



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CAMPUS SOBRAL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO (PPGEEC)

PAULO ROBSON MELO COSTA

DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE UM SISTEMA MULTIFUNCIONAL
FOTOVOLTAICO-FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA DE ESTÁGIO ÚNICO
SUBMETIDO A SOMBREAMENTO PARCIAL E CARGA NÃO-LINEAR

SOBRAL
2019

PAULO ROBSON MELO COSTA

DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE UM SISTEMA MULTIFUNCIONAL
FOTOVOLTAICO-FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA DE ESTÁGIO ÚNICO SUBMETIDO A
SOMBREAMENTO PARCIAL E CARGA NÃO-LINEAR

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro.
Coorientador: Prof. Dr. Isaac Rocha Machado.

SOBRAL

2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

C875d Costa, Paulo Robson Melo.

DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE UM SISTEMA MULTIFUNCIONAL FOTOVOLTAICO-FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA DE ESTÁGIO ÚNICO SUBMETIDO A SOMBREAMENTO PARCIAL E CARGA NÃO-LINEAR / Paulo Robson Melo Costa. – 2019.

212 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2019.

Orientação: Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro.

Coorientação: Prof. Dr. Isaac Rocha Machado.

1. Sistema Fotovoltaico (FV). 2. GMPPT. 3. Filtro Ativo Paralelo (FAP). 4. Qualidade de Energia. I. Título.

CDD 621.3

PAULO ROBSON MELO COSTA

DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE UM SISTEMA MULTIFUNCIONAL
FOTOVOLTAICO-FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA DE ESTÁGIO ÚNICO SUBMETIDO A
SOMBREAMENTO PARCIAL E CARGA NÃO-LINEAR

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Isaac Rocha Machado (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Kleber Cesar Alves de Souza
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

A Deus.

Aos meus pais, Regina e Meirizado.

À minha esposa Débora.

Aos meus sogros, Rita e Junior.

Aos meus irmãos, Laelia, Layane, Samuel e
Mirian.

AGRADECIMENTOS

Ao Senhor pelo o que Ele é, Deus zeloso e misericordioso.

À minha querida esposa Débora, por sonhar junto comigo e, pelo seu exemplo, sempre me motivar a ser melhor.

À minha família querida, por todo amor, suporte e sacrifício que fizeram para que eu chegasse até aqui. Em especial aos meus pais Meirizado e Regina, que são os grandes incentivadores e responsáveis por minhas conquistas, às minhas irmãs Laélia, Layane e Mirian, ao meu irmão Samuel, aos meus sogros Rita e Benedito Júnior e minhas cunhadas Dayane Daniele pelo acolhimento e carinho.

Aos Professores Marcus Rogério e Isaac Machado, pelo acompanhamento, orientação e amizade durante todo o mestrado.

Aos Professores Edilson Mineiro e Vandilberto Pinto pela relevante contribuição na minha formação.

Aos professores participantes da banca examinadora René Bascope e Kleber Souza pelo tempo, pelas valiosas colaborações e sugestões.

Aos colegas da turma de mestrado, por todas as conversas acadêmicas e momentos de descontração que tornaram esse trabalho mais rico e feliz.

À CAPES, pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

“É evidente que o acesso ao conhecimento científico eleva a condição geral de uma sociedade porque aumenta seu repertório de soluções.”

Galileu Galilei

RESUMO

A geração distribuída fotovoltaica (FV) vem se popularizando cada vez mais. Semelhantemente, a quantidade de cargas eletrônicas tem aumentado juntamente com a necessidade de melhorar a qualidade de energia. O FV-Filtro Ativo Paralelo (FV-FAP) combina os benefícios da geração de fonte renovável com o condicionamento de energia para melhorar a qualidade de energia. Trata-se de um sistema capaz de injetar a potência FV gerada na rede elétrica, eliminar harmônicos de corrente e compensar potência reativa da carga local da instalação. No FV-FAP de topologia de estágio único, o arranjo de módulos FV é conectado diretamente ao barramento CC do Conversor Fonte de Tensão que compõe o FV-FAP, sem a necessidade de um conversor CC-CC intermediário. Neste trabalho, um Sistema FV-FAP de estágio único, trifásico e a três fios é desenvolvido e avaliado em condição de sombreamento parcial e na presença de cargas não-lineares na instalação local. Para isso, é proposta uma técnica de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência Global (GMPPT – *Global Maximum Power Point Tracking*) capaz de rastrear o ponto de máxima potência em pouquíssimo tempo mesmo na presença de diversos picos de potência na curva *Potência-Tensão* do arranjo FV. É estabelecida uma faixa de tensão permissível ao barramento CC do conversor, de modo que o GMPPT seja executado variando a tensão do barramento CC e a controlabilidade de corrente do conversor ainda seja garantida. Um Modo Noturno é também implementado para a atuação do sistema apenas como filtro ativo com a tensão do barramento CC fixa quando não há geração FV. A teoria das potências instantâneas (Teoria $p-q$) é empregada para calcular as correntes de referência do conversor. Um controlador de corrente por histerese com banda adaptativa é usado para controlar a corrente de saída do conversor e gerar os comandos de chaveamento. Também é apresentado o dimensionamento do arranjo fotovoltaico e dos componentes do conversor utilizado, bem como o projeto dos controladores utilizados. Os resultados obtidos através de simulação computacional no *software* PSIM e de um protótipo experimental montado em laboratório mostram que o sistema FV-FAP com as estratégias de controle adotadas é capaz de, ao mesmo tempo, injetar na rede elétrica o máximo de potência disponibilizada pelo sistema FV mesmo na ocorrência de sombreamento parcial, além de compensar harmônicos de corrente e potência reativa da carga, melhorando os índices de qualidade de energia da instalação.

Palavras-chave: Sistema Fotovoltaico (FV). GMPPT. Filtro Ativo Paralelo (FAP). Qualidade de Energia.

ABSTRACT

Distributed solar photovoltaic (PV) generation is becoming more popular. Similarly, the amount of electronic loads has increased along with the need to improve the power quality. The PV-Shunt Active Filter (PV-SAF) combines the renewable energy generation and power conditioners benefits in microgeneration systems, is a system capable of injecting the PV power generated in the electrical grid and eliminating harmonics of current and reactive power of the local installation load. In the single-stage topology, the PV array is connected directly to the SAF DC bus, without the need for an intermediate DC-DC converter. In this work, a three-phase three-wire single-stage PV-SAF system is evaluated in partial shading conditions and in the presence of nonlinear loads in the local installation. For this, is proposed a Global Maximum Power Point Tracking (GMPPT) technique capable of tracking the point of maximum power quickly even in the presence of several power peaks in the *power-voltage* curve of the PV array. A permissible voltage range is designed for the converter DC bus, for GMPPT to be executed by varying the DC bus voltage while still ensuring the converter current controllability. A nighttime mode is also implemented for system operation only as an active filter with the fixed DC bus voltage when there is no PV generation. The instantaneous powers theory is used to calculate the converter reference currents, which shows reliable performances. The adaptive hysteresis band current controller is used to control the converter output current and generate the converter switching signals. The sizing of the PV array and the converter components used, as well as the design of the controllers used is also presented. The results obtained through a computer simulation in PSIM software and a laboratory-based experimental prototype show that the PV-SAF system with the adopted control strategies is capable of simultaneously injecting into the electric grid the maximum power available by the PV system, even in the case of partial shading, and compensating load current harmonics and reactive power.

Keywords: Photovoltaic (PV) system. GMMPT. Shunt Active Filter (SAF). Power Quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Mapa da média anual diária da radiação solar direta no Brasil	15
Figura 1.2	– Diagrama esquemático do sistema FV-FAP com topologia de (a) estágio único e de (b) estágio duplo	19
Figura 2.1	– Células fotovoltaicas de silício monocristalino (Si-m) e de silício policristalino (Si-p)	27
Figura 2.2	– Comparação da estrutura atômica das células fotovoltaicas de silício monocristalino (b) e policristalino (a)	27
Figura 2.3	– Junção P-N de uma célula fotovoltaica, uma corrente flui por um caminho externo a junção quando esta é iluminada (a). Curvas características de corrente-tensão ($I-V$) da junção P-N quando há ou não iluminação (b)	28
Figura 2.4	– Representação do funcionamento de uma célula fotovoltaica de silício cristalizado	28
Figura 2.5	– Estrutura de um módulo fotovoltaico de silício cristalino	30
Figura 2.6	– Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal	32
Figura 2.7	– Curva característica corrente-tensão da célula fotovoltaica ideal para diferentes níveis de irradiação	33
Figura 2.8	– Curva característica potência-tensão da célula fotovoltaica ideal para diferentes níveis de irradiação	34
Figura 2.9	– Curva característica potência-tensão da célula fotovoltaica ideal para diferentes temperaturas	35
Figura 2.10	– Circuito equivalente do modelo de um único diodo da célula fotovoltaica considerando as perdas ôhmicas	37
Figura 2.11	– Os efeitos das resistências série (a) e paralelo (b) na curva $I-V$ da célula fotovoltaica	38

Figura 2.12 – Módulo fotovoltaico composto de células conectadas em série e diodos de <i>bypass</i> (a). Arranjo fotovoltaico composto de <i>strings</i> de módulos (b) ...	40
Figura 2.13 – Janela da ferramenta <i>Solar Module (physical model)</i> do PSIM	43
Figura 2.14 – Comparação entre as curvas Corrente-Tensão fornecidas pela folha de dados para distintas condições de irradiação e temperatura (preto) e as curvas obtidas no modelo do módulo FV do PSIM (vermelho) para o módulo KC65T	45
Figura 2.15 – Comparação entre as curvas Corrente-Tensão fornecidas pela folha de dados para distintas condições de irradiação e temperatura (preto) e as curvas obtidas no modelo do módulo FV do PSIM (vermelho) para o módulo KD210GX-LPU	45
Figura 2.16 – Representação de um módulo FV no PSIM com um único bloco (esquerda) ou com um bloco para cada diodo de <i>bypass</i> (direita)	48
Figura 2.17 – Curvas <i>I-V</i> e <i>P-V</i> características referente à associação série de três módulos fotovoltaicos (KC65T) em condições de USC	49
Figura 2.18 – Curva <i>I-V</i> característica referente à associação mista de três módulos fotovoltaicos (KC65T) em condições de STC	49
Figura 2.19 – Curvas <i>I-V</i> e <i>P-V</i> características referentes à associação série de três módulos fotovoltaicos (KC65T) em condições de PSC com um módulo sombreado	50
Figura 2.20 – Curvas <i>I-V</i> e <i>P-V</i> características referente à associação série de três módulos fotovoltaicos (KC65T) em condições de PSC com dois módulos sombreado	51
Figura 2.21 – Esquema de geração fotovoltaica conectada à rede elétrica com topologia de dois estágios	53
Figura 2.22 – Esquema de geração fotovoltaica conectada à rede elétrica com topologia de estágio único	53
Figura 2.23 – Função de associação para entradas e saídas do controlador lógico <i>fuzzy</i>	56

Figura 2.24 – Exemplo de rede neural	57
Figura 2.25 – Exemplo de fluxograma de MPPT baseado no algoritmo <i>Hill Climbing</i> ...	59
Figura 2.26 – Comportamento do algoritmo <i>Hill Climbing</i> na curva <i>P-V</i>	59
Figura 2.27 – Comportamento do algoritmo <i>Hill Climbing</i> no domínio do tempo	60
Figura 2.28 – Exemplo de fluxograma de MPPT baseado no algoritmo <i>Perturb & Observe</i>	62
Figura 2.29 – Comportamento do algoritmo <i>Perturb & Observe</i> na curva <i>P-V</i>	63
Figura 2.30 – Comportamento do algoritmo <i>Perturb & Observe</i> no domínio do tempo ..	64
Figura 2.31 – Exemplo de fluxograma de MPPT baseado no algoritmo <i>Incremental Conductance</i>	65
Figura 2.32 – Curvas <i>P-V</i> e <i>I-V</i> de um arranjo fotovoltaico em condição de sombreamento parcial	71
Figura 2.33 – Comparação do erro de estimação da localização dos MPP da técnica proposta (a) e da técnica $k_I V_{OC}$ (b)	75
Figura 2.34 – Fluxograma do algoritmo de GMPPT proposto	77
Figura 2.35 – Exemplo de rastreamento do GMPP utilizando o algoritmo GMPPT proposto ..	79
Figura 3.1 – Circuito VSC conectado à rede elétrica por meio da indutância de acoplamento	81
Figura 3.2 – Representação das coordenadas $\alpha\beta$ e dq	83
Figura 3.3 – Potências instantâneas no sistema trifásico a três fios	86
Figura 3.4 – Comparação das componentes de potências instantâneas para diferentes tipos de cargas	88
Figura 3.5 – Potências instantâneas durante a compensação, por meio de um FAP, dos harmônicos e dos reativos de uma carga não-linear	89
Figura 3.6 – Potências instantâneas durante a compensação, por meio de um FAP, dos harmônicos e dos reativos de uma carga não-linear	90

Figura 3.7	– Potências instantâneas durante a compensação dos harmônicos e dos reativos de uma carga não-linear e injeção da potência FV gerada, por meio do FV-FAP	91
Figura 3.8	– Diagrama da potência e esquema de controle do FV-FAP com topologia de estágio único	92
Figura 3.9	– Diagrama de blocos de controle do sistema SRF-PLL do tipo q	94
Figura 3.10	– Diagrama de blocos do modelo linearizado em malha fechada do SRF-PLL do tipo q	95
Figura 3.11	– Diagrama de blocos do controle em malha fechada da tensão do barramento CC	97
Figura 3.12	– Fluxograma da Detector de Sequência Positiva	100
Figura 3.13	– Fluxograma da obtenção das correntes de referência do FV-FAP	101
Figura 3.14	– Correntes e sinal de chaveamento do controlador de corrente por histerese para uma fase do VSC	102
Figura 3.15	– Controlador de corrente por histerese convencional por fase do VSC	103
Figura 3.16	– Controlador de corrente por histerese com banda adaptativa	104
Figura 4.1	– Configuração do sistema FV-FAP em tensão de 380 V	106
Figura 4.2	– Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada.....	117
Figura 4.3	– Comparação do erro de estimação da localização dos MPP da técnica proposta (a) e da técnica $k_I \cdot V_{OC}$ (b) para o arranjo de 30 módulos KD210GX-LPU	125
Figura 4.4	– Configuração do sistema FV-FAP em tensão de 40 V	126
Figura 5.1	– Resultados de simulação do PLL do sistema FV-FAP em tensão de 380 V.	136
Figura 5.2	– Resultados de simulação do Detector de Sequência Positiva do sistema FV-FAP em tensão de 380 V	137
Figura 5.3	– Resultados de simulação das potências instantâneas da carga do sistema FV-FAP em tensão de 380 V	138

Figura 5.4	– Resultados de simulação da corrente de referência do sistema FV-FAP em tensão de 380 V para compensação das potências indesejáveis da carga ...	139
Figura 5.5	– Resultados de simulação do controlador de corrente por histerese com banda adaptativa do sistema FV-FAP em tensão de 380 V	140
Figura 5.6	– Resultados de simulação do controle da tensão do barramento CC do sistema FV-FAP em tensão de 380 V iniciando sem geração FV	141
Figura 5.7	– Resultados de simulação do controle da tensão do barramento CC do sistema FV-FAP em tensão de 380 V iniciando com geração FV	142
Figura 5.8	– Curvas $P-V$ das situações Caso 1 e Caso 2	143
Figura 5.9	– Desempenho do sistema FV-FAP em tensão de 380 V com mudança nas condições de irradiação	144
Figura 5.10	– Comparação da forma de onda da corrente do VSC e da rede e do espectro harmônico da corrente da rede elétrica com a função de filtragem ativa do FV-FAP (preto) e sem a função de filtragem ativa (cinza), com o barramento CC em 778 V (Caso 1)	146
Figura 5.11	– Comparação da forma de onda da corrente do VSC e da rede e do espectro harmônico da corrente da rede elétrica com a função de filtragem ativa do FV-FAP (preto) e sem a função de filtragem ativa (cinza), com o barramento CC em 698 V (Caso 2)	147
Figura 6.1	– Fotografia da bancada do sistema implementado experimentalmente	148
Figura 6.2	– Diagrama do conversor <i>back-to-back</i> utilizado como FV-FAP	149
Figura 6.3	– Detalhes da bancada utilizada, (a) parte dianteira com conversores e placa de controle, (b) detalhe do conversor e (c) parte traseira	150
Figura 6.4	– Detalhe do DSP TMS320F28335 na placa de controle	152
Figura 6.5	– Fluxograma do código implementado no DSP	153
Figura 6.6	– Arranjo fotovoltaico e os padrões de sombreamento PS1 (a), PS2 (b), PS3 (c) e PS4 (d)	155
Figura 6.7	– Curvas $P-V$ do arranjo fotovoltaico nos padrões de sombreamento PS1 (a), PS2 (b), PS3 (c) e PS4 (d)	155

Figura 6.8	– Resultado do FV-FAP com carga não-linear e injetando a potência gerada na rede com o arranjo fotovoltaico nos padrões de sombreamento PS1 (a) PS2 (b), PS3 (c) e PS4 (d)	156
Figura 6.9	– Arranjo fotovoltaico e os padrões de sombreamento PS5 (a), PS6 (b), PS7 (c) e PS8 (d)	158
Figura 6.10	– Curvas $P-V$ do arranjo fotovoltaico nos padrões de sombreamento PS5 (a), PS6 (b), PS7 (c) e PS8 (d)	158
Figura 6.11	– Resultado do FV-FAP com carga não-linear e injetando a potência gerada na rede com o arranjo fotovoltaico nos padrões de sombreamento PS5 (a) PS6 (b), PS7 (c) e PS8 (d)	159
Figura 6.12	– Desempenho do FV-FAP com carga não-linear (113 W) inferior à potência FV gerada (370 W)	161
Figura 6.13	– Desempenho do FV-FAP com carga não-linear (557 W) superior à potência FV gerada (330 W)	162
Figura 6.14	– Desempenho do FV-FAP com carga linear R-L (35 W) e geração FV (304 W) (a), potências reais da carga e do FV-FAP (b) e potências imaginárias da carga e do FV-FAP (c)	163
Figura 6.15	– Desempenho do FV-FAP no Modo Noturno com carga não-linear (557 W).....	164
Figura 6.16	– Tensões e correntes da rede elétrica antes (a) e depois (b) da atuação do FV-FAP no Modo Noturno. Análise harmônica da corrente da rede elétrica antes (c) e depois (d) da compensação obtidos com o analisador de qualidade de energia ET-5060C da fabricante <i>minipa</i>	165
Figura A.1	– Rede elétrica, Ripple Filter e impedância de acoplamento no PSIM	181
Figura A.2	– Conversor Fonte de Tensão (VSC) no PSIM	181
Figura A.3	– Retificador controlado no PSIM	182
Figura A.4	– Geração do disparo dos tiristores do retificador controlado no PSIM	182
Figura A.5	– Bloco C de controle do sistema no PSIM	183
Figura A.6	– Arranjo FV no PSIM	183

Figura A.7 – Definição da temperatura e da irradiação dos módulos FV no PSIM 184

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Limites de distorção para a tensão.....	17
Tabela 1.2 – Limites de distorção para a corrente para sistemas com tensão entre 120 V e 69 kV.....	17
Tabela 2.1 – Comparação da eficiência das diversas tecnologias de células fotovoltaicas	29
Tabela 2.2 – Especificações elétrica do módulo <i>Kyocera</i> KC65T	42
Tabela 2.3 – Especificações elétrica do módulo <i>Kyocera</i> KD210GX-LPU	42
Tabela 2.4 – Parâmetros do modelo físico no PSIM do módulo <i>Kyocera</i> KC65T	44
Tabela 2.5 – Parâmetros do modelo físico no PSIM do módulo <i>Kyocera</i> KD210GX-LPU	44
Tabela 2.6 – Comparação entre as especificações elétricas fornecidas pela folha de dados do fabricante e as obtidas no PSIM com os parâmetros encontrados para o módulo <i>Kyocera</i> KC65T	46
Tabela 2.7 – Comparação entre as especificações elétricas fornecidas pela folha de dados do fabricante e as obtidas no PSIM com os parâmetros encontrados para o módulo <i>Kyocera</i> KD210GX-LPU	47
Tabela 2.8 – Tabela base de regras <i>fuzzy</i>	56
Tabela 2.9 – Resumo do algoritmo P&O	61
Tabela 2.10 – Comparação entre as técnicas $k_I V_{OC}$ e proposta para estimação da localização dos MPP	73
Tabela 2.11 – Parâmetros α e k_I obtidos para um arranjo de 6 módulos KC65T	74
Tabela 2.12 – Padrões de irradiação para cada um dos seis módulos KC65T do arranjo.	74
Tabela 2.13 – Parâmetros do GMPPT proposto para o arranjo FV formado seis módulos KC65T conectados em série	78
Tabela 4.1 – Parâmetros da rede elétrica considerada para o sistema FV-FAP em 380 V	106

Tabela 4.2 – Parâmetros do retificador trifásico controlado considerado como a carga elétrica para o sistema FV-FAP em 380 V	110
Tabela 4.3 – Parâmetros do VSC projetado para o sistema FV-FAP em 380 V	113
Tabela 4.4 – Especificações elétricas do módulo <i>Kyocera</i> KD210GX-LPU nas condições de operação extremas CO1 e CO2	114
Tabela 4.5 – Características do arranjo FV dimensionado o sistema FV-FAP em 380 V	115
Tabela 4.6 – Parâmetros do projeto do controlador PI do PLL para o sistema FV-FAP em 380 V	120
Tabela 4.7 – Parâmetros do projeto do controlador PI da tensão do barramento CC para o sistema FV-FAP em 380 V	121
Tabela 4.8 – Parâmetros do filtro passa baixa utilizado na separação das componentes médias e oscilantes das potências instantâneas	123
Tabela 4.9 – Parâmetros do GMPPT proposto para o arranjo FV formado de 30 módulos KD210GX-LPU conectados em série	123
Tabela 4.10 – Padrões de irradiação para cada um dos 30 módulos KD210GX-LPU do arranjo	124
Tabela 4.11 – Parâmetros da rede elétrica considerada para o sistema FV-FAP em 40 V.	126
Tabela 4.12 – Parâmetros do VSC utilizado no sistema FV-FAP em 40 V	128
Tabela 4.13 – Especificações elétricas do módulo <i>Kyocera</i> KC65T nas condições de operação extremas CO1 e CO2	129
Tabela 4.14 – Características do arranjo FV dimensionado o sistema FV-FAP em 40 V .	130
Tabela 4.15 – Parâmetros do projeto do controlador PI do PLL para o sistema FV-FAP em 40 V	132
Tabela 4.16 – Parâmetros do projeto do controlador PI da tensão do barramento CC para o sistema FV-FAP em 40 V	133
Tabela 4.17 – Parâmetros do filtro passa baixa utilizado na separação das componentes médias e oscilantes das potências instantâneas	133

Tabela 4.18 – Parâmetros do GMPPT proposto para o arranjo FV formado por seis módulos KC65T conectados em série	134
Tabela 5.1 – Padrões de irradiação para cada um dos 30 módulos KD210GX-LPU do arranjo	142

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AG	Algoritmo Genético
AHBCC	<i>Adaptative Hysteresis Band Current Controller</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CSC	<i>Current Source Converter</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
DMPPT	<i>Distributed Maximum Power Point Tracking</i>
DNLMS	<i>Modified Decorrelation Normalized Least Mean Square</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ES	<i>Extremum Seeking</i>
FACTS	<i>Flexible Alternating Current Transmission Systems</i>
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FBP	Filtro Passa Baixa
FD	Fator de Deslocamento
FF	<i>Fill Factor</i>
FP	Fator de Potência
FV	Fotovoltaico
GD	Geração Distribuída
GMPP	<i>Global Maximum Power Peak</i>
GMPPT	<i>Global Maximum Power Point Tracking</i>
HB	<i>Hysteresis Band</i>
HC	<i>Hill Climbing</i>
HCC	<i>Hysteresis Current Controller</i>
HSP	Horas de Sol a Pino
IncCond	<i>Incremental Conductance</i>
LLL	<i>Leaky Least Logarithmic</i>
LMPP	<i>Local Maximum Power Peak</i>
LWDF	<i>Lattice Wave Digital Filter</i>
MPP	<i>Maximum Power Peak</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NOTC	<i>Nominal Operating Cell Temperature</i>
OC	<i>Open Circuit</i>

P&O	<i>Perturb & Observe</i>
PCC	Ponto de Conexão Comum
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PPGEEC	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação
PRODIST	Procedimento de Distribuição
PSC	<i>Partial Shading Condition</i>
PSD	Detector de Sequência Positiva
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
RCC	<i>Ripple Correlation Control</i>
RECKF	<i>Robust Extended Complex Kalman Filter</i>
RF	<i>Ripple Filter</i>
SC	<i>Short Circuit</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame Theory</i>
SSSC	<i>Static Synchronous Series Compensator</i>
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
UPFC	<i>Unified Power Flow Controller</i>
USC	<i>Uniform Shading Condition</i>
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$(di_L/dt)_{m\acute{a}x}$	Máxima derivada de corrente (até a 50ª harmônica) da carga
$(V_{MPP,a})_{max}$	Mínima tensão de MPP em USC do arranjo FV
$(V_{MPP,a})_{min}$	Máxima tensão de MPP em USC do arranjo FV
ΔV	Variação de tensão do P&O
a_0	Constante de proporção da entrada do filtro passa-baixa
AM	Massa de ar
b_1	Constante de decaimento da última amostra do filtro passa-baixa
C	Coefficiente de temperatura
C_{DC}	Capacitância do barramento CC
C_{RF}	Indutância do <i>ripple filter</i>
DHT_L	DHT da corrente da carga
E_{gap}	Banda proibida (<i>band gap</i>)
f_C	Máxima frequência de chaveamento
FD_L	Fator de deslocamento da carga
FF	Fator de preenchimento
FP_L	Fator de potência da carga
f_{Sm}	Frequência de amostragem da modulação do chaveamento
G	Irradiação
HB_{abc}	Banda de histerese da cada fase do controlador de corrente por histerese
H_L	Potência harmônica da carga
$i_{+1\alpha}$ e $i_{+1\beta}$	Correntes auxiliares em coordenadas $\alpha\beta$ do PSD
I_0	Corrente de saturação do diodo
i_{Ca}, i_{Cb} e i_{Cc}	Correntes de linha do VSC
i_{Cabc}^*	Correntes de referência em coordenadas abc para o VSC
i_{Cd}	Corrente do conversor de eixo d
i_{Cq}	Corrente do conversor de eixo q
$i_{Ca\beta}^*$	Correntes de referência em coordenadas $\alpha\beta$ para o VSC
I_{DC}	Corrente no barramento CC
I_{FV}	Corrente do arranjo FV

I_{La}, i_{Lb} e i_{Lc}	Correntes da carga
I_{Ldc}	Corrente de saída do retificador
I_{MPP}	Corrente de máxima potência
I_{ph}	Corrente fotogerada
I_{SC}	Corrente de curto-circuito
k_I	Constante da técnica <i>Fractional Open-Circuit Voltage</i>
k_B	Constante de Boltzmann
$K_{i_z, PLL}$	Ganho integrativo discreto para o controlador PI do PLL
$K_{i_z, VDC}$	Ganho integrativo discreto para o controlador PI da tensão do barramento CC
$K_{p, PLL}$	Ganho proporcional do controlador PI na malha de controle do PLL
$K_{p, VDC}$	Ganho proporcional do controlador PI na malha da tensão do barramento CC
$K_{p_z, PLL}$	Ganho proporcional discreto para o controlador PI do PLL
$K_{p_z, VDC}$	Ganho proporcional discreto para o controlador PI da tensão do barramento CC
L_C	Indutância de acoplamento
L_{Ldc}	Indutância de carga do retificador
L_S	Indutância série da rede elétrica
N	Número de módulos conectados em série do arranjo FV
P	Potência ativa
p	Potência instantânea real
p_I	Potência real auxiliar do PSD
P_{crit}	Potência para entrar no Modo Noturno
p_{FV}	Potência instantânea do arranjo FV
P_{FV}	Potência do arranjo FV
P_L	Potência ativa da carga
p_L e q_L	Potências instantâneas da carga
P_{MPP}	Potência máxima
\bar{p}	Componente média da potência instantânea real
\tilde{p}	Componente oscilante da potência instantânea real
\bar{p}_{loss}	Potência de regulação da tensão do barramento CC
\bar{q}	Componente média da potência instantânea imaginária
\tilde{q}	Componente oscilante da potência instantânea imaginária
Q	Potência reativa

q	Potência instantânea imaginária
Q_L	Potência reativa da carga
R_C	Resistência de acoplamento
R_{Ldc}	Resistência de carga do retificador
R_p	Resistência em paralelo da célula FV
R_{RF}	Resistência do <i>ripple filter</i>
R_s	Resistência série da célula FV
R_S	Resistência série da rede elétrica
S_L	Potência aparente da carga
S_{VSC}	Potência do VSC
T	Temperatura na célula
$t_{a,PLL}$	Tempo de acomodação para o controlador PI do PLL
$t_{a,VDC}$	Tempo de acomodação para o controlador PI da tensão do barramento CC
Ti_{PLL}	Tempo integrativo do controlador PI na malha de controle do PLL
Ti_{PLL}	Tempo integrativo para o controlador PI do PLL
Ti_{VDC}	Tempo integrativo do controlador PI na malha da tensão do barramento CC
Ti_{VDC}	Tempo integrativo para o controlador PI da tensão do barramento CC
T_p	Intervalo entre as perturbações do P&O
T_S	Período de amostragem do controle
V_{DC}^*	Tensão de referência para o barramento CC
v_{Ca}, v_{Cb} e	Tensões do VSC
v_{Cc}	
V_{DC}	Tensão no barramento CC
V_{DCI}	Tensão do barramento CC de referência para o Modo Noturno
V_{DCmax}	Tensão máxima do barramento CC
V_{DCmin}	Tensão mínima do barramento CC
V_{FV}	Tensão do arranjo FV
V_{MPP}	Tensão de máxima potência
V_{MPPj}	Tensão relativa ao <i>j-ésimo</i> MPP
V_{OC}	Tensão de circuito aberto
$V_{OC,m}$	Tensão de circuito aberto de um módulo FV
V_S	Valor eficaz da tensão de linha da rede elétrica
\vec{v}_S	Vetor espacial da tensão da rede

$v_{S+1\alpha}$ e	Componentes de sequência positiva e frequência fundamental das tensões da
$v_{S+1\beta}$	Rede elétrica em coordenadas $\alpha\beta$
v_{Sa}, v_{Sb} e	Tensões da rede elétrica
v_{Sc}	
v_{Sd}	Tensão da rede de eixo d
v_{Sq}	Tensão da rede de eixo q
V_t	Tensão térmica
α	Constante para estimação dos MPPs
α_i	Coefficiente de temperatura da corrente de curto-circuito
α_v	Coefficiente de temperatura da tensão de circuito de aberto
δ	Ângulo de disparo dos tiristores
ΔI_C	Máxima ondulação na corrente de saída
ΔV_{DC}	Máxima ondulação na tensão do barramento CC
ζ_{PLL}	Coefficiente de amortecimento para o controlador PI do PLL
ζ_{VDC}	Coefficiente de amortecimento para o controlador PI da tensão do barramento CC
η	Fator de idealidade
θ_{PLL}	Fase da rede estimados pelo PLL
θ_S	Ângulo de fase da rede elétrica
τ_{FBP}	Constante de tempo do filtro passa-baixa
τ_{PLL}	Constante de tempo da planta do PLL
τ_{VDC}	Constante de tempo da planta da tensão do barramento CC
ω_{PLL}	Frequência da rede estimados pelo PLL
ω_S	Frequência angular da rede

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Estado da arte	20
1.2	Objetivo	21
1.3	Justificativa	22
1.4	Metodologia	23
1.5	Organização do trabalho	23
2	SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA: MODELAGEM E ALGORITMO DE GMPPT PROPOSTO	25
2.1	Modelagem da célula fotovoltaica	32
2.2	Obtenção dos parâmetros do modelo	40
2.3	Os efeitos do sombreamento na geração fotovoltaica	48
2.4	Rastreamento do ponto global de máxima potência	51
2.4.1	<i>Tensão de circuito aberto e corrente de curto-circuito fracionada</i>	54
2.4.2	<i>Métodos de inteligência computacional</i>	55
2.4.2.1	<i>Lógica Fuzzy</i>	55
2.4.2.2	<i>Redes Neurais</i>	57
2.4.3	<i>Hill Climbing, Perturb & Observe e Incremental Conductance</i>	58
2.4.4	<i>Rastreamento do MPP Global</i>	66
2.5	Algoritmo de GMPPT proposto	69
3	SISTEMA FV-FAP BASEADO NO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO.	80
3.1	Modelagem do Conversor Fonte de Tensão (VSC)	82
3.2	Teoria das potências instantâneas (Teoria $p-q$)	84
3.3	Filtro Ativo Paralelo	88
3.4	Configuração e estratégias de controle do FV-FAP de estágio único	91
3.4.1	<i>Sincronismo com a rede elétrica</i>	92
3.4.2	<i>Controle da tensão do barramento CC</i>	95
3.4.3	<i>Obtenção das correntes de referência do FV-FAP</i>	98
3.4.4	<i>Controle de corrente do FV-FAP</i>	101
4	PROJETO DO SISTEMA FV-FAP	105
4.1	Projeto do sistema FV-FAP em 380 V	105
4.1.1	<i>Características da carga elétrica</i>	107

4.1.2	Projeto do Conversor Fonte de Tensão (VSC)	110
4.1.3	Dimensionamento do Arranjo Fotovoltaico	113
4.1.4	Projeto dos controladores	116
4.1.4.1	<i>Apresentação do controlador PI</i>	116
4.1.4.2	<i>Projeto do controlador PI do PLL</i>	119
4.1.4.3	<i>Projeto do controlador PI da tensão do barramento CC</i>	120
4.1.4.4	<i>Projeto do Filtro Passa Baixa</i>	122
4.1.4.5	<i>Projeto dos parâmetros do GMPPT</i>	123
4.2	Projeto do sistema FV-FAP em 40 V	125
4.2.1	Parâmetros do Conversor Fonte de Tensão (VSC)	127
4.2.2	Dimensionamento do Arranjo Fotovoltaico	128
4.2.3	Projeto dos controladores	131
4.2.3.1	<i>Projeto do controlador PI do PLL</i>	131
4.2.3.2	<i>Projeto do controlador PI da tensão do barramento CC</i>	132
4.2.3.3	<i>Projeto do Filtro Passa Baixa</i>	133
4.2.3.4	<i>Projeto dos parâmetros do GMPPT</i>	134
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	135
5.1	Desempenho do PLL	135
5.2	Desempenho do Detector de Sequência Positiva	136
5.3	Análise das potências da carga e geração das correntes de compensação pela Teoria $p-q$	137
5.4	Desempenho do Controlador de Corrente	139
5.5	Desempenho do Controlador de Tensão do Barramento CC	140
5.6	Desempenho do GMPPT proposto e do sistema FV-FAP de estágio único	142
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	148
6.1	Descrição do <i>hardware</i> utilizado	149
6.2	Programação do DSP	151
6.3	Resultados experimentais	153
6.3.1	<i>Injetando a potência FV gerada na rede elétrica sob diferentes condições de sombreamento e carga não-linear (considerando o sombreamento uniforme em cada módulos)</i>	154

6.3.2	<i>Injetando a potência FV gerada na rede elétrica sob diferentes condições de sombreamento e carga não-linear (considerando o sombreamento parcial nos módulos)</i>	157
6.3.3	<i>Desempenho do FV-FAP com carga linear e não-linear durante a geração FV</i>	160
6.3.4	<i>Desempenho do FV-FAP com carga não-linear durante o Modo Noturno</i>	163
7	CONCLUSÃO.....	166
7.1	Sugestões para trabalhos futuros	168
7.2	Publicações resultantes da pesquisa realizada	168
7.2.1	<i>Trabalhos enviados para periódicos e ainda em processo de revisão</i>	168
7.2.2	<i>Trabalhos publicados em anais de congresso</i>	169
	REFERÊNCIAS	170
	APÊNDICE A – MONTAGEM DO SISTEMA FV-FAP NO PSIM.....	181
	APÊNDICE B – CÓDIGO FONTE DO DSP UTILIZADO NA IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL	185

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas fotovoltaicos (FV) convertem a radiação solar em eletricidade sem produzir ruído sonoro, resíduos ou emitir gases poluentes. Juntamente com estas características, a considerável redução dos preços dos módulos fotovoltaicos ao longo dos anos tem tornado o uso desta tecnologia mais atrativa.

Atualmente, o sistema solar fotovoltaico é uma das tecnologias de geração de energia elétrica mais utilizadas em instalações comerciais e residenciais. Com baixo impacto ambiental, sua instalação é simples e comumente próxima a cargas não-lineares.

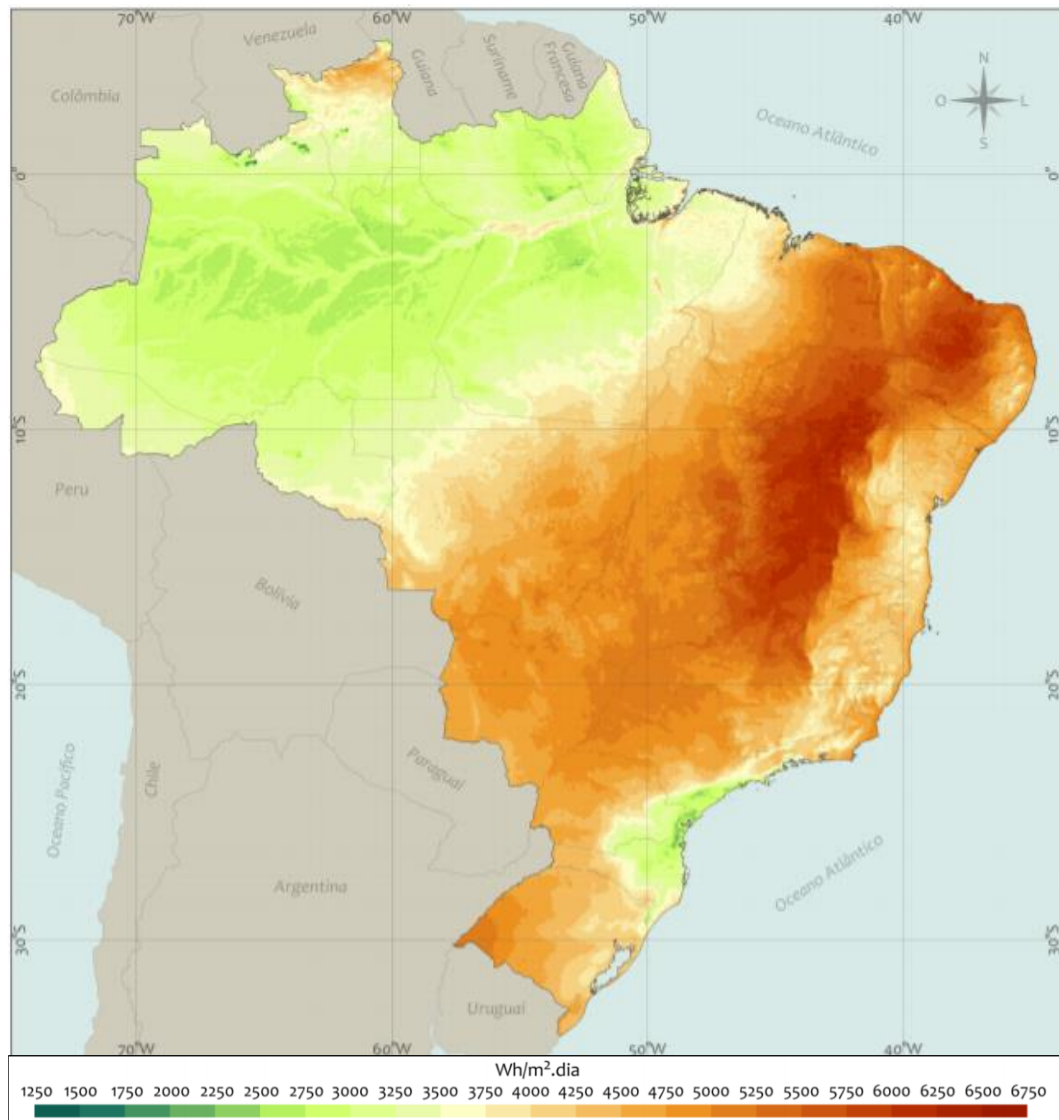
A capacidade global de geração fotovoltaica aumentou em um terço em 2017 e em um quarto em 2018, atingindo 505 GW (REN21, 2019). O Brasil instalou 1,2 GW em 2018, totalizando 2,1 GW de capacidade instalada acumulada de geração fotovoltaica centralizada. A Micro e Minigeração Distribuída de fonte fotovoltaica no Brasil atingiu 919,8 MW (86.760 sistemas solares fotovoltaicos conectados à rede). O resultado da Potência Operacional Total no Brasil é de 3.023 MW (ABSOLAR, 2019).

O país possui um grande potencial para a geração fotovoltaica. No local menos ensolarado no Brasil é possível gerar mais eletricidade proveniente do sol do que no local mais ensolarado da Alemanha, que é um dos líderes no uso da energia fotovoltaica. Segundo Pereira *et al.* (2017), diariamente incide entre 4.444 Wh/m² a 5.483 Wh/m² no país. A Figura 1.1 mostra o mapa da média anual da radiação solar diária no Brasil, as regiões com maior insolação são a região Nordeste e a região Centro-Oeste, compreendendo as áreas do cerrado e da caatinga.

A publicação da Resolução Normativa 482 em abril de 2012, pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e sua revisão, a REN 687/2015, introduziu o sistema *net metering* no Brasil, mais conhecido como Sistema de Compensação de Energia. Desta forma, dando melhores condições para a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição (ANEEL-AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2012). Os sistemas de geração distribuída são classificados em microgeração, para potência instalada de até 75 kW, e minigeração, para potência instalada de até 1 MW.

Ainda segundo a ABSOLAR (2019), o Brasil necessita de uma política industrial competitiva e justa para o setor, reduzindo os preços de componentes e equipamentos produzidos no país, gerando mais empregos, tecnologia e inovação. São apenas 13 fabricantes de inversor fotovoltaico cadastrados no FINAME do BNDES e 9 fabricantes de módulo fotovoltaico.

Figura 1.1 – Mapa da média anual diária da radiação solar direta no Brasil



Fonte: adaptado de Pereira *et al.* (2017).

Devido a sua característica de geração intermitente, para manter o fornecimento de energia à carga, a geração fotovoltaica pode ser utilizada em conjunto com um banco de baterias ou sistema de armazenamento de energia (sistema *off-grid*) ou conectado à rede elétrica por meio de um inversor (sistema *on-grid*). Nos sistemas *on-grid*, a rede elétrica funciona como um barramento de alta potência que proporciona continuidade do fornecimento. Os sistemas *on-grid* têm sido mais utilizados pois possuem menor custo financeiro de instalação.

A curva *Potência-Tensão (P-V)* característica de um sistema fotovoltaico depende das condições de operação (irradiação e temperatura) de cada módulo (PAPATHANASSIOU; GEORGILAKIS; BATZELIS, 2014). Quando o nível de irradiação é o mesmo em todos os

módulos, o sistema está em condição de sombreamento uniforme (USC – *Uniform Shading Condition*), e a curva $P-V$ possui um único pico de máxima potência (MPP – *Maximum Power Peak*). Quando os módulos estão submetidos a diferentes níveis de irradiação, o sistema está em condição de sombreamento parcial (PSC – *Partial Shading Conditions*) e a curva $P-V$ pode possuir vários MPPs, sendo apenas um o pico de máxima potência global (GMPP – *Global Maximum Power Peak*) e os demais são os picos de máxima potência locais (LMPP – *Local Maximum Power Peak*).

O rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) consiste em variar a tensão do arranjo fotovoltaico até que a máxima potência gerada seja atingida. Muitas técnicas de MPPT foram discutidas na literatura, entretanto, algumas podem ficar confinadas em algum LMPP durante o rastreamento (ESRAM; CHAPMAN, 2007). As técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência global (GMPPT – *Global Maximum Power Point Tracking*) podem resolver este impasse (PAPATHANASSIOU; GEORGILAKIS; BATZELIS, 2014) .

Por outro lado, é útil medir e limitar potências reativas e harmônicas produzidas por cargas eletrônicas, fontes, motores e etc. A presença de componentes harmônicas de corrente em sistemas de potência ou em instalações elétricas são um problema de relevante importância pois podem causar aquecimento excessivo em cabos e equipamentos, vibrações e perda de torque em motores e geradores, estresse e aquecimento em capacitores, mal funcionamento e diminuição da vida útil de dispositivos eletrônicos e outras cargas sensíveis. A presença de potência reativa na rede elétrica pode causar o sobredimensionamento dos condutores e problemas no nível de tensão.

A norma IEEE 519:2014 orienta sobre os limites máximos de injeção de harmônicos na rede elétrica pelo consumidor. Os limites de distorção harmônica são dados para a corrente e para a tensão no Ponto de Conexão Comum (PCC) da instalação (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2014). A Tabela 1.1 mostra os limites da amplitude das harmônicas individualmente, em porcentual da amplitude da componente fundamental, e da Distorção Harmônica Total (DHT) para a tensão.

Tabela 1.1 – Limites de distorção para a tensão

Tensão no PCC (V)	Harmônica Individual (%)	DHT (%)
$V \leq 1 \text{ kV}$	5	8
$1 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3	5
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1,5	2,5
$161 \text{ kV} < V$	1	1,5

Fonte: IEEE STANDARDS ASSOCIATION (2014).

Os limites recomendados pela norma IEEE 519:2014 de distorção para a corrente no PCC são mostrados na Tabela 1.2. Onde h é a ordem da harmônica, I_{sc} é a máxima corrente de curto-circuito no PCC e I_L é a máxima corrente demandada pela carga (componente de frequência fundamental). Todos os valores estão porcentagem de I_L .

Tabela 1.2 – Limites de distorção para a corrente para sistemas com tensão entre 120 V e 69 kV

Máxima distorção harmônica da corrente em porcentagem de I_L						
I_{sc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	DHT (%)
< 20	4	2	1,5	0,6	0,3	5
$20 < 50$	7	3,5	2,5	1	0,5	8
$50 < 100$	10	4,5	4	1,5	0,7	12
$100 < 1000$	12	5,5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2,5	1,4	20

Fonte: IEEE STANDARDS ASSOCIATION (2014).

Além da Distorção Harmônica Total, outro índice importante para avaliar a qualidade de energia é o Fator de Potência (FP) da instalação. O Módulo 8 do Procedimento de Distribuição (PRODIST) da ANEEL estabelece que para uma unidade consumidora ou conexão entre distribuidoras com tensão inferior a 230 kV, o fator de potência no ponto de conexão deve estar compreendido entre 0,92 e 1,00 indutivo ou 1,00 e 0,92 capacitivo. O consumidor está passível de cobranças extras pela concessionária de energia caso esses limites não sejam atendidos (ANEEL, 2018).

Diferentes soluções têm sido propostas e implementadas para minimizar os efeitos das cargas não-lineares em sistemas de distribuição, uma solução válida para este problema é o uso de filtros ativos. O termo filtro ativo é referente à um dispositivo baseado em eletrônica de

potência capaz de atuar no sistema elétrico de potência de forma a compensar potência reativa e eliminar harmônicos de tensão e/ou corrente, destarte, melhorando os índices de qualidade de energia.

O conceito de filtro ativo, da forma que é conhecido hoje em dia, foi introduzido em 1976 por Gyugyi e Strycula, os quais apresentaram uma família de filtros constituídos de conversores PWM com transistores de potência (GYUGYI; STRYCUDA, 1976). Os filtros ativos foram inicialmente propostos para a redução do conteúdo harmônico gerado por conversores utilizados nos sistemas de transmissão em corrente contínua (HVDC). Como na década de 1970 não existiam transistores de alta potência, o filtro não pôde ser realizado em um sistema real de potência (PENG; AKAGI; NABAE, 1988).

A evolução tecnológica dos dispositivos semicondutores de potência (MOSFET, IGBT, SCR, etc.), bem como os componentes de controle (DSP, FPGA, sensor de efeito Hall, etc.) tem sido um fator motivador para os pesquisadores da área. Ao longo dos anos, diversos trabalhos foram publicados, sugestivos a novas estratégias para a determinação dos sinais de referência, técnicas de controle e estruturas de potência.

Os filtros ativos podem ser dos tipos série ou paralelo (*shunt*). A principal função dos filtros série é eliminar distorções na tensão do sistema elétrico, ou seja, é um restaurador de tensão. Já o filtro paralelo é um restaurador de corrente e sua principal função é eliminar distorções na corrente do sistema.

O Filtro Ativo Paralelo (FAP) age basicamente injetando/drenando correntes de compensação na rede, de forma que a corrente resultante suprida pela fonte seja idealmente senoidal e em fase com a tensão. Uma das principais vantagens desse tipo de filtro é que a corrente da carga permanece inalterada, pois a tensão no ponto de acoplamento praticamente não é alterada.

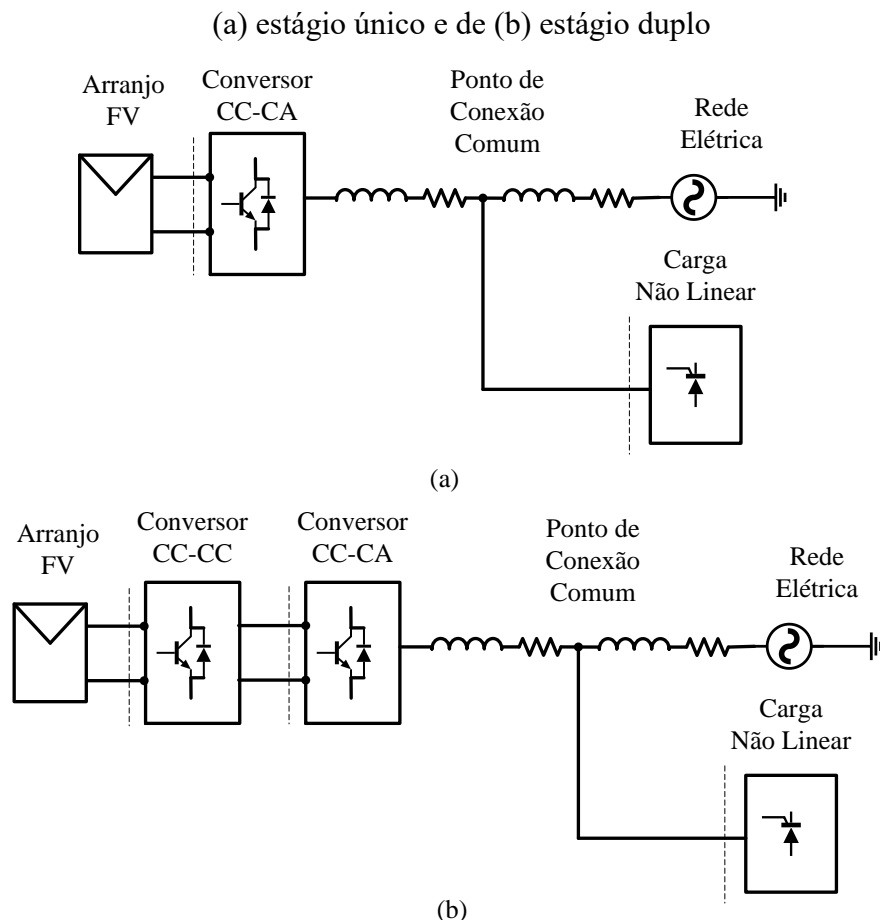
Tem-se duas topologias de circuito de potência que podem ser empregados: o conversor fonte de tensão (VSC – *Voltage Source Converter*) e o conversor fonte de corrente (CSC - *Current Source Converter*). Apesar da possibilidade dessas duas topologias para o conversor do filtro há uma preferência pelo conversor VSC. Dentre as motivações para isso tem-se de que no conversor CSC o grande número de interruptores conduzindo simultaneamente, aliados aos elevados valores de corrente fluindo sobre o indutor provocam perdas consideráveis na estrutura como um todo. Dessa forma, o conversor VSC tem sido preferido para aplicações em filtros ativos, pois apresenta, em geral, menores perdas, peso, volume e custo inicial, porém, o capacitor eletrolítico no barramento CC é geralmente um fator limitante na vida útil deste conversor.

Durante o contínuo desenvolvimento da filtragem ativa nas últimas três décadas, podemos evidenciar exemplos de esforços de pesquisadores na área de sistema elétricos de potência (DUGAN; M.F.; BEATY, 1996), controle (KAZMIERKOWSKI; DZIENIAKOWSKI, 1994) e eletrônica de potência (RASTOGI; MOHAN; EDRIS, 1995).

Dado que o sistema fotovoltaico *on-grid* também se conecta à rede por meio de um VSC, esta estrutura pode ser utilizada para acumular a função de geração distribuída e de filtro ativo paralelo simultaneamente, formando assim o denominado sistema FV-FAP.

O sistema FV-FAP pode, principalmente, ser de duas topologias: estágio duplo ou estágio único, como mostrado na Figura 1.2. A primeira possui um conversor CC-CC para execução do MPPT do sistema FV e um conversor VSC para conexão à rede elétrica. Na topologia de estágio único apenas o conversor VSC é utilizado para executar o MPPT do sistema FV e para se conectar à rede elétrica. Como esta configuração envolve menos dispositivos, possui rendimento melhor do que o da topologia de estágio duplo (BARNES; BALDA; STEWART, 2012; PONNALURI et al., 2005).

Figura 1.2 – Diagrama esquemático do sistema FV-FAP com topologia de



Fonte: elaborado pelo autor.

A pesquisa aborda o estudo de um conversor multifuncional conectado à rede denominado FV-FAP. Além de conectar o sistema fotovoltaico à rede elétrica em um único estágio de conversão e ainda considerando os efeitos do sombreamento parcial no arranjo FV, o conversor atua na compensação da potência reativa e na eliminação de harmônicos de corrente elétrica produzidos pelas cargas lineares e não-lineares da instalação.

Este trabalho foi desenvolvido no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação (PPGEEC) do *campus* de Sobral da Universidade Federal do Ceará (UFC).

1.1 Estado da arte

A literatura tem apresentado avanços e novas soluções para a estratégia de controle do conversor VSC multifuncional conectado à rede elétrica, como o sistema FV-FAP. Os avanços são dados principalmente nas técnicas de MPPT e de geração das correntes de referências para compensação dos harmônicos de corrente da carga.

Nos sistemas FV-FAP com topologia de estágio único, apenas técnicas convencionais de MPPT foram empregadas, sendo analisadas apenas em condição de sombreamento uniforme (USC). Chandra *et al.* (2017) e Beniwal, Hussain e Singh (2019) utilizaram o algoritmo *Incremental Conductance*. O algoritmo *Perturb & Observe* é o algoritmo mais utilizado quando a topologia de estágio único é adotada (AGARWAL; HUSSAIN; SINGH, 2017; BENIWAL; HUSSAIN; SINGH, 2018; DEVASSY; SINGH, 2018; JAIN; SINGH, 2019; PRADHAN *et al.*, 2019; TUYEN; FUJITA, 2015). Estes algoritmos são eficientes para rastrear o MPP quando o sistema FV está em sombreamento uniforme, porém podem ficar presos em algum ponto de operação que não seja o máximo global (GMPP) quando há ocorrência de sombreamento parcial, desta forma, pode ocorrer desperdício da capacidade de geração FV. Nestes trabalhos citados, o arranjo FV foi dimensionado para que a tensão do ponto de máxima potência (V_{MPP}) teórica coincida com a tensão do barramento CC do VSC (V_{DC}). Assim, não há uma ampla varredura em V_{DC} para executar o MPPT.

A estratégia de controle para gerar as correntes de referência do VSC tem impacto determinante no desempenho da filtragem ativa de harmônicos de corrente do FV-FAP. Várias técnicas para gerar as correntes de referências do FV-FAP foram utilizadas, como: a teoria das potências instantâneas (Teoria $p-q$) (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2006; SHAH; RAJAGOPALAN, 2016; TUYEN; FUJITA, 2015; YAHIA; HIND; RACHID, 2012);

synchronous reference frame theory (SRF) (BENIWAL; HUSSAIN; SINGH, 2018; DEVASSY; SINGH, 2018); *lattice wave digital filter* (LWDF) (KUMAR; SINGH, 2018); esquemas com controle adaptativo (CHANDRA et al., 2017); *character of triangle function* (CTF) (AGARWAL; HUSSAIN; SINGH, 2017); *volterra filter* (BENIWAL; HUSSAIN; SINGH, 2019); *modified decorrelation normalized least mean square* (DNLMS) (JAIN; SINGH, 2019; PRADHAN et al., 2019); algoritmo baseado em filtros passa-baixa (LIN et al., 2018), *robust extended complex kalman filter* (RECKF) (RAY; DAS; MOHANTY, 2018); *o leaky least logarithmic* (LLL) (KUMAR et al., 2019; KUMAR; SINGH; PANIGRAHI, 2019). As estratégias mais recentes de geração das correntes de referências buscam melhorar o desempenho de Filtros Ativos principalmente na presença de cargas desequilibradas ou fontes assimétricas, porém, com o custo de aumentar a complexidade da implementação. A Teoria p - q ainda é a estratégia mais utilizada e difundida por ser simples e eficaz em gerar as correntes de referência.

Para controlar a corrente e gerar os comandos de chaveamento dos sistemas FV-FAP já propostos, em todos os sistemas FV-FAP apresentados na literatura citada foi utilizado o controlador de corrente por histerese.

1.2 Objetivo

O principal objetivo deste trabalho é o estudo e o desenvolvimento de estratégias de controle para o sistema FV-FAP, que integra as funções de geração distribuída e de compensação da potência reativa e de harmônicos de corrente da carga. As principais contribuições deste trabalho são:

- a) Desenvolvimento do FV-FAP com topologia de estágio único considerando a ocorrência de sombreamento parcial (PSC);
- b) Proposta de um novo algoritmo de GMPPT para o FV-FAP com topologia de estágio único que estima a localização dos possíveis MPPs e verifica qual deles produz maior potência, em seguida realiza uma busca precisa com o algoritmo *Perturb & Observe*, ao mesmo tempo detecta variações nas condições de irradiação para refazer o rastreamento;
- c) Dimensionamento da faixa em que a tensão do barramento CC do VSC pode ser variada;
- d) Implementação do Modo Noturno no FV-FAP;
- e) Implementação do controlador de corrente por histerese com banda adaptativa no FV-FAP para gerar os comandos de chaveamento do VSC, reduzindo a variação da frequência de chaveamento, a DHT da corrente e a interferência entre as fases.

Dentre outros objetivos do trabalho pode-se citar:

- a) Formação de recursos humanos na área;
- b) Estudo do modelo matemático do sistema de conversão fotovoltaica;
- c) Estudo do modelo matemático dinâmico do conversor fonte de tensão (VSC);
- d) Estudo das técnicas de MPPT para sistemas fotovoltaicos;
- e) Estudos das técnicas de filtragem ativa harmônicos;
- f) Estudo das técnicas de controle do VSC;
- g) Projeto e dimensionamentos dos dispositivos, componentes e controladores que compõem o FV-FAP;
- h) Implementação e análise do sistema proposto no simulador de eletrônica de potência PSIM v9.0;
- i) Implementação do FV-FAP na bancada experimental para comprovação dos resultados teóricos;
- j) Avaliação do GMPPT proposto em condição de sombreamento parcial e da melhoria dos índices de qualidade de energia após a atuação do FV-FAP;
- k) Divulgação dos resultados obtidos na pesquisa através da publicação de artigos em congresso, revistas e a dissertação de mestrado desenvolvida.

1.3 Justificativa

A ocorrência de sombreamento parcial afeta diretamente a produção de energia de sistemas fotovoltaicos. A utilização de um algoritmo de GMPPT para variar a tensão do arranjo fotovoltaico e encontrar o ponto de máxima potência global, mesmo quando este arranjo se conecta diretamente ao barramento do conversor conectado à rede, pode implicar numa melhoria significativa da eficiência do sistema fotovoltaico. Ao mesmo tempo, a presença de cargas não-lineares diminui a qualidade da energia elétrica da instalação, podendo acarretar em alguns distúrbios elétricos e em cobranças extras na conta de energia. Assim, com uma modificação no controle do conversor do sistema fotovoltaico conectado à rede, pode-se realizar a função de produção e maximização de potência elétrica, bem como realizar a função de filtragem ativa da corrente elétrica da carga da instalação, proporcionando uma redução no custo de filtros ativos exclusivos para esse fim. A função de filtragem ativa pode funcionar tanto durante o dia quando a noite, período em que os conversores dos sistemas fotovoltaicos convencionais são inutilizados.

Dessa forma, as estratégias de controle propostas neste trabalho, tornam-se atrativas para melhorar a geração de sistemas fotovoltaicos, mesmo na ocorrência de sombreamento parcial, além de, ao mesmo tempo, atuar na melhoria dos índices da qualidade de energia da instalação, formando um sistema multifuncional.

1.4 Metodologia

O presente trabalho propõe a pesquisa e o desenvolvimento de um sistema multifuncional que combina as funções de injetar a potência gerada pelo sistema fotovoltaico, resolvendo os problemas inerentes ao sombreamento parcial, e de filtragem ativa para correção do fator de potência e da distorção harmônica de cargas não-lineares.

A metodologia adotada neste projeto segue as seguintes etapas: identificação do problema de engenharia relacionado ao sombreamento parcial em sistemas fotovoltaicos e a presença de cargas não-lineares na instalação; realização do levantamento bibliográfico necessário para o desenvolvimento do trabalho e conhecimento do estado da arte das soluções já propostas para estes problemas; estudo da modelagem matemática, do comportamento dinâmico e das técnicas de controle dos elementos que compõem o sistema proposto; dimensionamento dos elementos do arranjo fotovoltaico e conversor utilizado; projeto dos controladores utilizados; realização de simulações computacionais para comprovar as estratégias de controle adotadas; implementação experimental em laboratório para validar o levantamento teórico e simulado realizado; apresentação dos resultados por meio de artigos, apresentação em encontros e redação da dissertação.

Os resultados da pesquisa são obtidos por meio de simulação computacional no *software* PSIM v9.0 e por desenvolvimento de um protótipo experimental com arranjo fotovoltaico submetido a diversas condições de sombreamento e utilizando diversos tipos de cargas elétricas, lineares e não-lineares. Os resultados são capturados por meio de equipamentos específicos como osciloscópio, medidor de qualidade de energia, wattímetros, multímetros e também pelos sinais obtidos pelos sensores do conversor utilizado e enviados ao computador pelo próprio processador digital do controle.

1.5 Organização do trabalho

O restante do trabalho se organiza como descrito a seguir.

O capítulo 2 tem como objetivo apresentar o histórico da geração fotovoltaica, seu princípio de funcionamento, suas características elétricas e construtivas; a modelagem da célula fotovoltaica; o procedimento para obtenção dos parâmetros do modelo da célula fotovoltaica; a análise do sombreamento na geração solar fotovoltaica; o estudo das técnicas de MPPT convencionais e de técnicas de GMPPT e a apresentação da técnica de GMPPT proposta.

O capítulo 3 aborda a modelagem do conversor fonte de tensão, apresentando o filtro ativo paralelo (FAP) baseado na teoria das potências instantâneas (teoria $p-q$). As estratégias de controle do FV-FAP para realizar o sincronismo com a rede, obter as componentes de sequência positiva da rede elétrica, controlar a tensão do barramento CC, calcular as correntes de referência e realizar o controle da corrente.

O capítulo 4 apresenta o dimensionamento do conversor fonte de tensão e do arranjo fotovoltaico. Também é realizado o projeto dos sistemas de controle. Todo o dimensionamento foi realizado para duas situações, uma que considera a tensão nominal da rede de 380 V, que foi implementada via simulação computacional, e outra que sistema FV-FAP conectada à rede elétrica de 40 V, que implementada experimentalmente com o protótipo desenvolvido.

O capítulo 5 relata os resultados obtidos do sistema FV-FAP proposto e implementado por simulação computacional no *software* PIM. Os resultados detalhados de cada bloco de controle são mostrados. Os ensaios são realizados para carga não-linear (retificador trifásico controlado) e diferentes padrões de sombreamento parcial.

O capítulo 6 mostra os resultados obtidos do desempenho do protótipo experimental do FV-FAP com as estratégias de controle propostas. É apresentado o *hardware* e detalhes do código desenvolvido para executar o controle digital do sistema no Processador Digital de Sinais (DSP). Foram realizados ensaios com cargas lineares (carga RL) e não-lineares (retificador trifásico a diodo) para comprovar a função de filtragem ativa do sistema proposto. Também foram realizados ensaios com o arranjo fotovoltaico submetido a diferentes padrões de sombreamento parcial para comprovar o funcionamento do GMPPT proposto. Também é verificado o desempenho do sistema proposto durante a noite, na função de Modo Noturno.

As conclusões sobre a pesquisa realizada são apresentadas no capítulo 7, incluindo as propostas para trabalhos futuros e as publicações realizadas durante o período de mestrado.

No apêndice A é mostrado a montagem do sistema FV-FAP no PSIM.

No apêndice B é mostrado o código fonte do DSP utilizado na implementação experimental do FV-FAP.

2 SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA: MODELAGEM E ALGORITMO DE GMPPT PROPOSTO

A energia solar é a fonte de energia mais abundante no planeta Terra e está disponível sob a forma direta (irradiação solar) e indireta (ventos, biomassa, hídrica, ondas, etc.). O planeta Terra recebe diretamente $9,8 \times 10^{17}$ kWh de energia proveniente da irradiação solar anualmente (WORLD ENERGY COUNCIL, 2013). Essa energia corresponde a mais de 6000 vezes o consumo mundial de energia no ano de 2017 (BRITISH PETROLEUM, 2018).

Em certos materiais semicondutores, a absorção da luz provoca o aparecimento de uma diferença de potencial elétrico em suas extremidades que pode ser usado para gerar corrente elétrica em um circuito externo sem a necessidade de nenhuma fonte de energia adicional. Este fenômeno é denominado *Efeito Fotovoltaico* e foi observado pela primeira vez em 1839 por Edmond Becquerel. Este efeito representa o princípio básico para a conversão direta da radiação solar em eletricidade. A unidade básica que realiza esta função é chamada *célula fotovoltaica* e teve sua tecnologia desenvolvida a partir das primeiras explorações espaciais nas décadas de 1950 e 1960. Alguns fatos impulsionaram o avanço da tecnologia de geração fotovoltaica no mundo. Dentre eles tem-se, a busca por fontes de energia alternativa para sistemas de telecomunicação instalados em localidades remotas na década de 1970. A corrida espacial e a necessidade de se alimentar equipamentos eletrônicos colocados em órbita, durante longos períodos de tempo. A crise do petróleo em 1973 e a busca por fontes alternativas de energia o que aumentou o interesse por aplicações terrestres dos métodos de geração de energia fotovoltaica. O aumento dos incentivos governamentais em países como Alemanha e Japão nas décadas de 1980 e 1990, contribuindo para a diminuição de custos e tornando os sistemas fotovoltaicos economicamente viáveis. Tais incentivos, contribuíram para o desenvolvimento da tecnologia fotovoltaica, permitindo o fornecimento de energia à usuários de baixa demanda e distantes da rede elétrica. Até então, os sistemas fotovoltaicos eram predominantemente aplicados em sistema isolados/autônomos. A partir da década seguinte, com a viabilização do sistema de compensação dos excedentes de energia produzidos pelos usuários, e injetados na rede das concessionárias, retornando em forma de créditos, os sistemas passaram a ser, na maioria, conectados à rede elétrica (PERLIN, 1999).

Esta forma de geração de energia elétrica, junto ou próxima do consumidor e conectada diretamente à rede elétrica, denomina-se Geração Distribuída (GD). Desde 22 de Abril de 2012, quando entrou em vigor a Resolução Normativa nº 482/2012 da ANEEL, o consumidor brasileiro pode gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis com

potência instalada de até 5 MW e, inclusive, fornecer o excedente para a rede de distribuição de sua localidade, participando de um sistema de Compensação de Energia Elétrica (ANEEL-AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2012). Seja pela diversificação da matriz energética, redução dos custos e das perdas em sistemas de transmissão ou pela redução dos impactos ambientais provindos de fontes não sustentáveis, a geração distribuída vem se consolidando como uma das formas mais inteligentes de se produzir energia.

A geração de energia elétrica através de módulos fotovoltaicos possui características bastante vantajosas:

- A matéria prima é abundante e sob certa perspectiva “inesgotável”;
- Não há emissão de gases poluentes ou ruído sonoro durante a geração de eletricidade;
- Os sistemas podem ser instalados em todo o globo (e fora dele).

Logicamente, os sistemas fotovoltaicos também possuem desvantagens. As principais são:

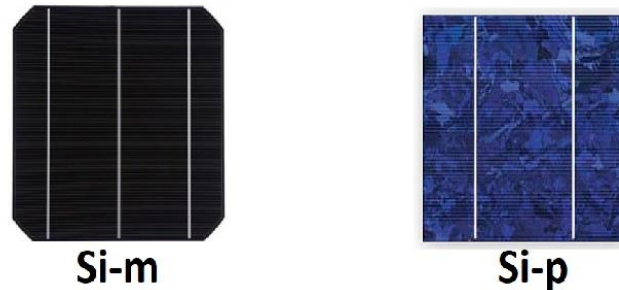
- A densidade de potência na superfície terrestre é baixa ($<1 \text{ kW/m}^2$), se comparado às fontes fósseis;
- A energia solar disponível varia sazonalmente e durante o dia, além de ser afetada pelas condições climáticas. Por isso, a necessidade de se utilizar, em alguns casos, sistemas de armazenamento de energia, e em outros, a conexão com a rede elétrica a fim de manter a disponibilidade/continuidade do fornecimento;
- Os métodos de produção das células vêm sendo questionados por emitirem gases poluentes tanto na purificação do silício (99,9%) com na produção do módulo, o que levanta o questionamento sobre o quão “limpa” é a energia fotovoltaica devido ao impacto ambiental.

Existem duas famílias principais de materiais fotovoltaicos: material cristalino sólido e película fina sólida (*thin film*). Sendo as células de Silício cristalino ainda as mais utilizadas. O material é denominado como cristalino porque o silício constituinte é um cristal com um arranjo ordenado de átomos com estrutura tetraédrica. Se a célula é constituída de um único cristal, ela é descrita como *célula de silício monocristalino* (Si-m). E se for constituída de vários cristais de silício amontoados, denomina-se *célula de silício policristalino* (Si-p) (LABOURET; VILLOZ, 2009).

A Figura 2.1 apresenta células fotovoltaicas de materiais Si-m e Si-p. Já a Figura 2.2, apresenta as respectivas estruturas atômicas. Visualmente, estes dois tipos de células se diferenciam pelo formato e pela coloração. A célula policristalina é sempre retangular e pode

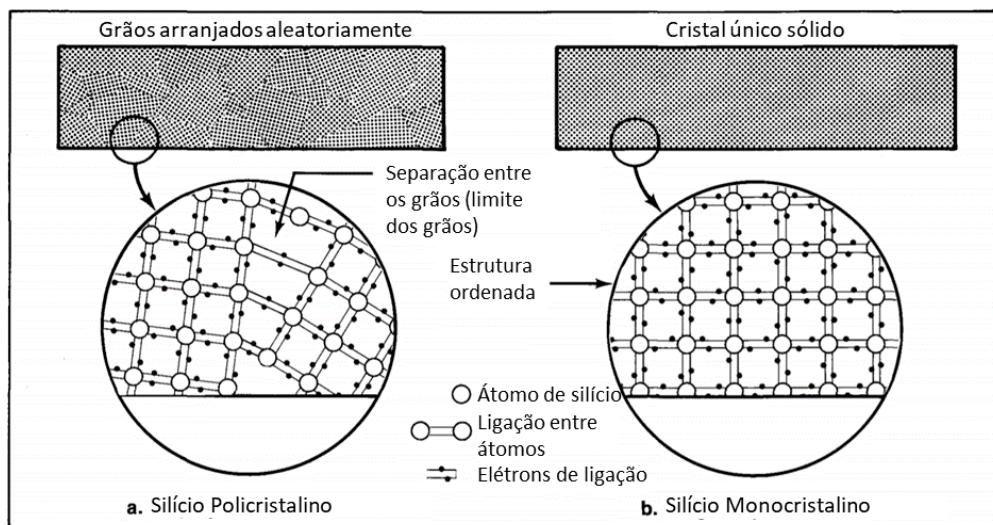
apresentar manchas (devido a presença de múltiplos cristais de silício), enquanto a célula monocristalina possui um formato octogonal e aparência uniforme de cor cinza-azulada ou preta.

Figura 2.1 – Células fotovoltaicas de silício monocristalino (Si-m) e de silício policristalino (Si-p)



Fonte: Adaptado de Castagnari (2018).

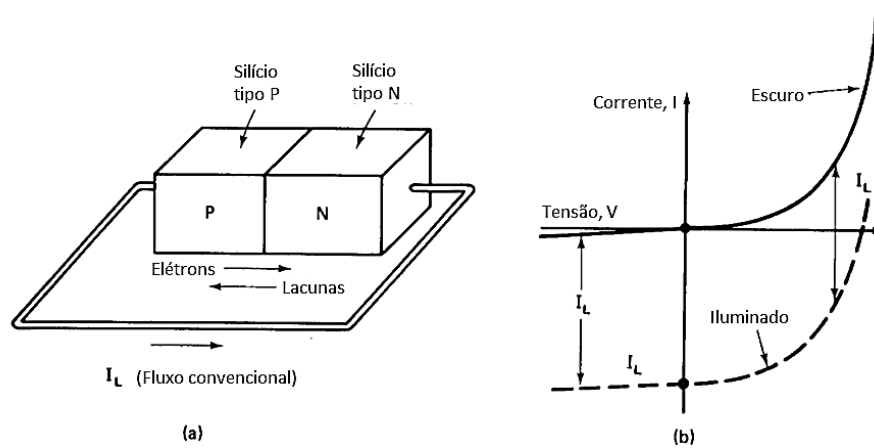
Figura 2.2 – Comparação da estrutura atômica das células fotovoltaicas de silício policristalino (a) e monocristalino (b)



Fonte: Adaptado de Hersch e Zweibel (1982).

A célula fotovoltaica é, geralmente, uma pastilha com uma camada de silício de dopagem P (rico em íons negativos – maior quantidade de lacunas do que de elétrons na banda condução) em contato com uma camada de silício com dopagem N (rico em íons positivos – maior quantidade de elétrons na banda de condução do que de lacunas), formando o que se denomina de junção P-N (Figura 2.3). Esta junção tem as mesmas características elétricas de um diodo de silício clássico e, quando exposto à luz, produz uma corrente elétrica proporcional ao fluxo luminoso e à área da superfície da célula (GREEN, 1982).

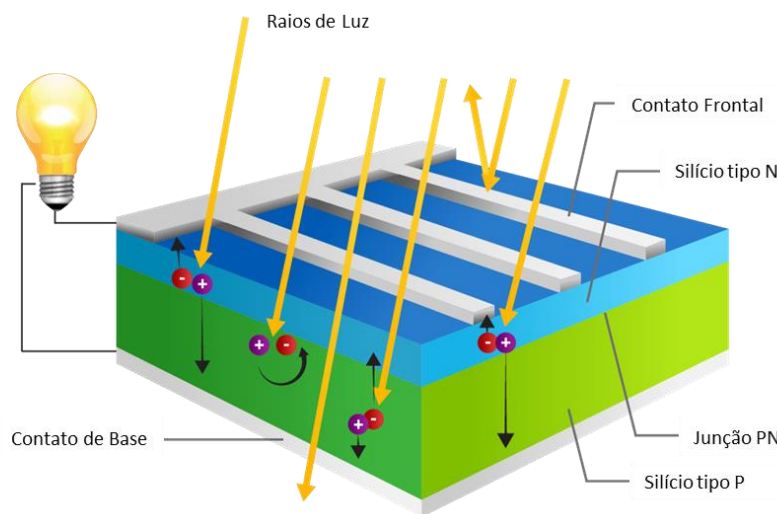
Figura 2.3 – Junção P-N de uma célula fotovoltaica, uma corrente flui por um caminho externo a junção quando esta é iluminada (a). Curvas características de corrente-tensão ($I-V$) da junção P-N quando há ou não iluminação (b)



Fonte: Adaptado de Green (1982).

Como pode ser observado na Figura 2.4, uma típica célula fotovoltaica de silício de junção P-N tem várias camadas: uma grade condutora na superfície superior (contato frontal), uma fina camada de silício normalmente do tipo N com cerca de um micrômetro de espessura (chamado de coletor), uma região de junção muito estreita, uma camada de silício dopada de maneira oposta ao coletor (geralmente tipo P) e um eletrodo de contato (contato de base). É comum uma camada de revestimento antirreflexo abaixo da grade condutora frontal.

Figura 2.4 - Representação do funcionamento de uma célula fotovoltaica de silício cristalino



Fonte: Adaptado de Di Souza (2017).

A eficiência de conversão das células fotovoltaicas é medida pela proporção da radiação solar incidente sobre a superfície da célula que é convertida em energia elétrica. Em geral, as células monocristalinas são de melhor qualidade, possuem maior eficiência e vida útil maior do que as células policristalinas. O desenvolvimento de novas tecnologias de células fotovoltaicas continua promissor. Como exemplo, tem-se as novas células de múltiplas junções, que vêm se destacando pela sua alta eficiência. A célula GaInP/GaAs/GaInAs, por exemplo, possui eficiência de 37,8% (GREEN et al., 2019). A Tabela 2.1 apresenta os valores típicos de eficiência das diversas tecnologias de células fotovoltaicas atualmente disponíveis no mercado.

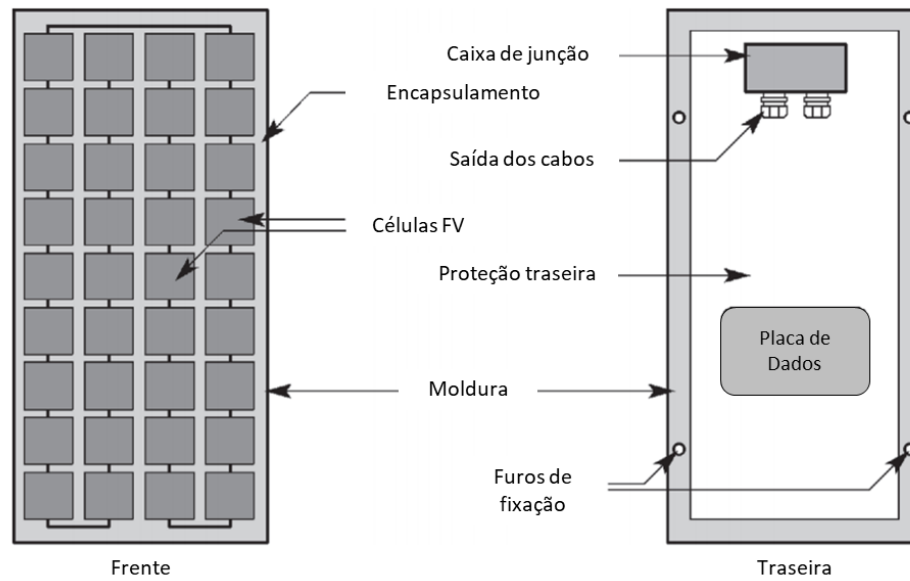
Tabela 2.1 – Comparação da eficiência das diversas tecnologias de células fotovoltaicas

Material da célula fotovoltaica	Eficiência da célula em laboratório (%)	Eficiência das células comerciais (%)	Eficiência dos módulos comerciais (%)
Silício monocristalino	24,7	18	14
Silício policristalino	19,8	15	13
Silício cristalino – película fina	19,2	9,5	7,9
Silício amorfo	13	10,5	7,5
Silício micromorfo	12	10,7	9,1
Célula híbrida	20,1	17,3	15,2
CIS, CIGS	18,8	14	10
Telureto de cádmio	16,4	10	9

Fonte: Villalva, Gradella e Gazoli (2012).

Uma única célula fotovoltaica gera em torno de 0,6 V para tecnologia cristalina, tensão insuficiente para aplicações práticas. Para obter uma tensão de saída adequada, as células fotovoltaicas são conectadas em série para formar um módulo fotovoltaico. O conjunto de módulos conectados em série ou em paralelo forma um arranjo fotovoltaico. O tipo de conexão e a quantidade de módulos dependem de critérios de projeto como potência, tensão e corrente pretendidos. A Figura 2.5 mostra a estrutura de um módulo fotovoltaico de silício cristalino e seus principais componentes. Dentro da caixa de conexão (ou de junção) se encontram os diodos de *bypass* que garantem a segurança e o bom funcionamento do módulo, a sua quantidade depende do modelo do módulo.

Figura 2.5 – Estrutura de um módulo fotovoltaico de silício cristalino



Fonte: Adaptado de Labouret e Viloz (2009).

Entender como as células fotovoltaicas produzem eletricidade a partir de equações detalhadas está além do alcance desta dissertação. Porém, a compreensão adequada das características elétricas de saída de células fotovoltaicas é base fundamental para cumprir os objetivos deste trabalho em avaliar o desempenho do sistema fotovoltaico sob diversas condições de temperatura e irradiação, assim como propor um algoritmo para encontrar o melhor ponto de operação para o sistema.

Antes de tudo, é essencial definir algumas grandezas importantes:

- Irradiação espectral:** é a potência recebida por unidade de área superficial em um determinado comprimento de onda. A unidade é $W/m^2\mu m$.
- Irradiação:** é o resultado da integral da irradiação espectral em todos os comprimentos de onda de interesse, ou seja, é a quantidade de potência total disponível por área. A unidade de medida é dada em W/m^2 .
- Radiação:** é o resultado da integral da irradiação durante um intervalo de tempo, ou seja, é a quantidade de energia disponível por área em determinado intervalo de tempo. A unidade de medida é dada geralmente em kWh/m^2 -dia, kWh/m^2 -mês ou kWh/m^2 -ano. A radiação também é comumente expressa em Horas de Sol a Pino (HSP), que é a quantidade de horas em um nível de irradiação de $1 kW/m^2$ equivalente a radiação diária resultante da integração da irradiação durante o dia.

Ao entrar na atmosfera terrestre, parte da luz solar é absorvida principalmente pelo ozônio, dióxido de carbono e vapor de água. Diferentes tipos de moléculas absorvem a luz em diferentes comprimentos de onda, a luz absorvida aumenta a energia destas moléculas, provocando o aumento de suas temperaturas. Outra parte da luz solar é dispersa ainda na atmosfera, essa luz dispersa é o que torna o céu azul e possibilita que entre luz em uma janela voltada para o leste quando o sol está a oeste, por exemplo. Uma última parcela de luz solar passa diretamente entre as moléculas da atmosfera sem ser afetada, sendo absorvida ou refletida já na superfície terrestre.

Todas estas componentes de luz possuem uma nomenclatura. A luz solar que chega até a superfície sem dispersão é chamada de *radiação direta*. A componente de luz solar dispersa é chamada de *radiação difusa*. A parcela de luz solar refletida já no nível da superfície terrestre é chamada de *radiação albedo*. A soma de todas estas componentes é chamada de *radiação global*.

A quantidade de radiação solar difusa ou direta depende do comprimento da trajetória da luz solar por meio da atmosfera. O comprimento desta trajetória é definido como a distância vertical da atmosfera até o nível do mar, denominada como: Massa de Ar = 1 (*Air Mass* = 1 ou AM1). Assim, a massa de ar é menor do que 1 para altas altitudes e maior do que 1 para trajetórias da luz solar não verticais (proporcional a secante do ângulo zenital, ângulo entre a vertical e o feixe direto da luz solar). Na altitude da atmosfera, em AM0, a irradiação recebida pela Terra é normalmente 1367 W/m^2 , enquanto que no nível do mar, em AM1 a irradiação é geralmente 1000 W/m^2 (MESSENGER; VENTRE, 2003).

As características elétricas dos módulos fotovoltaicos são dadas pelos fabricantes em condições operacionais específicas, que são mundialmente definidas como Condições Padrões de Teste (*Standard Test Conditions* – STC). Tais condições são definidas pela temperatura da célula $T_{STC} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, nível de irradiação $G_{STC} = 1000 \text{ W/m}^2$, e valor da massa de ar AM1.5.

A seguir é apresentada a modelagem da célula fotovoltaica que pode ser expandida para um sistema fotovoltaico de grande porte. A modelagem e as análises apresentadas são indispensáveis para a obtenção dos parâmetros do modelo do módulo solar que será simulado numericamente no *software* PSIM.

Os efeitos do sombreamento em sistemas fotovoltaicos são analisados e então é apresentada uma proposta de algoritmo para rastreamento da condição de geração da máxima potência aplicado ao sistema FV-FAP com topologia de estágio único.

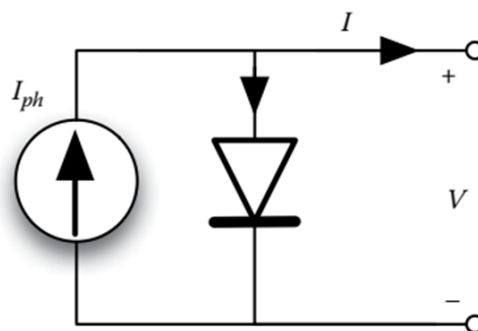
2.1 Modelagem da célula fotovoltaica

Uma célula FV ideal pode ser representada por uma fonte de corrente conectada em paralelo com um diodo ideal, como mostrado no circuito equivalente na Figura 2.6 (FEMIA et al., 2017). O comportamento da corrente da célula em função da sua tensão (I - V) é descrito pela equação de Shockley

$$I = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{qV}{\eta k_B T}} - 1 \right), \quad (2.1)$$

onde $k_B = 1,3806503 \cdot 10^{-23}$ J/K é a constante de Boltzmann, T é a temperatura na junção em K, $q = 1,60217646 \cdot 10^{-19}$ C é a carga elementar do elétron, V é a tensão nos terminais da célula, η é o fator de idealidade ($1 \leq \eta \leq 2$), I_0 é a corrente de saturação do diodo e I_{ph} é a corrente fotogerada.

Figura 2.6 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal



Fonte: Adaptado de Femia *et al.* (2017).

A equação (2.1) também pode ser escrita em termos da tensão térmica (V_t) definida como:

$$V_t = \frac{k_B \cdot T}{q}. \quad (2.2)$$

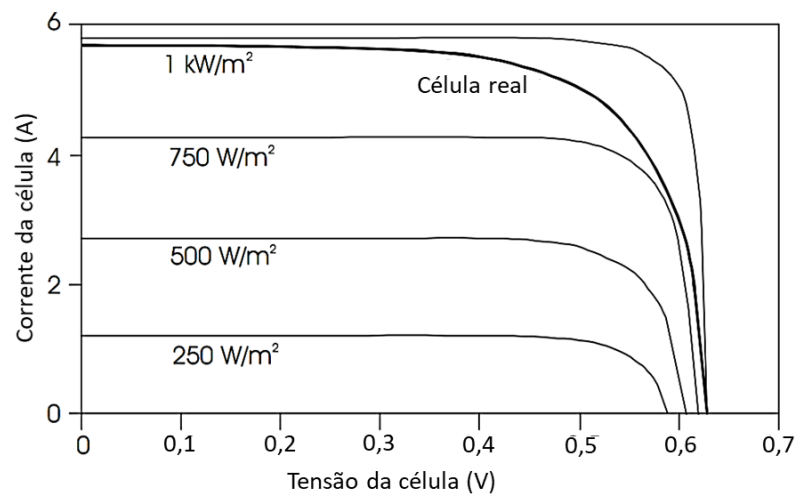
A corrente de saturação (I_0) é expressa da seguinte forma:

$$I_0 = C \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_{gap}}{k_B T}}, \quad (2.3)$$

onde C é o coeficiente de temperatura e E_{gap} é a banda proibida (*band gap*) ou a banda de energia do material semiconductor. Para o silício cristalino, $E_{gap} = 1,124 \text{ eV} = 1,8 \cdot 10^{-19} \text{ J}$. O valor típico da constante C é $2,47 \cdot 10^{-3} \text{ A/K}$ e é discutido por Singh e Ravindra (2012).

A Figura 2.7 mostra a curva $I-V$ de uma célula fotovoltaica ideal (despreza as perdas elétricas) para diferentes níveis de iluminação e comparada com a curva de uma célula real. Pode ser observado que os valores de corrente e de tensão na célula FV dependem do nível de irradiação (G) sobre a célula. Também se nota que a célula possui valores máximos de tensão e de corrente correspondentes a tensão de circuito aberto e corrente de curto-circuito. Vale ressaltar que a célula não é danificada ao ser operada sob essas condições.

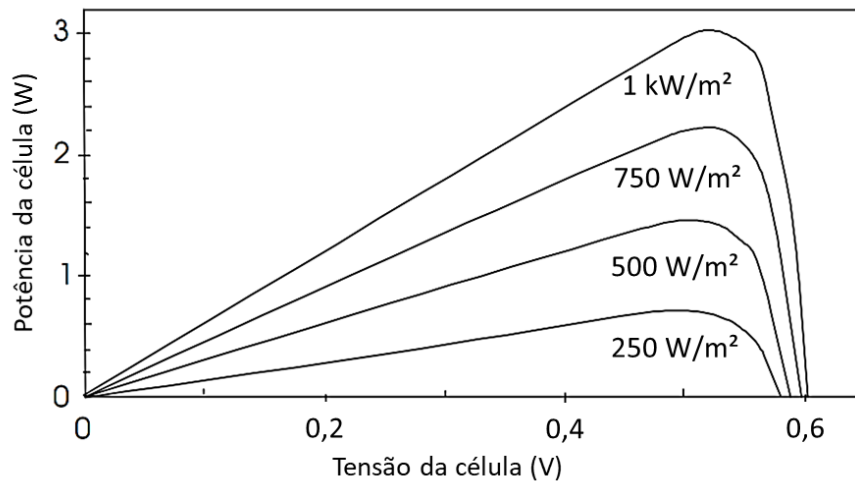
Figura 2.7 – Curva característica corrente-tensão da célula fotovoltaica ideal para diferentes níveis de irradiação



Fonte: Adaptado de Messenger e Ventre (2003).

A Figura 2.8 mostra a curva de potência por tensão ($P-V$) de uma célula FV ideal. Analisando esta curva, pode ser observado a presença de um pico que representa o ponto de operação em que a célula fornece maior potência. Os níveis de potência também dependem do nível de irradiação. O ponto de máxima potência é localizado no “joelho” da curva $I-V$ mostrada na Figura 2.7.

Figura 2.8 – Curva característica potência-tensão da célula fotovoltaica ideal para diferentes níveis de irradiação



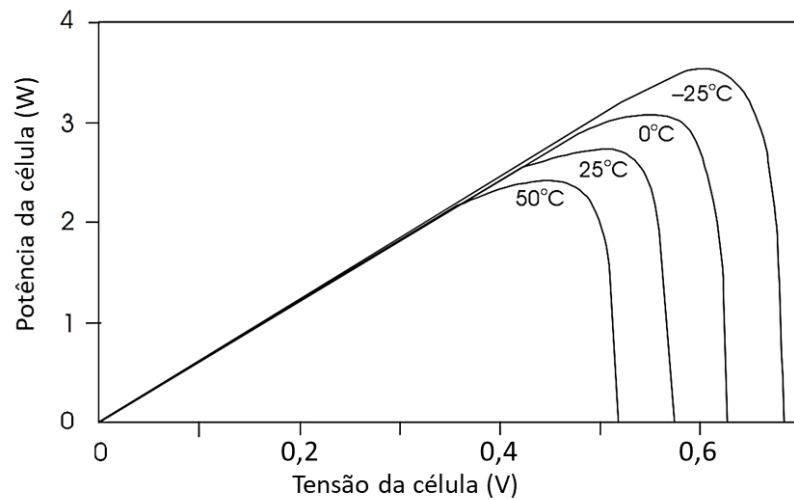
Fonte: Adaptado de Messenger e Ventre (2003).

Observando as Figuras 2.7 e 2.8, três pontos importantes nas curvas mostradas podem ser destacados:

- Curto circuito (*short circuit* – *SC*):** ocorre na condição de tensão nula nos terminais da célula FV e na corrente de curto-circuito (I_{SC});
- Circuito aberto (*open circuit* – *OC*):** caracterizado por uma corrente nula nos terminais da célula FV e pela tensão de circuito aberto (V_{OC});
- Ponto de máxima potência (*maximum power point* – *MPP*):** ocorre quando o valor da tensão e da corrente nos terminais da célula são V_{MPP} e I_{MPP} , respectivamente. A máxima potência que a célula pode fornecer em determinada condição de operação é $P_{MPP} = V_{MPP} \cdot I_{MPP}$.

A Figura 2.9 coloca em evidência a dependência da potência gerada pela célula fotovoltaica em função da temperatura. A temperatura tem um efeito significativo no valor da tensão de circuito aberto, enquanto o efeito no valor da corrente de curto-circuito é desprezível.

Figura 2.9 – Curva característica potência-tensão da célula fotovoltaica ideal para diferentes temperaturas



Fonte: Adaptado de Messenger e Ventre (2003).

Vale a pena notar que a temperatura da célula muda muito lentamente quando comparada a dinâmica da variação da irradiação solar ao longo do dia. Deste modo, é comum considerar-se a temperatura constante em relação à irradiação. A variação da irradiação é considerada o principal fator perturbador a ser solucionado, devido à sua imprevisibilidade (FEMIA et al., 2017). Seus efeitos, inclusive a possibilidade de existência de diferentes níveis de irradiação sobre um único módulo FV, são discutidos na seção 2.3. A taxa de variação da irradiação é outra variável imprevisível que deve ser levada em conta. De acordo com Bishop (1988), a taxa de variação usual da irradiação é $\dot{G} = 30 \text{ W/m}^2/\text{s}$.

Para determinar a tensão de circuito aberto da célula FV, a Equação (2.1) é resolvida para V mantendo $I = 0$, resultando em:

$$V_{OC} = \frac{k_B T}{q} \ln\left(\frac{I_{ph} + I_0}{I_0}\right) \cong \frac{k_B T}{q} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_0}\right). \quad (2.4)$$

Nota-se que a tensão de circuito aberto depende apenas de forma logarítmica da irradiação (através da corrente fotogerada), enquanto depende diretamente da temperatura da célula. Se a relação da corrente fotogerada e a corrente de saturação é da ordem de 10^{10} , e considerando-se uma tensão térmica ($k_B T/q$) de 26 mV, chega-se ao valor $V_{OC} = 0,6 \text{ V}$ que é um valor típico para uma célula FV de silício.

A tensão de circuito aberto de uma célula fotovoltaica de silício diminui, geralmente, em torno de 2,3 mV/°C a medida que a temperatura se eleva, o que equivale a aproximadamente 0,5 %/°C (MESSENGER; VENTRE, 2003). O coeficiente de temperatura da tensão de circuito de aberto (α_v) pode ser definido como:

$$\alpha_v = \left. \frac{dV_{OC}}{dT} \right|_{STC} . \quad (2.5)$$

Por outro lado, para determinar a corrente de curto-circuito da célula FV, basta fazer $V = 0$ em (2.1), assim, $I_{V=0} = I_{SC} = I_{ph}$. Deste modo, pode-se afirmar, com uma boa aproximação, que a corrente fotogerada (I_{ph}) é diretamente proporcional a irradiação (G) que incide sobre a célula (MESSENGER; VENTRE, 2003).

Se a corrente de curto-circuito em STC ($I_{SC,STC} = I_{ph,STC}$), para $G_{STC} = 1 \text{ kW/m}^2$ e $T_{STC} = 25 \text{ °C}$, é conhecida, pode-se determinar a corrente fotogerada em diferentes condições de operação através da equação

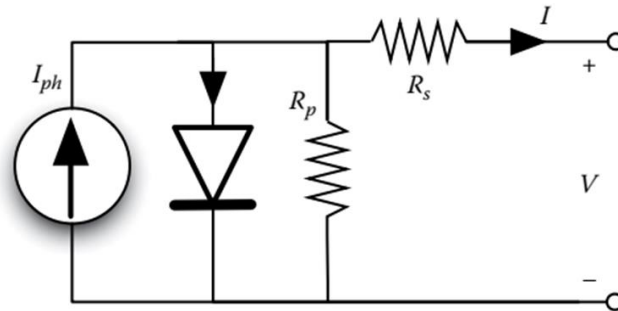
$$I_{ph} = I_{ph,STC} \cdot \frac{G}{G_{STC}} [1 + \alpha_i \cdot (T - T_{STC})], \quad (2.6)$$

onde α_i é o coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito, que é fornecido na folha de dados dos fabricantes de módulos fotovoltaicos e definido como:

$$\alpha_i = \left. \frac{dI_{SC}}{dT} \right|_{STC} . \quad (2.7)$$

Como mostrado na Figura 2.7, a curva $I-V$ da célula FV ideal geralmente diverge da curva da célula real. Isto ocorre principalmente porque o modelo ideal não considera algumas perdas significativas existentes nas células reais. Tais perdas são introduzidas no modelo adicionando uma resistência série (R_s) e uma resistência em paralelo (R_p), a fim de levar em conta as resistências internas e as resistências de contato das células, bem como o efeito das correntes de fuga, respectivamente. Este modelo é mostrado na Figura 2.10 e é conhecido como modelo de um único diodo, é amplamente utilizado e é adotado neste trabalho. Outros circuitos equivalentes como o modelo do diodo duplo ou o modelo de Bishop são apresentados por Femia *et al.* (2017).

Figura 2.10 – Circuito equivalente do modelo de um único diodo da célula fotovoltaica considerando as perdas ôhmicas



Fonte: Adaptado de Femia *et al.* (2017).

Analisando a Figura 2.10 e aplicando as Leis de Kirchhoff, a Equação (2.1) pode ser reescrita da seguinte forma para contemplar as perdas ôhmicas:

$$I = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{q(V+I \cdot R_s)}{\eta k_B T}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p}. \quad (2.8)$$

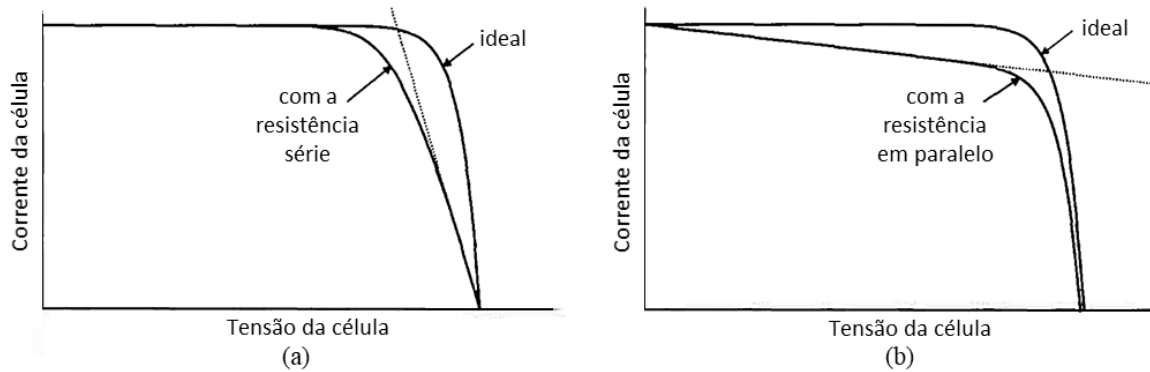
A resistência série (R_s) afeta a inclinação da curva I - V em níveis de tensão próximos da tensão de circuito aberto, como mostrado na Figura 2.11 (a). Quanto pior for a qualidade da célula FV, maior será a inclinação da curva, devido à queda de tensão ao longo da resistência série. Desta forma, a seguinte definição aproximada pode ser adotada:

$$R_s \approx - \left. \frac{dV}{dI} \right|_{V=V_{oc}}. \quad (2.9)$$

De outro lado, a resistência em paralelo (R_p) afeta a inclinação da curva I - V nos níveis de corrente mais próximos da corrente de curto-circuito, Figura 2.11 (b). Quanto menor o valor de R_p , maior é a inclinação na curva e pior é a qualidade da célula FV. Assim, a seguinte definição aproximada pode ser adotada:

$$R_p \approx - \left. \frac{dV}{dI} \right|_{I=I_{sc}}. \quad (2.10)$$

Figura 2.11 – Os efeitos das resistências série (a) e paralelo (b) na curva $I-V$ da célula fotovoltaica



Fonte: Adaptado de Markvart e Castañer (2003).

Uma forma de medir a qualidade de uma célula FV é através do Fator de Preenchimento (*Fill Factor* – FF) calculado pela Equação (2.11). Quanto maior for a resistência série e menor a resistência paralelo, menor é o fator de preenchimento, que é unitário para uma curva $I-V$ retangular. Outro fator que deprecia o FF é uma relação pequena de I_{ph}/I_0 . Os valores típicos de FF para células reais variam de 0,5 a 0,82 (MESSENGER; VENTRE, 2003).

$$FF = \frac{V_{MPP} \cdot I_{MPP}}{V_{OC} \cdot I_{SC}} \quad (2.11)$$

É possível estimar a irradiação ou a temperatura na célula FV em função das medidas de corrente de curto-circuito ou da tensão de circuito aberto, respectivamente. Estas medidas podem ser fácil e rapidamente obtidas mesmo com o sistema em operação, sendo necessário uma interrupção da operação do sistema na ordem de milissegundos.

$$G \approx \frac{I_{SC} \cdot G_{STC}}{I_{SC,STC}} \quad (2.12)$$

$$T \approx \frac{V_{OC} - V_{OC,STC}}{\alpha_V} + T_{STC} \quad (2.13)$$

Para obter uma tensão de saída adequada, as células FV são conectadas em série para formar um módulo fotovoltaico, Figura 2.12 (a). O número de células conectadas em série de um módulo é projetado com o objetivo de manter a tensão de máxima potência (V_{MPP}) do

módulo dentro de uma faixa “confortável” da tensão necessária da bateria/conversor. Um conjunto de células ou módulos FV conectados em série é chamado de *string*.

Considerando que todas as células FV são iguais e operam sob as mesmas condições, sendo n_s o número de células conectadas em série e n_p o número de *strings* conectadas em paralelo, os parâmetros de um módulo FV podem ser definidos em função dos parâmetros das suas células por:

$$I_{ph,módulo} = n_p \cdot I_{ph,célula} \quad (2.14)$$

$$I_{0,módulo} = n_p \cdot I_{0,célula} \quad (2.15)$$

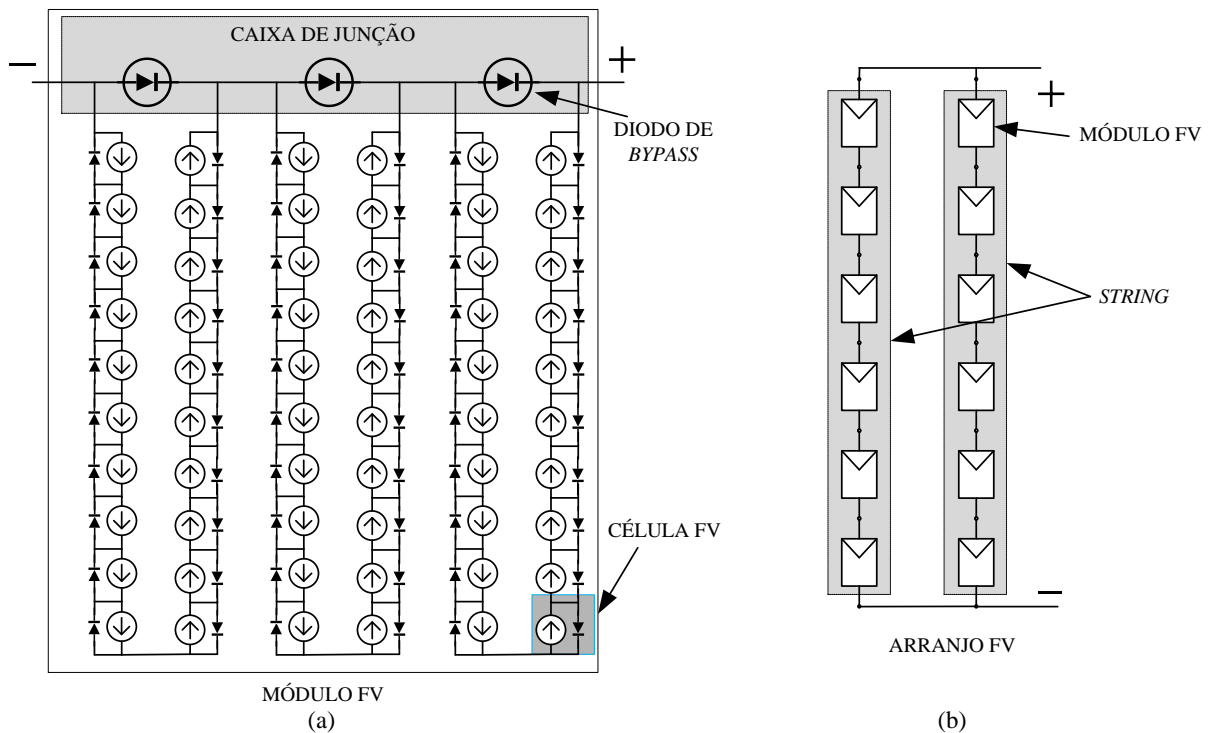
$$V_{t,módulo} = n_s \cdot V_{t,célula} \quad (2.16)$$

$$R_{s,módulo} = \frac{n_s}{n_p} \cdot R_{s,célula} \quad (2.17)$$

$$R_{p,módulo} = \frac{n_s}{n_p} \cdot R_{p,célula} \quad (2.18)$$

Os módulos FV são então conectados em série ou em paralelo, formando um arranjo fotovoltaico, a fim de atingir maiores valores de tensão, corrente e, conseqüentemente, de potência, como mostrado na Figura 2.12 (b). Em condições de operação uniformes, a característica $P-V$ de um arranjo FV é obtida escalonando valores obtidos a partir de um único módulo.

Figura 2.12 – Módulo fotovoltaico composto de células conectadas em série e diodos de *bypass* (a). Arranjo fotovoltaico composto de *strings* de módulos (b)



Fonte: elaborado pelo autor.

2.2 Obtenção dos parâmetros do modelo

O circuito mostrado na Figura 2.10 e a sua equação correspondente (2.8) representam o modelo de diodo único da célula/módulo/arranjo FV que combinam pouca complexidade e boa precisão. Além disso, as informações apresentadas na seção anterior são essenciais para a obtenção dos parâmetros do modelo do módulo FV utilizado no simulador PSIM. O objetivo é analisar o comportamento dos sistemas fotovoltaicos em diferentes condições de sombreamento a fim de propor um algoritmo de rastreamento do ponto de operação em máxima potência. Tais condições podem apresentar-se como sombreamento parcial ou uniforme. A estratégia de GMPPT é aplicada ao sistema FV-FAP com topologia de estágio único.

Para a obtenção dos parâmetros do módulo FV de interesse, duas abordagens são propostas na literatura (FEMIA et al., 2017). A primeira é baseada na manipulação das curvas $I-V$ ou $P-V$ obtidas por meio do modelo numérico, fazendo-as coincidir com as curvas do módulo obtidas em ensaios experimentais. Os dados resultantes das medições experimentais correspondem a pontos adquiridos a diferentes níveis de tensão/corrente e a diferentes valores

de irradiação/temperatura. Quando tais dados estão disponíveis, algumas abordagens apresentadas na literatura podem ser aplicadas. Uma técnica que visa ajustar três pontos principais da curva $I-V$ (circuito aberto, máxima potência e curto circuito) através de um método iterativo é proposto por Villalva, Gazoli e Filho (2009).

Outra opção viável é obter os parâmetros do modelo e a obtenção das curvas $I-V$ e $P-V$ com base unicamente nas informações disponíveis na folha de dados do módulo fotovoltaico. A dificuldade desta opção surge do fato de que apenas as seguintes informações são dadas para STC:

- Operação em condição de circuito aberto: $V_{OC,STC}$;
- Coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto: α_v ;
- Operação em condição de curto-circuito: $I_{SC,STC}$;
- Coeficiente de temperatura da corrente: α_i ;
- Operação em condição de máxima potência: $V_{MPP,STC}$ e $I_{MPP,STC}$.

A disponibilidade desses parâmetros possibilita a obtenção dos parâmetros restantes do modelo do diodo único, que são: I_{ph} , I_0 , η , R_s e R_p . Femia *et al.* (2017) apresentam detalhadamente como estes parâmetros podem ser obtidos a partir deste método.

O método de obtenção dos parâmetros adotado neste trabalho consiste em ajustar visualmente as curvas $I-V$ e $P-V$ obtidas através de simulação computacional fazendo-as coincidir o máximo possível com as curvas fornecidas pela folha de dados do fabricante do módulo para diferentes irradiações e temperaturas. As simulações são realizadas por meio do Modelo Elétrico do Módulo Solar (*Solar Module Physical Model*) no *software* PSIM. Este modelo também é baseado no circuito equivalente da célula FV (POWERSIM, 2016). O procedimento adotado é apresentado a seguir.

Neste trabalho são utilizados dois modelos distintos de módulos FV da fabricante *Kyocera*, o KC65T e o KD210GX-LPU. O primeiro modelo foi escolhido pela disponibilidade para ser utilizado no protótipo experimental, já o segundo foi escolhido por apresentar maior potência e maior tensão, importantes para o sistema simulado em tensão nominal de distribuição 380/220 V. Os dados fornecidos pela folha de dados do fabricante de cada modelo são mostrados nas Tabelas 2.2 e 2.3, respectivamente.

Tabela 2.2 – Especificações elétrica do módulo *Kyocera KC65T*

Especificações Elétricas (em STC)	Valor
Potência Máxima (P_{MPP})	65 W (+10 %/-5 %)
Tensão na Potência Máxima (V_{MPP})	17,4 V
Corrente na Potência Máxima (I_{MPP})	3,75 A
Tensão de Circuito Aberto (V_{OC})	21,7 V
Corrente de Curto Circuito (I_{SC})	3,99 A
Coeficiente de Temperatura de V_{OC}	$-8,21 \cdot 10^{-2}$ V/°C
Coeficiente de Temperatura de I_{SC}	$1,59 \cdot 10^{-3}$ A/°C
Número de Células	36
Número de Diodos de <i>Bypass</i>	2

Fonte: Kyocera.

Tabela 2.3 – Especificações elétrica do módulo *Kyocera KD210GX-LPU*

Especificações Elétricas (em STC)	Valor
Potência Máxima (P_{MPP})	210 W (+5W/-0W)
Tensão na Potência Máxima (V_{MPP})	26,6 V
Corrente na Potência Máxima (I_{MPP})	7,90 A
Tensão de Circuito Aberto (V_{OC})	33,2 V
Corrente de Curto Circuito (I_{SC})	8,58 A
Coeficiente de Temperatura de V_{OC}	$-1,20 \cdot 10^{-1}$ V/°C
Coeficiente de Temperatura de I_{SC}	$5,15 \cdot 10^{-3}$ A/°C
Número de Células	54
Número de Diodos de <i>Bypass</i>	3

Fonte: Kyocera.

O modelo de circuito elétrico do módulo FV no PSIM pode levar em conta variações da intensidade da irradiação e da temperatura nas células. No entanto, requer muitas entradas de parâmetros. Alguns dos parâmetros podem ser obtidos a partir de folhas de dados do fabricante, enquanto outros parâmetros precisam ser obtidos por tentativa e erro. O processo envolve as seguintes etapas (POWERSIM, 2016):

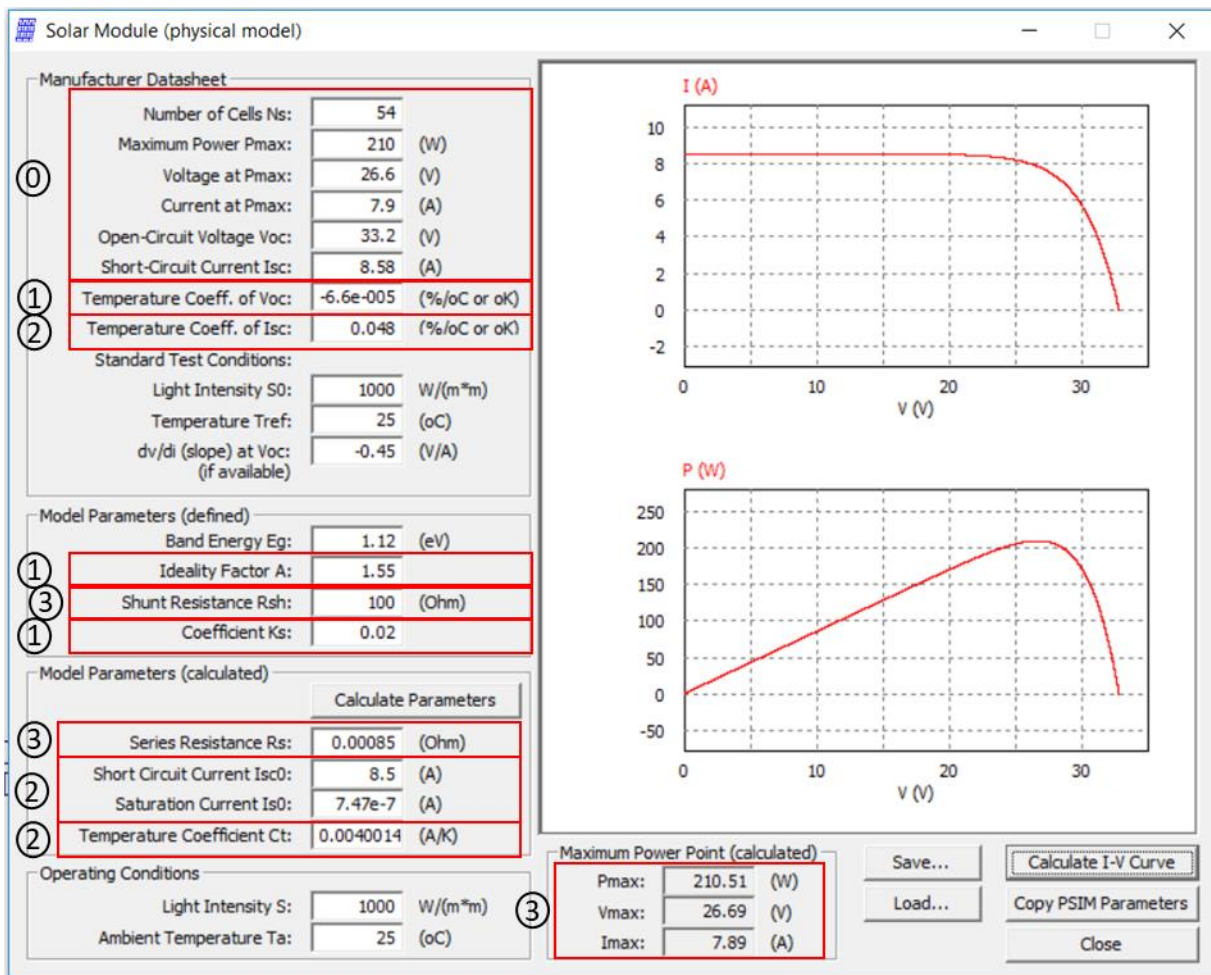
- Digitar as informações da folha de dados;
- Fazer um palpite inicial de certos parâmetros;
- Obter as curvas $I-V$ e $P-V$ e o ponto de máxima potência. Comparar com a folha de dados para diferentes condições de operação e ajustar os parâmetros.

A Figura 2.13 mostra a janela da ferramenta *Solar Module (physical model)* do PSIM. A maior parte dos parâmetros pode ser obtida diretamente da folha de dados do fabricante do módulo, em destaque na figura (número 0). Os parâmetros do modelo do PSIM são ajustados

para coincidir com as curvas dadas na folha de dados do fabricante em condições distintas de operação. As etapas adotadas são descritas abaixo e destacadas na figura.

- 1) Ajustar os parâmetros em destaque na figura (número 1) para obter as tensões de circuito aberto em diversas condições de temperatura e mesma irradiação;
- 2) Ajustar os parâmetros em destaque na figura (número 2) para obter as correntes de curto-circuito em diversas condições de irradiação e mesma temperatura;
- 3) Ajustar os parâmetros em destaque na figura (número 3) para obter a potência máxima do módulo.

Figura 2.13 – Janela da ferramenta *Solar Module (physical model)* do PSIM



Fonte: elaborado pelo autor.

Os parâmetros obtidos para os módulos KC65T e KD210GX-LPU são mostrados nas Tabelas 2.4 e 2.5, respectivamente.

Tabela 2.4 – Parâmetros do modelo físico no PSIM do módulo *Kyocera* KC65T

Parâmetros	Valor
Número de Células	36
Potência Máxima (P_{MPP})	65 W
Tensão na Potência Máxima (V_{MPP})	17,4 V
Corrente na Potência Máxima (I_{MPP})	3,75 A
Tensão de Circuito Aberto (V_{OC})	21,7 V
Corrente de Curto Circuito (I_{SC})	3,99 A
Coeficiente de Temperatura de V_{OC}	$-8,21 \cdot 10^{-2} \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$
Coeficiente de Temperatura de I_{SC}	$0,0004 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$
Banda de energia (E_{gap})	1,12 eV
Fator de idealidade (η)	1,22
Resistência paralelo (R_p)	100 Ω
Coeficiente K_s	0
Resistência série (R_s)	0,011 Ω
Corrente de saturação (I_{S0})	$1,82 \cdot 10^{-8}$ A
Coeficiente de temperatura C_t	$1,596 \cdot 10^{-5}$ A/K

Fonte: Elaborado pelo autor.

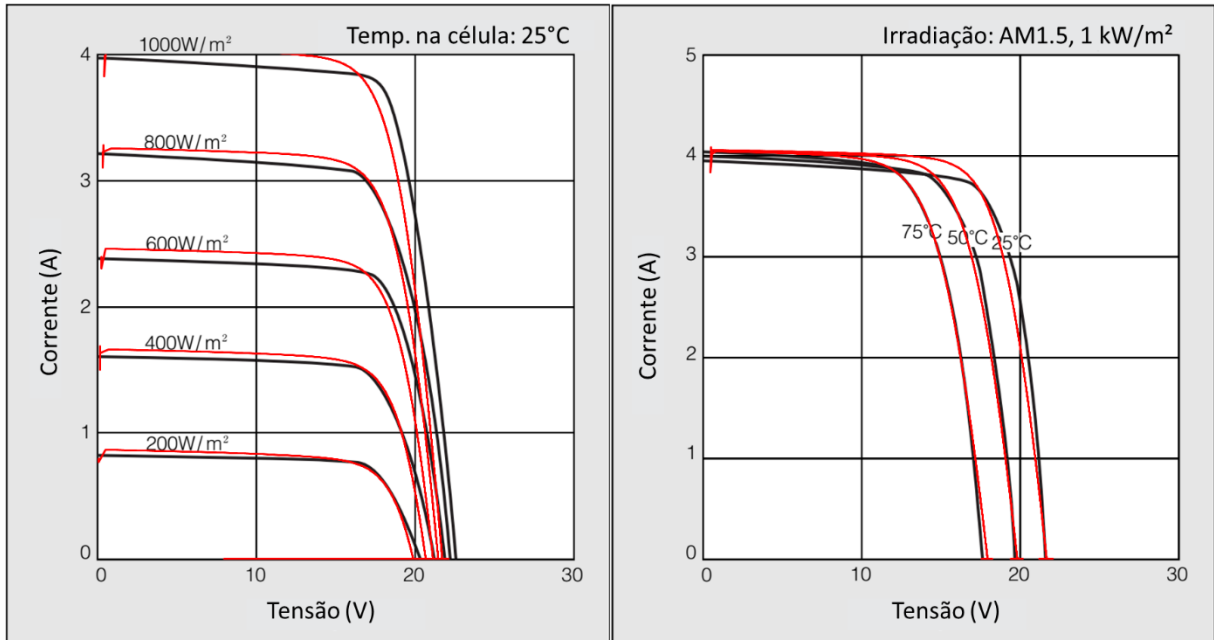
Tabela 2.5 – Parâmetros do modelo físico no PSIM do módulo *Kyocera* KD210GX-LPU

Parâmetros	Valor
Número de Células	54
Potência Máxima (P_{MPP})	210 W
Tensão na Potência Máxima (V_{MPP})	26,6 V
Corrente na Potência Máxima (I_{MPP})	7,9 A
Tensão de Circuito Aberto (V_{OC})	33,2 V
Corrente de Curto Circuito (I_{SC})	8,58 A
Coeficiente de Temperatura de V_{OC}	$-6,6 \cdot 10^{-5} \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$
Coeficiente de Temperatura de I_{SC}	$0,048 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$
Banda de energia (E_{gap})	1,12 eV
Fator de idealidade (η)	1,55
Resistência paralelo (R_p)	100 Ω
Coeficiente K_s	0,02
Resistência série (R_s)	0,00085 Ω
Corrente de saturação (I_{S0})	$7,47 \cdot 10^{-7}$ A
Coeficiente de temperatura C_t	0,0004 A/K

Fonte: Elaborado pelo autor.

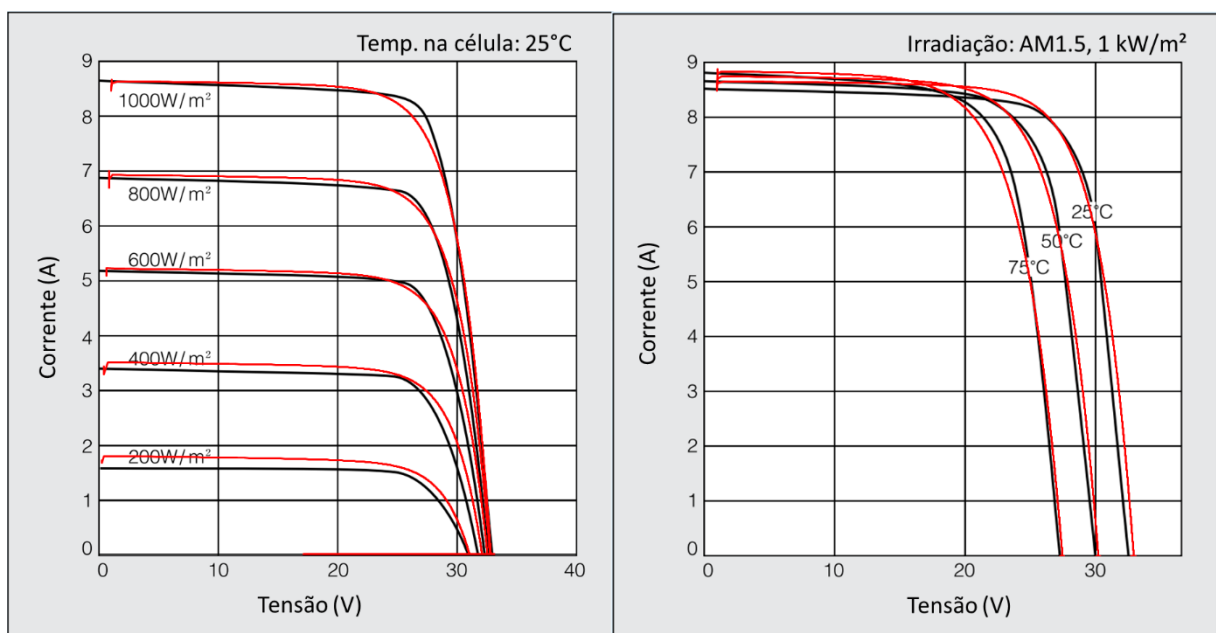
As Figuras 2.14 e 2.15 mostram a comparação das curvas I - V fornecidas pelas folhas de dados do fabricante para diferentes condições de operação com as curvas obtidas no PSIM com os parâmetros encontrados para os módulos KC65T e KD210GX-LPU, respectivamente.

Figura 2.14 – Comparação entre as curvas Corrente-Tensão fornecidas pela folha de dados para distintas condições de irradiação e temperatura (preto) e as curvas obtidas no modelo do módulo FV do PSIM (vermelho) para o módulo KC65T



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 2.15 – Comparação entre as curvas Corrente-Tensão fornecidas pela folha de dados para distintas condições de irradiação e temperatura (preto) e as curvas obtidas no modelo do módulo FV do PSIM (vermelho) para o módulo KD210GX-LPU



Fonte: Elaborado pelo autor.

A precisão dos parâmetros encontrados também pode ser estimada numericamente pela comparação das especificações elétricas dadas na folha de dados do módulo para a condição STC e para a condição nominal de temperatura na célula (NOTC – *Nominal Operating Cell Temperature*) com os valores obtidos nas simulações. Os resultados são mostrados nas Tabelas 2.6 e 2.7 para os módulos KC65T e KD210GX-LPU, respectivamente.

Tabela 2.6 – Comparação entre as especificações elétricas fornecidas pela folha de dados do fabricante e as obtidas no PSIM com os parâmetros encontrados para o módulo
Kyocera KC65T

STC*			
	Folha de dados	Modelo físico do PSIM	Erro
P _{MPP}	65	63,85	-1,8%
V _{MPP}	17,4	17,17	-1,3%
I _{MPP}	3,75	3,72	-0,8%
V _{OC}	21,7	21,7	0,0%
I _{SC}	3,99	4,05	1,5%
NOTC**			
	Folha de dados	Modelo físico do PSIM	Erro
P _{MPP}	46	45,66	-0,7%
V _{MPP}	15,3	15,53	1,5%
I _{MPP}	3,01	2,94	-2,3%
V _{OC}	19,7	19,79	0,5%
I _{SC}	3,22	3,25	0,9%

*STC: Irradiação 1000 W/m², AM1.5 e temperatura 25°C

**NOTC: Irradiação 800 W/m², AM1.5 e temperatura 47°C

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 2.7 – Comparação entre as especificações elétricas fornecidas pela folha de dados do fabricante e as obtidas no PSIM com os parâmetros encontrados para o módulo *Kyocera KD210GX-LPU*

STC*			
	Folha de dados	Modelo físico do PSIM	Erro
P_{MPP}	210	210,51	0,2%
V_{MPP}	26,6	26,69	0,3%
I_{MPP}	7,9	7,89	-0,1%
V_{OC}	33,2	32,8	-1,2%
I_{SC}	8,58	8,64	0,7%
NOTC**			
	Folha de dados	Modelo físico do PSIM	Erro
P_{MPP}	149	152,60	2,4%
V_{MPP}	23,6	24,19	2,5%
I_{MPP}	6,32	6,31	-0,2%
V_{OC}	30	30,3	1,0%
I_{SC}	6,62	7,01	5,9%

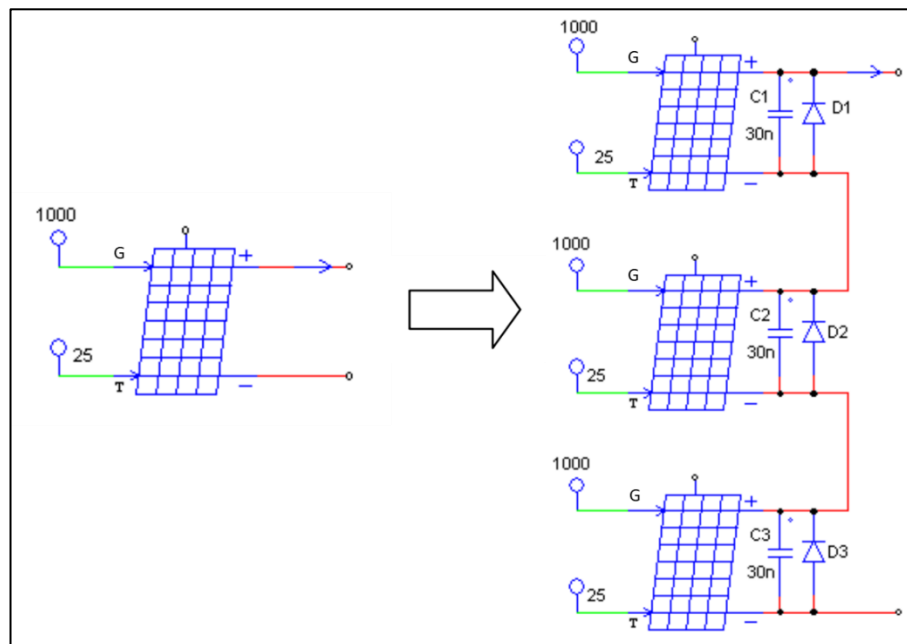
*STC: Irradiação 1000 W/m², AM1.5 e temperatura 25°C

**NOTC: Irradiação 800 W/m², AM1.5 e temperatura 47,9°C

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os parâmetros encontrados para os modelos consideram o módulo completo com todas as suas células. Entretanto, como mostrado na Figura 2.12, as *strings* de células do módulo são divididas pela quantidade de diodos de *bypass*. Desta forma, para considerar o efeito de múltiplos diodos de *bypass* em um módulo é preciso obter os parâmetros individuais para as *strings*, como mostrado na Figura 2.16. Além disso, um capacitor muito pequeno (neste caso, 30 nF) é necessário em cada bloco para convergência numérica.

Figura 2.16 – Representação de um módulo FV no PSIM com um único bloco (esquerda) ou com um bloco para cada diodo de *bypass* (direita)



Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao dividir o módulo em blocos para considerar os diodos de *bypass* internos, os seguintes parâmetros devem ser divididos pelo número de diodos: número de células, potência máxima, tensão de máxima potência, tensão de circuito aberto e a inclinação dV/dI em circuito aberto.

Para os fins deste trabalho, os resultados obtidos com os parâmetros encontrados são aceitáveis.

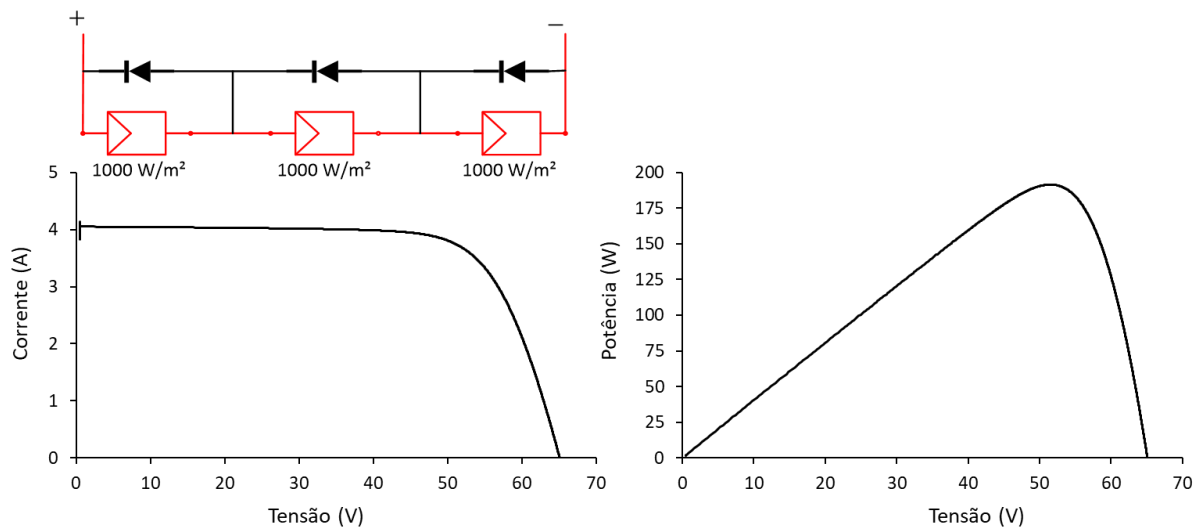
2.3 Os efeitos do sombreamento na geração fotovoltaica

O fenômeno do sombreamento que ocorre em módulos (ou arranjos) fotovoltaicos produz efeitos negativos no que diz respeito a eficiência e a segurança. Na maioria das vezes, as sombras são de natureza temporária e imprevisíveis, uma vez que resultam de fenômenos naturais.

Quando o sombreamento ocorre uniformemente em todo o módulo (ou arranjo) fotovoltaico, ou seja, mantendo o mesmo nível de irradiação em todas as células, diz-se que o sistema fotovoltaico está em condição de sombreamento uniforme (USC – *Uniform Shading Condition*). O comportamento do sistema FV sob esta condição é exatamente como mostrado na Figura 2.17, onde o grau de sombreamento afeta o nível de irradiação, mas não afeta a

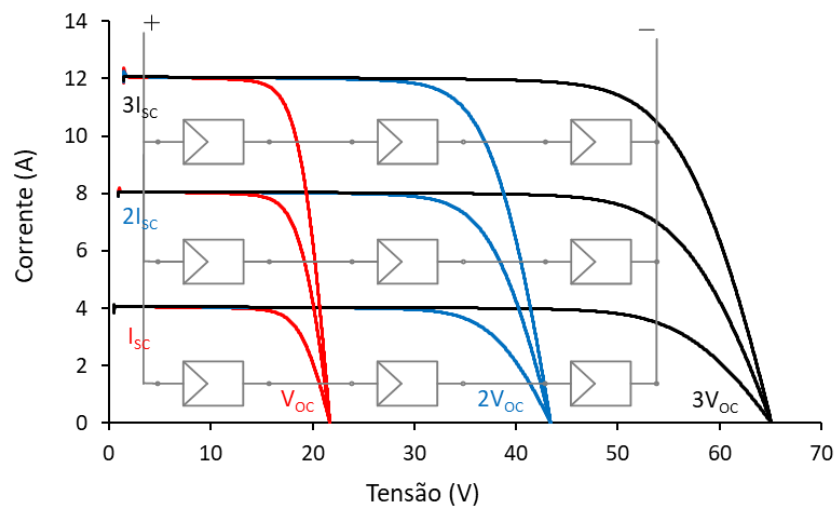
características $I-V$ e $P-V$ típicas, como nas Figuras 2.7 e 2.8. Desta forma, a curva $I-V$ apresentará sempre apenas um patamar de corrente de curto-circuito e, conseqüentemente, a curva $P-V$ apresentará apenas um pico de potência (MPP – *Maximum Power Peak*). Isto ocorre pois a curva $I-V$ de uma associação de células ou módulos fotovoltaicos se forma como mostrado na Figura 2.18, para o caso de todos os módulos estarem em STC.

Figura 2.17 – Curvas $I-V$ e $P-V$ características referente à associação série de três módulos fotovoltaicos (KC65T) em condições de USC



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 2.18 – Curva $I-V$ característica referente à associação mista de três módulos fotovoltaicos (KC65T) em condições de STC

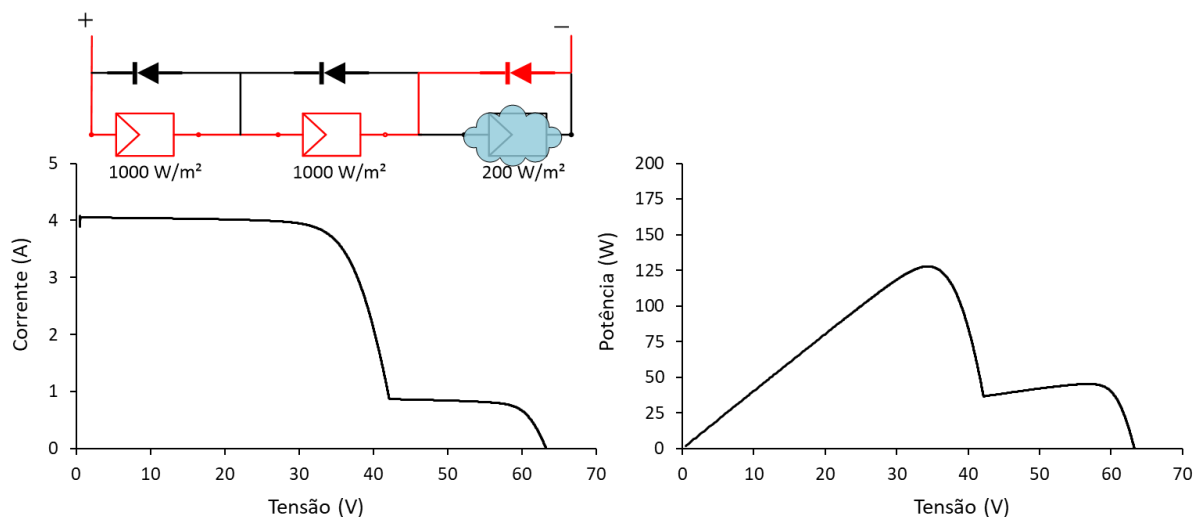


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por outro lado, o sombreamento parcial (PSC – *Partial Shading Condition*) em um sistema fotovoltaico é uma condição na qual apenas uma certa porção do módulo fotovoltaico (ou arranjo) é sombreada, enquanto outras partes permanecem uniformemente irradiadas. É tipicamente causado pela sombra dos edifícios próximos, árvores, postes, chaminés, cabos aéreos, etc. uma célula menos iluminada limita a corrente de toda a *string* de células correspondente. Como consequência, a célula sombreada pode sofrer sobreaquecimento e eventuais danos. Por esse motivo, diodos de *bypass* são comumente instalados em paralelo (polarização reversa) com um conjunto de células no módulo FV para servirem como um caminho alternativo para a corrente nas células sombreadas (CASTAÑER; SILVESTRE, 2002). Usualmente, utiliza-se 1 diodo de *bypass* para cada *string* de 20 células FV, assim, um módulo de 60 células possui 3 diodos de *bypass* instalados conforme mostrado na Figura 2.13.

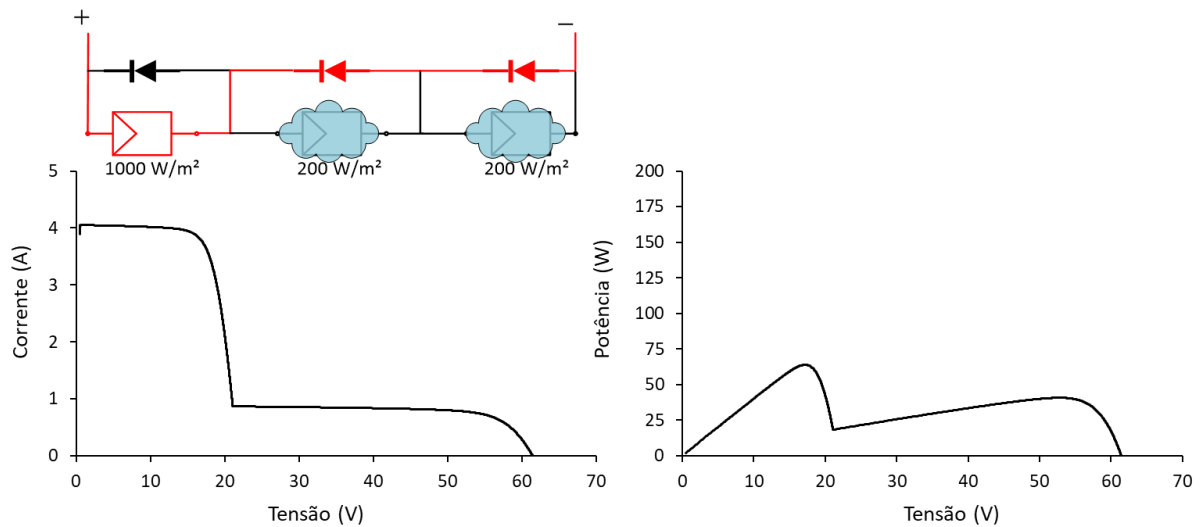
Se o sistema for submetido a sombreamento parcial, uma quantidade considerável de energia é perdida porque o módulo sombreado é curto-circuitado por seu respectivo diodo de *bypass*, forçando sua tensão (e energia) a zero. Como consequência, é gerado a curva *I-V* com vários patamares de corrente e a curva *P-V* com vários picos de potência locais (LMPP – *Local Maximum Power Peak*) e um global (GMPP – *Global Maximum Power Peak*).

Figura 2.19 – Curvas *I-V* e *P-V* características referentes à associação série de três módulos fotovoltaicos (KC65T) em condições de PSC com um módulo sombreado



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 2.20 – Curvas $I-V$ e $P-V$ características referente à associação série de três módulos fotovoltaicos (KC65T) em condições de PSC com dois módulos sombreado



Fonte: Elaborado pelo autor.

Cada *string* de células com um diodo de *bypass* pode produzir um pico de potência na curva $P-V$ se estiver submetido a uma irradiação diferente das demais *strings*. Assim, no caso do arranjo estudado acima, como são 3 módulos conectados em série, cada um com um diodo de *bypass*, é possível produzir até 3 (total de diodos de *bypass*) picos de potência na curva $P-V$ do arranjo FV, se cada uma desses módulos estiver submetido a uma irradiação diferente (MARKVART; CASTAÑER, 2003).

2.4 Rastreamento do ponto global de máxima potência

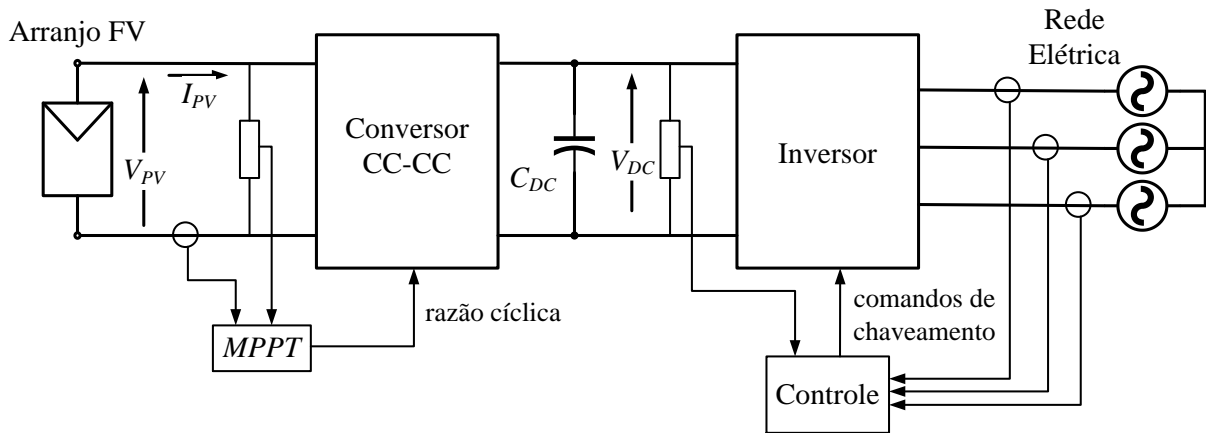
Como mostrado nas seções anteriores, o ponto de operação em máxima potência de um sistema fotovoltaico depende de características como: modelo do módulo FV, configuração do arranjo, temperatura, irradiação e condição de sombreamento. Uma conexão direta do sistema fotovoltaico à entrada de um sistema de processamento de energia, impondo um nível de tensão constante, seria uma escolha simples, porém ineficiente, sob o ponto de vista da produtividade energética. Desta forma, é bastante vantajosa a utilização de um sistema de rastreamento deste ponto ótimo de operação de maneira periódica ou contínua.

O rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) consiste em variar a tensão (ou a corrente) do sistema fotovoltaico até que se atinja o valor máximo de potência gerada. Como consequência, é necessário adotar um estágio de conversão intermediário, fazendo interface entre o arranjo fotovoltaico e o sistema de potência

que processa ou utiliza a energia elétrica produzida. Desta forma, este estágio de processamento de energia deve ser capaz de adaptar seus níveis de tensão ou corrente de entrada levando o sistema FV a operar em seu ponto de máxima potência (MPP), mantendo a tensão de saída e os níveis de corrente compatíveis com a característica da carga. A carga a qual a energia elétrica gerada pelo sistema fotovoltaico será disponibilizada pode ser desde uma impedância (linear ou não), um outro conversor estático ou até mesmo o próprio barramento da rede elétrica da concessionária dentre outros. Neste trabalho é estudado o caso em que a energia gerada é entregue à um conversor CC-CA e em seguida à rede elétrica CA.

O estágio de conversão intermediário entre o sistema fotovoltaico e a rede elétrica pode ser composto por dois conversores (ou estágio duplo) ou por um único conversor CC-CA. A primeira topologia, mostrada na Figura 2.21, possui um estágio de conversão CC-CC para elevar a tensão do arranjo e executar o MPPT e um outro estágio de conversão CC-CA (Inversor) para conexão com a rede elétrica. Geralmente são realizadas medições da corrente e da tensão no arranjo FV para execução do algoritmo de MPPT que, por sua vez, determina o valor da razão cíclica de comutação dos interruptores estáticos do conversor CC-CC. O conversor CC-CA atua na regulação da tensão do barramento na saída do conversor CC-CC e no controle das correntes injetadas na rede elétrica. Muitas vezes também utiliza-se diretamente a medição da potência fotovoltaica gerada para reduzir o esforço de controle da tensão do barramento CC (V_{DC}). As vantagens desse sistema são: não é necessária uma grande quantidade de módulos em série para atingir um nível de tensão suficiente para operação do sistema e é possível executar o MPPT numa ampla faixa de tensão. Por outro lado, a desvantagem é a necessidade de uma maior quantidade de componentes semicondutores e dispositivos magnéticos implicando em um maior volume e perdas no sistema, além de um maior custo para implementação (PONNALURI et al., 2005).

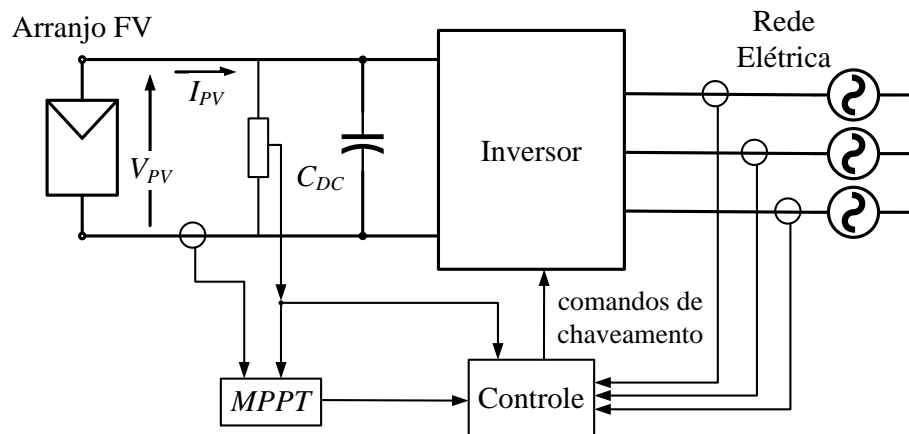
Figura 2.21 – Esquema de geração fotovoltaica conectada à rede elétrica com topologia de dois estágios



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na topologia de estágio único, mostrada na Figura 2.22, o arranjo fotovoltaico é conectado diretamente ao barramento CC do inversor. Este deve atuar no controle das correntes injetadas na rede elétrica, na execução do MPPT e na regulação da tensão no barramento CC. Nesta topologia é requerida uma maior quantidade módulos conectados em série para atingir a tensão necessária no barramento CC e para que o inversor tenha boa controlabilidade de corrente. Por isso, a execução do MPPT é restrita a uma faixa menor de tensão do barramento CC. Como essa configuração envolve menos componentes, ela tem, em geral, melhor eficiência do que a topologia de estágio duplo (BARNES; BALDA; STEWART, 2012).

Figura 2.22 – Esquema de geração fotovoltaica conectada à rede elétrica com topologia de estágio único



Fonte: Elaborado pelo autor.

A topologia de estágio único é preferível em diversas aplicações, dado que a quantidade de dispositivos usados para a esta topologia é reduzida e a complexidade do controle permanece a mesma em comparação com a topologia de dois estágios. No entanto, Barnes, Balda e Stewart (2012) afirmam que, para aplicações onde é desejável adicionar armazenamento de energia em baterias ou algum outro tipo fonte de geração distribuída, há apenas uma pequena redução de eficiência ao usar o estágio duplo. Assim, para aplicações com múltiplas fontes, o estágio duplo é a melhor opção. Quando o nível de tensão da fonte é alto o suficiente, a escolha ideal é a topologia de estágio único, obtendo melhor eficiência.

Várias técnicas de MPPT são discutidas na literatura em referência a um arranjo fotovoltaico submetido à condições uniformes de irradiação e temperatura (ESRAM; CHAPMAN, 2007). As principais delas são apresentadas a seguir.

2.4.1 Tensão de circuito aberto e corrente de curto-circuito fracionada

Esta abordagem utiliza informações obtidas do modelo elétrico do sistema fotovoltaico e das suas curvas características para estimar a localização do MPP. Tais métodos são geralmente definidos como técnicas MPPT indiretas porque não medem a potência extraída pela fonte fotovoltaica, de modo que o ponto de máxima potência pode ser apenas aproximadamente rastreado.

A relação quase linear entre a tensão de máxima potência (V_{MPP}) e a tensão de circuito aberto (V_{OC}) do arranjo fotovoltaico, sob diferentes níveis de irradiação e temperatura, deu origem ao método de V_{OC} fracionado (SCHOEMAN; WYK, 1982):

$$V_{MPP} \approx k_I \cdot V_{OC}, \quad (2.19)$$

onde k_I é uma constante de proporcionalidade.

Enslin *et al.* (1997) mostrou que o MPP é tipicamente localizado em tensão próxima de 76% da tensão de circuito aberto do arranjo FV. Em seguida, Xiao *et al.* (2007) constatou um intervalo mais razoável de 70-82% para a relação entre V_{MPP} e V_{OC} .

Tal método é bastante simples e barato. Periodicamente a geração fotovoltaica é interrompida para realizar uma nova medição de V_{OC} e, posteriormente, para forçar o sistema fotovoltaico a trabalhar em um nível de tensão de proporção k_I da tensão medida. Desta forma, V_{MPP} é atualizado e se mantém próximo do MPP real mesmo mediante distintos níveis de temperatura e irradiação.

De forma similar, pode-se obter uma estimativa de I_{MPP} como uma fração da corrente de curto-circuito (MASOUM; DEHBONEI; FUCHS, 2002). A constante de proporcionalidade típica utilizada é 86% mas, de acordo com ESRAM e CHAPMAN (2007), este valor pode variar entre 78% e 92%. Nesta técnica o sistema é curto-circuitado periodicamente para realizar a medição de I_{SC} .

$$I_{MPP} \approx k_2 \cdot I_{SC} \quad (2.20)$$

A desvantagem desta abordagem consiste no fato de que os números utilizados de 76% ou 86% não são válidos para todas as condições operacionais e para qualquer arranjo fotovoltaico. Além disso, durante o intervalo de tempo usado para medir a tensão de circuito aberto ou a corrente de curto-circuito, o gerador fotovoltaico não fornece energia. Para evitar esta perda de energia, HART, BRANZ e COX (1984) propuseram a utilização de células FV teste para obter o valor de V_{OC} continuamente e sem interromper a geração do sistema.

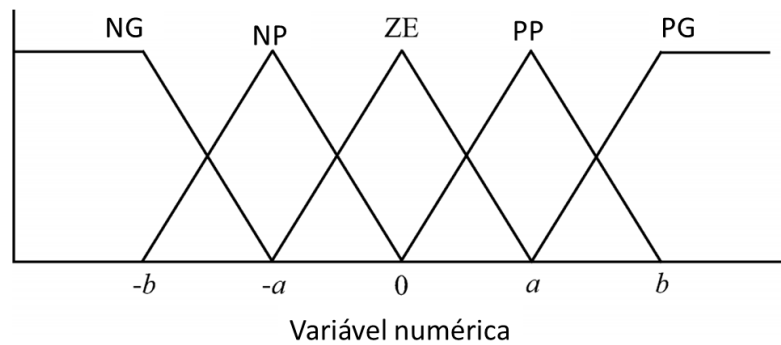
2.4.2 Métodos de inteligência computacional

Métodos que empregam inteligência computacional, como a lógica *fuzzy* ou redes neurais, têm a vantagem de não necessitar de um modelo matemático preciso ou mesmo de parâmetros ou informações do arranjo FV para resolver o problema do MPPT.

2.4.2.1 Lógica Fuzzy

O controle baseado em lógica *fuzzy* (ou lógica difusa) consiste, geralmente, em três estágios: transformação das variáveis do problema em valores *fuzzy* (ou *fuzzificação*), consulta da tabela base de regras e transformação do resultado *fuzzy* em um resultado nítido ou numérico (*defuzzificação*). Durante a *fuzzificação*, variáveis numéricas de entrada são convertidas em variáveis *fuzzy* com base em uma função de associação, como mostrada na Figura 2.23. Neste caso, cinco níveis *fuzzy* são utilizados: NG (negativo grande), NP (negativo pequeno), ZE (zero), PP (positivo pequeno) e PG (positivo grande). Possivelmente para melhorar a precisão, MAHMOUD *et al.* (2000) utilizaram 7 níveis *fuzzy*. Os números a e b são escolhidos em função da faixa de valores da variável numérica e também podem resultar em uma função de associação não simétrica, como sugerido por HILLOOWALA e SHARAF (1992).

Figura 2.23 – Função de associação para entradas e saídas do controlador lógico *fuzzy*



Fonte: Adaptado de Efram e Chapman (2007).

As entradas do algoritmo de MPPT baseado em lógica *fuzzy* são, geralmente, um erro E e uma variação do erro ΔE . Khaehintung *et al.* (2004), por exemplo, observando a característica dP/dV do sistema, usaram as seguintes entradas:

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (2.21)$$

e

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1). \quad (2.22)$$

Uma vez que as entradas são calculadas por (2.21) e (2.22), elas são convertidas em variáveis *fuzzy* com base na Figura 2.23. A saída do controlador *fuzzy* é tipicamente uma variação na tensão de referência para o arranjo ou uma variação no ciclo de trabalho (ΔD) do conversor CC-CC intermediário, é consultada em uma tabela base de regras, como a Tabela 2.8 por exemplo, que foi construída para o caso em que se utiliza um conversor *boost* (WON *et al.*, 1994).

Tabela 2.8 – Tabela base de regras *fuzzy*

$E \setminus \Delta E$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	ZE	ZE	NG	NG	NG
NP	ZE	ZE	NP	NP	NP
ZE	NP	ZE	ZE	ZE	PP
PP	PP	PP	PP	ZE	ZE
PG	PG	PG	PG	ZE	ZE

Fonte: Won *et al.* (1994).

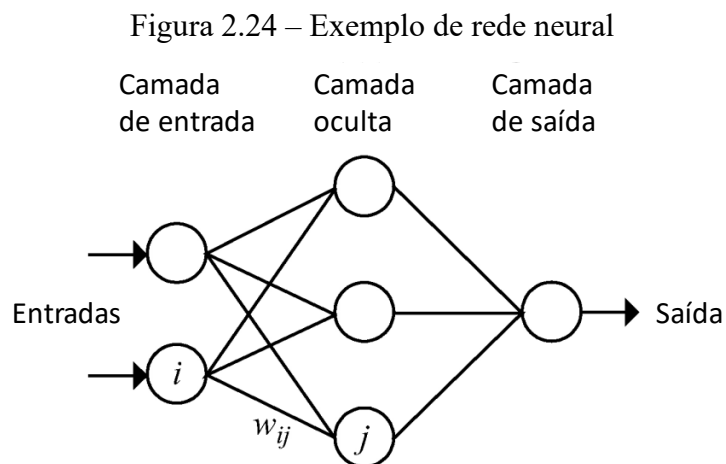
No processo de *defuzzificação*, a variável de saída no domínio *fuzzy* é convertida em uma variável numérica ainda utilizando uma função de associação, como a mostrada na Figura 2.23.

Como pode ser observado, apesar de a lógica *fuzzy* não exigir um modelo matemático ou parâmetros do sistema, é necessário um profundo conhecimento da operação do sistema para escolher um erro de computação relevante e uma tabela base de regras.

2.4.2.2 Redes Neurais

As redes neurais artificiais, concebidas por McCulloch e Pitts (1943), foram utilizadas como técnica de MPPT em sistemas fotovoltaicos primeiramente por Hiyama, Kouzuma e Imakubo (1995).

Uma rede neural simples inclui uma camada de entrada, outra de saída e, entre elas, uma camada oculta, como mostrado na Figura 2.24. As camadas se conectam através de nós e o número de nós em cada camada varia, sendo definido pelo projetista. As variáveis de entrada podem ser parâmetros do arranjo FV, como V_{OC} e I_{SC} , irradiação e temperatura, ou qualquer combinação destes. A variável de saída pode ser V_{MPP} , I_{MPP} ou a razão cíclica para o conversor CC-CC utilizado.



Fonte: Adaptado de Efram e Chapman (2007).

Cada ligação entre os nós é ponderada, ou seja, possui um “peso”. A ligação entre os nós i e j , na Figura 2.24, por exemplo, possui peso w_{ij} . Para encontrar o MPP com precisão, os pesos de cada ligação são cuidadosamente determinados por meio de um processo de

treinamento baseado em um algoritmo específico (*back propagation*, por exemplo). Neste processo, o arranjo FV é testado ao longo de meses e os padrões entre as entradas e saída da rede neural são registrados. As estratégias de redes neurais requerem treinamento específico para cada tipo de módulo ou arranjo fotovoltaico que são utilizados. Como as características do arranjo FV também mudam com o tempo, pode-se realizar novos treinamentos periódicos para garantir o MPPT preciso.

Muitas outras técnicas de inteligência computacional foram aplicadas em MPPT, como o Algoritmo Genético (AG) por Hadji, Gaubert e Krim (2015) e *Particle Swarm Optimization* (PSO) por Ishaque *et al.* (2012).

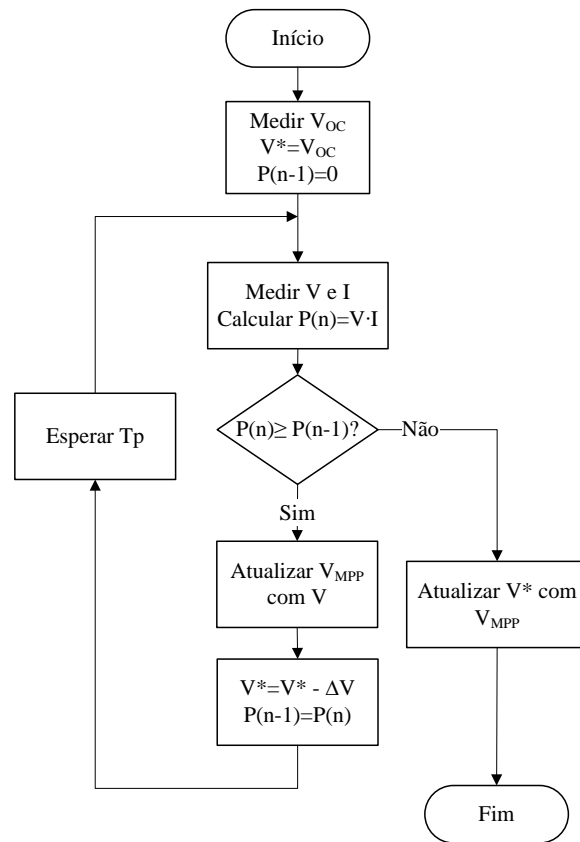
2.4.3 Hill Climbing, Perturb & Observe e Incremental Conductance

O algoritmo *Hill Climbing* (HC), ou Subida de Encosta, é um dos algoritmos mais utilizados em técnicas de MPPT de sistemas fotovoltaicos (BUCCIARELLI *et al.*, 1980; KIM; JO; KIM, 1996; TEULINGS *et al.*, 1993; XIAO; DUNFORD, 2004).

No HC, o sistema parte de um ponto de operação inicial e a cada iteração é dado um passo em relação ao ponto de operação anterior. Isto acontece até que a variável a ser maximizada, no caso a potência gerada, seja menor do que o seu valor na iteração anterior.

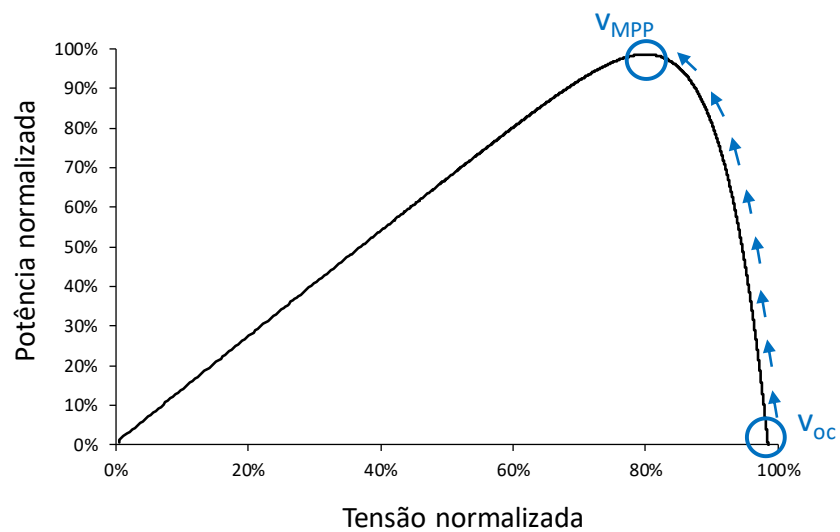
A Figura 2.25 mostra um exemplo de fluxograma do MPPT baseado no algoritmo *Hill Climbing*. Neste caso, o sistema inicia na tensão de circuito aberto e a tensão de referência para o arranjo FV (V^*) é diminuída em fatores de valor ΔV até que a potência atual $P(n)$ seja inferior a potência na iteração anterior $P(n-1)$, indicando que o pico da curva $P-V$ foi encontrado. O intervalo de tempo entre cada iteração é o tempo de perturbação T_p . Outros pontos de partida na curva $P-V$ também podem ser utilizados para acelerar a convergência da curva, assim como o sentido da busca (tensão crescente ou decrescente). A variável de controle também pode ser diretamente a razão cíclica do conversor intermediário CC-CC, no caso do sistema com topologia de estágio duplo. A Figura 2.26 mostra como o algoritmo HC atua na curva $P-V$, saindo de V_{OC} até alcançar V_{MPP} .

Figura 2.25 – Exemplo de fluxograma de MPPT baseado no algoritmo *Hill Climbing*



Fonte: Elaborado pelo autor.

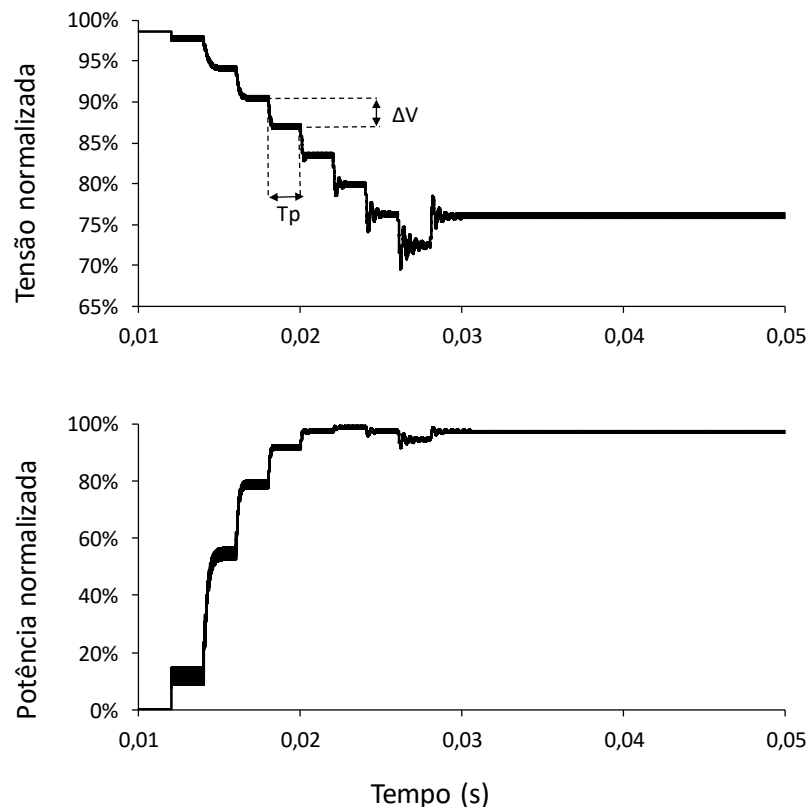
Figura 2.26 – Comportamento do algoritmo *Hill Climbing* na curva $P-V$



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 2.27, pode-se observar o comportamento no domínio do tempo do MPPT baseado no algoritmo HC. O degrau de tensão aplicado (ΔV) e o intervalo de tempo entre cada passo (T_p) são destacados na figura. Com o ajuste destes parâmetros é possível modificar a resposta do HC. Para um menor tempo de rastreamento, utiliza-se um valor pequeno de T_p , observando a dinâmica e tempo de resposta do controle da tensão V do arranjo FV. Para uma maior precisão no rastreamento do MPP utiliza-se um valor pequeno de ΔV . Nesta técnica de MPPT também pode-se refazer a busca HC periodicamente a fim de atualizar o MPP durante as constantes mudanças das condições de irradiação e temperatura no sistema FV.

Figura 2.27 – Comportamento do algoritmo *Hill Climbing* no domínio do tempo



Fonte: Elaborado pelo autor.

O algoritmo *Perturb & Observe* (P&O), ou perturba e observa, é a técnica de MPPT direta mais comum em sistemas fotovoltaicos. Sua primeira aplicação, ainda analógica, foi em sistemas aeroespaciais na década de 1970 (SALAS et al., 2006). Posteriormente, foi implementado de forma digital com um simples código em um microcontrolador (CHIANG;

HUA; LIN, 2002; FEMIA et al., 2005; HUA; LIN, 2001; KOUTROULIS; KALAITZAKIS; VOULGARIS, 2001).

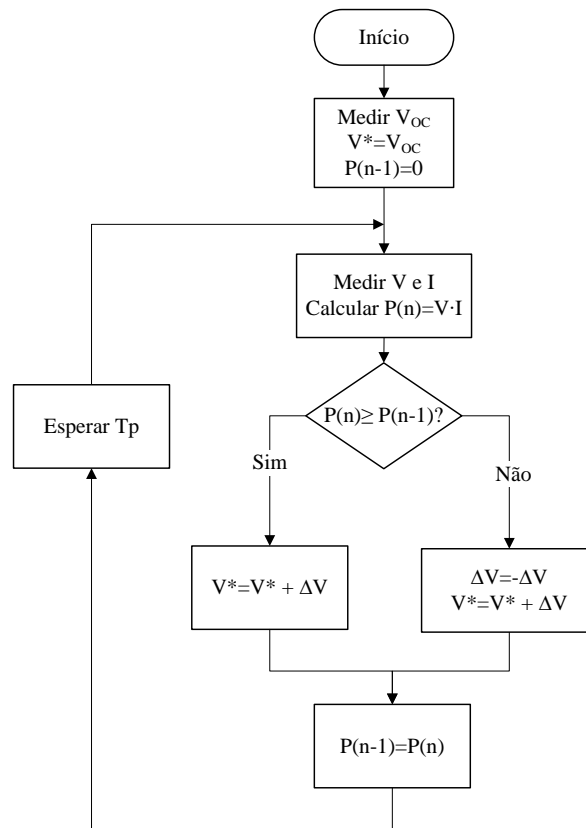
A técnica P&O é baseada na seguinte estratégia: o ponto de operação do sistema fotovoltaico é perturbado periodicamente pela alteração da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico, e após cada perturbação, o algoritmo de controle compara os valores da potência gerada pelo sistema antes e depois da perturbação. O sentido da próxima perturbação é alterado caso a perturbação anterior tenha produzido uma variação de potência negativa, como mostrado na Tabela 2.9. O fluxograma do MPPT baseado em P&O é mostrado na Figura 2.28.

Tabela 2.9 – Resumo do algoritmo P&O

Perturbação	Varição da potência	Próxima perturbação
Positiva	Positiva	Positiva
Positiva	Negativa	Negativa
Negativa	Positiva	Negativa
Negativa	Negativa	Positiva

Fonte: Elaborado pelo autor.

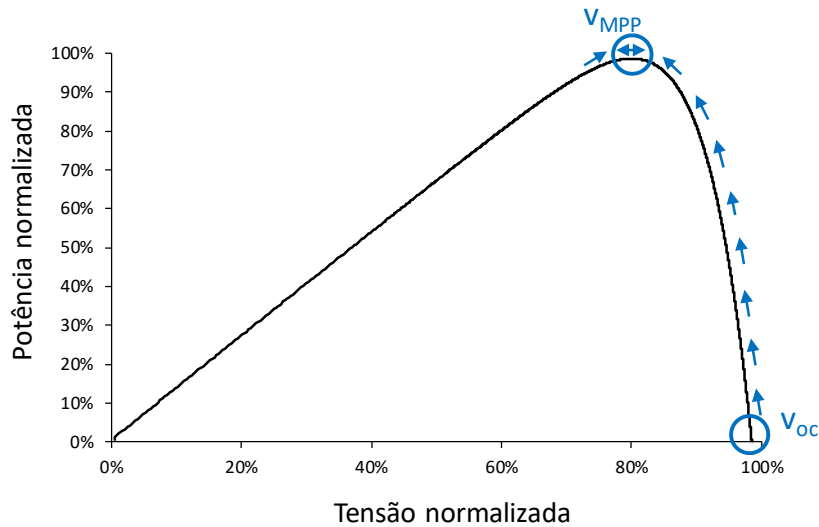
Figura 2.28 – Exemplo de fluxograma de MPPT baseado no algoritmo *Perturb & Observe*



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 2.29 mostra como o algoritmo P&O atua na curva $P-V$, saindo de V_{OC} até alcançar V_{MPP} . Enquanto no HC a busca é encerrada após a convergência do MPP, no P&O a busca é contínua e oscila em torno do pico de potência na curva $P-V$. A característica desta oscilação depende dos parâmetros ΔV e T_p .

Figura 2.29 – Comportamento do algoritmo *Perturb & Observe* na curva $P-V$

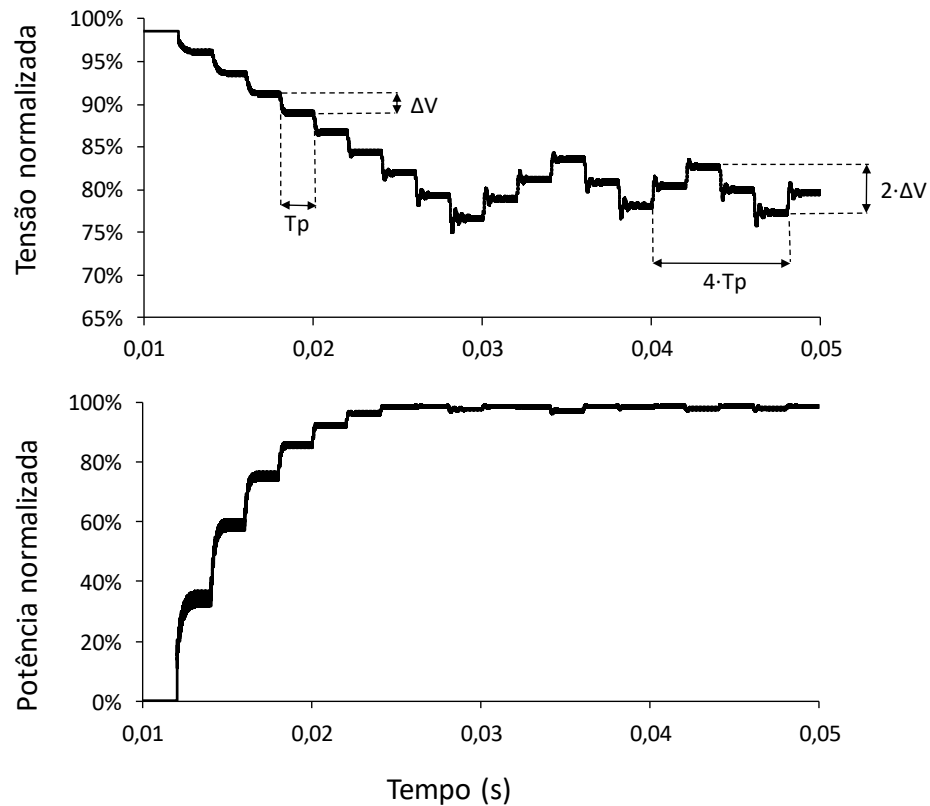


Fonte: Elaborado pelo autor.

O comportamento no domínio do tempo do MPPT baseado em P&O é mostrado na Figura 2.30. Femia *et al.* (2005) demonstraram que o número mínimo de degraus que garantem uma oscilação periódica e estável ao redor do MPP é igual a três, correspondendo a uma amplitude de $2 \cdot \Delta V$ pico-a-pico e um período de $4 \cdot T_p$. Esta é a condição ideal, mais degraus à esquerda ou à direita do MPP reduziriam a potência FV média. Independente da amplitude ΔV , um comportamento estável de 3 níveis é obtido se o intervalo de tempo T_p for selecionado corretamente. Se for estabelecido um valor muito pequeno, o algoritmo P&O pode se confundir e entrar em um ponto de operação instável (VENTURINI *et al.*, 2008). Por outro lado, um valor muito grande T_p penaliza a velocidade do MPPT.

Apesar de que as técnicas de MPPT baseadas em HC e P&O demonstradas partirem a busca da tensão de circuito aberto, também é comum utilizar a metade desta tensão como ponto de partida (RAMYAR; IMAN-EINI; FARHANGI, 2017).

Figura 2.30 – Comportamento do algoritmo *Perturb & Observe* no domínio do tempo



Fonte: Elaborado pelo autor.

O algoritmo *Incremental Conductance* (IncCond), ou Condutância Incremental, se baseia no fato de que a inclinação da curva $P-V$ é igual a zero no MPP, positiva à esquerda do MPP e negativa à direita, como dado abaixo:

$$\frac{dP}{dV} = 0, \text{ em MPP}; \quad (2.23)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0, \text{ à esquerda do MPP}; \quad (2.24)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0, \text{ à direita do MPP}. \quad (2.25)$$

Fazendo

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V}, \quad (2.26)$$

pode-se escrever as Equações (2.23), (2.24) e (2.25) da seguinte forma:

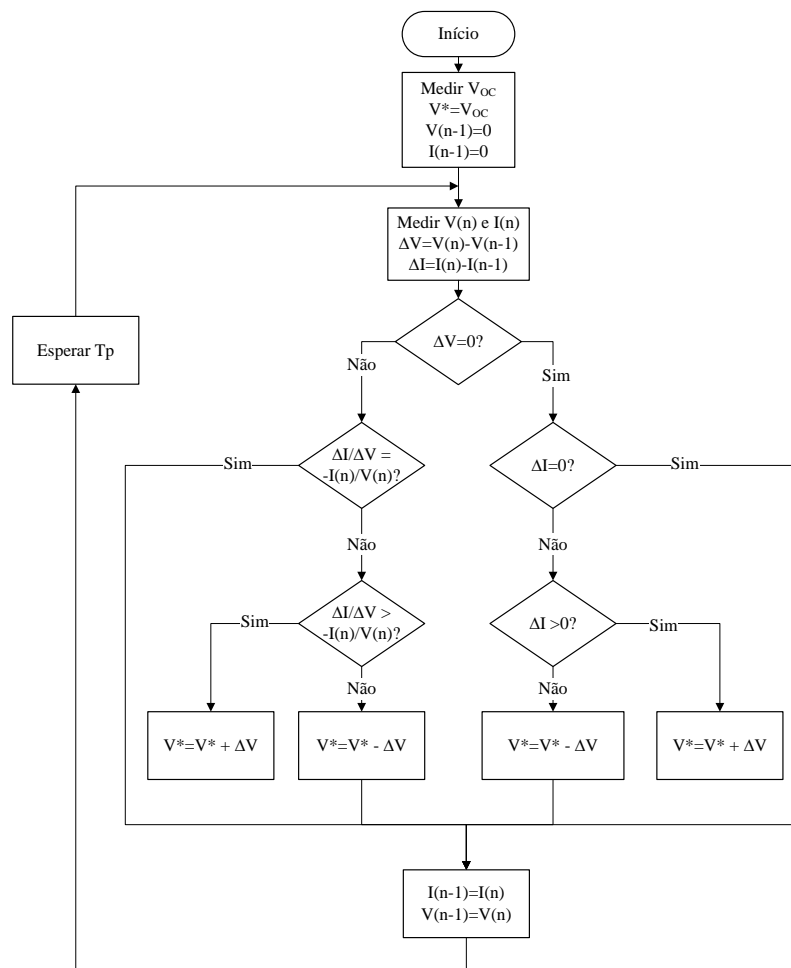
$$\Delta I/\Delta V = -I/V, \text{ em MPP}; \quad (2.27)$$

$$\Delta I/\Delta V > -I/V, \text{ à esquerda do MPP}; \quad (2.28)$$

$$\Delta I/\Delta V < -I/V, \text{ à direita do MPP}. \quad (2.29)$$

Assim, o MPP pode ser rastreado pela comparação da condutância (I/V) com a condutância incremental ($\Delta I/\Delta V$), como mostrado no fluxograma na Figura 2.31. Uma vez que o MPP é atingido, satisfazendo a condição (2.27), a operação do arranjo FV é mantida neste ponto até que uma mudança em ΔI seja identificada, indicando uma mudança nas condições atmosféricas e no MPP.

Figura 2.31 – Exemplo de fluxograma de MPPT baseado no algoritmo *Incremental Conductance*



Fonte: Elaborado pelo autor.

Hussein (1995) constatou um aumento de 8,4% na potência gerada por um sistema FV utilizando um MPPT baseado em IncCond em comparação com o mesmo sistema utilizando um MPPT baseado em P&O. A principal razão desta melhoria é o fato de que o algoritmo IncCond não produz nenhuma oscilação ao redor do MPP quando a condição (2.27) é satisfeita. Assim, o algoritmo IncCond se comporta como o P&O durante transitórios, mas é capaz de evitar perdas de potência em regime permanente. Entretanto, a condição (2.27) vale apenas para um sistema ideal, uma vez que quase nunca é satisfeita por causa de ruídos e efeitos de quantificação, relacionados ao microcontrolador por meio do qual o algoritmo é implementado. Como consequência, a técnica continua a verificar a validade de (2.27) também em condições estacionárias de irradiação, de modo que a vantagem teórica do IncCond sobre o P&O desaparece.

Uma otimização válida para as técnicas HC, P&O e IncCond é utilizar uma perturbação ΔV variável. Quanto menor é a inclinação da curva $P-V$, mais próxima a operação está do MPP e menor deve ser a perturbação. Esta melhoria garante uma melhor precisão no rastreamento do MPP. Sendo W um coeficiente, pode se utilizar (LIU et al., 2008):

$$\Delta V = W \cdot \left| \frac{dP}{dV} \right|. \quad (2.30)$$

Outros algoritmos de MPPT também foram apresentados como uma alternativa ao P&O, como o *Extremum Seeking* (ES) por Brunton *et al.* (2010) e o *Ripple Correlation Control* (RCC) por Midya *et al.* (1996).

2.4.4 Rastreamento do MPP Global

Como demonstrado na seção 2.3, a condição de sombreamento parcial sobre um arranjo fotovoltaico produz o aparecimento de diversos picos de potência na curva $P-V$. Em nenhuma das técnicas de MPPT citadas até então é considerado o efeito do sombreamento parcial, ou seja, não é apresentada nenhuma estratégia que consiga discernir um pico de potência local do global. Consequentemente, o rastreamento nestas técnicas de MPPT pode falhar ao ficar preso em algum MPP local (LMPP).

Uma solução adotada para reduzir os efeitos do sombreamento na geração fotovoltaica é chamada *Distributed Maximum Power Point Tracking* (DMPPT). Existem, basicamente, duas abordagens distintas de DMPPT.

A primeira é baseada na utilização de conversores CC-CA dedicados a cada módulo, denominados microinversores. Deste modo, o rastreamento do MPP é feito individualmente para cada módulo FV (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005; LI; WOLFS, 2008).

A segunda abordagem consiste em utilizar conversores CC-CC dedicados a cada módulo, realizando MPPT de cada módulo FV e utiliza inversor(es) centralizado(s) (FEMIA et al., 2008; WALKER; SERNIA, 2004).

Modelar e projetar um sistema fotovoltaico com DMPPT é notavelmente mais complexo do que implementar uma técnica MPPT convencional, além de envolver mais dispositivos e maior custo financeiro (FEMIA et al., 2017).

Outra alternativa ao problema causado pelo sombreamento parcial é a utilização de algoritmos capazes de identificar o MPP global (GMPP) mesmo quando a curva $P-V$ apresenta vários picos. Esta técnica é denominada de *Global Maximum Power Point Tracking* (GMPPT). As estratégias já apresentadas pela literatura são as mais diversas, variando em complexidade, velocidade de rastreo, precisão e tipo de aplicação. Estas técnicas podem ser classificadas em três categorias: técnicas baseadas em métodos convencionais, técnicas que utilizam algoritmos de inteligência computacional e técnicas que combinam os métodos convencionais com algoritmos de inteligência computacional.

Dentre as técnicas baseadas em métodos convencionais, Chen *et al.* (2014) estimam a posição dos picos de potência locais por meio da tensão medida em cada um dos módulos e utiliza o algoritmo P&O para afinar o resultado, a proposta é simples e rápida mas necessita de sensores de tensão em cada módulo, o que aumenta a complexidade da instalação e os custos financeiros para implementação. Fang e Lian (2017) definiram uma região entre 50 e 90% de V_{OC} , região com maior probabilidade de localizar o GMPP, essa região é fatiada em partes onde se aplica o P&O. Ghasemi, Foroushani e Parniani (2016) empregaram rampas de tensão em toda a faixa de 0 a V_{OC} , ao invés de degraus durante o GMPPT, isso diminui as oscilações de tensão e garante uma varredura mais rápida na faixa de tensão. Ahmed e Salam (2015) propuseram uma forma de estimar a localização na curva $P-V$ dos possíveis picos de potência. Tal técnica consiste em uma correção na técnica que utiliza múltiplos de $0,8 \cdot V_{OC}$, cujo erro passa a ser relativamente alto quando o número de módulos é maior do que seis. Manickam *et al.* (2016b), Ramyar, Iman-eini e Farhangi (2017) e Wang, Li e Ruan (2016) utilizaram múltiplos de $0,8 \cdot V_{OC}$ para estimar a localização dos possíveis picos de potência e empregaram o algoritmo P&O, HC e IncCond, respectivamente, para afinar o rastreamento. Patel e Agarwal (2008) empregaram um controlador em malha fechada no conversor CC-CC intermediário para acelerar o tempo de rastreamento, utilizando o algoritmo P&O onde variações de tensão são

aplicadas para o rastreamento não ficar confinado em um pico local. A técnica proposta por Zhu *et al.* (2016) faz a busca do máximo global continuamente por meio de variações aplicadas a um controlador PI de potência, porém o rastreo é relativamente lento e pode gerar perdas de potência pois é feito continuamente, não avaliando a real necessidade de buscar em toda a curva. Jeyaprabha e Selvakumar (2017) apresentaram um método de compensação de corrente nos módulos sombreados e de compensação de tensão para equalização dos conjuntos de módulos em série, tornando o método complexo e bastante oneroso devido à grande quantidade de componentes, conversores e sensores.

Das técnicas que utilizam algoritmos com inteligência computacional, o algoritmo *Particle Swarm Optimization* (PSO) não depende de informações prévias da folha de dados do fabricante dos módulos FV nem do arranjo e requer baixo custo computacional. Porém, necessita um grande número de interações e produz oscilações na tensão durante a busca (DA SILVA *et al.*, 2017; ISHAQUE *et al.*, 2012; LAL; SINGH, 2016; LIU *et al.*, 2012). Koad, Zobia e El-Shahat (2017) empregaram a Interpolação Lagrangiana, utilizando informações da folha de dados do fabricante do módulo FV, para estimar e direcionar as partículas iniciais da técnica PSO para pontos próximos dos possíveis picos locais (LI-PSO). O tempo de convergência é reduzido em relação ao PSO tradicional. O algoritmo *Accelerated* PSO (APSO) foi proposto por Rajendran e Srinivasan (2016), as partículas iniciais deixam de ser geradas aleatoriamente e são determinadas por pontos no intervalo de tensão. O fator de velocidade também é alterado para acelerar a convergência. Já a técnica *Differential Evolutionary* PSO (DEPSO) garante uma convergência mais rápida com baixo custo computacional. Porém, gera muita oscilação na tensão do arranjo FV (KUMAR *et al.*, 2017b; SEYEDMAHMOUDIAN *et al.*, 2015). Pragallapati, Sen e Agarwal (2017) empregaram a técnica *Adaptive Velocity* PSO (AVPSO) que minimiza as chances das partículas ficarem presas em um máximo local, além de reduzir as oscilações na tensão do arranjo FV pois as partículas tem suas posições classificadas a cada iteração. A técnica *Weibull Pareto Sine-Cosine Optimization* (WPSCO) foi empregada por Kumar *et al.* (2017a) como GMMPT. Apesar do maior custo computacional necessário para a sua implementação, as características de desempenho não são significativamente superiores em comparação com o algoritmo PSO convencional. A técnica *Simulated Annealing* (SA) foi empregada por Lyden e Haque (2016), o tempo de rastreo e a complexidade do algoritmo foram maiores em comparação com a técnica PSO. O algoritmo *Cuckoo Search* (CS), utiliza uma matemática mais complexa e apresenta um tempo de convergência menor do que na técnica PSO, porém produz muita oscilação na tensão do sistema FV (AHMED; SALAM, 2014; PENG; HO; LIU, 2018). Outras técnicas de inteligência computacional também foram

empregadas em GMPPT, como a *Grey Wolf Optimazation* (GWO) por Mohanty, Subudhi e Ray (2016), *Flower Pollination Algorithm* (FPA) por Ram e Rajasekar (2017) e *Firefly Algorithm* (FA) por Teshome *et al.* (2017) e por Sundareswaran, Pedappati e Palani (2014).

Alguns trabalhos propuseram técnicas híbridas, formadas pela utilização de um método convencional em conjunto com um algoritmo de inteligência computacional a fim de acelerar a convergência do rastreo ou utiliza-las em condições de sombreamento distintas. Independente do grupo a que pertença, a complexidade da técnica de GMPPT em PSC tende a aumentar quando comparada a técnicas convencionais utilizadas em USC. Nesse sentido, a literatura tem apresentado propostas de detecção de PSC e USC, de forma que a parte mais complexa do GMPPT seja usada apenas em caso de PSC. Assim, o alcance do GMPP sempre acontece, utilizando as técnicas adequadas que cada tipo de condição de sombreamento exige. Como resultado, o tempo de rastreamento é equilibrado e evita perdas de potência (MANICKAM *et al.*, 2016a, 2017; MOHANTY; SUBUDHI; RAY, 2017; SUNDARESWARAN *et al.*, 2016).

2.5 Algoritmo de GMPPT proposto

Neste trabalho, é proposto e implementado um algoritmo de GMPPT em um sistema multifuncional FV-FAP com topologia de estágio único. Desta forma, além de garantir que o sistema fotovoltaico opere na condição de máxima potência, mesmo na ocorrência de sombreamento parcial, o sistema também ser capaz de compensar harmônicos de corrente e potência reativa, além de transferir potência ativa gerada para a carga/rede. Neste momento, será discutida apenas a estratégia de GMPPT, no entanto, é necessário estar ciente de que a capacidade do Conversor Fonte de Tensão (VSC – *Voltage Source Converter*) atuar como filtro ativo está intimamente ligada ao nível de tensão em seu barramento CC, tensão esta que, na topologia de estágio único, é a mesma tensão do arranjo FV que precisa ser variada a fim de rastrear o ponto de máxima potência global. Desta forma, é preciso levar em conta que, embora o ponto de máxima potência possa ser atingido em qualquer nível de irradiação e temperatura presentes, o nível da tensão do barramento CC está limitado a um valor mínimo que seja capaz de garantir a operação do conversor como filtro ativo. Esse limite será discutido mais adiante no capítulo 4.

Em sistemas FV-FAP com topologia de estágio único, apenas técnicas de MPPT convencionais foram empregas e analisadas exclusivamente em condição de sombreamento uniforme. Chandra *et al.* (2017) e Beniwal, Hussain e Singh (2019) utilizaram o algoritmo

IncCond como MPPT em seus sistemas FV-FAP. O algoritmo P&O também foi aplicado nesse tipo de sistema (AGARWAL; HUSSAIN; SINGH, 2017; BENIWAL; HUSSAIN; SINGH, 2018; DEVASSY; SINGH, 2018; JAIN; SINGH, 2019; PRADHAN et al., 2019; TUYEN; FUJITA, 2015). Nesses trabalhos citados, o arranjo fotovoltaico é dimensionado de modo que a tensão de máxima potência (V_{MPP}) coincida com o valor da tensão nominal para o qual o barramento CC do conversor conectado à rede foi projetado. Desta forma, a tensão do arranjo fotovoltaico não é explorada numa ampla faixa para verificar a existência de outros picos de potência na curva $P-V$ quando ocorrer sombreamento parcial.

A técnica de GMPPT proposta neste trabalho para o sistema FV-FAP com topologia de estágio único atua em duas etapas:

1. Estimação da localização dos possíveis picos de potência na curva $P-V$ e verificação de qual desses pontos produz mais potência;
2. Execução do algoritmo P&O a partir do ponto de máxima potência encontrado objetivando refinar o rastreamento e executá-lo continuamente até o próximo ciclo de busca.

Ao mesmo tempo, a técnica proposta, monitora a potência gerada a fim de detectar mudanças significativas nas condições de irradiação e reiniciar a rotina de GMPPT. Devido a multifuncionalidade do sistema, um modo de operação noturna também é previsto e implementado a fim de manter a execução apenas da funcionalidade de FAP, em períodos de pouca ou nenhuma luz incidente, mantendo-se fixa, neste caso, a tensão do barramento CC.

A estimação da localização dos possíveis picos de potência na curva $P-V$, primeira etapa da técnica de GMPPT apresentada neste trabalho, é baseada na estratégia proposta por Ahmed e Salam (2015). Esta estratégia consiste numa correção da técnica Tensão de Circuito Aberto Fracionada (*Fractional Open-Circuit Voltage* ou simplesmente $k_1 \cdot V_{OC}$), onde a localização dos MPP é estimada por

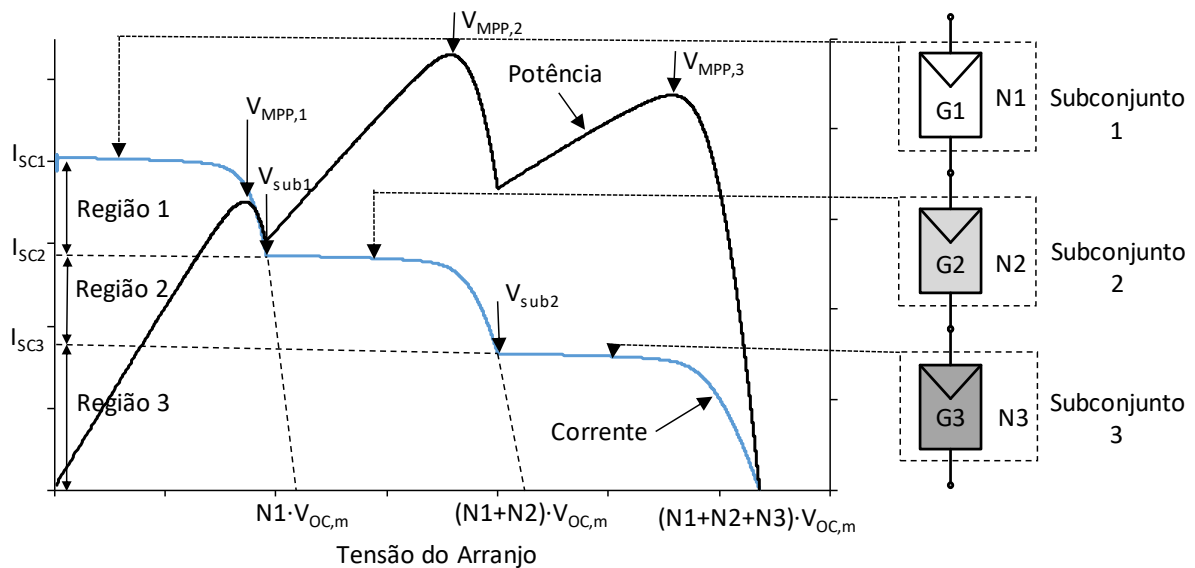
$$V_{MPP,j} = j \cdot k_1 \cdot V_{OC,m} = j \cdot k_1 \cdot \frac{V_{OC}}{N}, \quad (2.31)$$

onde, N é o número de módulos conectados em série, V_{OC} é a tensão de circuito aberto do arranjo FV, $V_{OC,m}$ é a tensão de circuito aberto de um módulo FV, j representa o número do possível pico (da esquerda para a direita na curva $P-V$) e varia de 1 até N . $V_{MPP,j}$ é a tensão relativa ao j -ésimo MPP. O valor de k_1 mais comumente utilizado é 0,8. No entanto, é preciso enfatizar que a relação (2.31) passa a apresentar elevados erros de estimação quando o sistema está sob PSC

ou quando o número de módulos conectados em série é superior a cinco (AHMED; SALAM, 2015).

Observando-se a Figura 2.32, nota-se a particularidade das curvas $I-V$ e $P-V$ para um exemplo de arranjo fotovoltaico sob condição de sombreamento parcial. O arranjo em questão é formado por 3 subconjuntos de módulos FV, onde o Subconjunto 1 possui N_1 módulos (cada um com seus diodos de *bypass* internos) conectados em série e todos submetidos a irradiação G_1 . De forma semelhante, são formados os Subconjuntos 2 e 3, com N_2 e N_3 módulos e irradiação G_2 e G_3 , respectivamente. Neste caso temos, $N_1=N_2=N_3$ e $G_1>G_2>G_3$. Como existem três níveis de irradiação, a curva $I-V$ possui 3 patamares de corrente e a curva $P-V$ apresenta 3 picos de potência.

Figura 2.32 – Curvas $P-V$ e $I-V$ de um arranjo fotovoltaico em condição de sombreamento parcial



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tomando a relação (2.31), da técnica Tensão de Circuito Aberto Fracionada ou $k_I \cdot V_{OC}$, pode-se escrever:

$$V_{MPP,1} = k_1 \cdot N_1 \cdot V_{OC,m} \quad (2.32)$$

Após o primeiro pico (em $V_{MPP,1}$), a corrente decai rapidamente e o segundo patamar de corrente é alcançado, onde V_{sub1} é a tensão que separa a Região 1 da Região 2. Sendo α uma constante de proporcionalidade, V_{sub1} pode ser escrito da seguinte forma:

$$V_{sub1} = \alpha_1 \cdot N1 \cdot V_{OC,m} \quad (2.33)$$

Assim, o segundo pico ocorre em:

$$V_{MPP,2} = V_{sub1} + k_1 \cdot N2 \cdot V_{OC,m} \quad (2.34)$$

De forma semelhante, pode-se aproximar a tensão que separa as Regiões 2 e 3 (V_{sub2}), por:

$$V_{sub2} = V_{sub1} + \alpha_2 \cdot N2 \cdot V_{OC,m} \quad (2.35)$$

A localização do terceiro pico (em $V_{MPP,3}$) também pode ser aproximada por:

$$V_{MPP,3} = V_{sub2} + k_1 \cdot N3 \cdot V_{OC,m} \quad (2.36)$$

Os valores de α_1 , α_2 , e etc., dependem da relação entre os patamares de corrente (patamar anterior dividido pelo patamar atual). Quanto maior esta relação, maior é o valor do respectivo α . Para simplificação e evitar que seja realizada uma varredura na curva $I-V$ apenas para determinar os valores destas constantes, é considerado um único valor de α , logo, $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$.

Substituindo (2.33) e (2.35) em (2.34) e (2.36) a fim de encontrar os valores das tensões onde ocorrem os picos de potência estimados, tem-se:

$$V_{MPP,1} = k_1 \cdot N1 \cdot V_{OC,m} \quad (2.37)$$

$$V_{MPP,2} = \alpha \cdot N1 \cdot V_{OC,m} + k_1 \cdot N2 \cdot V_{OC,m} = (\alpha \cdot N1 + k_1 \cdot N2) \cdot V_{OC,m} \quad (2.38)$$

$$V_{MPP,3} = \alpha \cdot N1 \cdot V_{OC,m} + \alpha \cdot N2 \cdot V_{OC,m} + k_1 \cdot N3 \cdot V_{OC,m} = [\alpha \cdot (N1 + N2) + k_1 \cdot N3] \cdot V_{OC,m} \quad (2.39)$$

A Tabela 2.10 apresenta a comparação entre o cálculo das tensões em cada um dos picos pela Técnica $k_I \cdot V_{OC}$ e pelo método proposto mostrado acima. Pode-se notar que a técnica $k_I \cdot V_{OC}$ é um caso particular da técnica proposta, onde $\alpha = k_I$. Porém, esse caso implica também

nas igualdades $V_{sub1}=V_{MPP,1}$ e $V_{sub2}=V_{MPP,2}$, que são claramente equivocadas, como pode ser observado na Figura 2.32. A coluna Erro na tabela mostra que o erro da técnica $k_I \cdot V_{OC}$ é maior para os picos mais à direita na curva e para valores maiores de módulos no arranjo.

Tabela 2.10 – Comparação entre as técnicas $k_I \cdot V_{OC}$ e proposta para estimação da localização dos MPP

Pico	Técnica $k_I \cdot V_{OC}$	Técnica proposta	Erro
$V_{MPP,1}$	$k_1 \cdot N1 \cdot V_{OC,m}$	$k_1 \cdot N1 \cdot V_{OC,m}$	0
$V_{MPP,2}$	$(N1 + N2) \cdot k_1 \cdot V_{OC,m}$	$(\alpha \cdot N1 + k_1 \cdot N2) \cdot V_{OC,m}$	$(\alpha - k_1) \cdot N1 \cdot V_{OC,m}$
$V_{MPP,3}$	$(N1 + N2 + N3) \cdot k_1 \cdot V_{OC,m}$	$[\alpha \cdot (N1 + N2) + k_1 \cdot N3] \cdot V_{OC,m}$	$(\alpha - k_1) \cdot (N1 + N2) \cdot V_{OC,m}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Baseado nesta observação, a estimação da localização dos possíveis picos de potência pode ser feita pela equação (2.40), onde j varia de 1 até o número de módulos conectados em série N .

$$V_{MPP,j} = [\alpha \cdot (j - 1) + k_1] \cdot V_{OC,m} = [\alpha \cdot (j - 1) + k_1] \frac{V_{OC}}{N} \quad (2.40)$$

Como já mencionado, o valor de k_I pode variar de 0,71 a 0,85 (ESRAM; CHAPMAN, 2007; PATEL; AGARWAL, 2008). Já a constante α pode assumir valores entre 0,8 e 0,97 (AHMED; SALAM, 2015).

Ahmed e Salam (2015) utilizaram a constante α variável em função da irradiação dos módulos, entretanto, o valor da irradiação incidida em cada módulo é uma informação difícil de ser obtida na prática. Mesmo utilizando piranômetros ou células piloto para cada módulo, medida bastante onerosa, é possível que a medição destes sensores não reflita a realidade, uma vez que é comum ocorrer sombreamento incidente apenas em parte do módulo. Desta forma, este trabalho propõe a utilização de um valor fixo para α , assim como é feito com a constante k_I . Assim, ainda é possível realizar uma estimativa mais precisa em comparação com a técnica $k_I \cdot V_{OC}$.

A obtenção dos parâmetros α e k_I é realizada a partir da análise das curvas $P-V$ do arranjo fotovoltaico sob diversas condições de sombreamento. Os valores são escolhidos de forma a obter o menor erro de estimativa em diversos padrões de sombreamento. Para o caso

de um arranjo fotovoltaico formado pela associação série de 6 módulos *Kyocera* KC65T, as constantes obtidas são mostradas na Tabela 2.11.

Tabela 2.11 – Parâmetros α e k_I obtidos para um arranjo de 6 módulos KC65T

Constante	Valor
α	0,90
k_I	0,72

Fonte: Elaborado pelo autor.

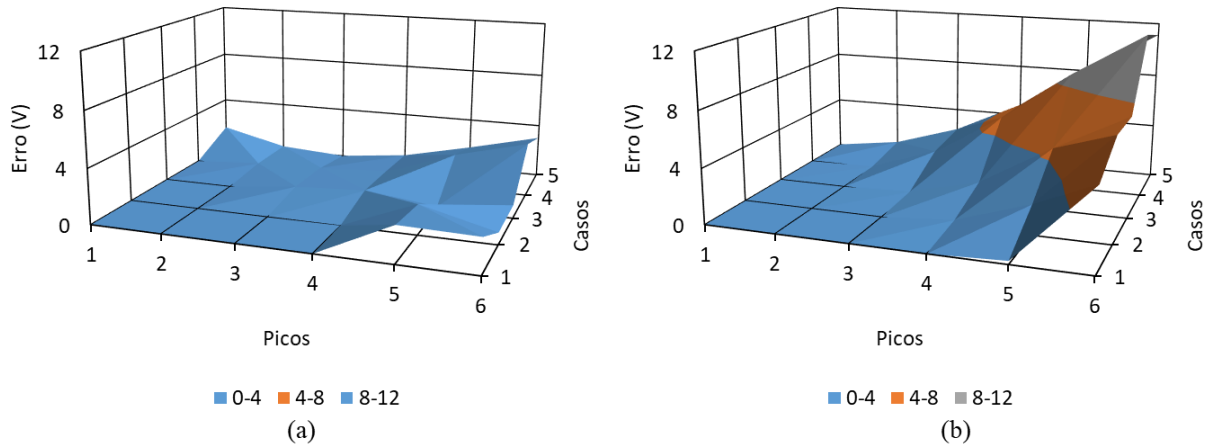
Para comprovar a estimação da localização dos possíveis MPP pela equação (2.40) e os parâmetros obtidos na Tabela 2.11, o erro de estimação da técnica proposta é comparado com erro de estimação da técnica $k_I \cdot V_{OC}$, equação (2.19) com $k_I=0,8$. Os casos de estudo são referentes ao arranjo fotovoltaico formado pela associação série de 6 módulos *Kyocera* KC65T. Na Tabela 2.12 são mostrados os padrões de sombreamentos nos Casos de 1 a 5, indicando a irradiação sobre cada um dos módulos do arranjo FV. Os resultados dos erros de estimação são mostrados na Figura 2.33.

Tabela 2.12 – Padrões de irradiação para cada um dos seis módulos KC65T do arranjo

Padrão de sombreamento	Número do módulo e o respectivo valor de irradiação (W/m ²)					
	1	2	3	4	5	6
Caso 1	1000	1000	1000	400	400	400
Caso 2	1000	1000	700	700	400	400
Caso 3	1000	1000	800	600	400	400
Caso 4	1000	1000	800	600	400	200
Caso 5	1000	850	700	550	400	250

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 2.33 – Comparação do erro de estimação da localização dos MPP da técnica proposta (a) e da técnica $k_1 \cdot V_{OC}$ (b)



Fonte: Elaborado pelo autor.

O erro de estimação mostrado na Figura 2.33 é calculado pela diferença absoluta entre o V_{MPP} obtido na simulação e o V_{MPP} estimado, para cada um dos picos.

$$Erro = |V_{simulado} - V_{estimado}| \quad (2.41)$$

O número máximo de picos de potência possíveis na curva $P-V$ é igual ao número de diodos de *bypass* no arranjo fotovoltaico. Considerando que um módulo FV possui mais de um diodo de *bypass* e que é possível ocorrer PSC em um único módulo, pode-se reescrever (2.40) como segue

$$V_{MPP,j} = [\alpha \cdot (j-1) + k_1] \cdot \frac{V_{OC,m}}{N_{db}} = [\alpha \cdot (j-1) + k_1] \frac{V_{OC}}{N \cdot N_{db}} \quad (2.42)$$

onde, N_{db} é o número de diodos de *bypass* em cada módulo FV e, neste caso, j varia de 1 até $N \cdot N_{db}$. Pode-se utilizar a equação (2.40) ou a (2.42) para realizar a estimação, sendo recomendada a primeira para arranjos com grande quantidade de módulos e a segunda para arranjos com poucos módulos.

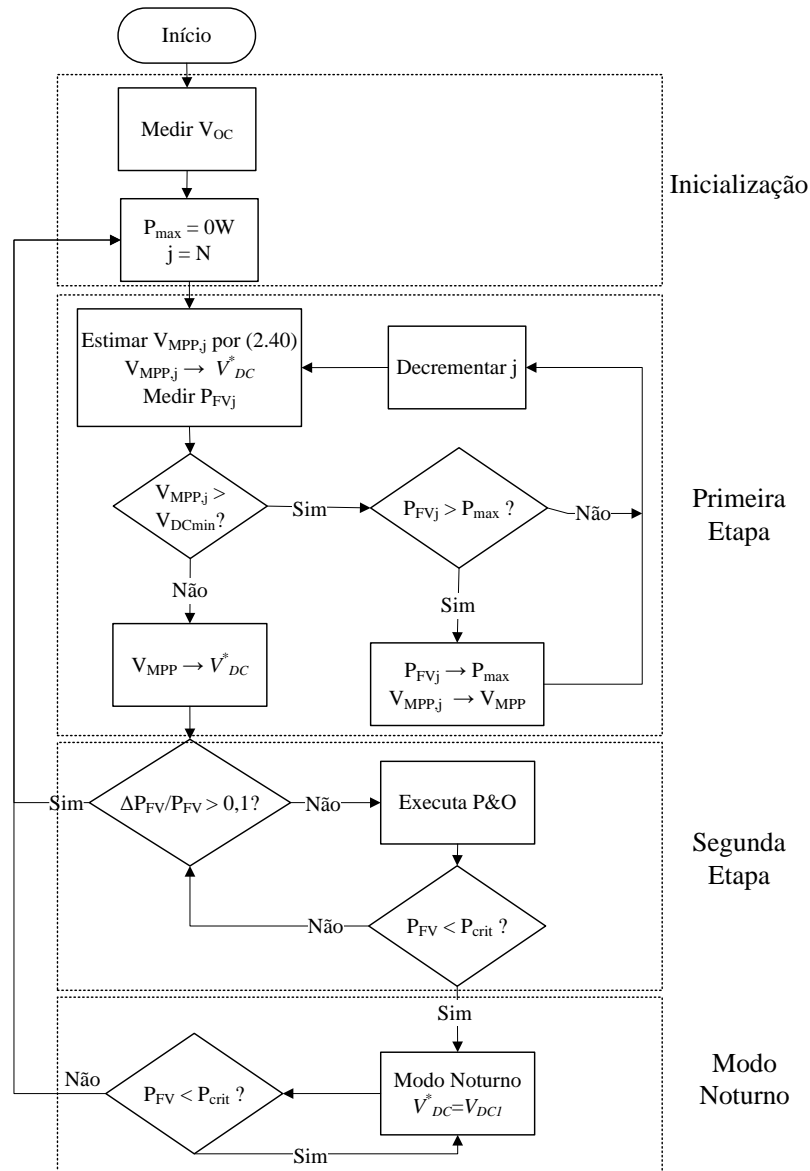
Para garantir a característica multifuncional do sistema FV-FAP, é preciso estabelecer a faixa de tensão permissível para o barramento CC do VSC e assegurar a controlabilidade e a baixa ondulação na corrente de saída do conversor. O valor mínimo (V_{DCmin}) e o valor máximo (V_{DCmax}) são definidos como o intervalo de tensão permissível ao barramento

CC, logo, também é a faixa de tensão de busca do GMPPT. Esse intervalo é calculado nas seções e 4.1.2 e 4.2.1.

Desta forma, o fluxograma do algoritmo de GMPPT proposto para o sistema FV-FAP é apresentado na Figura 2.34. O primeiro passo é medir a tensão de circuito aberto V_{OC} , necessária para estimar a localização dos MPP. Em seguida, o algoritmo entra na primeira etapa de rastreamento, iniciando do pico mais à direita na curva, sendo $j=N$. A localização do pico (V_{MPPj}) é estimada por (2.40). A tensão de referência para o controle da tensão do barramento CC (V_{DC}^*) recebe os valores de tensão estimados para promover a mudança de tensão no arranjo FV. A potência FV gerada em cada uma das tensões (P_{FVj}) é medida. A variável j , que representa o número do pico atual, é decrementada até que tensão estimada seja menor do que a tensão mínima permissível ao barramento CC (V_{DCmin}). A partir daí, V_{DC}^* recebe o valor da tensão que produziu maior potência (V_{MPP}). Já estando bastante próximo do GMPP, a rotina P&O é continuamente executada para afinar o rastreamento. Não investigar toda a curva $P-V$ garante maior velocidade do rastreio, uma vez que a região entre 50 e 90% de V_{OC} possui maior probabilidade de compreender o GMPP (FANG; LIAN, 2017).

O algoritmo permanece continuamente na segunda etapa executando a função P&O, a cada iteração são verificadas duas condições: se a variação porcentual da potência FV for superior a 10% (durante um intervalo de tempo de 15 ms), indicando uma mudança nas condições atmosféricas, o rastreamento é reiniciado; e se a potência FV for inferior a P_{crit} o sistema passa a operar no **Modo Noturno** com a tensão do barramento fixa em V_{DC1} para melhorar a compensação de harmônicos do sistema. Os valores de P_{crit} e V_{DC1} dependem das características do sistema, como a potência instalada do sistema fotovoltaico e a tensão eficaz da rede elétrica.

Figura 2.34 – Fluxograma do algoritmo de GMPPT proposto



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para um arranjo FV formado por seis módulos KC65T conectados em série, utilizou-se os seguintes parâmetros mostrados na Tabela 2.13 utilizando a técnica de GMPPT proposta.

Tabela 2.13 – Parâmetros do GMPPT proposto para o arranjo FV formado seis módulos KC65T conectados em série

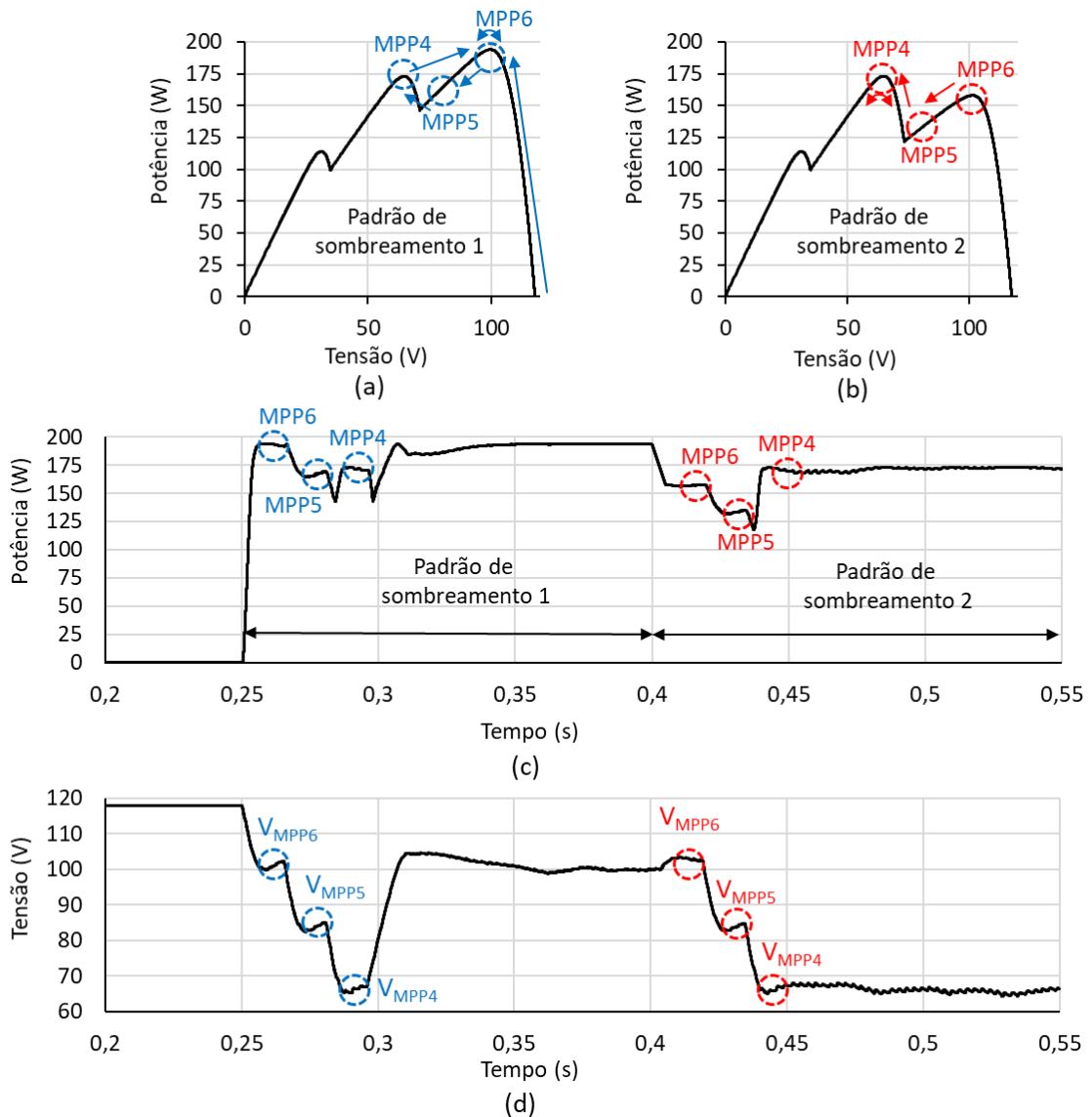
Parâmetro	Símbolo	Valor
Constantes para estimação dos MPPs	α	0,90
	k_I	0,72
Variação de tensão do P&O	ΔV	0,25 V
Intervalo entre as perturbações do P&O	T_p	3 ms
Tensão mínima para o barramento CC	V_{DCmin}	65,3 V
Potência para entrar no Modo Noturno	P_{crit}	15 W
Tensão do barramento CC de referência para o Modo Noturno	V_{DCI}	100 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 2.35 mostra um exemplo de rastreamento do GMPP através do algoritmo de GMPPT proposto. O arranjo FV utilizado corresponde a seis módulos KC65T conectados em série. Até o instante de tempo $t=0,4s$, o sistema está submetido ao Padrão de sombreamento 1 com curva $P-V$ mostrada Figura 2.35 (a) e a seguinte disposição: 2 módulos com 1000 W/m^2 , 2 módulos com 700 W/m^2 e 2 módulos com 500 W/m^2 . Depois do instante de tempo $t=0,4s$, o sistema sofre transição para o Padrão de sombreamento 2 com curva $P-V$ mostrada Figura 2.35 (b) e a seguinte disposição: 2 módulos com 1000 W/m^2 , 2 módulos com 700 W/m^2 e 2 módulos com 400 W/m^2 . Em ambos os intervalos de tempo é considerado que a temperatura na junção da célula permanece constante com $T=47^\circ\text{C}$.

As Figuras 2.35 (c) e (d) e mostram a potência e a tensão do arranjo FV durante a execução do GMPPT, respectivamente. A técnica de GMPPT proposta investiga os locais prováveis de surgirem os MPPs, dentro da faixa de tensão permissível, e retorna para o GMPP. Dessa forma, o sistema FV sempre atua no GMPP, não importando a condição de sombreamento que o arranjo FV está exposto. Nota-se que o sistema também responde rapidamente na transição de níveis de radiação. No instante $t=0,4s$, o algoritmo detecta a mudança nas condições de irradiação pela verificação da variação da potência gerada, saindo da rotina P&O e reiniciando a busca nos possíveis MPPs.

Figura 2.35 – Exemplo de rastreo do GMPP utilizando o algoritmo GMPPT proposto



Fonte: Elaborado pelo autor.

As seguintes vantagens da técnica de GMPPT proposta podem ser destacadas:

- 1) Simplicidade;
- 2) Baixo custo computacional;
- 3) Salta diretamente para os pontos onde poderiam surgir os picos de potência;
- 4) Precisão;
- 5) Detecção de mudança nas condições de irradiação;
- 6) Modo noturno.

3 SISTEMA FV-FAP BASEADO NO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO

Para realizar a interface entre o sistema de geração fotovoltaica, que opera em CC, com a rede elétrica, que opera em CA, utiliza-se o conversor CC-CA. Este conversor, também denominado de inversor, deve fornecer em sua saída uma tensão (ou corrente) alternada, com frequência, forma e amplitude definidos por seu sistema de controle. A saída deve, idealmente, ser independente de: certas alterações na tensão ou corrente no barramento CC; na rede elétrica ou nas cargas alimentadas pela rede elétrica.

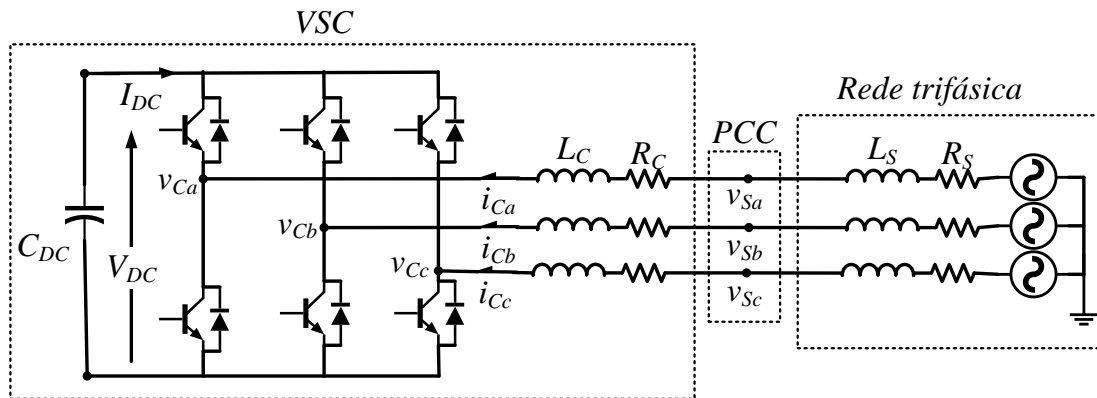
O principal objetivo do conversor CC-CA nos sistemas de geração distribuída é entregar energia elétrica à rede de distribuição dentro dos padrões de qualidade adequados. Para isso, a forma de onda da corrente resultante na rede deve ter mínima distorção, ou seja, se aproximar da forma senoidal em fase com a tensão da rede.

O fluxo de potência ativa do inversor para a rede (P_C) depende dos valores eficazes da tensão de saída do conversor (V_C) e da tensão da rede (V_S), além de seus respectivos ângulos de fase θ_C e θ_S das componentes fundamentais. O valor máximo desta potência é limitado pela reatância de acoplamento X_C , como mostrado na Equação (3.1).

$$P_C = \frac{V_C \cdot V_S}{X_C} \text{sen}(\theta_S - \theta_C) \quad (3.1)$$

Os sistemas fotovoltaicos são, principalmente, conectados à rede elétrica por meio do Conversor Fonte de Tensão (VSC – *Voltage Source Converter*). Este tipo de conversor CC-CA, como o nome indica, possui como entrada um barramento CC capacitivo que se comporta com uma fonte de tensão, sendo ideal para se conectar com sistemas FV, uma vez que esses se comportam como uma fonte de corrente (conforme modelo mostrado no capítulo anterior) (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Chama-se ‘Conversor’ pois o mesmo circuito pode operar como inversor e como retificador. A ponte IGBT trifásica realiza a conversão CC-CA, conectando o polo positivo ou o negativo do barramento CC à saída. Este conversor é conectado à rede elétrica por meio de um filtro L (impedância indutiva de acoplamento) para limitar a derivada de corrente, esta configuração proporciona melhor desempenho dinâmico e uma interação mínima com a rede (AL-HADDAD et al., 2009). A Figura 3.1 mostra o circuito do VSC conectado à rede elétrica trifásica a três fios.

Figura 3.1 – Circuito VSC conectado à rede elétrica por meio da indutância de acoplamento



Fonte: elaborado pelo autor.

A estrutura do VSC, além de utilizada na geração distribuída, é amplamente aceita em aplicações de controladores de potência reativa como os dispositivos *Flexible Alternating Current Transmission Systems* (FACTS) que compreendem equipamentos como o *Static Synchronous Compensator* (STATCOM), o *Static Synchronous Series Compensator* (SSSC) e o *Unified Power Flow Controller* (UPFC), que surgem em substituição aos compensadores convencionais, como o Capacitor Chaveado a Tiristor (TSC – *Thyristor-Switched Capacitor*), o Reator Controlado a Tiristor (TCR – *Thyristor Controlled Reactor*) ou a combinação deles, o *Static Var Compensator* (SVC) (ABIDO, 2010).

O VSC também é empregado como Filtro Ativo Paralelo (FAP), utilizado para compensação de reativos e eliminação de harmônicas (SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999). Controladores de motores CA também são amplamente implementados baseados em VSC (BOSE, 2002).

Se o VSC operar com potência ativa, deve haver uma fonte de energia no barramento CC. Caso o conversor opere apenas com potência não ativa (reativa e harmônicas), o barramento CC pode ser composto apenas por um capacitor.

A combinação de funções para o VSC também é válida, Varma, Khadkikar e Seethapathy (2009) utilizaram a estrutura disponível na geração distribuída de fonte fotovoltaica para fornecer suporte de potência reativa durante a noite, denominando o sistema de *Photovoltaic-STATCOM* (PV-STATCOM). As primeiras normas para pequenos sistemas fotovoltaicos conectados à rede, como a IEEE 1547:2003 e a EN50160, impediam que esses sistemas fornecessem suporte de reativo (IEEE, 2003; MARKIEWICZ; KLAJN, 2004). No entanto, o suporte de energia reativa por sistemas fotovoltaicos está em discussão em vários países (QUITMANN; ERDMANN, 2014).

Neste trabalho, a estrutura do VSC de um sistema fotovoltaico conectado à rede é utilizada para atuar, também, como um Filtro Ativo Paralelo (FAP), formando assim o chamado FV-FAP. O FAP, além de compensar a potência reativa da carga da instalação, também atua eliminando harmônicas de corrente.

Para entendimento do funcionamento e controle do VSC atuando como FV-FAP, a modelagem matemática do VSC e a Teoria das Potências Instantâneas são apresentadas nas seções seguintes.

3.1 Modelagem do Conversor Fonte de Tensão (VSC)

Nesta subseção, o modelo matemático do sistema apresentado na Figura 3.1 é descrito. Este modelo é adotado para o projeto dos controladores nas seções seguintes.

Da análise do circuito do VSC e aplicando as leis de Kirchhoff, o comportamento dinâmico do VSC pode ser descrito em coordenadas abc como mostrado a seguir

$$\frac{di_{Ca}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C} i_{Ca} - \frac{1}{L_C} v_{Ca} + \frac{1}{L_C} v_{Sa} \quad (3.2)$$

$$\frac{di_{Cb}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C} i_{Cb} - \frac{1}{L_C} v_{Cb} + \frac{1}{L_C} v_{Sb} \quad (3.3)$$

$$\frac{di_{Cc}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C} i_{Cc} - \frac{1}{L_C} v_{Cc} + \frac{1}{L_C} v_{Sc} \quad (3.4)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = -\frac{I_{DC}}{C_{DC}} \quad (3.5)$$

onde:

i_{Ca} , i_{Cb} e i_{Cc} – correntes de linha do VSC;

v_{Ca} , v_{Cb} e v_{Cc} – tensões do VSC;

v_{Sa} , v_{Sb} e v_{Sc} – tensões da rede elétrica;

I_{DC} – corrente no barramento CC;

V_{DC} – tensão no barramento CC;

R_C – resistência de acoplamento;

L_C – indutância de acoplamento;

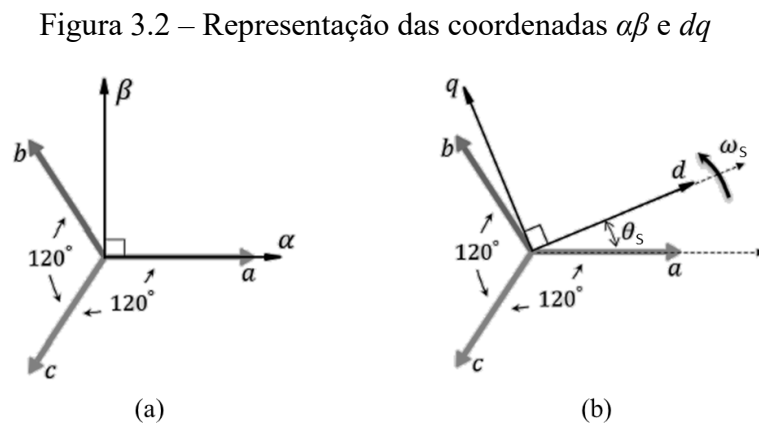
C_{DC} – capacitância do barramento CC.

A transformação de coordenadas abc para coordenadas dq com referência síncrona possibilita manipular duas variáveis constantes ao invés de três variáveis senoidais. A equação (3.6) apresenta a transformação de uma variável x em coordenadas abc para coordenadas $\alpha\beta$, também chamada de coordenadas dq estacionárias. A transformada utilizada na modelagem do VSC é invariante em amplitude. A componente de sequência zero ou componente homopolar é desprezada pois o sistema opera a três fios e a soma das correntes e tensões trifásicas é igual a zero.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

A equação (3.7) apresenta a transformação de coordenadas $\alpha\beta$ para coordenadas dq com referência síncrona. Onde θ_s é o ângulo da fase a da tensão da rede elétrica. Desta forma, os eixos dq giram em velocidade síncrona com o eixo d alinhado ao vetor tensão da fase a . Conseqüentemente, o vetor espacial da tensão da rede (\vec{v}_s) é alinhado ao eixo d e pode-se escrever que $v_{sd} = \vec{v}_s$ e $v_{sq} = 0$. A Figura 3.2 mostra a representação das coordenadas $\alpha\beta$ e dq .

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_s) & -\text{cos}(\theta_s) \\ \text{cos}(\theta_s) & \text{sen}(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$



Fonte: adaptado de Krause, Wasynczuk e Sudhoff (2002).

O modelo em coordenadas dq com referência síncrona do VSC pode ser obtido ao se aplicar as transformações (3.6) e (3.7) nas equações (3.2) a (3.5) (BLASKO; KAURA, 1997;

KANIESKI et al., 2013; LEHN; IRAVANI, 1998). As equações que descrevem o sistema são mostradas abaixo, onde ω_S é a frequência angular da rede:

$$\frac{di_{Cd}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C}i_{Cd} + \omega_S \cdot i_{Cq} - \frac{1}{L_C}v_{Cd} + \frac{1}{L_C}v_{Sd} \quad (3.8)$$

$$\frac{di_{Cq}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C}i_{Cq} - \omega_S \cdot i_{Cd} - \frac{1}{L_C}v_{Cq} + \frac{1}{L_C}v_{Sq} \quad (3.9)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = -\frac{I_{DC}}{C_{DC}} \quad (3.10)$$

Com os fatores de escala usados nas transformadas de coordenadas invariantes em amplitude, o fluxo de potência ativa e reativa é (PENA; CLARE; ASHER, 2002):

$$P = \frac{3}{2}(v_{Sd} \cdot i_{Cd} + v_{Sq} \cdot i_{Cq}) \quad (3.11)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_{Sd} \cdot i_{Cq} + v_{Sq} \cdot i_{Cd}) \quad (3.12)$$

Como pode ser observado nas equações (3.11) e (3.12), com o alinhamento do eixo d com o vetor espacial da tensão da rede (\vec{v}_S), e a consequente anulação de v_{Sq} , a potência ativa pode ser regulada pela corrente i_{Cd} enquanto a potência reativa pode ser regulada pela corrente i_{Cq} .

Kim, Jung e Sul (2019) apresentaram o modelo matemático para o VSC considerando o filtro LC para conexão com a rede elétrica. Já com o filtro LCL para conexão, a modelagem foi apresentada por Huerta *et al.* (2012).

3.2 Teoria das potências instantâneas (Teoria $p-q$)

A teoria convencional de potência trata o sistema trifásico como sendo três circuitos monofásicos e traz a ideia de que a potência reativa, que provoca um deslocamento angular da corrente em relação a tensão, está sempre relacionada com a energia armazenada em elementos reativos, como indutores e capacitores. Porém, circuitos básicos que utilizam tiristores, como *dimmers*, geralmente produzem defasagem angular da componente fundamental da corrente sem que existam elementos reativos, por exemplo. Além disso, a teoria convencional foi desenvolvida com base em fasores e valores eficazes, o que caracteriza ser uma teoria

desenvolvida apenas para uma frequência. Desta forma, esta teoria não é adequada para sistemas desbalanceados e quando mais de uma frequência estão presentes no sistema.

Com o objetivo de apresentar uma teoria para o controle de filtros ativos, Akagi *et al.* (1983), propuseram a Teoria das Potências Instantâneas, também denominado de Teoria $p-q$. Esta teoria é mais geral do que a teoria convencional e fornece um entendimento físico dos sistemas mesmo desbalanceados e/ou com distorção.

A Teoria $p-q$ é baseada em um conjunto de potências definidas no domínio do tempo para circuitos trifásicos e utiliza a transformação de coordenadas $abc-\alpha\beta 0$. Esta transformação, também chamada de Transformada de Clarke, com fatores de escala para invariância em potência é descrita em (3.13) e a sua inversa em (3.14). Estas transformadas são válidas tanto para as correntes como para as tensões do sistema.

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Vale ressaltar que a componente de sequência zero (x_0) não existe para o sistema trifásico a três fios, podendo ser eliminado das equações acima. Em coordenadas $\alpha\beta$, os vetores de tensão e de corrente, \vec{v} e \vec{i} , respectivamente, são definidos como:

$$\vec{v} = v_\alpha + j \cdot v_\beta \quad (3.15)$$

$$\vec{i} = i_\alpha + j \cdot i_\beta \quad (3.16)$$

A potência instantânea complexa (s), definida como o produto do vetor tensão e o conjugado do vetor corrente, é dada na forma de números complexos da seguinte forma:

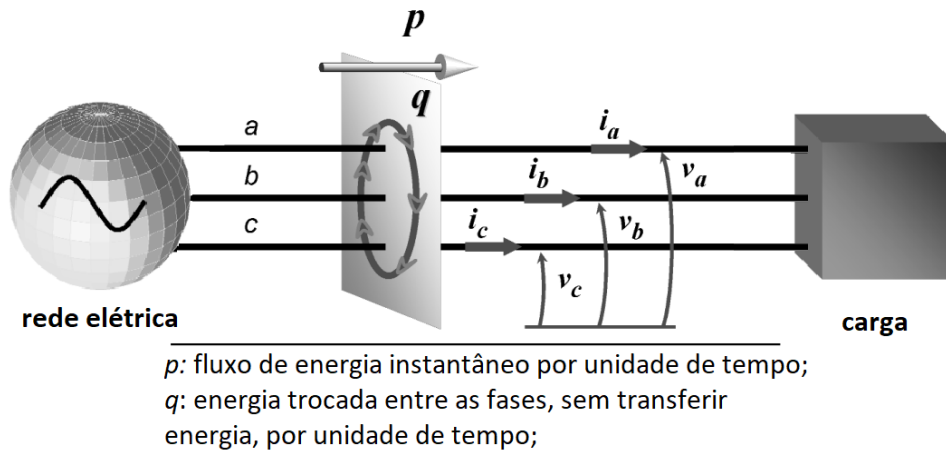
$$s = \vec{v} \cdot \vec{i}^* = (v_\alpha + j \cdot v_\beta) \cdot (i_\alpha - j \cdot i_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j \cdot (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (3.17)$$

A componente real de s é a potência instantânea real (p), enquanto que a parte imaginária é a potência instantânea imaginária (q). Uma vez que tensões e correntes instantâneas são utilizadas, a equação (3.17) pode ser usada durante o regime permanente ou transitórios. Desta forma, as potências p e q podem ser definidas, em termos das variáveis em coordenadas $\alpha\beta$, como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Na teoria convencional, a potência reativa corresponde à parcela de potência cujo valor médio é nulo. Diferentemente, na Teoria p - q , o significado físico da potência trifásica instantânea q corresponde a uma potência que existe nas fases individualmente, mas não contribuem para a potência ativa instantânea trifásica (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). Em outras palavras, a potência imaginária q é proporcional a quantidade de energia trocada entre as fases do sistema, mas não contribui com a energia transferida entre a fonte e a carga em nenhum momento. A Figura 3.3 resume o significado das potências instantâneas.

Figura 3.3 – Potências instantâneas no sistema trifásico a três fios



Fonte: adaptado de Akagi, Watanabe e Arede (2007).

As potências instantâneas podem ser divididas em duas componentes: uma média (\bar{p} e \bar{q}) e uma oscilante (\tilde{p} e \tilde{q}), como expresso a seguir:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.19)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.20)$$

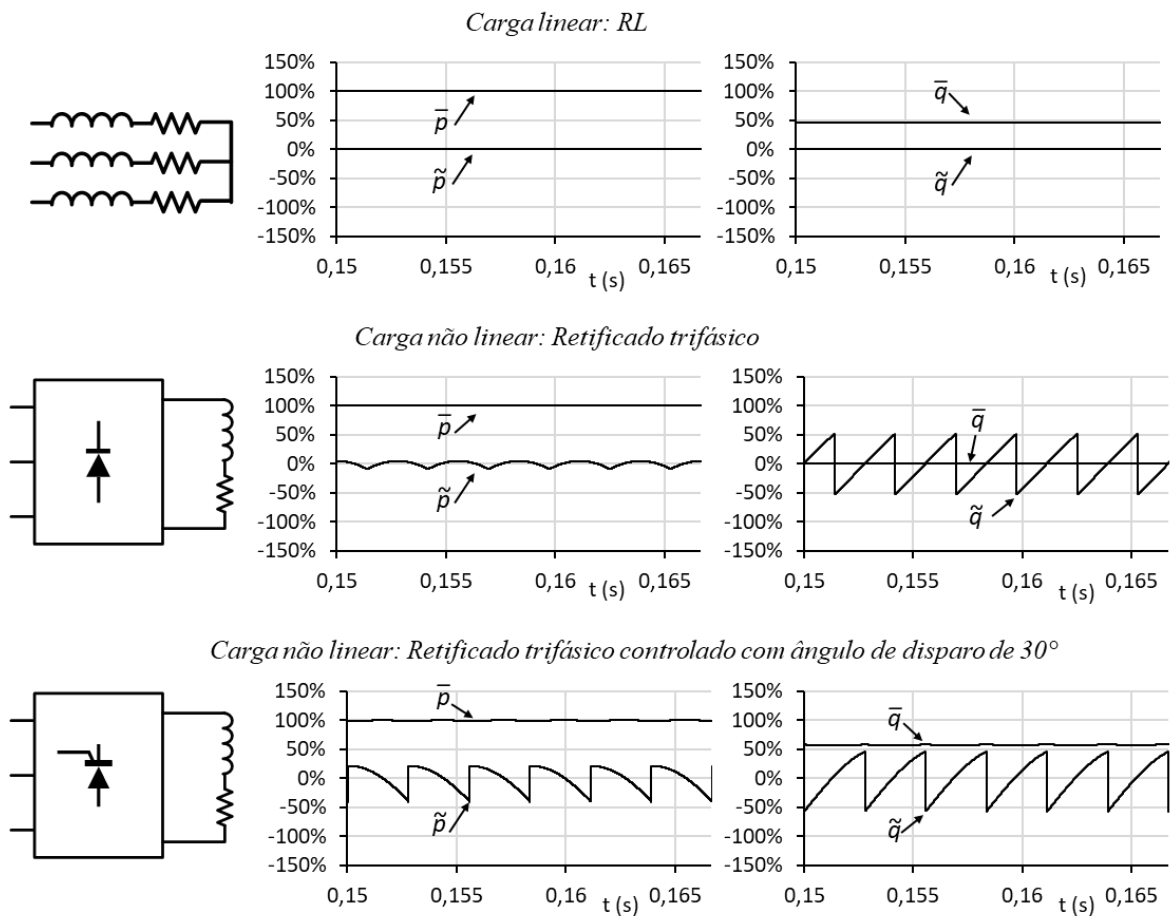
Cada parcela de potência é definida a seguir:

- O valor médio \bar{p} representa o fluxo de energia por unidade de tempo em apenas uma direção e é equivalente a definição de potência ativa trifásica da teoria convencional;
- A componente oscilante \tilde{p} representa o fluxo de energia oscilante por unidade de tempo, equivalente a um fluxo de potência adicional sem contribuição efetiva na transferência de energia entre fonte e carga;
- O valor médio \bar{q} corresponde a potência reativa trifásica da teoria convencional e não contribui na transferência efetiva de energia;
- A componente oscilante \tilde{q} corresponde também a uma energia que está sendo trocada entre as fases, sem transferir nenhuma energia entre fonte e carga.

A presença de mais de uma frequência harmônica ou de componentes simétricas de diferentes sequências fazem aparecer as componentes oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} , ou seja, estas componentes são resultantes de desbalanceamentos e/ou distorções nas tensões e/ou nas correntes do sistema.

Na Figura 3.4 pode se observar cada parcela das potências real e imaginária para distintos tipos de cargas. Para cargas lineares e balanceadas, apenas as componentes médias são observadas, ou seja, não há distorção nas formas de onda da tensão e da corrente, existe apenas um deslocamento angular. Para as cargas não-lineares, as distorções vistas nas correntes são refletidas nas componentes oscilantes das potências real e imaginária. Como pode ser observado, o retificador trifásico não controlado não produz defasagem angular da componente fundamental da corrente em relação a tensão, pois $\bar{q} = 0$. Essa defasagem angular produz uma potência reativa, na teoria convencional, surge no retificador controlado e é igual ao ângulo de disparo dos tiristores, que também modifica as formas de onda de \tilde{p} e \tilde{q} .

Figura 3.4 – Comparação das componentes de potências instantâneas para diferentes tipos de cargas



Fonte: elaborado pelo autor.

Com base nesta análise, é possível separar as componentes de potência necessárias ao sistema e as componentes indesejáveis, que causam o aumento do carregamento dos condutores e distorções na tensão da rede elétrica. Essa capacidade de separação das componentes de potência ou corrente essenciais das indesejáveis é indispensável para o funcionamento de filtros ativos.

3.3 Filtro Ativo Paralelo

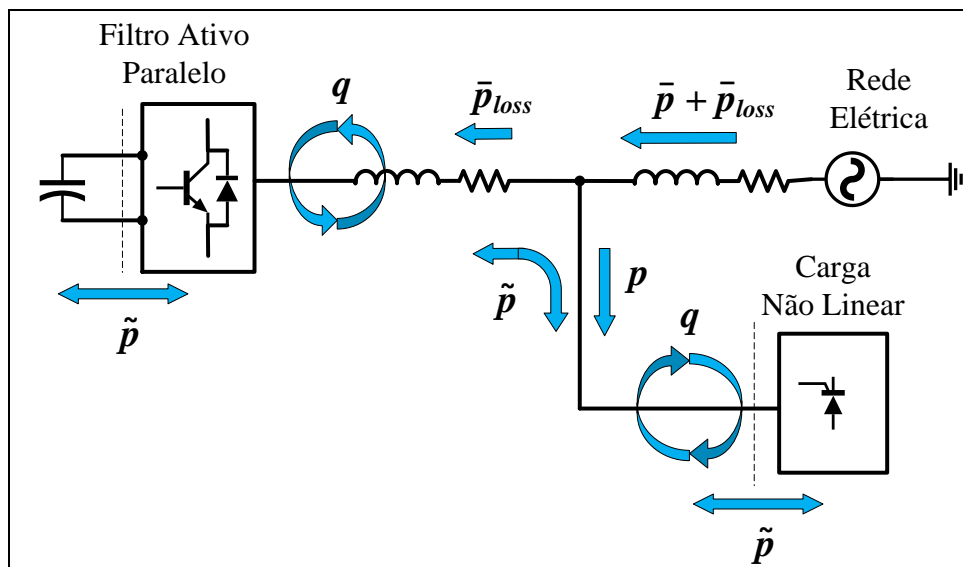
O objetivo do Filtro Ativo é atuar na seleção e compensação de componentes indesejáveis de potência, tensão ou corrente do sistema elétrico, contribuindo na melhoria de índices de qualidade de energia como o fator de potência (FP) e a distorção harmônica total

(DHT). O Filtro Ativo Paralelo (FAP) injeta uma corrente no sistema elétrico a fim de compensar as parcelas indesejáveis da corrente ou da potência da carga.

Empregando a Teoria $p-q$, é possível obter os valores das potências da carga em tempo real. Sabe-se que a única parcela que corresponde a energia transferida entre a fonte e a carga é \bar{p} . Logo as outras componentes (\tilde{p} , \bar{q} e \tilde{q}) são indesejáveis e devem, idealmente, serem compensadas pelo FAP. Esta compensação é chamada de compensação de potência. Entretanto, as tensões podem apresentar desbalanceamento ou distorções, neste caso, para garantir que \bar{p} corresponda apenas a porção de potência ativa de sequência positiva na frequência fundamental, as potências instantâneas devem ser calculadas utilizando a componente de sequência positiva da tensão (v_{a+} , v_{b+} e v_{c+}), assegurando que as correntes após a compensação do FAP sejam senoidais. Esta compensação é chamada de compensação de corrente. O Detector de Sequência Positiva (PSD) baseado na Teoria $p-q$ é utilizado para obter a componente de sequência positiva da tensão e será detalhado na próxima seção.

A Figura 3.5 mostra o diagrama de blocos que representa o funcionamento do FAP. Apesar de a carga não-linear consumir as potências instantâneas p e q , a rede elétrica fornece apenas \bar{p} e \bar{p}_{loss} , onde \bar{p}_{loss} é uma parcela de potência correspondente ao carregamento da tensão do barramento CC e às perdas no conversor do FAP. Isto ocorre pois as outras parcelas de potências requeridas pela carga (\tilde{p} , \bar{q} e \tilde{q}), são fornecidas pelo FAP.

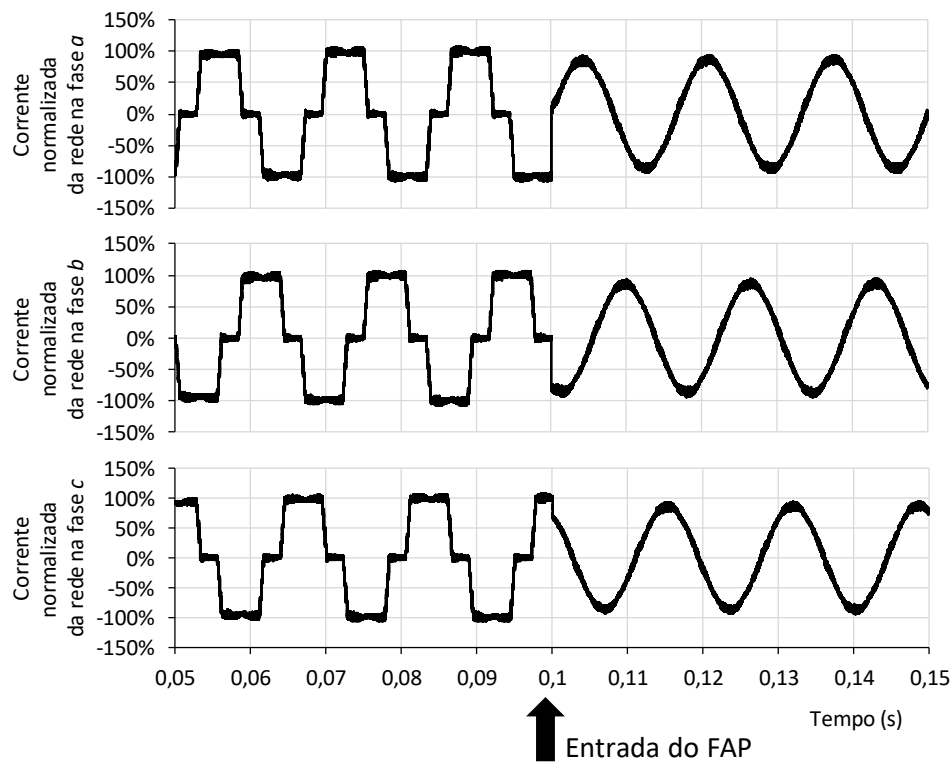
Figura 3.5 – Potências instantâneas durante a compensação, por meio de um FAP, dos harmônicos e dos reativos de uma carga não-linear



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 3.6 são mostradas as correntes na fonte de alimentação antes e depois da entrada do FAP, neste caso, a carga é um retificador trifásico controlado com o ângulo de disparo de 30° . Por meio das correntes de compensação fornecidas pelo FAP, as correntes da rede passam a ter somente a componente de frequência fundamental da corrente da carga e em fase com a tensão da rede elétrica.

Figura 3.6 – Potências instantâneas durante a compensação, por meio de um FAP, dos harmônicos e dos reativos de uma carga não-linear



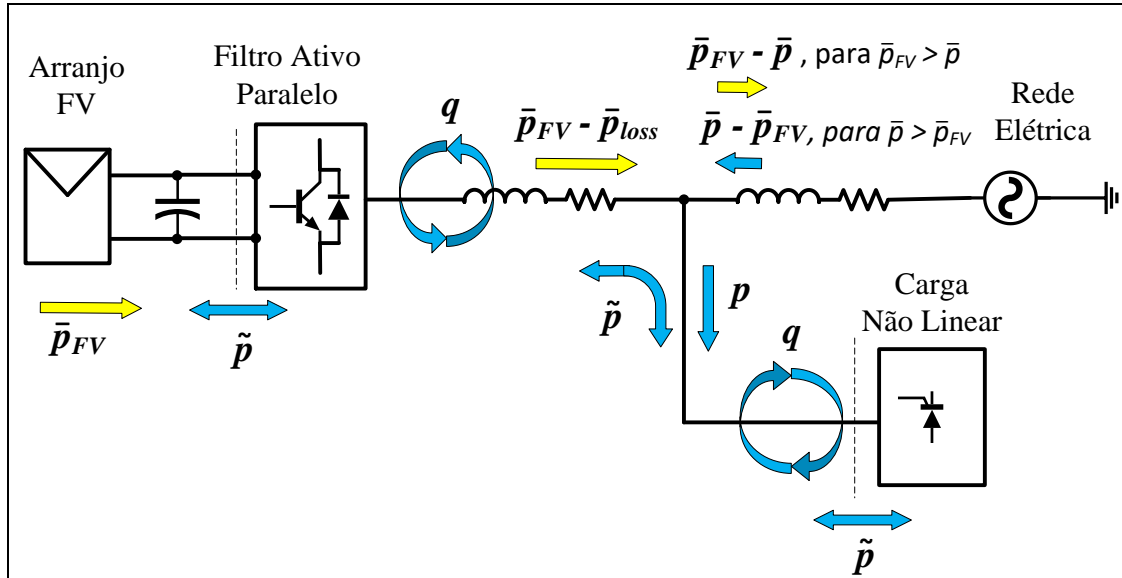
Fonte: elaborado pelo autor.

No sistema multifuncional FV-FAP, além de compensar harmônicos e potência reativa, o sistema também deve injetar a potência FV gerada. Desta forma, a Figura 3.7 mostra o fluxo das potências instantâneas para o funcionamento do sistema FV-FAP. Pode ser observado que a rede elétrica pode fornecer ou absorver um valor médio de potência real, dependendo da demanda da carga e da disponibilidade de geração FV.

A partir das parcelas de potência desejadas para o conversor injetar (ou absorver, depende da referência adotada) no sistema elétrico, é possível obter as correntes de referência para o conversor. A estratégia de controle proposta para o FV-FAP é apresentada na próxima seção e se divide em três funções principais: executar o algoritmo de GMPPT para extrair o

máximo de potência disponibilizada pelo Arranjo FV; gerar as correntes de referência para o conversor por meio da Teoria $p-q$ e controlar as correntes do conversor.

Figura 3.7 – Potências instantâneas durante a compensação dos harmônicos e dos reativos de uma carga não-linear e injeção da potência FV gerada, por meio do FV-FAP



Fonte: elaborado pelo autor.

A modelagem matemática do VSC e a Teoria $p-q$ apresentadas são base para as estratégias de controle adotadas para o FV-FAP explanadas a seguir.

3.4 Configuração e estratégias de controle do FV-FAP de estágio único

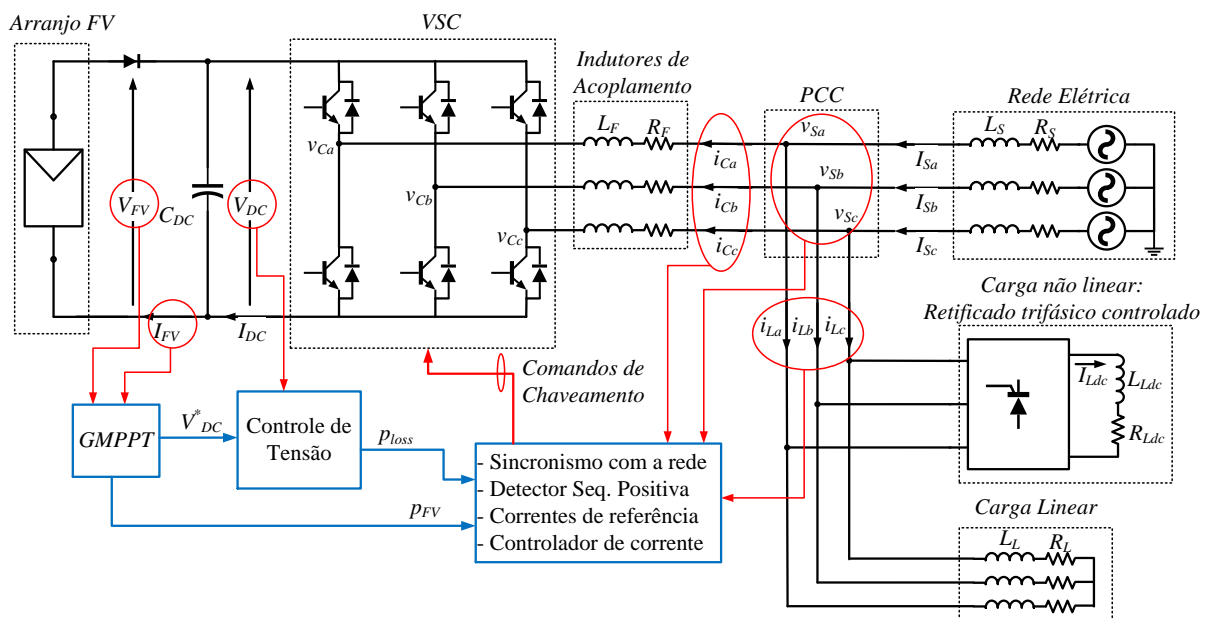
A Figura 3.8 detalha o sistema FV-FAP trifásico com topologia de estágio único. A estrutura deste sistema consiste em um arranjo fotovoltaico e um conversor fonte de tensão conectados por meio de um barramento CC comum. O conversor é conectado ao Ponto de Conexão Comum (PCC) por meio dos indutores de acoplamento que limitam a oscilação da corrente de saída. A rede elétrica e as cargas, que podem ser lineares ou não-lineares, também se conectam ao PCC. As correntes da carga (i_{Labc}), as correntes do FV-FAP (i_{Cabc}), as tensões no PCC (v_{Sabc}), a tensão no barramento CC ($V_{DC}=V_{FV}$) e a corrente do arranjo FV (I_{FV}) são medidos.

Os sistemas de controle de FV-FAP devem atuar para:

- 1) Obter o sincronismo com a rede elétrica;
- 2) Executar o algoritmo de GMPPT proposto e realizar o controle da tensão do barramento CC;

- 3) Obter a componente de sequência positiva das tensões da rede e calcular as correntes de referência do conversor para injetar a potência FV gerada e as componentes de corrente indesejadas da carga utilizando a Teoria $p-q$;
- 4) Gerar os comandos de chaveamento do conversor utilizando o controlador de corrente.

Figura 3.8 – Diagrama da potência e esquema de controle do FV-FAP com topologia de estágio único



Fonte: elaborado pelo autor.

Cada umas das funções principais da estratégia de controle proposta para o FV-FAP são detalhadas a seguir.

3.4.1 Sincronismo com a rede elétrica

O sincronismo com a rede elétrica é fundamental em equipamentos de eletrônica de potência em geral, principalmente em sistemas de geração distribuída, como fotovoltaicos e eólicos. O *Phase Locked Loop* (PLL), ou Malha de Captura de Fase, é um sistema de realimentação em que o sinal de realimentação é usado para sincronizar a frequência instantânea do sinal de saída com a frequência do sinal de entrada. Com este sistema é possível obter a frequência e a fase da tensão da rede elétrica.

Muitos sistemas PLL foram apresentados pela literatura. O PLL baseado em coordenadas dq , ou *Synchronous Reference Frame-PLL* (SRF-PLL), é o PLL padrão em

aplicações trifásicas e serve como base de quase todos os sistemas PLL mais avançados (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017; KARIMI-GHARTEMANI; KARIMI; IRAVANI, 2004). Pela simplicidade de implementação, robustez e precisão na estimativa da frequência e da fase do sistema, este trabalho adotou o SRF-PLL para obter o sincronismo com a rede elétrica. Este sistema é descrito a seguir.

As três tensões de fase da rede elétrica, com sequência positiva, podem ser definidas como:

$$v_{Sa} = \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega_S \cdot t + \xi) \quad (3.21)$$

$$v_{Sb} = \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega_S \cdot t + \xi - 120^\circ) \quad (3.22)$$

$$v_{Sc} = \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega_S \cdot t + \xi + 120^\circ) \quad (3.23)$$

onde V é a tensão eficaz da rede, ω_S é a frequência angular da rede, t é o tempo e ξ representa uma defasagem angular qualquer. O ângulo de fase da rede elétrica é $\theta_S = (\omega_S \cdot t + \xi)$. Aplicando a transformada para coordenadas $\alpha\beta$ mostrada em (3.13) obtém-se:

$$v_{S\alpha} = \sqrt{3} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega_S \cdot t + \xi) \quad (3.24)$$

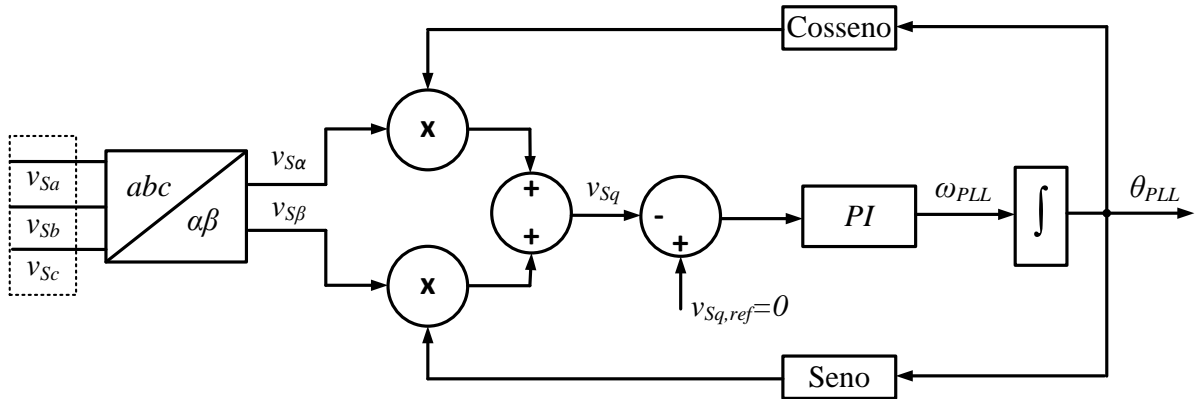
$$v_{S\beta} = \sqrt{3} \cdot V \cdot \cos(\omega_S \cdot t + \xi) \quad (3.25)$$

Sendo ω_{PLL} e θ_{PLL} a frequência angular e a fase da rede estimados pelo PLL, respectivamente, onde $\theta_{PLL} = \int \omega_{PLL} \cdot dt$. Da transformada de coordenadas $\alpha\beta$ para dq , mostrada em (3.7), podemos escrever que:

$$v_{Sd} = \text{sen}(\theta_{PLL}) \cdot v_{S\alpha} - \cos(\theta_{PLL}) \cdot v_{S\beta} \quad (3.26)$$

$$v_{Sq} = \cos(\theta_{PLL}) \cdot v_{S\alpha} + \text{sen}(\theta_{PLL}) \cdot v_{S\beta} \quad (3.27)$$

O SRF-PLL do tipo q toma como base a equação (3.27), onde v_{Sq} é controlado em malha fechada para atingir o valor de referência $v_{Sq,ref}$. A Figura 3.9 mostra o diagrama de blocos do SRF-PLL do tipo q com controlador PI e $v_{Sq,ref} = 0$. Neste caso v_{Sd} é máximo e $\xi = 0$.

Figura 3.9 – Diagrama de blocos de controle do sistema SRF-PLL do tipo q 

Fonte: elaborado pelo autor.

Para obter a função de transferência e projetar o controlador PI do PLL, o sistema deve ser linearizado. Da Figura 3.9 e considerando o sistema em por unidade (pu), podemos reescrever a equação (3.27) como:

$$v_{Sq} = \cos(\theta_{PLL}) \cdot v_{S\alpha,pu} + \sin(\theta_{PLL}) \cdot v_{S\beta,pu} \quad (3.28)$$

$$v_{Sq} = \cos(\theta_{PLL}) \cdot \sin(\omega_S \cdot t + \xi) + \sin(\theta_{PLL}) \cdot \cos(\omega_S \cdot t + \xi) \quad (3.29)$$

$$v_{Sq} = \cos(-\theta_{PLL}) \cdot \sin(\omega_S \cdot t + \xi) - \sin(-\theta_{PLL}) \cdot \cos(\omega_S \cdot t + \xi) \quad (3.30)$$

$$v_{Sq} = \sin(\omega_S \cdot t + \xi - \theta_{PLL}) \quad (3.31)$$

Para pequenas perturbações do sinal v_{Sq} em torno de um ponto de operação, tem-se que:

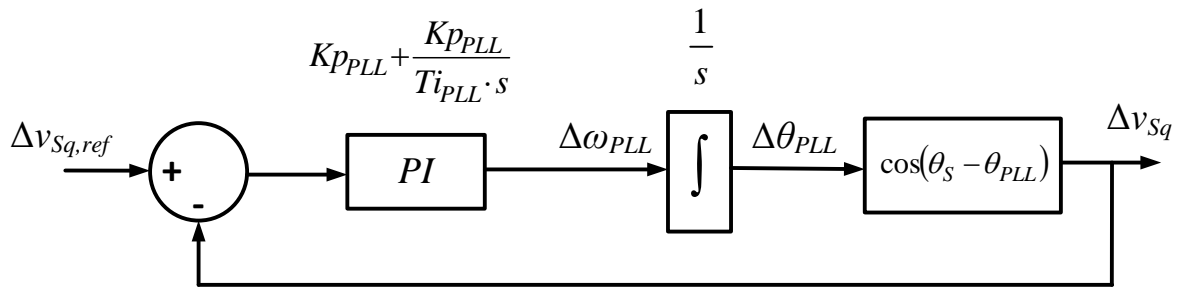
$$\frac{dv_{Sq}(t)}{d\omega_{PLL}(t)} \cong \frac{\Delta v_{Sq}}{\Delta \omega_{PLL}} \cong \cos(\omega_S \cdot t + \xi - \theta_{PLL}) \quad (3.32)$$

$$\frac{\Delta v_{Sq}}{\Delta \theta_{PLL}} \cong \cos(\omega_S \cdot t + \xi - \theta_{PLL}) \quad (3.33)$$

O diagrama blocos do modelo do PLL linearizado é mostrado na Figura 3.10. Só haverá estabilização da malha caso $\cos(\omega_S \cdot t + \xi - \theta_{PLL}) = 1$, para isso, é necessário que $(\omega_S \cdot t + \xi - \theta_{PLL}) = 0$, caso contrário o sinal θ_{PLL} continuará subindo até o equilíbrio.

Como no regime permanente $\int \omega_s \cdot dt = \theta_{PLL}$, o valor ξ é zero e a tensão da rede é uma função senoidal $v_{Sa} = \sqrt{2} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t)$. Da equação (3.31), como $v_{Sq} = \text{sen}(\omega_s \cdot t + \xi - \theta_{PLL})$, a estabilização do controle acontece em $(\omega_s \cdot t + \xi - \theta_{PLL}) = 0$, com $v_{Sq} = 0$.

Figura 3.10 – Diagrama de blocos do modelo linearizado em malha fechada do SRF-PLL do tipo q



Fonte: elaborado pelo autor.

Desta forma, a função de transferência em malha fechada do modelo de pequenos sinais do SRF-PLL do tipo q é:

$$Gf_{PLL} = \frac{\Delta v_{Sq}(s)}{\Delta v_{Sq,ref}(s)} = \frac{\left(Kp_{PLL} + \frac{Kp_{PLL}}{Ti_{PLL} \cdot s} \right) \cdot \left(\frac{1}{s} \right)}{1 + \left(Kp_{PLL} + \frac{Kp_{PLL}}{Ti_{PLL} \cdot s} \right) \cdot \left(\frac{1}{s} \right)} \quad (3.34)$$

$$Gf_{PLL} = \frac{\Delta v_{Sq}(s)}{\Delta v_{Sq,ref}(s)} = \frac{Kp_{PLL} \cdot s + \frac{Kp_{PLL}}{Ti_{PLL}}}{s^2 + Kp_{PLL} \cdot s + \frac{Kp_{PLL}}{Ti_{PLL}}} \quad (3.35)$$

Os parâmetros do controlador PI, Kp_{PLL} e Ti_{PLL} , podem ser projetados de acordo com um critério de tempo de acomodação e de máxima ultrapassagem (*overshoot*).

3.4.2 Controle da tensão do barramento CC

A regulação da tensão no barramento CC é realizada por meio de uma potência instantânea e real \bar{p}_{loss} que deverá ser somada às outras parcelas de potência de compensação do FAP. Esta potência pode ser positiva, absorvendo energia da rede elétrica para elevação da

tensão, ou negativa, fornecendo energia para a rede elétrica para redução da tensão. O valor de referência para a tensão do barramento CC (V_{DC}^*) é proveniente do bloco de GMPPT mostrado na Figura 2.34.

Observando a Figura 3.8, a potência ativa que flui no lado CC do VSC é:

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} \quad (3.36)$$

Da equação (3.11) e considerando $V_{Sg}=0$, a potência ativa no lado CA do VSC pode ser escrita como:

$$P_{CA} = \frac{3}{2} \cdot v_{Cd} \cdot i_{Cd} \quad (3.37)$$

Desprezando as perdas nas chaves, no barramento CC e nas indutâncias de acoplamento, e fazendo o balanço de potência ativa obtém-se:

$$V_{DC} \cdot I_{DC} = -\frac{3}{2} \cdot v_{Cd} \cdot i_{Cd} \quad (3.38)$$

A potência fotovoltaica gerada (p_{FV}) é definida por (3.39). Desta forma, a potência de regulação da tensão do barramento CC (\bar{p}_{loss}) é igual a diferença da potência FV e do fluxo de potência no lado CC.

$$p_{FV} = V_{DC} \cdot I_{FV} \quad (3.39)$$

$$\bar{p}_{loss} = p_{FV} - P_{DC} \quad (3.40)$$

Com a conexão do sistema fotovoltaico no barramento CC, a equação (3.10), que descreve a dinâmica da tensão no barramento CC, passa a ser:

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{I_{FV} - I_{DC}}{C_{DC}} \quad (3.41)$$

Multiplicando o valor de referência para a tensão do barramento CC (V_{DC}^*) nos dois termos da equação (3.41), obtém-se:

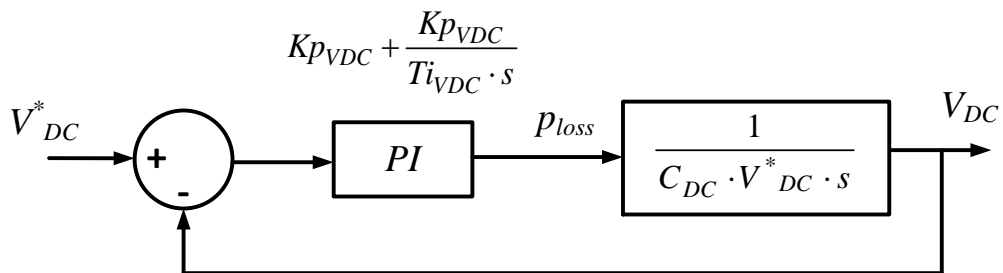
$$\frac{dV_{DC}}{dt} \cdot V_{DC}^* = \frac{I_{FV} \cdot V_{DC}^* - I_{DC} \cdot V_{DC}^*}{C_{DC}} \cong \frac{p_{FV} - P_{DC}}{C_{DC}} = \frac{\bar{p}_{loss}}{C_{DC}} \quad (3.42)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.42), a função de transferência da malha de controle da tensão do barramento CC é obtida:

$$\frac{V_{DC}(s)}{\bar{p}_{loss}(s)} = \frac{1}{C_{DC} \cdot V_{DC}^* \cdot s} \quad (3.43)$$

A Figura 3.11 mostra o diagrama de blocos do controle da tensão do barramento CC, onde Kp_{VDC} e Ti_{VDC} são os parâmetros do controlador PI.

Figura 3.11 – Diagrama de blocos do controle em malha fechada da tensão do barramento CC



Fonte: elaborado pelo autor.

Desta forma, a função de transferência em malha fechada da malha de controle da tensão do barramento CC é:

$$Gf_{VDC} = \frac{V_{DC}(s)}{V_{DC}^*(s)} = \frac{\left(Kp_{VDC} + \frac{Kp_{VDC}}{Ti_{VDC} \cdot s} \right) \cdot \left(\frac{1}{C_{DC} \cdot V_{DC}^* \cdot s} \right)}{1 + \left(Kp_{VDC} + \frac{Kp_{VDC}}{Ti_{VDC} \cdot s} \right) \cdot \left(\frac{1}{C_{DC} \cdot V_{DC}^* \cdot s} \right)} \quad (3.44)$$

$$Gf_{VDC} = \frac{V_{DC}(s)}{V_{DC}^*(s)} = \frac{\frac{Kp_{VDC}}{C_{DC} \cdot V_{DC}^*} s + \frac{Kp_{VDC}}{Ti_{VDC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC}^*}}{s^2 + \frac{Kp_{VDC}}{C_{DC} \cdot V_{DC}^*} s + \frac{Kp_{VDC}}{Ti_{VDC} \cdot C_{DC} \cdot V_{DC}^*}} \quad (3.45)$$

Os parâmetros do controlador PI, Kp_{VDC} e Ti_{VDC} , podem ser projetados de acordo com um critério de tempo de acomodação e de máxima ultrapassagem (*overshoot*).

3.4.3 Obtenção das correntes de referência do FV-FAP

Diversas técnicas já foram usadas para gerar as correntes de referência de um sistema fotovoltaico conectado à rede e multifuncional, como o FV-FAP e o FV-STATCOM. As técnicas são baseadas nas seguintes teorias ou algoritmos:

- Teoria das potências instantâneas, ou Teoria $p-q$ (SHAH; RAJAGOPALAN, 2016; TUYEN; FUJITA, 2015; YAHIA; HIND; RACHID, 2012);
- *Synchronous Reference Frame* (SRF) (BENIWAL; HUSSAIN; SINGH, 2018; DEVASSY; SINGH, 2018);
- *Lattice Wave Digital Filter* (LWDF) (KUMAR; SINGH, 2018);
- Controle adaptativo (CHANDRA et al., 2017);
- *Character of Triangle Function* (CTF) (AGARWAL; HUSSAIN; SINGH, 2017);
- *Volterra Filter* (BENIWAL; HUSSAIN; SINGH, 2019);
- *Modified Decorrelation Normalized Least Mean Square* (DNLMS) (JAIN; SINGH, 2019; PRADHAN et al., 2019);
- *Low Pass Filters* (LPF) (LIN et al., 2018);
- *Robust Extended Complex Kalman Filter* (RECKF) (RAY; DAS; MOHANTY, 2018);
- *Leaky Least Logarithmic* (LLL) (KUMAR et al., 2019; KUMAR; SINGH; PANIGRAHI, 2019).

No sistema FV-FAP proposto foi empregada a teoria das potências instantâneas para gerar as correntes de referência do conversor. Esta teoria é bem estabelecida e difundida, é capaz de gerar as correntes de referência para compensação de harmônicos de corrente e de potência reativa, além de injetar a potência fotovoltaica na rede elétrica com baixa distorção harmônica.

O processo de geração das correntes de referência para o VSC consiste nas seguintes etapas:

- 1) Detecção da componente de sequência positiva da tensão da rede elétrica;
- 2) Cálculo das potências instantâneas;
- 3) Seleção das potências de compensação;
- 4) Cálculo das correntes de referência.

Para a compensação das harmônicas da corrente da carga, ou seja, para que a corrente da rede elétrica seja senoidal, mesmo na presença de distorções na tensão da rede elétrica, se torna necessário a utilização de um mecanismo para extração da componente de sequência positiva em frequência fundamental das tensões da rede elétrica (v_{S+1abc}). Para isso, foi utilizado o Detector de Sequência Positiva (PSD – *Positive-Sequence Detector*) baseado na Teoria p - q .

O ângulo de fase da rede elétrica estimado pelo PLL (θ_{PLL}) é utilizado para criar duas correntes auxiliares em coordenadas $\alpha\beta$ ($i_{+1\alpha}$ e $i_{+1\beta}$) que apresentam apenas a componente de sequência positiva em frequência fundamental e são definidas abaixo.

$$i_{+1\alpha} = \text{sen}(\theta_{PLL}) \quad (3.46)$$

$$i_{+1\beta} = \text{cos}(\theta_{PLL}) \quad (3.47)$$

Utilizando as tensões da rede em coordenadas $\alpha\beta$ ($v_{S\alpha}$ e $v_{S\beta}$), uma potência real auxiliar p_I é calculada por (3.48).

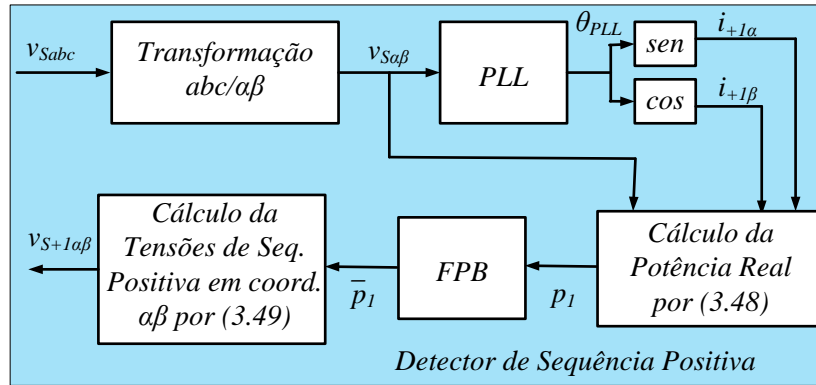
$$p_I = v_{S\alpha} \cdot i_{+1\alpha} + v_{S\beta} \cdot i_{+1\beta} \quad (3.48)$$

A componente média de p_I (\bar{p}_I) é extraída por um Filtro Passa-Baixa (FPB) e corresponde apenas a potência produzida pela componente de sequência positiva e frequência fundamental da tensão da rede elétrica. Com base na equação (3.18), resolvendo para a tensão e considerando a potência imaginária igual a zero, as componentes de sequência positiva e frequência fundamental das tensões da rede elétrica em coordenadas $\alpha\beta$ ($v_{S+1\alpha}$ e $v_{S+1\beta}$) podem ser calculadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{S+1\alpha} \\ v_{S+1\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{+1\alpha}^2 + i_{+1\beta}^2} \begin{bmatrix} i_{+1\alpha} \\ i_{+1\beta} \end{bmatrix} \cdot \bar{p}_I \quad (3.49)$$

A Figura 3.12 mostra o fluxograma do Detector de Sequência Positiva das tensões da rede elétrica.

Figura 3.12 – Fluxograma da Detector de Sequência Positiva



Fonte: elaborado pelo autor.

Das medidas das correntes da carga (i_{Labc}), é possível obter as correntes da carga em coordenadas $\alpha\beta$ ($i_{L\alpha\beta}$) por meio da transformada (3.13). Assim, as potências instantâneas da carga (p_L e q_L) podem ser calculadas em função das componentes de sequência positiva da tensão da rede elétrica.

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S+1\alpha} & v_{S+1\beta} \\ v_{S+1\beta} & -v_{S+1\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

A potência real da carga calculada pode ser separada por meio de um FPB em componente média (\bar{p}_L) e oscilante (\tilde{p}_L). Da mesma forma, a potência imaginária da carga pode ser separada em componente média (\bar{q}_L) e oscilante (\tilde{q}_L). Assim, as componentes de potência da carga para compensação dos harmônicos de corrente e da potência reativa são \tilde{p}_L e q_L . As potências para compensação são representadas por p^* e q^* , e são positivas para componentes de potência que entram no conversor VSC e negativas para componentes de potência que saem do conversor. Seguindo esta lógica e considerando a potência fotovoltaica (p_{FV}), que deve ser injetada na rede, e a potência de regulação da tensão do barramento CC (\bar{p}_{loss}), as potências de referência para o funcionamento do FV-FAP são definidas em (3.51) e (3.52):

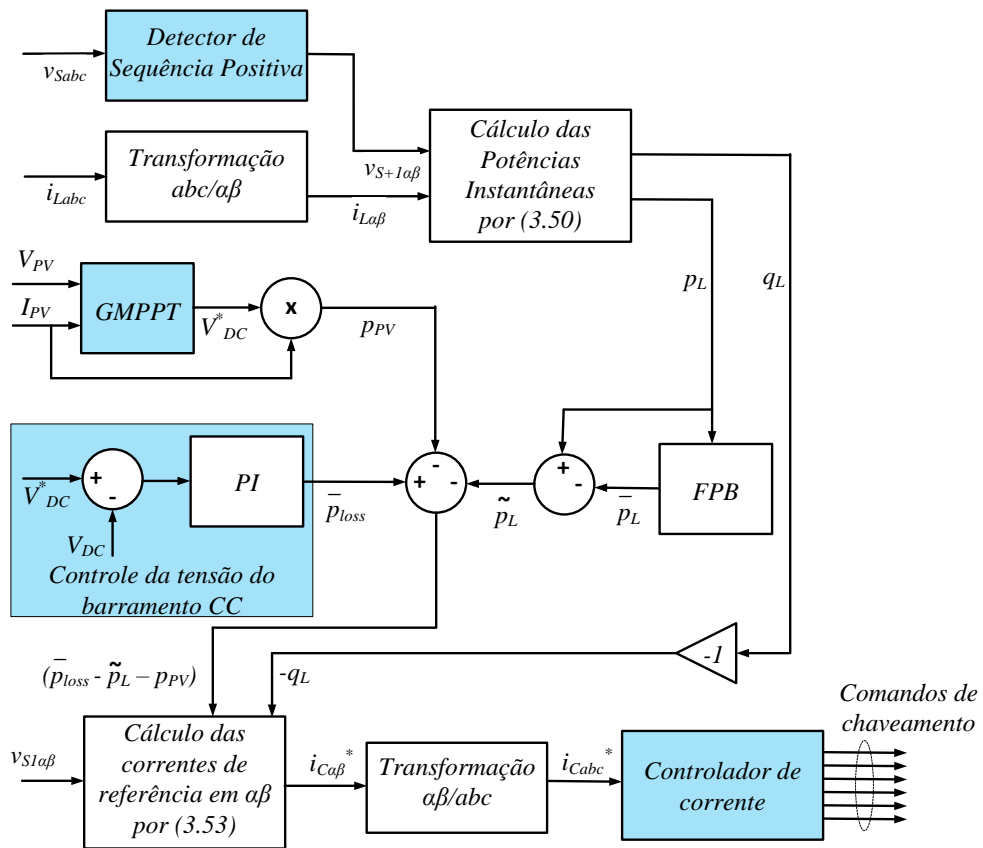
$$p^* = \bar{p}_{loss} - p_{FV} - \tilde{p}_L \tag{3.51}$$

$$q^* = -q_L \tag{3.52}$$

As correntes de referência em coordenadas $\alpha\beta$ para o VSC ($i_{Ca\beta}^*$) são então calculadas por (3.53) e transformadas para coordenadas abc (i_{Cabc}^*) por meio da transformada (3.14). A Figura 3.13 mostra o fluxograma da obtenção das correntes de referência do FV-FAP que servem como entrada para o controlador de corrente.

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{S+1\alpha}^2 + v_{S+1\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{S+1\alpha} & v_{S+1\beta} \\ v_{S+1\beta} & -v_{S+1\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \tag{3.53}$$

Figura 3.13 – Fluxograma da obtenção das correntes de referência do FV-FAP



Fonte: elaborado pelo autor.

3.4.4 Controle de corrente do FV-FAP

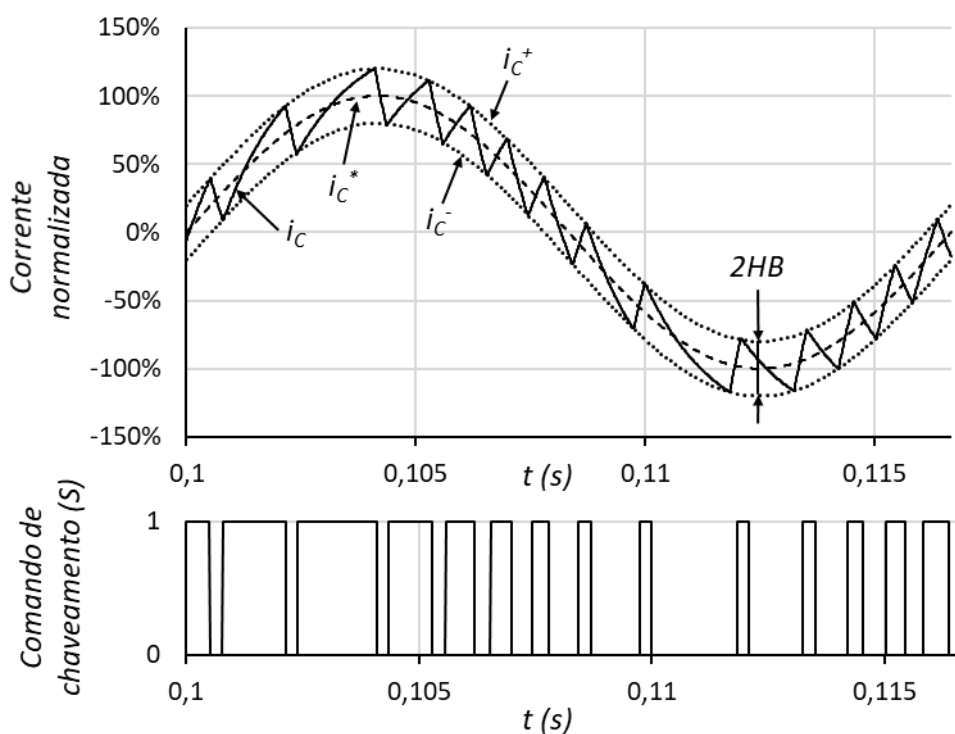
Para gerar os comandos de chaveamento do VSC que compõe o FV-FAP, o controlador de corrente por histerese, ou *Hysteresis Current Controller* (HCC) tem sido o mais

utilizado em sistemas que combinam geração distribuída e compensação de harmônicos (KUMAR; SINGH; PANIGRAHI, 2019; RAY; DAS; MOHANTY, 2018; TUYEN; FUJITA, 2015). De acordo com Buso, Malesani e Mattavelli (1998) o controlador por histerese apresenta melhor desempenho em aplicações de Filtros Ativos.

As principais vantagens do controlador de corrente por histerese convencional são: simplicidade na implementação, robustez, ótimo desempenho dinâmico e a independência dos parâmetros da carga. Além disso, este controlador realiza o rastreamento da corrente de referência sem oscilações ou atrasos que podem ocorrer em outros controladores, como os que possuem integradores em sua constituição. As desvantagens deste controlador são: limitação pela frequência de amostragem, frequência de chaveamento variável e dependente da constante de tempo da carga, o que dificulta o projeto dos indutores de acoplamento.

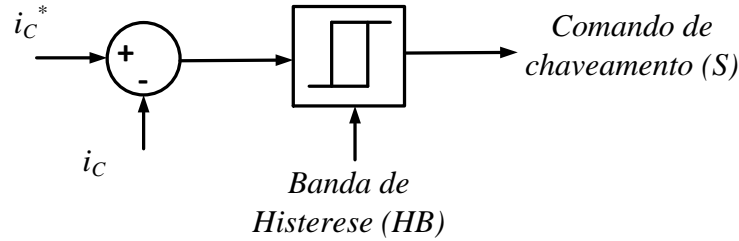
No HCC, a corrente é controlada para se manter dentro de um limite superior (i_c^+) e um inferior (i_c^-), ou Banda de Histerese (HB – *Hysteresis Band*), em torno da corrente de referência (i_c^*), conforme Figura 3.14. A saída do HCC é o estado ou comando da chave, como mostrado na Figura 3.15.

Figura 3.14 – Correntes e sinal de chaveamento do controlador de corrente por histerese para uma fase do VSC



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.15 – Controlador de corrente por histerese convencional por fase do VSC



Fonte: elaborado pelo autor.

No sistema FV-FAP proposto foi utilizado o Controlador de Corrente por Histerese com Banda Adaptativa (AHBCC – *Adaptative Hysteresis Band Current Controller*). Este controlador possui uma banda de histerese dinâmica a fim de reduzir a variação da frequência de chaveamento, além de minimizar a taxa de distorção harmônica e a interferência das correntes das fases são reduzidas (BOSE, 1990; GUPTA; SINGH; DUBEY, 2011; KALE; OZDEMIR, 2005). O AHBCC modifica a banda de histerese da cada fase (HB_{abc}) de acordo com a variação da corrente de referência instantânea para compensação (di_{Cabc}^*/dt) e a tensão do barramento CC (V_{DC}) para manter a modulação de frequência aproximadamente constante.

Foi demonstrado por Bose (1990) que a banda de histerese instantânea, portanto, pode ser calculada por (3.54), onde f_s é a frequência de amostragem.

$$HB_{abc} = \frac{V_{DC}}{8 \cdot f_s \cdot L_C} \cdot \left[1 - \frac{4 \cdot L_C^2}{V_{DC}^2} \cdot \left(\frac{v_{Sabc}}{L_C} + \frac{di_{Cabc}^*}{dt} \right)^2 \right] \quad (3.54)$$

O modelo no domínio discreto da equação (3.54) de cada uma das fases para implementação no DSP é desenvolvido a seguir:

$$HB_a(k) = \frac{V_{DC}(k)}{8 \cdot f_s \cdot L_C} \cdot \left\{ 1 - \frac{4 \cdot L_C^2}{V_{DC}(k)^2} \cdot \left[\frac{v_{Sa}(k)}{L_C} + (i_{Ca}^*(k) - i_{Ca}^*(k-1)) \cdot f_s \right]^2 \right\} \quad (3.55)$$

$$HB_b(k) = \frac{V_{DC}(k)}{8 \cdot f_s \cdot L_C} \cdot \left\{ 1 - \frac{4 \cdot L_C^2}{V_{DC}(k)^2} \cdot \left[\frac{v_{Sb}(k)}{L_C} + (i_{Cb}^*(k) - i_{Cb}^*(k-1)) \cdot f_s \right]^2 \right\} \quad (3.56)$$

$$HB_c(k) = \frac{V_{DC}(k)}{8 \cdot f_s \cdot L_C} \cdot \left[1 - \frac{4 \cdot L_C^2}{V_{DC}(k)^2} \cdot \left(\frac{v_{Sc}(k)}{L_C} + (i_{Cc}^*(k) - i_{Cc}^*(k-1)) \cdot f_s \right)^2 \right] \quad (3.57)$$

O controlador de corrente por histerese define o padrão de chaveamento do VSC. Considerando o sentido da corrente entrando no VSC, a lógica de chaveamento é formulada a seguir:

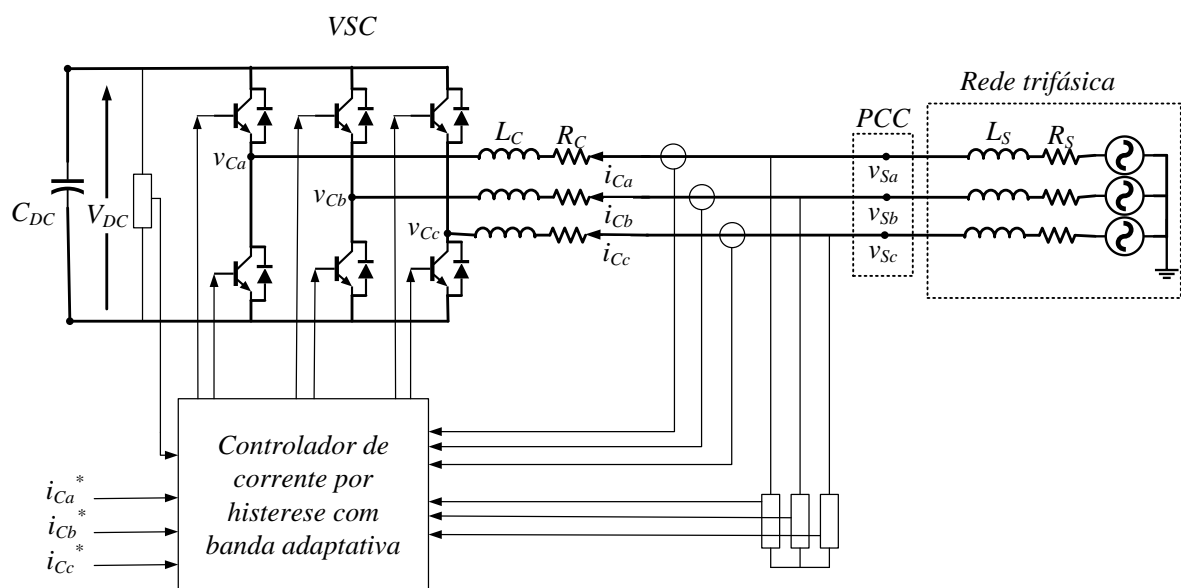
$$\text{Se } i_{Ca}^*(k) - i_{Ca}(k) < -HB_a(k), \text{ a chave de cima é LIGADA e a chave de baixo é DESLIGADA para o braço } a \text{ (} S_a=1 \text{)} \quad (3.58)$$

$$\text{Se } i_{Ca}^*(k) - i_{Ca}(k) > HB_a(k), \text{ a chave de cima é DESLIGADA e a chave de baixo é LIGADA para o braço } a \text{ (} S_a=0 \text{)} \quad (3.59)$$

As funções de chaveamento S_b e S_c para os braços b e c são determinadas de forma similar, utilizando as correntes medidas e de referência e a banda de histerese correspondentes.

A Figura 3.16 mostra o esquema de controle do AHBCC no VSC. Diferentemente do HCC convencional, que utiliza a banda de histerese fixa, este controlador utiliza as medições da tensão do barramento CC e da tensão da rede para, em função dessas medidas, calcular a banda de histerese e assim reduzir a variação da frequência de chaveamento do conversor.

Figura 3.16 – Controlador de corrente por histerese com banda adaptativa



Fonte: elaborado pelo autor.

4 PROJETO DO SISTEMA FV-FAP

Neste capítulo é apresentado o procedimento para projeto do sistema FV-FAP, que consiste no dimensionamento do arranjo fotovoltaico, do conversor fonte de tensão e de seus componentes (tensão do barramento CC, capacitância do barramento CC, indutores de acoplamento, etc.) e dos controladores utilizados. O projeto leva em consideração as características da rede elétrica e da carga. O sistema de controle do FV-FAP possui duas frequências de amostragem, conforme mostrado no fluxograma da Figura 6.5. O processo que parte da aquisição das medições até obtenção das correntes de referência ocorre com período T_S (período de amostragem do sistema de controle geral). Já a rotina do controlador de corrente, que inclui a aquisição das correntes do filtro e a atualização dos estados das chaves do conversor, é realizada com frequência f_{Sm} (frequência de amostragem da modulação do controlador de corrente por histerese). Essa diferenciação é feita com o intuito de obter uma frequência de amostragem maior para execução do controle de corrente.

A ideia principal do trabalho é o desenvolvimento de um sistema capaz de atuar no nível de tensão disponibilizado pela rede da concessionária de energia local, ou seja, 380 V de linha. No entanto, por limitações do protótipo e dos módulos fotovoltaicos disponíveis no laboratório, o modelo experimental utilizado para obtenção dos resultados de bancada não permite atingir tais valores. A fim de validar a metodologia de projeto e o desempenho das malhas de controle, bem como, a estratégia de compensação de harmônicos proposta pela teoria das potências instantâneas, os resultados práticos são realizados com valores reduzidos de tensão e potência.

Dois sistemas FV-FAP são desenvolvidos: o primeiro é implementado por meio de simulação computacional e considera a tensão nominal da rede de distribuição de 380 V; o segundo é implementado experimentalmente através de um protótipo de potência reduzida considerando a tensão de linha da rede de 40 V. Os dois sistemas também divergem em relação ao modelo de módulo FV utilizado e à carga. Deste modo, o projeto dos dois sistemas é feito separadamente.

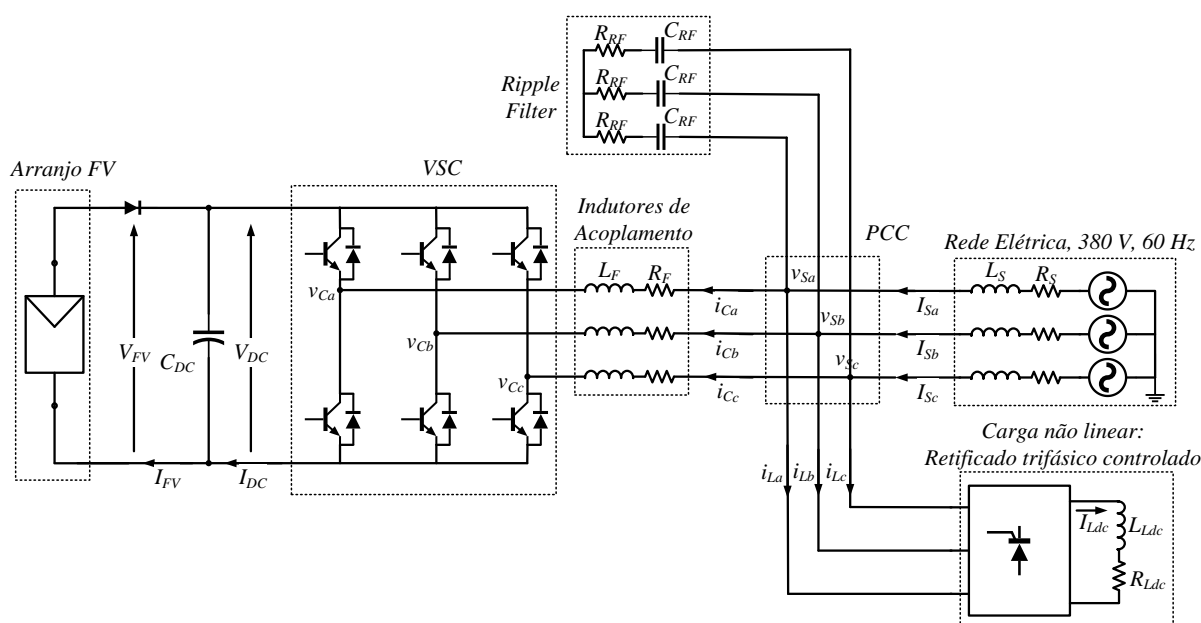
4.1 Projeto do sistema FV-FAP em 380 V

O sistema FV-FAP em tensão de 380 V é implementado via simulação computacional no *software* PSIM. A Figura 4.1 mostra as características deste sistema, incluindo os detalhes da rede elétrica e da carga adotados. Neste sistema também foi

considerado um Filtro para Ondulação, ou *Ripple Filter* (RF), a fim de minimizar os harmônicos de tensão produzidos pelo VSC na frequência de chaveamento. O RF é um filtro passa-alta de primeira ordem e se conecta ao PCC.

A rede elétrica é trifásica a três fios com tensão de linha $V_S=380\text{ V}$ e frequência $f=60\text{ Hz}$, é modelada com uma resistência série $R_S=0,04\ \Omega$ e uma indutância série $L_S=0,1\text{ mH}$. Os parâmetros da rede elétrica considerados para este caso de estudo são resumidos na Tabela 4.1. A norma IEEE-519:2014 orienta sobre os limites máximos de injeção harmônica na rede elétrica pelo consumidor. Tais os limites são apresentados na Tabela 1.2.

Figura 4.1 – Configuração do sistema FV-FAP em tensão de 380 V



Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 4.1 – Parâmetros da rede elétrica considerada para o sistema FV-FAP em 380 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão eficaz de linha da rede elétrica	V_S	380 V
Frequência da rede elétrica	f	60 Hz
Resistência série da rede elétrica	R_S	0,04 Ω
Indutância série da rede elétrica	L_S	0,1 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.1 Características da carga elétrica

Um retificador trifásico controlado foi utilizado como carga não-linear neste caso de estudo. O ângulo de disparo para acionamento dos tiristores é $\delta = \pi/6$ rad. (30°) e o retificador controlado alimenta uma carga indutiva e resistiva com os valores: $R_{Ldc} = 10 \Omega$ e $L_{Ldc} = 100 \text{ mH}$. A corrente de saída do retificador é $I_{Ldc} = 40,2 \text{ A}$.

Da análise da forma de onda da corrente do retificador trifásico, a corrente eficaz na entrada do retificador (I_L), igual em cada uma das fases, é (HART, 2011):

$$I_L = \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot \delta}{\pi}} \cdot I_{Ldc} = 32,8 \text{ A} \quad (4.1)$$

A potência aparente na carga (S_L) é dada por (4.2).

$$S_L = \sqrt{3} \cdot V_S \cdot I_L = 21,6 \text{ kVA} \quad (4.2)$$

Da análise da série de Fourier da forma de onda característica da corrente de entrada do retificador trifásico, a equação (4.3) mostra o valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada do retificador (I_{L1}).

$$I_{L1} = \frac{4 \cdot I_{Ldc}}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) = 31,3 \text{ A} \quad (4.3)$$

O ângulo de defasagem da componente fundamental da corrente de entrada do retificador em relação a tensão da rede (θ_L) é igual ao ângulo de disparo dos tiristores (δ), logo $\theta_L = 30^\circ$.

A potência ativa da carga na frequência fundamental (P_L) é dada por:

$$P_L = \sqrt{3} \cdot V_S \cdot I_{L1} \cdot \cos(\theta_L) = 17,9 \text{ kW} \quad (4.4)$$

A equação (4.5) mostra a potência reativa da carga na frequência fundamental (Q_L).

$$Q_L = \sqrt{3} \cdot V_S \cdot I_{L1} \cdot \text{sen}(\theta_L) = 10,3 \text{ kVAr} \quad (4.5)$$

O conteúdo harmônico eficaz da corrente de entrada do retificador (I_{Lh}) é dado por:

$$I_{Lh} = \sqrt{I_L^2 - I_{L1}^2} = 9,7 \text{ A} \quad (4.6)$$

A taxa de distorção harmônica total (DHT) da corrente de entrada do retificador é:

$$DHT_L = \frac{I_{Lh}}{I_{L1}} = 31,1 \% \quad (4.7)$$

O Fator de Deslocamento (FD_L) e o Fator de Potência (FP_L) da carga são dados por (4.8) e (4.9), respectivamente.

$$FD_L = \cos(\theta_L) = 0,87 \quad (4.8)$$

$$FP_L = \frac{FD_L}{\sqrt{1 + DHT_L^2}} = 0,82 \quad (4.9)$$

Assim, a potência harmônica total na carga (H_L) é:

$$H_L = \sqrt{3} \cdot V_S \cdot I_{Lh} = 6,4 \text{ kVA} \quad (4.10)$$

Para $n=1,3,5,\dots$, a n -ésima harmônica instantânea da corrente de entrada do retificador (i_{Ln}), pela série de Fourier, é dada por (4.11).

$$i_{Ln} = \frac{4 \cdot I_{Ldc}}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen}(n \cdot (\pi/2 - \delta)) \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot f \cdot t + \sigma_n) \quad (4.11)$$

Derivando a equação (4.11) em relação ao tempo, a máxima derivada (ou inclinação) da n -ésima harmônica é obtida.

$$\left(\frac{di_{Ln}}{dt}\right)_{m\acute{a}x} = 8 \cdot f \cdot I_{Ldc} \cdot \text{sen}(n \cdot (\pi/2 - \delta)) \quad (4.12)$$

Ent\~{a}o, dado que a corrente instant\~{a}nea de entrada do retificador (i_L) \u00e9 igual \u00e0 soma de todas as suas harm\~{o}nicas (i_{Ln}), ou seja, $i_L = \sum i_{Ln}$, a m\~{a}xima derivada di_L/dt \u00e9:

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_{m\acute{a}x} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{di_{Ln}}{dt}\right)_{m\acute{a}x} \quad (4.13)$$

O resultado de (4.13) considerando at\u00e9 a 50^a componente harm\~{o}nica, \u00faltima harm\~{o}nica considerada pela norma IEEE-519, fornece o valor da m\~{a}xima derivada de corrente da carga a ser compensada pelo FV-FAP.

$$\left(\frac{di_L}{dt}\right)_{m\acute{a}x} = 284,1 \text{ kA/s} \quad (4.14)$$

A Tabela 4.2 resume as caracter\u00edsticas da carga el\u00e9trica adotada neste caso de estudo.

Tabela 4.2 – Parâmetros do retificador trifásico controlado considerado como a carga elétrica para o sistema FV-FAP em 380 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Ângulo de disparo dos tiristores	δ	30°
Corrente de saída do retificador	I_{Ldc}	40,2 A
Resistência de carga do retificador	R_{Ldc}	10 Ω
Indutância de carga do retificador	L_{Ldc}	100 mH
Potência aparente	S_L	21,6 kVA
Potência ativa	P_L	17,9 kW
Potência reativa	Q_L	10,3 kVAr
Potência harmônica	H_L	6,4 kVA
DHT da corrente	DHT_L	31,1 %
Fator de Deslocamento	FD_L	0,87
Fator de Potência	FP_L	0,82
Máxima derivada de corrente (até a 50ª harmônica)	$(di_L/dt)_{máx}$	284,1 kA/s

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.2 Projeto do Conversor Fonte de Tensão (VSC)

O projeto de um Filtro Ativo de Potência inclui o projeto do VSC e seus componentes passivos. Com base em critérios de projeto e nas características da carga e da rede, é feito o dimensionamento do nível de tensão do barramento CC (V_{DC}), da capacitância do barramento CC (C_{DC}), da indutância de acoplamento (L_C), da frequência de chaveamento (f_c) e do *ripple filter* (R_{RF} e C_{RF}).

Os critérios utilizados no projeto do VSC são: máxima ondulação de tensão no barramento CC (ΔV_{DC}) de 2%; máxima ondulação de corrente de saída do VSC (Δi_C) de 11%. A frequência de amostragem da modulação do controlador de corrente por histerese (f_{Sm}) escolhida é 120 kHz, como um período completo de chaveamento acontece em no mínimo duas amostras, a máxima frequência de chaveamento (f_c) é 60 kHz.

O FV-FAP deverá compensar toda a potência reativa e as correntes harmônicas da carga, dadas em (4.5) e (4.10), respectivamente. Além disso, também deve injetar toda a potência gerada pelo arranjo FV na rede. Tomando o resultado obtido em (4.24) da máxima potência gerada pelo arranjo FV e adicionando uma margem de 20% para transitórios, a potência nominal do VSC é dada por (4.15).

$$S_{VSC} = 1,2 \cdot \sqrt{P_{FV} + Q_L + H_L} = 16,71 \text{ kVA} \quad (4.15)$$

Assim, foi considerado 17 kVA de potência para o sistema FV-FAP.

A faixa de operação da tensão do barramento CC deve ser escolhida de forma a garantir a compensação da máxima derivada de corrente prevista da carga em (4.14). Ao mesmo tempo, também deve ser limitada para manter a ondulação da corrente em patamares aceitáveis. O limite inferior da faixa de operação de V_{DC} (V_{DCmin}) depende da tensão nominal da rede e do tipo de modulação utilizado para controlar as chaves do VSC. De acordo com Rastogi, Naik e Mohan (1994), o valor mínimo de tensão para o barramento CC do VSC em função do valor eficaz da tensão de linha da rede elétrica (V_S) é:

$$V_{DCmin} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_S = 620 \text{ V} \quad (4.16)$$

Em seguida, é dimensionada a indutância de acoplamento (L_C). Esta deve limitar as componentes de alta frequência da corrente do VSC, mas também deve permitir a compensação das harmônicas desejadas. Assim, é necessário garantir que (RIBEIRO; AZEVEDO; SOUSA, 2012):

$$L_C \leq \frac{V_{DCmin} - \sqrt{2/3} \cdot V_S}{(di_L/dt)_{m\acute{a}x}} = 1,1 \text{ mH} \quad (4.17)$$

Define-se então $L_C=1,1$ mH.

Considerando o resultado obtido em (4.15), o valor de pico da corrente nominal de saída do FV-FAP (I_{Cp}) é:

$$I_{Cp} = \sqrt{2} \cdot \frac{S_{VSC}}{\sqrt{3} \cdot V_S} = 36,5 \text{ A} \quad (4.18)$$

A máxima tensão do barramento CC é projetada de forma a manter a oscilação da corrente de saída do filtro dentro do patamar aceitável (ΔI_F), para o valor de indutância de acoplamento projetado. O limite superior da faixa de operação de V_{DC} (V_{DCmax}) é definido em

(4.19) (RIBEIRO; AZEVEDO; SOUSA, 2012).

$$V_{DC\max} = 2 \cdot L_C \cdot I_{Cp} \cdot \Delta I_F \cdot f_C + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_S = 840 \text{ V} \quad (4.19)$$

O dimensionamento da capacitância do barramento CC (C_{DC}) é baseado na ondulação da tensão do barramento CC resultante de desbalanceamento na carga (2ª harmônica) (SINGH; CHANDRA; KAMAL AL-HADDAD, 2015).

$$C_{DC} = \frac{S_{VSC}}{4\pi \cdot f \cdot \Delta V_{DC} \cdot V_{DC\max}^2} = 1595 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.20)$$

Após o cálculo em (4.20), o valor de C_{DC} foi considerado 2000 μF . Por meio das simulações do sistema no PSIM, foi encontrado que a corrente eficaz que circula no capacitor em regime permanente é de 1,90 A. A tensão máxima que esse capacitor está submetido é 996 V, igual a máxima tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico ($V_{OC\max}$), mostrado na Tabela 4.5.

Para o dimensionamento do *ripple filter*, a constante de tempo do filtro deve ser muito menor do que o período da frequência da rede ($T=1/f$), $R_{RF} \cdot C_{RF} < T$, considerando $R_{RF} \cdot C_{RF} < 2 \cdot T_C$, onde R_{RF} , C_{RF} , e T_C são a resistência e a capacitância do *ripple filter*, e o período de mínimo de chaveamento, respectivamente. Desta forma, os parâmetros do *ripple filter* selecionados são $R_{RF}=5 \text{ } \Omega$ e $C_{RF}=6,7 \text{ } \mu\text{F}$. A impedância fornecida na frequência de chaveamento é $5 \text{ } \Omega$ e a impedância fornecida na frequência fundamental é $398 \text{ } \Omega$, que é suficientemente grande e assim o *ripple filter* drena uma corrente desprezível na frequência fundamental (SINGH; CHANDRA; KAMAL AL-HADDAD, 2015).

A Tabela 4.3 resume os parâmetros do VSC projetados para este caso de estudo.

Após o dimensionamento da faixa de tensão permissível no barramento CC do VSC, é possível dimensionamento da quantidade de módulos conectados em série admitidos no arranjo FV.

Tabela 4.3 – Parâmetros do VSC projetado para o sistema FV-FAP em 380 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Máxima ondulação na tensão do barramento CC	ΔV_{DC}	2%
Máxima ondulação na corrente de saída	ΔI_C	11%
Potência	S_{VSC}	17 kVA
Frequência de amostragem da modulação do chaveamento	f_{Sm}	120 kHz
Máxima frequência de chaveamento	f_C	60 kHz
Tensão mínima do barramento CC	V_{DCmin}	620 V
Tensão máxima do barramento CC	V_{DCmax}	840 V
Capacitância do barramento CC	C_{DC}	2000 μ F
Indutância de acoplamento	L_C	1,1 mH
Resistência do <i>ripple filter</i>	R_{RF}	5 Ω
Indutância do <i>ripple filter</i>	C_{RF}	6,7 μ F

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.3 Dimensionamento do Arranjo Fotovoltaico

No dimensionamento do arranjo fotovoltaico, o número de módulos FV e o modo como eles se conectam deve ser determinado em função da necessidade de tensão do barramento CC e da potência necessária. No FV-FAP com topologia de estágio único o arranjo FV está diretamente conectado ao barramento CC do VSC. Assim, sem o estágio de elevação de tensão, um certo número de módulos deve ser associado em série para atingir a tensão necessária do barramento CC do VSC. A quantidade de módulos em série deve satisfazer a condição em que a tensão de máxima potência do arranjo ($V_{MPP,a}$) esteja compreendida na faixa de tensão de operação projetada do barramento CC.

O módulo FV escolhido para este caso de estudo é o KD210GX-LPU da fabricante *Kyocera*. O modelo físico do módulo FV no PSIM, parâmetros na Tabela 2.5, é utilizado para verificar o comportamento do módulo em duas condições extremas:

- Condição de Operação 1 (CO1): o módulo é posto sob irradiação de 1400 W/m² e temperatura de 75°C;
- Condição de Operação 2 (CO2): o módulo é posto sob irradiação de 400 W/m² e temperatura de 30°C.

A Tabela 4.4 apresenta os resultados obtidos da operação do módulo KD210GX-LPU nas condições de operação CO1 e CO2. Os valores de irradiação e temperatura foram considerados como situações atmosféricas extremas, tomando como base a instalação do sistema na região Nordeste do Brasil.

Tabela 4.4 – Especificações elétricas do módulo *Kyocera* KD210GX-LPU nas condições de operação extremas CO1 e CO2

Especificação Elétrica	STC		CO1		CO2	
	Símbolo	Valor	Símbolo	Valor	Símbolo	Valor
Irradiação	G_{STC}	1000 W/m ²	G_{CO1}	1400 W/m ²	G_{CO2}	400 W/m ²
Temperatura	T_{STC}	25 °C	T_{CO1}	75 °C	T_{CO2}	30 °C
Potência Máxima	$P_{MPP,mSTC}$	210 W	$P_{MPP,mCO1}$	227,3 W	$P_{MPP,mCO2}$	81,3 W
Tensão na Potência Máxima	$V_{MPP,mSTC}$	26,6 V	$V_{MPP,mCO1}$	21,1 V	$V_{MPP,mCO2}$	25,8 V
Tensão de Circuito Aberto	$V_{OC,mSTC}$	33,2 V	$V_{OC,mCO1}$	27,4 V	$V_{OC,mCO2}$	31,5 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

A quantidade de módulos conectados em série (N) é escolhida de forma que o valor da tensão do arranjo FV em máxima potência em todas as condições atmosféricas possíveis não ultrapasse o maior valor de tensão permissível do barramento CC. A tensão do arranjo FV é máxima quando todos os módulos do arranjo FV estiverem na Condição de Operação 2.

$$N \leq \frac{V_{DCmax}}{V_{MPP,mCO2}} = 30,7 \quad (4.21)$$

Assim, $N=30$ módulos conectados em série são admitidos.

Considerando todos os módulos FV nas mesmas condições de operação (USC), o menor valor de $V_{MPP,a}$ ocorrerá quando o arranjo FV estiver na Condição de Operação 1. Assim, pode-se fazer:

$$(V_{MPP,a})_{mín} = N \cdot V_{MPP,mCO1} = 633 \text{ V} \quad (4.22)$$

$$(V_{MPP,a})_{máx} = N \cdot V_{MPP,mCO2} = 774 \text{ V} \quad (4.23)$$

Como pode ser observado em (4.22) e (4.23), o arranjo fotovoltaico quando em sombreamento uniforme (USC) estará sempre dentro da faixa de tensão permissível do barramento CC mostrada na Tabela 4.3.

Como a tensão mínima admissível para o barramento CC do VSC ainda é inferior à tensão do arranjo FV em todas as condições de operação quando em USC, é possível utilizar uma técnica de GMPPT para localizar o pico global da curva $P-V$ em caso de PSC, pois há uma margem de tensão para realizar a busca. A diferença entre a tensão mínima do barramento CC e a tensão de MPP do arranjo FV em USC possibilita, em conjunto com uma técnica de GMPPT, que a geração total do arranjo não seja prejudicada caso ocorra sombreamento parcial ou total em até 7 módulos do arranjo (equivalente 23% dos módulos do arranjo).

Um módulo sombreado limita a corrente de toda a *string* de módulos em série. A redução da tensão no arranjo provocada pela técnica de GMPPT faz com que os módulos com baixa irradiação sejam curto-circuitados pelo seu respectivo diodo de *bypass*, fazendo com que a corrente da *string* não seja mais limitada pelo módulo sombreado e a potência total do arranjo aumente.

A máxima potência gerada pelo arranjo FV ocorrerá quando todos os módulos estiverem na Condição de Operação 1. A potência do sistema pode ser aumentada pela adição em paralelo de *strings* de N módulos.

$$P_{FV} = N \cdot P_{MPP,mCO1} = 6,82 \text{ kW} \quad (4.24)$$

A Tabela 4.5 resume o dimensionamento do arranjo fotovoltaico para este caso de estudo.

Tabela 4.5 – Características do arranjo FV dimensionado o sistema FV-FAP em 380 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Modelo de módulo utilizado	-	KD210GX-LPU
Número de módulos conectados em série	N	30
Potência	P_{FV}	6,82 kW
Máxima tensão de MPP em USC	$(V_{MPP,a})_{min}$	633 V
Mínima tensão de MPP em USC	$(V_{MPP,a})_{max}$	774 V
Máxima tensão de circuito aberto do arranjo	V_{OCmax}	996 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma vez que o dimensionamento do Conversor Fonte de Tensão e do Arranjo FV foi apresentado para o sistema FV-FAP em tensão de 380V, que foi implementado via simulação computacional, passa-se a apresentar o projeto dos controladores utilizados neste sistema.

4.1.4 Projeto dos controladores

Com base nos modelos desenvolvidos e nos parâmetros obtidos nos capítulos anteriores, nesta seção é apresentado o projeto dos controladores do sistema FV-FAP proposto a fim de garantir o melhor desempenho do sistema.

Na estratégia de controle do sistema do FV-FAP, apresentada no Capítulo 3, foi empregado um controlador Proporcional-Integral (PI) no sistema de sincronização com a rede (PLL) e um controlador PI na malha de controle da tensão do barramento CC. Além disso, os coeficientes do filtro passa baixa (FPB) utilizado para obtenção das componentes médias das potências instantâneas e os parâmetros do GMPPT para o arranjo FV dimensionado também são apresentados a seguir.

O período de amostragem do sistema de controle do FV-FAP em tensão de 380 V é:

$$T_s = 30 \mu s.$$

4.1.4.1 Apresentação do controlador PI

O controlador PI é uma derivação do controlador de três termos ou controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID), onde o termo derivativo é desprezado. Este controlador é bastante difundido na indústria e possui a seguinte função de transferência (OGATA, 2002):

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i \cdot s} \quad (4.25)$$

onde K_p é o ganho proporcional e T_i é o tempo integrativo.

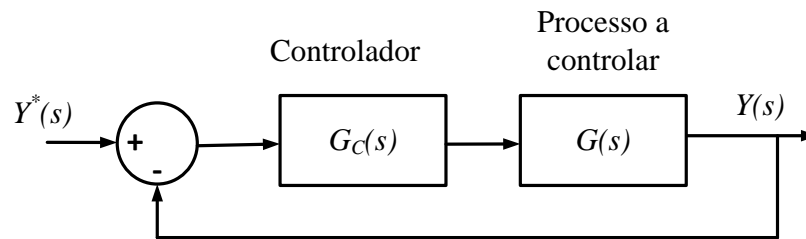
A saída do controlador PI no domínio do tempo, $u_C(t)$, em função do sinal erro de entrada, $e(t)$, é:

$$u_C(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt \quad (4.26)$$

O sinal de erro $e(t)$ é igual a diferença do sinal de referência $y^*(t)$ e do sinal controlado $y(t)$.

A Figura 4.2 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada com o controlador PI. $G(s)$ é a função de transferência do processo a ser controlado (ou planta).

Figura 4.2 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada



Fonte: elaborado pelo autor.

A função de transferência de malha aberta (FTMA) é igual ao produto da função de transferência do controlador com a função de transferência da planta:

$$FTMA = G_C(s) \cdot G(s) \quad (4.27)$$

Realizando a realimentação negativa, a função de transferência de malha fechada (FTMF) é:

$$FTMF = \frac{FTMA}{1 + FTMA} \quad (4.28)$$

Seja uma função de transferência da planta mostrado em (4.29), como as obtidas para as malhas de controle do PLL e da tensão do barramento CC, a função de transferência em malha fechada, $G_{MF}(s)$, é dada em (4.30), onde τ é a constante de tempo da planta.

$$G(s) = \frac{1}{\tau \cdot s} \quad (4.29)$$

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{Kp}{\tau} s + \frac{Kp}{Ti \cdot \tau}}{s^2 + \frac{Kp}{\tau} s + \frac{Kp}{Ti \cdot \tau}} \quad (4.30)$$

A função de transferência de sistemas de segunda ordem é mostrada em (4.31), onde ζ representa o coeficiente de amortecimento do sistema, ω_n a frequência natural de oscilação e K o ganho.

$$G_2(s) = \frac{K \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (4.31)$$

O comportamento de sistemas de segunda ordem pode ser definido, em função do coeficiente de amortecimento, da seguinte forma:

- Sistema sobreamortecido ($\zeta > 1$): o sistema apresenta dois polos reais e distintos. Quanto maior for o valor de ζ , mais a resposta do sistema se aproxima da resposta do sistema de primeira ordem.
- Sistema criticamente amortecido ($\zeta = 1$): o sistema apresenta dois polos reais e iguais. Nesse caso, a resposta do sistema não possui oscilação.
- Sistema subamortecido ($0 < \zeta < 1$): o sistema apresenta dois polos complexos e conjugados. Nesse caso, a resposta do sistema apresenta oscilações.

O tempo de acomodação (t_a) é o tempo necessário para que a resposta do sistema à função degrau atinja a referência e permaneça dentro de uma margem de erro próximo à referência. Adotando o critério de 2% de erro do valor final, o tempo de acomodação do sistema de segunda ordem pode ser aproximado por (OGATA, 2002):

$$t_a = \frac{4}{\zeta \cdot \omega_n} \quad (4.32)$$

Comparando as equações características de (4.30) e (4.31), a seguinte igualdade é obtida:

$$s^2 + \frac{Kp}{\tau} s + \frac{Kp}{Ti \cdot \tau} = s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 \quad (4.33)$$

Mediante a igualdade (4.33), os parâmetros do controlador PI podem ser definidos como a seguir:

$$Kp = 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot \tau \quad (4.34)$$

$$Ti = \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \quad (4.35)$$

Resolvendo (4.32) para ω_n e substituindo em (4.34) e (4.35), os parâmetros do controlador PI podem ser obtidos em função da planta, do tempo de acomodação e do amortecimento desejados em (4.36) e (4.37).

$$Kp = \frac{8 \cdot \tau}{t_a} \quad (4.36)$$

$$Ti = \frac{t_a \cdot \zeta^2}{2} \quad (4.37)$$

Para a implementação computacional do controlador PI em tempo discreto é necessário realizar uma modificação no modelo do PI. Os parâmetros do PI no domínio discreto, Kp_z e Ki_z , podem ser obtidos em função do período de amostragem T_S por (DORF; BISHOP, 2008):

$$Kp_z = Kp - \frac{Kp \cdot T_S}{Ti \cdot 2} \quad (4.38)$$

$$Ki_z = \frac{Kp \cdot T_S}{Ti} \quad (4.39)$$

A equação para implementação do controlador PI em tempo discreto é dada em (4.40), onde $y(k)$ é a saída discreta $e(k)$ é o sinal erro de entrada discreto do controlador.

$$y(k) = y(k-1) + Kp_z \cdot [e(k) - e(k-1)] + Ki_z \cdot e(k) \quad (4.40)$$

4.1.4.2 Projeto do controlador PI do PLL

A função de transferência do PLL foi obtida na Seção 3.4.1 e é equivalente a um integrador.

Deste modo, a função de transferência tem o formato da função de transferência mostrada em (4.29), sendo a constante de tempo τ_{PLL} igual a 1 s.

O controlador PI do PLL foi projetado considerando os seguintes critérios: tempo de acomodação $t_{a,PLL}=1$ s e coeficiente de amortecimento $\zeta_{PLL}=0,5$. Os parâmetros do controlador são obtidos primeiramente no tempo contínuo por (4.36) e (4.37) e em seguida são convertidos para os parâmetros no tempo discreto por (4.38) e (4.39). Assim, obtém-se:

$$Kp_{z,PLL} = 8$$

$$Ki_{z,PLL} = 0,0019$$

A Tabela 4.6 resume os critérios de desempenho e os parâmetros do controlador PI do PLL para o caso do sistema FV-FAP em tensão de 380V.

Tabela 4.6 – Parâmetros do projeto do controlador PI do PLL para o sistema FV-FAP em 380 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Período de amostragem	T_S	30 μ s
Constante de tempo da planta	τ_{PLL}	1 s
Tempo de acomodação	$t_{a,PLL}$	1 s
Coeficiente de amortecimento	ζ_{PLL}	0,5
Ganho proporcional	Kp_{PLL}	8
Tempo integrativo	Ti_{PLL}	125 ms
Ganho proporcional discreto	$Kp_{z,PLL}$	8
Ganho integrativo discreto	$Ki_{z,PLL}$	0,0019

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.4.3 Projeto do controlador PI da tensão do barramento CC

A função de transferência da malha de controle da tensão do barramento CC foi obtida na Seção 3.4.2. Deste modo, a função de transferência tem o formato mostrado em (4.29), sendo a constante de tempo $\tau_{VDC} = C_{DC} \cdot V_{DC}^*$.

Considerando que a tensão de referência do barramento CC (V_{DC}^*) é variável para executar o GMPPT, é admitido o valor de 700 V para fins de dimensionamento por se tratar de

um valor intermediário dentro da faixa de tensão permissível. Logo, a constante de tempo da planta é

$$\tau_{VDC}=1,4 \text{ s.}$$

O controlador PI da tensão do barramento CC foi projetado considerando os seguintes critérios: tempo de acomodação $t_{a,VDC}=23 \text{ ms}$ e coeficiente de amortecimento $\zeta_{VDC}=0,6$. Os parâmetros do controlador são obtidos primeiramente no tempo contínuo por (4.36) e (4.37) e em seguida são convertidos para os parâmetros no tempo discreto por (4.38) e (4.39). Assim, obtém-se:

$$Kp_{z,VDC} = 478,3$$

$$Ki_{z,VDC} = 3,429$$

A Tabela 4.7 resume os critérios de desempenho e os parâmetros do controlador PI da tensão do barramento CC para o caso do sistema FV-FAP em tensão de 380V.

Tabela 4.7 – Parâmetros do projeto do controlador PI da tensão do barramento CC para o sistema FV-FAP em 380 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Período de amostragem	T_S	30 μ s
Constante de tempo da planta	τ_{VDC}	1,4 s
Tempo de acomodação	$t_{a,VDC}$	23 ms
Coeficiente de amortecimento	ζ_{VDC}	0,6
Ganho proporcional	Kp_{VDC}	480
Tempo integrativo	Ti_{VDC}	4,2 ms
Ganho proporcional discreto	$Kp_{z,VDC}$	478,3
Ganho integrativo discreto	$Ki_{z,VDC}$	3,429

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.4.4 Projeto do Filtro Passa Baixa

O filtro passa baixa empregado na estratégia de controle adotada do FV-FAP deve ser capaz remover a componente oscilante das potências instantâneas, de forma a restar apenas a componente média. Em outras palavras, o ganho do filtro passa baixa deve ser, idealmente, unitário para frequência igual a zero e nulo para altas frequências. Para isso, foi utilizado o Filtro Digital Recursivo Passa-Baixa de Um Polo (SMITH, 2003). O filtro recursivo adotado usa dois coeficientes, a equação discreta da saída $y_f(k)$ deste filtro é dada abaixo:

$$y_f(k) = b_1 \cdot y_f(k-1) + a_0 \cdot x_f(k) \quad (4.41)$$

onde b_1 e a_0 são os coeficientes do filtro recursivo e $x_f(k)$ é a entrada do filtro, o sinal a ser filtrado.

Este filtro é simples de ser implementado, rápido de ser executado por um processador de sinais e exige pouca memória. Os coeficientes são encontrados destas simples equações:

$$a_0 = 1 - \lambda \quad (4.42)$$

$$b_1 = \lambda \quad (4.43)$$

A resposta deste filtro é controlada pelo parâmetro λ , que pode variar de zero até um. Fisicamente, λ é o valor do decaimento (ou variação) entre amostras adjacentes. Quanto maior o de valor de λ , menor é o decaimento.

O valor de λ pode ser especificado diretamente ou calculado a partir da constante de tempo do filtro desejada. A constante de tempo de um circuito passa baixa, como um filtro RC, é o tempo que leva para a saída atingir uma diferença de 36,8% do seu valor final. Sendo d o número de amostras que levam para atingir o mesmo nível, o parâmetro λ pode ser calculado por:

$$\lambda = e^{-1/d} \quad (4.44)$$

A constante de tempo do filtro (τ_{FBP}) escolhida é igual a 30 ms (maior do que o período de oscilação da rede de 16,7 ms). Sendo o período de amostragem do controle $T_S = 10 \mu s$, são necessárias d igual a 1000 amostras para obter filtragem de todas as componentes

oscilantes das potências instantâneas. Os parâmetros obtidos para este filtro são mostrados na Tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Parâmetros do filtro passa baixa utilizado na separação das componentes médias e oscilantes das potências instantâneas

Parâmetro	Símbolo	Valor
Constante de tempo	τ_{FBP}	30 ms
Constante de decaimento da última amostra	b_1	0,999
Constante de proporção da entrada	a_0	0,001

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.4.5 Projeto dos parâmetros do GMPPT

Como já apresentado na Seção 2.5, o algoritmo de GMPPT proposto possui alguns parâmetros de ajuste que dependem do arranjo fotovoltaico dimensionado. Uma boa escolha destes parâmetros permite uma boa estimacão dos possíveis MPP, uma execuão do P&O com baixa oscilação da tensão e uma operação correta no *Modo Noturno*.

Para o arranjo FV dimensionado na Tabela 4.5, formado por 30 módulos KD210GX-LPU conectados em série, utilizou-se os seguintes parâmetros do GMPPT mostrados na Tabela 4.9 para o sistema FV-FAP em tensão de 380 V.

Tabela 4.9 – Parâmetros do GMPPT proposto para o arranjo FV formado de 30 módulos KD210GX-LPU conectados em série

Parâmetro	Símbolo	Valor
Constantes para estimacão dos MPPs	α	0,91
	k_1	0,73
Intervalo entres as estimacões dos MPPs	T_e	5 ms
Variacão de tensão do P&O	ΔV	1 V
Intervalo entres as perturbações do P&O	T_p	1 ms
Tensão mínima para o barramento CC	V_{DCmin}	620 V
Potência para entrar no Modo Noturno	P_{crit}	300 W
Tensão do barramento CC de referêncica para o Modo Noturno	V_{DCI}	700 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

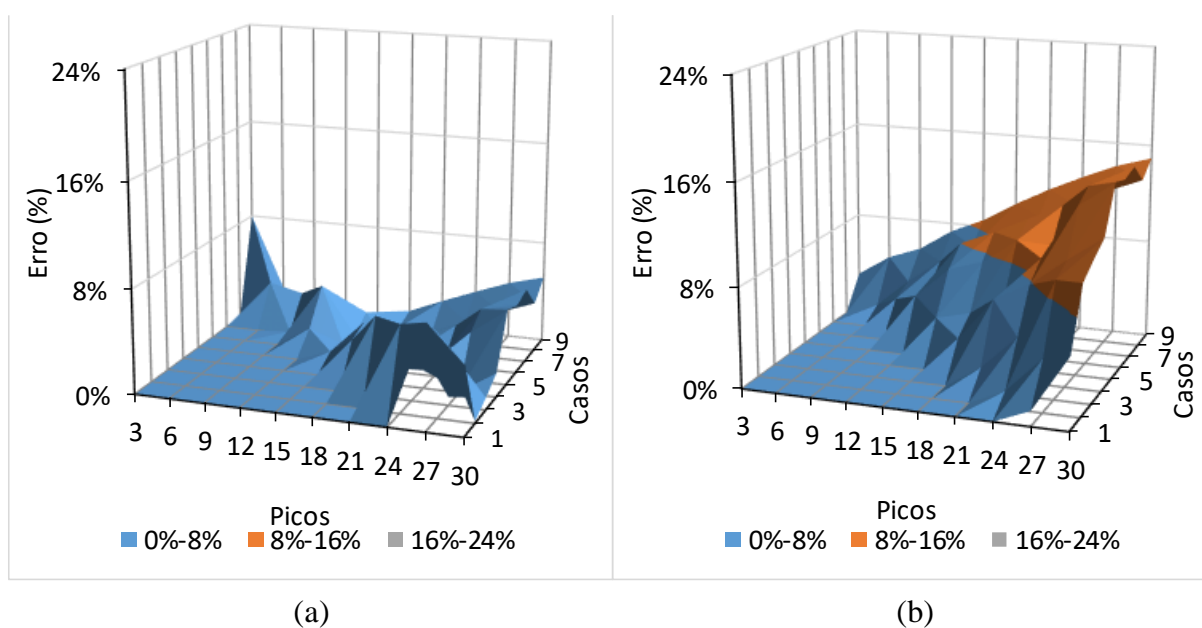
As constantes para estimação do MPPs, α e k_I , foram obtidas por meio da análise do arranjo fotovoltaico submetido à 9 padrões de sombreamento distintos. Na Tabela 4.10 são mostrados os padrões de sombreamentos nos Casos de 1 a 9, indicando a irradiação sobre cada um dos módulos do arranjo FV. Em todos os casos simulados foi considerada a temperatura de 47°C. Os resultados dos erros de estimação são mostrados na Figura 4.3 e comparados com o erro de estimação da técnica $k_I \cdot V_{OC}$, equação (2.19) com $k_I=0,8$.

Tabela 4.10 – Padrões de irradiação para cada um dos 30 módulos KD210GX-LPU do arranjo

Padrão de sombreamento	Número do módulo e o respectivo valor de irradiação (W/m ²)									
	1-3	4-6	7-9	10-12	13-15	16-18	19-21	22-24	25-27	28-30
Caso 1	1000	1000	1000	1000	1000	500	500	500	500	500
Caso 2	1000	1000	1000	1000	700	700	700	700	400	400
Caso 3	1000	1000	1000	1000	800	800	500	500	300	300
Caso 4	1000	1000	1000	800	600	600	400	400	200	200
Caso 5	1000	1000	850	850	700	700	500	500	300	100
Caso 6	1000	1000	800	600	600	500	400	400	200	100
Caso 7	1000	1000	900	900	700	600	500	400	300	100
Caso 8	1000	1000	900	800	700	600	500	400	300	200
Caso 9	1000	900	800	700	600	500	400	300	200	100

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.3 – Comparação do erro de estimação da localização dos MPP da técnica proposta (a) e da técnica $k_I \cdot V_{OC}$ (b) para o arranjo de 30 módulos KD210GX-LPU



Fonte: Elaborado pelo autor.

A tensão do barramento no modo noturno (V_{DCI}) foi escolhida de forma a estar dentro da faixa de tensão permissível ao barramento CC e garantir melhor compensação de harmônicas de corrente. O restante dos parâmetros mostrados na Tabela 4.9 foram obtidos de forma empírica, sendo ajustados até a resposta da GMPPT ser satisfatória no sentido de produzir pouca oscilação em regime permanente e não alternar entre os modos do GMPPT desnecessariamente.

Uma vez que o projeto sistema FV-FAP implementado no simulador PSIM em tensão nominal da rede (380 V) já foi projetado, a seção seguinte apresenta o projeto do sistema FV-FAP implementado experimentalmente em tensão de 40 V.

4.2 Projeto do sistema FV-FAP em 40 V

O sistema FV-FAP em tensão de 40 V foi implementado experimentalmente com o emprego de uma bancada equipada com um conversor *back-to-back*. Mais detalhes da bancada experimental são mostrados na seção 6.1. O escopo desta seção é apresentar os parâmetros do sistema utilizado.

A Figura 4.4 mostra as características deste sistema, incluindo os detalhes da rede elétrica e da carga adotados. Neste sistema também não foi considerado um Filtro para Ondulação, ou *Ripple Filter* (RF), conectado ao PCC.

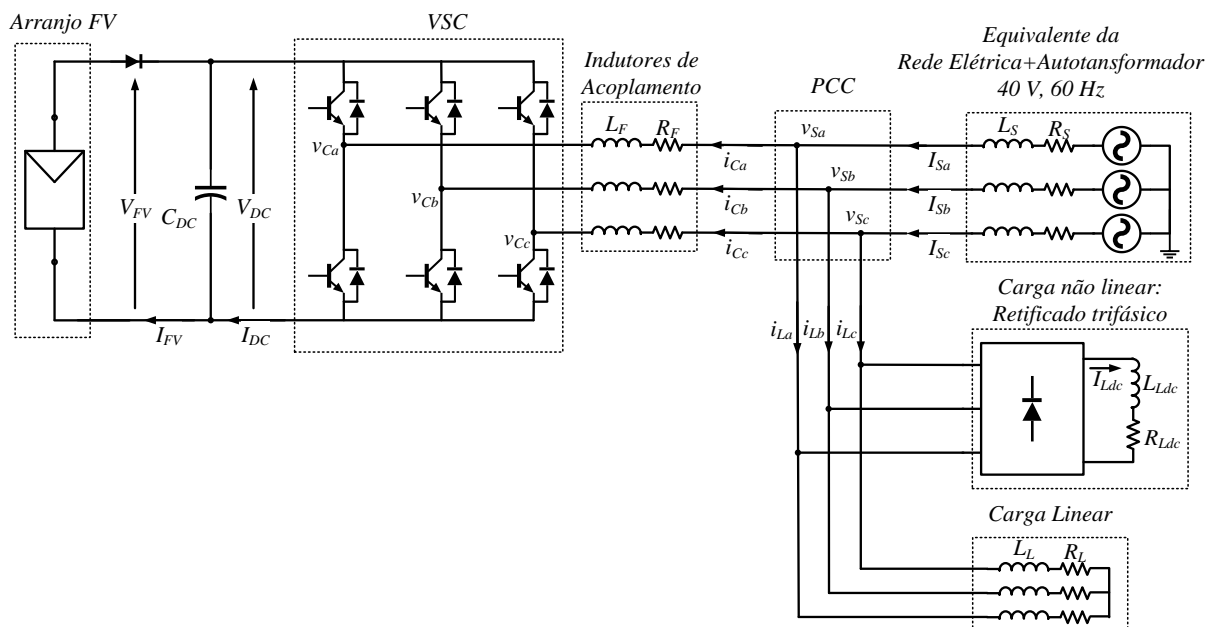
A tensão da rede elétrica trifásica a três fios de 380 V e frequência $f=60\text{ Hz}$ é reduzida para $V_S=40\text{ V}$ por meio de um autotransformador, esse conjunto (rede e autotransformador) são modelados como uma fonte de tensão, uma resistência série $R_S=0,3\ \Omega$ e uma indutância série $L_S=0,6\text{ mH}$. Os parâmetros da rede elétrica considerados para este caso de estudo são resumidos na Tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Parâmetros da rede elétrica considerada para o sistema FV-FAP em 40 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão eficaz de linha da rede elétrica	V_S	40 V
Frequência da rede elétrica	f	60 Hz
Resistência série da rede elétrica	R_S	0,3 Ω
Indutância série da rede elétrica	L_S	0,6 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.4 – Configuração do sistema FV-FAP em tensão de 40 V



Fonte: elaborado pelo autor.

Este sistema foi avaliado sob cargas do tipo RL e retificador trifásico a diodo em diversos níveis de potência. O levantamento detalhado das cargas não se faz necessário pois o conversor utilizado já estava previamente construído.

4.2.1 Parâmetros do Conversor Fonte de Tensão (VSC)

O Conversor Fonte de Tensão utilizado no sistema FV-FAP implementado experimentalmente em tensão de 40 V, já possui os seguintes parâmetros definidos: capacitância do barramento CC (C_{DC}) e indutância de acoplamento (L_C). Com base em critérios de projeto e nas características da rede, é feito o dimensionamento do nível de tensão do barramento CC (V_{DC}) e da frequência de chaveamento (f_C).

O critério utilizado para o projeto do VSC é: máxima ondulação de corrente de saída do VSC (Δi_C) de 5%. A frequência de amostragem da modulação do controlador de corrente por histerese (f_{sm}) escolhida é 48 kHz, conseqüentemente, a máxima frequência de chaveamento (f_C) é 24 kHz.

A corrente de saída deste conversor é de 30 A, a potência nominal do VSC, considerando este nível de tensão da rede, é dada por (4.45).

$$S_{VSC} = \sqrt{3} \cdot 30 \cdot V_S = 2,08 \text{ kVA} \quad (4.45)$$

De acordo com Rastogi, Naik e Mohan (1994), o valor mínimo de tensão para o barramento CC do VSC em função da tensão de linha da rede elétrica é:

$$V_{DC \min} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_S = 65,3 \text{ V} \quad (4.46)$$

Considerando o resultado obtido em (4.45), o valor de pico da corrente nominal de saída do FV-FAP (I_{Cp}) é:

$$I_{Cp} = \sqrt{2} \cdot \frac{S_{VSC}}{\sqrt{3} \cdot V_S} = 42,4 \text{ A} \quad (4.47)$$

A máxima tensão do barramento CC é projetada de forma a manter a oscilação da

corrente de saída do filtro dentro do patamar aceitável (ΔI_F), para o valor de indutância de acoplamento existente. O limite superior da faixa de operação de V_{DC} (V_{DCmax}) é calculado por (4.48) (RIBEIRO; AZEVEDO; SOUSA, 2012).

$$V_{DCmax} = 2 \cdot L_C \cdot I_{Cp} \cdot \Delta I_F \cdot f_C + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_S = 236,3 \text{ V} \quad (4.48)$$

A Tabela 4.12 resume os parâmetros do VSC projetados para este caso de estudo.

Tabela 4.12 – Parâmetros do VSC utilizado no sistema FV-FAP em 40 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Máxima ondulação na corrente de saída	ΔI_C	5%
Potência	S_{VSC}	2,08 kVA
Frequência de amostragem da modulação do chaveamento	f_{Sm}	48 kHz
Máxima frequência de chaveamento	f_C	24 kHz
Tensão mínima do barramento CC	V_{DCmin}	65,3 V
Tensão máxima do barramento CC	V_{DCmax}	236,3 V
Capacitância do barramento CC	C_{DC}	1100 μ F
Indutância de acoplamento	L_C	2 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

Após o dimensionamento da faixa de tensão permissível no barramento CC do VSC, é possível dimensionamento da quantidade de módulos conectados em série admitidos no arranjo FV.

4.2.2 Dimensionamento do Arranjo Fotovoltaico

O módulo FV disponível para este caso de estudo é o KC65T da fabricante *Kyocera*. O modelo físico do módulo FV no PSIM, parâmetros na Tabela 2.4, é utilizado para verificar o comportamento do módulo em duas condições extremas:

- Condição de Operação 1 (CO1): o módulo é posto sob irradiação de 1400 W/m² e temperatura de 75°C;

- Condição de Operação 2 (CO2): o módulo é posto sob irradiação de 400 W/m² e temperatura 30°C.

A Tabela 4.13 apresenta os resultados obtidos da operação do módulo KC65T nas condições de operação CO1 e CO2. Os valores de irradiação e temperatura foram considerados como situações atmosféricas extremas, tomando como base a instalação do sistema na região Nordeste do Brasil.

Tabela 4.13 – Especificações elétricas do módulo *Kyocera* KC65T nas condições de operação extremas CO1 e CO2

Especificação Elétrica	STC		CO1		CO2	
	Símbolo	Valor	Símbolo	Valor	Símbolo	Valor
Irradiação	G_{STC}	1000 W/m ²	G_{CO1}	1400 W/m ²	G_{CO2}	400 W/m ²
Temperatura	T_{STC}	25 °C	T_{CO1}	75 °C	T_{CO2}	30 °C
Potência Máxima	$P_{MPP,mSTC}$	65 W	$P_{MPP,mCO1}$	67,2 W	$P_{MPP,mCO2}$	24,7 W
Tensão na Potência Máxima	$V_{MPP,mSTC}$	17,4 V	$V_{MPP,mCO1}$	13,4 V	$V_{MPP,mCO2}$	16,5 V
Tensão de Circuito Aberto	$V_{OC,mSTC}$	21,7 V	$V_{OC,mCO1}$	18,4 V	$V_{OC,mCO2}$	20,3 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

A quantidade de módulos conectados em série (N) é escolhida de forma que o valor da tensão do arranjo FV em máxima potência em todas as condições atmosféricas possíveis não ultrapasse o maior valor de tensão permissível do barramento CC. A tensão do arranjo FV será máxima quando todos os módulos do arranjo FV estiverem na Condição de Operação 2.

$$N \leq \frac{V_{DC \max}}{V_{MPP,mCO2}} = 14,3 \quad (4.49)$$

Assim, 14 módulos conectados em série são admitidos, porém foi utilizada a quantidade disponível em laboratório: $N=6$.

Considerando todos os módulos FV nas mesmas condições de operação (USC), o menor valor de $V_{MPP,a}$ ocorrerá quando o arranjo FV estiver na Condição de Operação 1. Assim, pode-se fazer:

$$(V_{MPP,a})_{\min} = N \cdot V_{MPP,mCO1} = 80,4 \text{ V} \quad (4.50)$$

$$(V_{MPP,a})_{\max} = N \cdot V_{MPP,mCO2} = 99 \text{ V} \quad (4.51)$$

Como pode ser observado em (4.50) e (4.51), o arranjo fotovoltaico quando em sombreamento uniforme (USC) estará sempre dentro da faixa de tensão permissível do barramento CC mostrada na Tabela 4.11.

Como a tensão mínima admissível para o barramento CC do VSC ainda é inferior à tensão do arranjo FV em todas as condições de operação quando em USC, é possível utilizar uma técnica de GMPPT para localizar o pico global da curva $P-V$ em caso de PSC, pois há uma margem de tensão para realizar a busca. A diferença entre a tensão mínima do barramento CC e a tensão de MPP do arranjo FV em USC possibilita, em conjunto com uma técnica de GMPPT, que a geração total do arranjo não seja prejudicada caso ocorra sombreamento parcial ou total em até 2,5 módulos do arranjo (equivalente 42% dos módulos do arranjo). Como o número de módulos é baixo, vale a pena considerar que existem mais de um diodo de *bypass* por módulo.

A máxima potência gerada pelo arranjo FV ocorrerá quando todos os módulos estiverem na Condição de Operação 1. A potência do sistema pode ser aumentada pela adição em paralelo de *strings* de N módulos.

$$P_{FV} = N \cdot P_{MPP,mCO1} = 403,2 \text{ W} \quad (4.52)$$

A Tabela 4.14 resume o dimensionamento do arranjo fotovoltaico para este caso de estudo.

Tabela 4.14 – Características do arranjo FV dimensionado o sistema FV-FAP em 40 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Modelo de módulo utilizado	-	KC65T
Número de módulos conectados em série	N	6
Potência	P_{FV}	403,2 W
Máxima tensão de MPP em USC	$(V_{MPP,a})_{\min}$	80,4 V
Mínima tensão de MPP em USC	$(V_{MPP,a})_{\max}$	99 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma vez que o dimensionamento do Conversor Fonte de Tensão e do Arranjo FV foi apresentado para o sistema FV-FAP em tensão de 40V que foi implementado experimentalmente, passa-se a apresentar o projeto dos controladores utilizados neste sistema.

4.2.3 Projeto dos controladores

Com base nos modelos desenvolvidos e nos parâmetros obtidos nos capítulos anteriores, nesta seção será apresentado o projeto dos controladores do sistema FV-FAP em tensão de 40V.

O procedimento adotado para o projeto dos controladores é similar ao já mostrado na Seção 4.1.4.

O período de amostragem do sistema de controle do FV-FAP em tensão de 40 V é:
 $T_s = 30 \mu s$.

4.2.3.1 Projeto do controlador PI do PLL

A função de transferência do PLL foi obtida na Seção 3.4.1 e é equivalente a um integrador. Deste modo, a função de transferência tem o formato da função de transferência mostrada em (4.29), sendo a constante de tempo τ_{PLL} igual a 1 s.

O controlador PI do PLL foi projetado considerando os seguintes critérios: tempo de acomodação $t_{a,PLL} = 1$ s e coeficiente de amortecimento $\zeta_{PLL} = 0,5$. Os parâmetros do controlador são obtidos primeiramente no tempo contínuo por (4.36) e (4.37) e em seguida são convertidos para os parâmetros no tempo discreto por (4.38) e (4.39). Assim, obtém-se:

$$K_{p_z,PLL} = 8$$

$$K_{i_z,PLL} = 0,0019$$

A Tabela 4.15 resume os critérios de desempenho e os parâmetros do controlador PI do PLL para o caso do sistema FV-FAP em tensão de 40V.

Tabela 4.15 – Parâmetros do projeto do controlador PI do PLL para o sistema FV-FAP em 40 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Período de amostragem	T_S	30 μ s
Constante de tempo da planta	τ_{PLL}	1 s
Tempo de acomodação	$t_{a,PLL}$	1 ms
Coefficiente de amortecimento	ζ_{PLL}	0,5
Ganho proporcional	Kp_{PLL}	8
Tempo integrativo	Ti_{PLL}	125 ms
Ganho proporcional discreto	$Kp_{z,PLL}$	8
Ganho integrativo discreto	$Ki_{z,PLL}$	0,019

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.3.2 Projeto do controlador PI da tensão do barramento CC

A função de transferência da tensão do barramento CC foi obtida na Seção 3.4.2. Deste modo, a função de transferência tem o formato da função de transferência mostrada em (4.29), sendo a constante de tempo $\tau_{VDC} = C_{DC} \cdot V_{DC}^*$.

Considerando que a tensão de referência do barramento CC é variável para executar o GMPPT, foi considerado o valor de 100 V para este dimensionamento pois é intermediário à faixa de tensão permissível ao barramento CC. Logo, a constante de tempo da malha de tensão é

$$\tau_{VDC} = 0,11 \text{ s.}$$

O controlador PI da tensão do barramento CC foi projetado considerando os seguintes critérios: tempo de acomodação $t_{a,VDC} = 9,2 \text{ ms}$ e coeficiente de amortecimento $\zeta_{VDC} = 0,7$. Os parâmetros do controlador são obtidos primeiramente no tempo contínuo por (4.36) e (4.37) e em seguida são convertidos para os parâmetros no tempo discreto por (4.38) e (4.39). Assim, obtém-se:

$$Kp_{z,VDC} = 35,76$$

$$Ki_{z,VDC} = 0,481$$

A Tabela 4.16 resume os critérios de desempenho e os parâmetros do controlador PI da tensão do barramento CC para o caso do sistema FV-FAP em tensão de 40V.

Tabela 4.16 – Parâmetros do projeto do controlador PI da tensão do barramento CC para o sistema FV-FAP em 40 V

Parâmetro	Símbolo	Valor
Período de amostragem	T_S	30 μ s
Constante de tempo da planta	τ_{VDC}	0,11 s
Tempo de acomodação	$t_{a,VDC}$	9,2 ms
Coeficiente de amortecimento	ζ_{VDC}	0,7
Ganho proporcional	K_{pVDC}	36
Tempo integrativo	T_{iVDC}	2,25 ms
Ganho proporcional discreto	$K_{pz,VDC}$	35,76
Ganho integrativo discreto	$K_{iz,VDC}$	0,481

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.3.3 Projeto do Filtro Passa Baixa

O filtro passa baixa empregado na estratégia de controle adotada no FV-FAP em tensão de 40 V é exatamente o mesmo já projetado na Seção 4.1.4.4. Os parâmetros obtidos para este filtro são rerepresentados na Tabela 4.17.

Tabela 4.17 – Parâmetros do filtro passa baixa utilizado na separação das componentes médias e oscilantes das potências instantâneas

Parâmetro	Símbolo	Valor
Constante de tempo	T_{FBP}	30 ms
Constante de decaimento da última amostra	b_I	0,999
Constante de proporção da entrada	a_0	0,001

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.3.4 Projeto dos parâmetros do GMPPT

Para o arranjo FV dimensionado na Tabela 4.14, formado por 6 módulos KC65T conectados em série, os parâmetros para o algoritmo de GMPPT já foram apresentados na Seção 2.5. Os parâmetros do GMPPT utilizados são mostrados na Tabela 4.18 para o sistema FV-FAP em tensão de 40 V.

Tabela 4.18 – Parâmetros do GMPPT proposto para o arranjo FV formado por seis módulos KC65T conectados em série

Parâmetro	Símbolo	Valor
Constantes para estimação dos MPPs	α	0,90
	k_I	0,72
Intervalo entre as estimativas dos MPPs	T_e	15 ms
Varição de tensão do P&O	ΔV	0,25 V
Intervalo entre as perturbações do P&O	T_p	3 ms
Tensão mínima para o barramento CC	V_{DCmin}	65 V
Potência para entrar no Modo Noturno	P_{crit}	15 W
Tensão do barramento CC de referência para o Modo Noturno	V_{DCI}	100 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Este capítulo apresenta os resultados obtidos a partir da simulação do sistema FV-FAP com topologia de estágio único no simulador PSIM v9.0. Pretende-se analisar o desempenho dinâmico da estratégia de controle proposta para os sistemas pela observação da resposta dos seguintes blocos: PLL, detector de sequência positiva, Teoria $p-q$, controlador de corrente, controle da tensão do barramento CC e GMPPT.

O PSIM é um *software* de simulação de circuitos elétricos projetado especificamente para uso em eletrônica de potência. Foi desenvolvido pela *Powersim Inc.* e utiliza análise nodal de circuitos e integração trapezoidal como base de seu algoritmo de simulação.

O sistema FV-FAP cujos resultados serão apresentados, foi implementado na tensão nominal de distribuição da rede elétrica (380 V). Todos os parâmetros utilizados, tanto do circuito de potência como do sistema de controle, foram apresentados na Seção 4.1.

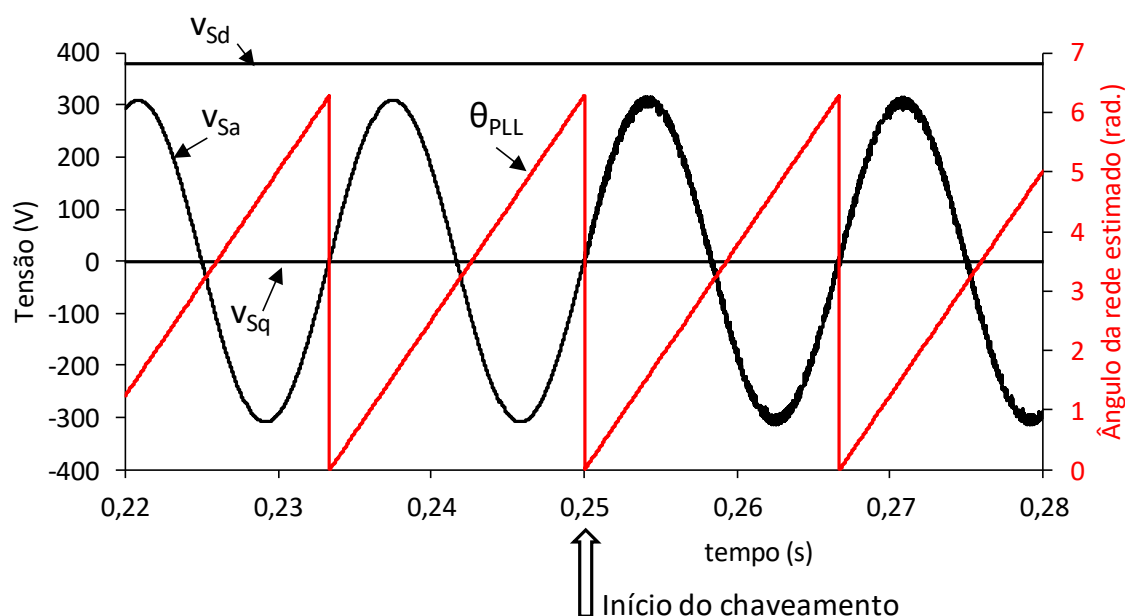
O sistema de controle foi implementado no PSIM em tempo discreto por meio do bloco de programação em C (*C Block*). Deste modo, foi possível utilizar o mesmo código em linguagem C do DSP empregado na implementação experimental, mostrado na Figura 6.4, sendo necessário apenas algumas adaptações. As imagens do sistema FV-FAP montado no PSIM são mostradas no Apêndice A.

5.1 Desempenho do PLL

Para o funcionamento do sistema FV-FAP conectado à rede elétrica, o sistema de sincronização PLL é executado e retorna o valor instantâneo ângulo de fase estimado da rede elétrica (θ_{PLL}). Este ângulo varia de 0 a 2π e possui a mesma frequência da rede elétrica. As tensões da rede em coordenadas dq síncronas (v_{sd} e v_{sq}) são calculadas em função do ângulo estimado. O ângulo obtido é sincronizado com a tensão de fase da rede elétrica (v_{sa}), com as transformadas utilizadas v_{sd} é positivo e v_{sq} é nulo.

A Figura 5.1 mostra os resultados de simulação obtidos para o PLL projetado. No instante de tempo $t=0,25$ s o chaveamento do sistema FV-FAP é iniciado, como pode ser observado, um ruído de alta frequência surge na tensão da rede devido à indutância série da rede elétrica, porém não afeta o sinal do ângulo produzido pelo PLL.

Figura 5.1 – Resultados de simulação do PLL do sistema FV-FAP em tensão de 380 V



Fonte: elaborado pelo autor.

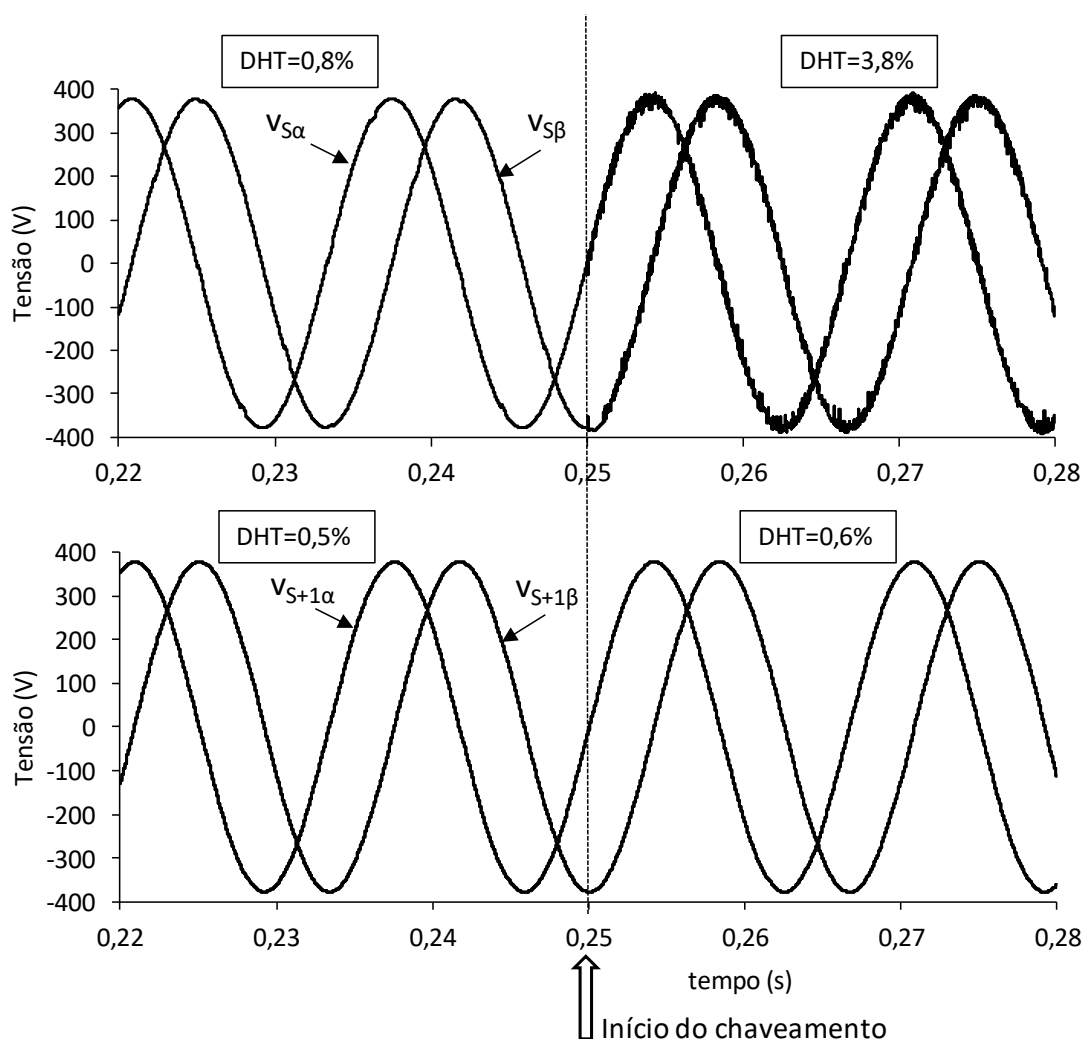
5.2 Desempenho do Detector de Sequência Positiva

Para a compensação de todas as harmônicas de corrente da carga, o cálculo das correntes de referência deve ser feito a partir de uma amostra da tensão livre de distorções. Desta forma, a fim de se obter apenas a componente de sequência positiva da tensão da rede elétrica em sua frequência fundamental mesmo quando esta apresenta distorções, utiliza-se um bloco Detector de Sequência Positiva (PSD).

O PSD recebe as tensões da rede elétrica em coordenadas $\alpha\beta$ ($v_{S\alpha}$ e $v_{S\beta}$), que podem conter distorções, e fornece apenas a componente fundamental e de sequência positiva destas tensões ($v_{S+1\alpha}$ e $v_{S+1\beta}$).

A Figura 5.2 mostra os resultados de simulação obtidos do PSD implementado. No instante de tempo $t=0,25$ s o chaveamento do sistema FV-FAP é iniciado. Antes disso, uma pequena distorção em $v_{S\alpha}$ e $v_{S\beta}$ pode ser observada (DHT=0,8%), causada pela distorção na corrente da carga que é refletida na tensão da rede por L_S . Após o início da atuação do FV-FAP, apenas a distorção de alta frequência surge na tensão da rede (DHT=3,8%). Em todos os instantes, as tensões de saída do PSD ($v_{S+1\alpha}$ e $v_{S+1\beta}$) não apresentaram distorções relevantes, obtendo uma DHT média de 0,55%.

Figura 5.2 – Resultados de simulação do Detector de Sequência Positiva do sistema FV-FAP em tensão de 380 V

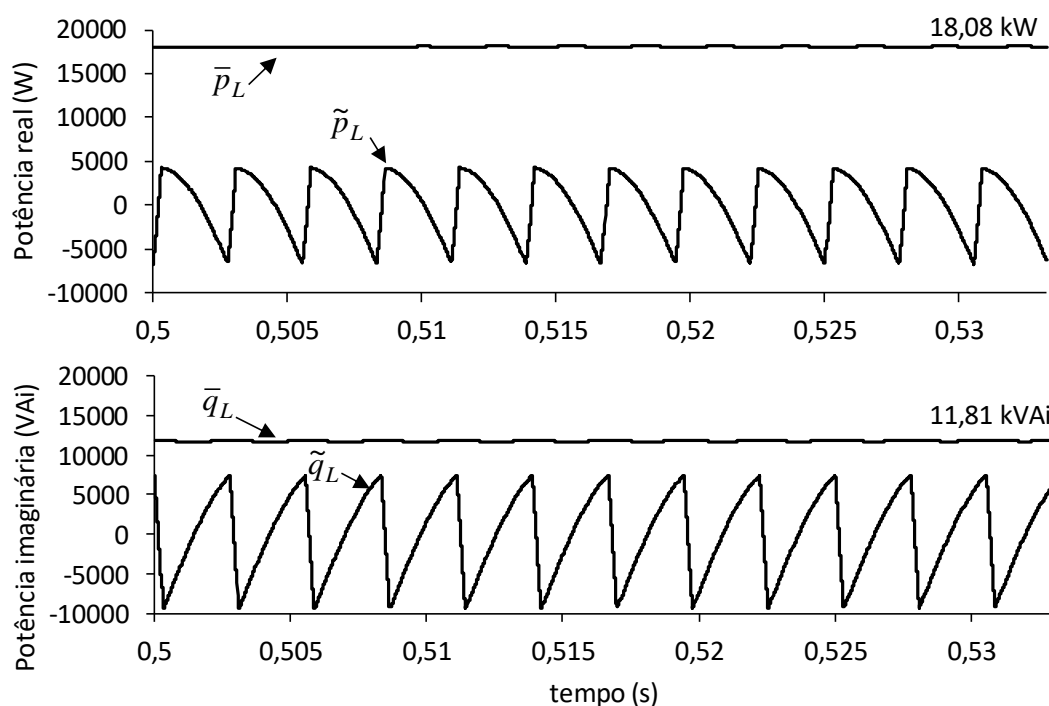


Fonte: elaborado pelo autor.

5.3 Análise das potências da carga e geração das correntes de compensação pela Teoria $p-q$

Para a compensação de harmônicos de corrente e potência reativa da carga, o filtro passa baixa projetado na Seção 4.1.4.4 deve separar as componentes média e oscilante das potências instantâneas adequadamente. A Figura 5.3 mostra o resultado de simulação do cálculo das potências instantâneas da carga (retificador controlador) com as componentes médias e oscilantes já separadas pela atuação do FBP. Pode-se observar que as componentes oscilantes possuem valor médio nulo enquanto que as componentes médias são praticamente constantes.

Figura 5.3 – Resultados de simulação das potências instantâneas da carga do sistema FV-FAP em tensão de 380 V

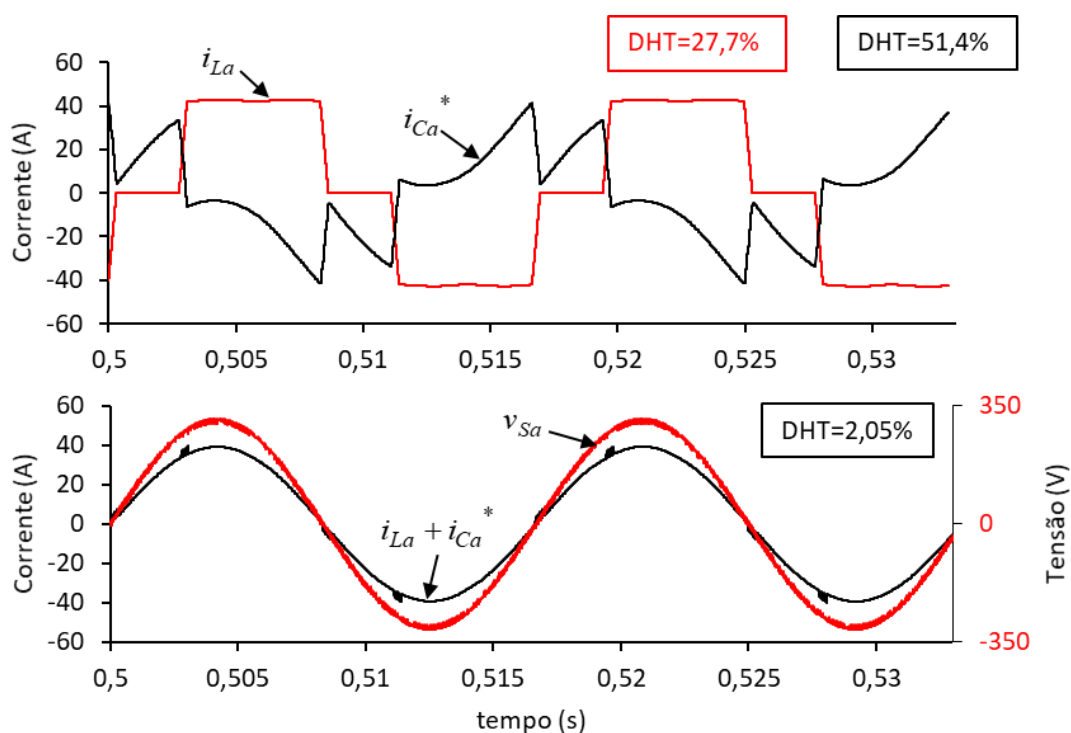


Fonte: elaborado pelo autor.

As componentes \tilde{p} , \bar{q} e \tilde{q} devem ser compensadas pela função de filtragem ativa do FV-FAP. A potência ativa da carga de 18,08 kW é fornecida total ou parcialmente pela rede elétrica, dependendo da potência disponibilizada pela geração fotovoltaica.

A corrente de referência do FV-FAP da fase a (i_{Ca}^*) para compensação de \tilde{p} , \bar{q} e \tilde{q} , é mostrada na Figura 5.4. Observa-se que a corrente da carga (i_{La}) possui DHT de 27,7%, e quando somada à corrente de compensação de referência, a DHT passa a ser de apenas 2,11%. Também se nota que a fase da corrente da carga é atrasada em relação a tensão de fase (v_{sa}) e que ao se somar a corrente de compensação de referência gerada, o atraso de fase é anulado.

Figura 5.4 – Resultados de simulação da corrente de referência do sistema FV-FAP em tensão de 380 V para compensação das potências indesejáveis da carga



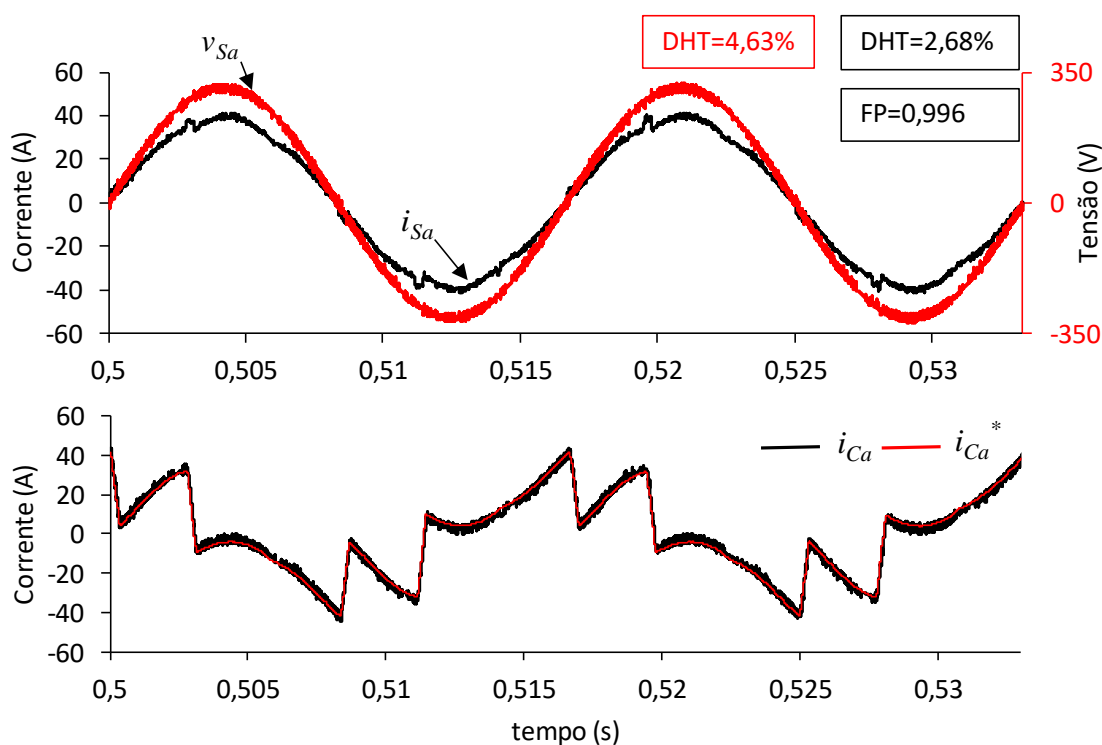
Fonte: elaborado pelo autor.

5.4 Desempenho do Controlador de Corrente

O controlador de corrente deve gerar os comandos de chaveamento do VSC para que a corrente de referência (i_{Ca}^*) seja sintetizada. O resultado da simulação do controlador de corrente por histerese aplicado ao sistema FV-FAP proposto é apresentado na Figura 5.5. Pode ser observado que a corrente controlada não apresenta transitórios oscilantes quando há mudanças bruscas na corrente de referência, como é comum em algumas estratégias de controle de corrente, como a que utiliza o controlador PI nas malhas de controle da corrente em coordenadas dq .

Com a atuação da função de filtragem ativa do FV-FAP, a DHT da corrente da rede elétrica é reduzida de 27,7% para 4,63%, atendendo até o critério mais exigente de DHT, 5%, sugerido pela norma IEEE 519:2014. Já para a tensão da rede, a DHT é de 2,68% e está abaixo do valor de 5% sugerido como limite de distorção pela mesma norma. O fator de potência (FP) da rede elétrica também é melhorado, de 0,809 para 0,996.

Figura 5.5 – Resultados de simulação do controlador de corrente por histerese com banda adaptativa do sistema FV-FAP em tensão de 380 V



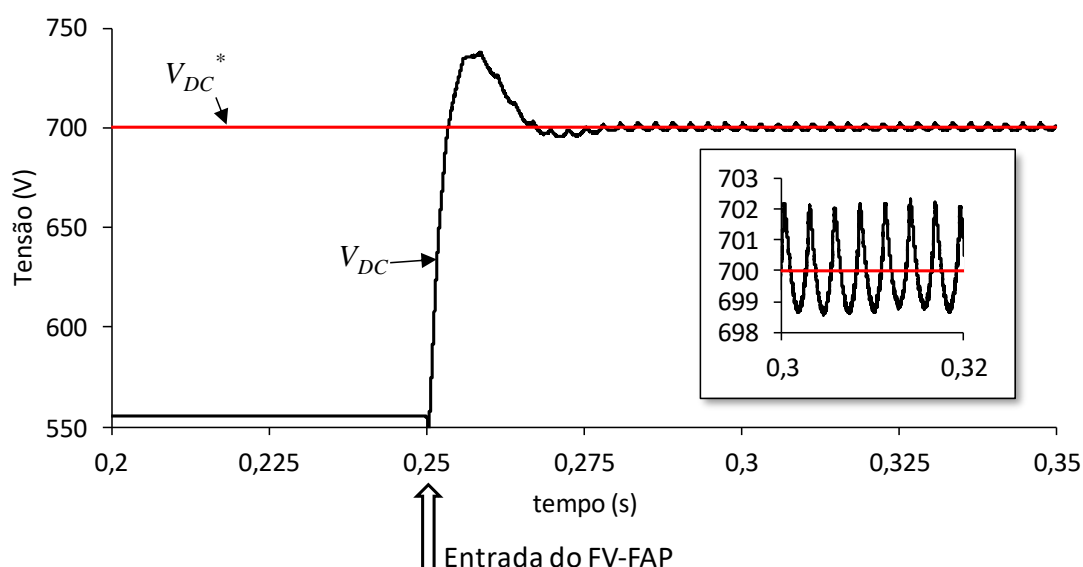
Fonte: elaborado pelo autor.

5.5 Desempenho do Controlador de Tensão do Barramento CC

Nos resultados mostrados até então, foi considerado apenas o funcionamento do FV-FAP como filtro ativo. No funcionamento real do sistema, o FV-FAP pode ser iniciado com geração fotovoltaica (durante o dia) ou sem geração fotovoltaica (durante a noite).

No caso do FV-FAP iniciar sem geração fotovoltaica, antes do início do chaveamento, a ponte trifásica de MOSFETs atua como um retificador, carregando a tensão do barramento CC até 555 V. O GMPPT inicia com a condição de saída da Primeira Etapa satisfeita e com geração nula, logo irá operar no Modo Noturno. A Figura 5.6 mostra o desempenho do controlador de corrente quando o sistema FV-FAP é iniciado durante a noite. A compensação dos harmônicos da carga provoca uma oscilação de V_{DC} em regime permanente, ultrapassando a referência em apenas 0,35%.

Figura 5.6 – Resultados de simulação do controle da tensão do barramento CC do sistema FV-FAP em tensão de 380 V iniciando sem geração FV

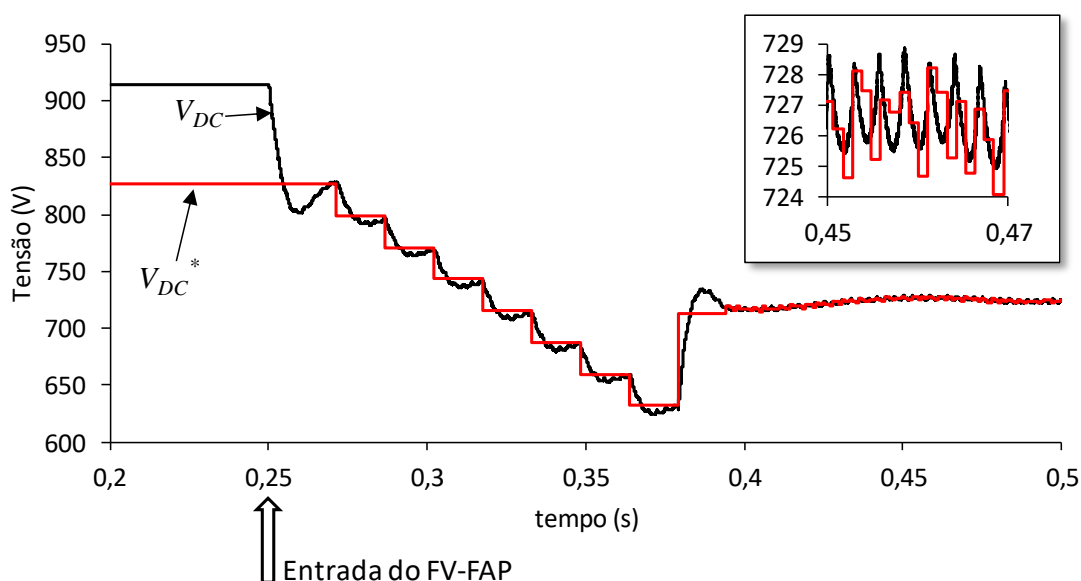


Fonte: elaborado pelo autor.

No caso do FV-FAP iniciar durante o dia, com geração fotovoltaica, antes do início do chaveamento, o barramento CC estará carregado com a tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico. Essa tensão inicial é de, aproximadamente, 900 V quando os módulos estão numa temperatura de 47°C. O controlador de tensão deve atuar para regular a tensão do barramento CC para os valores de referência estipulados pelo GMPPT.

A Figura 5.7 mostra o resultado de simulação do controlador de tensão do barramento CC com o FV-FAP iniciando durante o dia, com geração fotovoltaica disponível. O controlador de tensão atua reduzindo a tensão do barramento do valor da tensão desde seu valor de circuito aberto até os patamares de referência estabelecidos na Primeira Etapa de funcionamento do algoritmo de GMPPT. Em seguida, no instante $t=0,4$ s, o sistema entra em regime permanente executando a Segunda Etapa do GMPPT (P&O).

Figura 5.7 – Resultados de simulação do controle da tensão do barramento CC do sistema FV-FAP em tensão de 380 V iniciando com geração FV



Fonte: elaborado pelo autor.

5.6 Desempenho do GMPPT proposto e do sistema FV-FAP de estágio único

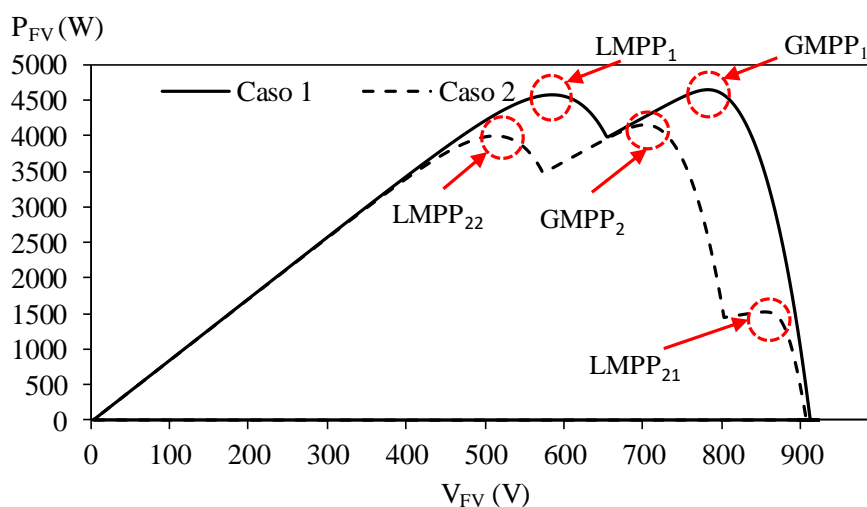
Para validar o GMPPT proposto e o sistema FV-FAP com topologia de estágio único, foi realizada uma simulação com transição das condições de sombreamento.

A Figura 5.8 mostra a curva $P-V$ do arranjo fotovoltaico nas duas condições de operação consideradas. O sistema inicia no Caso 1. Nesta situação, o arranjo está em PSC com dois níveis de irradiação e temperatura de 47°C . No instante $t=500\text{ ms}$, as condições de operação do arranjo fotovoltaico mudam para o Caso 2. Neste caso, o arranjo está em PSC com 3 níveis de irradiação. A temperatura dos módulos continua em 47°C no Caso 2. A Tabela 5.1 mostra os níveis de irradiação em cada módulo para os Casos 1 e 2.

Tabela 5.1 – Padrões de irradiação para cada um dos 30 módulos KD210GX-LPU do arranjo

Padrão de sombreamento	Número do módulo e o respectivo valor de irradiação (W/m^2)									
	1-3	4-6	7-9	10-12	13-15	16-18	19-21	22-24	25-27	28-30
Caso 1	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	700	700
Caso 2	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	700	700	200

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.8 – Curvas P - V das situações Caso 1 e Caso 2

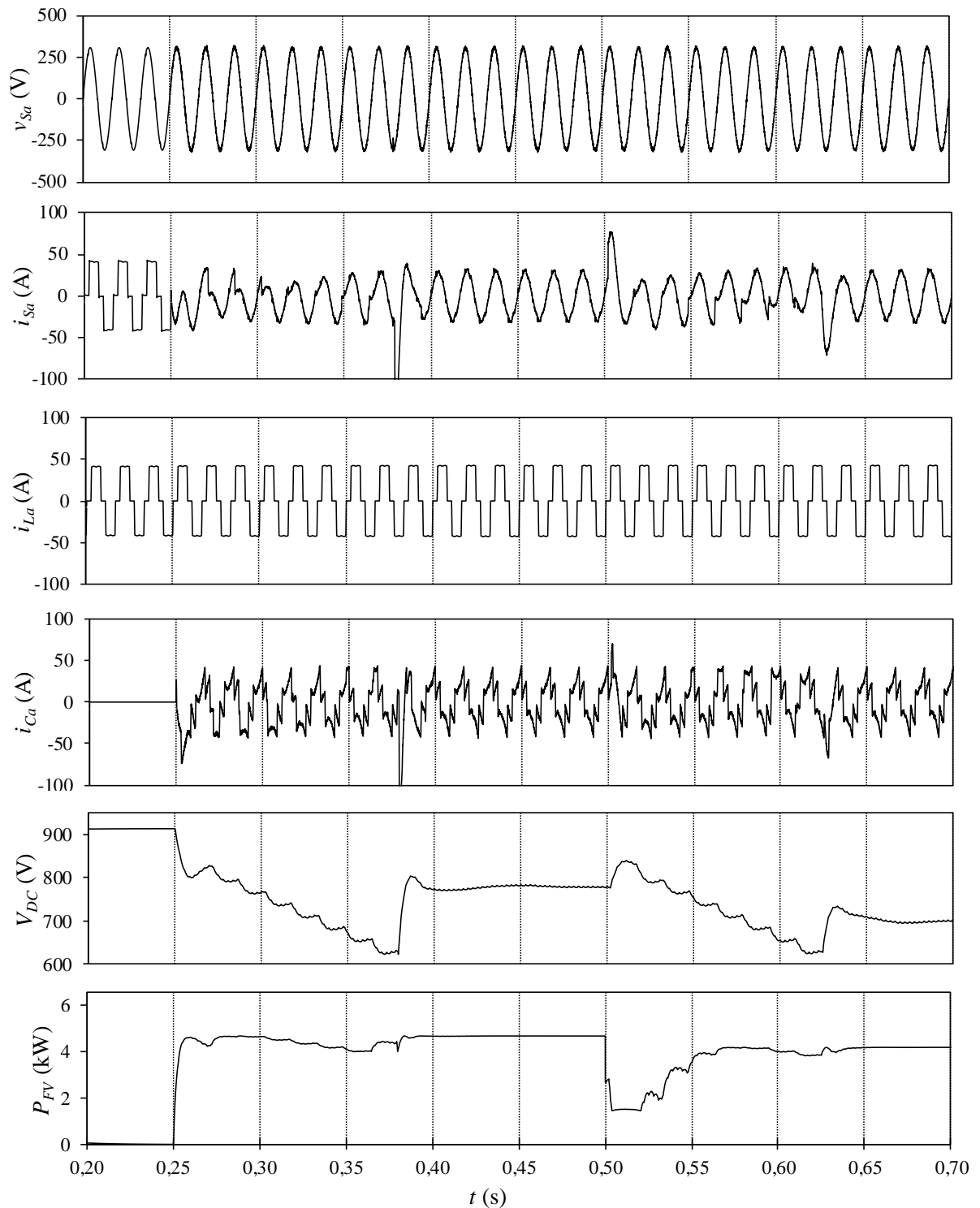
Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 5.9 apresenta a performance dinâmica do sistema FV-FAP quando ocorre mudança nas condições de irradiação do arranjo fotovoltaico. Em $t=0,25$ s, o sistema FV-FAP é iniciado, assim o algoritmo de GMPPT inicia o rastreamento. Neste período o arranjo FV está em PSC (Caso 1). O GMPP do Caso 1 é atingido após decorrido 144 ms, com potência gerada de 4,65 kW e tensão no barramento CC de 778 V.

A mudança nas condições de irradiação do Caso 1 para o Caso 2 ocorre no instante $t=0,5$ s, quando 3 módulos (10% do arranjo) são sombreados para 20% da irradiação anterior. Como consequência, a potência gerada cai de 4,65 kW para 3,64 kW (redução de 21,7%). Nota-se que a redução da potência gerada é impactada pelo nível de sombreamento e pela quantidade de módulos sombreados. Se o algoritmo de GMPPT não for capaz de detectar essa mudança nas condições de operações e de identificar que agora está em um pico local, o potencial de geração do arranjo FV é desperdiçado.

Com a atuação correta do GMPPT proposto, o novo GMPP é rastreado com potência de 4,16 kW e tensão de 698 V, ou seja, a redução da geração após a mudança nas condições de irradiação foi de apenas 10,5%. Entretanto, utilizando algoritmos de MPPT convencionais (P&O, HC e IncCond), como os utilizados nos sistemas similares ao FV-FAP já propostos pela literatura, a perda de potência seria de 21,7% se a tensão do arranjo fosse mantida ou de 67,7% se o algoritmo ficasse preso no LMPP₂₁.

Figura 5.9 – Desempenho do sistema FV-FAP em tensão de 380 V com mudança nas condições de irradiação



Fonte: elaborado pelo autor.

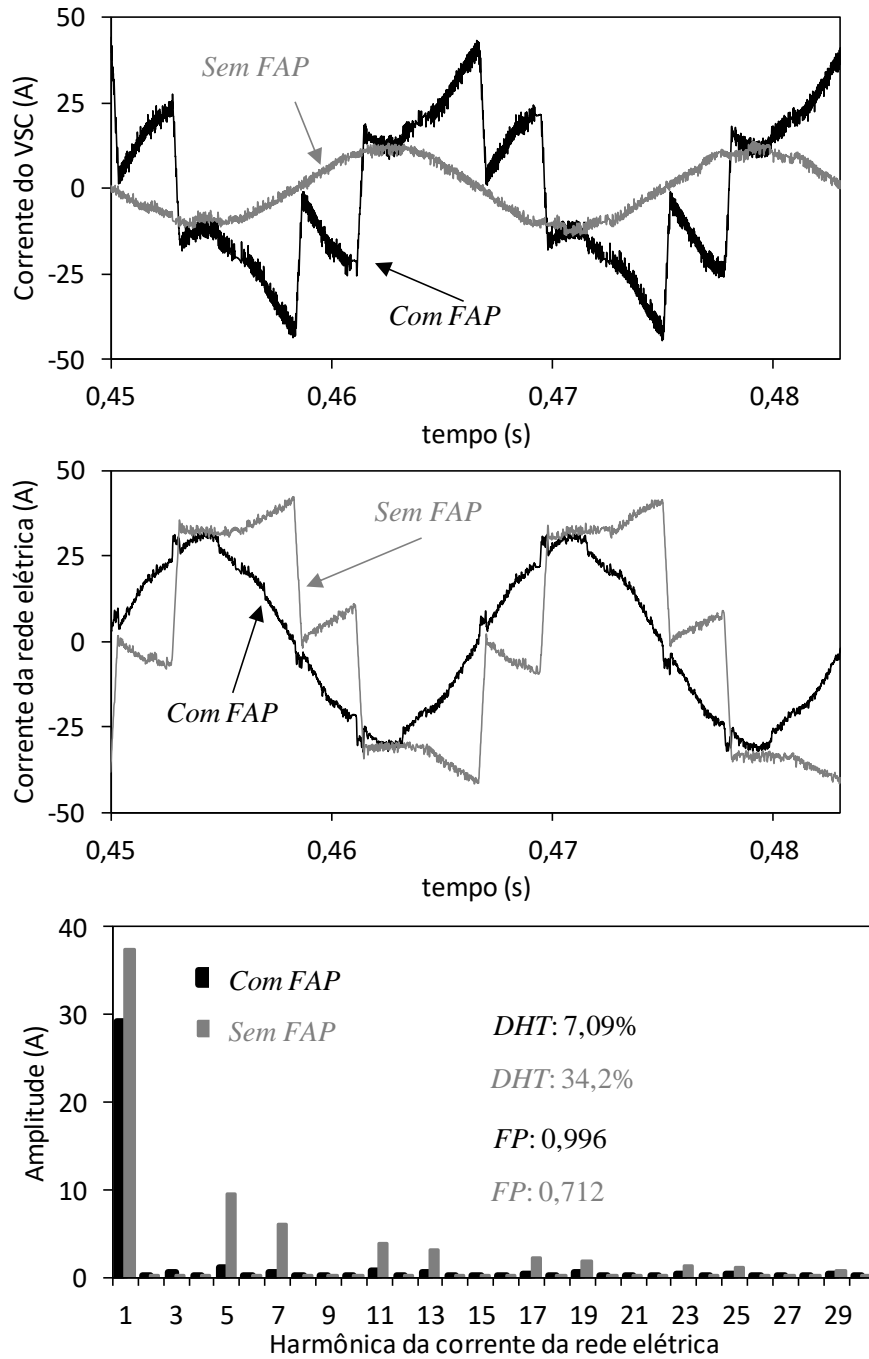
A Figura 5.10 mostra a performance do sistema FV-FAP em regime permanente durante a condição de irradiação do Caso 1. A tensão no barramento CC é de 778 V (GMPP do

Caso 1) e está dentro da faixa de tensão permissível a este barramento. A Figura compara a corrente da rede elétrica com a atuação da função de filtragem ativa do FV-FAP (em preto) e sem a atuação da função de filtragem ativa (em cinza). A corrente da rede sem a atuação do FAP é composta pela corrente da carga e pela corrente injetada da geração FV, apresentando uma DHT de 34,2%. Com a atuação do FAP, a DHT da corrente da rede é reduzida para 7,09%, ficando abaixo do limite de 8% sugerido pela norma IEEE 519:2014 para uma relação de corrente de curto-circuito e corrente da carga (ISC/IL) maior do que 20. O fator de potência da instalação é melhorado de 0,712 para 0,996, com a atuação da função de FAP do conversor, atendendo o limite de 0,92 determinado pelo PRODIST - Módulo 8 de 2018.

A Figura 5.11 apresenta a performance do sistema FV-FAP em regime permanente durante a condição de irradiação do Caso 2. A tensão no barramento CC é de 698 V (GMPP do Caso 2) e está dentro da faixa de tensão permissível a este barramento. A corrente da rede sem a atuação do FAP é composta pela corrente da carga e pela corrente injetada da geração FV, apresentando uma DHT de 33%. Com a atuação do FAP, a DHT da corrente da rede é reduzida para 6,38% ficando abaixo do limite de 8% sugerido pela norma IEEE 519:2014 para uma relação de corrente de curto-circuito e corrente da carga (ISC/IL) maior do que 20. O fator de potência da instalação é melhorado de 0,737 para 0,996, com a atuação da função de FAP do conversor, atendendo o limite de 0,92 determinado pelo PRODIST - Módulo 8 de 2018.

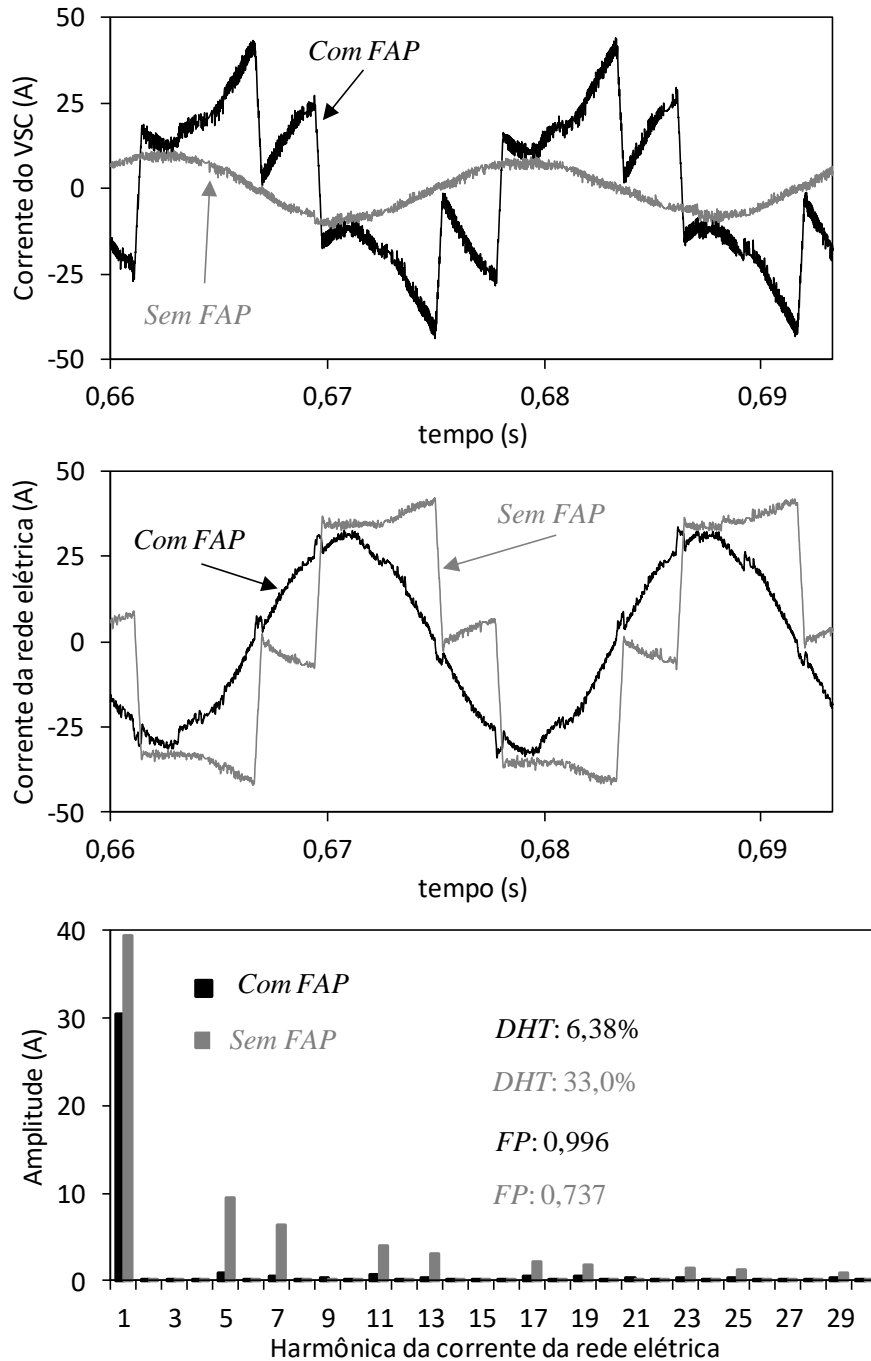
Pode ser observado que apesar da diferença da tensão do barramento CC nos dois casos, a compensação de harmônicos de corrente é satisfatória, atendendo ao segundo critério mais exigente da norma vigente.

Figura 5.10 – Comparação da forma de onda da corrente do VSC e da rede e do espectro harmônico da corrente da rede elétrica com a função de filtragem ativa do FV-FAP (preto) e sem a função de filtragem ativa (cinza), com o barramento CC em 778 V (Caso 1)



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 5.11 – Comparação da forma de onda da corrente do VSC e da rede e do espectro harmônico da corrente da rede elétrica com a função de filtragem ativa do FV-FAP (preto) e sem a função de filtragem ativa (cinza), com o barramento CC em 698 V (Caso 2)



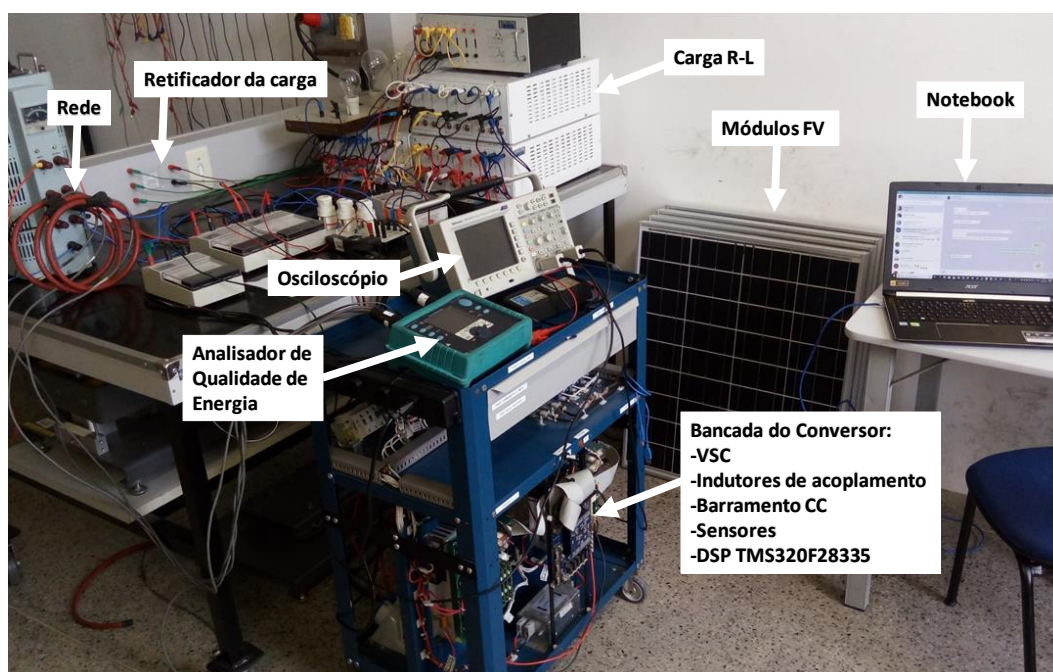
Fonte: elaborado pelo autor.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a estratégia de controle proposta para o sistema FV-FAP com topologia de estágio único, um protótipo do sistema foi implementado no laboratório e submetido a testes. Os parâmetros e projeto dos controladores do FV-FAP experimental são detalhados na Seção 4.2. Os resultados experimentais foram levantados em duas situações: considerando o sombreamento sempre uniforme nos módulos FV; considerando a ocorrência de sombreamento parcial nos módulos FV.

Uma fotografia do protótipo e da bancada montada no laboratório é apresentada na Figura 6.1. A montagem realizada possui uma bancada equipada com um conversor *back-to-back*, que consiste em dois VSCs conectados pelo mesmo barramento CC, um autotransformador para redução da tensão da rede, instrumentos de medição, carga, módulos fotovoltaicos e um *notebook* para programação do DSP e visualização das formas de ondas obtidas pelos sensores do conversor. A bancada do conversor também possui sensores de tensão e de corrente, indutores de acoplamento, barramento CC capacitivo e um DSP TMS320F28335 para o processamento digital do controle.

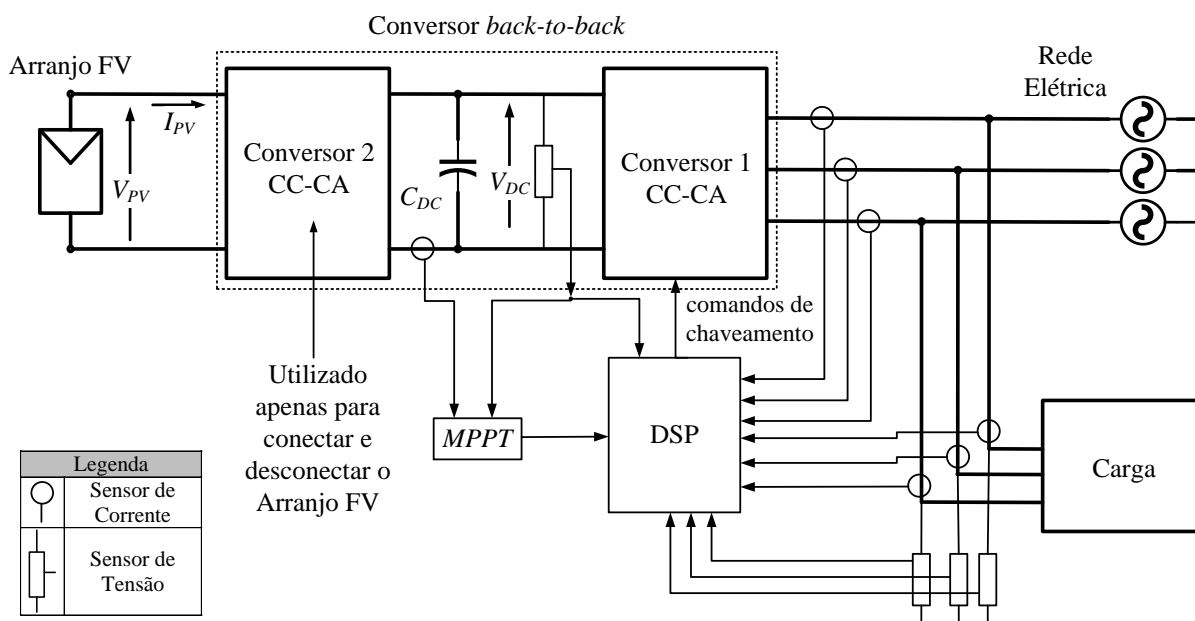
Figura 6.1 – Fotografia da bancada do sistema implementado experimentalmente



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 6.2 mostra como o conversor *back-to-back* foi utilizado para implementar o sistema FV-FAP. O conversor do lado esquerdo foi utilizado apenas para conectar ou desconectar o arranjo FV ao barramento CC. Todos os sensores de corrente e de tensão utilizados também são destacados na figura.

Figura 6.2 – Diagrama do conversor *back-to-back* utilizado como FV-FAP

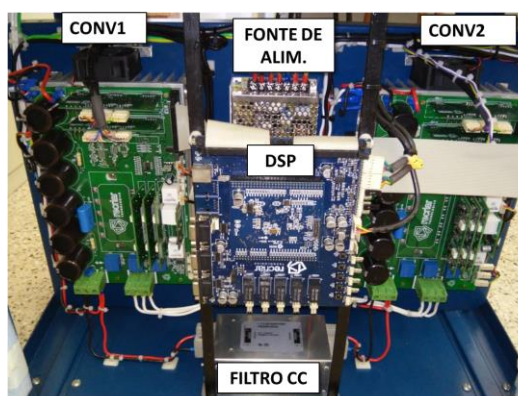


Fonte: elaborado pelo autor.

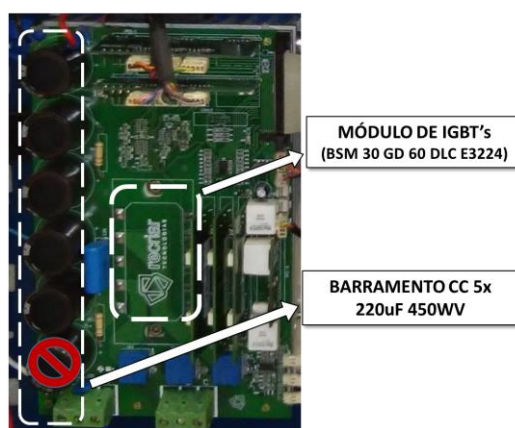
6.1 Descrição do *hardware* utilizado

A Bancada do Conversor utilizada para implementar o FV-FAP é mostrada na Figura 6.3. Nesta aplicação, o Conversor 1 é utilizado como o VSC do FV-FAP e o Conversor 2 é utilizado apenas para conexão do arranjo fotovoltaico. Foi utilizado apenas o barramento CC de um dos conversores, formado por 5 capacitores de 220 μF conectados em paralelo. A bancada possui um filtro LC na saída dos conversores, no entanto, é utilizado apenas a indutância do filtro. As chaves dos conversores são transistores IGBT de 30 A e 600 V, de modelo BSM 30 GD 60 DLC E3224 da fabricante *eupec*. O barramento CC é limitado em 450 V.

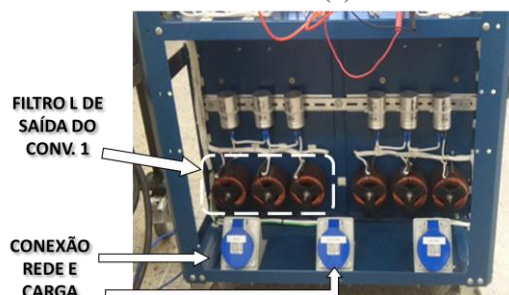
Figura 6.3 – Detalhes da bancada utilizada, (a) parte dianteira com conversores e placa de controle, (b) detalhe do conversor e (c) parte traseira



(a)



(b)



(c)

Fonte: elaborado pelo autor.

As correntes de saídas do conversor são medidas (sensores LEM HXS 20-NP), bem como as correntes da carga (sensores LEM HAS 50-S), as tensões da rede e a tensão do barramento CC (sensores baseados em divisores de tensão resistivos). A bancada é equipada com o DSP TMS320F28335.

6.2 Programação do DSP

O processador digital de sinais da *Texas Instruments* TMS320F28335, mostrado na Figura 6.4, foi utilizado para realizar o controle digital do sistema FV-FAP proposto. Este DSP tem as seguintes características (TEXAS INSTRUMENTS, 2015):

- Oscilador integrado de 150 MHz;
- Ponto flutuante de 32 bits em *hardware*;
- Arquitetura de barramento Harvard: um barramento para a memória de dados e outro para a memória de instruções;
- *Pipelining*: as instruções não possuem tempo de execução determinístico, pois as micro-operações das instruções são realizadas uma atrás da outra, independente de a instrução anterior ter sido concluída ou não;
- Abordagem RISC (Computador com Conjunto Reduzido de Instruções);
- Memória flash 16x256K e memória RAM 16x34K integrado;
- 58 Interrupções de periféricos;
- 88 Pinos de entrada e saída com multiplexação programável e individual (GPIO);
- 18 Saídas PWM (Temporizadores de 16 bits);
- 6 Entradas com *Event Capture* (Temporizadores de 32 bits);
- 2 Interfaces para *Quadrature Encoder* (Temporizadores de 32 bits);
- 3 Temporizadores de 32 bits;
- Porta serial;
- 16 Canais para conversão Analógico-Digital de 12 bits (tempo de conversão de 80 ns);
- Depuração em tempo real via *hardware*.

Figura 6.4 – Detalhe do DSP TMS320F28335 na placa de controle



Fonte: elaborado pelo autor.

A *Texas Instruments* (TI) disponibiliza um pacote integrado para propósitos de controle industrial chamada *controlSUITE™*. Este pacote consiste de arquivos de cabeçalho, arquivos fonte, bibliotecas, arquivos *linker command* (são arquivos que configuram a alocação das memórias *flash* e RAM do DSP) para desenvolvimento de um programa executável. Além do mais, também fornece vários códigos de exemplos, que permitem que um novo usuário possa aprender rapidamente. O *Code Composer Studio™* (CCS) é o ambiente de desenvolvimento ou IDE (*Integrated Development Enviroment*) para os microcontroladores da TI.

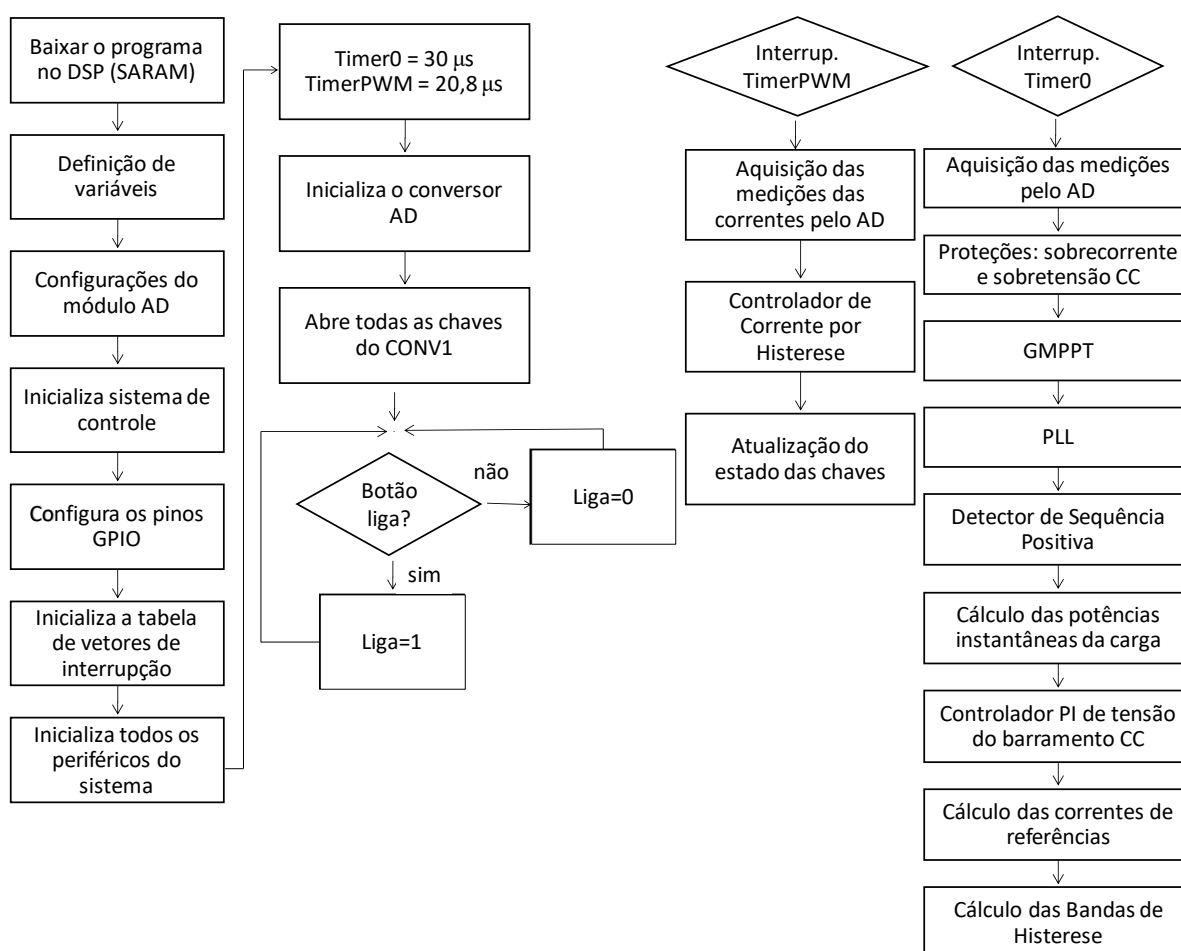
Nesta implementação, foram utilizados os seguintes periféricos do DSP: ePWM, ADC e Timer0. Foi utilizada a biblioteca matemática FPUfastRTS por operar com ponto flutuante e as funções trigonométricas são calculadas pela interpolação de valores preestabelecidos em uma tabela, produzindo resultados em menor tempo. A biblioteca padrão IQMath opera com ponto fixo e calcula funções trigonométricas através de expansão por série de Taylor.

O DSP TMS320F28335 se comunica em tempo real com o *Code Composer Studio* v8.1 por meio do emulador XDS100V2 para depuração e obtenção das medições. A obtenção de medições é realizada pelo armazenamento das variáveis em *buffers* cujos dados são enviados ao CCS v.8.1.

Na Figura 6.5 é apresentado o fluxograma do programa implementado no DSP para efetuar o controle do sistema FV-FAP. Como pode ser observado, o programa inicia com a declaração de variáveis, inicialização e configuração do *hardware* do DSP, o conversor inicia com todas as suas chaves abertas. Sequencialmente, o programa entra no *loop* principal, onde vigia os botões de ligar e desligar e espera pelas interrupções. As interrupções são eventos que

são disparados via *hardware* (mais comumente) e levam a execução do programa para outro bloco chamado ISR (*Interrupt Service Routine*), ou vetor de interrupção, faz as operações necessárias e retorna ao local do programa que estava anteriormente. Como visto no fluxograma, o programa possui duas interrupções, por ordem de maior prioridade: a primeira ocorre a cada período de 20,8 μs do módulo ePWM; a segunda ocorre quando o contador do *Timer0* atinge 30 μs .

Figura 6.5 – Fluxograma do código implementado no DSP



Fonte: elaborado pelo autor.

6.3 Resultados experimentais

Nas subsecções seguintes são apresentados diversos testes sob diferentes condições de sombreamento, irradiação e diferentes tipos de cargas, a fim de comprovar a característica multifuncional do sistema proposto, bem como, a operação e as vantagens das estratégias de controle adotadas.

6.3.1 Injetando a potência FV gerada na rede elétrica sob diferentes condições de sombreamento e carga não-linear (considerando o sombreamento uniforme em cada módulos)

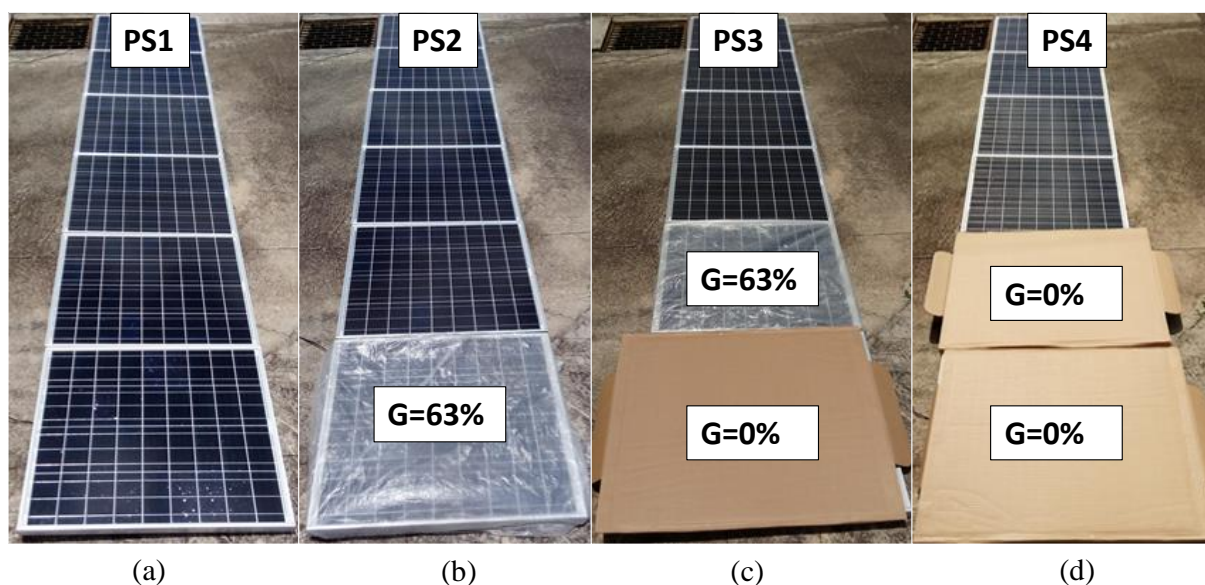
Nesta subseção é considerado que cada módulo está em sombreamento uniforme, apesar do arranjo estar submetido a sombreamento parcial. Desta forma, o GMPPT não está configurado para considerar que o módulo KC65T possui dois diodos de *bypass* e pode estar em PSC, estimando apenas um único pico de potência por módulo.

O desempenho da técnica de GMPPT proposta é analisado em diferentes condições de sombreamento. Simultaneamente, o FV-FAP atuará compensando harmônicos e reativos de uma carga não-linear composta por uma ponte retificadora trifásica que alimenta uma carga R-L ($R=26 \Omega$ e $L=80 \text{ mH}$). A potência ativa desta carga na frequência fundamental é de 113 W. Foram aplicados alguns materiais sobre os módulos FV, como mostrado na Figura 6.6, de forma a permitir a incidência da irradiação em três níveis (100%, 63% e 0%) para simular uma condição de sombreamento parcial. As curvas $P-V$, obtidas experimentalmente para os quatro padrões de sombreamento (PS1, PS2, PS3 e PS4) são mostradas na Figura 6.7.

O resultado experimental da atuação do sistema FV-FAP proposto submetido a diferentes condições de sombreamento e carga não-linear é mostrado na Figura 6.8. Pode ser observado que a varredura na tensão do barramento CC pode modificar a forma da corrente da rede, mas apenas durante o curto período do tempo de execução do GMPPT. Nota-se que após o rastreamento do GMPP, a corrente da rede já passa a ter a forma senoidal devido a atuação correta da compensação dos harmônicos pelo FV-FAP.

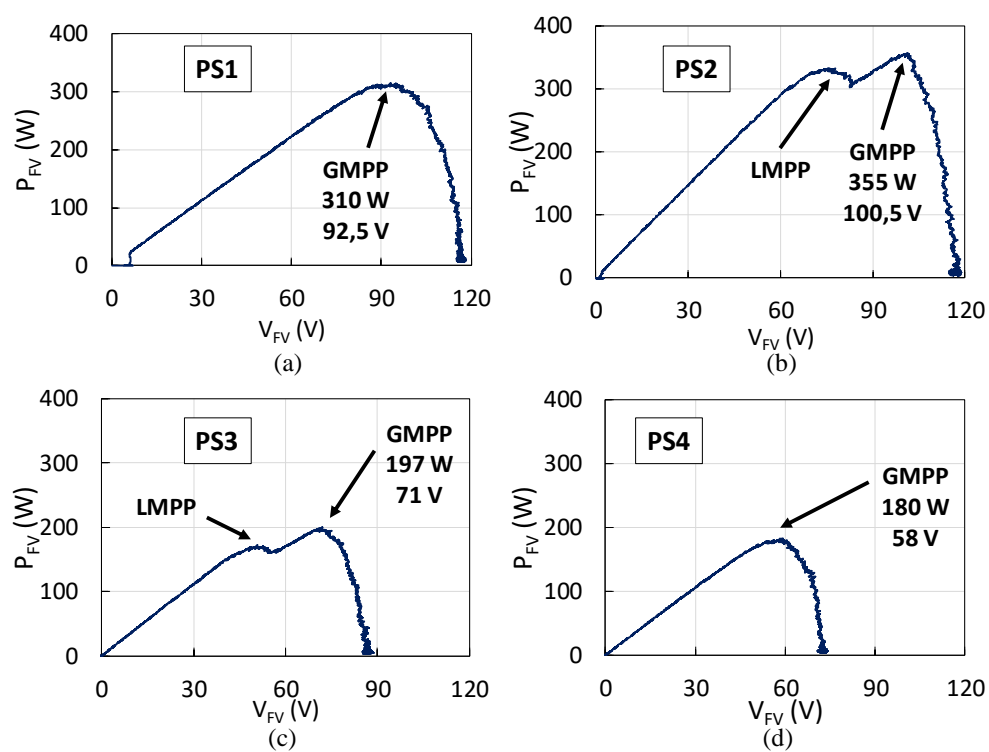
Logicamente, pode haver alguma diferença nas magnitudes entre os resultados do GMPP da Figura 6.7 e da Figura 6.8 devido as variações na irradiação solar e na temperatura durante a captura dos resultados.

Figura 6.6 – Arranjo fotovoltaico e os padrões de sombreamento PS1 (a), PS2 (b), PS3 (c) e PS4 (d)



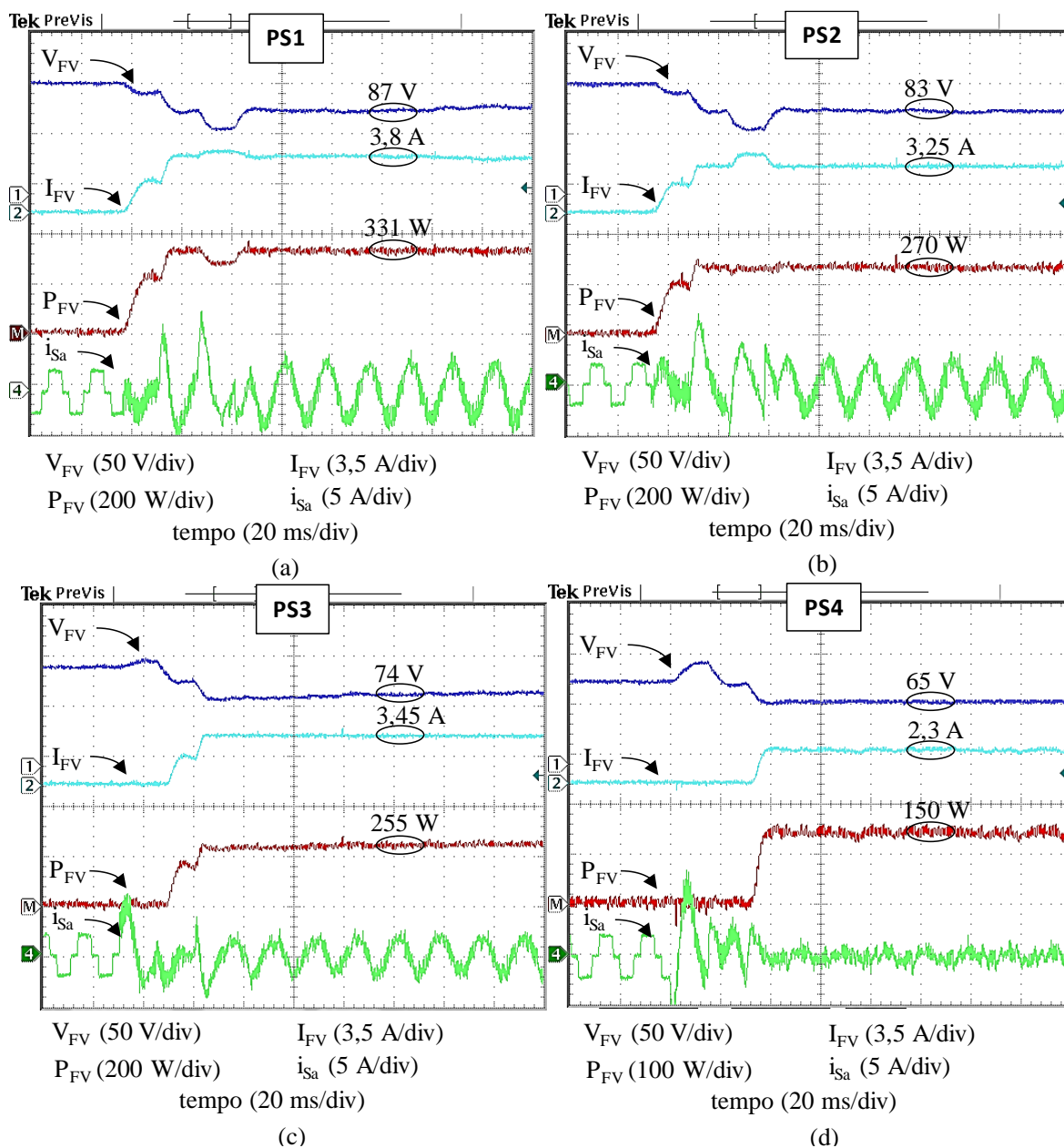
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 6.7 – Curvas P - V do arranjo fotovoltaico nos padrões de sombreamento PS1 (a), PS2 (b), PS3 (c) e PS4 (d)



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 6.8 – Resultado do FV-FAP com carga não-linear e injetando a potência gerada na rede com o arranjo fotovoltaico nos padrões de sombreamento PS1 (a), PS2 (b), PS3 (c) e PS4 (d)



Fonte: elaborado pelo autor.

Também pode ser verificado que o GMPP encontrado corresponde com o GMPP da Fig. 6.7 obtido anteriormente, o que comprova a atuação da técnica proposta de GMPPT mesmo em PSC. Pequenas alterações ocorrem devido às variações de irradiação e de temperatura durante os testes.

O tempo para atingir o GMPP, nestas condições, foi em média de 60 ms. Em todos os padrões de sombreamento, o arranjo FV gerou mais potência do que a demanda da carga, consequentemente o excedente de potência é injetado na rede elétrica.

No padrão de sombreamento PS4, apesar de o GMPP real não ter sido atingido, devido a limitação inferior da tensão do barramento CC, o algoritmo de GMPPT garantiu a operação no ponto de maior potência dentro da faixa de tensão permissível ao barramento CC.

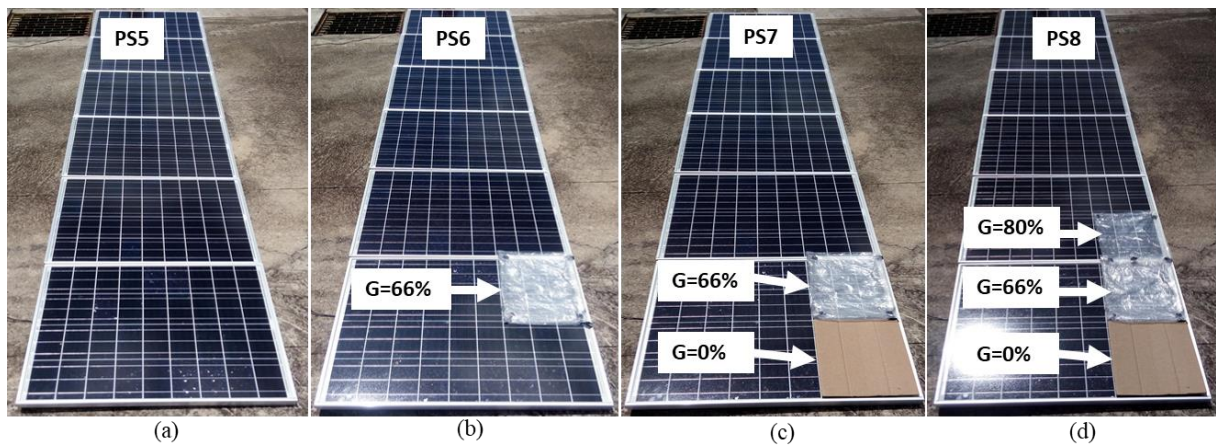
6.3.2 Injetando a potência FV gerada na rede elétrica sob diferentes condições de sombreamento e carga não-linear (considerando o sombreamento parcial nos módulos)

Nesta subseção foi considerado a ocorrência de sombreamento parcial nos módulos do arranjo FV. Desta forma, o GMPPT é configurado para considerar que o módulo KC65T possui dois diodos de *bypass* e pode estar em PSC, e, consequentemente, estima a localização de dois picos de potência por módulo.

O desempenho da técnica de GMPPT proposta é analisado em diferentes condições de sombreamento. Simultaneamente, o FV-FAP atuará compensando harmônicos e reativos de uma carga não-linear composta por uma ponte retificadora trifásica com carga R-L ($R=26\ \Omega$ e $L=80\ \text{mH}$). A potência ativa desta carga na frequência fundamental é de 113W. Foram aplicados alguns materiais sobre um conjunto de células no módulo FV de forma a permitir a incidência da irradiação em até quatro níveis (100%, 80%, 66% e 0%) para simular uma condição de sombreamento parcial, como mostrado na Figura 6.9. Como cada módulo possui 2 diodos de *bypass*, os materiais foram posicionados de forma a cobrir apenas células que estão na *string* de um mesmo diodo de *bypass*, como mostrado na Figura 2.12. As curvas $P-V$ obtidas experimentalmente para as quatro condições de sombreamento (PS5, PS6, PS7 e PS8) são mostradas na Figura 6.10.

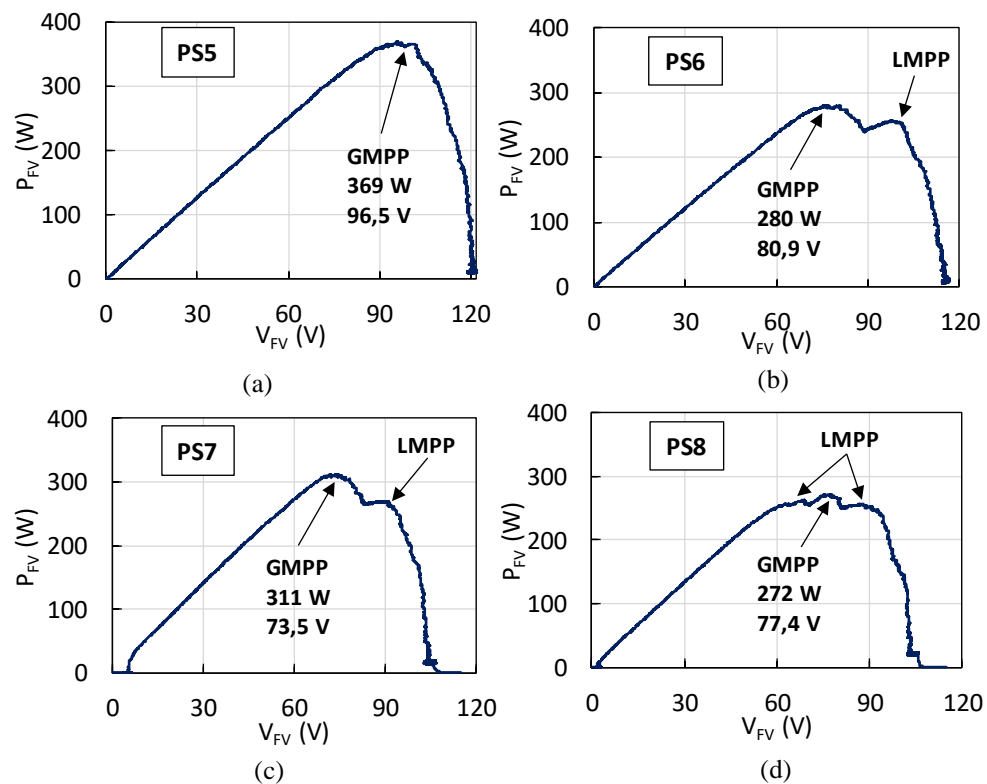
O resultado experimental da atuação do sistema FV-FAP proposto submetido aos padrões de sombreamento PS5, PS6, PS7 e PS8 com carga não-linear é mostrado na Figura 6.11.

Figura 6.9 – Arranjo fotovoltaico e os padrões de sombreamento PS5 (a), PS6 (b), PS7 (c) e PS8 (d)



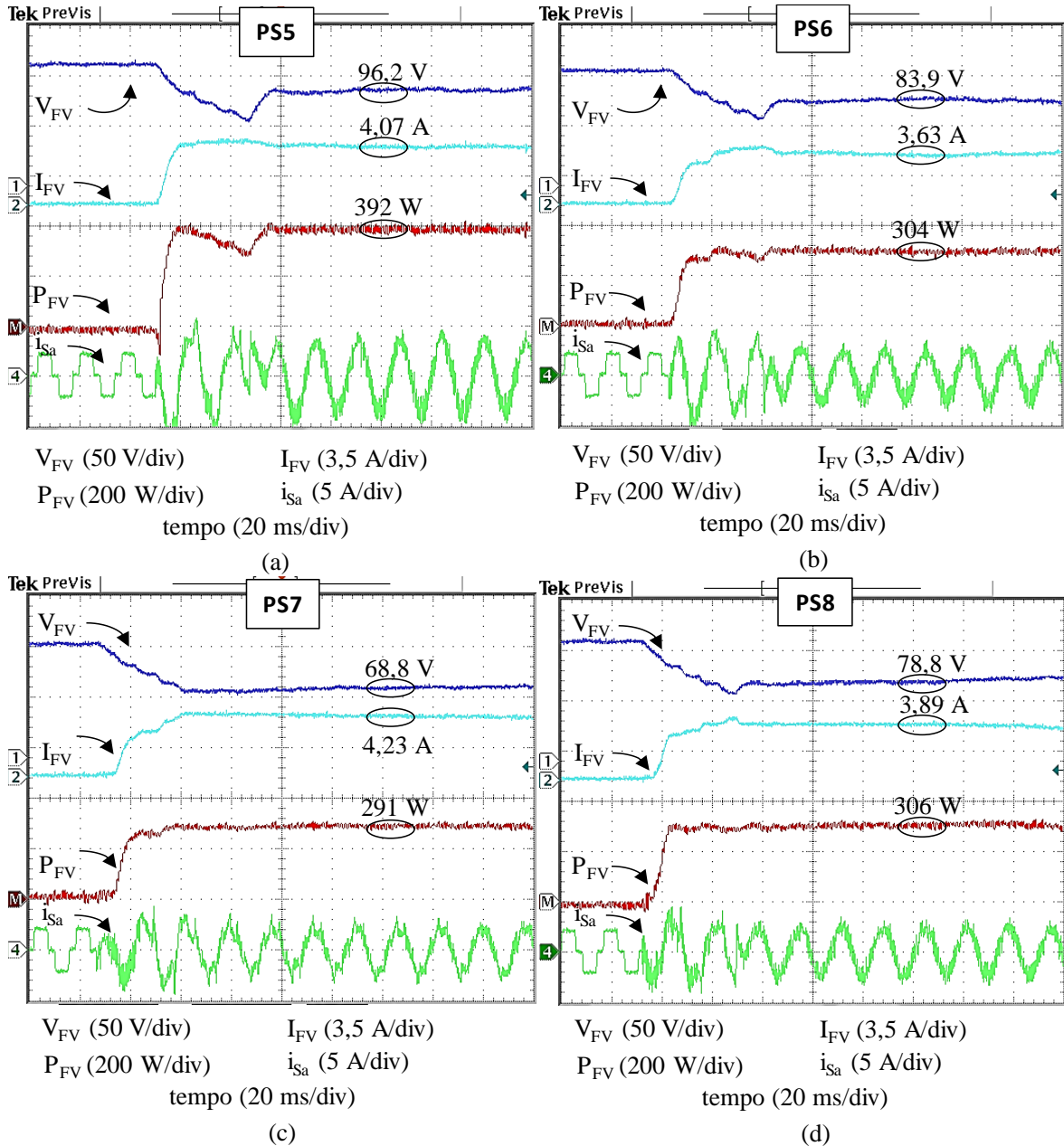
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 6.10 – Curvas $P-V$ do arranjo fotovoltaico nos padrões de sombreamento PS5 (a), PS6 (b), PS7 (c) e PS8 (d)



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 6.11 – Resultado do FV-FAP com carga não-linear e injetando a potência gerada na rede com o arranjo fotovoltaico nos padrões de sombreamento PS5 (a), PS6 (b), PS7 (c) e PS8 (d)



Fonte: elaborado pelo autor.

Pode ser verificado que os GMPPs encontrados em cada caso correspondem com os GMPPs mostrados na Figura 6.10, o que comprova a atuação da técnica proposta de GMPPT mesmo em PSC. Pequenas alterações ocorrem devido às variações de irradiação e de temperatura durante os testes. O tempo para atingir o GMPP, nestas condições, foi em média de

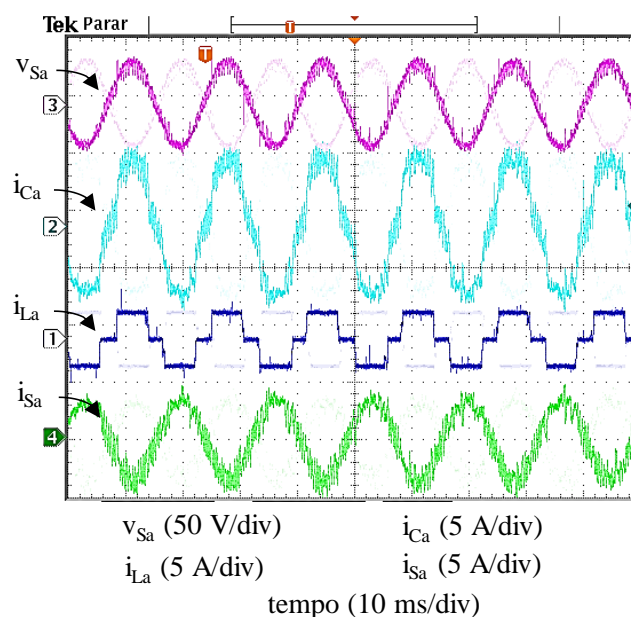
45 ms. Em todos os padrões de sombreamento, o arranjo FV gera mais potência do que a demanda da carga, conseqüentemente o excedente de potência é injetado na rede elétrica.

Nos sistemas propostos por Devassy e Singh (2018) e por Kumar *et al.* (2017), por exemplo, que utilizam MPPT do tipo IncCond e P&O e a topologia de estágio único, porém não consideram a ocorrência de PSC, a perda da potência gerada seria de 12,9% e de 13,5% nos sombreamentos PS7 e PS8, respectivamente. Dependendo do tipo de sombreamento, teoricamente, toda a geração poderia ser comprometida sem a atuação de um GMPPT. Assim, a estratégia proposta se torna mais vantajosa, extraindo o máximo de potência possível disponibilizado pelo arranjo FV mesmo em PSC dentro da faixa de tensão permissível da tensão do barramento CC.

6.3.3 Desempenho do FV-FAP com carga linear e não-linear durante a geração FV

Agora é analisada a atuação do FV-FAP com diferentes cargas, mantendo a geração FV em USC (PS1). A Figura 6.12 mostra a atuação do FV-FAP com carga não-linear com demanda inferior a potência FV gerada. A carga é uma ponte retificadora trifásica a diodo com carga R-L ($R=26 \Omega$ e $L=80 \text{ mH}$) que demanda 113 W e o arranjo FV está gerando 370 W. O excedente de potência gerada é injetado na rede, como pode ser observado, existe uma componente de 60 Hz em i_{Ca} e a corrente da rede (i_{Sa}) está em contra fase em relação a tensão da rede (v_{Sa}).

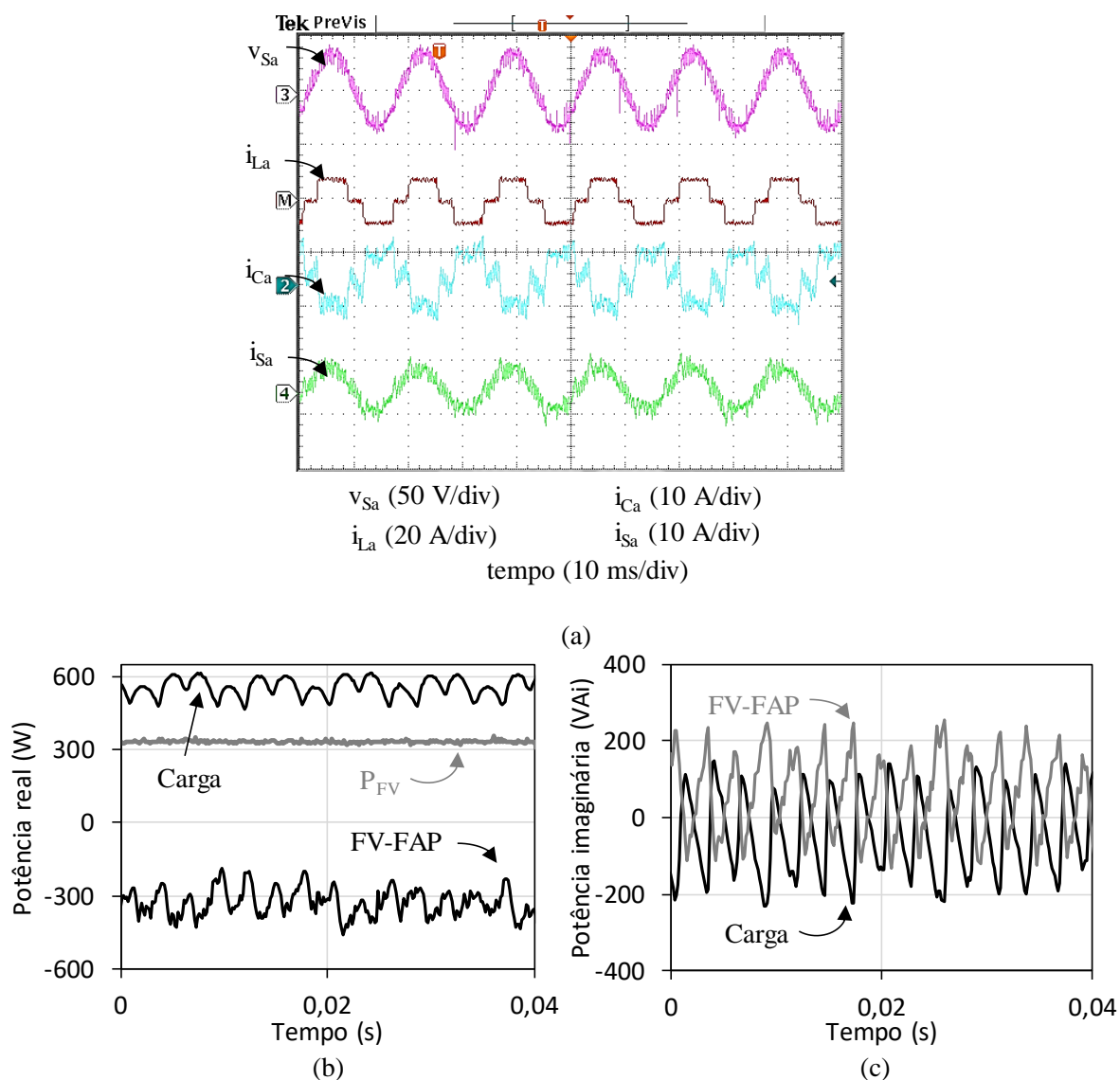
Figura 6.12 – Desempenho do FV-FAP com carga não-linear (113 W) inferior à potência FV gerada (370 W)



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 6.13 (a) mostra a atuação do FV-FAP quando a carga não-linear demanda uma potência maior do que a potência gerada. Neste caso, a carga demanda 557 W enquanto é gerado 330 W pelo arranjo FV. O excedente da demanda da carga é suprido pela rede elétrica, pode ser observado que i_{Sa} é senoidal e em fase com v_{Sa} . As potências instantâneas da carga e do FV-FAP são mostradas na Figura 6.13 (b) e (c). A componente contínua da potência real da carga (positiva) é relativa a demanda de potência ativa da carga e a componente continua da potência real do FV-FAP (negativa) é relativa a potência FV gerada. Pode ser observado que a potência imaginária da carga é compensada pela potência imaginária do FV-FAP e a componente oscilante da potência real da carga é compensada pela componente oscilante da potência real do FV-FAP.

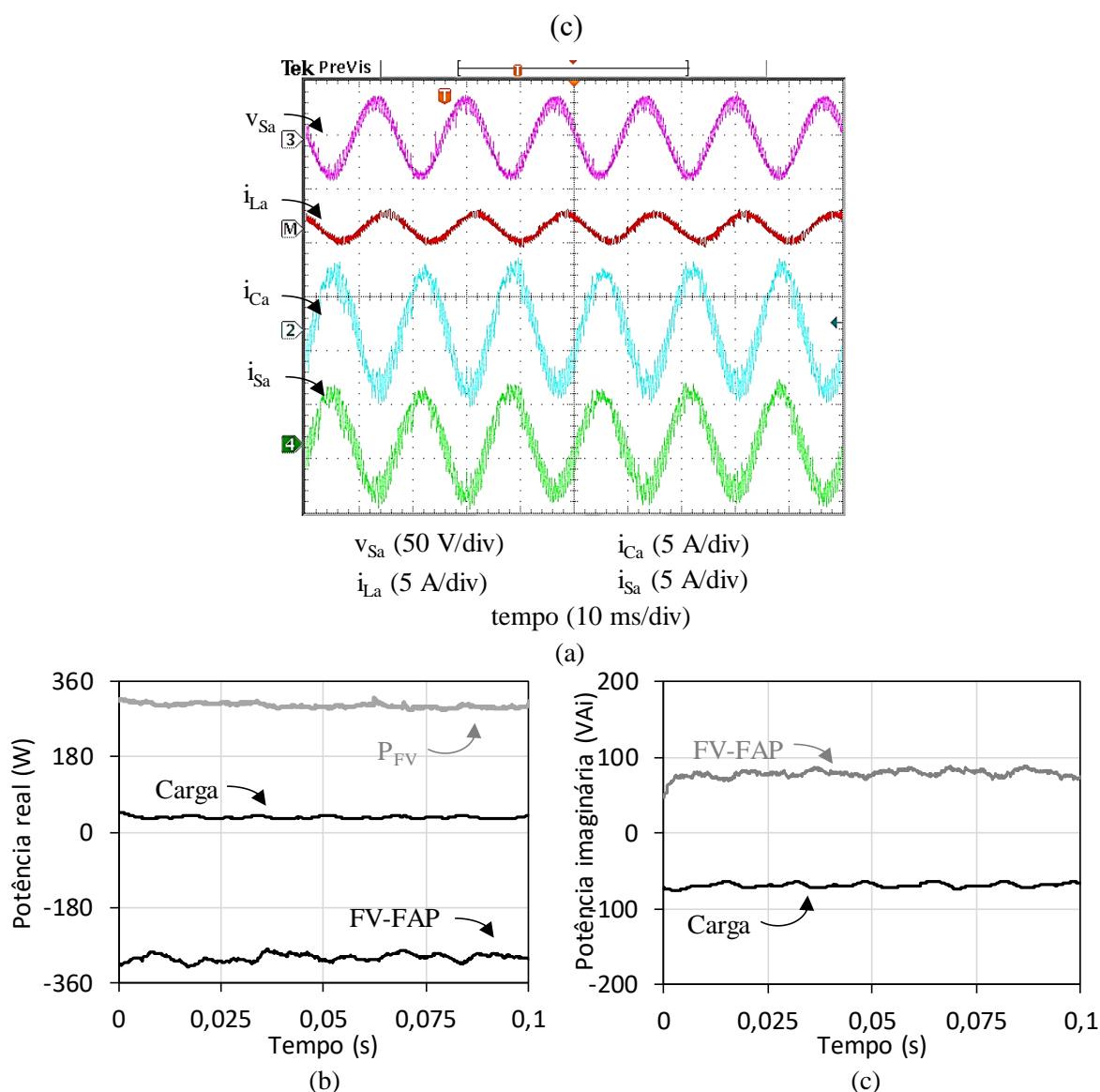
Figura 6.13 – Desempenho do FV-FAP com carga não-linear (557 W) superior à potência FV gerada (330 W)



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 6.14 mostra os resultados para o funcionamento do FV-FAP com carga linear do tipo R-L ($R=11,7 \Omega$ e $L=53,3 \text{ mH}$), como mostrado na Figura 4.3 e potência ativa de 35 W. A potência P_{FV} neste instante é de 304 W. O FV-FAP atua compensando toda a potência reativa da carga e injetando a potência FV gerada na rede, como pode ser observado nas potências instantâneas mostradas na Figura 6.14 (b) e (c).

Figura 6.14 – Desempenho do FV-FAP com carga linear R-L (35 W) e geração FV (304 W)
 (a), potências reais da carga e do FV-FAP (b) e potências imaginárias da carga e do FV-FAP



Fonte: elaborado pelo autor.

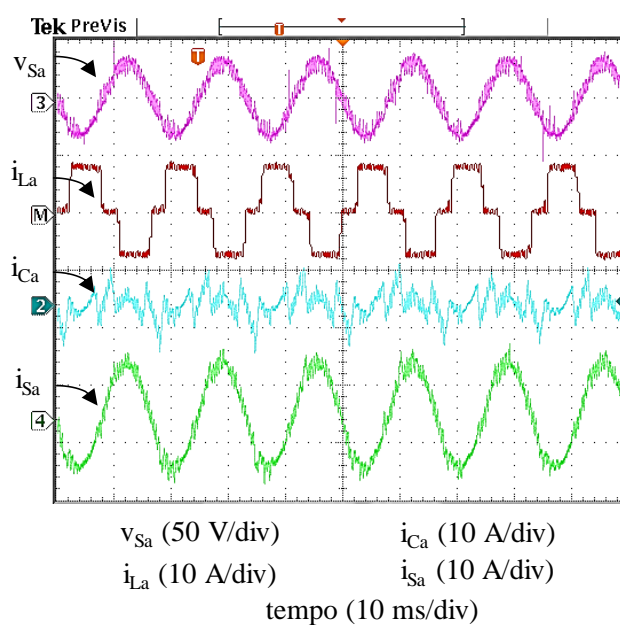
Fica demonstrado então que o FV-FAP proposto atua melhorando a qualidade da energia através da compensação de harmônicos e reativos da carga. Além disso, atua injetando na rede elétrica o máximo de potência fornecido pelo arranjo PV.

6.3.4 Desempenho do FV-FAP com carga não-linear durante o Modo Noturno

No Modo Noturno a geração do arranjo fotovoltaico é desprezível, consequentemente, o FV-FAP atuará praticamente apenas para compensar harmônicos de

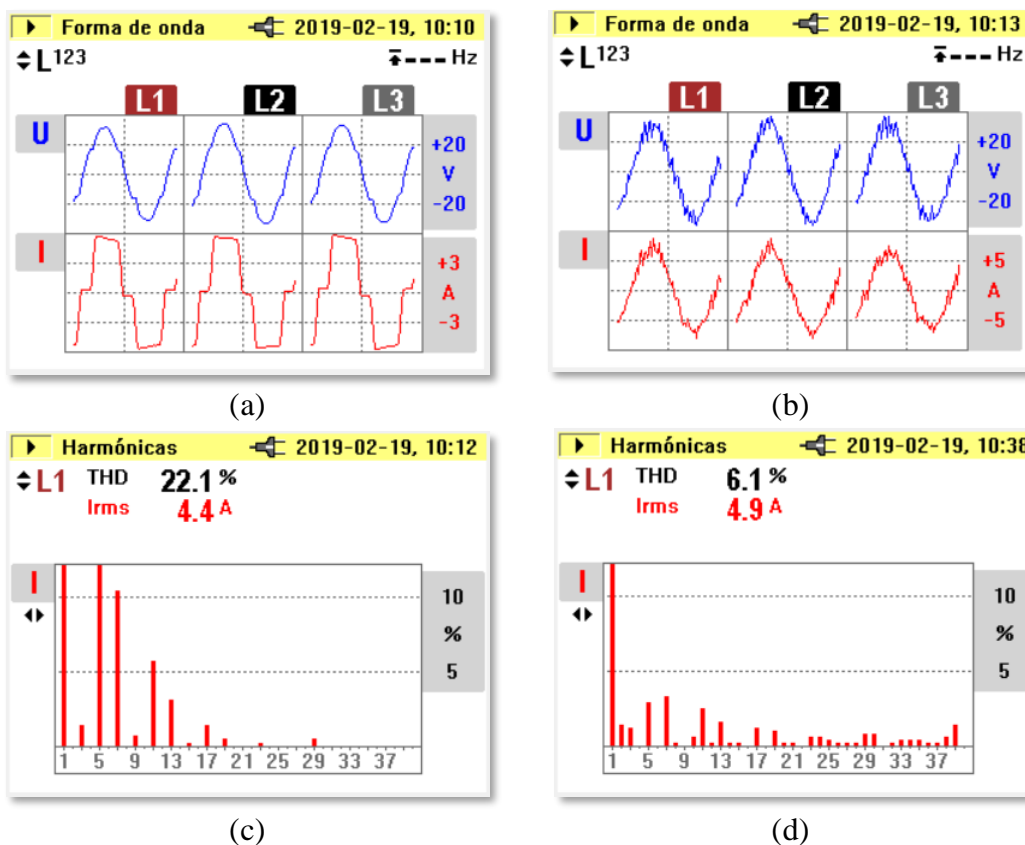
corrente e potência reativa da carga mantendo V_{DC} no valor fixo de 100 V. A Figura 6.15 mostra a performance do FV-FAP no Modo Noturno quando a carga é não-linear composta por uma ponte retificadora trifásica com carga R-L que demanda 557 W de potência ativa. Como mostrado na Figura 6.16 (c) a Distorção Harmônica Total (DHT) da corrente da rede é 22,1% antes da atuação do FV-FAP. Com a atuação do sistema proposto este índice é reduzido para 6,1%, como pode ser observado na Figura 6.16 (d), e está dentro dos limites de distorção harmônica para corrente sugerido pela norma IEEE 519:2014 para $ISC/IL > 20$ (IEEE STANDARDS ASSOCIATION, 2014).

Figura 6.15 – Desempenho do FV-FAP no Modo Noturno com carga não-linear (557 W)



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 6.16 – Tensões e correntes da rede elétrica antes (a) e depois (b) da atuação do FV-FAP no Modo Noturno. Análise harmônica da corrente da rede elétrica antes (c) e depois (d) da compensação obtidos com o analisador de qualidade de energia ET-5060C da fabricante *minipa*



Fonte: elaborado pelo autor.

Assim, fica demonstrado que o FV-FAP pode atuar compensando as componentes indesejadas de cargas lineares e não-lineares mesmo quando não há geração do arranjo fotovoltaico.

7 CONCLUSÃO

Nesta dissertação, uma nova estratégia de controle para um sistema FV-FAP com topologia de estágio único foi proposta e validada por simulação computacional e experimentalmente através de um protótipo desenvolvido em laboratório. Este sistema utiliza a estrutura do Conversor Fonte de Tensão Trifásico para realizar duas funções simultaneamente, injetar a potência gerada pelo sistema fotovoltaico na rede elétrica e atuar com um filtro ativo paralelo, compensando a potência reativa e cancelando os harmônicos de corrente da carga. Desta forma, os custos podem ser reduzidos em comparação com o emprego de dois sistemas exclusivos para cada função (um de geração fotovoltaico e outro de filtragem ativa).

De acordo com a revisão bibliográfica apresentada, um sistema multifuncional FV-FAP de estágio único nunca foi desenvolvido e analisado para execução do rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico em condição de sombreamento parcial.

Após estudos sobre o comportamento e modelagem matemática do sistema fotovoltaico e do conversor fonte de tensão, foi constatado que é possível delimitar uma faixa de tensão de operação para que a tensão barramento CC do VSC seja variada para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência global (GMPP) do arranjo FV e ainda manter a capacidade deste conversor de compensação de harmônicos de alta ordem da corrente da carga. Assim, com o dimensionamento correto da faixa de tensão permissível ao barramento CC e do arranjo fotovoltaico que será conectado, é possível operar o arranjo FV no GMPP mesmo em uma condição de 25% a 40% dos módulos sombreados sem comprometer a geração dos módulos não sombreados e, ao mesmo tempo, sem afetar significativamente a função de filtragem ativa do sistema FV-FAP.

Neste trabalho, um novo algoritmo de GMPPT, que estima de forma aproximada e bastante eficiente a localização dos possíveis picos de potência na curva $P-V$ do arranjo FV, foi proposto. Diversas condições de sombreamento uniforme e parcial foram aplicadas mostrando que o algoritmo é capaz de garantir que o máximo de potência disponível pelo arranjo FV seja extraído. Diferentemente das técnicas de MPPT convencionais utilizadas, o algoritmo de GMPPT evita que o sistema fotovoltaico fique preso sobre um pico local. Além do mais, a estratégia proposta possui baixo tempo de rastreamento e produz pouca oscilação na tensão (inferior a 1%).

O sistema proposto também possui um Modo Noturno de operação, que garante a continuidade da operação como filtro ativo quando não houver geração do arranjo FV. A fim de

otimizar a operação de busca do GMPPT, um critério para identificar mudanças nas condições de irradiação e refazer a rastreamento foi estabelecido.

As correntes de referência a serem sintetizadas pelo sistema FV-FAP afim de garantir a injeção de potência ativa gerada pelos módulos FV na rede, além de compensar as componentes harmônicas indesejáveis causadas pela não-linearidade da carga, foram obtidas a partir da aplicação da teoria das potências instantâneas (Teoria $p-q$). O controle de corrente do conversor VSC foi realizado por um controlador com modulação por histerese e banda adaptativa (AHBCC). Este tipo de modulação não apresenta transitórios dinâmicos como *overshoot* (o que é comum de ser observado quando se utiliza controladores PI). A banda de histerese adaptativa utilizada neste tipo de modulação, contribui para diminuir a variação da frequência de chaveamento, consequentemente diminuindo o DHT da corrente sintetizada e a interferência que pode surgir entre as fases, que são problemas comuns no controlador de histerese convencional.

O sistema FV-FAP proposto foi implementado no ambiente de simulação PSIM, onde foi possível verificar o desempenho sob diversas condições de sombreamento parcial e carga elétrica não-linear através da inserção de um retificador trifásico controlado. No teste de sombreamento simulado, a perda de potência seria de 21,7% se a tensão do arranjo FV fosse mantida, podendo chegar a 67,7% caso o uso de um algoritmo convencional ficasse preso no pico de máxima potência local. Ao se utilizar o algoritmo de GMPPT proposto, foi verificado por simulação que a perda de potência seria de apenas 10,5%, após a mudança do padrão de sombreamento. Também foi verificada a capacidade de filtragem ativa do sistema quando a tensão do barramento CC varia entre os valores máximos e mínimos estabelecidos no projeto. Neste caso a distorção harmônica total foi reduzida de 33% para 6,38% (quando a função de filtragem ativa do FV-FAP é ativada), que é inferior ao segundo limite mais rigoroso (de 8%) sugerido pela norma IEEE 519:2014.

Os resultados experimentais foram obtidos por meio de um protótipo de conversor em configuração *back-to-back*, disponível no laboratório de eletrônica de potência da Universidade Federal do Ceará e que operou com tensão reduzida (40 V) e potência do arranjo fotovoltaico igual a 390 W. Foi possível verificar experimentalmente o desempenho do rastreamento do GMPP pelo algoritmo proposto em 8 padrões de sombreamento distintos. Simultaneamente, o protótipo desenvolvido atuou para compensar as componentes de potência indesejadas de uma carga linear (do tipo RL) e uma carga não-linear (retificador trifásico a diodo). A corrente da carga linear possui DHT de 22,1% que seria fornecida pela rede elétrica.

Com a atuação do FV-FAP, a DHT da corrente da rede foi reduzida para apenas 6,1%, obedecendo ao limite de 8% sugerido pela norma IEEE 519:2014 para $I_{SC}/I_L > 20$.

Os resultados obtidos mostraram que o algoritmo de GMPPT pode ser empregado com eficiência no sistema FV-FAP mesmo com topologia de estágio único e na ocorrência de sombreamento parcial. A mitigação de harmônicos e de potência reativa atendeu aos limites de distorção harmônica da norma IEEE 519:2014 e de fator de potência da norma PRODIST – Módulo 8 de 2018. Fica demonstrado então que o sistema FV-FAP é uma solução moderna e inteligente que integra geração distribuída com melhoria da qualidade de energia em único equipamento.

7.1 Sugestões para trabalhos futuros

Sugere-se continuar os estudos:

- Para evitar o sobredimensionamento do conversor VSC, realizar a gestão da capacidade deste conversor, definindo as prioridades da função de geração FV e de Filtro Ativo;
- Utilizar os filtros dos tipos LC ou LCL para conexão do conversor à rede;
- Considerar a inserção de outras cargas ao barramento CC do conversor, ou seja, adicionar a função também de retificador ativo ao VSC;
- Utilizar um controlador robusto do tipo LQR ou LQG na malha de controle da tensão do barramento CC;
- Explorar outras técnicas para gerar as correntes de referência para compensação dos harmônicos de corrente da carga;
- Considerar a carga desbalanceada;
- Implementar um sistema FV-STATCOM de estágio único.

7.2 Publicações resultantes da pesquisa realizada

7.2.1 Trabalhos enviados para periódicos e ainda em processo de revisão

COSTA, P. R. M.; CASTRO, M. R.; MACHADO, I. R.; SÁ Jr., E. M. Experimental Evaluation of a Single-Stage PV-Shunt Active Filter in Partial Shading. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019.

COSTA, P. R. M.; CASTRO, M. R.; MACHADO, I. R.; PINTO, V. P. Controlador Híbrido Robusto PI-LQG para Melhoria da Performance do STATCOM. *Revista Eletrônica de Potência*, 2019.

ARAÚJO, M. S., COSTA, P. R. M.; AMORA, M. A.; CASTRO, M. R.; SÁ Jr., E. M. A GMPPT Technique Using the P&O Algorithm for PV Systems Under USC and PSC. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019.

7.2.2 Trabalhos publicados em anais de congresso

COSTA, P. R. M.; PEREIRA, L. S.; PONTES, Y.; CASTRO, M. R.; MACHADO, I. R. Single-Stage Grid Tied Converter to Improve Solar PV Array Performance and Power Quality in Microgeneration-Consumers Units. In: 13th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2018, São Paulo-SP.

PEREIRA, L. S.; COSTA, P. R. M.; MACHADO, I. R.; CASTRO, M. R. Mitigação de Harmônicos de Corrente e Variações de Potência do Sistema Eólico Utilizando Filtro Ativo e Armazenamento de Energia. In: 13th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2018, São Paulo-SP.

PONTES, Y.; PEREIRA, L. S.; COSTA, P. R. M.; ARAUJO, F. C.; SILVA, C. E. A. E.; SA JR, E. M. Conversor de Alto Ganho para Aplicações Fotovoltaicas. In: 13th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2018, São Paulo-SP.

REFERÊNCIAS

- ABIDO, M. a. Power System Stability Enhancement Using Facts Controllers : a Review. **The Arabian Journal for Science and Engineering**, [s. l.], v. 34, n. 1, p. 153–172, 2010. Disponível em: <http://ajse.kfupm.edu.sa/articles/341B_P.12.pdf>
- ABSOLAR. **Infográfico ABSOLAR**. 2019. Disponível em: <<http://www.absolar.org.br/infografico-absolar-.html>>. Acesso em: 27 jul. 2019.
- AGARWAL, Rahul Kumar; HUSSAIN, Ikhlaq; SINGH, Bhim. Three-phase single-stage grid tied solar PV ECS using PLL-less fast CTF control technique. **IET Power Electronics**, [s. l.], v. 10, n. 2, p. 178–188, 2017. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2016.0067>>
- AHMED, Jubaer; SALAM, Zainal. A Maximum Power Point Tracking (MPPT) for PV system using Cuckoo Search with partial shading capability. **Applied Energy**, [s. l.], v. 119, p. 118–130, 2014. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0306261914000026>>
- AHMED, Jubaer; SALAM, Zainal. An improved method to predict the position of maximum power point during partial shading for PV arrays. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, [s. l.], v. 11, n. 6, p. 1378–1387, 2015.
- AKAGI, Hirofumi et al. Generalized theory of instantaneous reactive power and its application. **Electrical Engineering in Japan**, [s. l.], v. 103, n. 4, p. 58–66, 1983. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/eej.4391030409>>
- AKAGI, Hirofumi; WATANABE, Edson Hirokazu; AREDES, Mauricio. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. [s.l: s.n.].
- AKAGI, Hirofumi; WATANABE, Edson Hirokazu; AREDES, Mauricio. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2007. v. 407 Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/0470118938>>
- AL-HADDAD, K. et al. Static synchronous compensators (STATCOM): a review. **IET Power Electronics**, [s. l.], v. 2, n. 4, p. 297–324, 2009. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2008.0034>>
- ANEEL- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. Resolução Normativa N° 482. **Aneel**, [s. l.], 2012.
- ANEEL. PRODIST – Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST**, [s. l.], 2018.
- BARNES, Arthur K.; BALDA, Juan C.; STEWART, Corris M. Selection of converter topologies for distributed energy resources. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, [s. l.], p. 1418–1423, 2012.
- BENIWAL, Neha; HUSSAIN, Ikhlaq; SINGH, Bhim. Control and operation of a solar PV-battery-grid-tied system in fixed and variable power mode. **IET Generation, Transmission & Distribution**, [s. l.], v. 12, n. 11, p. 2633–2641, 2018.
- BENIWAL, Neha; HUSSAIN, Ikhlaq; SINGH, Bhim. Second-order voltterra-filter-based control of a solar PV-DSTATCOM system to achieve lyapunov’s stability. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 55, n. 1, p. 670–679, 2019.

- BISHOP, J. W. Computer simulation of the effects of electrical mismatches in photovoltaic cell interconnection circuits. **Solar Cells**, [s. l.], 1988.
- BLASKO, V.; KAURA, V. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 12, n. 1, p. 116–123, 1997. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/554176/>>
- BOSE, B. K. An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 37, n. 5, p. 402–408, 1990. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/103436/>>
- BOSE, Bimal K. **Modern power electronics and AC drives**. [s.l.] : Prentice Hall PTR, 2002. Disponível em: <http://iee-ies.org/tc/ec/announcements/Bose_Book.pdf>
- BRITISH PETROLEUM. **BP Statistical Review of World Energy 2018** **Statistical Review of World Energy**. [s.l.: s.n.].
- BRUNTON, Steven L. et al. Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Optimization Using Ripple-Based Extremum Seeking Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 25, n. 10, p. 2531–2540, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5460938/>>
- BUCCIARELLI, L. L. et al. Energy balance associated with the use of a maximum power tracer in a 100-kW-peak power system. **14. photovoltaics specialists conference**, [s. l.], 1980.
- BUSO, Simone; MALESANI, Luigi; MATTAVELLI, Paolo. Comparison of current control techniques for active filter applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 45, n. 5, p. 722–729, 1998.
- CASTAGNARI, Paulo. **Célula Fotovoltaica – Da Luz Solar à Energia Elétrica – Você Solar**. 2018. Disponível em: <<https://vocosolar.com.br/celula-fotovoltaica/>>. Acesso em: 5 abr. 2019.
- CASTAÑER, Luis; SILVESTRE, Santiago. **Modelling Photovoltaic Systems Using PSpice®**. [s.l.] : Wiley, 2002. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/0470855541>>
- CHANDRA, Ambrish et al. An Adaptive Control Scheme of SPV System Integrated to AC Distribution System. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 53, n. 6, p. 5173–5181, 2017.
- CHEN, Kai et al. An Improved MPPT Controller for Photovoltaic System Under Partial Shading Condition. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, [s. l.], v. 5, n. 3, p. 978–985, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6807815/>>
- CHIANG, Mao-Lin; HUA, Chih-Chiang; LIN, Jong-Rong. Direct power control for distributed PV power system. In: PROCEEDINGS OF THE POWER CONVERSION CONFERENCE-OSAKA 2002 (CAT. NO.02TH8579) 2002, **Anais...** : IEEE, 2002. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/998566/>>
- DA SILVA, Sérgio Augusto Oliveira et al. Feed-forward DC-bus control loop applied to a single-phase grid-connected PV system operating with PSO-based MPPT technique and active power-line conditioning. **IET Renewable Power Generation**, [s. l.], v. 11, n. 1, p. 183–193, 2017. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg.2016.0120>>

- DEVASSY, Sachin; SINGH, Bhim. Design and Performance Analysis of Three-Phase Solar PV Integrated UPQC. In: IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS 2018, **Anais...** [s.l: s.n.]
- DI SOUZA, Ronilson. **Célula Fotovoltaica (Células Solares) e O Efeito Fotovoltaico**. 2017. Disponível em: <<https://blog.bluesol.com.br/celula-fotovoltaica-guia-completo/>>. Acesso em: 5 abr. 2019.
- DORF, Richard C.; BISHOP, Robert H. **Modern Control Systems**. 9. ed. [s.l.] : Prentice-Hall, 2008.
- DUGAN, R. C.; M.F., MCGRANAGHAN; BEATY, H. .. **Electrical Power Systems Quality**. 1. ed. New York: MacGraw-Hill, 1996.
- ENSLIN, J. H. R. et al. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 44, n. 6, p. 769–773, 1997. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/649937/>>
- ESRAM, Trishan; CHAPMAN, Patrick L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4207429/>>
- FANG, Guan-Jie; LIAN, Kuo-Lung. A maximum power point tracking method based on multiple perturb-and-observe method for overcoming solar partial shaded problems. In: 2017 6TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER (ICCEP) 2017, **Anais...** : IEEE, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8004794/>>
- FEMIA, N. et al. Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 20, n. 4, p. 963–973, 2005. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1461481/>>
- FEMIA, Nicola et al. Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 55, n. 7, p. 2610–2621, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4497229/>>
- FEMIA, Nicola et al. **Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems**. [s.l: s.n.].
- GHASEMI, Mohammad Amin; FOROUSHANI, Hossein Mohammadian; PARNIANI, Mostafa. Partial Shading Detection and Smooth Maximum Power Point Tracking of PV Arrays Under PSC. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 31, n. 9, p. 6281–6292, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7342969/>>
- GOLESTAN, Saeed; GUERRERO, Josep M.; VASQUEZ, Juan C. Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 32, n. 3, p. 1894–1907, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7467498/>>
- GREEN, Martin A. Solar cells: operating principles, technology, and system applications. [s. l.], p. 274, 1982.
- GREEN, Martin A. et al. Solar cell efficiency tables (Version 53). **Progress in Photovoltaics: Research and Applications**, [s. l.], v. 27, n. 1, p. 3–12, 2019. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/pip.2978>>
- GUPTA, N.; SINGH, SP; DUBEY, SP. DSP based adaptive hysteresis-band current controlled active filter for power quality conditioning under non-sinusoidal supply voltages. **International Journal of Engineering, Science and Technology**, [s. l.], v. 3, n. 4, p. 236–

252, 2011.

GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. C. Active AC Power Filters. In: IEEE IAS ANNUAL MEETING 1976, **Anais...** [s.l.: s.n.]

HADJI, Slimane; GAUBERT, Jean-Paul; KRIM, Fateh. Theoretical and experimental analysis of genetic algorithms based MPPT for PV systems. **Energy Procedia**, [s. l.], v. 74, p. 772–787, 2015. Disponível em:

<<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1876610215015817>>

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. 1. ed. New York: Mcgraw-Hill, 2011.

HART, G. W.; BRANZ, H. M.; COX, C. H. Experimental tests of open-loop maximum-power-point tracking techniques for photovoltaic arrays. **Solar Cells**, [s. l.], v. 13, n. 2, p. 185–195, 1984. Disponível em:

<<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0379678784900085>>

HERSCH, P.; ZWEIBEL, K. **Basic photovoltaic principles and methods**. Golden, CO. Disponível em: <<http://www.osti.gov/servlets/purl/5191389-yrKYNd/>>.

HILLOOWALA, R. M.; SHARAF, A. M. A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in photo-voltaic energy conversion scheme. In: CONFERENCE RECORD OF THE 1992 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING 1992, **Anais...** : IEEE, 1992. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/244319/>>

HIYAMA, T.; KOUZUMA, S.; IMAKUBO, T. Identification of optimal operating point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 10, n. 2, p. 360–367, 1995. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/391904/>>

HUA, Chih-Chiang; LIN, Jong-Rong. Fully digital control of distributed photovoltaic power systems. In: ISIE 2001. 2001 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS PROCEEDINGS (CAT. NO.01TH8570) 2001, **Anais...** : IEEE, 2001. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/931745/>>

HUERTA, Francisco et al. LQG servo controller for the current control of LCL grid-connected Voltage-Source Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 59, n. 11, p. 4272–4284, 2012.

HUSSEIN, K. H. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. **IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution**, [s. l.], v. 142, n. 1, p. 59, 1995. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-gtd_19951577>

IEEE. IEEE Standards for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power System. **IEEE Std 1547-2003**, [s. l.], 2003.

IEEE STANDARDS ASSOCIATION. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. in **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, [s. l.], 2014.

ISHAQUE, Kashif et al. An Improved Particle Swarm Optimization (PSO)–Based MPPT for PV With Reduced Steady-State Oscillation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 27, n. 8, p. 3627–3638, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6138329/>>

- JAIN, Vandana; SINGH, Bhim. A Multiple Improved Notch Filter-Based Control for a Single-Stage PV System Tied to a Weak Grid. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, [s. l.], v. 10, n. 1, p. 238–247, 2019.
- JEYAPRABHA, S. Berlin; SELVAKUMAR, A. Immanuel. Model-Based MPPT for Shaded and Mismatched Modules of Photovoltaic Farm. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, [s. l.], v. 8, n. 4, p. 1763–1771, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7936560/>>
- KALE, Murat; OZDEMIR, Engin. An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter. **Electric Power Systems Research**, [s. l.], v. 73, n. 2, p. 113–119, 2005.
- KANIESKI, João Marcos et al. Kalman filter-based control system for power quality conditioning devices. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 60, n. 11, p. 5214–5227, 2013.
- KARIMI-GHARTEMANI, Masoud; KARIMI, Houshang; IRAVANI, M. R. A Magnitude/Phase-Locked Loop System Based on Estimation of Frequency and In-Phase/Quadrature-Phase Amplitudes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 51, n. 2, p. 511–517, 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1282041/>>
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; DZIENIAKOWSKI, M. A. Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverters. In: PROCEEDINGS OF IECON'94 - 20TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS 1994, **Anais... : IEEE**, 1994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/397839/>>
- KHAEHINTUNG, N. et al. RISC-microcontroller built-in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light-flasher applications. In: 30TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2004. IECON 2004 2004, **Anais... : IEEE**, 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1432228/>>
- KIM, Hyeon-Sik; JUNG, Hyun-Sam; SUL, Seung-Ki. Discrete-Time Voltage Controller for Voltage Source Converters With LC Filter Based on State-Space Models. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 55, n. 1, p. 529–540, 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8454300/>>
- KIM, Yongho; JO, Hyunmin; KIM, Deokjung. A new peak power tracker for cost-effective photovoltaic power system. In: IECEC 96. PROCEEDINGS OF THE 31ST INTERSOCIETY ENERGY CONVERSION ENGINEERING CONFERENCE 1996, **Anais... : IEEE**, 1996. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/553353/>>
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1510827/>>
- KOAD, Ramdan B. A.; ZOBAA, Ahmed Faheem; EL-SHAHAT, Adel. A Novel MPPT Algorithm Based on Particle Swarm Optimization for Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, [s. l.], v. 8, n. 2, p. 468–476, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7562498/>>
- KOUTROULIS, E.; KALAITZAKIS, K.; VOULGARIS, N. C. Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 16, n. 1, p. 46–54, 2001. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/903988/>>

KRAUSE, Paul C.; WASYNCZUK, Oleg; SUDHOFF, Scott D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. [s.l.: s.n.].

KUMAR, Nishant et al. Peak power detection of PS solar PV panel by using WPSO. **IET Renewable Power Generation**, [s. l.], v. 11, n. 4, p. 480–489, 2017. a. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg.2016.0733>>

KUMAR, Nishant et al. Rapid MPPT for Uniformly and Partial Shaded PV System by Using JayaDE Algorithm in Highly Fluctuating Atmospheric Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, [s. l.], v. 13, n. 5, p. 2406–2416, 2017. b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7917311/>>

KUMAR, Nishant et al. Leaky Least Logarithmic Absolute Difference Based Control Algorithm and Learning Based InC MPPT Technique for Grid Integrated PV System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 0046, n. c, 2019.

KUMAR, Nishant; SINGH, Bhim; PANIGRAHI, Bijaya Ketan. LLMLF based Control Approach and LPO MPPT Technique for Improving Performance of a Multifunctional Three-Phase Two-Stage Grid Integrated PV System. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, [s. l.], v. PP, n. c, p. 1–1, 2019.

KUMAR, Shailendra et al. An adaptive novel control scheme of SPV system integrated to three phase AC distribution system. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS, PEDES 2016 2017c, **Anais...** [s.l.: s.n.]

KUMAR, Shailendra; SINGH, Bhim. A Multipurpose PV System Integrated to a Three-Phase Distribution System Using an LWDF-Based Approach. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 33, n. 1, p. 739–748, 2018.

KYOCERA. **KC65T High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module Datasheet**. [s.d.]. Disponível em: <<https://www.kyocerasolar.com/dealers/product-center/archives/spec-sheets/KC65T.pdf>>.

KYOCERA. **KD210GX-LPU High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module Datasheet**. [s.d.]. Disponível em: <<https://www.manualslib.com/manual/387926/Kyocera-Kd210gx-Lpu.html>>.

LABOURET, Anne; VILLOZ, Michel. **Solar photovoltaic energy**. [s.l.: s.n.].

LAL, Vivek Nandan; SINGH, Sri Niwas. Modified particle swarm optimisation-based maximum power point tracking controller for single-stage utility-scale photovoltaic system with reactive power injection capability. **IET Renewable Power Generation**, [s. l.], v. 10, n. 7, p. 899–907, 2016. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg.2015.0346>>

LEHN, P. W.; IRAVANI, M. R. Experimental evaluation of STATCOM closed loop dynamics. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 13, n. 4, p. 1378–1384, 1998. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/714511/>>

LI, Quan; WOLFS, P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 23, n. 3, p. 1320–1333, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4481250/>>

LIN, Faa Jeng et al. Intelligent PV Power System with Unbalanced Current Compensation Using CFNN-AMF. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. PP, n. c, p. 1, 2018.

- LIU, Fangrui et al. A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 55, n. 7, p. 2622–2628, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4470576/>>
- LIU, Yi-Hwa et al. A Particle Swarm Optimization-Based Maximum Power Point Tracking Algorithm for PV Systems Operating Under Partially Shaded Conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 27, n. 4, p. 1027–1035, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6317161/>>
- LYDEN, Sarah; HAQUE, Md. Enamul. A Simulated Annealing Global Maximum Power Point Tracking Approach for PV Modules Under Partial Shading Conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 31, n. 6, p. 4171–4181, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7194833/>>
- MAHMOUD, A. M. A. et al. Fuzzy logic implementation for photovoltaic maximum power tracking. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL AND INSTRUMENTATION 2000, **Anais...** : IEEE, 2000. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/973240/>>
- MANICKAM, Chakkarapani et al. A Hybrid Algorithm for Tracking of GMPP Based on P&O and PSO With Reduced Power Oscillation in String Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 63, n. 10, p. 6097–6106, 2016. a. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7508905/>>
- MANICKAM, Chakkarapani et al. Efficient global maximum power point tracking technique for a partially shaded photovoltaic string. **IET Power Electronics**, [s. l.], v. 9, n. 14, p. 2637–2644, 2016. b. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2015.1040>>
- MANICKAM, Chakkarapani et al. Fireworks Enriched P&O Algorithm for GMPPT and Detection of Partial Shading in PV Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 32, n. 6, p. 4432–4443, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7556395/>>
- MARKIEWICZ, Henryk; KLAJN, Antoni. Voltage Disturbances: Standard EN 50160. **Power quality Application Guide**, [s. l.], 2004.
- MARKVART, Tom; CASTAÑER, Luis. **Practical Handbook of Photovoltaics**. [s.l.] : Elsevier, 2003. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9781856173902X50004>>
- MASOUM, M. A. S.; DEHBONEI, H.; FUCHS, E. F. Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 17, n. 4, p. 514–522, 2002. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1159203/>>
- MCCULLOCH, Warren S.; PITTS, Walter. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. **The Bulletin of Mathematical Biophysics**, [s. l.], v. 5, n. 4, p. 115–133, 1943. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/BF02478259>>
- MESSENGER, Roger A.; VENTRE, Jerry. **Photovoltaic Systems Engineering**. [s.l.: s.n.].
- MIDYA, P. et al. Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications. In: PESC RECORD. 27TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE 1996, **Anais...** : IEEE, 1996. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/548811/>>

MOHANTY, Satyajit; SUBUDHI, Bidyadhar; RAY, Pravat Kumar. A New MPPT Design Using Grey Wolf Optimization Technique for Photovoltaic System Under Partial Shading Conditions. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, [s. l.], v. 7, n. 1, p. 181–188, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7305794/>>

MOHANTY, Satyajit; SUBUDHI, Bidyadhar; RAY, Pravat Kumar. A Grey Wolf-Assisted Perturb & Observe MPPT Algorithm for a PV System. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 32, n. 1, p. 340–347, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7762891/>>

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. [s.l.] : Prentice-Hall, 2002. v. 17 Disponível em: <<http://www.pearsonhighered.com/educator/product/Modern-Control-Engineering/9780136156734.page>>

PAPATHANASSIOU, Stavros A.; GEORGILAKIS, Pavlos S.; BATZELIS, Efstratios I. Energy models for photovoltaic systems under partial shading conditions: a comprehensive review. **IET Renewable Power Generation**, [s. l.], v. 9, n. 4, p. 340–349, 2014.

PATEL, Hiren; AGARWAL, Vivek. Maximum power point tracking scheme for PV systems operating under partially shaded conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], 2008.

PENA, R.; CLARE, J. C.; ASHER, G. M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, [s. l.], 2002.

PENG, Bo-Ruei; HO, Kun-Che; LIU, Yi-Hua. A Novel and Fast MPPT Method Suitable for Both Fast Changing and Partially Shaded Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 65, n. 4, p. 3240–3251, 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8003300/>>

PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach to harmonic compensation in power systems. In: CONFERENCE RECORD OF THE 1988 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING 1988, **Anais...** : IEEE, 1988. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/25163/>>

PEREIRA, Enio Bueno et al. **Atlas brasileiro de energia solar**. São Paulo. Disponível em: <http://ftp.cptec.inpe.br/labren/publ/livros/Atlas_Brasileiro_Energia_Solar_2a_Edicao.pdf>.

PERLIN, John. **From space to earth: the story of solar electricity**. [s.l.: s.n.].

PONNALURI, S. et al. Comparison of single and two stage topologies for interface of BESS or fuel cell system using the ABB standard power electronics building blocks. In: 2005 EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS 2005, **Anais...** : IEEE, 2005. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1665692/>>

POWERSIM. **PSIM Tutorial: How to use solar model physical model**. 2016. Disponível em: <<https://powersimtech.com/drive/uploads/2016/04/Tutorial-Solar-Module-physical-model.pdf>>.

PRADHAN, Subarni et al. Performance improvement of grid-integrated solar PV system using DNLMs control algorithm. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 55, n. 1, p. 78–91, 2019.

PRAGALLAPATI, Nataraj; SEN, Tanuj; AGARWAL, Vivek. Adaptive Velocity PSO for Global Maximum Power Control of a PV Array Under Nonuniform Irradiation Conditions. **IEEE Journal of Photovoltaics**, [s. l.], v. 7, n. 2, p. 624–639, 2017. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/document/7802575/>>

QUITMANN, Eckard; ERDMANN, Eike. Power system needs – How grid codes should look ahead. **IET Renewable Power Generation**, [s. l.], v. 9, n. 1, p. 3–9, 2014.

RAJENDRAN, Subha; SRINIVASAN, Himavathi. Simplified accelerated particle swarm optimisation algorithm for efficient maximum power point tracking in partially shaded photovoltaic systems. **IET Renewable Power Generation**, [s. l.], v. 10, n. 9, p. 1340–1347, 2016. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg.2016.0114>>

RAM, J. Prasanth; RAJASEKAR, N. A Novel Flower Pollination Based Global Maximum Power Point Method for Solar Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 32, n. 11, p. 8486–8499, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7797468/>>

RAMYAR, Alireza; IMAN-EINI, Hossein; FARHANGI, Shahrokh. Global Maximum Power Point Tracking Method for Photovoltaic Arrays Under Partial Shading Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 64, n. 4, p. 2855–2864, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7756391/>>

RASTOGI, M.; MOHAN, N.; EDRIS, A. A. Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 10, n. 4, p. 1994–2000, 1995. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/473352/>>

RASTOGI, Mukul; NAIK, Rajendra; MOHAN, Ned. A Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface of Power Electronic Loads. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 30, n. 5, p. 1149–1155, 1994.

RAY, Prakash K.; DAS, Soumya Ranjan; MOHANTY, Asit. Fuzzy Controller Designed PV based Custom Power Device for Power Quality Enhancement. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. PP, n. c, p. 1, 2018.

REN21. **Renewables 2019 Global Status Report**. [s.l: s.n.].

RIBEIRO, Ricardo Lúcio de Araujo; AZEVEDO, Christian Cesar De; SOUSA, Raphaell Maciel De. A Robust Adaptive Control Strategy of Active Power Filters for Power-Factor Correction, Harmonic Compensation, and Balancing of Nonlinear Loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 27, n. 2, p. 718–730, 2012.

SALAS, V. et al. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. **Solar Energy Materials and Solar Cells**, [s. l.], v. 90, n. 11, p. 1555–1578, 2006. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0927024805003582>>

SCHOEMAN, J. J.; WYK, J. D. A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays. In: 1982 IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE 1982, **Anais...** : IEEE, 1982. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7072429/>>

SEYEDMAHMOUDIAN, Mohammadmehdi et al. Simulation and Hardware Implementation of New Maximum Power Point Tracking Technique for Partially Shaded PV System Using Hybrid DEPSO Method. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, [s. l.], v. 6, n. 3, p. 850–862, 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7087393/>>

SHAH, Nilesh; RAJAGOPALAN, Chudamani. Experimental investigation of a multifunctional grid interactive photovoltaic system operating in partial shading conditions.

IET Renewable Power Generation, [s. l.], v. 10, n. 9, p. 1382–1392, 2016.

SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/793345/>>

SINGH, Bhim; CHANDRA, Ambrish; KAMAL AL-HADDAD. **Power Quality Problems and Mitigation Techniques**. [s.l: s.n.]. v. 37

SINGH, Priyanka; RAVINDRA, N. M. Temperature dependence of solar cell performance—an analysis. **Solar Energy Materials and Solar Cells**, [s. l.], v. 101, p. 36–45, 2012. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0927024812000931>>

SMITH, Steven W. **Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists**. [s.l: s.n.]. v. 17 Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=5C348A75FD2D9263C555B8ADA0200320>>

SUNDARESWARAN, Kinattingal et al. Development of an Improved P&O Algorithm Assisted Through a Colony of Foraging Ants for MPPT in PV System. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, [s. l.], v. 12, n. 1, p. 187–200, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7332776/>>

SUNDARESWARAN, Kinattingal; PEDAPPATI, Sankar; PALANI, Sankaran. MPPT of PV Systems Under Partial Shaded Conditions Through a Colony of Flashing Fireflies. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 29, n. 2, p. 463–472, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6715995/>>

TESHOME, D. F. et al. A Modified Firefly Algorithm for Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control Under Partial Shading. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, [s. l.], v. 5, n. 2, p. 661–671, 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7493656/>>

TEULINGS, W. J. A. et al. A new maximum power point tracking system. In: PROCEEDINGS OF IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC '93 1993, **Anais...** : IEEE, 1993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/472018/>>

TEXAS INSTRUMENTS. **User's Guide: TMS320C28x CPU and Instruction Set Reference Guide** Texas Instruments, , 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/spru430f/spru430f.pdf>>

TUYEN, Nguyen Duc; FUJITA, Goro. PV-Active Power Filter Combination Supplies. **IEEE Power and Energy Technology System Journal**, [s. l.], v. 2, n. 1, p. 32–42, 2015.

VARMA, Rajiv K.; KHADKIKAR, V.; SEETHAPATHY, Ravi. Nighttime application of PV solar farm as STATCOM to regulate grid voltage. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 24, n. 4, p. 983–985, 2009.

VENTURINI, R. P. et al. Analysis of limit cycle oscillations in maximum power point tracking algorithms. In: 2008 IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE 2008, **Anais...** : IEEE, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4591959/>>

VILLALVA, MARCELO GRADELLA; GAZOLI, Jonas Rafael. **Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações**. [s.l: s.n.].

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and

Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4806084/>>

WALKER, G. R.; SERNIA, P. C. Cascaded DC–DC Converter Connection of Photovoltaic Modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 19, n. 4, p. 1130–1139, 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1310401/>>

WANG, Yunping; LI, Ying; RUAN, Xinbo. High-Accuracy and Fast-Speed MPPT Methods for PV String Under Partially Shaded Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 63, n. 1, p. 235–245, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7182327/>>

WEIDONG XIAO et al. Application of Centered Differentiation and Steepest Descent to Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 54, n. 5, p. 2539–2549, 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4285715/>>

WON, Chung-Yuen et al. A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller. In: PROCEEDINGS OF 1994 POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC'94 1994, **Anais... : IEEE**, 1994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/349703/>>

WORLD ENERGY COUNCIL. World Energy Resources: Solar. **World Energy Council 2013 World Energy Resources: Solar**, [s. l.], 2013.

XIAO, Weidong; DUNFORD, W. G. A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems. In: 2004 IEEE 35TH ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (IEEE CAT. NO.04CH37551) 2004, **Anais... : IEEE**, 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1355417/>>

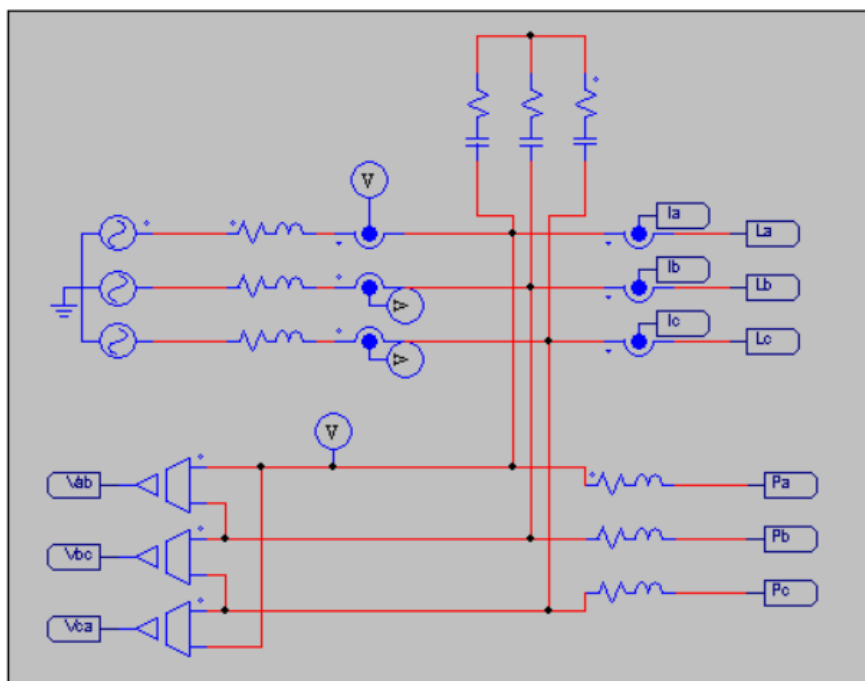
YAHIA, Bouzelata; HIND, Djeghloud; RACHID, Chenni. The Application of an Active Power Filter on a Photovoltaic Power Generation System. **INTERNATIONAL JOURNAL of RENEWABLE ENERGY RESEARCH Djeghloud Hind et al**, [s. l.], v. 2, n. 4, 2012.

YAZDANI, Amirnaser; IRAVANI, Reza. **Voltage-Sourced Converters in Power Systems**. [s.l: s.n.].

ZHU, Qing et al. Research and Test of Power-Loop-Based Dynamic Multi-Peak MPPT Algorithm. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 63, n. 12, p. 7349–7359, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7523437/>>

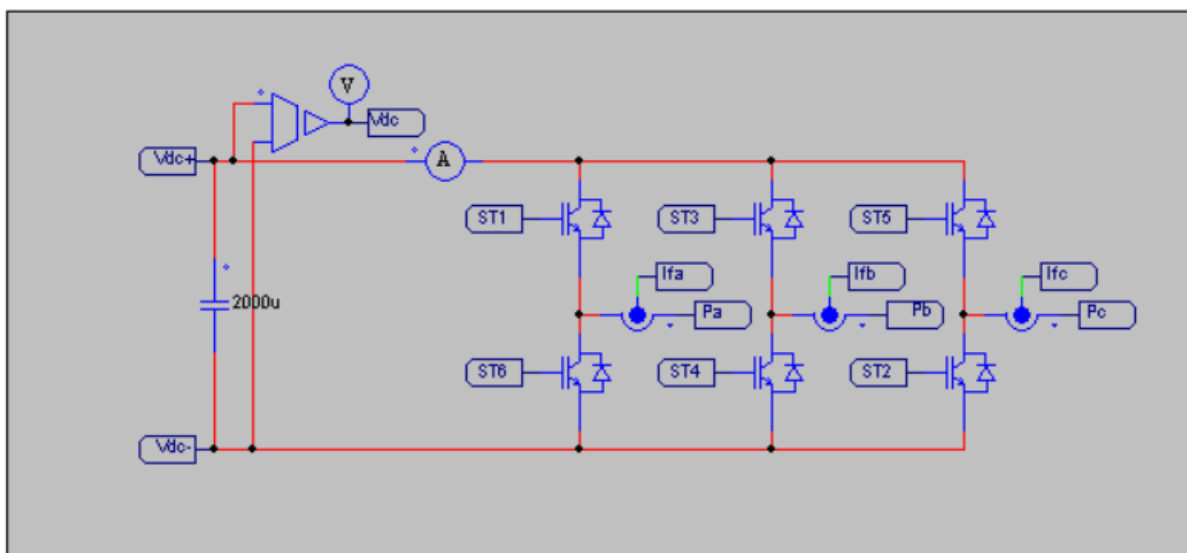
APÊNDICE A – MONTAGEM DO SISTEMA FV-FAP NO PSIM

Figura A.1 – Rede elétrica, *Ripple Filter* e impedância de acoplamento no PSIM



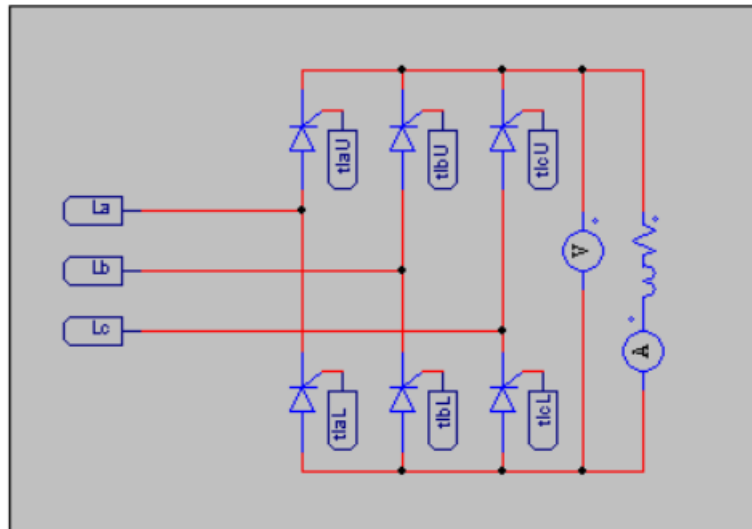
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura A.2 – Conversor Fonte de Tensão (VSC) no PSIM



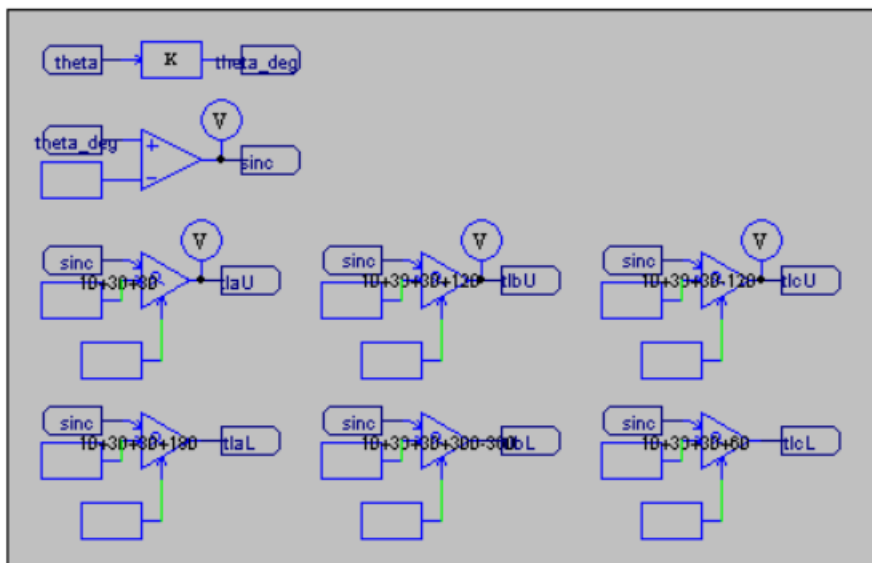
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura A.3 – Retificador controlado no PSIM



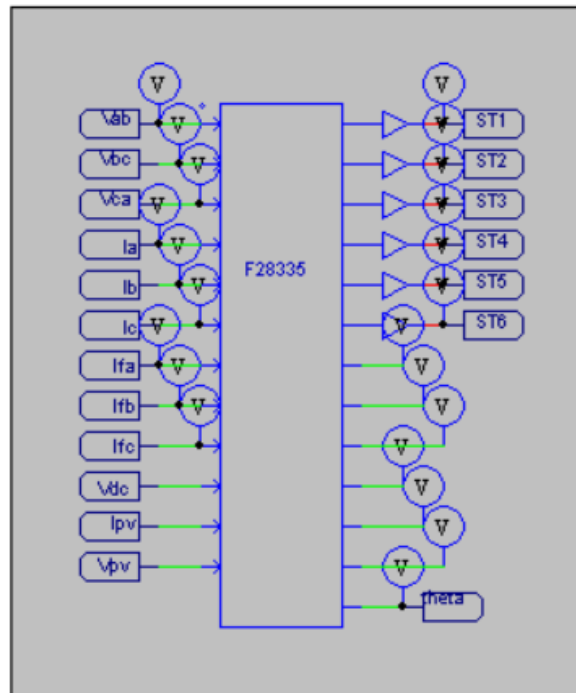
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura A.4 – Geração do disparo dos tiristores do retificador controlado no PSIM



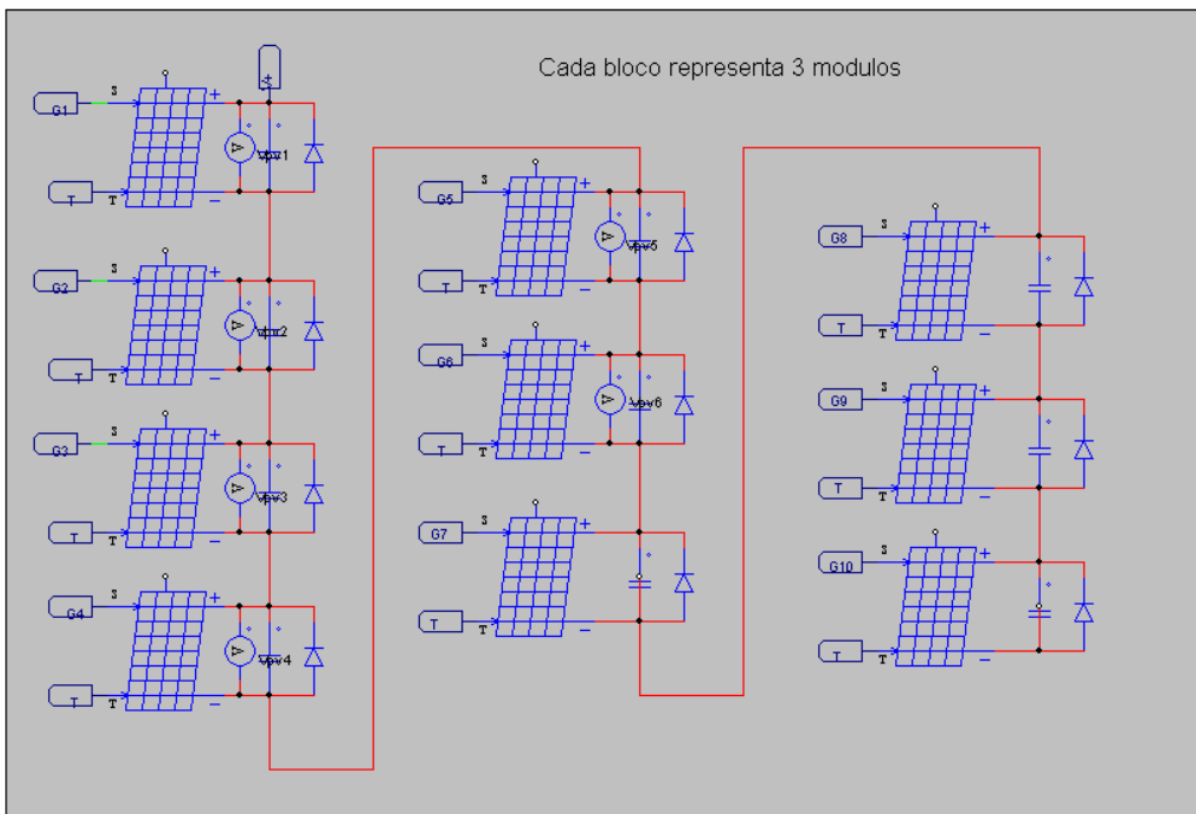
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura A.5 – Bloco C de controle do sistema no PSIM



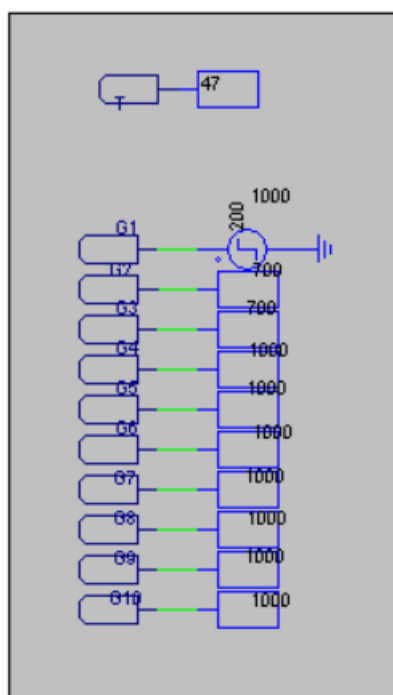
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura A.6 – Arranjo FV no PSIM



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura A.7 – Definição da temperatura e da irradiação dos módulos FV no PSIM



Fonte: elaborado pelo autor.

APÊNDICE B – CÓDIGO FONTE DO DSP UTILIZADO NA IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL

```

//#####

#include "DSP28x_Project.h"    // Device Headerfile and Examples Include File
#include "IQmathLib.h"
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>
#include "C28x_FPU_FastRTS.h"
//
#define PI 3.14156

// Definição dos botões da placa de controle
#define P22 (GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO47)
#define P23 (GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO80)
#define P24 (GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO81)
#define P25 (GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO82)
#define P26 (GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO83)

// Gravação do programa na memória
#pragma CODE_SECTION(cpu_timer0_isr, "ramfuncs");
#pragma CODE_SECTION(prdTick, "ramfuncs");

// Vetor de interrupções
interrupt void cpu_timer0_isr(void);
__interrupt void prdTick(void);
interrupt void cpu_timer1_isr(void);

// Configuração do clock da CPU e da frequência do PWM (Hz)
float SP1=0.0;
float CPU_CLK1=15000000, PWM_CLK1=48000,prdPWM, prdt0, prdt1; //Alterar também
em Example_EPwmSetup.c na linha 31
float Ts=0.000030; //Período de amostragem, ajustar também no tempo da
interrupção
int liga1=0, InterruptCount=0, graphsrefresh=0, flagprotIF=0, flagprotVcc=0;
Uint32 plotx=0;

// Definição de variáveis
float Ia, Ib, Ic, Vab, Vbc, Vca, Va, Vb, Vc, Vcc[7]={0,0,0,0,0,0,0};
float ILa[7]={0,0,0,0,0,0,0}, ILb[7]={0,0,0,0,0,0,0}, ILc[7]={0,0,0,0,0,0,0},
IFa[7]={0,0,0,0,0,0,0}, IFb[7]={0,0,0,0,0,0,0}, IFc[7]={0,0,0,0,0,0,0};
float IFalfa, IFbeta, ISa, ISb, ISc;
float IFd, IFq, VSd, VSq, ILd, ILq;
float sintheta, costheta;
int MAFi=0, i;
float somaa=0, somab=0, somac=0, tamMAF=1;
//PLL
float Valfa, Vbeta, PIp11[2]={0,0}, erropll[2]={0,0}, theta=0, omega[2]={0,0},
Kppll=8, Tip11=0.125, Kip11;
//Detector de Seq. Positiva
float Ialfadsp, Ibetadsp, Pdsp, PBdsp[2]={0,0}, Valfadsp, Vbetadsp;
//Potencias
float pS, qS, pBS[2]={0,0}, SS, ILalfa, ILbeta;
float pTS, qBS[2]={0,0}, qTS, Ploss;
float pcomp, qcomp, IFalfaref, IFbetaref;

```



```

//CONTROLADOR DE CORRENTE
float DUTYA, DUTYB, DUTYC;
float iaref=0, ibref=0, icref=0, idref=0, iqref=0;
float erroia, erroib, erroic, L=0.002;
float HBa, ma, HBb, mb, HBc, mc;
//CONTROLADOR DE TENSÃO
float PIVdc[2]={0,0}, erroVdc[2]={0,0}, KpVdc=36, TiVdc=0.00225, KiVdc, Vdcref=80,
Vdcmin=65;
//Photovoltaic
float Vpv, Ipv=0, Ppv, Ipvmenos, flagprotIpv=0, Voc, Pcrit=30;
float Pmax, Pant, PantAux, Vmpp, picoj, npicos=2*6, incV=0.25, alpha=0.9, k1=0.72;
float CountAux=0, modo=1; //modo1 - GMPPT; modo2 - P&O; modo3 - modo noturno

// Config do CONVERSOR AD
EALLOW;
// Default - 150 MHz SYSCLKOUT
#define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 150/(2*3) = 25.0
MHz
EDIS;
#define ADC_CKPS 0x1 // ADC module clock = HSPCLK/2*ADC_CKPS = 25.0MHz/(1*2)
= 12.5MHz
#define ADC_SHCLK 0xf // S/H width in ADC module periods =
16 ADC clocks
#define AVG 1000 // Average sample limit
#define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset
#define BUF_SIZE 2048 // Sample buffer size

// Variáveis dos BUFFERS PARA GRAFICOS
float plot1[1000];
float plot2[1000];
float plot3[1000];
float plot5[1000];
float plot6[1000];
float plot7[1000];
//long int plot4[470];
unsigned long int contaPlot = 0, samplerPlot = 0;

// Configurar gravação na RAM
// These are defined by the linker (see F28335.cmd)
extern Uint16 RamfuncsLoadStart;
extern Uint16 RamfuncsLoadEnd;
extern Uint16 RamfuncsRunStart;

void main(void)
{

// Parametro para o controle do PWM
SP1=CPU_CLK1/(2*2*PWM_CLK1); //SP1=CPU_CLK/(2*ps*PWM_CLK1)
prdPWM=1/PWM_CLK1;

//Discretização do ganhos dos controladores
KiVdc=KpVdc*Ts/TiVdc;
Kipll=Kppll*Ts/Tipll;

// Step 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
// This example function is found in the DSP2833x_SysCtrl.c file.
InitSysCtrl();

```

```

// Specific clock setting for this example:
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK; // HSPCLK = SYSCLKOUT/ADC_MODCLK
    EDIS;

// Step 2. Initialize GPIO:
// This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
// illustrates how to set the GPIO to it's default state.
// InitGpio(); // Skipped for this example

// Only init the GPIO for EQep1 and EPwm1 in this case
// This function is found in DSP2833x_EQep.c
    InitGpio();
    InitEPwm1Gpio();
    InitEPwm2Gpio();
    InitEPwm3Gpio();

EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO32 = 1; //define como saída FAN CONV1
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO49 = 1; //define como saída RELÉ DO RESISTOR DA
PRE-CARGA
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO50 = 1; //conv7
//GPIO DO CONV2 (PRE-CARGA)
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO56 = 1;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO57 = 1;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO53 = 1;
//chaves do conv2
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO6 = 1; //define como saída
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO7 = 1; //define como saída
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO8 = 1; //define como saída
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO9 = 1; //define como saída
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO10 = 1; //define como saída
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO11 = 1; //define como saída
EDIS;

//chaves do conv2 abertas
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO6 = 1;
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO7 = 1;
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO8 = 1;
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO9 = 1;
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO10 = 1;
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO11 = 1;

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
    InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).

```

```

// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
    InitPieVectTable();

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
    PieVectTable.EPWM1_INT= &prdTick;
    PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
    PieVectTable.XINT13 = &cpu_timer1_isr;
//    PieVectTable.XINT2 = &xint2_isr;
    EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

    // Copy time critical code and Flash setup code to RAM
    // This includes the following ISR functions: epwm1_timer_isr(),
epwm2_timer_isr()
    // epwm3_timer_isr and and InitFlash();
    // The RamfuncsLoadStart, RamfuncsLoadEnd, and RamfuncsRunStart
    // symbols are created by the linker. Refer to the F28335.cmd file.
    MemCopy(&RamfuncsLoadStart, &RamfuncsLoadEnd, &RamfuncsRunStart);

// Call Flash Initialization to setup flash waitstates
// This function must reside in RAM
    InitFlash();

// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
// Example specific ePWM setup. This function is found
// in Example_EPwmSetup.c
    EPwmSetup();

// For this example, init the ADC
    InitAdc();

// Specific ADC setup for this example:
    AdcRegs.ADCCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
    AdcRegs.ADCCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
    AdcRegs.ADCCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // 1 Cascaded mode
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 15;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0; // ADCINA0 1o Conv. SEQ1 /* a conv00 eh
o pino zero */
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1; // ADCINA1 2o Conv. SEQ1
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 2; // ADCINA2 3o Conv. SEQ1
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 3; // ADCINA3 4o Conv. SEQ1
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 4; // ADCINA4 5o Conv. SEQ2
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 5; // ADCINA5 6o Conv. SEQ2
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 6; // ADCINA6 7o Conv. SEQ2
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 7; // ADCINA7 8o Conv. SEQ2
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 8;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 9;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 10;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 11;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 12;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13 = 13;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14 = 14;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 15;
    AdcRegs.ADCCTRL1.bit.CONT_RUN = 1; // Setup continuous run

```

```

// For this example, only initialize the Cpu Timers
InitCpuTimers();

ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, 30); //ConfigCpuTimer(&CpuTimerX, clock da
CPU [MHz], tempo da int. [us]);
ConfigCpuTimer(&CpuTimer1, 150, 150);

CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001; // Use write-only instruction to set TSS bit =
0
CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4000; // Use write-only instruction to set TSS bit =
0

// Step 5. User specific code, enable interrupts:
// Enable CPU INT1 which is connected to CPU-Timer 0:
IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1, adc, timer0
IER |= M_INT3; // pwm
IER |= M_INT13; //timer1

// Enable TINT0 in the PIE: Group 3 interrupt 1
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx4 = 1; //pwm4
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1; //timer1
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; //timer0 epwm
// PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 1; // Enable the PIE block
// PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx4 = 1; // Enable PIE Group 1 INT4

// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGEM

// Start SEQ1 ADC
AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;

// Step 6.
// Loop principal

for(;;)
{
// Conversor 01
if (P22)
liga1 = 1; // Liga
if (P23)
liga1 = 0; // Desliga
// Conversor 02
if (P25)
GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO15 = 1; // Liga
if (P26)
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO15 = 1; // Desliga
}
}

// Step 7. Insert all local Interrupt Service Routines (ISRs) and functions here:
interrupt void cpu_timer1_isr(void) {

prdt1=(CpuTimer1.PeriodInUsec)*1e-6; //time between interruptions

//atualização dos graficos
if ((++samplerPlot) == 1) { //4 kHz
plotx++;
samplerPlot = 0;
}
}

```

```

plot1[contaPlot] = ILd;
plot2[contaPlot] = ILq;
plot3[contaPlot] = IFd;
//   plot4[contaPlot] = plotx;
plot5[contaPlot] = IFq;
plot6[contaPlot] = Ipv;
plot7[contaPlot] = Vpv;
if (++contaPlot == 1000) {
    contaPlot = 0;
}
}

if (liga1) {
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // Configure GPIO0 as EPWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // Configure GPIO0 as EPWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // Configure GPIO0 as EPWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // Configure GPIO0 as EPWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; // Configure GPIO0 as EPWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1; // Configure GPIO0 as EPWM1A
    EDIS;

    GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO56 = 1; //PRE-CARGA DO CONV2
    GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO57 = 1;
    GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO53 = 1;

    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO14 = 1; //led
    GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO32 = 1; //FAN
    GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO49 = 1; //R pre-carga

    //Flag das proteções
    flagprotIF=0;
    flagprotVcc=0;
}

if (liga1==0) {
    //desabilita canais pwm (força abertura das chaves)
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 0; // Configure GPIO0 as GPIO
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 0; // Configure GPIO0 as GPIO
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 0; // Configure GPIO0 as GPIO
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 0; // Configure GPIO0 as GPIO
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 0; // Configure GPIO0 as GPIO
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 0; // Configure GPIO0 as GPIO
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1; //define como saída
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1; //define como saída
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1; //define como saída
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1; //define como saída
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1; //define como saída
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1; //define como saída
    EDIS;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO5 = 1;

    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO14 = 1;

```

```

GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO49 = 1;
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO32 = 1;
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO56 = 1; //DESLIGA PRE-CARGA DO CONV2
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO57 = 1;
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO53 = 1;

PIVdc[1]=0;
//Para operação PV
Voc=Vpv/npicos; //atualiza o valor de Voc
[Voc=Vpv/(numero_de_modulos*numero_de_bypass_por_modulo)] com o valor da tensão do
arranjo quando o sistema está desligado (sem chavear)
picoj=npicos; //inicia no primeiro pico da direita
Vdcref=(alpha*(picoj-1)+k1)*Voc; //atualiza a tensao de ref
InterruptCount=0;
Pmax=0;
modo=1;

} //fim if liga1=0

if (graphsrefresh) {
    graphsrefresh=0; //para breakpoint
    contaPlot = 0;
    // iqref=0;
}

CpuTimer1.InterruptCount++;
if (CpuTimer1.InterruptCount>1799) {
    //iqref=15;
}
if (CpuTimer1.InterruptCount>36665) { //conta 4 seg para atualizar os
graficos (breakpoint) e desligar
    CpuTimer1.InterruptCount=0;
    liga1=0;
    graphsrefresh=1; //para breakpoint
}

// Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

interrupt void cpu_timer0_isr(void) {

    prdt0=(CpuTimer0.PeriodInUsec)*1e-6; //time between interruptions

    float den, den1, den2;

    float AdcResult[16] = { 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 };
// ----- RESULTADO AD ----- //
AdcResult[0] = (AdcRegs.ADCRESULT2 >> 4); // Ia Conversor 1
AdcResult[1] = (AdcRegs.ADCRESULT1 >> 4); // Ib Conversor 1
AdcResult[2] = (AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4); // Ic Conversor 1
AdcResult[3] = (AdcRegs.ADCRESULT3 >> 4); // Ia Estator
AdcResult[4] = (AdcRegs.ADCRESULT4 >> 4); // Ib Estator
AdcResult[5] = (AdcRegs.ADCRESULT5 >> 4); // Ic Estator
AdcResult[6] = (AdcRegs.ADCRESULT6 >> 4); // Vcc Conversor 2
AdcResult[7] = (AdcRegs.ADCRESULT7 >> 4); // Vcc Conversor 1
AdcResult[8] = (AdcRegs.ADCRESULT8 >> 4); // Ia? Conversor 2
AdcResult[9] = (AdcRegs.ADCRESULT9 >> 4); // Ib? Conversor 2

```

```

AdcResult[10] = (AdcRegs.ADCRESULT10 >> 4); // Ic? Conversor 2
AdcResult[11] = (AdcRegs.ADCRESULT11 >> 4); // Vab Rede
AdcResult[12] = (AdcRegs.ADCRESULT12 >> 4); // Vbc Rede
AdcResult[13] = (AdcRegs.ADCRESULT13 >> 4); // Vca Rede
AdcResult[14] = (AdcRegs.ADCRESULT14 >> 4);
AdcResult[15] = (AdcRegs.ADCRESULT15 >> 4);
// ----- //
//TENSÕES DE LINHA
Vab=(AdcResult[11]-2055)*(0.2046); //0.1961;
Vbc=(AdcResult[12]-2052)*(0.2046);
Vca=(AdcResult[13]-2050)*(0.2046);
//TENSÕES DE FASE
Va=(Vab-Vca)*(0.333333);
Vb=(Vbc-Vab)*(0.333333);
Vc=(Vca-Vbc)*(0.333333);

MAFi=6;
//TENSÃO NO BARRAMENTO CC
Vcc[MAFi]=AdcResult[7]*0.11864;
//FILTRO (rotor)
IFa[MAFi]=(AdcResult[0]-2055)*(-0.015635); //+ corrente entrando no
conv
IFb[MAFi]=(AdcResult[1]-2058)*(-0.015635);
IFc[MAFi]=(AdcResult[2]-2043)*(-0.015635);
//CARGA (estator)
ILa[MAFi]=(AdcResult[3]-2045)*(-0.012494); //+ corrente saindo do
borne/entrando na carga
ILb[MAFi]=(AdcResult[4]-2043)*(-0.012557);
ILc[MAFi]=(AdcResult[5]-2063)*(-0.015593);
//REDE
ISa=ILa[6]+IFa[6]; //+ corrente entrando no borne
ISb=ILb[6]+IFb[6];
ISc=ILc[6]+IFc[6];

//Correntes no CONV2 (Elemento CC conectado ao conversor que está conectado
ao barramento do CONV1)
Ipv=(AdcResult[8]-2061)*(-0.016148); //+ corrente entrando no conv (A
ou T que são o +)
Ipvmenos=(AdcResult[10]-2055)*(-0.015635);
Vpv=Vcc[6];
Ppv=Ipv*Vpv;
// if (liga1==0) Voc=Vpv; //medição da tensão de circuito aberto Voc no
início do acionamento

// ----- PROTEÇÃO DO BARRAMENTO CC -----
-- //
if (Vcc[6]>200) {
    liga1=0; //desliga o conversor caso a tensão máxima do barramento cc
seja ultrapassada
    graphsrefresh=1;
    //Flag da proteção
    flagprotVcc=1;
}
// ----- PROTEÇÃO DE SOBRECORRENTE -----
-- //
if (IFa[6]>20||IFa[6]<-20||IFb[6]>20||IFb[6]<-20||IFc[6]>20||IFc[6]<-20) {
    liga1=0; //desliga o conversor caso a máxima corrente do conversor
seja ultrapassada
    graphsrefresh=1;
}

```

```

        //Flag da proteção
        flagprotIF=1;
    }
    // ----- PROTEÇÃO DE SOBRECORRENTE NO BARRAMENTO CC-----
//
    if (Ipv>8||Ipv<-8) {
        liga1=0;    //desliga o conversor caso a máxima corrente no barramento
CC seja ultrapassada
        graphsrefresh=1;
        //Flag da proteção
        flagprotIpv=1;
    }

//-----MODOS DE OPERAÇÃO-----
-----//
//-----MODO1-GMPPT-----
-----//
if (modo==1) {
    if (InterruptCount>250) { //ocorrendia em 7,5ms
        InterruptCount=0;
        if (Ppv>Pmax) {
            Pmax=Ppv;
            Vmpp=Vpv;
        } //End if (Ppv>Pmax)
        picoj--; //decrementa para o proximo pico
        Vdcref=(alpha*(picoj-1)+k1)*Voc; //atualiza a tensao de ref
        if (Vdcref<Vdcmin) { //So busca até Vdcmin
            Vdcref=Vmpp;
            Pant=Pmax;
            InterruptCount=-467; //aumentar em 14ms a espera para entrar em
modo=2
            modo=2; //muda para o modo2=P&O
            CountAux=0;
            PantAux=Pmax;
        } //End if (Vdcref<Vdcmin)
    } //End if (InterruptCount>500)
} // End if (cont==1)
//-----MODO2-P&O-----
-----//
if (modo==2) {
    if (Ppv<15) {
        modo=3; //Entra no nighttime mode
    }
    if (CountAux>500) { //ocorrendia em 15ms para verificar alteração em Ppv
        CountAux=0;
        if ((PantAux-Ppv)>(Pcrit)|| (Ppv-PantAux)>(Pcrit)) { //variação maior que
Pcrit
            modo=1; //reinicia o GMPPT
            Pmax=0;
            picoj=npicos; //inicia no primeiro pico da direita
            Vdcref=(alpha*(picoj-1)+k1)*Voc; //atualiza a tensao de ref
            InterruptCount=0;
        }
        PantAux=Ppv;
    } // end if (CountAux>500)
    CountAux++;
    if (InterruptCount>100) { //ocorrendia em 3ms
        InterruptCount=0;
        // P&O Routine
    }
}

```



```

    if(Ppv<Pant){
        if(Vpv<Vmpp){
            Vdcref = Vpv+incV;
        }else{
            Vdcref = Vpv-incV;
        }
    }else{
        if(Vpv<Vmpp){
            Vdcref = Vpv-incV;
        }else{
            Vdcref = Vpv+incV;
        }
    }
    Vmpp=Vpv;
    Pant=Ppv;
    if(Vdcref<Vdcmin){ //Limita em Vdcmin
        Vdcref=Vdcmin;
    }
    // End P&O routine
    } //End if (InterruptCount>33)
} // End if (cont==2)
//-----MOD03-NIGHTTIME MODE-----
//-----//
if (modo==3) {
    Vdcref=100;
    if (InterruptCount>500) { //ocorrencia em 15ms para verificar alteracao em
        Ppv
        InterruptCount=0;
        if ((Ppv+PantAux)*0.5>15) { //fim do nighttime mode
            modo=1; //reinicia o GMPPT
            Pmax=0;
            picoj=npicos; //inicia no primeiro pico da direita
            Vdcref=(alpha*(picoj-1)+k1)*Voc; //atualiza a tensao de ref
            InterruptCount=0;
        }
        PantAux=Ppv;
    } // end if (CountAux>500)
} // End if (cont==3)
//-----
//
//-----PLL-----
//---//
    sintheta=sin(theta);
    costheta=cos(theta);
    //ABC para alfa/beta das tensões da rede
    Valfa=0.8165*(Va-0.5*(Vb+Vc));
    Vbeta=0.70711*(Vb-Vc);

    //Controlador PI de PLL
    PIp11[0]=PIp11[1];
    // if (PIp11[0]>1000) PIp11[0]=1000; //Saturação
    // if (PIp11[0]<-1000) PIp11[0]=-1000;
    erropll[0]=erropll[1];
    erropll[1]=sintheta*Vbeta+costheta*Valfa;
    PIp11[1]=PIp11[0]+Kppll*(erropll[1]-erropll[0])+Kippll*erropll[1];

    omega[0]=omega[1];
    omega[1]=0.1*PIp11[1]+0.9*omega[0]; //filtro passa baixa

```

```

//      omega[1]=377; //TESTE CONTROLABILIDADE DE CORRENTE
theta=prdt0*omega[1]+theta;
if (theta>=6.28318) {
    theta=theta-6.28318;
}
//-----
---//
//-----DETECTOR DE SEQ. POSITIVA-----//
Ialfadsp=sintheta; //correntes de seq. positiva para referência
Ibetadsp=-costheta;

Pdsp=Valfa*Ialfadsp+Vbeta*Ibetadsp; //potencia real (a potência
imaginária é considerada igual a 0)

PBdsp[0]=PBdsp[1];
PBdsp[1]=0.001*Pdsp+0.999*PBdsp[0]; //filtro passa baixa

// Calculo das tensões (alfa-beta e somente sequencia positiva sem
harmonicos)
den=PBdsp[1]/(Ialfadsp*Ialfadsp+Ibetadsp*Ibetadsp);
Valfa=(Ialfadsp)*den;
Vbeta=(Ibetadsp)*den;

//-----
---//
//-----TRANSFORMADAS-----
-----//
//transformada alfa-beta para d-q das tensões da rede
VSd=sintheta*Valfa-costheta*Vbeta;
VSq=costheta*Valfa+sintheta*Vbeta;

//ABC para alfa/beta das correntes da carga
ILalfa=0.8165*(ILa[6]-0.5*(ILb[6]+ILc[6]));
ILbeta=0.70711*(ILb[6]-ILc[6]);
//transformada alfa-beta para d-q das correntes da carga
ILd=sintheta*ILalfa-costheta*ILbeta;
ILq=costheta*ILalfa+sintheta*ILbeta;

//ABC para alfa/beta das correntes do filtro
IFalfa=0.8165*(IFa[6]-0.5*(IFb[6]+IFc[6]));
IFbeta=0.70711*(IFb[6]-IFc[6]);
//transformada alfa-beta para d-q das correntes do filtro
IFd=sintheta*IFalfa-costheta*IFbeta;
IFq=costheta*IFalfa+sintheta*IFbeta;

//-----
---//
//-----POTENCIAS INSTANTANEAS DA CARGA-----
-----//

pS=Valfa*ILalfa+Vbeta*ILbeta;
qS=-Valfa*ILbeta+Vbeta*ILalfa;

pBS[0]=pBS[1];
pBS[1]=0.001*pS+0.999*pBS[0]; //filtro passa baixa
pTS=pS-pBS[1];

qBS[0]=qBS[1];
qBS[1]=0.001*qS+0.999*qBS[0]; //filtro passa baixa
qTS=qS-qBS[1];

```

```

//    SS=sqrt(qTS*qTS+pTS*pTS+pBS[1]*pBS[1]+qBS[1]*qBS[1]);
//-----
---//
//-----CONTROLADOR DE TENSÃO -----//
//-----Controlador PI de Vdc-----//
PIVdc[0]=PIVdc[1];
erroVdc[0]=erroVdc[1];
erroVdc[1]=Vdcref-Vcc[6];

PIVdc[1]=PIVdc[0]+KpVdc*(erroVdc[1]-erroVdc[0])+KiVdc*erroVdc[1];

if (PIVdc[1]>300) PIVdc[1]=300; //Saturação
if (PIVdc[1]<-300) PIVdc[1]=-300;
Ploss=PIVdc[1];

//-----//
//----- TEORIA PQ -----//
// Seleção das potências de compensação
pcomp=Ploss-pTS-Ppv;
qcomp=-qS;
// Cálculo das correntes de compensação (alfa-beta)
den=1/(Valfa*Valfa+Vbeta*Vbeta);
IFalfaref=(pcomp*Valfa+qcomp*Vbeta)*den;
IFbetaref=(pcomp*Vbeta-qcomp*Valfa)*den;
///transformada alfa-beta para d-q
idref=sintheta*IFalfaref-costheta*IFbetaref;
iqref=costheta*IFalfaref+sintheta*IFbetaref;
//-----//
---//
//-----CONTROLADOR DE CORRENTE - HISTERESE -----//
-----//

ma=iaref;
mb=ibref;
mc=icref;

//transformada inversa de clark-park das tensoes de referencia
iaref=0.8165*(sintheta*idref+costheta*iqref);
ibref=0.8165*(sin(theta-2.094)*idref+cos(theta-2.094)*iqref);
icref=0.8165*(sin(theta-4.1888)*idref+cos(theta-4.1888)*iqref);

den=1/prdt0;
ma=(ma-iaref)*den;
mb=(mb-ibref)*den;
mc=(mc-icref)*den;

//Calculo das bandas de histerese
den=1/(8*L);
den1=den*8; //1/L
den2=1/(Vcc[6]*Vcc[6]);
HBa=Vcc[6]*prdPWM*den*(1-4*L*L*(Va*den1+ma)*(Va*den1+ma)*den2);
HBb=Vcc[6]*prdPWM*den*(1-4*L*L*(Vb*den1+mb)*(Vb*den1+mb)*den2);
HBc=Vcc[6]*prdPWM*den*(1-4*L*L*(Vc*den1+mc)*(Vc*den1+mc)*den2);

InterruptCount++;
CpuTimer0.InterruptCount++;
// Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

```

```

__interrupt void prdTick(void) // Interrupts once per ePWM period
{
    //   GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO6 = 1;

    float AdcResult[16] = { 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 };
    // ----- RESULTADO AD ----- //
    AdcResult[0] = (AdcRegs.ADCRESULT2 >> 4); // Ia Conversor 1
    AdcResult[1] = (AdcRegs.ADCRESULT1 >> 4); // Ib Conversor 1
    AdcResult[2] = (AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4); // Ic Conversor 1

    IFa[6]=(AdcResult[0]-2055)*(-0.015635); //+ corrente entrando no conv
    IFb[6]=(AdcResult[1]-2058)*(-0.015635);
    IFc[6]=(AdcResult[2]-2043)*(-0.015635);

    //Calculo dos erros
    erroia=iaref-IFa[6];
    erroib=ibref-IFb[6];
    erroic=icref-IFc[6];

    if (liga1) {
    //----- HISTERESE -----//

        if (erroia>HBa) {
            DUTYA=1;
        }
        if (erroia<-HBa) {
            DUTYA=0;
        }
        if (erroib>HBb) {
            DUTYB=1;
        }
        if (erroib<-HBb) {
            DUTYB=0;
        }
        if (erroic>HBc) {
            DUTYC=1;
        }
        if (erroic<-HBc) {
            DUTYC=0;
        }

        //GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIO2 = 1;
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA =SP1*DUTYA; // MARCA C
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA =SP1*DUTYB; // MARCA B
        EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA =SP1*DUTYC; // MARCA A

    //   GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO6 = 1;

    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT=1;
    }
}

```