como os IGBTs (IRGPs4067DPbF do mesmo fabricante), já que ambos se adequam às frequências especificadas e demais condições de operação do sistema em termos de tensões e correntes.
Seis diodos de proteção $(D_{P1}, D_{P2}, D_1 \text{ a } D_4)$	A presença deles se faz necessária neste momento devido à existência de diodos de recuperação reversa intrínsecos aos transistores de potência. O diodo STTH200L04TV1 da <i>ST Microelectronics</i> foi considerado na pesquisa. Em ações futuras, voltadas à melhoria de eficiência global do IMFOCRE, as chaves ativas poderão ser substituídas por modelos de Carbeto de Silício sem diodos reversos, fato capaz de viabilizar a eliminação de pelo menos quatro (D_1 a D_4) dos seis diodos.
Indutor de entrada único (L_P)	Estudos de aprimoramento sobre os resultados alcançados por Garcia (2015) demonstraram ser viável reduzir o número de indutores de entrada de dois para apenas um. Este elemento é responsável por receber a energia proveniente das duas fileiras e alimentar o inversor <i>full-bridge</i> e o filtro CL conectado à rede elétrica.

Fonte: dados do próprio autor.

As fileiras de entrada capturam a energia proveniente da irradiação solar por meio de MPPTs estabelecidos na lógica de controle do sistema. Através dos transistores de *boost* (S_{P1} e S_{P2}) e dos capacitores de desacoplamento (C_{PV1} e C_{PV2}), a energia transferida pelos módulos abastece o indutor de entrada (L_{PV}). Este, por sua vez, recebe do controlador a imposição de formato de onda para a corrente (senoidal retificada, neste caso) e garante a sustentação da mesma em prol da adequada alimentação do inversor, graças ao controlador de histerese. A comutação adequada dos transistores do inversor (S_1 a S_4) confere alternância à corrente, apesar do

conteúdo harmônico oriundo da frequência de chaveamento. Entra em cena o filtro CL, responsável por eliminar as componentes harmônicas existentes e garantir a injeção na rede elétrica de uma corrente com baixa DHT e em conformidade às limitações normativas relacionadas a este aspecto, vindo ao encontro do objetivo geral do inversor proposto. A Tabela 1 expõe alguns detalhes específicos da estrutura física do IMFOCRE.

A parte inferior da Figura 9 ilustra as ações executadas pelo controle digital da planta, o qual foi totalmente embarcado no controlador digital de sinais (DSC) TMS320F2877, fabricado pela *Texas Instruments*®. A programação desenvolvida envolve: (1) a execução dos MPPTs das duas fileiras; (2) o atracamento em fase e frequência com a rede elétrica por meio do algoritmo PLL; (3) a geração dos sinais de referência (I_{REF} e V_{REF}), destinados a garantir a imposição de corrente sobre o indutor *boost* (L_{FV}) e de tensão sobre o capacitor do filtro de saída (C_F); e, finalmente, (3) toda a lógica de acionamento dos transistores de boost (S_{FV1} e S_{FV2}) e dos transistores do inversor (S_1 a S_4). Detalhes específicos sobre os comandos que compõem o algoritmo abordado aqui serão apresentados nos capítulos subsequentes.

2.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou as informações relevantes ao pleno conhecimento da estrutura física do IMFOCRE, além de conferir uma visão global a respeito das metodologias de controle eletrônico aplicadas sobre o mesmo. Cada parte da estrutura foi previamente alicerçada por meio de uma revisão teórica organizada por temáticas, de modo a justificar todos os procedimentos que têm sido adotados pelo autor desta tese durante o desenvolvimento do seu trabalho de pesquisa. O capítulo seguinte cuidará dos aspectos matemáticos condizentes tanto ao projeto da estrutura física como às análises de funcionamento e comportamento do sistema, determinadas com o auxílio de ferramentas computacionais apropriadas.

Capítulo 3

MODELAGEM MATEMÁTICA DO INVERSOR PROPOSTO

Este capítulo visa apresentar toda a base matemática necessária à obtenção das funções de transferência da planta. Deste modo, os componentes passivos do circuito de potência são aqui dimensionados e algumas informações operacionais são também consideradas para estabelecer corretamente o ponto de operação da estrutura.

3.1 Considerações iniciais

Modelar matematicamente um sistema implica em estabelecer toda a base de cálculos necessária à compreensão de seus parâmetros e padrões de funcionamento. Atingir este objetivo para um conversor de energia no campo da Eletrônica de Potência com o envolvimento de múltiplas entradas e saídas, além de sua complexidade operacional característica, remete ao uso de ferramentas ligadas ao controle moderno. Isso permite estudar o comportamento da planta projetada tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência com precisão e boa fidelidade de resultados (OGATA, 2010).

A representação por espaços de estados será empregada neste capítulo a fim de definir os parâmetros do modelo de inversor proposto e estabelecer seu ponto de operação. Neste sentido, os tópicos seguintes elucidarão todos os procedimentos executados para demonstrar as funções de transferência obtidas para a planta do IMFOCRE. Todavia, antes de apresentar o equacionamento por etapas que culmina com o levantamento das matrizes de estado do sistema, faz-se necessário o

dimensionamento de cada componente passivo e de cada semicondutor do modelo. Isso será apresentado nos tópicos subsequentes.

3.2 Projeto do circuito de potência do IMFOCRE

3.2.1 Dimensionamento dos módulos constituintes das fileiras FV

Tabela 2 – Características elétricas dos módulos FV disponíveis no NUPEP.

	KD135SX-UPU (Kyocera)	AS-6P30 (Amerisolar)	QUARTEC CS6P-250 (Canadian Solar)	TPB156x156-60-P (Sun Earth)
Máxima Potência ($P_{MÁX}$) [W]	135	250	250	235
Tensão de circuito aberto (V_{oc}) [V]	22,1	37,7	37,2	37,6
Corrente de curto- círcuito (I_{sc}) [A]	8,37	8,57	8,87	8,83
Tensão no ponto de máxima potência (V_{MP}) [V]	17,7	29,9	30,1	30,3
Corrente no ponto de máxima potência (I_{MP}) [A]	7,63	8,03	8,30	8,25
Rendimento (%)	> 16	14,78	15,54	15,3
Tolerância (%)	± 5	Não informada	± 2	Não informada

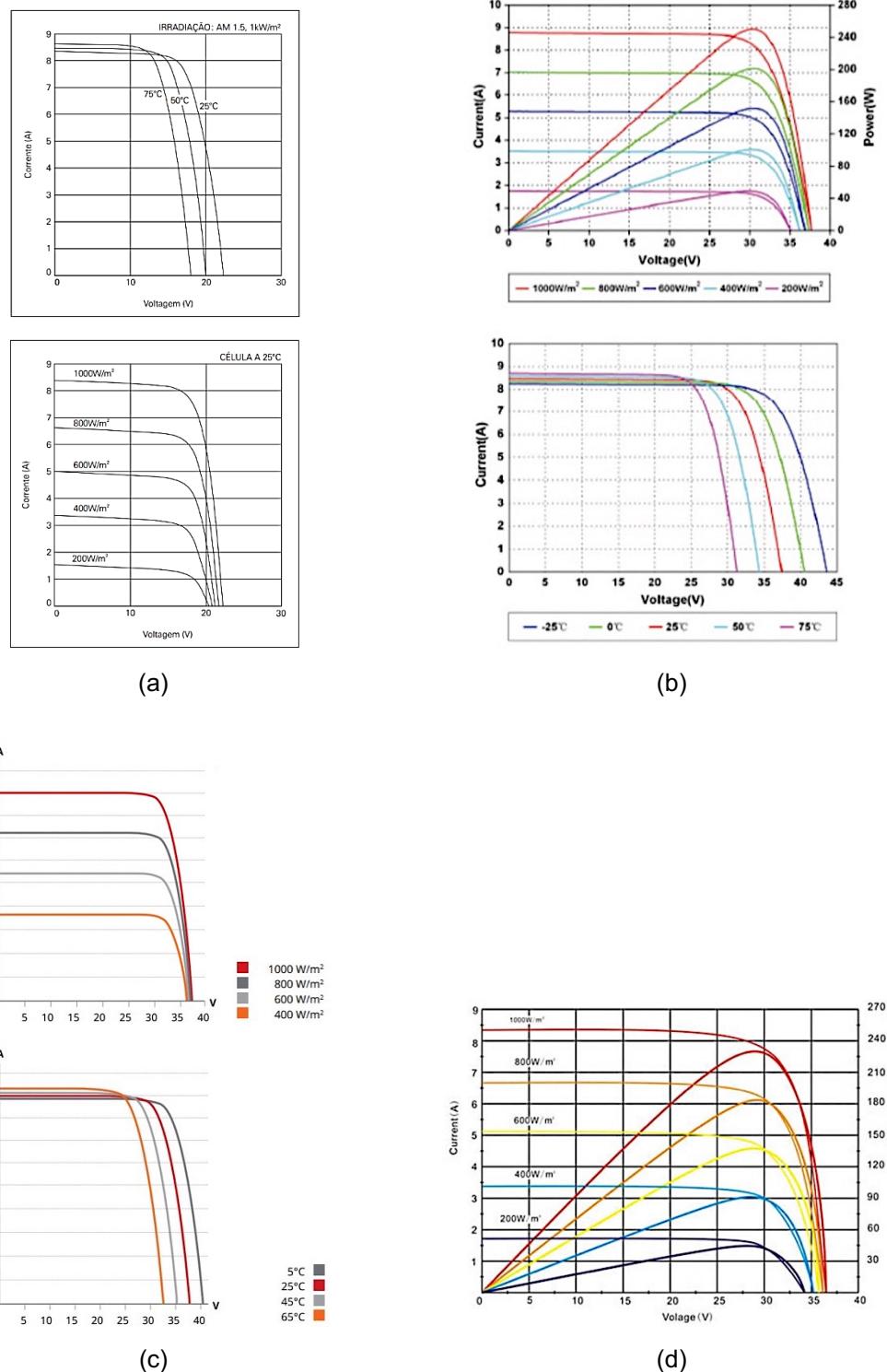
Condições de teste padronizadas para irradiância de 1000 W/m² e temperatura de 25 °C (STC).

Fonte: AMERISOLAR, 2017; CANADIANSOLAR, 2017; KYOCERA, 2016; SUN-EARTH, 2017.

O dimensionamento das duas fileiras fotovoltaicas que constituem a proposta (fileira 1 e fileira 2) baseou-se nos modelos de módulos disponíveis nas dependências do NUPEP. Tratam-se de quatro modelos de módulos policristalinos: o AS-6P30, produzido pela Amerisolar; o KD135SX-UPU, fabricado pela Kyocera; o Quartec CS6P-250, comercializado pela Canadian Solar; e, por fim, o TPB156x156-60-P contruído pela Sun Earth. A Tabela 2 apresenta um comparativo entre as características elétricas de cada um. O padrão de comportamento do módulo de cada fabricante também foi analisado sob efeito de variações de temperatura e irradiância.

Para tanto, as curvas I-V e P-V fornecidas nas folhas de dados dos quatro modelos foram comparadas e colocadas lado a lado na Figura 10.

Figura 10 – Curvas I-V e P-V fornecidas pelos quatro fabricantes. (a) KDS135SX-UPU da Kyocera. (b) AS-6P30 da Amerisolar; (c) Quartec CS6P-250 da Canadian Solar; (d) TPB156x156-60-P da Sun Earth.

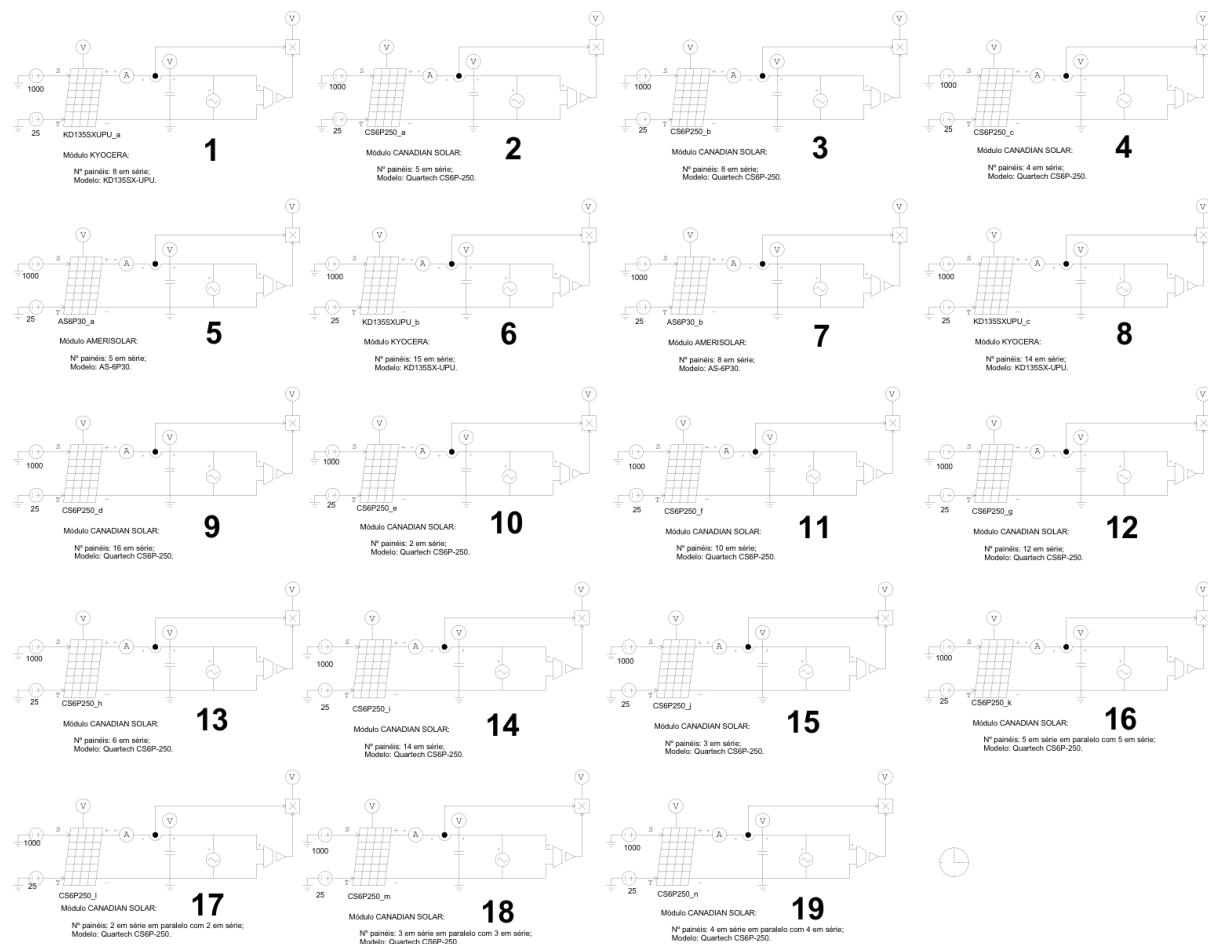


Fonte: AMERISOLAR, 2017; CANADIAN SOLAR, 2017; KYOCERA, 2016; SUN-EARTH, 2017.

Durante os equacionamentos e simulações computacionais, os quatro modelos de módulos poderiam ser considerados, posto que o inversor proposto visa ser o mais genérico possível. Deve-se destacar que o sistema em questão foi idealizado para operar com 1000 W_P em cada fileira de entrada (potência total de 2000 W_P). Isso permite admitir a hipótese excepcional de perda de uma das fileiras (por falha ou queima de um determinado módulo, por exemplo) e, mesmo assim, entregar um fluxo apreciável de potência à rede elétrica.

Simulações computacionais com diferentes arranjos entre os módulos (série, paralelo e série-paralelo) foram empreendidas para diferentes modelos e fabricantes. Como condições operacionais, foram admitidas a irradiação de 1000 W/m^2 e a temperatura nos módulos de $25\text{ }^\circ\text{C}$. O software PSIM® foi empregado nesta tarefa e as montagens realizadas são apresentadas na Figura 11.

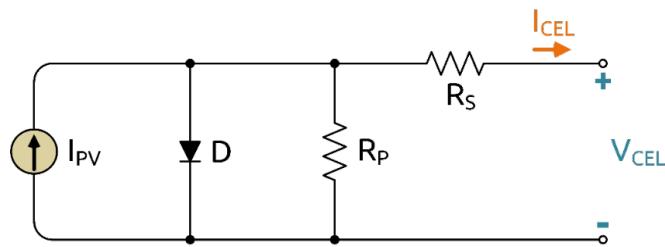
Figura 11 – Simulação computacional de avaliação dos comportamentos das fileiras em diferentes configurações de conexão (série, paralelo e série-paralelo).



Fonte: dados do próprio autor.

O componente *Solar Module (physical model)* do PSIM® utilizado nas simulações caracteriza-se como uma fonte de corrente fotogerada (I_{PV}) em paralelo com um diodo (D), tendo suas perdas representadas pela consideração de duas resistências: uma em série (R_S), representando perdas nos semicondutores, nos contatos metálicos e na junção metal-semicondutor; e outra em paralelo (R_P), representante das impurezas e defeitos na estrutura (especialmente nas bordas) capazes de contribuir com o aparecimento de correntes de fuga e o decorrente decréscimo de eficiência (PINHO; GALDINO, 2014; MELO, 2017). A Figura 12 ilustra o esquema elétrico do modelo físico ora descrito.

Figura 12 – Representação esquemática do modelo físico de uma célula FV.



Fonte: dados do próprio autor. Adaptado de Pinho e Galdino (2014).

A corrente produzida na saída da célula (I_{CEL}) apresenta um comportamento não linear decorrente do dinamismo dos parâmetros físicos das células conectadas em série para constituição do módulo e das perdas inerentes. Matematicamente, tem-se a equação (3.1):

$$I_{CEL} = I_{PV} - I_R \left[e^{\frac{q(V_{CEL} + R_S \cdot I_{CEL})}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V_{CEL} + R_S \cdot I_{CEL}}{R_P} \quad (3.1)$$

Sendo:

I_{PV} → A corrente fotogerada (A);

I_R → A corrente de saturação reversa do diodo (A);

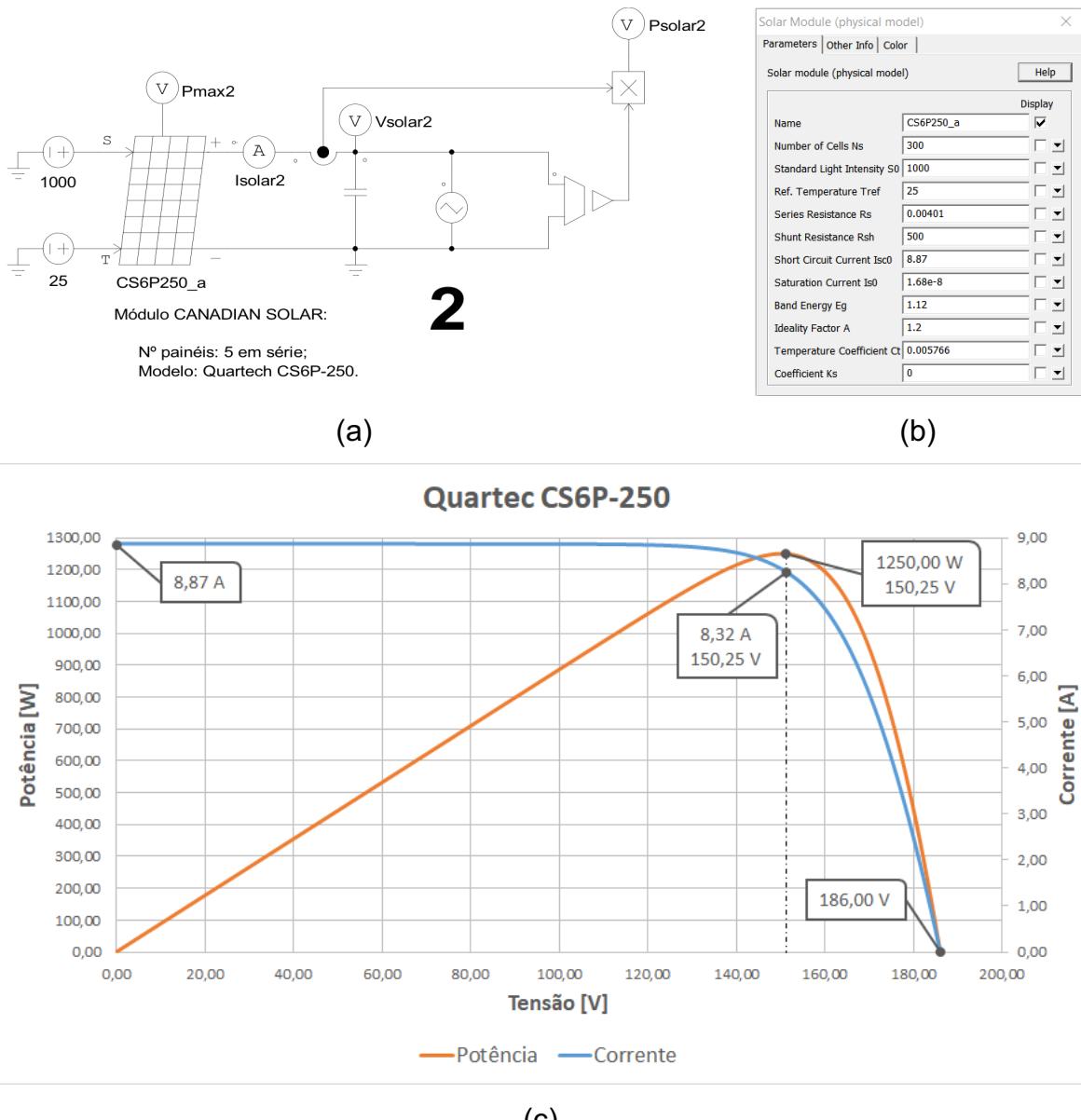
n → O fator de idealidade do diodo, número adimensional entre 1 e 2 obtido por dados experimentais medidos;

q → A carga do elétron ($1,6 \cdot 10^{-19} C$);

k → A constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} J/K$);

T → A temperatura absoluta (K).

Figura 13 – Simulação de 5 módulos Quartec CS6P-250 em série da Canadian Solar. (a) Esquema de montagem; (b) Dados do modelo físico; (c) Curvas de resposta I-V e P-V.

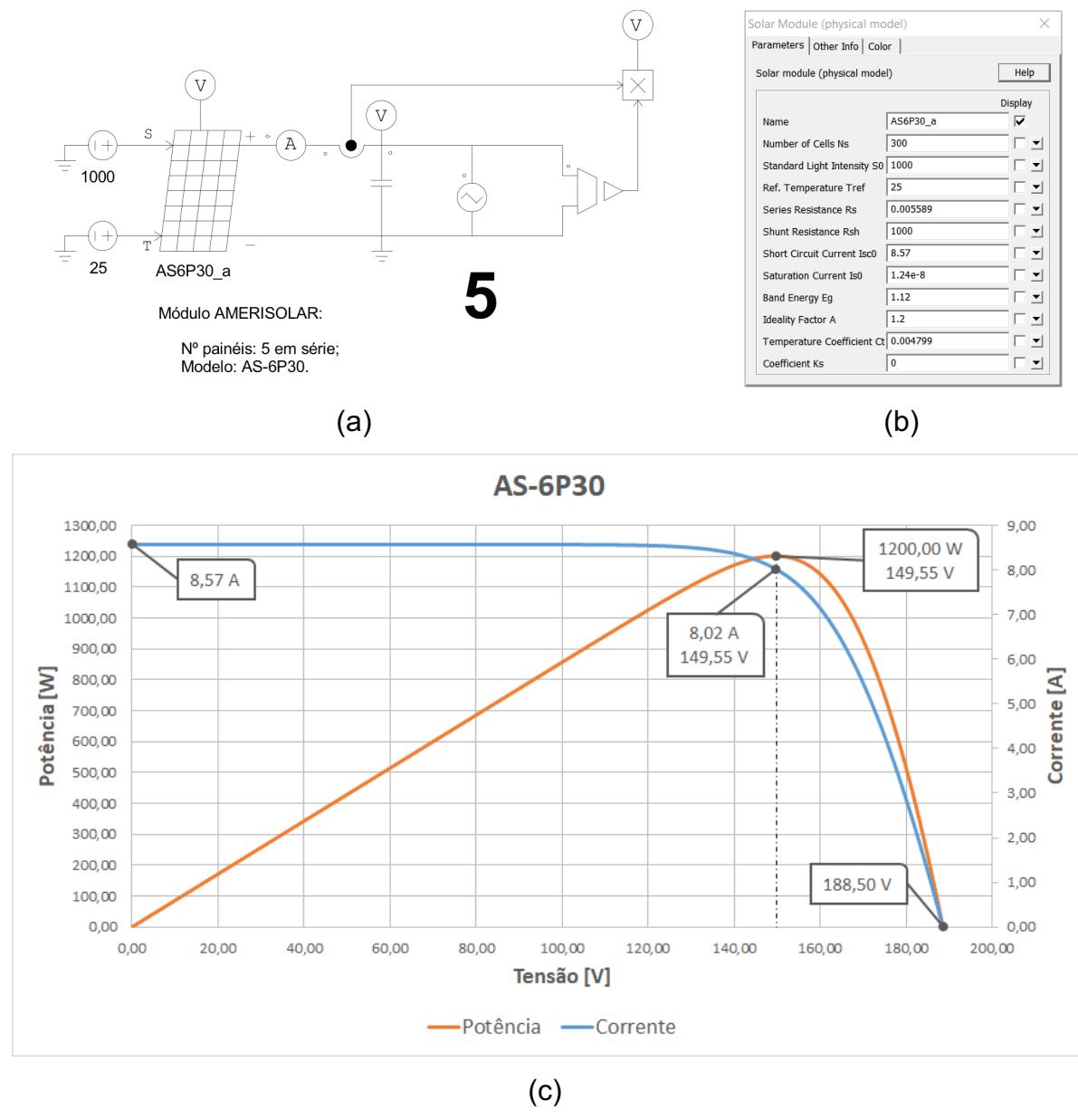


Fonte: dados do próprio autor.

Considerou-se como meta o emprego de um modelo de fileira capaz de permitir um funcionamento satisfatório do IMFOCRE com a menor quantidade possível de módulos, admitindo conexões em série para garantir uma tensão mais elevada na entrada do inversor, fato que reduz a necessidade de imposição de correntes elevadas nos indutores *boost* (PINHO; GALDINO, 2014). Este tipo de conexão também pode viabilizar uma redução da capacidade de desacoplamento das entradas. Neste sentido, dentre os circuitos enumerados da Figura 11, o dois (com 5 módulos Quartec CS6P-250 da Canadian Solar em série) e o cinco (com 5 módulos AS-6P30 da

Amerisolar em série) merecem destaque, de sorte que apenas os seus resultados de simulação serão apresentados. As Figuras 13 e 14 destacam sequencialmente as duas montagens, bem como seus dados de modelagens físicas e respectivas curvas de resposta I-V e P-V. Os gráficos das Figuras 13(c) e 14(c) foram traçados a partir de tabelas de dados geradas no PSIM® e enviadas ao Excel®.

Figura 14 – Simulação de 5 módulos AS-6P30 em série da Amerisolar. (a) Esquema de montagem; (b) Dados do modelo físico; (c) Curvas de resposta I-V e P-V.



Fonte: dados do próprio autor.

3.2.2 Dimensionamento dos capacitores de entrada (C_{PV1} e C_{PV2})

Os capacitores eletrolíticos conectados em paralelo com cada fileira configuram-se como um importante instrumento de desacoplamento da potência na relação entrada/saída do sistema. Sob este prisma, a atuação destes elementos se mostra vantajosa, de sorte que seu emprego também é bastante comum em diferentes modelos topológicos de inversores. Todavia, em termos de vida útil da estrutura proposta, a presença deste tipo de capacitor representa um gargalo, o que pode ser resolvido com a substituição por modelos de filme fino (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005). Por questões de disponibilidade de materiais para desenvolvimentos no laboratório e custos agregados (o modelo de filme fino tem custo elevado), esta hipótese de substituição foi admitida pelo autor apenas como uma possibilidade em trabalhos futuros.

O dimensionamento dos capacitores C_{PV1} e C_{PV2} é realizado de acordo com a seguinte expressão:

$$C_{PV} = \frac{P_{PV}}{2 \cdot \omega_{GRID} \cdot U_C \cdot \hat{u}_C} \quad (3.2)$$

Sendo:

- P_{PV} → A potência nominal da fileira;
- ω_{GRID} → A frequência angular da rede elétrica;
- U_C → A tensão sobre o capacitor no MPP;
- \hat{u}_C → A amplitude do *ripple* de tensão admitido sobre cada fileira.

Para aplicação da equação (3.2) admitiu-se uma corrente contínua fluindo dos módulos e a imposição de uma corrente senoidal retificada sobre o indutor do inversor CSI, como será analisado no próximo tópico. Tomando os gráficos da Figura 13(c) como referência, pode-se determinar os valores de P_{PV} e U_C no ponto de máxima potência (MPP) para aplicação na equação anterior. Os valores 1250 W e 150,25 V foram considerados, respectivamente. A princípio o *ripple* foi fixado em um patamar de 2% em relação à tensão sobre o capacitor. De posse destes dados, e considerando ainda a frequência de 60 Hz da rede elétrica, torna-se possível determinar o valor de C_{PV} :

$$\omega_{GRID} = 2 \cdot \pi \cdot f_{GRID} = 2 \cdot \pi \cdot 60 = 376,99 \text{ rad/s}$$

$$\hat{u}_C = 0,02 \cdot U_C = 0,02 \cdot 150,5 = 3,01 \text{ V}$$

$$C_{PV} = \frac{1250}{2 \cdot 376,99 \cdot 150,25 \cdot 3,01} = 3,67 \text{ mF}$$

Em observação aos valores capacitivos pré-existentes nas dependências do NUPEP, o valor de C_{PV} precisou ser reajustado para $3,33 \text{ mF}$ ($1 \text{ mF} + 1 \text{ mF} + 1 \text{ mF} + 330 \mu\text{F}$). Empregando mais uma vez a equação (3.2), um novo valor de *ripple* deve ser calculado:

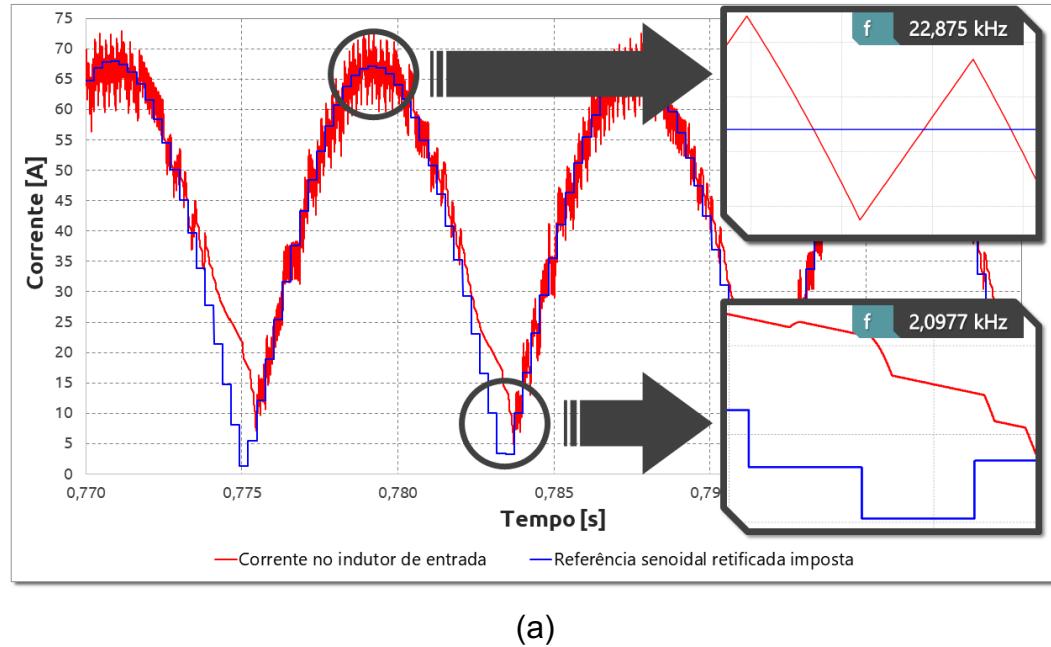
$$\hat{u}_C = \frac{1250}{2 \cdot 376,99 \cdot 150,25 \cdot 3,33 \cdot 10^{-3}} = 3,31 \text{ V}$$

3.2.3 Dimensionamento do indutor de entrada (L_P)

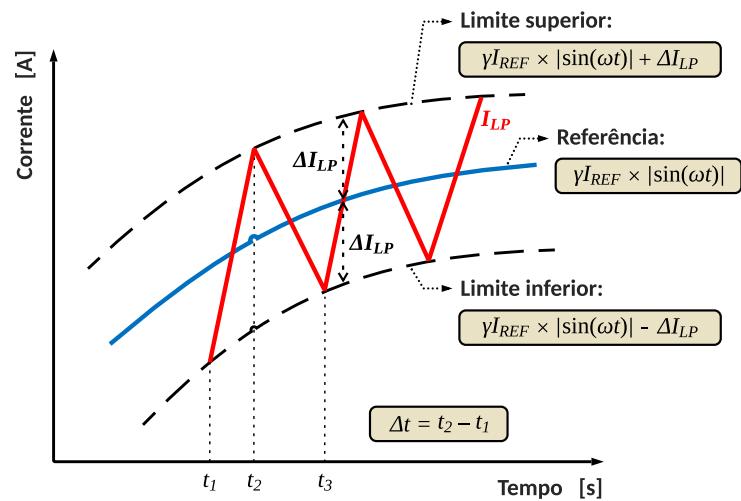
O dimensionamento do indutor de entrada leva em consideração o modo de condução contínua (MCC), descrito por Jain e Agarwal (2007), e o período de chaveamento dos semicondutores do inversor em questão. Isso porque é feita a imposição de corrente sobre este elemento passivo em prol do adequado rastreamento de potência (explanado no Capítulo 4) e da delimitação dos períodos de *boost* necessários à correta operação do modelo proposto. Tal imposição manifesta oscilações de alta frequência sobre a corrente que flui através de L_P , as quais, na verdade, são necessárias para determinação dos corretos períodos de chaveamento dos semicondutores a cada ciclo da rede elétrica.

A operação do IMFOCRE é realizada por meio de um controlador de histerese. Deste modo, contrariamente ao que ocorre na modulação PWM, não existe uma frequência fixa de chaveamento, apesar do estabelecimento da frequência de amostragem em 40 kHz . É possível determinar, neste caso, apenas parâmetros mínimos, médios ou máximos de operação. Sendo assim, como as oscilações manifestadas sobre o indutor variam constantemente dentro de uma faixa específica, um valor deve ser escolhido a fim de viabilizar o dimensionamento deste elemento passivo.

Figura 15 – Comportamento da corrente no indutor diante da referência a ele imposta. (a) Detalhes da variação sobre a frequência de chaveamento ao longo de um ciclo de operação; (b) Seção em corte ilustrativa da imposição de corrente para demonstração da banda de histerese considerada.



(a)



(b)

Fonte: dados do próprio autor. Baseado em Jain e Agarwal (2007).

A Figura 15(a) explicita a representação da corrente no indutor seguindo satisfatoriamente a referência senoidal retificada a ele imposta, apesar de um pequeno desvio característico próximo aos pontos de passagem por zero. As curvas ora ilustradas decorrem do esquema elétrico montado no PSIM® para obtenção de resultados computacionais, o qual será detalhadamente explorado no Capítulo cinco. Por sua vez, a parte (b) da mesma Figura esquematiza o efeito do *ripple* de corrente

(ΔI_{LP}) aplicado à corrente do indutor (I_{LP}) durante o processo de imposição da corrente de referência multiplicada pelo fator *gama* (γ), variável necessária à técnica de rastreamento da máxima potência empregada pelo autor. Este fator será melhor abordado durante o estudo do gerenciamento de energia do capítulo seguinte.

O método utilizado para determinar o valor de projeto do indutor L_P segue a equação (3.3), em conformidade às proposições de Jain e Agarwal (2007).

$$L_P = \frac{1}{f_{SW(MAX)} \cdot 2 \cdot \Delta I_{LP}} \left(\frac{1}{V_{PV}} + \frac{1}{V_P} \right)^{-1} \quad (3.3)$$

Sendo:

$f_{SW(MAX)}$ → A frequência máxima de chaveamento;

V_{PV} → A tensão proveniente do capacitor no MPP (igual a U_C);

V_P → A tensão de pico na saída do conversor;

ΔI_{LP} → A amplitude do *ripple* médio de corrente sobre o indutor.

Um dos quadros de destaque realçados na Figura 15(a) permite concluir que $f_{SW(MAX)}$ atinge o patamar de 22,875 kHz, aproximadamente a metade da frequência de amostragem de 40 kHz (que é fixa), ressaltada na Figura 9 do capítulo 2. Esta razão de proporcionalidade entre as duas frequências corrobora com as análises relativas à estrutura *stand-alone* proposta por Garcia (2015) em sua tese. A amplitude do *ripple* foi estipulada como sendo 5% da corrente máxima ajustada por intermédio da variável *gama* (γ), apresentada na Figura 15(b). Esta variável responde pela delimitação da amplitude de corrente que flui através do indutor L_P . Admitindo $\gamma = 60 A$ e levando em consideração a amplitude unitária de I_{REF} , seguem os cálculos para determinação do valor de L_P :

$$V_{PV} = U_C = 150,25 V \quad V_P = 127\sqrt{2} = 179,61 V$$

$$\Delta I_{LP} = 0,05 \cdot \gamma I_{REF} = 0,05 \cdot 60 \cdot 1 = 3 A$$

$$L_P = \frac{1}{22875 \cdot 2 \cdot 3} \left(\frac{1}{150,25} + \frac{1}{179,61} \right)^{-1} = 596,08 \mu H$$

A partir destes cálculos, o indutor foi encomendado junto à uma empresa especializada com o valor de $600 \mu H$. Pode-se, então, estabelecer uma nova consideração para o *ripple* de corrente:

$$\Delta I_{LP} = \frac{1}{22875 \cdot 2 \cdot 0,0006} \left(\frac{1}{150,25} + \frac{1}{179,61} \right)^{-1} = 2,98 \text{ A}$$

3.2.4 Dimensionamento do filtro de saída (L_F e C_F)

Com característica passa-baixa, o filtro CL de saída incorporado à topologia proposta visa eliminar todas as componentes harmônicas de alta frequência decorrentes do processo de chaveamento do inversor. Isto vem ao encontro da proposta de inserção de uma corrente senoidal na rede elétrica com baixa distorção harmônica e fator de potência de deslocamento unitário em relação à tensão do barramento da concessionária. Pode-se dizer também que os elementos passivos empregados no processo de filtragem respondem pela largura de banda do sistema de malha fechada durante a operação de conexão do IMFOCRE à rede elétrica (JAYALATH; HANIF, 2015).

A frequência de ressonância (f_{RES}), em hertz, do filtro CL é dada por:

$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F \cdot C_F}} \quad (3.4)$$

Sendo:

- L_F → O indutor do filtro de saída;
- C_F → O capacitor do filtro de saída.

Os autores Jayalath e Hanif (2015) destacam que, segundo sua característica passa-baixa, o filtro CL apresenta maior atenuação a partir da frequência de ressonância, a uma taxa de 40 dB/década, já que se trata de um filtro de segunda ordem. Quando há implementação de controles digitais (via DSCs, por exemplo) na topologia do inversor, os autores comentam ainda sobre a necessidade de estabelecer

uma relação da referida frequência com a de chaveamento (f_{SW}) e a largura de banda admitida (f_{BW}). Isso visa garantir que o valor de corte do filtro não interfira na composição harmônica do espectro de Fourier do sinal filtrado (em conformidade às postulações do teorema da amostragem de Nyquist) e nem na amostragem de sinais que determina os comandos digitais de chaveamento. Sendo assim, tem-se que:

$$f_{BW} \leq f_{RES} < \frac{1}{2} f_{SW} \quad (3.5)$$

O teorema da amostragem de Nyquist aponta que a reconstrução de um sinal digitalizado ou filtrado pode ser bem-sucedida desde que a resposta obtida corresponda a pelo menos duas vezes a frequência do sinal a ser amostrado. Comercialmente, em particular nas aplicações de Controle e Eletrônica de Potência, esta taxa costuma ser estendida para até dez vezes. Após alguns testes computacionais, foi estabelecida a taxa de sete vezes em função da DHT de corrente verificada durante os ajustes de filtragem nas simulações. Deste modo, considerando para o chaveamento o valor $f_{SW} = 20 \text{ kHz}$, tem-se:

$$f_{BW} = 7 \cdot f_{GRID} = 7 \cdot 60 = 420 \text{ Hz}$$

$$420 \text{ Hz} \leq f_{RES} < 10 \text{ kHz}$$

O projeto do capacitor C_F requer que a energia recebida do indutor de entrada (L_P) seja a maior possível (JAIN; AGARWAL, 2007). Assumindo um fator de potência de deslocamento unitário e estabelecendo uma relação de balanço energético entre estes dois elementos passivos durante o período em que as chaves de *boost* (S_{P1} e S_{P2}) estão abertas, tem-se:

$$C_F = \frac{L_P \cdot \gamma I_{REF} \cdot \Delta I_{LP}}{V_P \cdot \Delta V_F} \quad (3.6)$$

A variável ΔV_F representa o máximo *ripple* de tensão sobre o capacitor C_F . Admitindo para ela o valor de 30 V e considerando o valor comercial conferido à L_P no tópico anterior (600 μH), então é possível determinar C_F :

$$C_F = \frac{0,0006 \cdot 60 \cdot 3}{179,61 \cdot 30} = 20,04 \mu F$$

O valor comercial de $22 \mu F$ foi considerado para C_F em decorrência de disponibilidade no estoque do laboratório. Sendo assim, um pequeno reajuste no *ripple* de tensão foi considerado:

$$\Delta V_F = \frac{0,0006 \cdot 60 \cdot 3}{179,61 \cdot 0,000022} = 27,33 V$$

De posse do valor de C_F e atribuindo para a frequência de ressonância o valor de 540 Hz (nove vezes maior que a frequência da rede elétrica) é possível readequar a equação (3.4) em prol da determinação do valor da indutância do filtro (L_F):

$$L_F = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{RES})^2 \cdot C_F} = \frac{1}{(2\pi \cdot 540)^2 \cdot 0,000022} = 3,95 \text{ mH}$$

Este indutor foi encomendado com o valor de 4 mH , na mesma empresa que produziu o indutor *boost* (L_P).

3.2.5 Resumo de projeto dos valores de componentes passivos

O projeto dos componentes passivos que constituem o IMFOCRE foi realizado aplicando as equações (3.1) a (3.6), conforme apresentado nos tópicos anteriores. Para tanto, em se tratando de modulação por histerese, basicamente duas considerações foram feitas: (1) a máxima frequência de chaveamento aplicada ao inversor foi empregada no projeto do indutor de entrada; e (2) o *ripple* existente sobre a tensão nominal produzida por cada fileira FV foi admitido como desprezível (apesar de sua existência), em virtude do valor relativamente alto obtido para os capacitores conectados em paralelo com cada fileira. A Tabela 3 agrupa os valores dimensionados dos elementos passivos a serem empregados no desenvolvimento do IMFOCRE.

Tabela 3 – Resumo dos dados relativos aos componentes passivos que constituem o IMFOCRE.

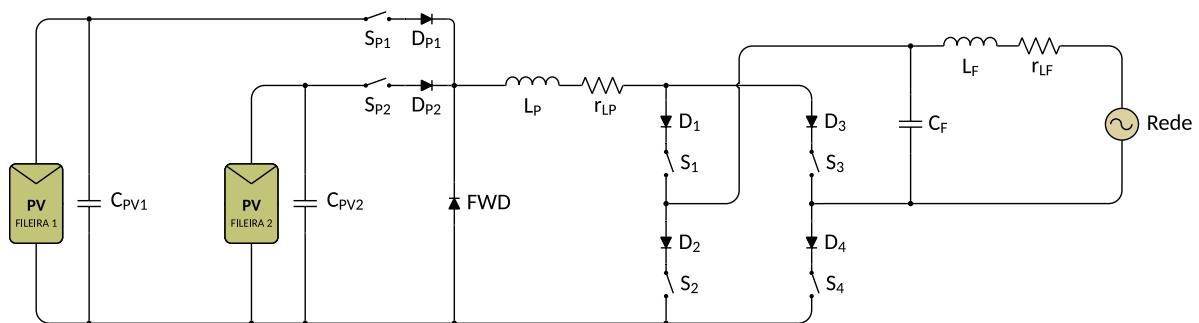
C_{PV1} (mF)	C_{PV2} (mF)	L_P (μ H)	r_{LP} (Ω)	f_S (kHz)	$f_{SW(max)}$ (kHz)	ΔI_{LP} (A)	f_{RES} (Hz)	ΔV_F (V)	C_F (μ F)	L_F [mH]	r_{LF} (Ω)
3,33	3,33	600	0,025	40	22,875	3	540	30	22	4	0,36

Fonte: dados do próprio autor. Baseado em Jain e Agarwal (2007).

3.3 Modelagem por espaço de estados do IMFOCRE

3.3.1 Representação do circuito de potência modelado

O estudo matemático do sistema proposto parte da compreensão das etapas de funcionamento do modelo de inversor desenvolvido. Considerando sua estrutura CSI de estágio único, o IMFOCRE foi idealizado para operar com três etapas de funcionamento por semiciclo (*boost*, *buck* e roda-livre), em observação aos levantamentos apresentados por Brito et al. (2012) e Brito (2013). Ao evidenciar o circuito de potência do presente inversor, a Figura 16 apresenta todos os semicondutores e elementos passivos da topologia dimensionados anteriormente.

Figura 16 – Esquema elétrico do circuito de potência do inversor proposto.

Fonte: dados do próprio autor.

Em termos das perdas operacionais a serem integradas ao processo de equacionamento matemático, somente as resistências intrínsecas dos indutores (r_{LP} e r_{LF}) foram consideradas na Figura anterior. Decorre, por conseguinte, que as quedas

de tensão nos diodos, as resistências operacionais das chaves e as resistências intrínsecas dos capacitores foram propositalmente negligenciadas. Isso se deve a dois aspectos: (1) as perdas mais relevantes ao projeto do controlador manifestam-se sobre os indutores; e (2) considerar uma grande quantidade de fontes de perdas pode até aumentar a precisão dos cálculos, mas torna as matrizes de estado significativamente maiores, sob pena de inviabilização do processo matemático por espaço de estados.

Tabela 4 – Comportamento dos semicondutores e elementos passivos durante as etapas de funcionamento do inversor proposto.

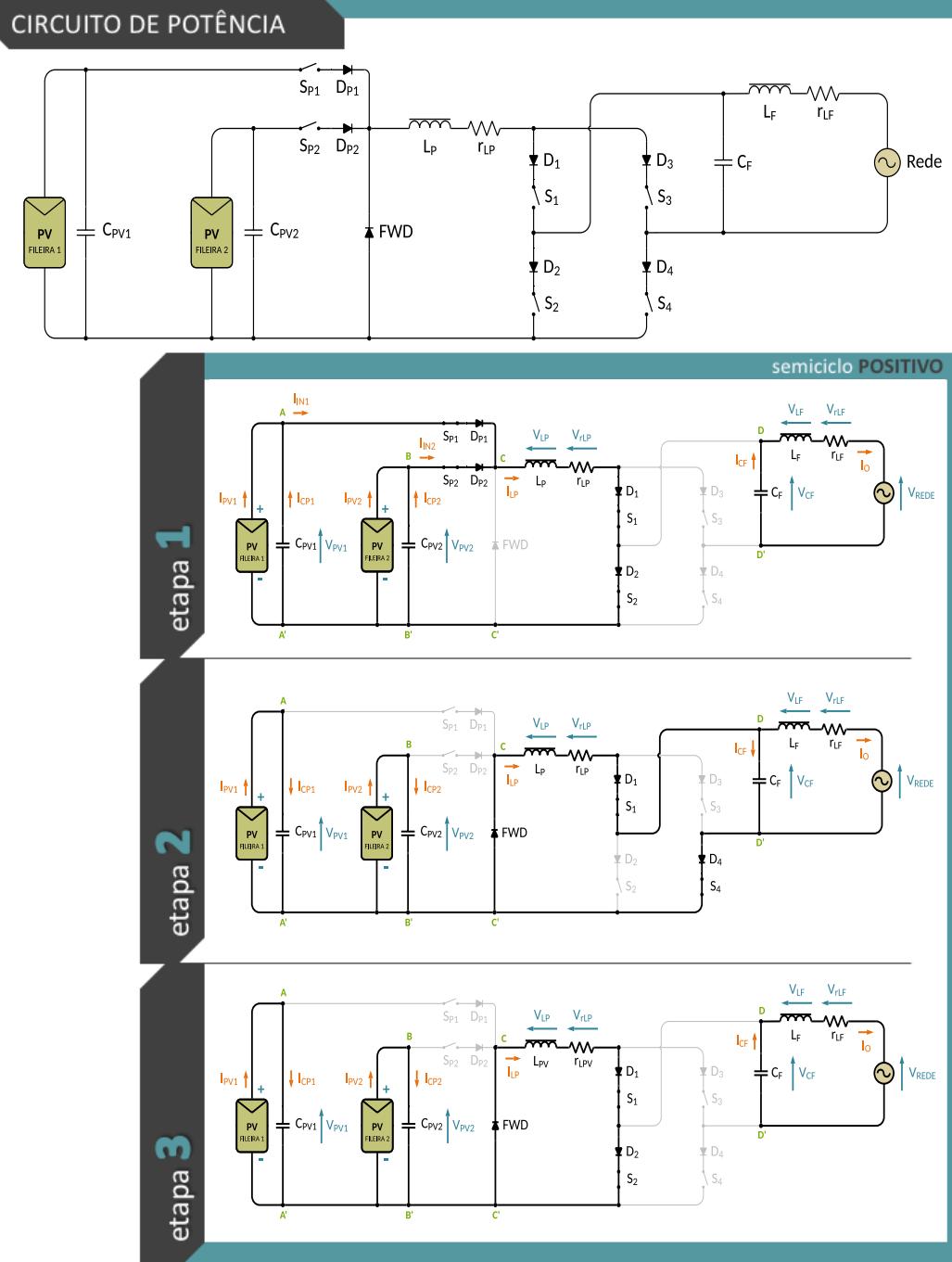
Etapa	Semiciclo positivo			Semiciclo negativo		
	1	2	3	4	5	6
	Boost	Buck	Roda-livre	Boost	Buck	Roda-livre
Chaves Semicondutores	S_{P1}	*			*	
	S_{P2}	*			*	
	S_1	*	*	*		
	S_2	*		*		*
	S_3			*	*	*
	S_4		*	*		*
Capacitores de entrada (C_{PV1} e C_{PV2})	Liberando energia em S_{P1} e S_{P2}	Recebendo energia das fileiras	Recebendo energia das fileiras	Liberando energia em S_{P1} e S_{P2}	Recebendo energia das fileiras	Recebendo energia das fileiras
Indutor de entrada (L_P)	Recebendo energia de C_{PV1} , C_{PV2} e das fileiras	Liberando energia sobre o inversor e o filtro CL	Liberando energia excedente em S_1 e S_2 e FWD	Recebendo energia de C_{PV1} , C_{PV2} e das fileiras	Liberando energia sobre o inversor e o filtro CL	Liberando energia excedente em S_3 e S_4 e FWD
Capacitor do filtro (C_F)	Liberando energia sobre L_F	Recebendo energia de L_P	Liberando energia sobre L_F	Liberando energia sobre L_F	Recebendo energia de L_P	Liberando energia sobre L_F
Indutor do filtro (L_F)	Recebendo energia de C_F para injeção de corrente na rede	Recebendo energia de L_P para injeção de corrente na rede	Recebendo energia de C_F para injeção de corrente na rede	Recebendo energia de C_F para injeção de corrente na rede	Recebendo energia de L_P para injeção de corrente na rede	Recebendo energia de C_F para injeção de corrente na rede

Fonte: dados do próprio autor.

A Tabela 4 elucida o comportamento por etapa de cada elemento passivo e dos semicondutores constituintes da estrutura proposta. Apesar da omissão na tabela,

cabe salientar ainda que cada transistor de potência é precedido de um diodo de proteção em série (D_{P1} e D_{P2} , além de D_1 a D_4 na Figura anterior) cuja polarização direta ocorre estritamente no momento de acionamento do respectivo transistor, justificando tal omissão.

Figura 17 – Representação das etapas de operação do circuito de potência do IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor.

A modelagem matemática do sistema foi executada tomando por base o circuito da Figura 16. Em prol desta tarefa, suas etapas foram criteriosamente estudadas para possibilitar a compreensão do funcionamento de cada componente, o que levou à confecção da Tabela 4. A Figura 17, por sua vez, expõe o resultado visual deste estudo. Como existe uma simetria operacional entre os dois semiciclos, apenas as três etapas do semiciclo positivo foram representadas.

3.3.2 Equações de estado do modelo

O processo de equacionamento por espaço de estados subsequente leva em consideração os seis estados de operação do IMFOCRE, sendo três etapas operacionais no semiciclo positivo e as outras três no semiciclo negativo. A ferramenta computacional então empregada foi o MATLAB®, através da compilação de um arquivo com extensão *.m* (apresentado no apêndice A) e o emprego da *toolbox Sisotool*. Como na estrutura CSI do IMFOCRE são necessários capacitores de valores consideráveis em paralelo com cada fileira, é possível ponderar que os conjuntos de entrada (fileira e capacitor) se comportem como fontes de tensão ao invés de fontes de corrente (somente a fileira), como suposto anteriormente. Conforme já foi mencionado, em situações normais de operação os transistores S_{P1} e S_{P2} operam juntos, fazendo com que as entradas atuem paralelamente e sejam percebidas pelo indutor L_P como uma única fonte de tensão, mesmo que as fileiras estejam sujeitas a diferentes condições de irradiância e temperatura. Tais ponderações conduzem a um sistema de ordem 3, cujas grandezas envolvidas estão representadas no diagrama da Figura 18. Nesta configuração foi possível perceber boa estabilidade na resposta obtida, o que será evidenciado graficamente após o estudo matemático subsequente.

Figura 18 – Representação dos diagramas de estado do IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor.

Uma vez estabelecido o diagrama da Figura 18, identificando as variáveis de estado, de entrada e de saída do sistema, o processo que culminará com a obtenção das funções de transferência tem início com a organização destas variáveis em vetores. Antes de mais nada, como os transistores de potência são comandados pelo controlador de histerese, faz-se necessário pontuar a frequência máxima de operação ($f_{SW(max)}$). Na tabela 3 foi registrado o valor de 22,875 kHz. Para efeitos matemáticos, os cálculos subsequentes considerarão um valor exato um pouco acima, 25 kHz. A razão cíclica média (D_{med}) foi fixada em 0,7 (MELO, 2017). Eis, então, os referidos vetores de entrada, de estado e de saída nas equações (3.7) a (3.9), respectivamente.

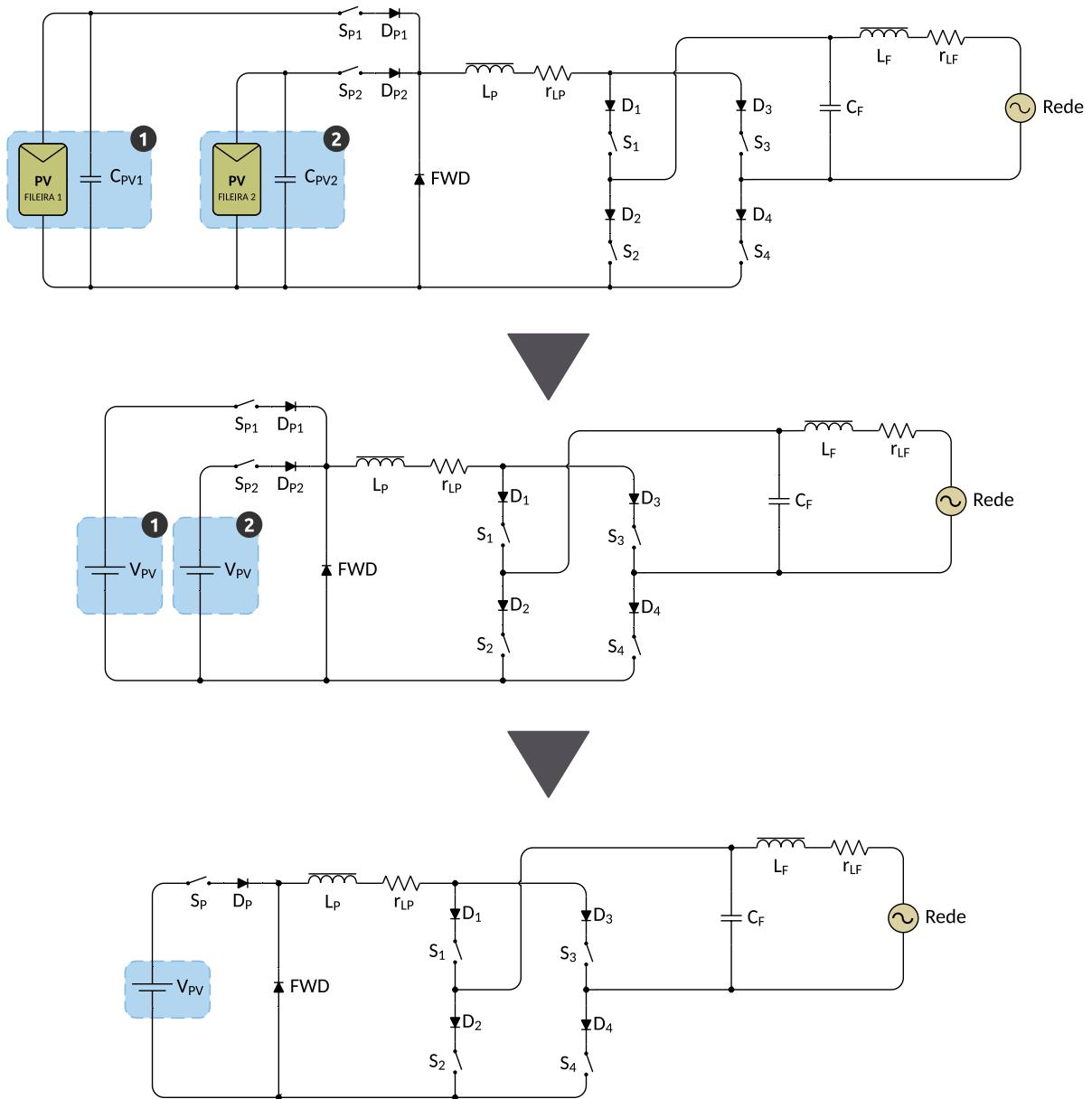
$$u(t) = \begin{bmatrix} v_{PV}(t) \\ v_{GRID}(t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{LP}(t) \\ v_{CF}(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$y(t) = [i_o(t)] \quad (3.9)$$

O processo ilustrado na Figura 19 expressa a transição do modelo de circuito original da Figura 17 para o novo esquema elétrico com a representação das fontes de tensão equivalentes a cada conjunto fileira/capacitor de entrada até atingir o modelo com uma única fonte de tensão equivalente. Neste último, correspondente ao esquema 3 na parte inferior da Figura, os transistores de *boost* e os diodos de proteção de cada entrada passam a ser representados de forma equivalente pelo transistor S_P e o diodo D_P , respectivamente. Este esquema será empregado no tópico a seguir em prol do estudo das etapas de funcionamento do IMFOCRE em regime permanente.

Figura 19 – Processo de adaptação do esquema elétrico do circuito de potência do IMFOCRE em prol da modelagem por espaço de estados.



Fonte: dados do próprio autor.

3.3.3 Análise de regime permanente

Definidos os vetores do sistema, o próximo passo está relacionado ao levantamento das matrizes que traduzem matematicamente o comportamento dinâmico do IMFOCRE em cada etapa de funcionamento de seu circuito de potência. Congregando tais matrizes às variáveis relacionadas anteriormente, tem-se duas equações importantes:

$$\dot{x}(t) = A_n \cdot x(t) + B_n \cdot u(t) \quad (3.10)$$

$$y(t) = C_n \cdot x(t) + E_n \cdot u(t) \quad (3.11)$$

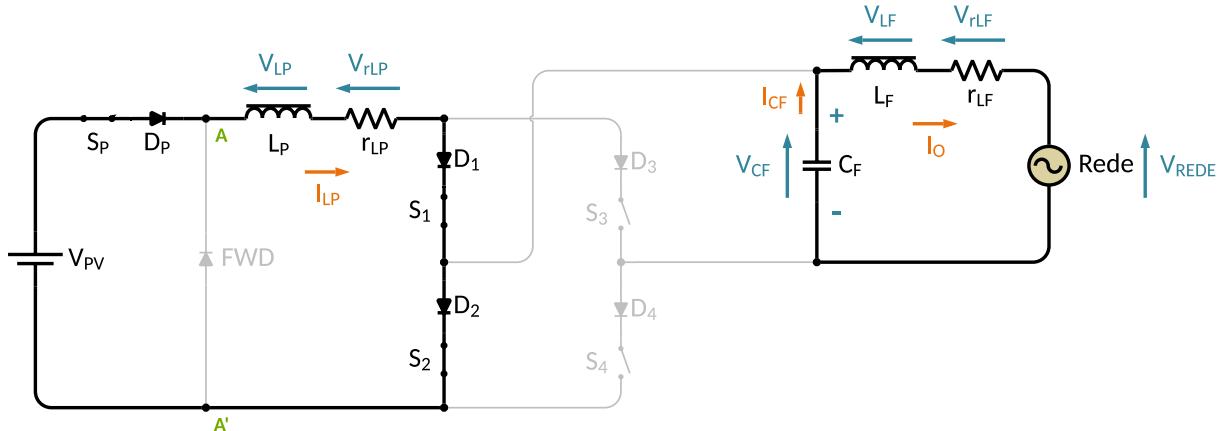
Sendo:

- $u(t)$ → O vetor de entrada ou de controle;
- $x(t)$ → O vetor de estados;
- $y(t)$ → O vetor de saída;
- $\dot{x}(t)$ → A derivada do vetor de estados;
- n → O índice indicativo de cada etapa, sendo $\{n \in \mathbb{N} | 1 \leq n \leq 3\}$;
- A_n → A matriz de estado ou do sistema da etapa;
- B_n → A matriz de entrada da etapa;
- C_n → A matriz de saída da etapa;
- E_n → A matriz de ação avante da etapa.

Nos equacionamentos adiante ressalta-se a presença de três elementos armazenadores de energia (L_P , C_F e L_F), já que a entrada está representada como uma fonte de tensão constante (V_{PV}). Como a matriz de ação avante é sempre nula para este sistema e a equação de saída é caracterizada unicamente pela corrente injetada na rede, o modelo expresso em (3.11) não será considerado.

A etapa de operação *boost* é a primeira e sua dinâmica funcional está representada na Figura 20. Nela, o indutor de entrada é carregado com a energia provinda das fileiras, ao passo que o filtro de saída sustenta o fornecimento de corrente na rede elétrica.

Figura 20 – Representação da dinâmica operacional da etapa 1 de funcionamento do circuito de modelagem matemática do IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor.

Aplicando as leis de Kirchhoff na etapa 1, tem-se:

$$v_{PV}(t) - v_{LP}(t) - v_{rLP}(t) = 0$$

$$v_{PV}(t) - L_P \cdot \frac{di_{LP}(t)}{dt} - r_{LP} \cdot i_{LP}(t) = 0$$

$$L_P \cdot \frac{di_{LP}(t)}{dt} = v_{PV}(t) - r_{LP} \cdot i_{LP}(t)$$

$$\frac{di_{LP}(t)}{dt} = \left(-\frac{r_{LP}}{L_P} \right) \cdot i_{LP}(t) + \left(\frac{1}{L_P} \right) \cdot v_{PV}(t) \quad (3.12)$$

$$i_{CF}(t) = -i_O(t) = C_F \cdot \frac{dv_{CF}(t)}{dt}$$

$$\frac{dv_{CF}(t)}{dt} = \left(-\frac{1}{C_F} \right) \cdot i_O(t) \quad (3.13)$$

$$v_{CF}(t) - v_{LF}(t) - v_{rLF}(t) - v_{GRID}(t) = 0$$

$$v_{CF}(t) - L_F \cdot \frac{di_O(t)}{dt} - r_{LF} \cdot i_O(t) - v_{GRID}(t) = 0$$

$$L_F \cdot \frac{di_O(t)}{dt} = v_{CF}(t) - r_{LF} \cdot i_O(t) - v_{GRID}(t) = 0$$

$$\frac{di_O(t)}{dt} = \left(\frac{1}{L_F}\right) \cdot v_{CF}(t) + \left(-\frac{r_{LF}}{L_F}\right) \cdot i_O(t) + \left(-\frac{1}{L_F}\right) \cdot v_{GRID}(t) \quad (3.14)$$

Congregando os resultados obtidos nas equações (3.12) a (3.14) sob o molde da equação (3.10), tem-se a equação matricial de estado da etapa 1:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{LP}(t) \\ \dot{v}_{CF}(t) \\ \dot{i}_O(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{LP}(t) \\ v_{CF}(t) \\ i_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{PV}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{PV}(t) \\ v_{GRID}(t) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

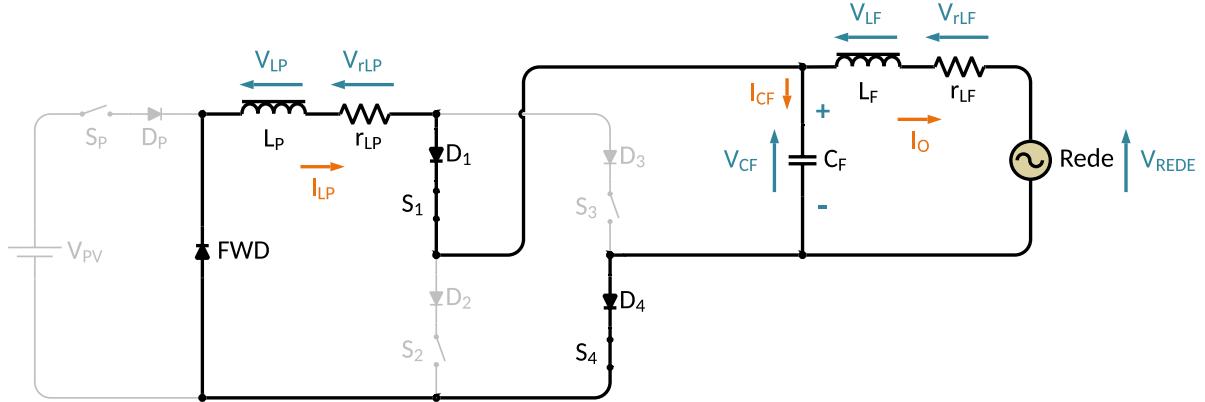
Logo:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{PV}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

A segunda etapa de operação é a *buck*. Sua dinâmica funcional está representada na Figura 21. Aqui ocorre a transferência da energia armazenada em L_P para sustentar a corrente de saída e recarregar os elementos do filtro passivo CL (especialmente o capacitor C_F).

Figura 21 – Representação da dinâmica operacional da etapa 2 de funcionamento do circuito de modelagem matemática do IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor.

Aplicando novamente as leis de Kirchhoff, agora para a etapa 2, tem-se:

$$-v_{LP}(t) - v_{rLP}(t) - v_{CF}(t) = 0$$

$$-L_P \cdot \frac{di_{LP}(t)}{dt} - r_{LP} \cdot i_{LP}(t) - v_{CF}(t) = 0$$

$$L_P \cdot \frac{di_{LP}(t)}{dt} = -r_{LP} \cdot i_{LP}(t) - v_{CF}(t)$$

$$\frac{di_{LP}(t)}{dt} = \left(-\frac{r_{LP}}{L_P} \right) \cdot i_{LP}(t) + \left(-\frac{1}{L_P} \right) \cdot v_{CF}(t) \quad (3.18)$$

$$i_{CF}(t) = i_{LP}(t) - i_O(t)$$

$$C_F \frac{dv_{CF}(t)}{dt} = i_{LP}(t) - i_O(t)$$

$$\frac{dv_{CF}(t)}{dt} = \left(\frac{1}{C_F} \right) \cdot i_{LP}(t) + \left(-\frac{1}{C_F} \right) \cdot i_O(t) \quad (3.19)$$

$$v_{CF}(t) - v_{LF}(t) - v_{rLF}(t) - v_{GRID}(t) = 0$$

$$\frac{di_O(t)}{dt} = \left(\frac{1}{L_F}\right) \cdot v_{CF}(t) + \left(-\frac{r_{LF}}{L_F}\right) \cdot i_O(t) + \left(-\frac{1}{L_F}\right) \cdot v_{GRID}(t) \quad (3.20)$$

A reunião das equações da etapa 2 conduz agora à seguinte equação matricial de estado:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_2 \cdot x(t) + B_2 \cdot u(t) \\ \begin{bmatrix} \frac{di_{LP}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{CF}(t)}{dt} \\ \frac{di_O(t)}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & -\frac{1}{L_P} & 0 \\ \frac{1}{C_F} & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{LP}(t) \\ v_{CF}(t) \\ i_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{PV}(t) \\ v_{GRID}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.21)$$

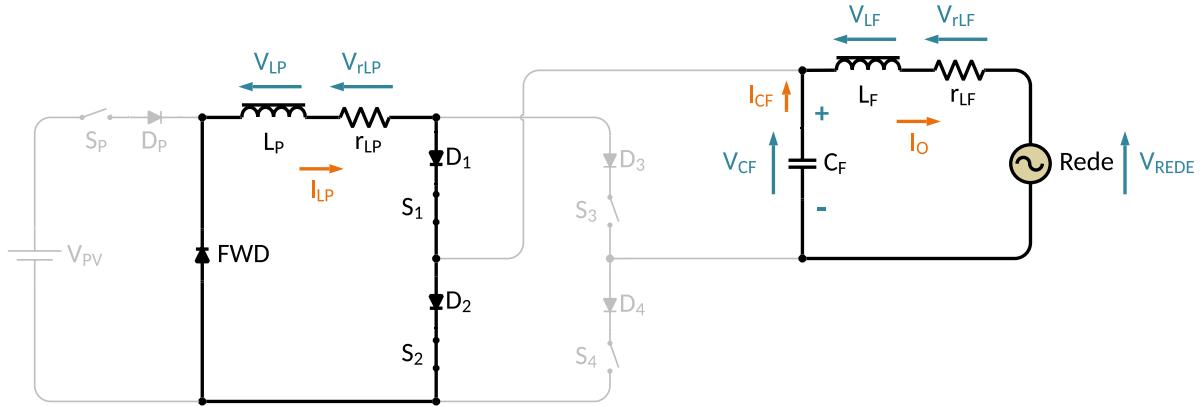
Assim:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & -\frac{1}{L_P} & 0 \\ \frac{1}{C_F} & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Finalmente, tem-se a etapa 3, denominada como *roda livre*, na qual ocorre o completo desacoplamento entre a entrada e a saída do inversor para que o excedente energético do indutor L_P não atinja a saída e não produza distorções harmônicas na corrente injetada na rede. A Figura 22 ilustra o comportamento desta etapa.

Figura 22 – Representação da dinâmica operacional da etapa 3 de funcionamento do circuito de modelagem matemática do IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor.

Uma última aplicação das leis de Kirchhoff permite construir as equações da etapa 3, as quais são postuladas a seguir.

$$-v_{LP}(t) - v_{rLP}(t) = 0$$

$$-L_P \cdot \frac{di_{LP}(t)}{dt} - r_{LP} \cdot i_{LP}(t) = 0$$

$$L_P \cdot \frac{di_{LP}(t)}{dt} = -r_{LP} \cdot i_{LP}(t)$$

$$\frac{di_{LP}(t)}{dt} = \left(-\frac{r_{LP}}{L_P} \right) \cdot i_{LP}(t) \quad (3.24)$$

$$i_{CF}(t) = -i_O(t) = C_F \cdot \frac{dv_{CF}(t)}{dt}$$

$$\frac{dv_{CF}(t)}{dt} = \left(-\frac{1}{C_F} \right) \cdot i_O(t) \quad (3.25)$$

$$v_{CF}(t) - v_{LF}(t) - v_{rLF}(t) - v_{GRID}(t) = 0$$

$$\frac{di_O(t)}{dt} = \left(\frac{1}{L_F} \right) \cdot v_{CF}(t) + \left(-\frac{r_{LF}}{L_F} \right) \cdot i_O(t) + \left(-\frac{1}{L_F} \right) \cdot v_{GRID}(t) \quad (3.26)$$

Segue a equação matricial de estado da etapa 3:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_3 \cdot x(t) + B_3 \cdot u(t) \\ \begin{bmatrix} \frac{di_{LP}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{CF}(t)}{dt} \\ \frac{di_O(t)}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{LP}(t) \\ v_{CF}(t) \\ i_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{PV}(t) \\ v_{GRID}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Desta feita, tem-se as matrizes A_3 e B_3 :

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Analisadas as etapas de operação, o próximo passo consiste em determinar o comportamento médio do sistema no modo de condução contínua (MCC). As matrizes médias de estado (A_{med}) e de entrada (B_{med}) podem ser obtidas pela soma ponderada das matrizes das etapas. A fim de garantir o armazenamento de energia no indutor L_P , a etapa de roda-livre precisa ser considerada como sendo de curta duração (BRITO, 2012). Desta feita, o percentual de 10% foi admitido para os cálculos médios subsequentes das matrizes.

$$A_{med} = A_1 \cdot D + 0,9[A_2(1 - D)] + 0,1[A_3(1 - D)]$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & \frac{0,9(D-1)}{L_P} & 0 \\ -\frac{0,9(D-1)}{C_F} & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$B_{med} = B_1 \cdot D + 0,9[B_2(1-D)] + 0,1[B_3(1-D)]$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_P} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Com base nos valores médios obtidos, a equação derivada de regime permanente do IMFOCRE pode ser determinada:

$$\frac{dX}{dt} = A_{med} \cdot \bar{X} + B_{med} \cdot \bar{U} \quad (3.32)$$

Em regime permanente, os valores de pico podem ser atribuídos às variáveis de estado. Como eles são constantes, as respectivas derivadas têm valor nulo no ponto de operação do sistema (MELO, 2017). Assim:

$$\frac{dX}{dt} = A_{med} \cdot \bar{X} + B_{med} \cdot \bar{U} = 0$$

$$\bar{X} = (-A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \cdot \bar{U}$$

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & \frac{0,9(D-1)}{L_P} & 0 \\ -\frac{0,9(D-1)}{C_F} & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D}{L_P} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{PV}(t) \\ v_{GRID}(t) \end{bmatrix}$$

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \frac{0,81 \cdot v_{GRID}(D-1) + 0,9 \cdot v_{PV} \cdot D}{0,73 \cdot r_{LF}(D-1)^2 + 0,9 \cdot r_{LP}} \\ \frac{0,81 \cdot v_{PV} \cdot r_{LF} \cdot D(1-D) + 0,9 \cdot v_{GRID} \cdot r_{LP}}{0,73 \cdot r_{LF}(D-1)^2 + 0,9 \cdot r_{LP}} \\ \frac{81 \cdot v_{GRID}(D-1)^2 + 90 \cdot v_{PV} \cdot D(D-1)}{0,9 \cdot r_{LF}(D-1)^2 + 1,1 \cdot r_{LP}} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

3.3.4 Análise do modelo CA

A ideia básica da análise do modelo CA está calcada no estudo comportamental das variáveis do sistema quando sujeitas a pequenas perturbações em torno do ponto de operação da planta (NISE, 2017). Considerando novamente o modo de condução contínua, o foco dos equacionamentos matemáticos expressos adiante concentra-se na modelagem de pequenas variações de corrente alternada em torno do valor médio da grandeza em questão (MELO, 2017). Matematicamente, tem-se:

$$u(t) = \bar{U} + \tilde{u}(t) \quad (3.34)$$

$$x(t) = \bar{X} + \tilde{x}(t) \quad (3.35)$$

$$y(t) = \bar{Y} + \tilde{y}(t) \quad (3.36)$$

$$D(t) = \bar{D} + \tilde{d}(t) \quad (3.37)$$

$$d'(t) = 1 - d(t) = 1 - \bar{D} - \tilde{d}(t) = \bar{D}' - \tilde{d}(t) \quad (3.38)$$

Nestas equações, o til grafado acima das variáveis com letras minúsculas representa as pequenas perturbações CA em torno do ponto de operação da planta. Já a barra assinalada sobre as variáveis simbolizadas por letras maiúsculas, expressa os valores médios das grandezas em questão. É importante destacar também que os valores médios são numericamente muito superiores às oscilações alternadas. Isso posto, é preciso agora retomar as equações de espaço de estados médio e aplicar sobre elas o modelo CA. Portanto:

$$\dot{x}(t) = A_{med} \cdot x(t) + B_{med} \cdot u(t)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) = & [A_1 \cdot d(t) + 0,9 \cdot A_2 \cdot d'(t) + 0,1 \cdot A_3 \cdot d''(t)] \cdot x(t) + [B_1 \cdot d(t) + 0,9 \cdot B_2 \cdot d'(t) \\ & + 0,1 \cdot B_3 \cdot d''(t)] \cdot u(t)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} = & \{A_1 \cdot [\bar{D} + \tilde{d}(t)] + 0,9 \cdot A_2 \cdot [\bar{D}' - \tilde{d}(t)] + 0,1 \cdot A_3 \cdot [\bar{D}'' - \tilde{d}(t)]\} \cdot [\bar{X} + \tilde{x}(t)] \\ & + \{B_1 \cdot [\bar{D} + \tilde{d}(t)] + 0,9 \cdot B_2 \cdot [\bar{D}' - \tilde{d}(t)] + 0,1 \cdot B_3 \cdot [\bar{D}'' - \tilde{d}(t)]\} \cdot [\bar{U} + \tilde{u}(t)]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} = & [A_1 \cdot \bar{D} + A_1 \cdot \tilde{d}(t) + 0,9 \cdot A_2 \cdot \bar{D}' - 0,9 \cdot A_2 \cdot \tilde{d}(t) + 0,1 \cdot A_3 \cdot \bar{D}'' \\ & - 0,1 \cdot A_3 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot [\bar{X} + \tilde{x}(t)] \\ & + [\bar{B}_1 \cdot \bar{D} + B_1 \cdot \tilde{d}(t) + 0,9 \cdot B_2 \cdot \bar{D}' - 0,9 \cdot B_2 \cdot \tilde{d}(t) + 0,1 \cdot B_3 \cdot \bar{D}'' \\ & - 0,1 \cdot B_3 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot [\bar{U} + \tilde{u}(t)]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} = & [A_1 \cdot \bar{D} + A_1 \cdot \tilde{d}(t) + 0,9 \cdot A_2 \cdot (1 - \bar{D}) - 0,9 \cdot A_2 \cdot \tilde{d}(t) + 0,1 \cdot A_3 \cdot (1 - \bar{D}) \\ & - 0,1 \cdot A_3 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot [\bar{X} + \tilde{x}(t)] \\ & + [\bar{B}_1 \cdot \bar{D} + B_1 \cdot \tilde{d}(t) + 0,9 \cdot B_2 \cdot (1 - \bar{D}) - 0,9 \cdot B_2 \cdot \tilde{d}(t) + 0,1 \cdot B_3 \cdot (1 - \bar{D}) \\ & - 0,1 \cdot B_3 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot [\bar{U} + \tilde{u}(t)]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} = & [A_1 \cdot \bar{D} + 0,9 \cdot A_2 \cdot (1 - \bar{D}) + 0,1 \cdot A_3 \cdot (1 - \bar{D}) + A_1 \cdot \tilde{d}(t) - 0,9 \cdot A_2 \cdot \tilde{d}(t) \\ & - 0,1 \cdot A_3 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot [\bar{X} + \tilde{x}(t)] \\ & + [\bar{B}_1 \cdot \bar{D} + 0,9 \cdot B_2 \cdot (1 - \bar{D}) + 0,1 \cdot B_3 \cdot (1 - \bar{D}) + B_1 \cdot \tilde{d}(t) - 0,9 \cdot B_2 \cdot \tilde{d}(t) \\ & - 0,1 \cdot B_3 \cdot \tilde{d}(t)] \cdot [\bar{U} + \tilde{u}(t)]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} = & \{A_{med} + [A_1 - 0,9 \cdot A_2 - 0,1 \cdot A_3] \cdot \tilde{d}(t)\} \cdot [\bar{X} + \tilde{x}(t)] + \{B_{med} \\ & + [B_1 - 0,9 \cdot B_2 - 0,1 \cdot B_3] \cdot \tilde{d}(t)\} \cdot [\bar{U} + \tilde{u}(t)]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} = & A_{med} \cdot \bar{X} + A_{med} \cdot \tilde{x}(t) + [A_1 - 0,9 \cdot A_2 - 0,1 \cdot A_3] \cdot \tilde{d}(t) \cdot \bar{X} \\ & + [A_1 - 0,9 \cdot A_2 - 0,1 \cdot A_3] \cdot \tilde{d}(t) \cdot \tilde{x}(t) + B_{med} \cdot \bar{U} + B_{med} \cdot \tilde{u}(t) \\ & + [B_1 - 0,9 \cdot B_2 - 0,1 \cdot B_3] \cdot \tilde{d}(t) \cdot \bar{U} + [B_1 - 0,9 \cdot B_2 - 0,1 \cdot B_3] \cdot \tilde{d}(t) \cdot \tilde{u}(t)\end{aligned}$$

Como a magnitude das oscilações é assumidamente muito pequena, o produto entre elas tem uma amplitude menor ainda. Sob este raciocínio, os termos multiplicados por $\tilde{d}(t) \cdot \tilde{x}(t)$ ou $\tilde{d}(t) \cdot \tilde{u}(t)$ podem ser considerados nulos. Logo:

$$\begin{aligned} \frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} &= A_{med} \cdot \bar{X} + A_{med} \cdot \tilde{x}(t) + [A_1 - 0,9 \cdot A_2 - 0,1 \cdot A_3] \cdot \bar{X} \cdot \tilde{d}(t) \\ &+ B_{med} \cdot \bar{U} + B_{med} \cdot \tilde{u}(t) + [B_1 - 0,9 \cdot B_2 - 0,1 \cdot B_3] \cdot \bar{U} \cdot \tilde{d}(t) \end{aligned} \quad (3.39)$$

Sabendo que a derivada de uma soma é igual à soma das derivadas dos termos somados, pode-se ponderar que:

$$\begin{aligned} \frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} &= \frac{d\bar{X}}{dt} + \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} \\ \frac{d\bar{X}}{dt} &= A_{med} \cdot \bar{X} + B_{med} \cdot \bar{U} \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = \frac{d[\bar{X} + \tilde{x}(t)]}{dt} - \frac{d\bar{X}}{dt} \quad (3.41)$$

Substituindo os desenvolvimentos correspondentes a (3.39) e (3.40) em (3.41), e considerando nulas as derivadas nos pontos de operação, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} &= A_{med} \cdot \bar{X} + A_{med} \cdot \tilde{x}(t) + [A_1 - 0,9 \cdot A_2 - 0,1 \cdot A_3] \cdot \bar{X} \cdot \tilde{d}(t) + B_{med} \cdot \bar{U} + B_{med} \cdot \tilde{u}(t) \\ &+ [B_1 - 0,9 \cdot B_2 - 0,1 \cdot B_3] \cdot \bar{U} \cdot \tilde{d}(t) - A_{med} \cdot \bar{X} - B_{med} \cdot \bar{U} \\ \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} &= A_{med} \cdot \tilde{x}(t) + B_{med} \cdot \tilde{u}(t) + \{[A_1 - 0,9 \cdot A_2 - 0,1 \cdot A_3] \cdot \bar{X} \\ &+ [B_1 - 0,9 \cdot B_2 - 0,1 \cdot B_3] \cdot \bar{U}\} \cdot \tilde{d}(t) \end{aligned}$$

$$B_d = [A_1 - 0,9 \cdot A_2 - 0,1 \cdot A_3] \cdot \bar{X} + [B_1 - 0,9 \cdot B_2 - 0,1 \cdot B_3] \cdot \bar{U} \quad (3.42)$$

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = A_{med} \cdot \tilde{x}(t) + B_{med} \cdot \tilde{u}(t) + B_d \cdot \tilde{d}(t) \quad (3.43)$$

Substituindo os valores das matrizes do tipo A e B de cada etapa em B_d , é possível encontrar a representação literal desta matriz.

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{0,81 \cdot v_{GRID} \cdot r_{LP} + 0,73 \cdot v_{PV} \cdot r_{LF} \cdot (1 - D)}{L_P \cdot [0,73 \cdot r_{LF} \cdot (D - 1)^2 + 0,9 \cdot r_{LP}]} \\ \frac{0,73 \cdot v_{GRID} \cdot (1 - D) - 0,81 \cdot v_{PV} \cdot D}{C_F \cdot [0,73 \cdot r_{LF} \cdot (D - 1)^2 + 0,9 \cdot r_{LP}]} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

O objetivo dos desenvolvimentos matemáticos apresentados é a obtenção das funções de transferência do modelo CA. Para tanto, aplica-se a transformada de Laplace sobre a equação (3.43). Logo:

$$\mathcal{L} \left\{ \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} \right\} = \mathcal{L} \{ A_{med} \cdot \tilde{x}(t) + B_{med} \cdot \tilde{u}(t) + B_d \cdot \tilde{d}(t) \}$$

$$s \cdot I \cdot \tilde{X}(s) - \tilde{x}(0) = A_{med} \cdot \tilde{X}(s) + B_{med} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)$$

$$s \cdot I \cdot \tilde{X}(s) - 0 = A_{med} \cdot \tilde{X}(s) + B_{med} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)$$

$$s \cdot I \cdot \tilde{X}(s) - A_{med} \cdot \tilde{X}(s) = B_{med} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)$$

$$(s \cdot I - A_{med}) \cdot \tilde{X}(s) = B_{med} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)$$

$$\tilde{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot [B_{med} \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)] \quad (3.45)$$

A matriz I é a identidade de ordem três, número este equivalente à quantidade de variáveis de estado. A equação (3.45) pode ser rearranjada da seguinte forma:

$$\tilde{X}(s) = [(s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \quad (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{U}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Sabendo que:

$$\tilde{U}(s) = \begin{bmatrix} \tilde{V}_{PV}(s) \\ \tilde{V}_{GRID}(s) \end{bmatrix} \quad \tilde{X}(s) = \begin{bmatrix} \tilde{I}_{LP}(s) \\ \tilde{V}_{CF}(s) \\ \tilde{I}_O(s) \end{bmatrix}$$

Pode-se agora retomar a equação (3.46) para determinar as funções de transferência da planta:

$$\begin{aligned}\tilde{X}(s) &= [(s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \quad (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{U}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \tilde{I}_{LP}(s) \\ \tilde{V}_{CF}(s) \\ \tilde{I}_O(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} G_{I_{LP}V_{PV}}(s) & G_{I_{LP}V_{GRID}}(s) & G_{I_{LP}D}(s) \\ G_{V_{CF}V_{PV}}(s) & G_{V_{CF}V_{GRID}}(s) & G_{V_{CF}D}(s) \\ G_{I_OV_{PV}}(s) & G_{I_OV_{GRID}}(s) & G_{I_OD}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{V}_{PV}(s) \\ \tilde{V}_{GRID}(s) \\ \tilde{D}(s) \end{bmatrix} \quad (3.47) \\ \tilde{I}_{LP}(s) &= G_{I_{LP}V_{PV}}(s) \cdot \tilde{V}_{PV}(s) + G_{I_{LP}V_{GRID}}(s) \cdot \tilde{V}_{GRID}(s) + G_{I_{LP}D}(s) \cdot \tilde{D}(s) \\ \tilde{V}_{CF}(s) &= G_{V_{CF}V_{PV}}(s) \cdot \tilde{V}_{PV}(s) + G_{V_{CF}V_{GRID}}(s) \cdot \tilde{V}_{GRID}(s) + G_{V_{CF}D}(s) \cdot \tilde{D}(s) \\ \tilde{I}_O(s) &= G_{I_OV_{PV}}(s) \cdot \tilde{V}_{PV}(s) + G_{I_OV_{GRID}}(s) \cdot \tilde{V}_{GRID}(s) + G_{I_OD}(s) \cdot \tilde{D}(s)\end{aligned}$$

Aplicando o princípio da superposição na equação (3.45), torna-se possível o cálculo das funções de transferência em função da razão cíclica (considerando $\tilde{U}(s) = 0$) e depois em função da matriz de entrada (considerando $\tilde{D}(s) = 0$) (COSTA, 2013). Deste modo:

$$\begin{aligned}\tilde{X}(s) &= (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \cdot \tilde{U}(s) \\ G_{xu}(s) = \frac{\tilde{X}(s)}{\tilde{U}(s)} &= (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} = \begin{bmatrix} G_{I_{LP}V_{PV}}(s) & G_{I_{LP}V_{GRID}}(s) \\ G_{V_{CF}V_{PV}}(s) & G_{V_{CF}V_{GRID}}(s) \\ G_{I_OV_{PV}}(s) & G_{I_OV_{GRID}}(s) \end{bmatrix} \quad (3.48)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{X}(s) &= (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \cdot \tilde{D}(s) \\ G_{xd}(s) = \frac{\tilde{X}(s)}{\tilde{D}(s)} &= (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d = \begin{bmatrix} G_{I_{LP}D}(s) \\ G_{V_{CF}D}(s) \\ G_{I_OD}(s) \end{bmatrix} \quad (3.49)\end{aligned}$$

Em decorrência da complexidade de expansão das equações (3.48) e (3.49) em sua forma literal, a continuidade dos equacionamentos matemáticos ora desenvolvidos será feita por intermédio da aplicação dos valores numéricos correspondentes às grandezas físicas relacionadas no ponto de operação da planta em regime de operação nominal. Com foco na máxima potência, a Tabela 5 relaciona

os valores de interesse considerando as duas fileiras de entrada submetidas igualmente a 1000 W/m^2 de irradiação e 25°C de temperatura sobre os módulos. Cabe salientar que os dados referentes ao projeto dos componentes passivos da planta já foram relacionados na tabela 3 e serão igualmente considerados a partir deste momento nos cálculos.

Tabela 5 – Parâmetros de projeto do IMFOCRE no ponto de operação com as duas fileiras.

Potência nominal total de entrada ($P_{PV1} + P_{PV2}$)	1250 Wp + 1250 Wp
Tensão RMS de entrada ($V_{PV1} = V_{PV2} = V_{PV}$)	149,4 V
Corrente RMS de entrada ($I_{IN1} + I_{IN2}$)	14,3 A + 14,3 A
Corrente RMS no indutor de boost (I_{LP})	45,9 A
Tensão RMS da rede (V_{REDE})	127 V
Razão cíclica média (D_{med})	0,7

Fonte: dados do próprio autor.

De posse dos valores expressos nas Tabelas 3 e 5, as equações mencionadas no parágrafo anterior podem ser retomadas para que seus elementos constituintes sejam evidenciados. Deste modo, tem-se as seguintes equações:

$$G_{I_{LP}V_{PV}}(s) = G_{xu}(s)_{(1,1)} = \frac{1172.s^2 + 3,51.10^5.s + 1,33.10^{10}}{s^3 + 3133.s^2 + 1,76.10^7.s + 3,38.10^{10}} \quad (3.50)$$

$$G_{V_{CF}V_{PV}}(s) = G_{xu}(s)_{(2,1)} = \frac{1,42.10^7.s + 4,27.10^9}{s^3 + 3133.s^2 + 1,76.10^7.s + 3,38.10^{10}} \quad (3.51)$$

$$G_{I_{OV}V_{PV}}(s) = G_{xu}(s)_{(3,1)} = \frac{3,56.10^9}{s^3 + 3133.s^2 + 1,76.10^7.s + 3,38.10^{10}} \quad (3.52)$$

$$G_{I_{LP}V_{GRID}}(s) = G_{xu}(s)_{(1,2)} = \frac{-5,06.10^9}{s^3 + 3133.s^2 + 1,76.10^7.s + 3,38.10^{10}} \quad (3.53)$$

$$G_{V_{CF}V_{GRID}}(s) = G_{xu}(s)_{(2,2)} = \frac{1,14.10^7.s + 3,22.10^{10}}{s^3 + 3133.s^2 + 1,76.10^7.s + 3,38.10^{10}} \quad (3.54)$$

$$G_{I_{OV}V_{GRID}}(s) = G_{xu}(s)_{(3,2)} = \frac{-250.s^2 - 7,08.10^5.s - 1,35.10^9}{s^3 + 3133.s^2 + 1,76.10^7.s + 3,38.10^{10}} \quad (3.55)$$

$$G_{I_{LPD}}(s) = G_{xd}(s)_{(1,1)} = \frac{4,6 \cdot 10^5 \cdot s^5 + 2,31 \cdot 10^9 \cdot s^4 + 1,63 \cdot 10^{13} \cdot s^3 + 4,8 \cdot 10^{16} \cdot s^2 + 1,26 \cdot 10^{20} \cdot s + 1,84 \cdot 10^{23}}{s^6 + 6267 \cdot s^5 + 4,51 \cdot 10^7 \cdot s^4 + 1,78 \cdot 10^{11} \cdot s^3 + 5,23 \cdot 10^{14} \cdot s^2 + 1,19 \cdot 10^{18} \cdot s + 1,14 \cdot 10^{21}} \quad (3.56)$$

$$G_{V_{CFD}}(s) = G_{xd}(s)_{(2,1)} = \frac{-1,64 \cdot 10^6 \cdot s^5 - 4,7 \cdot 10^9 \cdot s^4 - 2,73 \cdot 10^{13} \cdot s^3 - 4,69 \cdot 10^{16} \cdot s^2 + 2 \cdot 10^{19} \cdot s + 9,51 \cdot 10^{21}}{s^6 + 6267 \cdot s^5 + 4,51 \cdot 10^7 \cdot s^4 + 1,78 \cdot 10^{11} \cdot s^3 + 5,23 \cdot 10^{14} \cdot s^2 + 1,19 \cdot 10^{18} \cdot s + 1,14 \cdot 10^{21}} \quad (3.57)$$

$$G_{I_{OD}}(s) = G_{xd}(s)_{(3,1)} = \frac{-4,11 \cdot 10^8 \cdot s^4 - 1,05 \cdot 10^{12} \cdot s^3 - 6,51 \cdot 10^{15} \cdot s^2 - 9,76 \cdot 10^{18} \cdot s + 7,93 \cdot 10^{21}}{s^6 + 6267 \cdot s^5 + 4,51 \cdot 10^7 \cdot s^4 + 1,78 \cdot 10^{11} \cdot s^3 + 5,23 \cdot 10^{14} \cdot s^2 + 1,19 \cdot 10^{18} \cdot s + 1,14 \cdot 10^{21}} \quad (3.58)$$

Como já mencionado anteriormente no texto, o IMFOCRE trabalha com imposição de tensão senoidal no capacitor do filtro de saída (C_F), a fim de garantir a injeção de corrente senoidal na rede elétrica com DHT dentro de patamares normativos aceitáveis. Matematicamente, tal relacionamento pode ser obtido dividindo a equação (3.52) pela (3.51), como demonstrado a seguir:

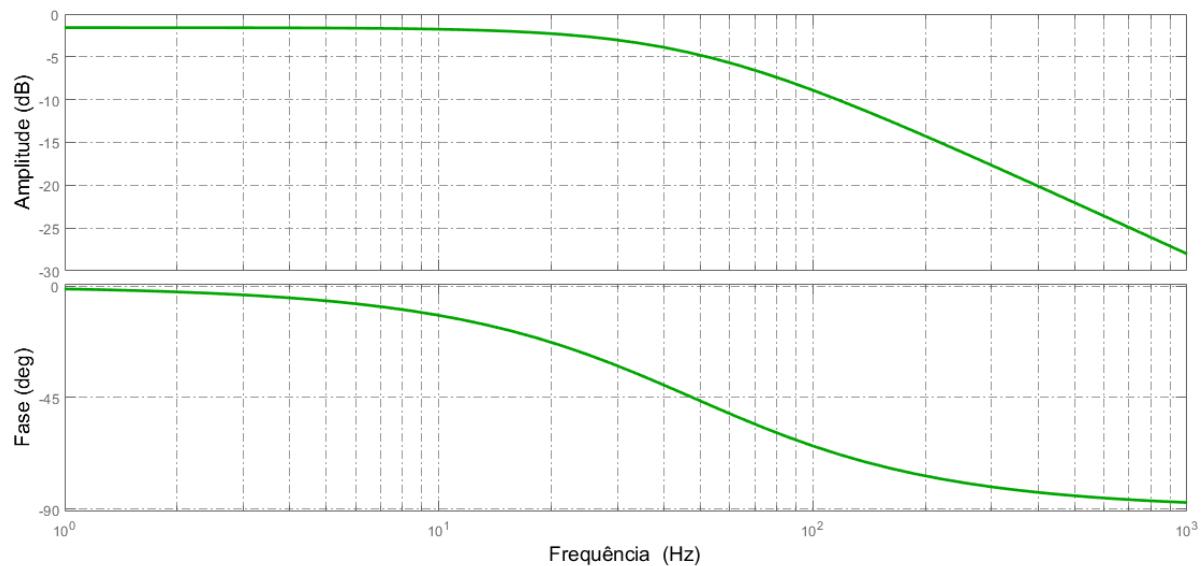
$$G_{I_{OVCF}}(s) = \frac{G_{xu}(s)_{(3,1)}}{G_{xu}(s)_{(2,1)}} = \frac{3,56 \cdot 10^9 \cdot s^3 + 1,12 \cdot 10^{13} \cdot s^2 + 6,27 \cdot 10^{16} \cdot s + 1,2 \cdot 10^{20}}{1,42 \cdot 10^7 \cdot s^4 + 4,89 \cdot 10^{10} \cdot s^3 + 2,64 \cdot 10^{14} \cdot s^2 + 5,57 \cdot 10^{17} \cdot s + 1,44 \cdot 10^{20}} \quad (3.59)$$

A imposição de tensão na saída que resulta na equação acima é, na verdade, uma decorrência da imposição de corrente senoidal retificada sobre o indutor *boost* (L_P). Este processo de imposição na entrada da planta orienta o controlador de histerese que gera os pulsos de comando das chaves semicondutoras do inversor monofásico do IMFOCRE. Como mencionado anteriormente, qualquer alteração verificável na amplitude da tensão de saída (V_{CF}) ocorre em função da saída do controlador da corrente elétrica (proporcional-resonante). A estratégia de controle da planta impulsiona o rastreamento da máxima potência nas fileiras de entrada em prol da manutenção na amplitude da corrente injetada na rede com baixo teor de distorção harmônica. A função de transferência que relaciona apropriadamente o comportamento supramencionado pode ser obtida através da divisão da equação (3.51) pela (3.50). Deste modo, tem-se:

$$G_{V_{CF}I_{LP}}(s) = \frac{G_{xu}(s)_{(2,1)}}{G_{xu}(s)_{(1,1)}} = \frac{1,42 \cdot 10^7 \cdot s^4 + 4,89 \cdot 10^{10} \cdot s^3 + 2,64 \cdot 10^{14} \cdot s^2 + 5,57 \cdot 10^{17} \cdot s + 1,44 \cdot 10^{20}}{1172 \cdot s^5 + 4,02 \cdot 10^6 \cdot s^4 + 3,51 \cdot 10^{10} \cdot s^3 + 8,75 \cdot 10^{13} \cdot s^2 + 2,47 \cdot 10^{17} \cdot s + 4,5 \cdot 10^{20}} \quad (3.60)$$

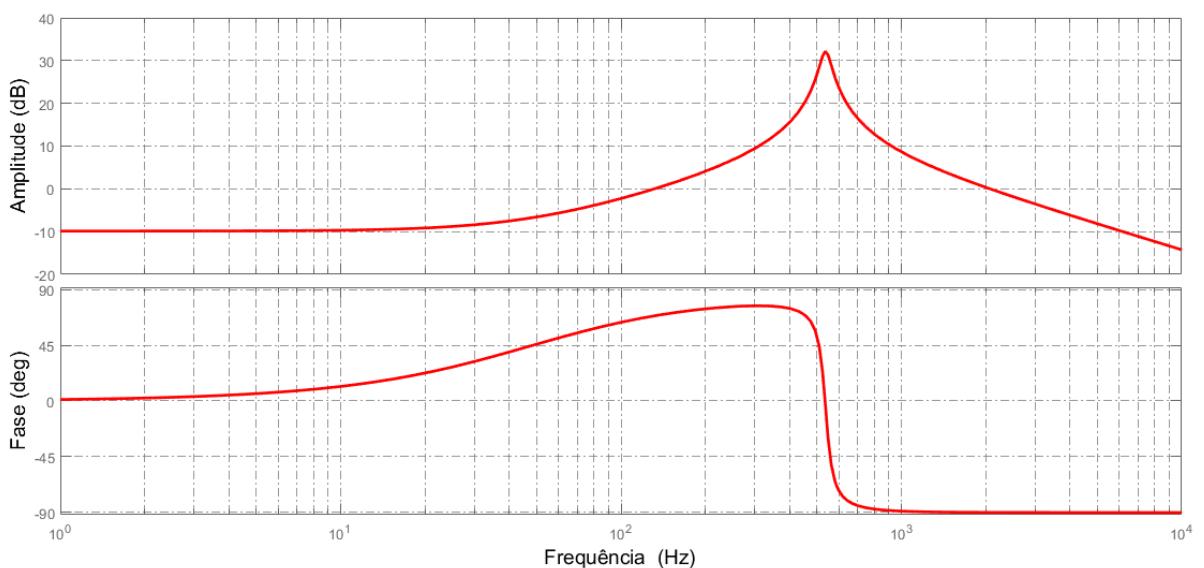
As Figuras 23 e 24 apresentam, respectivamente, os gráficos de amplitude e fase dos diagramas de Bode das funções de transferência expressas pelas equações (3.59) e (3.60). Vale um destaque para a frequência de ressonância de 540 Hz do filtro CL evidenciada no gráfico de amplitude da segunda Figura.

Figura 23 – Diagramas de Bode da função de transferência da planta que relaciona a tensão no capacitor do filtro CL e a corrente de saída, $G_{I_0V_{CF}}(s)$.



Fonte: dados do próprio autor.

Figura 24 – Diagramas de Bode da função de transferência da planta que relaciona a corrente no indutor de *boost* e a tensão no capacitor do filtro CL, $G_{V_{CF}I_{LP}}(s)$.



Fonte: dados do próprio autor.

A aplicação do recurso *simplify* do MATLAB® sobre as representações literais das equações (3.59) e (3.60) permitiu uma expressiva simplificação na representação de ambas, conforme apresentado a seguir:

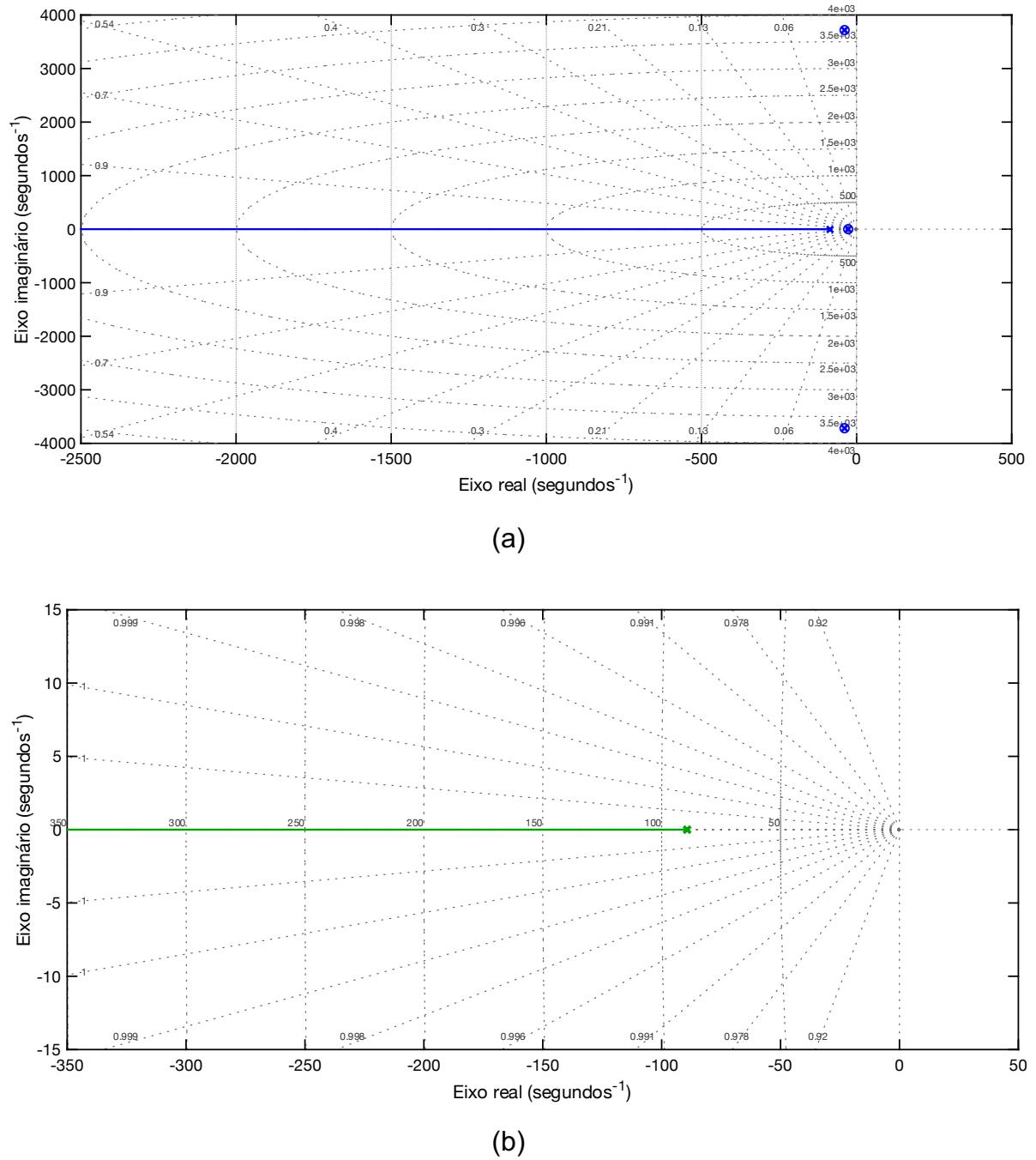
$$G_{I_O V_{CF}}(s) = \frac{G_{xu}(s)_{(3,1)}}{G_{xu}(s)_{(2,1)}} = \frac{1}{L_F \cdot s + r_{LF}} \quad (3.61)$$

$$G_{V_{CFI_{LP}}}(s) = \frac{G_{xu}(s)_{(2,1)}}{G_{xu}(s)_{(1,1)}} = \frac{-0,9(D-1)(L_F \cdot s + r_{LF})}{C_F \cdot L_F \cdot s^2 + C_F \cdot r_{LF} \cdot s + 1} \quad (3.62)$$

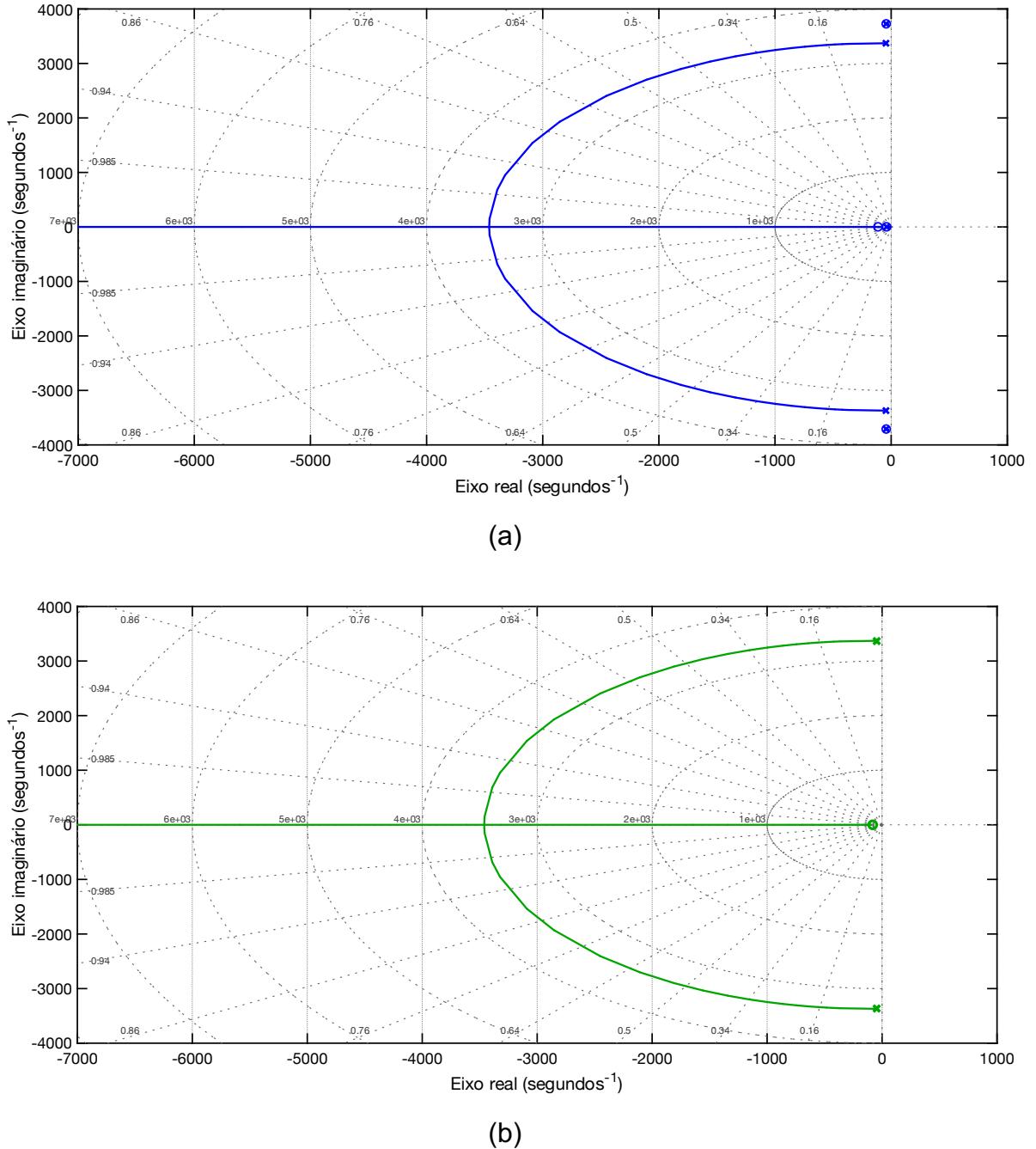
A fim de provar que as simplificações expressas acima representam adequadamente o comportamento do sistema, foi desenvolvida uma análise comparativa entre as equações (3.59) e (3.61) e também entre as equações (3.60) e (3.62), em termos tanto do lugar geométrico das raízes (LGR) como da resposta ao degrau unitário em malha aberta.

A primeira resposta obtida é referente ao LGR para a função $G_{I_O V_{CF}}(s)$, conforme elucidam as Figuras 25(a) e 25(b). Note-se que o modelo simplificado (segunda Figura) é caracterizado pela anulação entre 3 polos e 3 zeros de igual posição, reduzindo o sistema original matematicamente expresso pela equação (3.59) para outro de ordem 1 representado pela equação (3.61). A segunda resposta, por sua vez, trata do LGR da função $G_{V_{CFI_{LP}}}(s)$. Os resultados obtidos, sem e com a simplificação, seguem apresentados nas Figuras 26(a) e 26(b), respectivamente. Mais uma vez, o cancelamento entre polos e zeros fica evidente, corroborando com a redução de ordem manifesta na equação (3.61).

Figura 25 – LGR da função $G_{I_0V_{CF}}(s)$. (a) Sem simplificação; (b) Com simplificação.



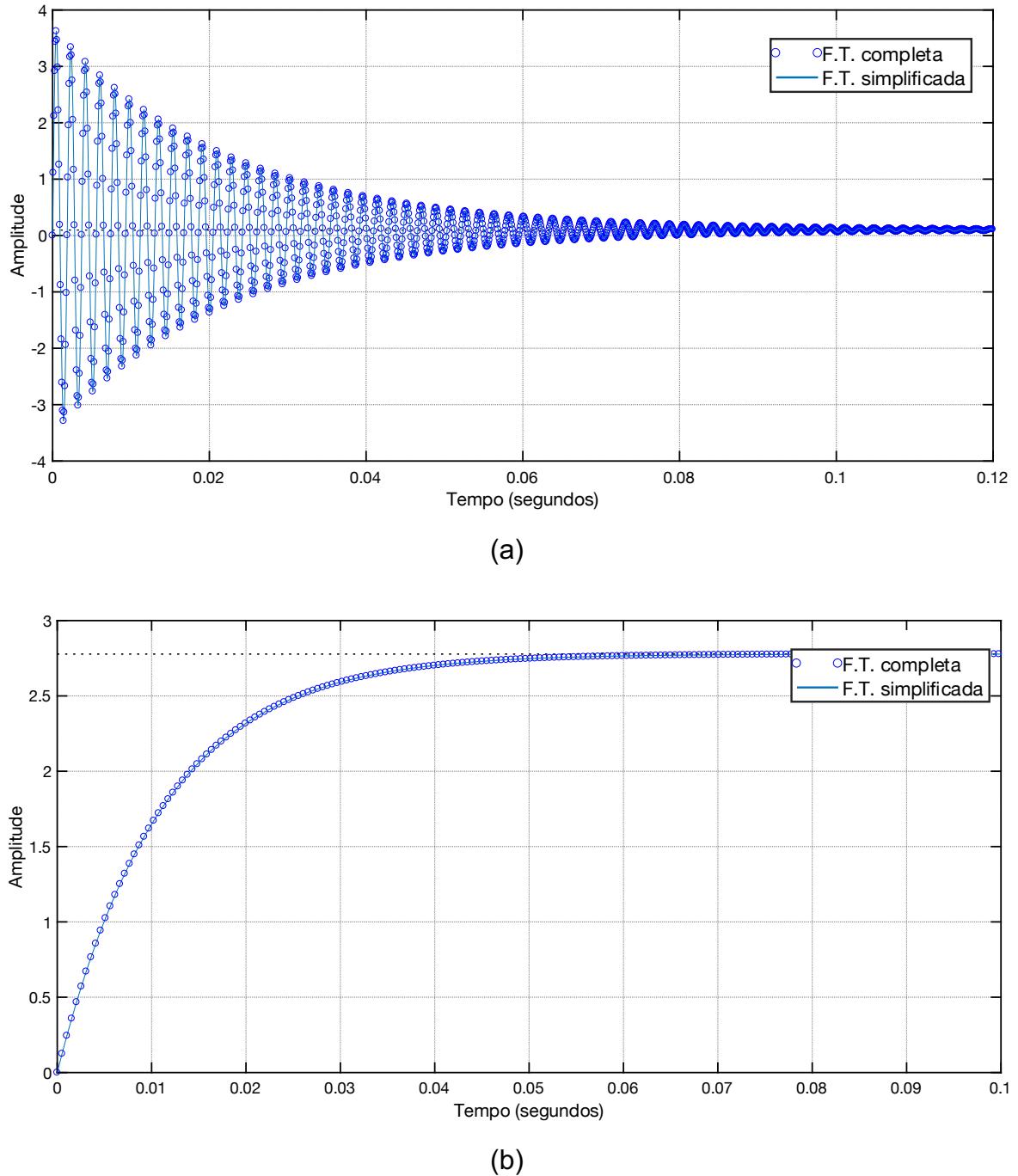
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 26 – LGR da função $G_{VCFILP}(s)$. (a) Sem simplificação; (b) Com simplificação.

Fonte: dados do próprio autor.

Finalmente, a resposta ao degrau unitário das funções $G_{VCFILP}(s)$ e $G_{LOVCF}(s)$ segue evidenciada nas Figuras 27(a) e 27(b), respectivamente. A análise dos resultados obtidos evidencia um mesmo padrão de comportamento dinâmico no domínio do tempo, comprovando que as versões simplificadas e sem simplificação são plenamente equivalentes entre si.

Figura 27 – Resposta ao degrau unitário. (a) Comportamento da função $G_{V_{CF}I_{LP}}(s)$ com e sem simplificação; (b) Comportamento da função $G_{I_0v_{CF}}(s)$ com e sem simplificação.



Fonte: dados do próprio autor.

3.4 Considerações finais

Este capítulo apresentou uma base consistente dos cálculos de projeto do IMFOCRE, desde o dimensionamento dos componentes passivos do inversor e o filtro passivo CL de conexão com a rede até o equacionamento por espaço de estados que culmina com as funções de transferência da planta. As equações empregadas nesta etapa de desenvolvimento foram congregadas a partir de referências consistentes e expressivas, mantendo o desenvolvimento deste trabalho adequadamente contextualizado com ações praticadas pela comunidade internacional de pesquisa neste segmento. Além disso, as equações obtidas e os valores dimensionados neste capítulo tem foco na produção de corrente elétrica com baixa distorção, a fim de injetá-la na rede elétrica sem deixar de atender as normas de qualidade relacionadas.

O próximo capítulo segue a mesma linha de modelagem matemática, porém abordando as estratégias de controle e gerenciamento de energia consideradas no desenvolvimento da estrutura proposta. Assim, assuntos como rastreamento de máxima potência, sincronização com a rede elétrica e o projeto do controlador serão introduzidos na sequência.

Capítulo 4

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE E GERENCIAMENTO ENERGÉTICO DA ESTRUTURA PROPOSTA

Este capítulo versa a respeito de toda a estrutura de controle desenvolvida em prol do gerenciamento energético da planta do IMFOCRE, de modo a tornar possível o alcance do objetivo maior da proposta: injeção de corrente na rede com baixo conteúdo harmônico.

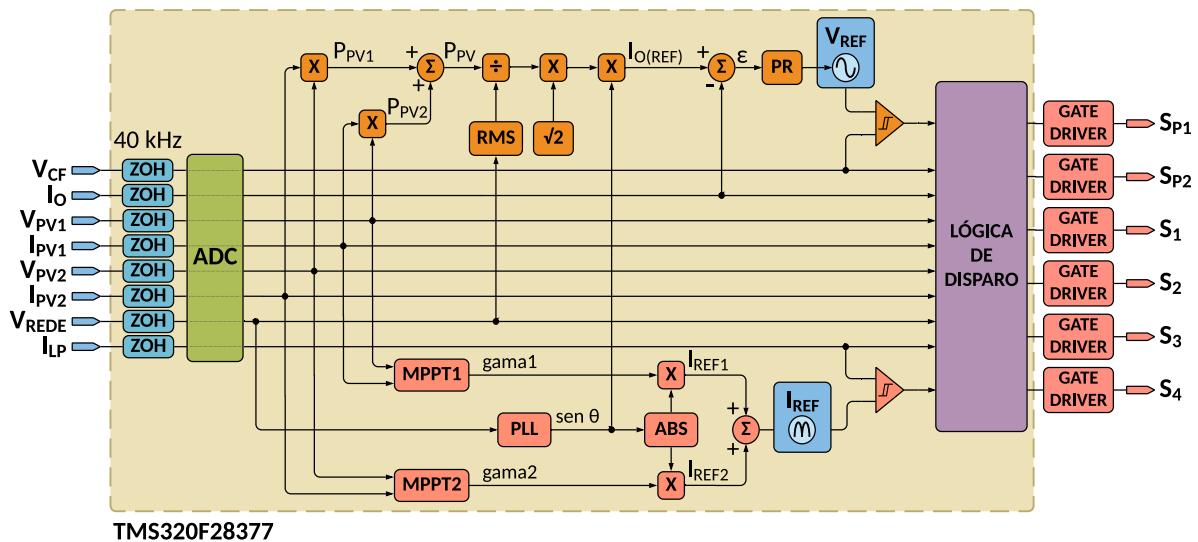
4.1 Considerações iniciais

Com as bases físicas e matemáticas do projeto devidamente expostas, é necessário neste momento detalhar as técnicas de controle capazes de atingir os objetivos de gerenciamento de energia determinados para o modelo de inversor proposto. Neste sentido, os tópicos subsequentes visam apresentar os aspectos relacionados a técnica de MPPT empregada, ao modelo de PLL utilizado no sincronismo das variáveis de referência com a rede elétrica, a estrutura do controlador proporcional-ressonante (importante na manutenção da baixa DHT da corrente injetada na rede elétrica), além das técnicas de controle empregadas no disparo dos transistores de potência.

4.2 Estratégia de controle proposta

No final do Capítulo 2 foram apresentadas algumas informações preliminares a respeito do controle digital desenvolvido. As lógicas aplicadas sobre a estrutura física proposta foram, então, reunidas em um algoritmo (disponível no apêndice B), o qual foi embarcado no TMS320F28377, o DSC fabricado pela *Texas Instruments®* escolhido para operacionalizar o IMFOCRE. Evidenciando novamente o que já foi exposto, a Figura 28 referenda o processamento da potência de entrada das fileiras em prol da geração da tensão de referência (V_{REF}), a qual deve ser comparada com a tensão do capacitor do filtro CL na saída (V_{CF}).

Figura 28 – Diagrama em blocos geral do algoritmo de controle embarcado no TMS320F28377 para operacionalizar o IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor. Adaptado de Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg (2005).

Em outro ponto do código, as tensões e correntes fotovoltaicas provenientes das duas entradas (V_{PV1} e I_{PV1} para a fileira 1; V_{PV2} e I_{PV2} para a fileira 2) são empregadas em dois algoritmos de rastreamento de máxima potência independentes entre si (MPPT1 e MPPT2, respectivamente). A técnica aqui empregada (baseada no P&O tradicional) foi desenvolvida em parceria com Melo (2017), sendo baseada nas proposições de Jain e Agarwal (2007). Apesar de sua estrutura simples, o **MPPT P&O modificado gama** (como foi denominado) demonstrou ser bastante eficiente para o propósito a que foi desenvolvido. Suas características serão analisadas mais adiante.

Na parte inferior da Figura 28 é possível visualizar os blocos condizentes à geração da corrente de referência (I_{REF}) que deve ser comparada com a corrente do indutor *boost* (I_{LP}). Cabe salientar que a amplitude do referencial agora produzido (do tipo senoidal retificado) depende do somatório empreendido entre as variáveis *gama1* e *gama2*, como elucidam os blocos desta parte da Figura (JAIN; AGARWAL, 2007). O procedimento de comparação ora descrito é fundamental ao rastreamento da potência em cada entrada e interfere, por consequência, na qualidade da corrente elétrica de saída (I_O) injetada na rede elétrica (monitorada pelo DSC por intermédio de um sensor de corrente).

Por fim, têm-se as lógicas de controle por histerese que culminam com o disparo dos transistores de potência (S_{P1} e S_{P2} , S_1 a S_4). A partir dos sinais digitalizados e das referências produzidas, três sub-rotinas estratégicas são utilizadas no processo de chaveamento:

- **Controle do semiciclo de operação.** Como o nome sugere, distingue entre o semiciclo positivo e o negativo, a fim de que os comandos de disparo ocorram no momento correto. Vale salientar ainda que dos quatro transistores do inversor *full-bridge* que constitui a estrutura do IMFOCRE, os dois superiores (S_1 e S_3) são operadas na baixa frequência de 60 Hz. Já os dois inferiores (S_2 e S_4) são acionadas de acordo com a frequência de histerese aplicada sobre o indutor *boost*, oscilando entre cerca de 2 kHz e 23 kHz.
- **Controle da corrente no indutor.** Uma vez que os rastreamentos de potência do MPPT1 e MPPT2 tenham sido concluídos, esta sub-rotina toma os valores armazenados nas variáveis *gama1* e *gama2* para gerar a referência de corrente que será imposta ao indutor de *boost* por intermédio do processo comparativo de histerese. É importante salientar ainda a existência de uma verificação para determinar se houve alguma falha nas fileiras. Caso isso ocorra com uma delas, a leitura do sinal proveniente da outra é reparametrizada, de modo a permitir a entrega adequada na saída do sistema de toda a potência correspondente a uma entrada apenas.
- **Controle da tensão na saída.** Esta sub-rotina recebe os resultados provenientes das anteriores e articula a lógica de disparo dos

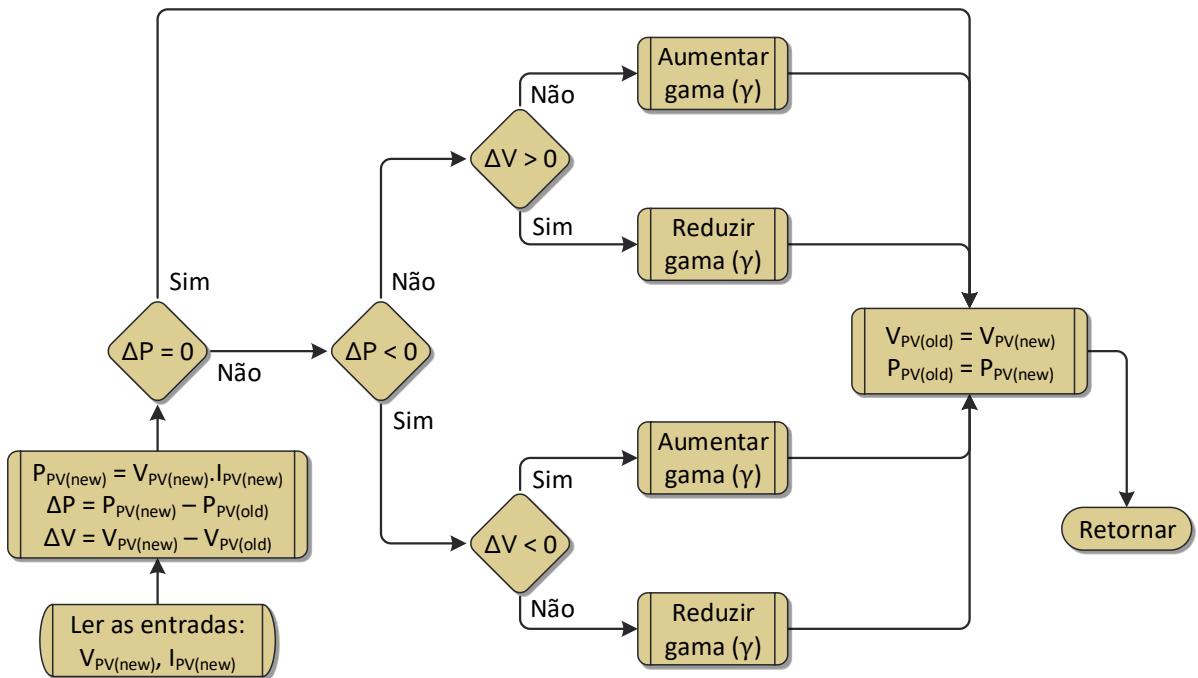
transistores, estabelecendo as três etapas de operação consideradas no capítulo anterior: *boost*, *buck* e roda-livre. Na primeira delas, a etapa 1, é feita a leitura da corrente considerando ambas as fileiras ou apenas uma delas, proporcionando uma análise de falhas similar à do controle anterior. Isso determina o acionamento dos transistores S_{P1} e S_{P2} com frequência variável, decorrente do processo de histerese. Apenas um braço do inversor é usado nesta etapa para fechar o circuito de fluxo da corrente elétrica (S_1 e S_2 para o semiciclo positivo; S_3 e S_4 para o negativo). Nas duas etapas seguintes, apenas os transistores do inversor *full-bridge* permanecem operacionais, seja em baixa ou alta frequência, conforme mencionado no controle por semiciclo.

4.3 Rastreamento da máxima potência das fileiras

O desenvolvimento de um algoritmo de rastreamento de potência sempre visa extrair a máxima energia disponibilizada pelos módulos solares conectados à planta em questão para entregar todo este potencial energético ao PCC, no qual é feito o acoplamento com a rede elétrica (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2005). A estrutura de programação do MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) precisa ser capaz de obter sempre o máximo valor de potência disponível, independentemente se existem variações de irradiância e/ou de temperatura, ou mesmo se estão ocorrendo falsos pontos de máximo decorrentes de sombreamentos parciais produzidos por objetos situados próximos aos módulos.

O modelo de MPPT proposto neste trabalho prima por dois aspectos: (1) os algoritmos rastreadores das duas entradas precisam funcionar de forma independente, ou seja, mesmo que um deles falhe o outro permanece operacional; e (2) a variável *gama* (γ) incrementada ou decrementada no código determina a amplitude da corrente de referência (I_{REF}) imposta ao indutor *boost*. A Figura 29 apresenta o fluxograma desenvolvido de forma generalizada, isto é, esta mesma estrutura é aplicada às duas fileiras apenas com uma distinção de índices subscritos nas variáveis relacionadas (índice 1 para o MPPT1 e índice 2 para o MPPT2).

Figura 29 – Fluxograma do algoritmo de MPPT desenvolvido para o IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor. Adaptado de Brito (2013).

Uma vez que a tensão e a corrente do módulo ($V_{PV(new)}$ e $I_{PV(new)}$, respectivamente) são lidas, o algoritmo de MPPT calcula a potência eficaz da fileira ($P_{PV(new)}$) e determina os erros de potência (ΔP) e de tensão (ΔV) das leituras atuais (designadas pelo índice “new”) em relação às anteriores (índice “old”). Tais erros são analisados a fim de que a variável *gama* possa ser atualizada corretamente, permitindo que o processo de rastreamento acompanhe com precisão o comportamento da curva P-V da entrada fotovoltaica. Os valores de *gama1* e *gama2* são, então, somados e o valor final obtido é utilizado na da corrente de referência (I_{REF}), conforme será demonstrado no tópico a seguir.

4.4 Estrutura do PLL

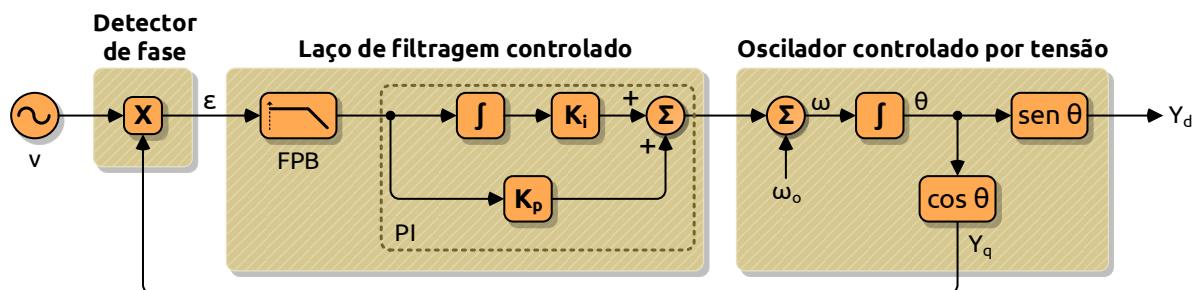
4.4.1 Características gerais

Posto que o IMFOCRE foi projetado para operar conectado à rede elétrica, a metodologia de atracamento empregada se mostra bastante relevante. Sendo uma

técnica amplamente utilizada em diversos tipos de aplicações, a estrutura do PLL (*phase-locked loop*) apresentada na Figura 30 segue as postulações de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011), sendo mais preciso e eficiente que outras metodologias quando na presença de múltiplos cruzamentos por zero, oscilações de impedância e distorções de amplitude ou frequência na tensão da rede. Sua estrutura é composta de três partes:

- **Detector de fase (DF).** Este bloco produz uma saída (ε) proporcional à diferença entre a tensão de entrada (v) e a tensão em quadratura (Y_q) produzida internamente no próprio oscilador de tensão do PLL;
- **Laço de filtragem controlado (LFC).** É responsável pela eliminação de componentes harmônicos de alta frequência, os quais têm potencial perturbador sobre o acoplamento em fase com a rede elétrica. Constitui-se de um filtro passa-baixa (FPB) de primeira ordem e um controlador proporcional-integral (PI);
- **Oscilador controlado por tensão (OCT).** Produz uma saída CA senoidal (Y_d) com frequência oscilante em torno de um valor central ($\omega_0 = 60\text{ Hz}$, neste caso) e um valor em quadratura (Y_q) destinado à manutenção do processo de acoplamento preciso com a rede elétrica (MELO, 2017).

Figura 30 – Estructura do PLL implementado no IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor. Adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011).

Existem diferentes maneiras de modelar matematicamente a estrutura de um PLL. Os equacionamentos matemáticos empregados nesta parte da pesquisa serão apresentados na sequência.

4.4.2 Modelagem do PLL

Os equacionamentos a seguir acompanham os desenvolvimentos expostos por Melo (2017) em sua tese de doutorado, não consistindo em uma inovação proposta neste trabalho. A entrada do PLL corresponde à tensão da rede elétrica e pode ser representada por:

$$v(t) = V_{GRID} \cdot \sin(\theta_{IN}) = V_{GRID} \cdot \sin(\omega_{GRID} \cdot t + \theta_{GRID}) \quad (3.61)$$

Considerando a capacidade de geração senoidal do OCT em conformidade à rede, sua saída em quadratura pode ser descrita da seguinte forma:

$$Y_q(t) = \cos(\theta_{OUT}) = \cos(\omega_{PLL} \cdot t + \theta_{PLL}) \quad (3.62)$$

O adiantamento de 90º da saída Y_q em relação à tensão v proporciona, como resultado da multiplicação entre elas, uma saída CC com ondulação de 120 Hz. Visando a eliminação deste efeito oscilatório, então, o FPB de primeira ordem do laço de filtragem controlado foi projetado com frequência de corte (f_c) ajustada uma década abaixo, ou seja, 12 Hz. A representação complexa deste filtro no domínio s é dada por:

$$G_{FPB}(s) = k \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.63)$$

Sendo:

k → O ganho do filtro;

ω_c → A frequência angular de corte do filtro (rad/s).

Considerando o ganho unitário e sabendo que $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$, o desenvolvimento da equação (3.63) produz o seguinte resultado:

$$G_{FPB}(s) = 1 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 12}{s + 2 \cdot \pi \cdot 12}$$

$$G_{FPB}(s) = \frac{75,4}{s + 75,4} \quad (3.64)$$

O software PSIM® disponibiliza uma ferramenta denominada *s2z converter*, com a qual é possível obter os parâmetros de discretização desta função para o domínio *z*. O método bilinear (ou de Tustin) foi adotado nesta operação. Considerando a amostragem em 40 kHz aplicada ao desenvolvimento do IMFOCRE, a tabela 6 expõe os parâmetros obtidos para a função discreta do filtro, a qual obedece a seguinte representação matemática:

$$H_{FPB}(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1}}{1 + a_1 \cdot z^{-1}} \quad (3.65)$$

Tabela 6 – Parâmetros do FPB do laço de filtragem controlado.

	Parâmetro	Descrição	Valor
Domínio <i>s</i>	f_s	Frequência de amostragem	40 kHz
	f_c	Frequência de corte do filtro	12 Hz
	k	Ganho do filtro	1
Domínio <i>z</i>	a_1	Parâmetro do denominador	-0.99811682
	b_0	Parâmetro 1 do numerador	0.00094159037
	b_1	Parâmetro 2 do numerador	0.00094159037

Fonte: dados do próprio autor.

O controlador PI posicionado à frente do filtro tem como função manter o erro do ângulo de fase do PLL igual a zero, garantindo maior precisão ao processo de atracamento com a rede elétrica. Sua representação no domínio complexo *s* é dada por:

$$C_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = 0,02 + \frac{0,2}{s} \quad (3.66)$$

Sendo:

- K_P → O ganho proporcional do controlador;
 K_I → O ganho do integrador.

Note-se que na equação (3.66) os valores dos ganhos já foram apresentados. Os números ali evidenciados estão amparados na análise registrada com bastante propriedade por Melo (2017) em sua tese, demonstrando a eficiência deste modelo de PLL até mesmo mediante distorções de frequência na rede. Por assim ser, outros comentários ou justificativas se mostraram desnecessárias aqui em prol da validação da estrutura empregada neste trabalho.

4.5 Gerenciamento da energia entregue à rede elétrica

4.5.1 Controle da potência extraída das fileiras

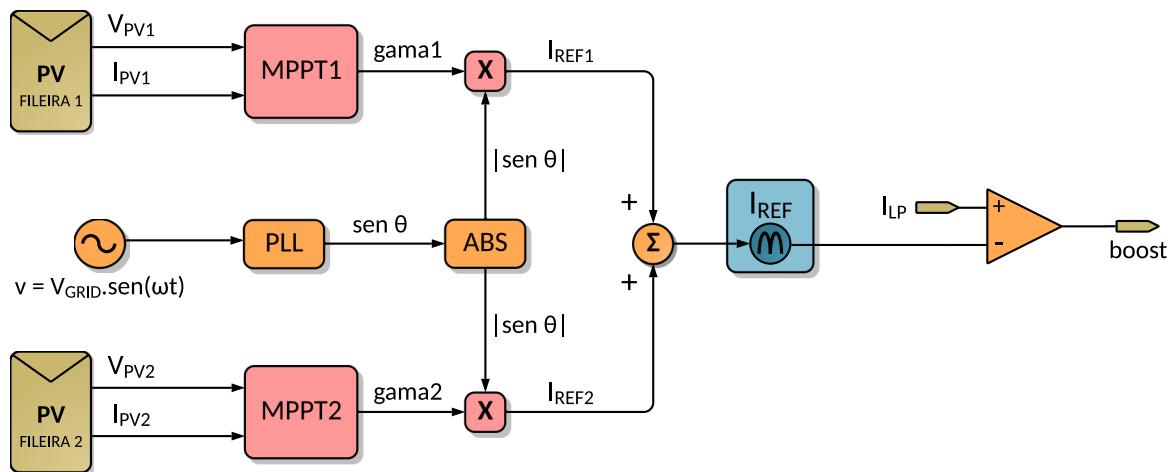
A partir dos resultados obtidos junto aos algoritmos de MPPT das duas fileiras e da saída CA (Y_d) proveniente do PLL, torna-se possível produzir a forma de onda senoidal retificada que deve ser imposta ao indutor *boost*, conforme elucidado na Figura 31. Considerando a operação *buck-boost* do IMFOCRE, cabe salientar que o tipo de onda aqui imposta se adequa apropriadamente à proposta de acoplamento com a rede considerando fator de potência de deslocamento unitário e, consequentemente, máxima eficiência dos resultados obtidos (PRASAD; JAIN; AGARWAL, 2008).

Como dito anteriormente, as variáveis $gama1$ e $gama2$ obtidas como resultados dos dois algoritmos de MPPT são essenciais na determinação da amplitude da corrente de referência (I_{REF}) a ser imposta sobre o indutor *boost*, sendo esta produzida a partir da soma entre duas referências intermediárias (I_{REF1} e I_{REF2}). A primeira delas corresponde à fileira 1 e a segunda condiz à fileira 2, sendo descritas matematicamente pelas equações a seguir.

$$I_{REF1}(t) = gama1 \cdot |\sin(\theta_{OUT})| \quad (3.67)$$

$$I_{REF2}(t) = gama2 \cdot |\sin(\theta_{OUT})| \quad (3.68)$$

Figura 31 – Detalhamento do processo de geração da referência de corrente imposta ao indutor para determinação dos períodos de *boost* que conduzem à extração da máxima potência proveniente das fileiras de entrada.



Fonte: dados do próprio autor. Adaptado de Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg (2005).

Uma vez que as duas referências individuais foram criadas, torna-se possível produzir a referência senoidal retificada que efetivamente será imposta ao indutor de *boost*. Isso é feito com a soma dos resultados das equações (3.67) e (3.68), ou seja:

$$I_{REF}(t) = I_{REF1}(t) + I_{REF2}(t) \quad (3.69)$$

Na extrema direita da Figura 31, tem-se a comparação de I_{REF} com a corrente medida no indutor, processo este que também foi retratado na Figura 9. No algoritmo de controle, tal comparação produz a variável *boost*, sendo esta usada para determinar em qual etapa operacional o IMFOCRE deve trabalhar. Se $boost = 1$, então a etapa 1 é acionada, incluindo uma verificação de falhas nas duas fileiras para identificar de onde verdadeiramente a energia deve ser extraída. Caso $boost = 0$, o algoritmo apresentado no apêndice B realiza algumas verificações adicionais para determinar se o circuito de potência deve operar nas etapas 2 ou 3.

4.5.2 Projeto do controlador proporcional-resonante (PR)

Os primeiros sistemas desenvolvidos para operar conectados à rede elétrica consideravam a aplicação de compensadores PI (proporcional-integral) em suas estratégias de controle. Este tipo de compensador pode ser caracterizado como alternativa viável sobretudo em topologias trifásicas com referencial síncrono. Entretanto, ele demonstra incapacidade de rastrear referenciais senoidais com produção de erro de regime permanente nulo, além de uma capacidade limitada de rejeição de distúrbios oriundos da rede elétrica. Tais desvantagens são relevantes quando se trata de aplicações com referencial estacionário, justamente o caso de sistemas monofásicos como o contemplado pelo modelo de inversor ora proposto (CHAVES et al., 2015; CHA; VU; KIM, 2009).

Diferentemente de um PI tradicional, o controlador proporcional-resonante (PR) é sintonizado em torno de uma frequência central (neste caso a própria frequência da rede), para a qual apresenta ganho tendendo ao infinito. Esta característica proporciona ao PR a capacidade de superar as duas desvantagens supramencionadas para o proporcional-integral. Ademais, ele é menos suscetível às variações de impedância durante a conexão com a rede e sua função de transferência equivale à transformada de Laplace de uma onda senoidal genérica (MELO, 2017).

Dentre os dois tipos de controladores proporcional-resonantes existentes, o tipo 2 foi escolhido para aplicação neste projeto por possuir uma largura de banda do pico de ressonância (ω_B) ajustável e ligeiramente mais ampla em torno do valor central de ressonância (ω_0) escolhido. Isto proporciona uma menor sensibilidade a eventuais flutuações de frequência da rede (CHA; VU; KIM, 2009). A equação abaixo apresenta a função de transferência do controlador PR tipo 2:

$$C_{PR}(s) = K_P + \frac{2 \cdot K_I \cdot \omega_B \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_B \cdot s + \omega_0^2} = K_P + \frac{2 \cdot K_I \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (3.70)$$

Sendo:

K_P → O ganho proporcional;

K_I → O ganho integral;

ζ → O fator de amortecimento;

ω_0 → A frequência central de ressonância;

ω_B → A largura de banda do pico de ressonância.

A Tabela 7 reúne os valores dos parâmetros que compõem a equação (3.70). Cabe salientar que os valores dos ganhos K_P e K_I foram ajustados por simulação e que $\omega_B = \zeta \cdot \omega_0$.

Tabela 7 – Parâmetros de projeto do controlador PR.

Parâmetro	Valor
K_P	10
K_I	42
ζ	$2,12 \cdot 10^{-2}$
ω_0	377 rad/s
ω_B	8 rad/s

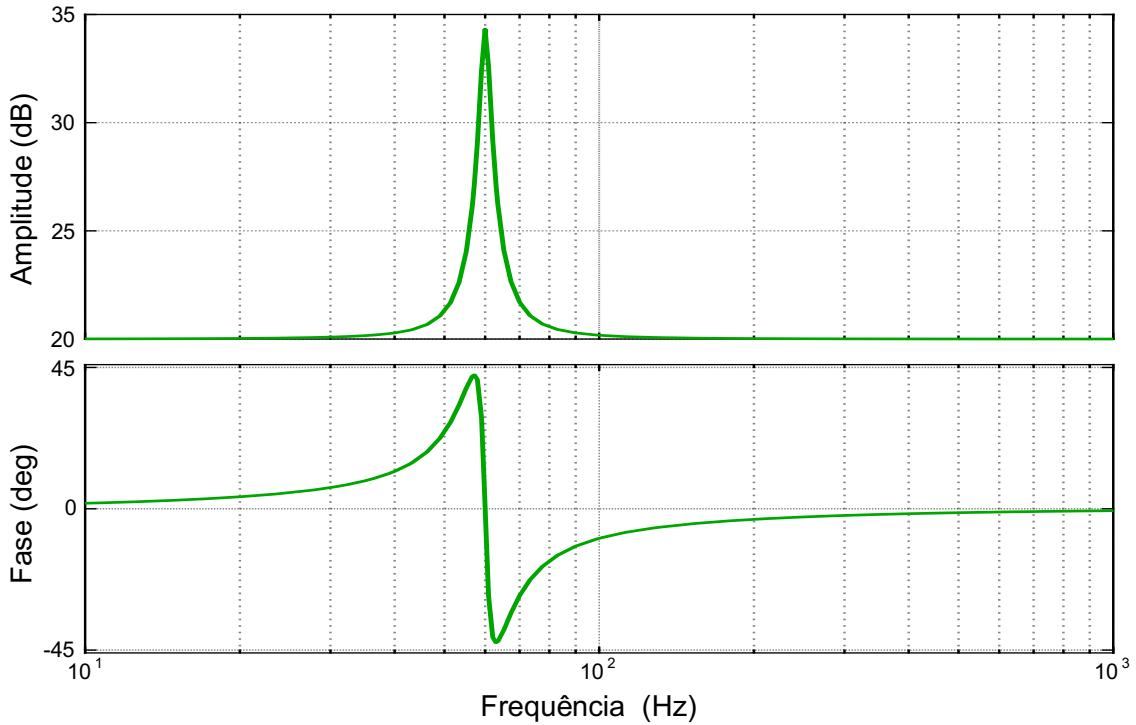
Fonte: dados do próprio autor.

À luz dos valores contidos na Tabela 7, a equação (3.70) pode ser retomada. Deste modo, tem-se:

$$C_{PR}(s) = 10 + \frac{2.42.0,0212.377.s}{s^2 + 2.0,0212.377.s + 377^2}$$

$$C_{PR}(s) = 10 + \frac{672.s}{s^2 + 16.s + 142122,3} \quad (3.71)$$

Com base na equação (3.71), a Figura 32 apresenta os diagramas de Bode do controlador PR projetado.

Figura 32 – Diagramas de Bode do controlador PR projetado.

Fonte: dados do próprio autor.

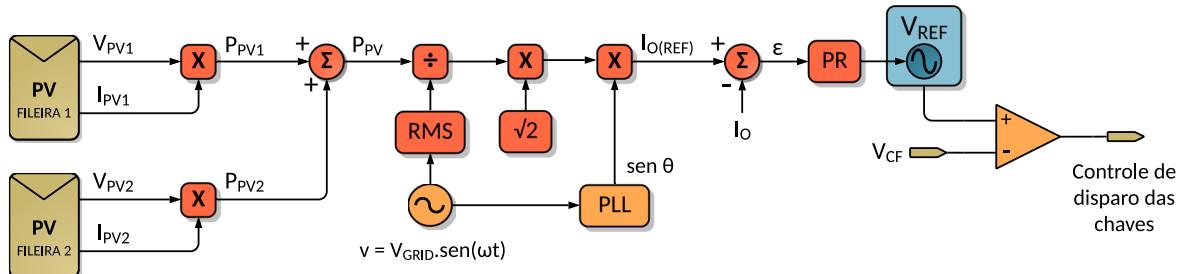
4.5.3 Controle da corrente injetada na rede elétrica

O objetivo geral do IMFOCRE está ligado à injeção de corrente com baixo teor de distorção harmônica na rede elétrica. Para que isso seja possível, primeiramente é preciso impor a tensão sobre o capacitor (C_F) do filtro CL de saída, de modo que o fluxo de potência esteja sempre fluindo do inversor à rede. Este é o papel do controlador PR, cuja operação, entretanto, depende da imposição do formato de onda da tensão V_{REF} no capacitor de saída, a fim de que a corrente de saída (I_O) siga a referência imposta ($I_{O(REF)}$). O erro decorrente da comparação entre estas correntes alimenta o controlador e o efeito que ele produz sobre V_{CF} determina a forma como as chaves do inversor *full-bridge* devem ser disparadas.

A Figura 33 ilustra o processo de imposição da tensão sobre C_F . Para tanto, as tensões e correntes das entradas são lidas, permitindo o cálculo das potências de cada fileira (P_{PV1} e P_{PV2}). A soma delas resulta no valor total de potência (P_{PV}), o qual é dividido pelo valor RMS da tensão da rede e o resultado é multiplicado por raiz de dois, a fim de gerar o valor que corresponde à amplitude da corrente a ser injetada. Por fim, para que surja a referência de corrente desejada ($I_{O(REF)}$), falta apenas

multiplicar este valor pela senóide pura produzida pelo PLL (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2005).

Figura 33 – Geração da referência de tensão imposta ao capacitor do filtro CL.



Fonte: dados do próprio autor. Adaptado de Ciobotaru, Teodorescu e Blaabjerg (2005).

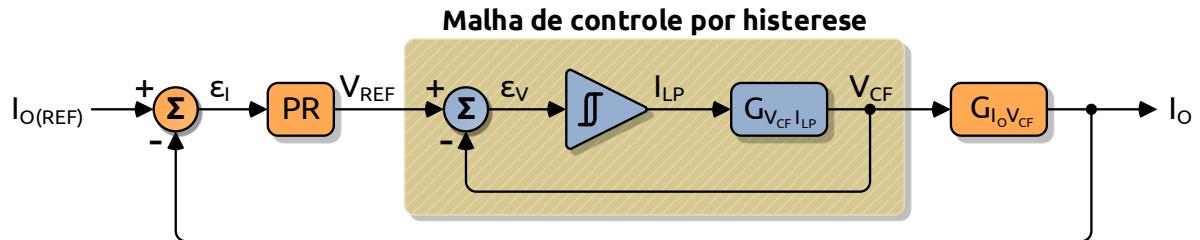
4.6 Malhas de controle da planta

A estrutura de controle apresentada até então pode ser sintetizada pela representação exposta no diagrama de blocos da Figura 34. Nela percebe-se uma porção mais interna, denominada malha de controle por histerese, definida a partir das duas malhas responsáveis pelas imposições de corrente no indutor *boost* e de tensão no capacitor do filtro CL, evidenciadas nas Figuras 31 e 33, respectivamente. A malha externa do diagrama focaliza o objetivo principal do IMFOCRE, ou seja, a injeção de corrente na rede elétrica (I_o) com baixa DHT e fator de potência de deslocamento unitário. Para tanto, uma referência de corrente ($I_{o(REF)}$) é utilizada para tornar possível o monitoramento contínuo do alcance em relação ao que se pretende. A diferença entre estas duas correntes gera o erro (ε_I) responsável por alimentar o controlador proporcional-resonante, o qual, a seu tempo, produz a referência de tensão (V_{REF}) que aciona a malha de controle por histerese.

A malha interna recebe V_{REF} e produz o erro de tensão (ε_V), fruto da diferença entre a referência produzida pelo controlador PR e a tensão V_{CF} . A partir daí os algoritmos de MPPT (1 e 2) e as demais metodologias de controle desenvolvidas se encarregam de gerenciar a extração de máxima potência nas entradas, o processo de *boost* no indutor L_P e a metodologia de disparo dos transistores do inversor *full-bridge*. Tais ações conduzem à obtenção das funções de transferência da planta e à

realimentação em prol do monitoramento da tensão sobre o capacitor do filtro, reintroduzindo o processo de controle por histerese.

Figura 34 – Diagrama de blocos das malhas de controle que constituem o IMFOCRE.

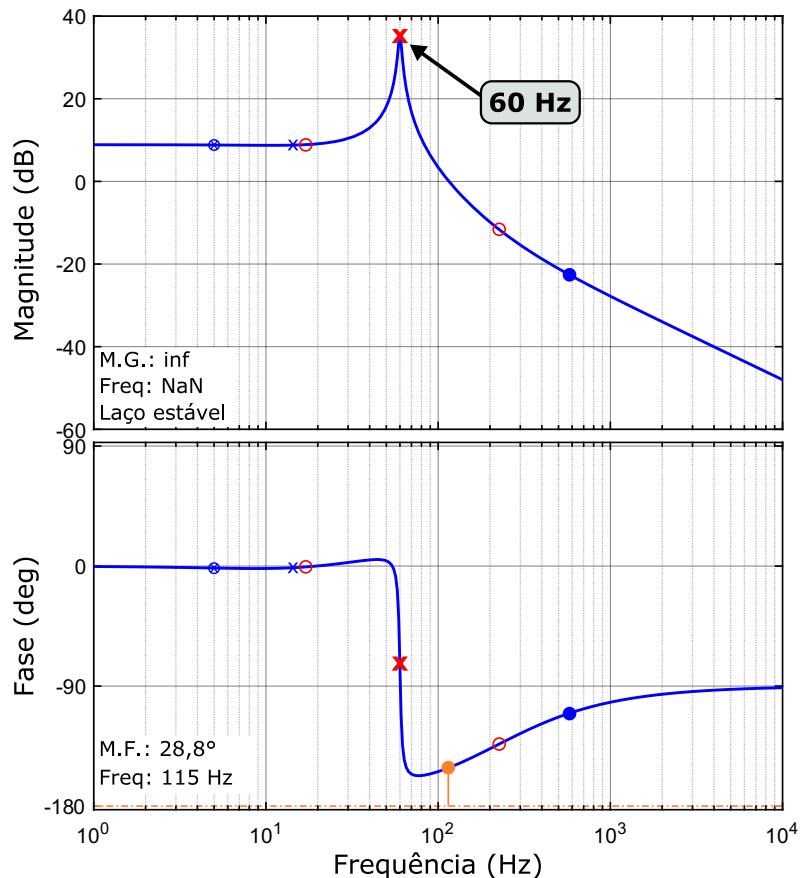


Fonte: dados do próprio autor.

A malha de controle por histerese precisa ser rápida, bem mais célere, inclusive, do que a malha externa representada no diagrama da Figura 34. Para que isso seja verdade, é necessário que o erro de tensão em sua entrada tenda a zero ($\varepsilon_V \rightarrow 0$), demonstrando uma precisão apreciável em relação à tensão imposta sobre o capacitor do filtro CL. A acurácia deste processo repercute diretamente sobre a corrente injetada na rede elétrica, proporcionando-lhe um baixo conteúdo harmônico. Em todos os desenvolvimentos apresentados neste documento, esta elevada dinâmica foi considerada uma prerrogativa básica, fazendo com que a malha interna seja admitida como uma função de ganho unitário (0 dB).

Os gráficos dos diagramas de Bode representados na Figura 35 são fruto do cascamente entre a função de transferência do controlador PR e a principal função de transferência da planta, $C_{PR}(s)$ e $G_{I_O V_{CF}}(s)$, respectivamente, considerando a malha interna uma função de ganho unitário como já mencionado. O *sisotool* do Matlab® foi a ferramenta empregada na obtenção destas curvas, evidenciando a estabilidade de resposta do sistema.

Figura 35 – Diagramas de Bode do cascamente entre a função de transferência do controlador PR, $C_{PR}(s)$, e a função de transferência principal da planta, $G_{IovCF}(s)$.



Fonte: dados do próprio autor.

4.7 Considerações finais

Este capítulo apresentou toda a estrutura de controle desenvolvida para operacionalizar o IMFOCRE. A partir da apresentação de uma visão geral das técnicas empregadas, uma série de detalhamentos matemáticos e computacionais foram considerados. Foi feita uma abordagem sobre o fluxograma do algoritmo P&O modificado gama, o tipo de MPPT empregado em prol do rastreamento de potência das fileiras segundo as diretrizes estabelecidas como objetivos do projeto em questão. Na sequência, a estrutura de PLL necessária para acoplamento com a rede elétrica foi vista em todos os seus aspectos conceituais e matemáticos, com destaque para sua capacidade de atracamento mesmo sob circunstâncias de distúrbios de amplitude ou frequência da tensão disponibilizada pela concessionária de energia elétrica.

A sequência dos desenvolvimentos deste capítulo trouxe uma abordagem detalhada sobre as duas malhas de controle desenvolvidas em prol do gerenciamento energético da planta. Conforme pode ser visto ao longo do capítulo, tais malhas focalizam a imposição das formas de onda de interesse sobre o capacitor do filtro CL e o indutor *boost*. Neste sentido, apresentou-se o projeto de controlador PR do tipo 2, sintonizado na frequência da rede, destinado a interagir com a planta de forma a garantir a manutenção da injeção de corrente na rede elétrica com baixa DHT.

Finalizando o capítulo, uma abordagem global das malhas de controle desenvolvidas foi considerada. Fez-se uma análise da interação entre a malha interna de controle por histerese, congregante das funcionalidades previstas nas malhas de imposição das grandezas já mencionadas, e a malha externa, voltada ao acompanhamento contínuo de qualidade da corrente fornecida à rede. O próximo capítulo apresentará os resultados das simulações computacionais da estrutura do IMFOCRE como um todo, em prol da validação da topologia proposta

Capítulo 5

SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Este capítulo apresenta as simulações computacionais empreendidas no PSIM® para validação da estrutura física do IMFOCRE mediante a aplicação das metodologias de controle concebidas para sua operação.

5.1 Considerações iniciais

Uma vez que as bases conceituais de contextualização e as modelagens físicas e matemáticas do IMFOCRE já foram completamente apresentadas, cabe a esta etapa de desenvolvimento submeter a estrutura a testes computacionais. Naturalmente, o objetivo agora é verificar o comportamento da topologia em ensaios de conexão com a rede elétrica mediante algumas variações operacionais ou de condições naturais (irradiância ou temperatura). O software PSIM® foi empregado nesta tarefa, haja vista suas qualidades já amplamente reconhecidas para aplicações envolvendo eletrônica de potência e fontes alternativas de energia. Na sequência, os tópicos levantados apresentarão a estrutura montada para as simulações e os resultados obtidos para cada tipo de situação operacional proposta.

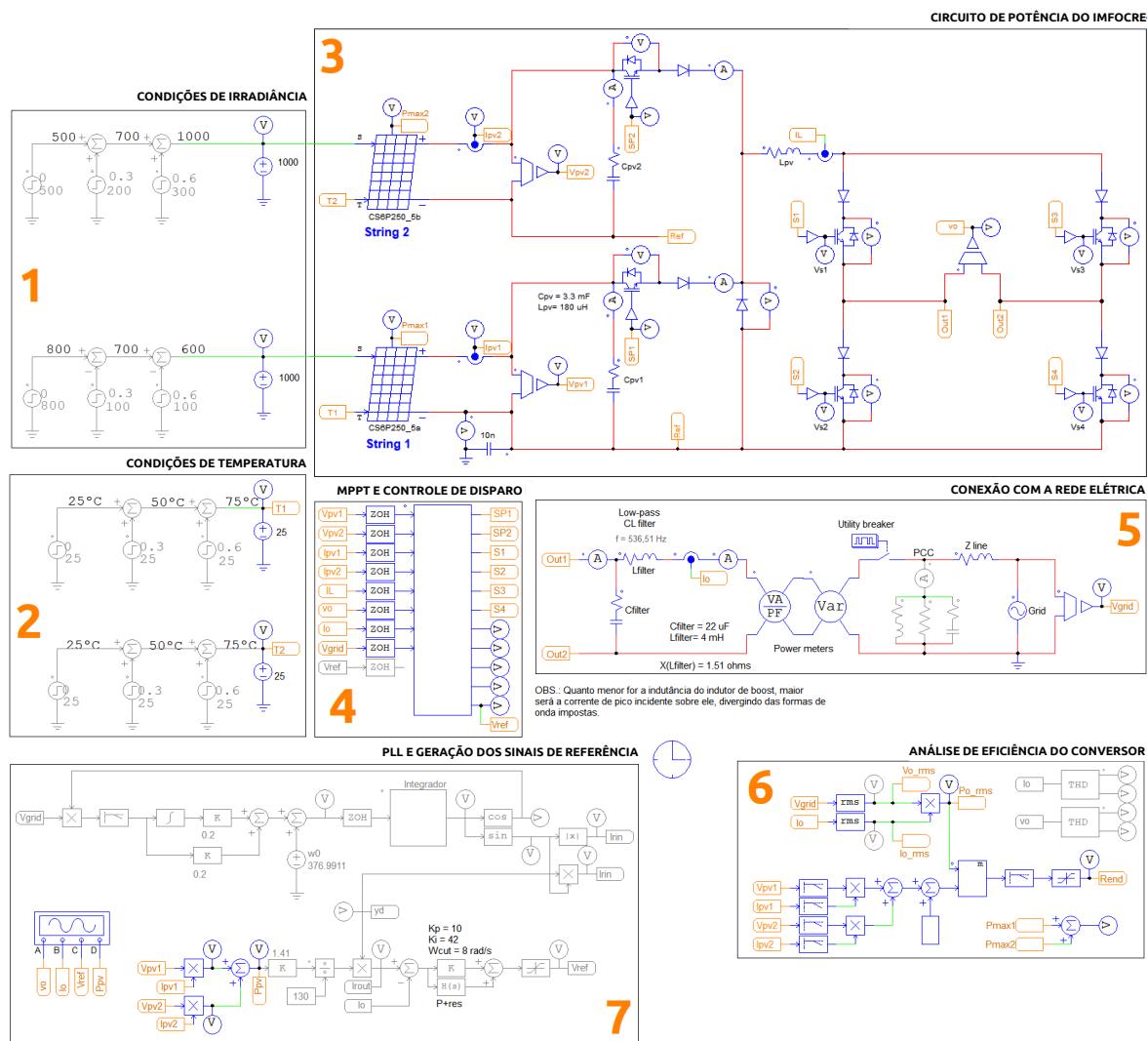
5.2 Esquema elétrico do circuito de simulação

A Figura 36 apresenta uma visão completa do esquema elétrico montado no PSIM® para validação computacional do IMFOCRE. Visando uma melhor compreensão, a montagem foi fracionada em sete partes:

- **Condições de irradiância.** Para cada fileira foram propostas duas possibilidades de operação em termos de irradiância: constante ou em degraus. Esta última é composta de três estágios, com valores diferentes para cada entrada.
- **Condições de temperatura.** Em termos de temperatura, utilizou-se um procedimento equivalente ao que foi feito para a irradiância, ou seja, possibilidade de operação com valor constante ou em três etapas. A diferença neste caso é que os valores de variação aplicados para as fileiras são os mesmos.
- **Circuito de potência do IMFOCRE.** Aqui pode ser visualizada a estrutura principal do IMFOCRE. Note-se a presença de um inversor monofásico *full-bridge* precedido de um indutor e um diodo de roda livre (*FWD*). Mais à esquerda destes dois elementos estão os acessos das fileiras, onde ficam patentes as presenças dos capacitores de entrada.
- **MPPT e controle de disparo.** Este bloco considera a presença do DSC TMS320F28377, no qual já está implementado o algoritmo anexado no apêndice B com toda a lógica de controle da planta. As grandezas de entrada e saída do dispositivo foram destacadas com etiquetas para propiciar uma compreensão mais clara do sistema como um todo.
- **Conexão com a rede elétrica.** Nesta parte da Figura fica evidente a estrutura necessária à conexão com a rede elétrica. Destaque para o filtro CL, à esquerda do bloco. Do lado direito tem-se o acesso à rede via PCC, levando em consideração a impedância da linha (adotou-se $5 \text{ m}\Omega$ e $80 \mu\text{H}$).

- Análise de eficiência do conversor.** Esta parte da montagem calcula as potências de entrada e saída da planta, permitindo a determinação do rendimento da estrutura como um todo.
- PLL e geração dos sinais de referência.** Bloco responsável pela geração do PLL e pelos cálculos relacionados com a operação do controlador PR. Vale salientar que ações aqui previstas já estão incorporadas no algoritmo embarcado no DSC.

Figura 36 – Esquema elétrico completo do circuito de simulação do IMFOCRE no PSIM®.



Fonte: dados do próprio autor.

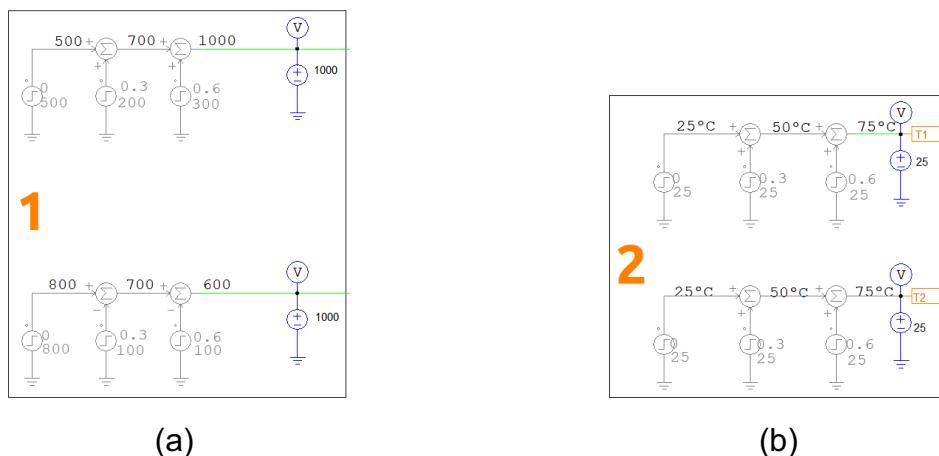
Esta estrutura foi ensaiada computacionalmente e os resultados obtidos foram agrupados de acordo com as situações de teste idealizadas, conforme elucidam os tópicos a seguir.

5.3 Situações de ensaio computacional do IMFOCRE

5.3.1 Irradiância e temperatura constantes

Nesta primeira situação de ensaio a irradiância (S) e a temperatura (T) em cada fileira foram mantidas igualmente constantes em cada execução computacional. A Figura 37(a) apresenta a condição da irradiância de 1000 W/m^2 , enquanto a Figura 37(b) expõe a situação de temperatura nos módulos, ajustada para 25°C .

Figura 37 – Condições climáticas impostas às fileiras na primeira etapa de ensaios computacionais. (a) Condições de irradiância. (b) Condições de temperatura.



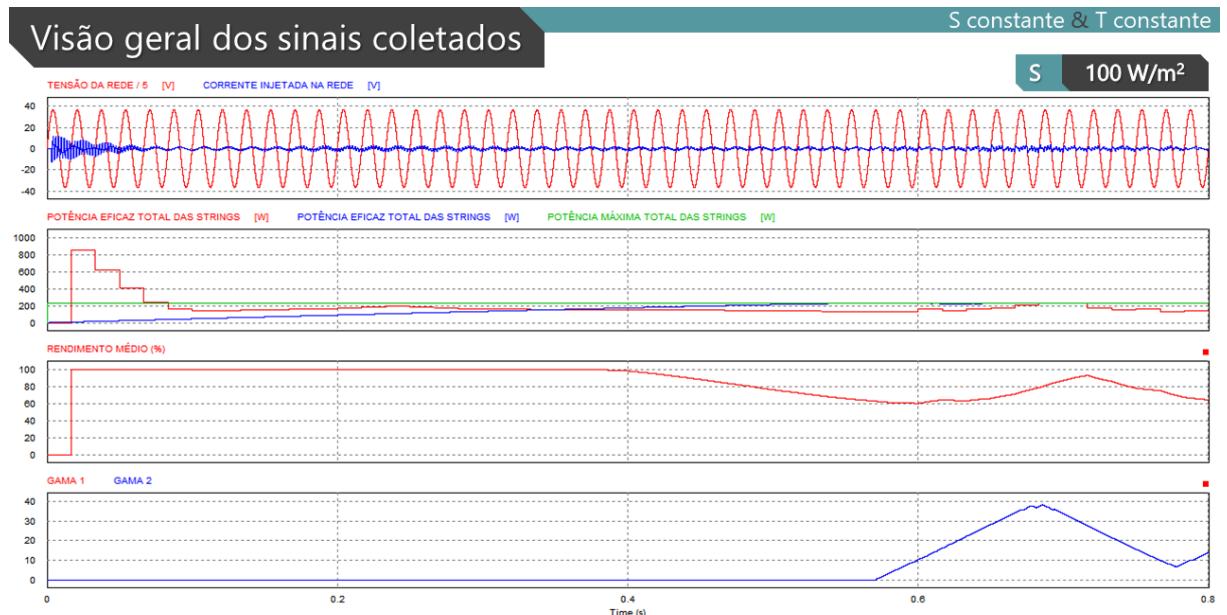
Fonte: dados do próprio autor.

Os resultados apresentados nas Figuras 38 a 57 correspondem a diversos valores constantes de irradiância. O valor inicial é 100 W/m^2 , mas esta grandeza foi elevada de cem em cem até atingir 1000 W/m^2 . A temperatura dos módulos permaneceu sempre em 25°C . Cabe salientar que nos gráficos correspondentes aos resultados de baixa potência é possível perceber a influência da relação sinal-ruído

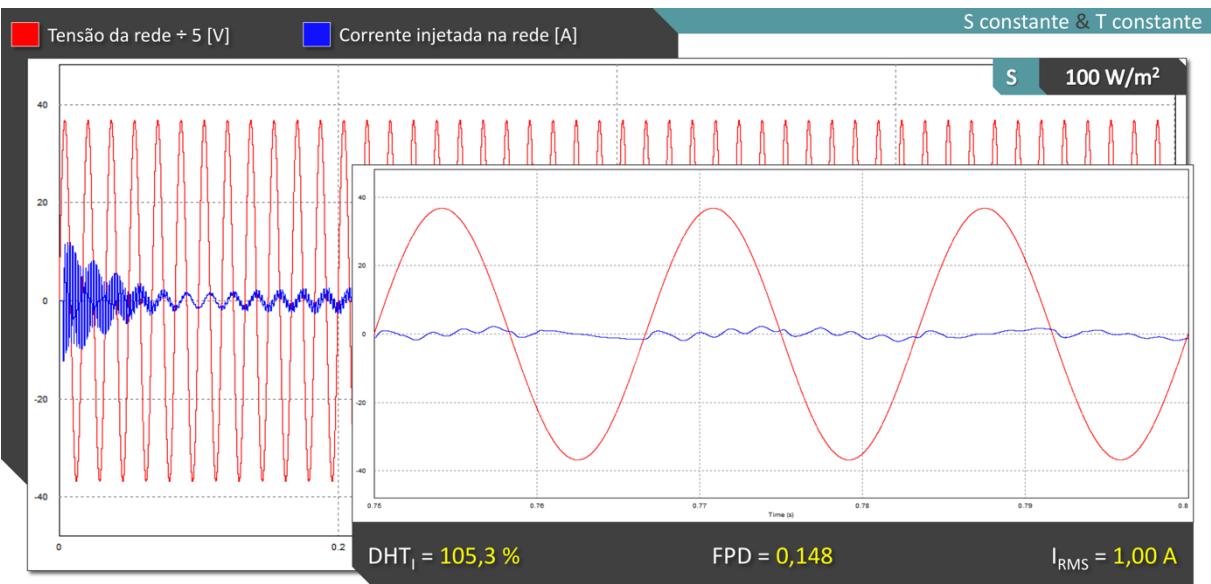
do controle da planta. Isto evidencia a ineficiência do controlador PR quando a energia disponível na entrada é muito pequena. Os gráficos apresentam:

- A tensão (V_{GRID}) e a corrente na rede (I_O);
- As potências nas entradas (P_{PV1} , P_{PV2} e P_{PV});
- O rendimento médio da estrutura ($\eta = (P_{O(RMS)} / P_{PV}) \cdot 100$);
- O comportamento das variáveis $gama1$ e $gama2$;
- O percentual de DHT da corrente I_O injetada na rede elétrica;
- O fator de potência de deslocamento de deslocamento entre V_{GRID} e I_O ;
- O valor RMS da corrente injetada na rede, $I_{O(RMS)}$.

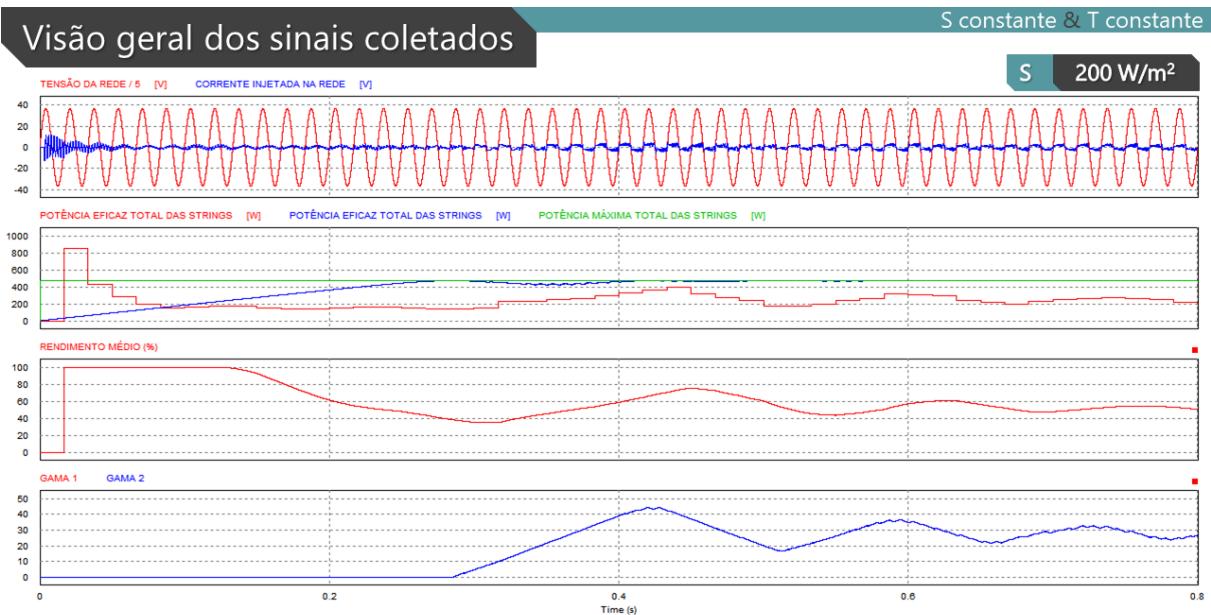
Figura 38 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 100 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.



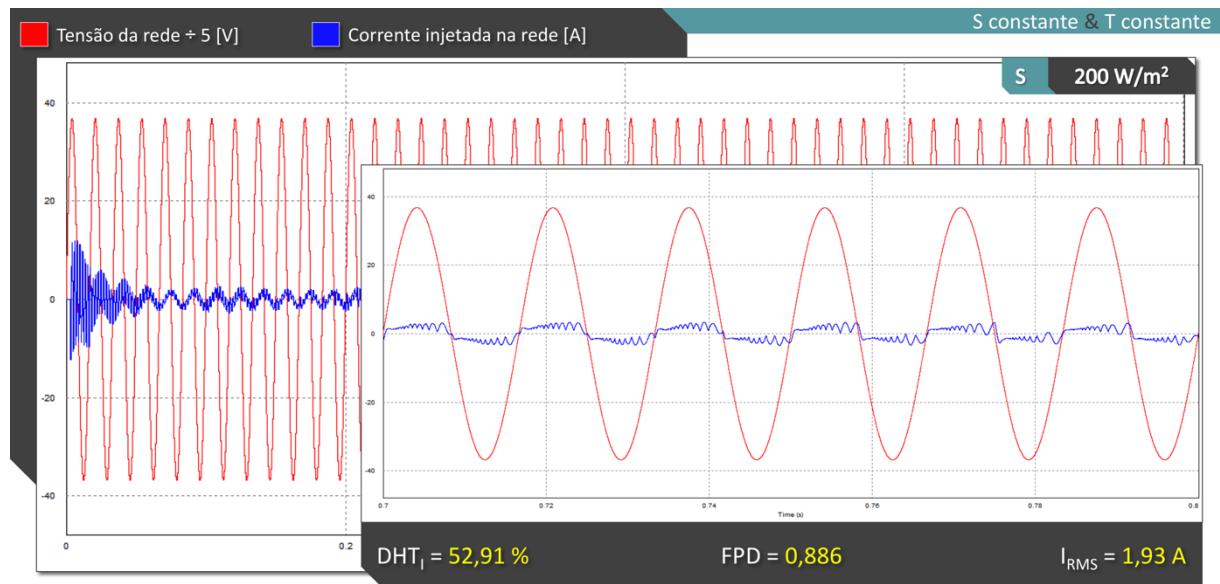
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 39 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 100 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

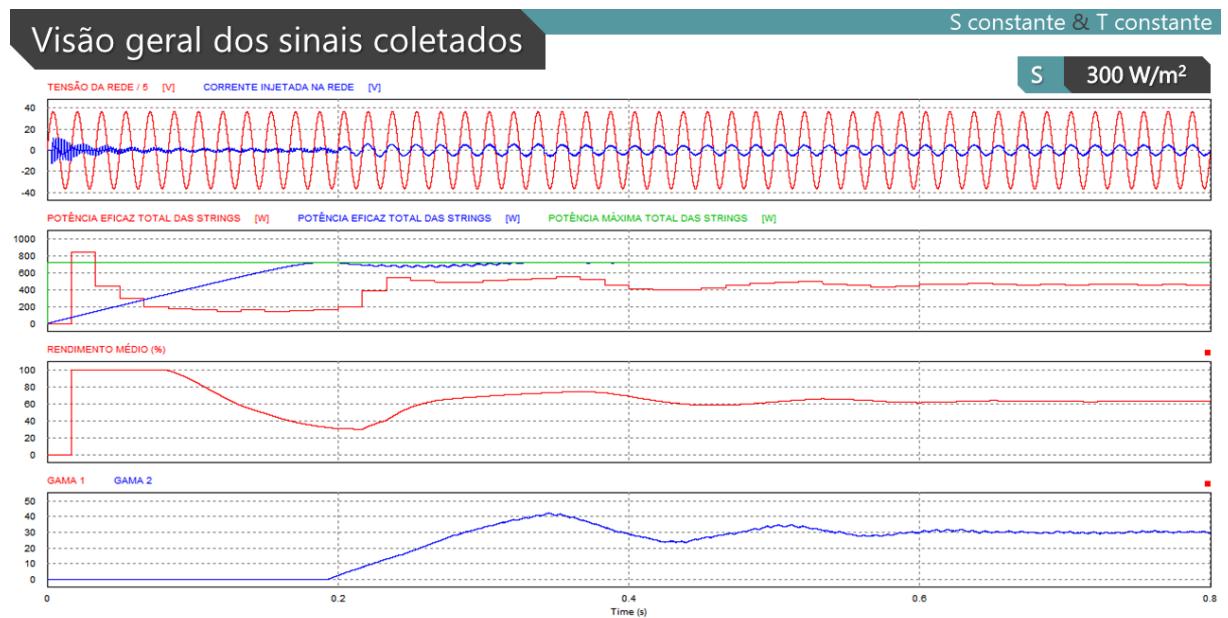
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 40 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 200 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

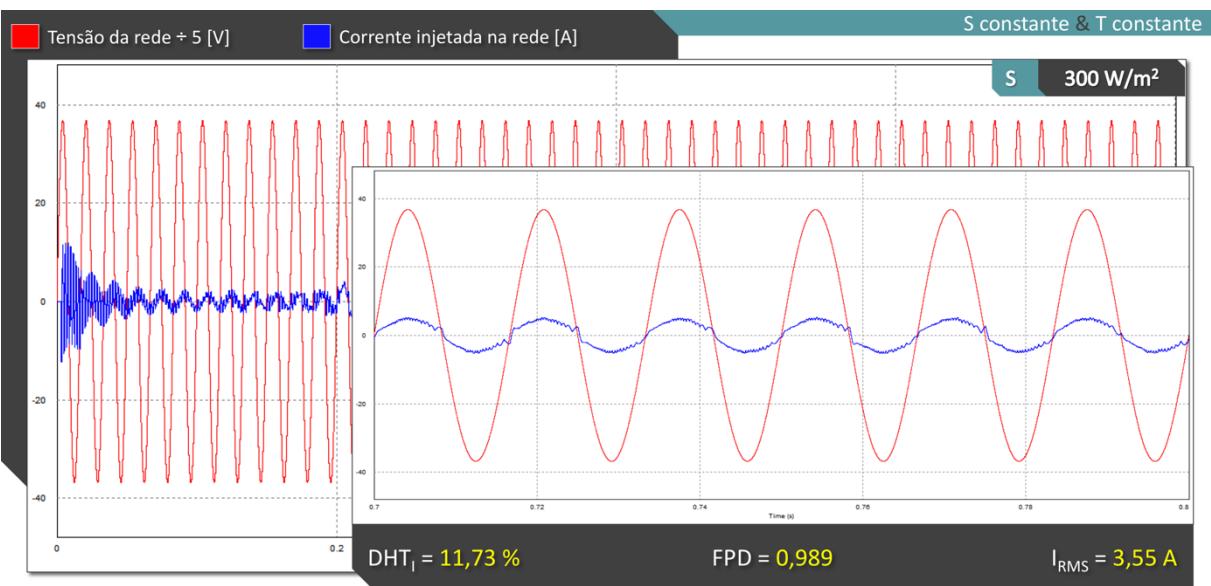
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 41 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 200 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

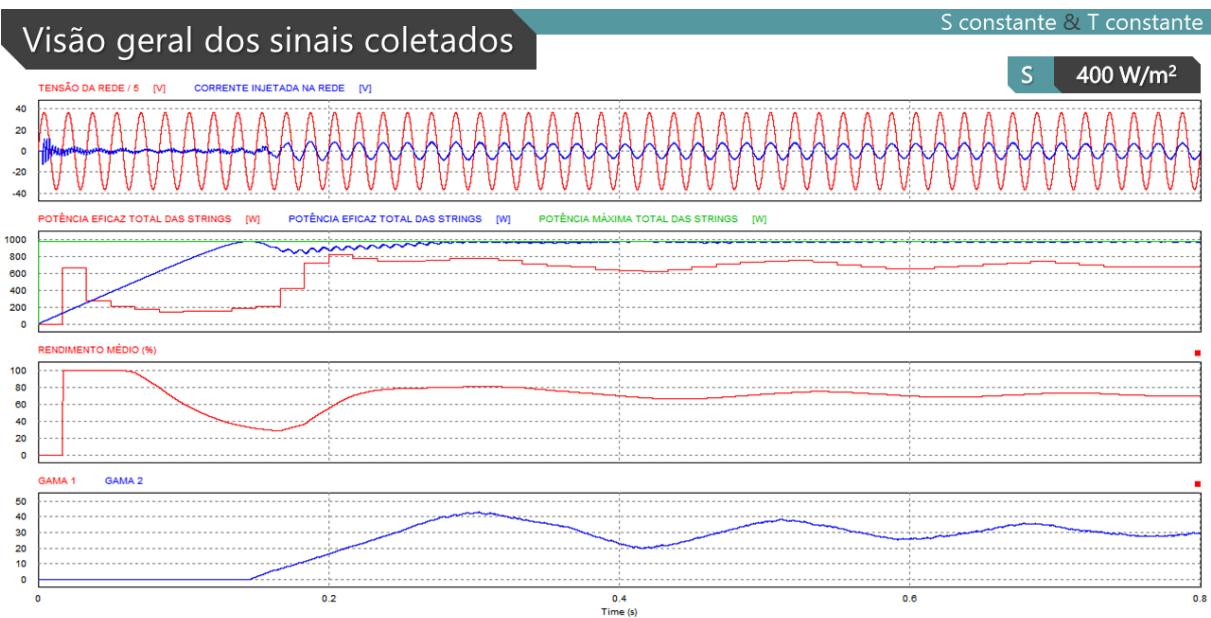
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 42 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 300 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

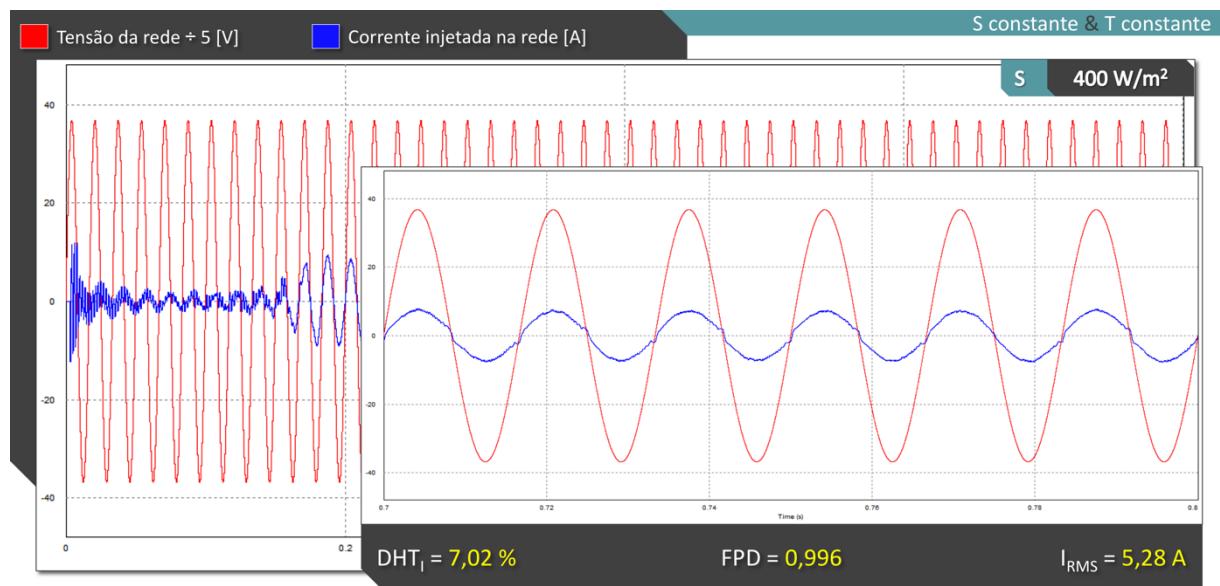
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 43 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 300 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

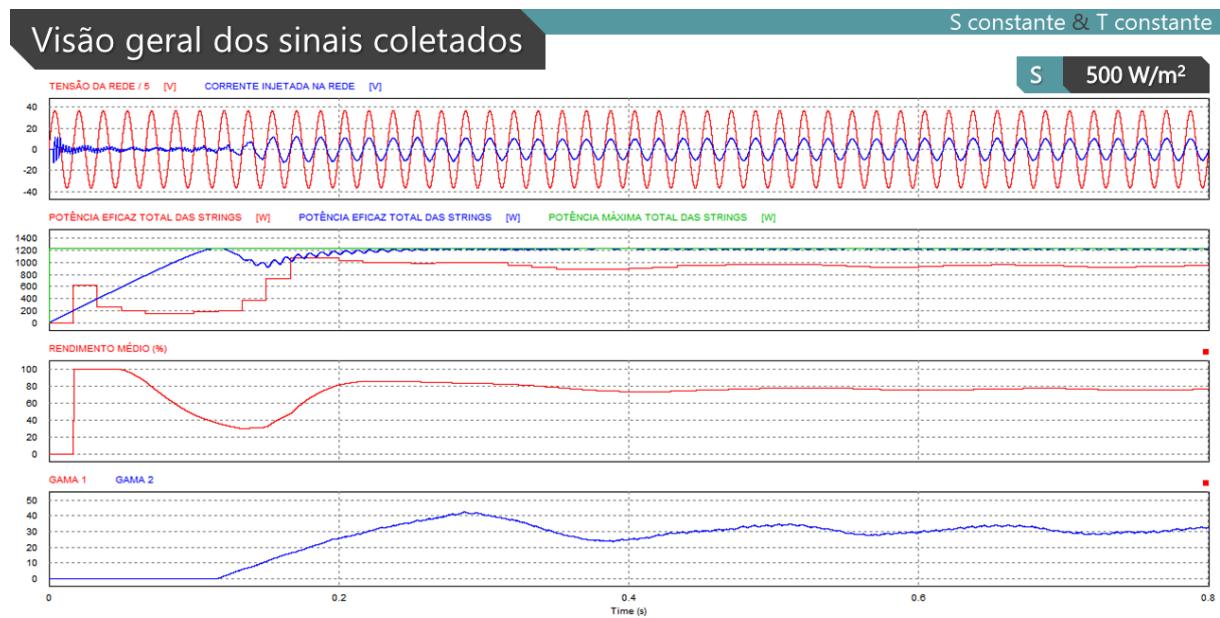
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 44 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 400 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

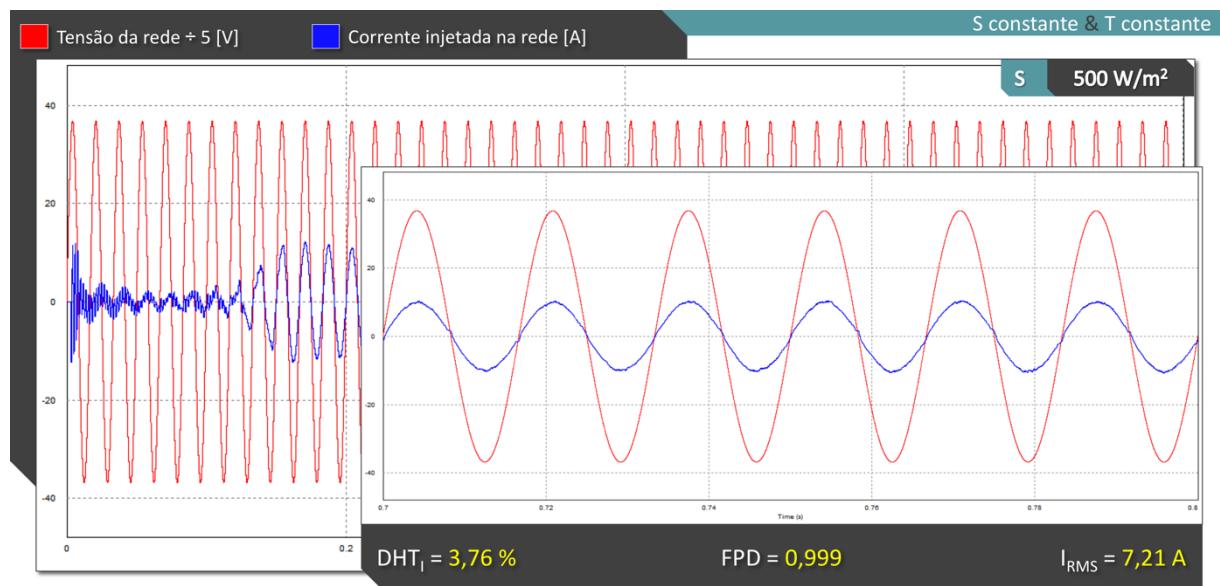
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 45 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 400 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

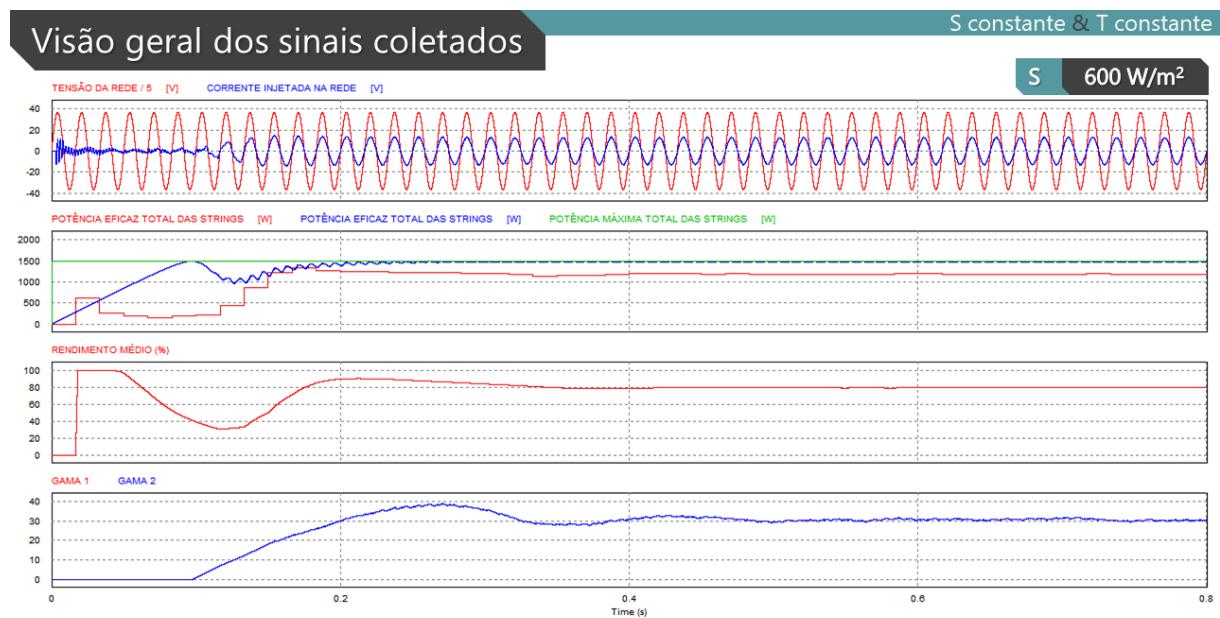
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 46 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 500 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

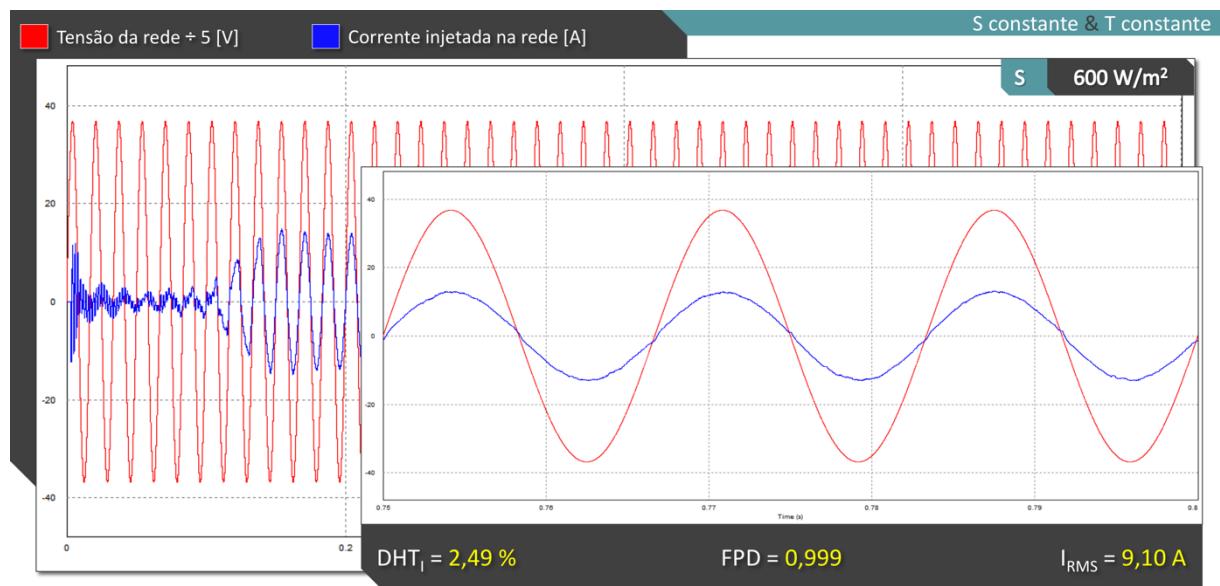
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 47 – Análise de DHT₁, FPD e valor RMS de I_o para $S = 500 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

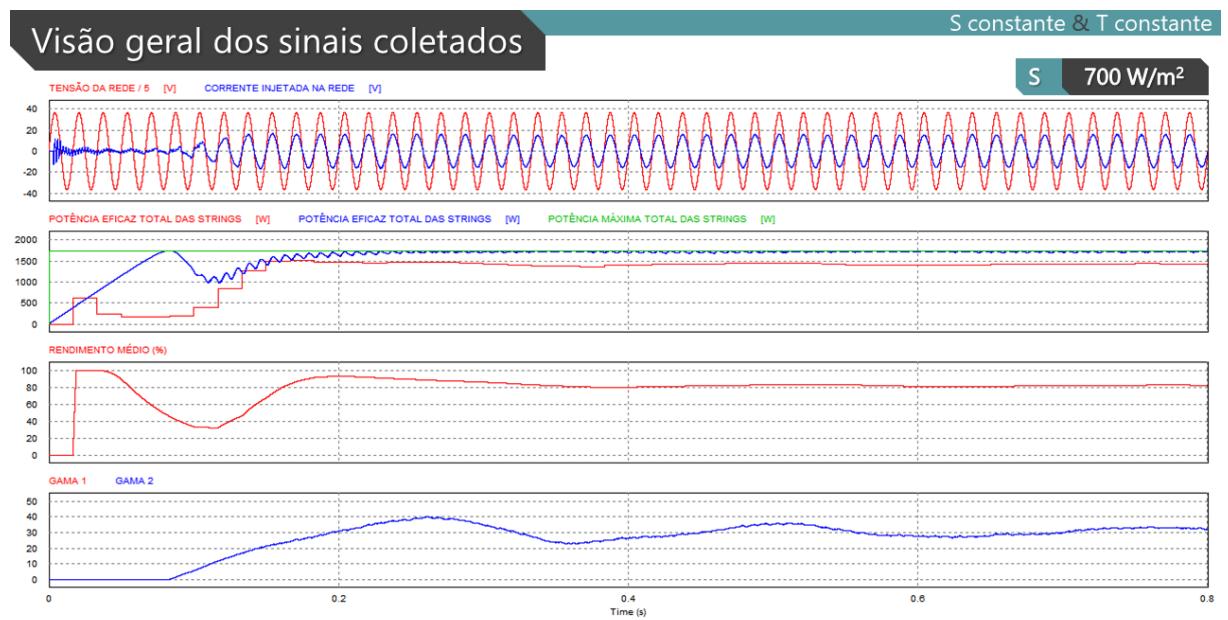
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 48 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 600 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

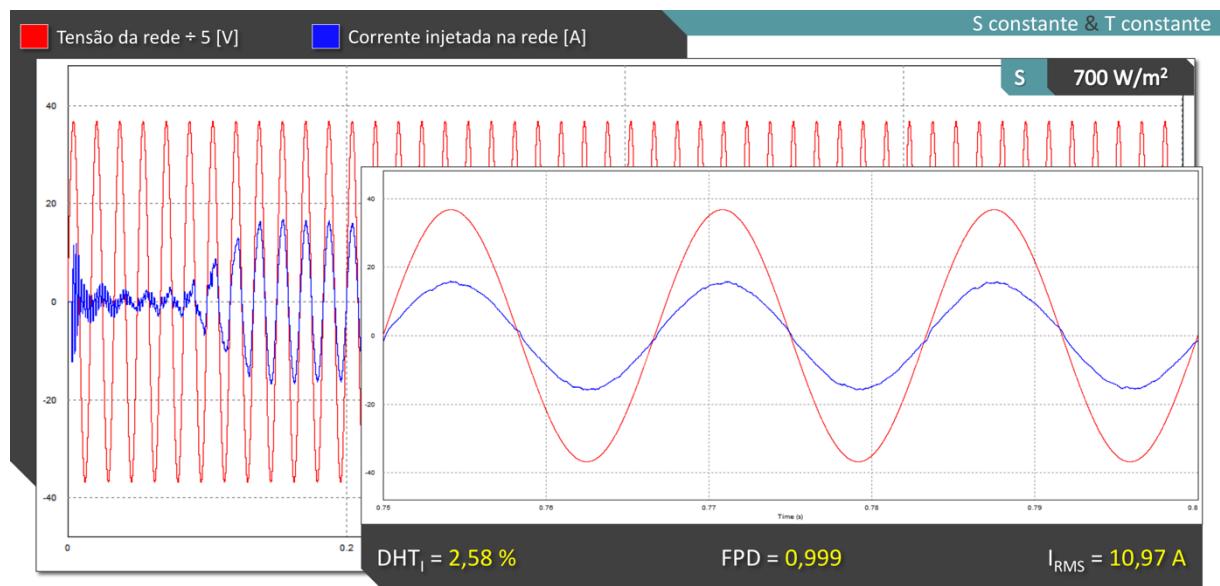
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 49 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 600 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

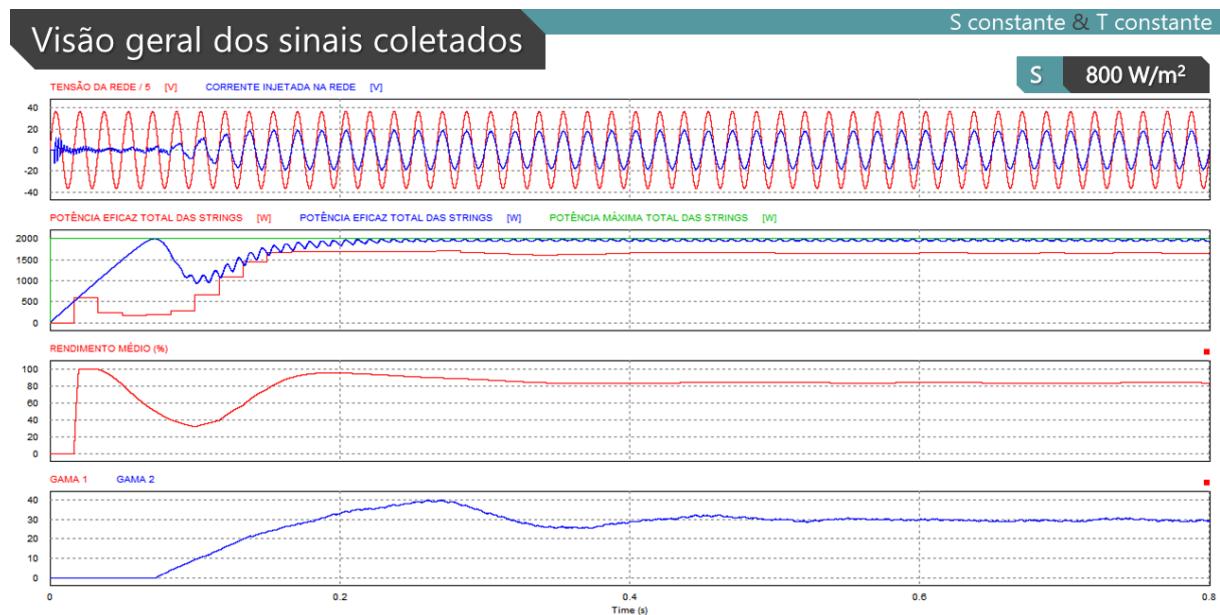
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 50 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 700 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

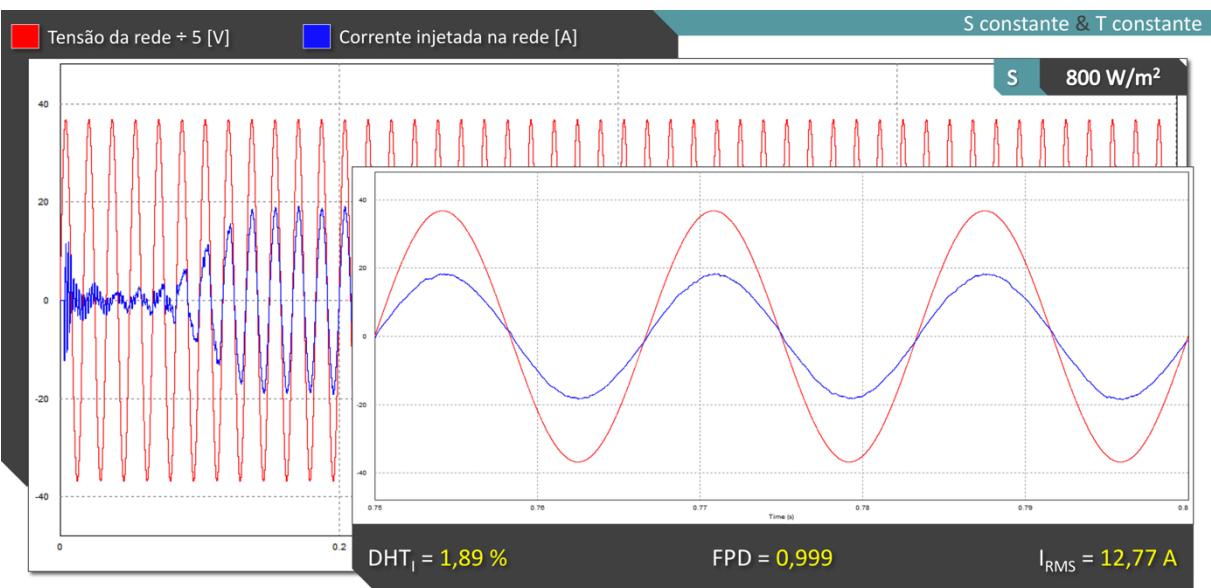
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 51 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 700 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

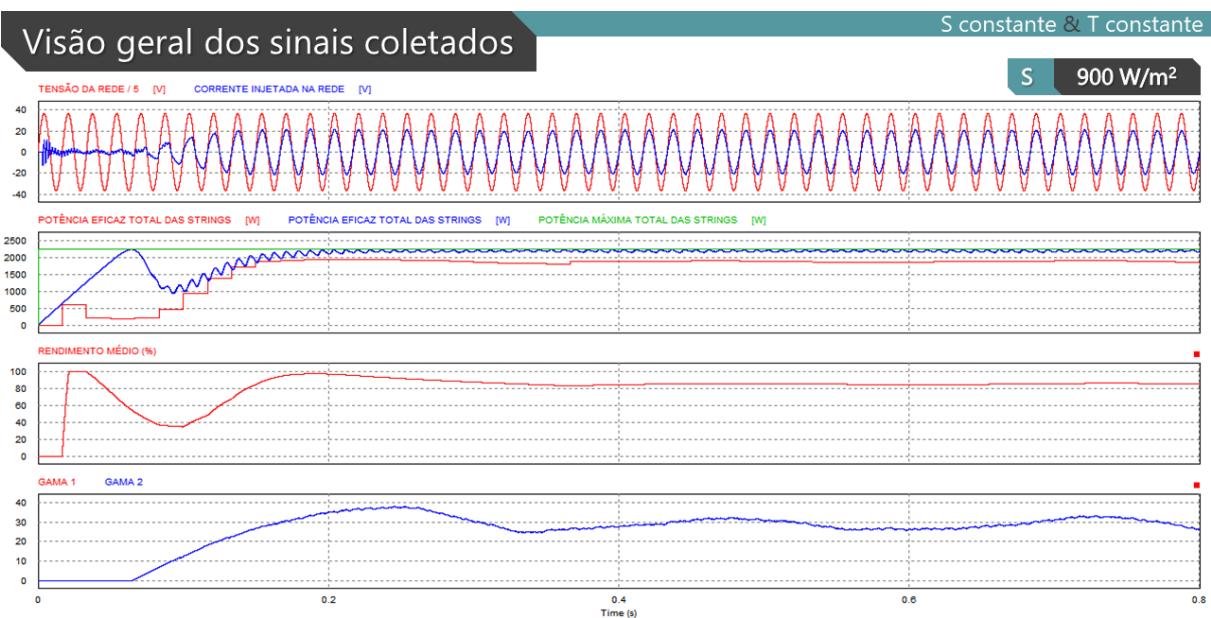
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 52 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 800 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

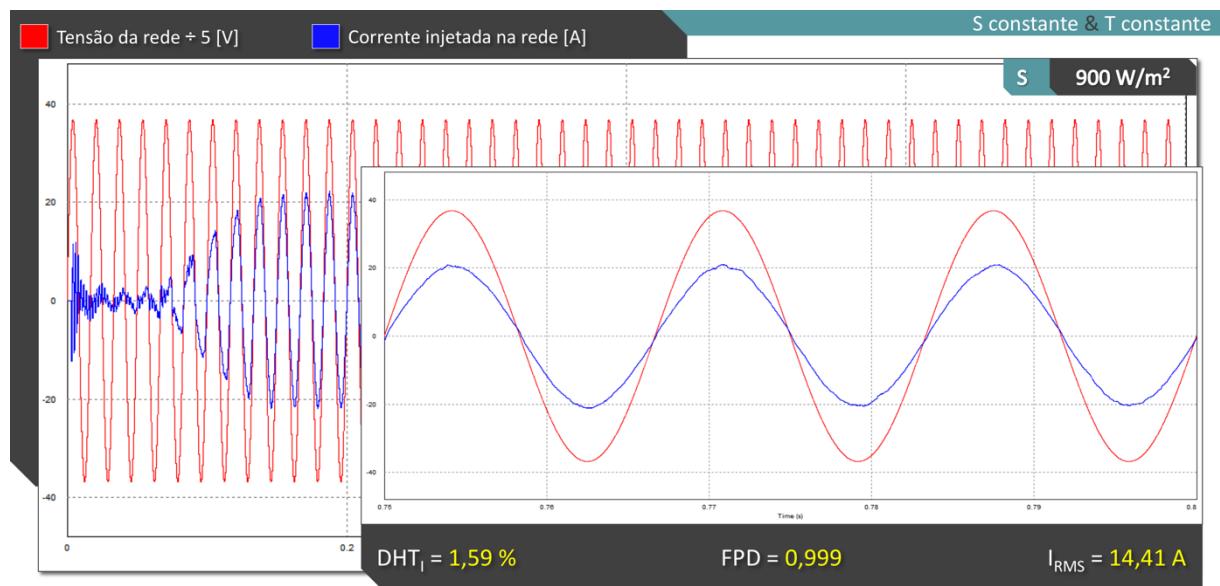
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 53 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 800 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

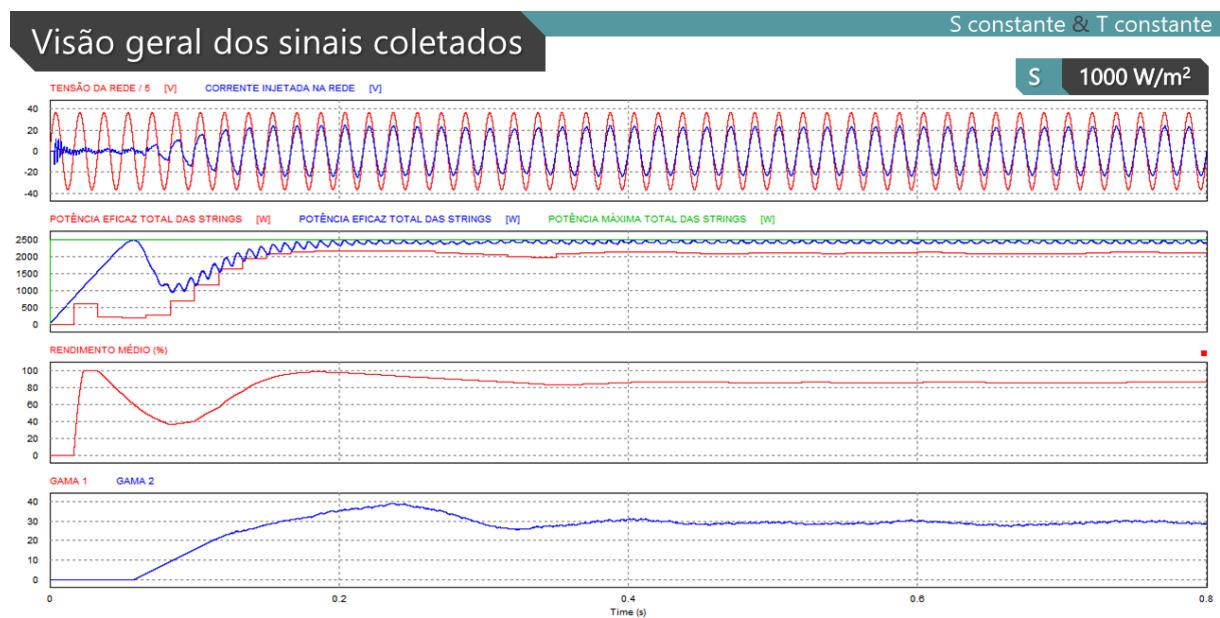
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 54 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 900 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

Fonte: dados do próprio autor.

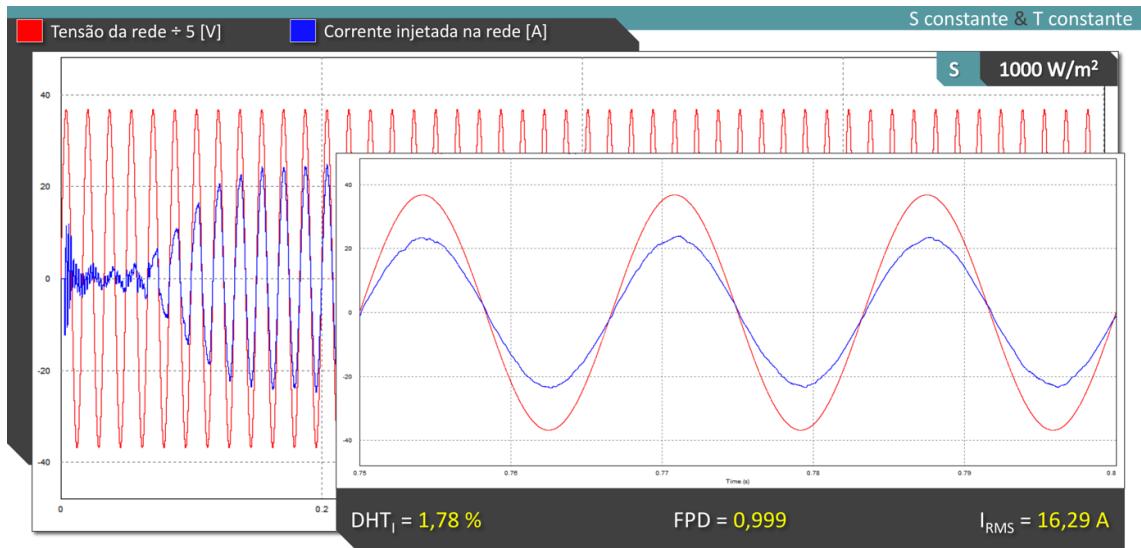
Figura 55 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 900 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

Fonte: dados do próprio autor.

Figura 56 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.

Fonte: dados do próprio autor.

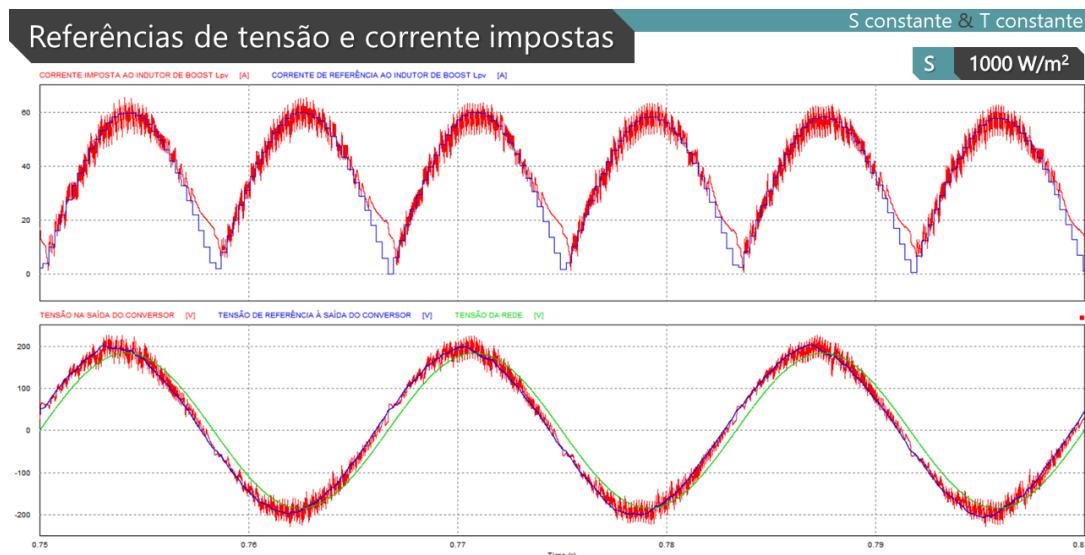
Figura 57 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_0 para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$.



Fonte: dados do próprio autor.

As formas de onda da Figura 58 ilustram o processo de imposição de corrente no indutor *boost* na parte superior da ilustração, evidenciando uma pequena distorção na passagem por zero característica deste processo, e a imposição de tensão no capacitor do filtro de saída CL, na porção inferior. Neste último, é importante frisar o ligeiro adiantamento da referência de tensão em relação à rede elétrica, fato importante para garantir que o fluxo de potência ocorra sempre do IMFOCRE para a rede. A temperatura dos módulos neste caso foi mantida em 25°C.

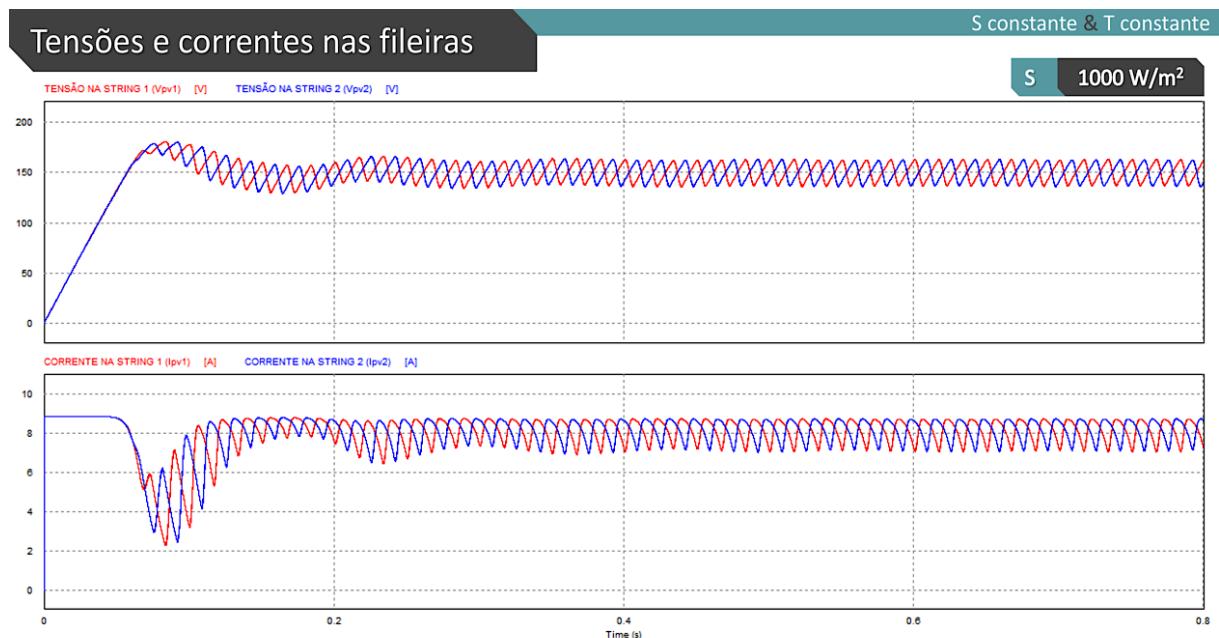
Figura 58 – Demonstração do processo de imposição das referências de tensão e corrente necessárias à operação do modelo de inverter proposto.



Fonte: dados do próprio autor.

A Figura 59 ilustra as tensões e correntes lidas nas fileiras 1 e 2 durante a simulação com irradiância de 1000 W/m^2 e temperatura nos módulos de 25°C . Note-se as ondulações características do processo de rastreamento de potência presente em todas as grandezas registradas. Além disso, também fica clara a não coincidência de altos e baixos entre tensões ou entre correntes, o que decorre de um procedimento executado a 120 Hz nos algoritmos de cada MPPT para evitar que as duas fileiras atuem exatamente juntas (foi provocado um atraso infinitesimal intencional entre elas). Tal medida previne, sobretudo, o armazenamento excessivo de energia no indutor L_{PV} , o que poderia ocasionar aquecimentos e interferências eletromagnéticas nos módulos eletrônicos alocados na estrutura.

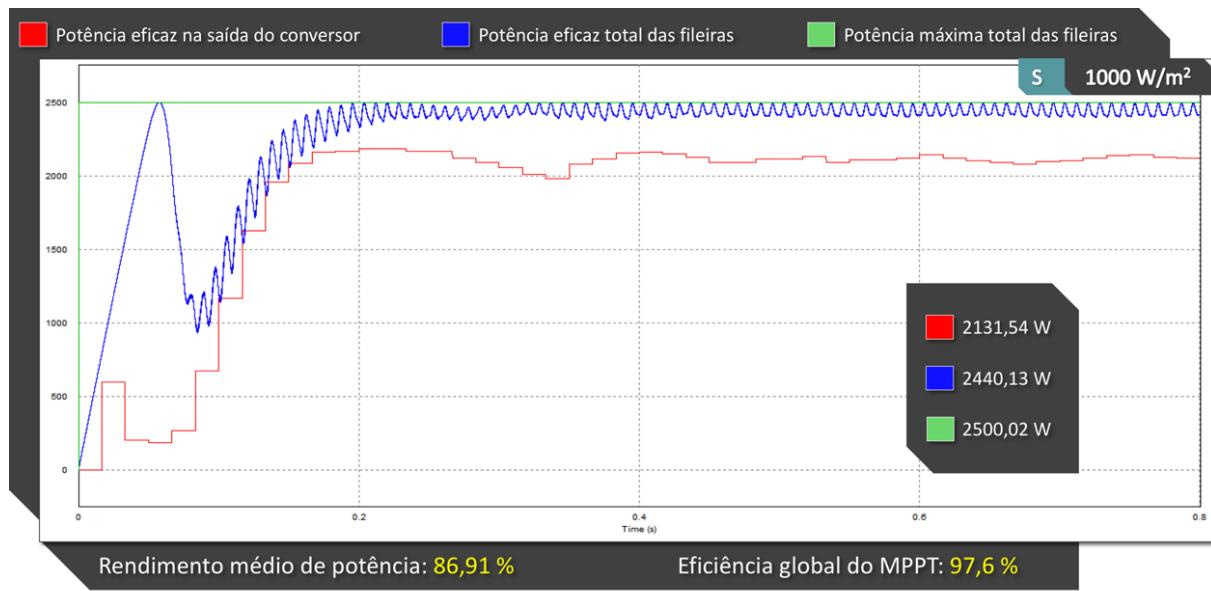
Figura 59 – Apresentação do comportamento das tensões e correntes nas fileiras de entrada mediante o processo de MPPT e injeção de corrente na rede elétrica.



Fonte: dados do próprio autor.

A Figura 60 apresenta uma análise global de desempenho da planta aferida a partir de dois parâmetros: (1) o rendimento médio da estrutura, identificador da quantidade percentual de potência eficaz entregue na saída ($P_{O(RMS)}$) em relação à potência eficaz total ($P_{PV(RMS)} = P_{PV1(RMS)} + P_{PV2(RMS)}$) extraída das entradas; e (2) o fator de rastreamento dos dois MPPTs P&O modificado gama aplicados nas fileiras 1 e 2.

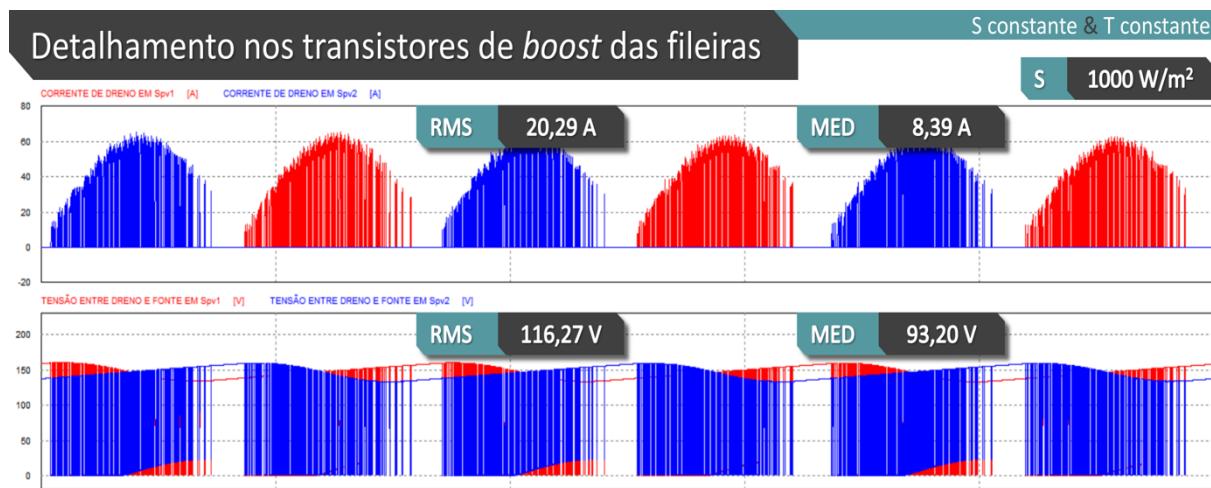
Figura 60 – Registro dos valores de rendimento médio e fator de rastreamento global do MPPT feito a partir da leitura das potências nas entradas e na saída do IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor.

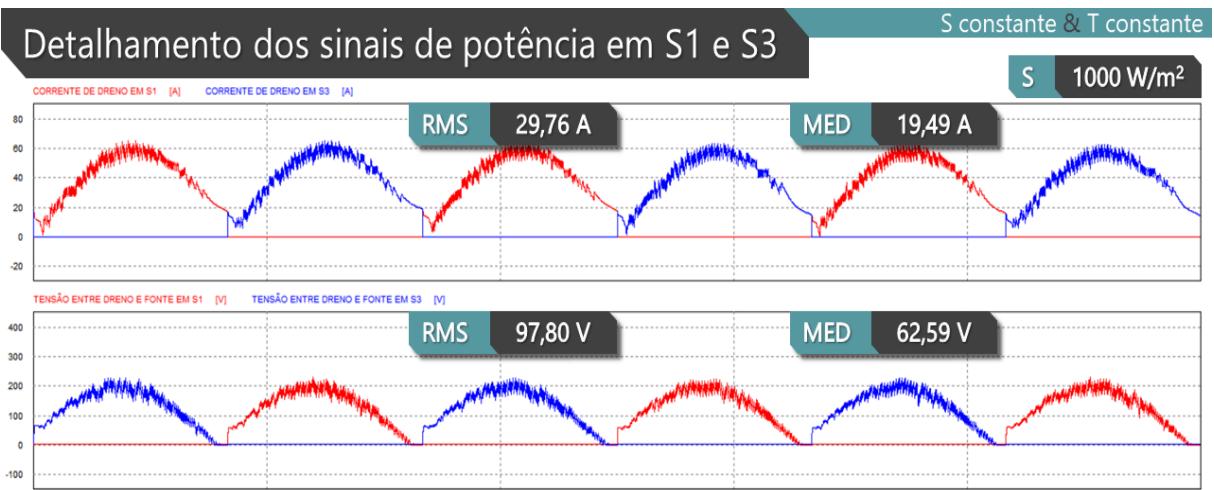
As Figuras 61 a 63 foram elencadas em prol da análise de impacto operacional exercido sobre todos os transistores de potência constituintes do IMFOCRE. A visualização das correntes e tensões consumidas por estes transistores pode ser considerada de grande importância, uma vez que valores excessivos das grandezas físicas em questão têm um papel danoso sobre o rendimento de potência da estrutura proposta como um todo.

Figura 61 – Análise do impacto operacional exercido sobre os transistores de *boost* (S_{P1} e S_{P2}) em termos de tensão e corrente.



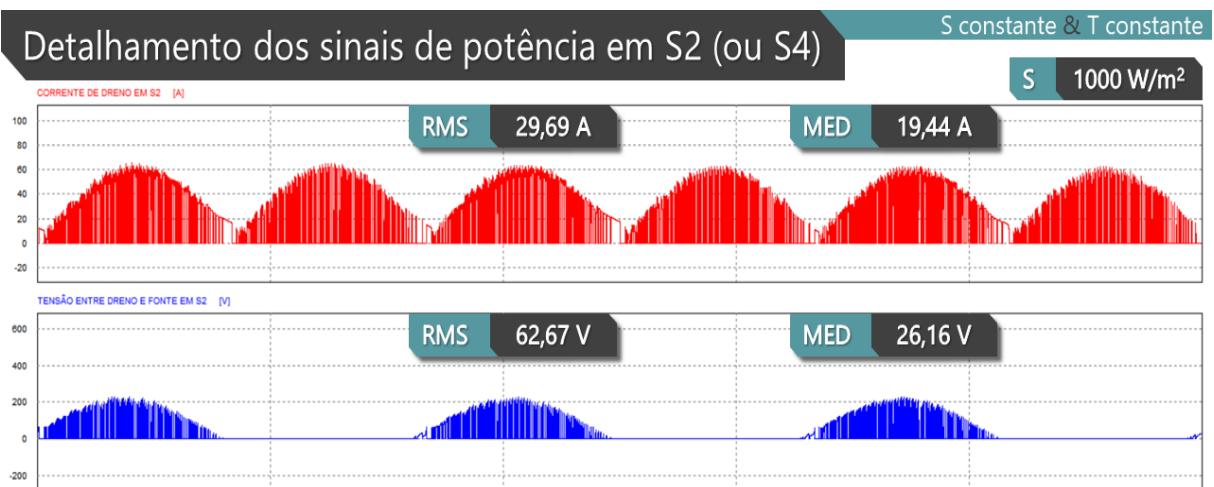
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 62 – Análise do impacto operacional exercido sobre os transistores da parte superior do inversor (S_1 e S_3) em termos de tensão e corrente.



Fonte: dados do próprio autor.

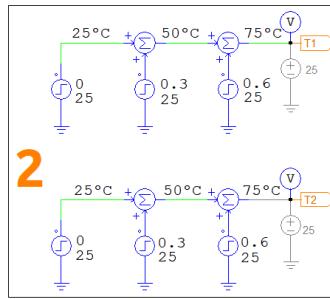
Figura 63 – Análise do impacto operacional exercido sobre os transistores da parte inferior do inversor (S_2 e S_4) em termos de tensão e corrente.



Fonte: dados do próprio autor.

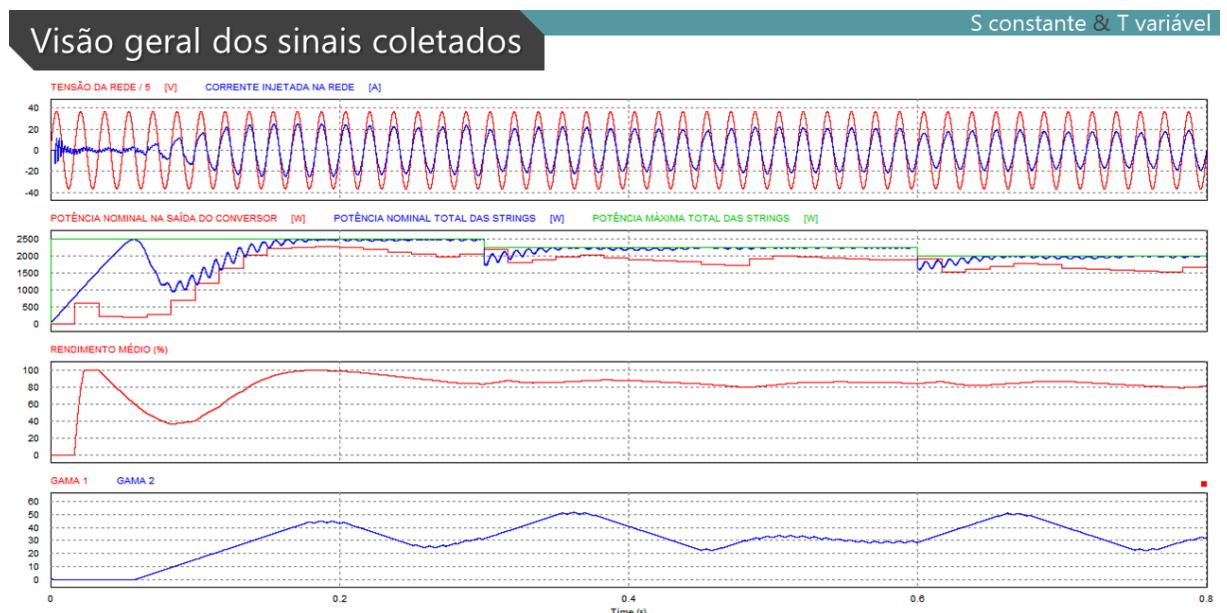
5.3.2 Irradiância constante e temperatura variável

Nesta etapa de estudos averiguou-se o comportamento do modelo de inversor proposto quando submetido a variações na temperatura incidente sobre os módulos FV. A Figura 64 demonstra os três estágios de elevação térmica com degraus de 25°C proposta durante o ensaio computacional, partindo de 25°C até atingir 75°C. Note-se que variações idênticas foram propostas às duas fileiras, já que o PSIM® não conseguiu operar com gradientes térmicos distintos.

Figura 64 – Condições de variação na temperatura impostas ao ensaio do IMFOCRE.

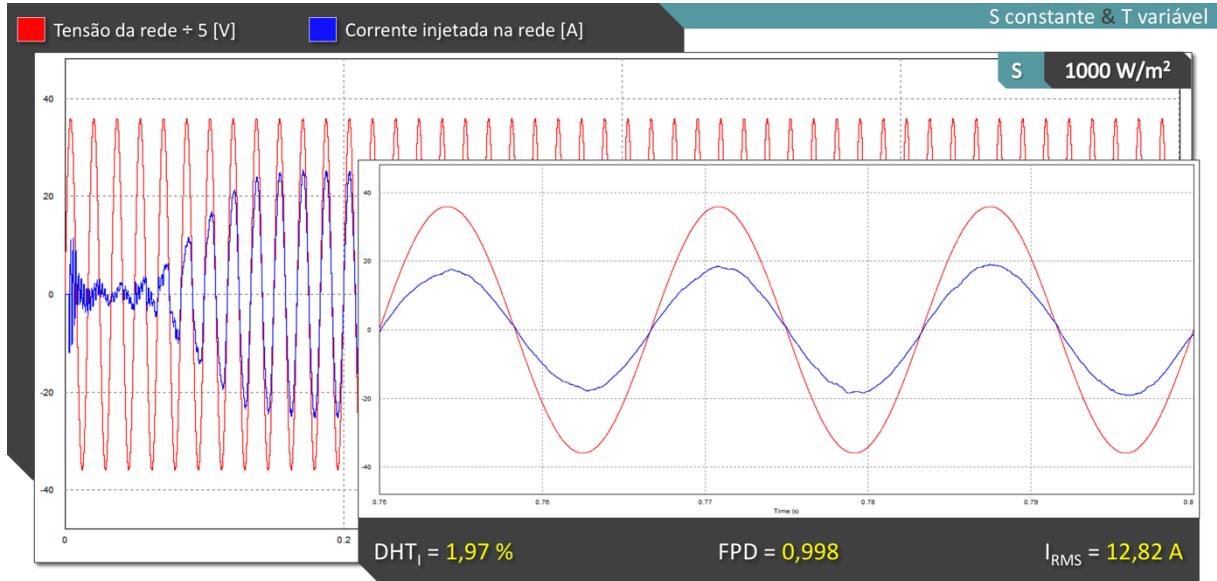
Fonte: dados do próprio autor.

Os gráficos da Figura 65 apresentam as principais formas de onda obtidas para a estrutura quando submetida à variação de temperatura proposta. Note-se o processo de rastreamento de potência evidenciando os degraus térmicos. As variáveis *gama1* e *gama2*, neste caso, apresentam comportamentos idênticos. A Figura 66, por sua vez, coloca em destaque a tensão da rede e a corrente injetada, comprovando a baixa distorção harmônica desta última e o fator de potência de deslocamento praticamente unitário. Os valores registrados nesta Figura foram obtidos a 75°C.

Figura 65 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e temperatura variando de 25°C a 75°C.

Fonte: dados do próprio autor.

Figura 66 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e temperatura variando de 25°C a 75°C.

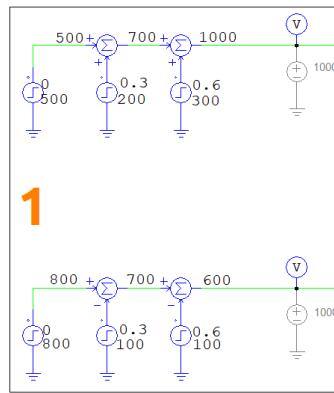


Fonte: dados do próprio autor.

5.3.3 Irradiância variável e temperatura constante

Semelhantemente à etapa anterior, mais uma vez o IMFOCRE foi submetido a variações, agora na irradiância. A Figura 67 demonstra os três estágios de elevação propostos, evidenciando valores diferentes aplicados em cada fileira.

Figura 67 – Condições de variação na irradiância impostas ao ensaio do IMFOCRE.

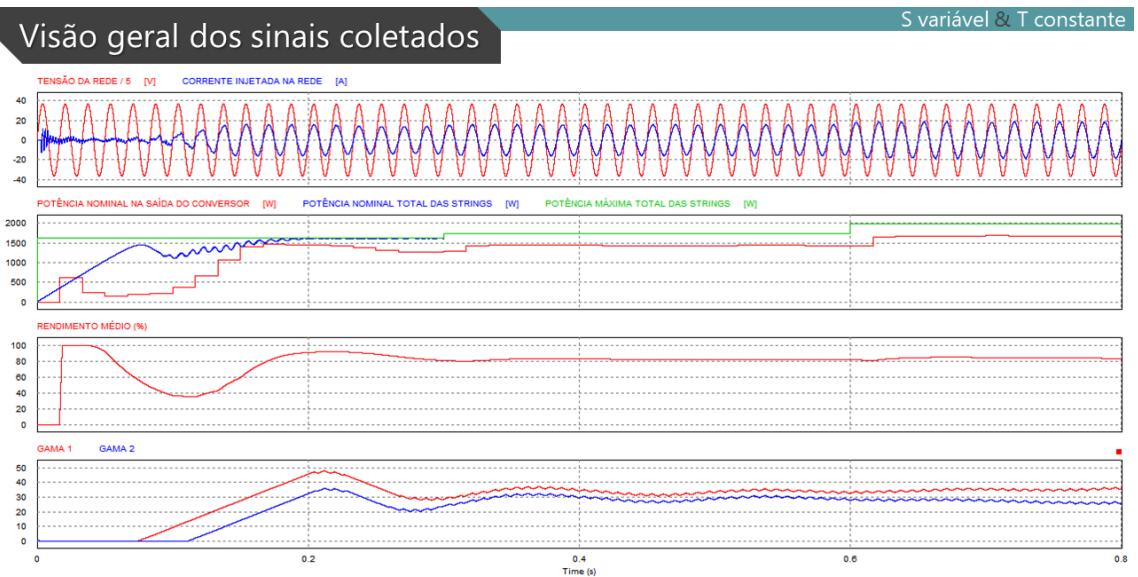


Fonte: dados do próprio autor.

Na Figura 68 são expostas as principais formas de onda obtidas para a estrutura quando submetida aos degraus de irradiância referendados na ilustração anterior a ela. Fica claro que o processo de MPPT acontece de forma satisfatória, com

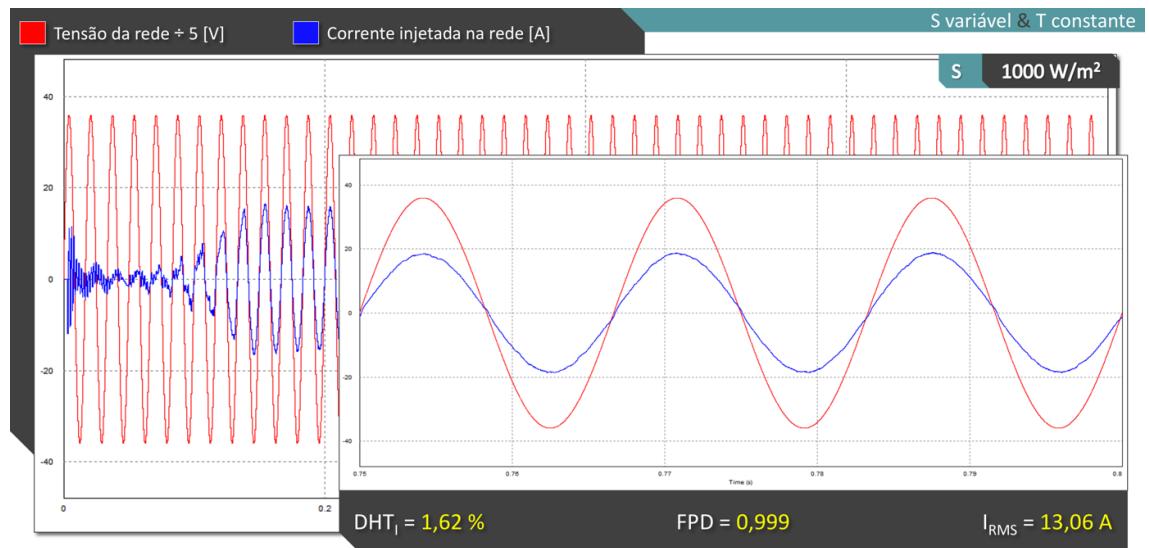
alto fator de rastreamento. Como as condições de irradiação nas duas entradas não são iguais, naturalmente as variáveis $gama1$ e $gama2$ precisam manifestar comportamentos distintos. Já a Figura 69 apresenta a análise de qualidade da corrente injetada em relação à tensão da rede elétrica. Note-se mais uma vez a DHT_I com valor bem abaixo do patamar de 5% estipulado por normas (ABNT, 2013a; ANEEL, 2015; PRODIST, 2016; IEEE, 2014) e o fator de potência de deslocamento com valor considerado unitário.

Figura 68 – Formas de onda obtidas no PSIM® para S variável e $T = 25^\circ\text{C}$.



Fonte: dados do próprio autor.

Figura 69 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para S variável e $T = 25^\circ\text{C}$.

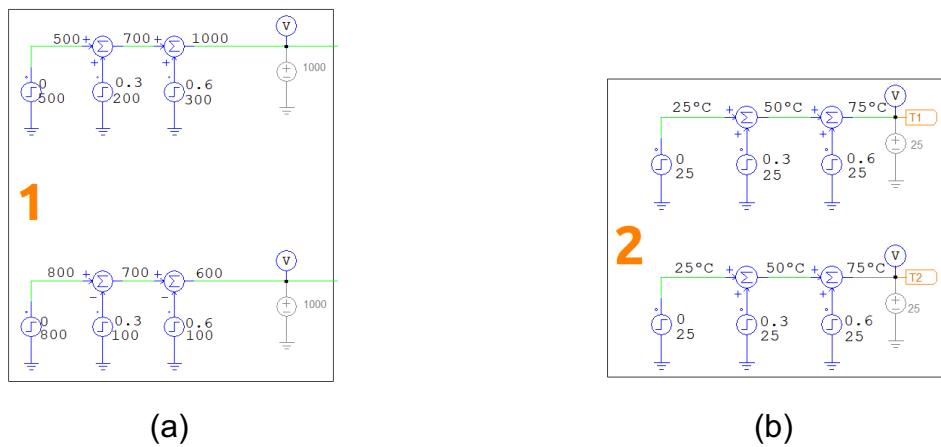


Fonte: dados do próprio autor.

5.3.4 Irradiância e temperatura variáveis

Nesta etapa, todas as variações anteriores foram aplicadas na simulação do circuito. A Figura 70 apresenta os valores de irradiância (parte a) e de temperatura (parte b) aplicadas. A Figura 71, a seu tempo, expõe as principais formas de onda da planta. É importante ressaltar a boa capacidade de rastreamento de potência evidenciada no segundo conjunto de curvas. Como existe uma ampla variação de parâmetros climáticos, também era esperado que as variáveis *gama1* e *gama2* apresentassem comportamentos distintos.

Figura 70 – Condição de completa variação imposta às fileiras. (a) Variações de irradiância. (b) Variações de temperatura.

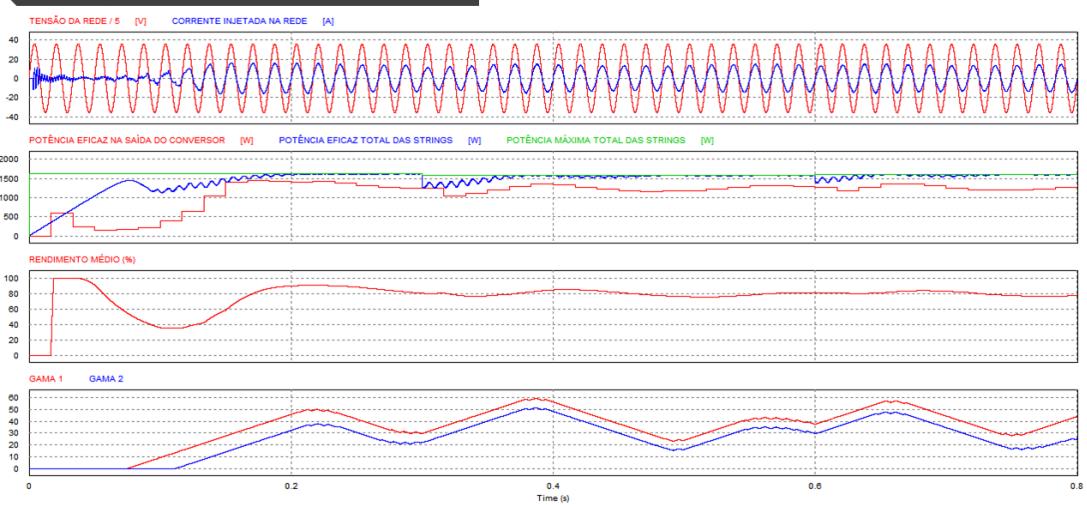


Fonte: dados do próprio autor.

Figura 71 – Formas de onda obtidas no PSIM® para irradiância e temperatura variáveis.

Visão geral dos sinais coletados

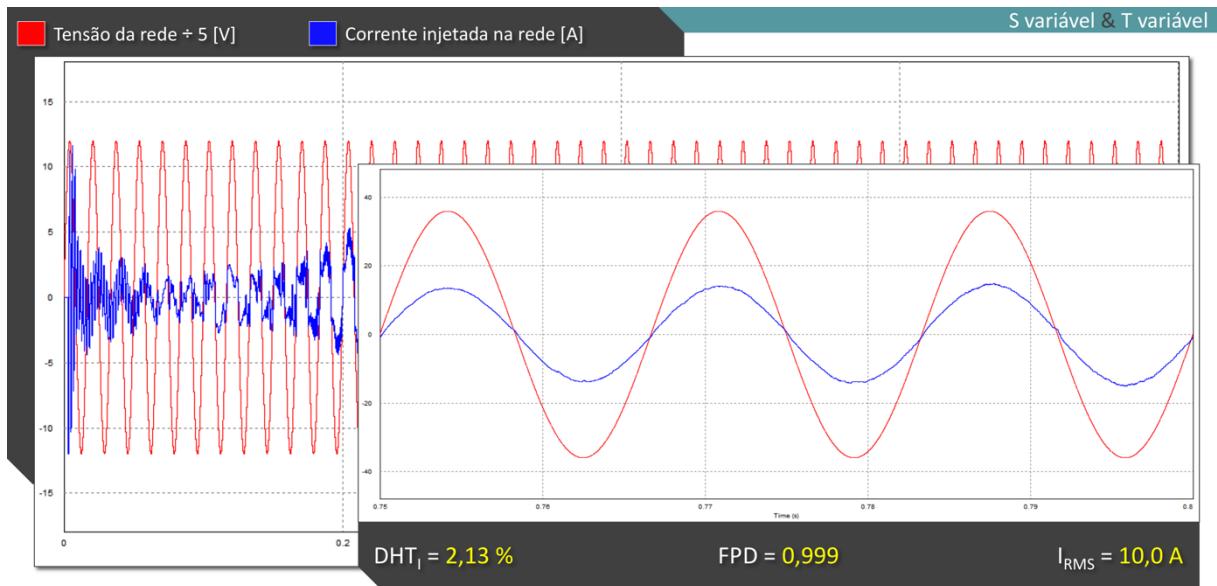
S variável & T variável



Fonte: dados do próprio autor.

Uma última amostragem fica por conta da Figura 72, na qual a tensão da rede elétrica e a corrente injetada foram colocadas em evidência. Mais uma vez a baixa DHT de corrente merece destaque, assim como o êxito obtido em relação ao fator de potência de deslocamento unitário.

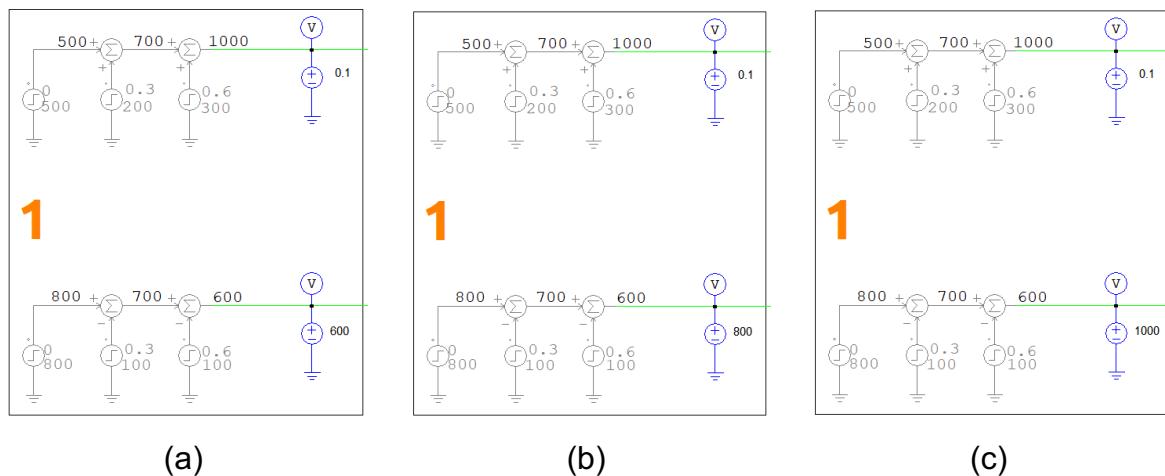
Figura 72 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_0 para S e T variáveis.



Fonte: dados do próprio autor.

5.3.5 Perda de uma das fileiras de entrada

Figura 73 – Condições de ensaio com diferentes valores de irradiância propostas para ensaio do modelo proposto mediante a perda de uma das fileiras. (a) 600 W/m^2 . (b) 800 W/m^2 . (c) 1000 W/m^2 .

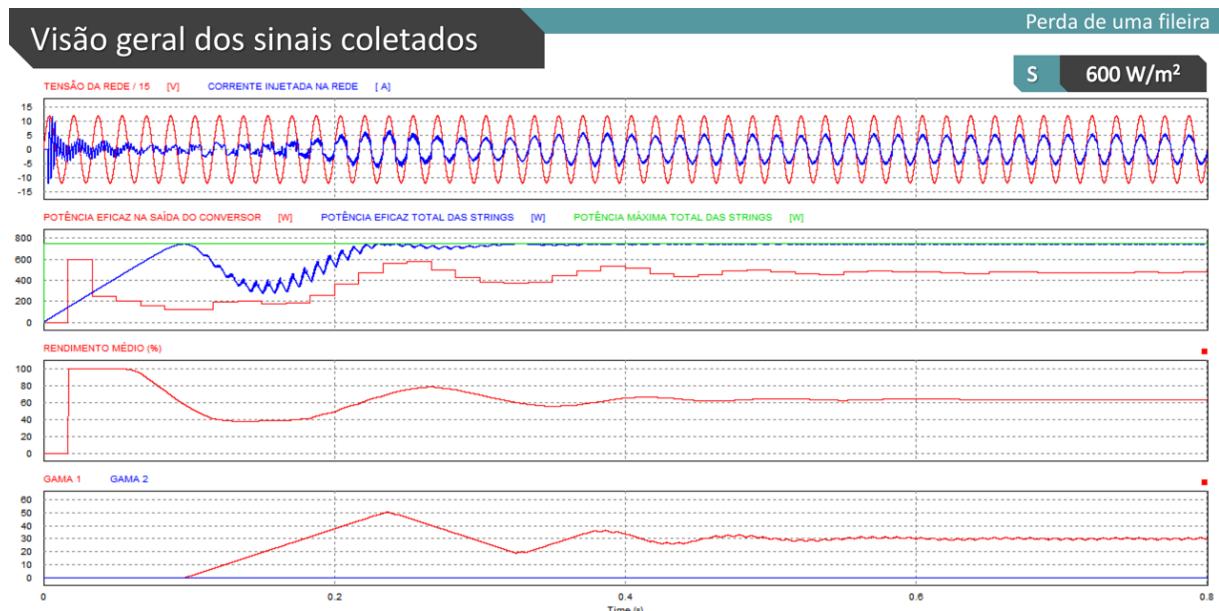


Fonte: dados do próprio autor.

Esta última situação de ensaio foi elaborada a fim de avaliar o comportamento do IMFOCRE caso alguma das entradas deixe de funcionar. Como as fileiras 1 e 2 são formadas pela interligação em série de módulos fotovoltaicos, a falha de um deles, por exemplo, criaria um circuito aberto, tornando a fileira em questão inoperante. No PSIM®, a abertura mencionada pode ser simulada atribuindo uma irradiância muito próxima de zero em uma das entradas. A Figura 73 mostra que isso foi feito para a entrada 2 (parte superior do esquema com $S = 0,1 \text{ W/m}^2$), evidenciando também os três valores de irradiâncias aplicados para obtenção das formas de onda que serão apresentadas na sequência: 600 W/m^2 , 800 W/m^2 e 1000 W/m^2 , respectivamente.

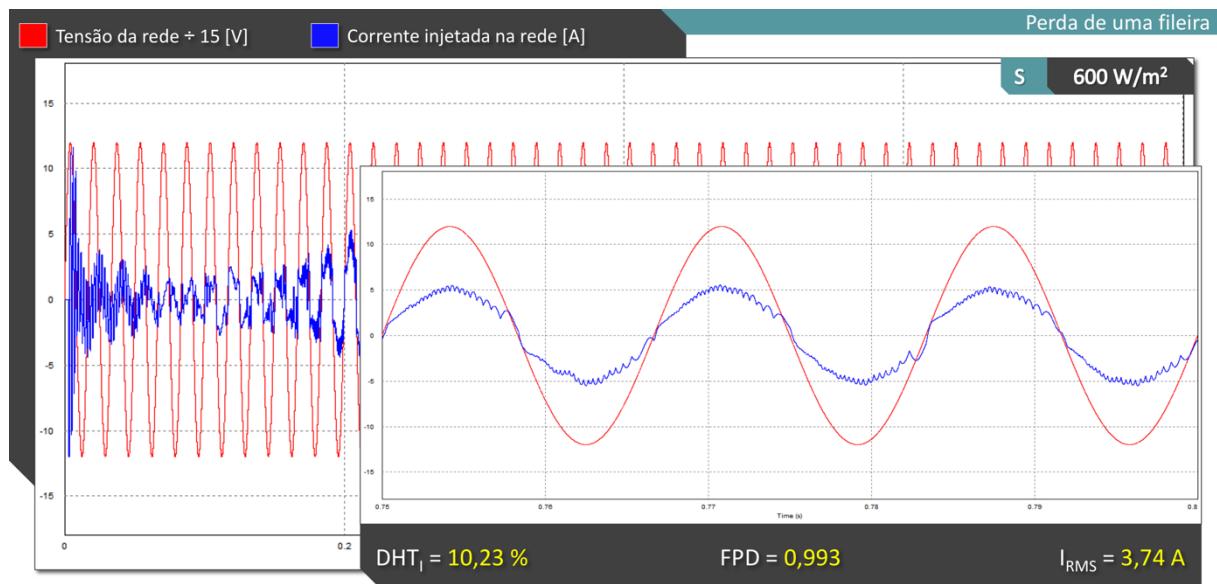
Os gráficos das Figuras 74 a 79 apresentam os testes realizados com a fileira 2 inoperante para cada irradiância utilizada. As ilustrações de numeração par reúnem as principais formas de onda a serem analisadas em cada situação, especialmente o gráfico que congrega as potências de entrada e saída da planta em cada caso. As de numeração ímpar evidenciam a tensão da rede e a corrente nela injetada, enfatizando os resultados de distorção harmônica, fator de potência de deslocamento e valor RMS obtidos. Especificamente sobre a DHT₁, deve-se frisar que valores abaixo de 5% são obtidos pouco acima de 800 W/m^2 .

Figura 74 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 600 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$ considerando a perda de uma fileira.



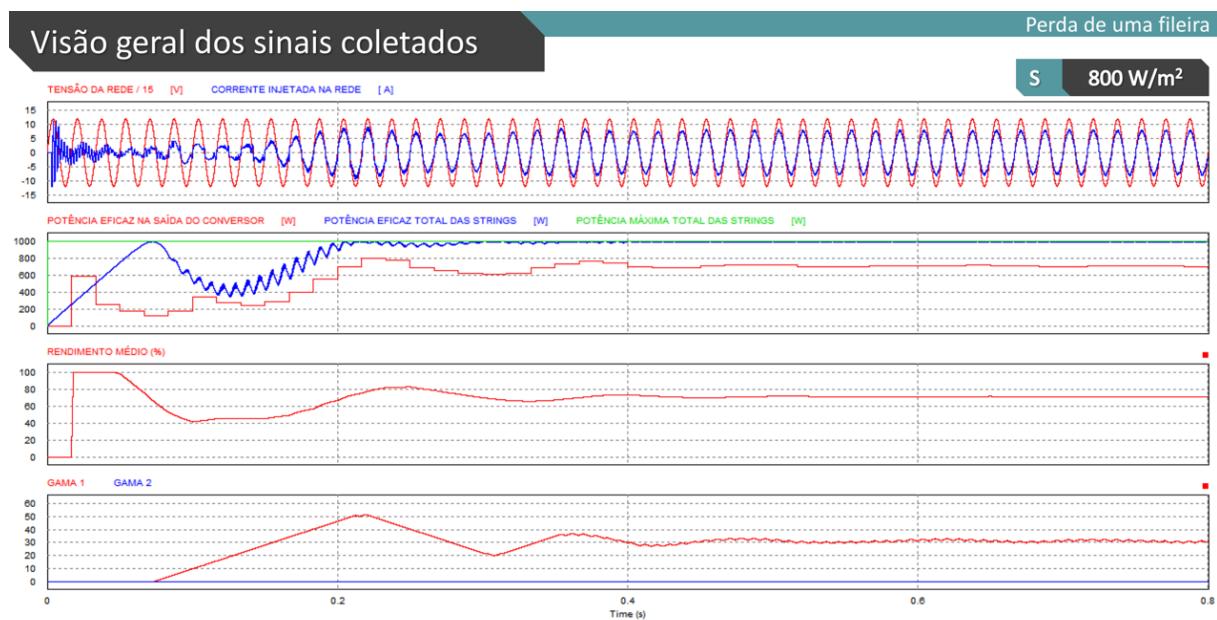
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 75 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 600 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$ considerando a perda de uma fileira.



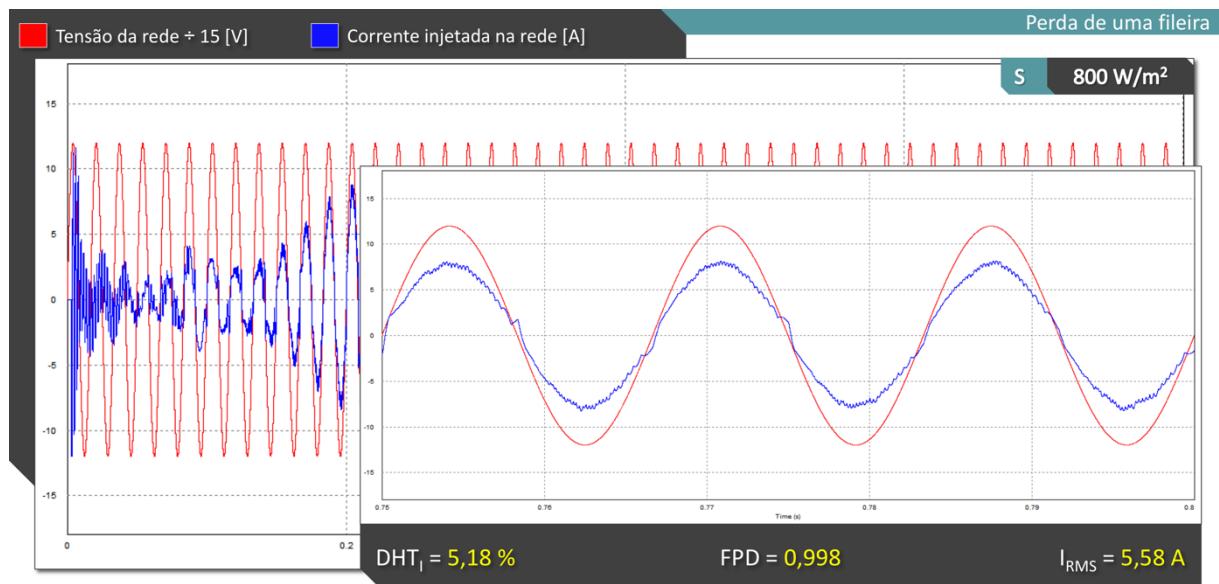
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 76 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 800 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$ considerando a perda de uma fileira.



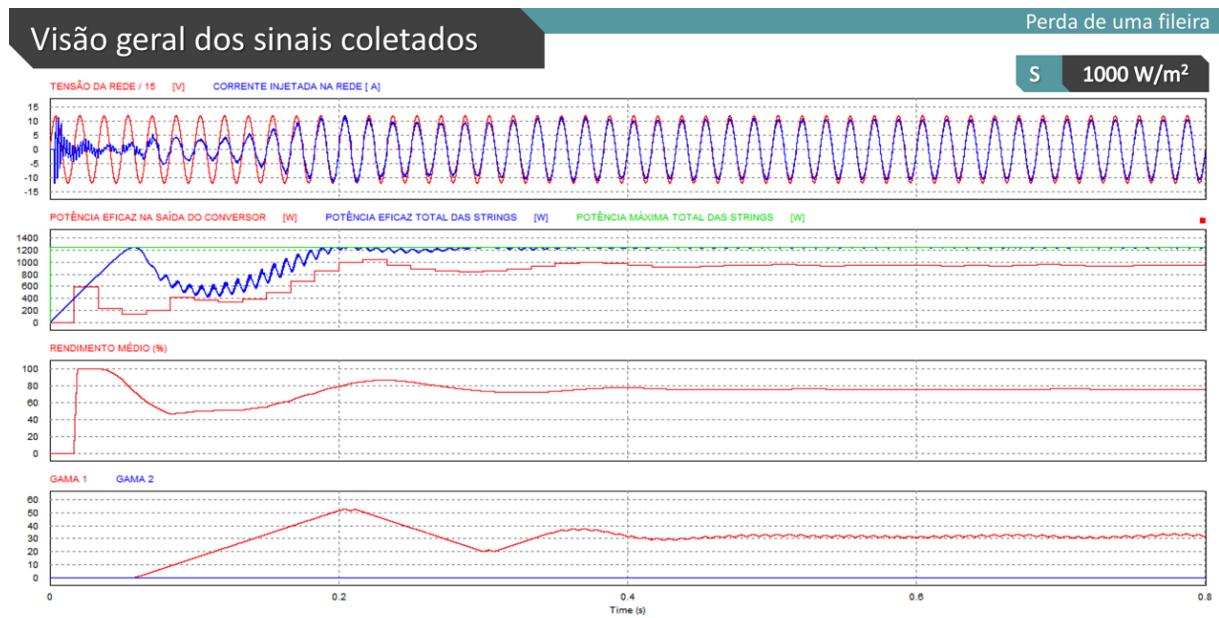
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 77 – Análise de DHT_I, FPD e valor RMS de I_o para $S = 800 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$ considerando a perda de uma fileira.



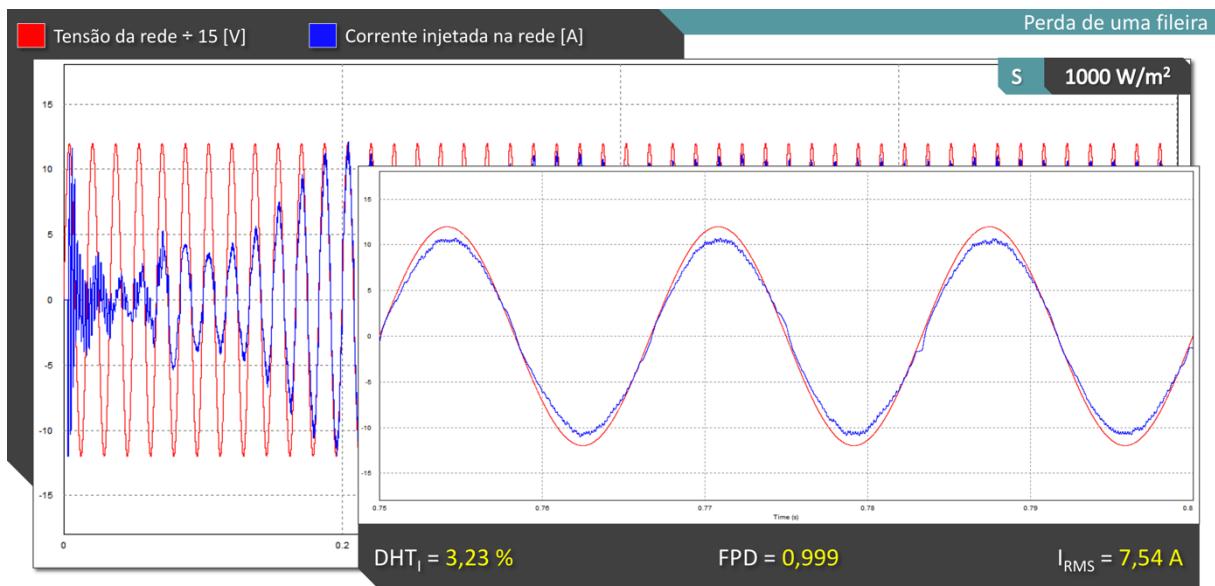
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 78 – Formas de onda obtidas no PSIM® para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$ considerando a perda de uma fileira.



Fonte: dados do próprio autor.

Figura 79 – Análise de DHT₁, FPD e valor RMS de I_o para $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25^\circ\text{C}$ considerando a perda de uma fileira.



Fonte: dados do próprio autor.

5.4 Considerações finais

Este capítulo apresentou uma série de situações de testes computacionais idealizados para avaliar toda a capacidade operacional do IMFOCRE, mediante a aplicação dos aspectos de modelagem física e matemática expostos neste documento. Os padrões de comportamento da topologia foram bastante destacados nos gráficos de respostas registrados em cada Figura.

Em relação aos transistores de potência, pode-se perceber que os níveis de tensão e corrente impostos a eles, apesar de altos, estão dentro de patamares aceitáveis. A escolha dos componentes eletrônicos usados no protótipo desenvolvido para os testes experimentais levou em conta estes resultados, como não poderia deixar de ser. Ademais, já que as grandezas atuantes sobre estes componentes redundam em potência consumida, um dissipador de calor com ventilação forçada foi incorporado à montagem de bancada.

Quanto à corrente injetada na rede elétrica, os resultados se mostraram bastante satisfatórios. E essa averiguação estende-se muito além da potência nominal, já que o fator de potência de deslocamento e taxa de distorção harmônica da corrente injetada permaneceram conjuntamente adequados a partir de 400 W/m^2 .

Capítulo 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

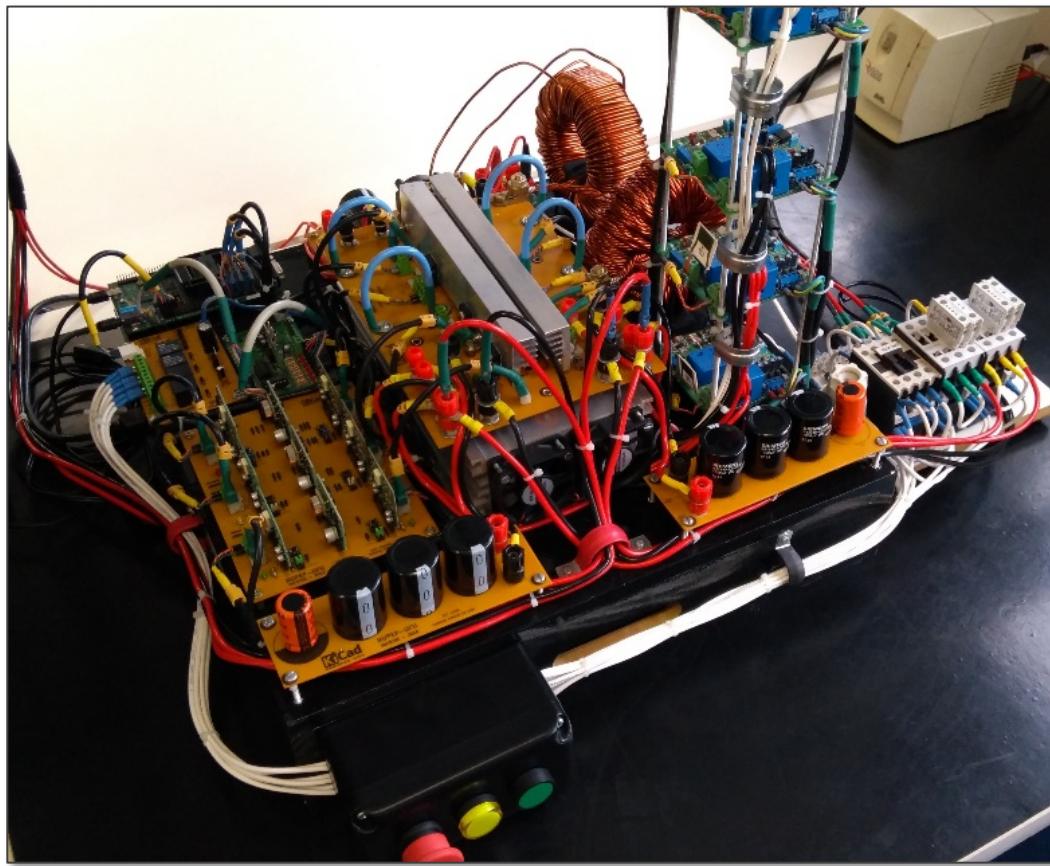
Este capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos para validação da estrutura física do IMFOCRE mediante a aplicação das metodologias de controle concebidas para sua operação.

6.1 Considerações iniciais

Em face das modelagens expostas anteriormente e dos resultados computacionais obtidos, empreendeu-se, então, a construção de um protótipo do IMFOCRE para sacramentar sua validação e analisar, da melhor forma possível, todas as nuances do seu comportamento real. A estrutura desenvolvida pode ser visualizada através da Figura 80. Sua elaboração procurou harmonizar os valores de projeto determinados matematicamente e registrados neste documento com as condições de implantação e interconexão física com a rede elétrica inerentes às dependências do NUPEP.

A estrutura apresentada na Figura 80 contempla o circuito de potência (inversor *full-bridge* juntamente com os transistores de potência e o indutor *boost*) interligado às estruturas de controle (o DSC TMS320F28377, a torre de sensoriamento e o conjunto de *gate drivers*) e às estruturas necessárias para a conexão com a rede elétrica (filtro CL, comandos auxiliares e o conjunto de contadores). Tem-se ainda as duas placas de circuito impresso com os capacitores dos elos CC, nas quais encontram-se os bornes de conexão com as fileiras fotovoltaicas (não inclusas na foto).

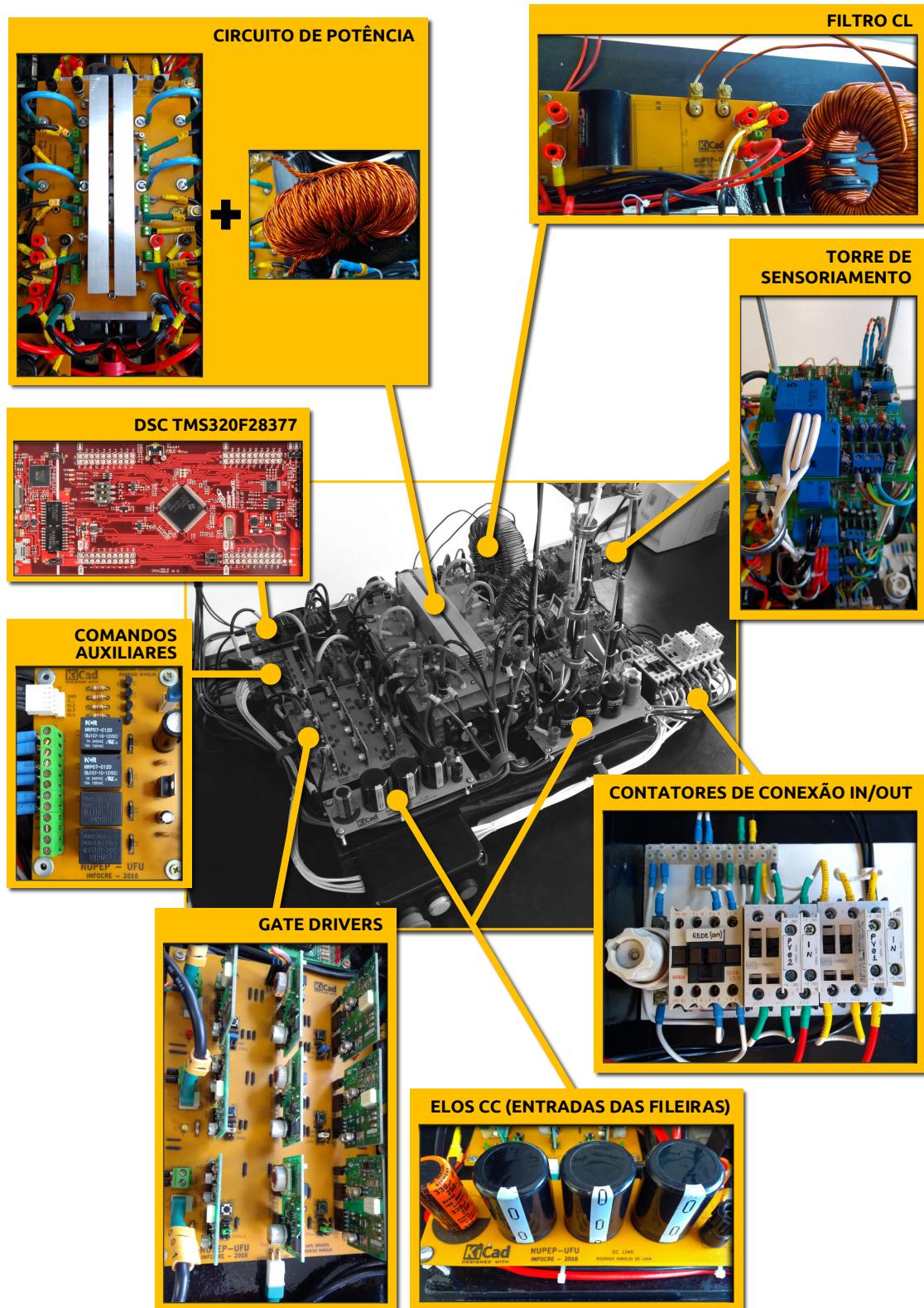
Figura 80 – Visão geral do protótipo construído para o IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor.

Buscando maior clareza sobre todos os detalhes da estrutura física elaborada, a Figura 81 apresenta, como plano de fundo, a visão geral do protótipo em escala de cinza, ao mesmo tempo em que explicita, em blocos, as sub-unidades constituintes da topologia. A tabela 8, por sua vez, reune uma descrição de todos os componentes utilizados na construção do protótipo, a fim de oferecer uma compreensão bastante ampla e detalhada sobre sua elaboração. De modo geral, pode-se dizer que o IMFOCRE foi desenvolvido com o máximo aproveitamento de materiais já disponíveis no laboratório de pesquisas do NUPEP, visando acelerar o processo de produção. Todavia, em relação aos indutores posicionados na lateral direita da montagem, cabe um destaque especial quanto ao processo de produção toroidal. Ambos foram encomendados sob medida para a proposta e primam por baixo aquecimento e alto rendimento. O núcleo do indutor *boost* é constituído por uma liga metálica em pó de Fe-Si, apresentando plena capacidade de operação até 200 °C sem perder suas propriedades. Já o núcleo do indutor do filtro CL, por sua vez, foi produzido com uma liga amorfa para operar com um baixo nível de perdas eletromagnéticas.

Figura 81 – Realce das unidades que constituem o protótipo físico do IMFOCRE.



Fonte: dados do próprio autor.

Tabela 8 – Relação dos componentes integrantes da estrutura física do protótipo do IMFOCRE.

SUB-UNIDADE		COMPONENTE	QUANTIDADE	VALORES
1	Círcuito de potência	Transistor de potência (MOSFET ou IGBT)	6	IRFP4868PbF ou IRGPs4067DPbF
		Díodo de potência	4	STTH200L04TV1
		Indutor <i>boost</i> (L_P)	1	600 μ H
2	Filtro CL	Capacitor CA (C_F)	1	22 μ F
		Indutor (L_F)	1	4 mH
3	Torre de sensoriamento	PCI para medição de tensão e corrente	4	LV25-P (tensão) e LA55-P (corrente)
4	Gate drivers	PCI de alimentação	3	SKHI PS2
		PCI de disparo	6	SKHI 10op
5	Elos CC	Capacitor	4	3 de 1 mF e 1 de 330 μ F
6	Contatores de conexão in/out	Contator de entrada	2	WEG CWM25
		Contator de saída	1	STECK S-C1 18A10
7	Comandos auxiliares	Relé	4	2 NRP-07 e 2 JQC-3F

Fonte: dados do próprio autor.

6.2 Estrutura do ensaio para obtenção dos resultados experimentais

A fim de validar o sistema modelado, o protótipo do IMFOCRE foi interconectado ao emulador solar programável de 10 kW fabricado pela Regatron®,

série TopCon Quadro, disponível nas dependências do NUPEP. A Figura 82 apresenta a face frontal do emulador.

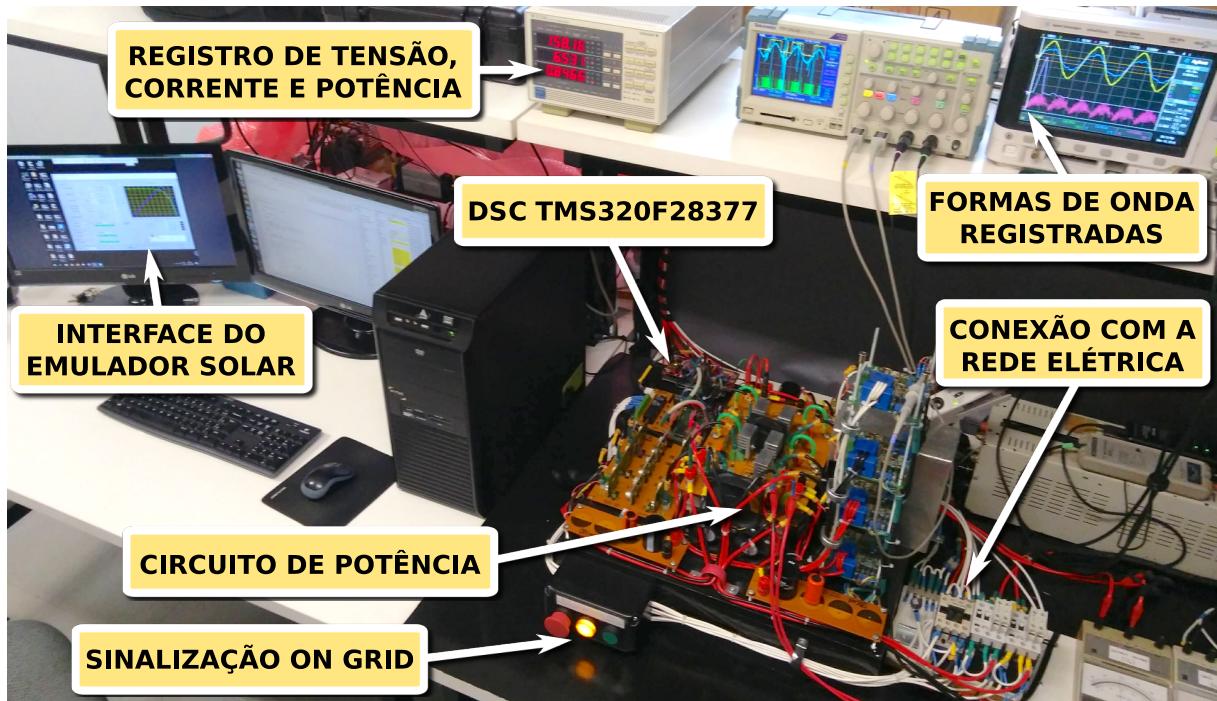
Figura 82 – Face frontal do emulador solar de **10 kW** da Regatron®, série TopCon Quadro.



Fonte: dados do próprio autor.

Considerando que este equipamento possui apenas uma saída, o IMFOCRE foi ensaiado como se estivesse operando com uma única fileira fotovoltaica de entrada. A foto registrada na Figura 83 apresenta a interconexão do protótipo com os equipamentos de medição (parte superior da foto), com o emulador solar (interface apresentada na lateral esquerda) e com a rede elétrica (conforme indicação da sinaleira luminosa na parte inferior da imagem). Todos os resultados experimentais apresentados nas oscilografias subsequentes foram obtidos considerando a temperatura nos módulos de 25 °C.

Figura 83 – Foto do protótipo do IMFOCRE durante ensaio de conexão com a rede elétrica.



Fonte: dados do próprio autor.

6.3 Operação do sistema com a malha de MPPT aberta

As primeiras avaliações preliminares do IMFOCRE foram desenvolvidas buscando uma adequada calibração dos sensores, além dos procedimentos de teste de acionamento dos transistores via *gate drivers* e de comunicação com o DSC. Concluídos estes ajustes, teve início a etapa de operação do conversor proposto em conexão com a rede elétrica, porém com a malha de MPPT aberta, ou seja, com o incremento da variável *gama* sendo executado manualmente. Isto possibilitou elevar, de forma bastante gradual, a amplitude da corrente no indutor *boost*. A bateria de ensaios registrados nas Figuras 84 a 97 tem como principal objetivo verificar a evolução das correntes na entrada (I_{LP}) e na saída (I_O) da topologia. Também foram registradas as tensões sobre o capacitor do filtro CL (V_{CF}) e sobre o *gate* da chave semicondutora que determina o processo de *boost* na entrada interconectada à fileira 1 ($V_{GS(SP1)}$). A irradiância fornecida pelo emulador solar foi variada de 300 W/m^2 a 1000 W/m^2 , com incremento de 50 W/m^2 para cada novo resultado registrado. Para este equipamento, considerou-se a programação de uma fileira composta por 5

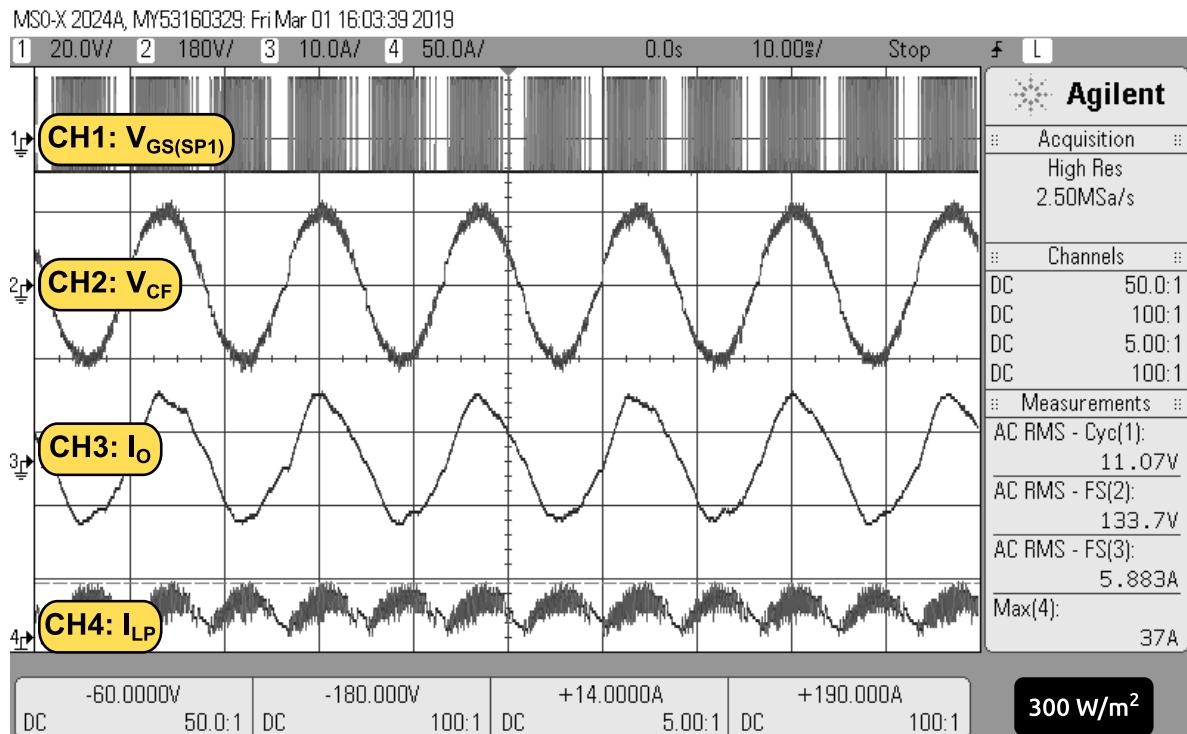
módulos em série do modelo Quartec CS6P-250, produzido pela Canadian Solar®, cujos dados de operação seguem apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros elétricos dos módulos Quartec CS6P-250 considerados na composição da fileira com 5 módulos em série programada no emulador solar.

Parâmetro elétrico em STC	Módulo Quartec CS6P-250	Fileira com 5 módulos em série
Potência máxima nominal (P_{MAX})	250 W	1250 W
Tensão de operação na máxima potência (V_{MP})	30,1 V	150,5 V
Corrente de operação na máxima potência (I_{MP})	8,3 A	8,3 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	37,2 V	186,0 V
Corrente de curto-círcuito (I_{sc})	8,87 A	8,87 A

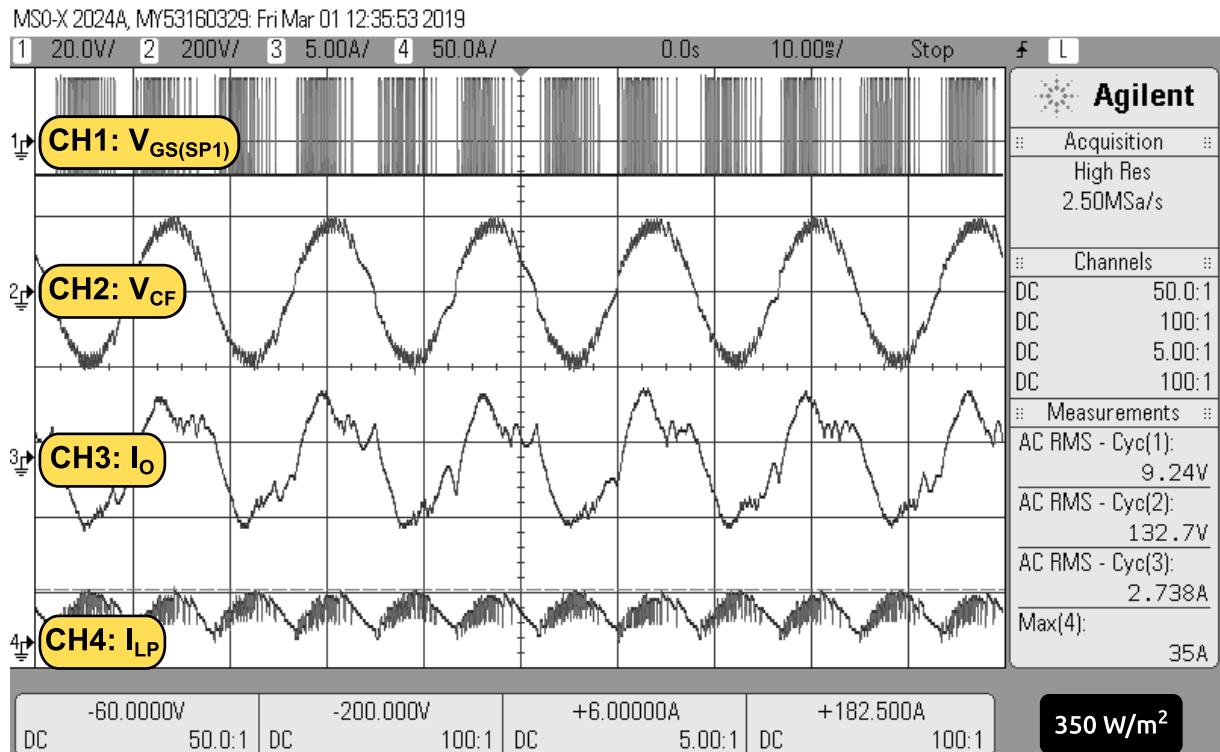
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 84 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 300 W/m².



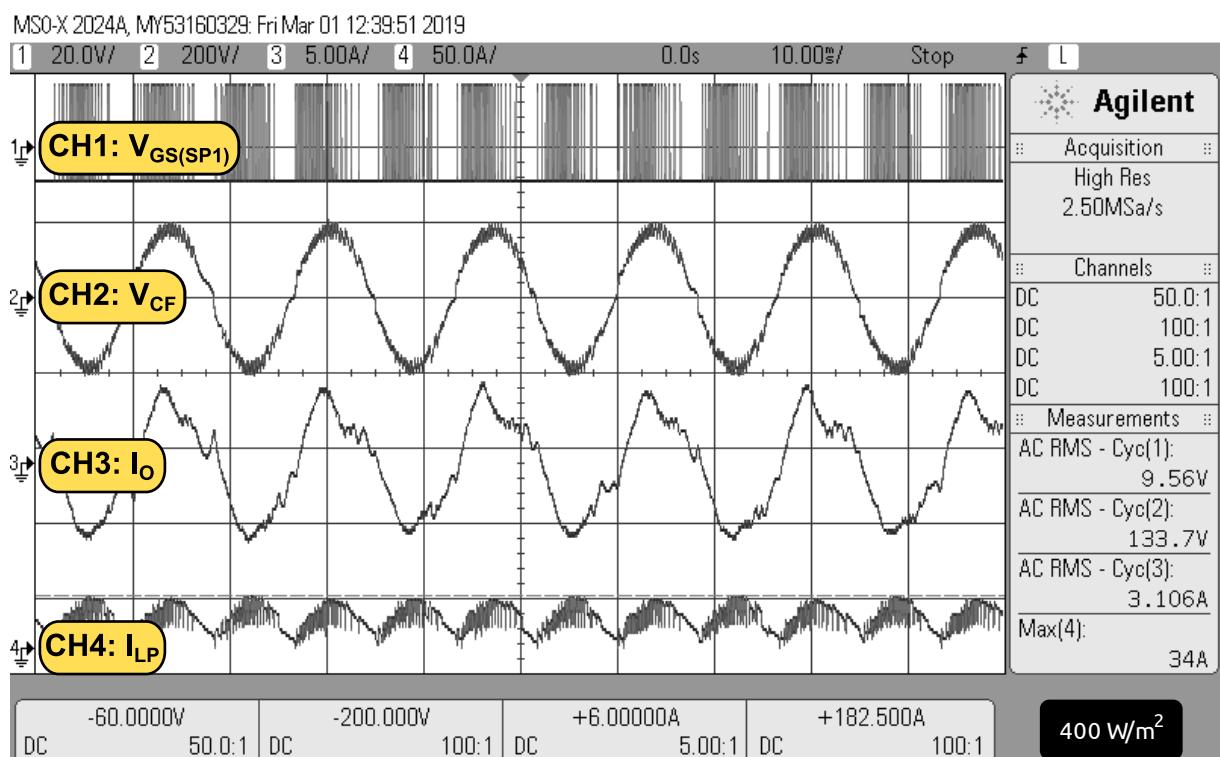
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 85 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 350 W/m^2 .



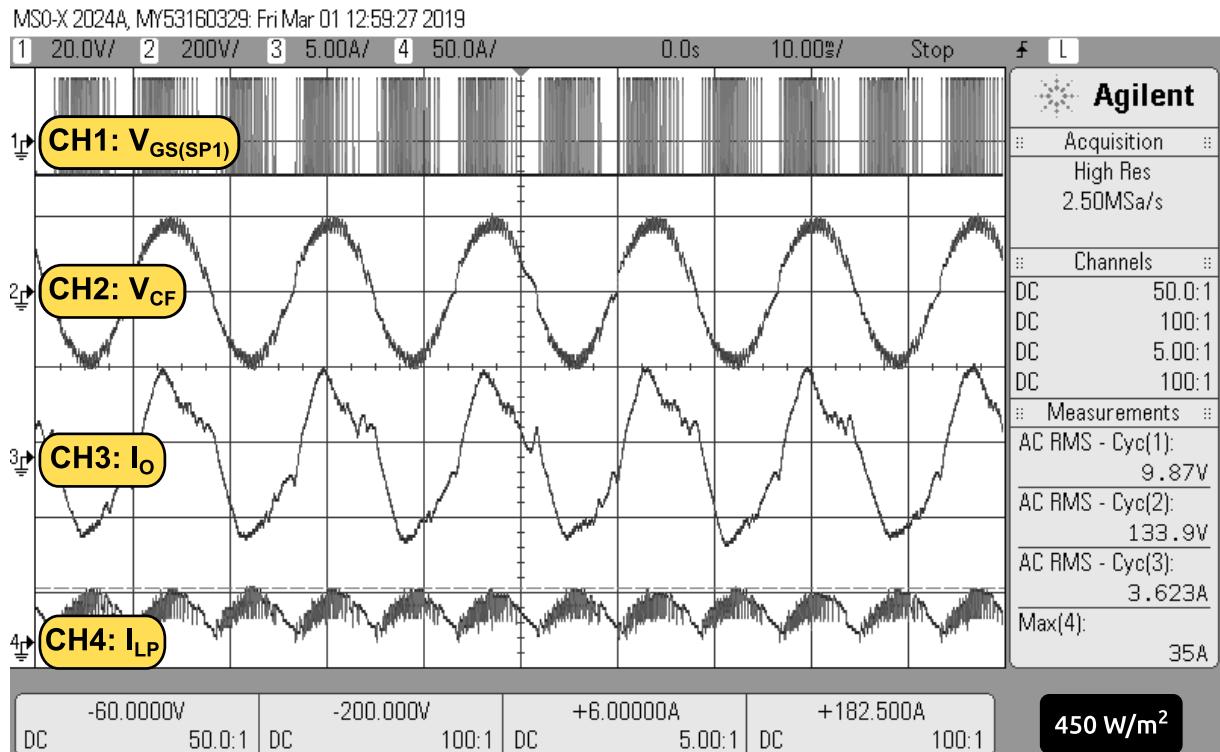
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 86 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 400 W/m^2 .



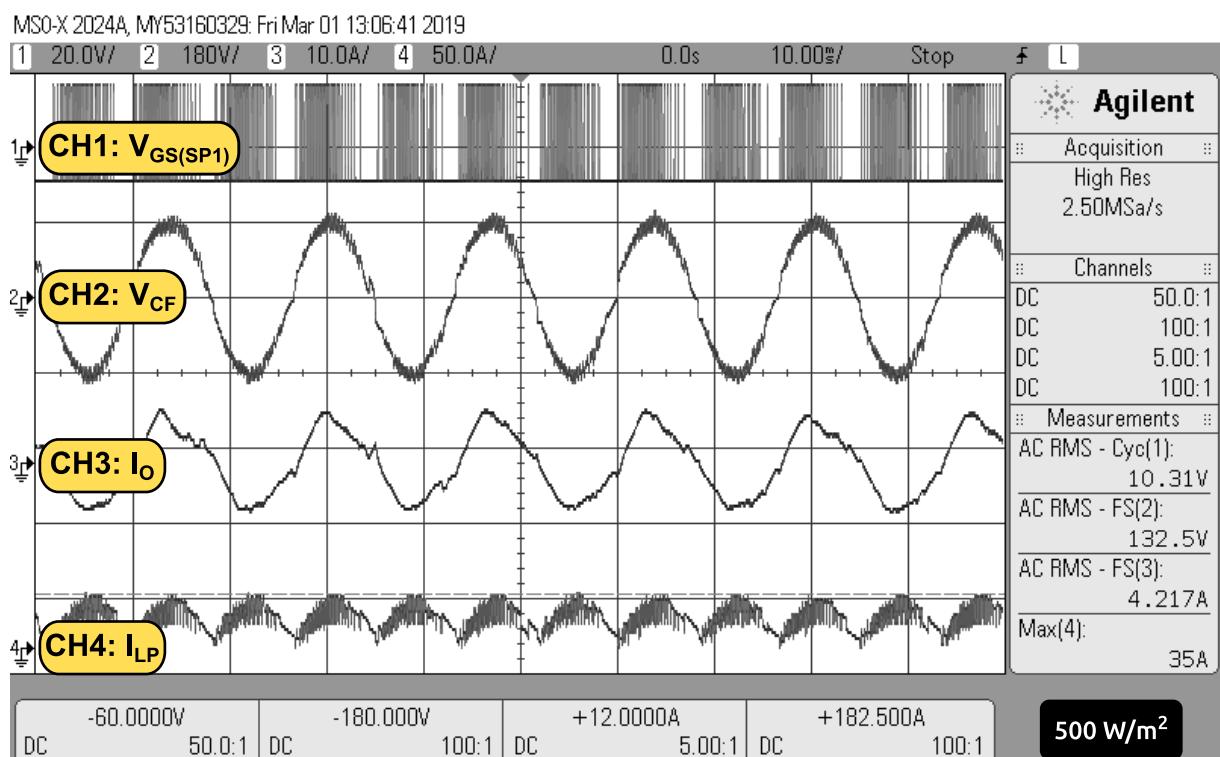
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 87 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 450 W/m^2 .



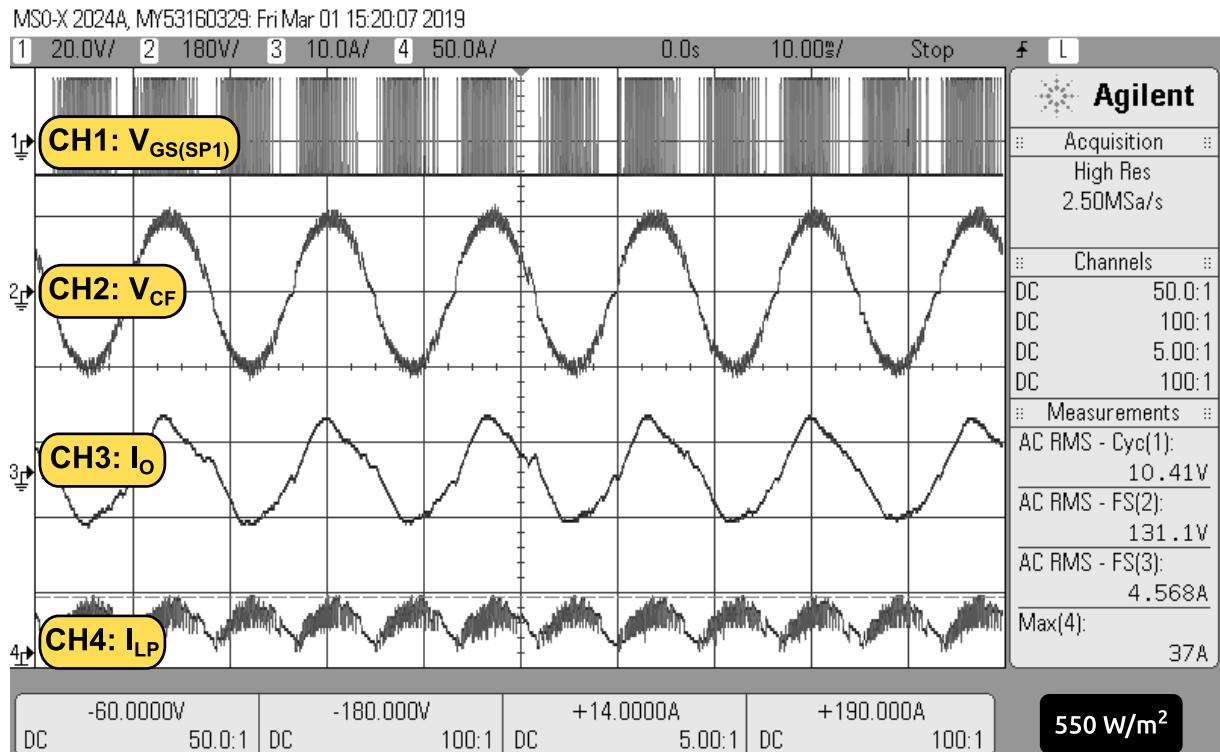
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 88 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 500 W/m^2 .



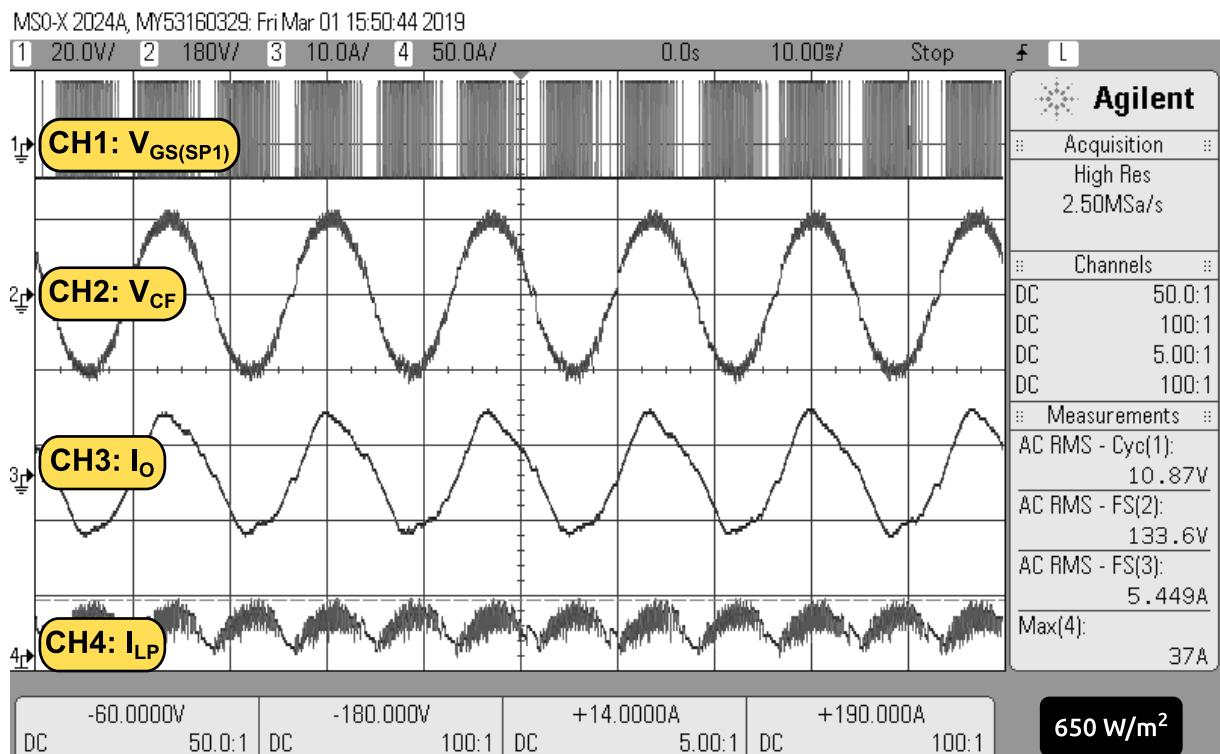
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 89 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 550 W/m^2 .



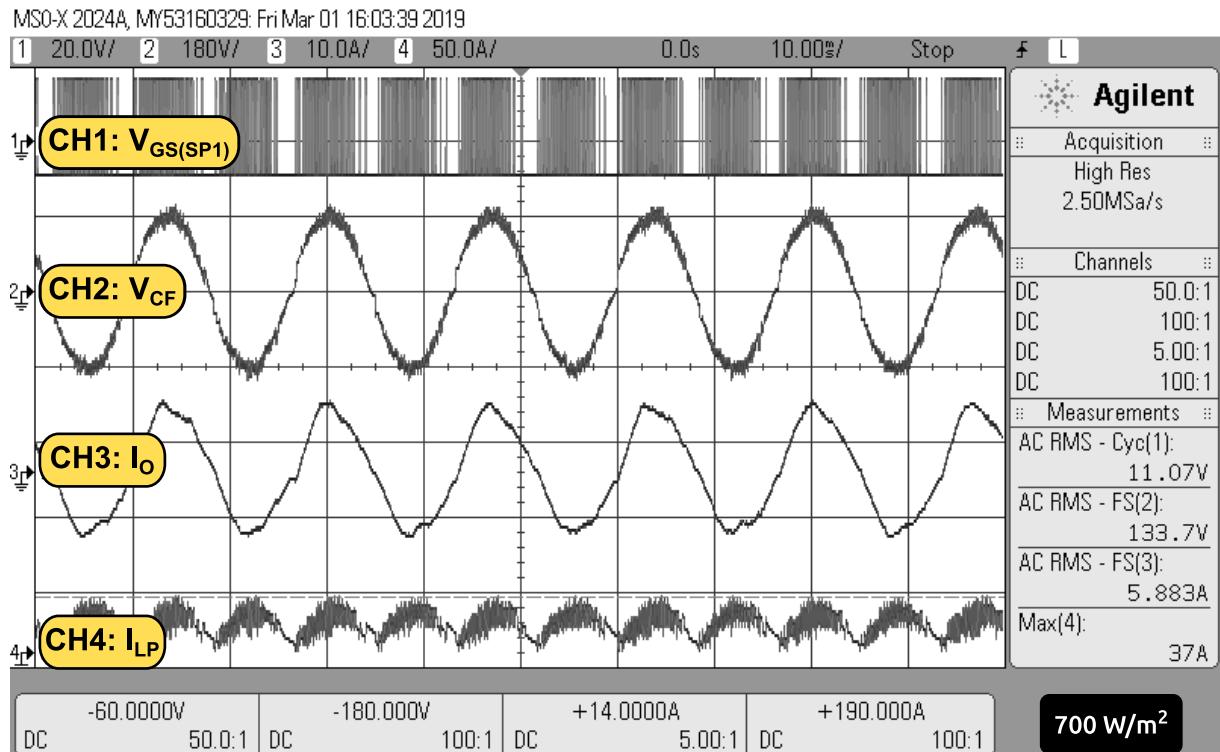
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 90 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 650 W/m^2 .



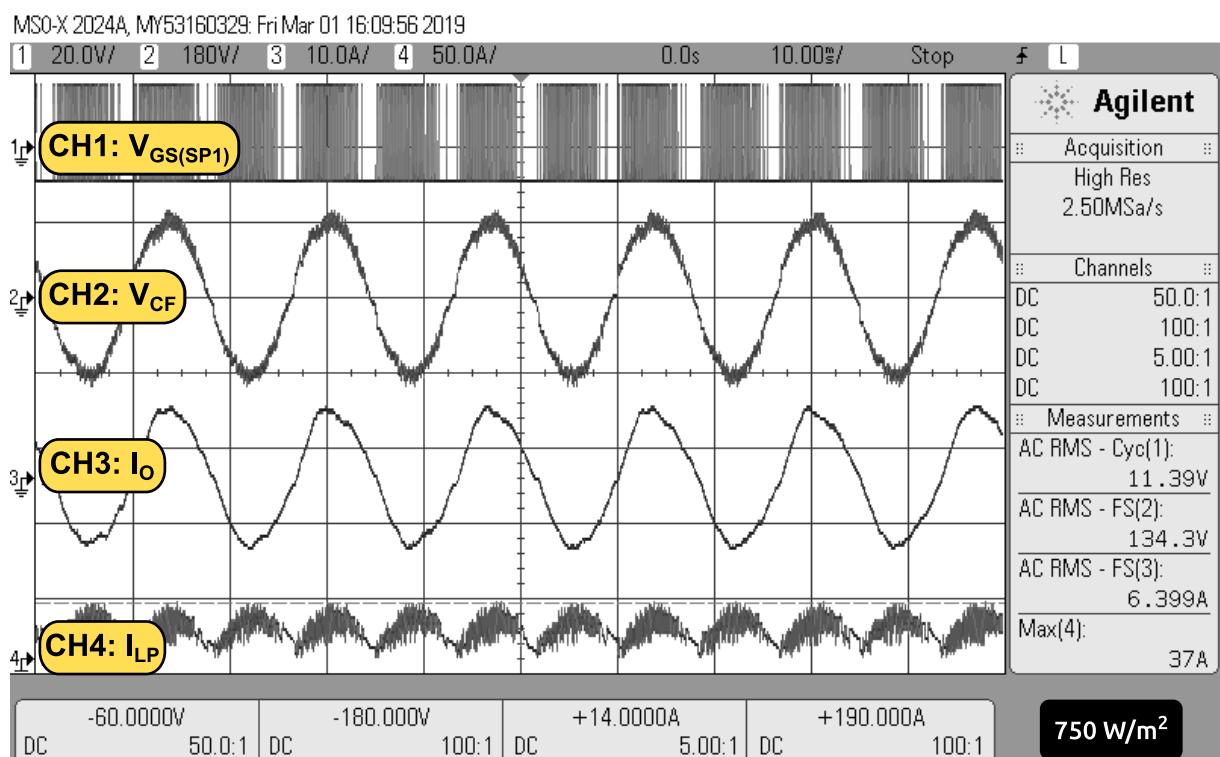
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 91 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de **700 W/m²**.



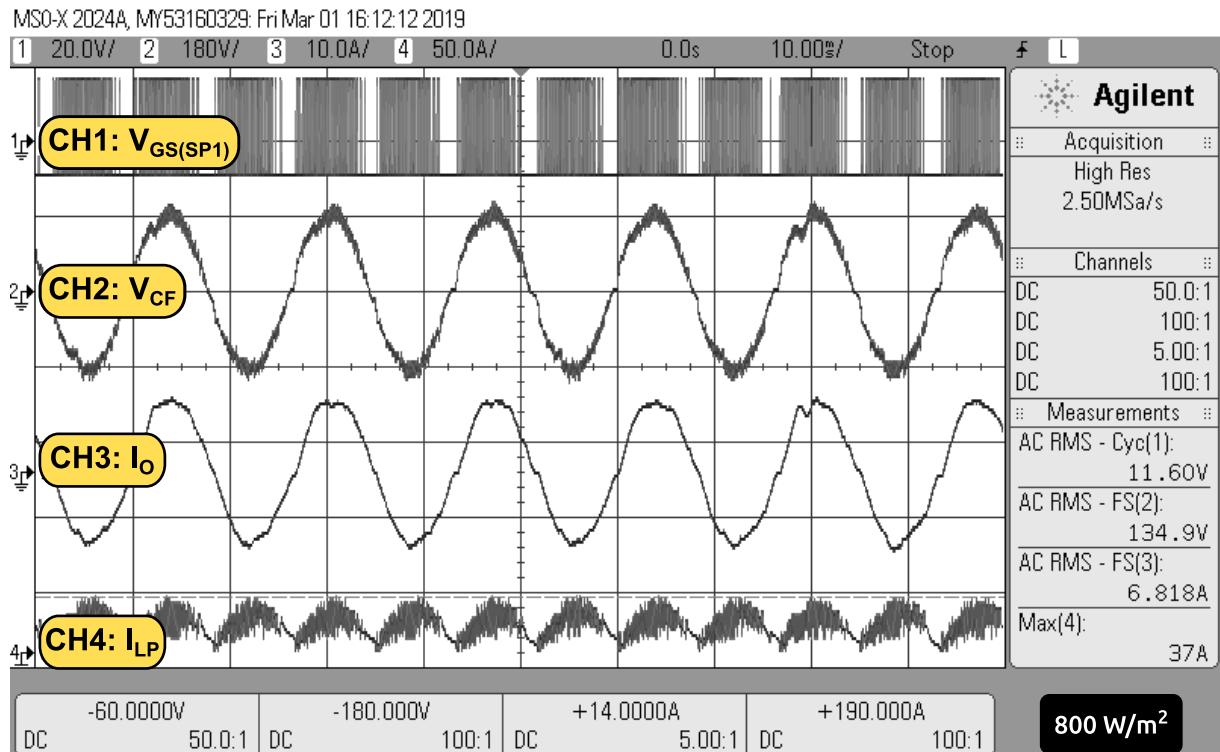
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 92 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de **750 W/m²**.



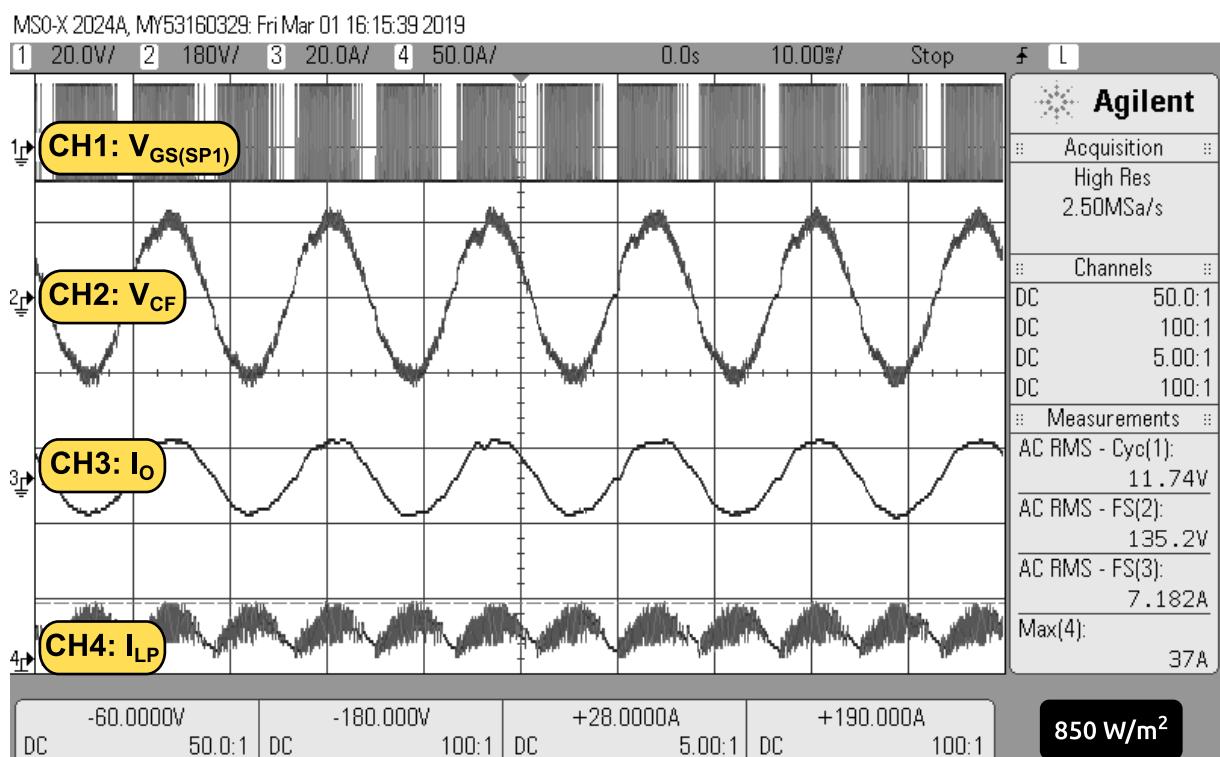
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 93 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 800 W/m^2 .



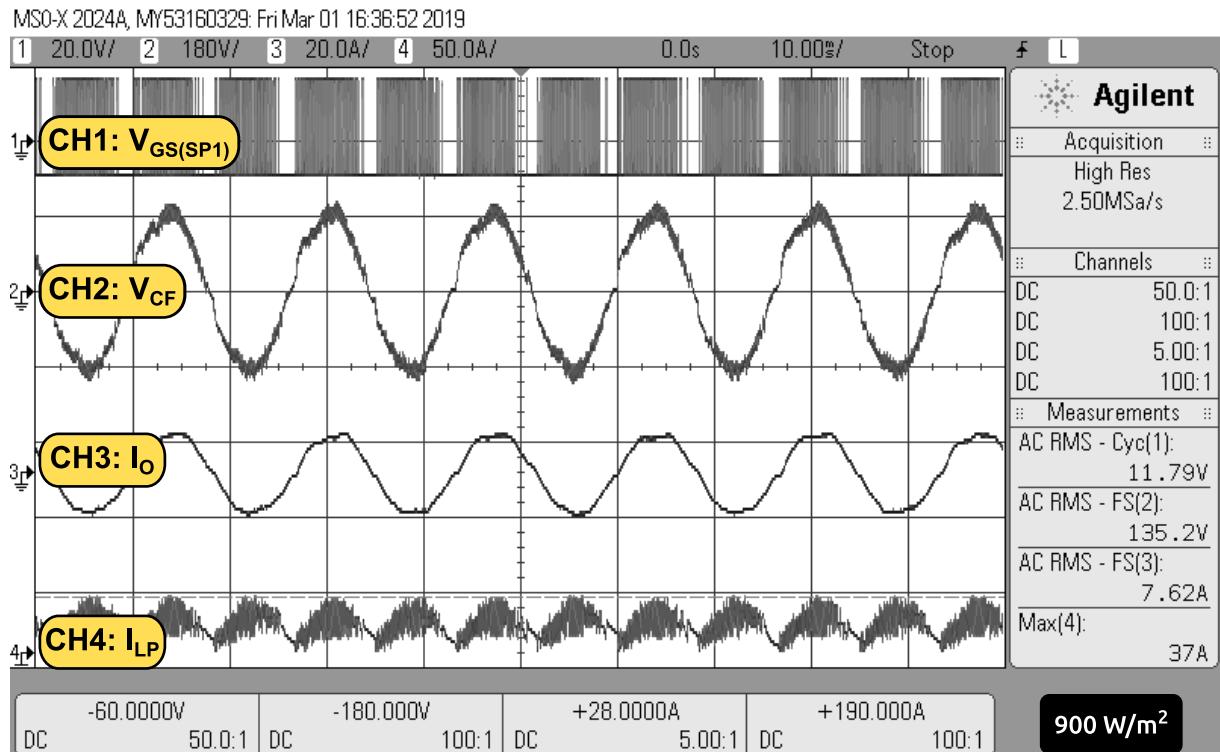
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 94 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 850 W/m^2 .



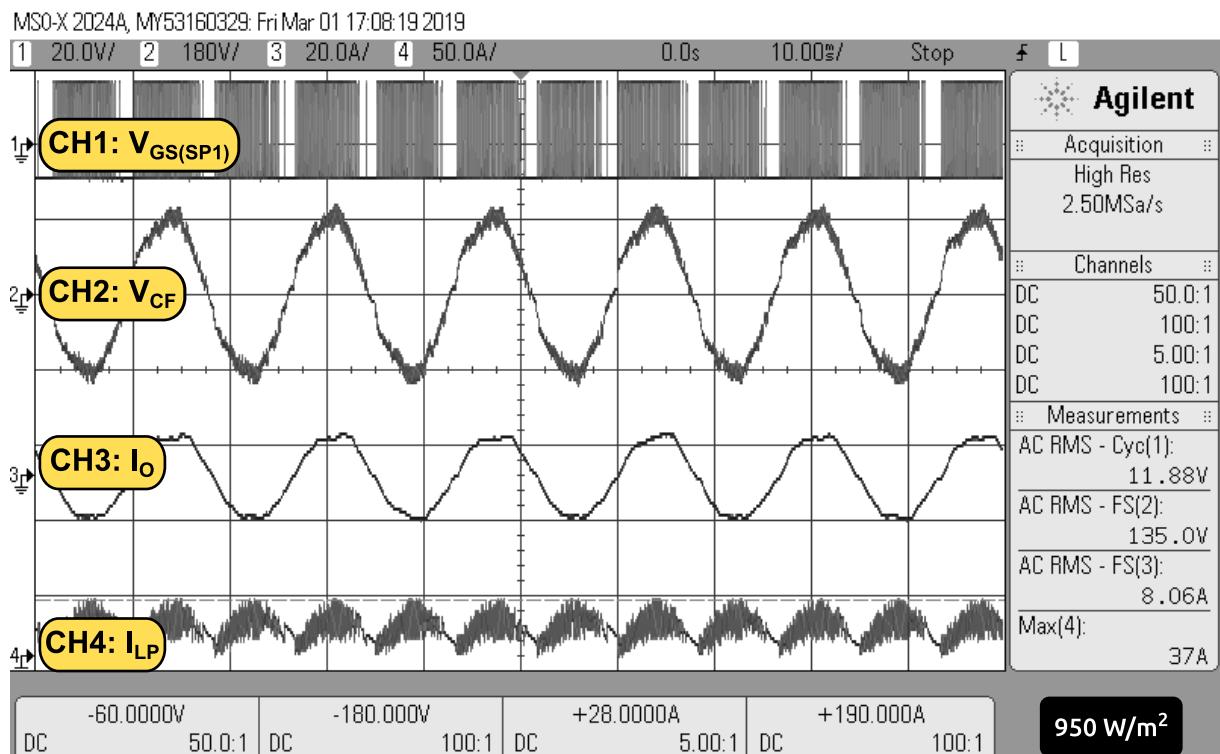
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 95 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 900 W/m^2 .



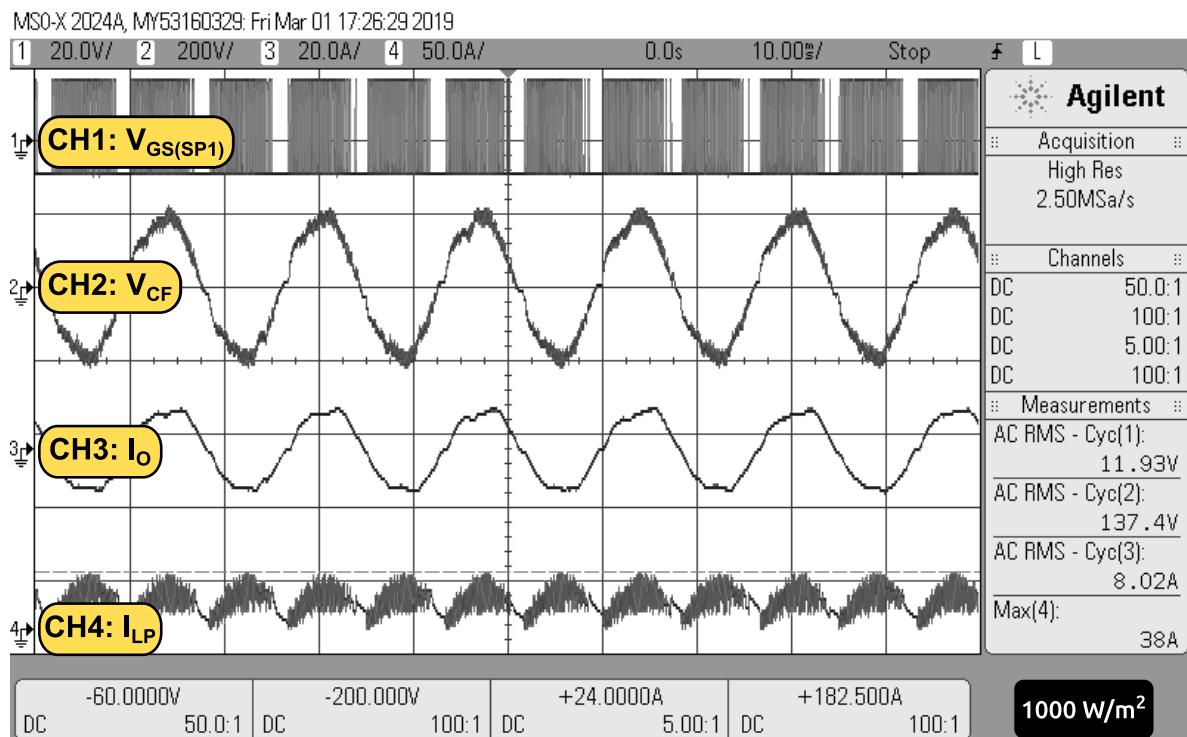
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 96 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiância de 950 W/m^2 .



Fonte: dados do próprio autor.

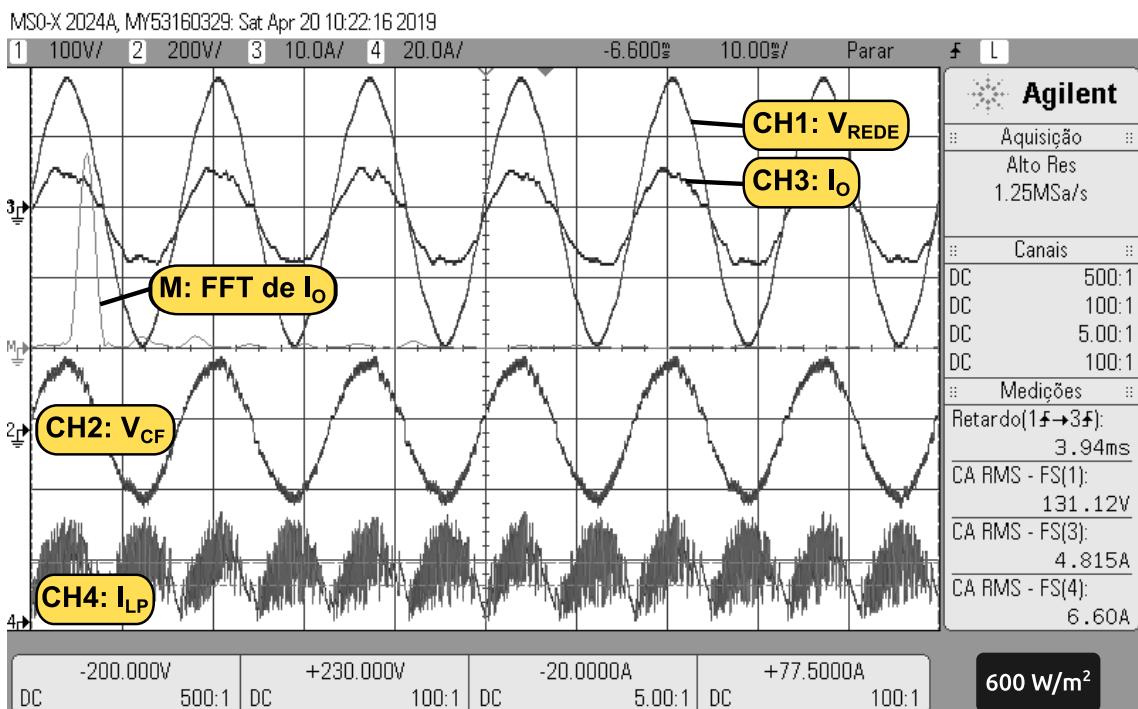
Figura 97 – Comportamento das tensões e correntes correspondentes ao IMFOCRE, considerando a irradiação de 1000 W/m^2 .



Fonte: dados do próprio autor.

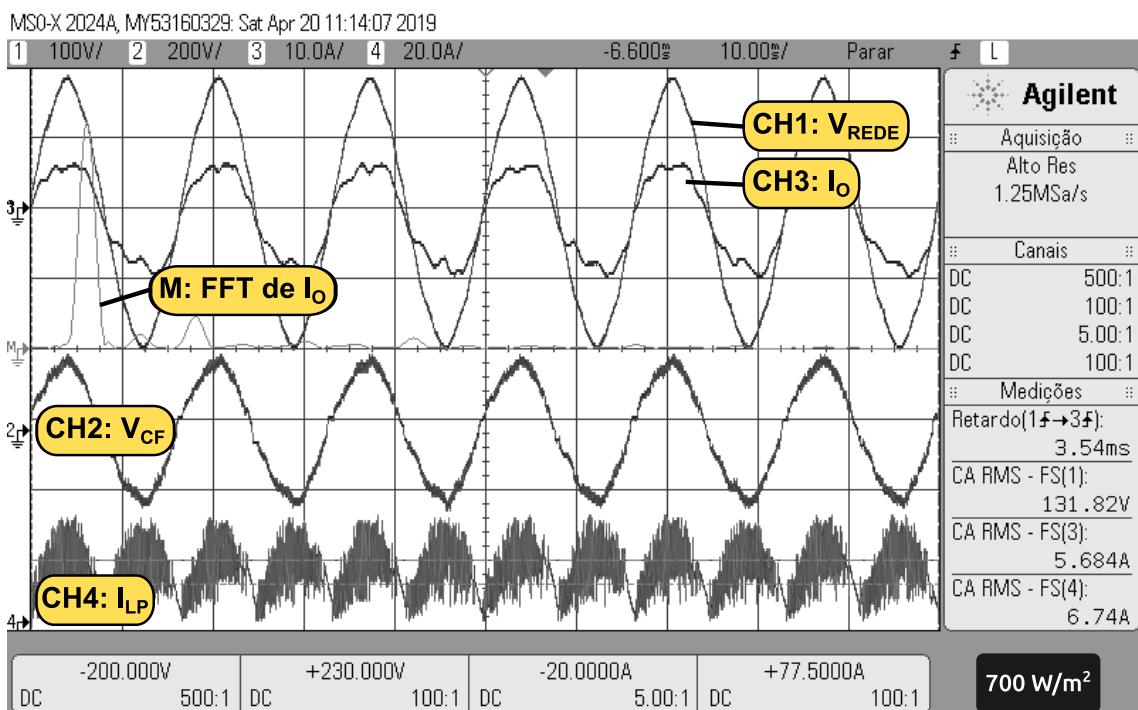
Os resultados expressos a seguir nas Figuras 98 e 99 também foram obtidos com o MPPT operando em malha aberta, considerando como irradiação de entrada, em cada caso, os valores de 600 W/m^2 e 700 W/m^2 , respectivamente. Nesta nova coleta de resultados foi feita uma sobreposição entre os sinais da tensão da rede (V_{REDE}) e da corrente nela injetada (I_o), a fim de evidenciar o alto fator de potência de deslocamento atingido (a despeito do que denota a medição de retardo registrado na lateral direita das oscilografias). Na parte inferior de cada Figura tem-se a tensão sobre o capacitor do filtro CL (V_{CF}) e a corrente sobre o indutor boost (I_{LP}), ambas também evidenciadas nas Figuras anteriores. Elas demonstram o êxito no processo de imposição de referências associado à operação por histerese do conversor proposto. No centro das Figuras 102 e 103 foi registrada também a FFT da corrente I_o . Note-se que o espectro delineado no ensaio a 600 W/m^2 expressa um conteúdo harmônico menor que o registrado no ensaio a 700 W/m^2 . Isto se deve a uma melhor acomodação dos parâmetros físicos e programáveis do IMFOCRE ao valor de irradiação inferior. Este é um ponto que ainda carece de estudos e aperfeiçoamentos, em prol de um melhor atendimento às normas que versam sobre a qualidade da corrente injetada na rede.

Figura 98 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada, além dos resultados de imposição sobre o capacitor do filtro CL e o indutor *boost*, considerando a irradiância de 600 W/m^2 fornecida pelo emulador solar.



Fonte: dados do próprio autor.

Figura 99 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada, além dos resultados de imposição sobre o capacitor do filtro CL e o indutor *boost*, considerando a irradiância de 700 W/m^2 fornecida pelo emulador solar.



Fonte: dados do próprio autor.

6.4 Operação do sistema com a malha de MPPT fechada

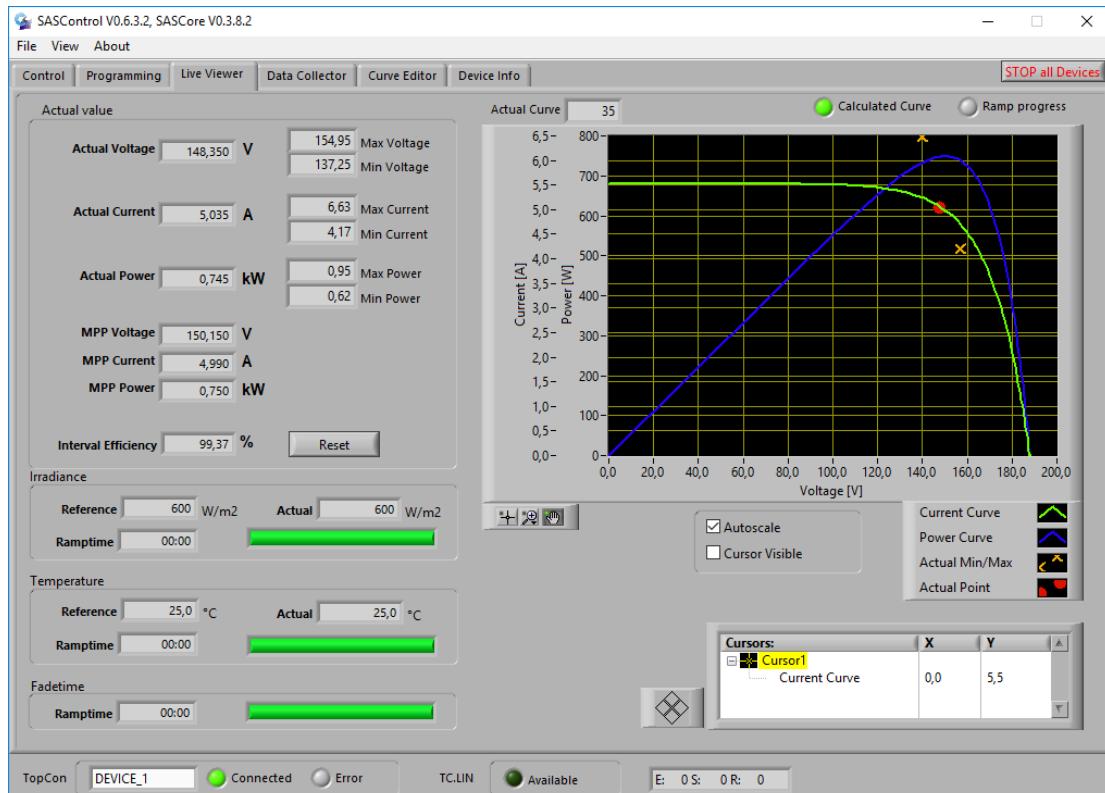
Com a validação inicial concluída, a malha de MPPT pode, então, ser finalmente fechada, em prol agora de uma averiguação específica em termos da capacidade de rastreamento do ponto de máxima potência operacional (MPP) da fileira emulada. Os resultados apresentados nas Figuras 100 a 102 foram obtidos com irrândiâncias de 600 W/m^2 , 700 W/m^2 e 800 W/m^2 , respectivamente, e seguem subdivididos em duas partes: a parte (a) de cada Figura apresenta a tela do emulador solar durante a operação do conversor com alto fator de rastreamento do MPP, com destaque para a potência nominal fotovoltaica fornecida (P_{PV}); enquanto a parte (b) expressa a oscilografia das tensões e correntes na entrada (V_{PV} e I_{PV}) e na saída (V_{REDE} e I_O) do IMFOCRE, além da potência nominal na saída do conversor (P_O).

Assim como nos resultados anteriores, prevalece novamente o sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada. Uma vez que as potências na entrada e na saída do sistema foram determinadas, torna-se possível calcular o rendimento percentual do conversor (η):

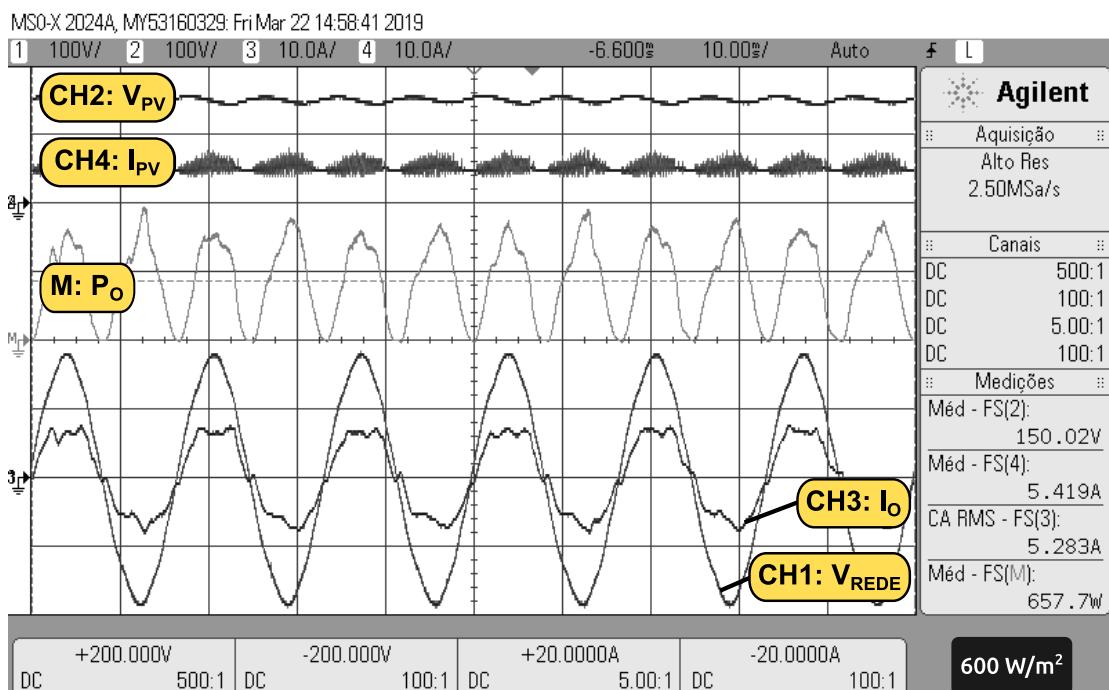
$$\eta = \frac{P_O}{P_{PV}} \cdot 100\% \quad (6.1)$$

Os rendimentos correspondentes aos ensaios registrados através das Figuras 100 a 102 seguem apresentados, juntamente com outros resultados, na Tabela 10.

Figura 100 – Ensaio de averiguação do fator de rastreamento do MPP com o sistema operando sob a irradiância de 600 W/m^2 . (a) Tela do emulador solar; (b) Oscilografia dos resultados obtidos.



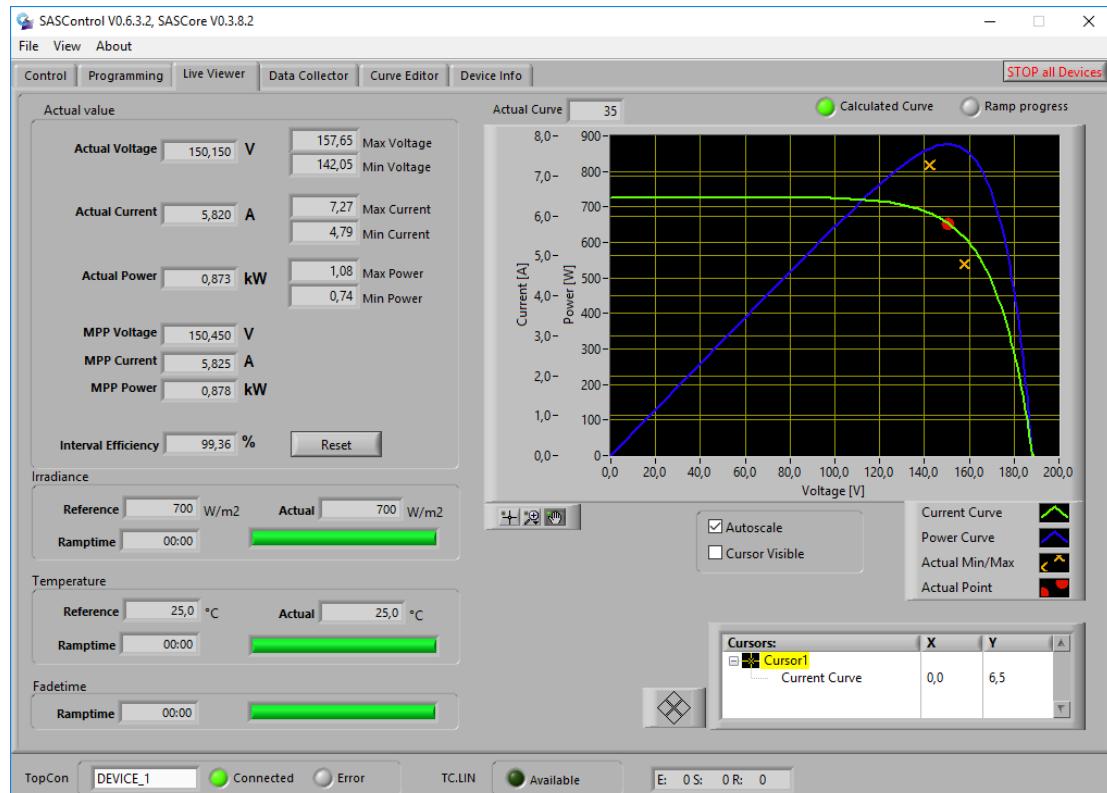
(a)



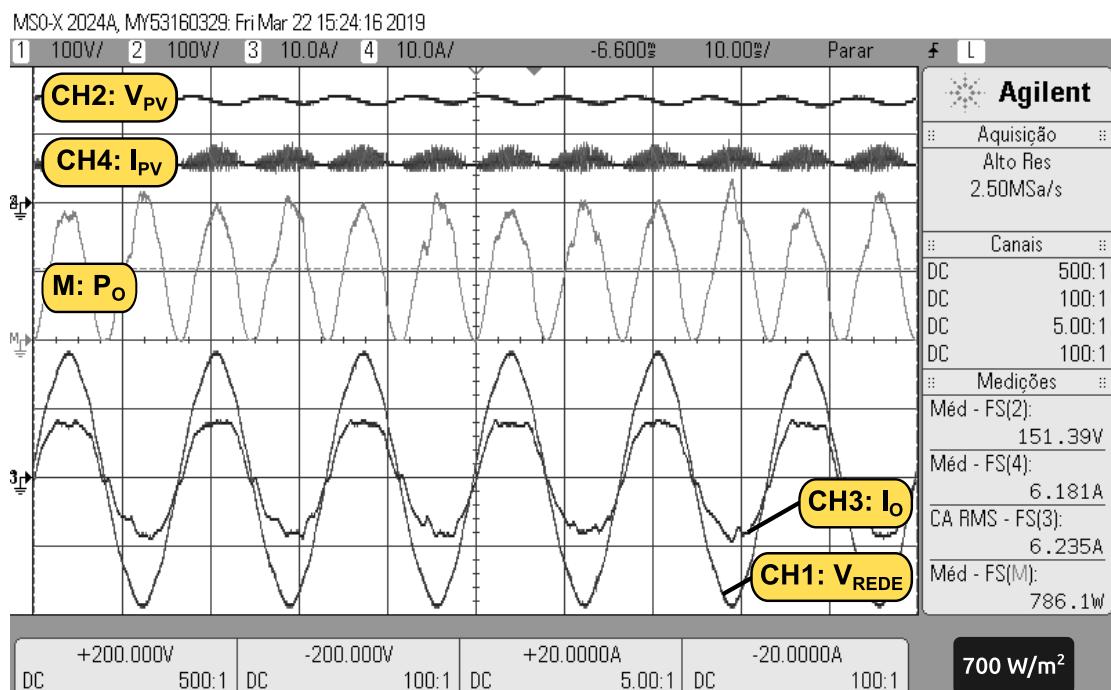
(b)

Fonte: dados do próprio autor.

Figura 101 – Ensaio de averiguação do fator de rastreamento do MPP com o sistema operando sob a irradiância de 700 W/m^2 . (a) Tela do emulador solar; (b) Oscilografia dos resultados obtidos.



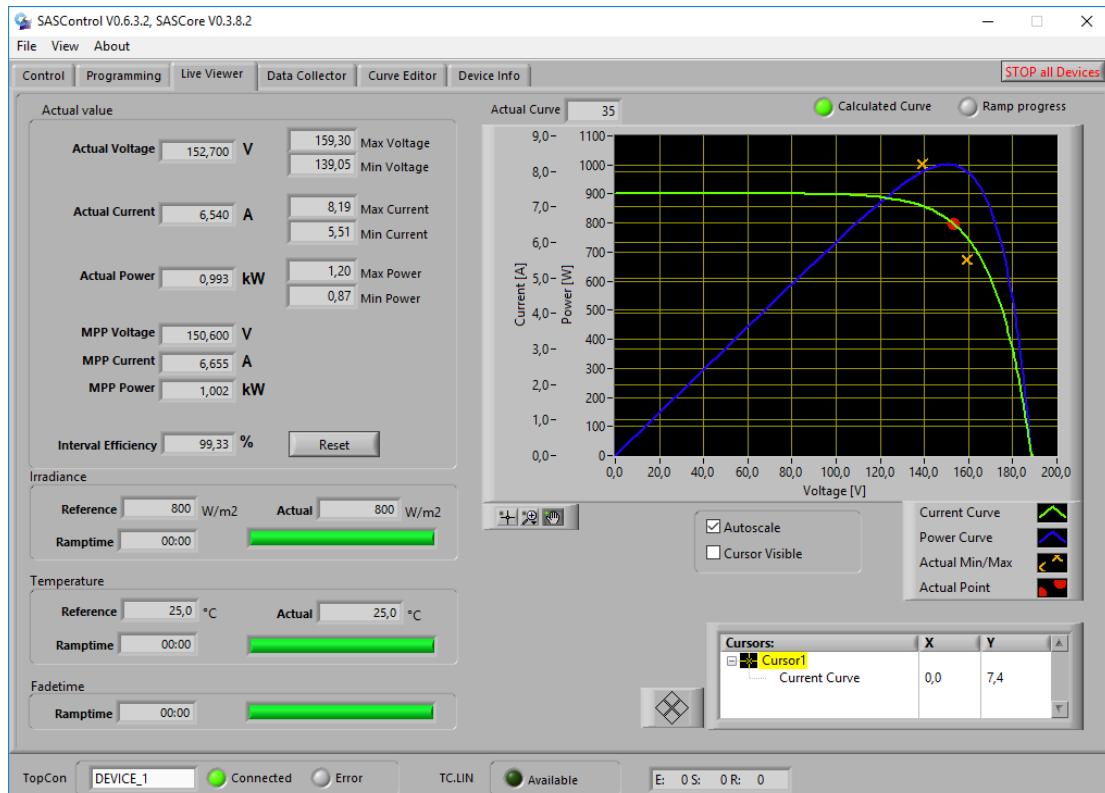
(a)



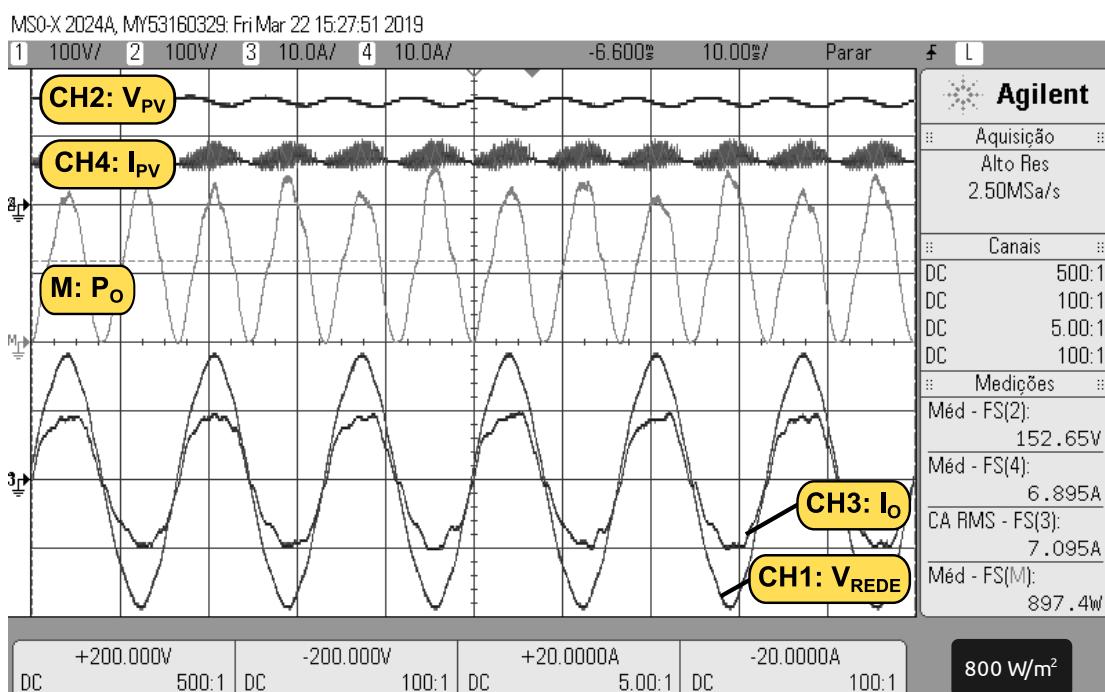
(b)

Fonte: dados do próprio autor.

Figura 102 – Ensaio de averiguação do fator de rastreamento do MPP com o sistema operando sob a irradiância de 800 W/m^2 . (a) Tela do emulador solar; (b) Oscilografia dos resultados obtidos.



(a)



(b)

Fonte: dados do próprio autor.

A Tabela 10 resume os valores obtidos em cada um dos três ensaios apresentados nas Figuras 100 a 102.

Tabela 10 – Resumo dos dados obtidos a partir dos resultados experimentais levantados com a malha de MPPT fechada.

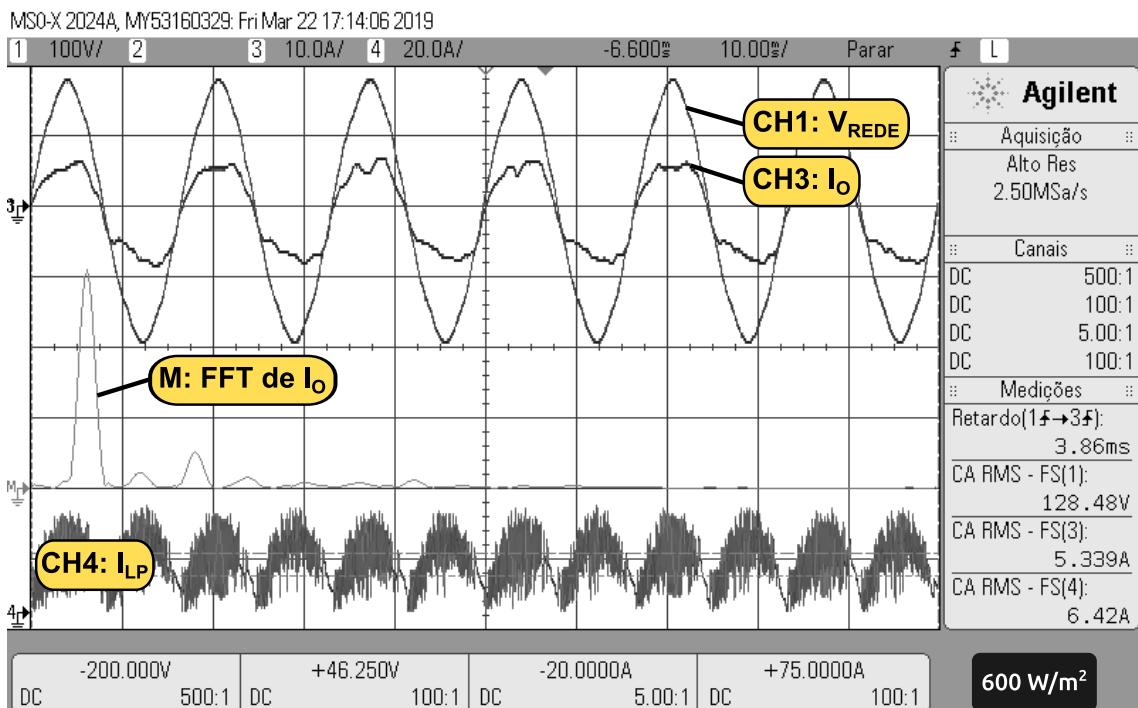
Parâmetro elétrico	Ensaio a 600 W/m^2 (Figura 104)	Ensaio a 700 W/m^2 (Figura 105)	Ensaio a 800 W/m^2 (Figura 106)
Fator de rastreamento do MPP	99,37 %	99,36 %	99,33 %
Tensão de operação na máxima potência (V_{MP})	150,02 V	151,39 V	152,65 V
Corrente de operação na máxima potência (I_{MP})	5,419 A	6,181 A	6,895 A
Corrente eficaz injetada na rede (I_o)	5,283 A	6,235 A	7,095 A
Potência instantânea na entrada do sistema (P_{PV})	745,0 W	873,0 W	993,0 W
Potência média na saída do sistema (P_{PV})	657,7 W	786,1 W	897,4 W
Rendimento (η)	88,28 %	90,04 %	90,37 %

Fonte: dados do próprio autor.

6.5 Atuação com V_{REF} controlando os semiciclos

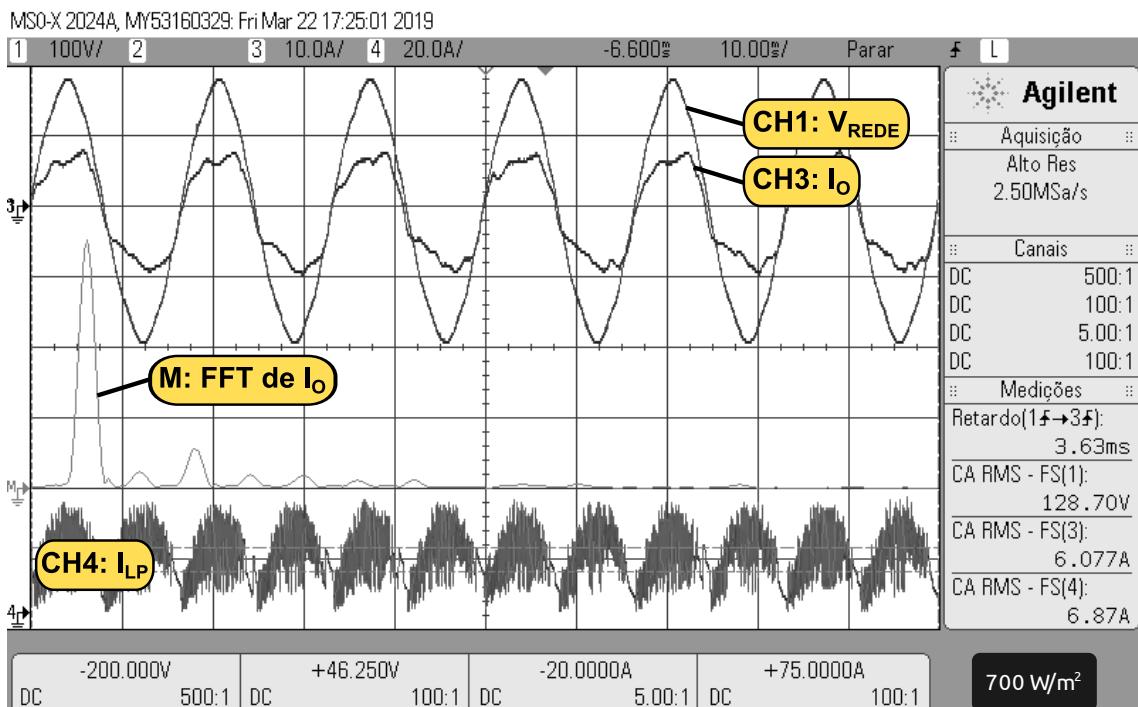
Todos os resultados experimentais anteriores foram obtidos tomando como referência a própria tensão da rede elétrica para realizar o sincronismo com a corrente injetada. Os três próximos resultados expressos nas Figuras 103 a 105, por sua vez, foram obtidos tomando como referência a tensão imposta sobre o capacitor do filtro CL (V_{REF}). Como evidenciam as oscilografias, houve uma pequena melhora em relação ao sincronismo entre V_{REDE} e I_O , fato que merece ser destacado. Todavia, o IMFOCRE demonstrou maior instabilidade operacional para este tipo de referenciamento, fato comprovado pela queima de vários transistores de potência. Por força das circunstâncias momentâneas da pesquisa do doutorado, o efeito colateral das queimas e instabilidades aparentes do sistema ainda não foi profundamente investigado, o que deve ser realizado em ações futuras.

Figura 103 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada como decorrência do uso de V_{REF} como referência de disparo das chaves semicondutoras, considerando a irradiância de 600 W/m^2 fornecida pelo emulador solar.



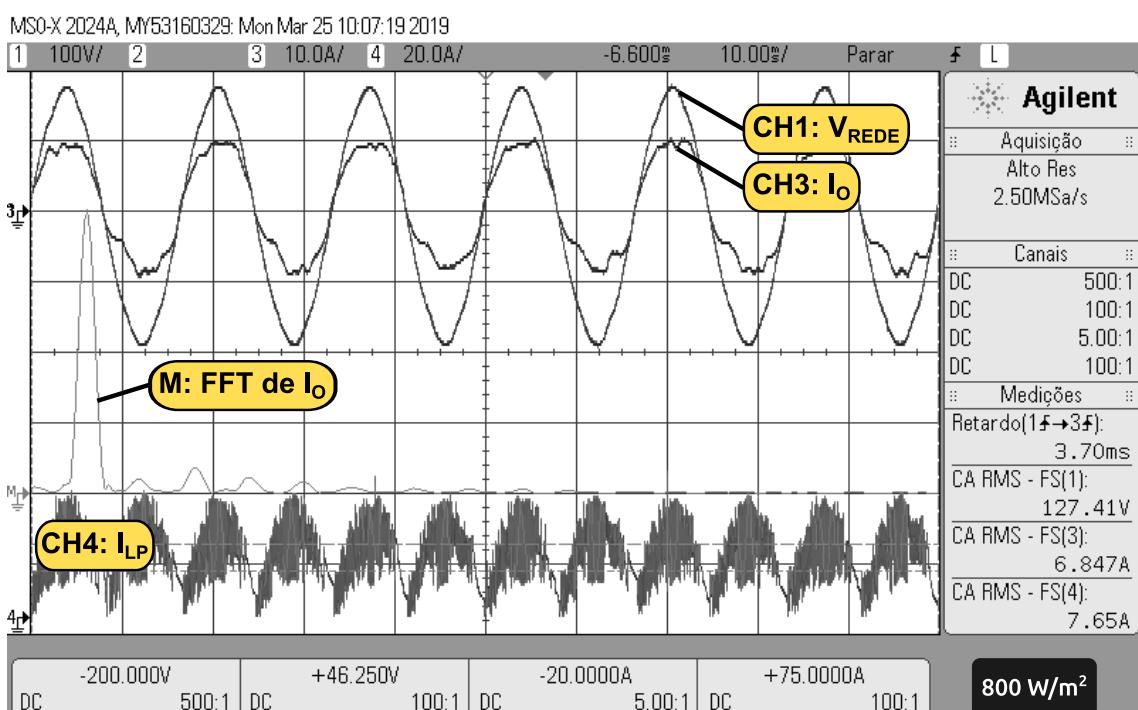
Fonte: dados do próprio autor.

Figura 104 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada como decorrência do uso de V_{REF} como referência de disparo das chaves semicondutoras, considerando a irradiação de 700 W/m^2 fornecida pelo emulador solar.



Fonte: dados do próprio autor.

Figura 105 – Evidência de sincronismo entre a tensão da rede e a corrente nela injetada como decorrência do uso de V_{REF} como referência de disparo das chaves semicondutoras, considerando a irradiação de 800 W/m^2 fornecida pelo emulador solar.



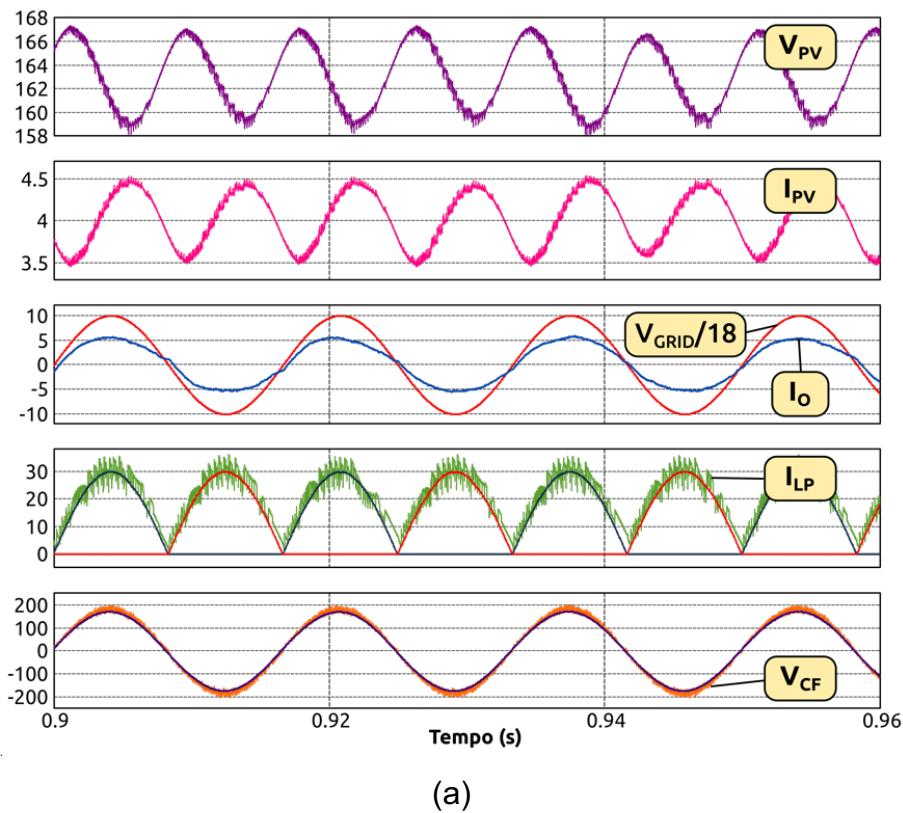
Fonte: dados do próprio autor.

6.6 Análise da distorção harmônica de I_O

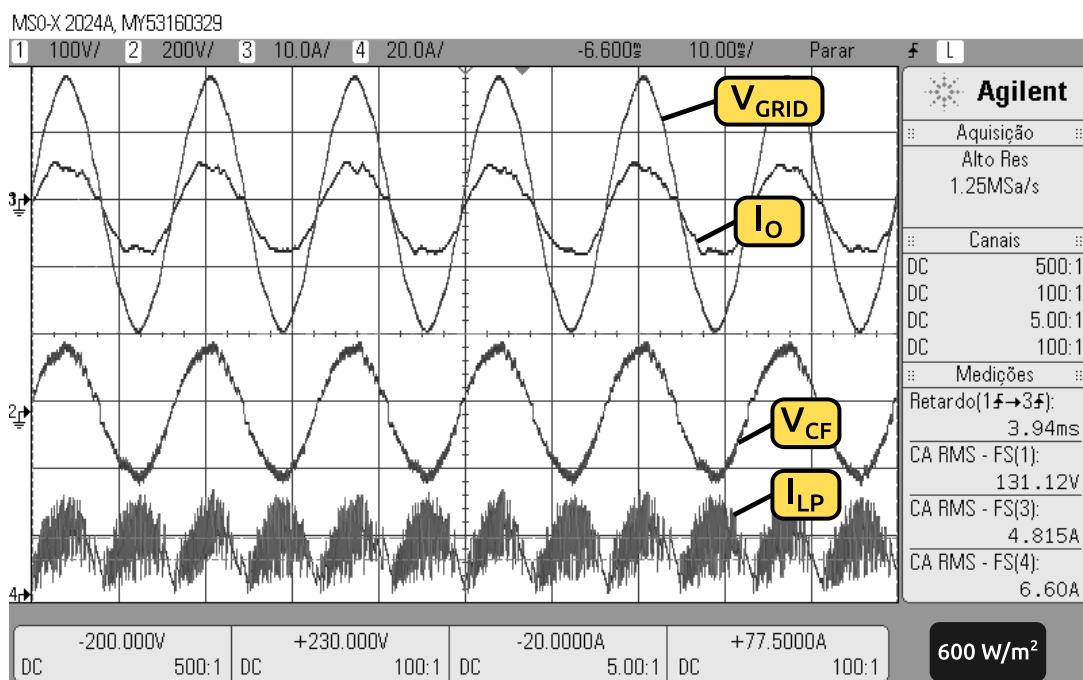
A última apresentação de resultados experimentais exposta a seguir focaliza especialmente a análise da distorção harmônica total da corrente injetada na rede elétrica (DHT_I). Considerando o patamar normativo de 5 %, cabe salientar que o melhor resultado obtido foi para a irradiância de 600 W/m², utilizando a tensão da rede elétrica como referencial de disparo dos transistores de potência. Neste tópico tem-se uma análise um pouco mais pormenorizada, inclusive no sentido de confrontar resultados computacionais e experimentais.

As formas de ondas representadas nas Figuras 106(a) e 106(b) traçam um paralelo entre os resultados obtidos nas simulações computacionais empreendidas com o PSIM® com os registros experimentais realizados no laboratório. Foram representadas a seguir a tensão da rede elétrica (V_{GRID}) e a corrente nela injetada (I_O), além da tensão sobre o capacitor do filtro CL (V_{CF}) e a corrente sobre o indutor de boost (I_{LP}). Na parte (a) da Figura estas duas últimas grandezas foram apresentadas juntamente com as referências empregadas no processo de imposição. Nos dois tipos de resultados cabe destaque para o alto fator de potência de deslocamento entre V_{GRID} e I_O .

Figura 106 – Formas de onda para o sistema operando com uma fileira a 600 W/m^2 . (a) Resultados computacionais obtidos com o PSIM®; (b) Oscilografia evidenciando o fator de potência de deslocamento entre V_{GRID} e I_o , além do comportamento imposto à tensão V_{CF} e à corrente I_{LP} .



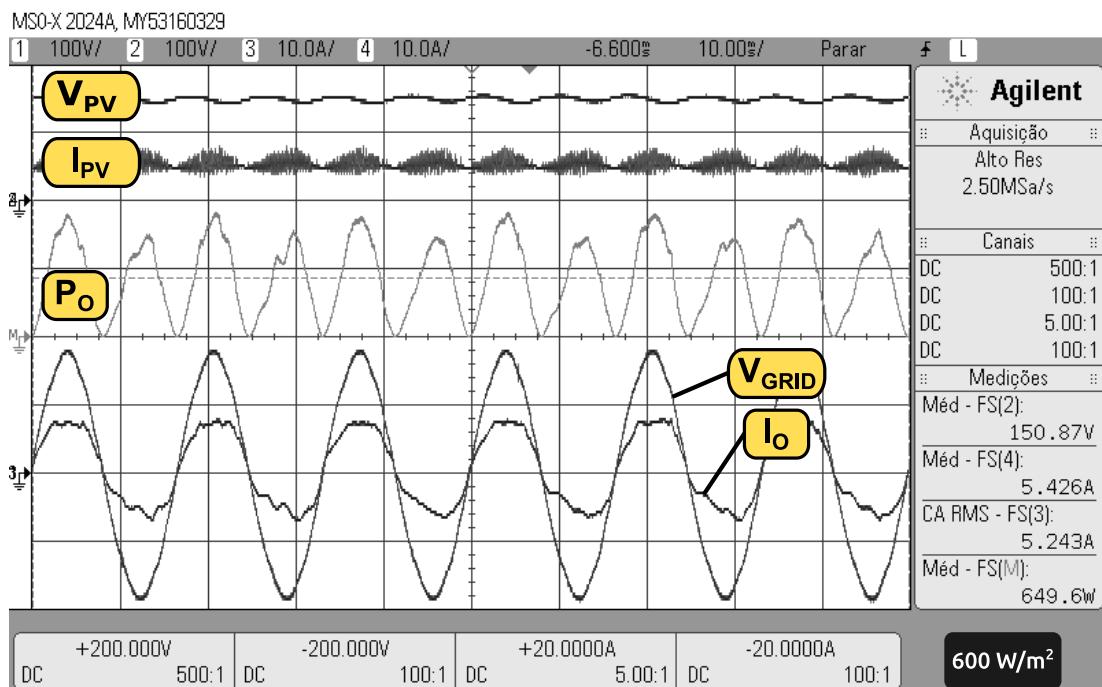
(a)



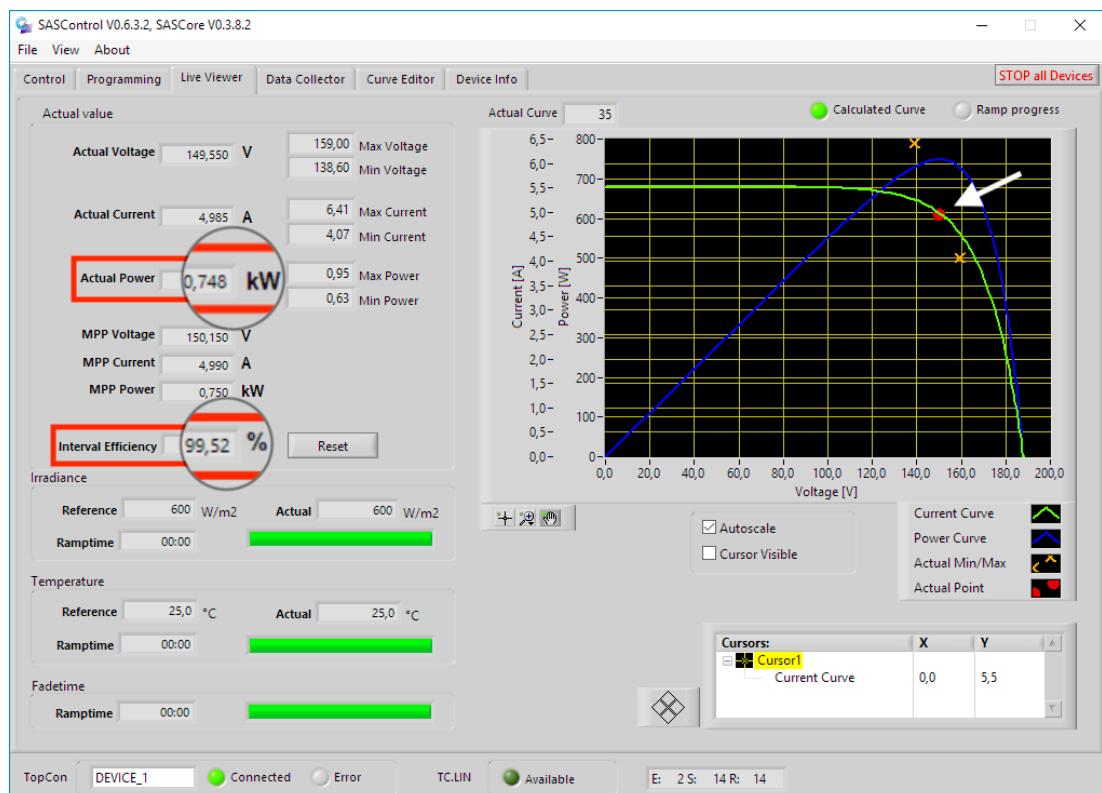
(b)

Fonte: dados do próprio autor.

Figura 107 – Registro das potências em operação com 600 W/m^2 . (a) Oscilografia da relação entre as grandezas de entrada e saída da planta, com ênfase na potência de saída (P_o); (b) Interface do emulador solar evidenciando a operação no MPP e a potência fornecida pela fileira fotovoltaica.



(a)



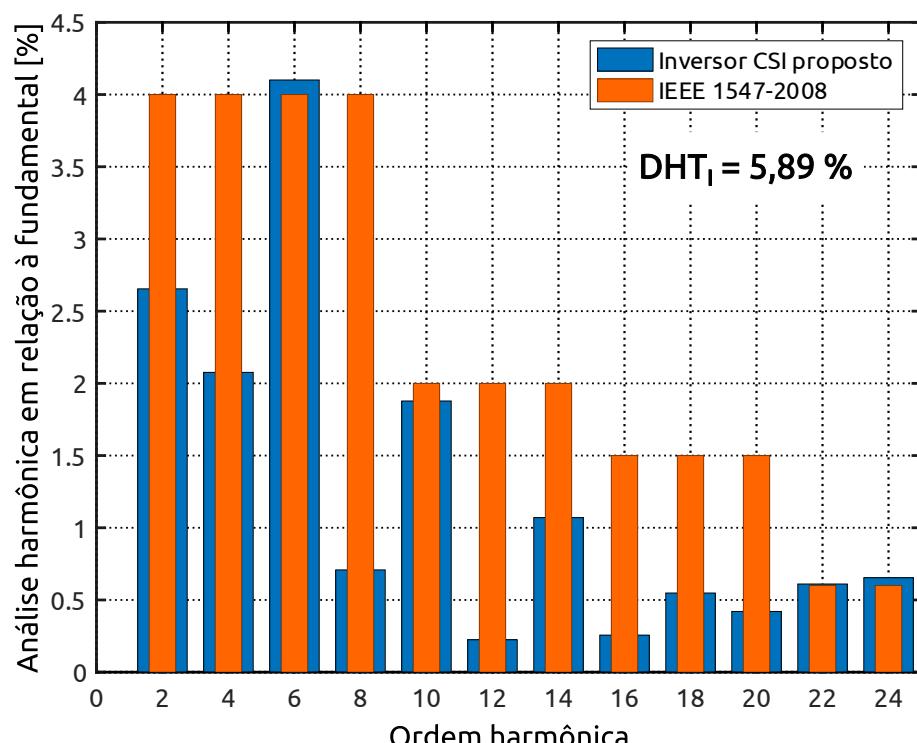
(b)

Fonte: dados do próprio autor.

As ondas registradas na Figura 107(a) contribuem para o traçado do balanço energético da planta. Na parte superior da ilustração foram evidenciadas a tensão e a corrente produzidas pela fileira fotovoltaica (V_{PV} e I_{PV}), ao passo que na parte inferior encontram-se a tensão e a corrente no PCC (V_{GRID} e I_O). Note-se ao centro a potência produzida na saída da planta (P_O), cujo valor médio alcançou a marca de 649,6 W. A Figura 107(b), por sua vez, evidencia a interface do emulador solar, ressaltando a atuação do algoritmo de MPPT com um fator de rastreamento de 99,52% e um fornecimento de potência na entrada fotovoltaica da ordem de 748 W. Relacionando os dois valores de potência ora mencionados, foi possível determinar que o rendimento operacional do conversor atingiu a marca de 86,84%.

Por fim, o histograma apresentado na Figura 108, elaborado com o auxílio do MATLAB®, evidencia a taxa de distorção harmônica da corrente (DHT_I) injetada na rede elétrica, assinalada em 5,89%, ao mesmo em que confronta este conteúdo espectral com os patamares estabelecidos para cada componente harmônica pela norma IEEE 1547-2008. Esta análise corresponde à corrente I_O evidenciada na Figura 107(a).

Figura 108 – Análise de DHT_I com o uso do MATLAB® para um ciclo da corrente I_O , considerando a norma IEEE 1547-2008.



Fonte: dados do próprio autor.

6.7 Considerações finais

Este capítulo apresentou a bateria de ensaios experimentais desenvolvida para avaliar a capacidade operacional do IMFOCRE, desde testes preliminares até a operação com o emulador solar disponível no laboratório. De modo geral, os resultados demonstraram um comportamento promissor da estrutura. Na operação com a malha de MPPT aberta, pode-se atingir uma faixa operacional com boa extensão, apesar da operação ter sido realizada com apenas uma fileira fotovoltaica emulada. O fator de potência de deslocamento quase unitário verificado em todos os resultados é reflexo do alto sincronismo atingido entre a tensão da rede e a corrente nela injetada, sendo este um aspecto bastante positivo da estrutura desenvolvida.

Com a malha do MPPT fechada, o sistema continuou apresentando um bom comportamento geral, apesar da ocorrência de um maior aquecimento nos transistores de potência decorrente da operação do algoritmo desenvolvido para estabelecer o rastreamento. Tal situação, inclusive, conduziu à queima de componentes (transistores e diodos) em determinados momentos, fato que conduziu a uma revisão dos procedimentos de proteção inerentes à programação e operação geral do protótipo desenvolvido. Mesmo assim, pode-se dizer que os resultados obtidos se mostram bastante promissores, abrindo espaço para novas investigações não implementadas até a produção deste documento e configuradas como ações futuras.

Capítulo 7

CONCLUSÕES E FUTURAS AÇÕES

7.1 Análise dos resultados alcançados

A produção científica de sustentação à elaboração deste documento teve início com uma breve revisão bibliográfica sobre o contexto atual do mercado de energia solar fotovoltaica no Brasil e no mundo. Os dados apresentados ao longo do capítulo 1 demonstraram o grau de aquecimento e o potencial de expansão do setor em relação a outras fontes energéticas (a eólica, por exemplo), traçando um panorama sobre seu perfil de desenvolvimento atual.

Uma vez desenhado o cenário global de contextualização da energia solar fotovoltaica, as ações de pesquisa foram voltadas à fundamentação da topologia de inversor proposta, através do estudo de outros modelos já em produção acadêmica ou profissional. Neste sentido, referências bibliográficas bastante relevantes foram analisadas para validar cada parte componente do IMFOCRE. E quando o capítulo 2 apresenta conteúdos voltados ao estabelecimento dos pilares de sustentação da estrutura física proposta, o objetivo é apresentar uma possível vertente de aplicação do modelo CSI de estágio único sem transformador conectado à rede elétrica então idealizado. Considerando uma certa escassez de publicações especificamente relacionadas, é possível destacar a operação do modelo proposto como uma das contribuições relevantes deste trabalho.

Além da contextualização da estrutura física, a fundamentação adequada de uma proposta, tal como a considerada nesta tese, depende da apresentação de uma

modelagem matemática completa. O capítulo 3 do presente texto foi confeccionado justamente com este encargo. A partir do estabelecimento de um modelo funcional do circuito de potência, os semicondutores puderam ser dimensionados e os componentes passivos foram projetados, tudo feito à luz de fontes bibliográficas dedicadas ao embasamento de todas as equações empregadas nos procedimentos de cálculo. Uma vez obtidos os resultados, as etapas de funcionamento do inversor foram equacionadas e estudadas por intermédio do modelo por espaço de estados. A análise da modelagem tanto pela operação em regime permanente como pela atuação do modelo CA permitiu determinar as funções de transferência da planta, representações matemáticas de suma importância ao estudo comportamental do modelo proposto.

De posse das duas funções de transferência que descrevem matematicamente o comportamento deste inversor, o capítulo 4 tratou de viabilizar a conexão da estrutura com a rede elétrica por intermédio da modelagem de algumas técnicas de controle. O PLL apresentado demonstrou boa eficiência operacional para perturbações na amplitude ou na frequência da rede elétrica. De forma complementar, o controlador proporcional-ressonante então modelado desempenhou papel importante em prol de um dos objetivos deste trabalho: o atracamento com a rede primando pelo fator de potência de deslocamento unitário. Sendo assim, tem-se aí outra contribuição relevante desta pesquisa.

Com todos os procedimentos de modelagem concluídos, o sistema projetado foi submetido a ensaios computacionais. De modo geral, os resultados expressos nos vários gráficos anexados ao capítulo 5 referendam uma atuação bastante satisfatória do IMFOCRE. Essa análise leva em consideração o fator de potência de deslocamento praticamente unitário, a baixa distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica e o bom de dinamismo de resposta do conversor proposto mediante diversas situações, envolvendo perturbações na irradiância e na temperatura das fileiras fotovoltaicas. Vale salientar ainda que um aspecto bastante positivo do que pode ser apurado junto aos resultados computacionais está relacionado ao conteúdo harmônico da corrente injetada na rede elétrica. Mesmo sem uma análise espectral para visualização individualizada de harmônicos, a DHT₁ apresentou valores muito baixos na maioria das situações de ensaio propostas, contemplando satisfatoriamente a abordagem da IEEE Std 519-2014 em relação a este tema.

Com base em um comportamento computacional bastante promissor, o protótipo do IMFOCRE foi minuciosamente planejado e construído. Coube, então, ao capítulo 6 deste documento evidenciar os resultados experimentais obtidos durante a operação da estrutura. Foram apresentados os registros gráficos e numéricos decorrentes de uma bateria de ensaios, planejada em seis diferentes categorias progressivas, partindo dos testes de validação inicial até atingir a etapa de análise da distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica. O êxito obtido aqui pode ser considerado parcial, diferentemente do que foi apontado pelos resultados computacionais. Isso porque em relação ao fator de potência de deslocamento houve um pleno atendimento às expectativas estabelecidas na proposição desta pesquisa. Todavia, não se pode dizer o mesmo em relação à DHT_I, por basicamente dois motivos: (1) o valor de 5,89 % apresentado no histograma da Figura 108, apesar de representar um bom patamar, ainda está acima do limite normatizado para este tipo de equipamento; e (2) o menor índice de distorção (este supramencionado) não foi alcançado na potência nominal de operação pretendida, ou seja, 1000 W/m². Fica patente, por conseguinte, que experimentalmente o conversor ainda precisa ser submetido a novas situações de ensaio, envolvendo, por exemplo, o uso de duas fileiras de módulos fotovoltaicos reais. E isto pode demandar, inclusive, um reajuste nos parâmetros de programação do *firmware* embarcado no DSC utilizado.

É importante neste momento estabelecer algumas conclusões gerais em relação ao desenvolvimento da topologia proposta. A primeiro delas diz respeito à presença de um único indutor de entrada. A decisão de utilização do indutor *boost* (denominado L_P ao longo do texto), recebendo toda a energia proveniente das duas entradas, foi tomada pelo autor desta tese como uma tentativa de reduzir o uso de componentes passivos, já que isso gera impacto tanto em termos de volume como em termos de custo da estrutura. Entretanto, pode-se considerar que esta foi uma escolha mal sucedida, posto que a redução nas medidas físicas da estrutura revelou-se inexistente. Isso porque, havendo um único indutor, este precisou ser robustecido em relação ao seu dimensionamento, a fim de permanecer adequado à proposta em relação aos limites de tensão e corrente requeridos. Ademais, dois indutores *boost* permitiriam um maior grau de liberdade operacional, viabilizando uma atuação de fato independente dos dois MPPTs de entrada implementados no *firmware* embarcado no DSC. Esta independência caracteriza-se, evidentemente, como um aspecto bastante

desejado para uma topologia com duas entradas fotovoltaicas, estejam estas operando sob as mesmas condições climáticas ou não.

Um segundo aspecto a ser mencionado refere-se ao uso do controlador proporcional-resonante, cuja implementação se mostrou bastante complexa ao longo das ações de pesquisa. Seu emprego foi pautado na necessidade de injeção de corrente em fase com a tensão da rede elétrica, além de contribuir com a redução da DHT₁. Ao final deste intenso processo de investigação que culminou com a elaboração deste documento, todavia, percebe-se que outras medidas interessantes poderiam ser executadas para atingir os mesmos objetivos. A principal delas leva em consideração a ampliação da operação por histerese, já implantada na estrutura através da imposição de corrente no indutor *boost*. Esta mesma modalidade impositiva poderia também ser empreendida sobre a corrente I_0 , injetada na rede elétrica. Isto será testado em ações futuras.

Por fim, um terceiro e último aspecto importante a ser mencionado está na escolha de uma estrutura CSI. Desde o princípio, esta ação focalizou especialmente dois aspectos: (1) a ampliação bibliográfica deste tipo de topologia; e (2) o viés de implementação comercial futura. De modo geral, um conversor fonte de corrente pode ser entendido como uma topologia VSI acrescida de um grande indutor em sua entrada, a fim de garantir a constância da corrente. Se por um lado tem-se o benefício da vida útil elevada do indutor, por outro deve-se considerar o impacto que ele acaba exercendo sobre os componentes semicondutores da planta. Isso é manifestado em termos de aquecimento, variações instantâneas de corrente mais acentuadas e, por consequência, a dificuldade quanto a obtenção de um alto rendimento operacional da topologia (sempre abaixo de 90%). Estes são desafios naturais intrínsecos a qualquer topologia CSI. Diante disso, os resultados computacionais e experimentais escolhidos para compor este documento procuraram expressar, de forma bastante realista, os prós e contras verificados pelo autor durante o desenvolvimento de sua pesquisa.

7.2 Ações futuras

Entende-se que as informações sintetizadas neste documento, o qual foi confeccionado com um compromisso científico claro e realista, demonstram que a

topologia CSI ora proposta destaca-se com aspectos relevantes e promissores. Todavia, nem todas as pretenções de pesquisa esperadas em relação ao projeto deste conversor puderam ser alcançadas dentro do prazo estipulado. Algumas expectativas precisaram figurar, portanto, dentro do rol de ações futuras. Sendo assim, a continuidade dos estudos com o IMFOCRE vislumbra:

- Uma revisão no projeto do filtro CL, pois acredita-se que um reajuste no valor dos componentes passivos que o constituem pode ser decisivo na redução da distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica;
- A execução de novos testes com o emulador solar, vizando melhorar ainda mais o desempenho do conversor em potências mais elevadas;
- O planejamento e a decorrente execução de ensaios envolvendo uma ou duas fileiras de módulos fotovoltaicos reais, com os mesmos objetivos traçados nos ensaios com o emulador;
- A incorporação ao código do DSC (para fins de testes computacionais e experimentais) de medidas relacionadas ao atendimento de normas técnicas ainda não contempladas nas ações de pesquisa, como é o caso dos afundamentos de frequências, o anti-ilhaamento e a prevenção contra injeção de componentes contínuos na rede elétrica;
- A utilização de dois indutores *boost* para obter resultados que possam ser comparados com os atuais, permitindo também caminhar de forma efetiva na atuação independente dos MPPTs das duas entradas da planta;
- A imposição de uma referência senoidal sobre a corrente injetada na rede elétrica utilizando a comparação por histerese, a fim de analisar o desempenho desta técnica em relação a operação determinada pelo controlador PR;
- E, finalmente, a submissão dos novos resultados computacionais e experimentais obtidos em publicações científicas relevantes e de cunho internacional.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. **Sistemas fotovoltaicos (FV)**: características com a interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. NBR 16149. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro: 2013. 12 p.

ABNT. **Sistemas fotovoltaicos (FV)**: características com a interface de conexão com a rede elétrica de distribuição – procedimento de ensaio e conformidade. NBR 16150. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro: 2013. 24 p.

AMERISOLAR. **AS-6P30**: polycrystalline module. 2017. 2 p. Disponível em: <http://www.weamerisolar.com/files_b/AS-6P30%20Module%20Specification.pdf>. Acesso em: 18 out. 2017.

ANEEL. **Resolução normativa nº 482**. Agência Nacional de Energia Elétrica. 2012. 9 p. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>. Acesso em: 07 mar. 2015.

ANEEL. **Resolução normativa nº 687**. Agência Nacional de Energia Elétrica. 2015. 25 p. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. Acesso em: 25 mai. 2017.

ANEEL. **Resolução normativa nº 786**. Agência Nacional de Energia Elétrica. 2017. 2 p. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2017786.pdf>>. Acesso em: 20 mar. 2020.

BRASIL. Ministério de Minas e Energia. Empresa de Pesquisa Energética. **Balanço energético nacional 2016**: ano base 2015. Rio de Janeiro: EPE, 2016. 292 p. Disponível em:< https://ben.epe.gov.br/downloads/Relatorio_Final_BEN_2016.pdf>. Acesso em: 25 mai. 2017.

BRASIL. Ministério de Minas e Energia. Empresa de Pesquisa Energética. **Balanço energético nacional 2019**: ano base 2018. Rio de Janeiro: EPE, 2019. 292 p. Disponível em:< <http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-377/topico-494/BEN%202019%20Completo%20WEB.pdf>>. Acesso em: 20 mar. 2020.

BRITO, M. A. G. **Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica.** 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2013. Disponível em: <http://www.athena.biblioteca.unesp.br/exlibris/bd/bis/33004099080P0/2013/brito_mag_dr_ilha.pdf>. Acesso em: 07 abr. 2015.

BRITO, M. A. G. et al. Tri-state single-phase integrated inverters with input to output power decoupling control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVERS, AUTOMATION AND MOTION, 2012, Sorrento. **Anais...** Sorrento, Itália: SPEEDAM, 2012, p. 293-297.

CANADIANSOLAR. **Quartech CS6P-250P.** 2017. 2 p. Disponível em: <https://www.canadiansolar.com/fileadmin/user_upload/downloads/datasheets/en/new/Canadian_Solar-Datasheet-CS6P-P_en.pdf>. Acesso em: 18 out. 2017.

CENTRO DE REFERÊNCIA PARA ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO (CRESESB). Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL). **Energia solar: princípios e aplicações.** Rio de Janeiro, RJ: 2006. 28 p. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/download/tutorial/tutorial_solar_2006.pdf>. Acesso em: 19 mai. 2017.

CHA, H.; VU, T.; KIM, J. Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system. In: 2009 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION. **Anais....** San Jose: 2009, p. 2198-2205.

CHAVES, E. N. et al. Internal model control design applied to single-phase grid-connected inverters. In: 2015 IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC). **Anais....** Fortaleza: UFC, 2015, p. 1-6. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2015.7420033>.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Control of single-stage single-phase PV inverter. **European Power Electronics and Drives Journal.** Aalborg, v. 16, n. 3, p. 20-26, 2005. <https://doi.org/10.1080/09398368.2006.11463624>.

COSTA, A. V. **Proposta de técnica para aumento de Suportabilidade a afundamentos temporários de tensão em acionamentos de velocidade variável.** 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2013. Disponível em: <<http://repositorio.ufu.br/bitstream/123456789/14339/1/PropostaTecnicaAumento.pdf>>. Acesso em: 04 fev. 2017.

ENERGIA fotovoltaica. **Portal solar.** Disponível em: <<http://www.portalsolar.com.br/energia-fotovoltaica.html>>. Acesso em: 19 abr. 2017.

IEA. Statistics of Renewables Information 2016 – Energy Atlas. International Energy Agency. 2016. Disponível em: <<http://energyatlas.iea.org/#!/tellmap/-1076250891>>. Acesso em: 20 abr. 2017.

IEA. Next generation wind and solar power: from cost to value. International Energy Agency. 2016. 182 p. Disponível em: <http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/Next_Generation_Wind_and_Solar_PowerFrom_Cost_to_ValueFull_Report.pdf>. Acesso em: 25 mai. 2017.

IEEE. Recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems: IEEE Std 519-2014. IEEE Power and Energy Society. 2014. 29p. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=6826457>>. Acesso em: 06 jul. 2017.

IEEE. Recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems: IEEE Std 929-2000. 2000. 32p. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/836389/>>. Acesso em: 06 jul. 2017.

GARCIA, L. S. et al. Dual transformerless single-stage current source inverter with energy management control strategy. **IEEE Transactions on Power Electronics.** Uberlândia, v. 28, n. 10, p. 4644-4656, 2013. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2234139>.

GARCIA, L. S. **Inversor dual de único estágio aplicado ao gerenciamento de energia através de um módulo fotovoltaico e uma célula a combustível.** 2015. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2015. Disponível em: <https://sucupira.capes.gov.br/sucupira/public/consultas/coleta/trabalhoConclusao/viewTrabalhoConclusao.jsf?popup=true&id_trabalho=3097546>. Acesso em: 07 mai. 2017.

JAIN, S.; AGARWAL, V. New current control based MPPT technique for single stage grid connected PV systems. **Energy Conversion and Management.** Mumbai, v. 48, n. 2, p. 625-644, 2007. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2006.05.018>.

JAYALATH, S.; HANIF, M. CL-filter design for grid-connected CSI. In: 2015 IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN

POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC). **Anais**.... Fortaleza: UFC, 2015, p. 1-6. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2015.7420090>.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**. Aalborg, v. 41, n. 5, p. 1292-1306, 2005. <https://doi.org/10.1109/TIA.2005.853371>.

KYOCERA. **KD135SX-UPU**: módulo policristalino de alta eficiência. 2015. 2p. Disponível em: < <http://www.kyocerasolar.com.br/modulos-solares.html> >. Acesso em: 02 set. 2016.

LEE, S. et al. Single-phase transformerless bi-directional inverter with high efficiency and low leakage current. **IET Power Electronics**. Seoul, v. 7, n. 2, p. 451-458, 2014. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0074>.

LIMA, R. R. et al. Design and modeling of a transformerless hybrid inverter system using a fuel cell as energy storage element for microgrids with sensitive loads. In: 2015 IEEE 6TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS (PEDG), **Anais**... Aachen: 2015, p. 1-8.

MARTINS, F. R.; PEREIRA, E. B.; ABREU, S. L. Sattelite-derived solar resource maps for Brazil under SWERA project. **Elsevier**. Solar Energy, v. 81, p. 517-528. 2007. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2006.07.009>.

MARTINS, F. R. et al. Solar energy scenarios in Brazil, Part one: Resource assessment. **Elsevier**. Energy Policy, v. 36, pt. 1, p. 2853-2864. 2008. <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2008.02.014>.

MARTINS, F. R. et al. Solar energy scenarios in Brazil, Part two: Photovoltaic applications. **Elsevier**. Energy Policy, v. 36, pt. 2, p. 2865-2877. 2008. <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2008.04.001>.

MELO, F. C. et al. Nova topologia de inversor de único estágio com elevado ganho de tensão para sistemas baseados em fontes alternativas de energia. In: 2012 10TH IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS (INDUSCON). **Anais**... Fortaleza: 2012.

MELO, F. C. Novel transformerless single-stage 4-switches buck-boost inverter. In: 2013 TWENTY-EIGHTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS

CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC). *Anais...* Long Beach: 2013, p. 2811-2816. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520696>.

MELO, F. C. **Projeto e desenvolvimento de um novo inversor solar de estágio único sem transformador adequado para aplicações de baixa potência**. 2017. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2017.

MENESES, D. et al. Review and comparison of step-up transformeless topologies for photovoltaic ac-module application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Madrid, v. 28, n. 6, p. 2649-2663, 2013. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2227820>.

NISE, N. S. **Engenharia de sistemas de controle**; tradução e revisão técnica de Jackson Paul Matsuura. 7. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2017. 745p. ISBN 978-1-118-80082-9.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**; tradução de Heloísa Coimbra de Souza; revisão técnica de Eduardo Aoun Tannuri. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. 809 p. ISBN 978-85-7605-810-6.

PEREIRA, E. B. et al. **Atlas brasileiro de energia solar**: projeto SWERA. São José dos Campos: INPE, 2006. 60 p. Disponível em: <http://ftp.cptec.inpe.br/labren/publ/livros/brazil_solar_atlas_R1.pdf>. Acesso em: 10 mar. 2015.

PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para sistemas fotovoltaicos**. CEPEL-CRESES. Rio de Janeiro, RJ: 2014. 530 p. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf>. Acesso em 01 nov. 2017.

PRASAD, B. S.; JAIN, S.; AGARWAL, V. Universal single-stage grid-connected inverter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**. Mumbai, v. 30, n. 1, p. 128-137, 2008. <https://doi.org/10.1109/TEC.2007.905066>.

PRODIST. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. Brasília: Agência Nacional de Energia Elétrica, 2016. Apresenta os documentos de normatização e padronização das atividades técnicas ligadas ao sistema de distribuição de energia elétrica no Brasil. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/prodist>>. Acesso em: 31 mai. 2017.

SCHMELA, M. et al. **Global Market Outlook for Solar Power 2016-2020**. Solar Power Europe. 2016. 40 p. Disponível em: <www.solarpowereurope.org/report/global-market-outlook/>. Acesso em: 19 abr. 2017.

SCHMELA, M. et al. **Global Market Outlook for Solar Power 2019-2023**. Solar Power Europe. 2019. 92 p. Disponível em: <https://www.solarpowereurope.org/wp-content/uploads/2019/07/SolarPower-Europe_Global-Market-Outlook-2019-2023.pdf>. Acesso em: 20 mar. 2020.

SUN-EARTH. **TPB156*156-60-P**: poly-crystalline. 2017. 2p. Disponível em: <http://www.sunearthpower.com/web/pdf/Sun%20Earth%20Module%20Datasheet%20TPB156x156-60_EN_2017.4.pdf>. Acesso em: 18 out. 2017.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid converters for photovoltaics and wind power systems**. John Wiley & Sons, Ltd. 2011. <https://doi.org/10.1002/9780470667057>.

VIANA, T. S. et al. Assessing the potential of concentrating solar photovoltaic generation in Brazil with satellite-derived direct normal irradiation. **Elsevier**. ScienceDirect, v. 85, p. 486-495. 2011. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2010.12.015>.

WU, W.; BLAABJERG, F. Aalborg Inverter – A new type of “buck in buck, boost in boost” grid-tied inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Aalborg, v. 30, n. 9, p. 4784-4793, 2015. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2363566>.

Apêndice A

CÓDIGO DESENVOLVIDO PARA ANALISAR A ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO IMFOCRE ATRAVÉS DO MATLAB®/SISOTOOL

O código apresentado a seguir possibilita determinar as funções de transferência da estrutura proposta na tese e analisar a estabilidade da planta mediante a ação do controle proporcional-ressonante desenvolvido.

```
% ***** IMFOCRE *****
% Inversor CSI Multifileiras Fotovoltaico conectado à Rede Elétrica
%
% Desenvolvimento: Rodrigo Rimoldi de Lima
%
% Criado em: 03/08/2017
% *****

close all
clear all
clc

s = tf('s');
% syms s

%% Parâmetros físicos

Cp1 = 0.0033;
Cp2 = 0.0033;
Lp = 0.0006;
rLp = 1.7;
Cf = 0.000022;
Lf = 0.004;
rLf = 1.2;
D = 0.703;

% syms Cp1
% syms Cp2
% syms Lp
```

```

% syms rLp
% syms Cf
% syms Lf
% syms rLf
% syms D

%% Valores das tensões e correntes

Io = 16.82;
%Iin1 = 12.42;
%Iin2 = 12.42;
%Ipv1 = 8.34;
%Ipv2 = 8.34;
Ilp = 48.38;
Vcf = 134.27;
Vpv = 150.34;
Vgrid = 127.02;

% syms Io
% syms Ilp
% syms Vcf
% syms Vpv
% syms Vgrid

%% Vetores

u = [Vpv; Vgrid] % Entrada
x = [Ilp; Vcf; Io] % Estado
y = [Io] % Saída

%% Etapas de funcionamento

% *** Etapa 1 ***
A1 = [(-rLp/Lp) 0 0; 0 0 (-1/Cf); 0 (1/Lf) (-rLf/Lf)]
B1 = [(1/Lp) 0; 0 0; 0 (-1/Lf)]

% *** Etapa 2 ***
A2 = [(-rLp/Lp) (-1/Lp) 0; (1/Cf) 0 (-1/Cf); 0 (1/Lf) (-rLf/Lf)]
B2 = [0 0; 0 0; 0 (-1/Lf)]

% *** Etapa 3 ***
A3 = [(-rLp/Lp) 0 0; 0 0 (-1/Cf); 0 (1/Lf) (-rLf/Lf)]
B3 = [0 0; 0 0; 0 (-1/Lf)]

%% Matrizes médias

Am = A1*D + 0.9*A2*(1-D) + 0.1*A3*(1-D) %Am = A1*D + A2*(1-D); %
Bm = B1*D + 0.9*B2*(1-D) + 0.1*B3*(1-D) %Bm = B1*D + B2*(1-D); %

%% Extração das funções de transferência do modelo CA

% syms I
U = u;

```

```
I = eye(3);
C = s*I - Am
Cinv = inv(C)

X = inv(-Am)*Bm*U

Bd = (A1 - 0.9*A2 - 0.1*A3)*X + (B1 - 0.9*B2 - 0.1*B3)*U

% Cálculos para Gxd
Gxd = (inv(C))*Bd

G_IlppD = Gxd(1);
G_VcfD = Gxd(2);
G_IoD = Gxd(3);

Gd_VcfIlp = Gxd(2)/Gxd(1)
Gd_VcfIo = Gxd(2)/Gxd(3)

%Cálculos para Gxu
Gxu = (inv(C))*Bm

G_IlppVpv = Gxu(1,1);
G_VcfVpv = Gxu(2,1);
G_IoVpv = Gxu(3,1);

G_IlppVgrid = Gxu(1,2);
G_VcfVgrid = Gxu(2,2);
G_IoVgrid = Gxu(3,2);

Gxu_VcfIlp = Gxu(2,1)/Gxu(1,1)
Gxu_IoVcf = Gxu(3,1)/Gxu(2,1)

%% Função de transferência do controlador PR

Kp = 10;
Ki = 42;
Wcut = 8;
Wo = 376.991118;

Cpr = Kp + ((2*Ki*Wcut*s) / (s^2 + 2*Wcut*s + Wo^2));

%% Análise de resposta em frequência da planta controlada

F = s/s;
H = s/s;

Tol = Gxu_IoVcf * Cpr      % Função de transferência em malha aberta
Tcl = feedback(Tol,1)      % Função de transferência
                           % em malha fechada

bode(Gxu_VcfIlp, 'r'), title('Resposta em frequência 1 da planta')
grid on

figure
bode(Gxu_IoVcf, 'g'), title('Resposta em frequência 2 da planta')
grid on
```

```
figure
bode(Cpr,'b'), title('Resposta em frequênci a do controlador PR')
grid on

figure
bode(Tol,'m'), title('Cascateamento planta/controlador em malha aberta')
grid on

figure
bode(Tol,'b'), title('Cascateamento planta/controlador em malha fechada')
grid on

sisotool(Gxu_VcfIlp,Cpr,1,1)
grid on

sisotool(Gxu_IoVcf,Cpr,1,1)
grid on
```

Apêndice B

FIRMWARE DE CONTROLE DO IMFOCRE EMBARCADO NO DSC TMS320F28377

O código apresentado a seguir possibilita determinar as funções de transferência da estrutura proposta na tese e analisar a estabilidade da planta mediante a ação do controle proporcional-ressonante desenvolvido.

```
*****  
// IMFOCRE  
// Inversor multifileiras fotovoltaico sem transformador conectado à rede  
elétrica  
*****  
//  
// DESENVOLVIMENTO: Rodrigo Rimoldi de Lima  
// ORIENTAÇÃO: Luiz Carlos Gomes de Freitas  
//  
// DESCRIÇÃO GERAL:  
/* Trata-se de um inversor CSI que recebe a energia proveniente de duas  
fileiras fotovoltaicas (fileira 1 e fileira 2) visando a injeção de  
corrente senoidal na rede elétrica. Para tanto, uma corrente senoidal  
retificada é imposta sobre o indutor de entrada e, por intermédio de  
um processo de histerese, são gerados os pulsos de disparo das chaves  
semicondutoras do inversor. Cabe salientar a presença de um filtro CL  
(o mais adequado à topologia proposta) no ponto de conexão do conversor  
com a rede, cuja finalidade é manter a taxa de distorção harmônica  
(DHT) da corrente gerada dentro dos patamares normativos  
internacionais. Como o projeto é totalmente voltado à conexão com a  
rede elétrica (operação grid-tied), nenhuma fonte de energia de  
retaguarda foi inserida na concepção da estrutura. Isso proporciona
```

menores custos de produção e aumento da vida útil do equipamento como um todo. O sincronismo com a tensão da rede é estabelecido com o emprego de um PLL que engloba o mecanismo de controle proporcional ressonante.

```
/*
*****// VERSÃO DO FIRMWARE: 1Lpv - 2k5Wp
*****// DOMÍNIO DO CÓDIGO: z
*****// DSC: TMS320F28335 (TEXAS INSTRUMENTS)
*****// ÚLTIMA ATUALIZAÇÃO EM: 19/06/2017
*****// *****// Chamada de BIBLIOTECAS
*****// *****// #include <math.h>
*****// *****// Definição de CONSTANTES
*****// *****// //Gerais
#define PI 3.14159265359
#define doisPI 6.28318530718

*****// //MPPTs
#define gamaMax 60
#define gamaMin 0.1
#define gamaIni 0.1
#define deltaI 0.1
#define setPoint 10
#define VpvMIN 20

*****// // PHASE LOCKED LOOP
#define Kp_PLL 0.02 // Para T = 0.5 s (método Tustin); fs = 40 kHz
#define Ki_PLL 0.2 // Para T = 0.5 s e (método Tustin); fs = 40 kHz
#define b0_PLL 0.00094159037 // Fc = 12 Hz; Método Tustin
#define b1_PLL 0.00094159037 // Fc = 12 Hz; Método Tustin
#define a1_PLL -0.99811682 // Fc = 12 Hz; Método Tustin
#define w0 376.991118431 // Frequência angular central do PLL (60 Hz)
```

```
#define wc 37.6991111843      // Frequência de corte do FPB (6 Hz)
#define Ts 25e-6                // Período de amostragem (Fs = 40 kHz)
#define intPLLMax 31.42          // 31.42 rad/s = 5 Hz
#define intPLLMin -31.42         // -31.42 rad/s = -5 Hz

//Controlador PR
#define b0_proPR 10
#define b1_proPR 10
#define a1_proPR 1
#define b0_resPR 0.0083981339
#define b1_resPR 0
#define b2_resPR -0.0083981339
#define a1_resPR -1.9995113
#define a2_resPR 0.99960009
#define VrefMax 240
#define VrefMin -240

//Referência de tensão
#define raizDe2 1.41421356237 // Raiz de 2 (multiplica Ppv)
#define VgridRMS 130          // Valor RMS da tensão da rede,
                           // ligeiramente aumentado

/****************************************/
// Declaração e inicialização de VARIÁVEIS
/****************************************/
// MPPTs
static float Vpv1, Vpv2, Vpv, Vref, Vo, Vgrid;
static floatIpv1, Ipv2, iL, Irin, Irout, Io;
static float Iref1, Iref2, Iref, Iref_indutor;
static float Vpv1_anterior, Ppv1_anterior;
static float Vpv2_anterior, Ppv2_anterior;
static float Ppv1, Ppv2, Ppv;
static float deltaV1, deltaV2, deltaP1, deltaP2;
static float gama1 = gamaIni, gama2 = gamaIni;

static int Boost, Boost1, Boost2;
static int SemiCicloPositivo, Flag1, Flag2;
static int LoopPeO = 0;

// PLL
static float wPLL = 376.9911; // Frequência angular do sinal do
```

```
        // oscilador do PLL (60 Hz)
static float fPLL = 60;          // Valor da frequência do PLL em Hz
static float theta = 0;          // Fase do oscilador do PLL
static float senoPLL = 0;        // Oscilador em fase com a entrada (seno)
static float cossenoPLL = 1;     // Oscilador em quadratura com a entrada
                                // (cosseno)
static float senoPLL_corrigido = 0; // Correção do atraso na aquisição
                                // de sinais
static float filtroIN = 0;        // Entrada do FPB
static float filtroOUT = 0;        // Saída do FPB
static float integralPLL = 0;     // Parte integral do controlador
static float proporcionalPLL = 0; // Parte proporcional do
                                // controlador
static float filtroIN_ant1 = 0;
static float filtroOUT_ant1 = 0;
static float VgridPLL = 0;

static int saida_fase = 0;        // Variável para saída em FASE
static int saida_quadratura = 0; // Variável para saída em QUADRATURA
static int Sincronismo = 0;       // PLL sincronizado --> 1;
                                // PLL não sincronizado --> 0
static int contador_sincronismo = 0; // Contador de interrupções em
                                // sincronismo com a rede
static int contador_sync_segundo = 0; // Contador de segundos
                                // sincronizados com a rede
static int contador_sincronizado = 0; // Contador de milissegundos
                                // sincronizados com a rede
static int contador_sincronizado_ms = 0; // Variável auxiliar para contar
                                // milissegundos sincronizados
static int flag_teste = 0;         // Para testar erro que estava acontecendo por
                                // desligamento do RELE_REDE
static int flag_init_pwm = 0; // FLAG para verificar inicialização do PWM
                                // (Executar apenas 1 vez o Start_PWM)

//Controlador PR
static float PRin = 0, PRin_ant1 = 0, PRin_ant2 = 0;
static float RESout = 0, RESout_ant1 = 0, RESout_ant2 = 0;
static float PROout = 0, PROout_ant1 = 0;

// Comando das chaves
int Sp1, Sp2, S1, S2, S3, S4;
```

```
*****  
//      Configuração das ENTRADAS  
*****  
Vpv1 = x1;          // Sensoriamento da tensão na fileira 1  
Vpv2 = x2;          // Sensoriamento da tensão na fileira 2  
Ipv1 = x3;          // Sensoriamento da corrente na fileira 1  
Ipv2 = x4;          // Sensoriamento da corrente na fileira 2  
iL = x5;           // Sensoriamento da corrente no indutor de entrada  
Vo = x6;           // Sensoriamento da tensão na saída do conversor  
Io = x7;           // Sensoriamento da corrente na saída do conversor  
Vgrid = x8;         // Sensoriamento da tensão da rede  
  
*****  
//      PLL e geração da REFERÊNCIA DE CORRENTE (Irin)  
*****  
// Normalizando a tensão da rede  
VgridPLL = Vgrid;  
  
// Registro de status da entrada do filtro  
filtroIN_ant1 = filtroIN;  
  
// Cálculo da entrada do filtro  
filtroIN = (VgridPLL * cossenoPLL);  
  
// Registro de status da saída do filtro  
filtroOUT_ant1 = filtroOUT;  
  
// Aplicação do FPB  
filtroOUT = (-a1_PLL * filtroOUT_ant1) + (b0_PLL * filtroIN) + (b1_PLL *  
filtroIN_ant1);  
  
// Aplicação do Controlador PI do PLL  
  
// Parte Integral  
integralPLL = integralPLL + (Ki_PLL * filtroOUT * Ts);  
  
// Limitação  
if (integralPLL > intPLLMax)  
    integralPLL = intPLLMax;  
  
if (integralPLL < intPLLMin)
```

```
integralPLL = intPLLMin;

// Parte Proporcional
proporcionalPLL = Kp_PLL * filtroOUT;

// Execução do controle
wPLL = w0 + integralPLL + proporcionalPLL;

// Frequência em Hertz
fPLL = wPLL / doisPI;

// Obtenção do ângulo theta
theta = theta + (wPLL * Ts);

// Saída em quadratura
cossenoPLL = cos(theta);

// Saída em fase
senoPLL = sin(theta);
senoPLL_corrigido = sin(theta + 0.067844832); //Diferença de 180
//microsegundos corrigida
//devido aos efeitos de
//aquisição de sinais

// Geração da referência de corrente do indutor Lpv
Irin = fabs(senoPLL);

// Reiniciando a variável theta
if (theta >= doisPI)
    theta = theta - doisPI;

/*****************/
// MPPTs das 2 fileiras - P&O modificado para ambas
/*****************/
if(LoopPeO == setPoint)
{
    LoopPeO = 0;

    Ppv1 = Vpv1 *Ipv1;
    Ppv2 = Vpv2 *Ipv2;
```

```
deltaV1 = Vpv1 - Vpv1_anterior;
deltaP1 = Ppv1 - Ppv1_anterior;

deltaV2 = Vpv2 - Vpv2_anterior;
deltaP2 = Ppv2 - Ppv2_anterior;

if(!deltaP1)
{
    Vpv1_anterior = Vpv1;
    Ppv1_anterior = Ppv1;
}
else
{
    if(deltaP1 < 0)
    {
        if(deltaV1 < 0)
            gamal = gamal - deltaI;
        else
            gamal = gamal + deltaI;
    }
    else
    {
        if(deltaV1 < 0)
            gamal = gamal + deltaI;
        else
            gamal = gamal - deltaI;
    }
    Vpv1_anterior = Vpv1;
    Ppv1_anterior = Ppv1;
}

if(!deltaP2)
{
    Vpv2_anterior = Vpv2;
    Ppv2_anterior = Ppv2;
}
else
{
    if(deltaP2 < 0)
    {
        if(deltaV2 < 0)
```

```
        gama2 = gama2 - deltaI;
    else
        gama2 = gama2 + deltaI;
    }
else
{
    if(deltaV2 < 0)
        gama2 = gama2 + deltaI;
    else
        gama2 = gama2 - deltaI;
}
Vpv2_anterior = Vpv2;
Ppv2_anterior = Ppv2;
}

if(gama1 >= gamaMax)
    gama1 = gamaMax;

if(gama1 <= gamaMin)
    gama1 = gamaMin;

if(gama2 >= gamaMax)
    gama2 = gamaMax;

if(gama2 <= gamaMin)
    gama2 = gamaMin;

Iref1 = Irin * gama1;
Iref2 = Irin * gama2;
}
else
    LoopPeO++;

/****************************************/
//      Geração da REFERÊNCIA DE TENSÃO (Vref)
/****************************************/
// Somatório da potência proveniente das fileiras PV
Ppv = Ppv1 + Ppv2;

// Geração da corrente de referência (Irout) que será comparada com a corrente
injetada na rede (Io)
```

```
Iref = (Ppv * raizDe2) / VgridRMS;
Irouout = Iref * senoPLL;

// Registro de status da entrada global do controlador PR para duas iterações
// de código
PRin_ant2 = PRin_ant1;
PRin_ant1 = PRin;

// Determinação do erro de corrente na entrada do controlador PR
PRin = Irouout - Io;

// Registro de status da entrada proporcional do controlador PR para uma
// iteração de código
PROout_ant1 = PROout;

// Atuação proporcional do controlador PR
PROout = (-a1_proPR * PROout_ant1) + (b0_proPR * PRin) + (b1_proPR *
PRin_ant1);

// Registro de status da entrada ressonante do controlador PR para duas
// iterações de código
RESout_ant2 = RESout_ant1;
RESout_ant1 = RESout;

// Atuação ressonante do controlador PR
RESout = (-a2_resPR * RESout_ant2) + (-a1_resPR * RESout_ant1) + (b0_resPR *
PRin)
+ (b1_resPR * PRin_ant1) + (b2_resPR * PRin_ant2);

// Somatório das atuações PR para geração da referência de tensão na saída
// (Vref)
Vref = PROout + RESout;

// Estabelecimento dos limites de crescimento à tensão Vref
if(Vref > VrefMax)
    Vref = VrefMax;

if(Vref < VrefMin)
    Vref = VrefMin;
```

```
*****  
// Tratamento das condições de TENSÃO das fileiras  
*****  
if (Vpv1 > VpvMIN && Vpv2 > VpvMIN)  
{  
    Vpv = 0.5 * (Vpv1 + Vpv2);  
    Boost1 = 1;  
    Boost2 = 1;  
}  
else  
{  
    if (Vpv1 <= VpvMIN)  
    {  
        Boost1 = 0;  
        Boost2 = 1;  
        Vpv = Vpv2;  
    }  
  
    if (Vpv2 <= VpvMIN)  
    {  
        Boost1 = 1;  
        Boost2 = 0;  
        Vpv = Vpv1;  
    }  
}  
  
*****  
// Controle do SEMICICLO de operação  
*****  
if (Vgrid >= 0)  
    SemiCicloPositivo = 1;  
else  
    SemiCicloPositivo = 0;  
  
*****  
// Controle da CORRENTE no indutor  
*****  
//Geração das formas de onda de corrente  
if (Boost1 && Boost2)  
    Iref_indutor = Iref1 + Iref2;  
else
```

```

{
    if(!Boost1)
        Iref_indutor = Iref2 + Iref2;

    if(!Boost2)
        Iref_indutor = Iref1 + Iref1;
}

//Imposição da corrente senoidal retificada ao indutor de boost
if(Iref_indutor > iL)
    Boost = 1;
else
    Boost = 0;

//********************************************************************

//      Controle da TENSÃO na saída
//********************************************************************

//Inicialização das chaves
Sp1 = 0;
Sp2 = 0;
S1 = 0;
S2 = 0;
S3 = 0;
S4 = 0;

if(SemiCicloPositivo)
{
    // Configuração das chaves de semiciclo do inversor
    S1 = 1; // SP
    S3 = 0; // SN

    // ETAPA 1 (Boost): carga do indutor Lpv
    if(Boost)
    {
        if(Boost1)
        {
            Sp1 = 1;
            Sp2 = 0;
        }
        else
        {
            Sp1 = 0;
            Sp2 = 1;
        }
    }
}

```

```
        if(Boost2)
        {
            Sp1 = 0;
            Sp2 = 1;
        }
        else
        {
            Sp1 = 0;
            Sp2 = 0;
        }
    }
    S2 = 1;
    S4 = 0;
}
else
{
    // Chaves de boost desligadas
    Sp1 = 0;
    Sp2 = 0;

    if(Vo > Vref)
    {
        // ETAPA 3 (Buck): decréscimo de tensão em Lpv por FWD
        S2 = 1;
        S4 = 0;
    }
    else
    {
        // ETAPA 2 (Buck + Boost): descarga de Lpv sobre a Cf e PCC
        S2 = 0;
        S4 = 1;
    }
}
}

else //Semiciclo NEGATIVO
{
    // Configuração das chaves de semiciclo do inversor
    S1 = 0; // SP
    S3 = 1; // SN
```

```
// ETAPA 1 (Boost): carga do indutor Lpv
if(Boost)
{
    if(Boost2)
    {
        Sp1 = 0;
        Sp2 = 1;
    }
    else
    {
        if(Boost1)
        {
            Sp1 = 1;
            Sp2 = 0;
        }
        else
        {
            Sp1 = 0;
            Sp2 = 0;
        }
    }
    S2 = 0;
    S4 = 1;
}
else
{
    // Chaves de boost desligadas
    Sp1 = 0;
    Sp2 = 0;

    if(Vo < Vref)
    {
        // ETAPA 3 (Buck): decréscimo de tensão em Lpv por FWD
        S2 = 0;
        S4 = 1;
    }
    else
    {
        // ETAPA 2 (Buck + Boost): descarga de Lpv sobre a Cf e PCC
        S2 = 1;
        S4 = 0;
    }
}
```

```
    }  
}  
}  
  
/*********************************************/  
//      Configuração das SAÍDAS  
/*********************************************/  
y1 = Sp1;  
y2 = Sp2;  
y3 = S1;  
y4 = S2;  
y5 = S3;  
y6 = S4;  
y7 = gamal;  
y8 = gama2;  
y9 = Iref_indutor;  
y10 = senoPLL;  
y11 = Vref;
```