UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SINTONIA DE COEFICIENTES DE CONTROLADORES PARA SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA FOTOVOLTAICA MONOFÁSICOS EM EIXOS SÍNCRONOS VIA ALGORITMOS GENÉTICOS

MARCOS VINÍCIUS DE ASSIS VEDOVATTE

Campo Grande-MS
05/Agosto/2019

MARCOS VINÍCIUS DE ASSIS VEDOVATTE

SINTONIA DE COEFICIENTES DE CONTROLADORES PARA SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA FOTOVOLTAICA MONOFÁSICOS EM EIXOS SÍNCRONOS VIA ALGORITMOS GENÉTICOS

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

Área de Concentração: Processamento Eletrônico de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande-MS
05/Agosto/2019

Dedico este trabalho a meu amigo irmão João Pedro Gianotti Benites (*in memorian*) e a meu querido tio Sérgio Tavares do Rêgo Barros (*in memorian*).

"Por que aguardas as coisas com impaciência? Se elas são inúteis para a tua vida, inútil também é aguardá-las. Se são necessárias elas virão, e hão de vir a tempo." (Amado Nervo).

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer a Deus, nosso criador, por todas as bênçãos derramadas sobre mim ao longo da minha vida, bem como por todas as oportunidades concedidas e vitórias conquistadas ao longo dessa trajetória.

Agradeço também a meu pai, Rubilam Marcos Vedovatte, e a minha mãe, Cássia Aparecida Martins de Assis Vedovatte, por toda a dedicação, auxílio e cuidado que tiveram para comigo, para que eu pudesse chegar a essa etapa, assim como pela pessoa que eu me tornei e que eu sou. Agradeço também a minha irmã, Cássia Assis Vedovatte, por também me acompanhar ao longo de todo a minha trajetória de vida, assim como a minha namorada, Claudinea, por todo o apoio dado desde a nossa união.

Um agradecimento especial ao meu orientador, Moacyr Aureliano Gomes de Brito, por todo o conhecimento compartilhado para que esse trabalho fosse possível de acontecer, bem como pela paciência e dedicação para comigo durante toda a caminhada de estudos ao longo do mestrado.

RESUMO

O presente trabalho apresenta a análise e a simulação de um sistema de geração distribuída monofásico baseado em energia solar fotovoltaica para a injeção de potência ativa na rede de distribuição de energia elétrica em baixa tensão. São apresentados os projetos dos controladores das malhas de tensão e de corrente para o sistema na referência convencional - *abc*, tais como o Proporcional e Integral (PI) e o PI+Ressonante e, adicionalmente, no sistema de eixos síncronos – referência *dq*. Considerando-se a dificuldade de se obter controladores com respostas otimizadas através do projeto via Diagrama de Bode, este trabalho apresenta como proposta a implementação de um algoritmo genético para a sintonia fina destes controladores, especialmente com o controle no eixo *dq*, para, futuramente, analisar e discutir os resultados obtidos.

Palavras-chave: controladores; eixos síncronos; algoritmos genéticos.

ABSTRACT

This work presents the analysis and the simulation of a single phase distributed generation system based on photovoltaic solar energy for injection of active power in the electric power distribution in low voltage. The projects of voltage and current loop controllers for the system in conventional reference – *abc* are presented, such as Proportional and Integral (PI) and PI + Resonant and, additionally, in the synchronous reference frame – *dq* reference. Considering the difficulty of obtaining controllers with optimized responses through the Bode Diagrams, this work proposes the implementation of a genetic algorithm for the fine-tuning of these controllers, especially with the control in the dq axis for future analysis of the obtained results.

Keywords: controllers; synchronous axis; genetic algorithms.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Esquemático de uma geração distribuída baseada em energia solar. 4
Figura 2: Modelo equivalente de um painel fotovoltaico. 4
Figura 3: Modelo simplificado de um painel fotovoltaico operando no ponto máximo de potência. 5
Figura 4: Circuito do conjunto painel + conversor. 5
Figura 5: Circuito de um inversor em ponte. 8
Figura 6: Etapas de funcionamento do inversor em ponte. 9
Figura 7: Diagrama de blocos para o controle do inversor em ponte. 9
Figura 8: Modelo completo do circuito do sistema. 9
Figura 9: Diagrama de blocos do controle de corrente injetada na rede pelo inversor. 11
Figura 10: Diagrama de blocos de um controlador PI. 13
Figura 11: Diagrama de blocos de um controlador PI+Ressonante. 14
Figura 12: Diagrama de blocos de um PLL. 16
Figura 13: Diagrama de Bode da funação Gvfv_d em malha aberta. 17
Figura 14: Diagrama de Bode de Gvfv_d após a inserção do compensador. 18
Figura 15: Diagrama de Bode da função Gim em malha aberta. 20
Figura 16: Diagrama de Bode da função Gim após a inserção do controlador. 20
Figura 17: Diagrama de Bode da função Gvo_ipico em malha aberta. 21
Figura 18: Diagrama de Bode da função Gvo_ipico após a inserção do controlador. 22
Figura 19: Forma de onda de corrente na Rede de Distribuição de Energia Elétrica. 23
Figura 20: Forma de onda característica da tensão da Rede de Distribuição de Energia Elétrica. 23
Figura 21: Forma de onda característica da tensão de entrada no inversor. 24
Figura 22: Forma de onda característica da tensão de entrada do painel solar. 24
Figura 23: Forma de onda de corrente na Rede de Distribuição de Energia Elétrica com a aplicação do controlador PI+Ressonante. 25
Figura 24: Forma de onda característica da tensão da Rede de Distribuição de Energia Elétrica após a aplicação do controlador PI+Ressonante. 26
Figura 25: Forma de onda característica da tensão de entrada no inversor após a aplicação do controlador PI+Ressonante. 26

Figura 26: Forma de onda característica da tensão de entrada do painel solar após a aplicação do controlador PI+Ressonante. 27
Figura 27: Diagrama de blocos para o sistema de eixos síncronos. 28
Figura 28: Estrutura de um filtro passa tudo de primeira ordem. 29
Figura 29: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 7,50 kHz. 30
Figura 30: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 6,00 kHz. 30
Figura 31: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 4,65 kHz. 31
Figura 32: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 3,3 kHz. 31
Figura 33: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,95 kHz. 32
Figura 34: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,20 kHz. 32
Figura 35: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 7,50 kHz. 33
Figura 36: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 6,00 kHz. 33
Figura 37: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 4,65 kHz. 34
Figura 38: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 3,3 kHz. 34
Figura 39: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,95 kHz. 35
Figura 40: Forma de onda da corrente id para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,20 kHz. 35
Figura 41: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 7,50 kHz. 36
Figura 42: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 6,00 kHz. 36
Figura 43: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 4,65 kHz. 37

Figura 44: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 3,3 kHz. 37
Figura 45: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,95 kHz. 38
Figura 46: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,20 kHz. 38
Figura 47: Exemplo de uma roleta de seleção de cromossomos. 42
Figura 48: Exemplo de esquema para seleção pelo método de classificação. 43
Figura 49: Fluxograma básico de um algoritmo genético. 44
Figura 50: Variação dos valores de k_p de uma determinada "medição". 47
Figura 51: Variação dos valores de k_i de uma determinada "medição". 48
Figura 52: Valores da função custo ao longo das gerações para uma determinada "medição". 48
Figura 53: Função custo aproximada mostrando a convergência dos valores. 49
Figura 54: Valores ótimos de k_p ao longo das gerações para uma "medição" qualquer. 49
Figura 55: Valores ótimos de k_i ao longo das gerações para uma "medição" qualquer. 50
Figura 56: Valores da elite ao longo das gerações para uma "medição" qualquer. 50
Figura 57: Forma de onda das correntes i_α e i_β após a aplicação de degrau. 53
Figura 58: Forma de onda da corrente de eixo direto após a aplicação de degrau. 54
Figura 59: Forma de onda de corrente de eixo de quadratura após a aplicação de degrau. 54
Figura 60: Forma de onda da corrente de rede, junto com a tua referência e a tensão da rede. 55
Figura 61: Forma de onda das correntes i_α e i_β sem a aplicação de degrau na referência. 55
Figura 62: Forma de onda da corrente de eixo direto sem a aplicação de degrau na referência. 56
Figura 63: Forma de onda de corrente de eixo de quadratura após a aplicação de degrau. 56
Figura 64: Forma de onda da corrente de rede, junto com a tua referência e a tensão da rede, sem a aplicação do degrau. 57

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Dados do modelo do painel Kyocera KC200GT. 14
Tabela 2: Dados para dois painéis Kyocera KC200GT. 15
Tabela 3: Resumo dos valores medidos. 25
Tabela 4: Resumo dos valores medidos para o controlador PI+Ressonante. 27
Tabela 5: Frequências de cruzamento de ganho adotadas. 30
Tabela 6: Taxa de distorção harmônica para 100 ms de simulação. 32
Tabela 7: Tempo de assentamento para cada uma das frequência. 35
Tabela 8: Resumo dos valores encontrados para cada frequência. 39
Tabela 9: Resumo dos valores encontrados para os coeficientes em cada "medição" (Teste do AG). 51
Tabela 10: Dados estatísticos dos valores do coeficiente k_p. 52
Tabela 11: Dados estatísticos dos valores do coeficiente k_i. 52

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 1
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA 4
2.1 Painel Fotovoltaico + Conversor *Boost* 4
2.2 Inversor em Ponte (*Full Bridge*) + RDEE 8
2.3 Determinação de Gim 10
2.4 Determinação de Gvo_ipico 11
2.5 Controlador PI 13
2.6 Controlador PI+Ressonante 13
2.7 Projeto do Conversor CC-CC, do Inversor e dos Controladores 14
2.7.1 Projeto do Conversor CC-CC 14
2.7.2 Projeto do Inversor 16
2.7.3 Dimensionamento do PLL 16
2.7.4 Projeto dos Controladores 17
3 RESULTADOS E SIMULAÇÕES 23
3.1 Controlador PI 23
3.2 Controlador PI+Ressonante 25
4 CONTROLE NO SISTEMA DE EIXOS SÍNCRONOS *dq* 28
5 ALGORÍTMO GENÉTICO PARA A SINTONIA DOS CONTROLADORES 40
5.1 Função Custo 44
5.2 Seleção 45
5.3 Cruzamento 46
5.4 Mutação 46
5.5 Resultados de Simulações 47
6 CONCLUSÕES 58
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 59

1 INTRODUÇÃO

O Brasil possui vastas fontes para a produção de energia elétrica, sendo que a maior parte da eletricidade gerada no país é proveniente das usinas hidrelétricas, com mais de 75% da produção de eletricidade (Matriz Energética, 2010; VILLALVA e GAZOLI, 2013). Porém, a demanda energética tem sido cada vez maior, exigindo que usinas sejam mais demandadas e entrem em operação as usinas térmicas. No que tange às usinas hidrelétricas, a construção de novas usinas causam impactos ambientais já que são necessários os desmatamentos de matas e florestas; observa-se também a diminuição da geração que ocorre em períodos com pouca chuva e, obviamente, a diversificação da matriz se faz necessária (VILLALVA e GAZOLI, 2013).

Para atender a essa demanda, existe a alternativa de instalação de geração distribuída, cuja definição é a geração que se encontra próxima aos consumidores e que, geralmente, utiliza-se alguma fonte renovável para a aplicação. Uma fonte alternativa que vem sendo utilizada é aquela proveniente da luz do sol, através de painéis fotovoltaicos, que possui um amplo potencial, e se apresenta como a energia renovável mais útil, sendo livre, abundante e que não polui o ambiente (após sua instalação). Considerando ainda que a luz incidente na superfície terrestre é da ordem de dez mil vezes maior do que a energia consumida no planeta e por ser fator primário da existência de outras fontes renováveis de energia, devem ser realizados estudos e aperfeiçoamentos para o melhor aproveitamento e disseminação desta fonte. (BRITO, 2013; MORAES, 2017; VILLALVA e GAZOLI, 2013).

Para efeito de comparação, o Brasil possui uma posição bastante privilegiada em relação a alguns países mais desenvolvidos quanto à localização, proporcionando a incidência abundante de luz solar em teu território. Para se ter uma ideia, a Alemanha, país que possui a maior potência instalada em energia solar fotovoltaica no mundo, possuindo uma radiação solar quase duas vezes menor que a região menos favorecida do Brasil (BRITO, 2013; MORAES, 2017). De acordo com (KOZAKI, 2015), o valor médio de irradiação solar na Alemanha atinge 2,5 kWh/m^2, enquanto a região Sul do Brasil, a menos favorecida quanto à incidência de luz do sol, apresenta um valor diário de 5,2 kWh/m^2, verificando assim o potencial que o Brasil possui quanto ao uso de energia solar fotovoltaica. Conforme (JUNIOR, 2017), a China possuía, em 2016, uma produção de energia solar instalada de 78100 MWh, correspondente à 25,8% da produção global, enquanto que nos Estados Unidos, no mesmo ano, a capacidade instalada chegou à 40300 MWh, representando 13,3% da geração de energia solar mundial.

No entanto, os painéis fotovoltaicos geram energia em corrente contínua, com tensões cujos valores variam conforme nível de irradiação solar e, principalmente, temperatura

(VILLALVA e GAZOLI, 2013). Os consumidores recebem tensão e potência em corrente alternada no padrão usual de 127/220 V. Para que os consumidores recebam a energia gerada pelo sistema de geração distribuída é necessária sua conversão, tanto no tipo quanto no valor. Inicialmente, faz-se a conversão do valor de tensão, comumente, elevando-a por meio de um conversor elevador *boost* CC-CC, para um valor no mínimo igual ou maior que a tensão de pico da rede de distribuição de energia elétrica, para que, assim, a tensão seja invertida para o modo de corrente alternada, por meio de um inversor, dimensionado conforme potência processada, nível de tensão e sistema de distribuição. Considerando que o sistema dimensionado é em baixa potência, o circuito do inversor será monofásico.

Para o ótimo funcionamento dos conversores é necessária a aplicação de controladores, que mantém os níveis de tensão e corrente dentro dos valores projetados. O controle pode ser feito no sistema com o eixo de coordenadas *abc* (VILLALVA, 2010), ou pelo sistema de eixos síncronos, via eixos de coordenadas *dq* (VILLALVA, 2010). Salienta-se, neste ponto, que o controle nos eixos síncronos até a presente data carece de estudos aprofundados, o que já não ocorre no sistema abc, isto considerando-se sistemas monofásicos. Para sistemas trifásicos o uso do referencial síncrono já é bem estabelecido.

Para a sintonia dos controladores no sistema convencional, a análise do diagrama de Bode é um método bem consolidado. Porém, a utilização do diagrama de Bode não garante que os coeficientes dos controladores sejam ótimos. Para a obtenção de coeficientes melhor sintonizados/projetados, é interessante a utilização de algum tipo de método de otimização. Para a sintonia dos controladores, no sistema de eixos síncronos e para o sistema monofásico, será utilizado um modelo de algoritmo genético, que já foi utilizado para a sintonia de outros sistemas. Por exemplo, em (POU e GALMÉS, 2013), os autores utilizaram um modelo de algoritmo genético para a otimização de árvore de abrangência em redes de sensores. Em (KATAOKA, NAKASHIKA, *et al.*, 2016), o autor utiliza o algoritmo genético para a seleção de uma matriz aleatória ideal para a extração de característica acústica. Em (GAO, DAI e ZHANG, 2018), o autor sintonizou via algoritmo genético um modelo de subdomínio para *design* de otimização multiobjetivo de um motor síncrono de imã permanente de montagem em superfície. Já em (WANG, LI, *et al.*, 2018), o autor desenvolveu um método de previsão para características de baixa velocidade de compressor baseado em teoria de similaridade modificada com algoritmo genético. Por fim, (WINDARKO, QUDSI, *et al.*, 2014) sintonizou via algoritmo genético um controlador PI para um inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL.

Finalmente e uma vez desenvolvido o sistema de conversão de energia, alguns algoritmos devem compor a lógica de controle para a extração de máxima potência possível. Isso é necessário, uma vez que os sistemas de geração distribuída atuais são caros e para a amortização do investimento inicial é ideal que o sistema opere gerando o máximo de energia possível. Para efeitos de simulação, será apresentado o método da tensão constante para o sistema desenvolvido.

Este material está subdividido em capítulos e brevemente descritos na sequência. O capítulo 2 apresenta a modelagem e o equacionamento do sistema bem como os circuitos equivalentes, além dos controladores utilizados no projeto. O capítulo 3 mostra os resultados de simulações do sistema, apresentando os gráficos das formas de onda de corrente e tensão na rede, bem como as tensões de entrada e de saída do conversor elevador CC-CC. O capítulo 4 apresenta o controle do sistema através de eixos síncronos, via transformadas de clark e park, bem como equações equivalentes para o sistema e os resultados das simulações, enquanto que no capítulo 5 será apresentado o desenvolvimento do algoritmo genético para a sintonia dos coeficientes dos controladores. O capitulo 6 apresenta as conclusões sobre o resultado do trabalho, enquanto o capítulo 7 apresenta todas as referências bibliográficas utilizados no trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Um sistema de geração distribuída fotovoltaico convencional de baixa potência possui dois estágios. O primeiro consiste em elevar a tensão gerada pelos painéis para um nível acima do pico da tensão da rede de distribuição de energia elétrica, ainda em modo contínuo, enquanto o segundo trata da inversão da corrente contínua em alternada. A Figura 1 apresenta o modelo de uma geração distribuída baseada em energia solar fotovoltaica à duplo estágio e filtro L de conexão (MORAES, 2017).

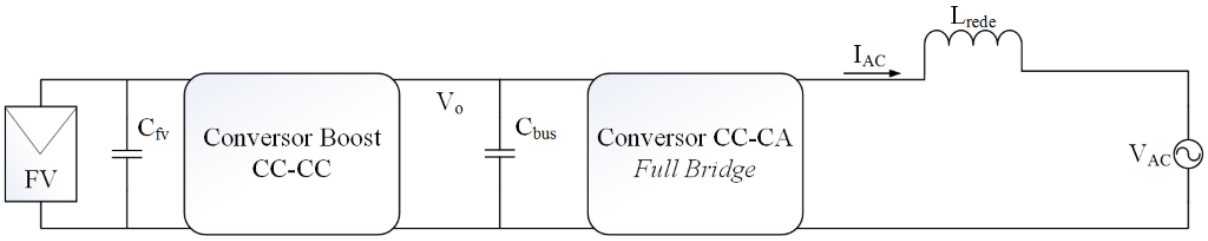

Figura 1: Esquemático de uma geração distribuída baseada em energia solar.
Fonte: Do autor.

2.1 Painel Fotovoltaico + Conversor *Boost*

Para a obtenção dos controladores é necessário modelar o painel fotovoltaico através de um modelo. A Figura 2 apresenta o circuito de um modelo equivalente do painel à um diodo, enquanto a formulação matemática é apresentada conforme equação (1).

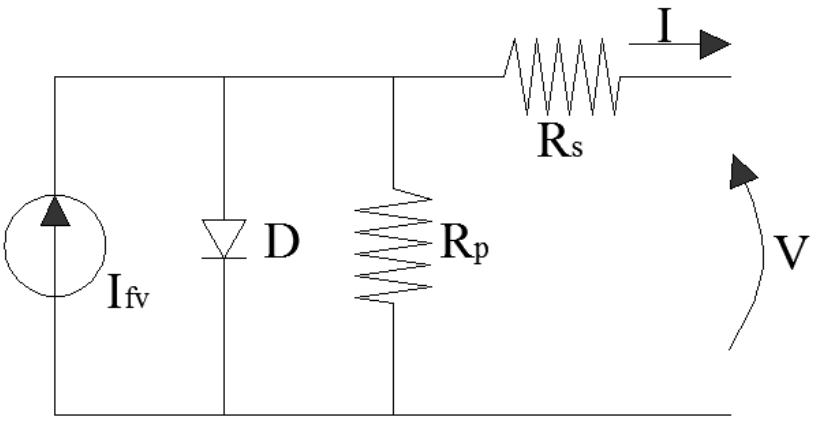

Figura 2: Modelo equivalente de um painel fotovoltaico.
Fonte: Do autor.

$$I = I_{fv} - I_r.\left[e^{q.\left(\frac{V+R_S.I}{n.k.T}\right)} - 1\right] - \frac{V + I.R_s}{R_p} \quad (1)$$

Porém, o modelo do painel pode ser simplificado, facilitando a modelagem e seu equacionamento. A Figura 3 apresenta o modelo simplificado do painel, enquanto a Figura 4 mostra o conjunto painel e conversor *boost*. O elemento G_e representa a condutância do painel fotovoltaico, calculado pela razão entre a corrente e tensão no ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico.

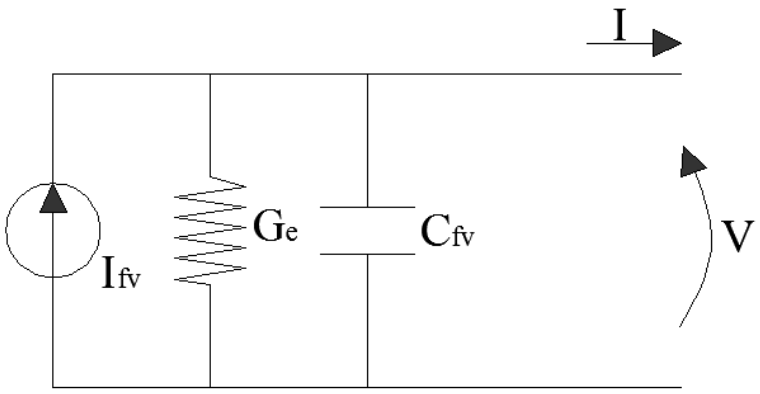

Figura 3: Modelo simplificado de um painel fotovoltaico operando no ponto máximo de potência.
Fonte: Do autor.

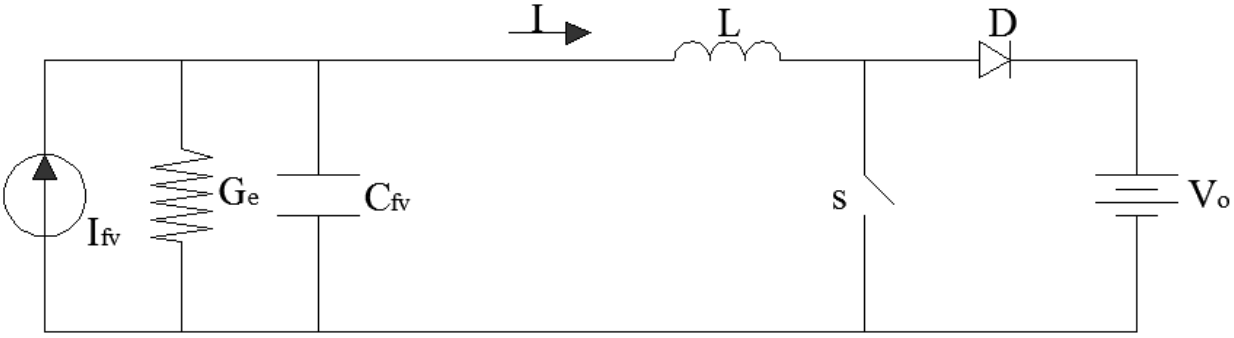

Figura 4: Circuito do conjunto painel + conversor.
Fonte: Do autor.

Nesse estágio, o primeiro do sistema, será efetuado o controle da tensão v_{fv} do painel em função das variações da razão cíclica *d* do conversor. A tensão de saída V_o será considerada constante já que o objetivo é o controle da tensão de entrada do painel. A modelagem e o equacionamento são determinados conforme segue, para a determinação da função de transferência Gvfv_d. Neste ponto deseja-se obter o modelo médio do sistema em questão.

Na primeira etapa de operação, com a chave *s* fechada, tem-se o equacionamento a seguir, obtendo as equações (4) e (7).

$$v_L = v_{fv} \tag{2}$$

$$v_L = d.v_{fv} \tag{3}$$

$$L\frac{di}{dt} = d.v_{fv} \tag{4}$$

e

$$i_{C_{fv}} = i_{fv} - i_{G_e} - i \tag{5}$$

$$i_{C_{fv}} = d.\left(i_{fv} - G_e.v_{fv} - i\right) \tag{6}$$

$$C_{fv}\frac{dv_{fv}}{dt} = d.\left(i_{fv} - G_e.v_{fv} - i\right) \tag{7}$$

Na segunda etapa de operação, com a chave *s* aberta, obtém-se o equacionamento seguinte, encontrando as equações (10) e (13).

$$v_L = v_{fv} - V_o \tag{8}$$

$$v_L = (1-d).\left(v_{fv} - V_o\right) \tag{9}$$

$$L\frac{di}{dt} = (1-d).\left(v_{fv} - V_o\right) \tag{10}$$

e

$$i_{C_{fv}} = i_{fv} - i_{G_e} - i \tag{11}$$

$$i_{C_{fv}} = (1-d).\left(i_{fv} - G_e.v_{fv} - i\right) \tag{12}$$

$$C_{fv}\frac{dv_{fv}}{dt} = (1-d).\left(i_{fv} - G_e.v_{fv} - i\right) \tag{13}$$

Somando as equações (4) e (10), e as equações (7) e (13), obtém-se, respectivamente, as equações (14) e (15).

$$L\frac{di}{dt} = v_{fv} - V_o.(1-d) \tag{14}$$

$$C_{fv}\frac{dv_{fv}}{dt} = i_{fv} - G_e.v_{fv} - i \tag{15}$$

Perturbando as variáveis i, d, v_{fv} e i_{fv}, obtém-se (20) e (21).

$$L\frac{d(I+\hat{\imath})}{dt} = V_{fv} + \hat{v}_{fv} - V_o.\left(1 - D - \hat{d}\right) \tag{16}$$

$$L\frac{d(I+\hat{\imath})}{dt} = V_{fv} + \hat{v}_{fv} - V_o + V_o.D + V_o.\hat{d} \tag{17}$$

e

$$C_{fv}\frac{d\left(V_{fv}+\hat{v}_{fv}\right)}{dt} = I_{fv} + \hat{\imath}_{fv} - G_e.\left(V_{fv}+\hat{v}_{fv}\right) - I - \hat{\imath} \tag{18}$$

$$C_{fv}\frac{d\left(V_{fv}+\hat{v}_{fv}\right)}{dt} = I_{fv} + \hat{\imath}_{fv} - G_e.V_{fv} - G_e.\hat{v}_{fv} - I - \hat{\imath} \tag{19}$$

Considerando que os termos CC, destacados em vermelho, se anulam, e separando os termos CA, tem-se:

$$L\frac{d\hat{\imath}}{dt} = \hat{v}_{fv} + V_o.\hat{d} \tag{20}$$

$$C_{fv}\frac{d\hat{v}_{fv}}{dt} = \hat{\imath}_{fv} - G_e.\hat{v}_{fv} - \hat{\imath} \tag{21}$$

Aplicando a Transformada de Laplace nas equações (20) e (21), encontram-se as equações (22) e (25).

$$Ls\hat{\imath}(s) = \hat{v}_{fv}(s) + V_o\hat{d}(s) \tag{22}$$

$$C_{fv}s\hat{v}_{fv}(s) = \hat{\imath}_{fv}(s) - G_e\hat{v}_{fv}(s) - \hat{\imath}(s) \tag{23}$$

$$\hat{\imath}(s) = \hat{\imath}_{fv}(s) - G_e\hat{v}_{fv}(s) - C_{fv}s\hat{v}_{fv}(s) \tag{24}$$

$$\hat{\imath}(s) = \hat{\imath}_{fv}(s) - \hat{v}_{fv}\left(G_e + C_{fv}s\right) \tag{25}$$

Substituindo (25) em (22) encontra-se a função de transferência Gvfv_d, conforme (29).

$$Ls\left(\hat{\imath}_{fv}(s) - \hat{v}_{fv}(s)\left(G_e + C_{fv}s\right)\right) = \hat{v}_{fv}(s) + V_o\hat{d}(s) \tag{26}$$

$$Ls\hat{\imath}_{fv}(s) - \hat{v}_{fv}(s)\left(LG_es + LC_{fv}s^2\right) = \hat{v}_{fv}(s) + V_o\hat{d}(s) \tag{27}$$

$$Ls\hat{i}_{fv}(s) - \hat{v}_{fv}(s)\left(LC_{fv}s^2 + LG_e s + 1\right) = V_o\hat{d}(s) \tag{28}$$

Por tratar-se de um sistema linear, consideram-se nulas as variações de i_{fv}.

$$Gvfv_d = \frac{\hat{v}_{fv}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-V_o}{LC_{fv}s^2 + LG_e s + 1} \tag{29}$$

2.2 Inversor em Ponte (*Full Bridge*) + RDEE

Responsável por inverter a tensão contínua oriunda do sistema painel mais conversor (elo CC). A Figura 5 apresenta o modelo de um inversor em ponte, a ser utilizado no sistema para conexão à rede de distribuição de energia elétrica (RDEE).

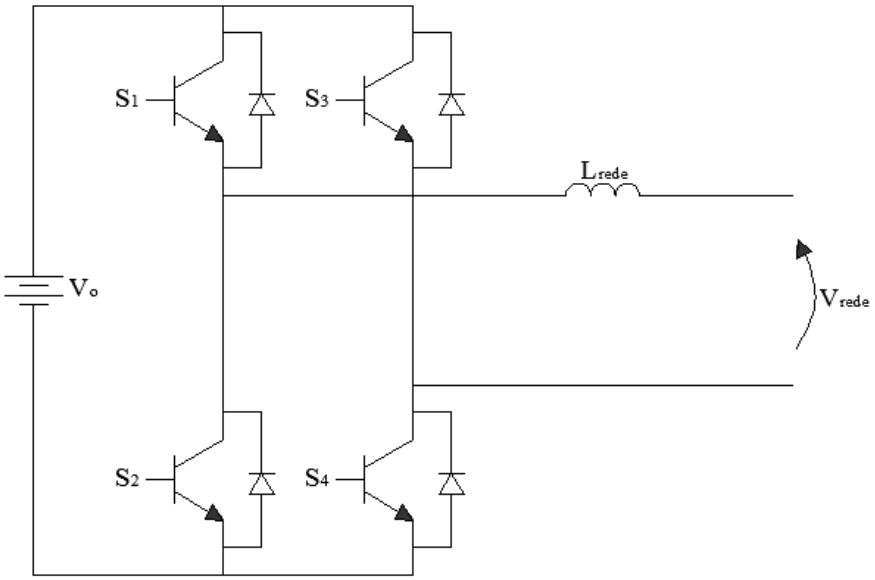

Figura 5: Circuito de um inversor em ponte.
Fonte: Do autor.

Para o controle do inversor, é necessário encontrar duas funções de transferência para esse que é o segundo estágio: Gim e Gvo_ipico.

- **Gim:** função de transferência que determina os valores da corrente de pico injetada na rede conforme a razão cíclica *m* sofre variações.
- **Gvo_ipico:** função de transferência que determina os valores da tensão de entrada no inversor conforme a corrente de pico i_{Lrede} sofre variações.

Para determinação das funções de transferência, levam-se em consideração as etapas de funcionamento do inversor, conforme mostra a Figura 6. Considera-se apenas o semiciclo positivo da rede; no semiciclo negativo as equações são análogas.

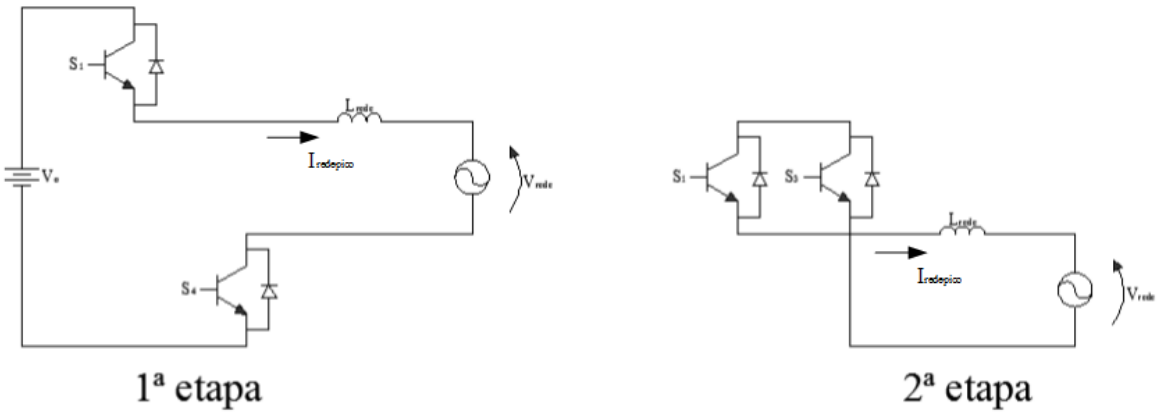

Figura 6: Etapas de funcionamento do inversor em ponte.
Fonte: Do autor.

Já a Figura 7 apresenta o diagrama de blocos para o controle do inversor em ponte, enquanto a Figura 8 apresenta o modelo do circuito do sistema.

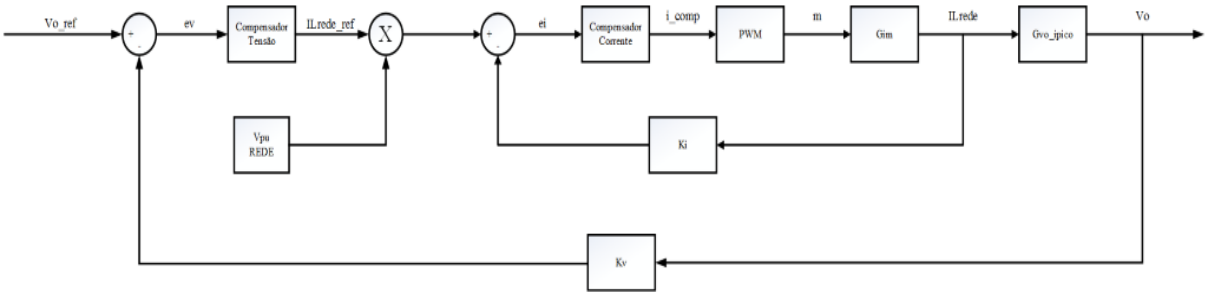

Figura 7: Diagrama de blocos para o controle do inversor em ponte.
Fonte: Do autor.

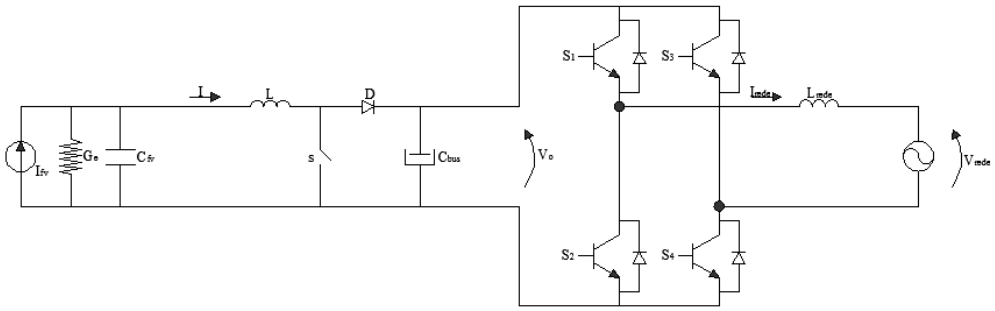

Figura 8: Modelo completo do circuito do sistema.
Fonte: Do autor.

2.3 Determinação de Gim

Na primeira etapa de funcionamento, quando as chaves S_1 e S_4 estão fechadas, a tensão sobre L_{rede} é definida conforme (31), enquanto que na segunda etapa, onde S_1 e S_3 estão fechadas, a tensão sobre L_{rede} é definida conforme (33).

$$v_{Lrede} = V_o - v_{redepico} \tag{30}$$

$$v_{Lrede} = m.\left(V_o - v_{redepico}\right) \tag{31}$$

e

$$v_{Lrede} = -v_{redepico} \tag{32}$$

$$v_{Lrede} = (1 - m).\left(-v_{redepico}\right) \tag{33}$$

Considerando que as equações (31) e (33) são em termos médios, somando-as, e incluindo a queda de tensão na resistência de L_{rede}, encontra-se a equação (35).

$$v_{Lrede} = m.V_o - r_{Lrede}.i_{Lrede} - v_{redepico} \tag{34}$$

$$L_{rede}\frac{di_{Lrede}}{dt} = m.V_o - r_{Lrede}.i_{Lrede} - v_{redepico} \tag{35}$$

Perturbando as variáveis i_{Lrede}, m e $v_{redepico}$, tem-se o seguinte equacionamento:

$$\begin{aligned} L_{rede}\frac{d(I_{Lrede} + \hat{\imath}_{Lrede})}{dt} &= (M + \hat{m}).V_o - r_{Lrede}.(I_{Lrede} + \hat{\imath}_{Lrede}) \\ &\quad - \left(V_{redepico} + \hat{v}_{redepico}\right) \end{aligned} \tag{36}$$

$$\begin{aligned} L_{rede}\frac{d(I_{Lrede} + \hat{\imath}_{Lrede})}{dt} &= M.V_o + \hat{m}.V_o - r_{Lrede}.I_{Lrede} - r_{Lrede}.\hat{\imath}_{Lrede} - V_{redepico} \\ &\quad - \hat{v}_{redepico} \end{aligned} \tag{37}$$

Considerando que os termos CC, destacados em vermelho, se anulam, e separando os termos CA, encontra-se (38):

$$L_{rede}\frac{d\hat{\imath}_{Lrede}}{dt} = \hat{m}.V_o - r_{Lrede}.\hat{\imath}_{Lrede} - \hat{v}_{redepico} \tag{38}$$

Aplicando a Transformada de Laplace na equação (38), tem-se o equacionamento seguinte, até encontrar (41):

$$L_{rede}s\hat{\imath}_{Lrede}(s) = \hat{m}(s)V_o - r_{Lrede}\hat{\imath}_{Lrede}(s) - \hat{v}_{redepico}(s) \tag{39}$$

Considerando nulas as variações de $v_{redepico}$:

$$(L_{rede}s + r_{Lrede})\hat{\imath}_{Lrede}(s) = \hat{m}(s)V_o \tag{40}$$

$$Gim = \frac{\hat{\imath}_{Lrede}(s)}{\hat{m}(s)} = \frac{V_o}{L_{rede}s + r_{Lrede}} \tag{41}$$

A Figura 9 apresenta a malha de controle de corrente do inversor, verificando que seu valor é determinado conforme razão cíclica gerada pelo PWM.

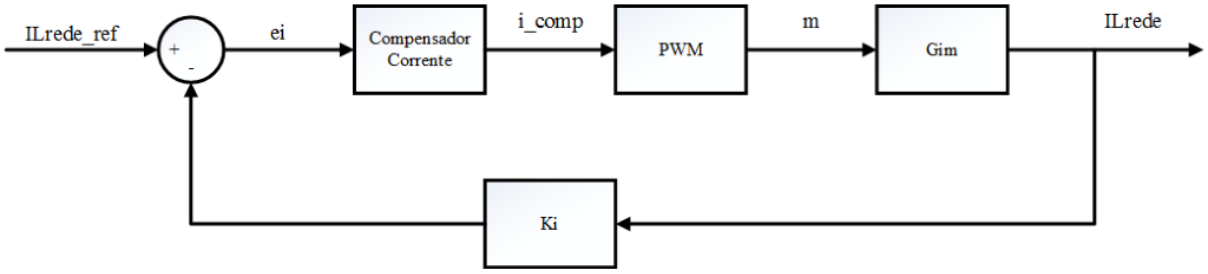

Figura 9: Diagrama de blocos do controle de corrente injetada na rede pelo inversor.
Fonte: Do autor.

2.4 Determinação de Gvo_ipico

A função de transferência Gvo_ipico é encontrada ao igualar as potências CC de entrada e CA de saída no inversor, conforme segue:

$$p_o = V_o . i_o \tag{42}$$

e

$$p_{ca} = v_{ca} . i_{ca} \tag{43}$$

$$p_{ca} = \frac{1}{2} . V_{redepico} . i_{Lrede} \tag{44}$$

Perturbando as variáveis p_o, i_o, p_{ca} e i_{Lrede} e desenvolvendo as equações, encontra-se (49) e (50).

$$(P_o + \hat{p}_o) = V_o . (I_o + \hat{\imath}_o) \tag{45}$$

$$(P_o + \hat{p}_o) = V_o . I_o + V_o . C_{bus} . \frac{d\hat{v}_o}{dt} \tag{46}$$

e

$$(P_{ca} + \hat{p}_{ca}) = \frac{1}{2} . V_{redepico} . (I_{Lrede} + \hat{\imath}_{Lrede}) \tag{47}$$

$$(P_{ca} + \hat{p}_{ca}) = \frac{1}{2} . V_{redepico} . I_{Lrede} + \frac{1}{2} . V_{redepico} . \hat{\imath}_{Lrede} \tag{48}$$

Considerando que os termos CC, destacados em vermelho, se anulam, e separando os termos CA, tem-se:

$$\hat{p}_o = V_o . C_{bus} \frac{d\hat{v}_o}{dt} \tag{49}$$

$$\hat{p}_{ca} = \frac{1}{2} . V_{redepico} . \hat{\imath}_{Lrede} \tag{50}$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (49) e (50), e igualando os termos, tem-se o equacionamento, até encontrar (53):

$$\hat{p}_o(s) = \hat{p}_{ca}(s) \tag{51}$$

$$V_o C_{bus} s \hat{v}_o(s) = \frac{1}{2} V_{redepico} \hat{\imath}_{Lrede}(s) \tag{52}$$

$$Gvo_ipico = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{\imath}_{Lrede}(s)} = \frac{V_{redepico}}{2 V_o C_{bus} s} \tag{53}$$

2.5 Controlador PI

Este controlador combina as funções proporcional e integral, considerando que o controlador proporcional faz com que o sistema atinja o regime permanente de forma mais rápida, porém sem eliminar o erro, e que o controlador integral proporciona a eliminação desse erro (isto para sistemas de ordem 1), porém sem ter a capacidade de rapidez do controlador proporcional (MADEIRA, 2016; SILVA, 2000). A Figura 10 apresenta o diagrama de blocos de um controlador PI, enquanto a equação (54) apresenta sua equação característica.

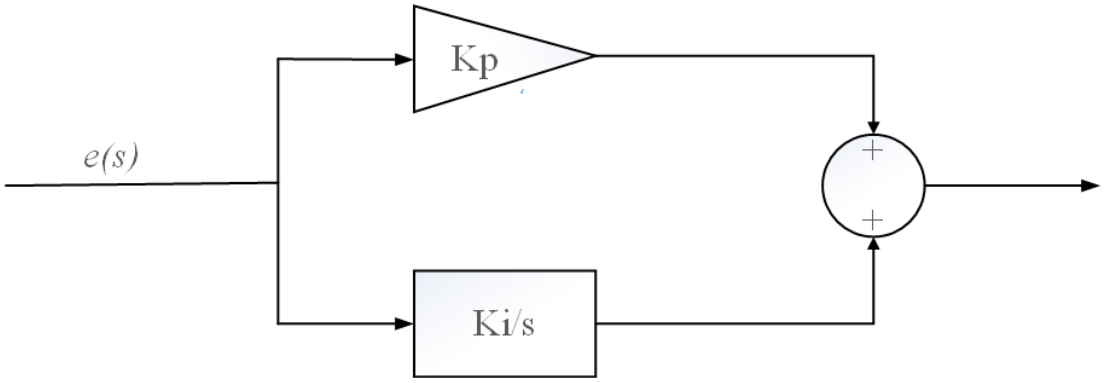

Figura 10: Diagrama de blocos de um controlador PI.
Fonte: Do autor.

$$k_p.e(t) + k_i \int e(t) \tag{54}$$

2.6 Controlador PI+Ressonante

Também baseado no princípio do modelo interno, isto é, para que seja garantido o seguimento de referência e/ou a rejeição à perturbação, adiciona-se à malha de controle, ou na planta ou no controlador, um termo que apresente ganho infinito na frequência que se deseja seguir ou rejeitar. O objetivo do controlador PI+Ressonante é seguir uma referência senoidal com frequência ω_o, sendo adotado como interesse 377 rad/s, que é a frequência fundamental da rede. A função de transferência implementável do controlador PI+Ressonante pode ser expressa conforme equação (55) (SCHILDT, 2014; TAKIUTI, 2015).

$$C_{res} = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{2k_r\omega_{cut}s}{s^2 + 2\omega_{cut}s + \omega_o^2} \tag{55}$$

onde k_p, k_i e k_r são, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e ressonante do controlador PI+Ressonante. ω_{cut} corresponde a faixa de frequência em torno da frequência angular da componente fundamental ω_o, na qual se permite um alto ganho finito para o controlador. Assim, a sua largura de banda minimiza a sensibilidade das variações de ω_o (SCHILDT, 2014; TAKIUTI, 2015). A Figura 11 apresenta o diagrama de blocos de um controlador PI+Ressonante.

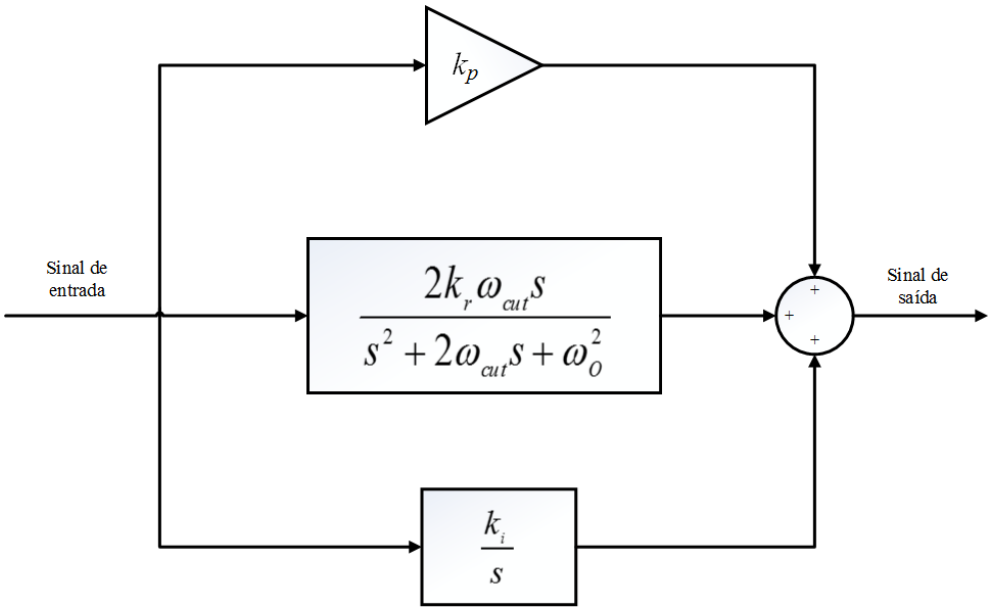

Figura 11: Diagrama de blocos de um controlador PI+Ressonante.
Fonte: (TAKIUTI, 2015) *adaptado.*

2.7 Projeto do Conversor CC-CC, do Inversor e dos Controladores

2.7.1 Projeto do Conversor CC-CC

Para o projeto do conversor *boost* CC-CC, foram utilizados 2 painéis solares fotovoltaicos modelo Kyocera KC200GT, cujos dados para um painel são resumidos conforme Tabela 1.

Tabela 1: Dados do modelo do painel Kyocera KC200GT.

V_{oc} (V)	I_{sc} (A)	P_{MPP} (A)	V_{MPP} (V)
32,90	8,21	200,00	26,27

Fonte: Kyocera (KYOCERA, S/ Data).

Portanto, para dois painéis associados em série, tem-se os valores de V_{MPP} e P_{MPP} como dados de entrada do conversor CC-CC, conforme Tabela 2.

Tabela 2: Dados para dois painéis Kyocera KC200GT.

V_{oc} (V)	I_{sc} (A)	P_{MPP} (A)	V_{MPP} (V)
65,80	8,21	400,00	52,54

Fonte: Kyocera (KYOCERA, S/ Data).

O conversor operará com uma frequência de chaveamento f_s igual a 20 kHz, com tensão de saída V_o igual a 220 V e com uma razão cíclica D igual a 0,7612, obtida conforme equação (56), além de um *ripple* de corrente Δi_L de 10% e um *ripple* de tensão ΔV_o de 1%. Os painéis e o conversor são desacoplados com um capacitor C_{fv} igual a 22 μF.

$$\frac{V_o}{V_{MPP}} = \frac{1}{1 - D} \tag{56}$$

A indutância L é calculada conforme (57), considerando que i_L é calculada conforme equação (58).

$$L = \frac{V_{MPP}.D}{\Delta i_L.f_s} \tag{57}$$

$$i_L = \frac{P_{MPP}}{V_{MPP}} \tag{58}$$

Substituindo os valores nas equações (57) e (58), encontra-se corrente i_L igual 7,613 A e indutância L igual a 2,627 mH. A capacitância C_{bus} é calculada conforme equação (59) (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005).

$$C_{bus} = \frac{P_{MPP}}{240\pi.V_o.\Delta V_o} \tag{59}$$

Substituindo os valores em (59), obtém-se uma capacitância aproximadamente igual a 1 mF.

2.7.2 Projeto do Inversor

O projeto do inversor é baseado nos valores de V_o, $V_{redepico}$, na razão cíclica m e na frequência de chaveamento f_s, cujo valor adotado é de 30 kHz. O valor de m é obtido pela razão de $V_{redepico}$ e V_o, obtendo um valor igual a 0,8182, enquanto que i_{Lrede} é obtida conforme equação (60). A indutância L_{rede} é obtida substituindo os valores na equação (61), enquanto adotou-se um valor igual a 0,05 Ω para resistência do indutor de conexão à rede.

$$i_{Lrede} = \frac{2.P_{MPP}}{V_{redepico}} \tag{60}$$

$$L_{rede} = \frac{(V_o - V_{redepico}).m}{\Delta i_{Lrede}.f_s} \tag{61}$$

Obtem-se i_{Lrede} igual a 4,444 A e L_{rede} igual a 2,45 mH.

2.7.3 Dimensionamento do PLL

O diagrama de blocos do algoritmo PLL é apresentado pela Figura 12.

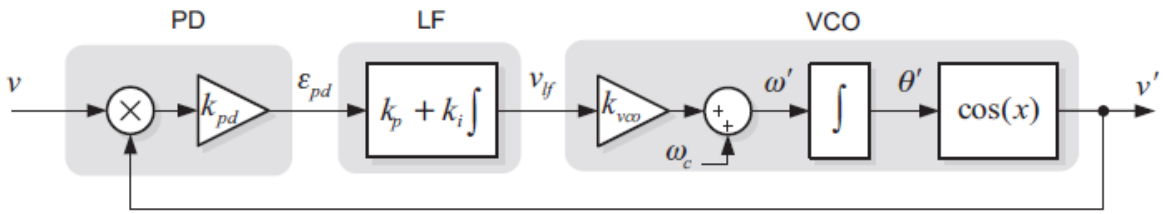

Figura 12: Diagrama de blocos de um PLL.
Fonte: (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUES, 2011).

Para o dimensionamento do PLL, considerou-se uma frequência de cruzamento de ganho f_{c1} igual a 6 Hz e um coeficiente de amortecimento ζ igual a 0,85. A frequência natural ω_n e os coeficientes k_p e k_i foram calculados conforme equações (62), (63) e (64), respectivamente. Este equacionamento leva em consideração a equação padrão de um sistema de segunda ordem.

$$\omega_n = 2.\pi.f_{c1} \tag{62}$$

$$k_p = 2.\zeta.\omega_n \tag{63}$$

$$k_i = \omega_n^2 \tag{64}$$

Substituindo os valores nas equações, encontra-se ω_n igual a 37,7 rad/s, k_p igual a 64,09 e k_i igual a 1421,3, correspondente aos coeficiente do laço de filtro (LF) da Figura 12.

2.7.4 Projeto dos Controladores

O primeiro controlador desenvolvido é o do sistema painel conversor *boost* para o controle através do algoritmo de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*, do inglês). Será dimensionado baseado nos parâmetros da equação (29), onde o diagrama de Bode em malha aberta está apresentado na Figura 13.

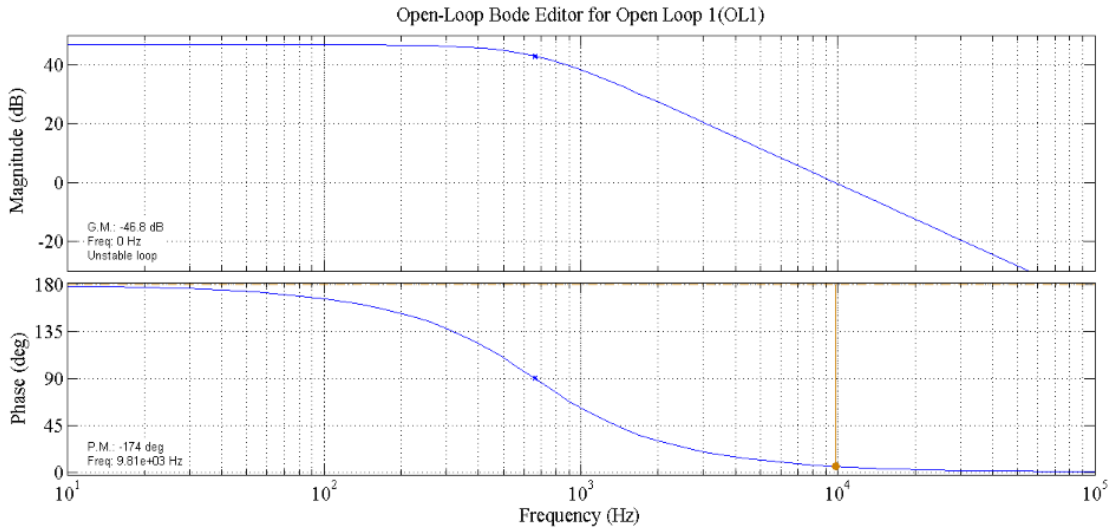

Figura 13: Diagrama de Bode da funação Gvfv_d em malha aberta.
Fonte: Do autor.

Observa-se na Figura 13 que o sistema é instável. Para contornar esse problema, adicionou-se um integrador para estabilizar a malha juntamente com um ganho igual a -1,429, resultando na frequência de cruzamento de ganho igual à 50 Hz e uma margem de fase igual à 83,1º. Adotou-se 50 Hz já que as variações meteorológicas são bem lentas. Neste ponto, não se considera sombreamento parcial. A Figura 14 apresenta o diagrama de Bode após a inserção do integrador com ganho, observando-se que a malha está estabilizada.

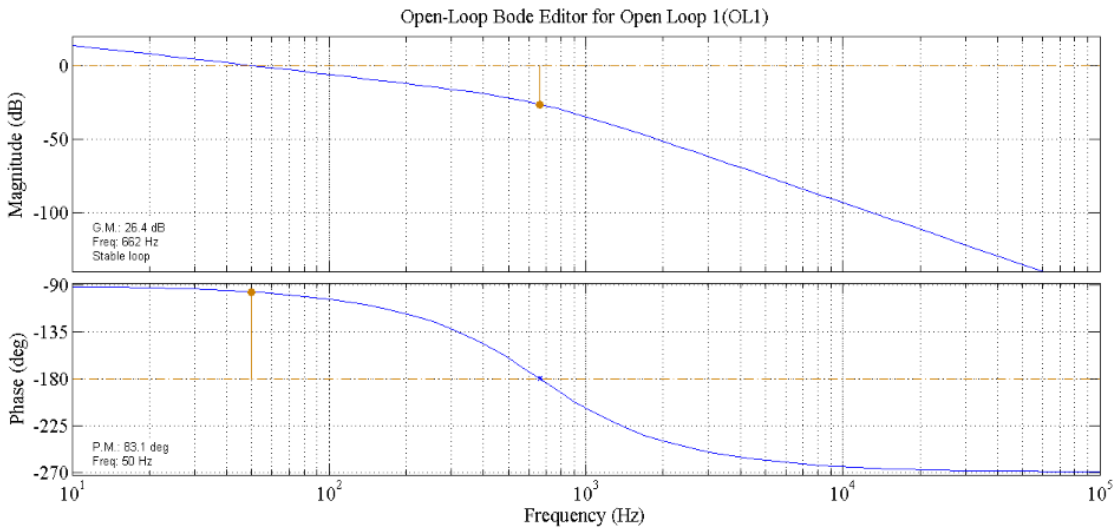

Figura 14: Diagrama de Bode de Gvfv_d após a inserção do compensador.
Fonte: Do autor.

Uma vez dimensionado o compensador para o primeiro estágio, faz-se necessário o dimensionamento dos controladores para o segundo estágio, que engloba o inversor em conexão com a RDEE. Dois controladores PI foram projetados, um para a malha de corrente e outro para a malha de tensão. Estipulou-se para o controlador de corrente uma margem de fase desejada igual a 60º, com uma frequência de cruzamento de ganho igual a 2,8 kHz. Já para o controlador de tensão foi estipulada uma margem de fase desejada igual a 80º, com uma frequência de cruzamento de ganho igual a 8 Hz.

- **Controlador PI de Corrente**

Para o projeto do controlador de corrente, será usada a função Gim, especificada em (41). Para encontrar a magnitude e fase desta função, utilizou-se dos diagramas de Bode de módulo e de fase plotados com auxílio do *software* MatLab®.

Encontrou-se uma magnitude igual a 5,0937 e uma fase igual a -89,93º. Considerando que a função de transferência de um controlador PI é definida em (65), a margem de fase MF será determinada conforme equação (66), enquanto que a fase do controlador PI é determinada conforme equação (67).

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} = k_i.\left(\frac{\tau_i s + 1}{s}\right) \tag{65}$$

$$MF = 180 + phase \tag{66}$$

$$fasePI = MF_{desejada} - MF \tag{67}$$

Substituindo os valores nas equações (66) e (67), encontram-se *MF* igual a 90,07º e *fasePI* igual a -30,07º.

Uma vez determinada a fase do controlador PI, é necessário encontrar os valores dos coeficientes k_p e k_i. A relação entre os coeficientes, determinada por τ_i, é definida em (68), o valor de k_i é encontrado conforme (69), enquanto que a fórmula para determinar o valor de τ_i é definida em (70).

$$k_p = \tau_i . k_i \tag{68}$$

$$k_i = \frac{1}{mag} \tag{69}$$

$$\tau_i = \frac{\tan(fasePI + 90)}{2.\pi.f_c} \tag{70}$$

Substituindo o valor de τ_i no termo entre parênteses da equação (65), encontra-se uma planta parcial, cuja magnitude encontrada é igual a $5{,}7782 \times 10^{-4}$ e fase igual a -120º. Foi alcançada a margem de fase desejada, porém é necessário que o ganho do sistema seja igual a 0 dB. Para isso ocorrer, a magnitude deve ser igual a 1. Portanto, para encontrar os valores definitivos dos coeficientes, substituem-se os valores nas equações (68) e (69), encontrando k_p e k_i iguais à 0,1699 e 1730,64, respectivamente. A equação (71) apresenta a função de transferência definitiva da planta do sistema, enquanto as Figuras 15 e 16 apresentam, respectivamente, os diagramas de Bode de Gim em malha aberta e da planta definitiva do sistema.

$$P_{def} = \frac{(0{,}1699s + 1730{,}64)}{s} . \frac{220}{0{,}002455s + 0{,}05} \tag{71}$$

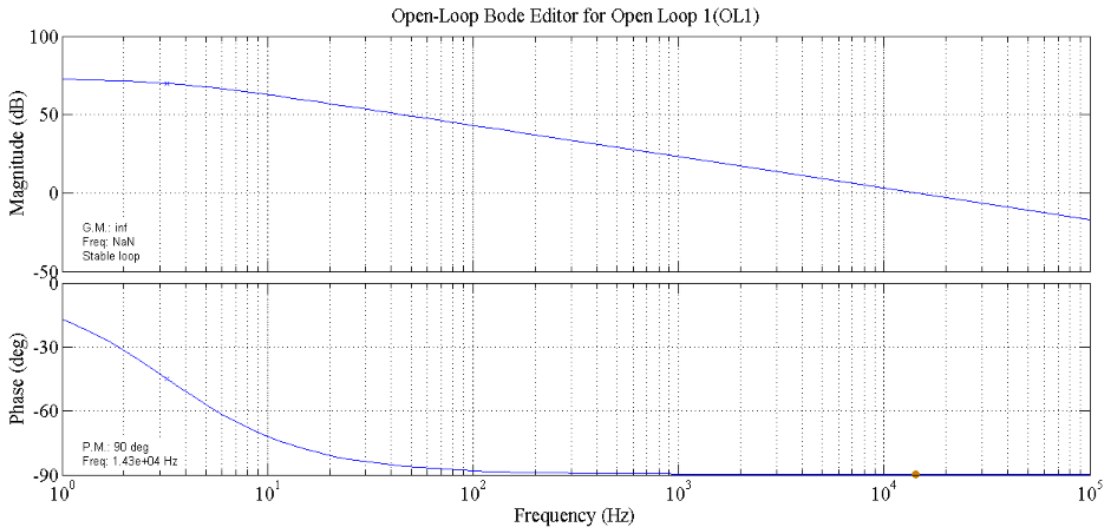

Figura 15: Diagrama de Bode da função Gim em malha aberta.
Fonte: Do autor.

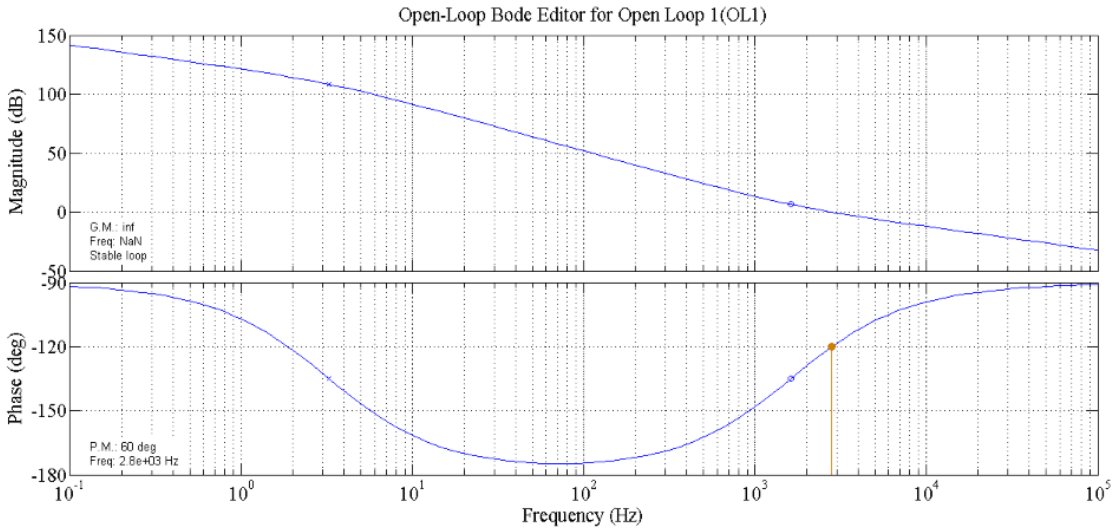

Figura 16: Diagrama de Bode da função Gim após a inserção do controlador.
Fonte: Do autor.

- ## Controlador PI de Tensão

Para o dimensionamento do controlador de tensão, utiliza-se o mesmo procedimento usado para obter o controlador de corrente, bem como as equações de (65) a (70). Substituindo os valores na equação (53), encontra-se uma magnitude igual 7,4257 e uma fase igual a -90º. A margem de fase desejada é de 80º para uma frequência de cruzamento de ganho igual a 8 Hz.

Substituindo, inicialmente, os valores encontrados de magnitude e fase nas equações (66) e (67), encontra-se uma margem de fase *MF* igual a 90º, e *fasePI* igual a -10º. Uma vez

encontrado o valor de *fasePI*, substitui-se na equação (70) para encontrar o valor de τ_i, igual a 0,1128.

Substituindo o valor de τ_i no termo entre parênteses da equação (65), encontra-se uma planta parcial da malha de tensão, cujos valores de magnitude e fase são, respectivamente, iguais a 0,8506 e -100º.

Substituindo o valor da magnitude na equação (69), encontra-se um k_i igual a 1,1756, onde o ganho é igual a 0 dB e, substituindo esse valor na equação (68), encontra-se k_p igual a 0,1326. A equação (72) apresenta a função da planta definitiva do sistema, enquanto as Figuras 17 e 18 apresentam, respectivamente, os diagramas de Bode em malha aberta e após a inserção do controlador.

$$P_{def} = \frac{(0{,}1326s + 1{,}1756)}{s} \cdot \frac{180}{0{,}4822s} \tag{72}$$

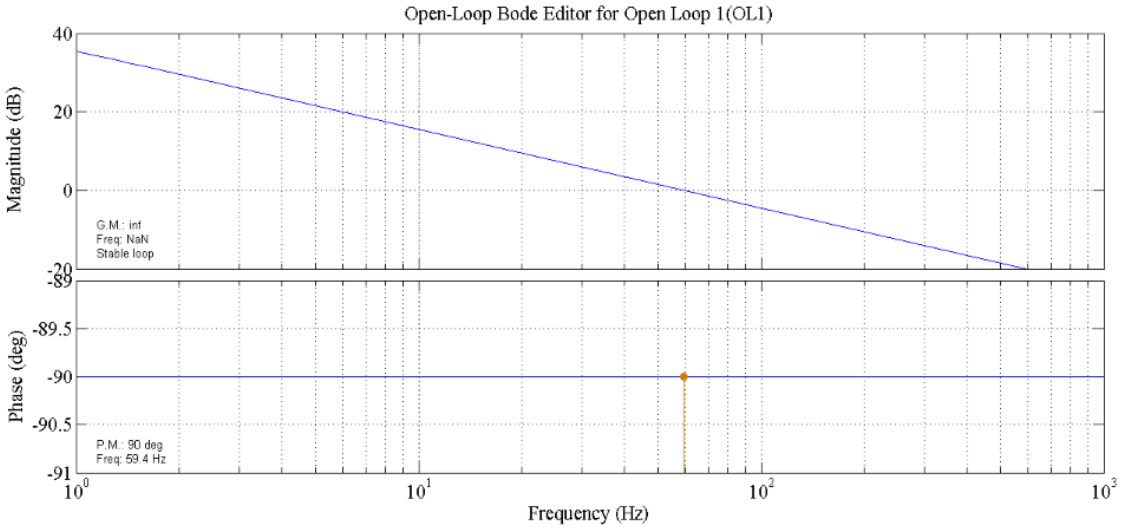

Figura 17: Diagrama de Bode da função Gvo_ipico em malha aberta.
Fonte: Do autor.

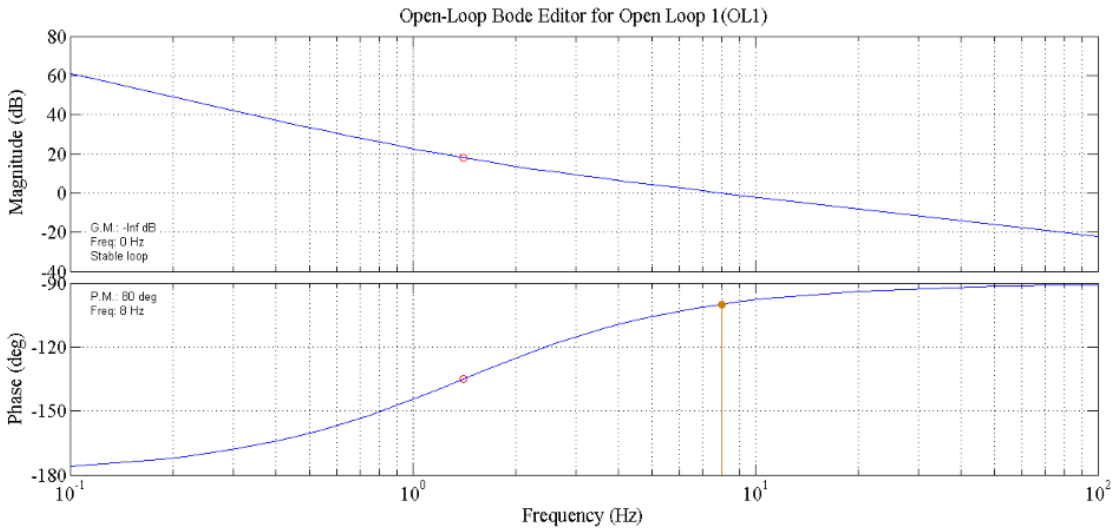

Figura 18: Diagrama de Bode da função Gvo_ipico após a inserção do controlador.
Fonte: Do autor.

- ## Controlador PI+Ressonante para a malha de corrente

O controlador PI+Ressonante foi dimensionado conforme (MASCHIO, 2018):

1) Multiplica-se a planta Gim(s) pelo termo ressonante.

$$Res = \frac{s}{s^2 + (2\pi 60)^2} \tag{73}$$

2) No *software* Matlab/Simulink ®, aplica-se a função *rltool* para a função obtida.
3) Altera-se o ganho até obter a frequência de cruzamento de ganho desejada, no caso, 2,8 kHz.
4) Encontrou-se um ganho *kr* igual a 3440. A equação (74) representa o termo ressonante utilizado para o controle da malha de corrente.

$$C_{res} = \frac{3440s}{s^2 + (2\pi 60)^2} \tag{74}$$

3 RESULTADOS E SIMULAÇÕES

3.1 Controlador PI

As Figuras 19, 20, 21 e 22 apresentam, respectivamente, as formas de onda características de corrente na rede de distribuição de energia elétrica, da tensão amostrada na rede de energia juntamente com seu equivalente após passar pelo PLL, a tensão de entrada do inversor e da tensão de entrada do painel.

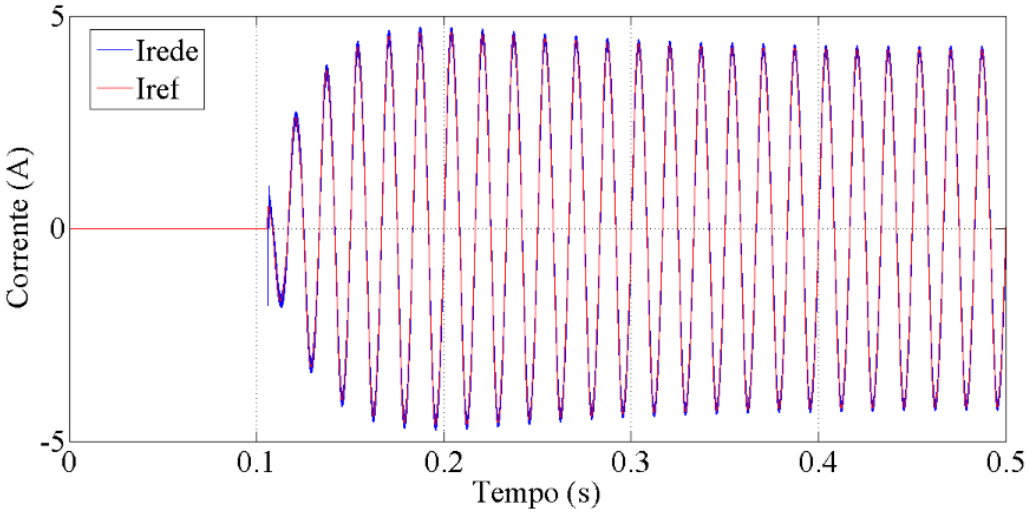

Figura 19: Forma de onda de corrente na Rede de Distribuição de Energia Elétrica.
Fonte: Do autor.

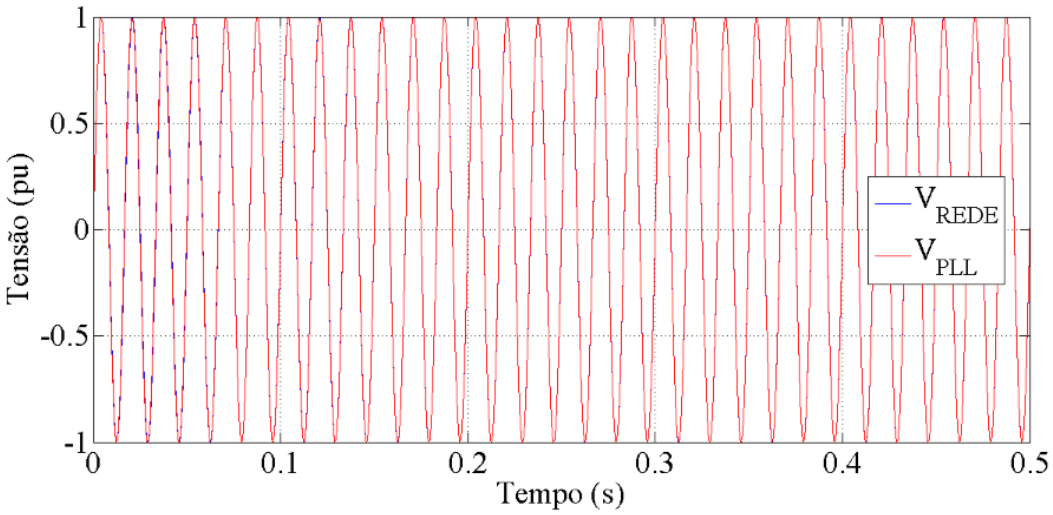

Figura 20: Forma de onda característica da tensão da Rede de Distribuição de Energia Elétrica.
Fonte: Do autor.

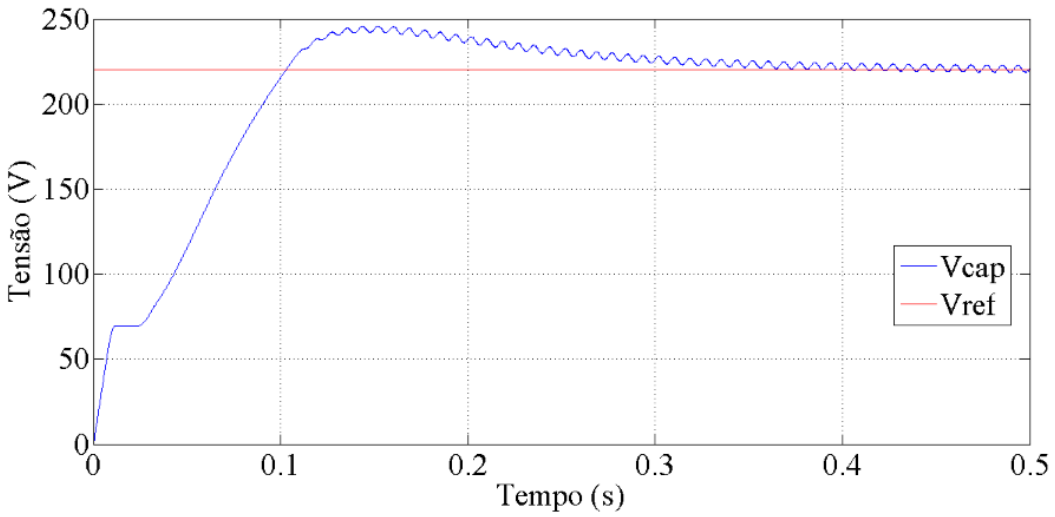

Figura 21: Forma de onda característica da tensão de entrada no inversor.
Fonte: Do autor.

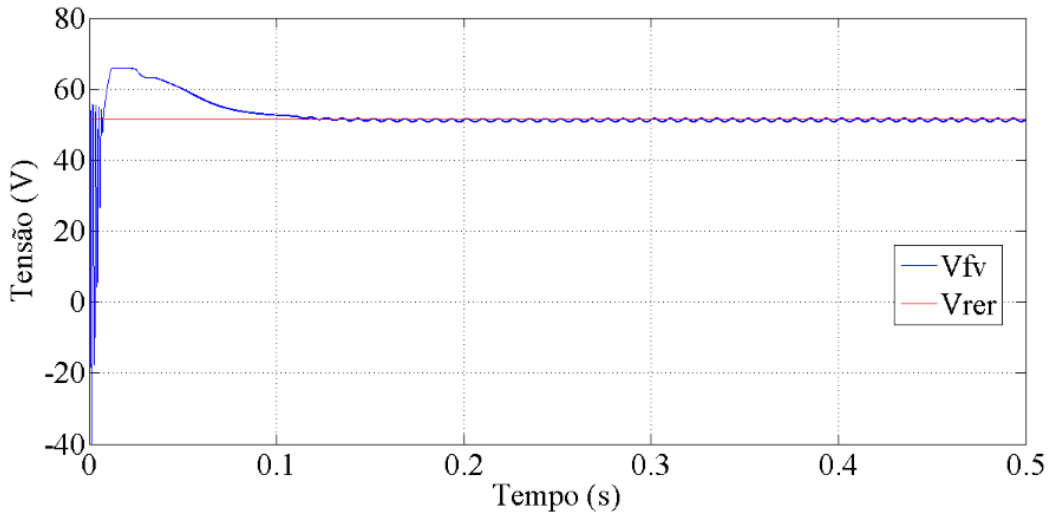

Figura 22: Forma de onda característica da tensão de entrada do painel solar.
Fonte: Do autor.

Analisando as Figuras 19, 20, 21 e 22, observa-se que os comportamentos das formas de onda para as variáveis de tensão no elo CC e de tensão no painel solar oscilaram em torno do valor médio projetado, assim como a tensão na saída do PLL ficou em fase e a corrente de pico injetada na rede atingiu o valor desejado. A Tabela 3 apresenta os valores medidos na simulação do sistema.

Tabela 3: Resumo dos valores medidos.

Variável medida	Valor
Corrente de pico da rede	4,19 A
Tensão do elo CC	220 V
Tensão de saída do painel	51,42 V
DHT	4,29 %

Fonte: Do autor.

3.2 Controlador PI+Ressonante

As Figuras 23, 24, 25 e 26 apresentam, respectivamente, as formas de onda características de corrente na rede de distribuição de energia elétrica, da tensão amostrada na rede de energia juntamente com seu equivalente após passar pelo PLL, a tensão de entrada no inversor e da tensão de entrada do painel.

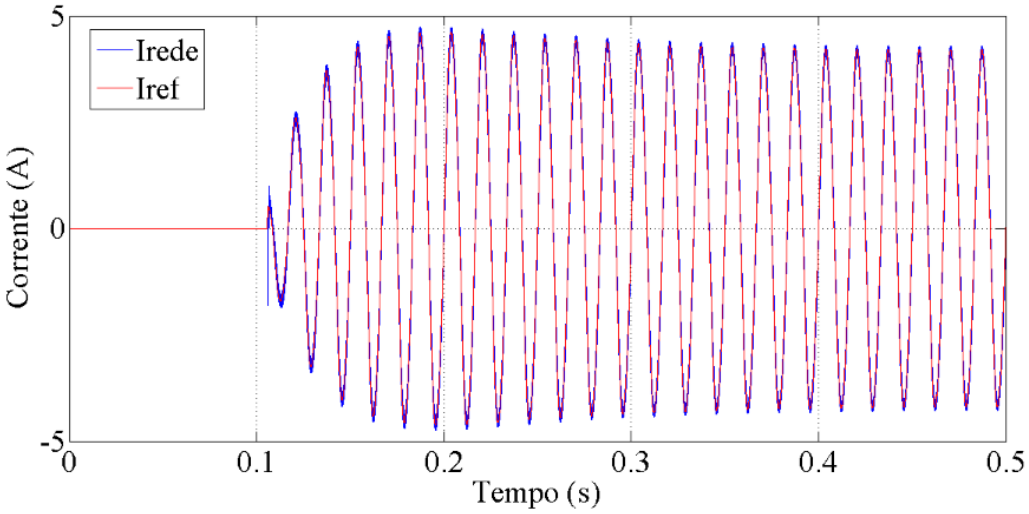

Figura 23: Forma de onda de corrente na Rede de Distribuição de Energia Elétrica com a aplicação do controlador PI+Ressonante.
Fonte: Do autor.

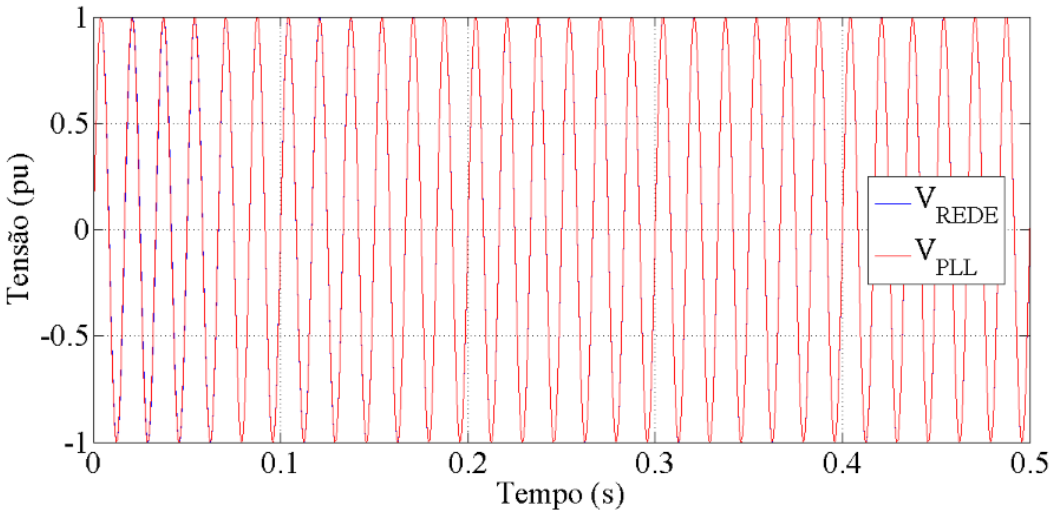

Figura 24: Forma de onda característica da tensão da Rede de Distribuição de Energia Elétrica após a aplicação do controlador PI+Ressonante.
Fonte: Do autor.

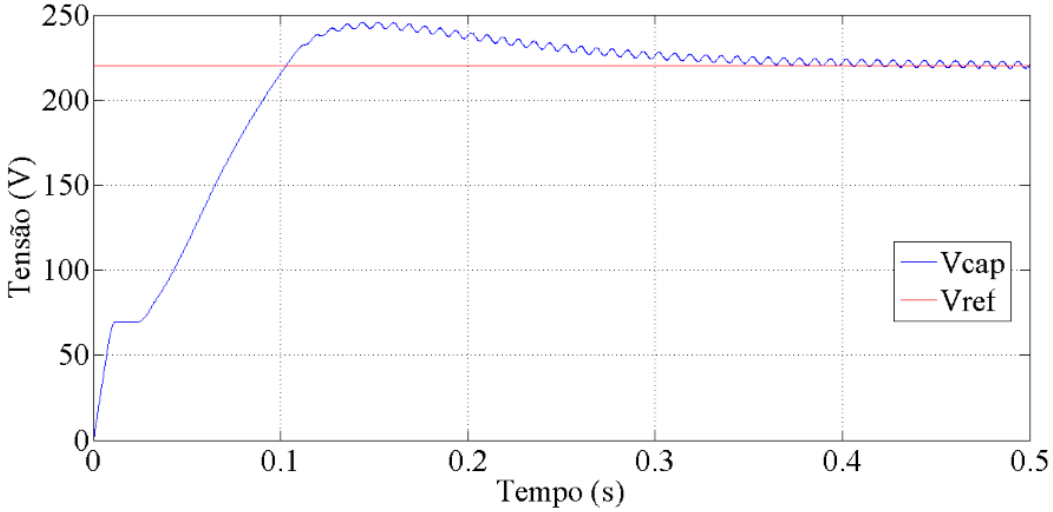

Figura 25: Forma de onda característica da tensão de entrada no inversor após a aplicação do controlador PI+Ressonante.
Fonte: Do autor.

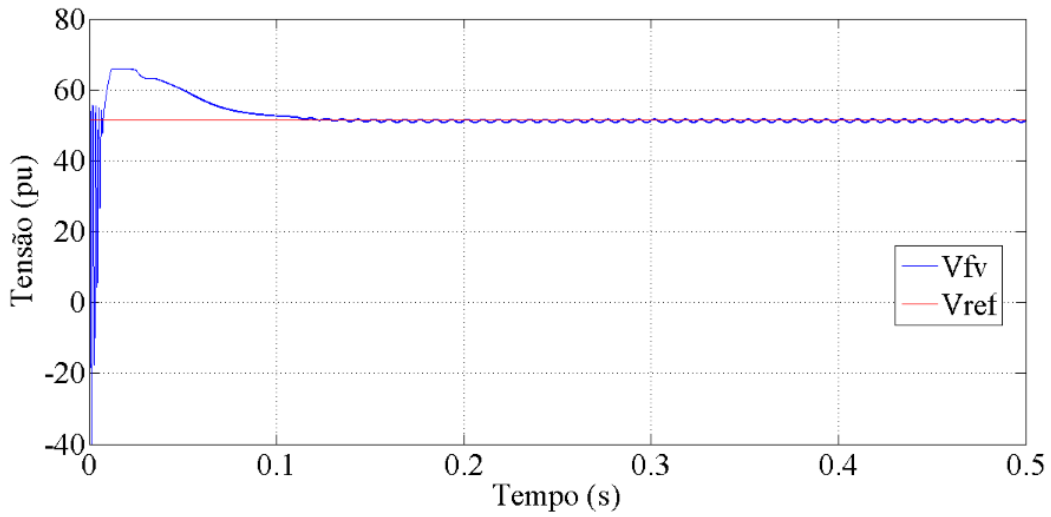

Figura 26: Forma de onda característica da tensão de entrada do painel solar após a aplicação do controlador PI+Ressonante.
Fonte: Do autor.

Em comparação com as simulações do PI, a forma de onde de corrente injetada na rede apresentou uma oscilação maior no início, conforme Figura 23. Como os controladores de tensão foram mantidos os mesmos, os comportamentos das respectivas formas de onde permaneceram inalterados, bem como seu valores médios e de pico. A Tabela 4 apresenta um resumo com os valores medidos na simulação.

Tabela 4: Resumo dos valores medidos para o controlador PI+Ressonante.

Variável medida	Valor
Corrente de pico da rede	4,18 A
Tensão do elo CC	220 V
Tensão de saída do painel	51,44 V
DHT	4,27 %

Fonte: Do autor.

4 CONTROLE NO SISTEMA DE EIXOS SÍNCRONOS *dq*

A Transformada de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$) no sistema monofásico consiste em medir a tensão da rede e a corrente i_{Lrede} e, através dessa medida, obter duas componentes para cada medição e uma em quadratura no sistema de eixos estacionários $\alpha\beta$. Exemplificando para a corrente da rede, i_α consistirá na própria corrente i_{Lrede}, enquanto i_β é obtida através de um atraso de 90º graus em relação à i_{Lrede}. O grupo de equações (75) apresenta as correntes bifásicas fictícias i_α e i_β. De posse das grandezas $\alpha\beta$, aplica-se a transformada $\alpha\beta - dq$ (transformada de Clark) para realizar o controle do sistema de geração distribuída (GUIZELINI, 2017).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Lrede}(\omega.t) \\ i_{Lrede}\left(\omega.t - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \tag{75}$$

A Figura 27 apresenta o diagrama de blocos, de um sistema fictício, do controle no sistema de eixos síncronos (MONFARED, GOLESTAN e GUERRERO, 2014; BAIMEL, BELIKOV, *et al.*, 2017).

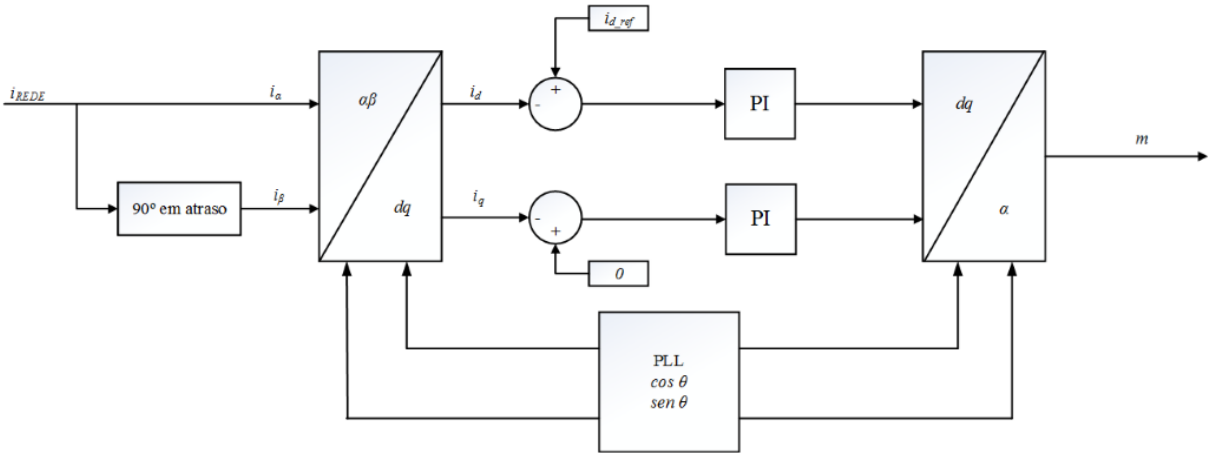

Figura 27: Diagrama de blocos para o sistema de eixos síncronos.
Fonte: (GUIZELINI, 2017) *adaptado.*

Em (MONFARED, GOLESTAN e GUERRERO, 2014), os autores apresentam algumas técnicas para a geração da corrente i_β. Seis técnicas diferentes foram propostas.

1) **Bloco de transferência de atraso:** é a mais simples das técnicas, porém degrada o desempenho dinâmico do sistema.

2) **Diferenciação do sinal ortogonal:** nessa técnica, a amplificação de ruído causada pela função derivada é a principal desvantagem.
3) **Método da transformada de Hilbert:** a alta complexidade e carga computacional são os principais inconvenientes dessa técnica.
4) **Integrador generalizado de segunda ordem:** esta técnica evita harmônicos/ruídos de alcançar o controlador. Como não serão analisados sistemas com harmônicos, não se aplica à esse trabalho.
5) **Método do filtro de Kalman:** similar ao método da transformada de Hilbert, esta técnica sofre de alta complexidade e carga computacional.
6) **Filtro passa tudo:** esta técnica é fácil de ser aplicada, não atenua os componentes de maior ordem além de não degradar o desempenho do sistema. A equação (76) apresenta a função de transferência do filtro, enquanto a Figura 28 apresenta a estrutura do filtro.

$$\frac{i_\beta}{i_\alpha} = \frac{-s + \omega_o}{s + \omega_o} \tag{76}$$

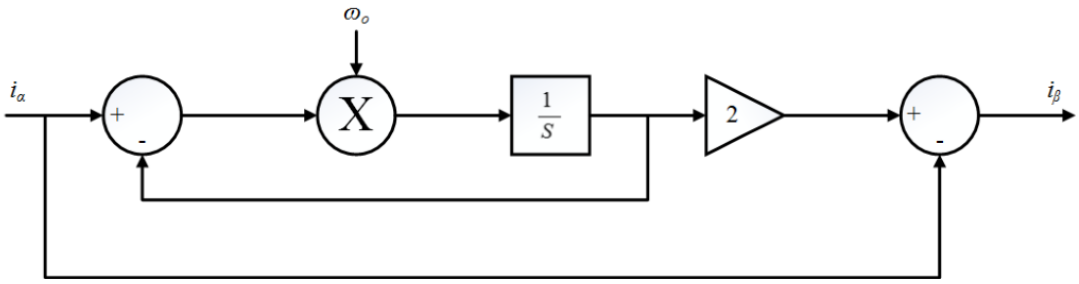

Figura 28: Estrutura de um filtro passa tudo de primeira ordem.
Fonte: (MONFARED, GOLESTAN e GUERRERO, 2014) *adaptado.*

Em (MONFARED, GOLESTAN e GUERRERO, 2014), o autor classificou a técnica do filtro passa tudo como a melhor técnica para o estudo que realizou. Portanto, para esse trabalho, também será adotada a técnica do filtro passa tudo.

Já com a aplicação do filtro, as Figuras 29 a 34 apresentam as formas de onda de i_α e i_β para diferentes frequências de cruzamento de ganho dos controladores de corrente (id e iq) projetados. Neste ponto, projetou-se controladores PI para as malhas de corrente iq e id, considerando variação da frequência de cruzamento de ganho (de 1,2 kHz até 7,5 kHz) e a técnica já apresentada dos Diagramas de Bode. Por estas Figuras é possível já verificar o desempenho dinâmico dos controladores na inicialização do sistema.

Tabela 5: Frequências de cruzamento de ganho adotadas.

Protótipo 1	Protótipo 2	Protótipo 3	Protótipo 4	Protótipo 5	Protótipo 6
7,50 kHz	6,00 kHz	4,65 kHz	3,30 kHz	1,95 kHz	1,20 kHz

Fonte: Do autor.

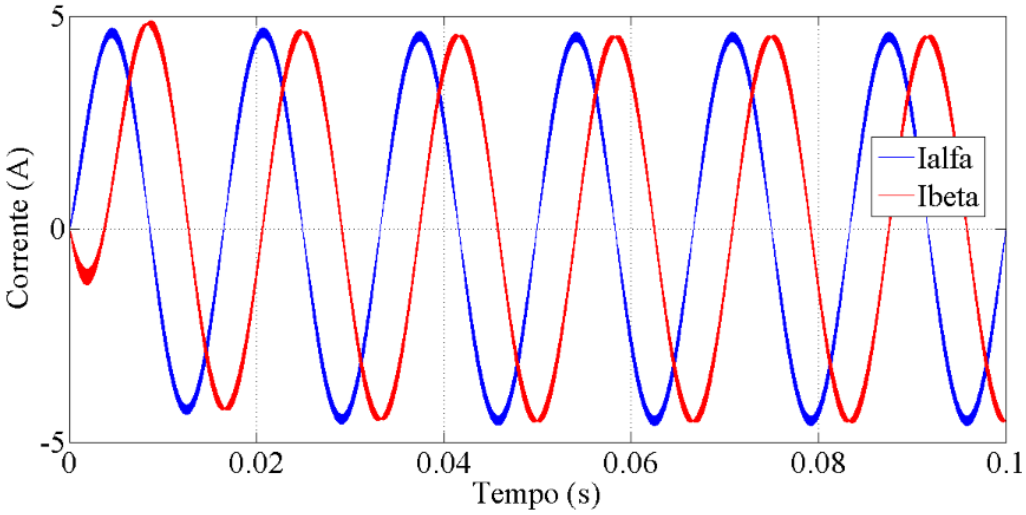

Figura 29: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 7,50 kHz.
Fonte: Do autor.

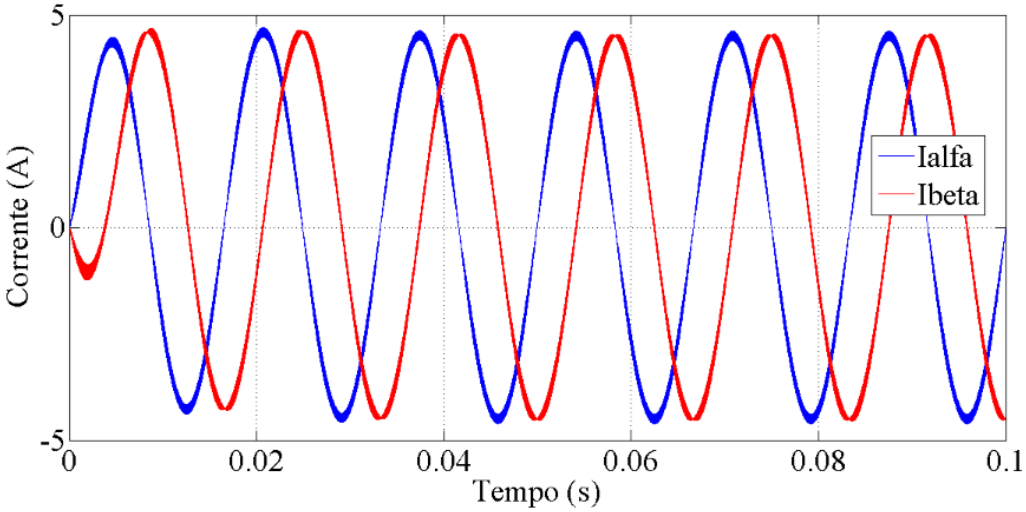

Figura 30: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 6,00 kHz.
Fonte: Do autor.

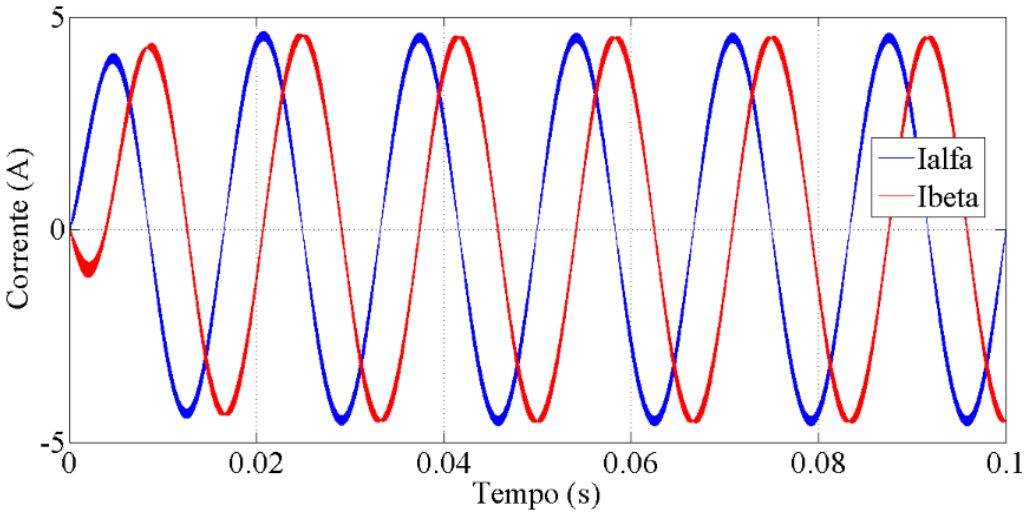

Figura 31: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 4,65 kHz.
Fonte: Do autor.

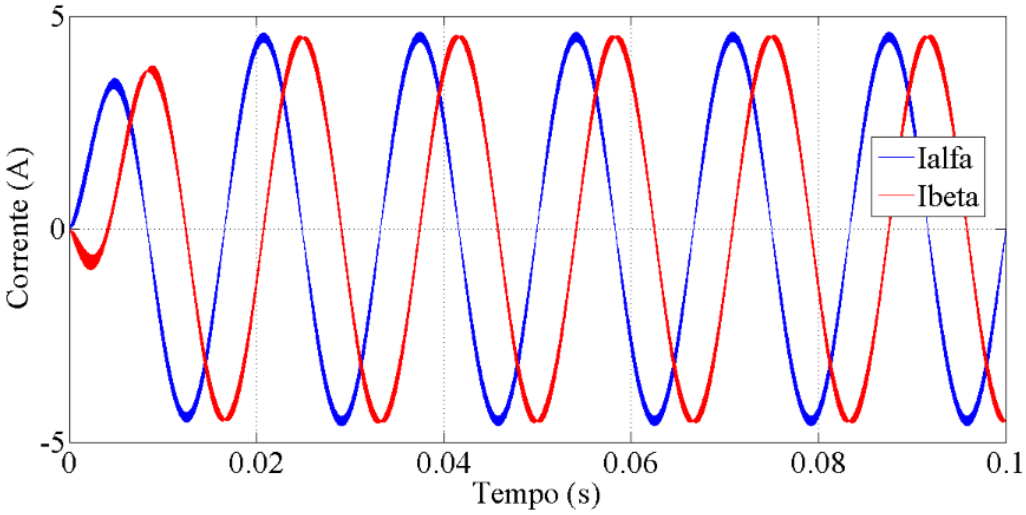

Figura 32: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 3,3 kHz.
Fonte: Do autor.

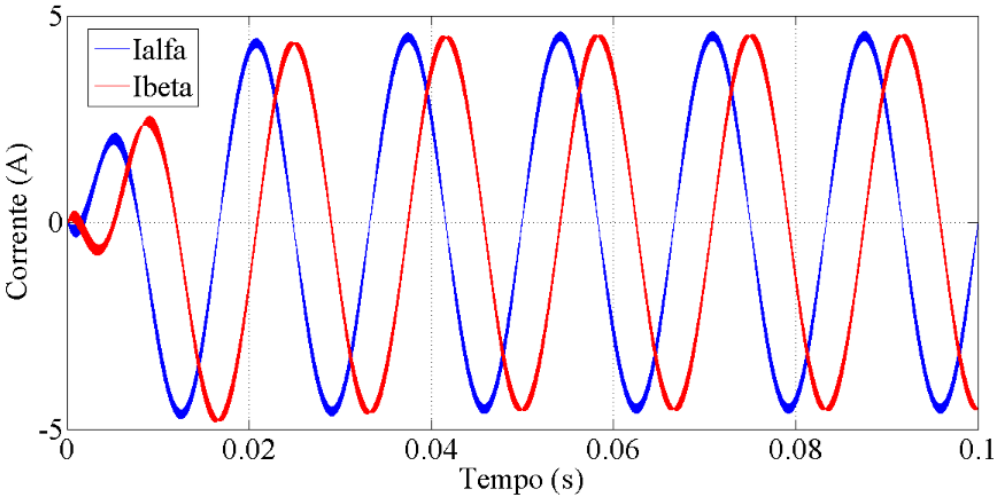

Figura 33: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,95 kHz.
Fonte: Do autor.

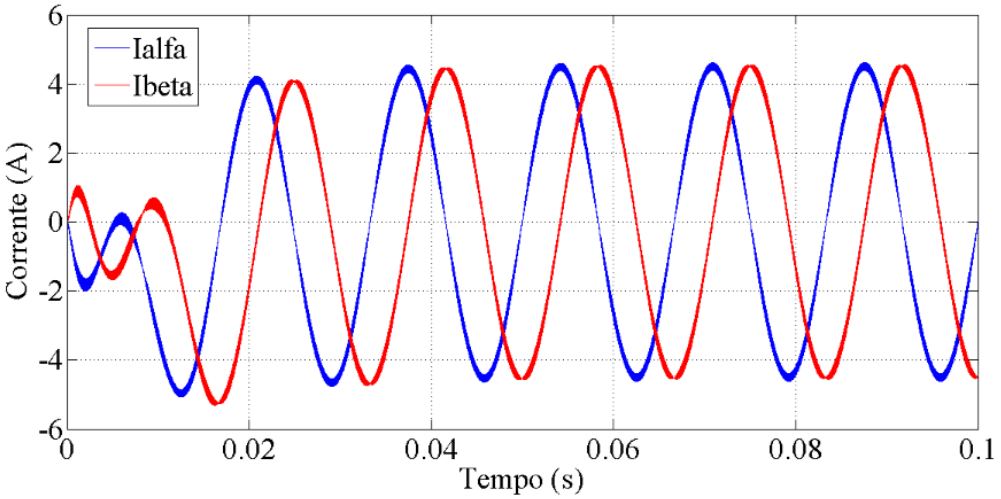

Figura 34: Formas de onda das correntes i_α e i_β para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,20 kHz.
Fonte: Do autor.

A Tabela 6 apresenta a distorção harmônica total (DHT) de corrente.

Tabela 6: Taxa de distorção harmônica para 100 ms de simulação.

Frequência de Cruzamento de Ganho	DHT
7,50 kHz	2,63 %
6,00 kHz	2,63 %
4,65 kHz	2,63 %
3,30 kHz	2,63 %
1,95 kHz	2,64 %
1,20 kHz	2,65 %

Fonte: Do autor.

As Figuras 35 a 40 apresentam o comportamento das correntes de eixo direto para cada uma das situações simuladas e, na Tabela 7, o tempo de assentamento é apresentado.

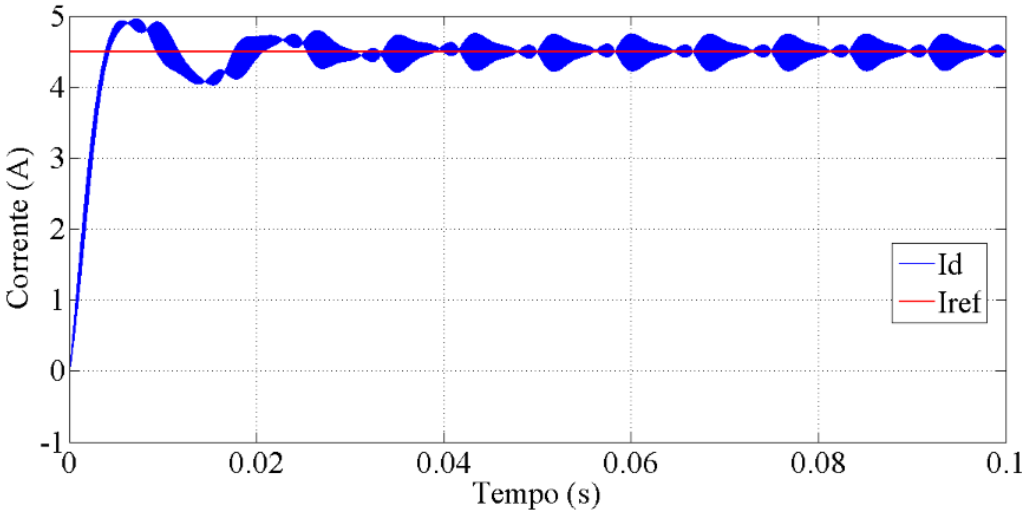

Figura 35: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 7,50 kHz.
Fonte: Do autor.

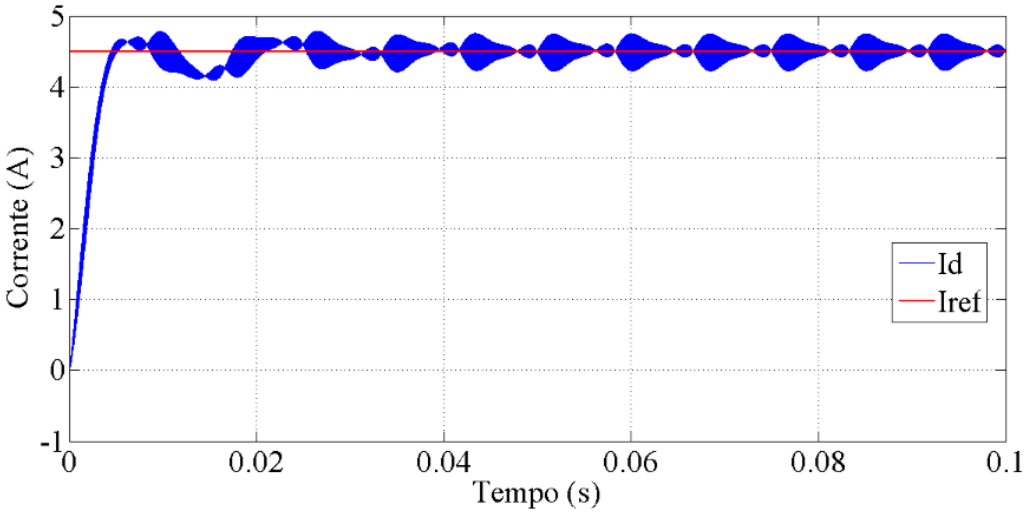

Figura 36: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 6,00 kHz.
Fonte: Do autor.

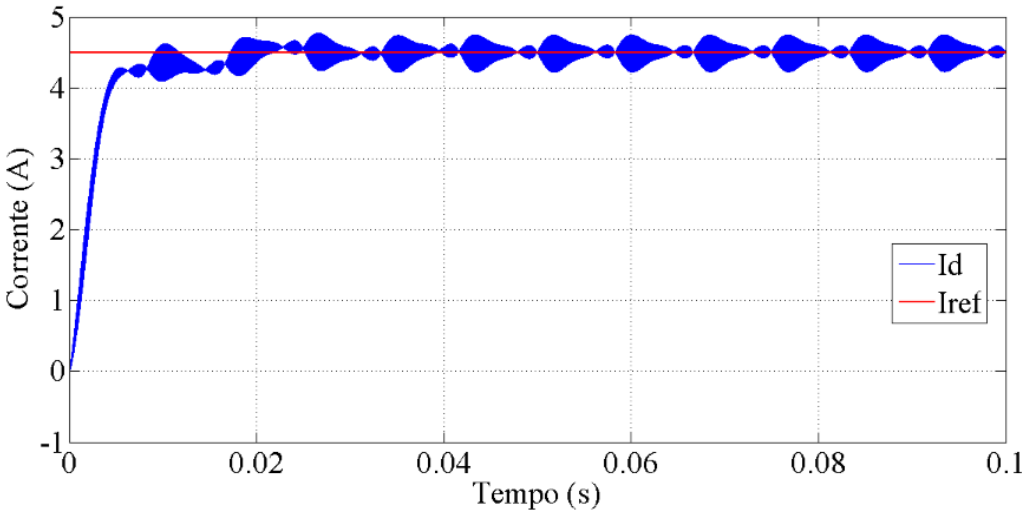

Figura 37: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 4,65 kHz.
Fonte: Do autor.

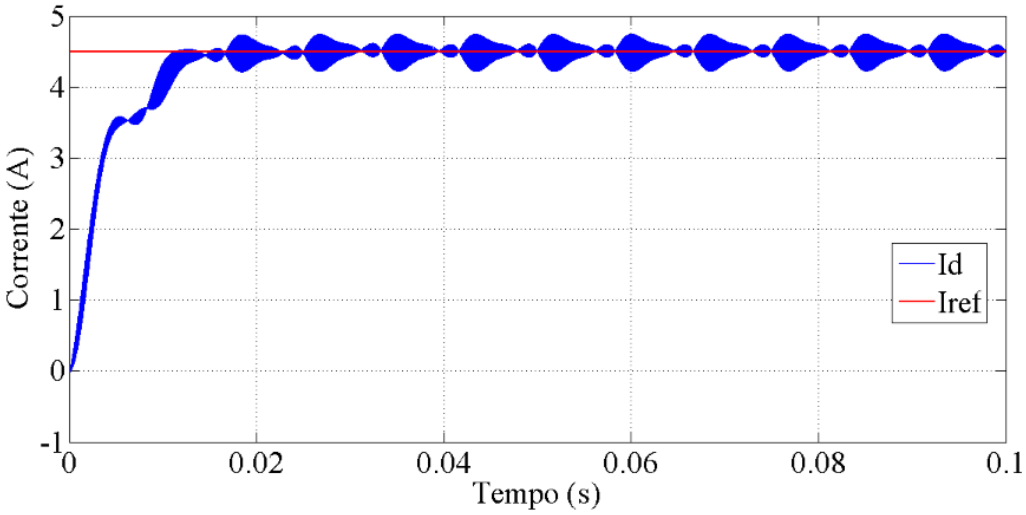

Figura 38: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 3,3 kHz.
Fonte: Do autor.

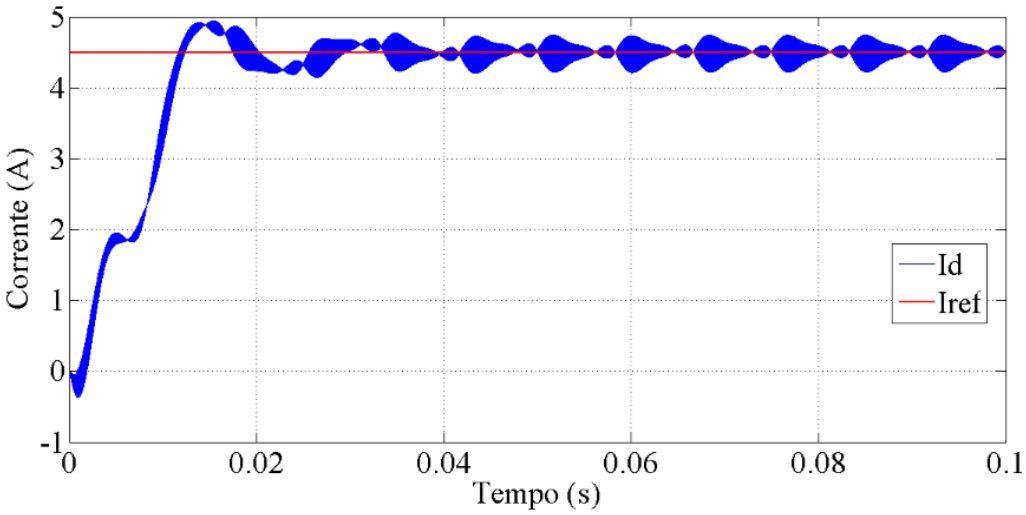

Figura 39: Forma de onda da corrente i_d para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,95 kHz.
Fonte: Do autor.

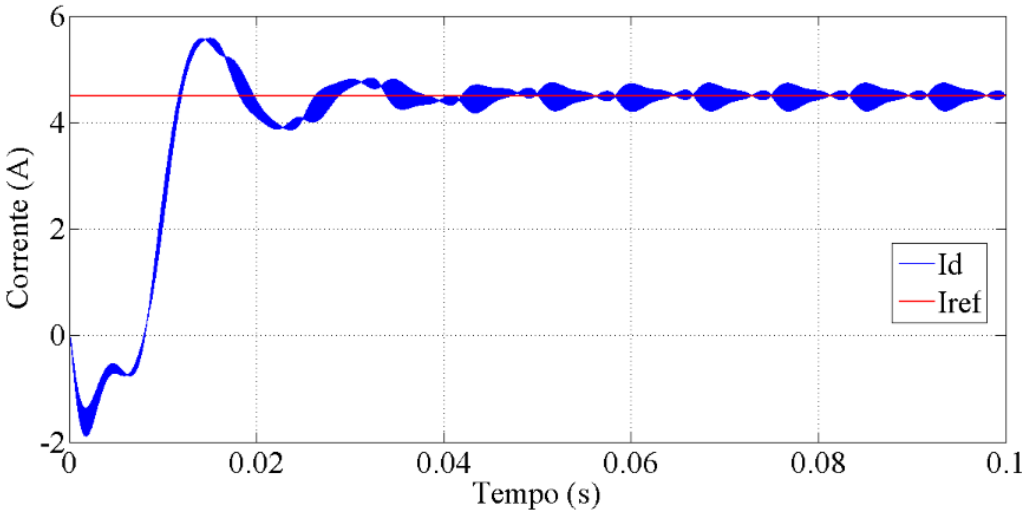

Figura 40: Forma de onda da corrente id para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,20 kHz.
Fonte: Do autor.

Tabela 7: Tempo de assentamento para cada uma das frequência.

Frequência de Cruzamento de Ganho	Tempo de Assentamento
7,50 kHz	43 ms
6,00 kHz	43 ms
4,65 kHz	36 ms
3,30 kHz	27 ms
1,95 kHz	35 ms
1,20 Hz	52 ms

Fonte: Do autor.

As Figuras 41 a 46 apresentam a forma de onda característica da corrente de eixo de quadratura para as mesmas situações de projeto.

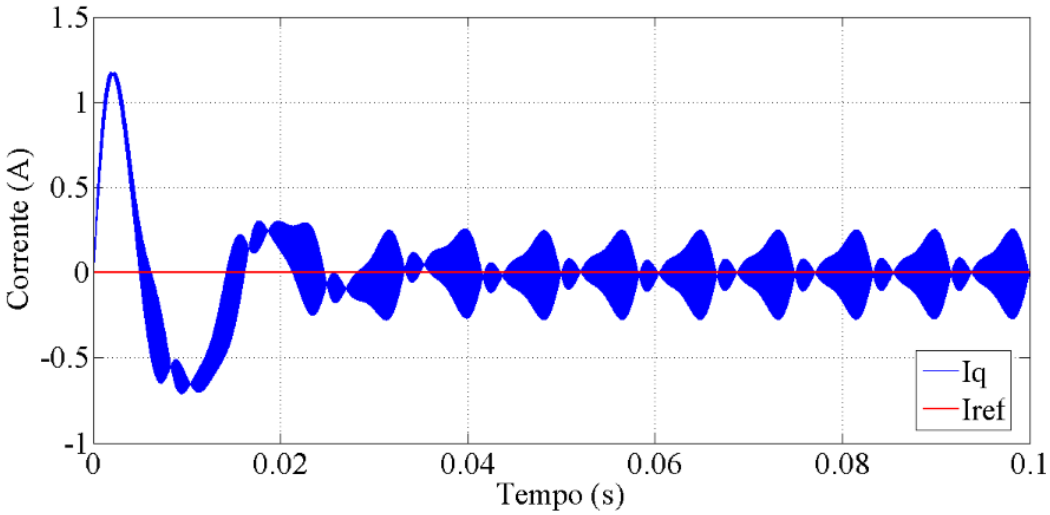

Figura 41: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 7,50 kHz.
Fonte: Do autor.

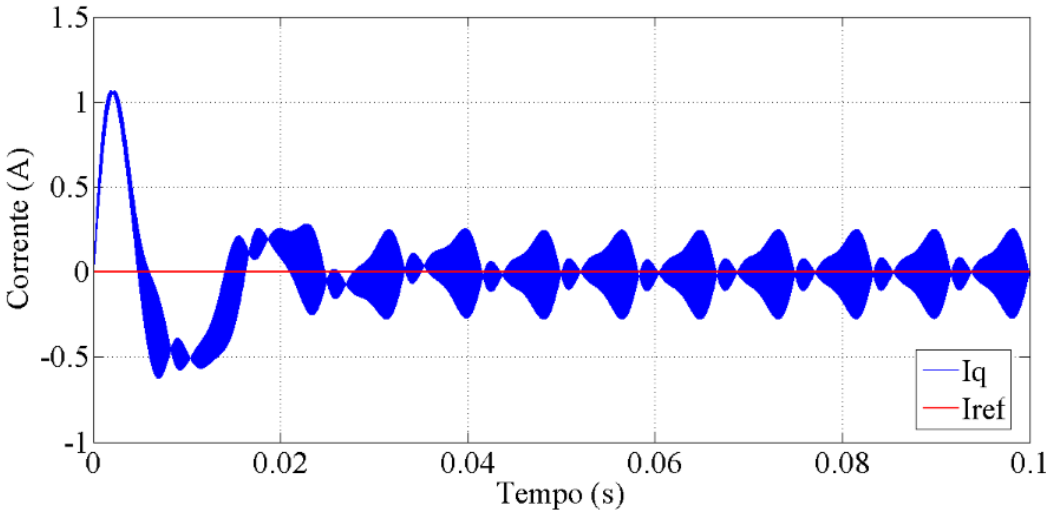

Figura 42: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 6,00 kHz.
Fonte: Do autor.

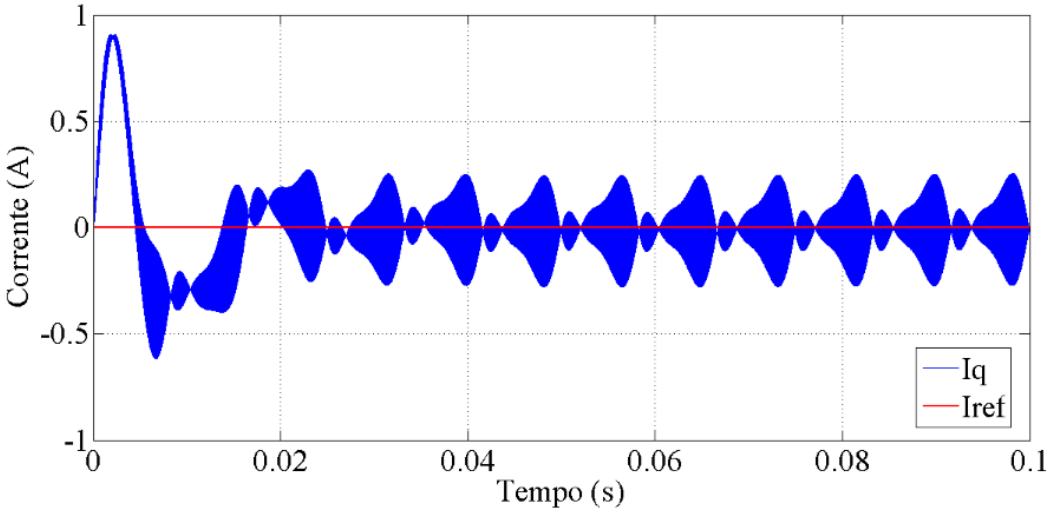

Figura 43: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 4,65 kHz.
Fonte: Do autor.

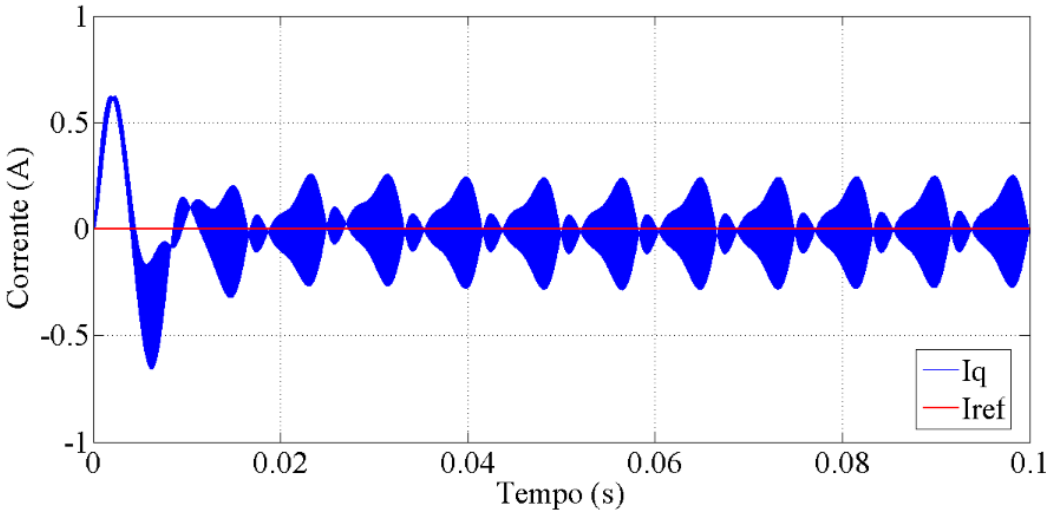

Figura 44: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 3,3 kHz.
Fonte: Do autor.

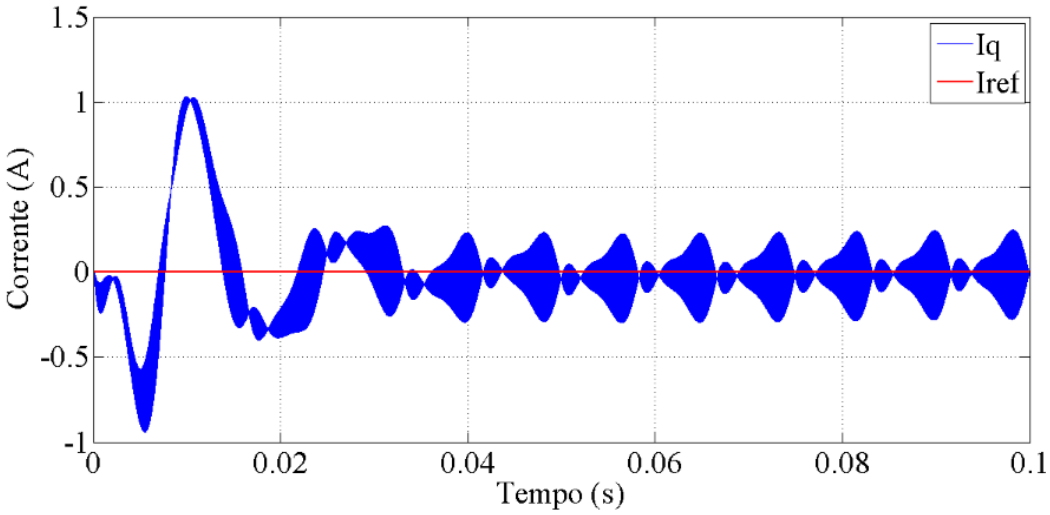

Figura 45: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,95 kHz.
Fonte: Do autor.

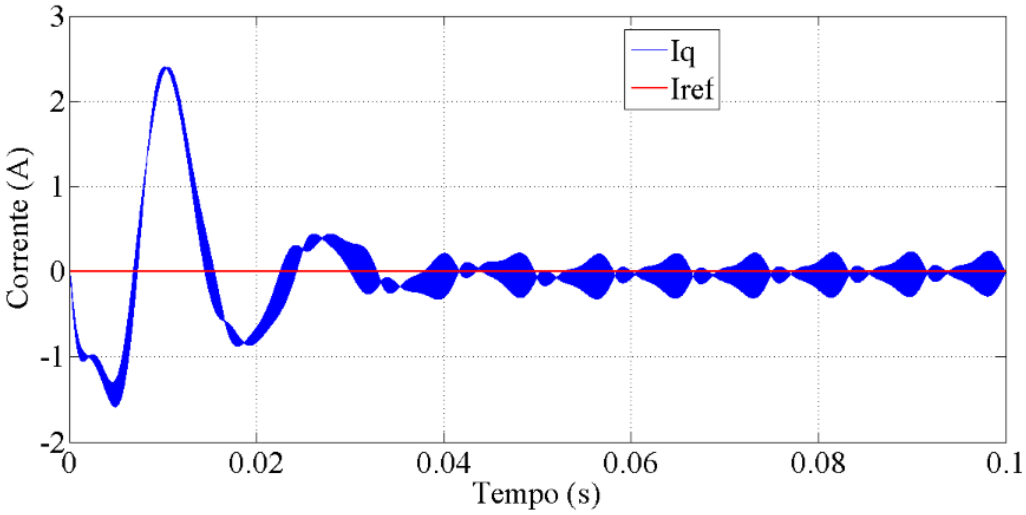

Figura 46: Forma de onda da corrente i_q para frequência de cruzamento de ganho igual a 1,20 kHz.
Fonte: Do autor.

A Tabela 8 apresenta um resumo com os valores dos coeficientes k_p e k_i dos controladores PI para o sistema de eixos síncronos, variando-se a frequência de cruzamento de ganho. A Margem de Fase adotada é de 89 graus.

Tabela 8: Resumo dos valores encontrados para cada frequência.

Frequência de Cruzamento de Ganho	Coeficiente k_p	Coeficiente k_i	DHT	Tempo de Assentamento
7,50 kHz	0,5260	105,20	2,63 %	43 ms
6,00 kHz	0,4210	84,20	2,63 %	43 ms
4,65 kHz	0,3260	65,20	2,63 %	36 ms
3,30 kHz	0,2311	46,22	2,63 %	27 ms
1,95 kHz	0,1370	27,40	2,64 %	35 ms
1,20 kHz	0,0840	16,80	2,65 %	52 ms

Fonte: Do autor.

Considerando os dados da Tabela 8 e as formas de onda características das correntes, notou-se que a simulação para frequência de cruzamento de ganho igual a 3,30 kHz apresentou o resultado mais satisfatório, sendo esse protótipo o mais próximo possível da solução ideal que deseja-se encontrar. Observa-se que não se garante, usando os critérios de sintonia pelo Diagrama de Bode, o controlador ótimo ou algum coeficiente próximo deste.

5 ALGORÍTMO GENÉTICO PARA A SINTONIA DOS CONTROLADORES

Os algoritmos genéticos consistem em uma família de técnicas computacionais baseadas na genética e na teoria de evolução das espécies. Estes empregam uma estratégia de busca paralela e estruturada, porém aleatória, visando a uma solução potencial de um determinado problema, em uma estrutura semelhante à de um cromossomo, podendo assim resolver diversos problemas em várias áreas de estudo, sempre considerando o número de gerações, da população e da mutação genética (CARVALHO, S/ Data; MIRANDA, 2007; ROSA e LUZ, 2009).

O algoritmo genético começou a ser desenvolvido por volta dos anos 30 e 40 por importantes biólogos e matemáticos de importantes centros de pesquisa da época, enquanto que nos anos 50 e 60, cientistas começaram o desenvolvimento de simulações computacionais de alguns sistemas genéticos. Porém, as primeiras pesquisas desenvolvidas no tema foram desenvolvidas por John Holland e, à medida em que ele foi refinando as suas ideias, lançou no ano de 1975 o seu livro, denominado "Adaptation in Natural and Artificial Systems", considerado a Bíblia dos Algoritmos Genéticos (CARVALHO, S/ Data).

Cada um dos estágios do algoritmo genético são chamados de "operadores genéticos", cujo objetivo é realizar transformações em uma população, fazendo com que indivíduos cada vez melhores sejam criados a cada nova geração, contribuindo com a evolução das populações a cada nova geração (ROSA e LUZ, 2009). Os operadores genéticos possuem a seguinte classificação:

- **Inicialização da População:** é uma população de N indivíduos gerados aleatoriamente. Cada um dos indivíduos representam uma possível solução para o problema;
- **Cálculo da Aptidão:** é determinada por meio de uma função custo, que depende do projeto a ser desenvolvido;
- **Seleção:** baseada na geração atual de análise, esta fase consta em selecionar os indivíduos mais aptos. Cada um dos indivíduos possui uma probabilidade, proporcional a tua aptidão, de ser selecionado;
- **Reprodução:** os indivíduos então selecionados são cruzados da seguinte maneira: eles são embaralhados de forma aleatória, criando assim uma nova lista, denominada lista de parceiros. Os cromossomos de cada par de indivíduos a serem cruzados são particionados em um ponto, chamado ponto de corte, sorteado de forma aleatória;

- **Mutação:** é efetuada ao alterar um valor de um gene de um indivíduo sorteado aleatoriamente com uma determinada probabilidade, denominada probabilidade de mutação. Isso significa que uma quantidade de certos indivíduos da nova população podem ter teus genes alterados de forma aleatória. É utilizada para garantir um espaço maior de varredura do espaço e assim evitar que o algoritmo genético convirja muito cedo para valores locais (MIRANDA, 2007).

Uma vez existindo uma população, o primeiro tópico a ser resolvido é a codificação dos cromossomos, sendo que esta depende muito da situação a ser resolvida. Dentre os tipos de codificação existentes, pode-se citar a codificação binária, a codificação por permutação, a codificação de valores e a codificação em árvores (OBTIKO, 1998).

- **Codificação Binária:** é a codificação mais comum, considerando que os primeiros pesquisadores a utilizavam, além de ter uma estrutura simples. Nessa codificação, cada cromossomo representa uma série de bits (0 ou 1). Permite um grande número de cromossomos, mesmo com pequeno número de alelos. Em contrapartida, não é natural para alguns problemas, havendo a necessidade de efetuar correções antes dos cruzamentos e mutações;
- **Codificação por Permutação:** usada geralmente em situações que envolvem ordenação ou problemas de ordenação de tarefas. Nessa codificação, cada cromossomo é uma série de números representando uma dada posição em uma determinada sequência. Dependendo dos tipos de cruzamento e mutações, para que em alguns problemas os cromossomos mostrem-se mais consistentes, são necessárias correções;
- **Codificação de Valores:** codifica diretamente os valores. Pode ser usada em problemas que usam valores mais complexos, como, por exemplo, números reais. Nessa codificação, cada cromossomo é uma sequência de valores que, além de números reais, também podem ser caracteres ou outro tipo de objeto. Dependendo do problema a ser solucionado, pode ser necessário desenvolver um método de cruzamento e mutações específicos;
- **Codificação em Árvore:** usada principalmente para o desenvolvimento de programas e expressões. Cada cromossomo é uma árvore de alguns objetos, assim como funções em uma linguagem de programação. Nessa codificação, é frequentemente utilizada a linguagem LISP, uma vez que são representados como árvores e podem ser facilmente

processados como árvore, de tal maneira que o cruzamento e a mutação podem facilmente ser realizados (OBTIKO, 1998).

Uma vez existindo um determinado número de indivíduos na população, é necessário selecionar os cromossomos. Para isso, existem alguns métodos de seleção, como por exemplo: seleção por roleta, seleção por classificação, seleção por estado estacionário e elitismo (OBTIKO, 1998).

- **Seleção por Roleta:** a seleção ocorre de acordo com a adequação do indivíduo. Quanto melhores os cromossomos, maiores as chances de seleção. Imaginando uma roleta, todos os cromossomos da população ocupam um determinado espaço, conforme o tamanho de cada uma das populações. Quanto maior a qualidade da função fitness de um indivíduo, maior as chances de seleção. A Figura 47 apresenta um modelo de roleta de seleção;

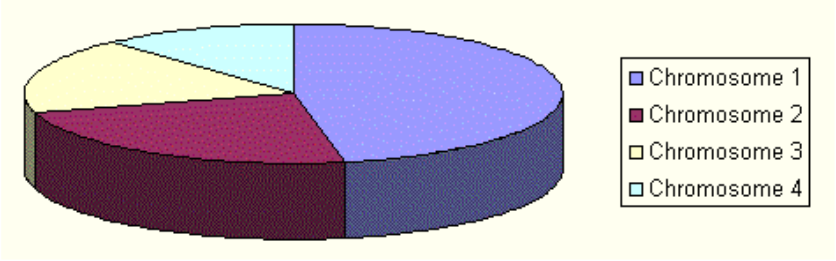

Figura 47: Exemplo de uma roleta de seleção de cromossomos.
Fonte: (OBTIKO, 1998).

- **Seleção por Classificação:** esse método consiste em primeiro classificar cada cromossomo da população para, então, atribuir um valor determinado para cada cromossomo conforme classificação de cada um. O pior recebe um valor mais baixo, enquanto o melhor recebe um valor mais elevado. Comparado ao método da roleta, o esse método apresenta maiores chances de seleção para os piores cromossomos. A Figura 48 apresenta a distribuição dos cromossomos, antes e depois da classificação;

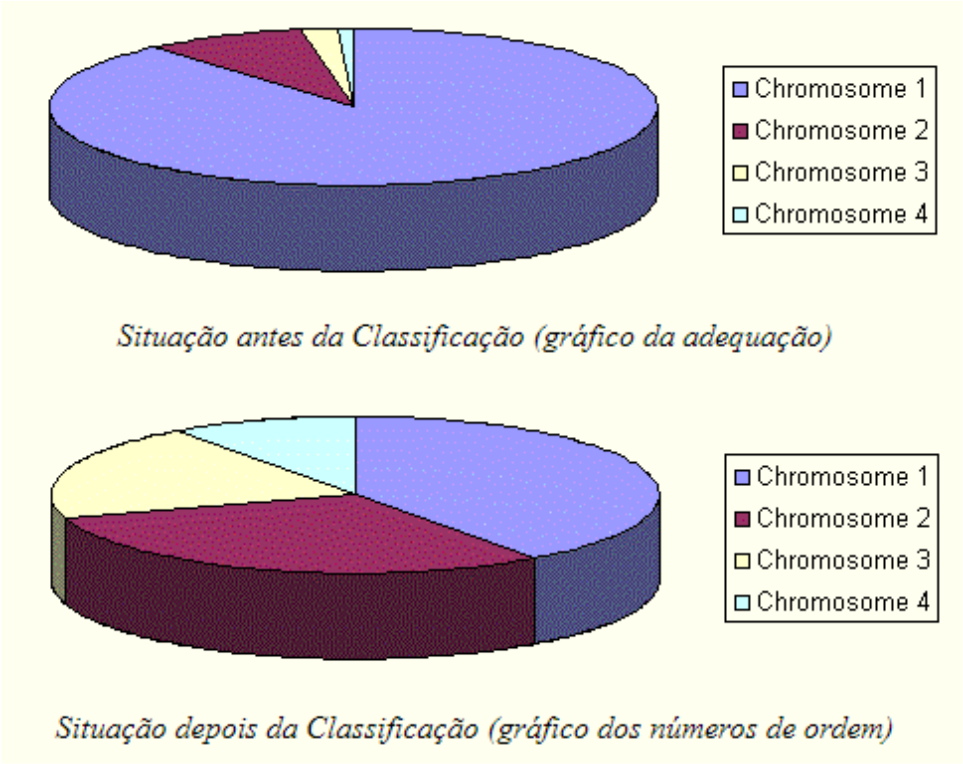

Figura 48: Exemplo de esquema para seleção pelo método de classificação.
Fonte: (OBTIKO, 1998).

- **Seleção por Estado Estacionário:** possui como ideia principal a nova população ter grande parte dos cromossomos que irão sobreviver para a próxima geração. Funciona da seguinte maneira: a cada nova geração criada, os poucos bons cromossomos são selecionados para a criar a descendência. Logo após, alguns dos maus cromossomos são excluídos para que novos descendentes sejam colocados em seus lugares. Dessa maneira, o resto da população sobrevive para as gerações seguintes;
- **Seleção por Elitismo:** esse método consiste, primeiro, em copiar os melhores cromossomos para a nova população. O restante da população é gerado conforme o mesmo critério do método do estado estacionário. Esse método pode acelerar o desempenho do algoritmo genético, já que preserva a melhor solução encontrada (OBTIKO, 1998).

Observa-se que as correntes do sistema de eixos síncronos, mostradas no capítulo IV, apresentaram diferentes formas conforme mudança dos coeficientes dos controladores. Logo, para encontrar os valores mais adequados para estes valores, um algoritmo genético será aplicado nesse trabalho no auxílio da sintonização dos coeficientes dos controladores PI no sistema de eixos síncronos, bem como para a determinação de uma função custo mais adequada.

A Figura 49 apresenta o fluxograma básico de um algoritmo genético com os respectivos operadores.

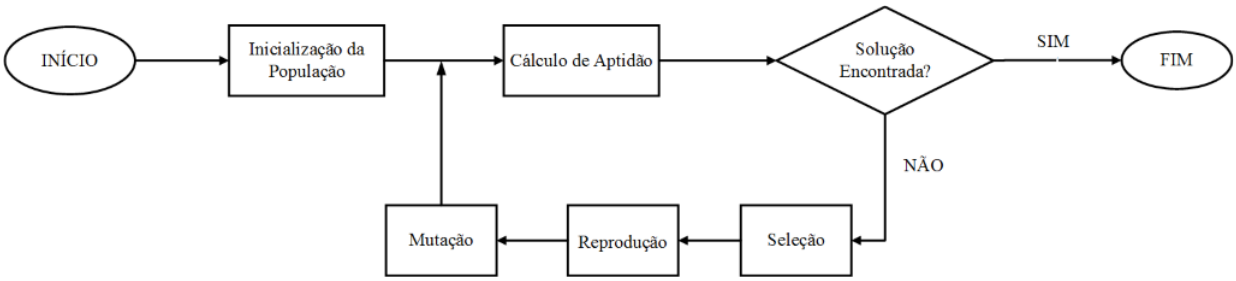

Figura 49: Fluxograma básico de um algoritmo genético.
Fonte: (MIRANDA, 2007) *adaptado.*

5.1 Função Custo

Para encontrar a melhor solução para o sistema, as variáveis selecionadas foram a taxa de distorção harmônica da corrente injetada na rede de distribuição de energia elétrica, e a diferença entre os valores de referência e de leitura da corrente, renomeada de Erro. Tomando como base as simulações do capítulo 4, nota-se que quanto melhor o desempenho da corrente, menor é o erro inicial entre referência e leitura. Portanto, a função objetivo, definida conforme equação (77), foi determinada visando à minimização dos valores, para assim encontrar a melhor solução possível. Adicionalmente, inseriu-se a função std(Mod) com o intuito de reduzir o valor eficaz do índice de modulação e obter coeficientes que gerem menor esforço de controle.

$$f.c. = 5 * DHT(end) + mse(ErroID) + mse(ErroIQ) + 10 * std(Mod) \qquad (77)$$

1) **DHT(end):** esse termo, o primeiro da função custo, pegará o último valor da taxa de distorção harmônica da corrente injetada na rede de distribuição de energia elétrica.
2) **mse(ErroID):** esse termo pega os valores dos erros da corrente de eixo direto, eleva ao quadrado, e extrai a média, observando que os erros possuem valores relativamente pequenos, deixando-os menores ainda ao elevar ao quadrado.
3) **mse(ErroIQ):** idem ao item 2), porém considerando os erros da corrente do eixo de quadratura.
4) **std(Mod):** esse termo calcula o desvio padrão de todos os valores da modulante no intervalo. Analisando as equações (78) e (79), onde são apresentadas,

respectivamente, as fórmulas para cálculo de valor eficaz e de desvio padrão (MONTGOMERY e RUNGER, 2013; NAHVI e EDMINISTER, 2005), é possível notar que o as fórmulas possuem a mesma estrutura, utiliza-se o comando std no *software* Matlab/Simulink ® para determinar o valor eficaz da modulante.

$$F_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T f^2(t)\,dt} \tag{78}$$

$$\sigma = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty}\left(t - \overline{Mod}\right)^2 f(t)\,dt} \tag{79}$$

5.2 Seleção

Antes de efetuar a seleção dos pais, fez-se necessária a geração de indivíduos da população inicial. Adotou-se a codificação binária. Considerando os valores máximos e mínimos do coeficiente k_p como sendo, respectivamente, 0,526 e 0,084, e os valores máximos e mínimos do coeficiente k_i como sendo, respectivamente, 105,2 e 16,8, todos os demais membros da população foram gerados com valores compreendidos sempre entre os máximos e mínimos. As equações (80) e (81) apresentam as fórmulas utilizadas para a geração da população inicial.

$$pop(n,1) = \left(k_{p_{máx}} - k_{p_{mín}}\right) * rand(1) + k_{p_{mín}} \tag{80}$$

$$pop(n,2) = \left(k_{i_{máx}} - k_{i_{mín}}\right) * rand(1) + k_{i_{mín}} \tag{81}$$

onde n corresponde ao número de indivíduos da população e rand (1) é um número aleatório qualquer entre 0 e 1. A codificação foi feita diretamente com os valores encontrados, para os indivíduos serem então selecionados por meio de roleta, sempre levando o indivíduo mais apto (elitismo) para as gerações seguintes. Como a busca é pela menor função objetivo, considerou-se a soma dos inversos dos valores, para que o menor valor da função objetivo tenha a maior probabilidade de ser selecionada, conforme equação (82), onde s (i) é uma soma parcial das probabilidades acumuladas a fim de efetuar a seleção.

$$s(i) = s(i) + \frac{1}{f.c.(j,k)} \tag{82}$$

5.3 Cruzamento

Para realizar o cruzamento, os pais sorteados na roleta foram separados em pares para gerar os filhos para a nova população. Para a geração da nova população, foram gerados números aleatórios para cada par de pais, onde o grupo de equações (83) apresenta as fórmulas dos coeficientes k_p e k_i novos.

$$\begin{aligned}
&filho\big((i*2-1),1\big) \\
&\qquad = a(i)*pai\big((i*2-1),1\big) + \big(1-a(i)\big)*pai\big((i*2),1\big) \\
&filho\big((i*2-1),2\big) \\
&\qquad = a(i)*pai\big((i*2-1),2\big) + \big(1-a(i)\big)*pai\big((i*2),2\big) \\
&filho\big((i*2),1\big) \\
&\qquad = (1-a(i))*pai\big((i*2-1),1\big) + a(i)*pai\big((i*2),1\big) \\
&filho\big((i*2),2\big) \\
&\qquad = (1-a(i))*pai\big((i*2-1),2\big) + a(i)*pai\big((i*2),2\big)
\end{aligned} \tag{83}$$

onde a (i) é o número aleatório gerado para cada par de pai, objetivando à geração de filhos para a nova população.

5.4 Mutação

Como citado anteriormente, a mutação é incluída no algoritmo com o objetivo do resultado não ficar em torno de um ponto ótimo e para o sistema não convergir de maneira muito rápida para o resultado final (e para explorar novos espaços de busca). O valor da mutação é um valor consideravelmente pequeno. Para esse trabalho, uma mutação de 5% foi considerada, onde as fórmulas para determinar os filhos com a mutação são mostradas na equação 84 e a variável alemut (i) é um número aleatório para a geração dos filhos na ocorrência de mutação.

$$
\begin{aligned}
&filho\big((i*2-1),1\big) \\
&\qquad = alemut(i)*pai\big((i*2-1),1\big)+\big(1-alemut(i)\big) \\
&\qquad *pai\big((i*2),1\big) \\
&filho\big((i*2-1),2\big) \\
&\qquad = alemut(i)*pai\big((i*2-1),2\big)+\big(1-alemut(i)\big) \\
&\qquad *pai\big((i*2),2\big) \\
&filho\big((i*2),1\big) \\
&\qquad = (1-alemut(i))*pai\big((i*2-1),1\big)+alemut(i) \\
&\qquad *pai\big((i*2),1\big) \\
&filho\big((i*2),2\big) \\
&\qquad = (1-alemut(i))*pai\big((i*2-1),2\big)+alemut(i) \\
&\qquad *pai\big((i*2),2\big)
\end{aligned}
\tag{84}
$$

5.5 Resultados de Simulações

O algoritmo genético foi testado e os coeficientes k_p e k_i obtidos são apresentados nas Figuras 50 e 51, respectivamente. Estas curvas apresentam os últimos valores dos coeficientes para cada indivíduo após 10 iterações do algoritmo.

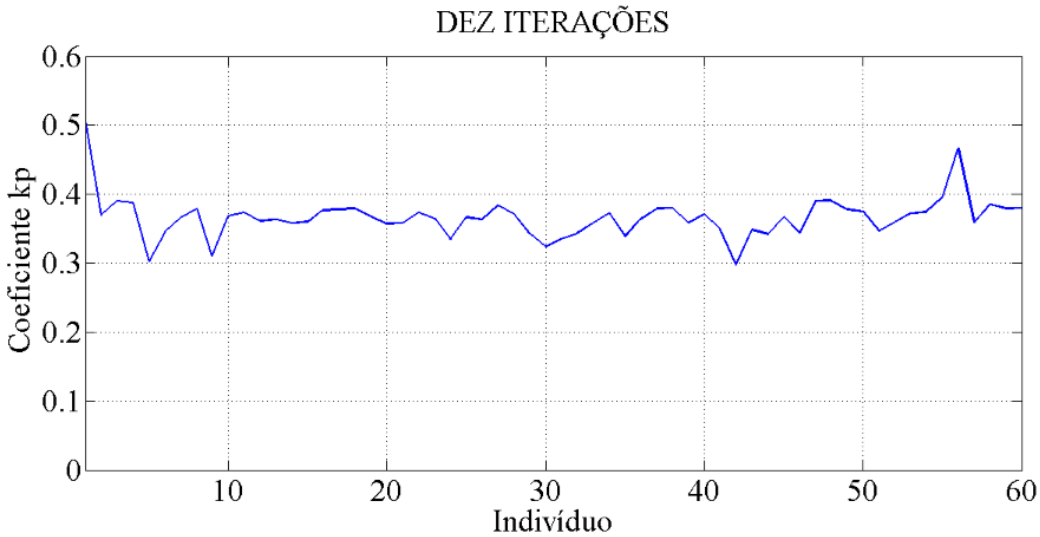

Figura 50: Variação dos valores de k_p de uma determinada "medição".
Fonte: Do autor.

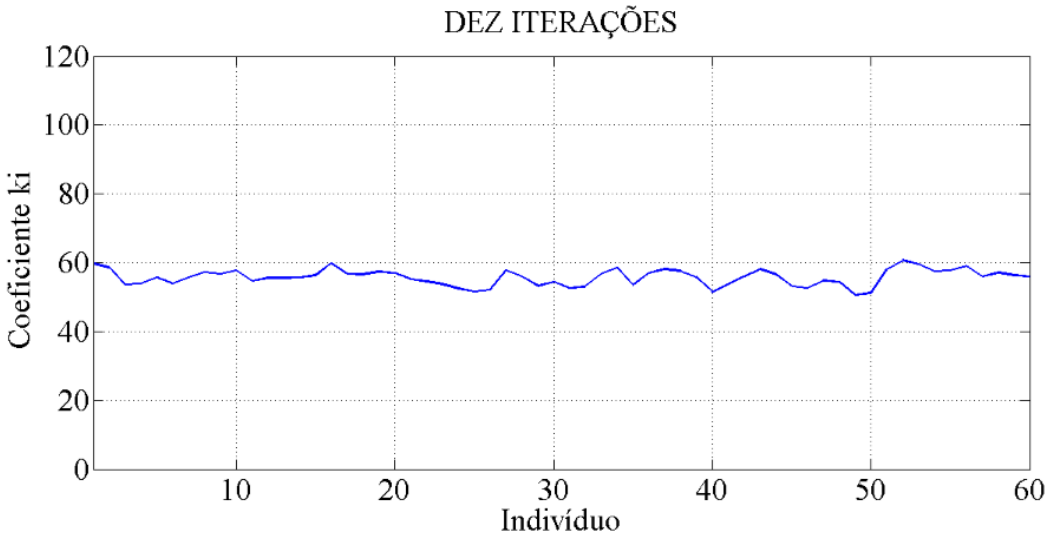

Figura 51: Variação dos valores de k_i de uma determinada "medição".
Fonte: Do autor.

Considerando os diferentes valores que os coeficientes possuem, os valores da função custo também variará, uma vez que para cada par de coeficientes, os valores da distorção harmônica da corrente da rede de distribuição, os erros de corrente direta e de quadradura, e a razão cíclica do inversor, também sofrerão variações (sempre procurando minimizar a função custo). As Figuras 52 e 53 apresentam, respectivamente, o comportamento da função custo ao longo das gerações para um determinado teste do AG e os valores da mesma função aproximados para mostrar a convergência.

Figura 52: Valores da função custo ao longo das gerações para uma determinada "medição".
Fonte: Do autor.

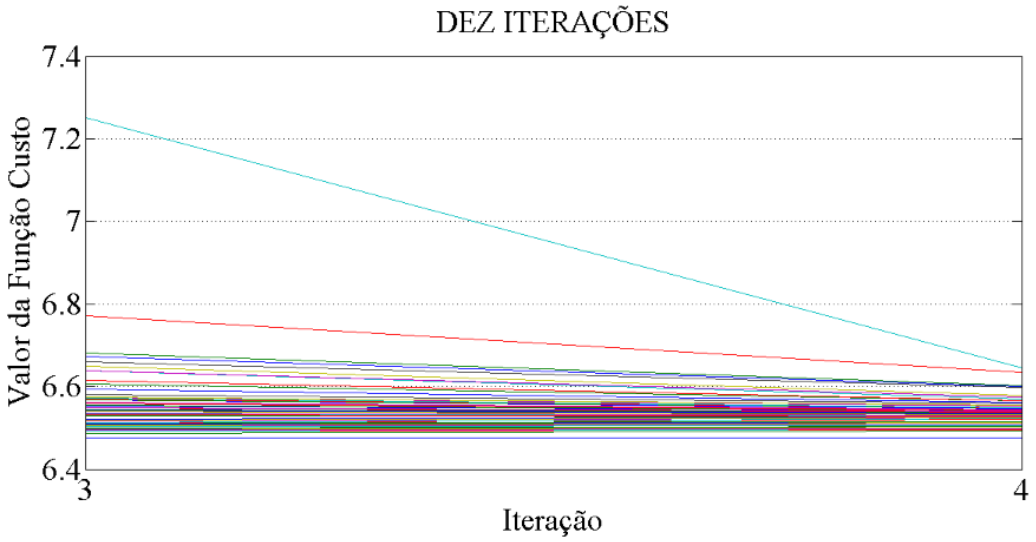

Figura 53: Função custo aproximada mostrando a convergência dos valores.
Fonte: Do autor.

Visando à procura dos valores que possuem o menor valor de função custo, as Figuras 54, 55 e 56 apresentam, respectivamente, os valores de k_p ótimos, de k_i ótimos e da elite (menor valor da função custo) ao longo do teste do AG, verificando que não sofrem variações ou pouco sofrem.

Figura 54: Valores ótimos de k_p ao longo das gerações para uma "medição" qualquer.
Fonte: Do autor.

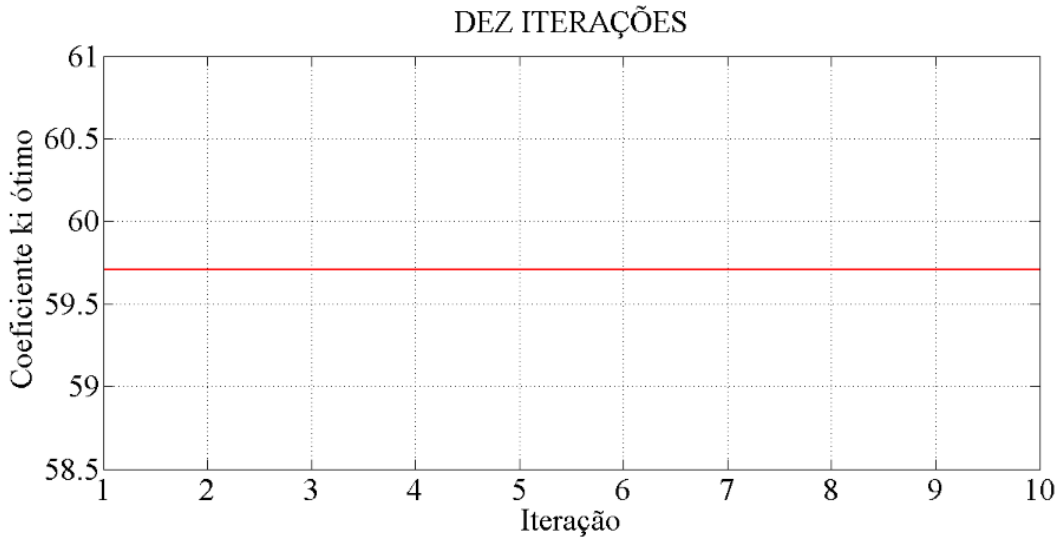

Figura 55: Valores ótimos de k_i ao longo das gerações para uma "medição" qualquer.
Fonte: Do autor.

Figura 56: Valores da elite ao longo das gerações para uma "medição" qualquer.
Fonte: Do autor.

Uma vez desenvolvido o algoritmo genético, adotou-se uma análise estatística para a determinação dos valores dos coeficientes k_p e k_i. Considerando 10 gerações de 60 indivíduos, foram realizadas 10 “medições” (o AG foi testado 10 vezes) para encontrar diferentes valores dos coeficientes, conforme apresentados na Tabela 9, cujas médias foram calculadas conforme equações (85) e (86) (MONTGOMERY e RUNGER, 2013). Isto é importante porque o AG seleciona um possível candidato para o melhor coeficiente ou um candidato nas proximidades e não garante que seja o melhor. Neste ponto, salienta-se a necessidade de “rodar” o AG mais de uma vez.

Tabela 9: Resumo dos valores encontrados para os coeficientes em cada "medição" (Teste do AG).

"Teste AG"	Coeficiente k_p	Coeficiente k_i
1	0,4958	52,1328
2	0,5071	59,7072
3	0,5257	48,2180
4	0,5071	59,7072
5	0,5257	48,2180
6	0,4475	51,6019
7	0,4958	52,1328
8	0,5131	63,2207
9	0,4808	62,6152
10	0,5071	59,7072

Fonte: Do autor.

$$\overline{k_p} = \frac{\sum_{j=1}^{n} k_{pj}}{n} \tag{85}$$

$$\overline{k_i} = \frac{\sum_{j=1}^{n} k_{ij}}{n} \tag{86}$$

Substituindo os valores em (85) e (86), encontrou-se um k_p médio igual a 0,50057 e um k_i médio igual a 55,7261, sendo esses valores considerados como o ponto de otimização. As Tabelas 10 e 11 apresentam os cálculos estatísticos de k_p e k_i, respectivamente.

Tabela 10: Dados estatísticos dos valores do coeficiente k_p.

"Medição"	k_p	$k_p - \overline{k_p}$	$(k_p - \overline{k_p})^2$
1	0,4958	-0,00477	0,0000227529
2	0,5071	0,00653	0,0000426409
3	0,5257	0,02513	0,0006315169
4	0,5071	0,00653	0,0000426409
5	0,5257	0,02513	0,0006315169
6	0,4475	-0,05307	0,0028164249
7	0,4958	-0,00477	0,0000227529
8	0,5131	0,01253	0,0001570009
9	0,4808	-0,01977	0,0003908529
10	0,5071	0,00653	0,0000426409

Fonte: Do autor.

Tabela 11: Dados estatísticos dos valores do coeficiente k_i.

"Medição"	k_i	$k_i - \overline{k_i}$	$(k_i - \overline{k_i})^2$
1	52,1328	-3,5933	12,91180489
2	59,7072	3,9811	15,89415721
3	48,2180	-7,5081	56,37156561
4	59,7072	3,9811	15,89415721
5	48,2180	-7,5081	56,37156561
6	51,6019	-4,1242	17,00902564
7	52,1328	-3,5933	12,91180489
8	63,2207	7,4946	56,16902916
9	62,6152	6,8891	47,45969881
10	59,7072	3,9811	15,89415721

Fonte: Do autor.

Os desvios padrões dos coeficientes k_p e k_i, respectivamente, foram calculados conforme equações (87) e (88) (MONTGOMERY e RUNGER, 2013).

$$s(k_p) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{n}\left(k_{pj} - \overline{k_p}\right)^2}{n-1}} \tag{87}$$

$$s(k_i) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{n}\left(k_{ij} - \bar{k_i}\right)^2}{n-1}} \tag{88}$$

Somando os valores da última coluna de cada uma das Tabelas, 10 e 11, e substituindo em (87) e (88), encontram-se para k_p e k_i, respectivamente, os desvios padrões iguais a 0,02358 e 5,8381. As equações (89) e (90) apresentam, respectivamente, os valores nos quais os coeficientes podem estar situados.

$$k_p = 0{,}50057 \pm 0{,}02358 \tag{89}$$

$$k_i = 55{,}7261 \pm 5{,}8381 \tag{90}$$

Adotou-se os valores médios de cada coeficiente para análise de simulação (primeira parcela de (89) e (90)). Em um primeiro momento, a simulação foi feita aplicando-se degraus na referência de corrente (degrau de carga nominal para meia carga e vice-versa), onde as Figuras 57, 58, 59 e 60 apresentam, respectivamente, as formas de onda das correntes i_α e i_β, a forma de onda da corrente de eixo direto, a forma de onda da corrente de quadratura e a forma de onda da corrente de rede, junto com sua referência e a tensão da rede de distribuição de energia elétrica, observando que o valor real seguiu o valor de referência. A inserção dos degraus foi fundamental como entrada do algoritmo genético para a otimização dos coeficientes dos controladores.

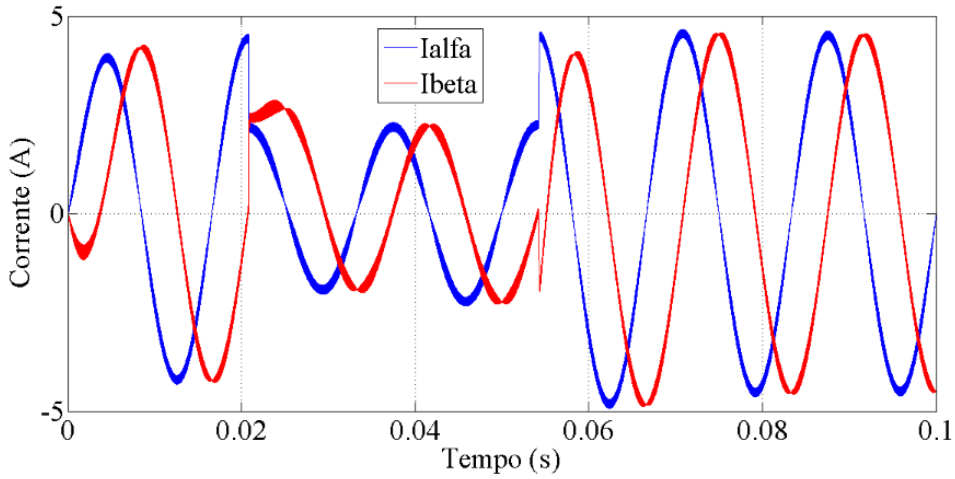

Figura 57: Forma de onda das correntes i_α e i_β após a aplicação de degrau.
Fonte: Do autor.

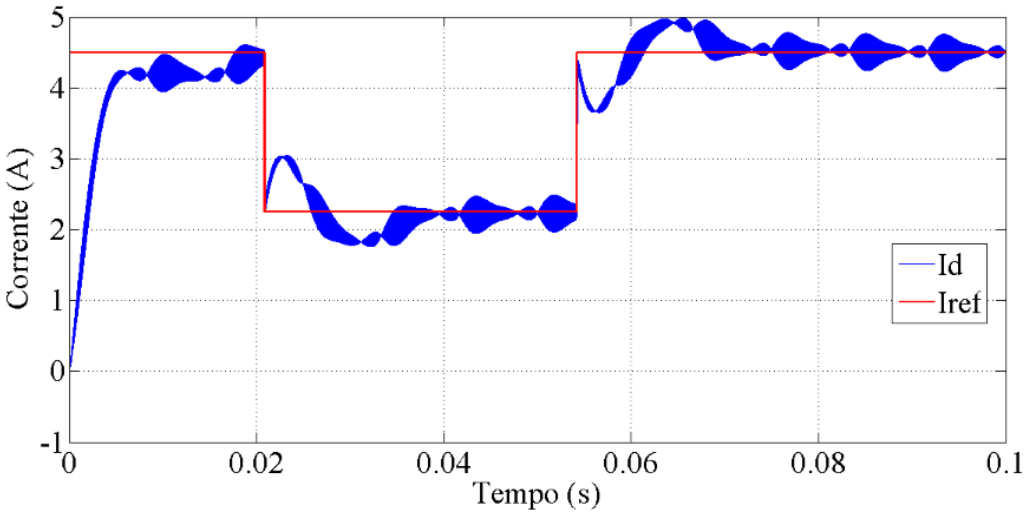

Figura 58: Forma de onda da corrente de eixo direto após a aplicação de degrau.
Fonte: Do autor.

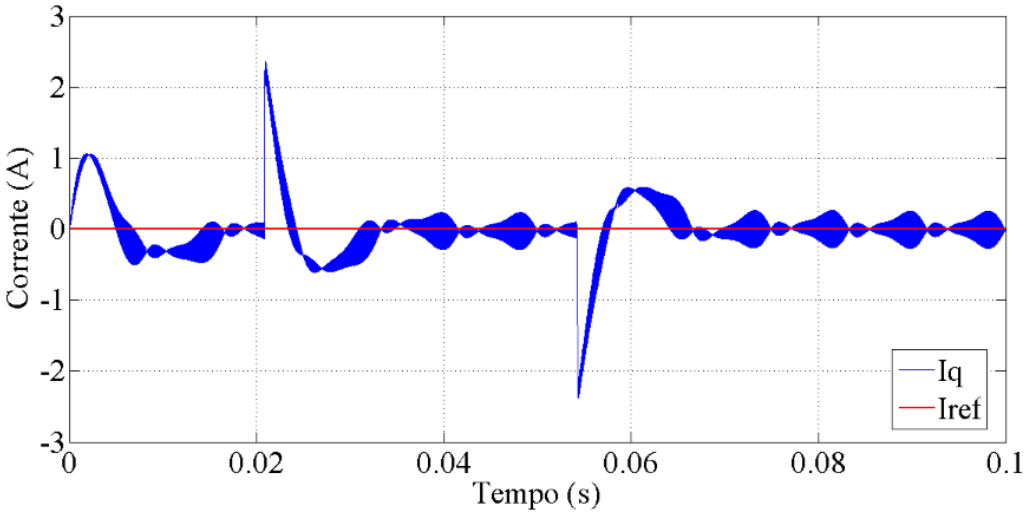

Figura 59: Forma de onda de corrente de eixo de quadratura após a aplicação de degrau.
Fonte: Do autor.

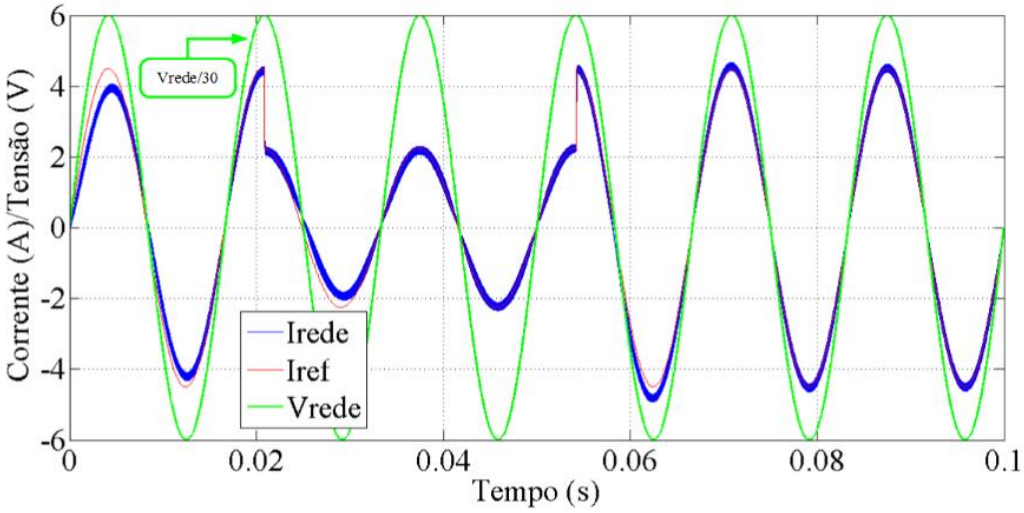

Figura 60: Forma de onda da corrente de rede, junto com a tua referência e a tensão da rede.
Fonte: Do autor.

Os coeficientes também foram simulados no circuito original, onde não há a presença de degrau na referência da corrente de eixo direto ou de quadratura (Capítulo IV). As Figuras 61, 62, 63 e 64 apresentam, respectivamente, as formas de onda das correntes i_α e i_β, a forma de onda da corrente de eixo direto, a forma de onda da corrente de quadratura e a forma de onda da corrente de rede, junto com sua referência e tensão da rede de distribuição de energia elétrica, sem o degrau na referência, observando que o valor real seguiu o valor de referência.

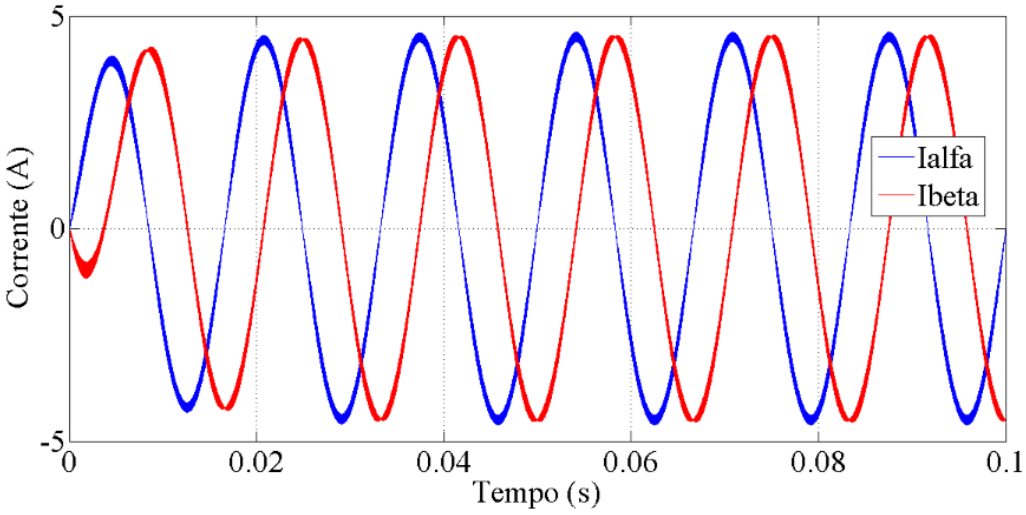

Figura 61: Forma de onda das correntes i_α e i_β sem a aplicação de degrau na referência.
Fonte: Do autor.

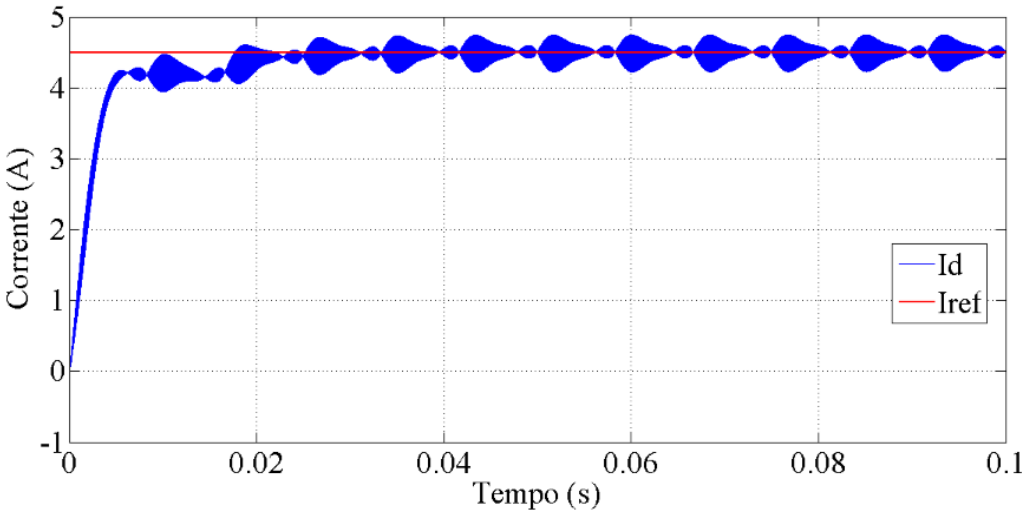

Figura 62: Forma de onda da corrente de eixo direto sem a aplicação de degrau na referência.
Fonte: Do autor.

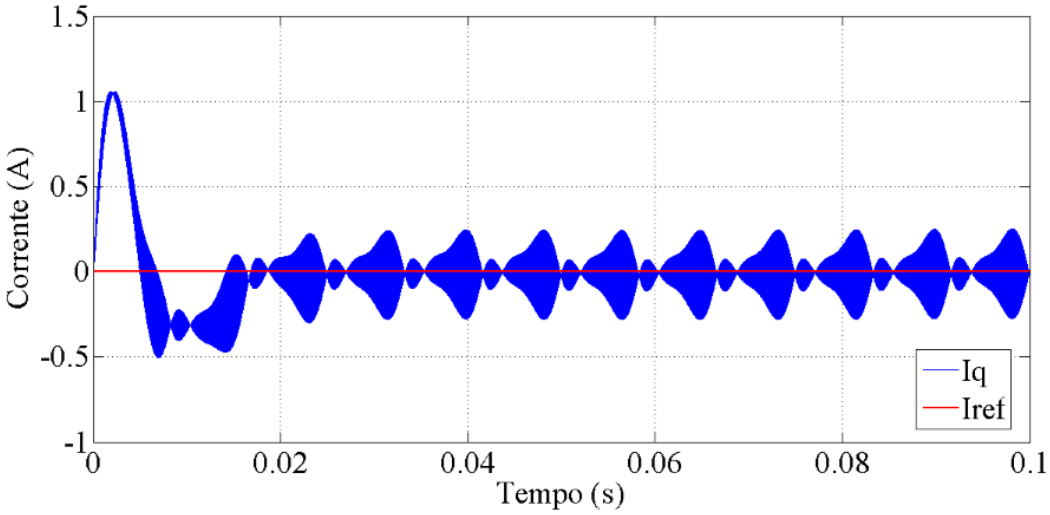

Figura 63: Forma de onda de corrente de eixo de quadratura após a aplicação de degrau.
Fonte: Do autor.

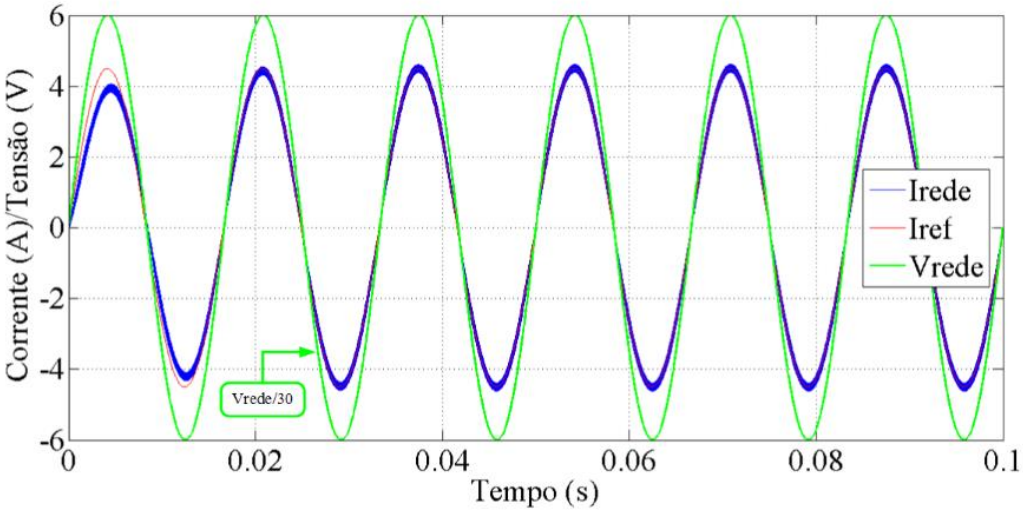

Figura 64: Forma de onda da corrente de rede, junto com a tua referência e a tensão da rede, sem a aplicação do degrau.
Fonte: Do autor.

Analisando a Figura 62, observa-se que o erro da corrente em relação a sua referência foi menor ao comparar com a Figura 38, onde foi obtido o melhor resultado no dimensionamento via diagrama de Bode, bem como o erro da corrente de rede foi bastante minimizado em relação a sua referência, se observar a Figura 64. Observa-se, portanto, o diferencial alcançado pelo AG na sintonia fina dos controladores do inversor monofásico em eixos dq em conexão à RDEE.

6 CONCLUSÕES

Foram analisados neste trabalho alguns modelos de controle para uma geração distribuída baseada em energia solar fotovoltaica de duplo estágio, sendo o primeiro a elevação da tensão CC-CC dos painéis, controlado por uma malha de tensão externa para a extração de máxima potência dos painéis. Já no segundo estágio foi aplicado controladores tanto no sistema de coordenadas *abc* quanto no sistema de eixos síncronos *dq*, analisando todos os resultados possíveis obtidos.

Para o controle no sistema *abc*, forma simulados dois modelos de controladores, PI e PI+Ressonante. Notou-se que as simulações de ambos os controladores apresentaram resultados muito parecidos, inclusive no que diz respeito à taxa de distorção harmônica, que ficou aproximadamente na ordem de 4,3 %, enquanto que para o controle no sistema de eixos síncronos *dq*, a maior taxa de distorção harmônica apresentada foi na ordem de 2,7 %. Tomando como base esses dados, o controle no sistema *dq* mostra-se uma boa alternativa para o controle do segundo estágio.

Porém, notou-se que o dimensionamento dos coeficientes do controlador para o sistema de eixo síncrono ainda mostra uma escassez de técnicas para sintonia. Para contribuir neste problema, foi proposta a utilização de um algoritmo genético, baseados na teoria da evolução e que já foi utilizado para realizar a sintonia de outros sistema com sucesso. Observou-se que, com a sintonia via algoritmo genético, o comportamento das variáveis apresentou um desempenho muito superior se comparado com a sintonia via diagramas de Bode. Notou-se um tempo de assentamento satisfatório, reduzido *overshoot e* pequena DHT para a corrente injetada, concluído que o algoritmo genético e uma ótima opção para sintonia dos controladores do sistema inversor de GD fotovoltaica nos eixos dq.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BAIMEL, D. et al. Dynamic Modeling of Networks, Microgrids, and Renewable Sources in the dq0 Reference Frame: A Survey. **IEEE Access**, v. 5, p. 21323-21335, Outubro 2017.

BRITO, M. A. G. D. **Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas:** Técnicas para Obtenção de MPPT, Detecção e Proteção de Ilhamento, Sinconização e Paralelismo com a Rede de Distribuição de Energia Elétrica. Ilha Solteira: UNESP, 2013.

CARVALHO, A. C. P. D. L. F. D. Algoritmos Genéticos, S/ Data. Disponivel em: <http://conteudo.icmc.usp.br/pessoas/andre/research/genetic/>. Acesso em: 10 Janeiro 2019.

GAO, J.; DAI, L.; ZHANG, W. Improved Genetic Optimization Algorithm with Subdomain Model for Multi-objective Optimal Design of SPMSM. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, v. 2, n. 1, p. 160-165, Março 2018.

GUIZELINI, I. R. **Desenvolvimento de Um Sistema de Geração Distribuída Conectado à Rede Elétrica Monofásica Utilizando Filtros L e LCL**. Cornélio Procópio: UTFPR, 2017.

JUNIOR, L. A. W. P. Energia solar no mundo: conheça países que apostam nessa tecnologia. **HCC Engenharia**, 2017. Disponivel em: <http://hccengenharia.com.br/energia-solar-no-mundo-conheca-paises-que-apostam-nessa-tecnologia/>. Acesso em: 11 Fevereiro 2019.

KATAOKA, Y. et al. Selection of an Optimum Random Matrix Using a Genetic Algorithm for Acoustic Feature Extraction. **2016 IEEE/ACIS 15th International Conference on Computer and Information Science (ICIS)**, Okayama, p. 1-6, Junho 2016.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 41, n. 5, p. 1292-1306, September/October 2005.

KOZAKI, H. Energia Solar no Brasil e no Mundo. **Panorama Comerc**, 2015. Disponivel em: <http://panorama.comerc.com.br/2015/05/energia-solar-no-brasil-e-no-mundo/>. Acesso em: 17 Outubro 2018.

KYOCERA. KC200GT: High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module. **Kyocera Solar**, S/ Data. Disponivel em: <https://www.kyocerasolar.com/dealers/product-center/archives/spec-sheets/KC200GT.pdf>. Acesso em: 15 Fevereiro 2019.

MADEIRA, D. Controlador PI estabilizando sistemas de primeira ordem. **Embarcados**, 2016. Disponivel em: <https://www.embarcados.com.br/controlador-pi-primeira-ordem/>. Acesso em: 23 Agosto 2018.

MASCHIO, G. **Injeção de Potência Ativa com Mitigação de Correntes Harmônicas para Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede de Distribuição de Energia Elétrica**. Campo Grande: UFMS, 2018.

MATRIZ Energética. **Governo do Brasil**, 2010. Disponivel em: <http://www.brasil.gov.br/noticias/meio-ambiente/2010/11/matriz-energetica>. Acesso em: 17 Outubro 2018.

MIRANDA, M. N. D. Algoritmos Genéticos: Fundamentos e Aplicações. **GTA/UFRJ**, 2007. Disponivel em: <http://www.nce.ufrj.br/GINAPE/VIDA/alggenet.htm>. Acesso em: 10 Janeiro 2019.

MONFARED, M.; GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M. Analysis, Design, and Experimental Verification of a Synchronous Reference Frame Voltage Control for Single-Phase Inverters. **IEEE Transactions On Industrial Eletronics**, v. 61, n. 1, p. 258-269, Janeiro 2014.

MONTGOMERY, D. C.; RUNGER, G. C. **Estatística Aplicada e Probabilidade para Engenheiros**. Tradução de Verônica Calado. 5. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.

MORAES, C. G. D. S. **Projeto e Implementação de um Microinversor Grid-Tied com Boost Quadrático para Desacoplamento de Potência e Controle de MPPT**. Campo Grande: UFMS, 2017.

NAHVI, M.; EDMINISTER, J. A. **Teoria e Problemas de Circuitos Elétricos**. Tradução de Guilherme Moutinho Ribeiro. 4. ed. Porto Alegre: Bookman, 2005.

OBTIKO, M. Algoritmos Genéticos. **Obtiko**, 1998. Disponivel em: <http://www.obitko.com/tutorials/genetic-algorithms/portuguese/index.php>. Acesso em: 08 Fevereiro 2019.

POU, J.; GALMÉS, S. A Genetic Algorithm for Spanning Tree Optimization in Sensor Networks. **38th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks**, Sidney, p. 324-327, Outubro 2013.

ROSA, T. D. O.; LUZ, H. S. Conceitos Práticos de Algoritmos Genéticos: Teoria e Prática. **Anais do XI Encontro de Estudantes de Informática do Tocantins**, Palmas, p. 27-37, 2009.

SCHILDT, A. N. Síntese de Controladores Ressonantes Baseado em Dados Aplicado a Fontes Ininterruptas de Energia, 2014. Disponivel em: <https://www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/109164/000947569.pdf?sequence=1>. Acesso em: 27 Agosto 2018.

SILVA, J. M. G. D. O controlador Proporcional-Integral (PI). **ECE UFRGS**, 2000. Disponivel em: <http://www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/node28.html>. Acesso em: 23 Agosto 2018.

TAKIUTI, E. S. Análise Comparativa de Controladores para o Inversor VSI Full-Bridge, 2015. Disponivel em: <http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/4892/1/CM_COELE_2015_2_01.pdf>. Acesso em: 27 Agosto 2018.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUES, P. **Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems**. 1. ed. Chichester: Wiley, 2011.

VILLALVA, M. G. **Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. Campinas: UNICAMP, 2010.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. **Energia Solar Fotovoltaica:** Conceitos e Aplicações. 1. ed. São Paulo: Érica, 2013.

WANG, Z. et al. Prediction Method for Low Speed Characteristics of Compressor Based on Modified Similarity Theory With Genetic Algorithm. **IEEE Access**, v. 6, p. 36834-36839, Junho 2018.

WINDARKO, N. A. et al. Optimized PI Constant for Current Controller of Grid Connected Inverter with LCL Filter Using Genetic Algorithm. **2014 Makassar International Conference on Electrical Engineering and Informatics (MICEEI)**, Makassar, p. 9-13, Novembro 2014.