

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

MARWAN BISPO SANTOS - 00275633

**PROJETO DE SISTEMA DE
CONTROLE PARA SISTEMA
SOLAR FOTOVOLTAICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

Porto Alegre
abril 2023

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

MARWAN BISPO SANTOS - 00275633

**PROJETO DE SISTEMA DE
CONTROLE PARA SISTEMA
SOLAR FOTOVOLTAICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC-CCA)
apresentado à COMGRAD-CCA da Universi-
dade Federal do Rio Grande do Sul como parte
dos requisitos para a obtenção do título de *Ba-
charel em Eng. de Controle e Automação* .

ORIENTADOR:

Prof. Dr. Roberto Chouhy Leborgne

CO-ORIENTADOR(A):

Prof. Dra. Bibiana Maitê Petry Ferraz

Porto Alegre
abril 2023

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

MARWAN BISPO SANTOS - 00275633

**PROJETO DE SISTEMA DE
CONTROLE PARA SISTEMA
SOLAR FOTOVOLTAICO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Disciplina de TCC do curso *Eng. de Controle e Automação* e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Roberto Chouhy Leborgne, UFRGS
Doutor pela (Chalmers University of Technology – Gotemburgo, Suécia)

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Roberto Chouhy Leborgne, UFRGS
Doutor pela (Chalmers University of Technology – Gotemburgo, Suécia)

Prof. Dr. Mário R. Sobczyk Sobrinho, UFRGS
Doutor pela (Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil)

Profa. Dr. Fausto Bastos Líbano, UPM
Doutor pela (Universidade Politécnica de Madri – Madri, Espanha)

Mário R. Sobczyk Sobrinho
Coordenador de Curso
Eng. de Controle e Automação

Porto Alegre, abril 2023

RESUMO

Esse trabalho apresenta o projeto e simulação de um sistema de controle para um sistema solar fotovoltaico (SSFV) conectado à rede elétrica. O sistema de controle visa garantir a operação dos painéis fotovoltaicos no ponto de máxima potência, o controle da tensão do barramento CC, a injeção de potência ativa na rede elétrica e tolerância a variações na tensão da rede elétrica.

Palavras-chave: Engenharia de Controle e Automação, Engenharia Elétrica, Energia Renovável, Eletrônica de Potência.

ABSTRACT

This work presents the design and simulation of a control system for a photovoltaic solar system (SSFV) connected to the electrical grid. The control system aims to guarantee the operation of the photovoltaic panels at the maximum power point, the control of the DC Link voltage, the injection of active power into the electrical grid and tolerance to variations in electrical grid voltage.

Keywords: Control and Automation Engineering, Electrical Engineering, Renewable Energy, Power Electronics.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Evolução da potência instalada de energia solar fotovoltaica no Brasil.	12
2	Diagrama simplificado da estrutura do circuito e do sistema de controle.	13
3	Ilustração de uma célula fotovoltaica e seu princípio de operação.....	14
4	Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.....	15
5	Curva $v-i$ e potência uma placa solar.	16
6	Curva $v-i$ de uma placa solar fotovoltaica, modelo STM6-XXX/72 Series da fabricante Schutten Solar Energy Co.....	16
7	Painel fotovoltaico conectado ao conversor CC e à carga. Resistência equivalente observada dos terminais do painel fotovoltaico, utilizando um conversor CC.	17
8	Circuito de um conversor Boost aplicado como MPPT de um sistema solar fotovoltaico.	17
9	Representação do ponto de operação da placas fotovoltaicas pela interseção da linha de carga com a curva $v-i$ da placa fotovoltaica.	18
10	Fluxograma do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência Perturbar e Observar.....	19
11	Rastreamento do ponto de máxima potência na curva $v-i$ do painel solar fotovoltaico e avanço no tempo.	19
12	Circuito de um inversor de frequência monofásico.....	20
13	Sinais de referência, portador e de comando da modulação $SPWM$ em três níveis.	21
14	Modulação $SPWM$ em três níveis.	22
15	Espectro da modulação $SPWM$ em três níveis (frequência normalizada)	22
16	Decomposição de um vetor de estado em suas componentes α e β e um sistema de referência dq alinhado ao vetor de estado.	24
17	Diagrama esquemático ilustrando a estrutura de controle.	25
18	Parâmetros utilizados no bloco <i>Solar Module (physical model)</i> no <i>software</i> PSIM.	27
19	Ajuste dos parâmetros do modelo físico dos painéis solares fotovoltaicas, a partir de dados do fabricante e valores recomendados pela PSIM (PSIM, 2018).	28
20	Entradas e saídas do bloco <i>Solar Module</i> do PSIM.....	28
21	Excursão do fasor da tensão de saída do inversor.	29
22	Implementação do circuito do conversor <i>Boost</i> no <i>software</i> PSIM.	31
23	Bloco desenvolvido para implementação algoritmo de P&O no <i>software</i> PSIM.	32

24	Implementação do algoritmo de P&O no <i>software PSIM</i>	32
25	Descrição do algoritmo P&O através da vi de um painel solar.	33
26	Modelagem simplificada de um inversor monofásico, conectado a um barramento CC na entrada e uma impedância de carga na saída.	35
27	Conexão da saída do inversor com a rede elétrica.	36
28	Fasores da tensão de saída do inversor, rede elétrica, indutor e corrente injetada na rede, tais que haja apenas injeção de potência ativa na rede.	37
29	Diagrama de blocos ilustrando implementação dos sistemas de controle no <i>software PSIM</i>	38
30	Diagrama de blocos do sistema de controle PLL.	38
31	Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente.	40
32	Esboço do Lugar Geométrico das Raízes do controle de corrente em malha fechada.	41
33	Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão do barramento CC.	43
34	Irradiância média ao longo do dia para diferentes condições atmosféricas.	44
35	Sinais de tensão de eixo direto da rede elétrica, irradiância ($\frac{W}{m^2}$) e temperatura ($^{\circ}C$) simulados no <i>software PSIM</i>	45
36	Pico de tensão de 50% na amplitude da tensão da rede elétrica, simulado no <i>software PSIM</i>	45
37	Sinais de razão cíclica do conversor MPPT, potência dos painéis fotovoltaicos e a potência máxima dos painéis (recurso do PSIM).	46
38	Sinais de razão cíclica do conversor MPPT, potência dos painéis fotovoltaicos e a potência máxima dos painéis (recurso do PSIM), aproximação em torno de 20 segundos	46
39	Sinais de tensão do barramento CC e o sinal de referência, simulados no <i>software PSIM</i>	47
40	Sinais de referência da corrente de eixo direto e em quadratura do inversor simulados no <i>software PSIM</i>	48
41	Sinais de potência máxima e fornecida dos painéis fotovoltaicos e potência aparente injetada na rede elétrica, simulado no <i>software PSIM</i>	48
42	Sinais de tensão do barramento CC (e o seu sinal filtrado por um filtro passa baixa) e sua referência e os sinais de corrente de eixo direto e sua referência, simulado no <i>software PSIM</i>	49
43	Respostas teóricas do controle de tensão do barramento CC ao salto unitário.	50
44	Sinais das correntes de eixo direto e em quadratura e suas respectivas referências, simulados no <i>software PSIM</i>	51
45	Sinais de referência de tensão de eixo direto e em quadratura do inversor, simulados no <i>software PSIM</i>	52
46	Fator de potência da potência injetada na rede elétrica, simulados no <i>software PSIM</i>	52
47	Sinais da corrente de eixo direto e erro percentual em relação à referência, simuladas no <i>software PSIM</i>	53
48	Respostas teóricas do controle de corrente do inversor ao salto unitário.	53
49	Sinais de tensão da rede elétrica, corrente injetada na rede elétrica, tensão do inversor e sinais de referência (v_d , v_q e v_r) durante um pico de tensão da rede elétrica de 50%, simuladas no <i>software PSIM</i>	54

50	Detalhes dos sinais de tensão da rede elétrica, corrente injetada na rede elétrica, tensão do inversor e sinais de referência (d_d , d_q e v_r), simuladas no <i>software PSIM</i>	54
----	--	----

LISTA DE TABELAS

1	Especificações técnicas do painel solar do modelo BYD335PHK.....	26
2	Dados do controlador do PLL.	39
3	Comparação entre as métricas de desempenho do controle de tensão do barramento CC projetadas e obtidas via simulação.	49
4	Comparação entre as métricas de desempenho do controle de corrente projetadas e obtidas via simulação.	51

LISTA DE ABREVIATURAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
GD	Geração Distribuída
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
P&O	Perturb and Observe
PLL	Phase-Locked Loop

LISTA DE SÍMBOLOS

v_{PV}	Tensão dos painéis solares fotovoltaicos
i_{PV}	Correntes dos painéis solares fotovoltaicos
C_{PV}	Capacitor em paralelo aos painéis solares fotovoltaicos
L_{mppt}	Indutor do conversor <i>MPPT</i>
Q_{mppt}	Chave controlada do conversor <i>MPPT</i>
D_{mppt}	Diodo do conversor <i>MPPT</i>
D	Razão cíclica do conversor <i>MPPT</i>
$i_{o,Boost}$	Corrente de saída do conversor Boost
v_{cc}	Tensão do barramento CC
V_{cc}	Tensão média do barramento CC
$v_{cc,fil}$	Tensão do barramento CC após a filtragem por um filtro passa baixa
$v_{cc,ref}$	Tensão de referência do barramento CC
i_c	Corrente do capacitor do barramento CC
C	Capacitor do barramento CC
L_{inv}	Indutor de saída do inversor de frequência
$i_{i,inv}$	Corrente de entrada do inversor de frequência
$\bar{i}_{i,inv}$	Corrente de entrada média do inversor de frequência
$v_{o,inv}$	Tensão de saída do inversor de frequência
M	Índice de modulação de um inversor de frequência
d	Razão cíclica do inversor de frequência
d_d	Razão cíclica do inversor de frequência de eixo direto
d_q	Razão cíclica do inversor de frequência de eixo em quadratura
v_r	Sinal de referência da modulação <i>SPWM</i>

Q_1Q_4	Sinais de acionamento das chaves do braço superior do inversor de frequência
Q_2Q_3	Sinais de acionamento das chaves do braço inferior do inversor de frequência
i_d	Corrente de eixo direto do inversor de frequência
i_q	Corrente de eixo em quadratura do inversor de frequência
i_{inv}	Corrente de saída do inversor de frequência
$i_{d,ref}$	Corrente de eixo direto de referência do inversor de frequência
$i_{q,ref}$	Corrente de eixo em quadratura de referência do inversor de frequência
v_g	Tensão da rede elétrica
ω_g	Frequência angular da rede elétrica
ϕ	Fase da rede elétrica
ϕ_{PLL}	Fase da rede elétrica estimada pelo sistema de <i>PLL</i>
t_s	Tempo de acomodação de um sistema de controle
$t_{s,spec,v}$	Tempo de acomodação especificado para o sistema de controle de tensão do barramento CC
$t_{s,spec,i}$	Tempo de acomodação especificado para o sistema de controle de corrente do inversor de frequência
$M_o,\%$	Sobrepasso em percentual de um sistema de controle

SUMÁRIO

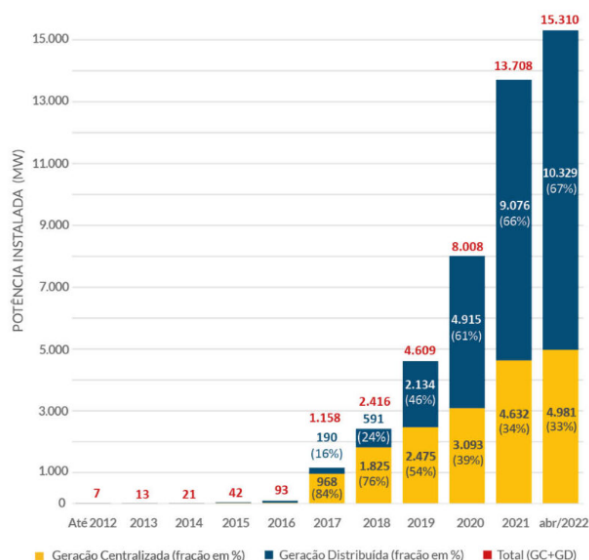
1	INTRODUÇÃO	12
2	REVISÃO DA LITERATURA.....	13
2.1	Geração Distribuída	13
2.2	Painel Solar Fotovoltaico	14
2.3	Maximum Power Point Tracking - MPPT.....	15
2.3.1	Conversor Boost como MPPT.....	15
2.3.2	Perturbar e Observar	18
2.4	Inversor de Frequência	18
2.4.1	Circuito de um Inversor de Frequência Monofásico	20
2.4.2	Modulação Senoidal por Largura de Pulso - SPWM	20
2.4.3	Transformação do Sistema de Referência.....	23
3	DESENVOLVIMENTO	25
3.1	Painel Solar	26
3.2	Barramento CC.....	28
3.3	Conversor Boost	30
3.3.1	Projeto Circuito.....	30
3.3.2	Algoritmo P&O.....	31
3.4	Inversor de Frequência	33
3.4.1	Projeto do Circuito.....	34
3.4.1.1	Projeto do Indutor	34
3.4.1.2	Modelagem do Inversor	35
3.4.1.3	Conexão com a Rede Elétrica	35
3.4.1.4	Projeto do Capacitor do Barramento CC	36
3.4.2	Sistemas de Controle	37
3.4.2.1	Phase-Locked Loop.....	38
3.4.2.2	Controle de Corrente do Inversor	40
3.4.2.3	Controle de Tensão do Barramento CC.....	42
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	44
4.1	Perturbações	44
4.2	Maximum Power Point Tracking.....	46
4.3	Controle de Tensão do Barramento CC.....	47
4.4	Controle de Corrente do Inversor	51
5	CONCLUSÃO	55
	REFERÊNCIAS	56

1 INTRODUÇÃO

A potência instalada de energia solar fotovoltaica no Brasil atingiu 23,9 GW em janeiro de 2023, superando a energia eólica e se tornando a segunda maior fonte de energia elétrica no Brasil. A Figura 1 ilustra a evolução da potência instalada de energia solar fotovoltaica. Além disso, o fato dessa fonte de energia ser renovável, juntamente com aumento de eficiência e redução de custos nos últimos anos (SOLAR, 2020), gerou maior interesse na aquisição desses sistemas. Vale destacar, de acordo com a Figura 1, que a maior parcela da potência instalada advém da geração distribuída (cerca de 68% em 2022), um cenário recente dado que até 2019 a geração centralizada representava a maior parte da potência instalada de energia solar fotovoltaica, e desde 2019 a contribuição percentual da geração distribuída cresce consistentemente.

Nesse contexto surgem alguns desafios como garantir mesmo com a utilização de dispositivos chaveados como os inversores a baixa introdução de harmônicas na rede elétrica. Assim como desenvolver sistemas de injeção de potência na rede elétrica tolerantes às variações de tensão existentes na rede, como flutuações e afundamentos. Já no campo da eficiência energética, um dos objetivos é garantir que os painéis fotovoltaicos operem em seu ponto de máxima potência sob diversas condições ambientais de irradiância e temperatura. Este trabalho visa projetar um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica juntamente com sistemas de controle para eliminar ou mitigar os problemas discutidos anteriormente.

Figura 1: *Evolução da potência instalada de energia solar fotovoltaica no Brasil.*

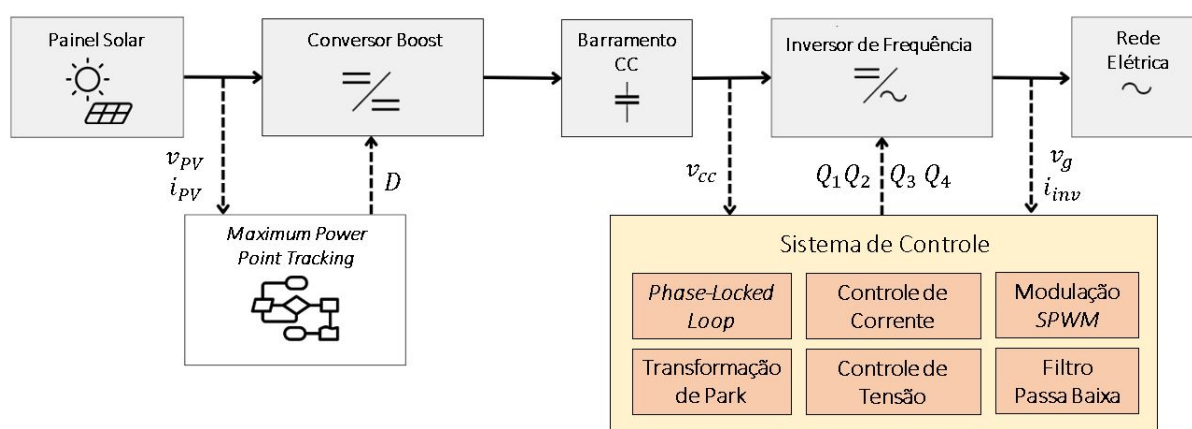


Fonte: (ANEEL, 2023)

2 REVISÃO DA LITERATURA

Nesse capítulo são apresentadas revisões bibliográficas de temas pertinentes ao projeto desenvolvido, tais como: geração distribuída, modelagem de um painel fotovoltaico, princípio do algoritmo de *MPPT* (do inglês *Maximum Power Point Tracking*, em tradução livre Rastreamento do Ponto de Máxima Potência) Perturbar e Observar, circuito de um inversor de frequência monofásico e transformação do sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para o dq (Transformação de Park). O diagrama ilustrado na Figura 2 dividi o sistema completo em subsistemas (ou sub-blocos), nos quais pode-se identificar o emprego das técnicas revisadas neste capítulo.

Figura 2: Diagrama simplificado da estrutura do circuito e do sistema de controle.



Fonte: Autor

2.1 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Em abril de 2012 entrou em vigor a Resolução Normativa ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) nº 482/2012, na qual foi definido que o consumidor brasileiro pode gerar sua própria energia elétrica e fornecer o excedente para a rede de distribuição de sua localidade. Trata-se da micro e da minigeração distribuídas de energia elétrica. Destaca-se que essas unem economia financeira e sustentabilidade (ANEEL, 2022). Tal modelo de geração pode proporcionar benefícios como adiamento de investimentos em expansão dos sistemas de transmissão e distribuição, baixo impacto ambiental, redução no carregamento das redes, minimização das perdas e diversificação da matriz energética (ANEEL, 2022).

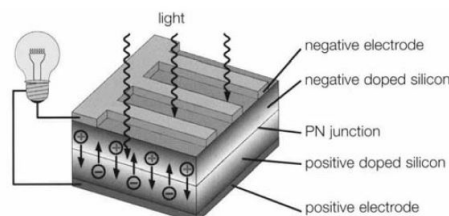
Com o objetivo de reduzir os custos e tempo para a conexão da microgeração e minigeração; compatibilizar o Sistema de Compensação de Energia Elétrica com as condições gerais de fornecimento de energia (Resolução Normativa nº 1.000/2021); aumentar o público alvo; e melhorar as informações na fatura, a ANEEL publicou a Resolução Normativa nº 687/2015 revisando a Resolução Normativa nº 482/2012 (ANEEL, 2022). Na qual é permitido o uso de qualquer fonte renovável, além da cogeração qualificada, denominando-se microgeração distribuída a central geradora com potência instalada até 75 quilowatts (kW) e minigeração distribuída aquela com potência acima de 75 kW e menor ou igual a 5 MW, conectadas na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras (ANEEL, 2022).

Quando a quantidade de energia gerada em determinado mês for superior à energia consumida naquele período, o consumidor fica com créditos que podem ser utilizados para diminuir a fatura dos meses seguintes. De acordo com as regras, o prazo de validade dos créditos é de 60 meses, sendo que eles podem também ser usados para abater o consumo de unidades consumidoras do mesmo titular situadas em outro local, desde que na área de atendimento de uma mesma distribuidora. Esse tipo de utilização dos créditos foi denominado “autoconsumo remoto” (ANEEL, 2022).

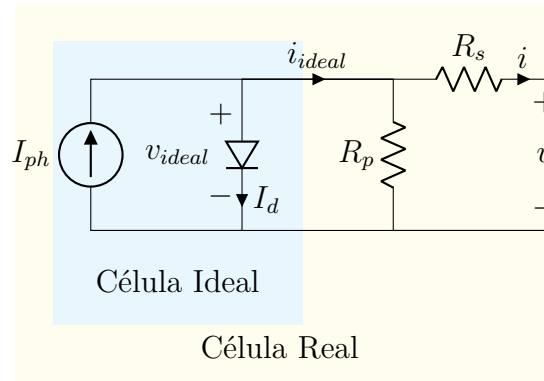
2.2 PAINEL SOLAR FOTOVOLTAICO

Painéis solares fotovoltaicos são dispositivos utilizados para converter a energia solar em energia elétrica. São compostos por células que geram uma diferença de potencial elétrico sob incidência de luz, através do efeito fotoelétrico. Uma célula é semelhante a um diodo, entretanto seus elétrons adquirem energia a partir de fótons (RASHID, 2014). A Figura 3 ilustra uma célula fotovoltaica e a Equação 2.1 descreve sua modelagem matemática ideal (RASHID, 2014) como uma fonte de corrente I_{ph} , representando a corrente gerada pelo efeito fotoelétrico, e um diodo reversamente polarizado de corrente I_d representando a corrente em uma junção pn . Entretanto, na prática, são consideradas ainda perdas elétricas no coletor e fiação, representadas pela resistência R_s , e no cristal, representada pela resistência R_p , resultando no circuito equivalente ilustrado na Figura 4 (RASHID, 2014).

Figura 3: Ilustração de uma célula fotovoltaica e seu princípio de operação.



Fonte: (RASHID, 2014)

Figura 4: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.

Fonte: Autor

$$i_{ideal} = I_{ph} - I_d = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{qv_{ideal}}{kT}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

I_{ph} : Corrente gerada pelo efeito fotoelétrico

I_d : Corrente do Diodo

I_0 : Corrente de fuga

T : Temperatura

q : Carga do elétron

k : Constante de Boltzmann

2.3 MAXIMUM POWER POINT TRACKING - MPPT

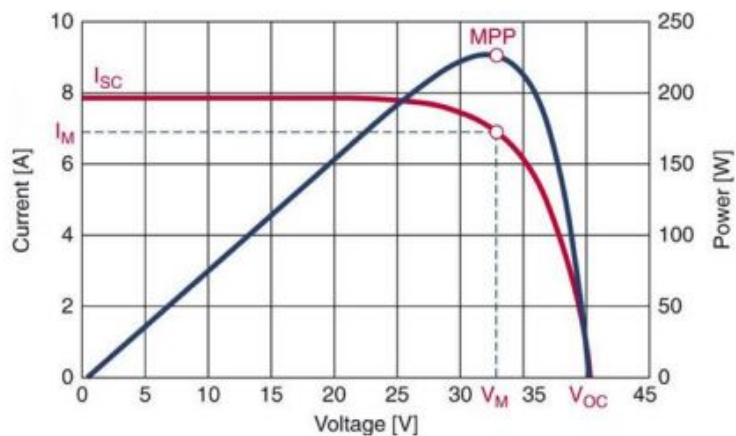
Um painel solar fotovoltaico é construído a partir de um arranjo de células, em série e paralelo, cuja modelagem está descrita na Seção 2.2. Nota-se, porém, que a relação $v-i$ para uma célula não é linear. Na Figura 5 está ilustrada uma curva $v-i$ típica de um painel solar e sua potência, na qual verifica-se um ponto de máxima potência. Vale destacar que essa curva muda significativamente para variações de irradiação solar e temperatura, uma vez que o aumento da irradiação aumenta diretamente o valor da corrente I_{ph} e a corrente i_d possui uma forte correlação com a temperatura (RASHID, 2014). A Figura 6 ilustra graficamente essas relações.

A fim de garantir a operação do sistema próximo ao ponto de máxima potência - para diversas condições de irradiância, temperatura e carga - utilizam-se conversores CC-CC para controlar o ponto de operação do painel solar fotovoltaico (COELHO, 2008). Juntamente com o conversor são utilizadas algoritmos de *MPPT* que iterativamente determinam o ponto de máxima potência e controlam o conversor. Neste projeto será utilizado um conversor Boost e o algoritmo de *MPPT* Perturbar e Observar (P&O), os quais estão detalhados nas Subseções 2.3.1 e 2.3.2.

2.3.1 Conversor Boost como MPPT

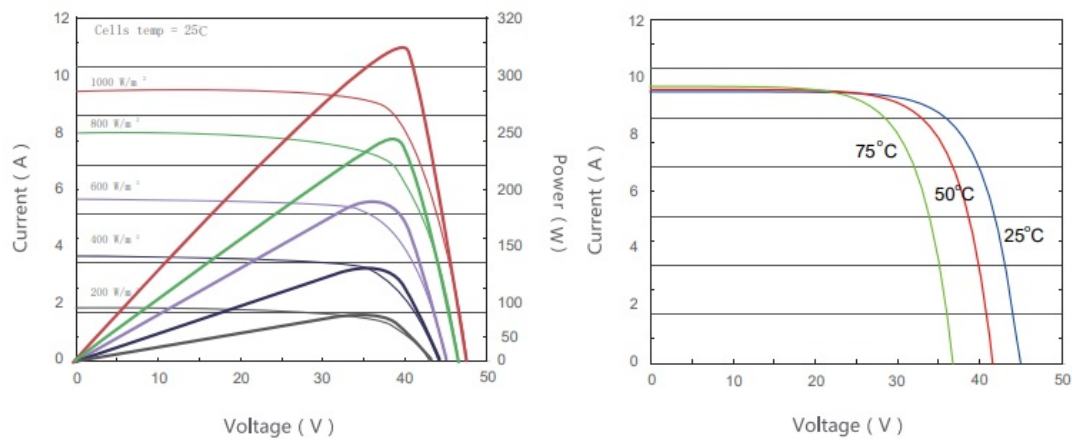
Para fins de rastreamento do ponto de máxima potência, o conversor Boost tem o objetivo de alterar o ponto de operação dos painéis solares, V_{modulo} e I_{modulo} . Tal objetivo

Figura 5: Curva $v-i$ e potência uma placa solar.



Fonte: (RAFAEL KOTCHETKOFF CARNEIRO, 2018)

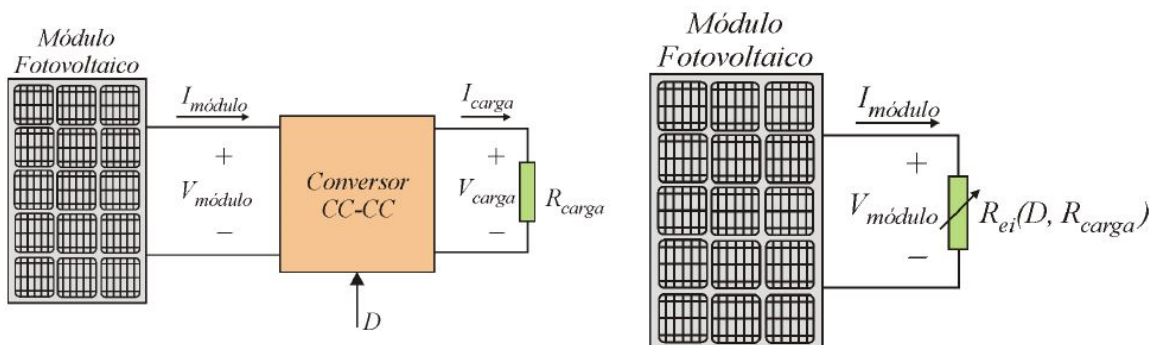
Figura 6: Curva $v-i$ de uma placa solar fotovoltaica, modelo STM6-XXX/72 Series da fabricante Schutten Solar Energy Co.



Fonte: (SCHUTTEN SOLAR ENERGY CO., 2016)

é atingido alterando-se a resistência efetiva observada sobre os terminais dos painéis fotovoltaicos R_{ei} (COELHO, 2008). Pode-se obter esse resultado alterando-se os níveis de tensão e corrente sobre a carga, V_{carga} e I_{carga} , o que pode ser feito através do ajuste da razão cíclica D do conversor, a Figura 7 ilustra essa estratégia .

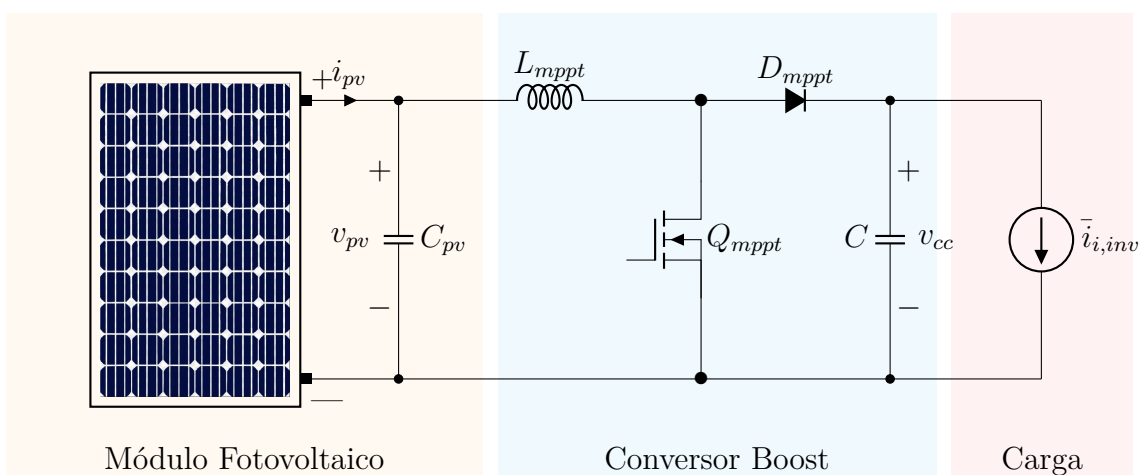
Figura 7: Painel fotovoltaico conectado ao conversor CC e à carga. Resistência equivalente observada dos terminais do painel fotovoltaico, utilizando um conversor CC.



Fonte: (COELHO, 2008)

O conversor Boost é capaz de converter uma tensão de entrada contínua em uma tensão de saída contínua de valor mais elevado (RASHID, 2014). Tal conversor é constituído de uma tensão de entrada CC - neste caso a tensão fornecida pelos painéis fotovoltaicos v_{pv} - um indutor L_{mppt} , uma chave controlada Q_{mppt} , um diodo D_{mppt} , um capacitor de filtro na saída C e a carga - neste caso modelada como a corrente média consumida pelo inversor - conforme ilustrado na Figura 8.

Figura 8: Circuito de um conversor Boost aplicado como MPPT de um sistema solar fotovoltaico.



Fonte: Autor

Os ganhos de tensão e corrente do conversor Boost podem ser descritos, respectivamente, pelas Equações 2.2 e 2.3 (COELHO, 2008). De modo que a resistência de entrada do conversor R_{ei} , desconsiderando perdas de energia, pode ser determinada pela Equação 2.4 (COELHO, 2008). O que se destaca nessa equação é a dependência da resistência

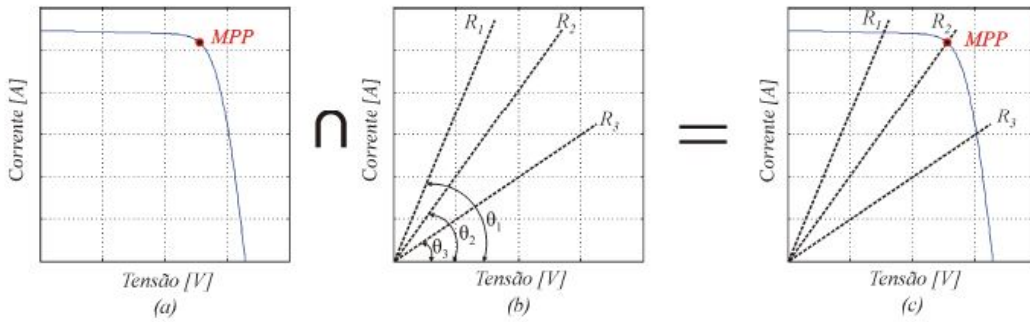
efetiva observada dos terminais do painel fotovoltaico da razão cíclica do conversor, de forma que pode-se alterar o ponto de operação dos painéis solares na curva $v-i$ através do ajuste adequado da razão cíclica, conforme ilustrado na Figura 9.

$$G_v = \frac{v_{cc}}{v_{pv}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.2)$$

$$G_i = \frac{1}{G_v} = \frac{i_{inv}}{i_{pv}} = 1-D \quad (2.3)$$

$$R_{ei} = \frac{v_{pv}}{i_{pv}} = \frac{\frac{v_{cc}}{G_v}}{\frac{i_{i,inv}}{G_i}} = \frac{1}{G_v^2} \left(\frac{v_{cc}}{i_{i,inv}} \right) = (1-D)^2 R_{i,inv} = R_{ei}(D, R_{i,inv}) \quad (2.4)$$

Figura 9: Representação do ponto de operação da placas fotovoltaicas pela interseção da linha de carga com a curva $v-i$ da placa fotovoltaica.



Fonte: (COELHO, 2008)

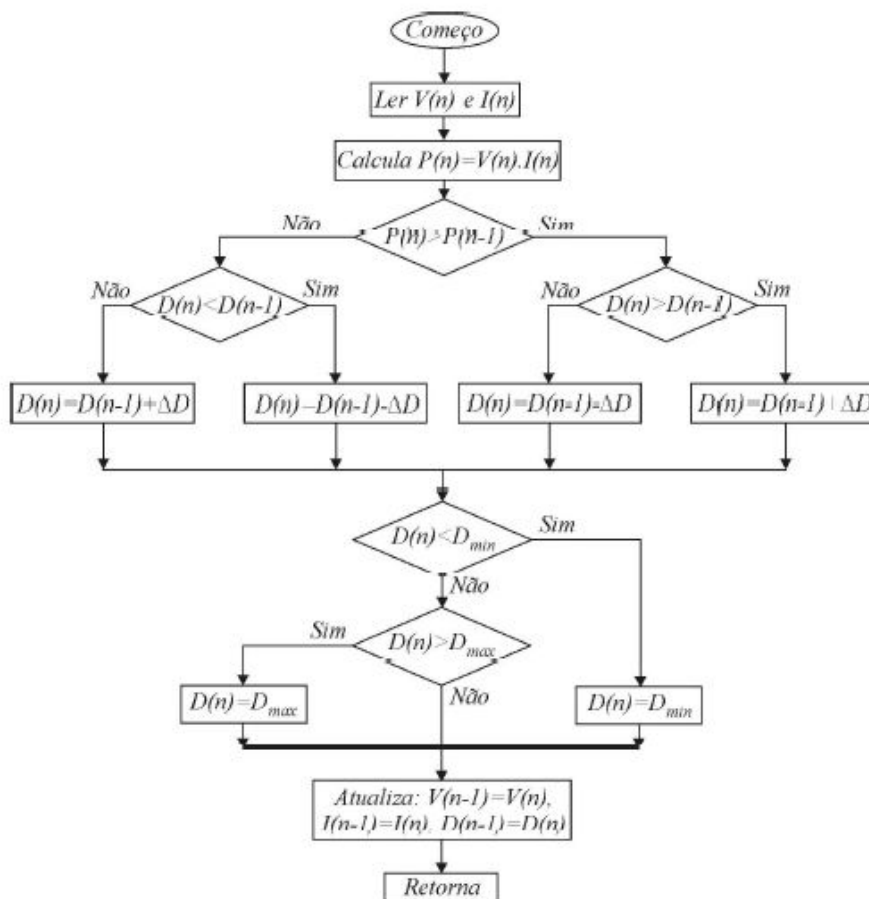
2.3.2 Perturbar e Observar

O método Perturbar e Observar (P&O) é bastante difundido na literatura, sendo um dos primeiros a considerar os sinais de tensão e corrente para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência. Tal método é realizado em dois passos, no primeiro o sistema começa a operar com uma razão cíclica $D(n-1)$ e observam-se os sinais de tensão e corrente, $V(n-1)$ e $I(n-1)$, os quais permitem determinar a potência gerada $P(n-1) = V(n-1)I(n-1)$. No segundo passo, perturba-se o sinal de razão cíclica através de um pequeno incremento ou decremento, $D(n) = D(n-1) \pm \Delta D$, de forma que alteram-se a corrente e a tensão, $V(n)$ e $I(n)$, os quais geram um novo valor de potência $P(n)$. Após a perturbação, se avalia se houve um aumento ou redução de potência, o que determinará se a próxima perturbação será um incremento ou decremento sobre a razão cíclica (COELHO, 2008). A Figura 10 apresenta um fluxograma do algoritmo de Perturbar e Observar e a Figura 11 ilustra o rastreamento do ponto de máxima potência na curva $v-i$ do painel solar fotovoltaico e avanço no tempo.

2.4 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

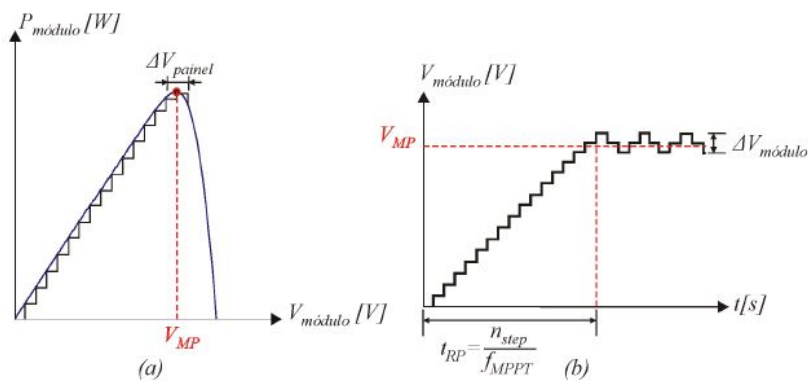
Um inversor de frequência, também denominado conversor CC-CA, tem como objetivo transformar uma tensão de entrada contínua em uma tensão de saída alternada,

Figura 10: Fluxograma do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência Perturbar e Observar.



Fonte: (COELHO, 2008)

Figura 11: Rastreamento do ponto de máxima potência na curva $v-i$ do painel solar fotovoltaico e avanço no tempo.



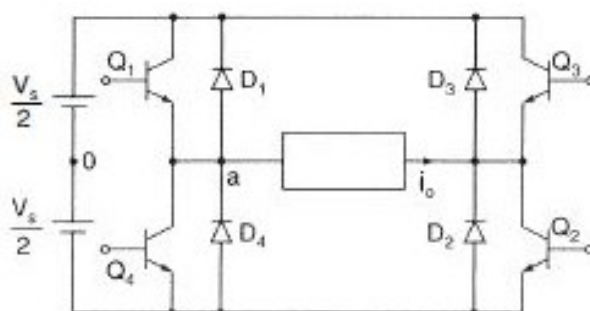
Fonte: (COELHO, 2008)

com amplitude e frequência desejadas (RASHID, 2014). No escopo deste projeto, este dispositivo atua convertendo a tensão contínua gerada pelos painéis solares fotovoltaicos em tensão alternada, a qual é utilizada de forma a injetar potência ativa na rede elétrica.

2.4.1 Circuito de um Inversor de Frequência Monofásico

O circuito de um inversor de frequência é constituído de quatro chaves eletrônicas, conforme a Figura 12, de modo que quando apenas as chaves Q_1 e Q_2 estão acionadas é possível aplicar uma tensão positiva sobre os terminais de saída, enquanto que se apenas as chaves Q_3 e Q_4 estão acionadas é possível aplicar uma tensão negativa. Vale destacar que as chaves de um mesmo braço não podem ser acionadas simultaneamente, uma vez que geraria um curto circuito. Ademais, considerando a possibilidade de cargas indutivas, se faz necessário o uso de diodos de circulação reversa junto às chaves, a fim de evitar picos de tensão devido a redução brusca de corrente no indutor.

Figura 12: Circuito de um inversor de frequência monofásico.



Fonte: (RASHID, 2014)

2.4.2 Modulação Senoidal por Largura de Pulso - SPWM

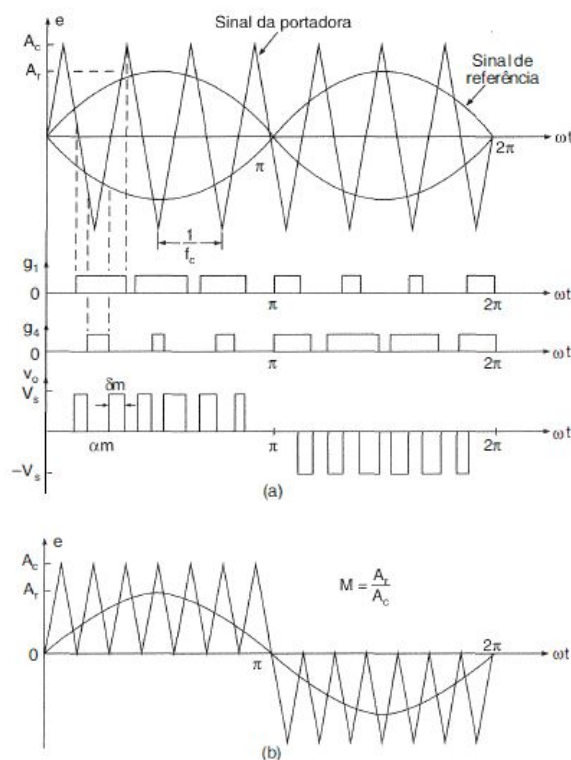
A modulação senoidal por largura de pulso (*SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation*) é uma técnica utilizada para controlar a tensão de saída de conversores CC-CA. Essa técnica gera um sinal pulsado, cuja a largura de cada pulso é variada em proporção à amplitude de um sinal de referência senoidal. Vale destacar que existem outras técnicas de modulação, entretanto a modulação *SPWM* é a técnica de modulação mais utilizada (RASHID, 2014).

Os sinais de acionamento das chaves, como ilustrados na Figura 13, são gerados através da comparação de uma onda portadora triangular $v_p(t)$ com um sinal de referência senoidal $v_r(t)$ e seu negativo $-v_r(t)$, o resultado de cada comparação gera sinais de acionamento das chaves superiores de cada braço do inversor. Por fim, utilizam-se portas lógicas inversoras para gerar um sinal de acionamento das chaves inferiores, a fim de garantir que duas chaves de um mesmo braço nunca estejam acionadas em conjunto, o que geraria um curto circuito. O diagrama da geração dos sinais de acionamento das chaves está ilustrado na Figura 14.

A frequência do sinal de referência, f_r , determina a frequência da tensão de saída do inversor, e sua amplitude determina a tensão de saída. A amplitude desta pode ser

determinada através do índice de modulação M , conforme a Equação 2.5 e a tensão de saída pode ser determinada pela Equação 2.6, considerando unitária a amplitude da portadora triangular.

Figura 13: Sinais de referência, portador e de comando da modulação *SPWM* em três níveis.



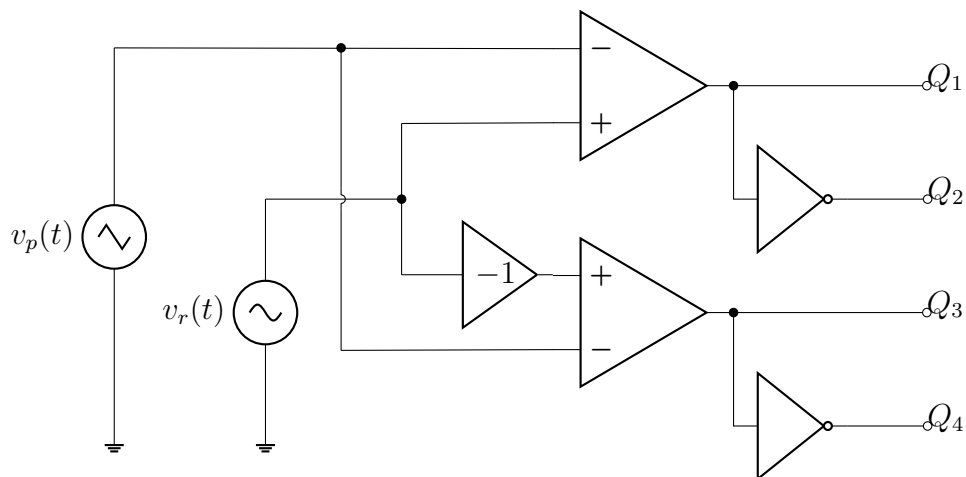
Fonte: (RASHID, 2014)

$$v_{o,inv,pico} = MV_{cc} = \left(\frac{A_r}{A_c}\right)v_{cc} \quad (2.5)$$

$$v_{o,inv}(t) = v_r(t)v_{cc} \quad (2.6)$$

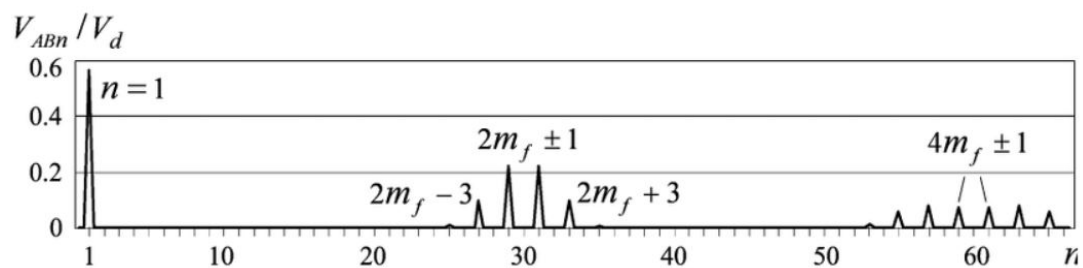
Destaca-se que por meio da modulação *SPWM*, pode-se controlar a amplitude e frequência da componente fundamental da tensão de saída, minimizando a contribuição das harmônicas de alta frequência. Para o caso da modulação *SPWM* em três níveis as harmônicas se apresentam ao redor de frequências múltiplas e pares da razão entre a frequência da portadora e a frequência da referência, m_f , conforme a Figura 15.

Figura 14: Modulação SPWM em três níveis.



Fonte: Autor

Figura 15: Espectro da modulação SPWM em três níveis (frequência normalizada)



Fonte: (ARMAN, 2011)

2.4.3 Transformação do Sistema de Referência

A transformação do sistema de referência é empregada no intuito de representar sinais intrinsecamente alternados como contínuos. Dessa forma simplifica-se o projeto dos sistemas de controle, permitindo o uso de técnicas de controle clássicas.

Pode-se representar os sinais de cada fase de um sistema polifásico sob diferentes sistemas de referência. Uma forma usual de tratar sinais polifásicos é através de um vetor de estado, isto é, uma função complexa do tempo. Para sistemas monofásicos, pode-se obter o vetor de estado conforme a Equação 2.7, sendo V a amplitude do sinal, ϕ a fase e ω a velocidade angular. Plotando-se o vetor de estado para diversos valores de tempo observa-se que essa função representa um vetor que gira em torno da origem no plano complexo com a velocidade angular ω .

$$\mathbf{v}(t) = V e^{j(\omega t + \phi)} = \mathbf{V} e^{j\omega t} \quad (2.7)$$

O vetor de estado pode ser decomposto em duas componentes ortogonais, nomeadas de α e β , essa transformação pode ser obtida projetando o vetor de estado sobre os eixos α e β . O que resulta nos sinais descritos pelas Equações 2.8 e 2.9, ilustrado na Figura 16. Nota-se que é possível obter a componente β do vetor de estado através da defasagem de 90° da componente α .

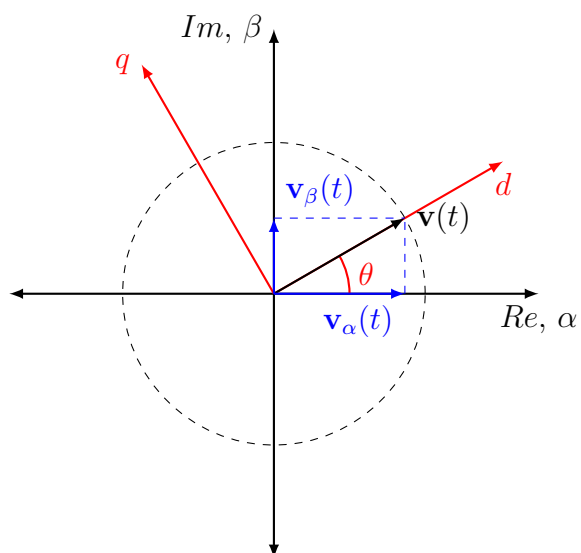
$$\mathbf{v}_\alpha(t) = \text{Re}(\mathbf{V} e^{j\omega t}) = V \cos(\omega t + \phi) = v(t) \quad (2.8)$$

$$\mathbf{v}_\beta(t) = \text{Im}(\mathbf{V} e^{j\omega t}) = V \cos\left(\omega t + \phi - \frac{\pi}{2}\right) = v\left(t - \frac{\pi/2}{\omega}\right) \quad (2.9)$$

Outra transformação conveniente à aplicação, que permite representar sinais alternados como contínuos é a transformação para o sistema de referência dq , conhecida como Transformação de Park. Esse sistema é composto por dois eixos perpendiculares que giram em torno da origem do plano complexo à velocidade angular ω , no contexto da aplicação é conveniente alinhar o eixo d com a tensão da rede elétrica, conforme ilustrado na Figura 16. Matematicamente, tal transformação corresponde a um matriz de rotação, conforme descrito na Equação 2.10.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Figura 16: Decomposição de um vetor de estado em suas componentes α e β e um sistema de referência dq alinhado ao vetor de estado.

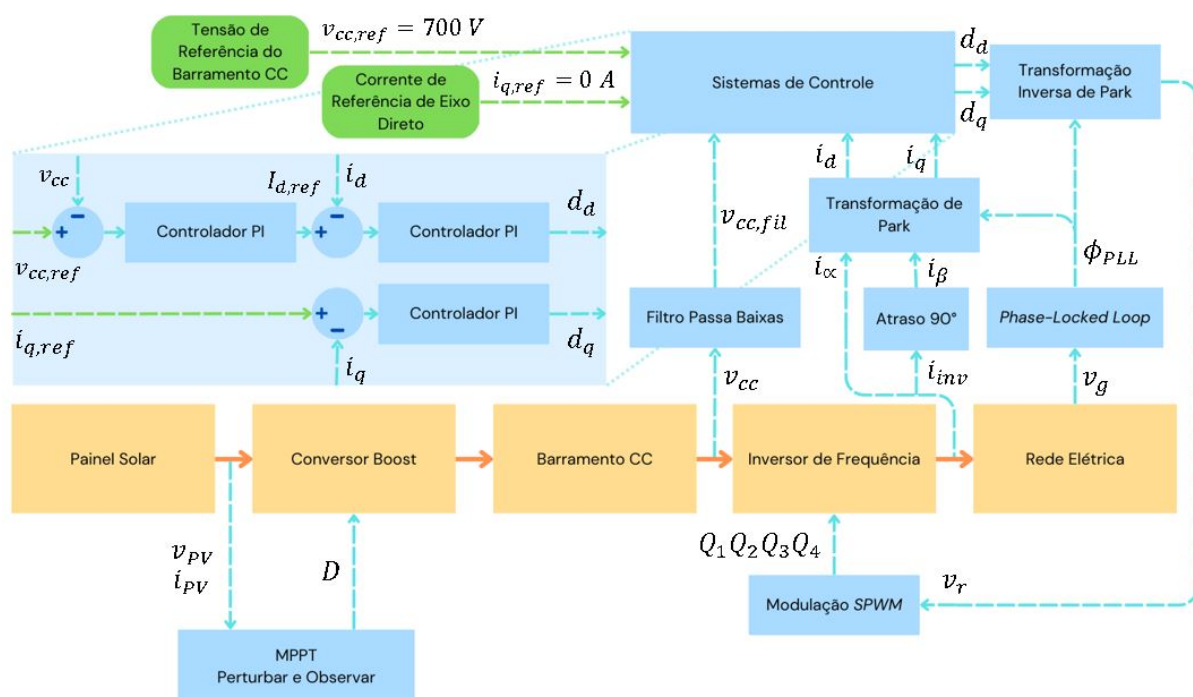


Fonte: Autor

3 DESENVOLVIMENTO

Etse capítulo tem como objetivo o projeto e simulação de um sistema de controle para injeção de energia solar fotovoltaico na rede elétrica que garanta o controle da tensão do barramento CC e operação dos painéis solares no ponto de máxima potência. Para tal sistema utilizam-se um conjunto de painéis solares fotovoltaicas, um conversor Boost para implementação do algoritmo de *MPPT* Perturbar e Observar, um barramento CC e um inversor de frequência conectado à rede elétrica, conforme ilustrado na Figura 17.

Figura 17: Diagrama esquemático ilustrando a estrutura de controle.



Fonte: Autor

Para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos são utilizados um conversor Boost e o algoritmo Perturbar e Observar. O qual utiliza os sinais de tensão e corrente dos painéis v_{pv} e i_{pv} para determinar a razão cíclica D do conversor Boost que garante a operação dos painéis no ponto de máxima potência.

Para realizar o controle da tensão do barramento CC e da injeção de corrente na rede elétrica optou-se por implementar os sistemas de controle no domínio dq (eixo d alinhado à tensão da rede elétrica v_g), a fim de permitir o uso de técnicas de controle clássicas utilizando sinais contínuos ao invés de alternados. Para isso faz-se uso de um sistema de *PLL* (*Phase-Locked Loop*) para estimar a fase da rede elétrica ϕ_{PLL} . A qual é utilizada para transformar a corrente do inversor i_{inv} para o domínio dq , as componentes i_α

e i_β são obtidas através dos sinais de corrente do inversor e sua defasagem em 90° , conforme as Equações 2.8 e 2.9. Já a tensão do barramento CC v_{cc} é obtida diretamente por ser uma grandeza intrinsecamente contínua, porém é aplicado um filtro passa baixa para filtrar as componentes de alta frequência do sinal $v_{cc,fil}$. Os sinais $v_{cc,fil}$, i_d e i_q definem as variáveis controladas. Para realizar o controle dessas variáveis são manipuladas a razão cíclica de eixo direto e em quadratura do inversor de frequência d_d e d_q , as quais no sistema de referência original, obtido através da Transformação Inversa de Park, resulta no sinal de referência da modulação *SPWM* v_r , que por sua vez gera os sinais de acionamento das chaves do inversor Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 .

São explorados nas próximas seções, via simulação, a modelagem dos painéis solares, a implementação do algoritmo de MPPT, e o controle da injeção de potência na rede elétrica através do inversor frequência, além do projeto do circuito.

3.1 PAINEL SOLAR

Nesse projeto foi considerada a utilização de 32 painéis solares do modelo BYD335PHK da fabricante BYD, em um arranjo de 4 *strings* em paralelo, compostas de 8 painéis em série. Cada painel apresenta um ponto de máxima potência (à 1000 W/m^2 e 25°C) de 335 W, à tensão de 38,10 V e corrente de 8,794 A. Tais informações e demais especificações podem ser encontradas no *datasheet* do produto, disponível no site do fabricante (LIMITED, 2019), e descritas resumidamente na Tabela 1. Considerando o arranjo escolhido para os painéis, a potência fornecida pelo arranjo no ponto de máxima potência é 10,72 kW ($10,72 \text{ kW} = 335 \times 8 \times 4$), à tensão de 304,8 V ($304,8 \text{ V} = 38,10 \times 8$) e corrente de 35,176 A ($35,176 \text{ A} = 8,794 \times 4$).

Tabela 1: Especificações técnicas do painel solar do modelo BYD335PHK.

Propriedades Mecânicas	
Número de Células	144
Dados Elétricos	
Máxima Potência (P_{max}) [W]	335
Tensão de Circuito Aberto (V_{oc}) [V]	45,44
Corrente de Curto-Circuito (I_{sc}) [A]	9,252
Tensão de Máxima de Funcionamento (V_{mp}) [V]	38,10
Corrente de Potência de Pico (I_{mp}) [A]	8,794
Coeficiente de Temperatura	
Coeficiente da Temperatura de Circuito Aberto [%/°C]	-0,285
Coeficiente da Corrente de Curto-Circuito [%/°C]	0,057

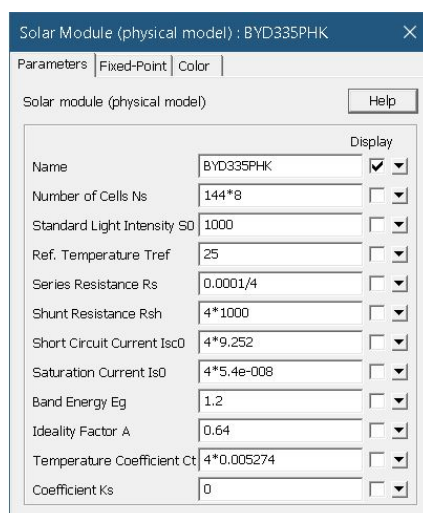
Fonte: (LIMITED, 2019)

A fim de simular os resultados do sistema em operação, utilizou-se o *software* comercial PSIM (desenvolvido pela empresa Powersim), uma vez que a UFRGS (Universidade Federal do Rio Grande do Sul) dispõe de licença para ensino. Esse *software* é um pacote de simulação de circuitos eletrônicos, projetado especificamente para uso em eletrônica de potência, escopo desse projeto.

No ambiente de simulação do *software* PSIM foi utilizado o bloco *Solar Module (physical model)* para reproduzir o comportamento das placas solares, ilustrado na Figura 18. Uma vez que os parâmetros requeridos para ajuste do bloco não são fornecidos no *datasheet* do produto, utilizou-se a funcionalidade, de mesmo nome, *Solar Module (physical model)*, que permite estimar os parâmetros do modelo físico a partir dos dados do fabricante e traçar a sua curva $v-i$, desse modo podem ser realizados ajustes finos nos parâmetros do modelo físico, conforme ilustra a Figura 19.

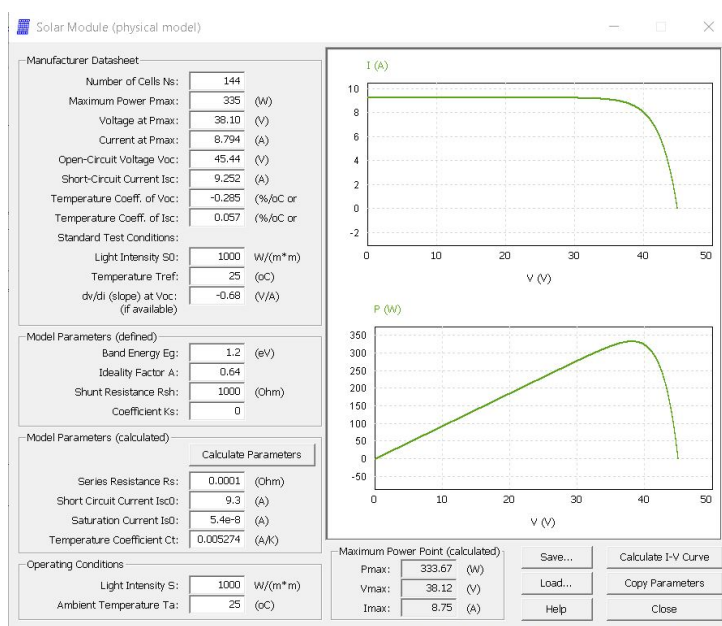
O bloco conta com duas entradas, as quais simulam a temperatura dos painéis (T) em $^{\circ}\text{C}$ e a irradiação solar (S) em W/m^2 . Além disso, conta com uma saída que informa a potência máxima que pode ser fornecida pelos painéis, dados o modelo informado e os valores instantâneos de temperatura e irradiância. Conforme ilustrado na Figura 20.

Figura 18: Parâmetros utilizados no bloco *Solar Module (physical model)* no *software* PSIM.



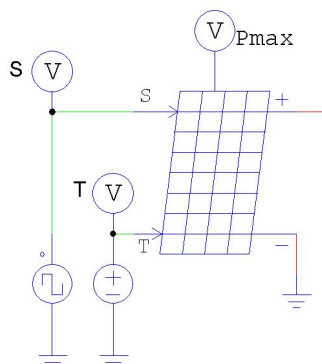
Fonte: Autor

Figura 19: Ajuste dos parâmetros do modelo físico dos painéis solares fotovoltaicas, a partir de dados do fabricante e valores recomendados pela PSIM (PSIM, 2018).



Fonte: Autor

Figura 20: Entradas e saídas do bloco Solar Module do PSIM.



Fonte: Autor

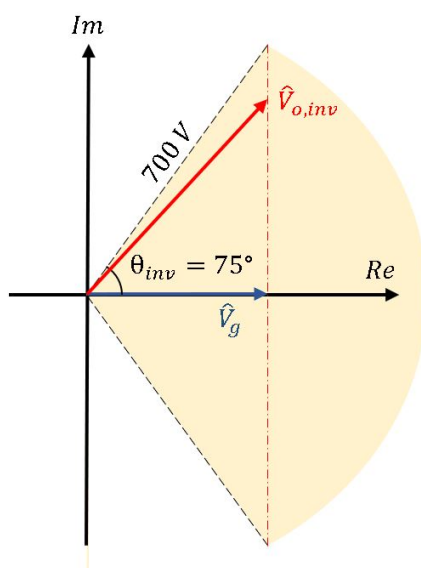
3.2 BARRAMENTO CC

Essa seção trata do projeto do capacitor do barramento CC e definição do valor objetivado para a tensão do barramento CC. Considerando uma especificação de *ripple* máximo da tensão e potência injetada na rede elétrica.

A primeira restrição explorada é em relação à amplitude da tensão da rede elétrica, dado que para ocorrer a injeção de potência ativa a tensão do inversor deve ser maior que a da rede elétrica. Entretanto, a medida que se deseja injetar mais corrente na rede elétrica deve-se aumentar a amplitude e simultaneamente a fase, conforme discutido na Seção 3.4.1.3 e apresentado na Figura 28. Dessa forma, optou-se por definir a faixa de excursão de fase da tensão do inversor, de -75° a 75° , e a partir dela determinou-se a tensão do barramento CC, conforme 3.1, ilustrado na Figura 21.

$$\begin{aligned}
 V_{cc} &> V_g = 127\sqrt{2} \\
 \theta_{inv} &= \cos^{-1} \left(\frac{V_g}{V_{cc}} \right) \leq 75^\circ \\
 V_{cc} &\geq 693,94V \\
 V_{cc} &= 700V
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Figura 21: Excursão do fasor da tensão de saída do inversor.



Fonte: Autor

3.3 CONVERSOR BOOST

Nesta seção é desenvolvido o projeto do circuito do conversor *Boost* para aplicação de algoritmos de *MPPT*. Além disso, desenvolvido e implementado no *software* PSIM o algoritmo Perturbar e Observar, responsável por garantir que os painéis operem no ponto de máxima potência em diferentes condições ambientais.

3.3.1 Projeto Circuito

Esta subseção trata do projeto do conversor Boost, o qual é utilizado para aplicação de técnicas de *MPPT*. Considerou-se, no projeto, a tensão de entrada do conversor como a tensão de máxima potência do arranjo de painéis à 1000 W/m^2 e $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ($304,8 \text{ V} = 38,10 \times 8$, dado que cada *string* é composta por oito painéis em série), já a tensão de saída é a tensão do barramento CC ($V_{cc} = 700 \text{ V}$). Dadas essas informações e considerando a condução contínua do indutor, a partir da Equação 2.2, obtém-se a razão cíclica nominal do conversor Boost, conforme a Equação 3.2.

$$D_{nominal} = \frac{G_v - 1}{G_v} \rightarrow D_{nominal} = \frac{\left(\frac{700}{38,1 \times 8}\right) - 1}{\left(\frac{700}{38,1 \times 8}\right)} = 0,56457 \quad (3.2)$$

A fim de garantir a condução contínua de corrente no indutor deve-se projetar a indutância de acordo com o critério de indutância crítica (RASHID, 2014), conforme descreve a Equação 3.3. Que determina a indutância máxima L_c em que a variação de corrente Δi_L é igual a duas vezes a corrente média do indutor (que é igual a corrente média de entrada), isto é, o limite da condução contínua. Tal variação é determinada considerando um período de chaveamento muito menor que a dinâmica de carregamento do indutor, o que permite considerar a carga do indutor linear.

$$v_{PV} = L_{mppt} \frac{\Delta I_L}{t_{on}} = L_{mppt} \frac{\Delta I_L}{D \frac{1}{f_{boost}}} \rightarrow \Delta I_L = \frac{D v_{PV}}{f_{boost} L_{mppt}} = 2 I_s \rightarrow L_c = \frac{D v_{PV}}{f_{boost} (2 I_s)} \quad (3.3)$$

Para determinação da indutância crítica do conversor considerou-se a corrente média de entrada (I_s) como a corrente de máxima potência do arranjo de painéis fotovoltaicos à irradiância de 1000 W/m^2 e temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$, a qual corresponde a $35,176 \text{ A} = 4 \times 8,794 \text{ A}$, dado que utilizaram-se quatro *strings* em paralelo. A frequência da modulação *PWM* (f_{mppt}) utilizada foi de 20 kHz , uma vez que além de garantir uma frequência de chaveamento muito maior que a dinâmica de carga típica de um conversor *Boost*, evita-se a geração de ruídos audíveis para o ser humano. Utilizou-se, para fins de projeto, a razão cíclica nominal, descrita na Equação 3.2 para determinação da indutância crítica. Dessa forma, obtém-se a Equação 3.4.

$$L_{mppt} \geq L_c = \frac{D v_{PV}}{f_{boost} (2 i_{PV})} = \frac{0,56457 \times 304,8}{20000 \times (2 \times 35,176)} = 0,1223 \text{ mH} \quad (3.4)$$

Complementou-se o projeto do indutor do conversor *Boost* definindo um critério para a máxima variação da corrente do indutor como 5 A . Tal projeto pode ser obtido a partir da Equação 3.3, reescrevendo-a-a conforme a Equação 3.5.

$$L_{mppt} = \frac{Dv_{PV}}{f_{boost}\Delta i_L} = \frac{0,56457 \times 304,8}{20000 \times 5} = 0,8604 \text{ mH} \quad (3.5)$$

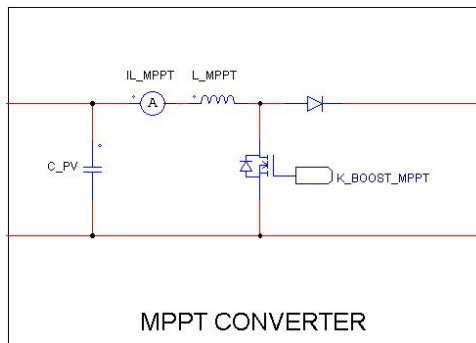
A fim de garantir uma baixa flutuação na tensão de entrada do conversor *Boost* utilizou-se um capacitor de entrada (C_{pv}), uma vez que devido às não linearidades do painel solar sua tensão apresenta flutuações consideráveis (ОБУКНОВ, 2020). Projetou-se o capacitor de entrada segundo a Equação 3.6, a qual determina a capacitância mínima de entrada dada uma variação máxima da tensão de entrada (Δv_{pv}), utilizou-se para projeto uma variação admissível de 5% em relação à tensão nominal dos painéis, isto é, $15,24 \text{ V} = 304,8 \text{ V} \times 0,05$.

$$C_{pv} \geq \frac{Di_L}{\Delta v_{pv} f_{boost}} = \frac{0,56457 \times 35,176}{15,24 \times 20000} = 65,1552 \mu F$$

$$C_{pv} = 65,1552 \mu F \quad (3.6)$$

A implementação do circuito do conversor *Boost* no *software PSIM* foi realizada conforme a Figura 22. Utilizando os seguintes componentes: capacitor de entrada, indutor, diodo e IGBT ideais. Conta ainda com um amperímetro para a corrente do indutor e a entrada do sinal lógico *K Boost MPPT*, responsável pelo chaveamento do IGBT, advindo de um bloco auxiliar nomeado de k_{mppt} .

Figura 22: Implementação do circuito do conversor *Boost* no *software PSIM*.

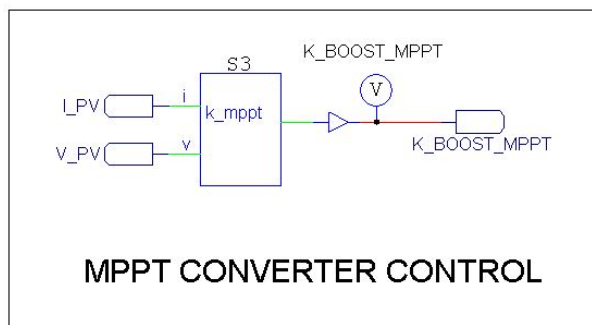


Fonte: Autor

3.3.2 Algoritmo P&O

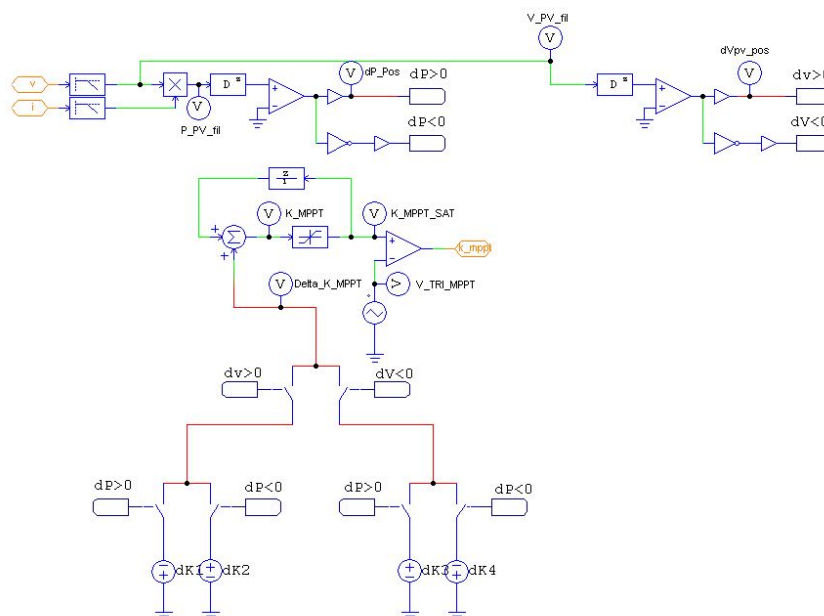
Esta subseção trata da implementação do algoritmo de Pertubar e Observar no *software* de simulação PSIM. O qual tem como objetivo, através da variação da razão cíclica do conversor Boost D , garantir a operação dos painéis solares no ponto de máxima potência, conforme discutido na Seção 2.3. Para isso optou-se por criar um bloco específico para implementação dessa lógica, tal bloco foi nomeado de k_{mppt} , conforme a Figura 23, cuja implementação está descrita na Figura 24. Tal bloco possui como entradas a tensão e a corrente do arranjo de painéis solares, v_{PV} e i_{PV} , e possui como saída um sinal digital de acionamento do IGBT do conversor Boost (gerado através da definição da razão cíclica D).

Figura 23: Bloco desenvolvido para implementação algoritmo de P&O no software PSIM.



Fonte: Autor

Figura 24: Implementação do algoritmo de P&O no software PSIM.



Fonte: Autor

O algoritmo é iniciado realizando a filtragem dos sinais de tensão e corrente através de um filtro passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte em 10 Hz ($f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 10\text{Hz}$), amortecimento de 0,7 ($\xi = 0,7$) e ganho estático unitário ($k = 1$), conforme a Equação 3.7. O que garante, sob hipótese de variações de irradiância e temperatura lentas frente a dinâmica do *MPPT*, que variações de frequências mais altas sejam atenuadas e tenham uma contribuição menor na determinação da razão cíclica do conversor.

$$H_{\text{filtro,MPPT}}(s) = k \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} = \frac{3947,84}{s^2 + 87,96s + 3947,84} \quad (3.7)$$

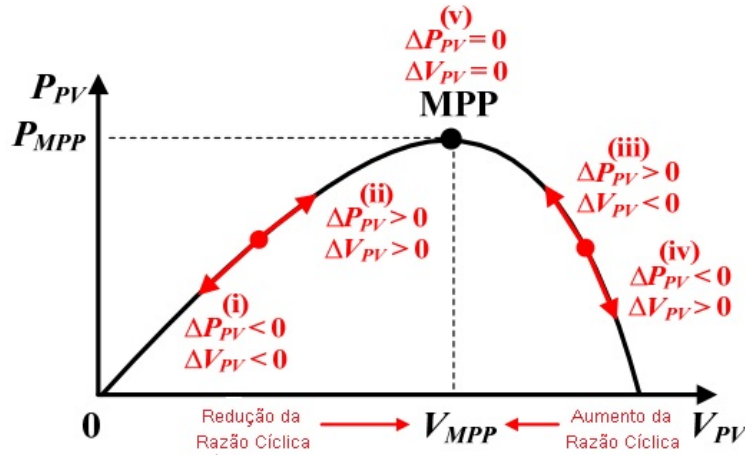
A partir dos sinais de tensão e corrente dos painéis filtrados multiplicam-se esse sinais para gerar o sinal de potência. Os sinais de potência e tensão são diferenciados digitalmente, isto é, são amostrados (a uma frequência 1kHz) e computa-se a diferença entre amostras consecutivas e divide-se pelo período de amostragem, o que corresponde a Equação 3.8.

$$H_{diferenciador}(z) = \frac{1}{T_s} \frac{z-1}{z} \rightarrow y[n] = \frac{(u[n] - u[n-1])}{T_s} \quad (3.8)$$

A partir da diferenciação dos sinais de tensão e potência dos painéis utilizam-se comparadores, a fim de determinar se a derivada desses sinais é positiva, ou seja, se esses sinais cresceram após o último ciclo (sinais $dP > 0$ e $dv > 0$), assumindo o valor 1 quando a derivada é positiva e 0 quando negativa. Em conjunto, foram utilizadas portas lógicas inversoras para gerar os sinais que identificam um decremento no sinal (sinais $dP < 0$ e $dv < 0$).

Com base no sinal das derivadas da tensão e potência acionam-se chaves que determinarão se haverá um incremento ou decremento da razão cíclica no próximo ciclo. No caso de um aumento da tensão resultar em um aumento de potência, reduz-se a razão cíclica a fim de seguir com aumento de tensão. Já no caso em que uma redução da tensão resultar em um aumento de potência, eleva-se a razão cíclica a fim de seguir com a redução de tensão. Nos casos em que se identificar decremento na potência, altera-se a razão cíclica no sentido contrário. Tal algoritmo está descrito na Seção 2.3.2 e resumido através das Figura 10 e 25. A variação da razão cíclica por ciclo foi definida como 0,01 ($\Delta D = \pm 0,01$).

Figura 25: Descrição do algoritmo P&O através da vi de um painel solar.



Fonte: Adaptado de (LEE, 2019)

Foram implementados ainda uma saturação, que limita os valores gerados de razão cíclica a valores entre 0 e 1, e um *delay* que armazena o último valor de razão cíclica gerado para utilização no próximo ciclo. Por fim, o sinal de razão cíclica é comparado com uma onda portadora triangular de frequência 20 kHz para geração do sinal *PWM*.

3.4 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Esta seção trata do projeto e implementação, via simulação, do circuito e sistemas de controle do inversor de frequência, com o objetivo de injetar potência ativa na rede elétrica manter regulada a tensão do barramento CC.

3.4.1 Projeto do Circuito

Esta subseção trata do projeto do circuito do inversor de frequência. É desenvolvido o projeto do capacitor do barramento CC e o indutor do inversor, as chaves são consideradas ideais.

3.4.1.1 Projeto do Indutor

Conforme já descrito na Seção 2.4, um inversor é um dispositivo capaz de gerar uma tensão alternada a partir de uma tensão contínua. No caso do inversor monofásico são utilizadas quatro chaves controladas, em projeto consideradas ideais. Ademais, optou-se por utilizar um indutor na saída, pois esse realizará a filtragem da corrente injetada na rede elétrica, atenuando as componentes harmônicas de alta frequência da tensão de saída do inversor, assim reduzindo os harmônicos introduzidos na rede.

Através da definição da oscilação máxima admissível para a corrente do indutor, pode-se projetar o indutor de saída do inversor de forma a atender esse requisito. Considerando um período da onda portadora (T_s), pode-se determinar a oscilação através da Equação 3.9

$$v_L = L_{inv} \frac{\Delta i_{inv}}{t_{on}} \rightarrow (V_{cc} - v_g(t)) = L_{inv} \frac{\Delta i_{inv}}{D_{inv} \frac{1}{f_{SPWM}}} \rightarrow \Delta i_{inv} = \frac{(V_{cc} - v_g(t)) d \frac{1}{f_{SPWM}}}{L_{inv}} \quad (3.9)$$

Dado que a razão cíclica do inversor varia com o tempo, de forma senoidal e na mesma frequência da rede (60 Hz), pode-se escrever de forma genérica a razão cíclica conforme a Equação 3.10, sendo M o índice de modulação e ϕ a fase em relação a tensão da rede. Por fim, a tensão da rede pode ser descrita conforme a Equação 3.11. Substituindo essas equações na Equação 3.9, obtém-se a Equação 3.12. Considerando as condições para o maior *ripple* de corrente, obtém-se a Equação 3.13.

$$d(t) = v_r(t) = M \sin(\omega t + \phi) \quad (3.10)$$

$$v_g(t) = V_g \sin(\omega t) \quad (3.11)$$

$$\Delta i_{inv}(t) = \frac{(V_{cc} - v_g(t)) d(t) \frac{1}{f_{SPWM}}}{L_{inv}} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{inv}(t)|_{max} &\leq \frac{(V_{cc} - v_g(t)|_{min}) d(t)|_{max}}{f_{SPWM} L_{inv}} \\ L_{inv} &\geq \frac{(V_{cc} - v_g(t)|_{min}) d(t)|_{max}}{f_{SPWM} \Delta i_{inv}(t)|_{max}} \\ &= \frac{(700 - (-127\sqrt{2})) \times (1)}{(200000) \times (5)} \\ &= 8,796mH \end{aligned} \quad (3.13)$$

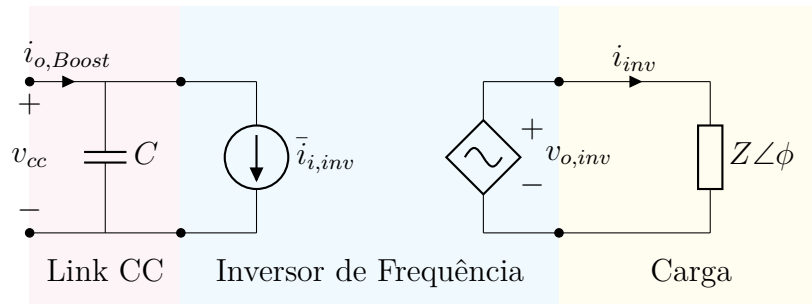
3.4.1.2 Modelagem do Inversor

Construiu-se um modelo para o inversor de frequência, o qual extrai apenas as principais características de seu comportamento, para fins de controle. Um vez que a tensão de saída do inversor depende da tensão de entrada - considerada por simplicidade constante - e da razão cíclica, modelou-se a tensão de saída do inversor como uma fonte de tensão alternada controlada, conforme a Equação 2.6, nota-se que as harmônicas são desprezadas neste modelo. Já a corrente de entrada do inversor é modelada como uma fonte de corrente, que pode ser determinada pela Equação 3.14, desprezando-se perdas de energia no inversor e considerando a variação da tensão de entrada desprezível (RASHID, 2014). Ademais, pode-se obter a componente CC da corrente de entrada do inversor, através da Equação 3.14, a qual determina em conjunto com a corrente de saída do Boost a tensão média do barramento CC. Já a componente em $2\omega_g$ não tem efeito sobre a tensão média do barramento CC, entretanto destaca-se que a presença da harmônica de segunda ordem na corrente de entrada do inversor com amplitude próxima à corrente CC deve ser considerada no projeto do barramento CC, a fim de que a hipótese de variação da tensão do barramento CC desprezível seja verdadeira (através do sobredimensionamento).

$$\begin{aligned}
 p_i(t) &= p_o(t) \\
 v_{cc}(t)i_{i,inv}(t) &= v_{o,inv}(t)i_{inv}(t) \\
 V_{cc}i_{i,inv}(t) &= MV_{cc} \sin(\omega t) I_{inv} \sin(\omega_g t - \phi) \\
 i_{i,inv}(t) &= MI_{inv} \sin(\omega t) \sin(\omega_g t - \phi) \\
 i_{i,inv}(t) &= \frac{MI_{inv}}{2} \cos(\phi) - \frac{MI_{inv}}{2} \cos(2\omega t - \phi)
 \end{aligned}$$

$$\bar{i}_{i,inv}(t) = \frac{MI_{inv}}{2} \cos(\phi) \quad (3.14)$$

Figura 26: Modelagem simplificada de um inversor monofásico, conectado a um barramento CC na entrada e uma impedância de carga na saída.



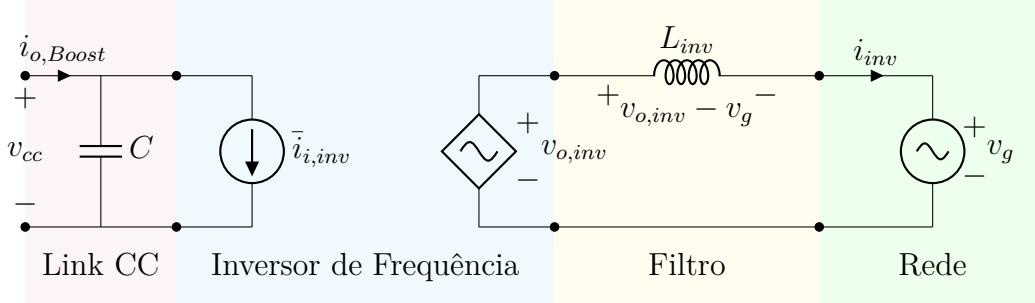
Fonte: Autor

3.4.1.3 Conexão com a Rede Elétrica

O objetivo do inversor neste projeto é realizar a injeção de potência ativa na rede elétrica. Modelou-se esse processo de injeção de potência na rede elétrica conforme a Figura

27. A rede elétrica como uma fonte de tensão alternada - $127 V_{rms}$ e 60 Hz - a tensão de saída do inversor como uma fonte controlada de tensão alternada, desprezando-se as harmônicas de alta frequência, e, por fim, um indutor L_{inv} , que atua como um filtro de corrente.

Figura 27: Conexão da saída do inversor com a rede elétrica.



Fonte: Autor

Para garantir apenas a injeção de potência ativa na rede elétrica, é necessário que a corrente injetada i_{inv} esteja em fase com a tensão da rede v_g . Para que se atinja essa condição a tensão $v_{o,inv}$ deve estar com fase e amplitude adequados, conforme ilustrado na Figura 28, isto é, a tensão sobre o indutor deve estar 90° adiantada em relação a tensão da rede elétrica. A partir da Figura 28 pode-se verificar que na condição de injeção de apenas potência ativa na rede elétrica a fase entre a tensão do inversor e sua corrente ϕ coincide com a fase entre a tensão do inversor e a tensão da rede elétrica, o que permite reescrever a Equação 3.14, conforme descrito na Equação 3.15.

$$\bar{i}_{i,inv}(t) = \frac{MI_{inv}}{2} \cos(\phi) = \frac{MI_{inv}}{2} \frac{V_g}{V_{o,inv}} = \frac{MI_{inv}}{2} \frac{V_g}{MV_{cc}} = I_{inv} \left(\frac{1}{2} \frac{V_g}{V_{cc}} \right) = i_{d\alpha} \quad (3.15)$$

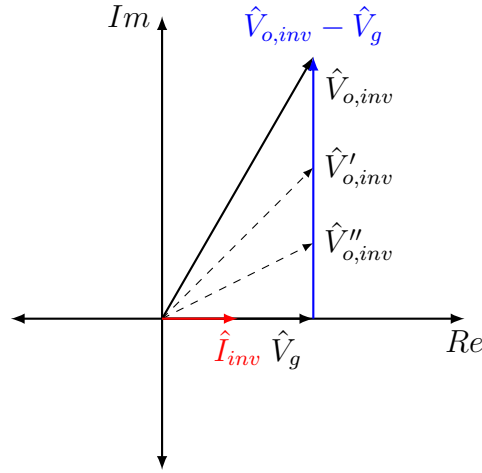
Para se atingir essa forma de operação, mesmo com perturbações no sistema, utilizam-se malhas de controle. Todavia, é mais simples realizar esse controle utilizando sinais contínuos, nesse intuito são utilizadas transformação do sistema de referência. As quais são detalhada na Subseção 2.4.3.

3.4.1.4 Projeto do Capacitor do Barramento CC

Uma vez definida a tensão do barramento CC, conforme a Seção 3.2 e desenvolvida a modelagem do inversor de frequência, item anterior, pode-se projetar o capacitor da barramento CC de modo a atender uma especificação de *ripple* de tensão. Vale destacar que garantir um baixo *ripple* de tensão no barramento CC é importante, pois foi utilizada na modelagem do inversor e projeto de componentes do circuito a hipótese de tensão do barramento CC constante.

Para fins de projeto, foi considerado o índice de modulação M unitário (condição mais crítica), o conversor Boost e o inversor sem perdas energéticas, e a injeção de potência na rede unicamente ativa. Sob essas hipóteses, pode-se projetar o capacitor conforme a Equação 3.16.

Figura 28: Fasores da tensão de saída do inversor, rede elétrica, indutor e corrente injetada na rede, tais que haja apenas injeção de potência ativa na rede.



Fonte: Autor

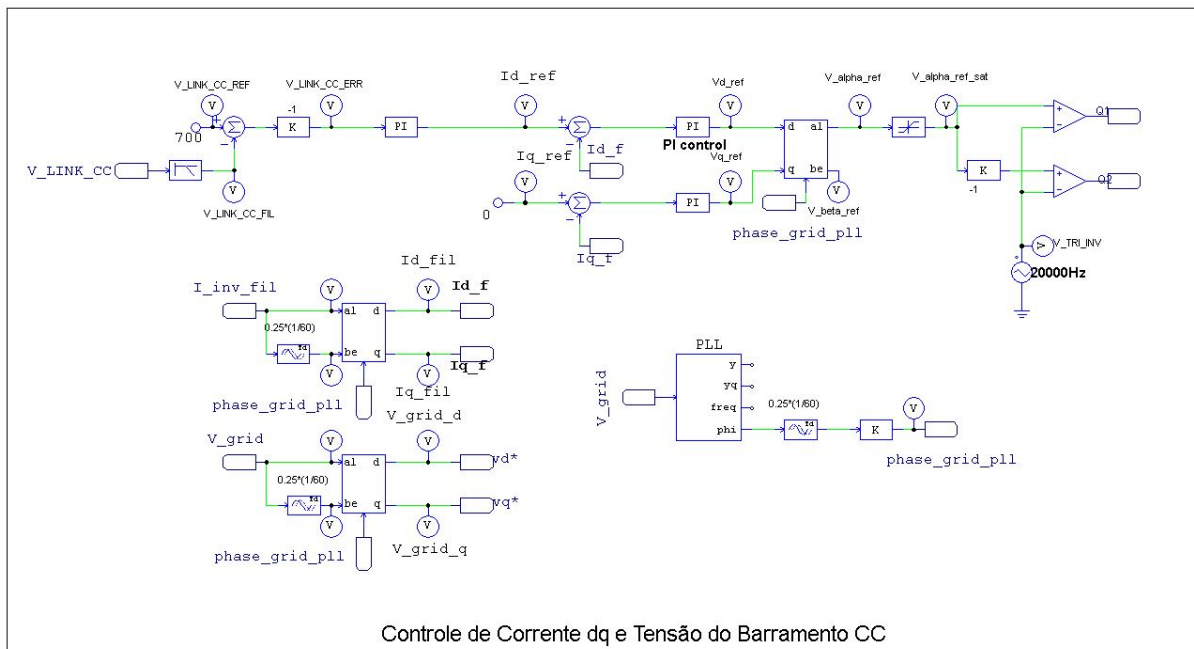
$$\begin{aligned}
 C \frac{dv_{cc}(t)}{dt} &= i_c(t) \\
 C \frac{\Delta v_{cc}}{t_{on}} &= (i_{i,inv})_{max} \\
 C \frac{\Delta v_{cc}}{\frac{D}{f}} &= (i_{i,inv})_{max} \\
 C &= \frac{(i_{i,inv})_{max} D}{f \Delta v_{cc}} \\
 &= \frac{max \left(\frac{MI_{inv}}{2} \cos(\phi) - \frac{MI_{inv}}{2} \cos(2\omega t - \phi) \right) D}{f \Delta v_{cc}} \\
 &= \frac{max \left(\frac{MI_{inv}}{2} \frac{V_g}{MV_{cc}} - \frac{MI_{inv}}{2} \cos(2\omega t - \phi) \right) D}{f \Delta v_{cc}} \\
 &= \frac{\frac{I_{inv}}{2} \frac{V_g}{V_{cc}} (1 + \frac{V_{cc}}{V_g}) D}{f \Delta v_{cc}} \\
 &= \frac{\bar{i}_{i,inv} (1 + \frac{V_{cc}}{V_g}) D}{f \Delta v_{cc}} \\
 &= \frac{(1 - D) i_{PV} (1 + \frac{V_{cc}}{V_g}) D}{f \Delta v_{cc}} \\
 &= \frac{(1 - 0,56457) 35,176 (1 + \frac{700}{127\sqrt{2}}) 0,56457}{60 \times 1} \\
 C &= 2,4509 \text{ mF} \tag{3.16}
 \end{aligned}$$

3.4.2 Sistemas de Controle

Essa subseção trata do projeto dos sistemas de controle da corrente injetada na rede elétrica e controle da tensão do barramento CC. Além disso é projetado o sistema de

controle para determinação da fase da rede elétrica, sistema do tipo *Phase-Locked Loop*. A Figura 29 ilustra a implementação de todos os sistemas de controle no *software PSIM*.

Figura 29: Diagrama de blocos ilustrando implementação dos sistemas de controle no *software PSIM*.

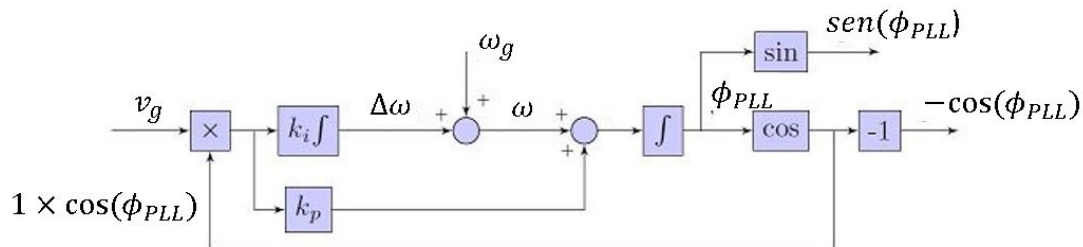


Fonte: Autor

3.4.2.1 Phase-Locked Loop

O sistema de controle *Phase-Locked Loop* (PLL), no contexto deste projeto, tem o objetivo de identificar a fase da rede elétrica, a fim de que as mudanças do sistema de referência de $\alpha\beta$ para dq sejam feita de forma adequada e sejam tolerantes a pequenas perturbações na rede elétrica. O diagrama de blocos do sistema de controle PLL utilizado está ilustrado na Figura 30.

Figura 30: Diagrama de blocos do sistema de controle PLL.



Fonte: Adaptado de (PSIM, 2018)

O PLL pode ser dividido em três partes principais: detecção de fase, filtro e oscilador controlado por tensão (*VOC - Voltage Controlled Oscillator*). O produto do sinal de referência e o sinal gerado pelo *VOC* - sinal de amplitude unitária e cossenoidal, isto

é, defasado 90° do sinal de referência v_g - pode ser aproximado como proporcional à diferença de fase entre os sinais, conforme desenvolvido na Equação 3.17. Vale ressaltar que a aproximação de $\sin(x)$ pelo seu argumento é válida apenas para pequenos valores de x . Ademais, nota-se que existe uma componente harmônica nesse sinal que possui o dobro da frequência do sinal de referência, o que exige a segunda parte do PLL: o filtro. Na próxima etapa, a saída do filtro é utilizada como um sinal de controle e é adicionada a um valor inicial estimado da frequência da rede ω_g , esse sinal é integrado com o objetivo de gerar o sinal de fase ϕ_{PLL} , a partir do qual é computado o cosseno que então realimenta o detector de fase.

$$\begin{aligned}
 v_g(t) \times 1 \cos \phi_{PLL} &= V_g \sin(\omega_g t + \phi_0) \cdot 1 \cos(\omega_g t + \phi_1) \\
 &= V_g \frac{1}{2} \sin(\phi_0 - \phi_1) + V_g \frac{1}{2} \sin(2\omega_g t + \phi_0 + \phi_1) \\
 &\approx V_g \frac{1}{2} (\phi_0 - \phi_1) + V_g \frac{1}{2} \sin(2\omega_g t + \phi_0 + \phi_1)
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Para realizar a filtragem das componentes harmônicas de alta frequência optou-se por utilizar um controlador PI, conforme a Equação 3.18. O qual em série com o integrador e em malha fechada resulta na função de transferência descrita na Equação 3.19. Ao final os termos k_p e k_i são multiplicados por $\frac{2}{V_g}$ para compensar o ganho de $\frac{V_g}{2}$ que há sobre o sinal proporcional à diferença de fase obtido pelo produto de $v_g(t)$ e $1 \cos(\phi_{PLL})$.

$$C_{PLL,PI}(s) = \left(k_p + k_i \frac{1}{s} \right) = k_p \frac{s + k_i/k_p}{s} \tag{3.18}$$

$$\begin{aligned}
 T_{PLL,\phi} &= \frac{C_{PLL,PI}(s) \frac{1}{s}}{1 + C_{PLL,PI}(s) \frac{1}{s}} \\
 &= k_p \frac{(s + k_i/k_p)}{s^2 + k_p s + k_i} \\
 &= \frac{2}{V_g} \omega_n^2 \frac{(s + \omega_n/2\xi)}{s^2 + \frac{2}{V_g} 2\xi \omega_n s + \frac{2}{V_g} \omega_n^2}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

No projeto do sistema de controle projetou-se ω_n como um décimo da frequência da rede ω_g a fim de atenuar as componentes de alta frequência, já o amortecimento ξ foi projetado como 0,5. Dessa forma, obtêm-se os dados para sintonia do controlador conforme a Tabela 2.

Tabela 2: Dados do controlador do PLL.

Amortecimento e Frequência Natural		
ω_n	$0.1\omega_g$	$37,699 \frac{rad}{s}$
ξ	-	0,5
Sintonia do Controlador		
k_p	$\frac{2}{V_g} 2\xi\omega_n$	$0,4198 \frac{rad}{s}$
k_i	$\frac{2}{V_g} \omega_n^2$	$15,8261 \frac{rad^2}{s^2}$

3.4.2.2 Controle de Corrente do Inversor

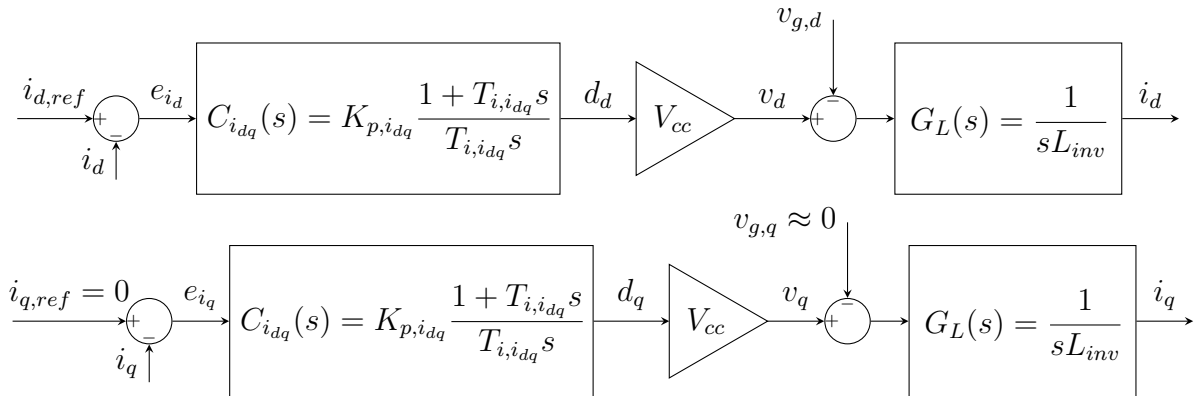
Os sinais de tensão e corrente do inversor e da rede elétrica são intrinsecamente alternados, para fins de controle, optou-se por utilizar os sinais no domínio dq , dessa forma sinais alternados podem ser representados como contínuos, simplificando o projeto dos controladores.

A mudança do sistema de referência $\alpha\beta$ para o dq é realizada com base na fase da rede elétrica - através de PLL , conforme o Item 3.4.2.1 - de modo que a corrente de eixo direto corresponde à injeção de potência ativa (corrente injetada em fase com a tensão da rede elétrica) e a corrente em quadratura corresponde à injeção de potência reativa.

Foram construídas duas malhas de controle de corrente, uma para controle da corrente de eixo direto i_d e outra para o controle da corrente de eixo em quadratura i_q . Ambas possuem o mesmo projeto de controlador e mesma modelagem da planta, porém com referências distintas. A corrente de eixo direto de referência $i_{d,ref}$ é obtida pela malha de controle da tensão do barramento CC (compondo um controle em cascata), enquanto a corrente de eixo em quadratura de referência $i_{q,ref}$ é mantida em zero para garantir fator de potência unitário.

O erro em relação ao sinal de referência é então utilizado como entrada de um controlador PI, cuja saída (variável manipulada) é o sinal de referência da modulação $SPWM$, de eixo direto e em quadratura d_d e d_q . A partir das quais, multiplicando-se pela tensão do barramento CC V_{cc} (para fins de projeto considerada como constante) pode-se obter as tensões de saída do inversor v_d e v_q . Por fim, é subtraída a tensão da rede elétrica para determinar a tensão sobre o indutor, essa é entrada da planta, modelada como um indutor ideal. O diagrama de blocos de tal sistema de controle está ilustrado na Figura 31.

Figura 31: Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente.



Fonte: Autor

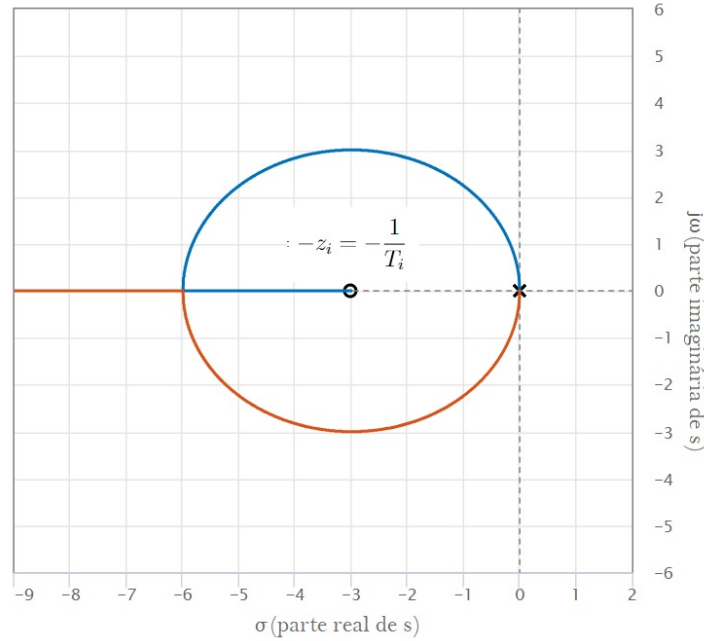
Para o projeto do controlador de corrente $C_{i,dq}(s)$, utilizou-se o método do Lugar Geométrico das Raízes (LGR). Definindo-se a função de transferência $F(s)$ conforme a Equação 3.20, e calculando-se a função de transferência de malha fechada de $i_{d/q,ref}$ para $i_{d/q}$, obtém-se que as raízes da Equação 3.21 definem os polos do sistema em malha fechada e que o conjunto de valores de entrada s que resultam em uma saída $F(s)$ com fase de -180° representam os polos em malha fechada para algum valor de K_p . Esse conjunto de pontos é nomeado Lugar Geométrico das Raízes cujo esboço está ilustrado na Figura 32

$$F(s) = \frac{1 + T_{i,i_{dq}}s}{T_{i,i_{dq}}s} \frac{V_{cc}}{sL_{inv}} = \frac{V_{cc}}{L_{inv}} \frac{s + z_i}{s^2} \quad (3.20)$$

$$1 + K_p F(s) = 0 \rightarrow \angle F(s) = -\pi$$

$$|F(s)| = \frac{1}{K_{p,i_{dq}}} \quad (3.21)$$

Figura 32: Esboço do Lugar Geométrico das Raízes do controle de corrente em malha fechada.



Fonte: Autor

Definiu-se como especificação que o sistema de controle garantisse um tempo de acomodação menor que 0.01 s e um transitório sem oscilações para as correntes de eixo direto e em quadratura. Para atender ao requisito de transitório sem oscilação, excluiu-se como possibilidade os polos complexos, e para garantir o melhor tempo de acomodação para um determinado z_i , optou-se por sintonizar o controlador de forma que os polos em malha fechada coincidem com o ponto de entrada no eixo real, garantindo o menor tempo de acomodação sem oscilação.

A fim de obter o ganho $K_{p,i_{dq}}$ que aloca os polos do sistema em malha fechada no ponto de entrada do eixo real derivou-se $K_{p,i_{dq}} = \frac{1}{|F(s)|}$ em relação à s e igualou-se a zero, conforme desenvolvido na Equação 3.22. Dado que no ponto de entrada no eixo real os polos assumem o mesmo valor e após se afastam sobre o eixo real, o ponto de entrada é um mínimo de $K_{p,i_{dq}}(s)$. Após foram determinadas as raízes da equação, e aquela que corresponde ao ponto de mínimo (entrada no eixo real) está descrita na Equação 3.24, que resulta no controlador descrito na Equação 3.25.

$$\frac{d}{ds} \left(\frac{1}{F(s)} \right) = \frac{d}{ds} \left(\frac{L_{inv}}{V_{cc}} \frac{s^2}{s + z_i} \right) = \frac{L_{inv}}{V_{cc}} \frac{2s(s + z_i) - s^2}{(s + z_i)^2} = \frac{L_{inv}}{V_{cc}} \frac{s(s + 2z_i)}{(s + z_i)^2} = 0 \quad (3.22)$$

$$s_{entrada} = -2z_i \rightarrow K_p = \frac{1}{|F(s = -2z_i)|} = \frac{L_{inv}}{V_{cc}} 4z_i \quad (3.23)$$

$$t_s \approx \frac{4}{|p_{mf}|} = \frac{4}{2z_i} = 2T_{i,dq} \leq t_{s,espec,i} = 0,01 \rightarrow T_{i,dq} \leq 0,5t_{s,espec,i} = 0,005 \quad (3.24)$$

$$C_{i,dq}(s) = \frac{L_{inv}}{V_{cc}} \frac{4}{0,5t_{s,espec,i}} \frac{1 + (0,5t_{s,espec,i})s}{(0,5t_{s,espec,i})s} = 11,4286 \times 10^{-3} \frac{1 + 0,005s}{0,005s} \quad (3.25)$$

3.4.2.3 Controle de Tensão do Barramento CC

Foi construída uma malha de controle para a tensão do barramento CC a fim de garantir que independente da potência fornecida pelos painéis fotovoltaicos a tensão do barramento CC se mantenha regulada. Isso é importante dado que no projeto do controle de corrente do inversor, conforme desenvolvido no Item 3.3.3.1, foi utilizado como hipótese a tensão do barramento CC constante com o valor de 700 V. Dessa forma, definiu-se valor de referência da tensão do barramento CC $v_{cc,ref}$ como 700 V.

O erro na tensão do barramento CC é utilizado como entrada de um controlador $C_{Link_{cc}}(s)$ e a saída desse controlador define a referência de corrente de eixo direto $i_{d,ref}$, conforme apresentado no Item 3.3.3.1, dessa forma compondo um controle em cascata.

Adicionalmente, foi introduzido um filtro passa-baixa na tensão do barramento CC utilizada no controlador, a fim de eliminar harmônicas indesejadas do sinal. O projeto do filtro foi realizado considerando a harmônica em $2f_{rede}$ na corrente de entrada do inversor, conforme desenvolvido na Equação 3.14. Dado que a amplitude dessa harmônica pode assumir valores da mesma ordem de grandeza da corrente média entrada do inversor, atuando como uma perturbação significativa no sistema, porém intrínseca do funcionamento do inversor. O projeto do filtro considerou um ganho estático unitário (para não distorcer o valor da tensão média), frequência de corte quatro vezes menor que a frequência que se pretende atenuar ($f_c = (2f_{rede})/4 = 30Hz$) para garantir sua atenuação e amortecimento $\xi = 0,7$. O que resulta no filtro descrito pela Equação 3.26

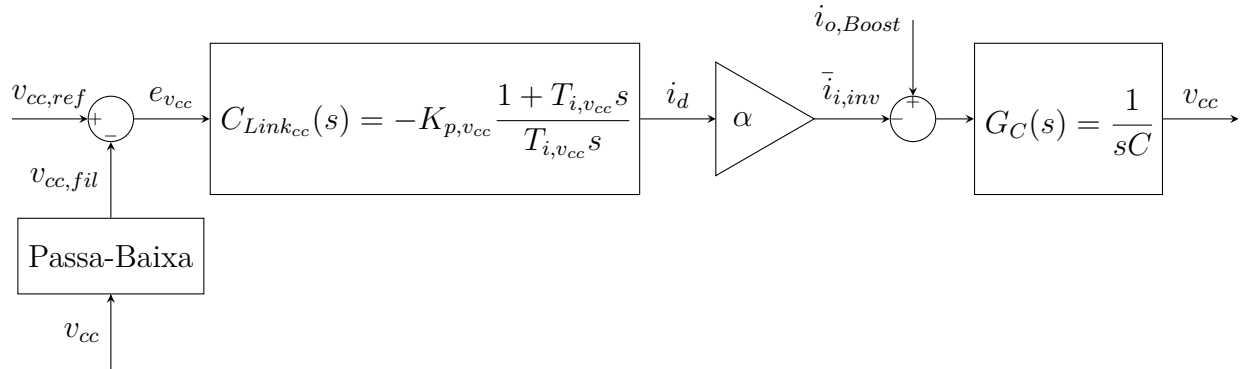
$$H_{filtro,v_{cc}}(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} = \frac{5654,866}{s^2 + 263,894s + 5654,866} \quad (3.26)$$

A função de transferência do controlador $C_{Link_{cc}}(s)$ recebe um sinal negativo devido à relação inversa entre i_d e v_{cc} . Dado que um aumento na corrente de eixo direto do inversor resulta em um aumento na corrente de entrada do inversor, o que por fim reduz a tensão do do capacitor do barramento CC, conclui-se o análogo para uma redução na corrente de eixo direto do inversor.

Na sequência a corrente média de entrada do inversor é calculada a partir da corrente de referência de eixo direto do inversor, conforme a Equação 3.15 desenvolvida na Seção 3.4.1.3. Após é computada a diferença entre a corrente de saída do conversor Boost e a corrente média de entrada do inversor, o que resulta na corrente média do capacitor do barramento CC a qual é a entrada da planta, que modela o comportamento de um capacitor ideal, e cuja a saída é a tensão do barramento CC.

Comparando-se a estrutura dos sistemas de controle de tensão do barramento CC e corrente do inversor, conforme Figuras 31 e 33, nota-se que são idênticas, apenas diferindo na definição as constantes envolvidas. Portanto, de forma análoga, pode-se obter o projeto do controlador PI de tensão do barramento CC, conforme a Equação 3.27. Tal projeto

Figura 33: Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão do barramento CC.



Fonte: Autor

segue a mesma estratégia de alocar os polos de malha fechada no ponto de entrada do eixo real de forma a obter o menor tempo de acomodação sem gerar oscilação na tensão do barramento CC.

$$C_{Link_{CC}}(s) = \frac{C}{\alpha} \frac{4}{0,5t_{s,espec,v}} \frac{1 + (0,5t_{s,espec,v})s}{(0,5t_{s,espec,v})s} \quad (3.27)$$

A partir da Equação 3.27 e da definição do tempo de acomodação objetivado pode-se obter a função de transferência do controlador projetado. Considerando a estrutura do controle em cascata, determinou-se a especificação do tempo de acomodação para a malha da tensão do barramento CC como dez vezes maior que a da malha da corrente do inversor, Equação 3.28, resultando no controlador definido na Equação 3.29.

$$t_{s,espec,v} = 10 \times t_{s,espec,i} = 0,1 \quad (3.28)$$

$$C_{Link_{CC}}(s) = 1,5278 \frac{1 + 0,05s}{0,05s} \quad (3.29)$$

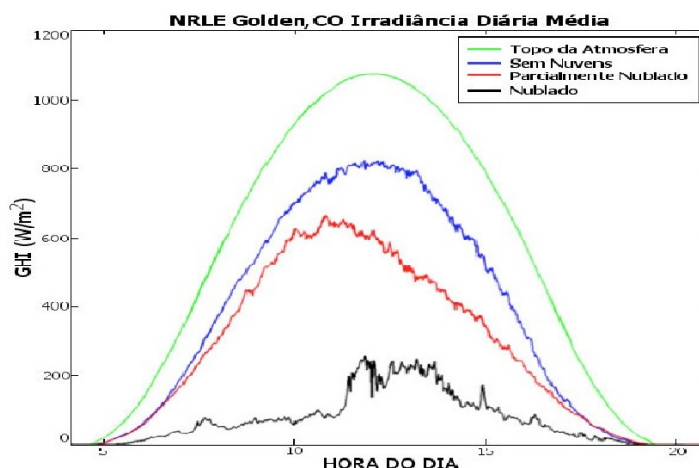
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nesse capítulo são apresentados os resultados do sistema proposto sob mudanças ambientais de irradiação e temperatura e variações da rede elétrica. Através dos resultados é possível observar e verificar a atuação de todos os sistemas projetados: Rastreamento do Ponto de Máxima Potência, controle da tensão do barramento CC e o controle das correntes de eixo direto e em quadratura do inversor.

4.1 PERTURBAÇÕES

A fim de avaliar o resultado do algoritmo de *MPPT* implementado, submeteu-se o sistema a variações de irradiação e temperatura. As variações de irradiação utilizadas foram definidas com base nos estudos da Corporação Universitária para Pesquisa Atmosférica (UCAR), que define valores mádios de irradiação ao longo do dia para diferentes condições atmosféricas (INTERNACIONAL, 2016), ilustrado na Figura 34.

Figura 34: Irradiância média ao longo do dia para diferentes condições atmosféricas.



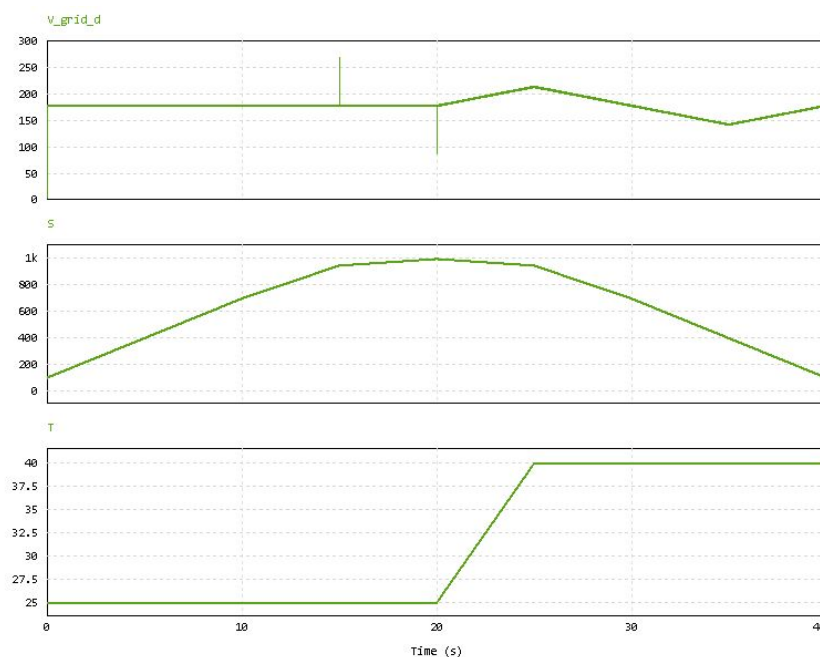
Fonte: (INTERNACIONAL, 2016)

Utilizou-se uma variação de irradiação de 100 a 1000 $\frac{W}{m^2}$, o sinal no tempo foi definido por partes por (segmentos de reta) de forma à aproximadamente reproduzir a variação de irradiação de um dia. Já a variação de temperatura ocorre entre dois patamares, de 25°C a 40°C, com uma transição de 5 segundos em rampa. Por fim, foram introduzidas variações na tensão da rede elétrica: um pico de +50% (em $t = 15s$), ilustrano da Figura 36, e um afundamento de -50% (em $t = 20s$), ambos por um período de 50 ms, e variações

lentas de $\pm 20\%$ na amplitude da tensão da rede elétrica. Os sinais de perturbação estão ilustrados na Figura 35.

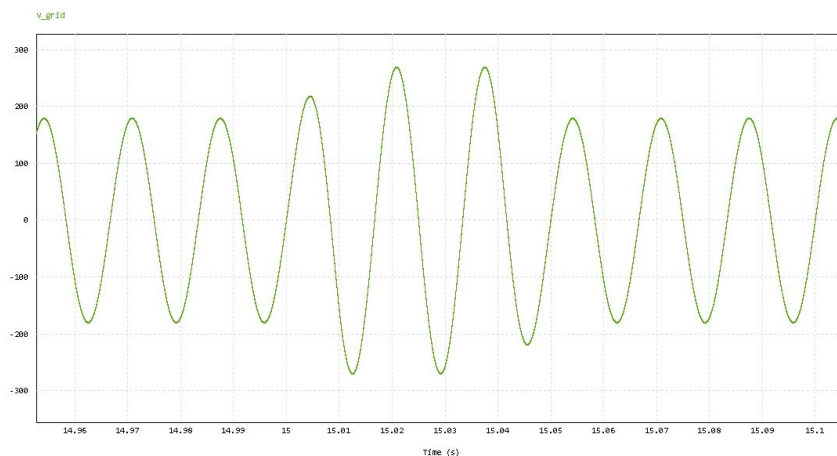
Vale ressaltar que as variações (que em um período real seriam de 24 horas) foram comprimidas em um período de 40 segundos para simulação, no intuito de reduzir o tempo de simulação (115 minutos para simular 40 segundos). Não foi possível aumentar o passo de simulação em função dos sinais de modulação *PWM* com frequência de 20 kHz.

Figura 35: Sinais de tensão de eixo direto da rede elétrica, irradiância ($\frac{W}{m^2}$) e temperatura ($^{\circ}C$) simulados no software PSIM.



Fonte: Autor

Figura 36: Pico de tensão de 50% na amplitude da tensão da rede elétrica, simulado no software PSIM

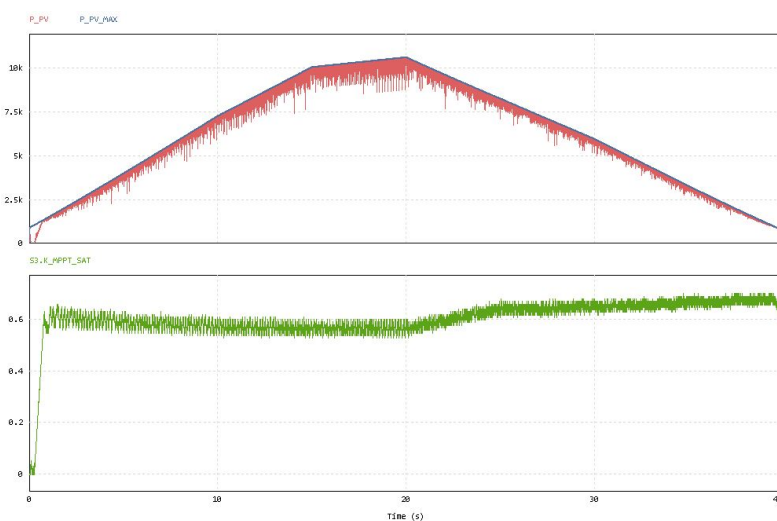


Fonte: Autor

4.2 MAXIMUM POWER POINT TRACKING

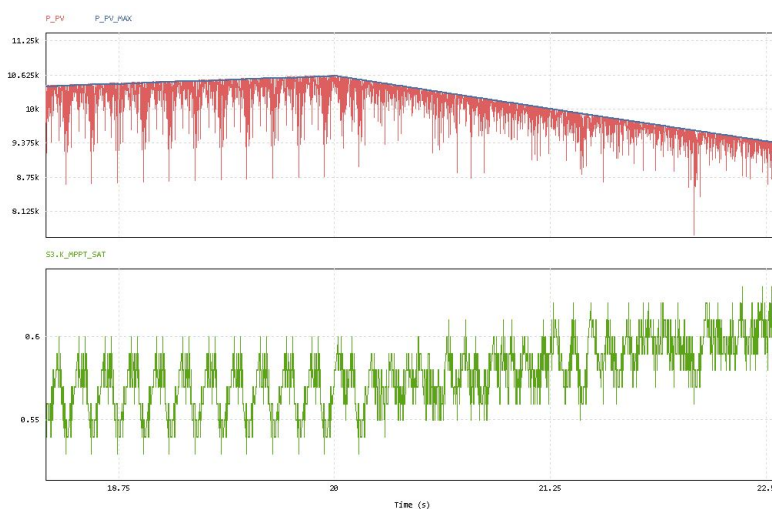
As Figuras 37 e 38 apresentam os sinais de razão cíclica do conversor MPPT, potência dos painéis fotovoltaicos e a potência máxima dos painéis (recurso do PSIM). Observa-se que na média os sinal de potência tende a acompanhar o ponto de máxima potência. Ou seja, o algoritmo de MPPT utilizado é capaz de rastrear o ponto de máxima potência.

Figura 37: Sinais de razão cíclica do conversor MPPT, potência dos painéis fotovoltaicos e a potência máxima dos painéis (recurso do PSIM)



Fonte: Autor

Figura 38: Sinais de razão cíclica do conversor MPPT, potência dos painéis fotovoltaicos e a potência máxima dos painéis (recurso do PSIM), aproximação em torno de 20 segundos

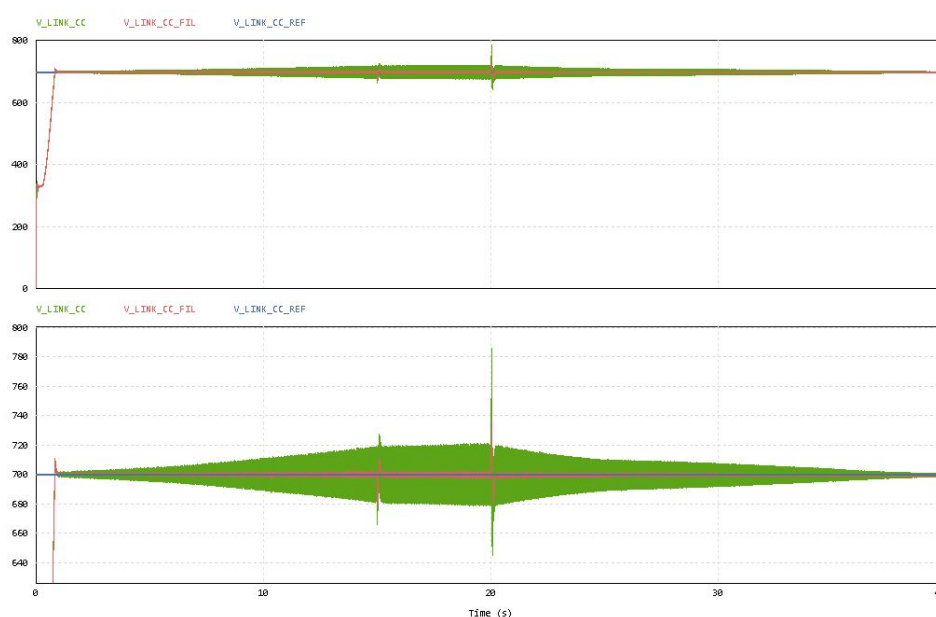


Fonte: Autor

4.3 CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

A fim de avaliar o desempenho do controle de tensão do barramento CC, são apresentados os sinais de tensão do barramento CC e o seu sinal de referência, ilustrados na Figura 39. Dado que no projeto do controlador foi utilizado um controlador PI e a planta do sistema possui um integrador, são garantidos o seguimento de referências do tipo salto e rampa e rejeição de perturbações do tipo salto. Pode ser verificado o seguimento da referência e rejeição de perturbações nos resultados da simulação.

Figura 39: Sinais de tensão do barramento CC e o sinal de referência, simulados no software PSIM

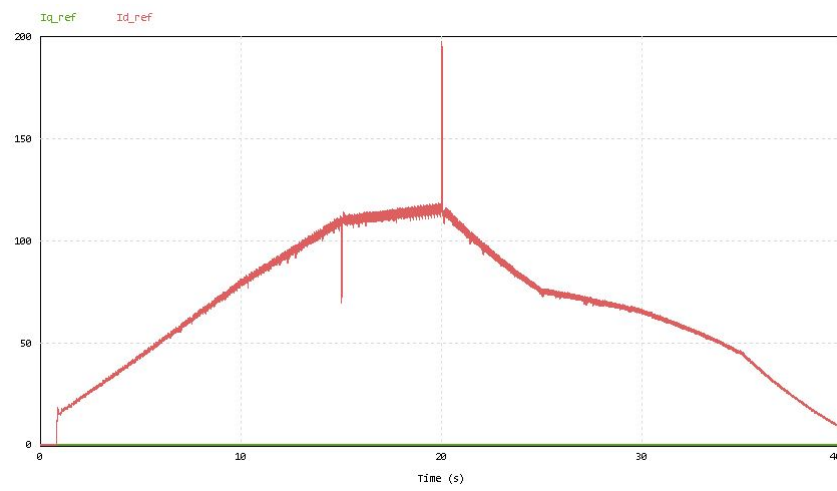


Fonte: Autor

Vale ressaltar que foram aplicadas as mesmas perturbações de irradiação, temperatura e tensão da rede elétrica ilustradas na Figura 35. Nos momentos em que a irradiação S se eleva a potência fornecida pelos painéis fotovoltaicos também se eleva, o que tende a aumentar a tensão do barramento CC. Durante essas variações o controle de tensão do barramento CC atua aumentando o sinal de referência da corrente de eixo direto do inversor $i_{d,ref}$ (variável manipulada), o que resulta em um aumento na corrente média de entrada do inversor $\bar{i}_{i,inv}$ e permite reduzir a tensão barramento CC mantendo-a controlada. Resumidamente, o comportamento esperado é uma relação direta entre a irradiância e a referência da corrente de eixo direto. A variável manipulada $i_{d,ref}$ também é alterada quando há uma perturbação de temperatura T . Entretanto, um aumento de temperatura reduz a potência fornecida pelos painéis o que tende a reduzir a tensão do barramento CC e o sistema de controle atua reduzindo $i_{d,ref}$. Portanto, a relação entre a temperatura dos painéis e $i_{d,ref}$ é inversa. Por fim, um aumento na amplitude da tensão da rede elétrica - para uma mesma corrente injetada - resulta em um aumento na corrente média de entrada do inversor $\bar{i}_{i,inv}$, conforme a Equação 3.15, o que tende a reduzir a tensão do barramento CC, então o sistema de controle age reduzindo $i_{d,ref}$ para manter a tensão controlada, isto é, a relação entre a amplitude da tensão da rede elétrica V_g e $i_{d,ref}$ é inversa. Tais relações de proporcionalidade podem ser identificadas comparando os sinais de perturbação, ilustrados

na Figura 35, e o sinal de referência da corrente de eixo direto do inversor ilustrado na Figura 40.

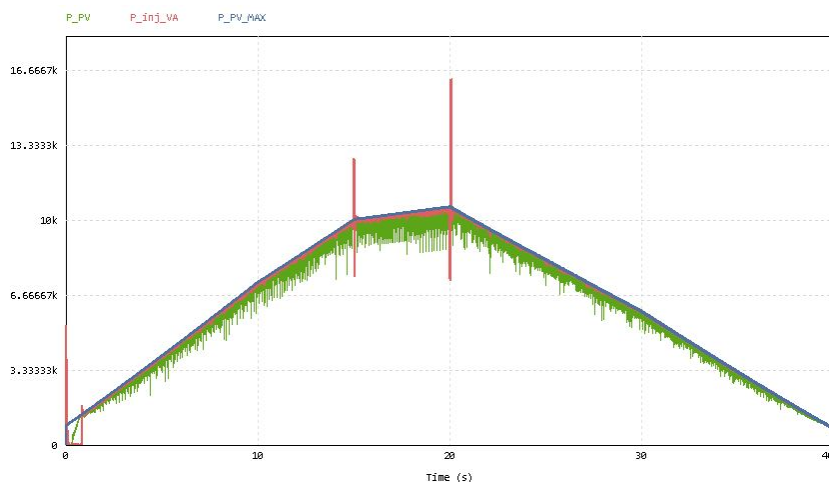
Figura 40: Sinais de referência da corrente de eixo direto e em quadratura do inversor simulados no software PSIM



Fonte: Autor

O sistema de controle da tensão do barramento CC desempenha também a função de garantir que a potência injetada na rede elétrica seja igual a fornecida pelos painéis fotovoltaicos, desprezando perdas energéticas no conversor Boost e no inversor. Uma vez que qualquer diferença entre a potência fornecida pelo Boost e a consumida pelo inversor resulta em uma variação da tensão do barramento CC em relação à sua referência. Tal comportamento é apresentado na Figura 41.

Figura 41: Sinais de potência máxima e fornecida dos painéis fotovoltaicos e potência aparente injetada na rede elétrica, simulado no software PSIM

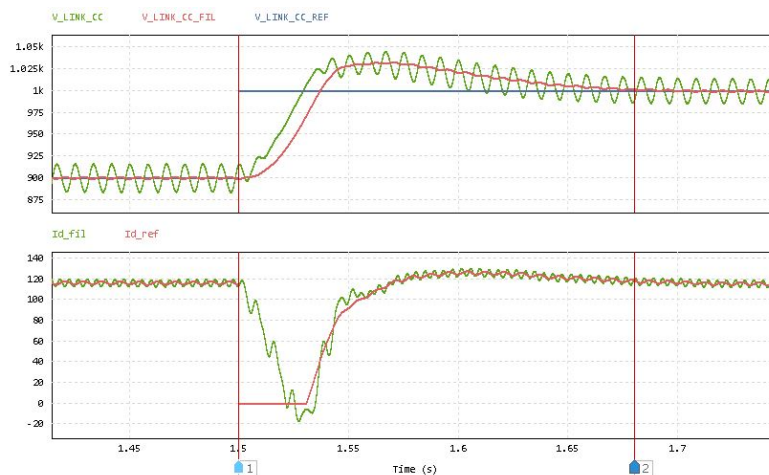


Fonte: Autor

A fim de avaliar o desempenho do sistema de controle durante o regime transitório foi realizada uma nova simulação, sem perturbações de irradiância (mantida constante em $1000 \frac{W}{m^2}$, de temperatura (mantida constante em $25^{\circ}C$) ou da tensão da rede elétrica

(mantida com a amplitude nominal). Entretanto, incia-se a simulação com uma tensão de referência $v_{cc,ref}$ de 600 V e no tempo $t = 10$ s a referência é alterada para 700 V (salto de 100 V na referência). O que resulta nos sinais ilustrados na Figura 42. A partir dos resultados obtidos nessa simulação determinou-se o tempo de acomodação e o sobrepasso, comparando-os com as especificações utilizadas em projeto obtém-se a Tabela 3.

Figura 42: Sinais de tensão do barramento CC (e o seu sinal filtrado por um filtro passa baixa) e sua referência e os sinais de corrente de eixo direto e sua referência, simulado no software PSIM



Fonte: Autor

Tabela 3: Comparação entre as métricas de desempenho do controle de tensão do barramento CC projetadas e obtidas via simulação.

Desempenho do Controle de Tensão					
Variável	Métrica	Projeto	Teórico: Polo Duplo	Teórico: Polo Duplo + Zero	Simulação
v_{cc}	Tempo de Acomodação [ms] (t_s)	100	$\approx 5,83392/p = 145,85$	$\approx 5,39175/p = 134,79$	180,2820
	Sobrepasso ($M_o\%$)	0%	0%	13,53%	22,35%

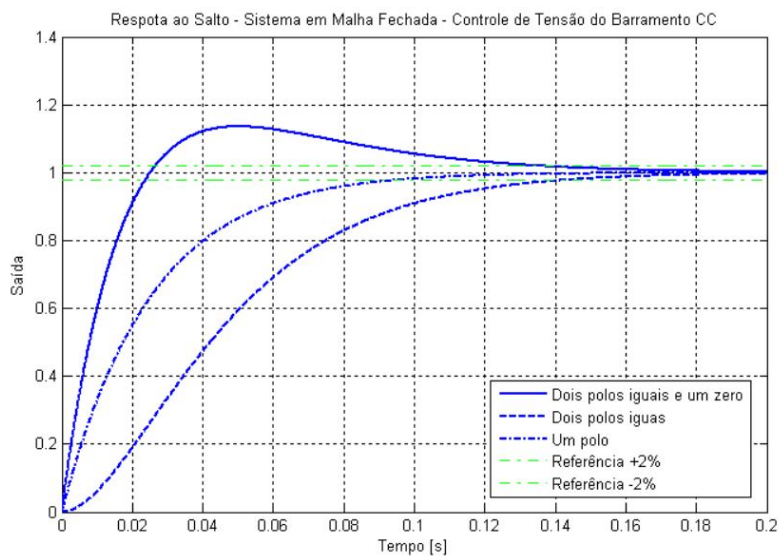
Fonte: Autor

Os dados do desempenho do controle de tensão do barramento CC na simulação e os valores projetados estão descritos na Tabela 3. A partir da qual nota-se uma diferença entre o tempo de acomodação e o sobrepasso projetados e os observados na simulação.

A fim de determinar com maior acurácia o tempo de acomodação e sobrepasso do sistema de controle construído, calculou-se a resposta ao salto unitário considerando as seguintes funções de transferência: dois polos iguais $\left(\frac{p^2}{(s+p)^2}\right)$ e dois polos iguais e um zero $\left(\frac{2p(s+p/2)}{(s+p)^2}\right)$. Todas com ganho estático unitário e o mesmo valor para os polos. Calculando-se a função de transferência do sistema em malha fechada identifica-se um zero em $z = p/2$. Através das respostas ao salto unitário, ilustradas na Figura 43, determinou-se a relação do valor do polo com os critérios de desempenho t_s e $M_o\%$, descritos na Tabela 3.

Comparando-se o tempo de acomodação obtido via simulação e o valor teórico considerando dois polos e um zero, verificasse uma diferença de 33,75%. Quanto ao sobrepasso, como o projeto dos controladores foi realizado via Lugar Geométrico das Raízes, o efeito dos zeros no desempenho do sistema de controle não fica evidente durante o projeto. O efeito do zero pode ser verificado na Tabela 3, dado que o valor projetado

Figura 43: Respostas teóricas do controle de tensão do barramento CC ao salto unitário.



Fonte: Autor

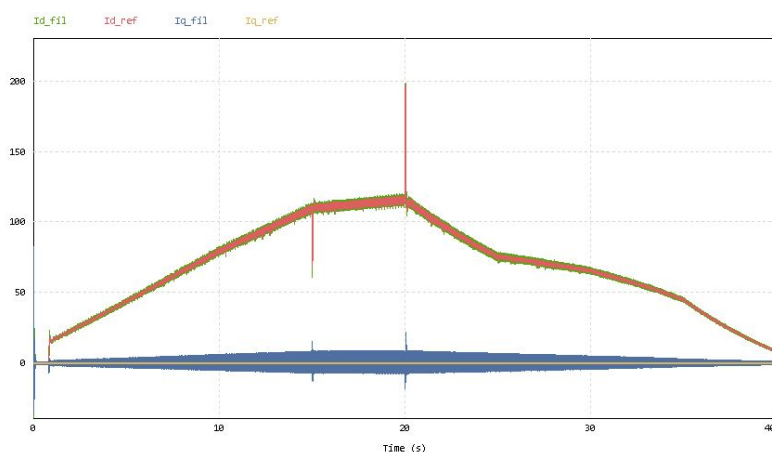
era nulo e o teórico prevê com dois polos e um zero prevê um sobrepasso de 13,53%. Entretanto, o valor obtido via simulação foi de 22,35%.

Essas diferenças entre o valor teórico e a simulação podem ser atribuídas às dinâmicas não modeladas, das quais destacam-se: a contribuição em 120 Hz no sinal de erro de fase do *PLL*, a contribuição em 120 Hz da corrente de entrada do inversor, além das componentes de alta frequência devido aos chaveamentos do conversor Boost e Inversor e ao atraso incluído no sistema ao utilizar o filtro passa baixa na realimentação. Nota-se na Figura 42, mesmo em regime permanente, o efeito dessas componentes em 120 Hz.

4.4 CONTROLE DE CORRENTE DO INVERSOR

No intuito de avaliar o desempenho do controle de corrente do inversor, são apresentados os sinais de corrente de eixo direto e em quadratura, e suas respectivas referências, ilustradas na Figura 44. Dado que no projeto do controlador foi utilizado um controlador PI e a planta do sistema possui um integrador são garantidos o seguimento de referências do tipo salto e rampa e rejeição de perturbações do tipo salto. O que pode ser verificado nos resultados da simulação.

Figura 44: Sinais das correntes de eixo direto e em quadratura e suas respectivas referências, simulados no software PSIM



Fonte: Autor

Através da Figura 44 nota-se o seguimento das componentes de eixo direto e em quadratura da corrente (i_d e i_q), aos seus respectivos sinais de referência ($i_{d,ref}$ e $i_{q,ref}$), o que é essencial para o correto funcionamento do controle em cascata.

O controle das correntes de eixo direto e em quadratura é realizado manipulando as componentes de eixo direto e em quadratura da tensão do inversor (v_d e v_q), as quais estão ilustradas na Figura 45. No controle da corrente de eixo em quadratura, para garantir a injeção de apenas potência ativa na rede (a Figura 46 ilustra o fator de potência da potência injetada na rede elétrica) a referência da corrente de eixo em quadratura é mantida em zero $i_{q,ref} = 0$. O que resulta na componente da tensão de eixo direto proporcional a amplitude da tensão da rede elétrica e a componente de eixo em quadratura proporcional ao sinal de referência $i_{d,ref}$. Tais relações podem ser identificadas observando Figura 45 e comparando-as aos sinais de perturbação ilustrados na Figura 35.

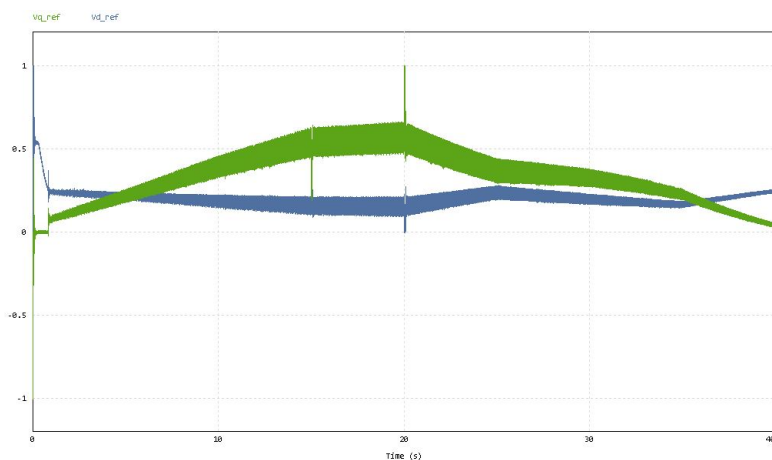
Tabela 4: Comparação entre as métricas de desempenho do controle de corrente projetadas e obtidas via simulação.

Desempenho do Controle de Corrente					
Variável	Métrica	Projeto	Teórico: Polo Duplo	Teórico: Polo Duplo + Zero	Simulação
$i_{d/q}$	Tempo de Acomodação [ms] (t_s)	10	$\approx 5,83392/p = 14,5848$	$\approx 5,39175/p = 13,4794$	29,4168
	Sobrepasso ($M_o\%$)	0%	0%	13,53%	14,2894%

Fonte: Autor

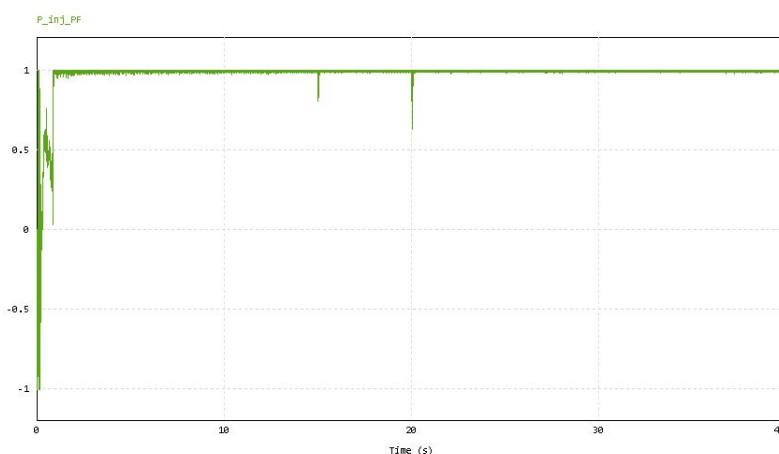
A fim de avaliar o desempenho do sistema de controle durante o regime transitório foi realizada uma nova simulação, sem perturbações de irradiância (mantida constante em $1000 \frac{W}{m^2}$, de temperatura (mantida constante em $25^\circ C$) ou da tensão da rede elétrica

Figura 45: Sinais de referência de tensão de eixo direto e em quadratura do inversor, simulados no software PSIM



Fonte: Autor

Figura 46: Fator de potência da potência injetada na rede elétrica, simulados no software PSIM



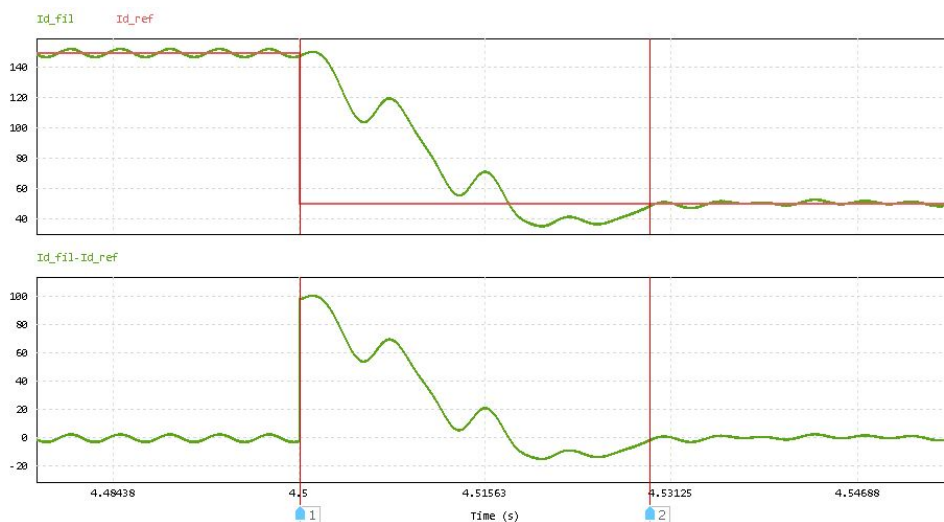
Fonte: Autor

(mantida com a amplitude nominal). Entretanto, incia-se a simulação com uma corrente de eixo direto de referência $i_{d,ref}$ de 150 A e no tempo $t = 4,5$ s a referência é alterada para 50 A (salto de 100 V na referência). O que resulta nos sinais ilustrados na Figura 47. A partir dos resultados obtidos nessa simulação determinou-se o tempo de acomodação e o sobrepasso descritos na Tabela 4.

Os dados do desempenho do controle de corrente na simulação e os valores projetados estão descritos na Tabela 4. A partir da qual nota-se uma diferença entre o tempo de acomodação e sobrepasso projetados e os observados na simulação.

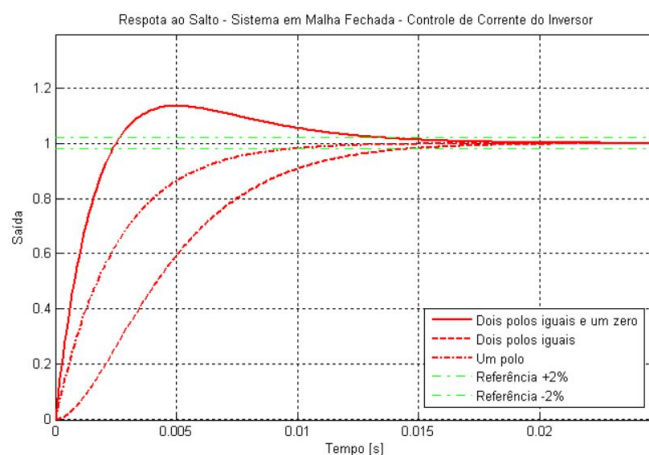
A fim de determinar com maior acurácia o tempo de acomodação e sobrepasso dos sistema de controle construído, calculou-se a resposta ao salto unitário considerando as seguintes funções de transferência: dois polos iguais $\left(\frac{p^2}{(s+p)^2}\right)$ e dois polos iguais e um zero $\left(\frac{2p(s+p/2)}{(s+p)^2}\right)$. Todas com ganho estático unitário e o mesmo valor para os polos. Calculando-se a função de transferência do sistema em malha fechada identifica-se um zero em $z = p/2$. Através das respostas ao salto unitário, ilustradas na Figura 48, determinou-se a relação do valor do polo com os critérios de desempenho t_s e $M_{o,\%}$, descritos na Tabela 4.

Figura 47: Sinais da corrente de eixo direto e erro percentual em relação à referência, simuladas no software PSIM



Fonte: Autor

Figura 48: Respostas teóricas do controle de corrente do inversor ao salto unitário.



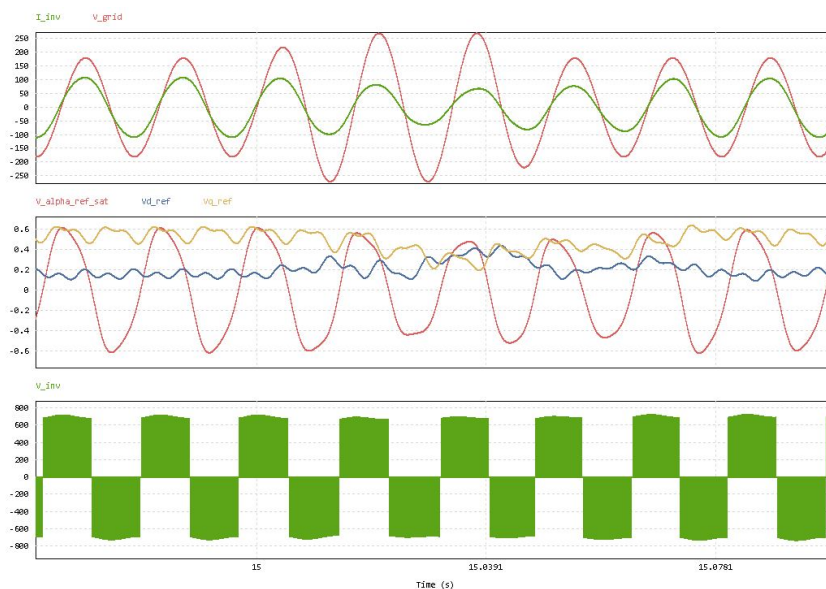
Fonte: Autor

Comparando-se o tempo de acomodação obtido via simulação e o valor teórico considerando dois polos iguais e um zero, verificasse uma diferença de 118,23%. Essa variação pode ser atribuída às dinâmicas não modeladas, das quais destacam-se a contribuição de fase: contribuição em 120 Hz no sinal de erro do PLL, contribuição em 120 Hz da corrente de entrada do inversores, além das componentes de alta frequência devido aos chaveamentos do conversor Boost e Inversor. Nota-se na Figura 47, mesmo em regime permanente, o efeito dessas componentes em 120 Hz.

Quanto ao sobrepasso, como o projeto dos controladores foi realizado via Lugar Geométrico das Raízes o efeito dos zeros no desempenho do sistema de controle não fica evidente. O efeito do zero pode ser verificado na Tabela 4, dado que o valor teórico de sobrepasso para o sistema com um zero é próximo do obtido na simulação e distante do objetivado em projeto. Outro ponto a ser destacado é que esse sobrepasso de 14,2894% na corrente de eixo direto deve ser considerado durante a escolha dos dispositivos semicondutores, a fim de não danificá-los.

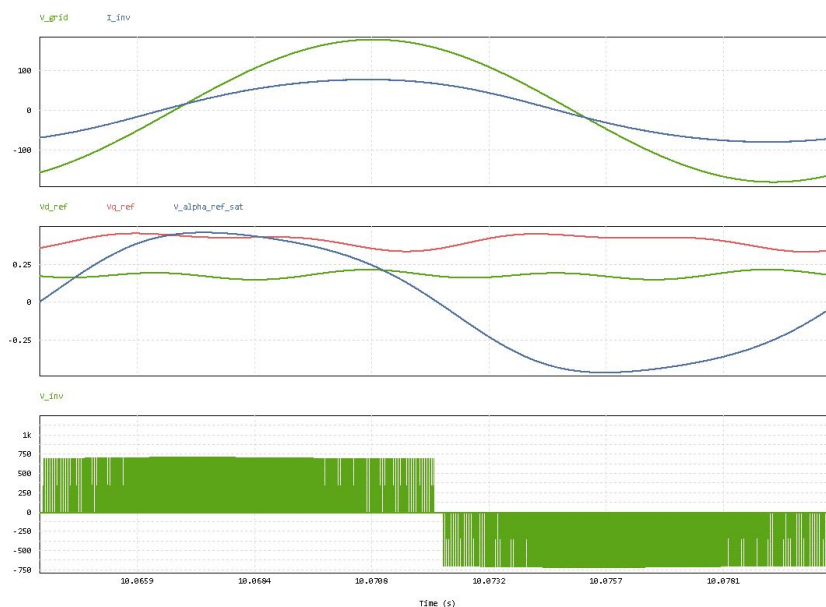
As Figuras 49 e 50 apresentam os sinais de tensão da rede elétrica v_g , corrente injetada na rede i_{inv} e sinais de referência (d_d , d_q e v_r). Onde pode ser verificada a qualidade da corrente injetada e a relação dos sinais de referência com as variações da rede elétrica.

Figura 49: Sinais de tensão da rede elétrica, corrente injetada na rede elétrica, tensão do inversor e sinais de referência (v_d , v_q e v_r) durante um pico de tensão da rede elétrica de 50%, simuladas no software PSIM



Fonte: Autor

Figura 50: Detalhes dos sinais de tensão da rede elétrica, corrente injetada na rede elétrica, tensão do inversor e sinais de referência (d_d , d_q e v_r), simuladas no software PSIM



Fonte: Autor

5 CONCLUSÃO

A partir do desenvolvimento e resultados desse trabalho, pode-se projetar, simular e avaliar os desafios de realizar o controle das variáveis pertinentes a um sistema fotovoltaico de injeção de energia na rede elétrica.

A implementação do algoritmo de MPPT Perturbar e Observar gerou os resultados esperados, garantindo a operação dos painéis fotovoltaicos no ponto de máxima potência. Entretanto, verificou-se oportunidade na redução da oscilação na potência. O controle da tensão do barramento CC - em conjunto com o controle de corrente - se mostrou tolerante a perturbações nas condições ambientais dos painéis fotovoltaicos e a variações na rede elétrica, afundamentos, picos e flutuações. Os objetivos definidos de manter os painéis operando no ponto de máxima potência, garantir a regulação da tensão do barramento CC e garantir a injeção de apenas potência ativa na rede elétrica, sob perturbações nas condições ambientais e na rede elétrica foram alcançados. Portanto, pôde-se verificar e validar a estrutura de controle via simulação.

Todavia, foram identificadas oportunidades de melhorias de desempenho reduzindo sobrepasso e oscilações advindas de dinâmicas não modeladas. Ademais, foi identificado que a presença de um zero na função de transferência em malha fechada gerou distorções entre o desempenho projetado e o obtido na simulação.

REFERÊNCIAS

- ANEEL. v. 49, mai. 2022. Disponível em: <<https://www.gov.br/aneel/pt-br/assuntos/geracao-distribuida>>. Acesso em: 8 fev. 2023.
- ANEEL, p. 1, jan. 2023. Disponível em: <<https://www.absolar.org.br/mercado/infografico/>>. Acesso em: 9 fev. 2023.
- ARMAN, M. An 'active' passive-filter topology for low power DC/AC inverters. *VII Congresso Brasileiro de Energia Solar*, jan. 2011. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/279650478_An_'active'_passive-filter_topology_for_low_power_DCAC_inverters>. Acesso em: 2 fev. 2023.
- COELHO, R. F. *ESTUDO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST APLICADOS AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE SISTEMAS SOLARES FOTOVOLTAICOS*. 2008. F. 145. Tese (Mestrado em Engenharia) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- INTERNACIONAL, G. CONHECIMENTO BÁSICO SOBRE O RECURSO SOLAR. *GeoDesign Internacional*, p. 1, jan. 2016. Disponível em: <http://recursosolar.geodesign.com.br/Pages/Sol_Rad_Basic_RS.html>. Acesso em: 9 abr. 2023.
- LEE, H.-S. Advanced MPPT Algorithm for Distributed Photovoltaic Systems. *energies*, p. 17, set. 2019. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/12/18/3576>>. Acesso em: 9 mar. 2023.
- LIMITED, B. C. *BYD PHK-36-SERIES-5BB 325-345W*. [S.l.], 2019. P. 2. Disponível em: <https://www.byd.ind.br/2020/wp-content/uploads/2020/09/PHK_36_SERIES_5BB_pnl_solar_byd_01_020320.pdf>. Acesso em: 27 fev. 2023.
- OBUKHOV, S. Optimal Performance of Dynamic Particle Swarm Optimization Based Maximum Power Trackers for Stand-Alone PV System Under Partial Shading Conditions. *IEEE*, p. 8, jan. 2020. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8957566>>. Acesso em: 9 mar. 2023.
- PSIM. *TUTORIAL: Solar Module Physical Model*. [S.l.], 2018. P. 8. Disponível em: <<https://f.hubspotusercontent00.net/hubfs/2022453/PDF%5C%20Tutorials/Inverters/Tutorial%5C%20-%5C%20Solar%5C%20Module%5C%20physical%5C%20model.pdf>>. Acesso em: 2 mar. 2023.

RAFAEL KOTCHETKOFF CARNEIRO, T. V. V. E. J. A. P. DESENVOLVIMENTO DE TRAÇADOR DE CURVA I-V PORTÁTIL PARA CARACTERIZAÇÃO DE ARRANJOS FOTOVOLTAICOS ATÉ 400V E 10A. *VII Congresso Brasileiro de Energia Solar*, p. 2-2, abr. 2018. Disponível em: <https://www.google.com/url?sa=i&url=https%5C%3A%5C%2F%5C%2Fanaiscbens.emnuvens.com.br%5C%2Fcbens%5C%2Farticle%5C%2Fdownload%5C%2F353%5C%2F353&psig=A0vVaw26kJbjEgXde-xcD7M-2MWL&ust=1674770403187000&source=images&cd=vfe&ved=0CA8QjRxqFwoTCLCc763c4_wCFQAAAAAdAAAAABAD>. Acesso em: 25 jan. 2023.

RASHID, M. H. *Eletônica de Potência - Dispositivos, circuitos e aplicações*. São Paulo: Pearson, 2014. P. 880. ISBN 978-85-430-0594-2.

SCHUTTEN SOLAR ENERGY CO., L. *STM6-XXX/72 Series*. [S.l.], 2016. P. 2. Disponível em: <<https://cdn.ensolar.com/z/pp/bwp60e6efd48d11d/5a810bc5133cd.pdf>>. Acesso em: 25 jan. 2023.

SOLAR, P. Preço dos painéis solares cai 90% em nove anos, p. 1, jan. 2020. Disponível em: <<https://www.portalsolar.com.br/noticias/materias/preco-dos-paineis-solares-cai-90-em-nove-anos>>. Acesso em: 6 abr. 2023.