



TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**MODELAGEM DE SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA
SOLAR FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

THIAGO MAGALHÃES DE OLIVEIRA

Brasília, junho de 2019

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**MODELAGEM DE SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA
SOLAR FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

THIAGO MAGALHÃES DE OLIVEIRA

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro Eletricista*

Banca Examinadora

Prof. Kleber Melo e Silva, D.Sc., UnB
Orientador

Prof. Felipe Vigolvino Lopes, D.Sc., UnB
Examinador interno

Prof. Luciano Sales Barros, Ph.D., UFRN
Examinador externo

FICHA CATALOGRÁFICA

DE OLIVEIRA, THIAGO MAGALHÃES

MODELAGEM DE SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE ELÉTRICA [Distrito Federal] 2019.

xvi, 59 p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Engenheiro, Engenharia Elétrica, 2019).

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica

1. Geração Distribuída

2. Fotovoltaica

3. ATPdraw

4. Modelagem

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

DE OLIVEIRA, T.M. (2019). *MODELAGEM DE SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE ELÉTRICA*. Trabalho de Conclusão de Curso, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 59 p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: THIAGO MAGALHÃES DE OLIVEIRA

TÍTULO: MODELAGEM DE SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE ELÉTRICA.

GRAU: Engenheiro Eletricista ANO: 2019

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste Trabalho de Conclusão de Curso e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. Os autores reservam outros direitos de publicação e nenhuma parte desse Trabalho de Conclusão de Curso pode ser reproduzida sem autorização por escrito dos autores.

THIAGO MAGALHÃES DE OLIVEIRA

Depto. de Engenharia Elétrica (ENE) - FT

Universidade de Brasília (UnB)

Campus Darcy Ribeiro

CEP 70919-970 - Brasília - DF - Brasil

AGRADECIMENTOS

À toda minha família, em especial meus pais, Hamilton e Junia, por todo o amor, suporte nos momentos difíceis, apoio, confiança e compreensão. Eles tem participação fundamental em minhas conquistas.

À Ana Luisa, minha namorada, pelo amor, apoio, companheirismo, paciência e compreensão.

Ao professor Kleber Melo, meu orientador, pelos ensinamentos, oportunidades concedidas, suporte e confiança.

Ao professor Luciano Barros, da Universidade Federal do Rio Grande do Norte, que considero também meu orientador, pela disponibilidade e contribuição fundamental nesse trabalho.

À todos da SRT/ANEEL, em especial à minha supervisora, Thelma Pinheiro, pelos ensinamentos técnicos, pessoais e profissionais que levarei para a vida.

Aos meus amigos André Coutinho, Caio Gracco, Caio Vieira, Gabriel Soutinho, Guilherme Raposo, Gustavo Leão, Lúcio Bragança, Luís Justiniano, Luiza Aviani, Marcos Diniz, Roberto Ortega e Vitor Bordini, dentre outros, por grande parte dos bons momentos dos últimos anos.

À Universidade de Brasília e à FAP DF, pelo suporte em minha formação.

À ENETEC por permitir meu desenvolvimento pessoal e pelas amizades que fiz.

A todos que contribuíram de alguma forma com a minha formação, deixo aqui meu agradecimento.

RESUMO

Nesse Trabalho de Conclusão de Curso foi realizada a modelagem e validação de um sistema de geração de energia solar fotovoltaica conectado à rede elétrica. Foi apresentada uma metodologia iterativa, com o auxílio do MATLAB, para obtenção dos parâmetros de um painel fotovoltaico comercial de forma a possibilitar sua implementação computacional. A partir da escolha de uma topologia de dois estágios de conversão de energia, também foram modelados os conversores CC/CC e CC/CA e implementados os respectivos algoritmos de *Maximum Power Point Tracking* (MPPT) e controladores do chaveamento do inversor. Foram implementados e comparados os algoritmos de rastreamento Perturba e Observa (P&O) e Condutância Incremental (IC) com passo variável em relação a sua efetividade em encontrar o ponto de máxima potência e se manter nele ao longo da operação. Para validação do sistema como um todo, foram realizadas simulações visando a sincronização com a rede de um alimentador de $13,8kV$ modelado no *ATPdraw*, seu comportamento mediante a ocorrência de faltas simétricas e assimétricas no ponto de conexão com a rede elétrica e a variações nas condições de operação, focando na variação da irradiância que incide no arranjo de painéis. O objetivo desse trabalho é o estudo do comportamento do sistema fotovoltaico de forma a subsidiar análises do impacto da inserção de fontes baseadas em eletrônica de potência nos sistemas elétricos.

Palavras-chave: Geração Distribuída, Fotovoltaica, *ATPdraw*, Modelagem, *Maximum Power Point Tracking*.

ABSTRACT

In this Work of Completion of Course, the modeling and validation of a photovoltaic solar energy system connected to the electric grid is performed. An iterative methodology was presented, with the aid of MATLAB, to obtain the parameters of a commercial photovoltaic panel in order to enable its computational implementation. From the choice of a two-stage energy conversion topology, the DC/DC and DC/AC converters were also modeled as the consequent Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithms and inverter switching controllers that were implemented. The tracking algorithms Perturb and Observe (P&O) and Incremental Conductance (IC) with variable step were implemented and compared in relation to their effectiveness in finding the maximum power point and staying in it throughout the operation. For the validation of the system as a whole, simulations were performed to evaluate the synchronization with the network of a $13.8kV$ feeder modeled in ATPdraw, its behavior through the occurrence of symmetrical and asymmetric faults at the point of common coupling and variations in the operating conditions, focusing on the variation of the incident irradiance at the panels array. The objective of this work is the study of the behavior of the photovoltaic system in order to subsidize analyzes of the impact of the insertion of power electronics based sources in the electrical systems.

Keywords: Distributed Generation, Photovoltaic, ATPdraw, Modeling, Maximum Power Point Tracking.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA	1
1.2	OBJETIVOS DO TRABALHO	2
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	3
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA SOBRE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	4
2.1	PAINÉIS FOTOVOLTAICOS	4
2.2	TOPOLOGIAS DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	9
2.3	CONVERSOR CC/CC	10
2.3.1	MÉTODO MPPT P&O	11
2.3.2	MÉTODO MPPT IC COM PASSO VARIÁVEL	12
2.4	CONVERSOR CC/CA	14
2.4.1	MEDIÇÃO DE SINAIS	15
2.4.2	SISTEMA DE CONTROLE	17
2.4.3	MODULAÇÃO PWM	20
3	IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL	22
3.1	OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO PAINEL E MODELAGEM	22
3.2	MODELAGEM DO BOOST CONVERTER	23
3.2.1	LÓGICA DE CHAVEAMENTO DO <i>Boost Converter</i>	24
3.3	MODELAGEM DO INVERSOR	24
3.4	REDE ELÉTRICA UTILIZADA	26
4	APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS	28
4.1	MODELO AJUSTADO DO PAINEL	28
4.2	MODELO DO <i>Boost Converter</i>	30
4.2.1	ALGORITMO P&O	30
4.2.2	ALGORITMO IC COM PASSO VARIÁVEL	32
4.3	MODELO DO INVERSOR	33

4.3.1	SINCRONISMO COM A REDE	34
4.3.2	COMPORTAMENTO DINÂMICO DEVIDO À VARIAÇÃO DA IRRADIÂNCIA	35
4.3.3	COMPORTAMENTO DINÂMICO PARA CURTO-CIRCUITOS	37
5	CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS	46
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	48
	APÊNDICES	49
I	CÓDIGO MATLAB PARA OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO PAINEL FOTO-VOLTAICO	50
II	CÓDIGO <i>MODELS</i> DO ALGORITMO P&O	53
III	CÓDIGO <i>MODELS</i> DO ALGORITMO IC COM PASSO VARIÁVEL	55
IV	CÓDIGO <i>MODELS</i> DO PLL	58

LISTA DE FIGURAS

2.1	Curvas do painel fotovoltaico fornecidas no <i>datasheet</i> do fabricante [1].	4
2.2	Circuito elétrico equivalente do painel fotovoltaico [2].	5
2.3	Curva característica do painel fotovoltaico com principais pontos destacados.	6
2.4	Esquemático do sistema de conversão em três estágios.	9
2.5	Esquemático do sistema de conversão em dois estágios.	10
2.6	Modelo do <i>Boost Converter</i> .	11
2.7	Algoritmo do método MPPT P&O.	12
2.8	Algoritmo de MPPT IC com passo variável.	13
2.9	Topologia do VSC implementado, junto ao capacitor do elo CC e do filtro RL.	14
2.10	Diagrama com o sistema de controle completo.	20
2.11	Tensões de polo da modulação PWM escalar.	21
3.1	Modelo de arranjo de painéis fotovoltaicos implementado no <i>ATPdraw</i> . Fonte de tensão na saída foi utilizada para validação do modelo.	23
3.2	Modelo do <i>Boost Converter</i> implementado no <i>ATPdraw</i> . Fonte de tensão na saída foi utilizada para validação do modelo.	23
3.3	Lógica de chaveamento do <i>Boost Converter</i> implementada no <i>ATPdraw</i> .	24
3.4	Modelo do inversor implementado no <i>ATPdraw</i> .	25
3.5	Malha de controle de V_{CC} implementada no <i>ATPdraw</i> (Variáveis terminadas em "R" são equivalentes às com o sobrescrito * nesse texto).	25
3.6	Malha de controle de V_g implementada no <i>ATPdraw</i> (Variáveis terminadas em "R" são equivalentes às com o sobrescrito * nesse texto).	25
3.7	Malha de controle de I_d implementada no <i>ATPdraw</i> (Variáveis terminadas em "R" são equivalentes às com o sobrescrito * nesse texto).	26
3.8	Malha de controle de I_q implementada no <i>ATPdraw</i> (Variáveis terminadas em "R" são equivalentes às com o sobrescrito * nesse texto).	26
3.9	Rede elétrica utilizada para testes (PCC, condutores, comprimentos das linhas e tipos das cargas indicados na figura).	27

4.1	Curva IxV ajustada nas STC com pontos principais destacados.	28
4.2	Curva PxV ajustada nas STC com pontos principais destacados.	28
4.3	Curva IxV para diferentes irradiâncias com temperatura de 25°C.	29
4.4	Curva PxV para diferentes irradiâncias com temperatura de 25 °C.....	29
4.5	Curva IxV para diferentes temperaturas com irradiância de 1000 W/m ²	29
4.6	Curva PxV para diferentes temperaturas com irradiância de 1000 W/m ²	29
4.7	Curva IxV obtida no ATPdraw para o sistema implementado ($G = 1000 \text{ W/m}^2, T = 25$ °C).	29
4.8	Curva PxV obtida no ATPdraw para o sistema implementado ($G = 1000 \text{ W/m}^2, T = 25$ °C).	29
4.9	Perfil de irradiância aplicado ao arranjo de painéis.....	30
4.10	Ciclo de trabalho calculado para o conversor.	31
4.11	Potência de saída do arranjo de painéis.	31
4.12	Tensão nos terminais do arranjo de painéis.	31
4.13	Corrente de saída do arranjo de painéis.	31
4.14	Ciclo de trabalho calculado para o conversor.	32
4.15	Potência de saída do arranjo de painéis.	32
4.16	Tensão nos terminais do arranjo de painéis.	32
4.17	Corrente de saída do arranjo de painéis.	32
4.18	Tensões no PCC durante a sincronização com a rede.....	34
4.19	Correntes injetadas durante a sincronização com a rede.	34
4.20	Tensão no barramento CC durante a sincronização com a rede.	34
4.21	Potência produzida pelo arranjo de painéis durante a sincronização com a rede.....	34
4.22	Potência ativa injetada durante a sincronização com a rede.	35
4.23	Potência reativa injetada durante a sincronização com a rede.	35
4.24	Componente direta da corrente e sua referência durante a sincronização com a rede.....	35
4.25	Componente em quadratura da corrente e sua referência durante a sincronização com a rede.	35
4.26	Tensões no PCC mediante variação da irradiância.	36
4.27	Correntes injetadas mediante variação da irradiância.....	36
4.28	Tensão no barramento CC mediante variação da irradiância.....	36
4.29	Potência produzida pelo arranjo de painéis mediante variação da irradiância.	36

4.30	Potência ativa injetada mediante variação da irradiância.	37
4.31	Potência reativa injetada mediante variação da irradiância.	37
4.32	Componente direta da corrente e sua referência mediante variação da irradiância.	37
4.33	Componente em quadratura da corrente e sua referência mediante variação da irradiância....	37
4.34	Tensões no PCC durante curto AT no PCC.....	38
4.35	Correntes injetadas durante curto AT no PCC.	38
4.36	Tensão no barramento CC durante curto AT no PCC.....	39
4.37	Potência produzida pelo arranjo de painéis durante curto AT no PCC.	39
4.38	Potência ativa injetada durante curto AT no PCC.....	39
4.39	Potência reativa injetada durante curto AT no PCC.	39
4.40	Componente direta da corrente e sua referência durante curto AT no PCC.	39
4.41	Componente em quadratura da corrente e sua referência durante curto AT no PCC.	39
4.42	Tensões no PCC durante curto AB no PCC.	40
4.43	Correntes injetadas durante curto AB no PCC.	40
4.44	Tensão no barramento CC durante curto AB no PCC.	41
4.45	Potência produzida pelo arranjo de painéis durante curto AB no PCC.....	41
4.46	Potência ativa injetada durante curto AB no PCC.	41
4.47	Potência reativa injetada durante curto AB no PCC.....	41
4.48	Componente direta da corrente e sua referência durante curto AB no PCC.....	41
4.49	Componente em quadratura da corrente e sua referência durante curto AB no PCC.	41
4.50	Tensões no PCC durante curto ABT no PCC.	42
4.51	Correntes injetadas durante curto ABT no PCC.	42
4.52	Tensão no barramento CC durante curto ABT no PCC.	42
4.53	Potência produzida pelo arranjo de painéis durante curto ABT no PCC.....	42
4.54	Potência ativa injetada durante curto ABT no PCC.	43
4.55	Potência reativa injetada durante curto ABT no PCC.....	43
4.56	Componente direta da corrente e sua referência durante curto ABT no PCC.....	43
4.57	Componente em quadratura da corrente e sua referência durante curto ABT no PCC.	43
4.58	Tensões no PCC durante curto ABC no PCC.....	44
4.59	Correntes injetadas durante curto ABC no PCC.	44
4.60	Tensão no barramento CC durante curto ABC no PCC.	44

4.61	Potência produzida pelo arranjo de painéis durante curto ABC no PCC.....	44
4.62	Potência ativa injetada durante curto ABC no PCC.	45
4.63	Potência reativa injetada durante curto ABC no PCC.	45
4.64	Componente direta da corrente e sua referência durante curto ABC no PCC.....	45
4.65	Componente em quadratura da corrente e sua referência durante curto ABC no PCC.	45

LISTA DE TABELAS

2.1	Premissas para o algoritmo P&O com relação às alterações entre dois passos de cálculo.	12
3.1	Dados fornecidos no <i>datasheet</i> do fabricante.	22
3.2	Parâmetros das cargas no sistema implementado.	27
3.3	Parâmetros dos condutores no sistema implementado no modelo PI da Linha.	27
4.1	Parâmetros ajustados para o modelo do painel.	28
4.2	Parâmetros do conversor DC/DC.	30
4.3	Parâmetros do algoritmo de MPPT P&O.	31
4.4	Parâmetros do algoritmo de MPPT IC com passo variável.	32
4.5	Parâmetros do conversor CC/CA implementado no <i>ATPdraw</i>	33
4.6	Parâmetros dos controladores do conversor CC/CA implementados no <i>ATPdraw</i>	33

LISTA DE SÍMBOLOS

Painel fotovoltaico e arranjo

a	Fator de idealidade do diodo.
G	Irradiância de operação.
G_n	Irradiância de referência das STC.
I_0	Corrente de saturação do diodo.
I_{FV}	Corrente de saída do arranjo de painéis.
I_{mp}	Corrente no ponto de máxima potência.
I_{PV}	Fonte de corrente do modelo do painel fotovoltaico.
I_{sc}	Corrente de curto-circuito.
k	Constante de Boltzmann ($1,381 \times 10^{23} J/K$).
K_i	Coefficiente de corrente [%/°C].
K_v	Coefficiente de tensão [%/°C].
N_s	Número de células em série em um painel fotovoltaico.
N_{par}	Número de painéis em paralelo no arranjo.
N_{ser}	Número de painéis em série no arranjo.
P_{max}	Potência máxima nominal de um painel.
$P_{max,m}$	Potência máxima do modelo ajustado do painel.
P_{PV}	Potência de saída do arranjo de painéis.
q	Carga elétrica do elétron ($1,602 \times 10^{-19} C$).
R_p	Resistência paralelo do modelo do painel fotovoltaico.
R_s	Resistência série do modelo do painel fotovoltaico.
T	Temperatura de operação.
T_n	Temperatura de referência das STC.
V_{mp}	Tensão no ponto de máxima potência.
V_{oc}	Tensão de circuito aberto.
V_t	Tensão térmica da junção p-n.
V_{PV}	Tensão nos terminais do arranjo de painéis.
*	Sobrescrito utilizado para indicar sinais corrigidos.

Conversor CC-CC

d	Ciclo de trabalho do <i>boost converter</i> .
d_0	Ciclo de trabalho inicial do algoritmo de MPPT.
f_{MPPT}	Frequência de amostragem do algoritmo de MPPT.
k	Passo de cálculo em análise.
N	Fator de escala para algoritmo de MPPT com passo variável.
P_s	Potência de saída do <i>boost converter</i> .
V_{CC}	Tensão no barramento CC.
Δd	Variação do ciclo de trabalho do <i>boost converter</i> .
ΔI	Variação de corrente entre dois passos de cálculo consecutivos do algoritmo.
ΔV	Variação de tensão entre dois passos de cálculo consecutivos do algoritmo.

Conversor CC-CA

f_{PWM}	Frequência do chaveamento PWM.
$I_{a,b,c}$	Correntes injetadas na rede.
I_c	Corrente que flui pelo capacitor do elo CC.
I_d	Componente direta da transformada de <i>Park</i> de $I_{a,b,c}$.
I_g	Módulo da corrente injetada na rede.
I_q	Componente em quadratura da transformada de <i>Park</i> de $I_{a,b,c}$.
$K_{p,cc}$	Ajuste do controlador proporcional da malha de V_{CC} .
$K_{p,d}$	Ajuste do controlador proporcional da malha de I_d .
$K_{p,g}$	Ajuste do controlador proporcional da malha de V_g .
$K_{p,q}$	Ajuste do controlador proporcional da malha de I_q .
$K_{i,cc}$	Ajuste do controlador integrador da malha de V_{CC} .
$K_{i,d}$	Ajuste do controlador integrador da malha de I_d .
$K_{i,g}$	Ajuste do controlador integrador da malha de V_g .
$K_{i,q}$	Ajuste do controlador integrador da malha de I_q .
l_f	Reatância do filtro.
P_c	Potência absorvida pelo capacitor do elo CC.
P_g	Potência ativa injetada na rede.
Q_g	Potência reativa injetada na rede.
r_f	Resistência do filtro.
$V_{a,b,c}$	Tensões de fase entre o filtro e o PCC.
V_d	Componente direta da transformada de <i>Park</i> de $V_{a,b,c}$.
$V_{fa,fb,fc}$	Tensões de fase entre o VSI e o filtro.
V_{fd}	Componente direta da transformada de <i>Park</i> de $V_{fa,fb,fc}$.
V_{fq}	Componente em quadratura da transformada de <i>Park</i> de $V_{fa,fb,fc}$.
V_g	Módulo da tensão no PCC.
V_q	Componente em quadratura da transformada de <i>Park</i> de $V_{a,b,c}$.
V_x	Variável intermediária utilizada no controle de I_d .
V_y	Variável intermediária utilizada no controle de I_q .
θ	Ângulo da tensão da fase A no PCC.
ω	Frequência da rede [rad/s].
τ	Período do chaveamento PWM.
τ_f	Tempo de acionamento do chaveamento PWM.
*	Sobrescrito utilizado para indicar sinais de referência.

GLOSSÁRIO

ABSOLAR	Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica.
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica.
ATP	<i>Alternative Transients Program.</i>
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
IC	<i>Incremental Conductance.</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
MPP	<i>Maximum Power Point.</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking.</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico.
PCC	<i>Point of Common Coupling.</i>
PI	Proporcional Integrador.
PLL	<i>Phase Locked Loop.</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation.</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation.</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation.</i>
DSPWM	<i>Digital Scalar Pulse Width Modulation.</i>
P&O	<i>Perturb & Observe.</i>
SIN	Sistema Interligado Nacional.
STC	<i>Standart Test Conditions.</i>
UnB	Universidade de Brasília.
VSC	<i>Voltage Source Converter.</i>

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA

Em sua composição tradicional, o sistema elétrico tem como característica o fluxo unidirecional de energia das unidades geradoras hidrelétricas, térmicas e nucleares, de grande capacidade, para as cargas dos consumidores. No entanto, com o aumento da demanda por fontes energéticas de menor impacto ambiental e o conseqüente desenvolvimento tecnológico, é crescente o número de geradores eólicos e fotovoltaicos de médio porte e fotovoltaicos de pequeno porte em residências, também incentivados pelos benefícios financeiros dessa mudança pela redução de custos da compra de energia elétrica junto à distribuidora, aliado ao panorama de redução de custos para instalação dessas unidades geradoras [3].

Além das vantagens a quem adota a geração distribuída, a presença de fontes próximas aos centros consumidores acaba por beneficiar o sistema como um todo com a redução do carregamento e das perdas no sistema de distribuição e com o aumento da confiabilidade da rede elétrica.

Acompanhando esse processo de expansão, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) desde 2012 tem regulado tal tipo de geração, por meio da Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012 [4]. Na norma são estabelecidas as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica e como se dá o sistema de compensação de energia elétrica, buscando incentivar a expansão da geração distribuída.

De acordo com a Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR) [3], no ano de 2018 o Brasil passou a ter uma capacidade instalada acumulada de geração fotovoltaica de 2,4 GW e, até 2022, entrarão em operação usinas já contratadas que totalizarão a capacidade de 3,7 GW. No mesmo sentido, o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) [5] disponibiliza dados informando que no ano de 2018 a geração fotovoltaica representou 1,1% da capacidade instalada do SIN e em 2023 é previsto que esse valor seja de 2,0%, enquanto a geração eólica representou 8,8% da capacidade instalada em 2018 e tem previsão de 9,7% para o ano de 2023. Com isso, estas duas fontes só não teriam juntas, em 2023, capacidade instalada maior que a geração hidrelétrica (64,3%). Vale ressaltar que esses dados são relativos apenas a usinas conectadas no Sistema Interligado Nacional (SIN), por isso o potencial de geração é aumentado quando se leva em consideração os vários geradores que estarão conectados em distribuidoras por meio de

prédios e residências.

Tais fontes alternativas injetam sua energia produzida na rede por meio de conversores baseados em eletrônica de potência, o que interfere na rede em questão da qualidade de energia, estabilidade do sistema elétrico e nos parâmetros de dispositivos de proteção, entre outros estudos. No entanto, o impacto da inserção dessas fontes no sistema como um todo ainda não é plenamente conhecido e precisa ser melhor estudado de forma a trazer maior segurança em seu planejamento e operação.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

Buscando preencher a lacuna citada, esse trabalho terá como foco a modelagem e implementação em *software* de um sistema fotovoltaico, para que este possa ser aplicado posteriormente em simulações de forma a subsidiar o estudo dos impactos da inserção de geradores baseados em eletrônica de potência na proteção do sistema, na qualidade da energia fornecida e em sua estabilidade, entre outros estudos.

Nessa implementação foi adotado o *Alternative Transients Program (ATPdraw)* pela necessidade de análise não só do regime permanente, mas também dos fenômenos decorrentes do comportamento transitório dessas fontes, se fazendo necessário também um *software* do tipo *Electromagnetic Transients Program (EMTP)*.

Para isso, nesta etapa são requeridos:

- Modelagem, obtenção dos parâmetros e validação do modelo de um arranjo de painéis fotovoltaicos para diversas condições de operação;
- Modelagem do conversor CC/CC, que impõe a tensão de operação do arranjo de painéis fotovoltaicos para os diversos algoritmos de MPPT;
- Teste de diferentes algoritmos de MPPT;
- Modelagem do conversor CC/CA e análise de sua interface com a rede elétrica; e
- Teste do sistema de controle do lado da rede apresentado.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Os demais capítulos do trabalho estão dispostos da seguinte forma:

- Capítulo 2: é apresentada a fundamentação teórica acerca dos sistemas fotovoltaicos, seus componentes e topologias;
- Capítulo 3: é abordada a forma como foi feita a modelagem do sistema nos *softwares* ATPdraw e MATLAB;
- Capítulo 4: são apresentados e discutidos os resultados das simulações;
- Capítulo 5: são feitas propostas para a continuidade do trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA SOBRE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.1 PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Fonte de energia do sistema, os painéis fotovoltaicos são formados por um conjunto de células fotovoltaicas conectadas em série/paralelo. Cada célula fotovoltaica é feita de um material semicondutor que, por meio do efeito fotovoltaico, absorve a energia provida pela radiação solar e a transfere, em parte, para elétrons, gerando uma corrente elétrica.

As curvas características ($I \times V$) de cada modelo de painel fotovoltaico são fornecidas pelos seus fabricantes para diversas condições de operação, como visto na Figura 2.1 [1], onde são apresentadas como exemplo as curvas do painel CS6U-340P do fabricante CanadianSolar.

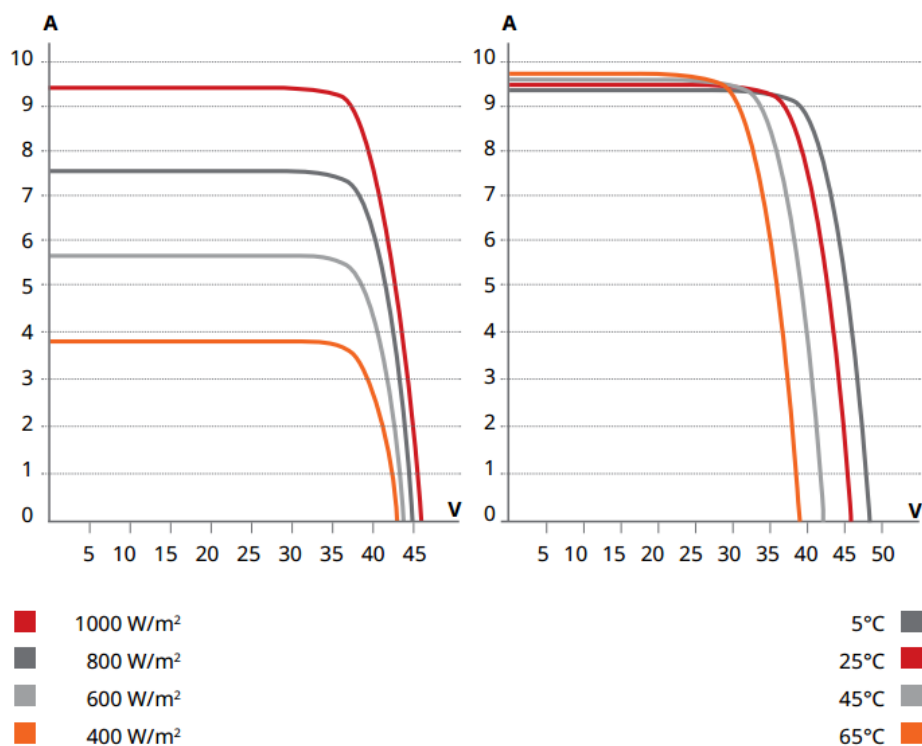


Figura 2.1: Curvas do painel fotovoltaico fornecidas no *datasheet* do fabricante [1].

O circuito equivalente do painel fotovoltaico, obtido a partir de sua curva característica, pode ser visto na Figura 2.2 [2], onde I_{PV} é uma fonte de corrente com valor dependente da irradiância solar e da

temperatura, D é um diodo que representa a junção do material semicondutor das células fotovoltaicas, e R_s e R_p são as resistências série e paralelo, respectivamente, que representam as perdas por condução do painel.

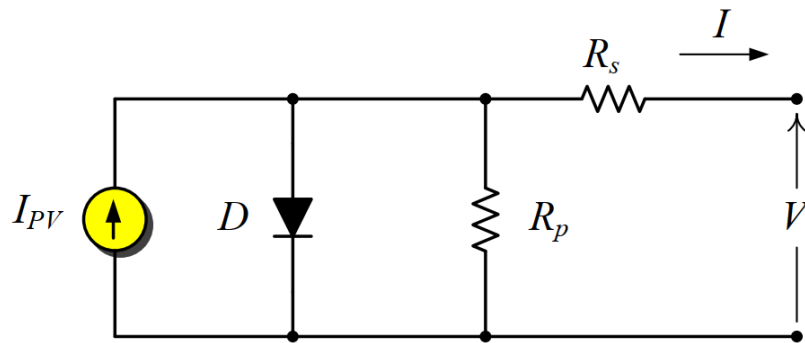


Figura 2.2: Circuito elétrico equivalente do painel fotovoltaico [2].

Aplicando-se a Lei de *Kirchhoff* das Correntes no nó superior do circuito do painel fotovoltaico, se chega à Equação (2.1) para descrever o comportamento do painel fotovoltaico, em que a corrente de saída é dada pela corrente da fonte subtraída das correntes do diodo e da resistência em paralelo. Onde V_t é tensão térmica da junção p-n, que é dada pela Equação (2.2), I_0 é a corrente de saturação do diodo, a é o fator de idealidade do diodo, k é a constante de *Boltzmann* e q é a carga elétrica do elétron.

$$I = I_{PV} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V + R_s I}{a V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2.1)$$

$$V_t = \frac{N_s k T}{q} \quad (2.2)$$

A curva característica do painel é mostrada novamente na Figura 2.3, onde são destacados seus três pontos principais:

- Curto-circuito: ocorre quando os terminais do painel estão diretamente conectados, resultando em uma tensão V nula e uma corrente I máxima;
- Máxima potência (MPP): Ponto onde se tem a maior potência de saída do painel; e
- Circuito aberto: ocorre quando os terminais do painel estão abertos, resultando em uma tensão V máxima enquanto a corrente I é nula.

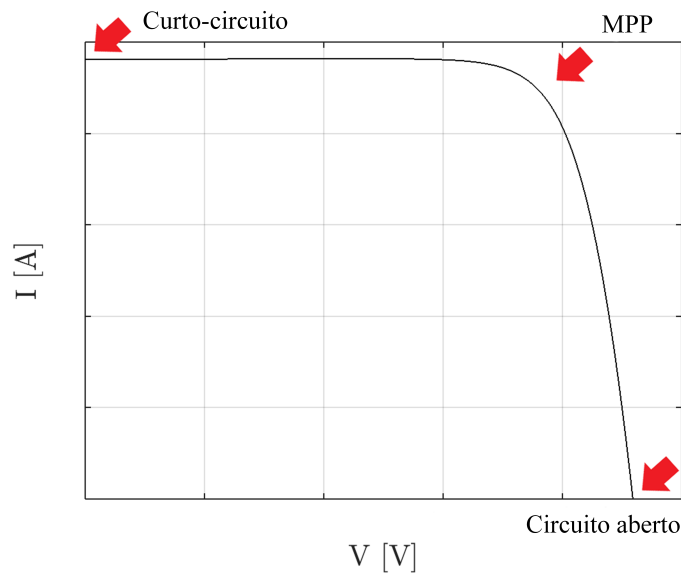


Figura 2.3: Curva característica do painel fotovoltaico com principais pontos destacados.

Os parâmetros das Equações (2.1) e (2.2) não são disponibilizados diretamente pelos fabricantes, porém podem ser obtidos de acordo com o procedimento iterativo que será descrito na Seção 3.1. Em seus *datasheets*, os fabricantes fornecem outras informações importantes para o entendimento do desempenho de seus painéis em diversas condições de temperatura e irradiância, sendo as principais delas:

- Potência máxima nominal (P_{max}): valor máximo de potência fornecida por um único painel fotovoltaico;
- Tensão no ponto de máxima potência (V_{mp}): tensão de saída do painel fotovoltaico quando este está operando à máxima potência;
- Corrente no ponto de máxima potência (I_{mp}): corrente de saída do painel fotovoltaico quando este está operando à máxima potência;
- Corrente de curto-circuito (I_{sc}): corrente de saída do painel quando este tem seus terminais curto-circuitados;
- Tensão de circuito aberto (V_{oc}): tensão de saída do painel quando seus terminais estão abertos; e
- Coeficientes de temperatura: de tensão (K_v) e de corrente (K_i), que representam o impacto percentual de variações de temperatura, com relação à referência de $25^{\circ}C$, em V_{oc} e I_{sc} respectivamente.

Tais dados provêm de testes realizados com os painéis submetidos a condições específicas, chamadas *Standard Test Conditions* (STC), que consistem na medição do desempenho a uma temperatura de $25^{\circ}C$ e

irradiância de $1000W/m^2$. No entanto, as condições às quais um painel fotovoltaico ou um arranjo destes estará submetido em sua operação normal dificilmente se aproximam das STC. Para tanto, é necessária a análise dos efeitos das condições do ambiente de operação e também da forma como se dá a conexão entre diversos painéis.

2.1.0.1 Efeito da temperatura

A temperatura de operação tem impacto direto na tensão e na corrente fornecidas, de acordo com as constantes informadas pelo fabricante. Para modelar tal comportamento, são utilizadas as Equações (2.3) e (2.4) de forma a corrigir os valores de V_{oc} e I_{sc} .

$$V_{oc}^* = V_{oc}(1 + K_v\Delta T) \quad (2.3)$$

$$I_{sc}^* = I_{sc}(1 + K_i\Delta T) \quad (2.4)$$

$$\Delta T = T - T_n \quad (2.5)$$

Tipicamente, K_v é um número negativo e K_i é positivo, de forma que a tensão de circuito aberto decai e a corrente de curto-circuito aumenta com o aumento da temperatura. Os valores das constantes são fornecidos no *datasheet*.

2.1.0.2 Efeito da irradiância

A irradiância incidente no painel afeta apenas a corrente de saída, com a qual varia linearmente. Considerando-se também o efeito da temperatura, a corrente de curto-circuito em operação é dada pela Equação (2.6), onde G é a irradiância incidente no painel e G_n é a irradiância nominal das STC.

$$I_{sc}^* = I_{sc}(1 + K_i\Delta T)\frac{G}{G_n} \quad (2.6)$$

2.1.0.3 Arranjos série-paralelo

A depender da aplicação da energia provida pelo sistema fotovoltaico, será necessária uma potência gerada diferente e, conseqüentemente, uma quantidade de painéis diferente, podendo estes serem conectados em quantas *strings* série e paralelo forem necessárias, desde que o número de módulos em série seja igual em todos os ramos ligados em paralelo.

Ao se conectar N_{ser} painéis em série, tem-se que a tensão de saída será a soma das suas tensões e, ao conectar N_{par} painéis em paralelo, a corrente de saída do arranjo é a soma de suas correntes. Assim, é necessário a correção de V_{oc} e I_{sc} para um arranjo de painéis, junto ao que já foi discutido para as Equações (2.3), (2.4) e (2.6), chegando às Equações (2.7) e (2.8).

$$V_{oc}^* = V_{oc}(1 + K_v \Delta T) N_{ser} \quad (2.7)$$

$$I_{sc}^* = I_{sc}(1 + K_i \Delta T) \frac{G}{G_n} N_{par} \quad (2.8)$$

Desta forma, também podemos reescrever a Equação (2.1) para um arranjo de painéis genérico, obtendo-se a Equação (2.9).

$$I_{FV} = I_{PV} N_{par} - I_0 N_{par} \left[\exp \left(\frac{V_{PV} + R_s \left(\frac{N_{ser}}{N_{par}} \right) I_{FV}}{a V_t N_{ser}} \right) - 1 \right] - \frac{V_{PV} + R_s \left(\frac{N_{ser}}{N_{par}} \right) I_{FV}}{R_p \left(\frac{N_{ser}}{N_{par}} \right)} \quad (2.9)$$

Onde I_{PV} e I_0 são dados para um único painel e podem ser obtidos pelas Equações (2.10) e (2.11), respectivamente [6]. A obtenção dessas equações se dá pela própria equação característica do painel, ao se considerar que este opera em curto-circuito e se isolar o termo I_{PV} e que opera em circuito aberto, e isolar o termo I_0 .

$$I_{PV} = I_{sc}^* \left(\frac{R_s + R_p}{R_p} \right) \quad (2.10)$$

$$I_0 = \frac{I_{PV} - \frac{V_{oc}^*}{R_p}}{\exp\left(\frac{V_{oc}^*}{aV_t}\right) - 1} \quad (2.11)$$

2.2 TOPOLOGIAS DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Como visto na Seção 2.1, um arranjo de painéis gera uma corrente contínua, de forma que essa precisa ser convertida em corrente alternada para poder ser injetada na rede elétrica. A literatura acerca do tema dispõe de diversas formas de se realizar a conversão CC/CA por completo. Em geral, os sistemas podem ser classificadas como de dois ou três estágios.

No de três estágios, esse consiste no arranjo de painéis fotovoltaicos, em um conversor CC/CC elevador de tensão e rastreador do MPP, tipicamente um *boost converter*, e um conversor CC/CA, tipicamente um inversor, como pode ser visto na Figura 2.4. Essa configuração aumenta a eficiência do rastreador de máxima potência, permite uma maior variação da tensão no barramento CC (V_{CC}) e consequentemente permite o uso de capacitores de menor capacitância [7].

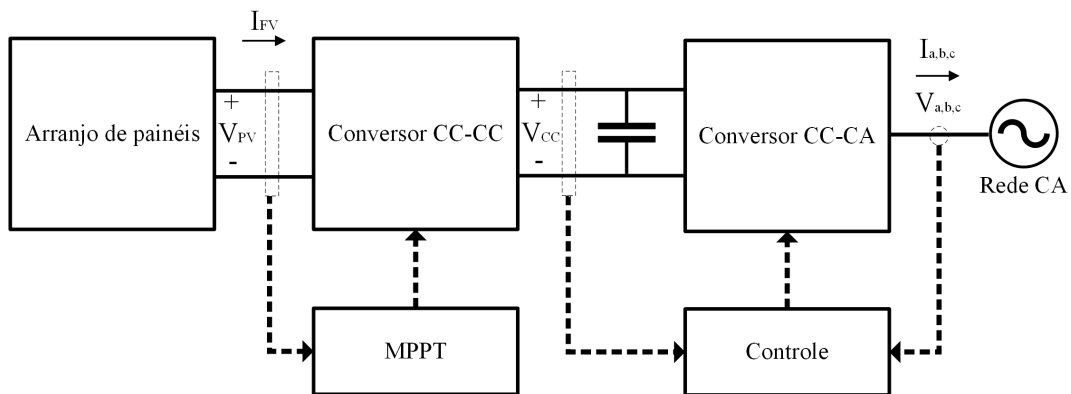


Figura 2.4: Esquemático do sistema de conversão em três estágios.

Já na conversão em dois estágios, Figura 2.5, o conversor CC/CC é retirado do sistema e sua função de MPPT passa a ser realizada também pelo sistema do controle do conversor CC/CA, tendo como consequência a necessidade de um maior número de painéis em série no arranjo, dada a inexistência de um conversor elevador de tensão e a necessidade de compatibilizar a tensão na entrada do inversor com a tensão na rede elétrica [2], um rastreamento de máxima potência não tão efetivo e a maior inserção de harmônicos e ruídos na rede.

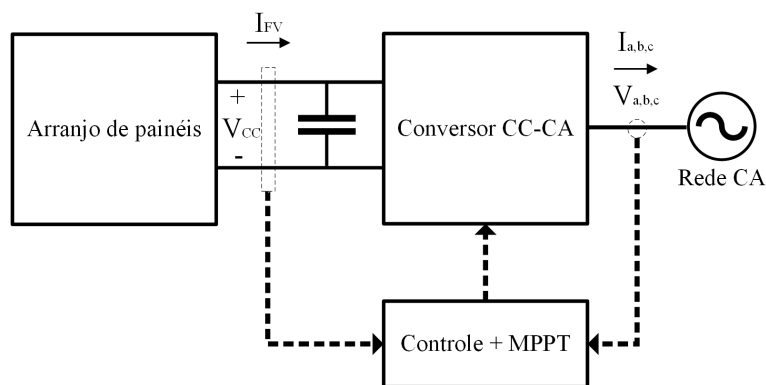


Figura 2.5: Esquemático do sistema de conversão em dois estágios.

Nesse trabalho, será implementado um sistema de 3 estágios por este trazer uma maior facilidade na implementação do controle e apresentar melhores resultados tanto para o MPPT quanto para o controle quando comparado ao de dois estágios.

2.3 CONVERSOR CC/CC

O conversor *CC/CC*, *boost converter*, tem por função a elevação da tensão de saída do arranjo de painéis de forma a se ter uma tensão na entrada do conversor *CC/CA* compatível com a tensão na rede [2], sem a necessidade de uma grande quantidade de painéis em série no arranjo. Em conjunto com a elevação da tensão, é implementado um algoritmo de MPPT, que tem por função a variação do ciclo de trabalho, d , do conversor de forma a manter o arranjo de painéis operando em seu MPP de acordo com mudanças em suas condições de irradiância e temperatura ao longo da operação. O modelo do conversor utilizado é apresentado na Figura 2.6.

Vale ressaltar que a tensão na saída do conversor *CC/CC* será controlada pelo conversor *CC/CA*, conectado em paralelo a esse por meio de um capacitor no barramento CC, como visto na Seção 2.2.

A partir da análise do circuito da Figura 2.6, é possível chegar na relação dada pela Equação 2.12 [8]. Com isso, é possível avaliar que para um aumento da tensão no arranjo de painéis é necessária a redução do ciclo de trabalho e vice-versa, considerando a tensão V_{CC} constante.

$$\frac{V_{CC}}{V_{PV}} \approx \frac{1}{1-d} \quad (2.12)$$

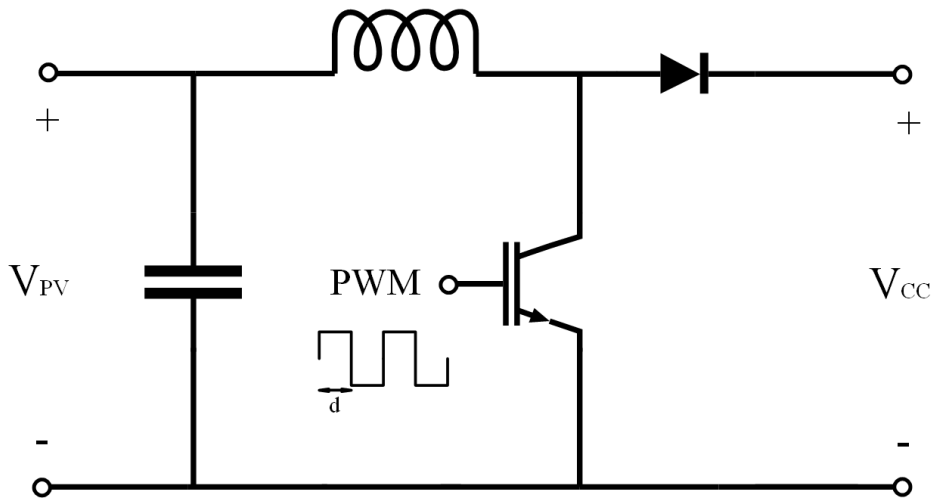


Figura 2.6: Modelo do *Boost Converter*.

Para implementação do MPPT existem diversas técnicas, dentre as quais valem ser citadas [9]: P&O, IC, fração da tensão de circuito aberto, tensão fixa e adaptativa. Neste trabalho foram escolhidos os algoritmos P&O e IC com passo variável por aliarem uma simples implementação computacional com boa resposta dinâmica.

2.3.1 Método MPPT P&O

Técnica mais simples de MPPT, o método P&O consiste na realização de uma perturbação no sistema buscando analisar seu efeito com relação a variação da localização do ponto de operação, orientando a perturbação seguinte. Na topologia escolhida, a perturbação será gerada por meio de alterações no ciclo de trabalho imposto ao conversor.

Para a implementação do MPPT pelo conversor CC/CC, esse partirá de um ciclo de trabalho inicial, d_0 , uma frequência de amostragem, f_{MPPT} , e uma variação do passo de cálculo, Δd , previamente definidos.

No início de cada período de amostragem, serão tomadas a tensão e corrente na entrada do *boost converter*, e a partir desses valores será executado o algoritmo apresentado na Figura 2.7, de forma que o ciclo de trabalho do conversor seja alterado buscando que o arranjo de painéis tenha sua potência de saída maximizada, com base nas constatações, após a realização de uma perturbação, apresentadas na Tabela 2.1.

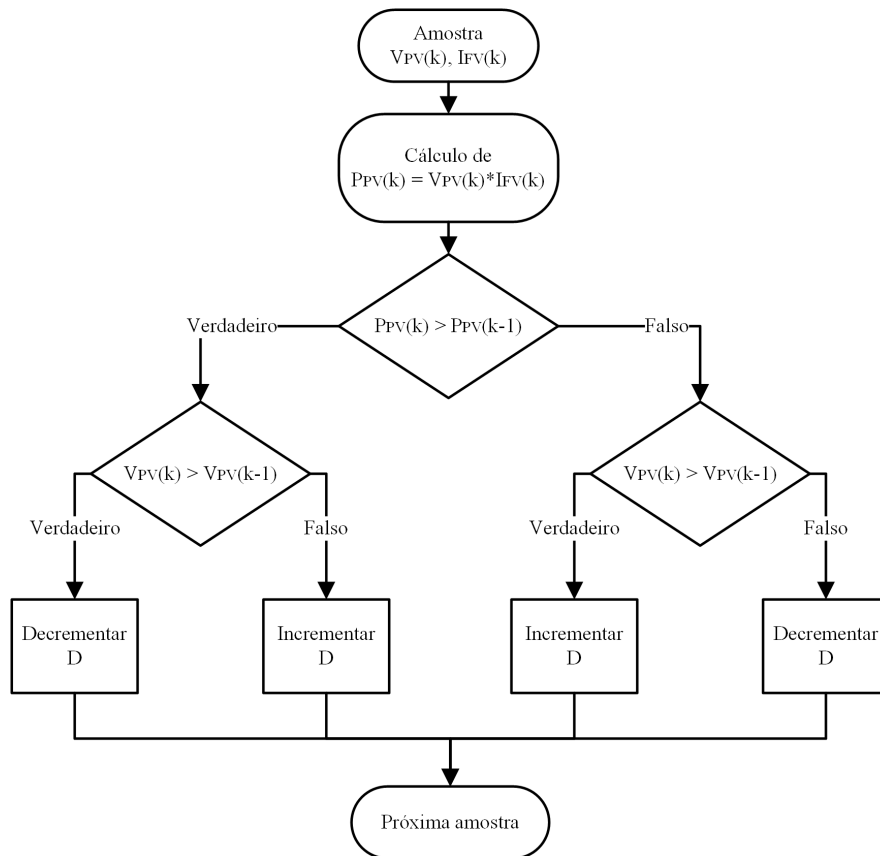


Figura 2.7: Algoritmo do método MPPT P&O.

Varição da potência	Varição da tensão	Posição relativa ao MPP
Positiva	Positiva	Esquerda
Positiva	Negativa	Direita
Negativa	Positiva	Direita
Negativa	Negativa	Esquerda

Tabela 2.1: Premissas para o algoritmo P&O com relação às alterações entre dois passos de cálculo.

Apesar de sua simplicidade, esse método não é eficiente em manter o sistema operando no MPP continuamente pois mesmo que o arranjo esteja em seu ponto de máxima potência em um momento, na amostragem seguinte o ciclo de trabalho será alterado inevitavelmente.

2.3.2 Método MPPT IC com passo variável

Tendo em vista a necessidade de um método que permita a operação constante no MPP e ainda de simples implementação, é apresentado o algoritmo de condutância incremental com passo variável. Seu embasamento é no fato de que no ponto de máxima potência a derivada da potência com relação à tensão é igual a zero, positiva à esquerda e negativa à direita.

Partindo da relação na Equação (2.13), chegamos ao sistema apresentado em (2.14) [2].

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} = I_{FV} \frac{\partial V_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV} \frac{\partial I_{FV}}{\partial V_{PV}} \simeq I_{FV} + V_{PV} \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} \Delta I/\Delta V = -I_{FV}/V_{PV}, \text{ ponto está no MPP} \\ \Delta I/\Delta V > -I_{FV}/V_{PV}, \text{ ponto está à esquerda do MPP} \\ \Delta I/\Delta V < -I_{FV}/V_{PV}, \text{ ponto está à direita do MPP} \end{cases} \quad (2.14)$$

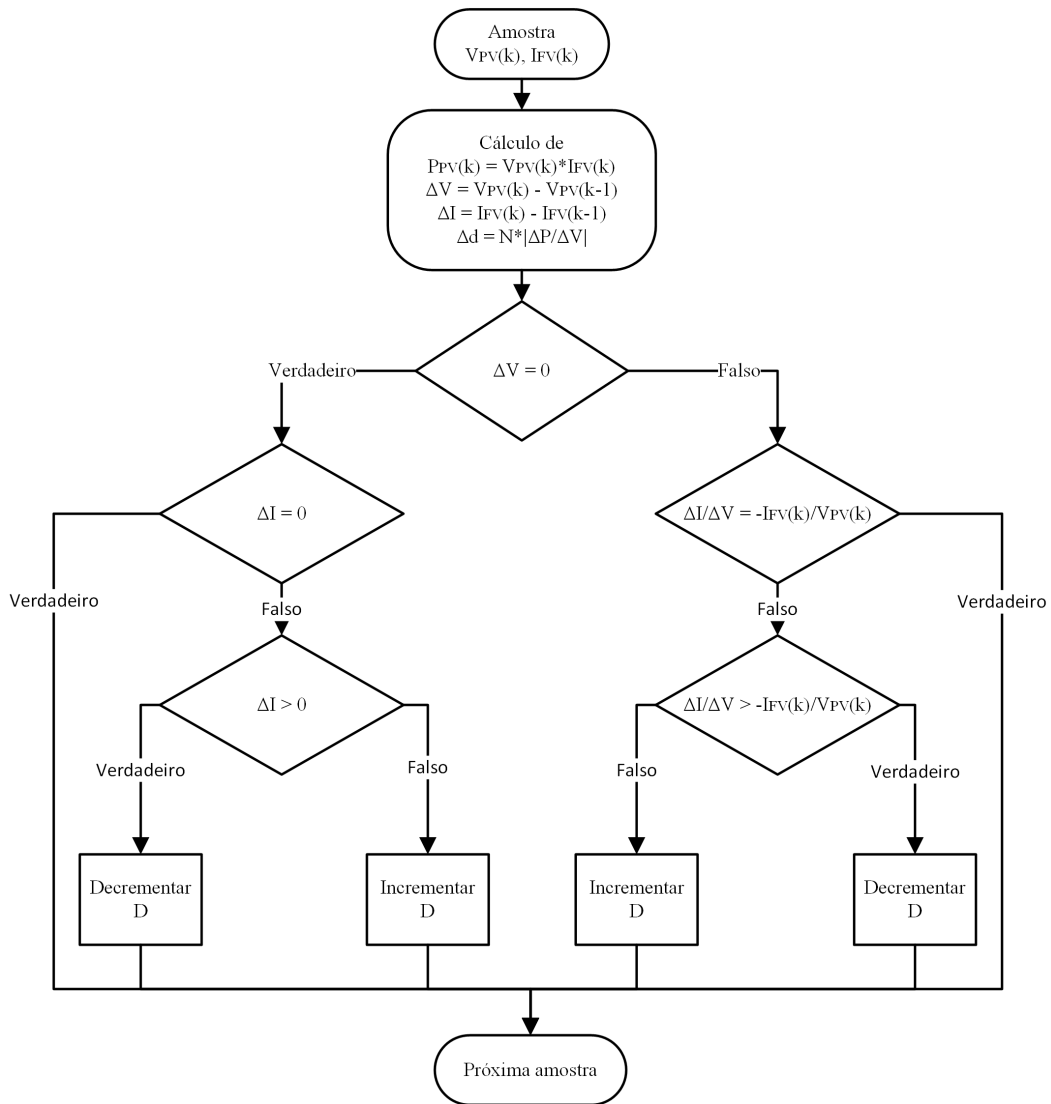


Figura 2.8: Algoritmo de MPPT IC com passo variável.

Para a implementação do MPPT pelo conversor CC/CC, esse partirá de um ciclo de trabalho inicial, d_0

e uma frequência de amostragem, f_{MPPT} previamente definidos.

O módulo do incremento irá determinar a velocidade com que o MPP é alcançado. Um incremento pequeno é eficiente porém com grande tempo de resposta, enquanto um grande incremento será mais rápido e menos eficiente. De forma a solucionar esse problema é proposto um incremento variável, de acordo com o ponto de operação do sistema no passo de cálculo atual de forma a otimizar tempo e eficiência. O incremento de cada passo é dado pela Equação (2.15), onde N é um fator de escala.

$$\Delta d = N \left| \frac{V_{PV}(k)I_{PV}(k) - V_{PV}(k-1)I_{PV}(k-1)}{V_{PV}(k) - V_{PV}(k-1)} \right| \quad (2.15)$$

2.4 CONVERSOR CC/CA

O segundo estágio de conversão do sistema implementado tem por função o controle da tensão no barramento CC e a conversão da corrente contínua da saída do *boost converter* em corrente alternada, que será injetada na rede elétrica. O conversor CC/CA adotado nesse trabalho é da topologia *Voltage Source Converter* (VSC) apresentada na Figura 2.9, composto por um arranjo de 6 *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT's) junto ao capacitor do elo entre os estágios de conversão. A saída do inversor é ligada à rede por meio de um filtro, sendo esse geralmente do tipo RL ou LCL [10].

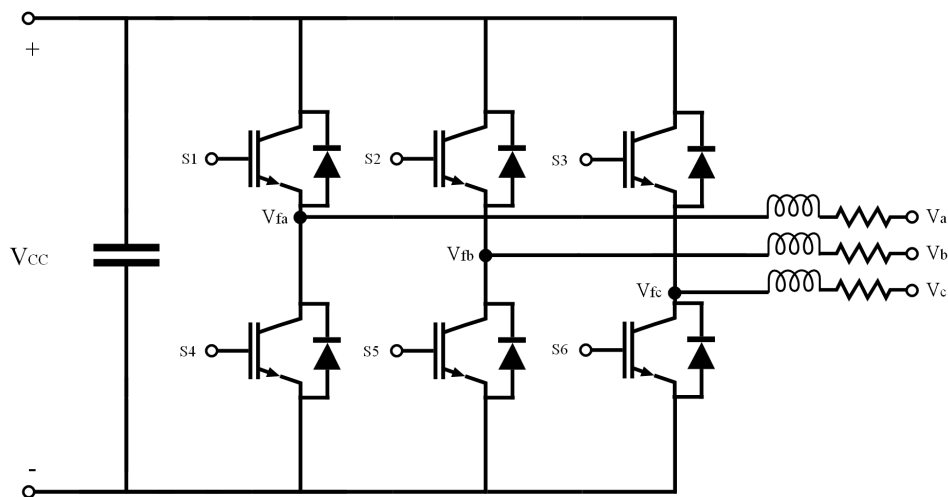


Figura 2.9: Topologia do VSC implementado, junto ao capacitor do elo CC e do filtro RL.

O controle do chaveamento [11] do VSC é orientado pelos sinais medidos em sua entrada e saída, após o filtro, os quais passam por 2 subsistemas de controle que resultarão em um sinal de referência onde será aplicada uma lógica de *Pulse Width Modulation* (PWM) que irá gerar os sinais de acionamento dos IGBT's.

Vale ressaltar que duas chaves de um mesmo ramo não podem ser acionadas ao mesmo tempo, de forma que somente é necessário gerar sinais para as chaves superiores e aplicar esse mesmo sinal, invertido, na respectiva chave inferior de um mesmo ramo.

São premissas básicas do funcionamento do inversor:

- Extração da máxima potência do conversor CC/CC, pela manutenção da tensão no barramento CC;
- Sincronização com a rede elétrica;
- Controle das potências ativa e reativa injetadas na rede; e
- Manutenção dos padrões de qualidade de energia necessários à conexão.

Ademais, podem ser requeridas pela distribuidora local medidas como compensação de harmônicos ou filtragem ativa em casos específicos com necessidade de um controle mais restrito da qualidade de energia.

2.4.1 Medição de sinais

De forma a permitir o controle do sistema por meio de controladores do tipo proporcional integrador (PI), evitando erros de amplitude e de fase na saída do conversor [12], as variáveis de controle devem ter comportamento estacionário. Para isso, sinais de tensão e corrente serão utilizados referenciados a um sistema de coordenadas ortogonais $dq0$, por meio da transformada de *Park*. As Equações, (2.16) a (2.20), apresentam a transformada e sua inversa para tensões e correntes, onde θ é o ângulo da tensão na fase a e deve ser estimado por meio de um *Phase Locked Loop* (PLL) [13].

O PLL utilizado recebe como entrada o valor medido da componente em quadratura da tensão na rede, injetando esse valor em um controlador PI, que tem como saída o valor da frequência angular na rede, e posteriormente em um integrador, de forma a tornar nulo o erro em regime permanente, calculando em sua saída o valor de θ , que é utilizado na transformada de *Park* de forma a completar o sistema em malha fechada.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} V_g = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \\ I_g = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \end{cases} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Adicionalmente, o referencial $dq0$ permite o cálculo das potências ativa e reativa injetadas na rede, como mostrado nas Equações (2.21) e (2.22).

$$P_g = V_d I_d \quad (2.21)$$

$$Q_g = -V_d I_q \quad (2.22)$$

Também podem ser escritas as Equações referentes ao filtro RL para o mesmo referencial [11]. O equacionamento é apresentado em (2.23) e (2.24). Essas Equações servirão para a definição das malhas de controle e representam os sinais de tensão na entrada do filtro em função das correntes que o atravessam junto ao valor da tensão na sua saída.

$$V_{fd} = r_f I_d + \frac{l_f}{\omega} \frac{dI_d}{dt} - l_f I_q + V_g \quad (2.23)$$

$$V_{fq} = r_f I_q + \frac{l_f}{\omega} \frac{dI_q}{dt} + l_f I_d \quad (2.24)$$

2.4.2 Sistema de controle

A literatura dispõe diversos tipos de controladores e malhas que podem ser empregados no chaveamento do inversor, dentre os quais pode-se citar [2] o controle no sistema de coordenadas abc , por meio de controladores não-lineares, o controle no sistema de referência estacionário $\alpha\beta 0$ por meio de controladores proporcional ressonante, e o controle no sistema de coordenadas síncrono $dq0$ por meio de controladores PI, que será adotado nesse trabalho devido a sua maior simplicidade.

O sistema de controle adotado [11] conta com um subsistema para controle da potência ativa e outro para controle da potência reativa. No subsistema de potência ativa, uma malha externa realizará o controle do valor medido de V_{CC} enquanto uma malha interna irá controlar I_d . Simultaneamente, no subsistema de potência reativa, uma malha externa realizará o controle por meio do valor estimado para V_g enquanto uma malha interna realiza o controle de I_q . Cada uma das malhas de controle será descrita individualmente nas Seções que seguem, e um diagrama com o sistema de controle completo é apresentado na Figura 2.10. Partindo do princípio de que o sistema elétrico será equilibrado, a tensão V_0 será desconsiderada.

2.4.2.1 Malha de controle de V_{cc}

Partindo da análise do circuito da Figura 2.9, a tensão no elo CC pode ser dada pela Equação (2.25), que consiste no cálculo da corrente que flui pelo capacitor do barramento CC pela razão entre sua potência absorvida pela tensão em seus terminais, considerando que a potência de entrada e de saída do inversor são iguais.

$$I_c = C \frac{\partial V_{CC}}{\partial t} = \frac{P_s - P_g}{V_{CC}} \quad (2.25)$$

Desta forma, o controle da potência ativa pode ser realizado por meio de V_{CC} , como nas Equações (2.26) a (2.29), onde um controlador PI gera uma referência de corrente que flui pelo capacitor do elo CC baseada na diferença entre a tensão no barramento e seu valor típico de projeto. Tendo posse desse valor controlado e da potência que sai do conversor CC/CC, é possível o cálculo de uma referência para a corrente I_d .

$$\Delta V_{CC} = V_{CC}^* - V_{CC} \quad (2.26)$$

$$\frac{I_c^*(s)}{\Delta V_{CC}(s)} = K_{p,cc} + \frac{K_{i,cc}}{s} \quad (2.27)$$

$$P_c^* = V_{CC} I_c^* \quad (2.28)$$

$$I_d^* = \frac{P_s - P_c^*}{V_g} \quad (2.29)$$

2.4.2.2 Malha de controle de V_g

A primeira malha de controle de potência reativa será baseada no valor da tensão no *Point of Common Coupling* (PCC), em comparação com seu valor de referência, de acordo com as Equações (2.30) e (2.31), de forma a gerar uma referência para a corrente em quadratura.

$$\Delta V_g = V_g^* - V_g \quad (2.30)$$

$$\frac{I_g^*(s)}{\Delta V_g(s)} = K_{p,g} + \frac{K_{i,g}}{s} \quad (2.31)$$

2.4.2.3 Malha de controle de I_d

Partindo do valor de referência calculado na malha de controle de V_{CC} , a malha de controle interna de potência ativa terá como saída o valor da tensão na componente direta de referência, com base nas equações (2.32) a (2.34) e de acordo com o equacionamento do filtro RL.

$$\Delta I_d = I_d^* - I_d \quad (2.32)$$

$$\frac{V_x(s)}{\Delta I_d(s)} = K_{p,d} + \frac{K_{i,d}}{s} \quad (2.33)$$

$$V_d^* = V_x - l_f I_q + V_g \quad (2.34)$$

2.4.2.4 Malha de controle de I_q

Partindo do valor de referência calculado na malha de controle de V_g , a malha de controle interna de potência reativa terá como saída o valor da tensão na componente em quadratura de referência, com base nas Equações (2.35) a (2.37) e no equacionamento do filtro RL.

$$\Delta I_q = I_q^* - I_q \quad (2.35)$$

$$\frac{V_y(s)}{\Delta I_q(s)} = K_{p,q} + \frac{K_{i,q}}{s} \quad (2.36)$$

$$V_q^* = V_y + l_f I_d \quad (2.37)$$

Terminados os cálculos da malha de controle, os sinais de tensão das componentes diretas e em quadratura serão transformados de volta para coordenadas abc , por meio da Equação (2.19).

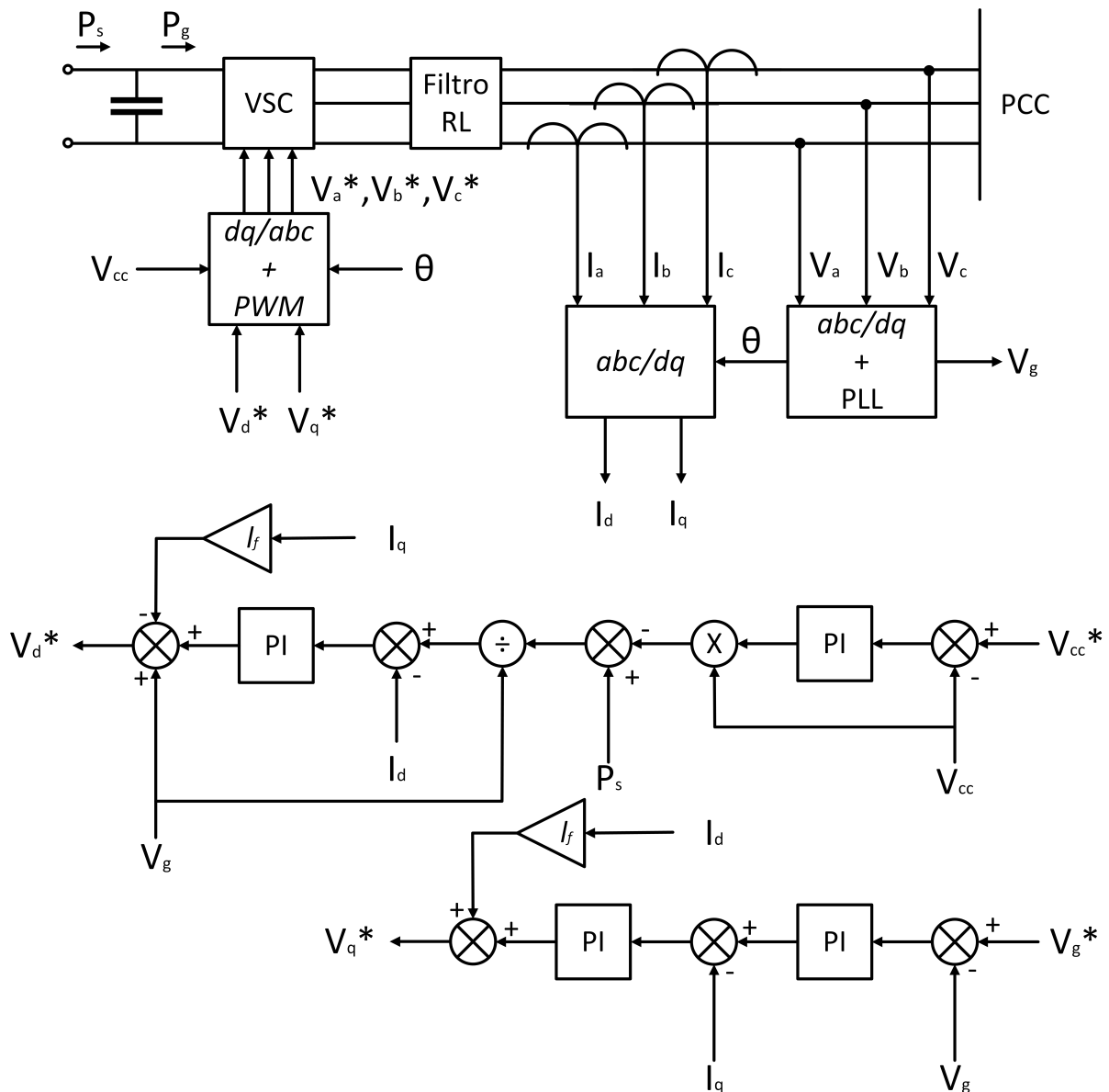


Figura 2.10: Diagrama com o sistema de controle completo.

2.4.3 Modulação PWM

Tendo posse dos sinais de saída do sistema de controle, é necessária a transformação desses sinais em comandos para acionamento das chaves do VSC, por meio da modulação de largura de pulso.

Diversas técnicas podem ser empregadas no comando PWM, dentre as quais podem ser citadas: modulação de largura de pulso senoidal (SPWM) [14], que consiste na comparação do sinal com uma onda triangular de alta frequência; modulação vetorial (SVM) [15], que é baseada no mapeamento das tensões $\alpha\beta\theta$ como uma combinação linear dos estados das chaves do inversor; e o PWM escalar (DSPWM) [16],

que será detalhado nessa Seção por apresentar bons resultados aliados a uma simples implementação computacional.

O comando DSPWM tem como princípio o cálculo do tempo de condução das chaves do braço superior de cada fase ($f = a, b, c$), com frequência f_{PWM} com base na tensão do barramento CC e no sinal de referência de cada fase. O tempo de condução é dado pela Equação (2.39) [11], de forma que as respectivas chaves do braço inferior irão conduzir por um tempo $\tau - \tau_f$. A Figura 2.11 apresenta as tensões de saída do comando PWM escalar para dois períodos consecutivos, onde percebe-se que é repertida a sequência de que em um primeiro período as chaves do braço inferior iniciam fechadas e após $\tau - \tau_f$ segundos serão fechadas as chaves do braço superior e no período seguinte as chaves do braço superior iniciam fechadas e após τ_f segundos serão fechadas as chaves do braço inferior.

$$\tau = \frac{1}{f_{PWM}} \quad (2.38)$$

$$\tau_f = \left(\frac{V_f^*}{V_{CC}} + 0,5 \right) \tau \quad (2.39)$$

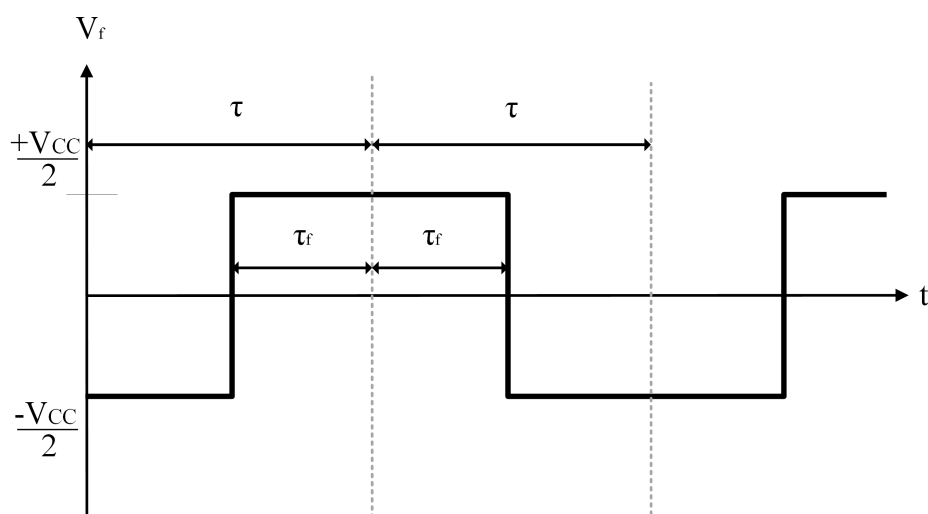


Figura 2.11: Tensões de polo da modulação PWM escalar.

3 IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL

3.1 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO PAINEL E MODELAGEM

Como discutido na Seção 2.1, apenas parte dos parâmetros dos painéis fotovoltaicos são disponibilizados pelos seus fabricantes. Os valores fornecidos no *datasheet* do modelo *Canadian CS6U 340P* [1] são apresentados na Tabela 3.1, onde percebe-se que a , R_p e R_s são desconhecidos, porém necessários de acordo com o equacionamento apresentado do comportamento de um arranjo da painéis.

Parâmetro	Valor
I_{mp}	9,05 A
V_{mp}	37,6 V
P_{max}	340 W
I_{sc}	9,62 A
V_{oc}	45,9 V
K_v	-0,31 %/°C
K_i	0,05 %/°C
N_s	72

Tabela 3.1: Dados fornecidos no *datasheet* do fabricante.

Desta forma, é necessária a realização de um ajuste dos parâmetros que são ainda desconhecidos de acordo com a Equação (2.9) para um único painel de forma iterativa [6]. Neste método, assume-se que existe apenas um par de valores de R_p e R_s , para determinado valor de a , onde a potência máxima do modelo seja igual a potência máxima fornecida no *datasheet*, como na Equação (3.1), de forma que R_p pode ser calculado pela Equação (3.2) enquanto R_s terá inicialmente valor zero e será incrementado a cada iteração, até que a diferença entre P_{max} e $P_{max,m}$ seja menor que um erro estabelecido, $\varepsilon = 1 \times 10^{-4}$.

$$P_{max,m} = V_{mp} \left(I_{PV} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{a V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{R_p} \right) \quad (3.1)$$

$$R_p = \frac{V_{mp}(V_{mp} + R_s I_{mp})}{V_{mp} I_{pv} - V_{mp} I_0 \exp \left(\frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{a V_t} \right) + V_{mp} I_0 - P_{max}} \quad (3.2)$$

Tendo posse dos resultados do algoritmo, um arranjo de painéis fotovoltaicos genérico foi modelado no *software ATPdraw*, por meio da *MODELS*, como uma fonte de corrente controlada pela tensão em seus

terminais, pela irradiância e pela temperatura, com base na Equação (2.9). O modelo pode ser visto na Figura 3.1.

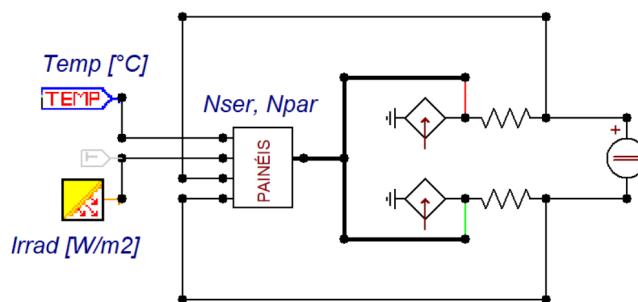


Figura 3.1: Modelo de arranjo de painéis fotovoltaicos implementado no ATPdraw. Fonte de tensão na saída foi utilizada para validação do modelo.

3.2 MODELAGEM DO BOOST CONVERTER

O modelo implementado no ATPdraw do conversor CC/CC, já conectado ao arranjo de painéis é apresentado na Figura 3.2.

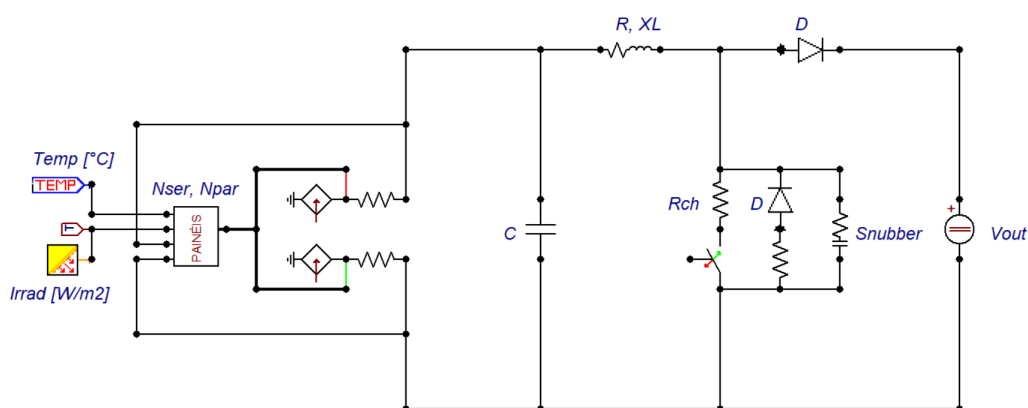


Figura 3.2: Modelo do *Boost Converter* implementado no ATPdraw. Fonte de tensão na saída foi utilizada para validação do modelo.

Nessa implementação, os diodos utilizados tiveram sua característica simplificada, de forma que para tensões negativas em seus terminais funcionam como um circuito aberto e para tensões positivas como uma resistência de $10^{-3} \Omega$. Único ponto divergente do circuito da Figura 2.6, o transistor apresentado foi implementado como uma chave ideal com uma pequena resistência em série, um diodo e resistência antiparalelos e resistência e capacitância *snubbers* em paralelo.

3.2.1 Lógica de chaveamento do *Boost Converter*

Os algoritmos MPPT P&O e IC foram convertidos em códigos *MODELS*, e como visto na Seção 2.3, os algoritmos de MPPT tem como saída o ciclo de trabalho desejado para o conversor. Desta forma, é necessária uma lógica que seja capaz de converter esse valor em um sinal de acionamento da chave. A lógica implementada é apresentada na Figura 3.3 e independe do algoritmo MPPT escolhido.

Essa consiste basicamente na comparação de d com uma sinal de referência triangular que varia entre 0 e 1 e de mesma frequência da amostragem do algoritmo MPPT usado. Caso d seja maior que a referência, é enviado um sinal de fechamento para a chave e, caso seja menor, é enviado um sinal de abertura. Desta forma, a cada um período MPPT, a chave ficará $d \times 100\%$ desse período fechada.

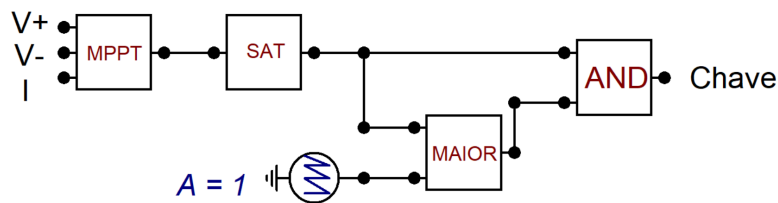


Figura 3.3: Lógica de chaveamento do *Boost Converter* implementada no *ATPdraw*.

Na implementação apresentada, o bloco SAT tem a função de limitar o valor de d entre 0 e 1, o bloco MAIOR tem saída 1 se d for maior que o sinal triangular e 0 caso contrário. Por fim, o bloco AND representa uma porta lógica *AND* tradicional com saída 0 ou 1.

3.3 MODELAGEM DO INVERSOR

Tendo em vista a simplificação da modelagem em um primeiro momento, o inversor foi implementado no *ATPdraw* como uma fonte trifásica ideal que impõe as tensões calculadas pelas malhas de controle ao filtro. Na outra conexão do filtro são medidos os sinais trifásicos de tensão e corrente, em *p.u.* e, entre os medidores e o PCC é colocado um transformador ideal que elevará a tensão de saída para o mesmo nível de tensão da rede elétrica. O inversor implementado é apresentado na Figura 3.4.

Para a modelagem do elo CC, foi utilizado um bloco da *MODELS* que aplica a Equação (2.25) e impõe as tensões $\pm \frac{V_{CC}}{2}$ calculadas na saída do conversor CC/CC por meio de fontes ideais.

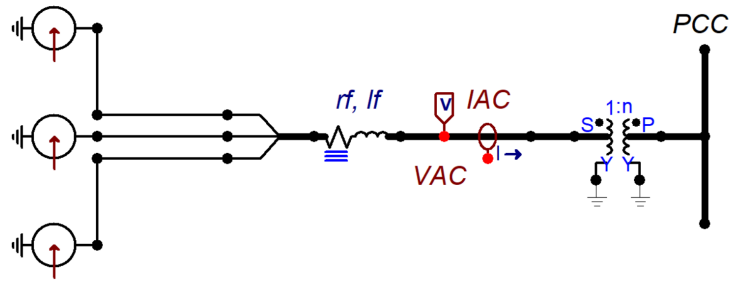


Figura 3.4: Modelo do inversor implementado no ATPdraw.

O sinal de tensão da fase *a* é entrada de um bloco PLL [13], que tem como saída a fase estimada do sinal. Essa fase é utilizada nos blocos de conversão *abc/dq* dos sinais de tensão e corrente medidos, de acordo com o equacionamento apresentado na Seção 2.4.1, com o diferencial de que esses são convertidos para *p.u.* ao final.

As malhas de controle foram implementadas de acordo com o apresentado na Seção 2.4 por meio de blocos individuais que realizam uma operação cada. Os controladores, no ATP, são apresentados nas Figuras 3.5 a 3.8.

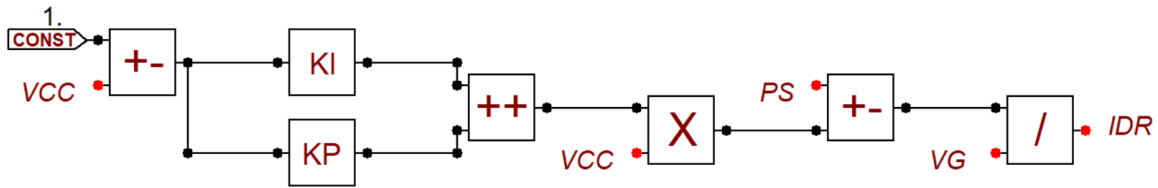


Figura 3.5: Malha de controle de V_{CC} implementada no ATPdraw (Variáveis terminadas em "R" são equivalentes às com o sobrescrito * nesse texto).

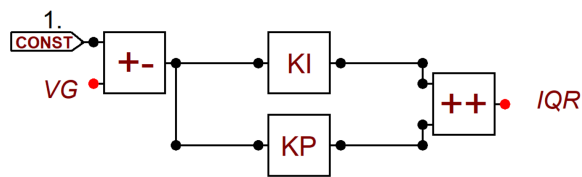


Figura 3.6: Malha de controle de V_g implementada no ATPdraw (Variáveis terminadas em "R" são equivalentes às com o sobrescrito * nesse texto).

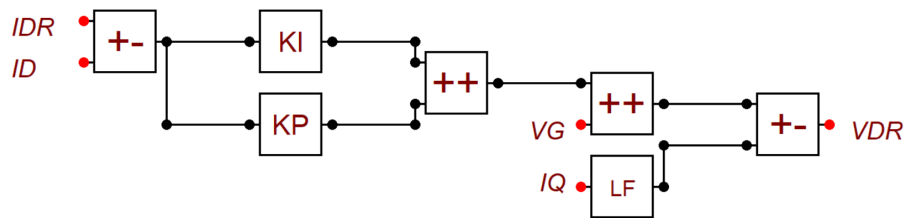


Figura 3.7: Malha de controle de I_d implementada no ATPdraw (Variáveis terminadas em "R" são equivalentes às com o sobrescrito * nesse texto).

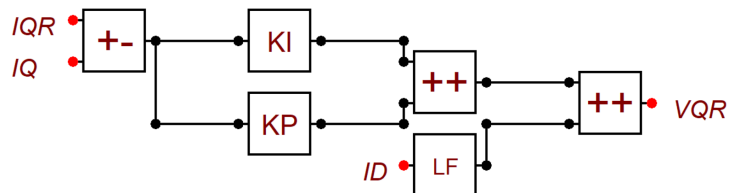


Figura 3.8: Malha de controle de I_q implementada no ATPdraw (Variáveis terminadas em "R" são equivalentes às com o sobrescrito * nesse texto).

Na saída das malhas de controle, as tensões de V_d^* e V_q^* são colocadas junto da saída do PLL em um bloco que realiza a conversão dq/abc . As tensões de saída trifásicas desse bloco são impostas às fontes ideais que representam o inversor.

3.4 REDE ELÉTRICA UTILIZADA

Para analisar o comportamento do inversor em conjunto com a rede elétrica, foi utilizado o alimentador apresentado na Figura 3.9.

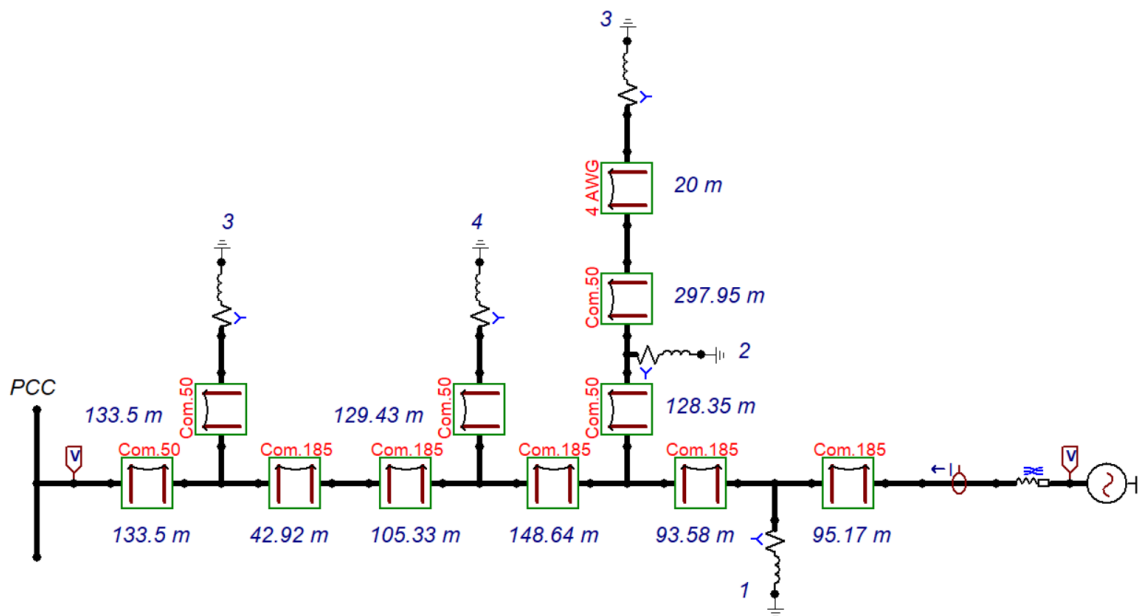


Figura 3.9: Rede elétrica utilizada para testes (PCC, condutores, comprimentos das linhas e tipos das cargas indicados na figura).

Os parâmetros das cargas e dos condutores utilizados na implementação são apresentados nas Tabelas 3.2 e 3.3.

Tipo da carga	S [kVA]	fp
1	34,99	0,89
2	45,01	0,92
3	112,50	0,92
4	75,00	0,92

Tabela 3.2: Parâmetros das cargas no sistema implementado.

Condutor	R_0 [Ω/km]	X_0 [Ω/km]	C_0 [nF/km]	R_+ [Ω/km]	X_+ [Ω/km]	C_+ [nF/km]
Com. 50	0,76	2,36	3,15	0,58	0,31	14,55
Com. 185	0,33	2,31	3,27	0,16	0,26	17,60
4 AWG	1,54	2,10	3,90	1,36	0,49	9,09

Tabela 3.3: Parâmetros dos condutores no sistema implementado no modelo PI da Linha.

A rede possui tensão nominal de 13,8 kV, frequência de 60 Hz e o sistema fotovoltaico será projetado para injetar aproximadamente 25 kW no PCC. O passo de cálculo utilizado será de 10^{-6} s.

4 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS

4.1 MODELO AJUSTADO DO PAINEL

O procedimento descrito na Seção 3.1 foi implementado no *software* MATLAB e os parâmetros obtidos são apresentados na Tabela 4.1

Parâmetro	Valor
$P_{max,m}$	340 W
a	1,0
R_p	387,133 Ω
R_s	0,304 Ω
ΔP_{max}	$3,514 \times 10^{-5}$ W

Tabela 4.1: Parâmetros ajustados para o modelo do painel.

Tendo conhecimento de todos os parâmetros do painel fotovoltaico, é possível a obtenção de suas curvas IxV e PxV para diferentes condições de operação (irradiância e temperatura). As curvas obtidas são apresentadas nas Figuras 4.1 a 4.6 e, quando comparadas às curvas características da Figura 2.1 validam o algoritmo apresentado.

Para se obter a potência desejada, será usado um arranjo com 12 painéis em série e 6 em paralelo, baseado na Equação (2.9), totalizando 24,48 kW. As curvas IxV e PxV do arranjo são apresentadas nas Figuras 4.7 e 4.8.

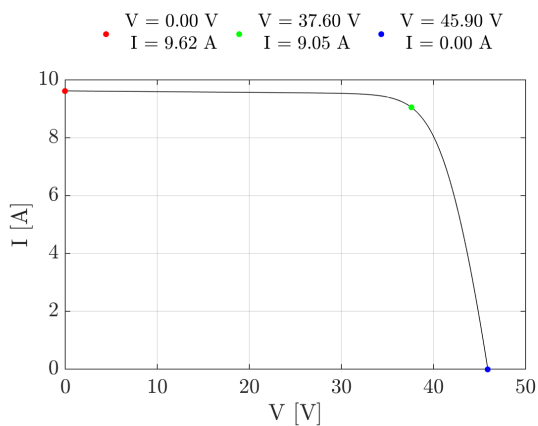


Figura 4.1: Curva IxV ajustada nas STC com pontos principais destacados.

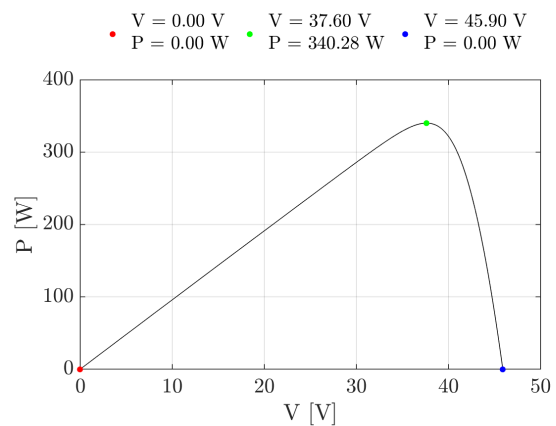


Figura 4.2: Curva PxV ajustada nas STC com pontos principais destacados.

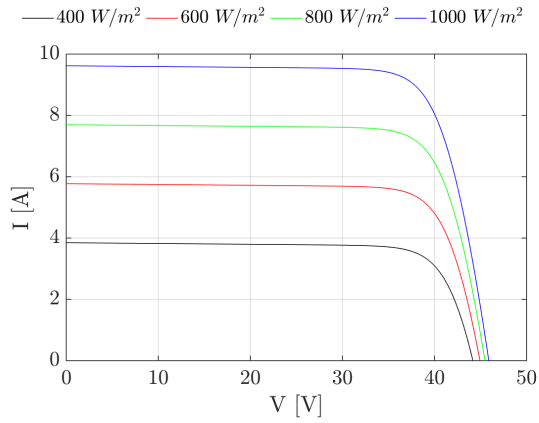


Figura 4.3: Curva IxV para diferentes irradiâncias com temperatura de 25°C.

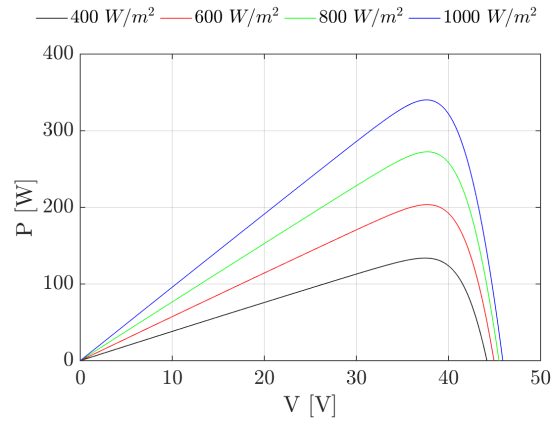


Figura 4.4: Curva PxV para diferentes irradiâncias com temperatura de 25°C.

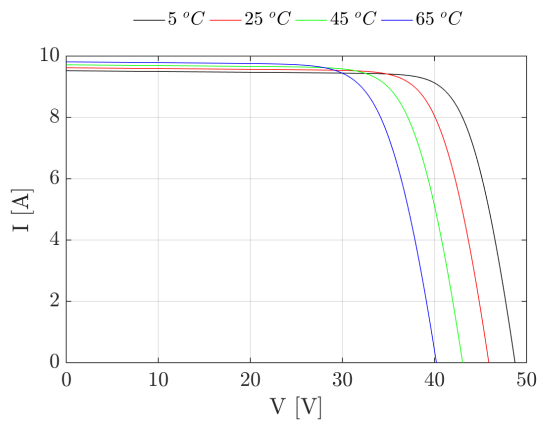


Figura 4.5: Curva IxV para diferentes temperaturas com irradiância de 1000 W/m².

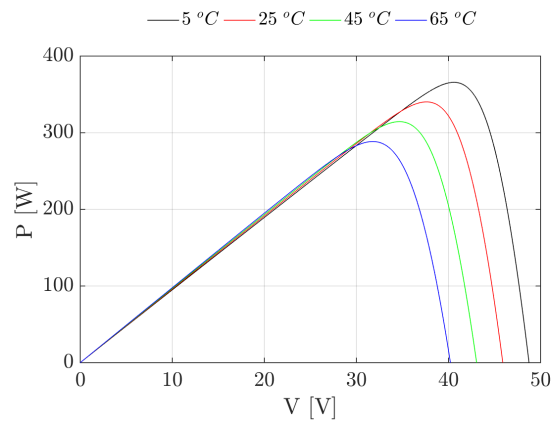


Figura 4.6: Curva PxV para diferentes temperaturas com irradiância de 1000 W/m².

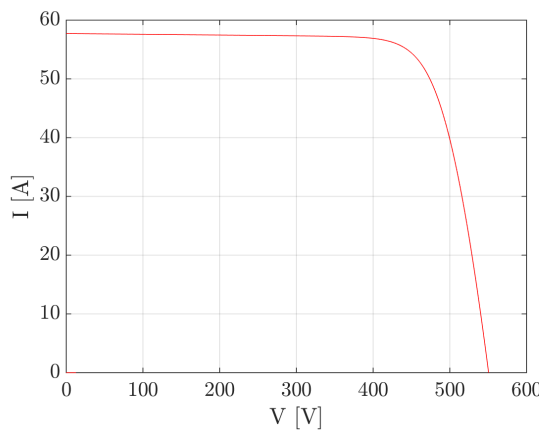


Figura 4.7: Curva IxV obtida no ATPdraw para o sistema implementado ($G = 1000 \text{ W/m}^2$, $T = 25^\circ\text{C}$).

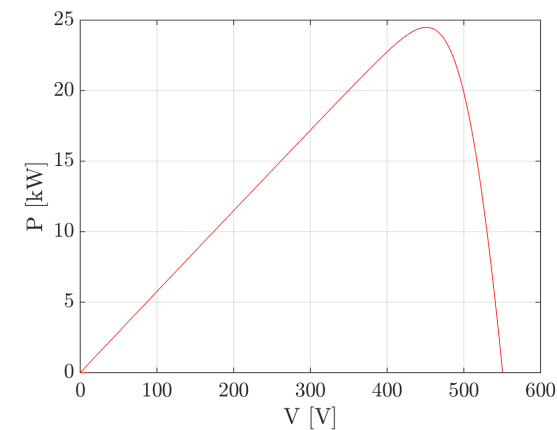


Figura 4.8: Curva PxV obtida no ATPdraw para o sistema implementado ($G = 1000 \text{ W/m}^2$, $T = 25^\circ\text{C}$).

4.2 MODELO DO *BOOST CONVERTER*

Os parâmetros utilizados para o *boost converter* são apresentados na Tabela 4.2. Nas Seções 4.2.1 e 4.2.2 serão apresentados os resultados para cada algoritmo MPPT implementado.

Parâmetro	Valor
C	100 μF
R	0,005 Ω
X_L	5 Ω
R_{ch}	10 ⁻⁶ Ω
$R_{snubber}$	10 Ω
$C_{snubber}$	1 μF
V_{out}	2760 V

Tabela 4.2: Parâmetros do conversor DC/DC.

Para avaliar o desempenho dos diferentes algoritmos na inicialização e no seu comportamento dinâmico, o arranjo será submetido ao perfil de irradiância apresentado na Figura 4.9, com temperatura constante de 25 °C.

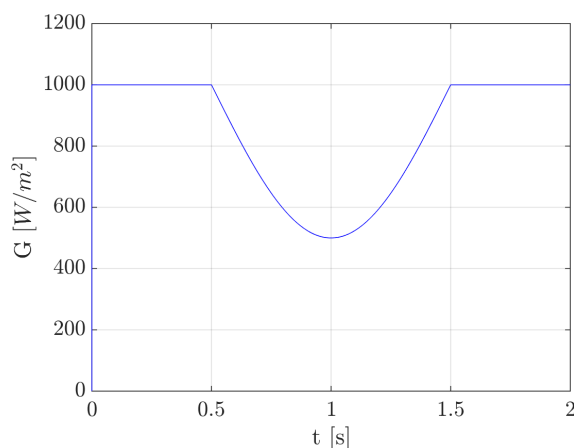


Figura 4.9: Perfil de irradiância aplicado ao arranjo de painéis.

4.2.1 Algoritmo P&O

Os parâmetros do algoritmo são apresentados na Tabela 4.3. Nas Figuras 4.10 a 4.13 são apresentados os gráficos obtidos para o ciclo de trabalho do conversor e potência, tensão e corrente de saída dos painéis.

Parâmetro	Valor
f_{MPPT}	3 kHz
d_0	0,5
Δd	0,005

Tabela 4.3: Parâmetros do algoritmo de MPPT P&O.

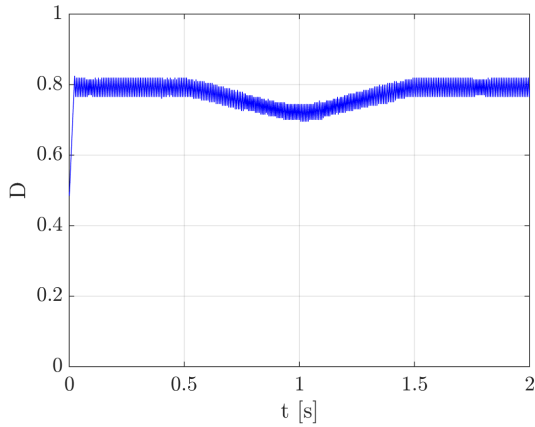


Figura 4.10: Ciclo de trabalho calculado para o conversor.

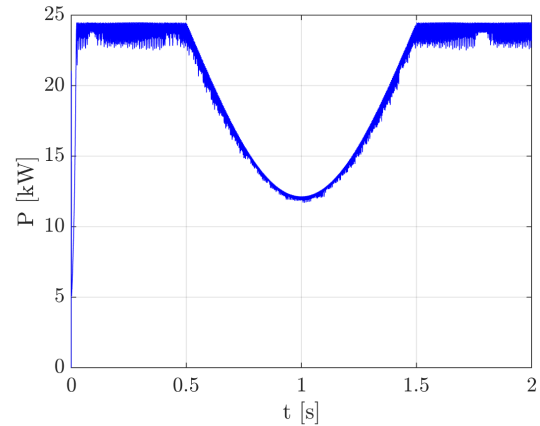


Figura 4.11: Potência de saída do arranjo de painéis.

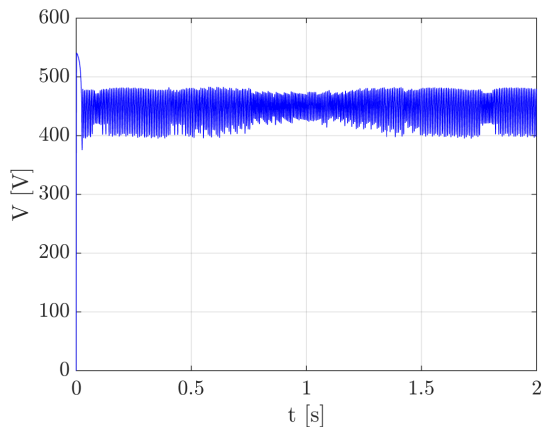


Figura 4.12: Tensão nos terminais do arranjo de painéis.

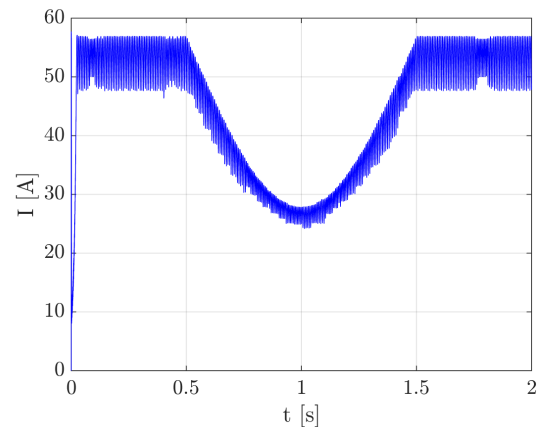


Figura 4.13: Corrente de saída do arranjo de painéis.

A partir dos resultados obtidos é verificado que o algoritmo não tem a capacidade de permanecer no MPP, porém oscila em torno dele (não consiste em uma oscilação numérica, é natural do algoritmo) e, a partir do início da simulação atinge a máxima potência após 0,02 s. Devido a oscilação em torno do MPP, é visto que a potência produzida varia entre 100% e 91,87% da potência máxima nas regiões onde G é igual a 1000 W/m^2 no perfil de irradiância.

4.2.2 Algoritmo IC com passo variável

Os parâmetros do algoritmo são apresentados na Tabela 4.4. Nas Figuras 4.14 a 4.17 são apresentados os gráficos obtidos para o ciclo de trabalho do conversor e potência, tensão e corrente de saída dos painéis.

Parâmetro	Valor
f_{MPPT}	3 kHz
d_0	0,5
N	10^{-6}

Tabela 4.4: Parâmetros do algoritmo de MPPT IC com passo variável.

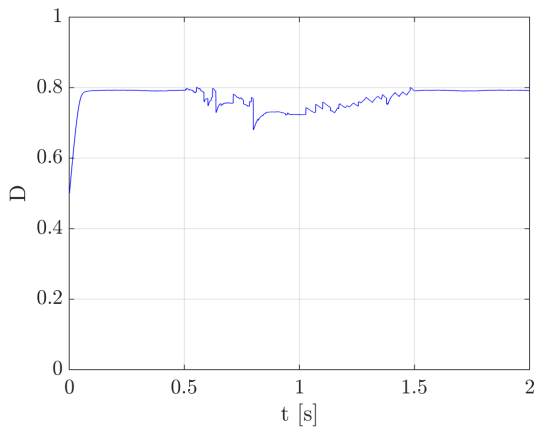


Figura 4.14: Ciclo de trabalho calculado para o conversor.

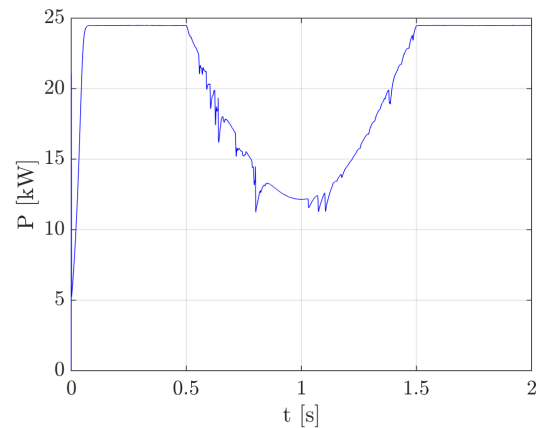


Figura 4.15: Potência de saída do arranjo de painéis.

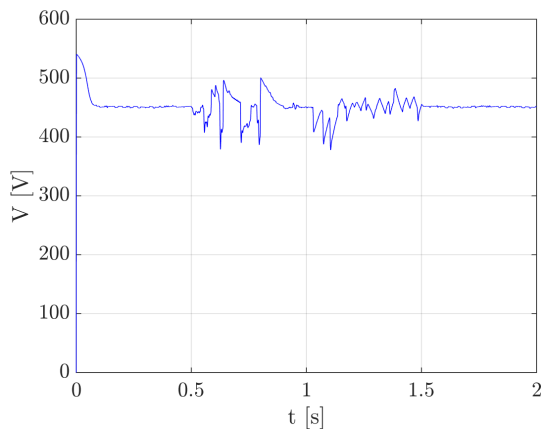


Figura 4.16: Tensão nos terminais do arranjo de painéis.

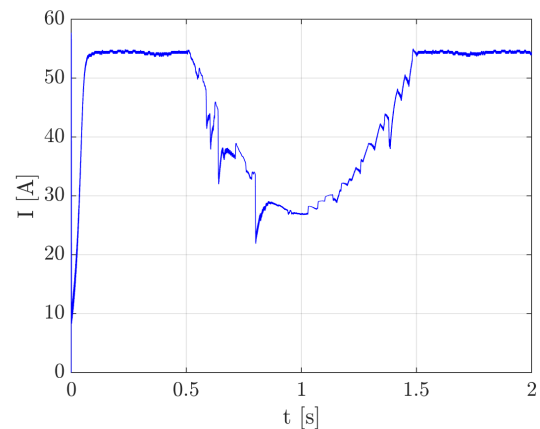


Figura 4.17: Corrente de saída do arranjo de painéis.

A partir dos resultados obtidos é verificado que o algoritmo IC apresenta comportamento melhor que o do método P&O e possui a capacidade de permanecer no MPP. A partir do início da simulação, a máxima potência é alcançada após 0,1 s e a potência produzida varia entre 100% e 99,94% da potência máxima

nas regiões onde G é igual a 1000 W/m^2 , no perfil de irradiância.

4.3 MODELO DO INVERSOR

Os parâmetros do conversor CC/CA implementado são apresentados na Tabela 4.5 e de seus controladores PI na Tabela 4.6. Vale ressaltar que como a tensão de saída do inversor é de 690V , será utilizado um transformador com especificação $690\text{V}/13,8 \text{ kV}$ para conexão com o alimentador.

Parâmetro	Valor
V_{inv}	690 V
r_f	$1,43 \times 10^{-5} \Omega$
l_f	$1,79 \times 10^{-2} \Omega$
C	$1 \mu\text{F}$
S_{base}	100 MVA

Tabela 4.5: Parâmetros do conversor CC/CA implementado no ATPdraw.

Parâmetro	Valor
$K_{p,cc}$	1,74
$K_{i,cc}$	0,004
$K_{p,g}$	0,035
$K_{i,g}$	0,01
$K_{p,d}$	20
$K_{i,d}$	0,01
$K_{p,q}$	6
$K_{i,q}$	0,01
$K_{p,PLL}$	15000
$K_{i,PLL}$	10000

Tabela 4.6: Parâmetros dos controladores do conversor CC/CA implementados no ATPdraw.

Para a análise do comportamento do conversor CC/CA serão analisados o processo de sincronização com a rede com o capacitor do elo CC já carregado e a dinâmica devido a variações de irradiância e a curto-circuitos simétricos e assimétricos. Nessa análise, está incluso o lado de corrente contínua do sistema e os impactos nele observados.

Serão apresentados os resultados obtidos em simulação para as tensões no PCC, correntes injetadas na rede, tensão no elo CC, potência gerada, potências ativa e reativa efetivamente injetadas na rede e as componentes direta e em quadratura das correntes injetadas, assim como suas referências.

Nesse momento, é válido o comentário de que as implementações no ATP do inversor resultaram em

simulações longas, entre 3 a 10 minutos, a depender do tempo de simulação para um sistema relativamente simples. Também foi uma constante a ocorrência de erros no ATP mesmo com pequenas alterações em relação às simulações funcionais.

4.3.1 Sincronismo com a rede

Em uma primeira análise, com irradiância e temperatura constantes, será avaliado o comportamento do controle do lado da rede em seu início. Nesse período, ocorrem dois processos em paralelo: a sincronização do PLL com a rede e a inicialização do algoritmo de MPPT IC com passo variável, que busca o MPP. Os resultados são apresentados nas Figuras 4.18 a 4.25.

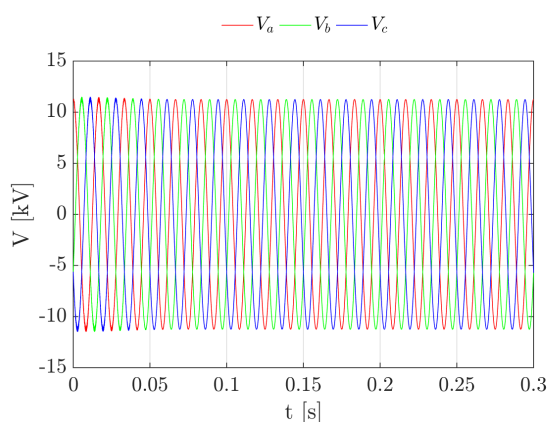


Figura 4.18: Tensões no PCC durante a sincronização com a rede.

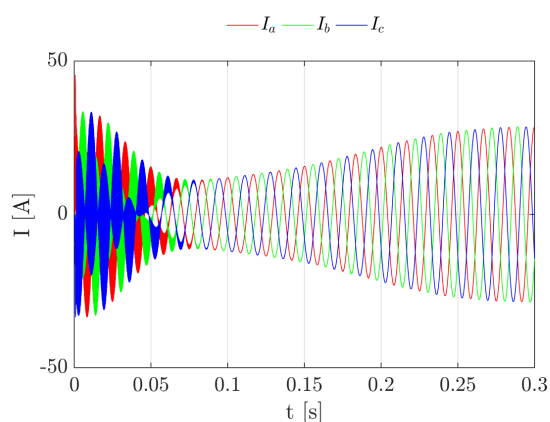


Figura 4.19: Correntes injetadas durante a sincronização com a rede.

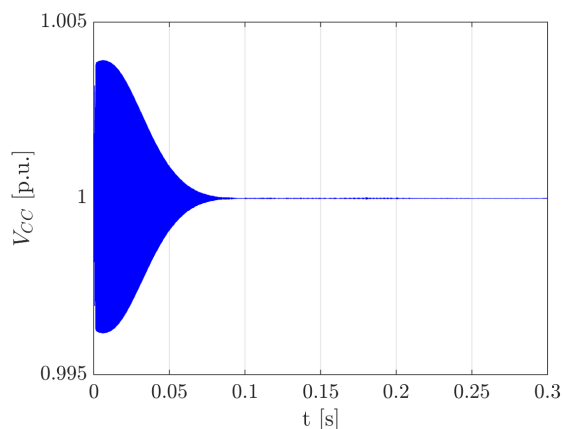


Figura 4.20: Tensão no barramento CC durante a sincronização com a rede.

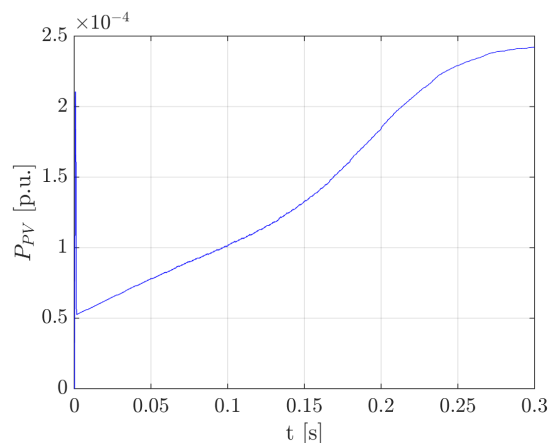


Figura 4.21: Potência produzida pelo arranjo de painéis durante a sincronização com a rede.

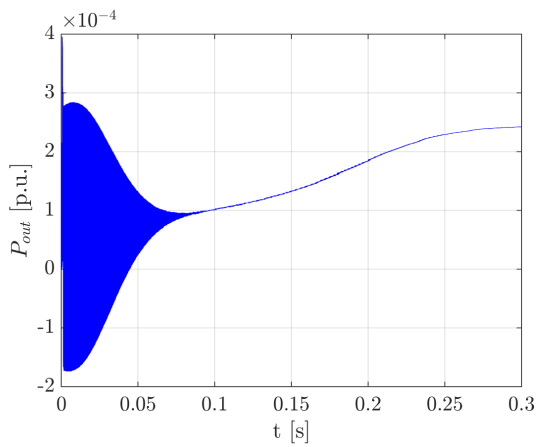


Figura 4.22: Potência ativa injetada durante a sincronização com a rede.

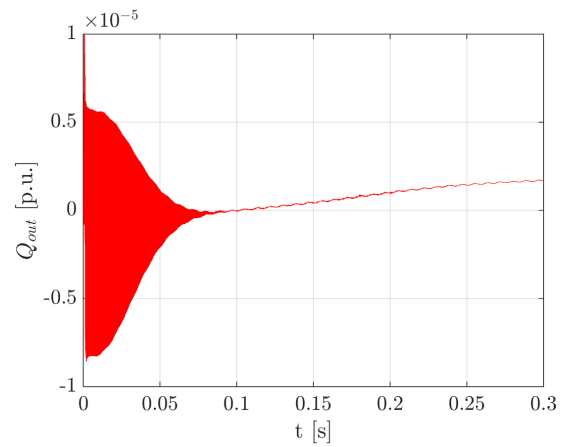


Figura 4.23: Potência reativa injetada durante a sincronização com a rede.

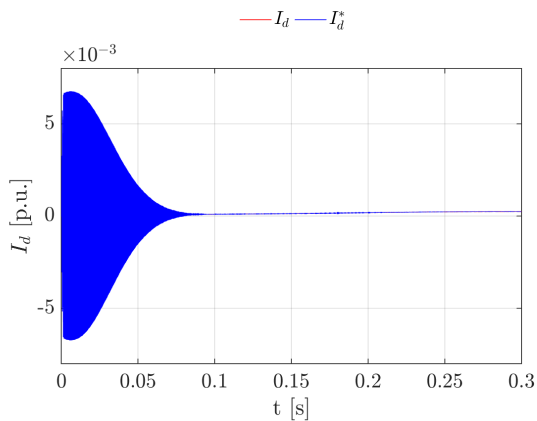


Figura 4.24: Componente direta da corrente e sua referência durante a sincronização com a rede.

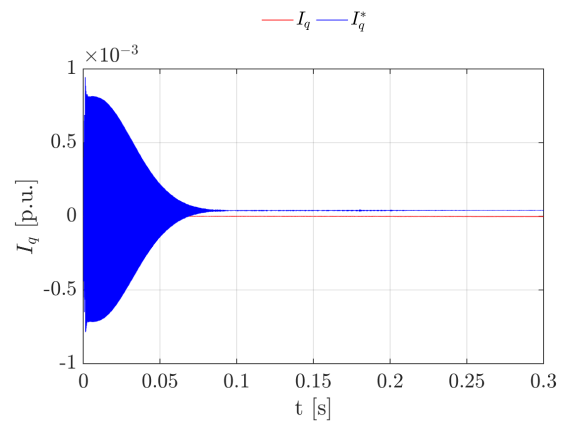


Figura 4.25: Componente em quadratura da corrente e sua referência durante a sincronização com a rede.

É perceptível que o sincronismo ocorre após aproximadamente 0,1 s e, após isso, as alterações nos sinais se devem ao aumento da potência produzida até o MPP ser alcançado.

Apesar de os dois processos ocorrerem simultaneamente de forma adequada, antes do sincronismo é observada grande oscilação nos sinais apresentados, exceto a tensão no PCC, que se mantém com valores adequados no decorrer da estimação da fase de sua tensão.

4.3.2 Comportamento dinâmico devido à variação da irradiância

Outro ponto fundamental é a análise da saída do inversor para variações nas condições de operação dos painéis, no caso a irradiância varia enquanto a temperatura se mantém constante. Para isso, foi aplicado o padrão de irradiância da curva apresentada na Figura 4.9, o mesmo utilizado na avaliação dos algoritmos de

MPPT, e são apresentados os resultados entre 0,5 s e 1,5 s, quando ocorre mudança no valor da irradiância, nas Figuras 4.26 a 4.33.

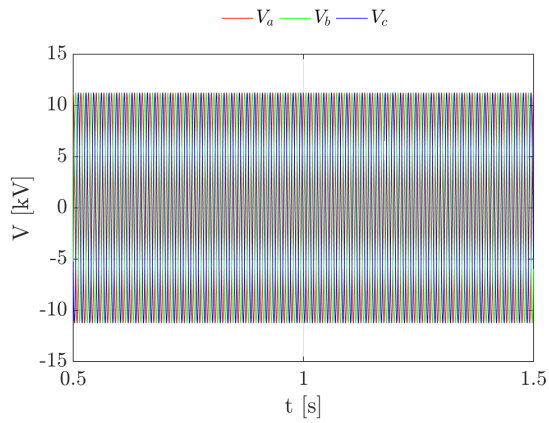


Figura 4.26: Tensões no PCC mediante variação da irradiância.

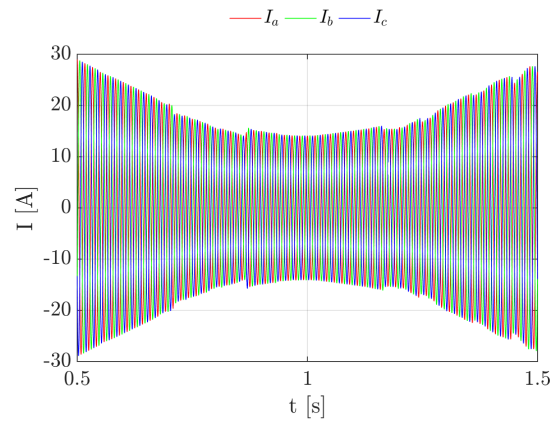


Figura 4.27: Correntes injetadas mediante variação da irradiância.

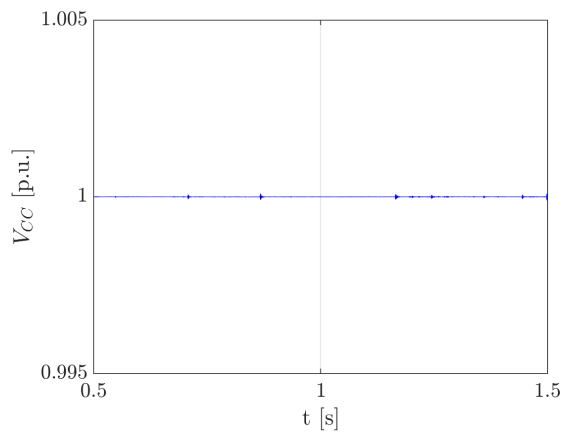


Figura 4.28: Tensão no barramento CC mediante variação da irradiância.

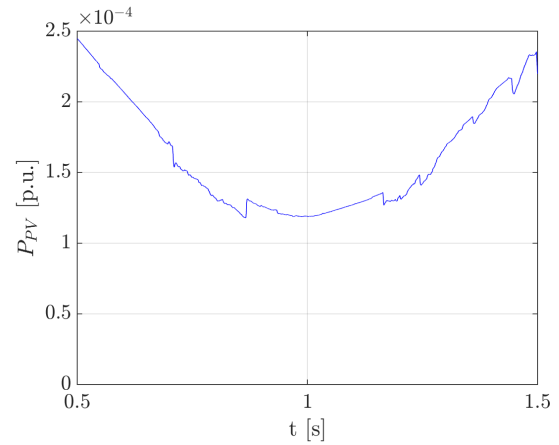


Figura 4.29: Potência produzida pelo arranjo de painéis mediante variação da irradiância.

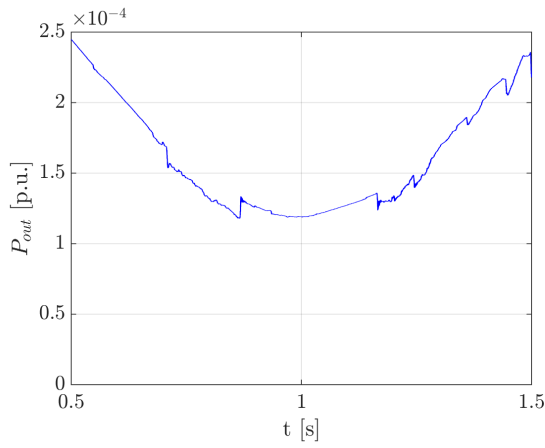


Figura 4.30: Potência ativa injetada mediante variação da irradiação.

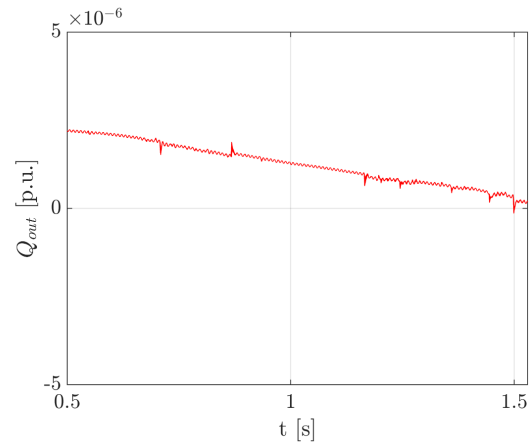


Figura 4.31: Potência reativa injetada mediante variação da irradiação.

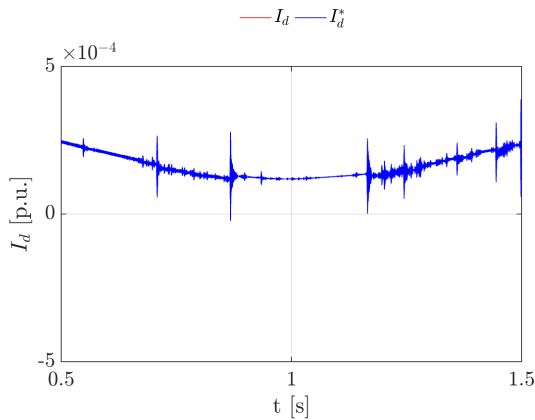


Figura 4.32: Componente direta da corrente e sua referência mediante variação da irradiação.

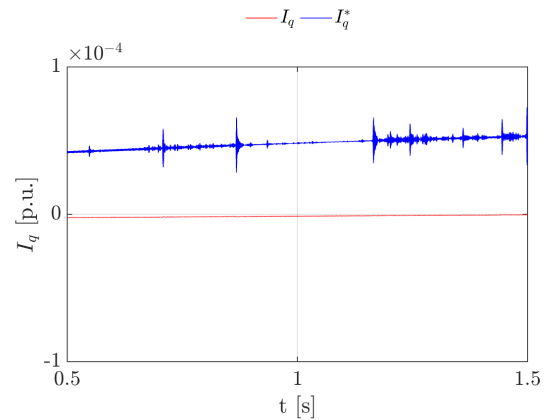


Figura 4.33: Componente em quadratura da corrente e sua referência mediante variação da irradiação.

Analisando as figuras é visto que o controle do lado da rede atua de forma a manter a tensão no PCC constante e melhora a resposta da potência de saída do conversor CC/CC, quando comparada com a Figura 4.15, que foi gerada com uma tensão constante de 1,0 p.u. no elo CC.

Ademais, as correntes de fase apresentadas também seguem o perfil de irradiação enquanto a tensão no PCC se mantém com valores adequados.

4.3.3 Comportamento dinâmico para curto-circuitos

Nas Seções anteriores foi mostrado que o controle do lado da rede, em regime permanente, atua de forma a realizar a conversão CC/CA sem alterar o projeto do arranjo de painéis e do conversor CC/CC.

Por fim, foi simulado o comportamento do inversor para curto-circuitos no PCC com resistências de

10 Ω entre 0,5 s e 0,6 s. As faltas aplicadas foram:

- Curto-circuito monofásico;
- Curto-circuito bifásico;
- Curto-circuito bifásico-terra; e
- Curto-circuito trifásico.

Os resultados obtidos são apresentados nas Seções que seguem, onde irradiância e temperatura foram mantidas constantes de acordo com as STC.

Em geral, foi analisado que o inversor tem rápida resposta para mudanças nas condições de operação no PCC, com o aumento das correntes e da injeção de reativos na rede no caso das faltas. Apesar de uma leve oscilação em V_{CC} , a potência total gerada não é afetada.

4.3.3.1 Comportamento para curto-circuito monofásico no PCC

A falta monofásica AT aplicada tem seus resultados apresentados nas Figuras 4.34 a 4.41.

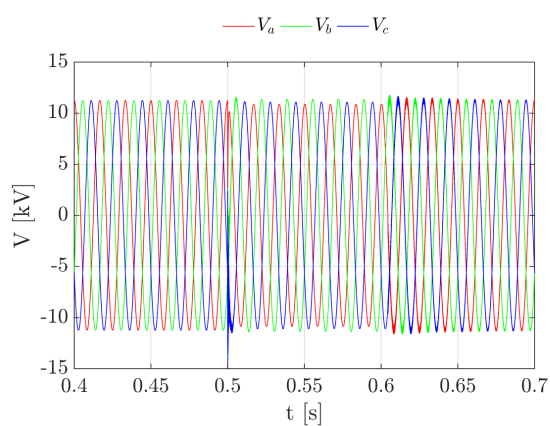


Figura 4.34: Tensões no PCC durante curto AT no PCC.

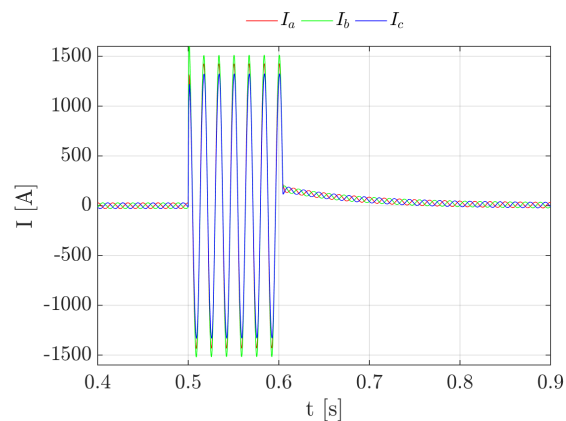


Figura 4.35: Correntes injetadas durante curto AT no PCC.

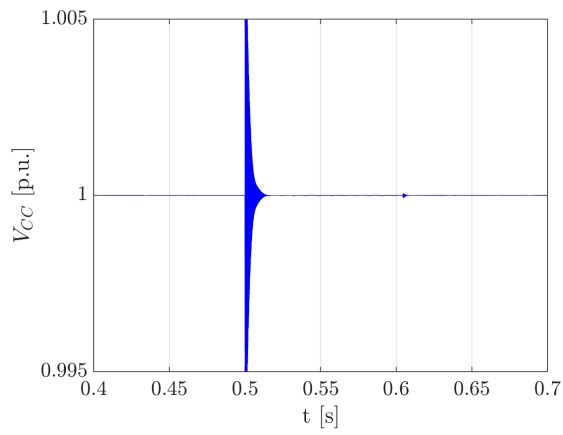


Figura 4.36: Tensão no barramento CC durante curto AT no PCC.

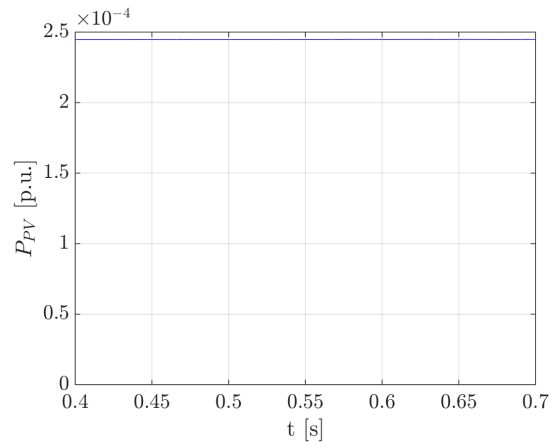


Figura 4.37: Potência produzida pelo arranjo de painéis durante curto AT no PCC.

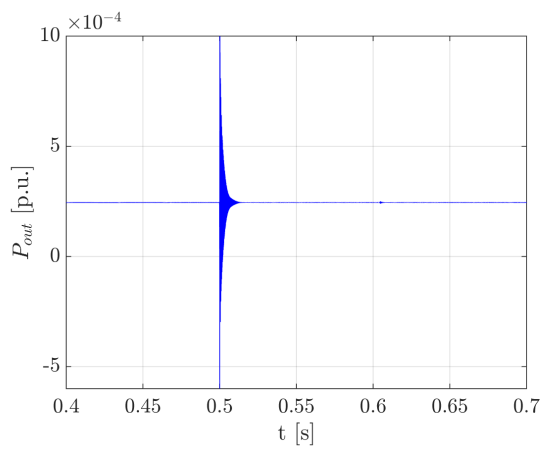


Figura 4.38: Potência ativa injetada durante curto AT no PCC.

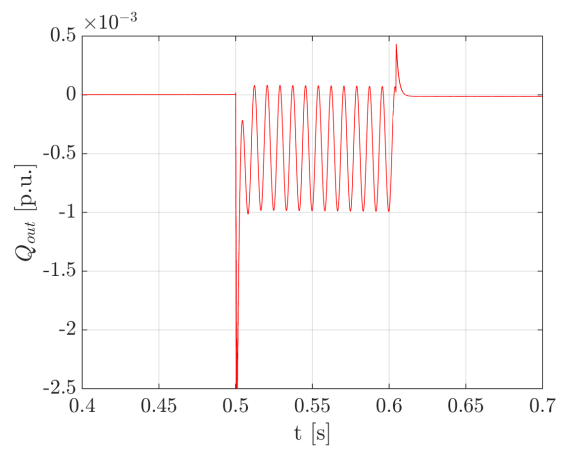


Figura 4.39: Potência reativa injetada durante curto AT no PCC.

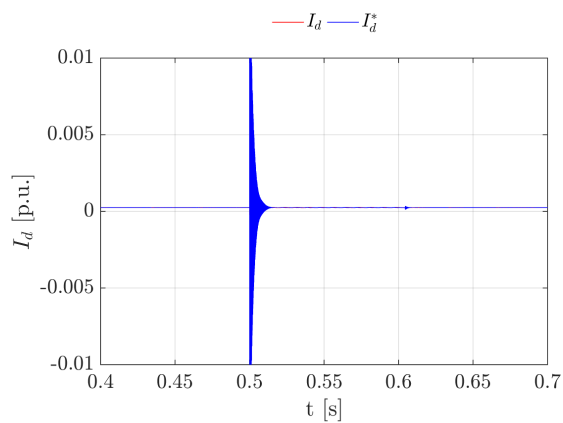


Figura 4.40: Componente direta da corrente e sua referência durante curto AT no PCC.

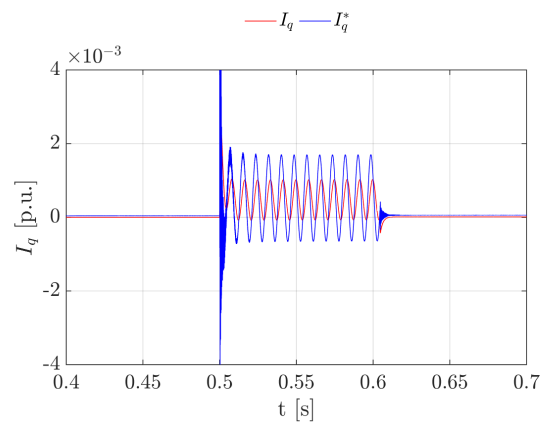


Figura 4.41: Componente em quadratura da corrente e sua referência durante curto AT no PCC.

Com a aplicação da falta, o lado CC do sistema não é afetado de forma muito relevante. A tensão no

elo CC oscila nos momentos de aplicação e de encerramento do curto, gerando variações menores que 1% e a potência gerada no arranjo de painéis não é afetada ainda assim.

As malhas de controle foram projetadas partindo da premissa de que o sistema seria equilibrado. No entanto, no caso de um curto monofásico esse é desequilibrado, o que gera uma componente de 120 Hz na potência reativa injetada na rede decorrente da Transformada de *Park*. Isso explica o fato de todas as correntes aumentarem e não serem defasadas por 120° , além da alteração da tensão não só da fase afetada no PCC. Também é percebida grande oscilação na potência ativa injetada na rede no momento em que a falta é aplicada até o PLL estimar o novo ângulo θ .

4.3.3.2 Comportamento para curto-circuito bifásico no PCC

A falta bifásica AB aplicada tem seus resultados apresentados nas Figuras 4.42 a 4.49.

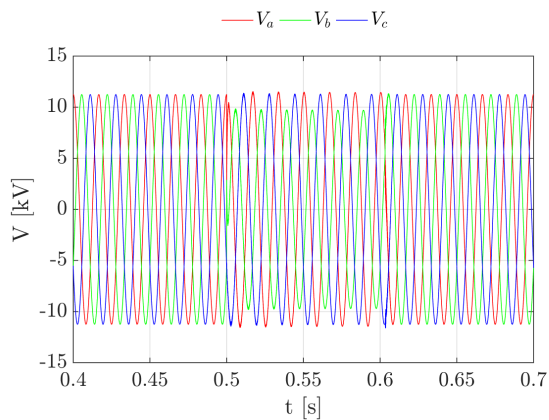


Figura 4.42: Tensões no PCC durante curto AB no PCC.

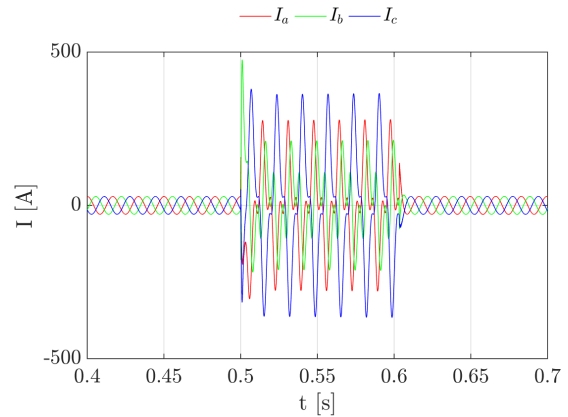


Figura 4.43: Correntes injetadas durante curto AB no PCC.

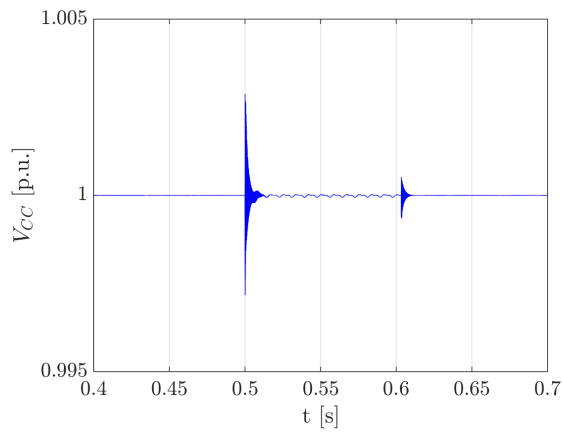


Figura 4.44: Tensão no barramento CC durante curto AB no PCC.

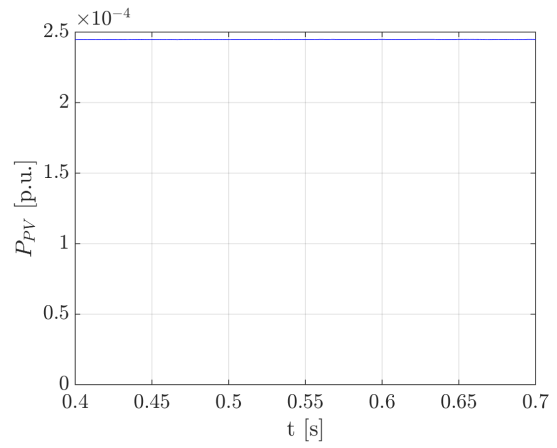


Figura 4.45: Potência produzida pelo arranjo de painéis durante curto AB no PCC.

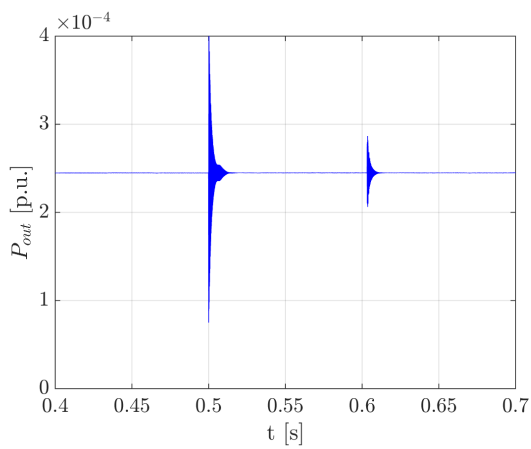


Figura 4.46: Potência ativa injetada durante curto AB no PCC.

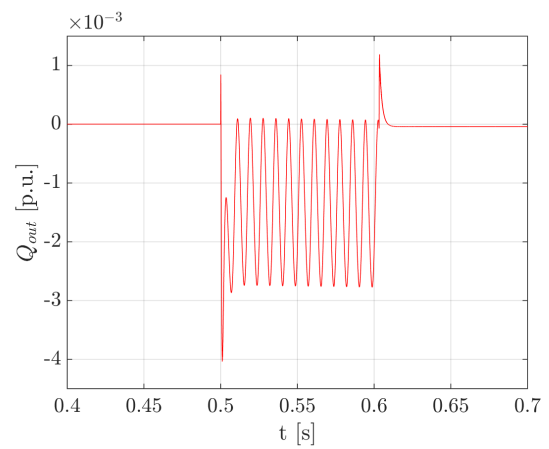


Figura 4.47: Potência reativa injetada durante curto AB no PCC.

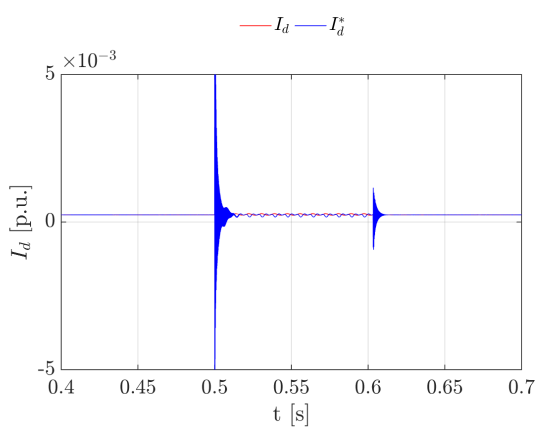


Figura 4.48: Componente direta da corrente e sua referência durante curto AB no PCC.

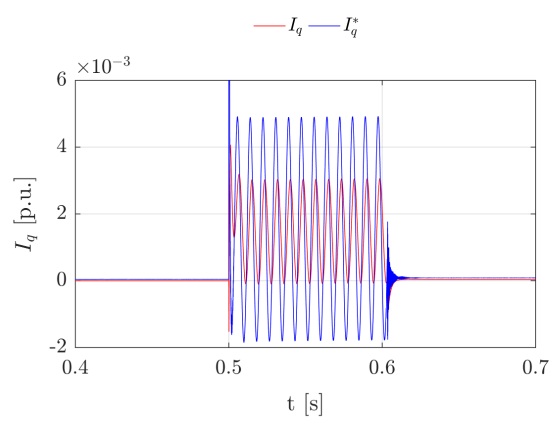


Figura 4.49: Componente em quadratura da corrente e sua referência durante curto AB no PCC.

Com a aplicação da falta, o lado CC do sistema não é afetado de forma muito relevante. A tensão no elo

CC oscila nos momentos de aplicação e de encerramento do curto, gerando variações menores que 0,5% e a potência gerada no arranjo de painéis não é afetada ainda assim.

Assim como no curto monofásico, a falta bifásica é desequilibrada, o que gera uma componente de 120 Hz na potência reativa injetada na rede. Isso explica o fato de as correntes não terem forma senoidal (presença de harmônicas), além da alteração da tensão não só das fases afetadas no PCC. Novamente, é percebida uma oscilação na potência ativa injetada na rede no momento em que a falta é aplicada até o PLL estimar o novo ângulo θ .

4.3.3.3 Comportamento para curto-circuito bifásico-terra no PCC

A falta bifásica-terra ABT aplicada tem seus resultados apresentados nas Figuras 4.50 a 4.57.

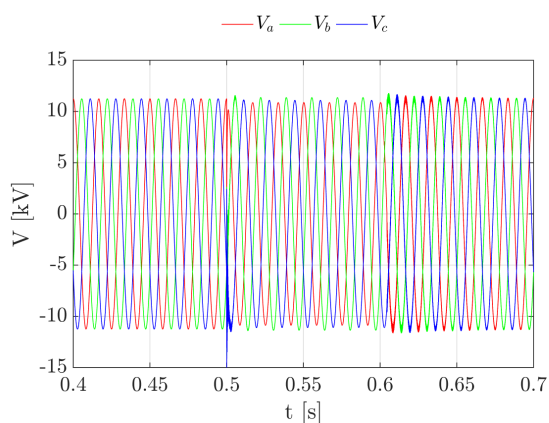


Figura 4.50: Tensões no PCC durante curto ABT no PCC.

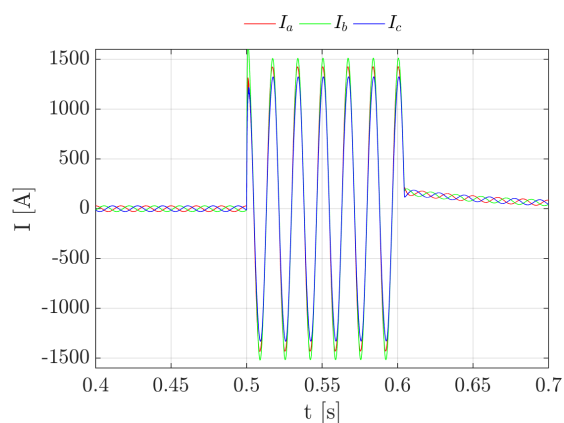


Figura 4.51: Correntes injetadas durante curto ABT no PCC.

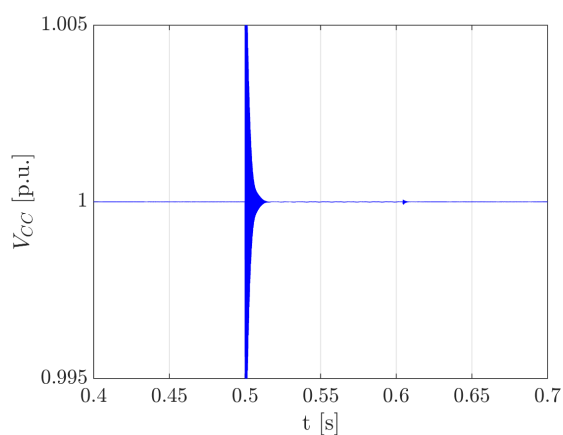


Figura 4.52: Tensão no barramento CC durante curto ABT no PCC.

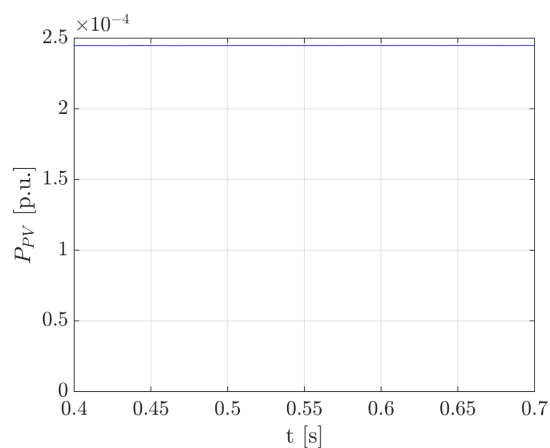


Figura 4.53: Potência produzida pelo arranjo de painéis durante curto ABT no PCC.

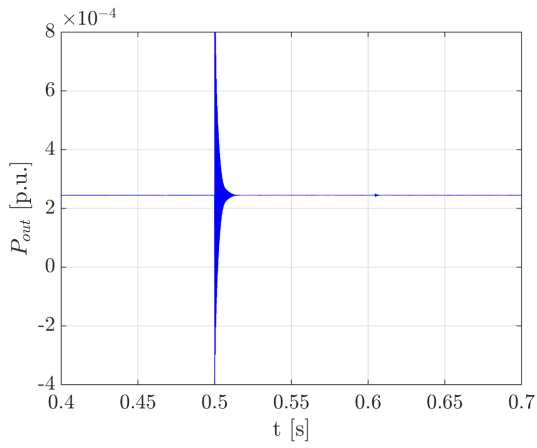


Figura 4.54: Potência ativa injetada durante curto ABT no PCC.

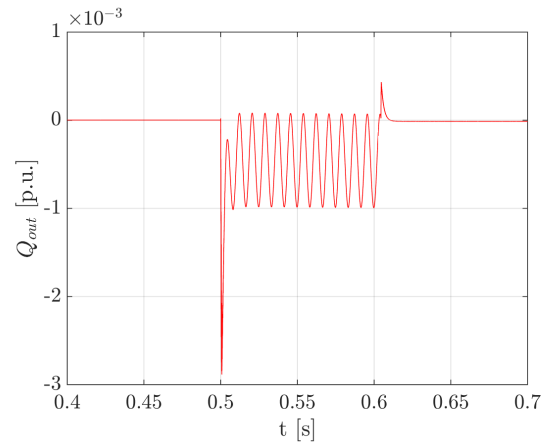


Figura 4.55: Potência reativa injetada durante curto ABT no PCC.

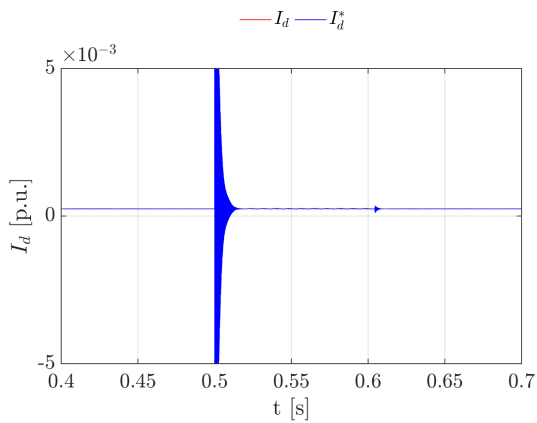


Figura 4.56: Componente direta da corrente e sua referência durante curto ABT no PCC.

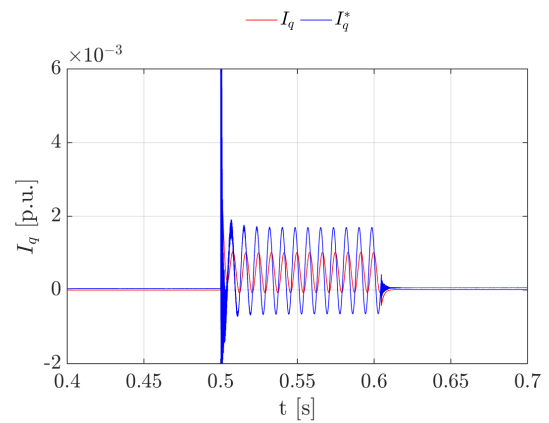


Figura 4.57: Componente em quadratura da corrente e sua referência durante curto ABT no PCC.

Com a aplicação da falta, o lado CC do sistema não é afetado de forma muito relevante. A tensão no elo CC oscila nos momentos de aplicação e de encerramento do curto, gerando variações menores que 1% e a potência gerada no arranjo de painéis não é afetada ainda assim.

De forma semelhante à falta monofásica, que também envolve a terra, é gerada uma componente de 120 Hz na potência reativa injetada na rede, de forma que todas as correntes aumentam e não são defasadas por 120° , além da alteração da tensão não só da fase afetada no PCC. Como nos casos anteriores, é percebida grande oscilação na potência ativa injetada na rede no momento em que a falta é aplicada até o PLL estimar o novo ângulo θ .

4.3.3.4 Comportamento para curto-circuito trifásico no PCC

A falta trifásica ABC aplicada tem seus resultados apresentados nas Figuras 4.58 a 4.65.

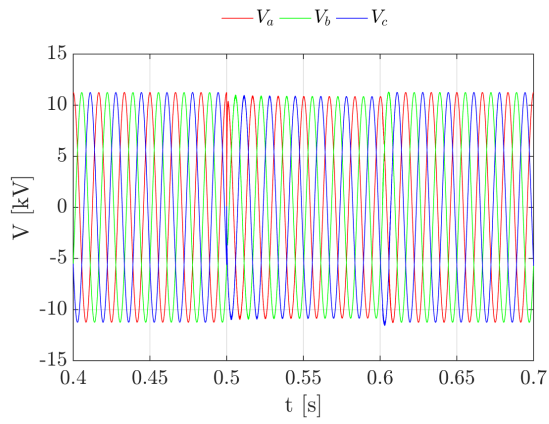


Figura 4.58: Tensões no PCC durante curto ABC no PCC.

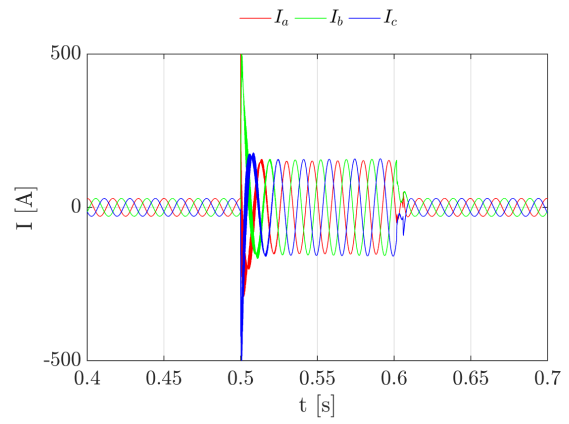


Figura 4.59: Correntes injetadas durante curto ABC no PCC.

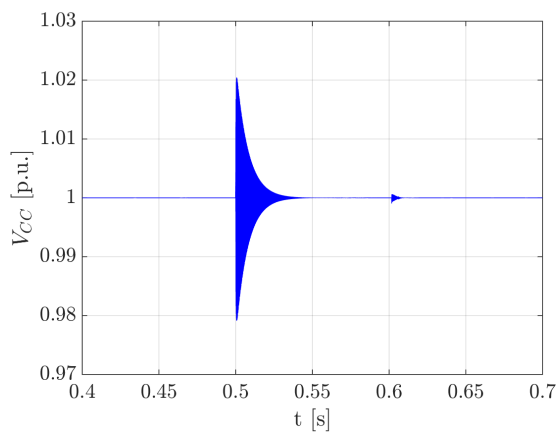


Figura 4.60: Tensão no barramento CC durante curto ABC no PCC.

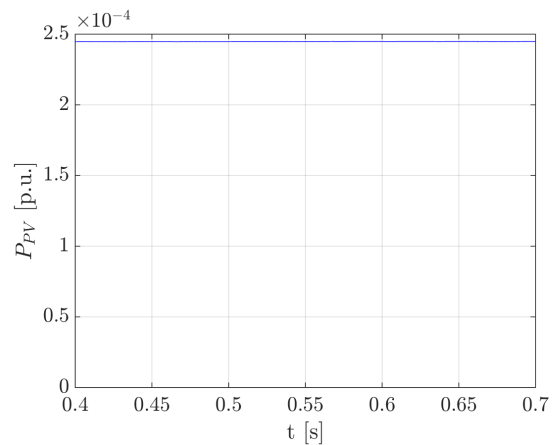


Figura 4.61: Potência produzida pelo arranjo de painéis durante curto ABC no PCC.

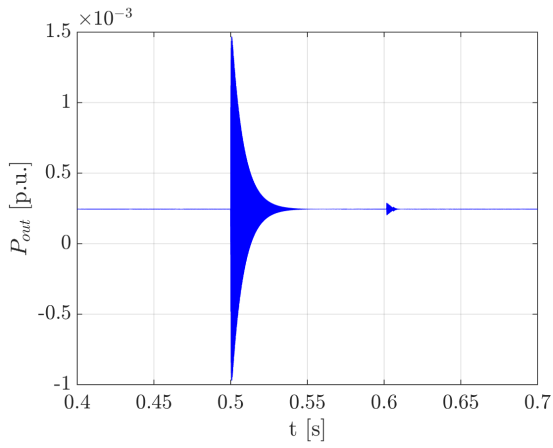


Figura 4.62: Potência ativa injetada durante curto ABC no PCC.

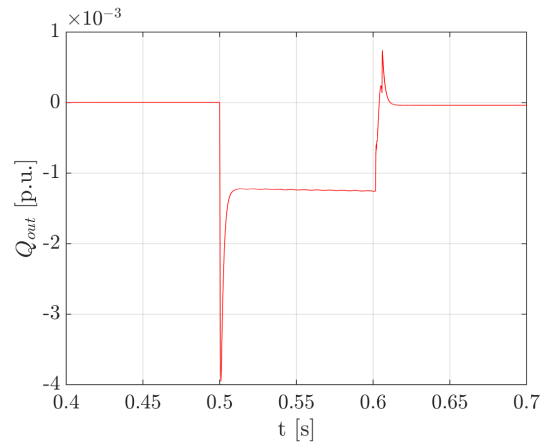


Figura 4.63: Potência reativa injetada durante curto ABC no PCC.

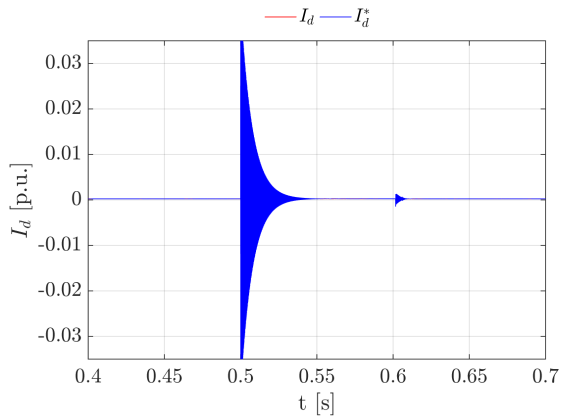


Figura 4.64: Componente direta da corrente e sua referência durante curto ABC no PCC.

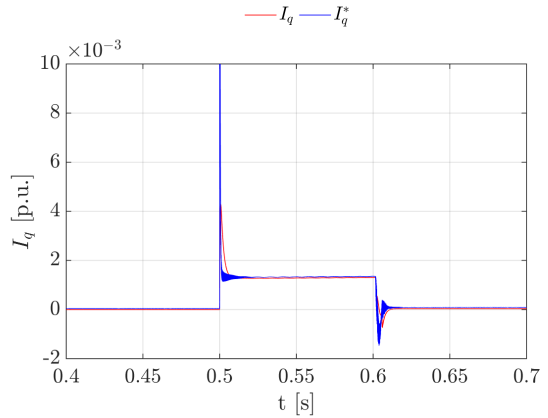


Figura 4.65: Componente em quadratura da corrente e sua referência durante curto ABC no PCC.

Com a aplicação da falta, o lado CC do sistema não é afetado de forma muito relevante. A tensão no elo CC oscila nos momentos de aplicação e de encerramento do curto, gerando variações menores que 2% e a potência gerada no arranjo de painéis não é afetada ainda assim.

Diferente dos outros curtos analisados, a falta trifásica mantém o sistema equilibrado. Assim, a potência reativa injetada se altera durante o curto, mantendo seu valor constante durante esse período, de forma que as correntes injetadas se mantêm corretamente defasadas e tem seus módulos aumentados igualmente. Também é avaliado que as tensões no PCC são afetadas de forma igual. Como nos casos anteriores, é percebida grande oscilação na potência ativa injetada na rede no momento em que a falta é aplicada até o PLL estimar o novo ângulo θ .

5 CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS

Nesse trabalho foi apresentada a modelagem de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica, junto a sua implementação computacional nos *softwares* MATLAB e ATPdraw, por meio da linguagem *MODELS*. Foi elaborada a fundamentação teórica dos componentes do sistema: arranjo de painéis e conversores CC/CC e CC/CA, a qual foi utilizada para implementar e realizar simulações visando o comportamento dinâmico de cada componente.

Primeiramente, foi apresentada no capítulo 2 toda a fundamentação acerca dos componentes do sistema fotovoltaico, assim como algoritmos MPPT P&O e IC com passo variável, lógica de chaveamento do conversor *boost*, malhas de controle do inversor e comando DSPWM.

Em seguida, no capítulo 3 foram apresentadas as implementações computacionais do sistema fotovoltaico, dos controles e da rede elétrica utilizada para realização de testes, além da explanação do método para obtenção dos parâmetros de um painel fotovoltaico além dos informados no *datasheet*.

Os componentes do sistema fotovoltaico foram avaliados individualmente e em conjunto no capítulo 4. Foi validada a modelagem do painel fotovoltaico e foram comparados dois algoritmos MPPT. Quanto ao inversor, foi avaliado seu comportamento dinâmico na sincronização com a rede, mediante mudanças nas condições de operação e durante a ocorrência de faltas simétricas e assimétricas na rede.

Tendo em vista o trabalho desenvolvido, sua continuidade e a diversidade de temas relacionados de grande relevância que necessitam de aprofundamento, são deixadas como propostas para trabalhos futuros:

- Validação do modelo do painel fotovoltaico com testes de campo com um painel real;
- Alterar o sistema simulado de forma a impor às fontes ideais as tensões de polo de um inversor baseado em chaveamento PWM;
- Alterar a implementação do VSC para que esse seja constituído por chaves que recebam os sinais de acionamento das malhas de controle com o PWM;
- Modelagem dos dispositivos de proteção do inversor;
- Modelagem de uma fonte de geração eólica junto ao inversor já implementado;

- Modificação das malhas de controle para tratamento das componentes de 120 Hz resultantes de desequilíbrio;
- Inserção de fontes fotovoltaicas em cargas da rede de 380 V, de forma a analisar seu impacto no fornecimento; e
- Inserção de fontes fotovoltaicas e eólicas na rede para análise de impacto na proteção e na qualidade de energia, dentre outros.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 CANADIAN SOLAR. *MAX POWER CS6U-340P Datasheet*. Acesso em 07/11/2018 às 16:47. [S.l.], 2017. Disponível em: <<https://www.canadiansolar.com/solar-panels/maxpower.html>>.
- 2 ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juíz de Fora, 2011.
- 3 ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA (ABSOLAR). *Infográfico ABSOLAR*. Acesso em 06/06/2019 às 14:48. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.absolar.org.br/infografico-absolar-.html>>.
- 4 AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). *Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012*. [S.l.], 2012.
- 5 OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO (ONS). *Informe do Programa Mensal da Operação*. [S.l.], 2019.
- 6 VILLALVA, M. G.; FILHO, E. R.; GAZOLI, J. R. Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays. *Brazilian Journal of Power Electronics*, 2009.
- 7 FILHO, C. A. de M. Controle de painel fotovoltaico conectado à rede. 2017.
- 8 MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. [S.l.]: John Wiley and Sons INC, 2003.
- 9 ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, 2007.
- 10 ARAÚJO, R. D. *Projeto e simulação de filtros L e LCL para interconexão de inversor NPC trifásico à rede*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2012.
- 11 BARROS, L. S.; BARROS, C. M. V. Modificação no controle do lado da rede de geradores eólicos baseados em PMSG para ampliar a suportabilidade a afundamentos de tensão. *Eletrônica Potência*, 2017.
- 12 KAZMIERKOWSKI, M.; KRISHMAN, R.; BLAABJERG, F. *Control in Power Electronics - Selected Problems*. [S.l.]: Academic Press, 2002.
- 13 ZAN, C.; FITZER, C.; RAMACHANDARAMURTHY, V. K.; ARULAMPALAM, A.; BARNES, M.; JENKINS, N. Software phased-locked loop applied to dynamic voltage restorer (dvr). *IEEE-PES Winter Meeting*, 2001.
- 14 SCHONUNG, A.; STEMMLER, H. Static frequency changers with 'subharmonic' control in conjunction with reversible variable-speed a.c. drives. *Brown Boveri Rev.*, 1964.
- 15 PFAFF, G.; WESCHTA, A.; WICK, A. Design and experimental results of a brushless ac servo drive. *IEEE Trans. Indust. Appl.*, 1984.
- 16 FERNANDES, D. A.; COSTA, F. F.; SANTOS, E. C. D. Digital scalar PWM approaches applied to four-leg voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013.

APÊNDICES

I. CÓDIGO MATLAB PARA OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO PAINEL FOTOVOLTAICO

```
1 data_Canadian_CS6U_340P % Carrega os valores do datasheet do painel
2
3 Gn = 1000; %Irradiancia nominal nas STC [W/m^2]
4 Tn = 25 + 273.15; %Temperatura de operacao nominal nas STC [K]
5
6 % Parametros do algoritmo
7
8 Rsinc = 0.001; %Incremento de Rs
9
10 tol = 0.0001; %Erro maximo toleravel na potencia
11
12 nv = 2000; %Numero de pontos usado na obtencao da curva IxV por iteracao
13
14 nimax = 500000; %Para o caso de nao convergir
15
16 % Obtencao dos parametros
17
18 Rs_max = (Vocn - Vmp)/Imp; %Valor de referencia (maximo) de Rs
19 Rp_min = (Vmp/(Iscn-Imp)) - Rs_max; %Valor de referencia (minimo) de Rp
20
21 Rs = 0; %Valor inicial de Rs
22 Rp = Rp_min; %Valor inicial de Rp
23
24 T = Tn; %Temperatura nominal
25 G = Gn; %Irradiancia nominal
26
27 k = 1.3806503e-23; %Boltzmann [J/K]
28 q = 1.60217646e-19; %Carga do eletron [C]
29
30 Vtn = k * Tn / q; %Tensao de juncao nominal
31 Vt = k * T / q; %Tensao de juncao na temperatura real
```

```

32
33 perror = Inf; %Valor inicial
34 ni = 0;      %Contador de iteracoes
35 a = 1.0;    %Valor inicial de a, que pode ser alterado
36            %de forma a obter um modelo melhor
37
38 while ((peror > tol) && (Rp > 0) && (ni < nimax))
39
40     ni = ni + 1;
41
42     %Efeitos da temperatura e irradiancia nas correntes
43     dT = T - Tn;
44     Ipvn = (Rs+Rp)/Rp * Iscn;
45     Ipv = Ipvn*(1 + Ki*dT) * G/Gn;
46     Isc = Iscn*(1 + Ki*dT) * G/Gn;
47     Ion = (Ipv - Vocn/Rp)/(exp(Vocn/Vt/a/Ns)-1);
48     Io = Ion;
49
50     Rs = Rs + Rsinc;
51     Rp_ = Rp;
52
53     Rp = Vmp*(Vmp+Imp*Rs)/(Vmp*Ipv-(Vmp*Io*exp((Vmp+Imp*Rs)/Vt/Ns/a))
54     +Vmp*Io-Pmax_e);
55
56     % Solucao para diversos pares IxV
57     clear V
58     clear I
59
60     V = 0:Vocn/nv:Vocn;
61     I = zeros(1,size(V,2));
62
63     for j = 1 : size(V,2)
64
65         % Resolve  $g = I - f(I,V) = 0$  com Newton-Raphson
66
67         g(j) = Ipv - Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)
68         - (V(j)+I(j)*Rs)/Rp - I(j);
69

```

```

70     while (abs(g(j)) > 0.001)
71
72         g(j) = Ipv - Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)
73             - (V(j)+I(j)*Rs)/Rp - I(j);
74         glin(j) = -Io*Rs/Vt/Ns/a*exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-Rs/Rp-1;
75         I_(j) = I(j) - g(j)/glin(j);
76         I(j) = I_(j);
77
78     end
79
80 end
81
82 % Calculo da potencia em todos os pontos da curva IxV
83 P = (Ipv - Io*(exp((V+I.*Rs)/Vt/Ns/a)-1) - (V+I.*Rs)/Rp) .* V;
84 Pmax_m = max(P);
85 perror = abs(Pmax_m-Pmax_e);
86
87 end
88
89 if (Rp<0)
90
91     Rp = Rp_;
92
93 end

```

II. CÓDIGO *MODELS* DO ALGORITMO P&O

```
1  MODEL MPPTPO
2
3  INPUT
4      VPOS          -- TENSÃO NO TERMINAL POSITIVO DO ARRANJO DE PAINÉIS
5      VNEG          -- TENSÃO NO TERMINAL NEGATIVO DO ARRANJO DE PAINÉIS
6      IPV           -- CORRENTE DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS
7
8  DATA
9      TS {dflt:1/3000} -- TEMPO DE AMOSTRAGEM DO CONVERSOR
10     DI {dflt:0.50}   -- VALOR INICIAL DO DUTY CICLE
11     DS {dflt:0.005}  -- VARIACAO NO PASSO DO DUTY CICLE
12
13  VAR
14     VPV           -- TENSÃO NOS TERMINAIS DO ARRANJO DE PAINÉIS
15     PPV           -- POTENCIA DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS
16     VPV0          -- TENSÃO NOS TERMINAIS DO ARRANJO DE PAINÉIS NA AMOSTRA ANTERIOR
17     PPV0          -- POTENCIA DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS NA AMOSTRA ANTERIOR
18     D             -- DUTY CICLE DO DC/DC BOOST CONVERTER
19
20  OUTPUT
21     D             -- DUTY CICLE DO DC/DC BOOST CONVERTER
22     PPV           -- POTENCIA DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS
23
24  INIT
25     D := DI
26     VPV := 0
27     PPV := 0
28     VPV0 := 0
29     PPV0 := 0
30  ENDINIT
31
32  TIMESTEP MIN: TS
33
```

```

34 EXEC
35     VPV := ABS(VPOS - VNEG)
36     PPV := VPV*IPV
37
38     IF PPV >= PPV0 THEN
39
40         IF VPV >= VPV0 THEN
41             D := D - DS
42         ENDIF
43
44         IF VPV < VPV0 THEN
45             D := D + DS
46         ENDIF
47
48     ENDIF
49
50     IF PPV < PPV0 THEN
51
52         IF VPV >= VPV0 THEN
53             D := D + DS
54         ENDIF
55
56         IF VPV < VPV0 THEN
57             D := D - DS
58         ENDIF
59
60     ENDIF
61
62     VPV0 := VPV
63     PPV0 := PPV
64
65 ENDEXEC
66
67 ENDMODEL

```

III. CÓDIGO *MODELS* DO ALGORITMO IC COM PASSO VARIÁVEL

```
1  MODEL MPPTIC
2
3  INPUT
4      VPOS          -- TENSÃO NO TERMINAL POSITIVO DO ARRANJO DE PAINÉIS
5      VNEG          -- TENSÃO NO TERMINAL NEGATIVO DO ARRANJO DE PAINÉIS
6      IPV           -- CORRENTE DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS
7
8  DATA
9      TS {DFLT:1/3000} -- TEMPO DE AMOSTRAGEM DO CONVERSOR
10     DIN {DFLT:0.50}  -- VALOR INICIAL DO DUTY CICLE
11     G {DFLT:1E-6}   -- FATOR DE ESCALA PARA O CÁLCULO DE DS
12
13  VAR
14     VPV -- TENSÃO NOS TERMINAIS DO ARRANJO DE PAINÉIS
15     PPV -- POTÊNCIA DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS
16     VPV0 -- TENSÃO NOS TERMINAIS DO ARRANJO DE PAINÉIS NA AMOSTRA ANTERIOR
17     IPV0 -- CORRENTE DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS NA AMOSTRA ANTERIOR
18     PPV0 -- POTÊNCIA DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS NA AMOSTRA ANTERIOR
19     DV -- VARIACÃO DE TENSÃO ENTRE PASSOS DE CÁLCULO
20     DI -- VARIACÃO DE CORRENTE ENTRE PASSOS DE CÁLCULO
21     DP -- VARIACÃO DE POTÊNCIA ENTRE PASSOS DE CÁLCULO
22     D -- DUTY CICLE DO DC/DC BOOST CONVERTER
23     DS -- PASSO DE VARIACÃO DO DUTY CICLE
24
25  OUTPUT
26     D          -- DUTY CICLE DO DC/DC BOOST CONVERTER
27     PPV        -- POTÊNCIA DE SAÍDA DO ARRANJO DE PAINÉIS
28
29  INIT
30     D := DIN
31     DS := 0
```



```

32     VPV := 0
33     PPV := 0
34     VPV0 := 0
35     IPV0 := 0
36     PPV0 := 0
37     DV := 0
38     DI := 0
39     DP := 0
40     ENDINIT
41
42     TIMESTEP MIN: TS
43
44     EXEC
45         VPV := ABS(VPOS - VNEG)
46         PPV := VPV*IPV
47
48         DV := VPV - VPV0
49         DI := IPV - IPV0
50         DP := PPV - PPV0
51
52         DS := G*ABS(DP/DV)
53
54         IF DV=0 THEN
55             IF DI=0 THEN
56                 D := D
57             ELSE
58                 IF DI>0 THEN
59                     D := D - DS
60                 ELSE
61                     D := D + DS
62                 ENDIF
63             ENDIF
64         ELSE
65             IF DI/DV=-IPV/VPV THEN
66                 D := D
67             ELSE
68                 IF DI/DV>-IPV/VPV THEN
69                     D := D - DS

```

```
70             ELSE
71                 D := D + DS
72             ENDIF
73         ENDIF
74     ENDIF
75
76     VPV0 := VPV
77     IPV0 := IPV
78     PPV0 := PPV
79
80     ENDEXEC
81
82     ENDMODEL
```

IV. CÓDIGO *MODELS* DO PLL

```
1  MODEL PLLDQ
2
3  INPUT
4      u[1..3]                -- TENSOES DE FASE
5
6  OUTPUT
7      theta}
8
9  DATA
10     theta0 {DFLT:0.0}      -- ESTIMATIVA INICIAL PARA THETA
11     f0      {DFLT:60.0}
12     KI      {DFLT:1E4}
13     KP      {DFLT:1.5E4}
14
15  VAR
16     ualpha
17     ubeta
18     u0
19     ualfaN
20     ubetaN
21     u_dN
22     u_qN
23     u_d
24     u_q
25     uampl
26     theta
27     wcon
28     omega
29     omega0
30     freq
31     ucomp
32     temp
33
```

```

34 HISTORY
35     wcon             {DFLT:0}
36     u_qN            {DFLT:0}
37     omega           {DFLT:2*PI*f0}
38     INTEGRAL(omega) {DFLT:theta0*PI/180}
39     freq            {DFLT:60}
40     theta           {DFLT:theta0*PI/180}
41
42 INIT
43     omega0 := 2*PI*f0
44     theta  := theta0*PI/180.0
45 ENDINIT
46
47 EXEC
48     -- TRANSFORMADA DE CLARKE
49     ualpha := SQRT(2/3)*(u[1] - 0.5*(u[2]+u[3]))
50     ubeta  := SQRT(0.5)*(u[2] - u[3])
51     u0     := (u[1] + u[2] + u[3])/3.0
52     temp   := RECIP(SQRT(ualpha*ualpha+ubeta*ubeta))
53     ualfaN := ualpha*temp
54     ubetaN  := ubeta*temp
55     -- TRANSFORMADA DE PARK
56     u_d := SQRT(2/3)*(ualpha*cos(theta) + ubeta*sin(theta))
57     u_q := SQRT(2/3)*(-ualpha*sin(theta) + ubeta*cos(theta))
58     uampl := SQRT(u_d*u_d+u_q*u_q)
59     u_dN := ualfaN*cos(theta) + ubetaN*sin(theta)
60     COMBINE ITERATE AS theta_comp
61         u_qN := -ualfaN*sin(theta) + ubetaN*cos(theta)
62         -- PLL QUE SEGUE O ANGULO DA FASE A
63         CLAPLACE(wcon/u_qN) := (KI|s0 + KP|s1) / (1.0|s1)
64         omega := omega0 + wcon
65         theta := INTEGRAL(omega)
66     ENDCOMBINE
67     FREQ := omega/2/PI
68     ucomp := uampl*cos(theta)
69 ENDEXEC
70
71 ENDMODEL

```