



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO GUEDES PEREIRA

ANÁLISE DE CONTROLADORES DE CORRENTE DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICO COM MITIGAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS NA REDE
ELÉTRICA

SOBRAL
2022

MARCELO GUEDES PEREIRA

ANÁLISE DE CONTROLADORES DE CORRENTE DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICO COM MITIGAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS NA REDE
ELÉTRICA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal do Ceará,
requisito parcial à obtenção do grau de bacharel
em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Adson Bezerra
Moreira

SOBRAL

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

G958a Guedes Pereira, Marcelo.
ANÁLISE DE CONTROLADORES DE CORRENTE DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICO COM MITIGAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS NA REDE ELÉTRICA / Marcelo
Guedes Pereira. – 2022.
67 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral,
Curso de Engenharia Elétrica, Sobral, 2022.
Orientação: Prof. Dr. Adson Bezerra Moreira.

1. Biblioteca UFC Campus Sobral. I. Título.

CDD 621.3

MARCELO GUEDES PEREIRA

ANÁLISE DE CONTROLADORES DE CORRENTE DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICO COM MITIGAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS NA REDE
ELÉTRICA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal do Ceará,
requisito parcial à obtenção do grau de bacharel
em Engenharia Elétrica.

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Adson Bezerra Morais (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

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

Eng. Gustavo Melo de Sousa
Diretor de OeM na Ultra Energia

A Deus

A mim

Ao meu pai Antonio de Sousa

À minha mãe Sueli Alves

Aos meus avós

AGRADECIMENTOS

À Deus, que me deu forças e bênçãos para continuar firme em minha trajetória.

A mim por ter força de vontade, dedicação e foco em uma trajetória tão longa.

Ao meu pai Antonio de Sousa por sempre acreditar nos meus sonhos, por me apoiar e sempre investir no meu futuro sem medir esforços.

À minha mãe Sueli Alves por ter sido o meu alicerce em toda a minha caminhada, pelos incentivos, amor e cuidados.

Ao meu professor e orientador Anderson Bezerra Moreira pela paciência e pelos conselhos ao longo dessa jornada, sendo um exemplo de tutor e amigo.

Aos meus amigos que fiz durante esse percurso e se tornaram grandes amigos ao longo de toda a vida, Dandara Martins, Victor Coelho, João Pedro Soares, Marcilio Fontes, Miguel Júnior Queiroz, Anderson Alexandre, Erick Medeiros e Pedro Aguiar.

Agradeço a todos os professores por me proporcionar o conhecimento necessário, tanto o racional, mas a manifestação do caráter e afetividade da educação no processo de formação profissional, por tanto que se dedicaram a mim, não somente por terem me ensinado, mas por terem me feito aprender.

“Reclamar não é uma estratégia. Temos que lidar com o mundo tal como ele é, não tal como gostaríamos que ele fosse.”

(Jeff Bezos)

RESUMO

Neste trabalho foi avaliado o comportamento de um sistema de geração de energia fotovoltaica (FV) conectada à rede elétrica. O sistema FV possui capacidade nominal de geração de energia e são analisadas as aplicações dos controladores de correntes Proporcional Integrativo Derivativo (PI) e Proporcional Multiressonante (P-Multiressonante) nas malhas de controle das correntes. Uma carga não-linear é conectada ao ponto de acoplamento comum (PAC) e demanda uma corrente não-senoidal que deve ser suprida integralmente. Um filtro ativo de potência (FAP) é conectado ao CLR através de um algoritmo que permite compensar as componentes harmônicas presentes nas correntes da rede elétrica. A estrutura do sistema consiste em um arranjo FV conectado em série. O modelo dos módulos FV é de diodo único com parâmetros obtidos através do fabricante BYD com o modelo B6K-36, que por sua vez, é conectado ao conversor de corrente do tipo boost. O conversor boost é conectado ao CLR por meio de um barramento CC de tensão fixa. Neste esquema, os controladores do CLR e o FAP são responsáveis pelo controle da tensão do barramento CC, da corrente fornecida ao PAC, das potências ativas e reativas. Os resultados foram obtidos por meio do software de simulação computacional Matlab/Simulink. Dois estudos de casos são analisados para investigar a efetividade dos controladores empregados no CLR. No caso 1, o sistema FV opera com o controlador de corrente PI nas condições sem atuação da FAP e com atuação da FAP, e no caso 2 o sistema FV opera com o controlador de corrente P-Multiressonante, em condições de atuação do FAP ou sem atuação da FAP ao CLR. A THD_i (Total Harmonic Distortion) de 19,4% foi reduzida para 4,06% (caso 1) e a THD_i de 10,14% reduziu para 1,04% (caso 2) quando o sistema FV opera em sua capacidade nominal. Desta forma, o controlador utilizado no caso 2 mostrou-se mais eficaz para o controle do sistema FV e melhoria da qualidade de energia.

Palavras-chave: Sistema FV. Controlador de Corrente PI. Controlador de Corrente P-Multiressonante. FAP. THD

ABSTRACT

In this work the behaviour of a grid connected photovoltaic (PV) power generation system is evaluated. The PV system has a nominal generation capacity of 6.7KWp and the application of Proportional Integrative (PI) and Proportional Multiresonant (P-Multiresonant) current controllers in the current control loops are analyzed. A non-linear load is connected to the coupling point (CAP) and demands a non-sinusoidal current that must be fully supplied. An active power filter (APF) is added to the CLR through an algorithm that allows to compensate the harmonic components present in the grid current. The system structure consists of a PV array arrangement with modules in series. The model of the PV modules is single diode with parameters obtained from the manufacturer BYD with model B6K-36, which in turn is connected to the boost type elevating converter. The boost converter is connected to the CLR by means of a DC bus, with fixed voltage. In this scheme, the CLR controller coordinates, are responsible for controlling the DC bus voltage, the current supplied to the PAC, the active and reactive powers. The results were obtained using Matlab/Simulink computer simulation. Two case studies are analysed to investigate the effectiveness of the current controller used in the CLR. In case 1, the PV system operates with the PI current controller of the CLR in conditions without PAF actuation and with PAF actuation, and in case 2, the PV system operates with the P-Multi-resonant current controller, in conditions with PAF actuation or without PAF actuation to the CLR. The THD_i (Total Harmonic Distortion) of 19.4% was reduced to 4.06% (case 1) and THD_i of 10.14% was reduced to 1.04% (case 2) when the PV system operates in its nominal conditions. Thus, the controller used in case 2 proved to be more effective for power generation and power quality improvement.

Keywords: PV System,, PI current controller, P-Multi-resonant Current Controller, APF,

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Matriz Elétrica Brasileira.	14
Figura 2 – Matriz Elétrica Brasileira.	15
Figura 3 – (a) Sistema Fotovoltaico com um estágio, (b) Sistema Fotovoltaico com dois estágios.	18
Figura 4 – Circuito Equivalente da Célula Fotovoltaica.	19
Figura 5 – Curva de I_xV e P_xV para uma célula fotovoltaica.	21
Figura 6 – Curva de I_xV para Diferentes Valores de Irradiação Solar.	21
Figura 7 – Curva de P_xV para Diferentes Valores de Irradiação Solar.	22
Figura 8 – Fluxograma do Método Perturba e Observa.	23
Figura 9 – Conversor elevador CC/CC Boost	24
Figura 10 Operação do Conversor CC/CC Elevador do Tipo Boost, (a) Chave Fechada e (b) Chave Aberta.	24
Figura 11 – Modelo Thevenin do Arranjo Conectado ao Conversor Boost.	25
Figura 12 Conversor eletrônico CC/CA trifásico conectado à rede elétrica através do filtro L	28
Figura 13 – Diagrama de Blocos do Controle de Corrente do CLR	31
Figura 14 – Diagrama de Bloco do Controle de Tensão do Barramento CC	31
Figura 15 Diagrama de Bloco Simplificado do Controlador de Corrente Elétrica do CLR com Filtro L em Coordenadas $\alpha\beta$	33
Figura 16 Diagrama de Bode do Controlador de Corrente Elétrica PI do CLR em Malha Aberta.	35
Figura 17 Diagrama de Bode do Controlador de Corrente Elétrica P-Multiressonante do CLR em Malha Aberta.	37
Figura 18 Diagrama de Bode do Controlador de Corrente Elétrica P-Multiressonante do CLR em Malha Aberta.	37
Figura 19 Diagrama de Bode do controle de tensão PI do barramento CC do CLR com atuação do controlador de corrente PI do CLR.	38
Figura 20 Diagrama de Bode do Controle de Tensão PI do Barramento CC do CLR com atuação do controlador de corrente P-Multiressonante do CLR	39
Figura 21 – Controle das correntes do CLR com função de FAP adicionada ao sistema	40

Figura 22 Identificador de harmônicos para compensação da corrente da rede elétrica em $\alpha\beta$	40
Figura 23 - Esquema do sistema estudado.	41
Figura 24 Aplicações variáveis de temperatura e irradiação para observação do comportamento da potência fotovoltaica gerada.	42
Figura 25 Potência fotovoltaica gerada em situações adversas de irradiação e temperatura.	42
Figura 26 - Resposta ao controle de tensão do barramento.CC.	43
Figura 27 - Resposta potência gerada para variações de temperatura e irradiação.	44
Figura 28 - Potência ativa e reativa injetada no PAC	44
Figura 29 - Formas de ondas da corrente da rede, da carga não linear e do FAP.	45
Figura 30 - Espectro harmônico da corrente da carga acoplado ao CLR.	45
Figura 31 Espectro harmônico da corrente da rede elétrica quando o CLR opera com função FAP.	46
Figura 32 - Correntes $i_d, i_q, i_{\alpha}, i_{\beta}$ do controlado de corrente PI.	47
Figura 33 Resposta das tensões fotovoltaicas e de referência com aplicação do controlador de corrente P-Multiressonante.	48
Figura 34 - Potência Ativa e Reativa injetadas na rede elétrica.	48
Figura 35 - Corrente da rede elétrica, corrente da carga não linear e corrente do FAP.	49
Figura 36 - Espectro harmônico da corrente da carga não linear acoplada ao CLR.	49
Figura 37 Espectro harmônico da corrente da rede elétrica quando o CLR opera com função FAP e controlador P-Multiressonante.	50
Figura 38 - Correntes $i_d, i_q, i_{\alpha}, i_{\beta}$ do controlador de corrente P-Multiressonante.	50
Figura 39 - Simulação do Sistema FV	58
Figura 40 - Controlador do Barramento.CC.	59
Figura 41 - Identificador Harmônico.	60
Figura 42 - Simulação do Controlador de Corrente PI.	62
Figura 43 - Simulação do Controlador de Corrente P-Ressonante.	63

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do módulo fotovoltaico.....	55
Tabela 2 – Parâmetros arranjo.FV.	55
Tabela 3 – Parâmetros do conversor CC/CC elevador do tipo boost. . . .	55
Tabela 4 – Parâmetros adotados para o.CLR.	56
Tabela 5 -Variação de irradiância e temperatura para análise de característica do sistema fotovoltaico.....	56
Tabela 6 – Variação de irradiância e temperatura utilizada na simulação.	56

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
2	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	18
2.1	Características Elétricas dos Módulos Fotovoltaicos	19
2.1.1	Fatores que Influenciam o Desempenho dos Módulos	21
2.2	Algoritmo de MPP	22
2.3	Projeto do Conversor CC/CC do Tipo Boost	23
2.4	Projeto do Conversor CC/CA	27
3	MODELO DE CONVERSOR TRIFÁSICO COM FILTRO L EM CO- ORDENADAS $\alpha\beta$	28
3.1	Controle das Correntes do CLR	30
3.2	Controle da Tensão do Barramento .CC.	31
3.3	Projeto do controladores do Conversor CC/CC e Conversor CC/CA	32
3.3.1	Projeto de Controladores de Corrente e de Tensão Elétrica do Barramento CC e do CLR em Coordenadas $\alpha\beta$	32
3.3.1.1	Projeto do Controlador de Corrente Elétrica PI.	33
3.3.1.2	Projeto do Controlador de Corrente Elétrica P-Multiressonante	34
3.3.2	Projeto do Controlador do Barramento .CC.	36
3.4	Filtro Harmônico Basedado no Controle do CLR em Coordenadas $\alpha\beta$	39
4	RESULTADOS	41
4.1	Características do Sistema Fotovoltaico	41
4.2	Caso 1: Estudo com Controlador de Corrente PI do CLR	42
4.3	Caso 2: Estudo com Controlador de Corrente P-Multiressonante do CLR	46
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	51
5.1	Trabalhos Futuros	51
	REFERÊNCIAS	53
	APÊNDICES	55
	APÊNDICE A-DADOS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA	55
	APÊNDICE B- SISTEMA DE GERAÇÃO FV IMPLEMENTADO NO MATLAB/SIMULINK	57

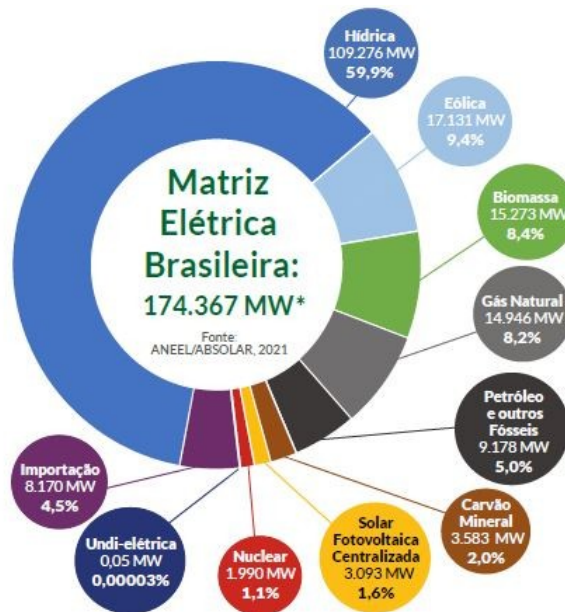
APÊNDICE C- SIMULAÇÕES DOS CONTROLADORES DE CORRE-	
NETE PI E P-RESSONANTE	61
ANEXOS	61
ANEXO A-DATASHEET MÓDULO FOTOVOLTAICO	64

1 INTRODUÇÃO

Com explosão demográfica populacional que vem ocorrendo mundialmente desde o final do século XIV, passou a existir a necessidade de implementação de novas fontes e matrizes energéticas, com a finalidade de tornar o setor elétrico estável e diversificado para evitar os riscos de fatores externos.

A Agência Nacional de Energias Renováveis (IRENA) informa anualmente um estudo global referente ao atual cenário energético das matrizes renováveis no mundo. Não é possível a extração individual de dados por regiões e países. No Brasil, por exemplo, a demanda energética é proveniente de recursos renováveis em 59,9% da potência instalada no país é de hidroelétricas, com demonstrado no gráfico Figura 1 fornecido pela Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR, 2021). Em períodos de estiagens, o país recorre a usinas termoelétricas, elevando o valor tarifário na conta de energia.

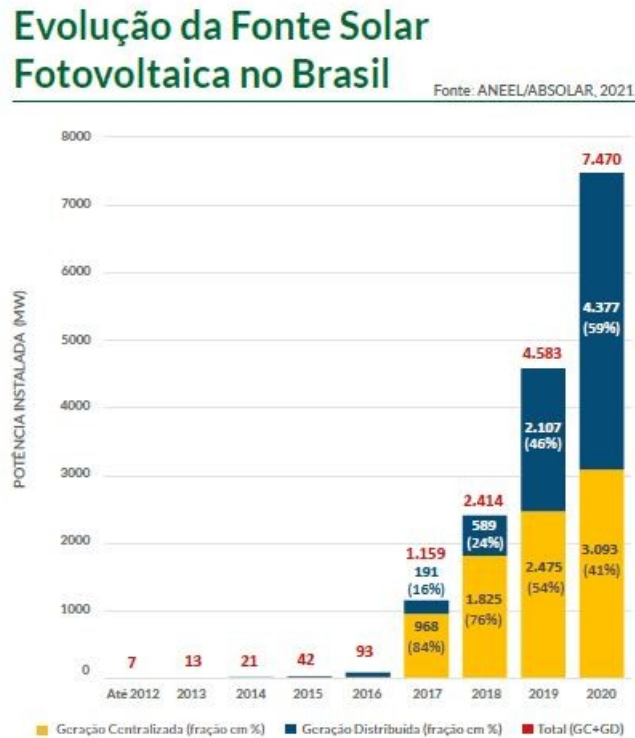
Figura 1 - Matriz Elétrica Brasileira



Fonte:(BRASIL, 2021)

Segundo Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR), entre os anos de 2017 e 2021 o Brasil apresentou um crescimento expressivo, de 1.159,7.470MWh de capacidade de potência instalada das fontes solares, ocasionando uma mudança na geração centralizada de 84% para 41%, como demonstrado no gráfico Figura 2 fornecido pela Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR, (BRASIL, 2021).

Figura 2 – Matriz Elétrica Brasileira



Fonte:(BRASIL, 2021)

Esse crescimento não se dá apenas pelo aumento da demanda energética, mas também pelas dificuldades para implementação de novas usinas hidroelétricas, visto que as usinas provocam grandes impactos sócio-ambientais associados principalmente a inundações, áreas e realocação de pessoas.

A utilização de fontes limpas e renováveis, como a eólica e solar, estão ganhando força mediante as políticas públicas que subsidiam o preço de instalações desses sistemas, visando a redução de gases poluentes e riscos de colapsos energéticos, promovendo um desenvolvimento econômico mais sustentável.

Neste contexto, os conversores conectados à rede são um elemento chave para a interconexão flexível de fontes de geração distribuída com a rede elétrica, com o sincronismo da tensão do conversor com a tensão da rede, limitação das harmônicas e injeção de potência reativa. Além disso, a estabilidade e, entre outros, são fundamentais para a operação de conversores com a rede elétrica, onde a base dos conversores conectados à rede é formada por semicondutores e um filtro com elementos reativos.

O filtro de saída de conversores conectados à rede têm a função de atenuar as harmônicas da tensão modulada em largura de pulso (Pulse-width Modulated - PWM) produzida pelo conversor, de modo que as correntes injetadas na rede respeitem os limites de

harmônicas total (Total Harmonic Distortion - THD) e de harmônicas previstas, em norma vigente a IEC Standard 61000-4-7 e NBR-16149, evitando danos a equipamentos sensíveis e reduzindo as perdas, (IEEE. . . , 2011). Com isso, a implementação de filtro de potência (FAP) ao conversores eletrônicos, pode melhorar a qualidade da energia a mitigação de harmônicos e compensação de reativo na rede elétrica comparado a passivos.

Os requisitos das normas de conexão à rede têm como objetivo a presença de forma de onda da tensão da rede em termos de amplitude e frequência. As principais distorções da onda da tensão da rede ocorrem devido a transitórios e a flutuações da potência. A qualidade da corrente é um ponto importante pela conformidade com as recomendadas normas sobre a qualidade de energia. Por exemplo, a corrente injetada na rede elétrica não deve ultrapassar THD maior do que 5%,(IEEE. . . , 2011).

O controle da corrente injetada na rede é fundamental para sistemas conectados à rede elétrica, pois permite controlar a troca de potência ativa e reativa com a rede, mantendo a corrente injetada na rede nos limites impostos de 5% pelas normas vigentes (NBR16149 Standard 61000-4-7). Desta forma, a estratégia de controle aplicada ao conversor possui duas malhas em cascata no eixo Alpha (Tensão e Corrente) e duas malhas em cascata no eixo Beta (Potência Reativa e Corrente). O controlador de corrente regula a corrente injetada na rede e uma malha externa que controla a tensão do barramento CC. A corrente é responsável pelas tarefas associadas a qualidade de energia e regulação da corrente injetada na rede. A compensação harmônica e dinâmica rápida são prioridades impostas ao controlador de corrente. O controlador de tensão do barramento CC é projetado para controlar o fluxo de potência e a estabilidade do sistema que possui dinâmica lenta.

Entre os controladores lineares de corrente para conversores conectados à rede são utilizados estão os controladores do tipo Proporcional-integral (PI) e o Proporcional-Resonante (PR). Controladores PI convencionais não têm capacidade de obter erro nulo em regime permanente com entradas senoidais, devido ao ganho finito apresentado na frequência desejada gerando erros de amplitude e fase em regime permanente. O controle ressonante é uma alternativa ao controlador PI para desempenhar o controle de corrente de corrente sem a necessidade da transformação de eixo. O controle ressonante obtém um ganho teórico infinito em malha aberta na frequência desejada, chamada de frequência ressonante. O conceito de integrador generalizado para sinais senoidais, enfatizando a habilidade de

as sequências positiva e negativa do sinal de entrada, foi introduzido em (YUAN et al, 2017) e foi uma das primeiras propostas de controle ressonante.

O objetivo principal deste trabalho é verificar a aplicação dos controladores PR das correntes injetadas na rede por um conversor eletrônico de potência em configuração $\alpha\beta$ acoplado com filtro indutivo (Filtro L) para o sistema fotovoltaico estudado, com intuito de comparar a eficiência destes para melhor qualidade de energia elétrica e mitigação de harmônicos injetados na rede.

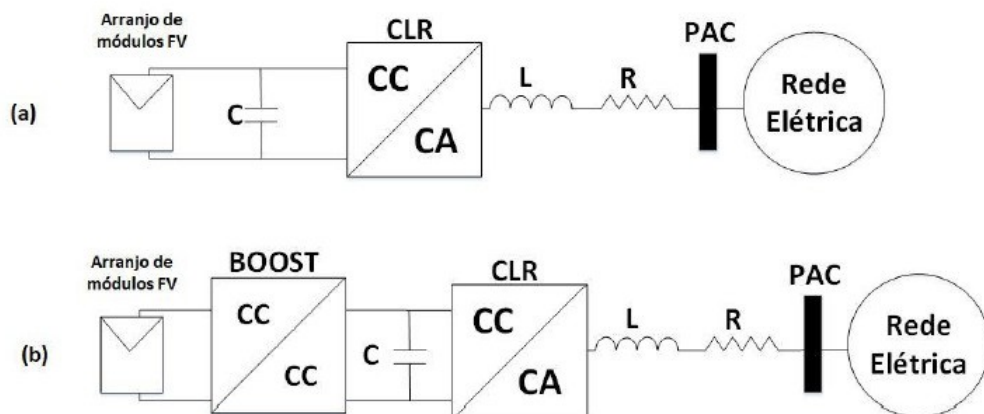
O sistema FV de duplo estágio estudado é composto pelo conversor CC/CC e pelo conversor do tipo Boost e pelo conversor CC/CA lado da rede. O arranjo FV é composto por 20 módulos BYD P6K-36 335W dividido em duas strings de 10 módulos para simulação de sistema com uma potência instalada de 6,7kWp.

2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Os sistemas fotovoltaicos são caracterizados por converter energia solar, em forma de irradiação, em energia elétrica, através de células fotovoltaicas, constituídas por um material semicondutor. A célula fotovoltaica pode ser entendida como um diodo de junção p-n exposta à irradiação solar. A incidência de irradiação solar ocasiona a liberação de portadores de carga que, geram uma corrente elétrica quando a célula encontra-se em circuito fechado. Este fenômeno é denominado efeito fotovoltaico. Para que seja enviada a energia gerada por um sistema fotovoltaico para a rede elétrica são utilizados conversores eletrônicos, compostos por dispositivos semicondutores estáticos, que através de modulações de sinais, como a modulação por largura de pulso, controlam o fluxo de energia entre dois sistemas, sejam eles corrente alternada ou corrente contínua, alterando o formato da energia elétrica, convertendo-a de CC para CA, ou vice-versa.

Nos sistemas fotovoltaicos, usualmente são empregados dois tipos de conversores (FILHO, 2017): o conversor CC-CC (regulador) e o conversor CC-CA (Figura 3). A Figura 3 apresenta as duas topologias para o sistema FV, no caso (a) se utiliza conversores de um estágio, empregados para tensões de entrada elevadas, reduzindo o número de componentes e a complexibilidade do sistema. Porém dificulta a isolação entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica. No caso (b) a energia passa por dois estágios de conversão, permitindo o desacoplamento entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica, possibilitando a isolação elétrica entre os painéis e a rede. Para o estudo foi adotado a topologia de duplo estágio.

Figura 3 - (a) Sistema Fotovoltaico com um estágio, (b) Sistema Fotovoltaico com dois estágios



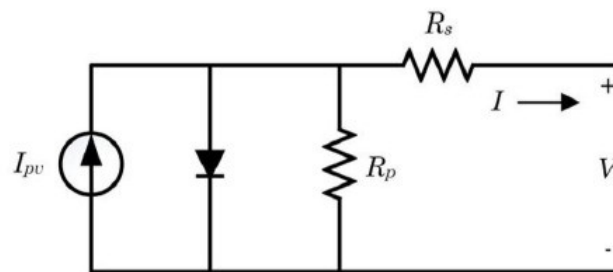
Fonte: Autor

2.1 Características Elétricas dos Módulos Fotovoltaicos

As principais características de um módulo fotovoltaico são a corrente, potência nominal (a potência do módulo é dada em Watt Pico), com valor determinado sob as condições padrão de teste (STC, Standard Test Conditions). Essas condições de teste são definidas para os valores 1000 W/m^2 de irradiância, 25°C de temperatura da célula e AM (Massa de Ar) = 1,5. A máxima potência é atingida quando se obtém a corrente de máxima potência (I_{mp}) e a tensão de máxima potência (V_{mp}).

Na Figura 4 é apresentado o circuito elétrico equivalente dos módulos fotovoltaicos.

Figura 4 - Circuito Equivalente da Célula Fotovoltaica.



Fonte: (MEDEIROS, 2019)

O circuito na Figura 4 é composto por uma fonte de corrente (I_{pv}) em paralelo com o diodo e uma resistência (R_p), associados a uma resistência em série (R_s). As grandezas V e I representam, respectivamente, a tensão e corrente de saída da célula.

A análise do circuito é dada pela representação matemática da curva característica $I \times V$ para um modelo ideal:

$$I = I_p - b \left[\exp\left(\frac{qV}{\alpha kT}\right) - 1 \right] \text{ (A)} \quad (2.1)$$

$$I_D = b \left[\exp\left(\frac{qV}{\alpha kT}\right) - 1 \right] \text{ (A)} \quad (2.2)$$

Onde: I_0 : Corrente de Saturação Reversa do Diodo [A]; V : Tensão Aplicada nos Terminais do Diodo [V]; q : Carga do Elétron [C]; α : Constante de Idealidade do Diodo; k : Constante de Boltzmann [J/K]; T : Temperatura de Operação da Célula Fotovoltaica [K]

Tomando como base o modelo real, considera-se as perdas associadas as re em série e em paralelo internas, tem-se a equação (2.3):

$$I = I_{pv} - b \left[\exp\left(\frac{V + RI}{V_t \alpha}\right) - 1 \right] \frac{V + RI}{R_p} \quad (2.3)$$

Onde: I_{pv} : Corrente gerada a partir da associação semioscurecida de Saturação [A]; V_t : Tensão Térmica do Painel [V]; R_s : Resistência em Série [Ω]; R_p : Resistência em Paralelo [Ω]; V : Tensão nos Terminais do Painel [V]; I : Corrente nos Terminais do Painel [A];

A corrente I_{pv} depende de fatores internos e externos, como a irradiação e temperatura. A equação (2.4) modela a corrente fotoelétrica de uma célula FV.

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_1 \delta T) \left(\frac{G}{G_n}\right) \quad (2.4)$$

em que δT representa a variação de temperatura (Gratidão Nominal) e G (Irradiação) (W/m²) são as radiações solares sobre o módulo FV, e corrente em condições de teste ($I_{pv,n}$) (VILLALVA et al., 2009).

Segundo (MEDEIROS, 2019), a corrente de saturação I_0 é definida por:

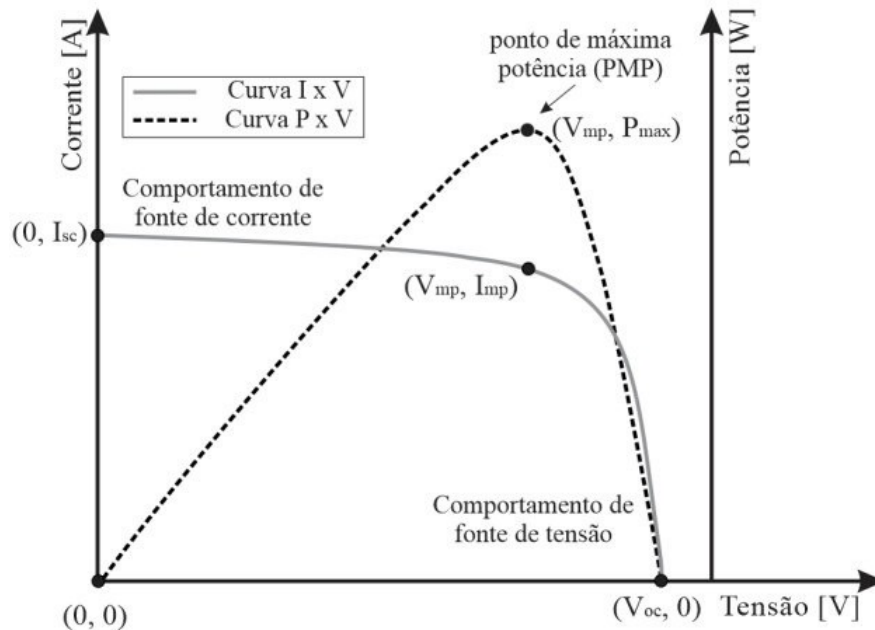
$$I_0 = \frac{I_{sc,n} + K_I \delta T}{\exp\left(\frac{V_{oc,n} + K_V \delta T}{V_t \alpha}\right) - 1} \quad (2.5)$$

A Figura 5 mostra a Curva $I \times V$ e a Curva $P \times V$ de uma Célula FV. Os valores de corrente e tensão podem ser representados graficamente em uma curva característica (I-V) do módulo. Quando a tensão é nula, tem-se o valor de corrente de curto-circuito (I_{sc}). Analogamente, quando a corrente é nula, tem-se o valor da tensão de circuito aberto (V_{oc}) (ABINE et al., 2012).

A curva característica é gerada sob as condições padrão de teste (STC). A partir dela são obtidos os principais parâmetros que determinam a qualidade e desempenho do módulo, como por exemplo, corrente de curto-circuito (I_{sc}), tensão de circuito aberto (V_{oc}), ponto de máxima potência (I_{mp} , V_{mp}) (ZILLES et al., 2016)

A máxima transferência de potência acontece em uma combinação exclusiva de valores de corrente e tensão. A curva da potência é obtida através da multiplicação dos valores da curva I-V. Esse ponto está localizado no “joelho” da curvatura e possui valores típicos, chamados de I_{mp} e V_{mp} .

Figura 5 - Curva de IxV e PxV para uma célula fotovoltaica.

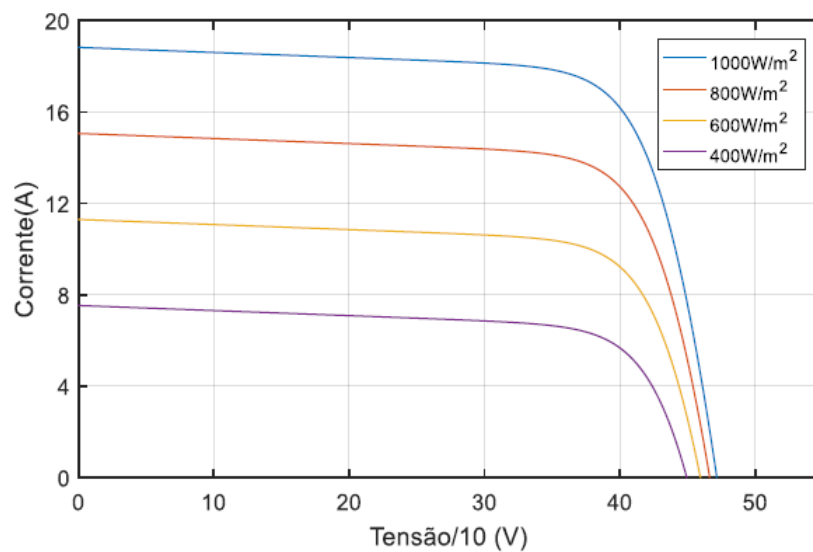


Fonte: (CARLETTE, 2015)

2.1.1 Fatores que Influênciam o Desempenho dos Módulos

Em exposição à luz solar, os módulos fotovoltaicos produzem energia elétrica corrente contínua. O desempenho de operação da célula fotovoltaica depende da temperatura e do nível de irradiação solar a que os módulos estão sujeitos. Na Figura 6 são apresentadas as curvas características I-V e P-V do módulo fotovoltaico.

Figura 6 - Curva de IxV para Diferentes Valores de Irradiação Solar.

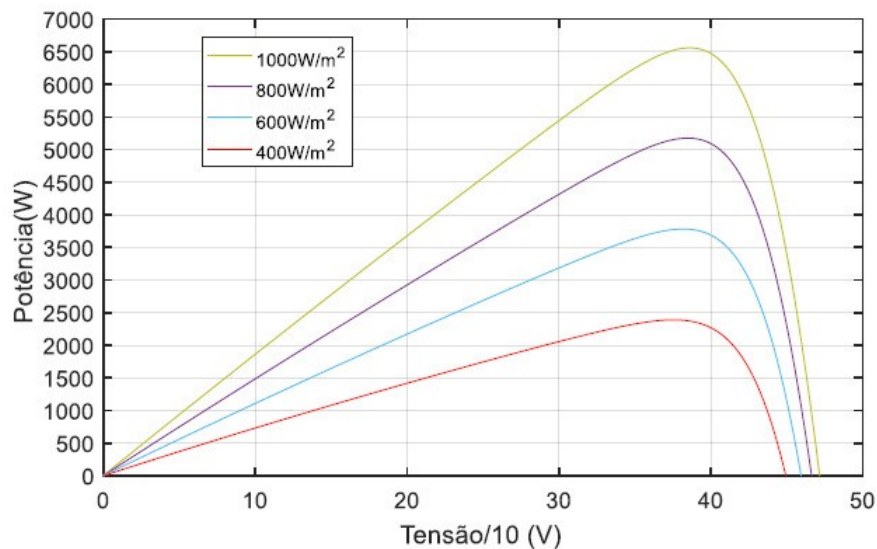


Fonte: Autor, 2022.

Nota-se na Figura 6 que a tensão varia bem menos que a corrente em função da irradiância. Isto acontece quando um fóton energiza um elétron. Logo, com maior irradiância, maior a quantidade de fótons, e maior é a corrente elétrica gerada.

Na Figura 7 nota-se que a irradiância influencia mais na corrente que na tensão. Isto ocorre devido ao aumento da intensidade da luz que incide no módulo, elevando a temperatura em consequência a eficiência do sistema. Neste modo, aumento da temperatura ocasiona a redução da tensão de circuito aberto e a elevação da corrente de curto-circuito, significativamente a potência dos módulos.

Figura 7 - Curva de PxV para Diferentes Valores de Irradiação Solar.



Fonte: Autor, 2022.

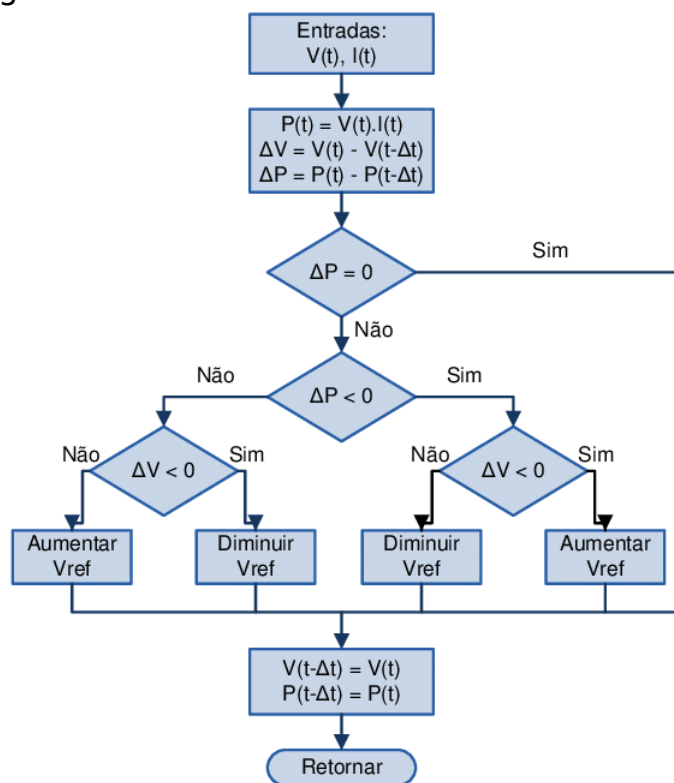
2.2 Algoritmo de MPP

A potência gerada pelo painel FV varia em função das condições climáticas. Ao longo do dia apresentam variação de irradiância solar incidente e de temperatura, a curva de potência $P \times V$ do sistema e assim o ponto de Maximum Power Point (MPP). O algoritmo de Maximum Power Point Tracker (MPPT) é utilizado para que ocorra um ajuste de operação do sistema para se obter a máxima potência.

Existem diversos métodos de implementação do MPPT, que distinguem em termos de custos, complexidade e eficiência. O método escolhido é apresentado através do algoritmo de Perturbação e Observação (P&O), na Figura 8. Este método se baseia em constantes perturbações na tensão e corrente do sistema, de modo que, se for per-

aumento na potência gerada, a próxima perturbação segue a mesma ordem da anterior. Pelo contrário, a potência se reduz com a perturbação, a próxima alteração na corrente e tensão segue uma ordem diferente da anterior (MEDEIROS *et al.*, 2019). O rastreamento do MPP é realizado incrementando ou decrementando a tensão de referência do conversor CC/CC, observado a potência de saída, tem-se o sentido da nova perturbação. Quando há um aumento na potência, a subsequente perturbação deve ser mantida na mesma direção para alcançar a máxima potência. Desta forma, se há um decremento da potência, a direção da perturbação deve ser alterada.

Figura 8 - Fluxograma do Método Perturba e Observa.

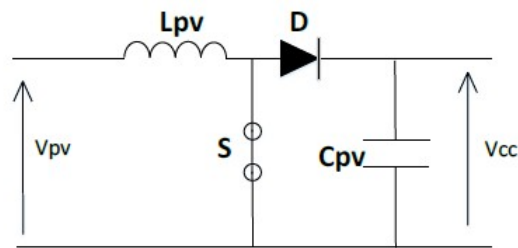


Fonte: (BRITO *et al.*, 2010)

2.3 Projeto do Conversor CC/CC do Tipo Boost

A topologia utilizada neste trabalho é do tipo Boost devido a adequação dos níveis de tensão do arranjo fotovoltaico à tensão do barramento CC, e pela sua fácil implementação. A Figura 9 apresenta a topologia de um conversor CC/CC do tipo Boost, constituído por um indutor L_{pv} , uma chave semicondutora S, um diodo D, um capacitor de entrada e um capacitor de saída, todos alimentados em corrente contínua.

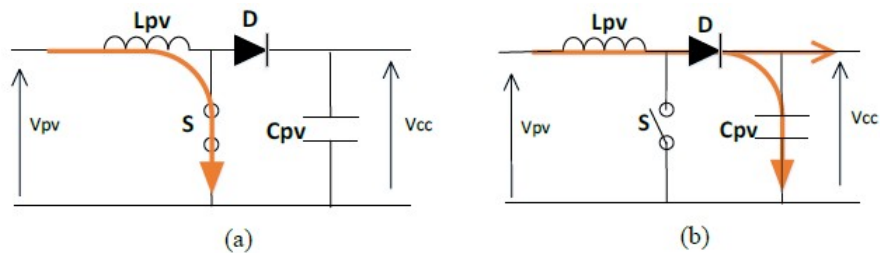
Figura 9 - Conversor elevador CC/CC Boost



Fonte: Autor

Para o desenvolvimento do projeto do conversor boost de um sistema fotovoltaico é considerado ideal que o seu modo de operação seja contínuo, não havendo corrente circulando pelo indutor. Os dois modos de operação do boost, são representados na Figura 10. Em (a) o diodo é polarizado de forma reversa e a fonte carrega o indutor, e sendo assim o fluxo de corrente pela seta vermelha. Já em (b) a corrente circula pelo capacitor e o diodo conduz a saída, que recebem a energia da fonte de entrada e do indutor cujas tensões se somam.

Figura 10 - Operação do Conversor CC/CC Elevador do Tipo Boost, (a) Chave Fechada, (b) Chave Aberta



Fonte: Autor

O cálculo da indutância é dado pelas equações (2.7) e (2.8) (SANTOS et al., 2017).

$$L_{pv} \geq \frac{V_{pv} D}{f_{gate} \delta I_{pv}} \quad (2.6)$$

$$L_{pvmed} = \frac{P}{V_{pv}} \quad (2.7)$$

Onde: P: Potência Ativa Nominal [VA]; $D = \frac{V_{pv}}{V_{cc}} + 1$ (Ciclo de Trabalho); V_{pv} : Tensão de Entrada do Conversor [V]; V_{cc} : Tensão CC de Saída [V]; f_{gate} : Frequência de Chaveamento [KHz]; I_{pv} : Corrente de Entrada [A];

Para determinar a capacitância no projeto do boost, utiliza-se a equação (2.8)

$$C_{pv} = \frac{DI_{pv}}{f_{gate} \Delta V_{cc}} + 1 \quad (2.8)$$

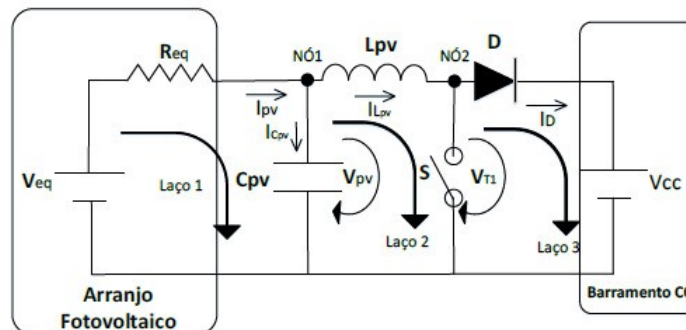
Para a projeção do controle do conversor CC/CC, considera-se a tensão e a corrente nos terminais de entrada, V_{pv} e I_{pv} , e utiliza-se o equivalente de Thevenin para obtenção da função de transferência do boost para análise em frequência e determinação dos parâmetros de controle do conversor.

A partir da linearização da modelagem do arranjo fotovoltaico, obtém-se a condutância g dada em (2.9), que resulta em pequenos sinais para o conjunto de módulos fotovoltaicos (FILHO, 2017).

$$g = \left(\frac{N_{pl0}}{N_s V_t \alpha} \right) \exp\left(-\frac{V + R_{s, arranjo} I_o}{N_s V_t \alpha} \right) - \frac{1}{R_{s, arranjo}} \quad (2.9)$$

Na Figura 11 é apresentado o modelo de pequenos sinais obtidos pela aplicação do método de Thevenin.

Figura 11 - Modelo Thevenin do Arranjo Conectado ao Conversor Boost.



Fonte: Auto.

Desta forma, a partir de g se obtêm a tensão equivalente e a resistência equivalente para o modelo simplificado do conversor Boost, são dadas em (2.10) e (2.11);

$$V_{eq} = V \frac{1}{g} \quad (2.10)$$

$$R_{eq} = \frac{1}{g} \quad (2.11)$$

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff e isolando a corrente fotovoltaica, obtemos as equações (2.12) e (2.13).

$$I_{pv} = \frac{V_{eq} - V_{pv}}{R_{eq}} \quad (2.12)$$

$$L_{pv} \frac{dI_{L_{pv}}}{dt} + V_{cc}D - V_{pv} = 0 \quad (2.13)$$

Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff ao nó 1, temos:

$$I_{pv} = I_{L_{pv}} + I_{C_{pv}} \quad (2.14)$$

Realizando a substituição de $I_{C_{pv}} = C_{pv} \frac{dV_{C_{pv}}}{dt}$ em (2.14), obtém-se:

$$I_{L_{pv}} = \frac{V_{eq} - V_{C_{pv}}}{R_{eq}} + C_{pv} \frac{dV_{C_{pv}}}{dt} \quad (2.15)$$

Substituindo (2.15) em (2.13) e considerando a tensão de saída do arranjo fotovoltaico como uma perturbação, logo é desprezada, e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se:

$$-\frac{L_{pv}}{R_{eq}} s V_{pv}(s) - I_{C_{pv}} s^2 V_{C_{pv}}(s) + V_{cc}D(s) - V_{pv}(s) = 0 \quad (2.16)$$

A partir da manipulação matemática em (2.16), teremos a função de transferência do boost em (2.17), considerando o ciclo de trabalho D como entrada e a tensão fotovoltaica como saída.

$$G_{boost} = \frac{V_{pv}(s)}{D(s)} = \frac{V_{cc}}{s^2 L_{pv} C_{pv} + \frac{L_{pv}}{R_{eq}} + 1} \quad (2.17)$$

O projeto do controlador do boost se baseia no método de resposta em frequência. Para isso, considera-se a dinâmica PWM do conversor eletrônico, representada pela função de transferência $G_{gat}(s)$:

$$G_{gat}(s) = \frac{1 - \frac{sT}{4}}{1 + \frac{sT}{4}} \quad (2.18)$$

onde T é o tempo de amostragem (MOREIRA, 2017). Na Tabela 3 do apêndice A é informado os parâmetros calculados para o projeto do conversor CC/CC do tipo boost.

2.4 Projeto do Conversor CC/CA

Em condição de regime permanente, a rede elétrica se comporta como um sistema de tensão constante. Dessa forma, para injetar ou consumir potência da rede, é necessário controlar o fluxo de corrente. Na prática, tal comportamento pode ser simulado pela associação de uma fonte de tensão em série com um indutor. A associação de tal fonte que seja atribuída, seja no lado CC ou CA, pode-se classificar como: Inversor fonte de corrente (Current Source Inverter - CSI) e Inversor fonte de tensão (Voltage Source Inverter - VSI). O conversor utilizado neste trabalho é um Inversor fonte de tensão. O sistema de controle associado ao acionamento das chaves do conversor CC/CA é responsável pelo controle da injeção de potência ativa e reativa na rede elétrica (MARTINS, 2018).

Para o conversor CC/CA, calculou-se os seguintes parâmetros apresentados na Tabela 2.22 (NETO et al., 2013).

$$i_c(t) = C \frac{dv_{cc}(t)}{dt} \quad (2.19)$$

$$C \geq \frac{P_{nom}}{2\pi f \delta V_{cc}} \quad (2.20)$$

$$I_{Lpico} = \frac{2P}{V_{rede} \sqrt{2}} \quad (2.21)$$

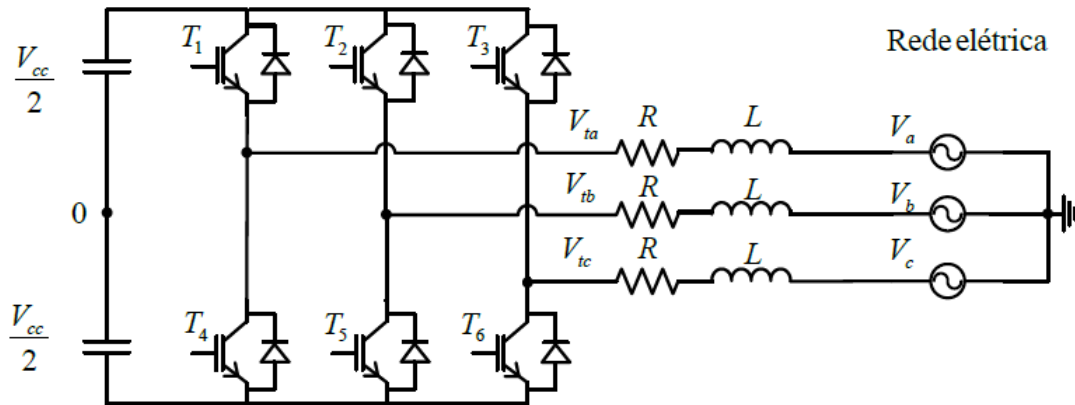
$$L \geq \frac{0,25V_{cc}}{2\delta I_{max} f_s} \quad (2.22)$$

Em que P_{nom} é a potência da carga do conversor, f é a frequência da rede elétrica, V_{cc} é a tensão nominal do barramento CC, L é a indutância do indutor, f_s é a frequência de chaveamento do conversor, δ é a máxima ondulação da corrente e C é capacitor do barramento CC. No projeto do indutor do CLR, adotou-se um ripple de corrente máximo de 25%. Os valores determinados para o projeto do conversor são dispostos na Tabela 4 do apêndice A.

3 MODELO DE CONVERSOR TRIFÁSICO COM FILTRO L EM COORDENADAS $\alpha\beta$

O CLR é responsável pela injeção (ou absorção) de corrente e potência na rede elétrica. O seu principal papel em sistemas de geração distribuída é entregar energia elétrica para a distribuição em corrente alternada, dentro de padrões de qualidade exigidos. A Figura 12 mostra o CLR trifásico cuja conexão com a rede elétrica se dá por meio de um filtro (Filtro L). As tensões V_{ta} , V_{tb} e V_{tc} são as tensões nos terminais do conversor que geram as correntes i_a , i_b e i_c que são transmitidas para a rede elétrica.

Figura 12 - Conversor eletrônico CC/CA trifásico conectado à rede elétrica através do filtro L



Fonte: (MOREIRA, 2017)

As tensões da rede elétrica são geradas por meio de uma fonte simétrica trifásica, cujas tensões são representadas por V_a , V_b e V_c . Cada fase é conectada aos terminais do CLR por meio do filtro, onde L é sua indutância e R é a resistência elétrica do filtro. A tensão CC nos terminais do capacitor.

A partir da Figura 12 e da lei das malhas, as equações que descrevem a dinâmica do conversor eletrônico trifásico conectado à rede elétrica com filtro L são dadas por (3.1) e (3.2).

$$V_{ta} = R i_a + L \frac{d}{dt} i_a + V_a \quad (3.1)$$

$$V_{tb} = R i_b + L \frac{d}{dt} i_b + V_b \quad (3.2)$$

$$V_{tc} = R_i i_c + L \frac{d}{dt} i_c + V_c \quad (3.3)$$

O modelo matemático do CLR será representado em $\alpha\beta$ coordenadas. A equação (3.4) mostra a matriz da Transformada de Clark, que é responsável pela transformação em coordenadas $\alpha\beta$. A equação (3.5) é a sua inversa. Considerando o fator de escala $\frac{2}{3}$ para tornar a potência invariante e a componente de sequência zero será desconsiderada devido ao sistema trifásico adotado ser equilibrado. As tensões da rede elétrica devem ter a mesma referência senoidal em regime permanente em ambas as coordenadas, sendo determinada pela rede elétrica.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{V_{pu}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{V_{pu}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 3 & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

A variável x apresentada nas equações (3.4) e (3.5) pode ser substituída por tensão ou corrente elétrica. Assim, utilizando a matriz (3.4) nas equações (3.1) a (3.3), faz com que o sistema passe a ser representado em coordenadas $\alpha\beta$ pela equação simplificada (3.6).

$$V_{t\alpha\beta} = R_i i_{\alpha\beta} + L \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta} + V_{s\alpha\beta} \quad (3.6)$$

A equação (3.6) pode ser decomposta em (3.7).

$$V_{t\alpha\beta} = V_\alpha + jV_{s\alpha\beta} \quad (3.7)$$

Expandindo (3.6) a partir de (3.7) teremos o modelo matemático do CLR trifásico conectado à rede elétrica por meio do filtro L em coordenadas $\alpha\beta$ conforme (3.8) e (3.9).

$$L \frac{d}{dt} i_\alpha = V_\alpha - R_\alpha i_\alpha - V_\alpha \quad (3.8)$$

$$L \frac{d}{dt} i_{\beta} = V_{t\beta} - R_{\beta} i_{\beta} + V_{\beta} \quad (3.9)$$

3.1 Controle das Correntes do CLR

O controle das correntes elétricas do CLR possibilita a regulação das potências entregues ou absorvidas pelo sistema. A potências são definidas por (3.10) e (3.11).

$$P_e = V_{\alpha} i_{\alpha} + V_{\beta} i_{\beta} \quad (3.10)$$

$$Q_e = -V_{\alpha} i_{\alpha} + V_{\beta} i_{\beta} \quad (3.11)$$

O controle das correntes do conversor é dado em função das equações (3.8) onde as tensões $V_{t\alpha}$ e $V_{t\beta}$ em (3.12) e (3.13), dependem do índice de modulação da tensão elétrica do barramento CC.

$$V_{t\alpha} = \frac{V_{cc}}{2} m_{\alpha} \quad (3.12)$$

$$V_{t\beta} = \frac{V_{cc}}{2} m_{\beta} \quad (3.13)$$

Substituindo (3.12) e (3.13) em (3.8) e (3.9), temos o modelo linear desacoplado das correntes da rede elétrica

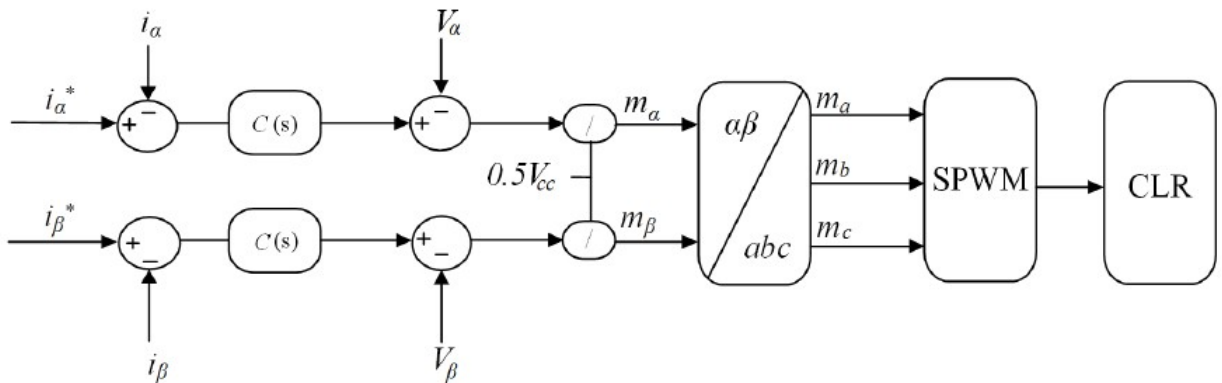
$$L \frac{d}{dt} i_{\alpha} + R_{\alpha} i_{\alpha} = \frac{V_{cc}}{2} m_{\alpha} - V_{\alpha} \quad (3.14)$$

$$L \frac{d}{dt} i_{\beta} + R_{\beta} i_{\beta} = \frac{V_{cc}}{2} m_{\beta} - V_{\beta} \quad (3.15)$$

O diagrama de blocos da malha do controle de correntes do CLR é apresentado em Figura 13.

A apresentação do diagrama de bloco do CLR na Figura 13 utiliza malhas de corrente elétrica i_{α} , i_{β} como referências a partir do controle de tensão elétrica

Figura 13 - Diagrama de Blocos do Controle de Corrente do CLR



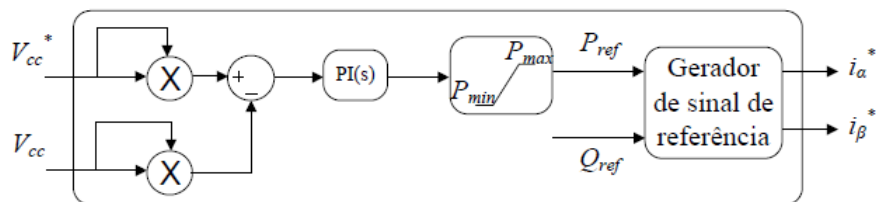
Fonte: Autor

barramento CC. Os resultados provenientes das malhas de controle de corrente elétrica são comparados com as referências de corrente elétrica para obter o erro que é processado pelos controladores (C(s)) que possuem como saída a tensão no barramento CC. Essas tensões são subtraídas das tensões nos terminais do CLR, segundo as equações (3.8) e (3.9) e os sinais de modulação m_a e m_b são determinados a partir das equações (3.12) e (3.13) e são transformados de meio para fim de linha por meio da equação (3.5), sendo assim a técnica de modulação SPWM para o controle de corrente elétrica do CLR é executada.

3.2 Controle da Tensão do Barramento CC

Na Figura 14 é apresentado o controle de tensão do barramento CC e o gerador de referência de sinal que gera as referências de corrente elétrica a partir da equação (3.16).

Figura 14 - Diagrama de Bloco do Controle de Tensão do Barramento CC



Fonte: Autor

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & V_{\beta} \\ V_{\beta} & -V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

O controle de tensão elétrica do barramento CC é dado a partir do fluxo de potência entre os conversores eletrônicos do lado da rede elétrica e do lado do capacitor (MOREIRA, 2017). Onde tem P_{ref} como potência ativa de referência e Q_{ref} como potência reativa de referência. Quando P_{ref} é positiva, a potência ativa é entregue à rede elétrica, caso contrário, a potência é absorvida pelo CLR para que a tensão elétrica do capacitor seja carregada. Neste trabalho será analisada a compensação de reativos no sistema gerado pelo capacitor, será considerado o fator de potência do CLR unitário.

3.3 Projeto do controladores do Conversor CC/CC e Conversor CC/CA

Para este trabalho, foram implementados dois tipos de controladores de tensão elétrica, sendo o PI convencional e P-Multiressonante. Para a escolha destes tipos de controladores, foi considerado o comportamento do processamento das variáveis em coordenadas $\alpha\beta$ em larguras de bandas diferentes, já que as correntes são variáveis contínuas. Para a malha de controle de tensão do barramento CC, a aplicação do controlador PI se torna adequada devido à característica contínua da tensão do barramento.

Os projetos dos controladores foram feitos de acordo com o método de resposta em frequência (MOREIRA, 2017) e foram considerados os critérios de (OGATA; SEVERO, 2008) para o projetos dos controladores.

3.3.1 Projeto de Controladores de Corrente e de Tensão Elétrica do Barramento CC/CA em Coordenadas $\alpha\beta$

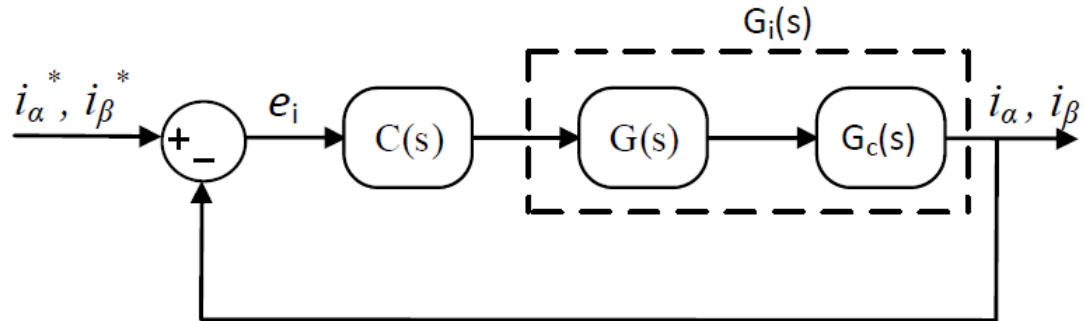
Na Figura 15 é apresentado o diagrama de bloco simplificado do controle de corrente elétrica do CLR com filtro L em coordenadas $\alpha\beta$ compostos por três blocos: o bloco $C(s)$ que representa o controlador PI, $G(s)$ é a planta da conexão do conversor eletrônico com a rede elétrica, o bloco $G_c(s)$ representa a dinâmica do PWM do conversor eletrônico CC/CA e $G_i(s)$ representa os blocos $G_c(s)$ em cascata.

A função de transferência $G(s)$ é dada por (3.17):

$$G(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (3.17)$$

Onde L é a indutância do filtro conversor CC/CA com a rede elétrica e R é a resistência do filtro.

Figura 15 - Diagrama de Bloco Simplificado do Controlador de Corrente Elétrica do C Filtro L em Coordenadas $\alpha\beta$



Fonte: Autor

Neste trabalho optou-se pelo projeto dos controladores do CLR baseado no de resposta em frequência.

A dinâmica do PWM do conversor eletrônico é representada através de um obtido pela função $G(s)$ (3.18).

$$G(s) = \frac{1 - \frac{T_s}{4}s}{1 + \frac{T_s}{4}s} \quad (3.18)$$

3.3.1.1 Projeto do Controlador de Corrente Elétrica PI

O controlador é definido a partir das equações (3.19) a (3.21):

$$C(s) = k \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.19)$$

A função de transferência do controlador PI, representado por $C(s)$ é apresentada na equação (3.19), onde k é o ganho proporcional e T_i é o tempo integral. Substituindo $s = j\omega$, em (3.19):

$$C(j\omega) = k \left(1 + \frac{1}{T_i j\omega} \right) \quad (3.20)$$

$$\angle C(j\omega) = -\arctan\left(\frac{1}{T_i j\omega}\right) \quad (3.21)$$

A margem de fase para o sistema controlado é calculada pela equação (3.21) (OGATA; SEVERO, 1998).

$$MF_d = \pi + \angle G(j\omega) + \angle C(j\omega) \quad (3.22)$$

Onde ω é a frequência de cruzamento de ganho.

Substituindo (3.21) em (3.22), é possível isolar a função de transferência PI.

$$T_i = \frac{1}{\omega_c \tan(\pi + \angle_i G(j\omega) - MF_d)} \quad (3.23)$$

Com a função de transferência em malha aberta do sistema controlado é avaliada na frequência de cruzamento, tem-se:

$$|C(j\omega_c)| |G(j\omega_c)| = 1 \quad (3.24)$$

Substituindo (3.20) em (3.24) e isolando k

$$k_p = \frac{1}{|1 - \frac{j}{\omega_c T_i}| |G(j\omega_c)|} \quad (3.25)$$

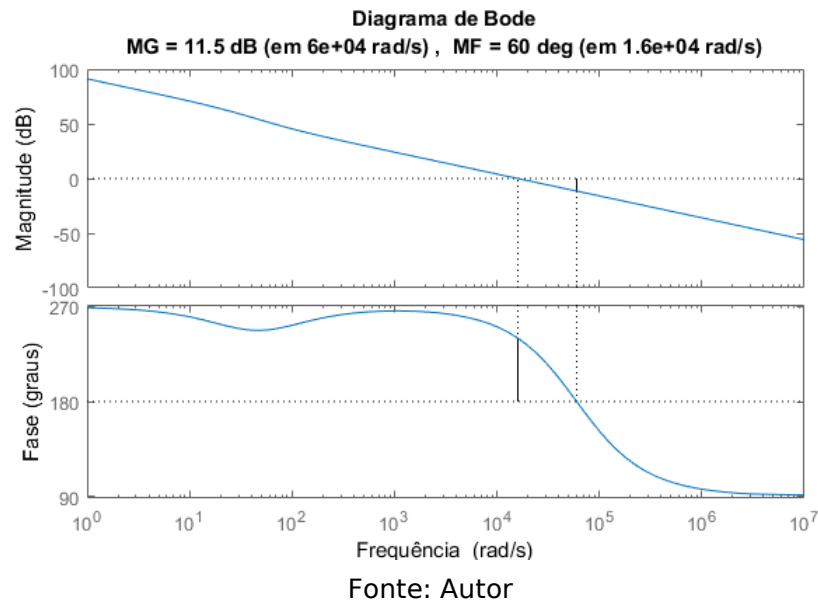
Com uma Margem de fase de $ME = 60^\circ$ e frequência de cruzamento de ganho de $\omega_c = 16.000 \text{ rad/s}$ a partir das equações (3.23) e (3.25) obtém-se $k_p = 159.9988$, respectivamente utilizando o método resposta em frequência com Margem de Ganho de 6 dB e Margem de Fase entre 30° e 60° . A Figura 16 mostra o resultado obtido para a resposta em frequência do sistema de controle das correntes elétricas do CLR em malha aberta.

3.3.1.2 Projeto do Controlador de Corrente Elétrica P-Multiressonante

O segundo projeto do controlador de corrente é o controlador P-Multiressonante definido com ganho infinito na frequência fundamental e nas frequências das harmônicas de 1ª, 5ª, 7ª, 11ª e 13ª ordem presentes nas correntes elétricas que circulam no CLR. O uso de controlador em sistemas que utilizam conversores eletrônicos trifásicos, além de proporcionar maior largura de banda para algumas frequências, auxilia na eliminação das correntes harmônicas (MOREIRA, 2017).

Tomando a Figura 15 pode-se aplicar a metodologia do projeto descrito anteriormente. As equações de (3.26) a (3.31) a função de transferência do C(s) é dada na equação (3.26)

Figura 16 - Diagrama de Bode do Controlador de Corrente Elétrica PI do CLR em Malha



(FILHO, 2017):

$$C(s) = k_2 + \frac{k_p}{T_r} \left(\sum_{h=5,7,11,13} \frac{s}{s^2 + (h\omega)^2} \right) \quad (3.26)$$

Onde k_p e T_r são parâmetros do controlador, h é a ordem ω que representa a frequência angular fundamental da rede elétrica.

O equacionamento do projeto para o controlador P-Multiressonante a partir da equação (3.27), conforme apresentado em (RAMYA; RAMAPRABHA, 2015).

$$\sum_{h=5,7,11,13} \frac{s}{s^2 + (h\omega)^2} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.27)$$

Manipulando as equações (3.26) e (3.27), tem-se:

$$C(s) = k_2 + \frac{K_p N(s)}{T_r D(s)} \quad (3.28)$$

O $D(s)$ é um polinômio de potências pares, $\text{Im}[D(s)] = 0$, e $N(s)$ é um polinômio de potências ímpares, $\text{Re}[N(j\omega)] = 0$. Com $s = j\omega$, obtém-se:

$$D(j\omega) = \text{Re}[D(j\omega)] \quad (3.29)$$

$$N(j\omega) = j\text{Im}[N(j\omega)] \quad (3.30)$$

A margem de fase desejada (M_F) para o sistema controlado é definida na equação (3.22). Substituindo (3.22) em (3.28) e isolando-se uma condição de projeto definida na equação (3.31):

$$T_r = \frac{\text{Im}[N(j\omega)]}{\text{Re}[D(j\omega)] \tan(M_F - \angle G(j\omega) - \pi)} \quad (3.31)$$

A magnitude da função de transferência de malha aberta do sistema controlado na frequência de cruzamento é unitário (OGATA; SEVERO, 1998), segundo a equação (3.32)

$$|C(j\omega)| |G(j\omega)| = 1 \quad (3.32)$$

Aplicando (3.28) em (3.32) e isolando-se:

$$|h|K_p = \frac{|G(j\omega)|}{\frac{|Re[D(j\omega)]|}{\sqrt{Re[D(j\omega)]^2 + T_r^2 Im[N(j\omega)]^2}}} \quad (3.33)$$

Com Margem de Fase desejada $M_F = 60^\circ$ e Margem de ganho $M_G = 16.000$ rad/s a partir das equações (3.31) e (3.33) $\omega_c = 0.0098$, respectivamente utilizando o método resposta em frequência com Margem de Ganho superior a 6 dB e de Fase entre 30° e 60° .

A Figura 17 mostra o resultado obtido para a resposta em frequência do sistema de controle das correntes elétricas do CLR em malha aberta. O sistema controlado apresenta de ressonância nas harmônicas 1ª, 5ª, 7ª, 11ª, 13ª ordens.

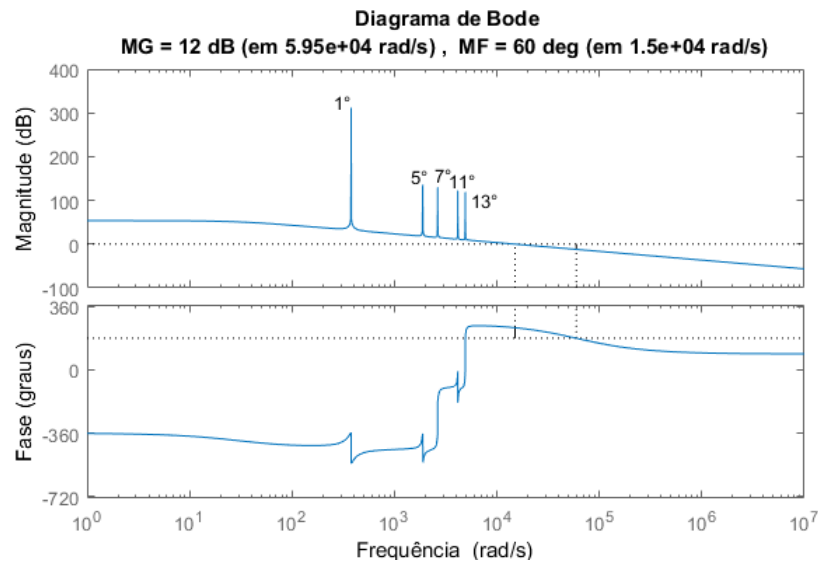
A margem de fase de 60° e a margem de ganho de 12 dB obtidos na Figura 8 são os critérios determinados em (OGATA; SEVERO, 1998) para um bom projeto de controle.

3.3.2 Projeto do Controlador do Barramento CC

O diagrama de blocos do controlador de tensão do barramento CC é apresentado na Figura 18.

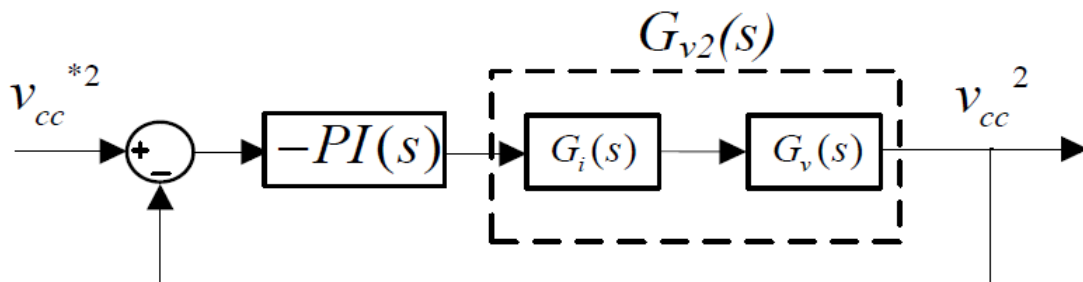
O bloco $PI(s)$ é o controlador PI multiplicado por (-1) em compensação ao sistema. O bloco $G_v(s)$, o bloco $G_i(s)$ é a malha fechada de controle de corrente do CLR, representa a dinâmica da tensão do barramento CC e a representação em cascata de $G_v(s)$ e $G_i(s)$. O modelo simplificado $G_d(s)$ tem a função de transferência definida em

Figura 17 - Diagrama de Bode do Controlador de Corrente Elétrica P-Multiressonante em Malha Aberta.



Fonte: Autor

Figura 18 - Diagrama de Bode do Controlador de Corrente Elétrica P-Multiressonante em Malha Aberta.



Fonte: Autor

(3.34) segundo (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

$$G_v = \frac{V_{cc}^2(s)}{P_t} = -\left(\frac{2}{C}\right) \frac{\tau(s) + 1}{s} \tag{3.34}$$

Onde V_{cc} é a variável de estado do sistema, P_t é a potência nos terminais do conversor, C é a capacitância do barramento CC, e τ é obtida por:

$$\tau = \frac{2LP_{ext}}{3V_s^2} \tag{3.35}$$

V_s é a amplitude da tensão de fase da rede elétrica e P_{ext} é a potência ativa entre a rede e o conversor eletrônico.

Observa-se em (3.35) que τ é proporcional a P_{ext} . Assim, τ assume valor positivo quando o CLR opera no modo inversor e valor negativo quando o CLR opera em modo retificador.

Fazendo uso da metodologia da seção 2.3 para projetar o controlador de tensão do barramento CC, obtém-se os parâmetros do controlador PI por meio das equações (3.36)

$$T_i = \frac{1}{\omega_c \tan(\pi + \angle_{G_2}(j\omega) - MF)} \quad (3.36)$$

$$k_p = \frac{1}{\left| 1 - \frac{j}{\omega_c T_i} \right| |G_2(j\omega)|} \quad (3.37)$$

A malha de controle de tensão elétrica apresenta resposta mais lenta do que a malha de controle de corrente elétrica. Para Margem de Fase de 60° e Margem de Ganho de 33,2 dB, com $\omega_c = 35 \text{ rad/s}$, obtém-se os valores de $T_i = 0.0423$ para o controlador de tensão PI do CLR utilizando o método resposta em frequência com Margem de Ganho superior a 30 dB e Margem de Fase entre 30° e 60°. A Figura 19 mostra a resposta em frequência do sistema de controle de tensão do barramento CC em malha aberta.

Na Figura 20 é apresentada a resposta em frequência do controlador de tensão do barramento CC em malha aberta, com atuação do controlador de corrente P-Multiresposta do CLR em malha aberta.

Figura 19 - Diagrama de Bode do controle de tensão PI do barramento CC do CLR com atuação do controlador de corrente PI do CLR.

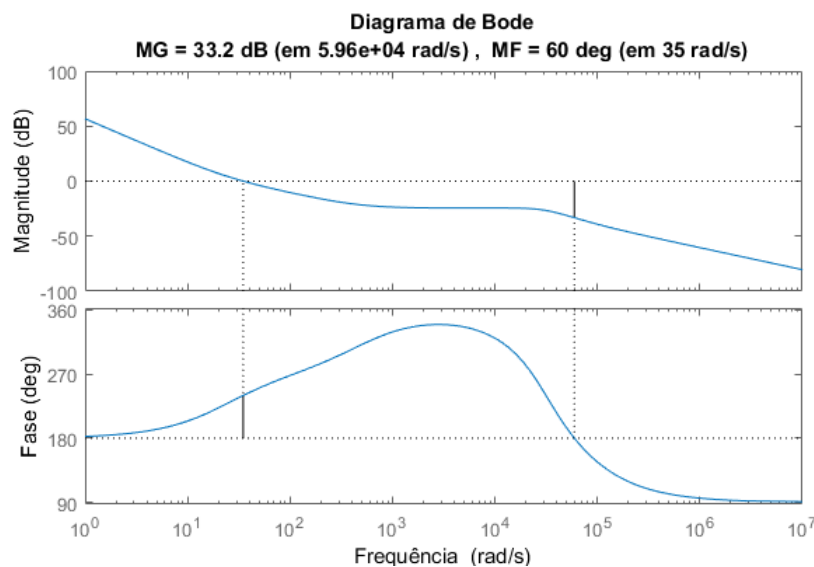
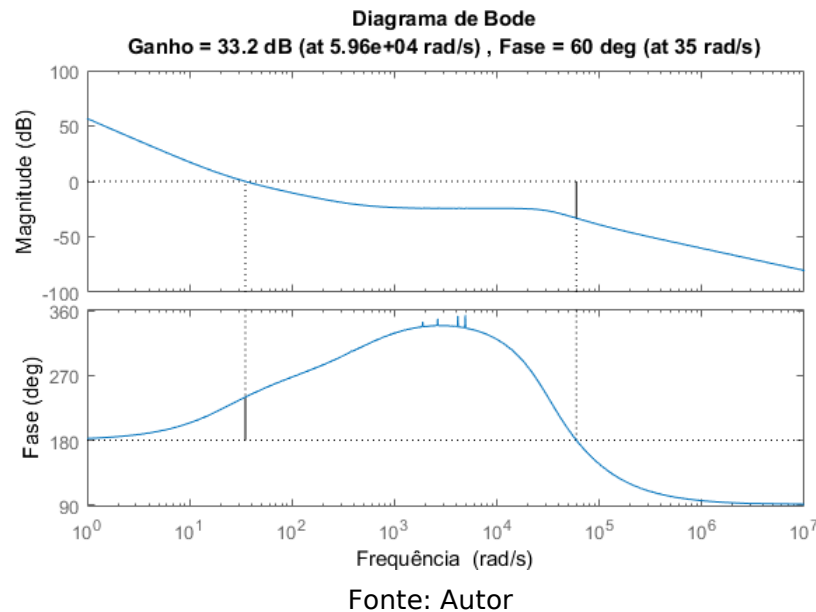


Figura 20 – Diagrama de Bode do Controle de Tensão PI do Barramento CC do CLR com do controlador de corrente P-Multiressonante do CLR



3.4 Filtro Harmônico Basedado no Controle do CLR em Coordenadas $\alpha\beta$

O filtro harmônico é responsável por identificar as componentes harmônicas não linear, produzir as correntes de compensação para inserí-las no PAC e, assim, distorções nas formas de ondas das correntes elétricas da rede (MOREIRA, 2017) (PATIL, 2016).

O projeto aplicado neste trabalho adiciona ao CLR a função FAP (Filtro Ativa Potência), através da modificação da malha de controle das correntes elétricas. Isso permite à atenuação das harmônicas de corrente na rede elétrica mantendo a tensão do barramento CC. A implementação é realizada através da adição de novas correntes de referência no esquema de controle de correntes do CLR como é apresentado na Figura 14 na seção 3.3. O resultado do esquema de controle de corrente elétrica é mostrado na Figura 20. As correntes de referência i_{α}^* e i_{β}^* são definidas a partir de (3.38) e (3.39)

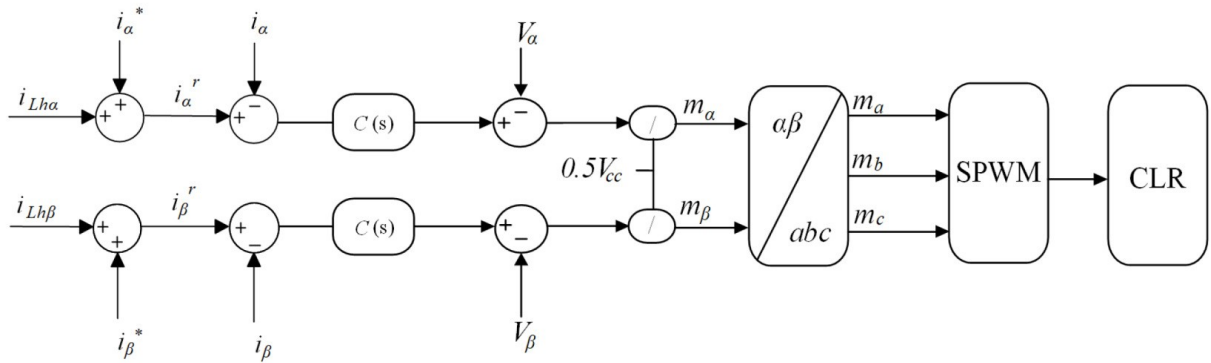
$$i_{\alpha}^r = i_{\alpha}^* + L_h \alpha \quad (3.38)$$

$$i_{\beta}^r = i_{\beta}^* + L_h \beta \quad (3.39)$$

As componentes harmônicas são representadas por i_{α}^h e i_{β}^h

Na Figura 21 é apresentado o esquema do identificador de harmônicos utilizado neste trabalho. As componentes harmônicas da carga são extraídas em coordenadas $\alpha\beta$

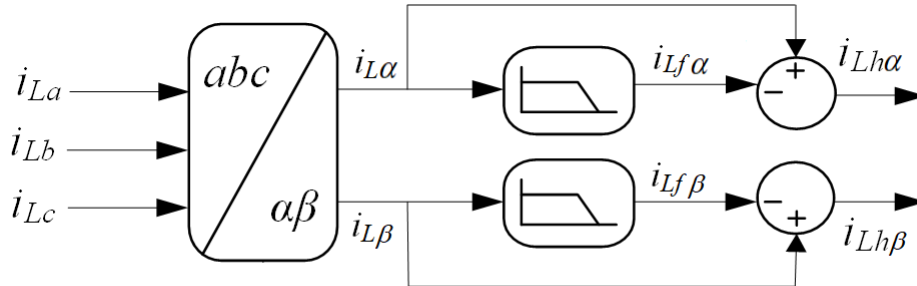
Figura 21 - Controle das correntes do CLR com função de FAP adicionada ao sistema



Fonte: Autor

seguidas transformadas $\alpha\beta$ com a equação (3.4). Logo em seguida, ocorre a filtragem meio de filtros passa-baixas, separando as correntes harmônicas das correntes funda

Figura 22 - Identificador de harmônicos para compensação da corrente i_L de rede elétrica



Fonte: Autor

A função FAP implementada ao CLR proporciona melhorias na qualidade de e como o aumento do fator de potência e a redução de harmônicos na rede elétrica. A harmônicos na rede elétrica causam distorções que podem ser calculadas com valores usando o DHTi definida como:

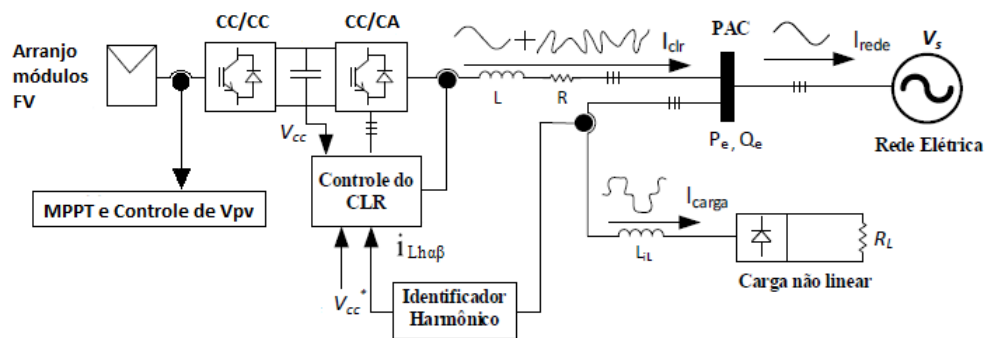
$$DHTi(\%) = \frac{100}{i_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{50} i_h^2} \quad (3.40)$$

Onde temos a componente fundamental e a soma das componentes harmônicas da corrente elétrica i_h . O cálculo descrito na equação (3.40) é considerado até a componente harmônica de ordem 50, onde se desconsidera as interharmônicas.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos através de simulações computacionais no Matlab/Simulink. O sistema de geração fotovoltaico apresentado na Figura 22 foi modelado e simulado para investigar as estratégias de controle de corrente do CLR. O sistema apresentado na Figura 23 é composto por módulos Fotovoltaicos, dois conversores e um barramento de tensão CC, um retificador não controlado alimentando uma carga e uma fonte trifásica equilibrada.

Figura 23 - Esquema do sistema estudado.



Fonte: Autor

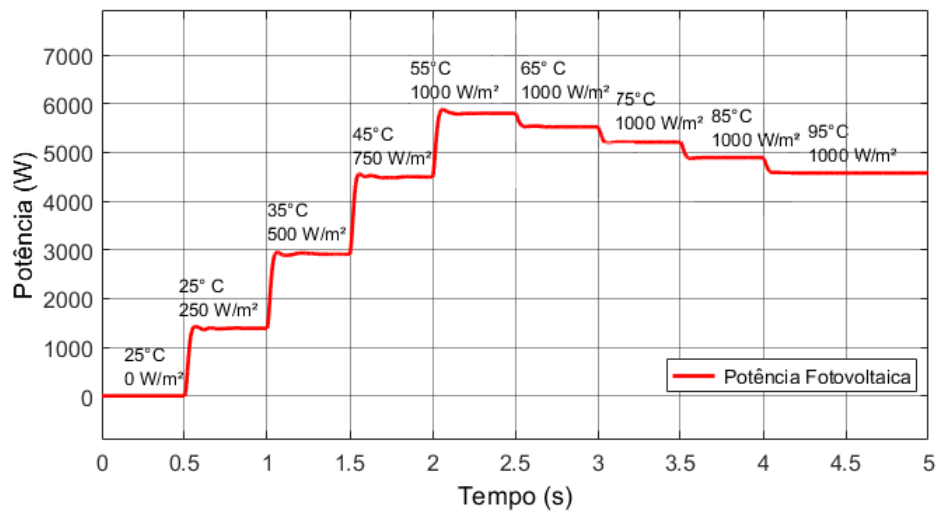
O sistema fotovoltaico é composto por 20 módulos BYD P6K-36 335W, com strings de 10 módulos para simulação de sistema real de uma potência instalada de 3350W. Os resultados de simulação serão apresentados em três seções. Primeiramente, serão mostradas as características do sistema fotovoltaico em situações adversas de temperatura e irradiância seguida, dois estudos de casos avaliando a implementação do controlador de corrente do CLR. No caso 1, o controlador de corrente PI é implementado ao CLR para análise de mitigação de harmônicos presentes nas correntes da rede elétrica. No caso 2, é aplicado o controlador de corrente P-Multiressonante do CLR, para mesma avaliação do caso 1.

4.1 Características do Sistema Fotovoltaico

Na Figura 24 é apresentado o comportamento da potência gerada pelo sistema fotovoltaico em diferentes situações adversas de irradiância e temperatura, onde se observa que com o aumento da irradiância, a máxima potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico aumenta significativamente, e com o aumento da temperatura, a potência reduz.

Para a análise dos controladores de corrente do sistema fotovoltaico, foram realizadas

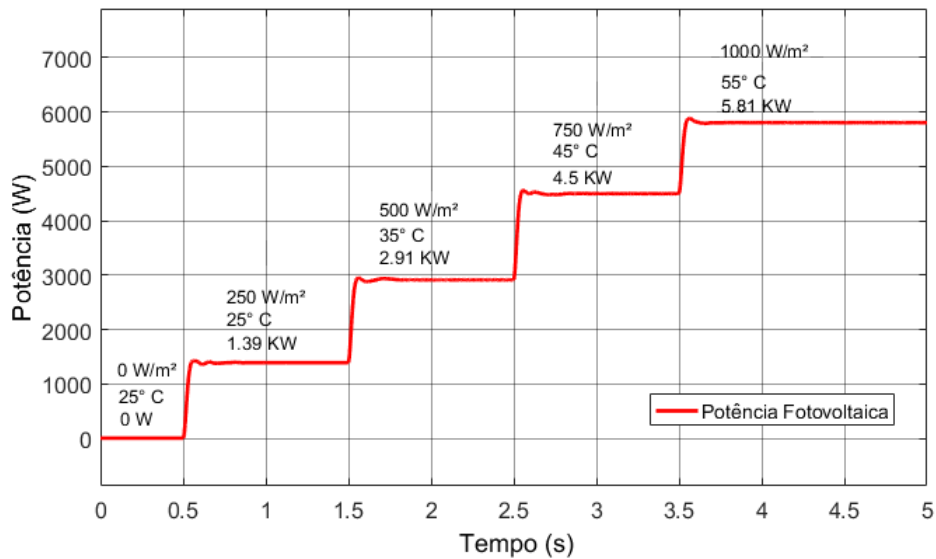
Figura 24 – Aplicações variáveis de temperatura e irradiação para observação do comportamento da potência fotovoltaica gerada.



Fonte: Autor

as condições de variações de temperatura e irradiação dispostas na Tabela 6 do Apêndice B, caracterizando na Figura 25.

Figura 25 – Potência fotovoltaica gerada em situações adversas de irradiância e temperatura.



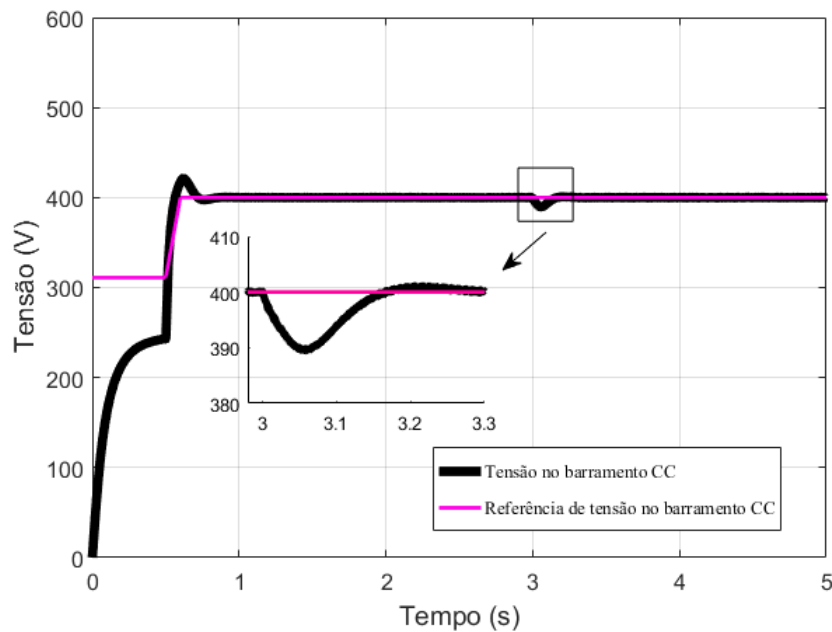
Fonte: Autor

4.2 Caso 1: Estudo com Controlador de Corrente PI do CLR

Neste estudo de caso, o sistema fotovoltaico é analisado com uma carga não linear conectada no PAC, com filtragem ativa até $t = 3$ s e com filtragem após $t = 3$ s no CLR. Os resultados com a implementação do controle de corrente PI como são observados nas Figuras 26 e 27.

resposta ao controle da tensão elétrica do barramento CC é ilustrada na Figura 26. Inicialmente, o barramento CC é carregado pelo CLR atuando como retificador ($t = 0$ a $t = 0,5s$). O barramento é carregado próximo a tensão de pico de linha da rede elétrica, regulando-se de acordo com a referência para 400V. No instante $t = 3s$, verifica-se sobresinal na tensão do barramento em relação a referência no momento de acionamento do FAP, porém, o controle permanece a tensão continua seguindo a referência.

Figura 26 - Resposta ao controle de tensão do barramento CC.

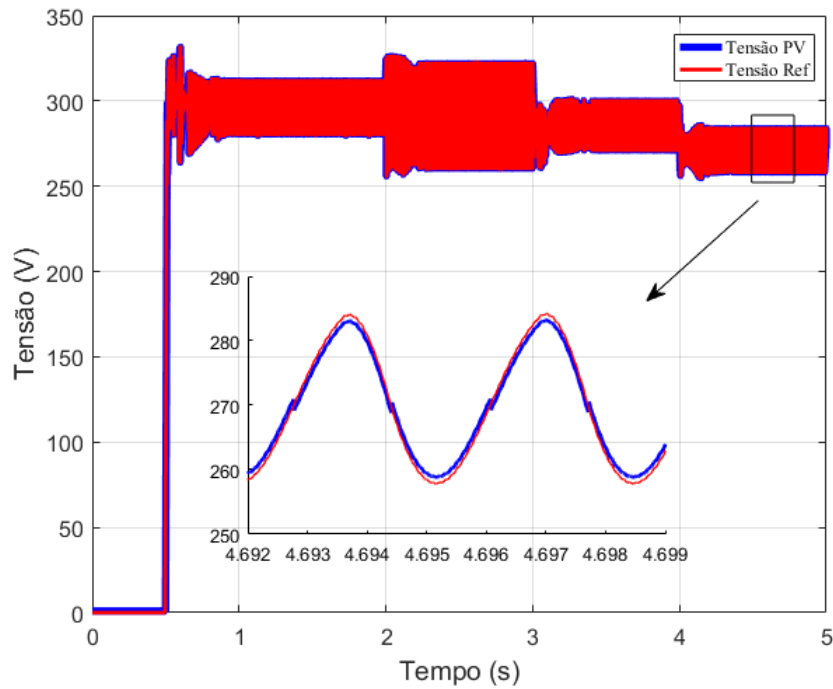


A Figura 27 apresenta o comportamento das tensões de controle e referência (V_{ref}) em condições adversas de temperatura e irradiação que o sistema está submetido. Observa-se que o formato da onda de tensão segue a referência, porém, apresentam um erro devido ao atraso que impede de uma onda sobrepor outra, proveniente das limitações do controlador PI.

A Figura 28 mostra a resposta da potência ativa entregue ao PAC. Observa-se uma instabilidade nos instantes $t = 0s$ a $t = 0,5s$, onde os controladores entram em função. Além disso, se observa que a máxima potência entregue é de 5,54 kW no período de $t = 0,5s$ a $t = 5s$, que corresponde ao período de temperatura de $55^{\circ}C$ e irradiação de $1000 W/m^2$. A potência observada foi de 1,35 kW no período de $t = 0,7s$ e $t = 2s$, onde a temperatura é de $45^{\circ}C$ e irradiação $250 W/m^2$.

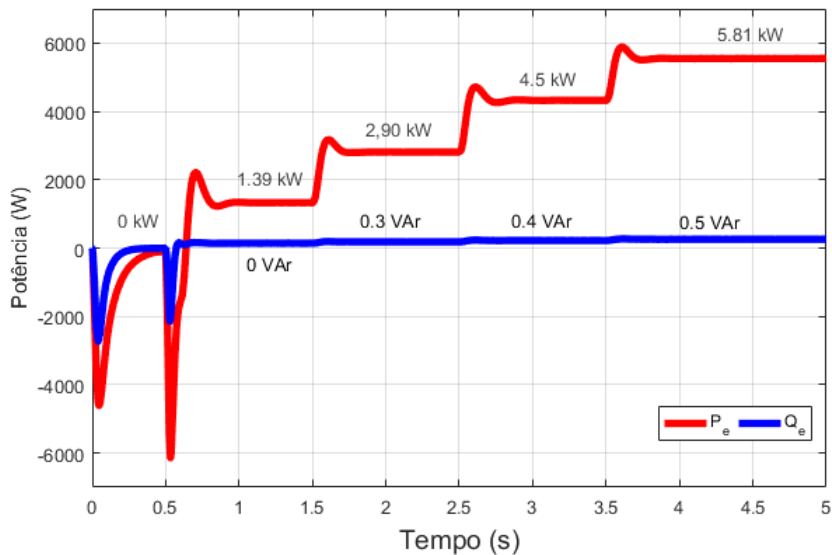
A potência ativa mostra valores menores em sua magnitude do que o gerador devido ao arranjo FV em razão das perdas por aquecimento, condução e comutação nos conversores.

Figura 27 – Resposta potência gerada para variações de temperatura e irradiação.



Fonte: Autor

Figura 28 – Potência ativa e reativa injetada no PAC



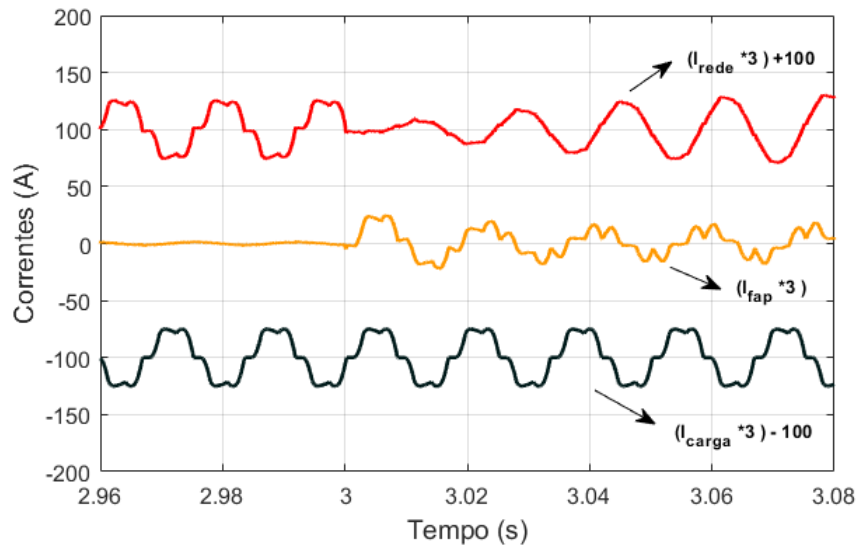
Fonte: Autor

potência. A potência reativa é controlada em zero, porém, com as limitações do controlador, se pode observar pequenas alterações na potência reativa, sem interferências significativas na obtenção dos resultados.

As formas de ondas da corrente da rede, do FAP e da carga não linear são apresentadas na Figura 29. A corrente da rede no instante $t = 0s$ a $t = 3s$ é idêntica a corrente da carga não linear.

linear, apresentando distorções em sua forma de onda. Após $t = 3\text{s}$, o FAP é ativado e a rede muda a sua forma para senoidal.

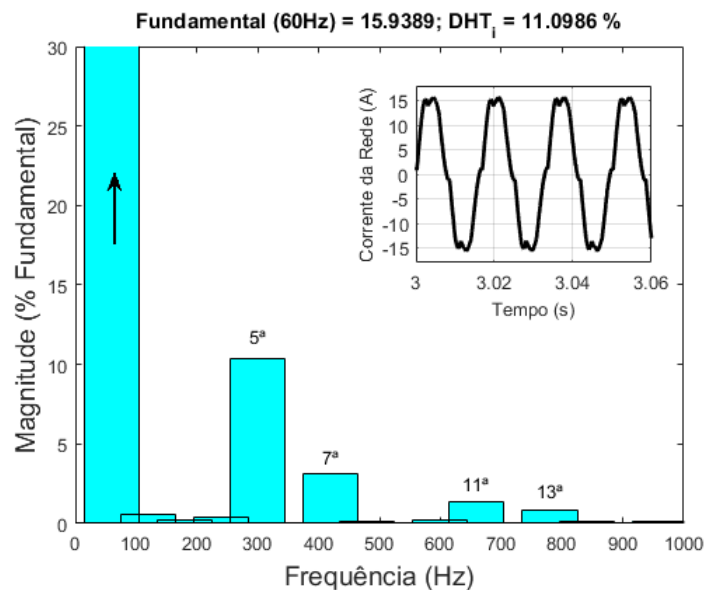
Figura 29 - Formas de ondas da corrente da rede, da carga não linear e do FAP.



Fonte: Autor

O espectro harmônico da corrente da carga não linear na Figura 30 mostra componentes ímpares (5^{a} , 7^{a} , 11^{a} , 13^{a}), como as principais componentes harmônicas, a um $\text{DHT}_i = 11,1\%$.

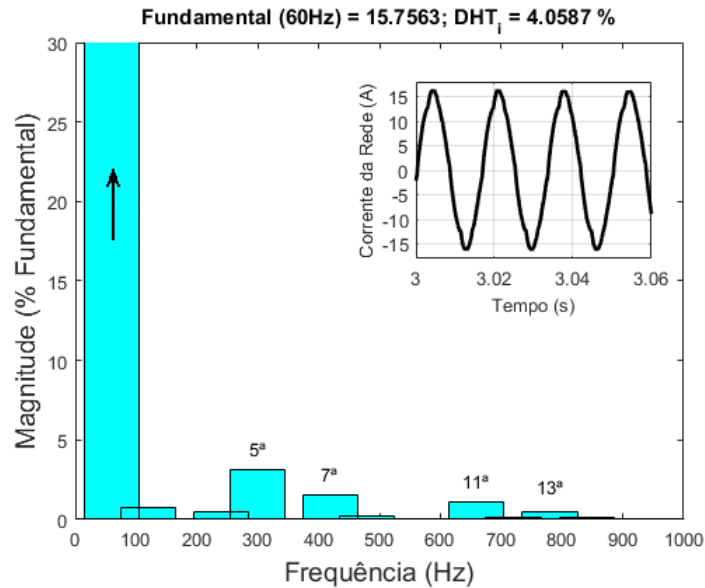
Figura 30 - Espectro harmônico da corrente da carga acoplado ao CLR.



Fonte: Autor

Na Figura 31 é apresentado o espectro harmônico da corrente da rede elétrica, mostrando a atenuação das componentes ímpares que contribuíam para as distorções na sua forma de onda. O DHT_i da corrente da rede elétrica é 4,06%.

Figura 31 - Espectro harmônico da corrente da rede elétrica quando o CLR opera com FAP.



Fonte: Autor

Comparando os valores de DHT_i em duas situações, é possível observar a atenuação das componentes ímpares que distorciam sua forma de onda. Desta forma, a redução obtida está de acordo com a norma IEC Standard 61000-4-7, apresentando um valor de 5% (ELECTRICAL; ENGINEERS, 2014).

A Figura 32 apresenta as correntes de referência e as correntes de referência, bem como o erro residual presente, impedindo sobreposição das ondas, causadas pelas limitações do controlador de corrente PI.

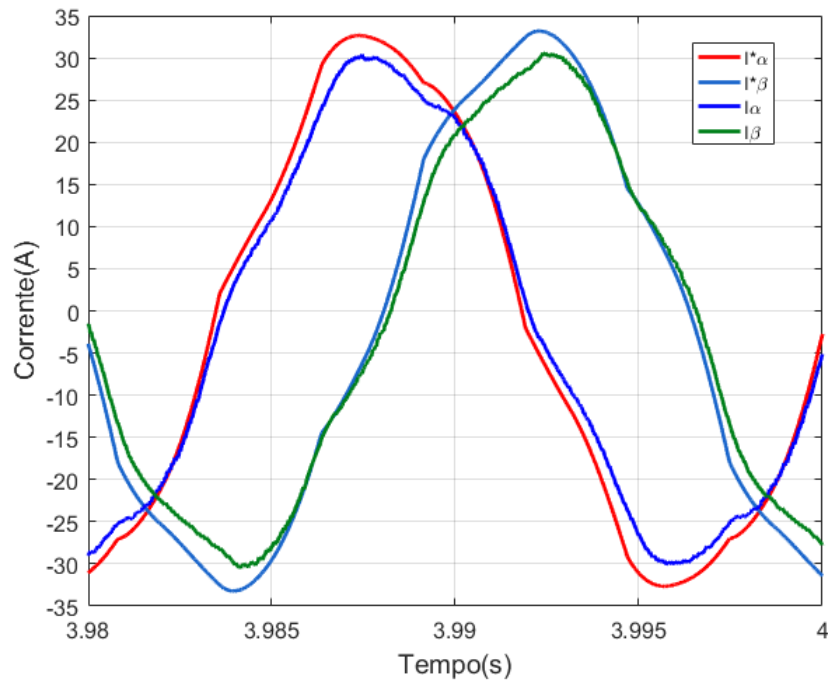
4.3 Caso 2: Estudo com Controlador de Corrente P-Multiressonante do CLR

Para o estudo de caso 2, é utilizado o controlador de corrente P-Multiressonante do CLR nas mesmas condições aplicadas ao sistema apresentado no caso 1.

O controle da tensão elétrica do barramento CC possui o mesmo comportamento observado na Figura 26.

A Figura 33 mostra alterações no comportamento das tensões fotovoltaicas

Figura 32 - Correntes i_{α}^* , i_{β}^* do controlado de corrente PI.



Fonte: Autor

referência para variações de temperatura e irradiação aplicada ao sistema. Observa-se que as formas de ondas estão distorcidas e instáveis com aplicação do controlador de corrente P-Ressonante.

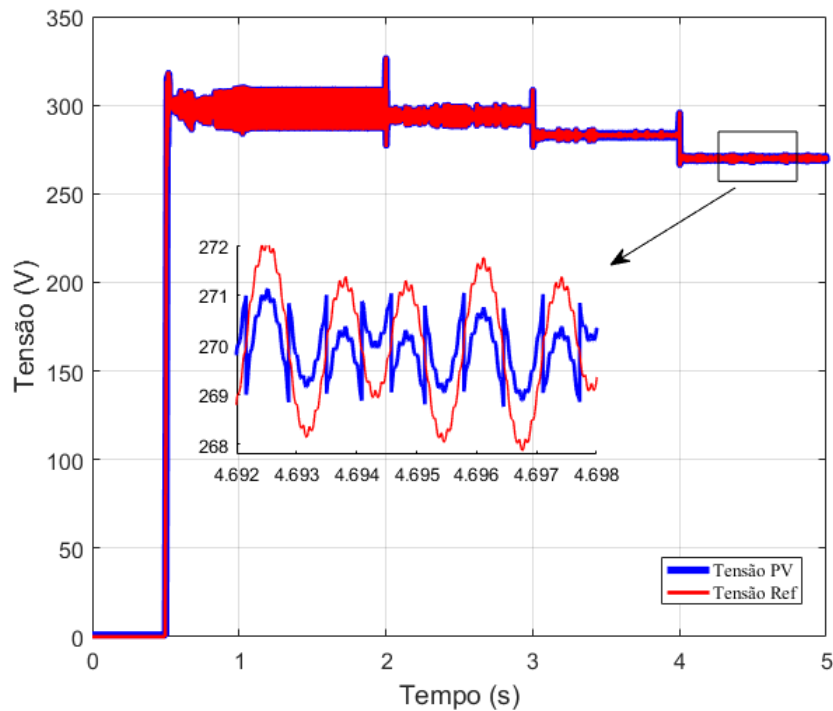
No Diagrama de Bode da tensão com aplicação do controlador de corrente P-Ressonante apresentado na Figura 20 da subseção 3.3.2, são apresentados picos de ressonância harmônicos ímpares (1^{a} , 5^{a} , 7^{a} e 11^{a}). Esse comportamento é devido a interação do controlador com as harmônicas superiores de corrente, o que faz com que uma parcela delas acabe sendo injetada no sinal de tensão e gerando o comportamento da Figura 33.

Os resultados da potência ativa obtida são apresentados na Figura 34, onde se pode observar um melhor amortecimento da potência ativa e reativa nos instantes de $t = 0$ e $t = 3$ s. O controle da potência reativa apresentou melhor eficiência comparado a Figura 28.

Na Figura 35 são ilustradas as formas de ondas da corrente da rede elétrica e das correntes do FAP e da carga não linear. As distorções harmônicas presentes na forma de onda da corrente da rede elétrica no instante $t = 0$ s a $t = 3$ s possuem o mesmo formato da corrente da carga não linear. Após $t = 3$ s o FAP é ativado, e a corrente da rede elétrica muda sua forma para senoidal.

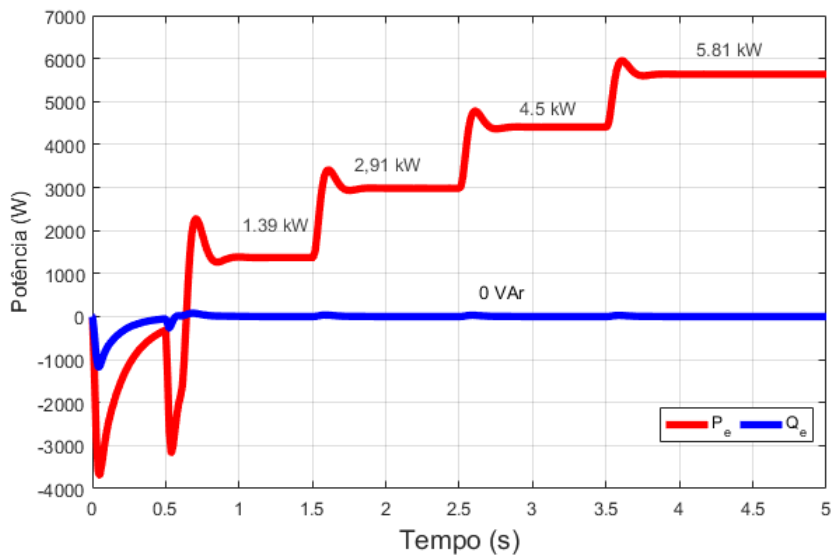
O espectro harmônico da corrente da carga não linear é apresentado na Figura 36. As componentes ímpares (5^{a} , 7^{a} , 11^{a} e 13^{a}) são as principais componentes harmônicas

Figura 33 – Resposta das tensões fotovoltaicas e de referência com aplicação do controlador P-Multirressonante.



Fonte: Autor

Figura 34 – Potência Ativa e Reativa injetadas na rede elétrica.

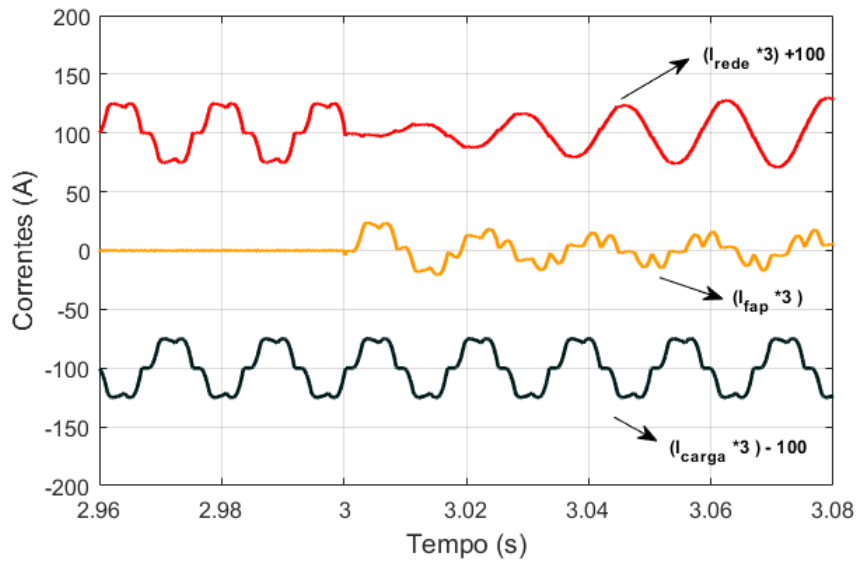


Fonte: Autor

as distorções na sua forma de onda, apresentando um THD de 1,04%.

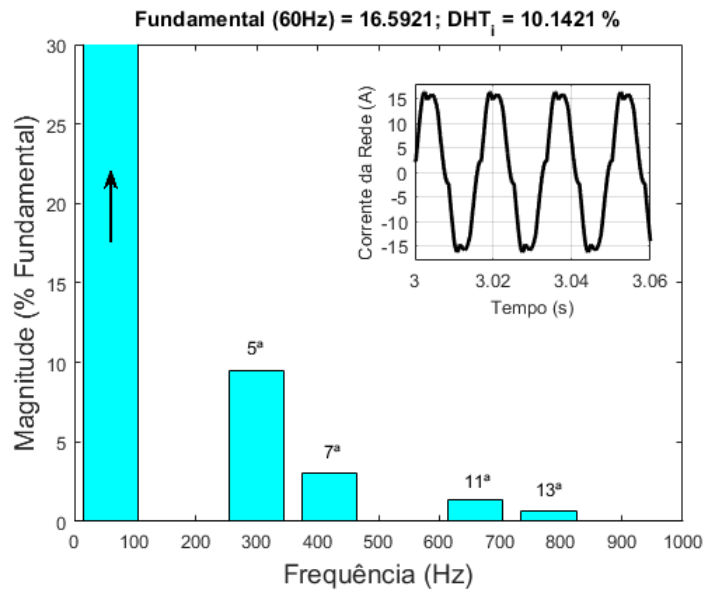
Na Figura 37 é apresentado o espectro harmônico da corrente da rede elétrica, mostrando a atenuação das componentes ímpares que contribuíam para as distorções na sua forma de onda. A DHT_i da corrente da rede elétrica foi reduzida para 1,04%, valor bem abaixo comparado ao valor de 1,49% antes da aplicação do controlador P-Multirressonante.

Figura 35 - Corrente da rede elétrica, corrente da carga não linear e corrente do FAF



Fonte: Autor

Figura 36 - Espectro harmônico da corrente da carga não linear acoplada ao CLR.

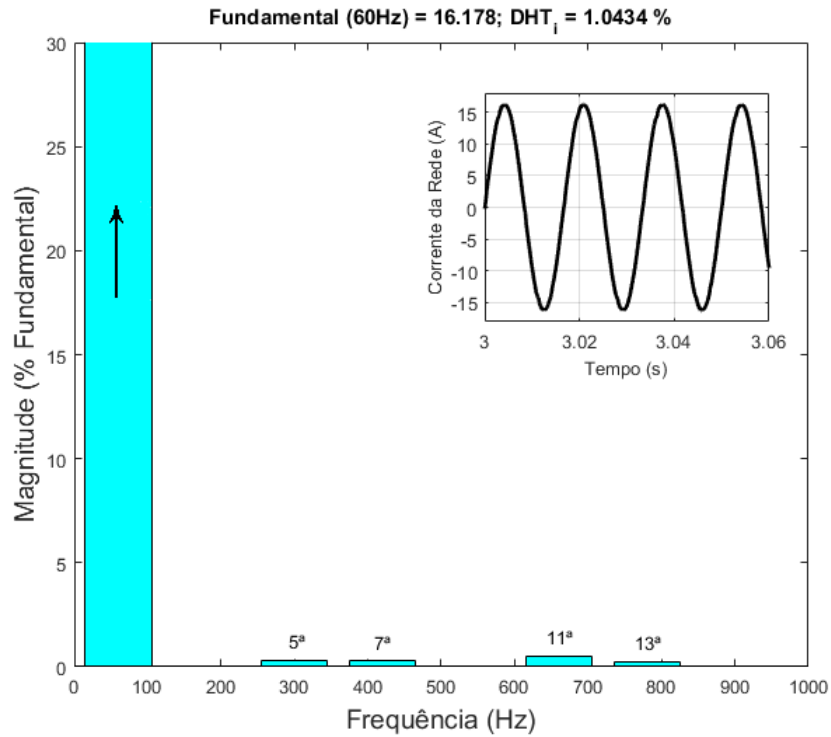


Fonte: Autor

dados da Figura 31. Desta forma, que a mitigação dos harmônicos é mais eficiente n

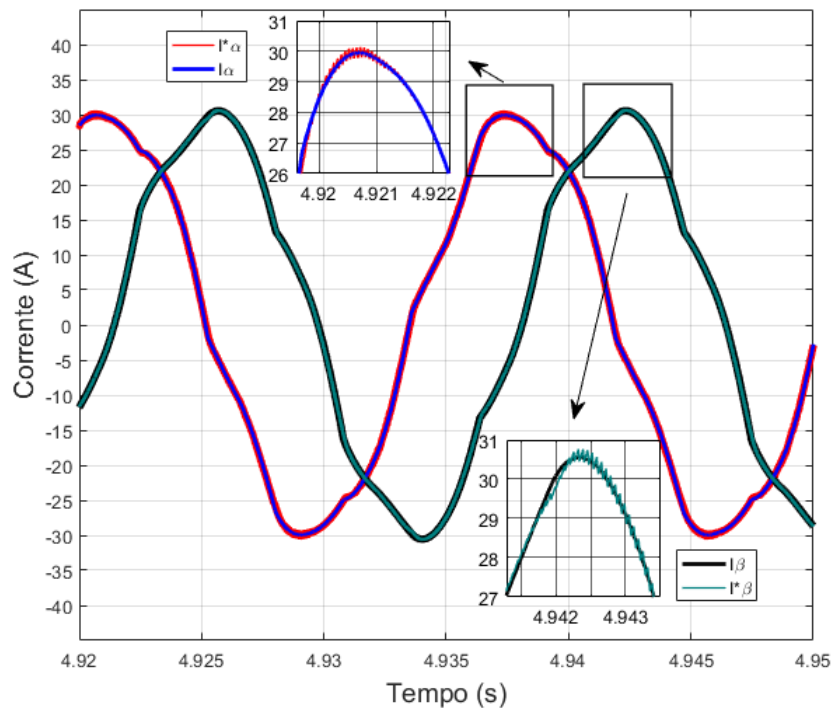
Na Figura 38, podemos verificar uma melhor aplicação do controlador P-Mult onde as correntes i_p e as correntes de referência i_{ref} , seguem bem as referências com a sobreposição das ondas, apresentando um erro residual bem próximo de zero.

Figura 37 - Espectro harmônico da corrente da rede elétrica quando o CLR opera com FAP e controlador P-Multiressonante.



Fonte: Autor

Figura 38 - Correntes i_{α} e i_{β} do controlador de corrente P-Multiressonante.



Fonte: Autor

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nas dois casos estudados, foi observado que o comportamento do controlador de corrente CC não houve alterações onde a tensão permaneceu constante. Como resultado das tensões fotovoltaicas e de referência, foram observadas alterações significativas. No caso 1 foi observado um erro residual existente nas formas de ondas das tensões fotovoltaicas e de referência causadas pelas instabilidades e limitações do controlador de corrente PI. No caso 2 é observada a instabilidade das tensões fotovoltaica e de referência causadas pela rejeição de harmônicos devido a interação do controle de corrente com as harmônicas superiores refletindo uma parcela delas no controle da tensão do boost.

As correntes $i_{s\beta}$ sintetizadas pelo inversor e de referência apresentaram comportamentos distintos para os dois casos. Para o caso 1 foi observado que o formato das ondas das correntes $i_{s\beta}$ e de referência não se sobreprõe, apresentando um erro residual. Isso implica na permanência de componentes indesejadas na corrente da rede elétrica devido as limitações do controlador aplicado. No caso 2, as formas de onda fotovoltaica e de referência se sobreprõe, apresentando um erro residual próximo de zero, com baixa presença de harmônicos.

As distorções nas correntes da rede elétrica foram avaliadas. Como resultado se observou uma redução de 19,4% para 4,06% (caso 1) e uma redução de 10,14% para 1,04% (caso 2), onde o controlador P-Multiressoante se sobressai sobre o controlador PI. Com a função FAP aplicada ao CLR foi possível garantir a mitigação das harmônicas indesejadas nas correntes que distorciam as correntes da rede elétrica para níveis aceitáveis segundo o padrão IEC Standard 61000-4-7 e NBR16149, (ELECTRICAL; ENGINEERS, 2014).

A partir da análise dos casos 1 e 2, afirma-se que as técnicas de controle de corrente CC aplicadas ao sistema de geração fotovoltaica conectada à rede elétrica juntamente com o filtro de corrente harmônicas mostraram-se eficazes na entrega de potência e na melhoria da qualidade de energia por meio da redução da corrente harmônica. Contudo, a aplicação do caso 2 torna-se mais eficiente pela melhor estabilidade, maior largura de banda de frequência, erro em regime estacionário quase nulo e melhor atenuação das correntes harmônicas da corrente da rede elétrica.

5.1 Trabalhos Futuros

Dentre os trabalhos futuros estão:

- Utilizar outras técnicas de controle da corrente da rede elétrica;
- Utilizar outras técnicas de mitigação harmônica no conversor do lado da rede elétrica;
- Avaliar o desempenho do FAP diante de distúrbios na tensão da rede elétrica;
- Avaliar o desempenho de outros controladores nas técnicas de filtragem ativa.

REFERÊNCIAS

- ABINEE, J. et al. Propostas para inserção da energia solar fotovoltaica na matriz elétrica brasileira. ABINEE-Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica., v. 176, 2010.
- BRASIL, E. S. F. no. Infográfico absolar. Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica (ABSOLAR). Brasil, 2021.
- BRITO, M. de; GALOTTO, L.; SAMPAIO, L.; CANESIN, C. Avaliação das principais técnicas para obtenção de mppt em inversores fotovoltaicos. In: . [S. l.: s. n.], 2010. p. 1 - 6.
- CARLETTE, L. P. Comparação de algoritmos de máxima potência para carregamento de baterias em sistemas fotovoltaicos. Viçosa: sn, 2015.
- ELECTRICAL, I. of; ENGINEERS, E. IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems. [S. l.]: IEEE, 2014.
- FILHO, P. N. Modelagem matemática dinâmica para projeto e análise de controle de um conversor cc de um conversor fotovoltaico trifásico de dois estágios conectado à rede elétrica de filtro lcl. In: Universidade Estadual de Campinas. [S. l.: s. n.], 2017.
- IEEE Recommended Practice for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems Distribution Secondary Networks. IEEE Std 1547.6-2011, p. 1-38, 2011.
- JADHAV, P.; PATIL, A. Reduce harmonics using pi controller in dq reference frame for power filter. In: IEEE. 2016 International Conference on Global Trends in Signal Processing, Information Computing and Communication (ICGTSPICCC). [S. l.], 2016. p. 653-656.
- MEDEIROS, L. T. P. Proposta de controle do sistema de geração de energia fotovoltaica conectada à rede elétrica. 2019.
- MOREIRA, A. B. Propostas de controle de um sistema de geração de energia elétrica a partir de energia eólica com gerador de indução duplamente alimentado com mitigação de harmônicas na rede elétrica geradas por carga não linear. 2017.
- NETO, J. A. F.; BRITO, F. J.; JOCA, D. R.; NUNES, M. A.; TORRICO-BASCOPE, R. P. A five-level npc bidirectional converter based on multistate switching cell operating as a rectifier. In: IEEE. 2013 Brazilian Power Electronics Conference. [S. l.], 2013. p. 79-84.
- OGATA, K.; SEVERO, B. Engenharia de controle moderno. [S. l.]: Prentice Hall do Brasil, 1998.
- RAMYA, G.; RAMAPRABHA, R. Design methodology of p-res controllers with harmonic compensation technique for modular multilevel converter fed from partially shaded photovoltaic array. In: IEEE. 2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEEDS). [S. l.], 2015. p. 330-335.
- SANTOS, H. A. d.; CARNEIRO, T. C.; ANTUNES, F. L. M. Conversor para interligação de um sistema de geração fotovoltaico à rede elétrica. 2018.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. IEEE Transactions on power electronics, IEEE, v. 24, p. 1198-1208, 2009.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2010.

YUAN, X.; MERK, W.; STEMMLER, H.; ALLMELING, J. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. IEEE transactions on industry applications, IEEE, v. 38, n. 2, p. 523-532, 2002.

ZILLES, R.; MACÊDO, W. N.; GALHARDO, M. A. B.; OLIVEIRA, S. H. F. de. Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. [S. l.]: Oficina de textos, 2016.

APÊNDICE A - DADOS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Tabela 1 - Parâmetros do módulo fotovoltaico.

Parâmetros	Valor
a	1,1
K_i	0,0007 A/°C
K_v	-0,0031 V/°C
I_{pvh}	9,44 A
N_s	72
R_s	0,25 Ω
R_p	90 Ω
V_{oc}	47,28 V
I_{sc}	9,39 A
$V_{fv(mpp)}$	37,35 V
$I_{fv(mpp)}$	8,97 A
$P_{fv(mpp)}$	335 W

Fonte: Autor

Tabela 2 - Parâmetros arranjo FV.

Parâmetros	Valor
$N_{paralelo}$	2
N_{srie}	10
$R_{sarranjo}$	1,25 Ω
$R_{parranjo}$	450 Ω
V_{oc}	472,8 V
I_{sc}	18,78 A
$V_{fv(mpp)}$	373,5 V
$I_{fv(mpp)}$	17,94 A
$P_{fv(mpp)}$	6700 W

Fonte: Autor

Tabela 3 - Parâmetros do conversor CC/CC elevador do tipo boost.

Parâmetros	Valor
f_{gate}	10 KHz
ΔI_{pv}	1,1 A
L_{pv}	5,5 mH
C_b	102 μF
D	0,065

Fonte: Autor

Tabela 4 - Parâmetros adotados para o CLR.

Parâmetros	Valor
V_{fase}	311,73 V
F_{rede}	60 Hz / 377 rad/s
L	10 mH
V_{cc}	400 V
R	0,31 Ω
F_{chave}	15 KHz
C_{cc}	9 mF
ΔV_{cc}	37 V
ΔI_{rede}	1 A
P_{CLR}	6700 W

Fonte: Autor

Tabela 5 - Variação de irradiância e temperatura para análise de característica do fotovoltaico.

Irradiância (W/m^2)	Temperatura (C)	Potência (KW)
0	25	0
250	25	1.39
500	35	2.91
750	45	4.5
1000	55	5.81
1000	65	5.6
1000	75	5.16
1000	85	4.89
1000	95	4.52

Fonte: Autor

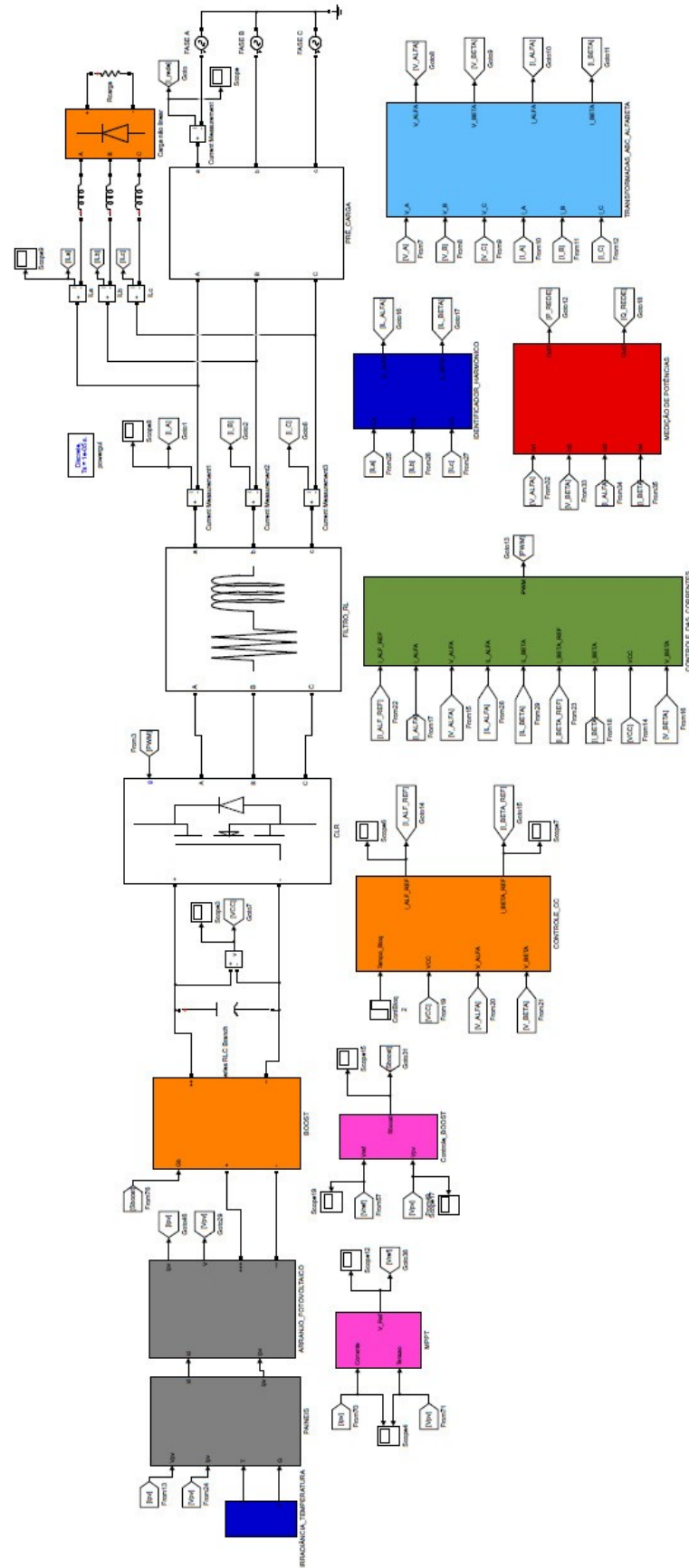
Tabela 6 - Variação de irradiância e temperatura utilizada na simulação.

Irradiância (W/m^2)	Temperatura (C)	Potência (KW)
0	25	0
250	25	1.39
500	35	2.91
750	45	4.5
1000	55	5.81

Fonte: Autor

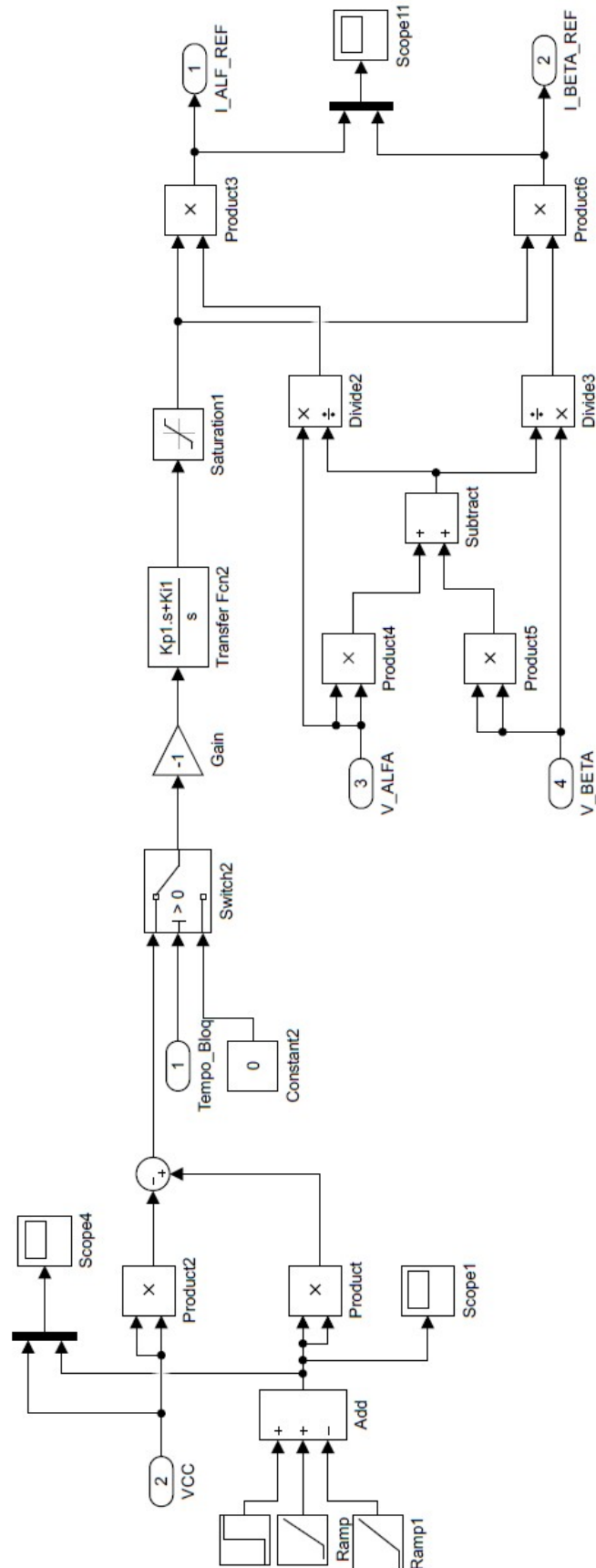
APÊNDICE B – SISTEMA DE GERAÇÃO FV IMPLEMENTADO NO
MATLAB/SIMULINK

Figura 39 – Simulação do Sistema FV



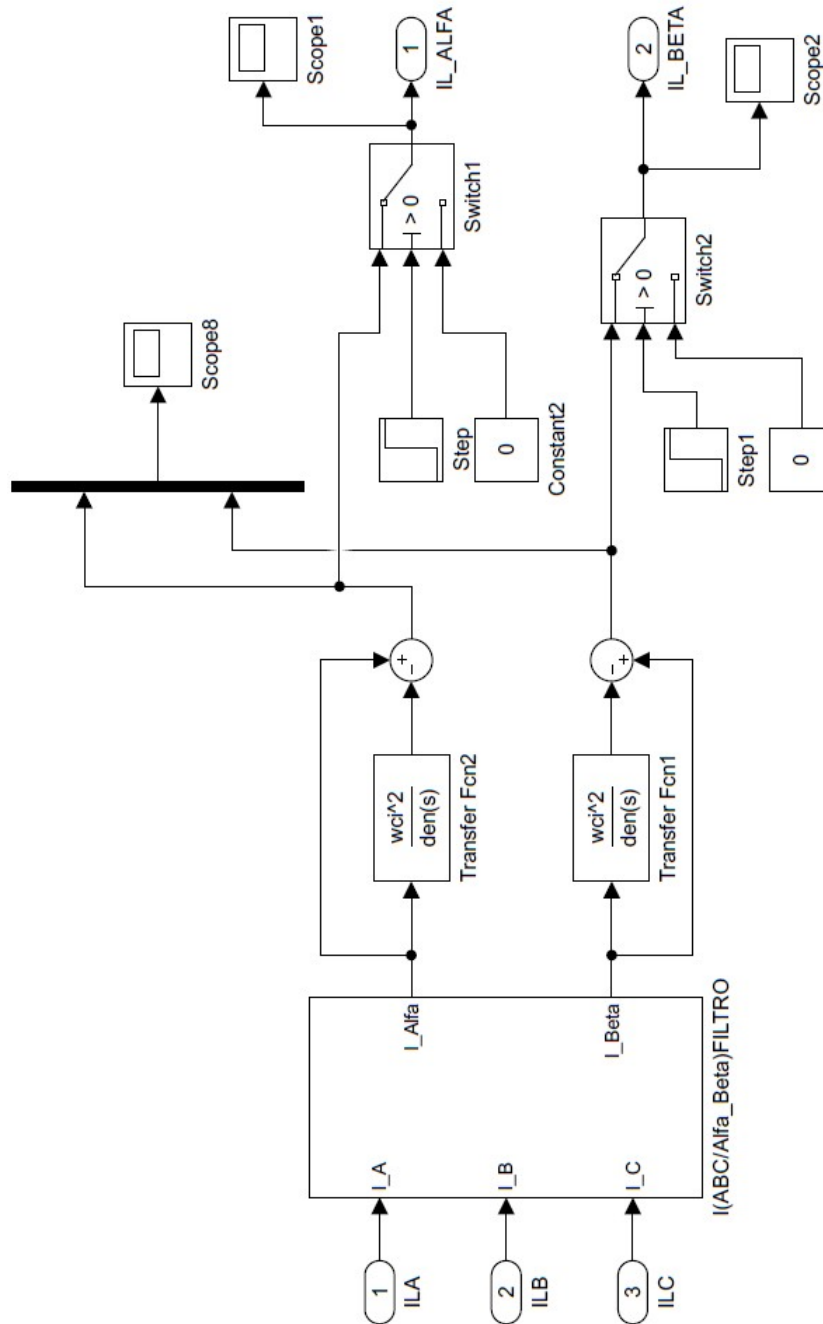
Fonte: Autor

Figura 40 - Controlador do Barramento CC



Fonte: Autor

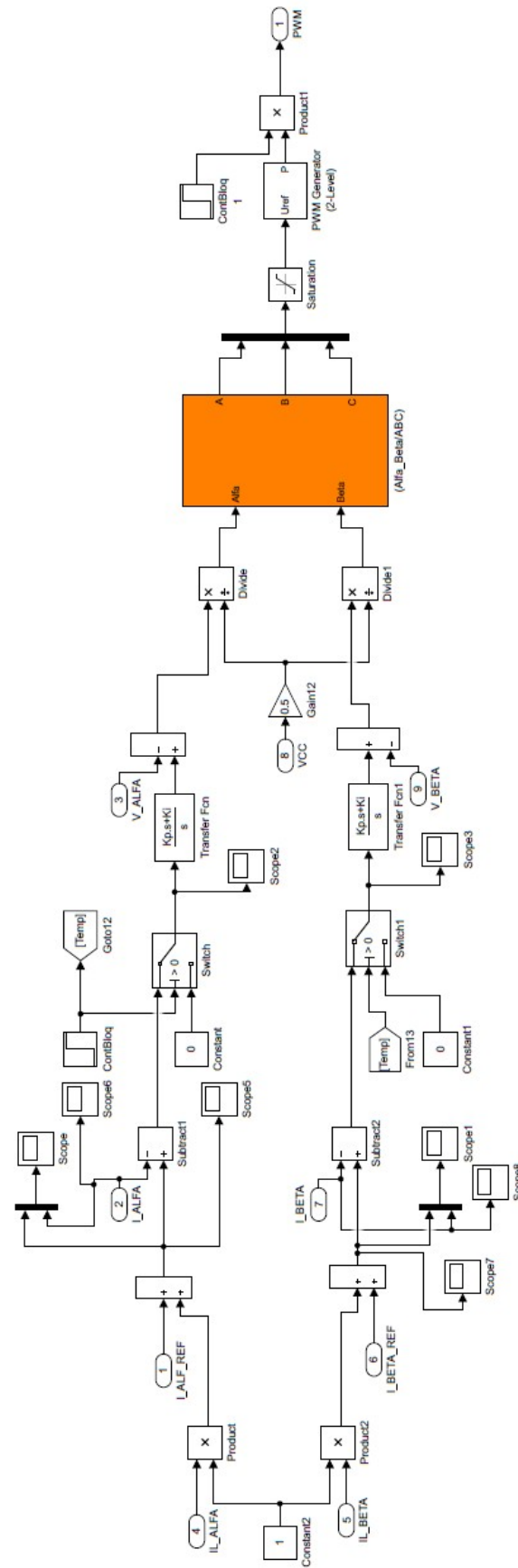
Figura 41 - Identificador Harmônico.



Fonte: Autor

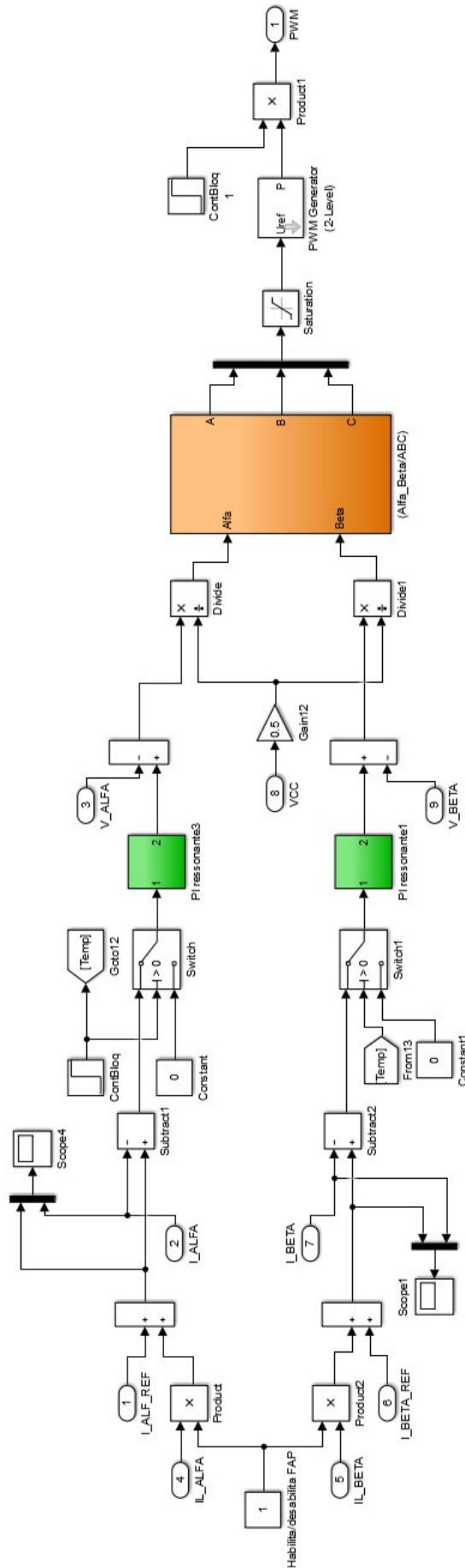
APÊNDICE C - SIMULAÇÕES DOS CONTROLADORES DE CORRENTE PI E
P-RESSONANTE

Figura 42 – Simulação do Controlador de Corrente PI.



Fonte: Autor

Figura 43 – Simulação do Controlador de Corrente P-Ressonante.



Fonte: Autor

ANEXO A - DATASHEET MÓDULO FOTOVOLTAICO

P6K-36-SÉRIE-5BB



156.75P

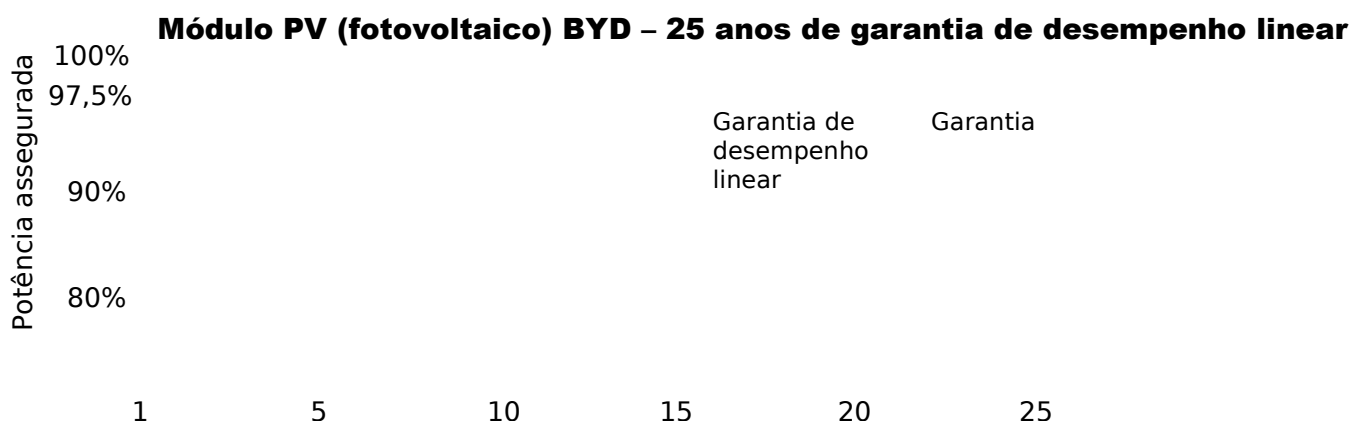
Eficiência celular média de até 19,2%
Excelente desempenho óptico

Tolerância positiva de 0 ~ 5W
Confiabilidade do desempenho de saída

10 anos de garantia para o produto
25 anos de garantia de desempenho linear

Sistemas residenciais para telhados
Sistemas comerciais on-grid (ligados à rede)
off-grid (fora de rede)
Redes de serviços on-grid (ligadas à rede) e
off-grid (fora de rede)

ISO 9001:2015; ISO 14001:2015



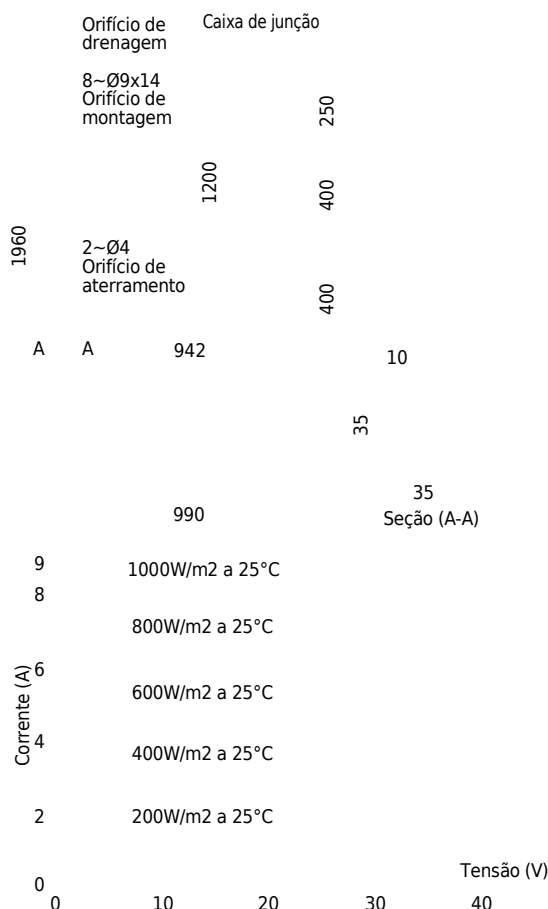
Sobre a BYD

Gigante global especializada em energia limpa, a BYD foi fundada em 1995 e rapidamente se tornou o maior fabricante mundial de baterias recarregáveis, sistemas de armazenamento de energia, ônibus e caminhões elétricos. Desde 2015, a BYD também vem surpreendendo o mundo como a maior fabricante de automóveis híbridos plug-in do mundo (2015, 2016 e 2017). Presente em cinco continentes, mais de 50 países e em mais de 100 cidades, têm entre seus sócios o americano Warren Buffet. No Brasil, a BYD abriu sua primeira fábrica de produção de ônibus elétricos e comercialização de veículos e empilhadeiras em Campinas, interior de São Paulo, em abril de 2017, neste mesmo local, inaugurou sua planta de produção de módulos fotovoltaicos.

P6K-36-SÉRIE-5BB

310 – 340W

156.75P



FICHA TÉCNICA

Célula	Policristalinas 156,75 x 156,75 mm (6,17 polegadas)
Número de células	72 (6 x 12) unidades
Dimensão do módulo	1960 x 990 x 35 mm (77,24 x 39,0 x 1,38 polegadas)
Peso	22,1 kg (48,62 Lb)
Vidro frontal	Vidro temperado de 3,2 mm com revestimento de AR
Estrutura	Liga de alumínio anodizado
Caixa de junção	IP67
Conector	IP67
Díodos bypass	3 unidades
Tipo de conector	Compatível com MC4
Área de seção do cabo	4 mm ² (0,0062 Sq in)
Comprimento do cabo	2 x 1200 mm (2 x 47,2 polegadas)

COEFICIENTES DE TEMPERATURA

Condições nominais de temperatura de funcionamento da célula (NOCT)	45°C
Coefficiente de temperatura da corrente de curto-circuito	0,07%/°C
Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	-0,31%/°C
Coefficiente de temperatura de potência de pico	-0,39%/°C

INFORMAÇÕES SOBRE A EMBALAGEM

Embalagem	40' HC
Unidades / palete	26
Palete / contêiner	22
Unidades / contêiner	660

ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS – BYD P6K-36-SÉRIE-5BB

Tipo de módulo	310P6K-36	315P6K-36	320P6K-36	325P6K-36	330P6K-36	335P6K-36	340P6K-36
Tensão de circuito aberto (Voc)	45,79V	46,09V	46,39V	46,69V	46,98V	47,28V	47,58V
Tensão máxima de funcionamento (Vmp)	36,38V	36,58V	36,78V	36,98V	37,16V	37,35V	37,53V
Corrente de curto-circuito (Isc)	8,99A	9,07A	9,15A	9,23A	9,31A	9,39A	9,47A
Corrente de potência de pico (Imp)	8,52A	8,61A	8,70A	8,79A	8,88A	8,97A	9,06A
Potência máxima em STC (Pmax)	310 Wp	315 Wp	320 Wp	325 Wp	330 Wp	335 Wp	340 Wp
Eficiência do módulo	15,9%	16,2%	16,4%	16,7%	17,0%	17,2%	17,5%
Temperatura de operação	-40°C ~ 85°C						
Valor nominal da corrente máxima do fusível	15A						
Tensão máxima do sistema	1500 VCC						
Tolerância de saída de potência	0 ~ 5 W						
Classe de aplicação	Classe A						

Valores em condições de teste normalizadas STC: IRRADIÂNCIA de 1000 W/m², temperatura do módulo de 25°C, AM (massa de ar) = 1,5. Redução média de eficiência de 4,5%



BYD ENERGY DO BRASIL

Av. Antônio Buscato, 230 - Terminal Intermodal de Cargas - CEP: 13069-119 - Campinas/SP

+55 19 3514-2550
0800 942-8088

vendas@byd.com
sac@byd.com

<http://en.byd.com/br/>

Julho, 2018