



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DA BAHIA
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Dimensionamento de um Sistema Fotovoltaico Monofásico Conectado à Rede Elétrica
Operando com Fator de Potência Unitário

Paulo Afonso

Junho/2021

André Luiz de Oliveira Nunes

**Dimensionamento de um Sistema Fotovoltaico Monofásico Conectado à Rede Elétrica
Operando com Fator de Potência Unitário**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Bahia - IFBA, campus de Paulo Afonso, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof^o. Dr. Evandro Ailson de Freitas Nunes.

Paulo Afonso

Junho/2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD

N972 Nunes, André Luiz de Oliveira

Dimensionamento de um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica operando com fator de potência unitário / André Luiz de Oliveira Nunes. – Paulo Afonso, 2021.

86 f. : il. Color. ; 30 cm

Orientador: Prof. Dr. Evandro Ailson de Freitas Nunes

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal da Bahia, Campus Paulo Afonso, 2021.

1. Energia solar. 2. Geração de energia fotovoltaica. 3. Sistemas de energia fotovoltaica. 4. Fator de potência. I. Instituto Federal da Bahia, Campus Paulo Afonso II. Nunes, Evandro Ailson de Freitas. III. Título.

CDD – 621.47

Elaborada por Ana Paula Santos Souza Teixeira – CRB-5/1779

TERMO DE APROVAÇÃO

André Luiz de Oliveira Nunes

Dimensionamento de um Sistema Fotovoltaico Monofásico Conectado à Rede Elétrica Operando com Fator de Potência Unitário

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Bahia - IFBA, campus de Paulo Afonso, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel Engenharia Elétrica. Aprovado em 04 de JUNHO de 2021.

Banca Examinadora:

Evandro Ailson de Fritas Nunes

Profº. Dr. Evandro Ailson de Fritas Nunes (Orientador).....IFBA

Lucas da Silva Sacramento

Profº. Msc. Lucas da Silva Sacramento.....IFBA

Everton da Silva Dantas

Msc. Everton da Silva Dantas.....UFRN

Dedico este trabalho a minha mãe, Neide Maria de Oliveira, sem ela, nenhuma frase ou palavra deste documento poderia ser escrita.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por todas as bençãos que me foram concedidas durante minha trajetória acadêmica. Agradeço a minha mãe Neide Maria, meu irmão Pedro Henrique, minha avó Célia Maria, minha tia Ednalva Maria, minhas primas Emilly Paloma e Irys Laís, por todo amor, carinho, afeto e valores que me foram passados na minha construção pessoal e que modelaram o meu caráter.

Agradeço ao meu pai Adolfo Carlos e minha avó Mariza por acreditarem em mim.

Agradeço a minha madrinha Ivone por todas as suas orações.

Agradeço a minha noiva Vanessa Evenly por todo amor, carinho, atenção, cuidado e apoio, e por sempre estar ao meu lado nos momentos mais difíceis da minha formação acadêmica.

Agradeço a minha sogra Cheila Alves, por ter me acolhido como filho e todo o apoio e suporte oferecido desde o início da minha graduação.

Agradeço aos meus amigos e irmãos Wellington Alves, amigo de toda uma vida, e Douglas Winchester, figura ilustre e inoxidável, por toda a amizade e apoio ao longo dos anos.

Agradeço aos meus amigos e futuros engenheiros eletricitas, Lucas Queiroz, Eduardo Miranda e Matheus Cavalcante, pessoas que tive a oportunidade de conhecer durante a minha formação acadêmica, por todos momentos que compartilhamos.

Agradeço ao meu orientador e professor Evandro Ailson, por toda atenção, orientação, apoio e suporte que me foram concedidos. Todos os seus conhecimentos transmitidos foram fundamentais e cruciais para o meu trabalho de conclusão de curso.

Por fim, agradeço ao meu avô Pedro, onde quer que esteja espero que tenha orgulho de mim.

RESUMO

A crescente atenção dada aos impactos ambientais provocados pelas fontes tradicionais de energia e a possibilidade de geração de energia elétrica local impulsionaram a implementação de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Esses sistemas se enquadram na chamada geração distribuída, que cada vez mais ganham espaço na matriz energética mundial. No Brasil, as características climáticas e a posição geográfica proporcionam condições favoráveis de irradiação solar, o que traz vantagens na geração de energia solar fotovoltaica. Nesse contexto, o IFBA campus Paulo Afonso dispõe de alguns geradores fotovoltaicos e, tendo em vista a relevância do tema, o presente trabalho propõe o dimensionamento de um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica. O sistema proposto é determinado com base nas configurações elétricas dos painéis fotovoltaicos disponíveis no campus, o que viabiliza um sistema com dois estágios de conversão. Na etapa de conversão CC-CC, são dimensionados os componentes para um conversor do tipo *boost*, além de um algoritmo de rastreamento da máxima potência. Na etapa de conversão CC-CA, são implementados um conversor do tipo fonte de tensão, uma estratégia de modulação, um filtro de conexão e uma estratégia de sincronismo com a rede elétrica. Além disso, a proposta de trabalho objetiva garantir que o sistema fotovoltaico opere com fator de potência unitário, injetando potência ativa na rede elétrica. Para garantir tais condições, são implementados controles de corrente e tensão no referencial síncrono, atuando em conjunto como um sistema em cascata. Todos os componentes e estratégias de controles são implementados e avaliados por meio de simulações, no *software* PSIM.

Palavras-chave: Conexão com a Rede Elétrica. Conversor *Boost*. Fator de Potência Unitário. Sistema Fotovoltaico Monofásico. VSI.

ABSTRACT

The growing attention given to the environmental impacts caused by traditional sources of energy and the possibility of generating local electric energy, boosted the implementation of photovoltaic systems connected to the grid. These systems are classified as distributed generation, which are increasingly gaining space in the global energy matrix. In Brazil, climatic characteristics and geographical position provide favorable conditions for solar irradiation, which brings advantages in the generation of photovoltaic solar energy. In this context, the IFBA campus Paulo Afonso has some photovoltaic generators, and in view of the relevance of the theme, the present work proposes the dimensioning of a single-phase photovoltaic system connected to the grid. The proposed system is determined based on the electrical configurations of the photovoltaic panels available on the campus, which enables a system with two conversion stages. In the DC-DC conversion stage, the components for a boost converter are dimensioned, in addition to a maximum power tracking algorithm. In the DC-AC conversion stage, a voltage source converter, a modulation strategy, a connection filter and a synchronism strategy with the grid are implemented. In addition, the work proposal aims to ensure that the photovoltaic system operates with a single power factor, injecting active power into the grid. To guarantee such conditions, current and voltage controls are implemented in the synchronous framework, acting together as a cascade system. All components and control strategies are implemented and evaluated through simulations, using the PSIM software.

Keywords: Connection to the Grid. Boost Converter. Unit Power Factor. Single-Phase Photovoltaic System. VSI.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Previsão da capacidade mundial instalada cumulativa de geração fotovoltaica.....	21
Figura 2 - Previsão da capacidade de geração de energia solar fotovoltaica mundial.	21
Figura 3 - Participação das fontes de energia elétrica com base na capacidade instalada.	22
Figura 4 - Participação das fontes de energia renováveis na geração distribuída em 2019.	23
Figura 5 - SFV com um estágio de conversão.....	25
Figura 6 - SFV com dois estágios de conversão.....	26
Figura 7 - Circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica a partir do modelo de diodo único.	27
Figura 8 - Curvas características a) I - V e b) P - V.	28
Figura 9 - Conjunto de PFV conectados em a) série e b) paralelo.	29
Figura 10 - Associação mista de PFV.	29
Figura 11 - Comportamento da curva I - V para variações de a) irradiação solar e b) temperatura.	30
Figura 12 - Comportamento da curva P - V para variações de a) irradiação solar e b) temperatura.	30
Figura 13 - Fluxograma do MPPT P&O.	31
Figura 14 - Funcionamento da condutância incremental sobre a curva P - V.....	32
Figura 15 - Fluxograma do método tensão constante.....	33
Figura 16 - Estrutura do a) conversor <i>boost</i> e seus estados de operação, b) transistor conduzindo e c) transistor desativado.	34
Figura 17 - Principais formas de onda do conversor <i>boost</i> operando no MCC.	35
Figura 18 - Geração do sinal PWM.	36
Figura 19 - Estrutura de um VSI monofásico de ponte completa.	37
Figura 20 - SPWM bipolar.	39
Figura 21 - Sinais de a) entrada da SPWM bipolar e b) sinal de saída do VSI.	39
Figura 22 - Formas de onda do chaveamento e saída do VSI na aplicação da SPWM bipolar.	40
Figura 23 - SPWM unipolar.	40
Figura 24 - Sinais de a) entrada da SPWM unipolar e b) sinal de saída do VSI.	41
Figura 25 - Formas de onda do chaveamento e saída do VSI na aplicação da SPWM unipolar.	41
Figura 26 - Estrutura básica de um PLL.....	47

Figura 27 - Transformação do referencial $\alpha\text{-}\beta$ para o referencial $d\text{-}q$.	48
Figura 28 - Estrutura básica de um PLL monofásico.	49
Figura 29 - Estrutura de um PLL baseado no atraso de transporte discreto.	50
Figura 30 - Estrutura de um PLL baseado transformada de Hilbert.	51
Figura 31 - Estrutura de um PLL baseado transformada inversa de Park.	52
Figura 32 - SFV monofásico conectado à rede elétrica com dois estágios de conversão.	53
Figura 33 - Circuito equivalente do SFV conectado à rede elétrica.	54
Figura 34 - Modelo de um capacitor com dinâmica de descarga.	56
Figura 35 - Diagrama de blocos do controle de corrente.	56
Figura 36 - Sistema de controle de corrente no referencial $d\text{-}q$.	58
Figura 37 - Diagrama de blocos do controle de tensão no barramento CC.	59
Figura 38 - Diagrama de blocos do efeito cascata dos controles de corrente e da tensão no barramento CC.	60
Figura 39 - Sistema de controle completo no referencial $d\text{-}q$.	61
Figura 40 - Circuito para simular o desempenho do conversor <i>boost</i> implementado.	64
Figura 41 - Curvas de a) potência, b) corrente e c) tensões obtidas na simulação do conversor <i>boost</i> operando com MPPT P&O.	64
Figura 42 - FFT do sinal de saída do VSI gerado pela a) SPWM bipolar e b) SPWM unipolar.	65
Figura 43 - Filtro L conectado na saída do VSI.	66
Figura 44 - Filtro LCL conectado na saída do VSI.	66
Figura 45 - Corrente de saída do VSI operando com o filtro a) L e b) LCL.	67
Figura 46 - Ilustração do PLL monofásico implementado.	68
Figura 47 - Comportamento do a) ângulo estimado, b) tensões no referencial $\alpha\text{-}\beta$ e c) tensões no referencial $d\text{-}q$.	68
Figura 48 - Circuito de potência do SFV implementado no software PSIM.	69
Figura 49 - Circuito de controle do SFV implementado no software PSIM.	70
Figura 50 - Curva P - V do arranjo fotovoltaico para os cenários de simulação.	71
Figura 51 - Curvas de a) corrente de saída do VSI, tensão da rede elétrica e b) potência produzida pelo SFV no cenário 1.	72
Figura 52 - Curvas de a) corrente de saída do VSI, tensão da rede elétrica e b) potência produzida pelo SFV no cenário 2.	72
Figura 53 - Curvas de a) corrente de saída do VSI, tensão da rede elétrica e b) potência produzida pelo SFV no cenário 3.	73

Figura 54 - Curvas de a) corrente de saída do VSI, tensão da rede elétrica e b) potência produzida pelo SFV no cenário 4.	73
Figura 55 - Curva de a) tensão e b) tempo de estabilização do barramento CC nos cenários avaliados.	74
Figura 56 - Corrente de saída do VSI diante de condições de variação, impostas pelos cenários a) 1, b) 2, c) 3 e d) 4.....	75
Figura 57 - Potência ativa e reativa produzidas pelo a) SFV diante de condições de variação, impostas pelos cenários b) 1, c) 2, d) 3 e e) 4.....	75
Figura 58 - Tensão no barramento CC diante de condições de variação, impostas pelos cenários propostos.....	76
Figura 59 - Simulação de entrada e saída de uma carga RL no PAC.....	77
Figura 60 - Comportamento do SFV mediante variações na frequência da rede elétrica.	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Tensão de saída do VSI em função do chaveamento.....	37
Tabela 2 - Máxima distorção harmônica em percentual da componente de frequência fundamental.....	42
Tabela 3 - Parâmetros elétricos do PFV TSM-160M.....	62
Tabela 4 - Características elétricas do arranjo fotovoltaico operando em STC.....	62
Tabela 5 - Parâmetros para simulação do conversor <i>boost</i>	63
Tabela 6 - Parâmetros do VSI, da rede elétrica e dos filtros de saída.....	66
Tabela 7 - Parâmetro dos controladores.....	69
Tabela 8 - Irradiação solar anual no município de Paulo Afonso.....	70
Tabela 9 - Temperatura anual no município de Paulo Afonso.....	70
Tabela 10 - Cenários para avaliação do desempenho do SFV.....	71
Tabela 11 - Resultados obtidos nos cenários de simulação propostos.....	74

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BEN	Balanço Energético Nacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CRESESB	Centro de Referência Para Energia Solar e Eólica Sergio de Sálvio Brito
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPB	Filtro Passa Baixa
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFBA	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Bahia
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
L	Filtro Indutivo
LC	Filtro Indutivo-Capacitivo
LCL	Filtro Indutivo-Capacitivo-Indutivo
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PFV	Painéis Fotovoltaicos
PI	Controlador Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMP	Ponto de Máxima Potência
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PSIM	Powersim
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
P&O	Perturba e Observa
QSG	<i>Quadrature Signal Generator</i>
RL	Carga indutiva-resistiva

SFV	Sistemas Fotovoltaicos
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância do barramento CC
C_{bmin}	Valor mínimo de capacitância do conversor <i>boost</i> para garantir o MCC
C_b	Capacitância base do filtro LCL
$C_i(s)$	Controlador PI do controle de corrente
C_f	Capacitância do filtro LCL
$C_v(s)$	Controlador PI do controle do barramento CC
D	Razão cíclica de trabalho do conversor CC-CC
DHT_i	Distorção harmônica total de corrente
E_g	Energia do gap do semicondutor
f_c	Frequência de corte
f_{mod}	Frequência do sinal da moduladora
f_{prt}	Frequência do sinal da portadora
f_r	Frequência da rede elétrica
f_{res}	Frequência de ressonância
f_s	Frequência de chaveamento
G	Intensidade de irradiação solar
$G_i(s)$	Função de transferência da corrente produzida pelo SFV
$G_{ia}(s)$	Ganho de corrente em malha aberta
$G_{if}(s)$	Ganho de corrente em malha fechada
$G_{va}(s)$	Ganho de tensão em malha aberta
$G_{vf}(s)$	Ganho de tensão em malha fechada
$H(v)$	Transformada de Hilbert
h	Ordem harmônica
I	Corrente de saída da célula fotovoltaica
I_c	Corrente de consumo
$I_{d,q}$	Corrente no referencial síncrono
$I_{dref, qref}$	Sinal referência de corrente no referencial síncrono
I_{ef}	Valor eficaz de corrente
I_g	Corrente gerada na saída do VSI
I_{gref}	Referência do controle de corrente
I_{pfv}	Corrente de saída do PFV
I_{ph}	Fotocorrente

I_{pmp}	Corrente de ponto de máxima potência
I_r	Corrente de saturação reversa
I_r	Corrente da rede elétrica
I_{rr}	Corrente de saturação reversa referência
I_{sc}	Corrente de curto circuito
$I_{\alpha,\beta}$	Corrente no referencial estacionário
iL_b	Corrente do indutor do conversor <i>boost</i>
k	Constante de Boltzmann
ka	Fator de atenuação
k_i	Ganho integral PLL
k_{ii}	Ganho integral da corrente do controle de corrente
k_{iv}	Ganho integral do controle de tensão do barramento CC
k_p	Ganho proporcional PLL
k_{pi}	Ganho proporcional de tensão do controle de corrente
k_{pv}	Ganho proporcional de tensão do controle do barramento CC
L_1	Indutor do filtro LCL do lado do VSI
L_2	Indutor do filtro LCL do lado da rede elétrica
L_b	Indutor do conversor <i>boost</i>
L_{bmin}	Valor mínimo de indutância do conversor <i>boost</i> para garantir o MCC
L_f	Indutância do filtro L
L_r	Indutância da rede elétrica
L_t	Soma das Indutâncias do filtro e da rede elétrica
M	Índice de modulação
Ma	Índice de modulação em amplitude
Mf	Índice de modulação em frequência
P	Potência nominal do VSI
P_{pfv}	Potência do PFV
Q	Potência reativa
q	Carga do elétron
R	Carga resistiva
R_{Cf}	Resistência de amortecimento do filtro LCL
R_f	Resistência do filtro L
R_p	Resistência paralelo da célula fotovoltaica
R_p	Resistência da dinâmica de descarregamento do capacitor

R_r	Resistência da rede elétrica
R_s	Resistência série da célula fotovoltaica
R_t	Soma das resistências do filtro e da rede elétrica
r	Índice de relação entre os indutores do filtro LCL
T	Temperatura ambiente
T_{off}	Tempo de corte do transistor
T_{on}	Tempo de condução do transistor
T_r	Temperatura referência
T_s	Período de chaveamento
$t_{2\%i}$	Tempo de estabilização do controle de corrente
$t_{2\%v}$	Tempo de estabilização do controle do barramento CC
V	Tensão de saída da célula fotovoltaica
V_{ab}	Tensão de saída do VSI
$V_{ab_{med}}$	Tensão média de saída do VSI
V_{bar}	Tensão no barramento CC
V_{CC}	Tensão de entrada do VSI
V_c	Tensão nos terminais do capacitor do barramento CC
V_{cn}	Fatores que se relacionam com a corrente de consumo
$V_{d,q}$	Tensão no referencial síncrono
V_e	Tensão de entrada do conversor <i>boost</i>
V_{ef}	Tensão eficaz da rede elétrica
V_g	Tensão gerada na saída do VSI
V_g'	Tensão de compensação gerada na saída do VSI
v_i	Sinal de entrada do PLL
V_{mod}	Amplitude do sinal da moduladora
v_o	Sinal de saída do PLL
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
V_p	Tensão de pico da rede elétrica
V_{pfv}	Tensão de saída do PFV
V_{pmp}	Tensão de ponto de máxima potência
V_{prt}	Amplitude do sinal da portadora
V_r	Sinal de tensão da rede elétrica
V_s	Tensão de saída do conversor <i>boost</i>
$V_{\alpha,\beta}$	Tensão no referencial estacionário

$V_{\beta'}$	Tensão do referencial estacionário virtual
$X_{L1\%}$	Critério do percentual da impedância dos indutores do filtro LCL
x	Percentual de potência reativa absorvida pelo filtro LCL
Z_b	Impedância base do filtro LCL
$Z_c(s)$	Função de transferência do barramento CC
Z_r	Impedância da rede elétrica
α	Coefficiente de temperatura
ΔD	Varição da razão cíclica de trabalho do conversor CC-CC
ΔP	Varição de potência
ΔV	Varição de tensão
ΔPV	Fator de avaliação do MPPT P&O
ΔVc	Máxima ondulação da tensão de saída do conversor <i>boost</i>
$\Delta I_{L1\%}$	Percentual máximo de ondulação de corrente do filtro LCL
ΔI_{Lmax}	Máxima ondulação de corrente admissível do filtro LCL
Δi_{Lb}	Máxima ondulação de corrente admissível do conversor <i>boost</i>
$\varepsilon_{\theta v}$	Sinal de erro do detector de fase
η	Fator de qualidade da junção p-n
θ	Ângulo estimado pelo PLL
ω_{ca}	Sinal de controle de frequência
ω_r	Frequência angular da rede elétrica
ω_{ref}	Frequência angular referência
ω'	Frequência estimada pelo PLL

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	20
1.1	OBJETIVOS.....	23
1.1.1	Objetivos Geral.....	24
1.1.2	Objetivos específicos.....	24
1.2	JUSTIFICATIVA.....	24
2	REFERENCIAL TEÓRICO.....	25
2.1	PAINÉIS FOTOVOLTAICOS.....	26
2.2	RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	31
2.3	CONVERSORES DE POTÊNCIA.....	33
2.3.1	Conversor CC-CC.....	34
2.3.1.1	Modulação PWM.....	36
2.3.2	Conversor CC-CA.....	37
2.3.2.1	Modulações PWM aplicáveis ao VSI.....	38
2.4	FILTROS DE CONEXÃO.....	42
2.4.1	Filtro L monofásico.....	44
2.4.2	Filtro LCL monofásico.....	45
2.5	TRANSFORMADORES PARA CONEXÃO.....	46
2.6	ESTRATÉGIA DE SINCRONISMO COM A REDE ELÉTRICA.....	47
2.6.1	PLL monofásico.....	48
2.6.1.1	PLL baseado no atraso de transporte discreto.....	50
2.6.1.2	PLL baseado na transformada de Hilbert.....	51
2.6.1.3	PLL baseado na transformada inversa de Park.....	51
3	MODELÁGEM DO SISTEMA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	53
3.1	MODELAGEM DE CORRENTE.....	53
3.2	MODELAGEM DO BARRAMENTO CC.....	55
3.3	PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE.....	56
3.4	PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLE DO BARRAMENTO CC.....	59
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	62
4.1	ARRANJO FOTOVOLTAICO.....	62

4.2	PROJETO DO CONVERSOR BOOST E MPPT.....	62
4.3	ESTRATÉGIA PWM DO CONVERSOR CC-CA.....	64
4.4	PROJETO DO FILTRO DE CONEXÃO.....	65
4.5	PLL MONOFÁSICO BASEADO NA TRANSFORMADA INVERSA DE PARK.....	67
4.6	PROJETO DOS CONTROLES.....	69
4.7	COMPORTAMENTO DO SFV EM DIFERENTES CONDIÇÕES CLIMÁTICAS.....	70
4.8	SIMULAÇÕES DE ENTRADA E SAÍDA DE CARGA E AVALIAÇÕES DE ESTABILIDADE.....	76
4.9	PROPOSTA DE SISTEMA PARA EMBARCAR AS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE.....	78
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	80
5.1	PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS.....	80
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	82

1 INTRODUÇÃO

As fontes de geração de eletricidade são de alguma forma derivadas da energia proveniente do sol. A irradiação solar induz a circulação dos ventos na atmosfera propiciando a geração de energia eólica. A evaporação da água pelo calor cedido do sol, cria o ciclo das águas possibilitando o represamento nas hidroelétricas, ou ainda a matéria orgânica, como a cana-de-açúcar, que realiza a fotossíntese com os recursos oferecidos pelo sol, logo mais será combustível para usinas geradoras de eletricidade. No cenário energético atual, uma das alternativas mais promissoras no âmbito da geração de energia elétrica, também dependente do sol, é a energia solar fotovoltaica (CRESESB, 2014).

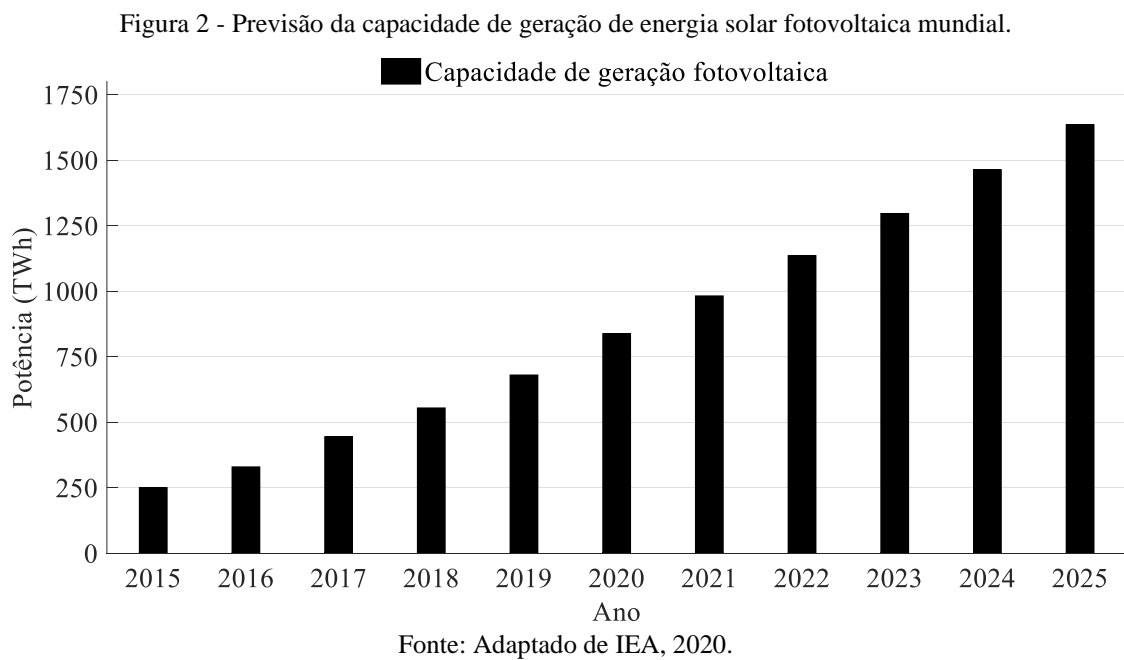
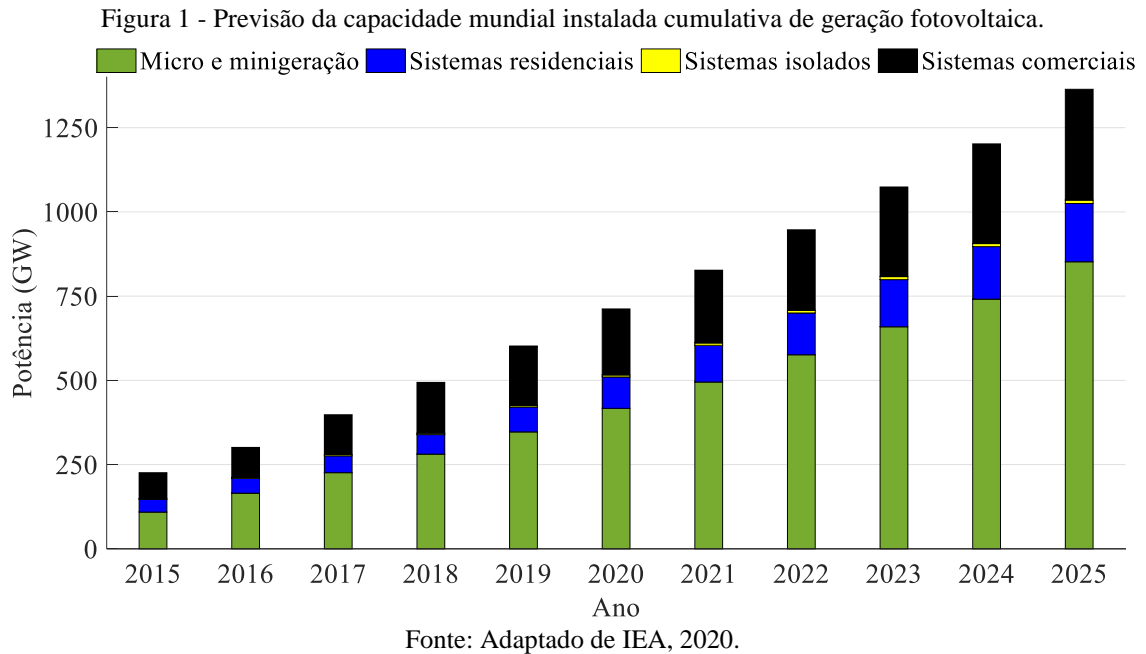
O efeito fotovoltaico descoberto por Edmond Becquerel, em 1839, determina o surgimento de diferenças de potenciais em terminais de células eletroquímicas. Com os avanços tecnológicos, a conversão da luz em eletricidade pelo efeito fotovoltaico passou a ser realizada pelas células fotovoltaicas que são fabricadas de material semicondutor, parte essencial para este processo de conversão (CRESESB, 2014). Por essas condições não agredirem o meio ambiente, a fotogeração se tornou uma das alternativas mais atrativas quando tratamos de energias renováveis.

Segundo os dados da Agência Internacional de Energia (IEA, do inglês, *International Energy Agency*), a energia solar fotovoltaica pode crescer em uma média anual de 125 GW, entre 2021 e 2025, o que totaliza mais de 1,33 TW na capacidade instalada mundial no final de 2025. Esses dados mostram que a energia solar fotovoltaica cresce significativamente a cada ano, ganhando mais espaço na matriz energética mundial. Nas Figuras 1 e 2, são ilustrados os dados e projeções futuras referentes a fotogeração.

No Brasil a energia solar fotovoltaica também apresenta dados e crescimento muito animadores. O país tem ainda uma posição geográfica favorável para a implementação de sistemas fotovoltaicos (SFV), por possuir elevados níveis de irradiação solar, que são maiores que países referência na produção desse tipo de energia, como no caso da Alemanha (VILLALVA, 2015).

No momento da confecção deste trabalho, os dados mais atualizados do Balanço Energético Nacional (BEN) ainda não haviam sido divulgados, dessa forma, são apresentados os dados referentes ao BEN de 2020. A capacidade instalada de geração de energia elétrica brasileira, atingiu a marca de 170,12 GW em 2019. Nesse mesmo ano, a potência instalada da energia solar fotovoltaica somou 2,47 GW, um crescimento de 37% em relação ao ano anterior, onde eram disponíveis 1,79 GW (EPE, 2020). Quanto a geração de energia, os dados do BEN

de 2020 mostram um aumento de 92,2%, cerca de 3,19 TWh, entre os anos de 2018 e 2019 na fotogeração, totalizando, ao final de 2019, 6,65 TWh (EPE, 2020).



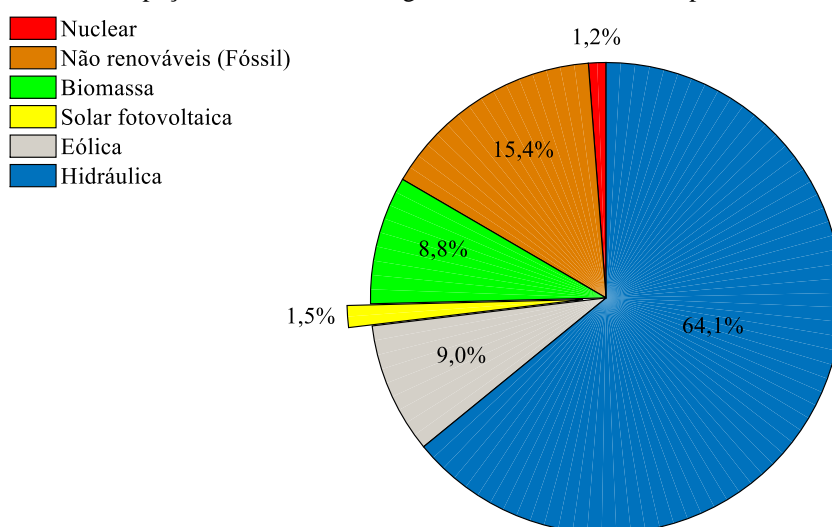
O crescimento das energias renováveis expandiu a geração de energia elétrica distribuída. Diferente do modelo tradicional, em que as unidades geradoras de grande porte, como as hidrelétricas e termelétricas, suprem as cargas e consumidores a longas distâncias por meio de linhas de transmissão, a geração distribuída permite a produção local de eletricidade (SILVA, 2017).

No panorama brasileiro, as resoluções normativas da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), nº 482 de 2012 e nº 687 de 2015, beneficiaram o crescimento da micro e minigeração distribuída. A Normativa nº 482 da ANEEL estabelece critérios para a conexão dos sistemas de geração distribuída na rede elétrica. Além disso, criou um sistema de compensação de energia, permitindo a injeção de potência na rede elétrica, quando a produção de eletricidade local exceder o consumo (ANEEL, 2012). Dessa forma, os SFV conectados à rede elétrica trazem benefícios quando operam com fator de potência unitário, injetando potência ativa, e o proprietário pode receber um desconto na tarifação de energia da unidade consumidora (GUSMAN *et al.*, 2018).

Em 2015 entrou em vigor a Normativa nº 687 da ANEEL, estabelecendo novos limites para a classificação dos sistemas de geração distribuída. Um sistema com potência instalada menor ou igual a 75 kW é definido como microgeração, já a minigeração distribuída é definida para uma potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 5 MW, com ressalva para as fontes hídricas, limitadas até 3 MW (ANEEL, 2015).

A principal fonte de geração de energia elétrica no Brasil é de natureza hidráulica, representando mais de 60% da capacidade instalada, como é ilustrado na Figura 3, seguida pelas fontes não renováveis e prejudiciais ao meio ambiente. A participação da energia solar fotovoltaica na matriz energética brasileira é inferior a 2%, porém, quando avaliados os sistemas de micro e minigeração distribuída, como ilustrado na Figura 4, a contribuição fotovoltaica é superior a 70% (EPE, 2020).

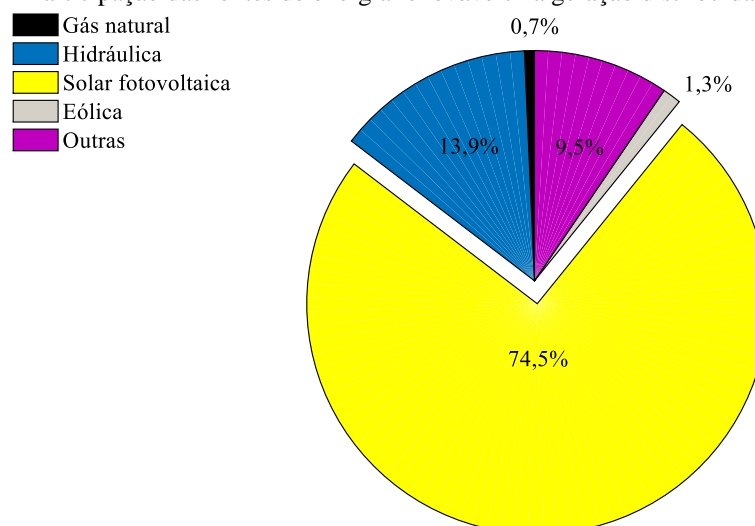
Figura 3 - Participação das fontes de energia elétrica com base na capacidade instalada.



Fonte: Adaptado de EPE, 2020.

Os dados do BEN de 2020, mostram que em 2019 houve um aumento de 169% nos sistemas de micro e minigeração distribuídos. Somadas as fontes de geração distribuída, em 2019, foi obtido 2,23 TWh. Desse total, a contribuição da energia solar fotovoltaica foi de 1,66 TWh e 1,99 GW na geração e capacidade instalada, respectivamente (EPE, 2020). Na Figura 4 é possível verificar a contribuição de todas as fontes de geração distribuída.

Figura 4 - Participação das fontes de energia renováveis na geração distribuída em 2019.



Fonte: Adaptado de EPE, 2020.

Diante dessa contextualização, o IFBA campus Paulo Afonso recebeu a doação de painéis fotovoltaicos (PFV) do Instituto Xingó, que estavam em desuso. No trabalho de Lima, Matos e Silva (2020), esses PFV foram restaurados, por conta do tempo de inatividade, e utilizados para gerar energia elétrica e alimentar uma carga resistiva.

Devido a relevância do tema e tendo em vista a disponibilidade dos PFV restaurados, o presente trabalho propõe o dimensionamento de um SFV monofásico conectado à rede elétrica operando com fator de potência unitário, para que o circuito eletrônico e a interface de controle possam ser confeccionados e, no futuro, os resultados obtidos possam servir como orientação, fonte de pesquisa e ensino.

1.1 OBJETIVOS

Para obter êxito no projeto de um SFV monofásico conectado à rede elétrica, garantindo fator de potência unitário, o presente trabalho possui como objetivos:

1.1.1 Objetivos Geral

O presente projeto tem como objetivo geral o estudo e dimensionamento de um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica, atuando com fator de potência unitário, com base nas características elétricas dos módulos fotovoltaicos do fabricante Topsolar, modelos TSM-160M monocristalinos, do IFBA campus Paulo Afonso.

1.1.2 Objetivos específicos

- Implementar um algoritmo de rastreamento da máxima potência;
- Dimensionar um conversor CC-CC tipo *boost*;
- Dimensionar capacitores que irão compor o barramento CC;
- Dimensionar um conversor CC-CA do tipo fonte de tensão monofásico;
- Determinar uma estratégia de controle que garanta a operação com fator de potência unitário;
- Determinar um sistema de sincronismo com a rede elétrica;
- Proposta de um sistema de aquisição de dados para embarcar as estratégias de controle.

1.2 JUSTIFICATIVA

A crescente demanda energética em conjunto com os impactos ambientais, gerados pela produção da eletricidade oriunda de combustíveis fósseis, torna necessária a geração de energia por fontes alternativas e consideradas limpas. Nesse âmbito, a energia solar fotovoltaica se destaca pela sua versatilidade e possibilidade de garantir um meio ambiente mais sustentável (KEITIANNE, 2016), ganhando cada vez mais espaço na matriz energética mundial.

O trabalho a ser realizado vai de encontro a esse cenário cada vez mais promissor da energia solar fotovoltaica e, para compreender melhor a geração fotovoltaica, é importante conhecer as particularidades do sistema. Com isso, o projeto em questão propõe o dimensionamento e estudo de cada etapa de um SFV monofásico conectado à rede elétrica, tomando como base as configurações dos PFV inoperantes no IFBA.

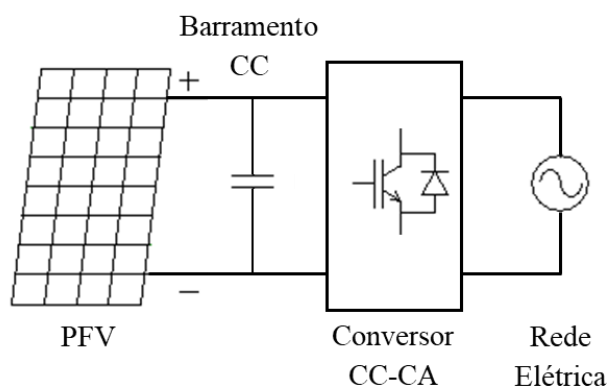
A presente proposta objetiva também que o SFV dimensionado opere com fator de potência unitário, tendo em vista a possibilidade do uso dos PFV restaurados para descontos na tarifação de energia elétrica do campus Paulo Afonso. Ainda que o impacto financeiro de sua inserção seja ínfimo, a maior contribuição é destinada para as áreas de ensino e pesquisa.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

A composição de um SFV varia de acordo com a proposta e objetivo do projeto. Em relação a conexão, podem ser divididos em sistemas isolados, que alimentam sistemas elétricos e cargas sem a conexão com a rede elétrica, e não isolados, que alimentam sistemas elétricos e cargas e são conectados à rede elétrica. Os sistemas não isolados têm como objetivo injetar energia na rede elétrica (CUNHA, 2016). Além de gerar energia para consumo local, nos SFV conectados à rede elétrica é possível gerar excedentes de energia elétrica e, assim, as residências ou empresas passam de consumidores a produtores de eletricidade, que recebem descontos na tarifação de energia (VILLALVA, 2015).

Os SFV conectados à rede elétrica são divididos em um ou dois estágios de conversão. Na topologia de um único estágio de conversão, ilustrada na Figura 5, os PFV são conectados a um banco de capacitores, barramento CC, e na sequência um conversor CC-CA realiza a conexão com a rede elétrica e o rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico (ROCHA, 2015). A subseção 3.2 trata com mais detalhes as características do barramento CC.

Figura 5 - SFV com um estágio de conversão.

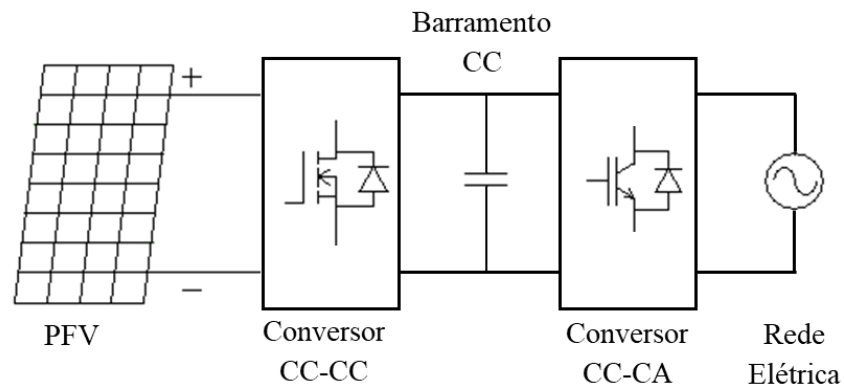


Fonte: Adaptado de ROCHA, 2015.

As vantagens da topologia de estágio único são relacionadas ao custo. Isso se deve a quantidade de dispositivos, que é inferior em relação a um sistema implementado com dois estágios de conversão. Como desvantagem, devido às variações na tensão de referência do barramento CC, provocadas pelos algoritmos de rastreamento da máxima potência (MPPT, do inglês, *Maximum Power Point Tracking*), etapa que será melhor descrita na subseção 2.2, a implementação desta topologia se torna mais complexa (ROCHA, 2015). Além disso, em um SFV de estágio único, a tensão fornecida pelos PFV deve ser superior a tensão de pico da rede elétrica, o que pode implicar na necessidade de um maior número de PFV (OLIVEIRA, 2015).

A configuração de um SFV de dois estágios de conversão é mostrada na Figura 6. O primeiro estágio, conversão CC-CC, é destinado ao rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico. O segundo estágio, conversão CC-CA, garante a conexão e injeção de corrente na rede elétrica (OLIVEIRA, 2015).

Figura 6 - SFV com dois estágios de conversão.



Fonte: Adaptado de ROCHA, 2015.

As vantagens dessa topologia consistem na facilidade de implementação de controles e, por conta da possibilidade de elevação de tensão no primeiro estágio, a quantidade de PFV pode ser menor que uma aplicação de estágio único. Por outro lado, o SFV sofre perdas devido ao maior número de chaves nos processos de conversão (ROCHA, 2015). A estrutura de dois estágios de conversão é adotada no presente trabalho, devido a quantidade e características elétricas dos PFV utilizados. Nas subseções seguintes são tratados com mais detalhes os componentes e dispositivos do SFV conectado à rede elétrica.

2.1 PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

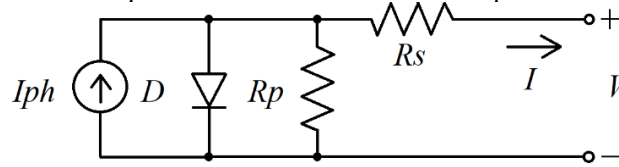
Um arranjo fotovoltaico é uma estrutura composta por diversos PFV e estes são constituídos por células fotovoltaicas interconectadas em série (CASARO; MARTINS, 2008). A construção das células fotovoltaicas se dá por processos de dopagem de materiais semicondutores, como silício e germânio. A dopagem insere impurezas nesses materiais, elevando a quantidade de elétrons livres e lacunas, o que possibilita maior produção de corrente mediante a radiação luminosa (CUNHA, 2016).

Na construção das células fotovoltaicas, é comumente utilizado silício policristalino, monocristalino ou amorfo. Do ponto de vista de eficiência da célula fotovoltaica na conversão

de luz em eletricidade, o material monocristalino apresenta valores em torno de 18%, enquanto que o material policristalino apresenta em média 14% (CASARO; MARTINS, 2008).

Na literatura estão disponíveis várias topologias para a representação do comportamento eletrônico de uma célula fotovoltaica. O modelo mais adotado é o de diodo único, como visto na Figura 7. No modelo, há uma fonte de corrente em paralelo com um diodo e, considerando as não linearidades, uma resistência série, R_s , e uma resistência paralelo, R_p , são adicionadas. As variáveis apresentadas na Figura 7 podem ser representadas matematicamente pelas Equações (1) - (4) (CASARO; MARTINS, 2008).

Figura 7 - Circuito elétrico equivalente da célula fotovoltaica a partir do modelo de diodo único.



Fonte: Adaptado de CASARO; MARTINS, 2008.

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left[e^{q \cdot \left(\frac{V + I \cdot R_s}{\eta \cdot k \cdot T} \right)} - 1 \right] - \left(\frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \right), \quad (1)$$

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha \cdot (T - T_r)] \cdot G, \quad (2)$$

$$I_r = [I_{rr} \cdot \left(\frac{T}{T_r} \right)^3] \cdot e^{\left[\left(\frac{q \cdot E_g}{\eta \cdot k} \right) \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]}, \quad (3)$$

$$I_{rr} = \frac{I_{sc} - \left(\frac{V_{oc}}{R_p} \right)}{e^{\left(\frac{q \cdot V_{oc}}{\eta \cdot k \cdot T_r} \right)} - 1}. \quad (4)$$

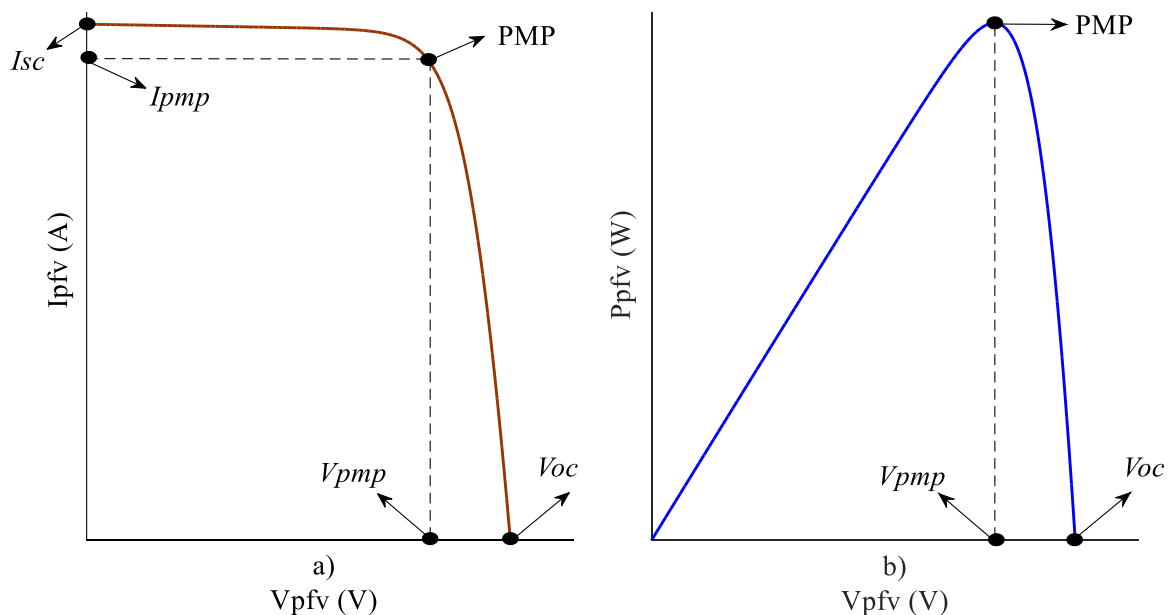
Das Equações (1) - (4) : I , I_{sc} , I_r , I_{rr} e I_{ph} são as correntes de saída, de curto circuito, de saturação reversa, de saturação reversa referência e a fotocorrente da célula fotovoltaica, respectivamente; V e V_{oc} são as tensões de saída e de circuito aberto; T e T_r são as temperaturas ambiente e referência; R_s e R_p representam as resistências série e paralelo; As constantes q , η , k , α , G e E_g são respectivamente a carga do elétron, fator de qualidade da junção p-n, constante de Boltzmann, coeficiente de temperatura, intensidade de irradiação solar e a energia do gap do semiconductor.

O desempenho de uma célula fotovoltaica é avaliado por meio de testes em condições consideradas ideais para operação (STC, do inglês, *Standard Test Conditions*), que consiste em

manter o espectro solar médio de massa de ar em 1,5, a irradiação solar em 1000 W/m^2 e a temperatura da célula em $25 \text{ }^\circ\text{C}$ (SILVA, 2015).

O comportamento elétrico do PFV pode ser representado na curva I - V característica. Nessa curva, são ilustrados os valores de corrente, I_{pfv} , em função da tensão, V_{pfv} , de saída do PFV, em determinadas condições de irradiação solar e temperatura (SILVA, 2017). Tal comportamento é visto na Figura 8 (a). É possível determinar o desempenho da potência, P_{pfv} , de um PFV em função da tensão V_{pfv} , como pode ser visto na curva P - V característica na Figura 8 (b).

Figura 8 - Curvas características a) I - V e b) P - V.

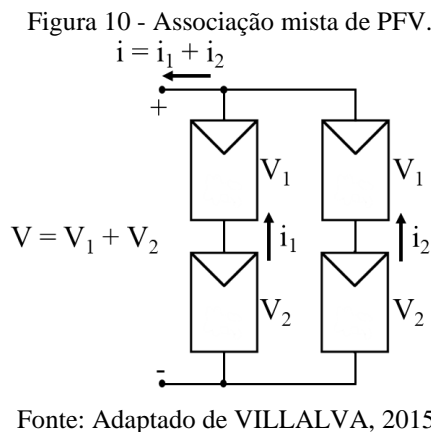
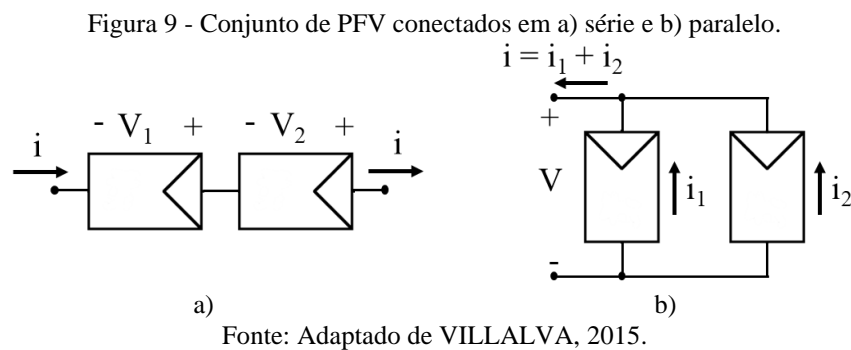


Fonte: Adaptado de SILVA, 2017.

Assim como na curva I - V, a relação entre a potência e a tensão do PFV é não linear. Existe um valor de tensão e corrente que fará o PFV fornecer a maior potência possível para as condições nas quais está operando. Essa potência é representada nas curvas como o ponto de máxima potência (PMP). Os termos V_{pmp} e I_{pmp} definem, respectivamente, a tensão e corrente de ponto de máxima potência.

A fim de se obter potência, tensão e corrente para uma determinada aplicação, um arranjo fotovoltaico pode ser associado em série, em paralelo, ou ainda numa associação mista, que consiste na conexão de PFV em série e em paralelo. Na necessidade de se obter tensões elevadas, os PFV são agrupados em série. Para um maior nível de corrente a associação ideal é em paralelo. Já a associação mista é adotada para alcançar valores de corrente e tensão desejáveis (OLIVEIRA, 2007). Essas associações são mostradas nas Figuras 9 e 10.

Na configuração em série, mostrada na Figura 9 (a), a tensão terminal do arranjo fotovoltaico é dada pela soma das tensões fornecidas por cada PFV, enquanto que a corrente produzida em cada PFV é equivalente. Quando o sistema estiver organizado em paralelo, conforme visto na Figura 9 (b), a tensão resultante equivale a tensão individual de um PFV. Por outro lado, a corrente total do sistema é a soma de todas as correntes fornecidas por cada um dos PFV. Por fim, na associação mista tanto a tensão terminal como a corrente resultante são somadas (VILLALVA, 2015).



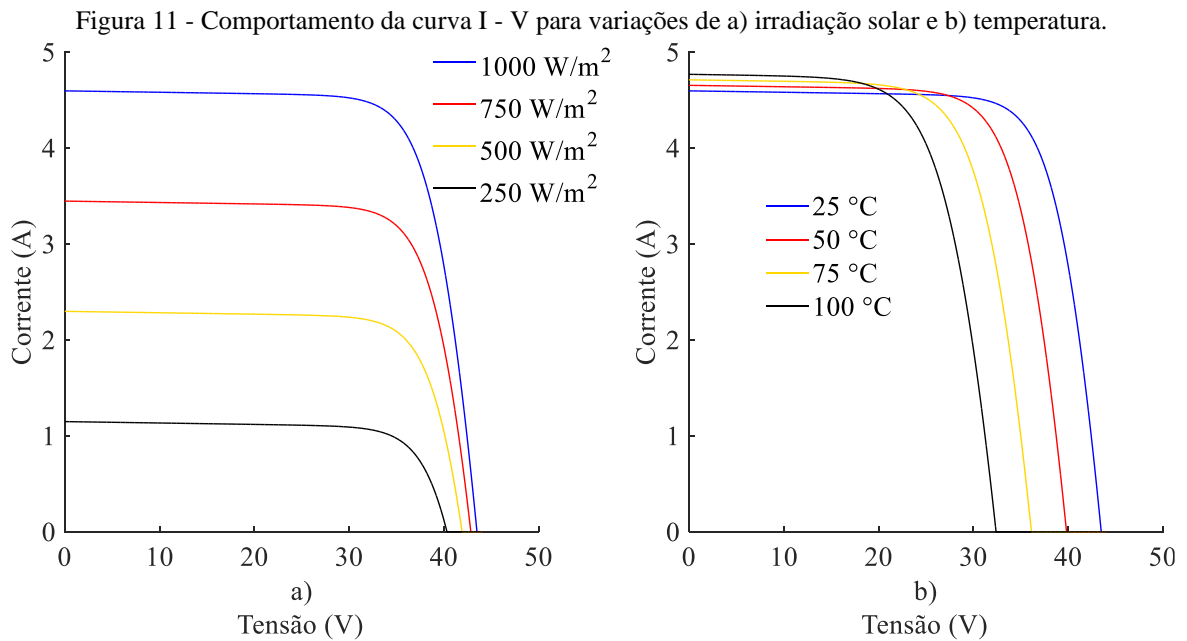
Os níveis de irradiação solar e temperatura influenciam o comportamento elétrico dos PFV durante a geração de energia. Nas Figuras 11 e 12 são ilustradas como as curvas I - V e P - V, baseadas no modelo do PFV TSM-160M, são afetadas para diferentes valores de irradiação solar e temperatura.

Avaliando a curva I - V, a principal influência da irradiação solar nos valores elétricos do PFV é na corrente gerada. Quanto menor a incidência de luz, menor é a corrente de curto circuito, I_{sc} , reduzindo consideravelmente a produção de energia (VILLALVA, 2015).

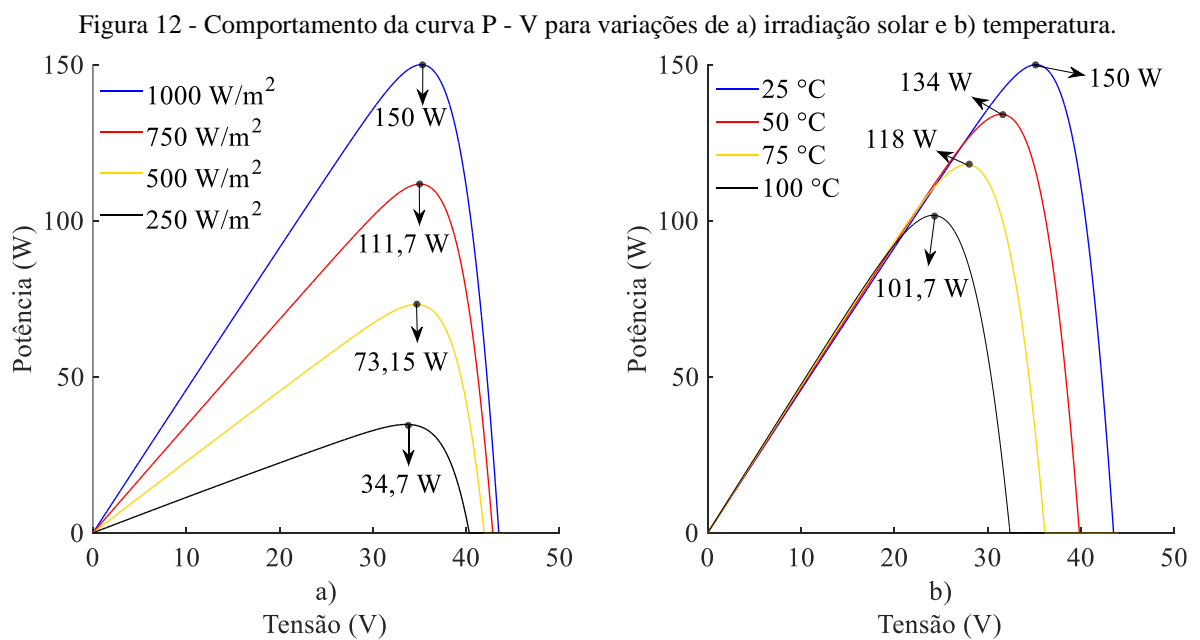
Diferente da corrente, a tensão de circuito aberto, V_{oc} , sofre pouca variação devido a essas condições. Na variação de temperatura, é a tensão nos terminais do gerador fotovoltaico que é afetada. Nas temperaturas mais baixas a V_{oc} é maior, enquanto que para temperaturas

mais elevadas, o valor de V_{oc} é menor (VILLALVA, 2015). Além disso, a I_{sc} não sofre variações significativas, mas é perceptível que nas temperaturas mais elevadas esse parâmetro sofre um pequeno aumento.

Como os PFV estão submetidos às variações climáticas, o PMP é constantemente alterado ao longo do dia. Essas variações climáticas afetam a potência fornecida pelos PFV de maneira que, para baixos níveis de irradiação solar e elevados valores de temperatura, ocorre redução na potência gerada, como ilustrado na Figura 12.



Fonte: Do Autor, 2021.



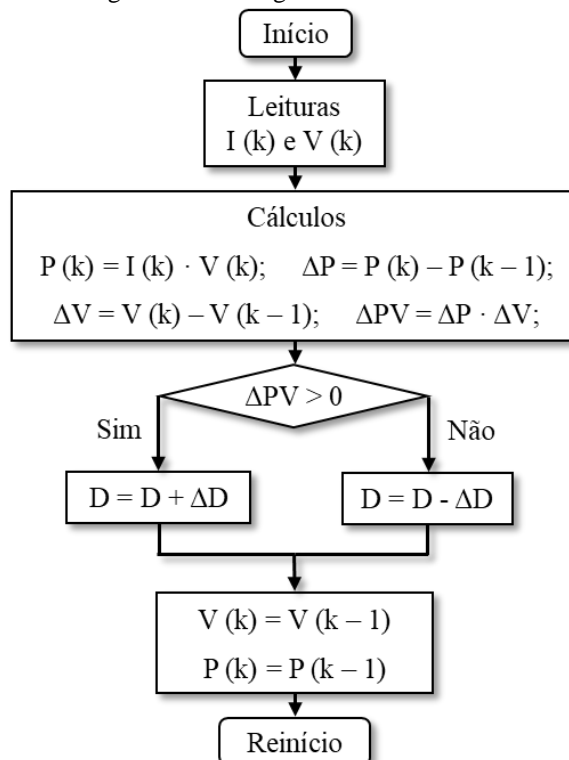
Fonte: Do Autor, 2021.

2.2 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Devido à mudança do ponto de máxima potência, por conta das variações climáticas, surge a necessidade de empregar estratégias que maximizem a geração de energia dos PFV, garantindo um melhor rendimento (VILLALVA, 2015). Os recursos utilizados que proporcionam o melhor desempenho de um SFV são as técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência, MPPT. Na literatura estão presentes diversos métodos que variam de acordo com a aplicação e complexidade, dentre os quais podem ser citados o perturba e observa (P&O), condutância incremental e tensão constante.

O algoritmo P&O, cuja estrutura básica pode ser vista na Figura 13, é um algoritmo muito conhecido e disseminado em aplicações de sistemas fotovoltaicos, devido a sua eficiência e simplicidade de implementação (SILVA, 2017). O princípio de funcionamento do algoritmo consiste em provocar perturbações no sistema, de forma que a potência seja constantemente ajustada. Os ajustes são feitos incrementando ou decrementando valores na razão cíclica de trabalho, D , do conversor CC-CC e a cada ajuste realizado, são calculadas as variações de potência, ΔP , e de tensão, ΔV (STANKIEWICZ *et al.*, 2014).

Figura 13 - Fluxograma do MPPT P&O.

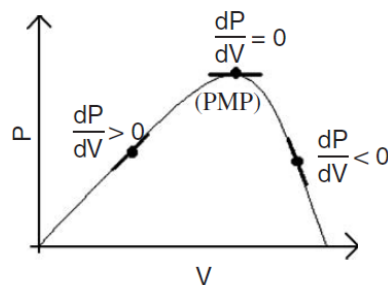


Fonte: Adaptado de RAEDANI; HANIF, 2014.

O produto das variações de potência e de tensão origina o termo ΔPV , que será avaliado pelo algoritmo na tomada de decisões. Valores positivos de ΔPV indicam que as perturbações estão direcionando o desempenho do SFV para o PMP, logo, o P&O continua a incrementar o valor de D . Quando ΔPV é negativo, a potência do sistema está se distanciando do melhor ponto de operação, dessa forma, o MPPT provoca decrementos no valor de D . Por estar sempre em processo de repetição, o ponto de máxima potência nunca é atingido. Assim, sempre há uma perturbação na variável D e a potência oscila em torno do PMP (RAEDANI; HANIF, 2014).

Na condutância incremental, a busca pelo PMP é similar ao algoritmo P&O. Uma ilustração do comportamento desse algoritmo é mostrada na Figura 14. O método parte do princípio de que, na curva P - V a relação dP/dV será nula no PMP (BRITO *et al.*, 2010). Quando $dP/dV > 0$, a potência se encontra a esquerda do PMP, logo, o algoritmo provoca incrementos na tensão forçando o aumento de potência. Do contrário, $dP/dV < 0$, a potência se encontra a direita da curva P - V e o algoritmo passa a decrementar a tensão de referência (SILVA, 2018).

Figura 14 - Funcionamento da condutância incremental sobre a curva P - V.



Fonte: SALAS *et al.*, 2005.

Portanto, apenas analisando as derivadas é possível verificar se o gerador fotovoltaico opera ou não no PMP. Comparada com o método P&O, a técnica é mais robusta e apresenta a vantagem de ser mais estável. Entretanto, esse método necessita de um sistema de controle mais complexo (SALAS *et al.*, 2005).

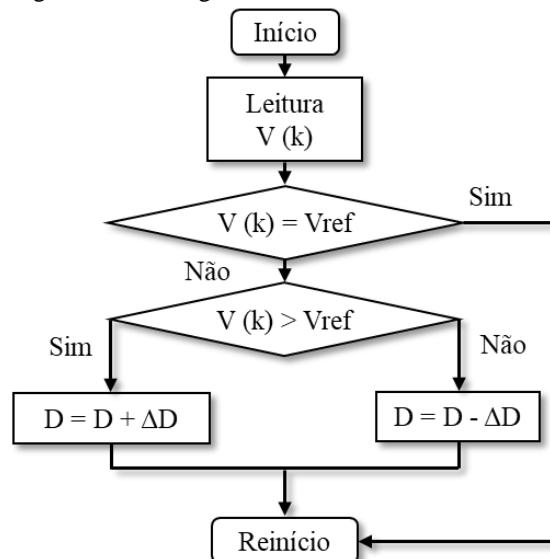
O método de tensão constante é baseado na relação entre a tensão de máxima potência, V_{pmp} , e a tensão de circuito aberto, V_{oc} , que é praticamente constante. Essa relação indica que V_{pmp} possui um valor entre 70 e 80% da V_{oc} (BRITO *et al.*, 2010). Na Figura 15 é exemplificado o fluxograma do método tensão constante.

O algoritmo consiste em manter a tensão do PFV em um valor de referência correspondente ao PMP obtido a partir da curva P - V, sendo necessário apenas um sensor de tensão (STANKIEWICZ *et al.*, 2014). Para cada ciclo do algoritmo uma medição de V_{oc} é

necessária, isso implica na desconexão momentânea do conversor CC-CC do SFV. O valor de referência é obtido por meio dessa amostra de V_{oc} . O processo de desconexão do conversor CC-CC irá trazer perdas para o sistema, como a interrupção momentânea do fornecimento de energia para equipamentos e aparelhos alimentados pelo sistema fotovoltaico e interrupções na potência ativa injetada na rede elétrica, além de afetar a qualidade da energia elétrica.

Uma alternativa para a redução das perdas de potência, devido ao desligamento do conversor CC-C para a obtenção de V_{oc} , é a inclusão de painéis piloto que devem ter as mesmas características dos demais PFV (SILVA, 2018). Os painéis piloto não são utilizados para produzir eletricidade, mas sim obter o valor de V_{oc} , considerando que estejam sob as mesmas condições de temperatura e irradiação solar do SFV. Mesmo reduzindo as perdas no sistema, a adição de painéis piloto eleva os custos financeiros do projeto (MORALES, 2010).

Figura 15 - Fluxograma do método tensão constante.



Fonte: Adaptado de SILVA, 2018.

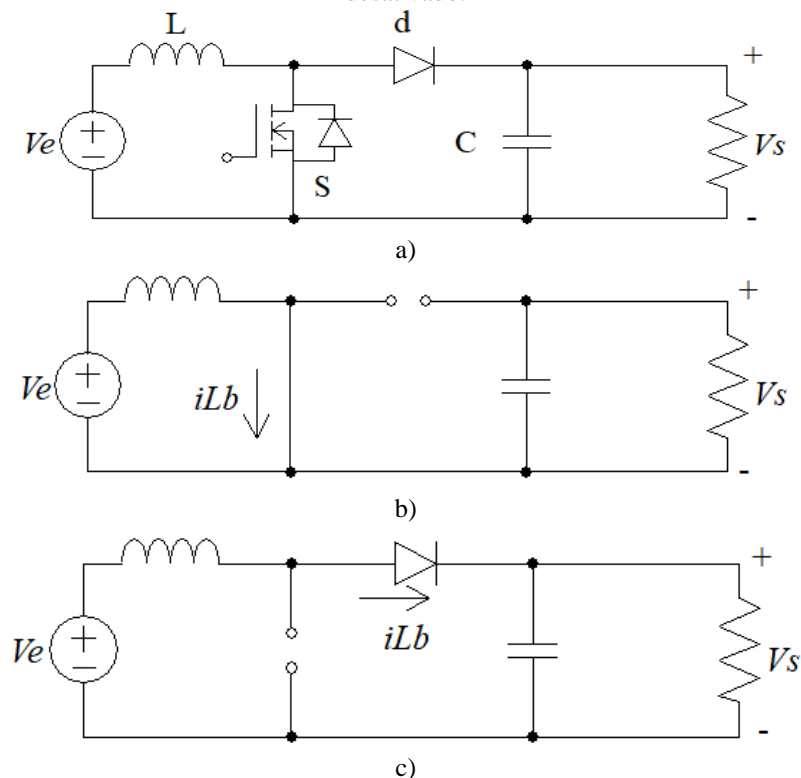
2.3 CONVERSORES DE POTÊNCIA

A conexão de PFV na rede elétrica necessita que parâmetros como tensão, corrente e potência sejam ajustados e adequados para a aplicação pertinente. Os ajustes podem ser relacionados tanto na magnitude dessas grandezas elétricas, como também no tipo de energia, contínua ou alternada. Os componentes responsáveis por garantir tais ajustes são os conversores de potência, compostos por elementos que armazenam energia e que controlam o fluxo de potência por meio de chaves semicondutoras (GRUNDEMANN, 2017). Nas subseções seguintes são tratados com mais detalhes os conversores CC-CC e CC-CA.

2.3.1 Conversor CC-CC

Devido as características elétricas dos PFV utilizados neste trabalho, a finalidade do conversor CC-CC é de elevar a tensão de saída, para garantir um nível de tensão adequado para a interligação com a rede elétrica. Para isso, é necessária a implementação de um conversor CC-CC do tipo *boost*, conhecido na literatura por fornecer na saída uma tensão CC controlada que é maior ou igual a tensão CC de entrada (GRUNDEMANN, 2017). A estrutura convencional do conversor *boost* é ilustrada na Figura 16 (a), a chave S representa um transistor do tipo MOSFET (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). Os parâmetros L, C e d representam, respectivamente, o indutor, capacitor e diodo do conversor. O funcionamento do conversor *boost* se dá de duas maneiras, transistor conduzindo, Figura 16 (b), e transistor desativado, Figura 16 (c).

Figura 16 - Estrutura do a) conversor *boost* e seus estados de operação, b) transistor conduzindo e c) transistor desativado.



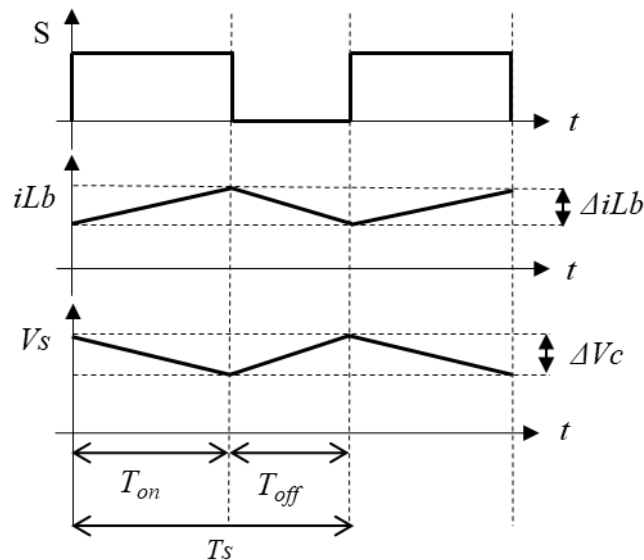
Fonte: Adaptado de CUNHA, 2016.

Quando o transistor é acionado, T_{on} , o indutor armazena energia no campo magnético devido a corrente iLb , ilustrada na Figura 16 (b), que cresce linearmente. Nesse período, a tensão sobre o indutor é equivalente a tensão de entrada, V_e . Por sua vez, o diodo é polarizado inversamente o que mantém a tensão de saída, V_s , igual a tensão do capacitor (AHMED, 2000).

No instante em que o transistor é aberto, T_{off} , a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor, a corrente iLb é reduzida e a tensão induzida sobre o indutor é somada à tensão de entrada, conseqüentemente elevando a tensão de saída (AHMED, 2000).

O conversor *boost* pode ainda operar de dois modos, em modo de condução contínua (MCC), condição que garante que a corrente no indutor nunca será nula, e em modo de condução descontínua (MCD), condição que permite a desenergização completa do indutor (CUNHA, 2016). Neste trabalho, o MCC é adotado para a implementação do conversor *boost*. As principais formas de onda no MCC são ilustradas na Figura 17, onde o termo T_s define o período de chaveamento do conversor. Os períodos T_{on} e T_{off} influenciam no conteúdo harmônico presente no sinal de saída do conversor, são condições que dependem do tipo de transistor e fabricante.

Figura 17 - Principais formas de onda do conversor *boost* operando no MCC.



Fonte: Adaptado de AHMED, 2000.

A relação entre a tensão de saída e tensão de entrada do conversor é dada pela Equação 5. Além disso, para que o MCC seja garantido são definidos os valores mínimos do indutor e capacitor, conforme as Equações 6 e 7 (HART, 2011).

Nas Equações 6 e 7, R e f_s representam a carga na saída do *boost* e a frequência de chaveamento, respectivamente. O termo ΔV_c é definido como a máxima ondulação da tensão de saída, durante o chaveamento, definida para o projeto do conversor. O indutor do conversor pode ser definido ainda em relação a máxima ondulação de corrente admissível para o projeto, ΔiLb , como na Equação 8 (HART, 2011).

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - D}, \quad (5)$$

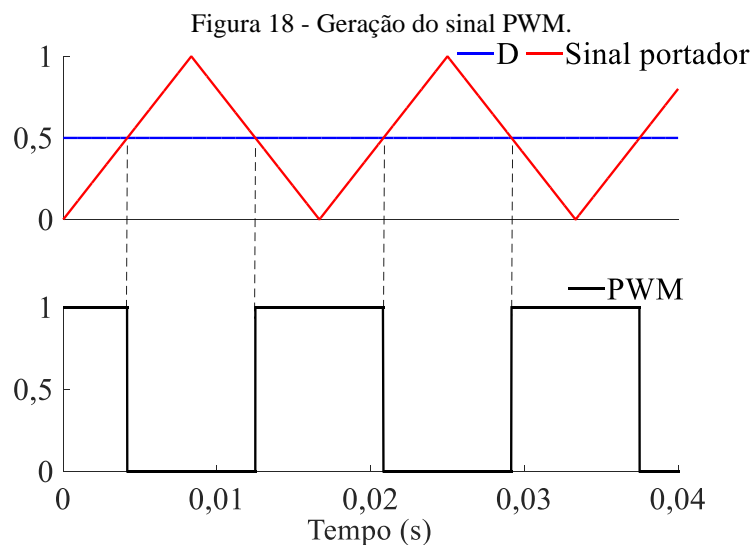
$$Lb_{min} = \frac{D \cdot (1 - D)^2 \cdot R}{2 \cdot f_s}, \quad (6)$$

$$Cb_{min} = \frac{D}{f_s \cdot R \cdot \Delta V_c}, \quad (7)$$

$$Lb = \frac{D \cdot V_s}{\Delta i_{Lb} \cdot f_s}. \quad (8)$$

2.3.1.1 Modulação PWM

Para o controle dos conversores e regulação do fluxo de potência, as chaves semicondutoras necessitam de técnicas de modulação. A literatura apresenta diversas estratégias de modulação, sendo a mais utilizada a PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*). Essa técnica se baseia na comparação de pelo menos dois sinais, sendo um sinal de referência, (sinal modulador) e um sinal com forma de onda triangular (sinal portador). Quando o sinal referência, definido como o ciclo de trabalho do conversor CC-CC, for maior que o sinal triangular, a chave semicondutora passa a conduzir, do contrário, a chave semicondutora abre e não conduz (GRUNDEMANN, 2017). Essa dinâmica pode ser visualizada na Figura 18.

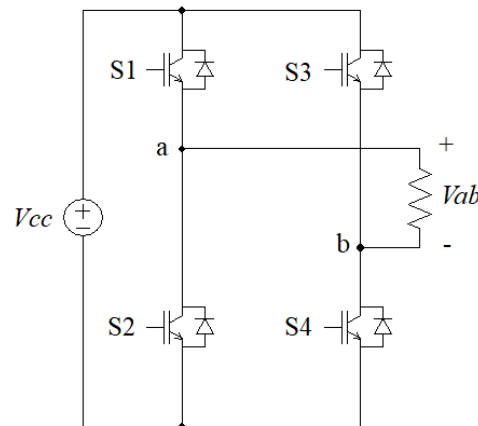


Fonte: Do Autor, 2021.

2.3.2 Conversor CC-CA

Nos SFV conectados à rede elétrica, o conversor CC-CA é responsável pela conversão de energia CC, gerada nos PFV, em CA que é injetada na rede elétrica. Além disso, é nessa etapa que é realizado o sincronismo com a rede elétrica (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Na Figura 19, é ilustrada a topologia de um conversor CC-CA do tipo fonte de tensão (VSI, do inglês, *Voltage Source Inverter*) monofásico de ponte completa, configuração muito utilizada em SFV monofásicos.

Figura 19 - Estrutura de um VSI monofásico de ponte completa.



Fonte: Adaptado de HART, 2011.

Na configuração de ponte completa, o VSI possui quatro chaves, do tipo IGBT (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*), duas em cada braço. Na operação do VSI, as chaves devem ser ativadas diagonalmente, quando S1 é acionada a chave S2 obrigatoriamente estará aberta e vice-versa (COSTA, 2018). Essa dinâmica evita o curto circuito da fonte V_{CC} . As possíveis combinações de chaveamento e a tensão de saída do VSI são ilustradas na Tabela 1.

Tabela 1 - Tensão de saída do VSI em função do chaveamento.

Chave				Tensão
S1	S2	S3	S4	Vab
0	1	0	1	0
0	1	1	0	+V _{CC}
1	0	0	1	-V _{CC}
1	0	1	0	0

Fonte: Adaptado de COSTA, 2018.

O funcionamento do VSI está ligado a estratégia de modulação PWM implementada. Dentre as técnicas de modulação PWM podem ser citadas a SPWM (do inglês, *Sinusoidal Pulse*

Width Modulation) e a SVM (do inglês, *Space Vector Modulation*) (BACON; CAMPANHOL; SILVA, 2011). Conforme discutido em Bacon, Campanhol e Silva (2011), a execução da estratégia SVM apresenta um menor número de comutações de chaves em relação a SPWM, o que traz a vantagem de reduzir as perdas de energia. Por outro lado, a SPWM apresenta vantagem na simplicidade de implementação, o que reduz os esforços e requerimentos computacionais, sendo, portanto, a estratégia adotada para o presente trabalho.

Na SPWM, uma tensão de referência, sinal modulador, com frequência igual ao sinal que se pretende gerar na saída do VSI é comparada com o sinal de uma portadora, que determina a frequência de chaveamento, resultando em um sinal alternado de frequência fixa e largura de pulso variável (COSTA, 2018).

Dois conceitos devem ser levados em consideração para a SPWM do VSI. O índice de modulação em amplitude, Ma , e o índice de modulação em frequência, Mf . O índice Ma é definido na Equação 9 e relaciona a amplitude do sinal da moduladora, V_{mod} , com a amplitude do sinal da portadora, V_{prt} . O índice Mf é definido na Equação 10 e relaciona a frequência do sinal da moduladora, f_{mod} , com a frequência do sinal da portadora, f_{prt} (CARACAS, 2013).

$$Ma = \frac{V_{mod}}{V_{prt}}, \quad (9)$$

$$Mf = \frac{f_{mod}}{f_{prt}}. \quad (10)$$

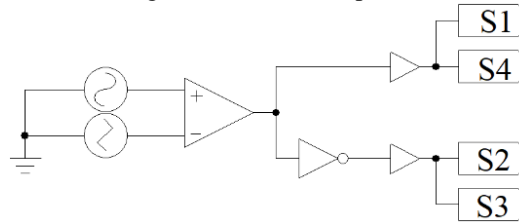
Afim de evitar a sobremodulação e operação não linear do sinal PWM, o valor de Ma deve se manter menor que 1 (CARACAS, 2013). Para evitar a formação de harmônicos em baixa frequência, o valor do índice Mf deve ser elevado, no entanto, para evitar perdas por chaveamento, f_{mod} deve estar na ordem de 10 kHz a 100 kHz (COSTA, 2018). É recomendável que o valor de Mf seja inteiro e par (SANTOS, 2014). No controle de um VSI monofásico, existem duas estratégias SPWM convencionais que podem ser implementadas: SPWM bipolar e SPWM unipolar (CARACAS, 2013).

2.3.2.1 Modulações PWM aplicáveis ao VSI

A técnica SPWM bipolar é realizada a partir da comparação de dois sinais, como ilustrado na Figura 20. O sinal da moduladora equivale a tensão da rede elétrica, portanto, uma senoide com frequência fixa de 60 Hz. O sinal da portadora, cuja forma de onda é triangular, tem sua frequência na faixa de dezenas de quilo Hertz (MARANGONI, 2012). A comparação

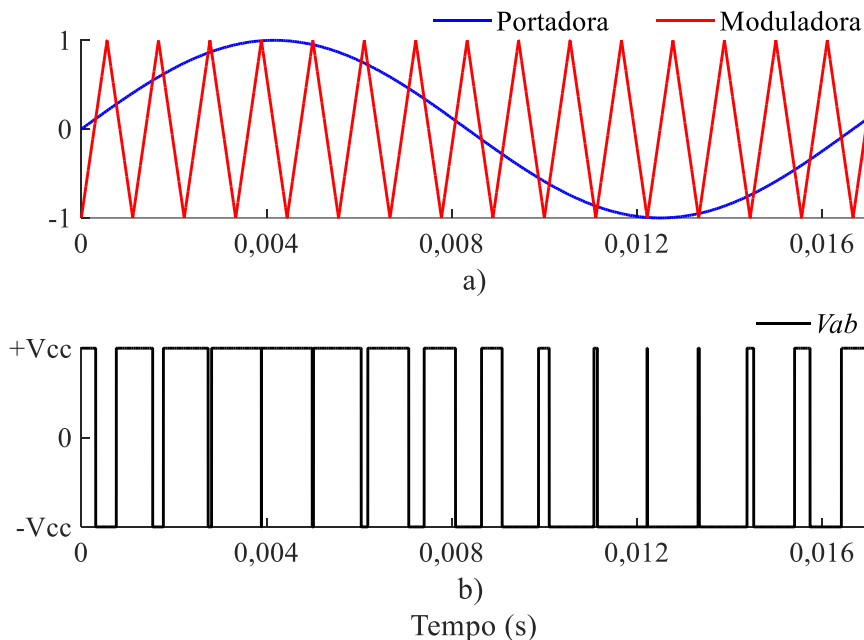
entre os sinais da moduladora e portadora, bem como o sinal gerado na saída do VSI, pode ser visualizada na Figura 21.

Figura 20 - SPWM bipolar.



Fonte: Adaptado de MARANGONI, 2012.

Figura 21 - Sinais de a) entrada da SPWM bipolar e b) sinal de saída do VSI.

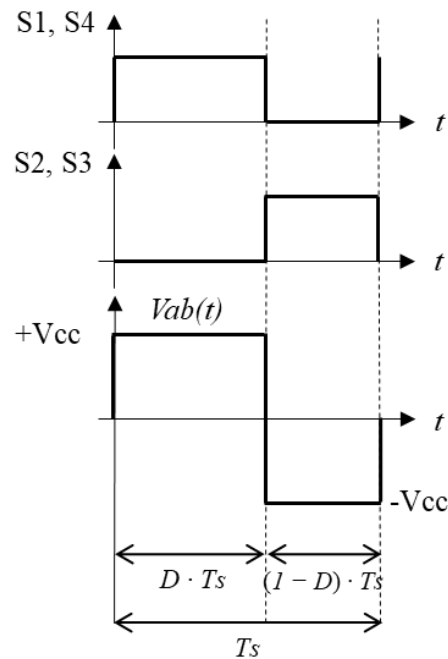


Fonte: Do Autor, 2021.

Na SPWM bipolar, a forma de onda na saída do VSI assume dois estados possíveis, $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$. O sinal de saída do VSI assume $+V_{CC}$ sempre quando o sinal da moduladora for maior que o sinal da portadora, do contrário, o sinal de saída assume $-V_{CC}$. Na Figura 22 são ilustradas as formas de onda do chaveamento e da tensão de saída do VSI.

Na operação da SPWM bipolar, as chaves comutam uma única vez a cada período do chaveamento, T_s , e a frequência da tensão de saída do VSI é equivalente a frequência do chaveamento (DAL PUPO, 2015). A tensão média de saída do VSI, $V_{ab_{med}}$, operando com a técnica SPWM bipolar no período T_s , é dada pela Equação 11.

Figura 22 - Formas de onda do chaveamento e saída do VSI na aplicação da SPWM bipolar.

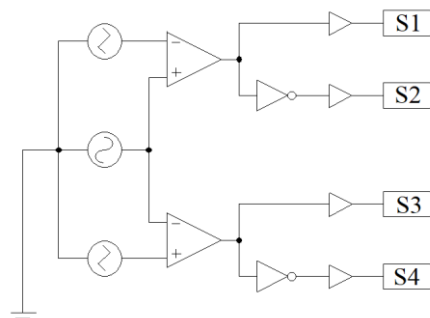


Fonte: Adaptado de MACCARINI, 2009.

$$V_{ab_{med}} = (2D - 1) \cdot V_{CC} . \quad (11)$$

Na SPWM unipolar, cuja estrutura é ilustrada na Figura 23, a função moduladora é comparada com duas portadoras defasadas em 180°. Cada comparador da estrutura é responsável pelo chaveamento de um braço do VSI. Dessa forma, as chaves operam uma em complemento da outra (CARACAS, 2013).

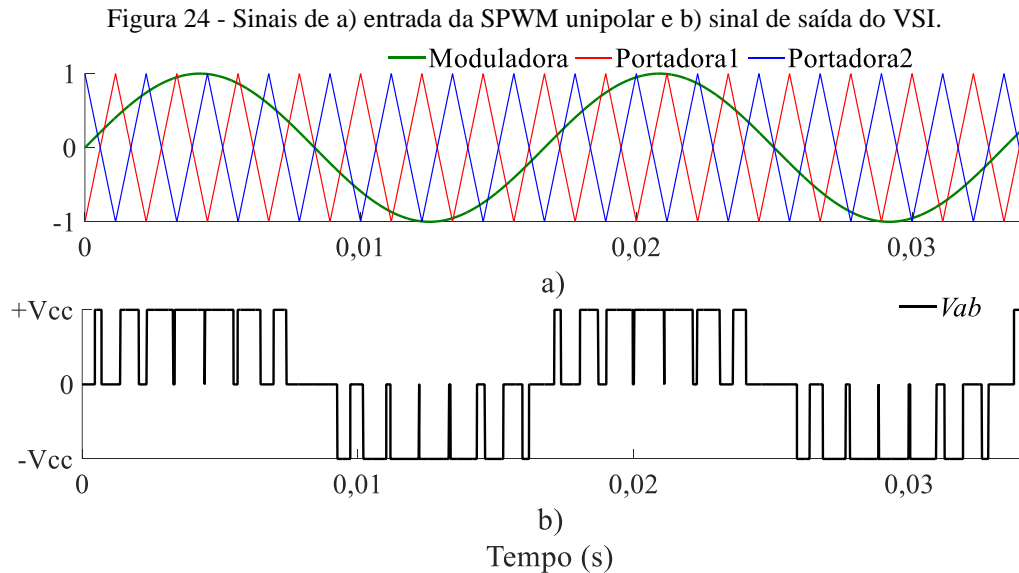
Figura 23 - SPWM unipolar.



Fonte: Adaptado de CARACAS, 2013.

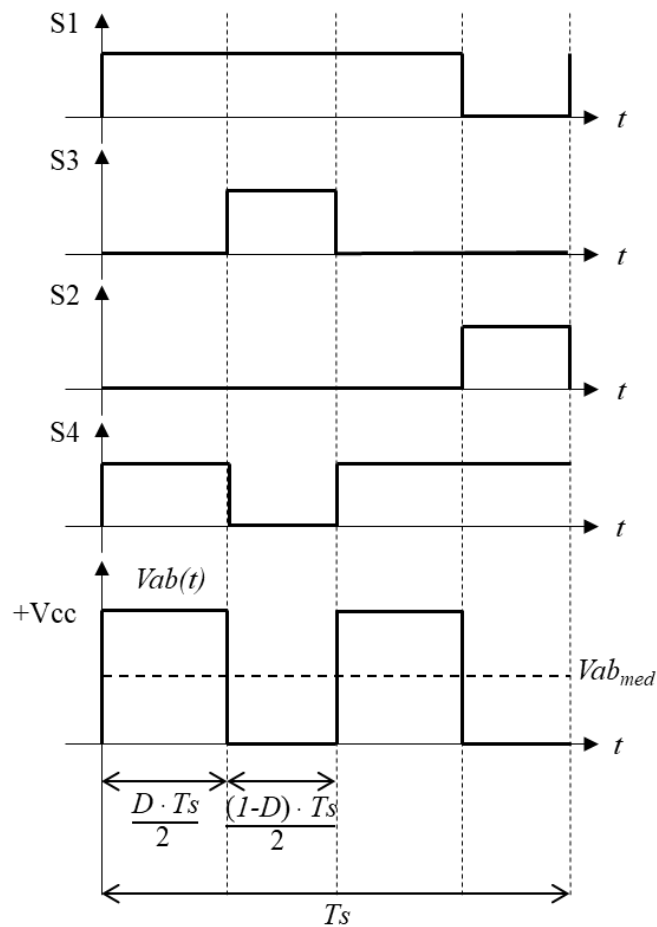
A geração do sinal de saída do VSI, baseado na comparação dos sinais de entrada da SPMW unipolar, é ilustrada na Figura 24. O sinal de saída do VSI assume três valores possíveis, $+V_{CC}$, $-V_{CC}$ e 0. No semiciclo positivo da moduladora, a tensão de saída do VSI altera entre $+V_{CC}$ e 0. Já no semiciclo negativo, o sinal de saída do VSI oscila entre $-V_{CC}$ e 0. As formas de

onda do chaveamento e da tensão de saída no VSI, operando com a SPWM unipolar, são ilustradas na Figura 25.



Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 25 - Formas de onda do chaveamento e saída do VSI na aplicação da SPWM unipolar.



Fonte: Adaptado de MACCARINI, 2009.

No período T_s , as chaves comutam uma única vez. Já a tensão de saída do VSI, tem o dobro da frequência do chaveamento. Essa condição diminui as perdas por comutação (DAL PUPO, 2015) e proporciona a eliminação de harmônicos de ordem ímpar (COSTA, 2018).

A tensão média de saída do VSI, operando com a modulação unipolar é dada pela Equação 12. O valor médio da tensão de saída do VSI é linearmente dependente da tensão do barramento CC e do ciclo de trabalho da técnica SPWM. Além disso, a partir da Equação 12 é possível determinar a tensão no barramento CC, uma vez que, $V_{ab_{med}}$ é baseada nos parâmetros da tensão da rede elétrica.

$$V_{ab_{med}} = D \cdot V_{CC} . \quad (12)$$

2.4 FILTROS DE CONEXÃO

A forma de onda produzida pelos conversores que utilizam a modulação PWM, como no caso do VSI, não apresenta características de uma função senoidal. Essa condição se deve as elevadas frequências de chaveamento. Apesar das vantagens de redução das perdas do conversor, a modulação em alta frequência produz componentes harmônicas que podem ser injetadas na rede elétrica, como em aplicações de geração distribuída (DAL PUPO, 2015).

A solução empregada para minimizar os efeitos provocados pelas distorções harmônicas é utilizar filtros conectados na saída dos conversores. Os filtros são dimensionados e projetados principalmente para amenizar as componentes harmônicas nas tensões e correntes, garantindo valores estabelecidos em normativas, como na IEEE 1547, que estabelece um limite de 5% na DHT_i , distorção harmônica total de corrente (NARDI, 2016). Os valores limites referentes a distorção harmônica de corrente, estabelecido na Normativa IEEE 1547, são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Máxima distorção harmônica em percentual da componente de frequência fundamental.

Ordem individual das harmônicas	Percentual limite
$h < 11$	4%
$11 \leq h \leq 17$	2%
$17 \leq h \leq 23$	1,5%
$23 \leq h \leq 35$	0,6%
$h \leq 35$	0,3%
DHT_i	5%

Fonte: Adaptado de IEEE, 2003.

As topologias de filtros mais utilizadas em conversores são os filtros passivos: filtro indutivo (L), filtro indutivo-capacitivo (LC) e filtro indutivo-capacitivo-indutivo (LCL) (DAL PUPO, 2015). A utilização de cada uma dessas topologias depende da aplicação, sendo assim, a depender das condições do projeto e do sistema, um filtro pode ser mais vantajoso que outro (NARDI, 2016).

O filtro L possui uma construção bem simples, basicamente um elemento indutivo é conectado em série, por fase, na saída do conversor. É um filtro passa baixa de primeira ordem, fornecendo atenuação na frequência de corte de -20 dB/dec (NARDI, 2016). As aplicações mais usuais desse tipo de filtro são em conversores que na saída produzem corrente (DAL PUPO, 2015).

Uma das desvantagens do filtro L é que para atender os parâmetros estabelecido pelas normativas, o indutor pode ter um valor de indutância muito elevado, o que torna construtivamente inviável a sua aplicação (NARDI, 2016). Além disso, a depender da amplitude das componentes harmônicas e por ser um filtro de primeira ordem, os padrões de qualidade de energia estabelecidos podem não ser atendidos (DAL PUPO, 2015).

Dada algumas das limitações do filtro L, filtros de ordem superior podem apresentar um melhor desempenho em relação a atenuação das componentes harmônicas, é o caso do filtro LC. Esse modelo de filtro é constituído por um indutor e um capacitor em paralelo. É um filtro passa baixa de segunda ordem, fornecendo atenuação na frequência de corte de -40 dB/dec (NARDI, 2016). A sua aplicação é mais comumente destinada a conversores que na saída produzem tensão, dessa forma, os padrões de qualidade de tensão devem ser considerados (DAL PUPO, 2015).

Quando se trata de conversores conectados à rede elétrica, o filtro LC não se mostra a melhor opção, devido a frequência de ressonância ser suscetível a impedância no ponto de acoplamento comum (PAC) e elevadas correntes reativas na frequência fundamental podem ser formadas durante a conexão com à rede elétrica (ARAÚJO, 2012), (DAL PUPO, 2015), (NARDI, 2016).

O filtro de terceira ordem, LCL, é composto por dois indutores, um do lado do conversor e o outro do lado da rede elétrica, e um capacitor em paralelo entre os indutores. É um filtro passa baixa que fornece atenuação na frequência de corte de -60 dB/dec (NARDI, 2016) e é comumente utilizado em conversores que na saída produzem corrente. Em comparação com os filtros já mencionados, possui vantagens de melhor atenuação do conteúdo harmônico, proveniente do chaveamento, e devido a suas características construtivas, reduz o conteúdo harmônico da corrente que é injetada na rede elétrica (ARAÚJO, 2012).

Dentre as desvantagens do uso do filtro LCL, pode ser citado a necessidade de uma estratégia de controle de corrente mais complexa, para garantir a estabilidade do sistema, além disso, é um filtro sensível ao conteúdo harmônico da rede elétrica e deve ser levado em consideração no projeto a ressonância do filtro (NARDI, 2016).

Uma maneira de melhorar a estabilidade do sistema é inserir resistência de amortecimento, seja em série ou paralelo com o capacitor. No entanto, essa estratégia aumenta as perdas por dissipação de calor além de prejudicar o rendimento do sistema (ROCHA, 2015).

Por fim, dentre os filtros destacados, aplicações com conversores conectados à rede elétrica, como o VSI, é preferível a utilização dos filtros L e LCL. Quando se trata de sistemas que operam com potência de poucas dezenas de kW, o uso do filtro L é mais frequente, enquanto que sistemas com potência de centenas de kW, a implementação de filtros LCL produz melhores resultados (ARAÚJO, 2012), (DAL PUPO, 2015), (NARDI, 2016). Dessa forma, são apresentados nas próximas subseções os métodos de projeto dos filtros L e LCL.

2.4.1 Filtro L monofásico

Para implementação de um filtro L em sistemas monofásicos, será abordada a metodologia apresentada no trabalho de (NARDI, 2016). O método necessita dos seguintes parâmetros: o DHT_i limite que deve ser considerado, a tensão no barramento CC, o valor eficaz da corrente fundamental injetada na rede elétrica, I_{ef} , a frequência de chaveamento e o índice de modulação, M , que relaciona o pico da tensão da rede elétrica, V_p , com a tensão no barramento CC, como na Equação 13.

$$M = \frac{V_p}{V_{CC}} . \quad (13)$$

O cálculo do indutor do filtro L depende ainda da modulação PWM implementada. Dessa forma, é apresentado nas Equações 14 e 15 o valor da indutância do filtro L quando adotado a SPWM bipolar e unipolar, respectivamente.

$$L_f = \frac{V_{CC}}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f_s \cdot DHT_i \cdot I_{ef}} , \quad (14)$$

$$L_f = \frac{M \cdot V_{CC} \cdot (1 - M)}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f_s \cdot DHT_i \cdot I_{ef}} . \quad (15)$$

2.4.2 Filtro LCL monofásico

Os trabalhos de (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005) e (REZNIK *et al.*, 2013) demonstram o projeto do filtro LCL. Inicialmente dois parâmetros devem ser considerados, a impedância base e a capacitância base, apresentados respectivamente nas Equações 16 e 17.

$$Z_b = \frac{V_{ef}^2}{P}, \quad (16)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \omega_r}. \quad (17)$$

Das Equações 16 e 17: ω_r , V_{ef} e P , são respectivamente a frequência angular da rede elétrica, a tensão eficaz da rede elétrica e a potência nominal do conversor. Para que o filtro LCL tenha um bom desempenho, são considerado três critérios que estabelecem limites durante o dimensionamento dos componentes, são eles:

1. O valor do capacitor do filtro, C_f , é limitado para não ser superior a 5% da C_b , como na Equação 18, limitando a potência reativa absorvida. Na Equação 18, x é o percentual da potência reativa absorvida (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), (REZNIK *et al.*, 2013);

$$C_f = x \cdot C_b. \quad (18)$$

2. A impedância dos indutores não deve ser superior a 10%, o que limita a queda de tensão CA (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005);
3. O valor da frequência de ressonância deve estar entre dez vezes a frequência da rede e metade da frequência de chaveamento, como mostrado na Equação 19 (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), (REZNIK *et al.*, 2013).

$$10 \cdot f_r < f_{res} < 0,5 \cdot f_s. \quad (19)$$

No dimensionamento do indutor do lado do conversor, L_1 , um percentual máximo de ondulação de corrente, $\Delta I_{L1\%}$, deve ser levado em consideração, geralmente é adotado 10%. O percentual $\Delta I_{L1\%}$, a potência do conversor e a tensão eficaz da rede elétrica, determinam a máxima ondulação de corrente admissível, ΔI_{Lmax} . Portanto, ΔI_{Lmax} e L_1 são definidos respectivamente nas Equações 20 e 21 (DAL PUPO, 2015).

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{\Delta I_{L1\%} \cdot \sqrt{2} \cdot P}{V_{ef}}, \quad (20)$$

$$L_1 = \frac{V_{ef}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lmax}}. \quad (21)$$

Definido a indutância L_1 , é possível agora verificar se o critério do percentual da impedância dos indutores foi atendido, como na Equação 22. Se $X_{L1\%}$ for superior a 10% um novo valor de $\Delta I_{L1\%}$ deve ser escolhido e novos cálculos devem ser realizados (DAL PUPO, 2015).

$$X_{L1\%} = \frac{\omega_r \cdot L_1}{Z_b}. \quad (22)$$

O indutor do lado da rede elétrica, L_2 , é definido pela Equação 23. O índice r relaciona os dois indutores do filtro LCL, matematicamente definido na Equação 24.

$$L_2 = r \cdot L_1, \quad (23)$$

$$r = \frac{-\frac{1}{ka} - 1}{1 - x \cdot L_1 \cdot C_b \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2}. \quad (24)$$

Na Equação 24, o termo ka é denominado como fator de atenuação desejado e é usualmente definido para 20% (REZNIK *et al.*, 2013). Por fim, a frequência de ressonância e a resistência de amortecimento, para ser conectada em série com o capacitor, podem ser definidas nas Equações 25 e 26. Os valores de x e ka devem ser modificados caso a f_{res} não esteja dentro do intervalo estabelecido nos critérios iniciais do projeto (FILHO, 2017).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}}, \quad (25)$$

$$R_{Cf} = \frac{1}{3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot C_f}. \quad (26)$$

2.5 TRANSFORMADORES PARA CONEXÃO

Além do filtro de conexão é possível adicionar um transformador entre o conversor CC-CA e a rede elétrica. O PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) módulo 3, determina o uso obrigatório de um transformador de

acoplamento para sistemas com carga instalada superior a 75 kW (ANEEL, 2017). A adição de um transformador permite a obtenção de maiores níveis de tensão para a conexão com a rede elétrica, além de proporcionar isolamento galvânica (BRADASCHIA, 2012).

Na ausência da isolamento galvânica é necessário considerar a formação de capacitâncias parasitas, que podem dar origem a correntes de dispersão entre os PFV e a terra. Nessas condições, é necessária uma estrutura de aterramento para evitar choques elétricos nas estruturas metálicas dos SFV (BRADASCHIA, 2012).

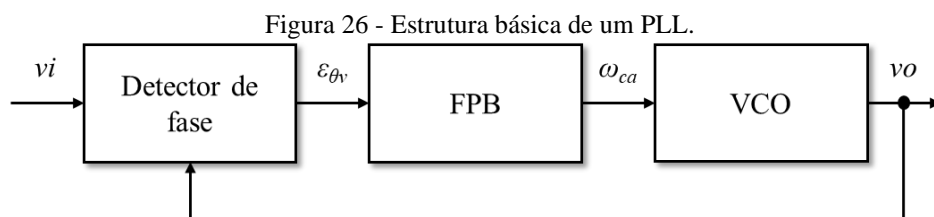
Outro efeito proveniente da ausência da isolamento galvânica é a formação de um circuito ressonante que aumenta as correntes de dispersão. Como consequência, o conteúdo harmônico produzido pelos conversores CC-CA pode ser elevado (OLIVEIRA, 2012).

Para essa aplicação, o transformador precisa ser projetado para operar na frequência da rede elétrica. As características de um transformador de baixa frequência trazem desvantagens construtivas, geralmente são transformadores pesados e volumosos, adicionam custos financeiros e diminuem a eficiência global do sistema (BRADASCHIA, 2012), (OLIVEIRA, 2012).

2.6 ESTRATÉGIA DE SINCRONISMO COM A REDE ELÉTRICA

A correta estimação do ângulo de fase é uma ação muito importante quando se trata de sistemas conectados à rede elétrica, como retificadores controlados, filtros ativos ou sistemas de geração distribuída, como no caso dos SFV. O método de controle mais conhecido e utilizado para esse tipo de avaliação é o PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*) (FILHO *et al.*, 2008).

Esse sistema de controle é responsável pelo ajuste automático da fase de um gerador de sinais, mantendo o erro entre a fase e um sinal de referência em zero, mesmo na ocorrência de variações no sinal de referência (FANTI, 2016). Existem diversas estruturas e modelos de PLL na literatura, derivados da configuração ilustrada na Figura 26.



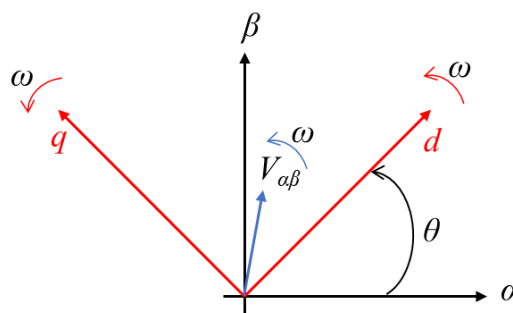
Fonte: Adaptado de CARACAS, 2013.

Basicamente o sistema é composto por um bloco detector de fase, um filtro passa baixa (FPB) e um oscilador controlado por tensão (VCO, do inglês, *Voltage Controlled Oscillator*). O detector de fase gera um sinal de erro, $\varepsilon_{\theta v}$, que é a diferença de fase entre o sinal de entrada, v_i , e o sinal de saída realimentado, v_o (BRASIL, 2013). O sinal $\varepsilon_{\theta v}$ é direcionado para o bloco FPB, para a sintetização dos valores da frequência estimada, logo, a frequência detectada é ajustada até que o valor de $\varepsilon_{\theta v}$ seja nulo (CARACAS, 2013). Por fim, o sinal de controle ω_{ca} determina a frequência do sinal v_o , obtido a partir do VCO, o que garante o sincronismo com o sinal v_i (FANTI, 2016).

2.6.1 PLL monofásico

Uma das possibilidades de se implementar um PLL em sistemas monofásicos é utilizar a detecção de fase baseada na geração de grandezas em quadratura, a partir da transformada de Park (SILVA *et al.*, 2004). Na transformada de Park, um sistema de tensão bifásico em quadratura, no referencial estacionário α - β , é convertido para um sistema de grandezas contínuas no referencial síncrono d - q (CID, 2016). A partir da Figura 27 é possível verificar como as componentes do eixo direto, d , e eixo em quadratura, q , estão relacionadas com as componentes do referencial α - β . Matematicamente, essa relação pode ser dada pelas Equações 27 e 28 (CID, 2016).

Figura 27 - Transformação do referencial α - β para o referencial d - q .



Fonte: Do Autor, 2021.

$$V_d = V_\alpha \cos\theta + V_\beta \sin\theta, \quad (27)$$

$$V_q = -V_\alpha \sin\theta + V_\beta \cos\theta. \quad (28)$$

Das Equações 27 e 28, é possível representar a transformada de Park na forma matricial, bem como a transformação inversa, nas Equações 29 e 30 respectivamente.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}, \quad (29)$$

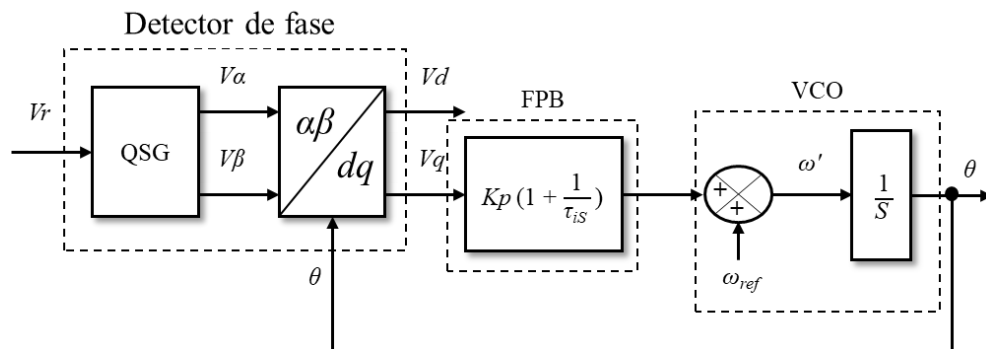
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}. \quad (30)$$

Em sistemas monofásicos somente se tem as informações de um sinal senoidal, a própria tensão da rede elétrica. Para que se tenha dois sinais senoidais em quadratura, objetivando a correta operação da transformada de Park, são necessários alguns métodos para a emulação de um sistema de tensão orthogonal artificial, os QSG (do inglês, *Quadrature Signal Generator*) (CARACAS, 2013).

Dessa forma, a tensão da rede elétrica é uma variável real podendo ser representada por V_α . Com a adição de um sistema QSG, uma variável virtual V_β é criada com atraso de 90° , simulando um sistema bifásico em quadratura (CARACAS, 2013).

Na Figura 28 é ilustrado um modelo convencional de um PLL monofásico. O termo V_r , na entrada do sistema, representa o sinal da tensão da rede elétrica. O bloco VCO fornece o ângulo de fase estimado para a transformada de Park, a partir do resultado da integral da frequência estimada, ω' . Para evitar o crescimento indefinido de θ , no bloco integrador o valor do ângulo é reiniciado sempre que atingir 0 ou 2π (CARACAS, 2013).

Figura 28 - Estrutura básica de um PLL monofásico.



Fonte: Adaptado de TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011.

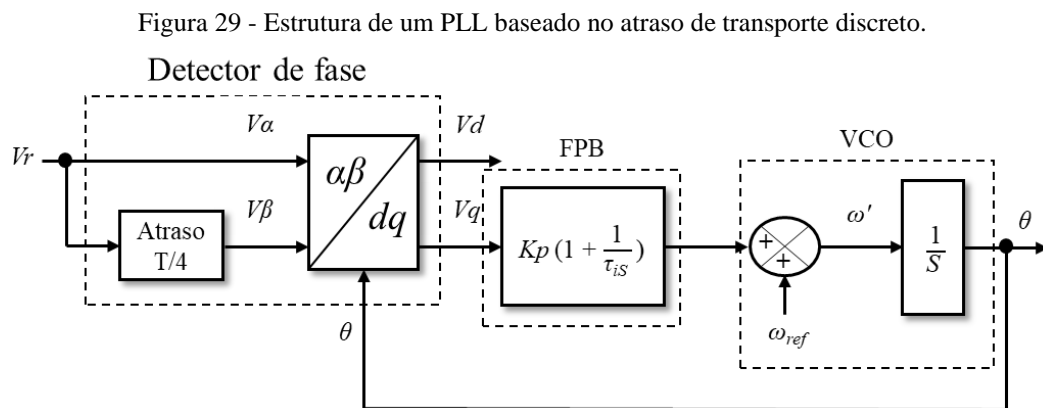
Os sinais de saída do QSG são representados no referencial $\alpha\beta$ e dão origem a um vetor de entrada virtual $V_{\alpha\beta}$, representado na Figura 27. Do mesmo modo, os sinais de saída da transformada de Park são representados na projeção orthogonal síncrona $d-q$. Quando o PLL está em sincronismo com ω_{ref} , o vetor $V_{\alpha\beta}$ e os eixos do referencial síncrono, estarão na mesma velocidade angular (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

Na Figura 28, o bloco FPB é representado por um controlador proporcional-integral (PI), que atua com o intuito de zerar a componente V_q (CARACAS, 2013). Quando o valor da componente V_q for equivalente a zero, o vetor $V_{\alpha\beta}$ gira alinhado com o eixo V_d , logo, V_d fornece a amplitude da tensão de entrada do sistema (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

Os modelos de PLL monofásicos se diferenciam na forma como é criada a variável virtual com o atraso de 90° . Na subseção seguinte são descritos alguns dos métodos presentes na literatura.

2.6.1.1 PLL baseado no atraso de transporte discreto

O atraso de transporte discreto, que possui uma estrutura como na Figura 29, é um dos métodos QSG mais simples de se implementar. O método provoca uma mudança de fase de 90° em relação à frequência fundamental da rede (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2005), ou seja, um atraso de $1/4$ do período da fundamental.



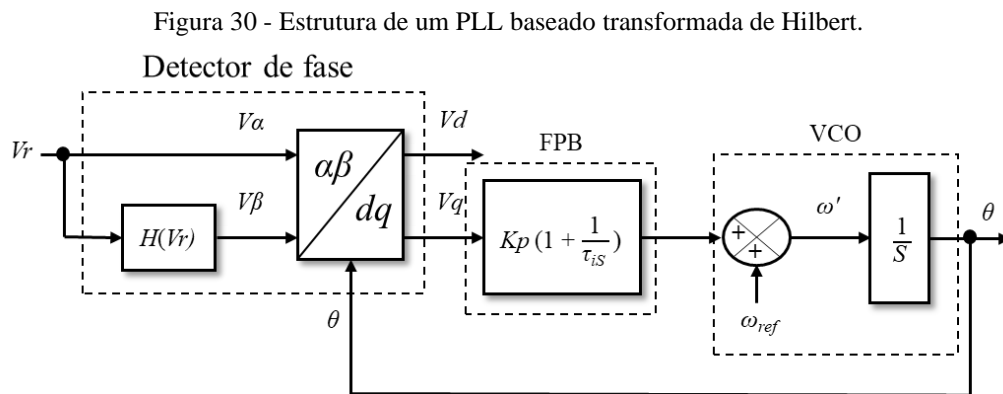
Fonte: Adaptado de TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011.

Apesar da facilidade de implementação, o atraso de transporte discreto não funciona corretamente se a frequência da rede elétrica sofrer mudanças, o que não garante um atraso preciso de 90° . Nessas condições, os sinais de saída do QSG não apresentam um comportamento ortogonal, originando erros durante a sincronização do PLL. Outro ponto negativo é que a técnica não possui ferramentas de filtragem de poluições harmônicas da rede elétrica, prejudicando o desempenho do PLL (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). O presente trabalho não levará em considerações poluições harmônicas da rede elétrica

2.6.1.2 PLL baseado na transformada de Hilbert

A transformada de Hilbert é uma ferramenta matemática que possibilita a mudança de $\pm 90^\circ$ no ângulo de fase de sinais senoidais, sem provocar mudanças na amplitude (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Logo, um PLL baseado nessa técnica possui uma configuração como na Figura 30. Matematicamente, a transformada de Hilbert no domínio do tempo é definida na Equação 31.

Uma diferença entre o PLL baseado no atraso de transporte discreto e na transformada de Hilbert, é relacionada a forma como o conteúdo harmônico, do sinal da rede elétrica, interfere no desempenho do PLL. No primeiro método, a poluição harmônica está sujeita ao mesmo atraso do tempo. Na transformada de Hilbert o conteúdo harmônico é deslocado em 90° (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2005). Por fim, o método que utiliza a transformada de Hilbert se mostra mais complexo de ser implementado, quando se trata de sistemas com frequências entre 50 e 60 Hz (FILHO; SEIXAS; CORTIZO, 2015).



Fonte: Adaptado de TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011.

$$H(v) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{v(\tau)}{t - \tau} d\tau . \quad (31)$$

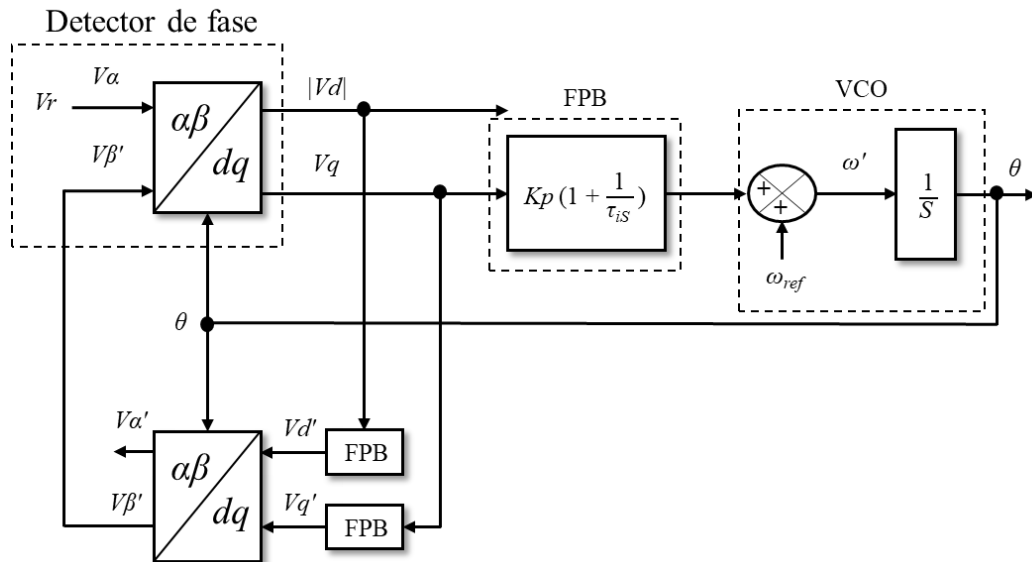
2.6.1.3 PLL baseado na transformada inversa de Park

Outro método de gerar sinais em quadratura é a transformada inversa de Park, aplicada em PLL monofásicos como na Figura 31. O método foi desenvolvido a fim de solucionar os problemas relacionados aos atrasos imprecisos de amostra, além disso, garantir um melhor desempenho do PLL mesmo com variações na frequência da rede elétrica (CARACAS, 2013).

Como visto na Figura 31, a tensão da rede elétrica é o próprio sinal V_α , enquanto que V_β é obtido pela transformada inversa de Park, que possui na sua entrada os sinais filtrados V_d' e V_q' (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2005). Apesar dessa técnica necessitar apenas da transformada inversa de Park, os filtros passa baixa de primeira ordem devem ser bem ajustados para o melhor desempenho do PLL (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2005).

Levando em consideração o conteúdo harmônico da rede elétrica, as componentes V_d e V_q são diretamente afetadas com distorções, já que uma das entradas da transformada de Park, a tensão da rede elétrica, não é filtrada. Nessas condições, o desempenho do PLL pode ser prejudicado (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2005).

Figura 31 - Estrutura de um PLL baseado transformada inversa de Park.



Fonte: Adaptado de TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011.

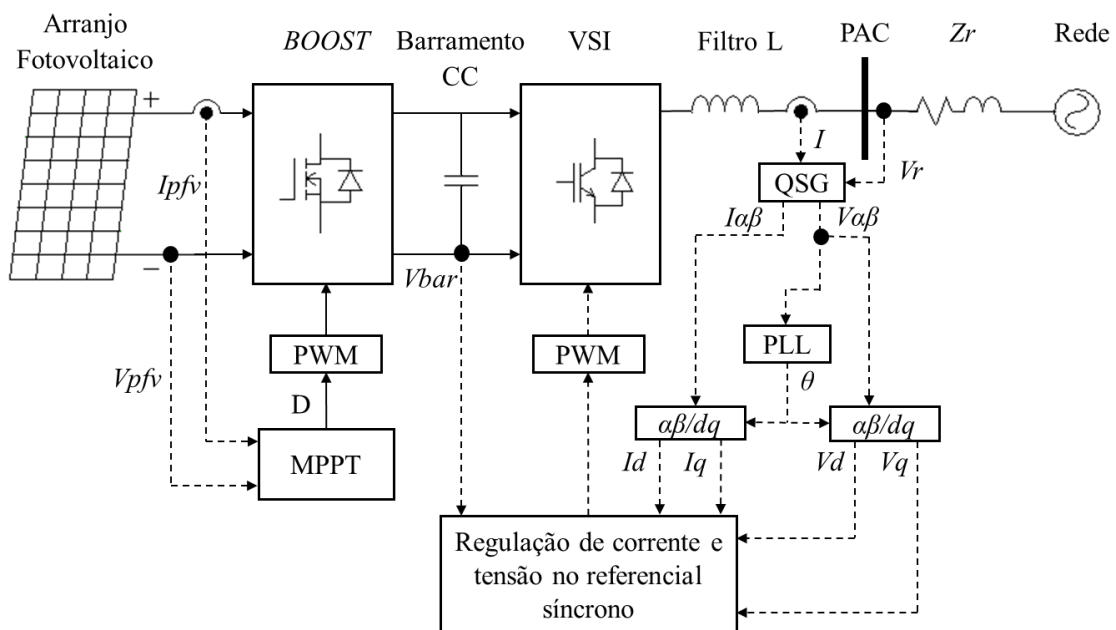
3 MODELÁGEM DO SISTEMA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Na Figura 32 é ilustrado o diagrama simplificado de um SFV monofásico conectado à rede elétrica com dois estágios de conversão. Nessa ilustração, V_{bar} , I e Z_r representam respectivamente a tensão no barramento CC, a corrente de saída do VSI e a impedância da rede elétrica.

Para o SFV proposto, a adição de um transformador com o intuito de elevar a tensão de saída do VSI não se justifica, uma vez que, por ser de reduzida potência, a conexão com a rede elétrica com tensão de fornecimento de 127 V pode ser garantida apenas com os dois estágios de conversão descritos.

Nas subseções seguintes são tratadas com mais detalhes os procedimentos matemáticos necessários para a obtenção do modelo dinâmico da corrente de saída do VSI e da tensão do barramento CC, bem como dos controles, etapas que garantem a regulação de corrente e tensão no referencial síncrono, e a operação do SFV com fator de potência unitário.

Figura 32 - SFV monofásico conectado à rede elétrica com dois estágios de conversão.



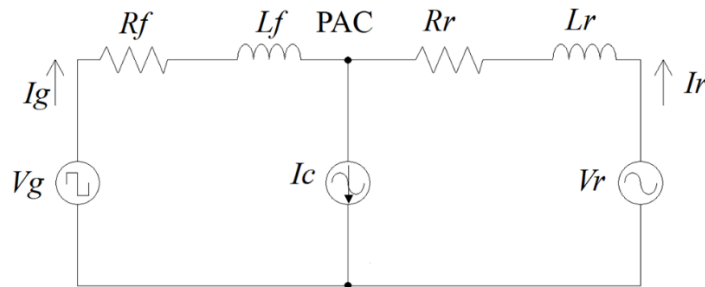
Fonte: Do Autor, 2021.

3.1 MODELAGEM DE CORRENTE

Na Figura 33 é representado o circuito equivalente de um SFV conectado à rede elétrica. As variáveis R_f e L_f representam a resistência e indutância de um filtro L conectado na saída do VSI. A tensão e corrente, geradas na saída do VSI, são representados pelos sinais V_g e I_g . Os

parâmetros representados por R_r , L_r , V_r e I_r são a resistência, indutância, tensão e corrente da rede elétrica, respectivamente. O consumo local de energia é representado por uma fonte de corrente, I_c . O ponto de acoplamento comum (PAC) interliga o sistema de geração com a rede elétrica e o consumo.

Figura 33 - Circuito equivalente do SFV conectado à rede elétrica.



Fonte: Do Autor, 2021.

A soma dos elementos resistivos e indutivos do filtro e da rede elétrica podem ser definidos, respectivamente, como R_t e L_t . A partir de análises utilizando a lei das correntes, no PAC, e a lei de Kirchhoff das tensões, na malha compreendida pelas fontes de tensão, obtém-se para o circuito da Figura 33 a Equação 37:

$$I_r = I_c - I_g, \quad (32)$$

$$R_t = R_f + R_r, \quad (33)$$

$$L_t = L_f + L_r, \quad (34)$$

$$-V_g + (I_g \cdot R_f) + L_f \cdot \left(\frac{dI_g}{dt}\right) - (I_r \cdot R_r) - L_r \cdot \left(\frac{dI_r}{dt}\right) + V_r = 0, \quad (35)$$

$$-V_g + (I_g \cdot R_f) + L_f \cdot \left(\frac{dI_g}{dt}\right) - (I_c \cdot R_r) + (I_g \cdot R_r) - L_r \cdot \left(\frac{dI_c}{dt}\right) + L_r \cdot \left(\frac{dI_g}{dt}\right) + V_r = 0, \quad (36)$$

$$-V_g + (I_g \cdot R_t) + L_t \cdot \left(\frac{dI_g}{dt}\right) - (I_c \cdot R_r) - L_r \cdot \left(\frac{dI_c}{dt}\right) + V_r = 0. \quad (37)$$

Alguns termos da Equação 37 se relacionam com a corrente I_c , que varia de acordo com a potência solicitada para o consumo. Esses fatores podem ser representados por uma tensão, V_{cn} , representada na Equação 38. Logo, a Equação 37 pode ser reescrita como a Equação 39.

$$(I_c \cdot R_r) - L_r \cdot \left(\frac{dI_c}{dt} \right) = V_{cn}, \quad (38)$$

$$V_g + V_{cn} - V_r = (I_g \cdot R_t) + L_t \cdot \left(\frac{dI_g}{dt} \right). \quad (39)$$

A tensão gerada na saída do VSI, V_g , deve ser suficiente para compensar as variações da tensão da rede elétrica, V_r , e do consumo, V_{cn} . Dessa forma, será definido o termo V_g' , resultante dessas considerações.

$$V_g + V_{cn} - V_r = V_g'. \quad (40)$$

Substituindo a Equação 40 na Equação 39, e avaliando a expressão resultante no domínio de Laplace, obtém-se uma função de transferência como na Equação 42. Nessa função de transferência as condições iniciais de corrente, I_g e I_r , devem ser nulas.

$$V_g' = (I_g \cdot R_t) + L_t \cdot \left(\frac{dI_g}{dt} \right) \xrightarrow{\mathcal{L}} V_g'(s) = [I_g(s) \cdot R_t] + [s \cdot I_g(s) \cdot L_t], \quad (41)$$

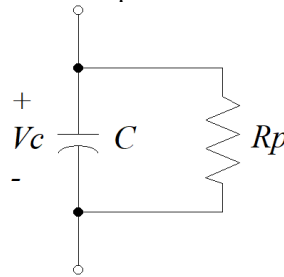
$$\frac{I_g(s)}{V_g'(s)} = \frac{\left(\frac{1}{L_t} \right)}{s + \left(\frac{R_t}{L_t} \right)} = G_i(s). \quad (42)$$

3.2 MODELAGEM DO BARRAMENTO CC

O barramento CC é composto por capacitores para garantir o balanço de energia. Na prática, a corrente que é gerada nos PFV é a mesma corrente que vai para o estágio de conversão CC-CA. O modelo de um capacitor, proposto por Aeloiza *et al.* (2005), é ilustrado na Figura 34.

Os parâmetros C , V_c e R_p representam respectivamente a capacitância, tensão nos terminais do capacitor e a resistência da dinâmica de descarregamento. Quando a corrente que flui dos PFV é a mesma da entrada do conversor CC-CA, a tensão no barramento CC é constante. Sendo assim, o controle da tensão no barramento CC, quando o sistema opera com fator de potência unitário, deve garantir que independente de perturbações da rede elétrica a tensão será sempre constante (HAUSER, 2014). No domínio da frequência, a impedância do circuito da Figura 34 é dada pela Equação 43. Logo, a Equação 44 define a função de transferência do barramento CC.

Figura 34 - Modelo de um capacitor com dinâmica de descarga.

Fonte: Adaptado de AELOIZA *et al.*, 2005.

$$Zc(s) = \frac{R_p \cdot \left(\frac{1}{s \cdot C}\right)}{R_p + \left(\frac{1}{s \cdot C}\right)}, \quad (43)$$

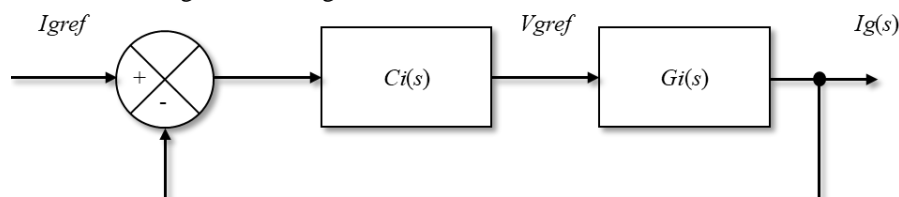
$$Zc(s) = \frac{\left(\frac{R_p}{s \cdot C}\right)}{\frac{1 + (s \cdot C \cdot R_p)}{s \cdot C}} = \frac{\left(\frac{1}{C}\right)}{s + \left(\frac{1}{C \cdot R_p}\right)} = \frac{Vc(s)}{Ic(s)}. \quad (44)$$

3.3 PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE

Na função de transferência, descrita na Equação 42, o polo da planta depende de parâmetros da rede elétrica e do filtro de conexão. Outra forma de representação dessa função de transferência é por meio do bloco $G_i(s)$, no diagrama de blocos ilustrado na Figura 35.

Um controle proporcional de uma planta, cuja função de transferência não possua um integrador, produz um erro residual na resposta quando a entrada é um sinal do tipo degrau. Esse erro estacionário pode ser eliminado com a inclusão de uma ação de controle integral (OGATA, 2010), logo, a utilização de um controlador proporcional-integral garante a estabilidade de um sistema dessa ordem. No controle de corrente o controlador PI é dado pela Equação 45.

Figura 35 - Diagrama de blocos do controle de corrente.



Fonte: Do Autor, 2021.

$$C_i(s) = k_{pi} + \left(\frac{k_{ii}}{s}\right) = \frac{k_{pi} \cdot \left[s + \left(\frac{k_{ii}}{k_{pi}}\right)\right]}{s} . \quad (45)$$

Da Equação 45, os termos k_{pi} e k_{ii} são respectivamente, o ganho proporcional e integral da corrente. Dessa forma, pode-se obter o ganho de corrente em malha aberta como:

$$G_{ia}(s) = [G_i(s) \cdot C_i(s)] = \frac{\left(\frac{1}{L_t}\right)}{s + \left(\frac{R_t}{L_t}\right)} \cdot \frac{k_{pi} \cdot \left[s + \left(\frac{k_{ii}}{k_{pi}}\right)\right]}{s} . \quad (46)$$

Para obter os valores de k_{pi} e k_{ii} , é feito o cancelamento de polos e zero, tal como segue:

$$s + \left(\frac{k_{ii}}{k_{pi}}\right) = 0 , \quad (47)$$

$$s + \left(\frac{R_t}{L_t}\right) = 0 , \quad (48)$$

$$\frac{k_{ii}}{k_{pi}} = \frac{R_t}{L_t} . \quad (49)$$

Por fim, o ganho de malha aberta e malha fechada do controle de corrente podem ser definidos pelas Equações 50 e 51, respectivamente.

$$G_{ia}(s) = \frac{\left(\frac{k_{pi}}{L_t}\right)}{s} , \quad (50)$$

$$G_{if}(s) = \frac{G_{ia}(s)}{1 + G_{ia}(s)} = \frac{\left(\frac{k_{pi}}{L_t}\right)}{s + \left(\frac{k_{pi}}{L_t}\right)} . \quad (51)$$

A ação do controlador integral, apesar de remover erros estacionários, pode produzir uma resposta oscilatória. O tempo de estabilização, para que a curva de resposta atinja o valor de 2% do valor final e em regime permanente, é dado pela Equação 52 (OGATA, 2010). A partir desta análise e do recurso de cancelamento de polos e zeros, os ganhos proporcional e integral da corrente são definidos respectivamente nas Equações 53 e 54.

$$t2\%i = \frac{4}{|\text{Polo}|} = \frac{4}{\left(\frac{k_{pi}}{L_t}\right)}, \quad (52)$$

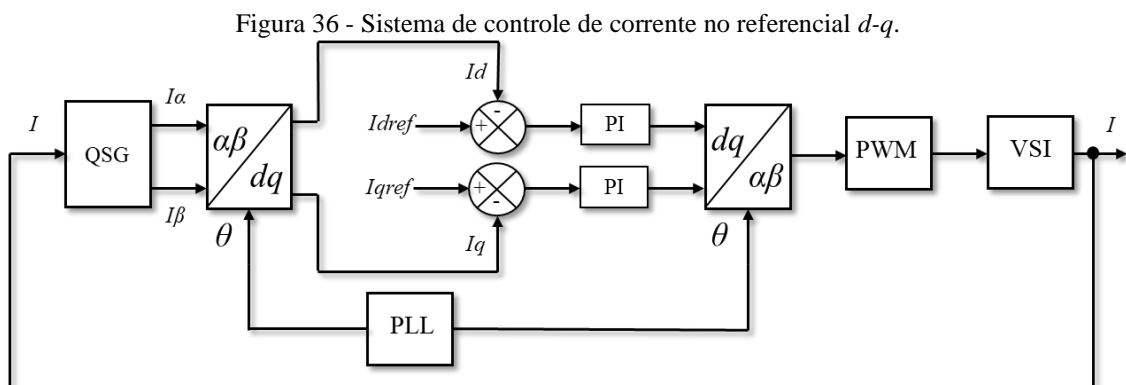
$$k_{pi} = \frac{4 \cdot L_t}{t2\%i}, \quad (53)$$

$$k_{ii} = \frac{k_{pi} \cdot R_t}{L_t}. \quad (54)$$

Utilizar o controle de corrente no referencial $d-q$ permite uma implementação digital de forma simplificada, pelo fato do sistema de controle processar sinais contínuos. Além disso, nessa configuração é possível utilizar controladores PI, que garantem erro nulo de regime permanente para referências com perfil de degrau (MARANGONI, 2012).

A interpretação vetorial apresentada na subseção 2.5.1, pode ser pensada também para vetores de corrente. A interação de vetores de corrente com vetores de tensão da rede elétrica, permite a regulação de potência ativa e reativa entregue pelo conversor CC-CA de um SFV (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

Assumindo que as correntes de eixo direto estão relacionadas à injeção de potência ativa, enquanto que as correntes situadas no eixo em quadratura fornecem potência reativa, é possível determinar o fator de potência com um sistema de controle no referencial $d-q$ (SILVA, 2017). Na Figura 36 é ilustrado o sistema de controle de corrente no referencial $d-q$.

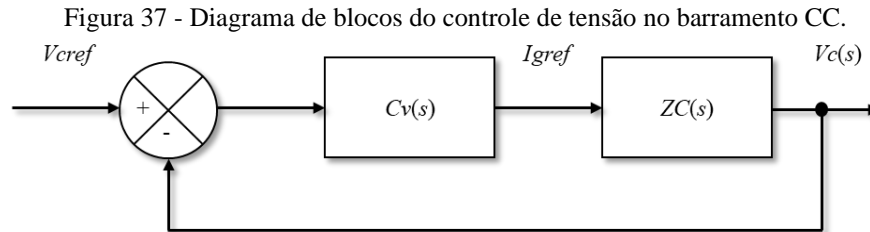


Fonte: Do Autor, 2021.

Para garantir o fator de potência unitário, as correntes I_d e I_q são comparadas com valores referência. No caso de I_d , será comparada com I_{dref} que representa o máximo valor de corrente disponível nos PFV, enquanto que I_q é comparada com I_{dref} , definida como zero. A comparação entre essas grandezas produz um erro que é ajustado no controlador PI (MARANGONI, 2012).

3.4 PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLE DO BARRAMENTO CC

A partir da modelagem do barramento CC, descrita na subseção 2.6.2, é possível representar o controle de tensão em diagrama de blocos. Tal estrutura é ilustrada na Figura 37.



Fonte: Do Autor, 2021.

As mesmas considerações de controle discutidas no controle de corrente são aplicadas para o diagrama de Figura 37. No controle do barramento CC o controlador PI e o ganho em malha aberta são dados, respectivamente, pelas Equações 55 e 56.

$$Cv(s) = kpv + \left(\frac{kiv}{s}\right) = \frac{kpv \cdot \left[s + \left(\frac{kiv}{kpv}\right)\right]}{s}, \quad (55)$$

$$Gva(s) = [Zc(s) \cdot Cv(s)] = \frac{\left(\frac{1}{C}\right)}{s + \left(\frac{1}{C \cdot Rp}\right)} \cdot \frac{kpv \cdot \left[s + \left(\frac{kiv}{kpv}\right)\right]}{s}. \quad (56)$$

Os ganhos proporcional e integral da tensão, são representados pelos termos kpv e kiv respectivamente. Assim como no controle de corrente, utilizando a técnica de cancelamento de polos e zeros, tem-se a relação de kpv e kiv como na Equação 59.

$$s + \left(\frac{kiv}{kpv}\right) = 0, \quad (57)$$

$$s + \left(\frac{1}{C \cdot Rp}\right) = 0, \quad (58)$$

$$\frac{kiv}{kpv} = \frac{1}{C \cdot Rp}. \quad (59)$$

Por fim, o ganho de malha aberta e malha fechada do controle do barramento CC podem ser definidos pelas Equações 60 e 61, respectivamente.

$$Gva(s) = \frac{\left(\frac{kp_v}{C}\right)}{s}, \quad (60)$$

$$Gvf(s) = \frac{Gva(s)}{1 + Gva(s)} = \frac{\left(\frac{kp_v}{C}\right)}{s + \left(\frac{kp_v}{C}\right)}. \quad (61)$$

Avaliando o tempo de estabilização da tensão, assim como no controle de corrente, tem-se a Equação 62. Portanto, os ganhos proporcional e integral da tensão são definidos como nas Equações 63 e 64.

$$t_{2\%v} = \frac{4}{|\text{Polo}|} = \frac{4}{\left(\frac{kp_v}{C}\right)}, \quad (62)$$

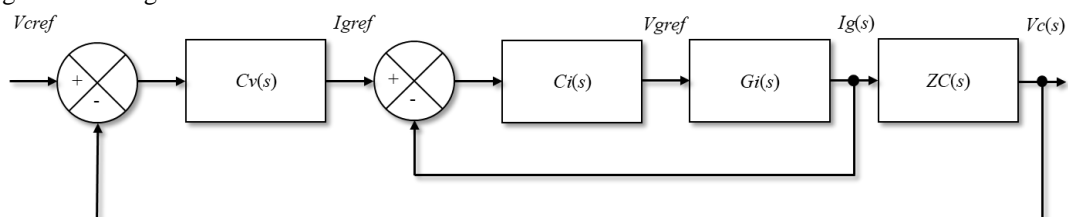
$$kp_v = \frac{4 \cdot C}{t_{2\%v}}, \quad (63)$$

$$kiv = \frac{kp_v}{C \cdot R_p}. \quad (64)$$

O sinal de controle na saída do bloco $Cv(s)$ é a referência do controle de corrente, I_{gref} , mostrado na Figura 35. Logo, um controle tem efeito sobre o outro, como um efeito cascata. Uma melhor representação desse sistema é mostrada na Figura 38.

Para garantir o funcionamento desse sistema, o tempo de estabilidade da malha de corrente deve ser mais rápido do que o tempo de estabilidade da malha do controle do barramento CC, empiricamente é escolhido uma razão de quatro entre os tempos de estabilidade, como na Equação 65. Dessa forma, toda vez que o SFV sofrer variações, a primeira variável que vai ser controlada é a corrente, para que em seguida seja garantido o controle e estabilização do barramento CC. Feita essas considerações, o ganho kp_v pode ser reescrito como na Equação 66.

Figura 38 - Diagrama de blocos do efeito cascata dos controles de corrente e da tensão no barramento CC.



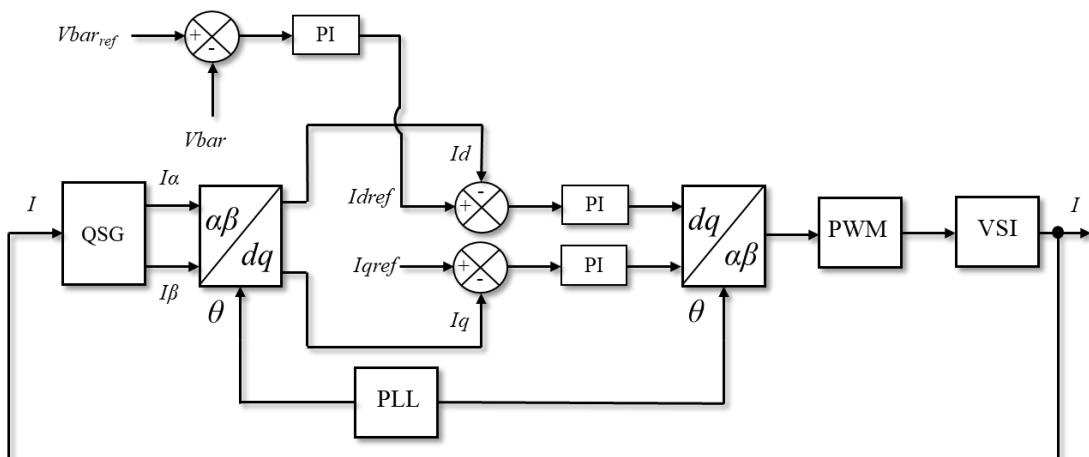
Fonte: Do Autor, 2021.

$$t2\%v = 4 \cdot t2\%i, \quad (65)$$

$$kpv = \frac{C}{t2\%i}. \quad (66)$$

Em suma, nesses controladores podem ser obtidos os ganhos a partir das características elétricas do filtro de conexão e de estimações dos parâmetros da rede elétrica. Com a adição do controlador de tensão, a estrutura completa de controle no referencial síncrono é esquematizada na Figura 39. O valor de I_{dref} é agora definido pela malha externa, o controlador de tensão, objetivando garantir a tensão constante no barramento CC (CRISPIM, 2018). Por fim, é possível determinar a potência ativa e reativa, baseada nas coordenadas do referencial $d-q$, pelas Equações 67 e 68, respectivamente (ARUN; SELVAJYOTHI, 2013).

Figura 39 - Sistema de controle completo no referencial $d-q$.



Fonte: Do Autor, 2021.

$$P = \frac{(V_d \cdot I_d) + (V_q \cdot I_q)}{2}, \quad (67)$$

$$Q = \frac{(V_q \cdot I_d) - (V_d \cdot I_q)}{2}. \quad (68)$$

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nessa seção são apresentados todos os resultados obtidos durante a elaboração deste trabalho. As simulações são realizadas com o auxílio do *software* PSIM.

4.1 ARRANJO FOTOVOLTAICO

Os parâmetros elétricos dos PFV do fabricante Topsolar, modelo TSM-160M monocristalino, são ilustrados na Tabela 3. A partir destas informações é possível estabelecer que a melhor configuração de conexão, tendo em vista a pretensão de um sistema conectado à rede elétrica, é em série. Nessa configuração um único algoritmo MPPT é necessário para garantir um melhor desempenho do sistema. Por fim, na Tabela 4 são apresentados os parâmetros do arranjo fotovoltaico completo.

Tabela 3 - Parâmetros elétricos do PFV TSM-160M.

Parâmetros	Valores
PMP	150 W
V_{oc}	43,5 V
I_{sc}	35,25 A
V_{pmp}	70,5 V
I_{pmp}	4,26 A
Número de células fotovoltaicas	72

Fonte: LIMA; MATOS; SILVA, 2020.

Tabela 4 - Características elétricas do arranjo fotovoltaico operando em STC.

Parâmetros	Valores
PMP	300 W
V_{oc}	87 V
I_{sc}	4,6 A
V_{pmp}	70,5 V
I_{pmp}	4,26 A

Fonte: Do Autor, 2021.

4.2 PROJETO DO CONVERSOR *BOOST* E MPPT

Os elementos do conversor *boost* são dimensionados conforme as Equações (5) - (8), e os parâmetros para a simulação seguem ilustrados na Tabela 5. O desempenho do conversor é avaliado na alimentação de uma carga puramente resistiva. Tendo em vista que a tensão do barramento CC deve ser superior em pelo menos 30% do valor da tensão de pico rede elétrica

(FENILI; 2007), (SANTOS; 2014), a tensão de saída do conversor *boost* é estabelecida como 250 V. Além disso, o conversor opera em conjunto com um MPPT.

Tabela 5 - Parâmetros para simulação do conversor *boost*.

Parâmetros	Valores
L_b	6,8 mH
C_b	2700 μ F
R	210 Ω
V_e	70,5 V
V_s	250 V
ΔV_c	1%
Δi_{L_b}	10%
f_s	18 kHz

Fonte: Do Autor, 2021.

A fim de evitar perdas por chaveamento e atender aos requisitos de índice de modulação em frequência, condição aplicável para o VSI, a frequência de operação é definida como 18 kHz. Esse valor de frequência está próximo do final do espectro audível do ser humano, 20 kHz, condição que na prática reduz os ruídos do conversor (ULHÔA, 2017).

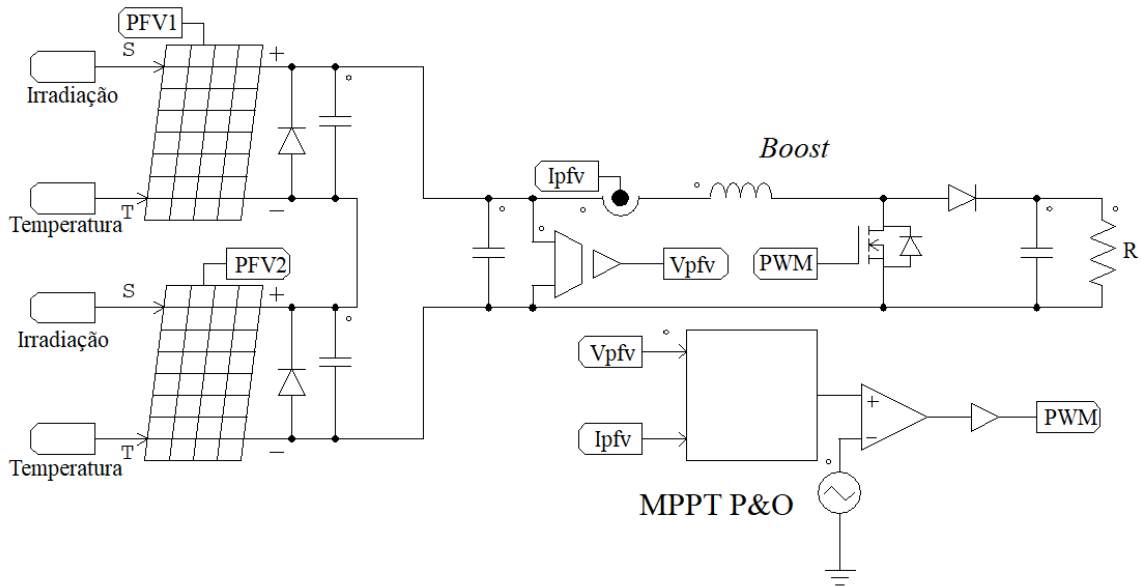
Levando em conta que o projeto de um SFV apresenta elevado investimento financeiro, o MPPT do tipo tensão constante se mostra inviável pela necessidade de painéis piloto, para obter as medidas de V_{oc} . Além disso, utilizar um dos dois PFV disponíveis como painel piloto implica na redução de 50% da potência possível na geração.

A partir dos levantamentos bibliográficos sobre os métodos de extração da máxima potência, a escolha do P&O para este trabalho é justificada devido ao algoritmo ser menos complexo que a condutância incremental, que necessita de cálculos constantes de derivadas na sua operação.

O MPPT P&O é implementado no PSIM na ferramenta *C Block*, por meio de linguagem C/C++. Na Figura 40 é ilustrado o circuito implementado no PSIM para as simulações e na Figura 41 são mostradas as principais variáveis elétricas da simulação, os PFV operam em condições ideais.

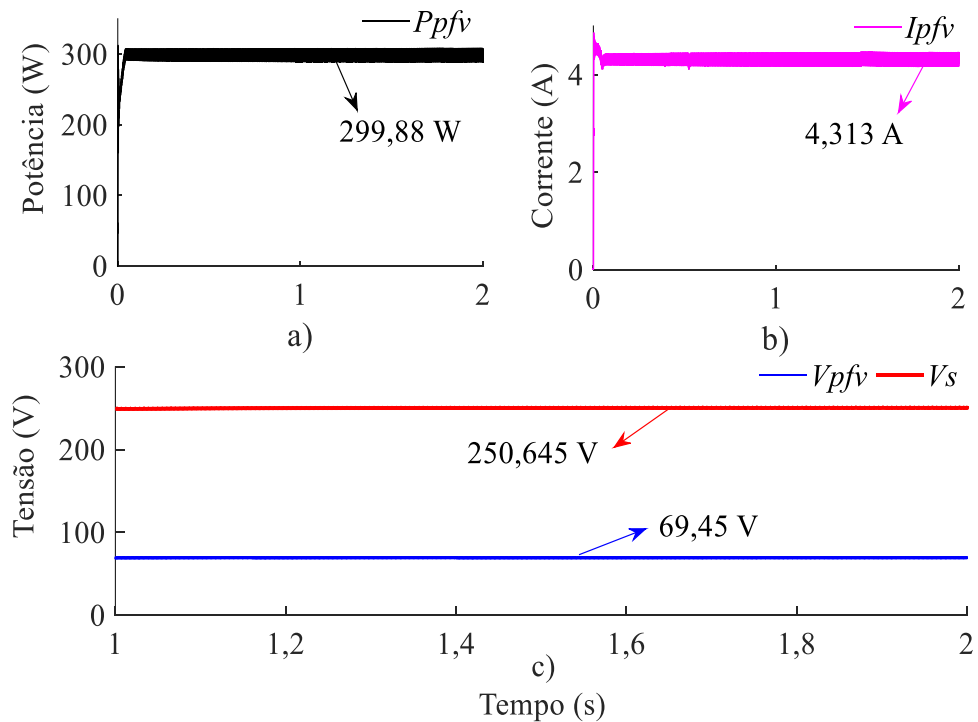
O valor médio da potência entregue a carga resistiva é próximo a 300 W. Além disso, nas Figuras 41 (b) e 41 (c), os valores médios de corrente e tensão produzidos nos PFV se aproximam muito do que é esperado no ponto de máxima potência. Avaliando a tensão de saída, a partir de 1,0 segundo de simulação o conversor *boost* consegue garantir 250 V como desejado, tendo como tensão de entrada 69,45 V, produzida pelos PFV.

Figura 40 - Circuito para simular o desempenho do conversor *boost* implementado.



Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 41 - Curvas de a) potência, b) corrente e c) tensões obtidas na simulação do conversor *boost* operando com MPPT P&O.



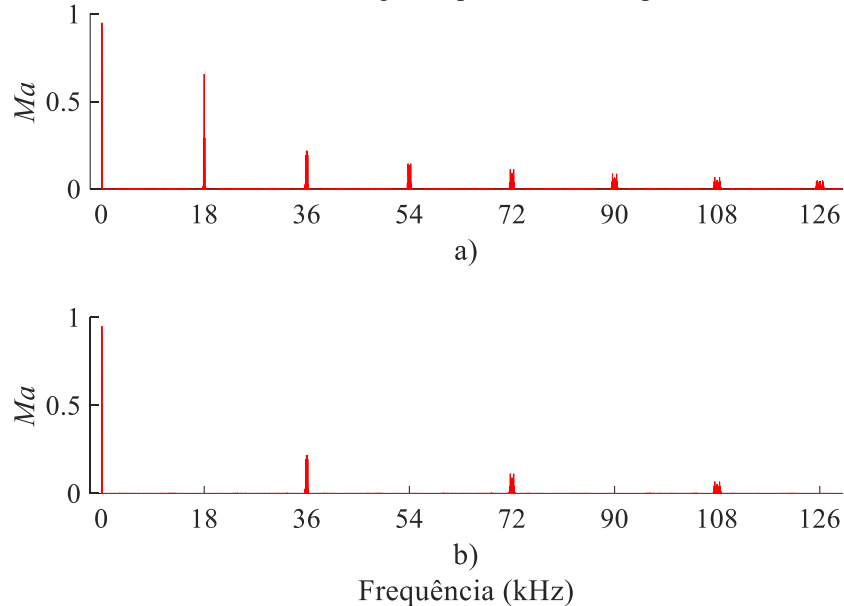
Fonte: Do Autor, 2021.

4.3 ESTRATÉGIA PWM DO CONVERSOR CC-CA

A escolha da técnica PWM para implementação segue os conceitos abordados na subseção 2.3.2.1. Como o sinal gerado na saída do VSI tem frequência de 60 Hz, o índice M_f é definido como 300, logo, a frequência do sinal da portadora se mantém em 18 kHz. Já o índice

M_a , equivale a 0,9. Na Figura 42 é ilustrado o espectro harmônico do sinal gerado na saída do VSI pela técnica de SPWM bipolar e unipolar, os dados foram obtidos com auxílio da função FFT do PSIM.

Figura 42 - FFT do sinal de saída do VSI gerado pela a) SPWM bipolar e b) SPWM unipolar.



Fonte: Do Autor, 2021.

A modulação SPWM unipolar é a mais adequada para a implementação, pois, o conteúdo harmônico é significativamente menor em comparação com a técnica bipolar. O sinal de saída do VSI gerado pela SPWM unipolar, apresenta harmônicos a partir do dobro da frequência de chaveamento estabelecida e não apresenta harmônicas de ordem ímpar.

4.4 PROJETO DO FILTRO DE CONEXÃO

A partir das análises da subseção 2.4, são dimensionados os componentes dos filtros L e LCL. O desempenho dos filtros é avaliado a partir do conteúdo harmônico da corrente de saída do VSI. Como a modulação SPWM unipolar é utilizada no VSI, o dimensionamento do filtro L é dado pela Equação 15. Na Tabela 6, são ilustrados os parâmetros do VSI e da rede elétrica, bem como os valores dimensionados dos elementos dos filtros L e LCL. Nas Figuras 43 e 44 são mostradas as estruturas dos filtros implementados no PSIM.

Levando em consideração o limite de 5% do DHT_i previsto na Normativa IEEE 1547, ambos os filtros tiveram desempenho satisfatório, a corrente de saída do VSI apresenta DHT_i inferior a 1%, como pode ser visto na Figura 45. O filtro LCL obteve melhor desempenho em

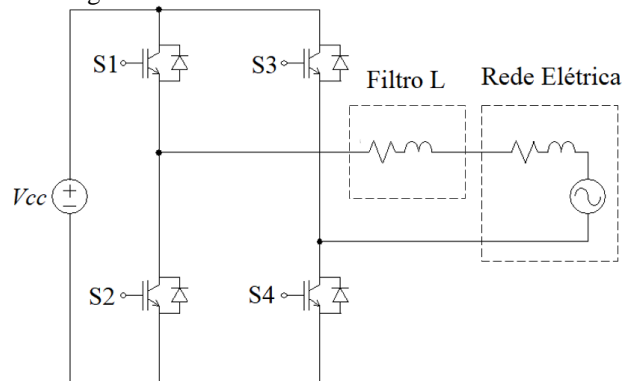
relação ao filtro L, mas que não produz grandes efeitos. No entanto, a indutância do filtro L é menor em relação ao indutor L_I do filtro LCL, o que pode trazer vantagens construtivas para o projeto. Portanto, considerando que a implementação do filtro LCL requer controles mais complexos e necessita de mais componentes que podem aumentar as perdas do conversor, o filtro L se mostra a melhor opção para o projeto.

Tabela 6 - Parâmetros do VSI, da rede elétrica e dos filtros de saída.

Parâmetros do VSI e da rede elétrica		Parâmetros dos filtros	
Grandeza	Valor	Filtro	Componentes
Potência do VSI	480 W	L	$L = 4,33 \text{ mH}$
Tensão do barramento CC	250 V	LCL	$L_I = 4,67 \text{ mH}$
Frequência de chaveamento	18 kHz		$L_2 = 12 \text{ } \mu\text{H}$
Frequência da rede elétrica	60 Hz		$C_f = 3,95 \text{ } \mu\text{F}$
Tensão eficaz da rede elétrica	127 V		$R_{Cf} = 2 \text{ } \Omega$

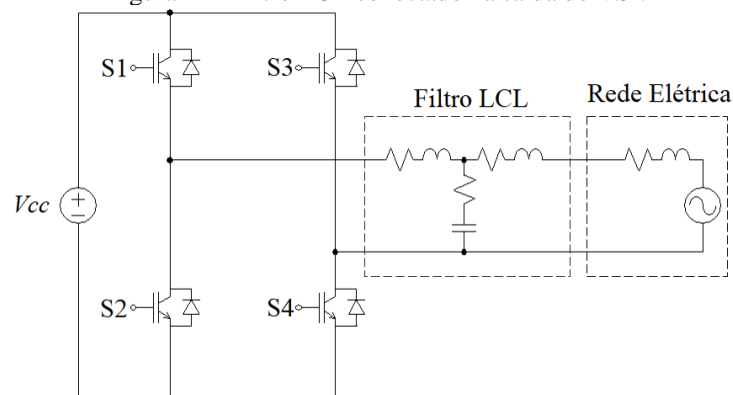
Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 43 - Filtro L conectado na saída do VSI.

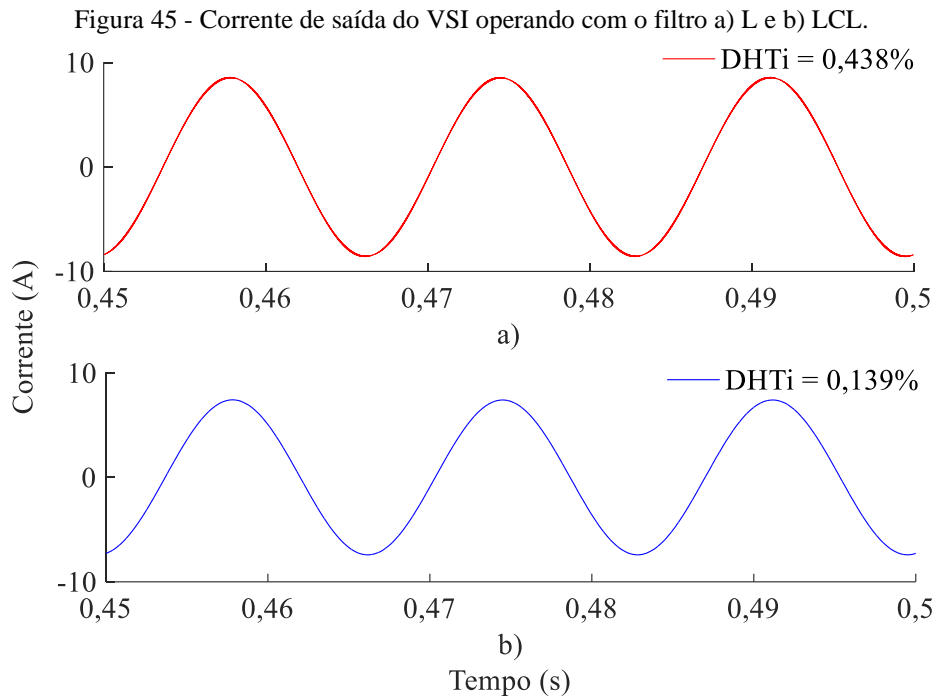


Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 44 - Filtro LCL conectado na saída do VSI.



Fonte: Do Autor, 2021.



Fonte: Do Autor, 2021.

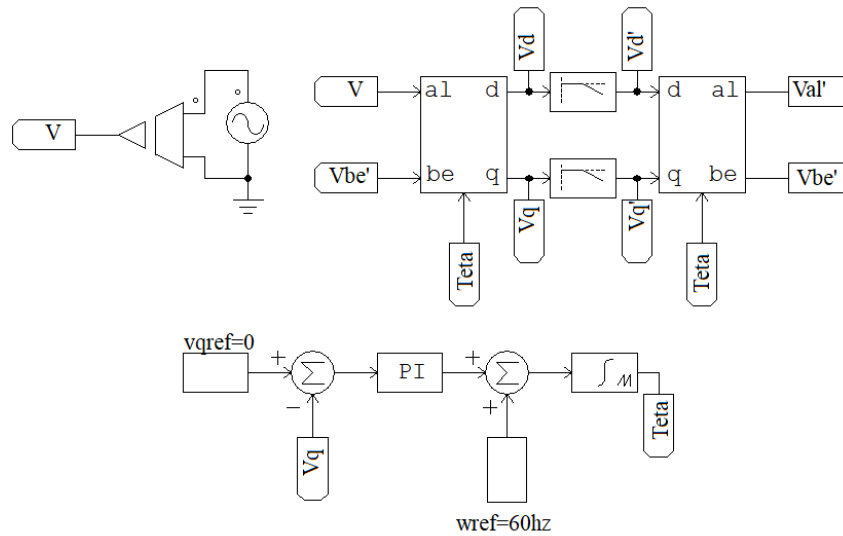
4.5 PLL MONOFÁSICO BASEADO NA TRANSFORMADA INVERSA DE PARK

A partir das avaliações dos métodos QSG apresentados na subseção 2.5.1, e considerando que o presente trabalho não levará em consideração as poluições harmônicas da rede elétrica, o PLL baseado na transformada inversa de Park se mostra a alternativa mais interessante para implementação.

A estrutura do PLL monofásico implementado, baseado na transformada inversa de Park, é esquematizada na Figura 46. Os valores dos ganhos do controlador PI e da frequência de corte dos filtros passa baixa são respectivamente: $k_p = 0,3$; $k_i = 13,6$; $f_c = 84,853$ Hz. Esses valores foram obtidos a partir dos trabalhos de Caracas (2013), Yang e Blaabjerg (2012).

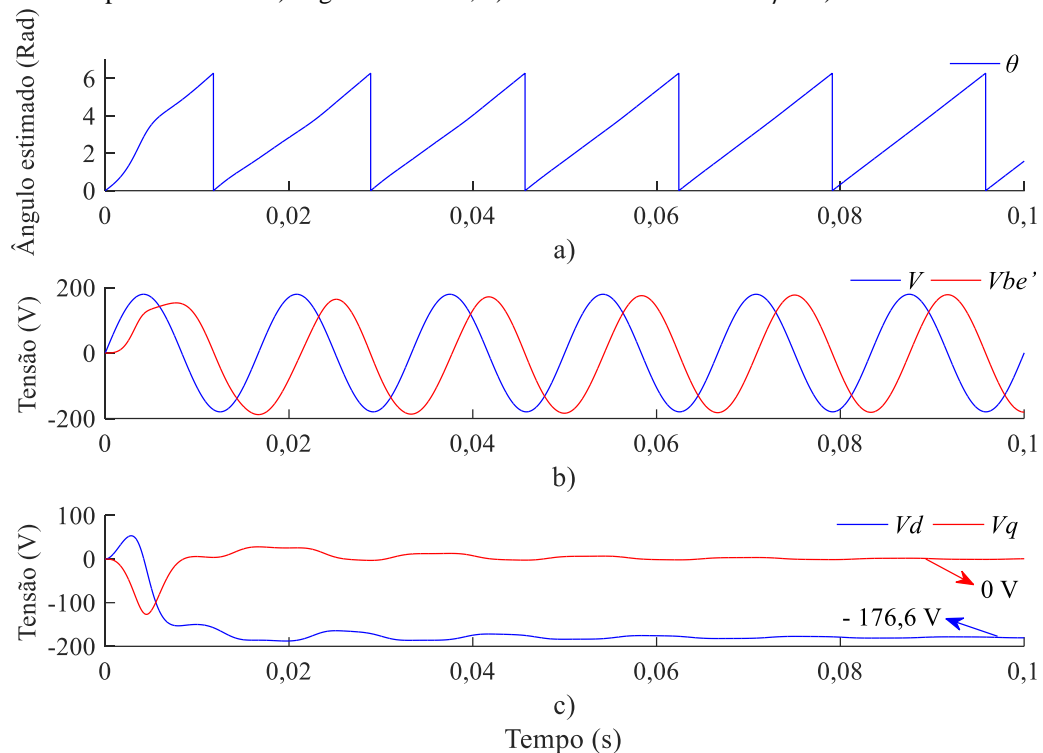
O sinal V é a representação da fase da rede elétrica, com 60 Hz e amplitude de 179,6 V. Já o sinal V_{be}' , representa a fase virtual obtida pela transformada inversa de Park. Os resultados obtidos nas simulações, ilustrados na Figura 47, é possível verificar o comportamento do ângulo estimado, bem como as tensões nos referenciais α - β e d - q .

Figura 46 – Ilustração do PLL monofásico implementado.



Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 47 - Comportamento do a) ângulo estimado, b) tensões no referencial α - β e c) tensões no referencial d - q .



Fonte: Do Autor, 2021.

Avaliando o comportamento do ângulo estimado, ilustrado na Figura 47 (a), a partir de 0,05 segundos de simulação o PLL entra em sincronismo com a rede elétrica. O ângulo estimado passa a ter um comportamento constante, variando de 0 a 2π . Além disso, o desempenho do QSG, na Figura 47 (b), garante o desempenho em quadratura da tensão da rede elétrica referência, V , e a tensão virtual, V_{be}' .

Outra condição que garante o sincronismo do PLL com a rede elétrica, pode ser analisada nas curvas das tensões de eixo direto e em quadratura. Como discutido na subseção 2.5.1, quando V_q equivale a zero o valor de V_d equivale a amplitude do sinal de entrada, afirmações que são verificadas na Figura 47 (c). Nessas condições, tanto os eixos $d-q$ como as tensões V , e V_{be}' estão na mesma velocidade angular.

4.6 PROJETO DOS CONTROLES

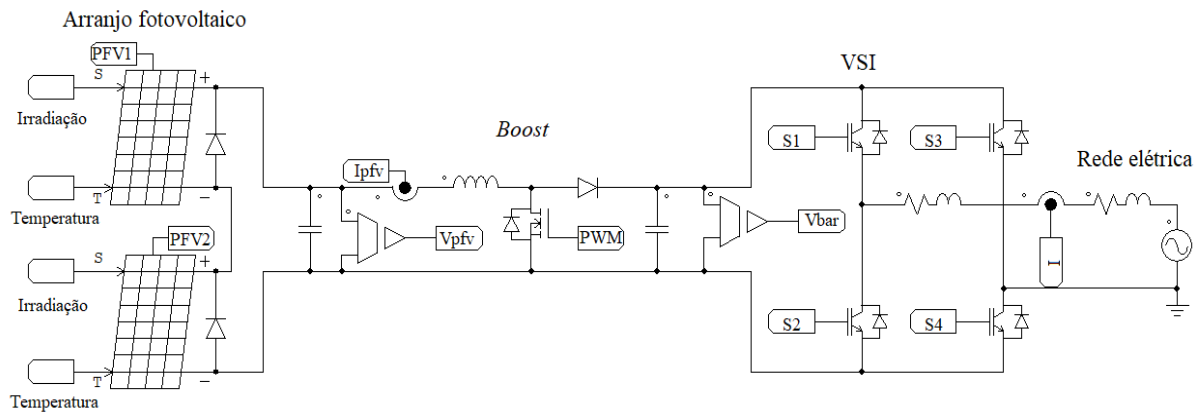
A partir das Equações 53, 54, 64 e 66, e realizando alguns ajustes finos, são obtidos os ganhos proporcional e integral de corrente e tensão, cujos valores estão dispostos na Tabela 7. A estrutura completa do SFV proposto, no ambiente de simulação do PSIM, é ilustrada nas Figuras 48 e 49.

Tabela 7 – Parâmetro dos controladores.

Parâmetro	Valor
k_{pi}	0,2976
k_{ii}	19,52
k_{pv}	0,216
k_{iv}	1,14

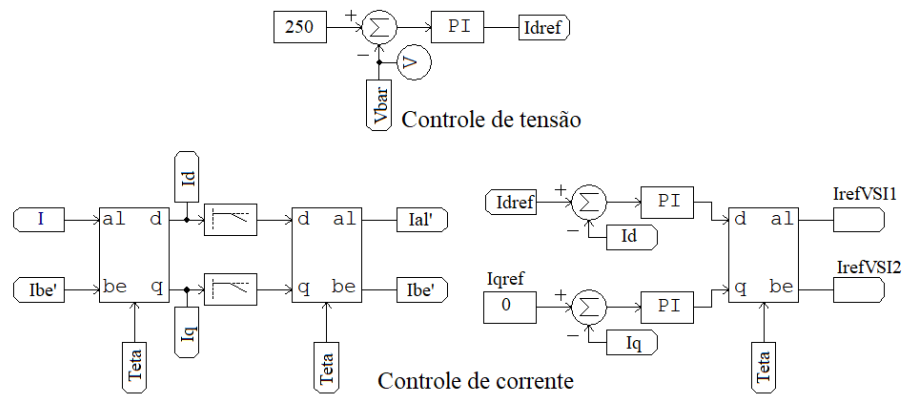
Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 48 - Circuito de potência do SFV implementado no software PSIM.



Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 49 - Circuito de controle do SFV implementado no software PSIM.



Fonte: Do Autor, 2021.

4.7 COMPORTAMENTO DO SFV EM DIFERENTES CONDIÇÕES CLIMÁTICAS

Considerando a possibilidade de implementação prática do SFV proposto, os dados de irradiação solar e temperatura do município de Paulo Afonso, estão ilustrados respectivamente nas Tabelas 8 e 9.

Tabela 8 - Irradiação solar anual no município de Paulo Afonso.

Irradiação solar diária média (kWh/m ² .dia)												
Mês	Jan	Fev	Mar	Abr	Mai	Jun	Jul	Ago	Set	Out	Nov	Dez
Valor	6,33	6,24	6,06	5,40	4,55	4,07	4,21	4,84	5,80	6,09	6,42	6,47

Fonte: Adaptado de CRESESB, 2021.

Tabela 9 - Temperatura anual no município de Paulo Afonso.

Temperatura máxima e mínima anual (°C)												
Mês	Jan	Fev	Mar	Abr	Mai	Jun	Jul	Ago	Set	Out	Nov	Dez
mín	22,7	22,9	23,0	22,6	21,7	20,6	19,7	19,3	20,0	21,2	22,0	22,6
máx	33,4	33,1	33,2	32,0	29,9	28,0	27,2	28,1	30,4	32,5	33,9	33,9

Fonte: Adaptado de CLIMATE-DATA, 2021.

No trabalho de Lima, Matos e Silva (2020), os autores realizaram medições de irradiação solar durante uma semana, período entre 01/11/2020 e 07/11/2020, no IFBA campus Paulo Afonso. Dessa forma, baseado nos dados climáticos e dados de irradiação solar obtidos no campus, serão estabelecidos quatro cenários de simulação para avaliar o comportamento da curva P - V, o desempenho e a capacidade de geração de energia do SFV proposto.

O cenário 1 leva em consideração a operação em STC. Os cenários 2 e 4 levam em consideração, respectivamente, os melhores e piores valores de irradiação solar e temperatura no que diz respeito a geração de energia solar fotovoltaica no município de Paulo Afonso. Por

fim, o cenário 3 é baseado na irradiação média obtida no trabalho de Lima, Matos e Silva (2020), bem como a temperatura média do respectivo mês.

Na prática os PFV podem operar com temperaturas acima da temperatura ambiente, entre 20 a 40 °C (STAMBUK, 2017). Logo, é considerado nas simulações que os PFV operam com 30 °C a mais em relação a temperatura ambiente. Os cenários estão estruturados na Tabela 10. As curvas P - V, para essas condições estabelecidas, são ilustradas na Figura 50.

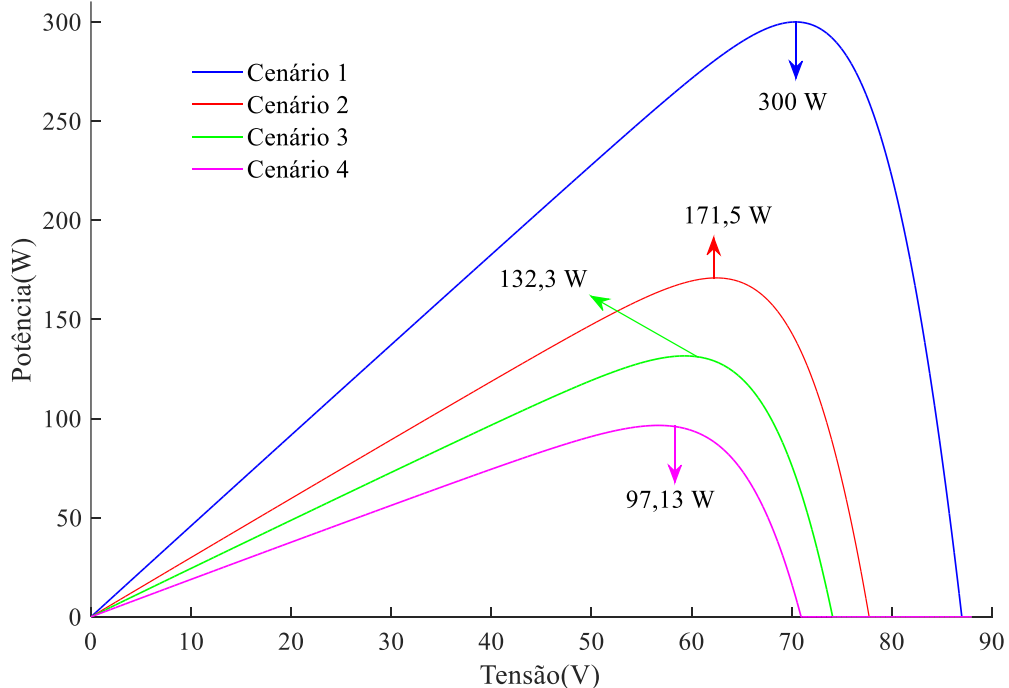
Para avaliar se o SFV está impondo potência ativa na rede elétrica, é preciso avaliar o sentido da corrente de saída do VSI. Como as medições são realizadas na saída do VSI e o mesmo possui um filtro L de conexão, a referência positiva da corrente se dá no sentido do VSI para a rede elétrica. Dessa forma, para impor fluxo de potência ativa o SFV deve produzir uma corrente senoidal em fase com a tensão da rede elétrica (CARACAS, 2013), (CRISPIM, 2018).

Tabela 10 - Cenários para avaliação do desempenho do SFV.

Cenário	Temperatura (°C)	Irradiação (W/m ²)
1	25,00	1000
2	49,30	647
3	57,95	527
4	63,90	407

Fonte: Do Autor, 2021.

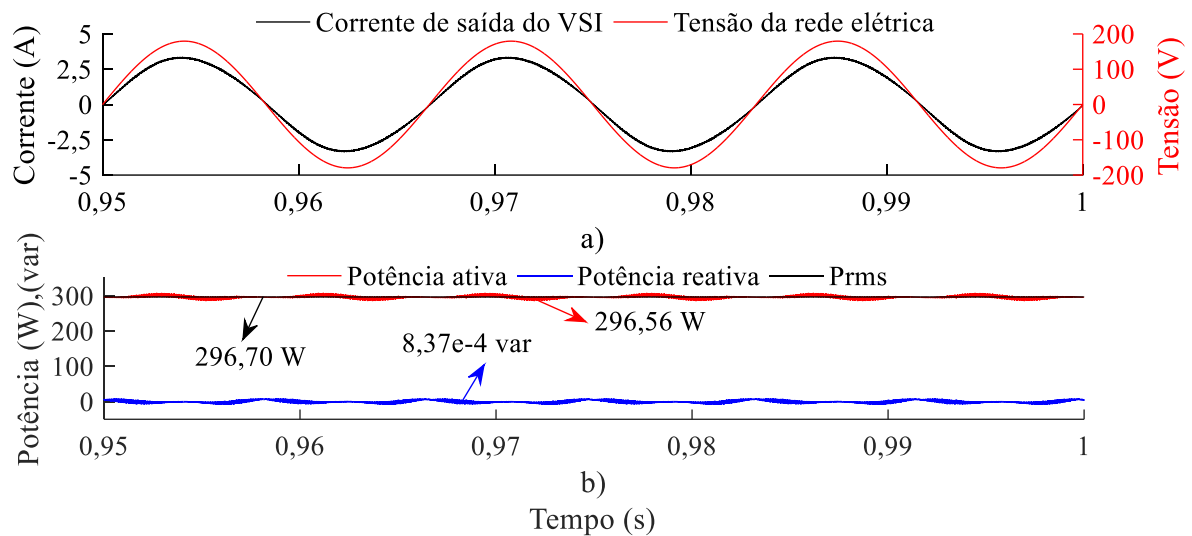
Figura 50 - Curva P - V do arranjo fotovoltaico para os cenários de simulação.



Fonte: Do Autor, 2021.

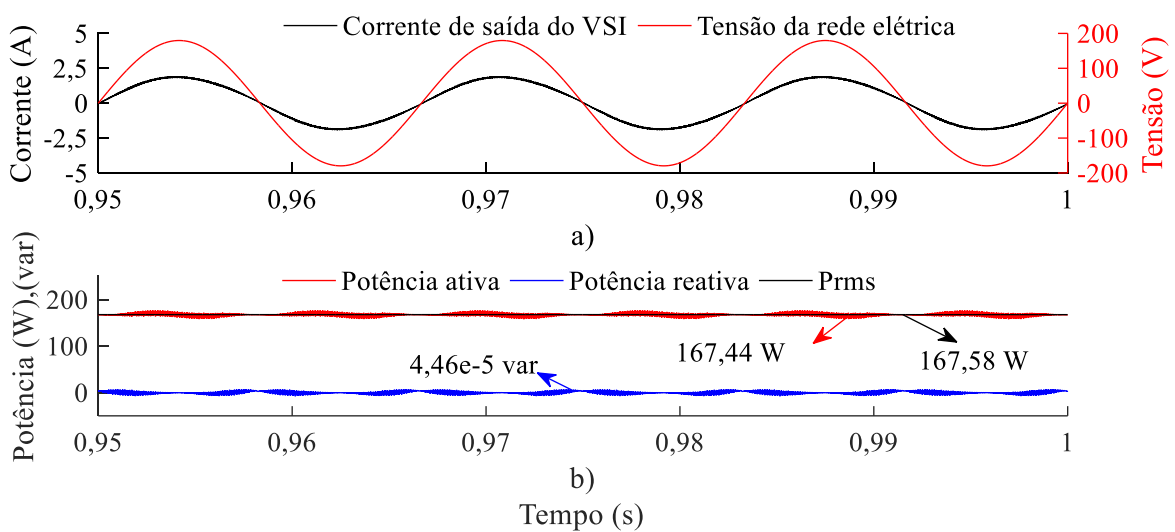
Nos resultados obtidos nas simulações, Figuras (51) - (54), em todos os cenários avaliados o SFV produz uma corrente senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, o que determina a injeção de potência ativa como desejado. Além disso, em todas as simulações o valor médio da potência reativa é praticamente desprezível, corroborando com a afirmação anterior. Para determinar a potência ativa e reativa, é utilizado as Equações 67 e 68.

Figura 51 - Curvas de a) corrente de saída do VSI, tensão da rede elétrica e b) potência produzida pelo SFV no cenário 1.



Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 52 - Curvas de a) corrente de saída do VSI, tensão da rede elétrica e b) potência produzida pelo SFV no cenário 2.



Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 53 - Curvas de a) corrente de saída do VSI, tensão da rede elétrica e b) potência produzida pelo SFV no cenário 3.

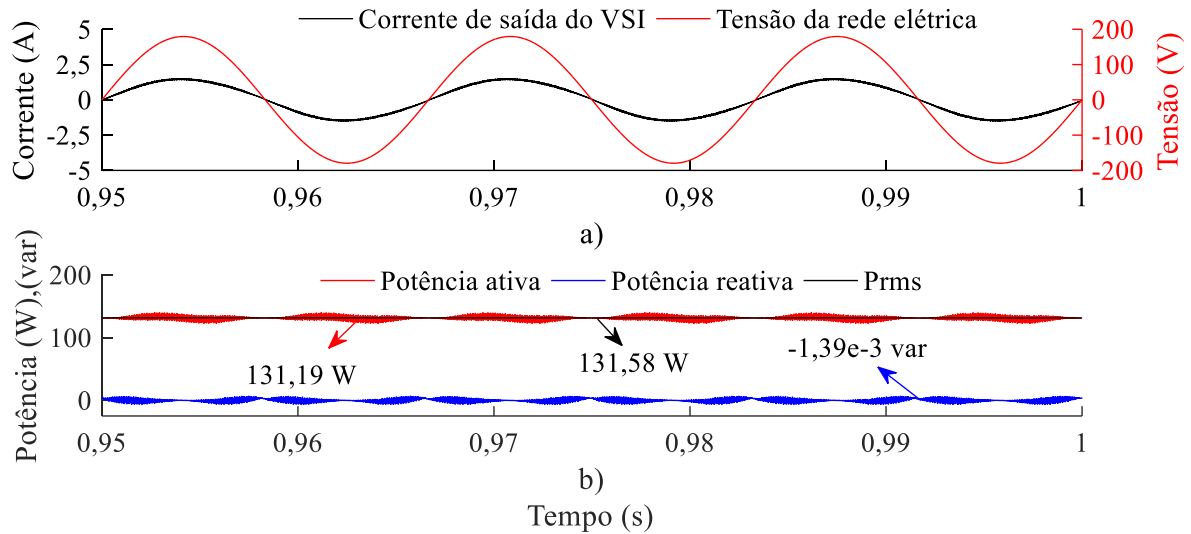
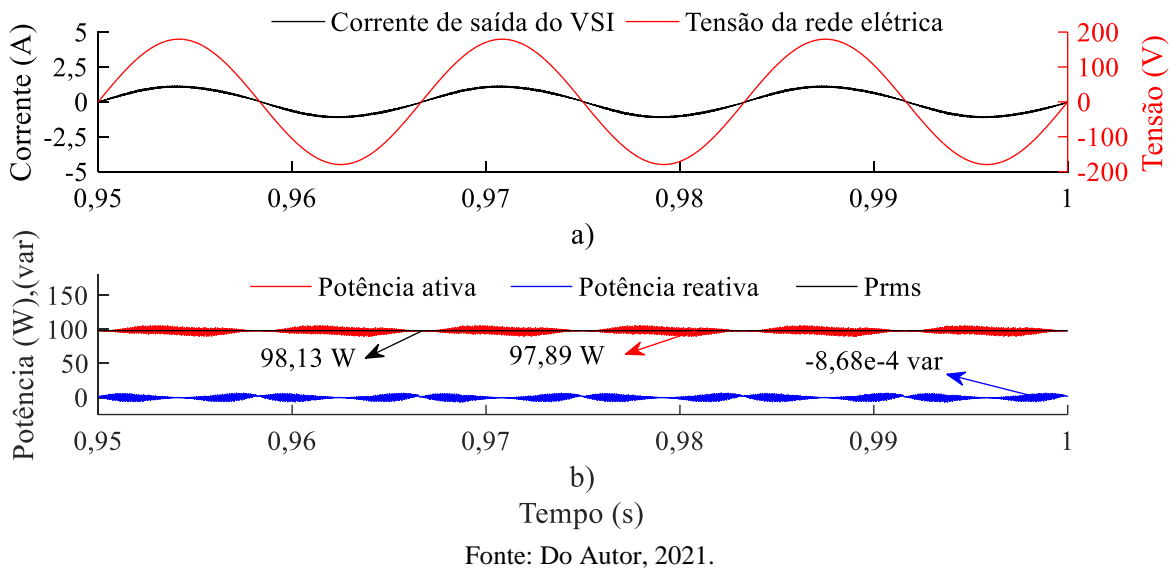


Figura 54 - Curvas de a) corrente de saída do VSI, tensão da rede elétrica e b) potência produzida pelo SFV no cenário 4.

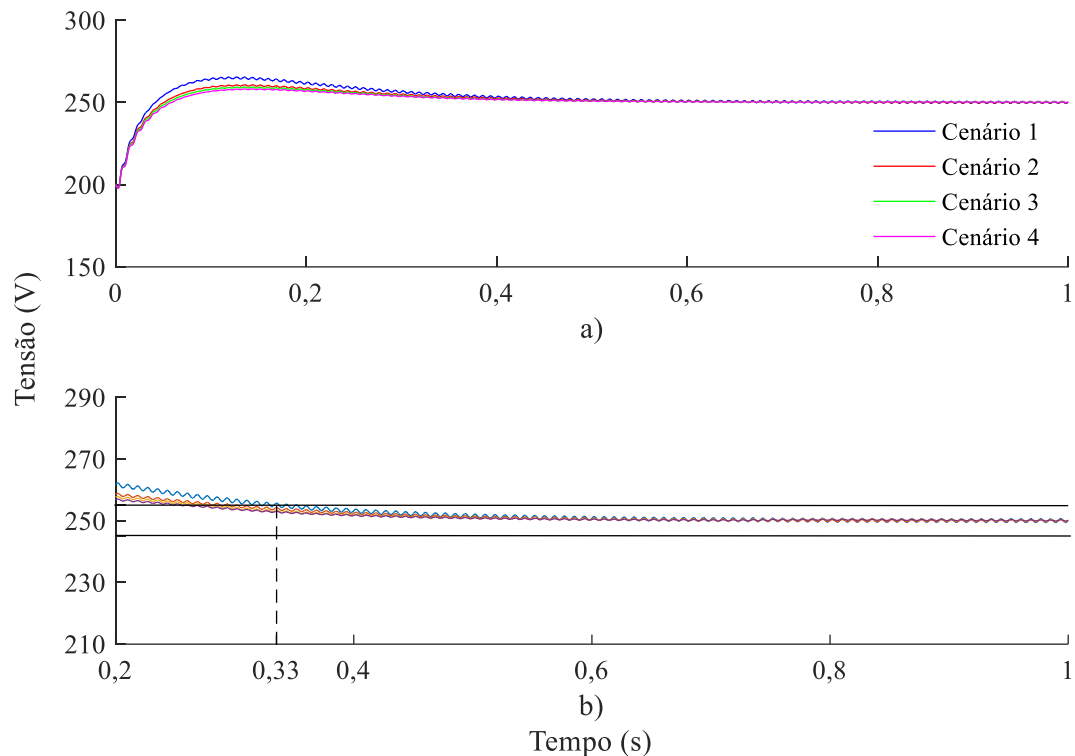


Além das medições de potência ativa e reativa, foi utilizado o calculado a potência eficaz, $Prms$, a partir dos sinais de corrente de saída do VSI e tensão da rede elétrica. Em todas as simulações o valor da potência eficaz e valor médio da potência ativa se aproximam muito do PMP teórico, ilustrado na Figura 50. Nessas análises, o MPPT rastreou o PMP, independentemente da condição de irradiação solar ou temperatura, e o SFV entrega a máxima potência disponível em cada cenário de simulação.

Em relação ao controle de tensão implementado, os resultados também são satisfatórios e em todos os cenários avaliados o valor médio da tensão no barramento CC e de

aproximadamente 250 V, como pode ser visto na Figura 55. O tempo necessário para que as curvas de tensão do barramento CC permaneçam dentro da faixa de 2% em torno do valor final referência, entre 245 e 255 V, é de aproximadamente 0,33 segundos.

Figura 55 - Curva de a) tensão e b) tempo de estabilização do barramento CC nos cenários avaliados.



Os resultados obtidos nas simulações, apresentadas nas Figuras (51) - (55), estão sumarizados na Tabela 11. Ainda nessa tabela, são ilustrados os valores do fator de potência em cada simulação.

Tabela 11 - Resultados obtidos nos cenários de simulação propostos.

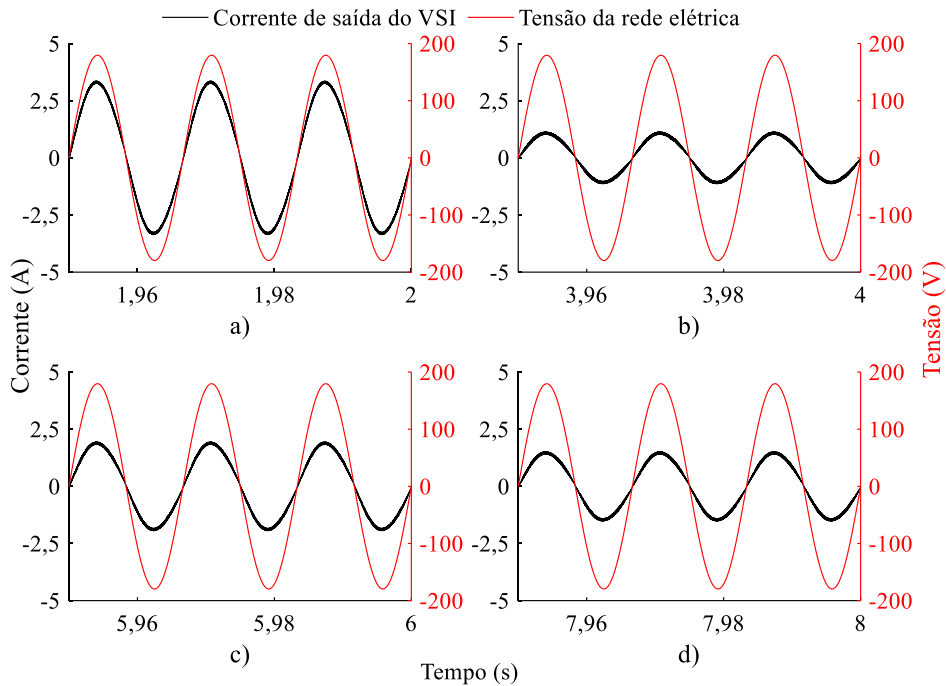
Cenário	PMP teórico (W)	Potência ativa (W)	Potência reativa (var)	Fator de potência	Tensão no barramento CC (V)
1	300	296,56	$8,37 \times 10^{-4}$	0,996	250,06
2	171,5	167,44	$4,46 \times 10^{-5}$	0,992	249,94
3	132,3	131,19	$-1,39 \times 10^{-3}$	0,998	250,17
4	97,13	97,89	$-8,68 \times 10^{-4}$	0,998	250,15

Fonte: Do Autor, 2021.

Uma simulação é realizada para avaliar como se comporta o SFV implementado diante de variações consecutivas dos parâmetros climáticos. As mesmas condições dos cenários propostos são consideradas nessa simulação e são impostas pelo período de dois segundos, na

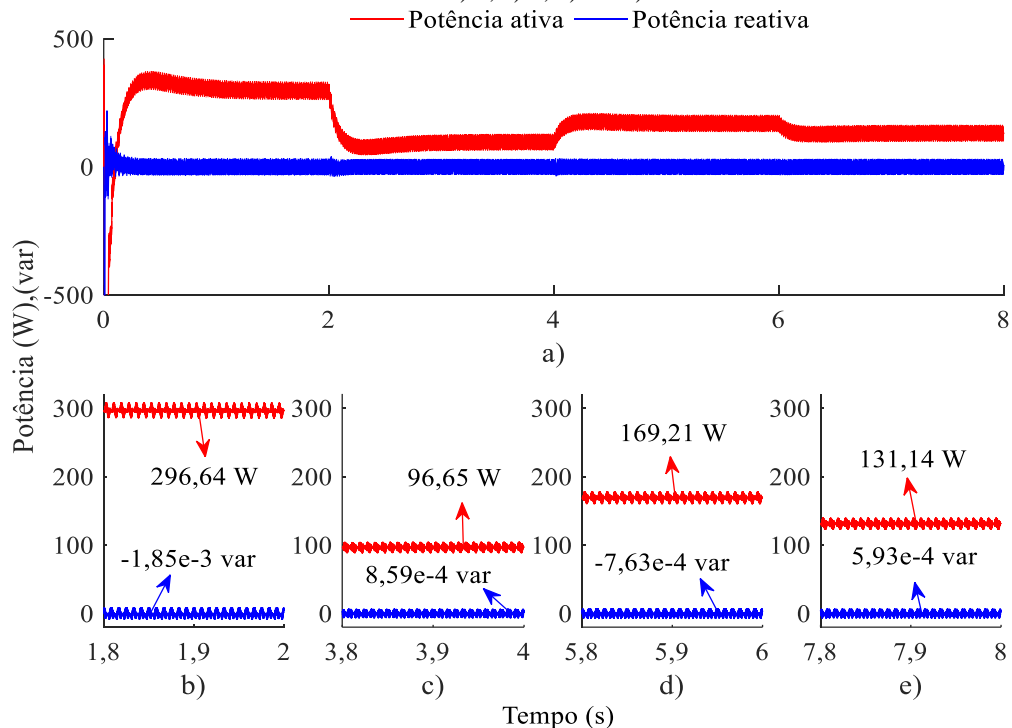
seguinte ordem: cenário 1, cenário 4, cenário 2 e cenário 3. Logo, a simulação tem um tempo total de oito segundos. Os resultados obtidos estão ilustrados nas Figuras (56) - (58).

Figura 56 - Corrente de saída do VSI diante de condições de variação, impostas pelos cenários a) 1, b) 4, c) 2 e d) 3.



Fonte: Do Autor, 2021.

Figura 57 - Potência ativa e reativa produzidas pelo a) SFV diante de condições de variação, impostas pelos cenários b) 1, c) 4, d) 2 e e) 3.

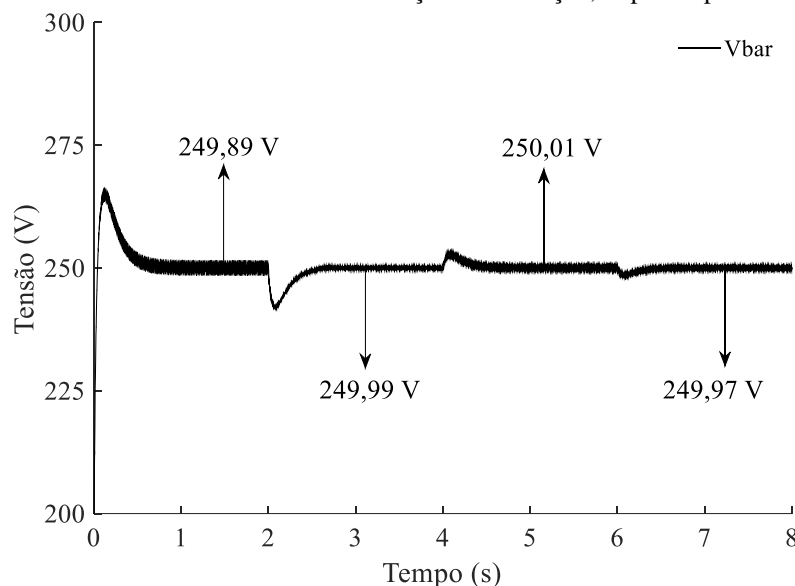


Fonte: Do Autor, 2021.

A corrente de saída do VSI está em fase com a tensão da rede elétrica, independentemente das variações climáticas aplicadas, como ilustrado na Figura 56. O valor médio da potência reativa é desprezível durante toda a simulação e em cada intervalo de dois segundos, o valor médio da potência ativa está próximo aos resultados ilustrados na Tabela 11, nos respectivos cenários. Portanto, o SFV injeta potência ativa na rede elétrica ao longo de toda a simulação.

A curva de potência reativa, Figura 57 (a), sofre uma pequena variação a cada mudança de cenário. Essa condição se deve ao acoplamento entre as componentes dos eixos $d-q$, que impede o controle independente dessas coordenadas (CRISPIM, 2018). Entretanto, a estratégia de controle adotada garante um desempenho satisfatório, uma vez que o acoplamento é irrisório, dispensando a necessidade de estimação e compensação desse acoplamento. Por fim, o controle de tensão obteve uma boa resposta as variações climáticas, garantindo cerca de 250 V no barramento CC, como mostrado na Figura 58.

Figura 58 - Tensão no barramento CC diante de condições de variação, impostas pelos cenários propostos.



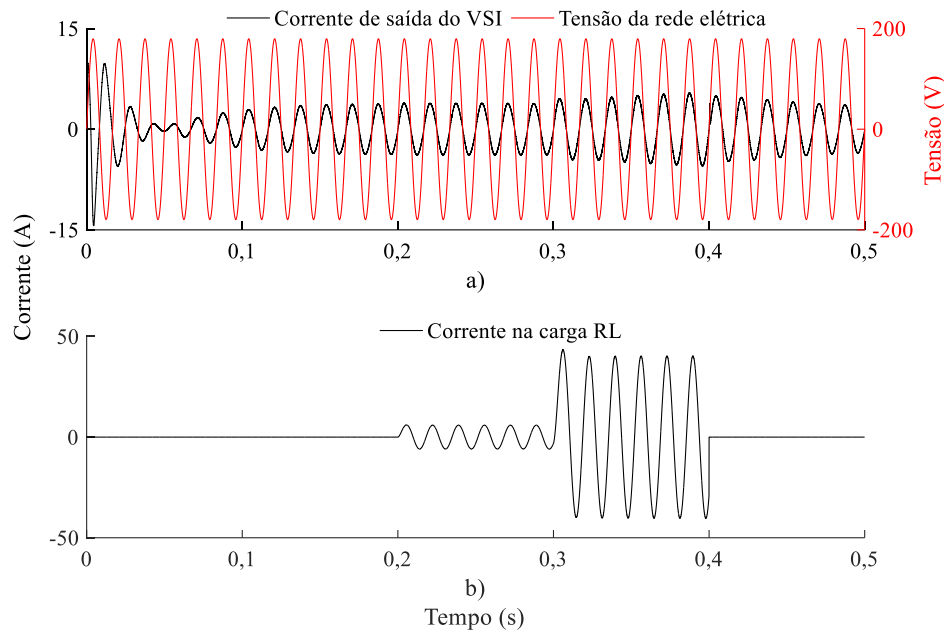
Fonte: Do Autor, 2021.

4.8 SIMULAÇÕES DE ENTRADA E SAÍDA DE CARGA E AVALIAÇÕES DE ESTABILIDADE

É importante verificar como se comporta o SFV mediante a entrada e saída de cargas no ponto de acoplamento comum, dessa forma, é realizada uma avaliação com cargas indutivas, que simulam um consumo reativo de 300 var e 3 kvar. Os sinais da corrente de saída do VSI, da rede elétrica e da corrente sobre a carga RL são ilustrados na Figura 59.

Entre 0 e 0,2 segundos, o SFV opera sem nenhuma carga no PAC. Entre 0,2 e 0,3 segundos, é adicionado a carga de 300 var e entre 0,3 e 0,4 segundos tem-se a entrada da carga de 3 kvar. A saída da carga do PAC ocorre a partir de 0,4 segundos. Ao longo de toda a simulação, independente da entrada ou saída das cargas reativas e da potência que as mesmas consomem, a corrente de saída do VSI se mantém em fase com a tensão da rede elétrica, ou seja, o fator de potência unitário é garantido durante toda a simulação.

Figura 59 - Simulação de entrada e saída de uma carga RL no PAC.

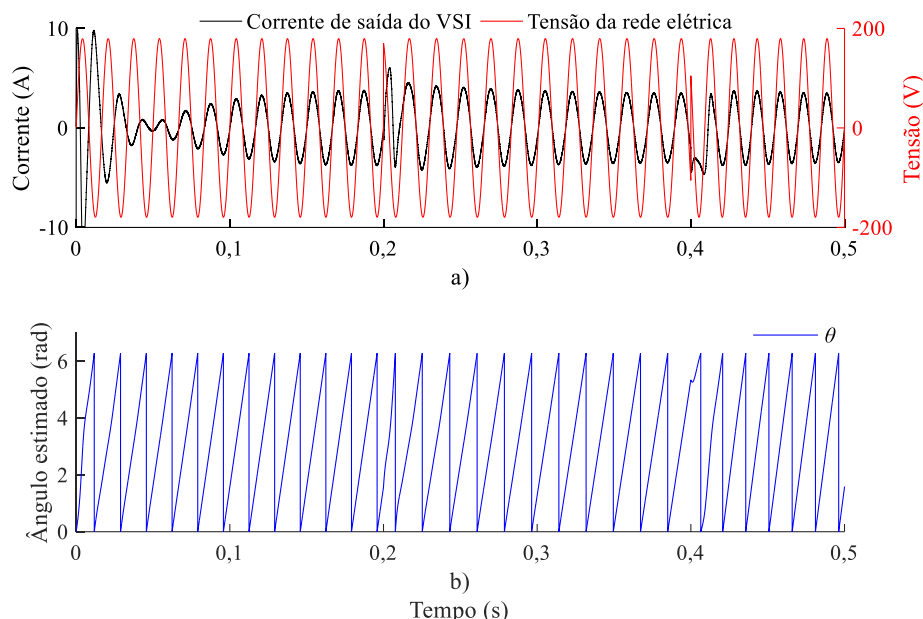


Fonte: Do Autor, 2021.

O PRODIST módulo 8, define limites para a frequência da rede elétrica em condições extremas, 56,5 e 66 Hz por no máximo cinco e dez segundos, respectivamente (ANEEL, 2021). Tomando como base tais valores de frequência, na Figura 60 é ilustrado o comportamento da corrente de saída do VSI e o do ângulo estimado pelo PLL do SFV, quando a rede elétrica apresenta variações de frequência.

Na Figura 60, a rede elétrica apresenta frequência de 60 Hz entre 0 e 0,2 segundos, 56,5 Hz entre 0,2 e 0,4 segundos e 66 Hz entre 0,4 e 0,5 segundos. Sob condições de variação de frequência da rede elétrica, o SFV continua injetando potência ativa e opera com fator de potência unitário. Além disso, o PLL consegue estimar o ângulo do sinal da rede elétrica, independentemente das variações apresentadas, garantindo a estabilidade do SFV.

Figura 60 - Comportamento do SFV mediante variações na frequência da rede elétrica.



Fonte: Do Autor, 2021.

4.9 PROPOSTA DE SISTEMA PARA EMBARCAR AS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

Visando no futuro a implementação prática do SFV monofásico dimensionado, serão apresentados nessa seção os aspectos gerais para a montagem de um sistema para embarcar as estratégias de controle descritas ao longo do presente trabalho. O sistema de controle necessita de sensores de medição de tensão e corrente, em CC e CA, cujas medições são enviadas para um DSP (do inglês, *Digital Signal Processing*), responsável pelas rotinas de controle (PESSOA *et al.*, 2019). Nessa proposta, esses dispositivos devem apresentar um formato que possibilite a montagem em placa de circuito impresso.

A etapa de medição de tensão e corrente é realizada por meio de transdutores. Esses dispositivos devem ser escolhidos para suportar os valores máximos possíveis de cada variável a ser medida. No SFV dimensionado, cinco medições são necessárias: corrente e tensão produzidas pelo arranjo fotovoltaico, tensão no barramento CC, corrente de saída do VSI e a tensão da rede elétrica. Para estabelecer os valores máximos das medições, será considerado um cenário crítico, 1200 W/m^2 e $10 \text{ }^\circ\text{C}$, e também será levado em conta a possibilidade de futuras expansões de PFV.

É definido que os transdutores de corrente devem suportar medições de $\pm 15 \text{ A}$. Na medição de tensão do arranjo fotovoltaico e da rede elétrica é necessário um dispositivo que

suporte ± 200 V. Por fim, um transdutor que suporte pelo menos 400 V será utilizado nas medições do barramento CC.

O transdutor de corrente LEM LA25-NP e de tensão LEM LV20-P, são dispositivos que possuem características que atendem as necessidades descritas para o sistema de controle. Além disso, esses transdutores apresentam um bom desempenho, com taxas de erros inferiores a 1% (PESSOA *et al.*, 2019).

Definido quais dispositivos podem ser utilizados nas medições, a etapa seguinte e determinar um microcontrolador que consiga gerar pelo menos cinco sinais PWM na saída, um para o conversor *boost* e quatro para os comandos das chaves do VSI, de 18 kHz, frequência de chaveamento definida para os conversores do SFV. Além disso, o microcontrolador deve permitir embarcar códigos em linguagem C/C ++, a mesma linguagem utilizada no algoritmo MPPT P&O desenvolvido.

O TMS320F28335 da Texas Instruments é um microcontrolador que atende os requisitos estabelecidos, tendo 18 saídas PWM, frequência de *clock* de 150 MHz e executa códigos embarcados em linguagem C/C++ (TEXAS INSTRUMENTS, 2021). Aliado a isso, o *software* PSIM possui algumas funções e ferramentas que permitem gerar, compilar e fazer *upload* de códigos no TMS320F28335, ou seja, no mesmo ambiente de simulação onde foi dimensionado o SFV, é possível implementar os códigos e algoritmos para o microcontrolador.

Na conversão de sinais analógicos para digitais, o limiar de operação do TMS320F28335 é de 0 a 3,3 V. Entretanto, os transdutores LEM LA25-NP e LEM LV20-P realizam as medições e como resposta nas suas saídas, entregam sinais de 12 ou 15 V. Dessa forma, é necessário um circuito de condicionamento para atenuar a amplitude dos sinais dos transdutores, garantindo valores dentro da faixa de operação do TMS320F28335. No trabalho de PESSOA *et al.* (2019), os autores apresentam um circuito de condicionamento para os mesmos dispositivos descritos nessa proposta de sistema de controle. Portanto, o circuito e as considerações do trabalho de PESSOA *et al.* (2019), são válidos para o presente projeto de controle.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste projeto de conclusão de curso, foi proposto o dimensionamento de um sistema fotovoltaico monofásico de dois estágios de conversão, conectado à rede elétrica e operando com fator de potência unitário, por meio de simulações no *software* PSIM. Todo o sistema foi projetado a partir das configurações elétricas dos painéis fotovoltaicos disponíveis no IFBA, campus Paulo Afonso, objetivando resultados que possam contribuir, no futuro, para uma implementação prática deste sistema.

A metodologia adotada para dimensionar os elementos do conversor *boost* atendeu as necessidades da presente proposta de trabalho, permitindo que fosse possível obter um nível de tensão adequado para a conexão com a rede elétrica, apenas com os dois painéis fotovoltaicos disponíveis, eliminando, portanto, a necessidade de mais geradores fotovoltaicos.

O algoritmo de rastreamento da máxima potência implementado mostrou um desempenho satisfatório, mantendo a potência produzida pelo sistema fotovoltaico muito próxima ao ponto de máxima potência, independentemente das condições climáticas apresentadas. Em termos práticos, para maximizar a eficiência do sistema fotovoltaico proposto, a implementação do MPPT P&O traz vantagens em relação aos esforços computacionais, pois, a estrutura do algoritmo facilita a implementação.

Diversas metodologias podem ser adotadas ao sistema proposto, objetivando a conexão com a rede elétrica e a redução do conteúdo harmônico do sinal de saída do VSI. Para as necessidades do projeto, a técnica SPWM unipolar e o filtro L são suficientes e apresentam vantagens em relação aos esforços computacionais, devido a implementação da técnica SPWM, construtivas e de custo, necessitando de um único elemento indutivo como filtro de conexão. Entretanto, deve ser levado em consideração a possibilidade de desenvolvimento de uma estrutura de aterramento do arranjo fotovoltaico, na ocasião de uma implementação prática do SFV.

Apesar dos controles de corrente e tensão do barramento CC apresentarem uma interface simplificada, por necessitarem apenas de controladores PI, em todas as operações que o sistema fotovoltaico foi submetido, estabilidade e entrega de potência ativa foram requisitos atingidos, findando o objetivo da presente proposta de trabalho.

5.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

A partir da implementação e confecção do sistema proposto nesse trabalho, é possível:

- Avaliar as possíveis aplicações de chaves no processo de conversão, na configuração em dois estágios, que possibilitem perdas menores quando comparadas às usuais;
- Desenvolver um sistema de proteção para o sistema fotovoltaico proposto;
- Avaliar e implementar diferentes técnicas de MPPT, controle e sincronismo, levando em considerações os distúrbios e perturbações da rede elétrica;
- Avaliar possíveis expansões do sistema fotovoltaico proposto;
- Implementar e realizar um estudo comparativo de filtros de conexão;
- Implementar funcionalidades de controle anti-ilhamento do sistema.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AELOÍZA, E. C.; KIM, Jang-Hwan; RUMINOT, P.; ENJETI, P. N.; *A Real Time Method to Estimate Electrolytic Capacitor Condition in PWM Adjustable Seed Drivers and Uninterruptible Power Supplies*. *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. 2005;
- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. São Paulo, Pearson Prentice Hall, 2000;
- ANEEL. **Resolução Normativa Nº 482**. 2012. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>. Acesso em: 04 abr. 2021;
- ANEEL. **Resolução Normativa Nº 687**. 2015. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>. Acesso em: 04 abr. 2021;
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 3 - Acesso ao Sistema de Distribuição**. Disponível em: https://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/PRODIST-M%C3%B3dulo3_Revis%C3%A3o7/ebfa9546-09c2-4fe5-a5a2-ac8430cbca99. Acesso em: 10 jun. 2021;
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica**. Disponível em: https://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo_8-Revis%C3%A3o_12/342ff02a-8eab-2480-a135-e31ed2d7db47. Acesso em: 23 maio. 2021;
- ARAÚJO, R. D. **Projeto e Simulação de Filtro L e LCL para Interconexão de Inversor NPC Trifásico à Rede**. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012;
- ARUN, K.; SELVAJYOTHI, K. *Observer Based Current Controlled Single Phase Grid Connected Inverter*. *International Conference On DESIGN AND MANUFACTURING*, IConDM. 2013;
- BACON, V. D.; CAMPANHOLA, L. B. G.; SILVA, S. A. O. da; **Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico**. *UNOPAR Cient. Exatas Tecnol.*, Londrina, v. 10, n. 1, p. 5-14, Nov. 2011;
- BRADASCHIA, Fabrício. **Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. 2012;
- BRASIL, Thiago Americano do. **Modelagem matemática de algoritmos Phase-Locked Loop baseados em controladores proporcionais integrais e proposta de um novo algoritmo baseado em estratégia fuzzy**. Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica. 2013;
- BRITO, M. A. G.; JUNIOR, L. G.; SAMPAIO, L.; CANESIN, C. **Avaliação das Principais Técnicas para Obtenção de MPPT de Painéis Fotovoltaicos**. *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, São Paulo, 2010;

CARACAS, J. V. M. **Avaliação das Estratégias de Controle e Projeto de Inversores para Conexão de Fontes Fotovoltaicas à Rede CA**. Dissertação (Pós-graduação) - Universidade Federal do Maranhão. 2013;

CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. **Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado a Análises em Eletrônica de Potência Via Simulação**. *Eletrônica de Potência*, vol. 13. 2008;

CID, Thalles Martins Feitosa. **Implementação de um Algoritmo PLL para Sincronização de Conversores de Energia com a Rede Elétrica**. Trabalho de Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Universidade de Brasília. 2016;

CIOBOTARU, Mihai; TEODORESCU, Remus; BLAABJERG, Frede. **Improved PLL Structures for Single-Phase Grid Inverters**. *Institute of Energy Technology Aalborg University*. 2005;

CLIMATE-DATA. **Dados climatológicos de Paulo Afonso**. [site]. 2021. Disponível em: <https://pt.climate-data.org/location/880326/>. Acesso em: 14 abr. 2021;

COSTA, L. A. C. da. **Modulação por Largura de Pulsos Híbrida para Sistemas Fotovoltaicos Monofásicos sem Transformador Conectados à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. 2018;

CRESESB. **Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos**. Rio de Janeiro: CRESESB - Centro de Referência Para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito, 2014. Disponível em: http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf. Acesso em: 26 mar. 2021;

CRESESB. **Potencial Solar SunData v 3.0**. [site]. 2021. Disponível em <http://www.cresesb.cepel.br/index.php?section=sundata>. Acesso em: 14 abr. 2021;

CUNHA, R. B. A. **Proposta de Sistema Fotovoltaico Monofásico Conectado à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Bahia, Escola Politécnica, 2016;

DAL PUPO, Andres. **Estudo de Metodologias de Projeto para Filtros de Saída de Inversores**. Trabalho de Conclusão de Curso, UTFPR. 2015;

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balanco Energético Nacional 2020**. [site]. 2020. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2020>. Acesso em: 04 abr. 2021;

FANTI, Caio Appel. **Análises e Comparações de Algoritmos de Sincronização para Aplicações em Eletrônica de Potência**. Monografia (Graduação em engenharia elétrica com ênfase em sistemas de energia e automação). EESC-USP. 2016;

FENILI, M. de P. **Estudo e Implementação de um Filtro Ativo Paralelo Monofásico de 8kva**. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2007;

FILHO, P. S. N. **Modelagem Matemática Dinâmica para Projeto e Análise de Controle de Tensão do Elo CC de um Conversor Fotovoltaico Trifásico de Dois Estágios Conectado à Rede Elétrica Através de Filtro LCL**. Tese (Doutorado) - UNICAMP. 2017;

FILHO, Rubens M. Santos; SEIXAS, Paulo F.; CORTIZO, Porfírio C. *A Comparative Study of Three-Phase and Single-Phase PLL Algorithms for Grid-Connected Systems*. Universidade Federal de Minas Gerais. 2015;

FILHO, Rubens M. Santos; SEIXAS, Paulo F.; CORTIZO, Porfírio C.; TORRES, Leonardo A. B.; SOUZA, André F. *Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications*. *IEEE Transactions on Industry ElectronicS*, VOL. 55, N. 8. 2008;

GRUNDEMANN, Wagner Turchielo. **MPPT Perturba e Observa Aplicado ao Conversor Boost**. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação). Universidade Federal do Pampa, 2017;

GUSMAN, L. S.; PEREIRA, H. A.; CUPERTINO, A. F.; ANTÔNIO, A da S. **Análise dos efeitos da utilização de um sistema fotovoltaico no fator de potência de uma empresa agroindustrial**. VII Congresso Brasileiro de Energia Solar, 17 a 20 de abril de 2018;

HART, D. W. *Power Eletronics*. New York-NY, McGraw-Hill Inc., 2011;

HAUSER, D. **Controle de um sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede elétrica**. Projeto de Graduação - UFRJ - Departamento de Engenharia Elétrica, 2014;

IEA. *Renewables 2020 Data Explorer*, IEA - International Energy Agency, Paris. [site]. 2020. Disponível em: <https://www.iea.org/articles/renewables-2020-data-explorer>. Acesso em: 03 abr. 2021;

IEEE. **IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, IEEE Std 1547-2003**. New York, 2003;

CRISPIM, Karina Souza. **Estudo do controle do conversor back-to-back para conversão de Frequências**. Monografia - Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Departamento de Engenharia Elétrica. 2018;

KEITIANNE, K. **Controle da Tensão do Barramento CC pelo Inversor Monofásico Ponte Completa em um Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica. Universidade Federal Da Paraíba, 2016;

LIMA, A. G. D. C.; MATOS, L. C. O.; SILVA, M da N. **Geração de energia fotovoltaica no campus**. Relatório técnico. IFBA, Paulo Afonso. 2020;

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. *Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41. 2005;

MACCARINI, Mateus Costa. **Inversor Monofásico Sincronizado para a Conexão de um Gerador Eólico à Rede Elétrica: Estudo, Projeto e Implementação**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, 2009;

MARANGONI, Filipe. **Inversores Monofásicos para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012;

MORALES, D. S. *Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications*. Aalto University School of Science and Technology. 2010;

NARDI, Cleidimar. **Dimensionamento de Filtros Passivos para Conversores Estáticos de Energia**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco, PR, 2016;

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5. Ed, São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010;

OLIVEIRA, Fernando Marcos de. **Rastreamento da máxima potência em arranjos fotovoltaicos sob efeito de sombreamento parcial baseado no método de otimização por enxame de partículas**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Cornélio Procópio, 2015;

OLIVEIRA, K. C. **Avaliação da conversão da energia fotovoltaica em sistemas isolados**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco. 2007;

OLIVEIRA, K. C. de. **Conversores de potência para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica sem transformador**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. 2012;

PESSOA, G. A. P. de C.A; NUNES, E. A. de F.; SILVA, W. L. A. da; PINHEIRO, R. F.; SALAZAR, A. O. *Workbench for Monitoring and Operation of Electric Machines*. *IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2019;

RAEDANI, Ronn; HANIF, Moin. *Design, Testing and Comparison of P&O, IC and VSSIR MPPT Techniques*. *3rd International Conference on Renewable Energy Research and Applications*. Milwaukee, USA. 2014;

REZNIK, A.; SIMÕES, M. G.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S. M. **LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid Interconnected Systems**. IEEE. 2013;

ROCHA, T. de O. A. **Contribuições para a Estratégia de Controle Aplicada à Geração Fotovoltaica Interconectada à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN. 2015;

SALAS, V.; OLÍAS, E.; BARRADO, A.; LÁZARO, A. **Review of the Maximum Power Point Tracking Algorithms for Stand-Alone Photovoltaic Systems**. *Departamento de Tecnología Electrónica/Grupo de Sistemas Electrónicos de Potência, Universidad Carlos III de Madrid*. 2005;

SANTOS, Heron Alves dos. **Projeto de Conversor CC-CA Monofásico Controlado para Interligação de Barramentos CC e CA de uma Microrrede**. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014;

SILVA, A. da. **Estudo comparativo entre técnicas de seguimento do ponto de máxima potência em sistemas fotovoltaicos**. Dissertação para mestrado, UFPE. Recife, 2018;

SILVA, E. A. da. **Técnicas de estimação de parâmetros de módulos fotovoltaicos**. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015;

SILVA, Mariana Simões Noel. **Correção de Fator de Potência Através de Inversores Multifuncionais em Sistemas Fotovoltaicos**. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Graduação em Engenharia Elétrica, 2017;

SILVA, S. M.; LOPES, B. M.; FILHO, B. C.; CAMPANA, R. P.; BOAVENTURA, W. C. *Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-Phase Grid-Connected Systems*. *IEEE IAS*, Universidade Federal de Minas Gerais. 2004;

STAMBUK, Richard Heinrich. **Influência da temperatura no desempenho de sistemas fotovoltaicos**. Monografia de Especialização em Energias Renováveis - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017;

STANKIEWICZ, A. L.; BUERGER, R.; REITER, R. A.; PÉRES, A. **Estudo Comparativo de Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Geração de Energia Solar Fotovoltaica**. [site]. 2014. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/280134088_Estudo_Comparativo_de_Tecnicas_de_Rastreamento_de_Maxima_Potencia_para_Geracao_de_Energia_Solar_Fotovoltaica. Acesso em: 19 mar. 2021;

TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marco; RODRÍGUEZ, Pedro. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, Ltd. 2011;

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)**. 2021. Disponível em: https://www.ti.com/lit/ds/sprs439p/sprs439p.pdf?ts=1621148557985&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Acesso em: 16 maio. 2021;

ULHÔA, Matheus Pizani. **Projeto de Inversor de Frequência Monofásico de Baixo Custo**. Trabalho de Conclusão de Curso. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. 2017;

VILLALVA, M. G. **Energia Solar Fotovoltaica - Conceitos e Aplicações**. 2ª edição, São Paulo. 2015;

YANG, Yongheng; BLAABJERG, Frede. *Synchronization in Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems Under Grid Faults*. 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG. 2012.