

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

**SISTEMA DE CONVERSÃO FOTOVOLTAICA MULTIFUNCIONAL COM
COEFICIENTES DE COMPENSADOR PI + MULTI-RESSONANTE OTIMIZADOS
POR ALGORITMO GENÉTICO**

LUAN ARAÚJO DE LUCAS

CAMPO GRANDE – MS

Julho de 2020

LUAN ARAÚJO DE LUCAS

**SISTEMA DE CONVERSÃO FOTOVOLTAICA MULTIFUNCIONAL COM
COEFICIENTES DE COMPENSADOR PI + MULTI-RESSONANTE OTIMIZADOS
POR ALGORITMO GENÉTICO**

Dissertação apresentada à banca avaliadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento Eletrônico de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

CAMPO GRANDE – MS

Julho de 2020

LUAN ARAÚJO DE LUCAS

**SISTEMA DE CONVERSÃO FOTOVOLTAICA MULTIFUNCIONAL COM
COEFICIENTES DE COMPENSADOR PI + MULTI-RESSONANTE OTIMIZADOS
POR ALGORITMO GENÉTICO**

Dissertação apresentada à banca avaliadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento Eletrônico de Energia.

Banca Examinadora

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito
UFMS

Prof. Dr. Marcio Rodrigues da Cunha
UTFPR

Prof. Dr. Jurandir de Oliveira Soares
UFMS

CAMPO GRANDE – MS

Julho de 2020

A Deus.

À Minha Família.

À Minha Pátria.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço ao Pai Celestial pelo dom da vida, da saúde e da oportunidade de todos os dias poder realizar um trabalho bem feito entre o sol nascente, símbolo do amanhecer da vida, e o sol poente, símbolo da noite da vida.

Em segundo lugar, à minha família, essa que nunca mediu esforços no sentido de me criar como um homem de bem, investindo sempre boa parte do que tínhamos para me dar uma educação de qualidade.

Em especial a meu falecido Pai Neyvá Conceição de Lucas, que hoje habita ao lado do Altíssimo, porém que durante todos os anos de sua vida fez o melhor por mim e meus irmãos. Também à minha querida mãe Wiclean dos Santos Araújo, que sempre se esforçou e continua a se esforçar para fazer o melhor por mim e meus irmãos.

Aos meus avós Raimundo Inácio de Lucas e Maria Conceição de Lucas, e tia avó Ursulina Mateus Lucas, os quais foram indispensáveis em toda a minha criação e que até hoje continuam me auxiliando e apoiando em tudo que faço, seja no meio acadêmico ou qualquer outro ramo da minha vida pessoal.

Ao meu irmão Neyvá Junior junto aos meus primos Jairo Filho e Vander dos Santos, que sempre me motivaram e me inspiraram a ser uma pessoa melhor. E aos meus melhores amigos, que me animaram sempre que eu precisei de um momento de lazer.

Aos meus Irmãos, Tios Maçons e todos que fazem parte da Ordem Demolay, esta que me ajudou muito no meu desenvolvimento pessoal como líder, cidadão e homem de bem. Em especial aos meus irmãos do Capítulo Campo Grande nº 10 da Ordem Demolay do Brasil, eu não teria conseguido sem vocês!

À minha querida namorada Maria Mariana, que em todos os momentos ao meu lado sempre se preocupou em me motivar para concluir o curso.

Ao meu fiel e companheiro amigo de graduação e pós graduação Mateus Batista Pinto, que sempre me ajudou com os estudos, trabalhos e adversidades durante toda a minha vida acadêmica até aqui.

Em especial ao meu orientador Moacyr Aureliano Gomes de Brito, que em todas as fases do curso seguiu me orientando com todo seu conhecimento e que também me motivou a continuar mesmo quando pensei em desistir.

À fundação CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), por todo o apoio financeiro concedido ao desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

O presente trabalho trata da análise, projeto e simulação computacional de um sistema de conversão de energia solar fotovoltaica composto por um inversor de tensão monofásico em ponte completa, responsável por prover potência ativa para a rede de distribuição de energia elétrica (RDEE) em baixa tensão e, operar como filtro ativo de potência paralelo (FAPP) para suprir a corrente harmônica drenada por uma carga local. O controle da corrente de saída do conversor é realizado por um compensador do tipo proporcional-integral (PI) em paralelo à várias parcelas ressonantes, formando um compensador do tipo PI + Multi-Ressonante. O compensador PI será responsável pela melhoria de resposta transitória e auxílio na redução do erro em regime permanente, já as parcelas ressonantes serão responsáveis pela mitigação das distorções harmônicas presentes no sinal, sendo a parcela ressonante referente à fundamental (60Hz) responsável pela reprodução do formato senoidal da corrente injetada na rede. O sistema contará com um gerador de corrente de referência (GCR), que emprega um algoritmo baseado no sistema de eixos de referências síncronas, a fim de obter a referência de corrente necessária à aplicação (fundamental + harmônicas da carga). Com a finalidade de se obter a melhor sintonia possível para o compensador adotado, o trabalho têm como principal contribuição o desenvolvimento e a implementação de um algoritmo genético, que foi capaz de otimizar os coeficientes do compensador, tornando o sistema ainda mais eficaz na mitigação de correntes harmônicas da carga não linear, minimizando, portanto, o fluxo de corrente harmônica para a rede de 240% para 3,5%.

Palavras-chave: Algoritmo Genético; Filtro Ativo de Potência Paralelo; Inversor; PI + Multi-ressonante.

ABSTRACT

The present work deals with the analysis, project and simulation of a photovoltaic converter system composed by a full bridge single phase voltage source inverter responsible for providing real power for the distribution grid on low voltage and, works as a shunt active power filter, supplying the harmonic current of local load. The control of the output current of the converter is accomplished by a PI compensator shunt to several resonant portions, forming a PI + Multi-Resonant compensator. The PI compensator will be responsible for the improvement of the transient response and support on reduce of steady state error; while the resonant portions will be responsible for mitigating the harmonic content present in the signal, being the fundamental resonant portion (60Hz) responsible for reproducing the sinusoidal form of the injected current on the grid. The system will rely on a reference current generator that employs an algorithm based on the synchronous reference frame (SRF), in order to obtain the current reference needed by the application (fundamental + harmonic of the load). For the purpose of obtaining the better tuning possible for the compensator adopted, it was developed a genetic algorithm capable of optimizing the gains of the compensator, making the system even more effective on mitigating of harmonic distortion produced by the nonlinear load.

Keywords: Genetic Algorithm; Shunt Active Power Filter; Inverter; PI + Multi resonant.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO GERAL.....	10
1.1 Justificativa.....	10
1.2 Revisão Bibliográfica.....	12
1.3 Objetivos.....	14
1.4 Metodologia.....	15
1.5 Organização do Trabalho.....	16
 2. MODELAGEM MATEMÁTICA E PROJETO DO SISTEMA CONVERSOR....	 18
2.1 Modelo do Conversor + Rede.....	18
2.2 Modulação.....	20
2.3 Filtro Indutivo de Conexão.....	22
2.4 Modelo Médio.....	22
2.5 Determinação da Função de Transferência “Gim” do Conversor.....	24
2.6 Parâmetros de Projeto do Conversor.....	25
 3. GERADOR DE CORRENTE DE REFERÊNCIA.....	 26
3.1 Algoritmo SRF.....	26
3.2 Filtro Passa Tudo Defasador.....	27
3.3 Phase Locked Loop (PLL).....	29
 4. PROJETO DO COMPENSADOR.....	 31
4.1 Projeto Convencional do Compensador.....	31
4.2 Discretização do Compensador.....	35
4.3 Implementação dos Compensadores Discretos.....	36
 5. ALGORITMOS GENÉTICOS.....	 38
5.1 Introdução.....	38
5.2 Algoritmo Genético Desenvolvido.....	39
 6. SIMULAÇÃO E RESULTADOS.....	 44
6.1 Resposta para o Compensador Projetado via Diagramas de BODE.....	44
6.2 Resposta para o Compensador Otimizado pelo AG.....	46

6.3 Resposta para Simulação Implementada em Linguagem C.....	52
6.4 Comparação Final Dos Resultados.....	53
CONCLUSÕES.....	54
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	55
APÊNDICE	59

1. INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Justificativa

Um dos fatores que determina a sustentabilidade econômica de um país é a sua capacidade de prover energia para desenvolver sua produção com segurança, competitividade e sendo ambientalmente sustentável. É possível afirmar que o Brasil é bem visto externamente na área energética, sendo referência sua enorme geração hidroelétrica e a capacidade de renovação de sua matriz de produção de energia elétrica. Além da hidroeletricidade ser a principal fonte de geração de energia elétrica no país; este também é rico em alternativas de produção das mais variadas fontes, tendo a tempos em sua matriz forte participação das fontes renováveis de energia. A continuidade do aproveitamento do potencial hidráulico brasileiro associado a outras fontes renováveis de produção de energia elétrica, como a eólica e a solar fotovoltaica, faz o Brasil preservar sua ótima matriz energética, o que é essencial para que o país possa se tornar uma potência ambiental e energética [1].

As principais fontes de geração de energia elétrica do país contam com o método convencional de geração de energia, caracterizado por grandes centrais geradoras localizadas distantes das cargas, como por exemplo as hidrelétricas, onde a maior parte dos rios com potencial hidráulico encontram-se distantes dos grandes consumidores. Este fato faz com que a geração demande de grande utilização das linhas de transmissão bem como todas as estruturas necessárias, gerando diversos custos e perdas ao sistema como um todo [2].

Uma possível solução para a diminuição dos custos com as grandes centrais de geração distantes dos consumidores é a utilização destas já existentes em conjunto com a geração distribuída (GD), a qual opõe-se ao modo convencional de geração de energia elétrica, e caracteriza-se pelo uso de pequenos geradores descentralizados instalados próximo aos locais de consumo. A utilização da GD com fontes renováveis de geração de energia elétrica tem crescido no Brasil e no mundo, sendo a energia eólica e a fotovoltaica as fontes com maior potencial dentre as renováveis para este uso. Estes pequenos geradores podem ser instalados nos telhados das residências e comércios, em que conectados à rede em baixa tensão fornecem energia para o consumo local e contribuem para a geração de todo o país. No Brasil, estas micro e mini usinas são utilizadas para o consumo local, podendo gerar créditos de energia quando a geração excede o consumo (conforme legislação vigente) [3], [4].

A energia produzida pelos geradores em um sistema de geração distribuída deve ser processada por algum conversor eletrônico que torne a tensão e/ou corrente propícias para permitir a injeção de potência elétrica na rede com a devida qualidade de energia.

O órgão que estabelece os procedimentos relativos à qualidade de energia elétrica (QEE) no sistema elétrico brasileiro é a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), por meio do Módulo 8 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) [5]. O módulo determina a qualidade do produto, a qualidade do serviço e o atendimento aos consumidores, este deve ser seguido por centrais geradoras e consumidores de qualquer classe de tensão. Em relação à qualidade do produto, regulamenta-se os distúrbios na tensão dos sistemas elétricos de potência (quedas, elevações, flutuações e variações de curta duração), fator de potência, harmônicos e variação de frequência. Vale salientar que estes procedimentos regulamentam a tensão da distribuidora bem como a forma de onda de tensão e, portanto, é necessário observar normas específicas para a GD solar fotovoltaica tais como a RN ANEEL 482:2012, ABNT NBR 16690 - 2019, ABNT NBR IEC 62116:2012, ABNT NBR 16149:2013, ABNT NBR 16150:2013, ABNT NBR 16274:2014, e as internacionais para realizar a conexão [4], [6]. Mas os procedimentos descritos no PRODIST servem de base para buscar índices de qualidade de energia elétrica. Ainda, no âmbito internacional, observam-se as recomendações práticas e requisitos para o controle harmônico em sistemas de energia elétrica, do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE), relacionados aos limites de harmônicos de tensão e corrente nos sistemas elétricos de potência [7].

Segundo [7], as distorções harmônicas presentes na forma de onda de tensão da rede são causadas pelas cargas não lineares em geral conectadas ao sistema elétrico de potência, as quais podem ser vistas como fontes de correntes harmônicas. As cargas não lineares mais utilizadas são os conversores estáticos de potência, e para uma variedade de aplicações, devido a possibilidade de conversão de energia (CA para CC e CC para CA) e da possibilidade de variação de nível de tensão e/ou frequência. Estas cargas mudam a natureza senoidal da corrente alternada, resultando na circulação de correntes harmônicas no sistema elétrico de potência, as quais podem causar interferências em circuitos de comunicação, perdas e aquecimento em diversos dispositivos eletromagnéticos como motores e transformadores, até ressonâncias, entre outros.

Tendo em vista a utilização de conversores eletrônicos de potência em sistemas de geração distribuída fotovoltaica e, que estes podem atuar como filtros ativos e resultar em diminuição de correntes harmônicas nos sistemas de potência, o trabalho opta por, além de inserir potência ativa, realizar a mitigação harmônica de correntes. O diferencial em relação a outros trabalhos já existentes estará no modo de projetar o compensador, que será através de um algoritmo genético com a proposição de função objetivo própria.

1.2 Revisão Bibliográfica

Observa-se que os filtros passivos são uma solução básica para os problemas de cargas não lineares, porém além do tamanho, se tem características físicas fixas de compensação e problemas de ressonância; então, as topologias de filtro ativo de potência paralelo (FAPP) são uma solução muito interessante para este propósito porque estes são capazes de compensar as correntes harmônicas e até a potência reativa para a carga, de modo que a rede supra apenas a parcela de potência ativa [8].

Desde que o princípio básico de seu funcionamento foi fortemente estabelecido nos anos 70, os filtros ativos têm atraído a atenção de pesquisadores e engenheiros que se preocupam acerca da poluição harmônica nos sistemas elétricos de potência. O interesse em filtros ativos foi ampliado mais intensamente com o surgimento dos dispositivos de chaveamento a partir de semicondutores, os quais são caracterizados por rápido chaveamento e estrutura de *gate* isolada (MOSFET's e IGBT's), e também devido a disponibilidade dos componentes mais utilizados para implementação dos filtros com custo razoável, como por exemplo: DSPs, FPGAs, conversores AD e DA, sensores de efeito *hall* de tensão e corrente e amplificadores operacionais [9].

Verificam-se trabalhos sobre FAPP para a mitigação harmônica há algum tempo, como por exemplo em: [10], [11] e [12]. Desde então, diferentes metodologias e estratégias de controle vêm sendo desenvolvidas para este propósito, com compensadores dos tipos: proporcional-integral (PI), proporcional-integral-derivativo (PID), repetitivo, ressonante, *deadbeat*, entre outros. E técnicas de controle como por exemplo: controle preditivo, lógica *fuzzy*, controle por histerese, entre outras. Assim observa-se nos trabalhos recentes da área uma infinidade de aplicações [13], [14], [15], [16], [17] e [18].

Dentre as teorias que são utilizadas nos sistemas de controle para FAPP, destaca-se a teoria da potência ativa e reativa instantânea (ou teoria p-q), que foi primeiramente proposta por [19], desde então, estendida e apresentada em [20] e citada em vários trabalhos sobre FAPPs, como por exemplo em: [21], [22], [23], [24], [25], [26].

A partir da teoria p-q, surgiram diversas maneiras de obtenção de referências de tensão ou corrente para o FAPP, como por exemplo o algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrona, ou como é mais conhecido “algoritmo SRF”. Este método foi primeiramente proposto por [27] para a compensação ativa de um filtro de potência série híbrido, e é amplamente utilizado em muitos trabalhos de FAPP para a mitigação harmônica, como em [28], [29], [30], [31], [32].

Tanto a técnica de controle quanto o compensador utilizado nas diferentes topologias de FAPP fazem diferença na capacidade de mitigação harmônica do filtro, contudo, a sintonia do compensador adotado é essencial para a resposta do sistema. Nesse aspecto, observa-se em vários trabalhos a utilização de algoritmos de inteligência artificial para a sintonia de compensadores, assim como para resolver problemas diversos da eletrônica de potência, como por exemplo os algoritmos genéticos (AG), propostos por Holland no começo dos anos 70 e baseados na teoria da evolução e no princípio da seleção natural apresentado por Darwin em 1858 [33]. De forma resumida, estes algoritmos baseiam-se na minimização ou maximização de certo objetivo usando uma função custo (ou *fitness*); basicamente são algoritmos de otimização global, baseados nos mecanismos de seleção natural e da genética [34].

A moderna teoria da evolução é uma combinação das teorias de Darwin e Wallace sobre a seleção natural, na qual foi criada a genética populacional, que diz que: as diferenças entre indivíduos de uma certa população de organismos que se reproduzem sexualmente são criadas através da mutação e da recombinação genética. Este fator foi desenvolvido nos anos 30 e 40 por biólogos e matemáticos de importantes centros de pesquisa e nos anos 50 e 60 por biólogos que começaram a desenvolver simulações computacionais de sistemas genéticos [35] [36].

Todavia, quem começou os estudos na área dos algoritmos genéticos foi John Holland, através de seu livro “*Adaptation in Natural and Artificial Systems*” publicado em 1975 [37]; desde então, os algoritmos vêm sendo utilizados em várias áreas de estudo. Dentre suas utilizações verifica-se também aplicações na área de controle e de eletrônica de potência, auxiliando na otimização dos projetos dos conversores e de seus sistemas de controle. Verifica-se a existência de trabalhos que utilizam de AGs para otimização de compensadores ou projetos de conversores.

No trabalho apresentado por [32], utilizou-se de um AG para realizar o ajuste dos parâmetros de 3 compensadores utilizados para a sincronia de tensão, frequência e fase na reconexão de micro redes e/ou PCHs, onde utiliza-se uma população de 150 indivíduos e 100 gerações para buscar um resultado ótimo para os compensadores. Em [33], utiliza-se um AG em comparação ao método numérico de Newton Raphson para extrair parâmetros de módulos ou sistemas fotovoltaicos e projetar conversores de maneira mais rápida e eficiente. Verifica-se, na literatura, o potencial desta ferramenta para a otimização e seleção de coeficientes de controladores.

1.3 Objetivos

O objetivo geral do trabalho consiste em desenvolver e implementar um Algoritmo Genético (AG) que seja capaz de otimizar a sintonia do compensador adotado para o FAPP, de forma que a sintonia por meio deste seja mais eficiente do que através da maneira convencional via diagramas de Bode.

A topologia de FAPP consiste de um conversor eletrônico de potência para sistemas monofásicos de geração distribuída fotovoltaica, que além de promover possível auxílio na demanda energética, contribui no quesito qualidade de energia, pois é capaz de suprir as correntes distorcidas das cargas não lineares locais, fazendo com que a rede deixe de fornecer essas correntes com forte conteúdo harmônico. O conversor é um inversor fonte de tensão em ponte completa com filtro indutivo de conexão, que deve ser conectado entre um arranjo de painéis fotovoltaicos e a rede para realizar o processamento eletrônico da energia gerada.

O compensador adotado para realizar o controle da corrente fornecida pelo conversor é um compensador PI associado à 5 parcelas ressonantes em paralelo (PI + Multi-Ressonante), onde as parcelas ressonantes são responsáveis por prover maior eficácia de mitigação harmônica ao sistema. Para a realimentação do sistema, utiliza-se um algoritmo SRF modificado para sistemas monofásicos, que é responsável pela geração da corrente de referência através do sistema de referências síncronas. O algoritmo SRF é capaz de gerar uma referência de corrente não linear proporcional à corrente de carga somada à parcela ativa que deve ser inserida na rede.

Dentro do escopo deste trabalho, a principal contribuição será a elaboração do AG para ser utilizado como uma ferramenta de otimização dos coeficientes do compensador, aperfeiçoando a mitigação harmônica no sistema de conversão fotovoltaica. Para alcançar o objetivo, a sintonia do compensador deve ser mais efetiva por meio do AG do que por meio do projeto convencional via diagrama de Bode.

A importância da sintonia de qualquer compensador adotado para sistemas dinâmicos é bastante relevante, pois a sintonia determinará como a planta irá reagir às oscilações dos sinais de entrada do sistema, resultando em fatores como por exemplo tempo de assentamento e potencial de *overshoot* ou sobressinal, que dizem respeito à estabilidade e à velocidade do sistema.

1.4 Metodologia

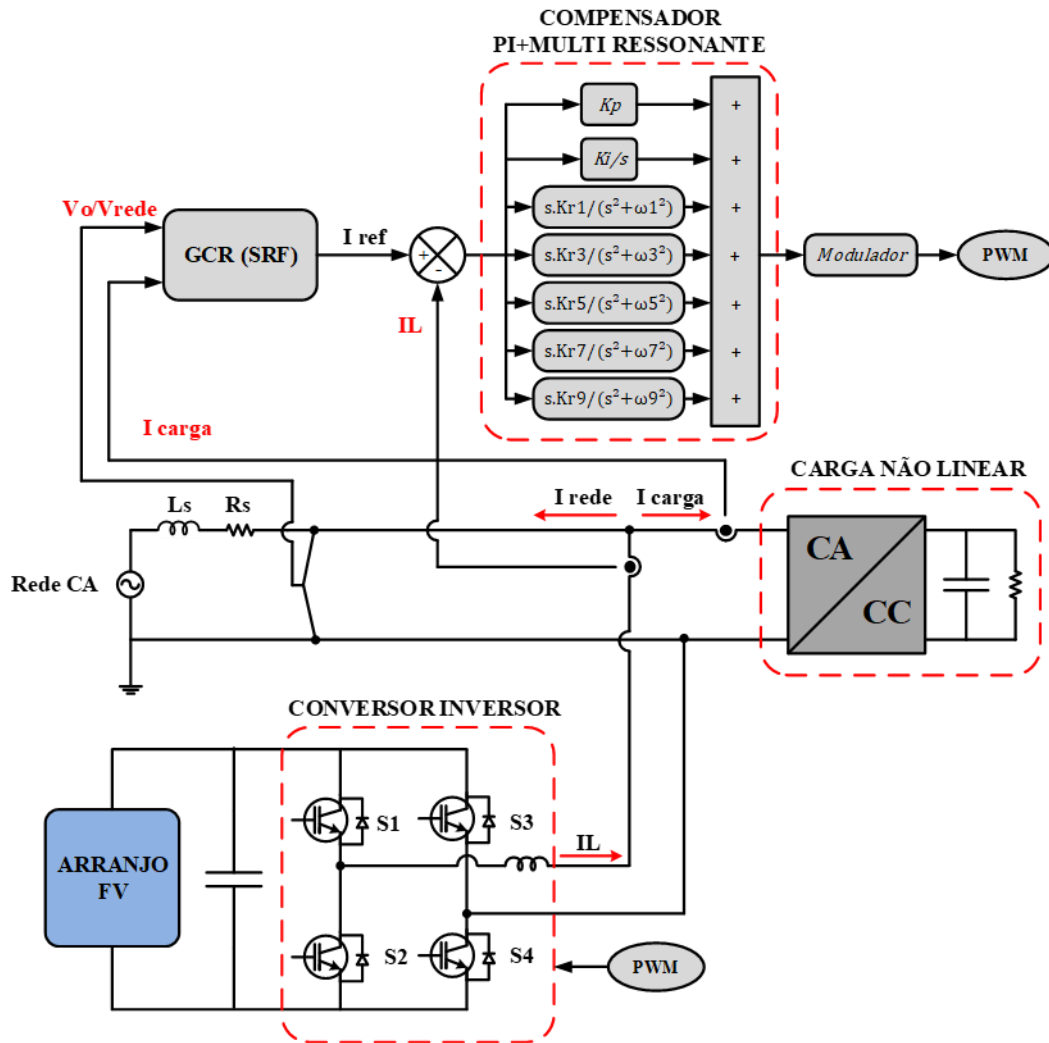
A metodologia abordada no trabalho começa com uma condição de contorno à utilização de modelos fotovoltaicos, onde utiliza-se de uma fonte de tensão contínua para representar a geração em seu ponto de máxima potência. Na prática podem ser utilizadas várias técnicas para atingir esse propósito, seja através de um compensador de tensão, um conversor CC-CC, ou qualquer outra técnica que torne a tensão no capacitor do barramento CC do sistema conversor de potência com nível acima do valor de pico da tensão da rede, devido ao fato do conversor de conexão à rede operar como inversor e abaixador de tensão. Obviamente, estes sistemas devem operar no MPP.

O compensador utilizado no trabalho é projetado inicialmente da maneira convencional via diagramas de Bode para a finalidade de comparação, onde primeiro projeta-se o PI como um compensador base e, na sequência, projetam-se as parcelas ressonantes sintonizadas na mesma frequência de cruzamento de ganho. A frequência de cruzamento de ganho dita a velocidade de resposta do sistema, que juntamente com a margem de fase determina a estabilidade. As parcelas são todas associadas em paralelo, formando o compensador PI + Multi-Ressonante.

Na sequência, desenvolve-se um AG, com base em algoritmos genéticos genéricos já existentes, a fim de otimizar uma população de indivíduos formada pelos coeficientes do compensador e encontrar uma solução ótima de sintonia para o sistema. Esta solução ótima se refere à uma solução com menos esforços de processamento e com maior mitigação harmônica da corrente da rede possível.

Através do projeto convencional, também são projetados coeficientes para sintonizar o compensador PI + Multi-Ressonante em uma frequência de cruzamento de ganho mínima e outra máxima de projeto, na qual estes coeficientes encontrados serão utilizados como limites superior e inferior para a população do AG. A frequência de cruzamento de ganho adotada no projeto do compensador via diagramas de Bode representa uma solução inicial para uma dada frequência, de forma que se possa comparar estes resultados com os obtidos a partir da otimização através do algoritmo genético. As propostas serão validadas através dos resultados obtidos em simulações na plataforma MatLab/Simulink®. As simulações são realizadas com a biblioteca SympowerSystems juntamente com blocos M-function, que permitem emular o comportamento dos códigos, programados em C, para posterior e possível implementação física. O sistema completo é ilustrado na Figura 1.

Figura 1 – Ilustração do sistema completo de conversão.



Fonte: Do autor.

1.5 Organização do Trabalho

Este trabalho é dividido em capítulos de forma que:

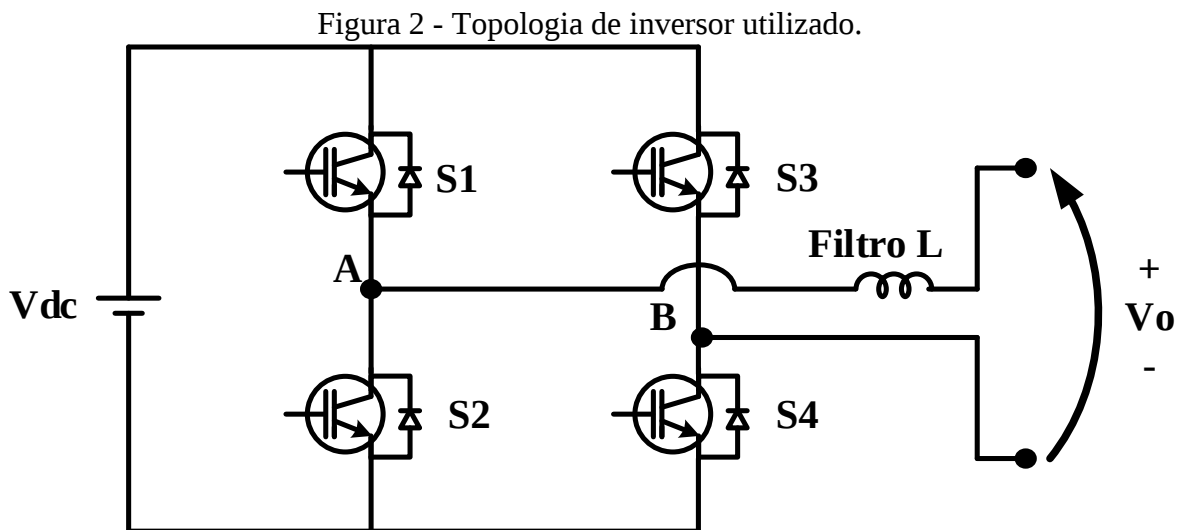
- No capítulo 2, apresenta-se a modelagem matemática do conversor conectado à rede, de onde se obtém a função de transferência desejada para o projeto do sistema de controle, projeto do filtro de saída do conversor e desenvolve-se a função de transferência desejada.
- Já no capítulo 3 é apresentado o GCR (algoritmo SRF) necessário para realimentar o sistema de controle com a correta referência de corrente. É explicado o funcionamento do sistema como um todo, assim como alguns dispositivos necessários para o seu funcionamento, como por exemplo, os filtros e o algoritmo de sincronismo - PLL.

- Em seguida, no capítulo 4, projeta-se o compensador da maneira convencional via diagramas de Bode e são apresentados os ganhos do compensador final sintonizado, assim como a metodologia abordada no projeto.
- O capítulo 5 faz uma introdução acerca dos algoritmos genéticos e apresenta a sua utilização neste trabalho e os métodos utilizados, como por exemplo, a seleção, função custo, mutação, atualização da população.
- No capítulo 6, são apresentados os resultados obtidos nas simulações, assim como as circunstâncias de como estas foram realizadas.
- Por fim, são apresentadas as conclusões e a proposta de continuidade para o trabalho.

2. MODELAGEM MATEMÁTICA E PROJETO DO SISTEMA CONVERSOR

2.1 Modelo do Conversor + Rede

Devido à necessidade do projeto em converter tensão contínua produzida através dos painéis fotovoltaicos em tensão alternada para suprimento da carga local e injeção à rede de distribuição de energia elétrica em baixa tensão, adotou-se o inversor monofásico em ponte completa com filtro indutivo de conexão [38]. A topologia do inversor utilizado é apresentada na Figura 2.

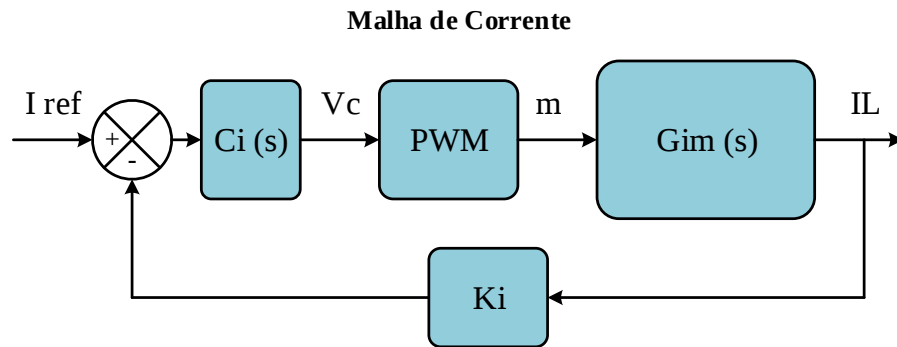


Fonte: Adaptado de [38].

Para a aplicação do sistema de controle proposto, ou seja, a injeção de potência ativa e dos harmônicos da carga, descrito com maiores detalhes no capítulo 4, faz-se necessário conhecer a função de transferência do conversor com base nas variáveis que se tem realimentadas e nas que se deseja controlar. A função de transferência do conversor é encontrada através da modelagem dinâmica (também conhecida como “modelo de pequenos sinais”) do conversor no domínio da frequência, utilizando a transformada de Laplace e da análise de pequenas perturbações [39].

Para este trabalho adota-se uma malha de controle para controlar a corrente de saída do conversor (“ IL ”) através da variação do índice de modulação (“ m ”). Para o desenvolvimento do compensador responsável pelo controle desta malha, adota-se a função de transferência $G_{im}(s)$, a qual representa as dinâmicas da malha de corrente que está ilustrada no diagrama de blocos apresentado na Figura 3.

Figura 3 - Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.



Fonte: Do autor.

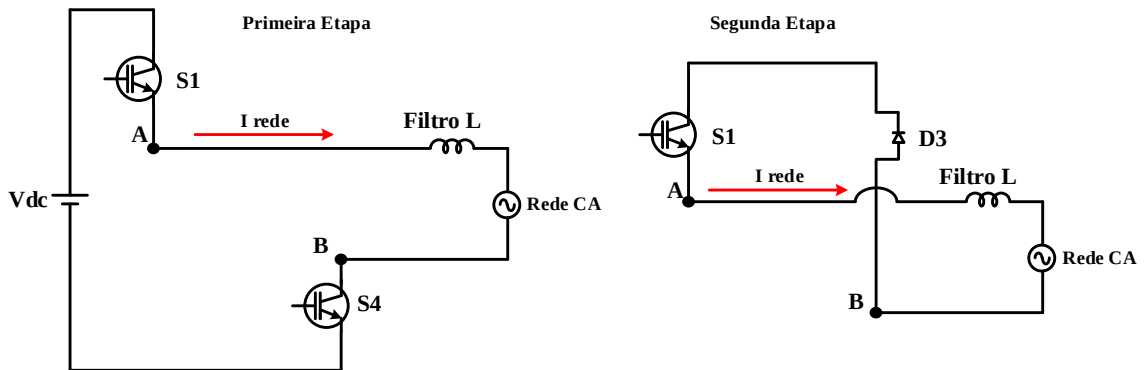
Onde:

- “I ref” é a corrente de referência projetada para suprir a carga e injetar na rede,
- O bloco “Ci (s)” representa o compensador de corrente projetado,
- O bloco “PWM” representa o ganho do modulador,
- O bloco “Ki” representa o ganho do sensor de corrente.
- $G_{im}(s) = \frac{IL_{pico}(s)}{m(s)}$ – Determina como variações na razão cíclica alteram a corrente de pico de saída do inversor.

A modelagem é feita através do equacionamento do inversor durante as etapas de funcionamento (considerando-se a operação no modo de condução contínua - MCC). Para isso, consideram-se os elementos eletromagnéticos e os semicondutores como sendo ideais (semicondutores capazes de conduzir e bloquear condução instantaneamente, conduzir como curto circuito e bloquear como circuito aberto). Sabe-se que a tensão média no indutor é nula em regime permanente e, através disso desenvolvem-se as equações em função dessa variável durante as etapas de operação do inversor, as quais são apresentadas na Figura 4 referentes ao semiciclo positivo, e na Figura 5 referentes ao semiciclo negativo [39].

Figura 4 - Semiciclo positivo de chaveamento do conversor.

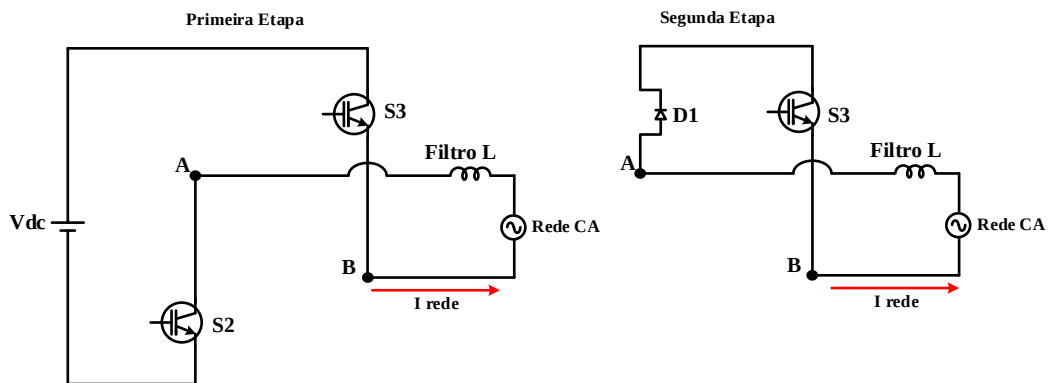
Semiciclo Positivo



Fonte: Do autor.

Figura 5 - Semiciclo negativo de chaveamento do conversor.

Semiciclo Negativo



Fonte: Do autor.

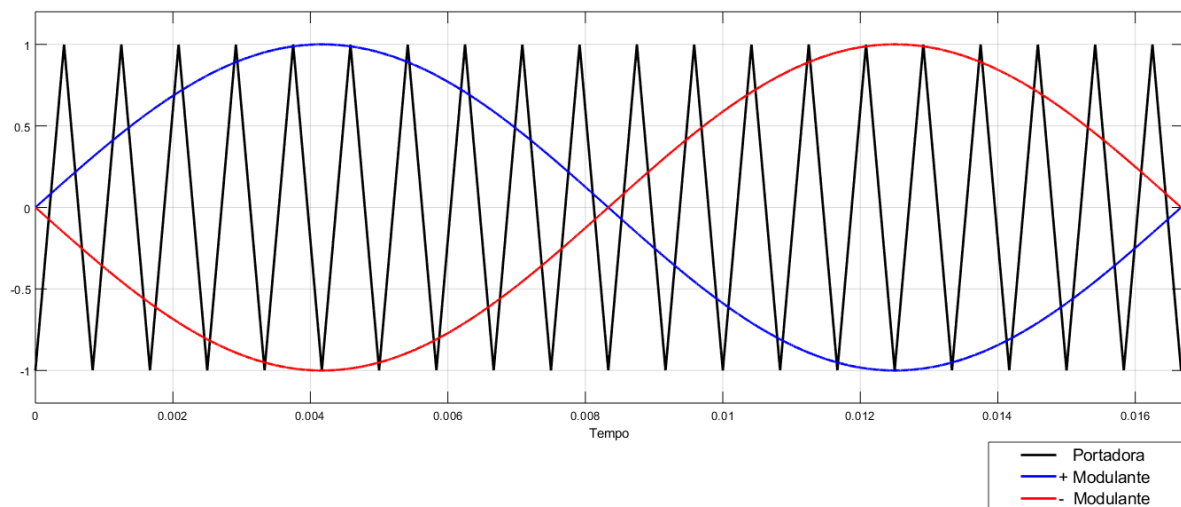
2.2 Modulação

A técnica utilizada para a modulação do inversor foi a modulação por largura de pulso (PWM) senoidal a três níveis. Nesta técnica, três níveis de tensão são aplicados na carga ($+V_{dc}$, $-V_{dc}$ e 0), e as chaves do mesmo braço (S1 e S2; S3 e S4) são comandadas de forma complementar (quando uma conduz a outra bloqueia e vice-versa). O índice de modulação (m) é obtido através da equação (1), onde a modulante (V_{ref}) é um sinal senoidal unitário com a frequência e fase da tensão de referência da rede, e a portadora é um sinal triangular também unitário (V_{tri}), que contém a frequência de chaveamento de projeto. Na equação, a variável “ V_{pico} ” representa o valor de pico da tensão alternada de saída do inversor, e “ V_{dc} ” representa a tensão contínua de entrada [38].

$$m = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} = \frac{V_{pico}}{V_{dc}} \quad (1)$$

Os dispositivos semicondutores são comandados à condução através dos sinais de comando gerados pelo modulador (pulsos de *gate*). O modulador gera esses sinais a partir da comparação entre as modulantes e a portadora, como é apresentado na Figura 6.

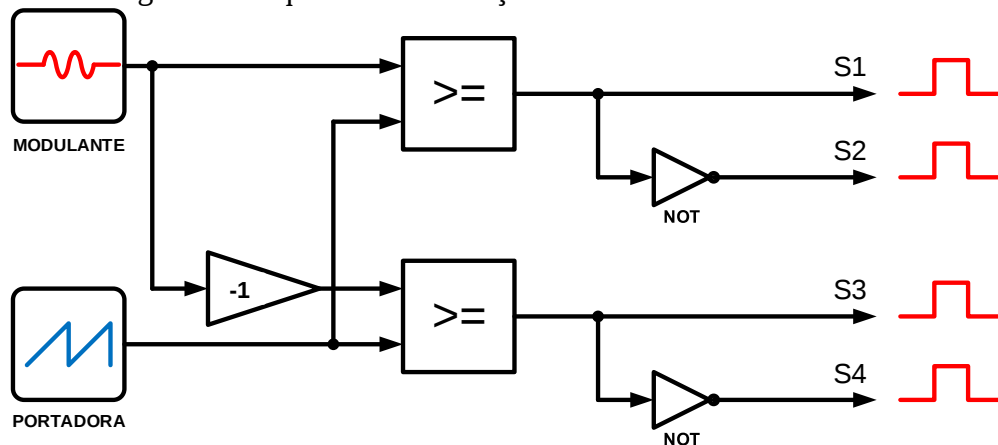
Figura 6 - Sinais de entrada do modulador.



Fonte: Do autor.

A comparação entre a modulante positiva e a portadora gera o sinal que comandará a chave 1 (S1), onde invertendo este sinal se obtém o sinal complementar que comanda a chave 2 (S2). Já a comparação entre a modulante negativa e a portadora gera os sinais que comandarão as chaves 3 (S3) e 4 (S4). O esquemático de simulação é apresentado na Figura 7.

Figura 7 - Esquema de simulação do bloco modulador PWM.



Fonte: Do autor.

2.3 Filtro indutivo de conexão

Para garantir a conexão com a rede de forma que a corrente de saída do inversor tenha menor conteúdo harmônico (oriundo da comutação dos semicondutores) e facilitar o controle da corrente de saída, utiliza-se um filtro indutivo de primeira ordem. A equação para o projeto do indutor de filtro (L) é obtida através do valor instantâneo da tensão no indutor durante a primeira etapa de operação, considerando o pico da tensão da rede, conforme apresentada por (3), onde é adotado um valor máximo de ondulação (Δi_L) de projeto. Nas equações, “ m ” representa o índice de modulação, “ f_s ”, a frequência de comutação, “ V_{dc} ”, a tensão constante de entrada e “ $V_{rede\,pico}$ ”, o valor de pico da tensão da rede.

$$V_{L-1} = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \rightarrow L = \frac{V_L \cdot \Delta t}{\Delta i_L} \quad (2)$$

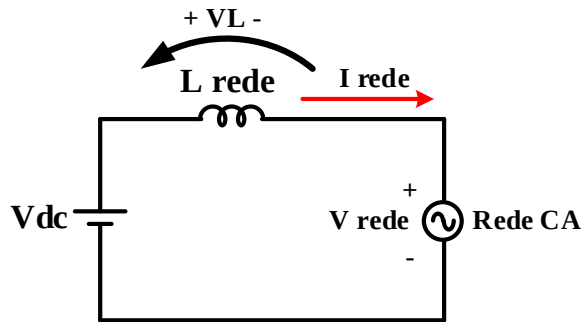
$$L = \frac{(V_{dc} - V_{rede\,pico}) \cdot m}{\Delta i_L \cdot f_s} \quad (3)$$

2.4 Modelo Médio

As funções de transferência desejadas são obtidas através do modelo de pequenos sinais, que adiciona perturbações nas variáveis. Assim, considerando o semiciclo positivo e as duas etapas de operação, se derivam as expressões matemáticas como segue:

1. Circuito Equivalente da primeira etapa (t_{on}):

Figura 8 - Circuito equivalente da primeira etapa.



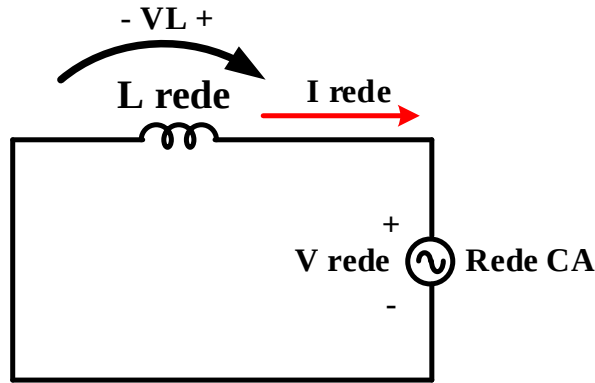
Fonte: Do autor.

$$v_{Lrede_1} = V_{dc} - v_{rede} \quad (4)$$

$$V_{Lrede_1_médio} = (V_{dc} - v_{rede}) \cdot m \quad (5)$$

2. Circuito Equivalente da segunda etapa (t_{off}):

Figura 9 - Circuito equivalente da segunda etapa.



Fonte: Do autor.

$$V_{Lrede_2} = - v_{rede} \quad (6)$$

$$V_{Lrede_2_médio} = (- v_{rede}) \cdot (1 - m) \quad (7)$$

Com a soma do valor médio da tensão no indutor nas duas etapas, se tem que:

$$V_{Lrede_1_médio} + V_{Lrede_2_médio} = L \cdot \frac{di_L}{dt} = m \cdot V_{dc} - v_{rede} \quad (8)$$

Inserindo a resistência do indutor de filtro (r_L), obtêm-se a equação (9).

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = m \cdot V_{dc} - r_L \cdot i_L - v_{rede} \quad (9)$$

A equação final (9) corresponde ao modelo médio do inversor conectado à rede. Para obtenção do modelo dinâmico (pequenos sinais), são inseridas perturbações nas variáveis do modelo médio, as variáveis perturbadas são representadas com um acento circunflexo, i.e., $\hat{m}$.

$$L \cdot \frac{d(i_L + \hat{i}_L)}{dt} = (m + \hat{m}) \cdot V_{dc} - r_L \cdot (i_L + \hat{i}_L) - (v_{rede} + \hat{v}_{rede}) \quad (10)$$

$$L \cdot \frac{d(\underline{i}_L + \hat{i}_L)}{dt} = \underline{m} \cdot V_{dc} + \hat{m} \cdot V_{dc} - \underline{r}_L \cdot \underline{i}_L - r_L \cdot \hat{i}_L - \underline{v}_{rede} - \hat{v}_{rede} \quad (11)$$

Separam-se os termos CA e verifica-se que os termos CC se anulam, resultando em:

$$L \cdot \frac{d(\hat{i}_L)}{dt} = \hat{m} \cdot V_{dc} - r_L \cdot \hat{i}_L - \hat{v}_{rede} \quad (12)$$

Aplicando a transformada de Laplace, chega-se na equação (13), em pequenos sinais, que representa o modelo dinâmico do inversor conectado à rede. O circunflexo foi omitido das variáveis apenas por questão de simplicidade de notação.

$$s \cdot L \cdot i_L(s) = m(s) \cdot V_{dc} - r_L \cdot i_L(s) - v_{rede}(s) \quad (13)$$

2.5 Determinação da função de transferência “Gim” do conversor

De posse do modelo médio, considera-se a tensão “ $v_{rede}(s)$ ” constante durante um período de comutação (frequência de chaveamento muito maior que a frequência da rede) e, portanto, sua perturbação é considerada nula, para então obter a função Gim (s), desenvolvida nas equações abaixo a partir de (13) e apresentada em (16).

$$s \cdot L \cdot i_L(s) + r_L \cdot i_L(s) = m(s) \cdot V_{dc} - \underbrace{v_{rede}(s)}_0 \quad (14)$$

$$i_L(s) \cdot (s \cdot L + r_L) = m(s) \cdot V_{dc} \quad (15)$$

$$G_{im}(s) = \frac{i_L(s)}{m(s)} = \frac{V_{dc}}{s \cdot L + r_L} \quad (16)$$

2.6 Parâmetros de projeto do conversor

O projeto do Inversor utilizado neste trabalho é feito com base nos parâmetros apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros para o projeto do Inversor. Fonte: Do autor.

Parâmetros	Valores Adotados
Tensão de entrada CC (V_{dc})	220 V
Tensão eficaz de saída CA (V_o)	127 V rms
Tensão de pico de saída ($V_{o\ pico}$)	180 V
Oscilação de corrente no indutor (Δi_L)	10 %
Frequência de chaveamento (F_s)	30 kHz
Frequência da tensão de saída (rede)	60 Hz
Potência máxima de saída (P_o)	1200 W
Indutância do filtro (L)	1,63 mH
Resistência do filtro (r_L)	0,1 Ω

3. GERADOR DE CORRENTE DE REFERÊNCIA

3.1 Algoritmo SRF

Esta importante parte do sistema de controle do conversor é responsável por gerar a referência de corrente não linear da carga utilizando-se de um algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF - *Synchronous Reference Frame*), conhecido como algoritmo SRF. O algoritmo é um dos métodos de obtenção de corrente de referência para filtros ativos de potência do tipo paralelo - FAPP, este é abordado em [40], [41], [42], [43], entre outros trabalhos bastante relevantes da área.

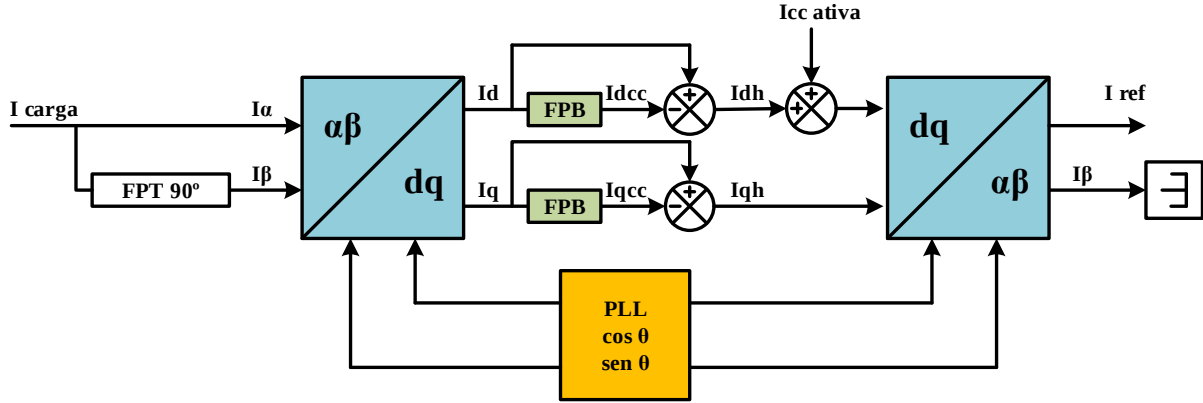
O algoritmo SRF transforma formas de onda de tensão e/ou corrente do eixo estacionário “abc” em grandezas contínuas no referencial síncrono “dq”, as quais giram na velocidade síncrona em relação aos vetores espaciais de tensão e/ou corrente. Através das transformadas de Clarke e Park, o sistema funciona como um observador dinâmico que enxerga a corrente da rede na frequência fundamental como sendo uma grandeza contínua e, apenas os sinais, com frequência maior que a fundamental, continuam oscilatórios.

No referencial síncrono “dq”, é possível separar a parte contínua da corrente da parte oscilatória através de um filtro passa-baixa (FPB) sintonizado com uma baixa frequência de corte. Conforme observado na Figura 10, este extrai a parte contínua do sinal (“Idcc”), que é subtraído da corrente total (“Id”) para obter apenas a parcela harmônica da corrente (“Idh”). A parte harmônica somada a uma parcela puramente constante de corrente (“Icc ativa”) formará o sinal desejado de corrente de referência. O valor dessa referência ativa de corrente deve ser ajustado conforme a potência de geração disponível, o que para este trabalho é um valor fixo. Os FPBs utilizados nas simulações deste trabalho foram sintonizados em 10 Hz.

Para utilizar o algoritmo baseado no eixo de referências síncronas em sistemas monofásicos necessita-se de uma modificação, a qual representará um sistema bifásico fictício, composto por correntes bifásicas também fictícias. O algoritmo consiste em medir a corrente de carga (“ I_{carga} ”) e, através dessa medida, obter duas correntes em quadratura no sistema de eixos estacionários $\alpha\beta$, de forma que “ I_α ” consista da própria corrente de carga, e “ I_β ” é obtida através de um atraso de $\pi/2$ radianos (90°) em relação à “ I_{carga} ”, este atraso será realizado através de um filtro passa-tudo (FPT). As correntes bifásicas fictícias são apresentadas na equação (17) [44]. A estratégia de controle completa, incluindo o algoritmo SRF monofásico, adotado neste trabalho, é apresentado na Figura 10.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{carga}(\omega t) \\ I_{carga}(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Figura 10 - Algoritmo SRF modificado para sistemas monofásicos.



Fonte: Adaptado de [31].

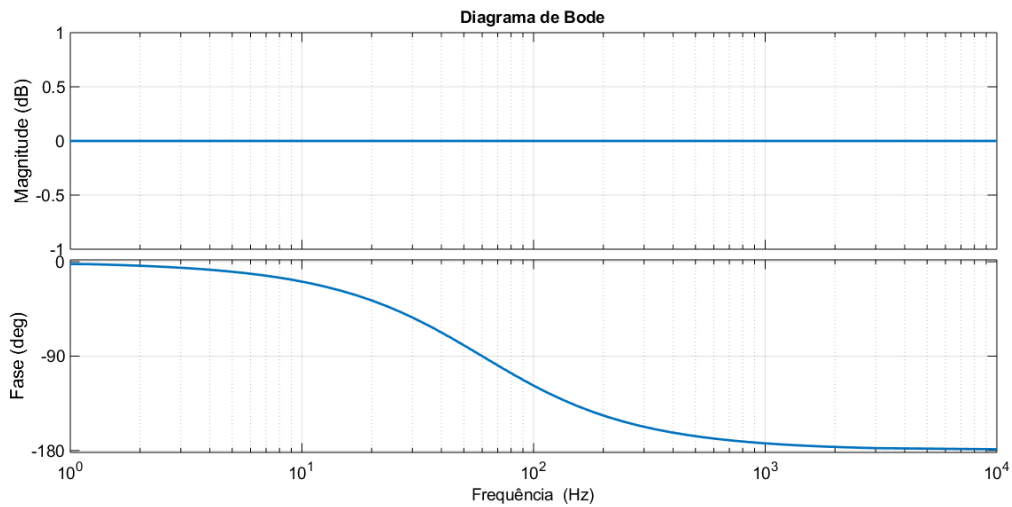
3.2 Filtro Passa Tudo Defasador

Uma alteração proposta com relação ao SRF convencional consiste no atraso da corrente de carga para a geração de “ I_β ”. Este atraso é realizado através de um filtro passa tudo, que é sintonizado para gerar um atraso apenas na fase do sinal de entrada, que corresponde aos 90° desejados, com menor tempo de geração do sinal de saída em comparação com o bloco de atraso. Este tipo de filtro é denominado de circuito deslocador de fase, equilibrador de fase, filtro passa tudo (FPT) ou filtro passa todas, pois têm a característica de não alterar a amplitude do sinal transmitido, em qualquer frequência que seja o módulo é sempre unitário, por isso são denominados “passa-todas”. Estes possibilitam que numa determinada frequência exista um determinado deslocamento de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída [45].

A topologia de FPT tem ganho unitário na frequência de interesse e atrasa 90 graus exatamente na frequência de corte “ ω_o ” em radianos/s, conforme mostra o diagrama de bode da Figura 11. Sua função de transferência é descrita por (18) e sua frequência de corte é de 377 rad/s (frequência da rede - 60 Hz).

$$FPT = \frac{-s + \omega_o}{s + \omega_o} \quad (18)$$

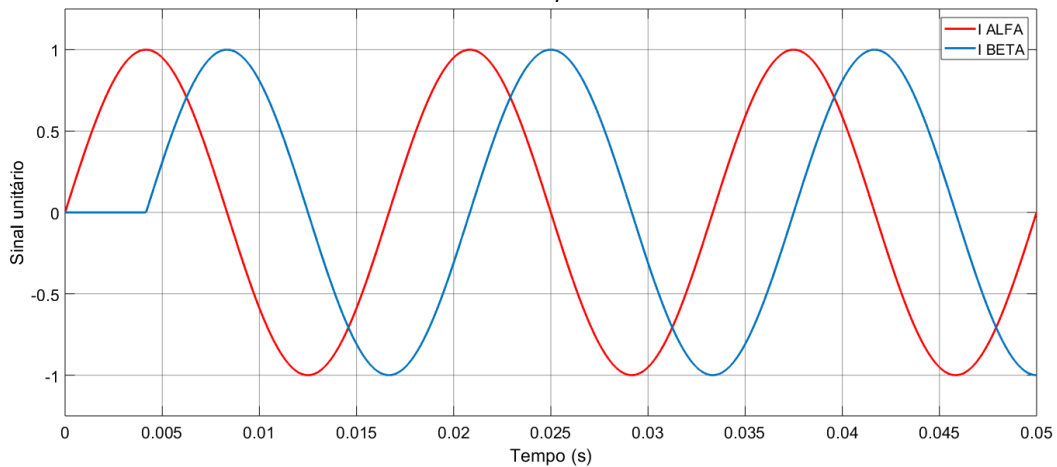
Figura 11 - Diagrama de Bode do filtro passa tudo projetado.



Fonte: Do autor.

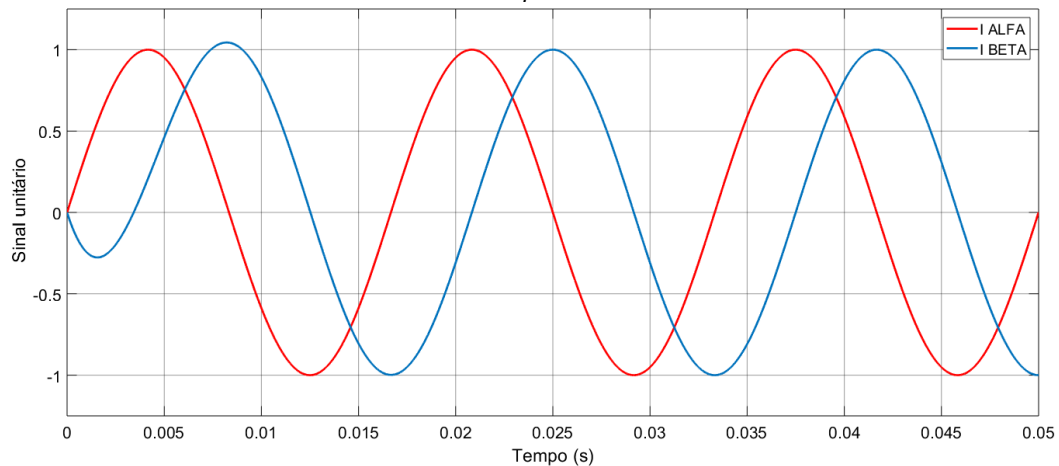
A diferença entre as correntes “ I_α ” e “ I_β ” gerada pelo FPT defasador pode ser comparada com o simples bloco de atraso (*delay*) do simulink na Figura 12 e Figura 13, nota-se com o FPT que embora a corrente “ I_β ” tenha um pequeno *overshoot* no primeiro pico de onda, esta apresenta menor tempo de estabilização e valor inicial diferente de zero, o que significa uma melhoria na aplicação do filtro em comparação ao bloco convencional de *delay*. Os sinais apresentados nas imagens são unitários e gerados apenas para comparação, sem ter relação em magnitude com as verdadeiras correntes “ I_α ” e “ I_β ” das simulações realizadas.

Figura 12 - Correntes “ I_α ” e “ I_β ”, gerado por bloco *delay*.



Fonte: Do autor.

Figura 13 - Correntes “ I_α ” e “ I_β ”, gerada pelo filtro passa tudo.



Fonte: Do autor.

3.3 Phase Locked Loop (PLL)

Para que o algoritmo SRF funcione, as transformadas necessitam de um sistema de referência que forneça as variáveis de frequência e fase da rede com o mínimo de erro possível. Este sistema é chamado de “algoritmo PLL” ou “PLL” (*Phase Locked Loop*) e é um sistema de malha fechada na qual um oscilador interno é controlado para sincronizar em frequência e em fase com algum sinal periódico externo.

As técnicas dos PLLs são amplamente utilizadas em sistemas de comunicações, computadores e sistemas eletrônicos em geral. Eles são capazes de gerar frequências estáveis sincronizadas com sinais periódicos externos, recuperar sinais relevantes de fontes distorcidas ou fornecer período de clock em sistemas de controle complexos [46].

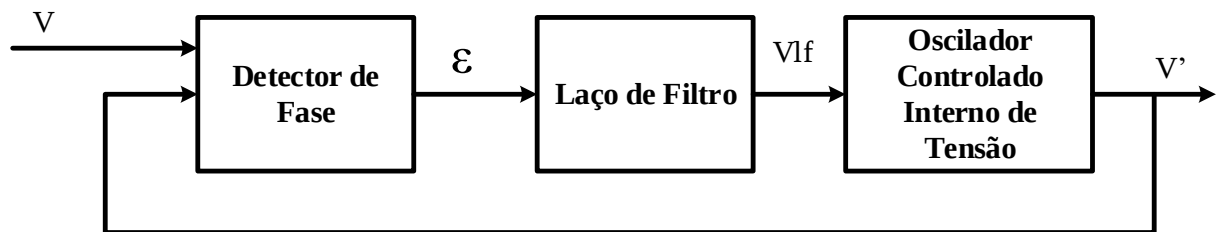
Os sistemas de geração distribuída conectados à rede combinam perfeitamente com a ideia do PLL, pois devem funcionar em sincronia com a rede. Este tem como função capturar em seu detector de fase algum sinal da rede em particular, a fim de gerar em seu oscilador interno um sinal coerente com o sinal de entrada em amplitude e em fase, para que seja utilizado pelos blocos do sistema de controle.

Os sistemas avançados de controle síncrono contam com PLLs rápidos e precisos. Quando um sistema de controle girando na frequência fundamental da rede é observado de uma referência estacionária não pode haver diferenças significativas entre as variáveis internas do compensador e as variáveis fundamentais da rede, exceto as harmônicas. Contudo, as variáveis alternadas (CA) da rede são observadas como contínuas (CC) por um compensador síncrono corretamente sintonizado. Além do mais é possível corrigir atrasos de fase eventualmente inseridos por outros elementos, como por exemplo, moduladores e sensores. Em adição, o PLL

fornece quase continuamente a frequência e fase do sinal desejado, geralmente tensão, o que permite utilizar compensadores baseados em vetores de espaço e moduladores até mesmo em sistemas monofásicos [46].

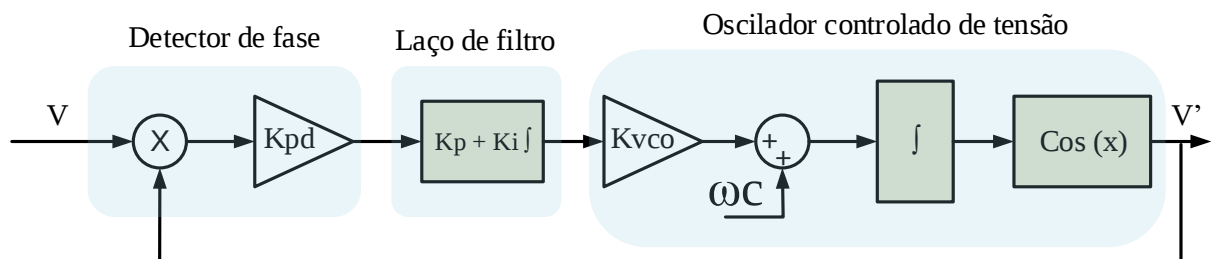
A estrutura básica de um PLL inclui um detector de fase, um laço de filtro e um oscilador controlado em tensão. Esta estrutura é apresentada na Figura 14, assim como seu diagrama de blocos na Figura 15, com inserção da técnica de alimentação direta (*feedforward*) de “ ω_c ”, para redução do tempo de inicialização do sistema.

Figura 14 - Estrutura básica de um PLL.



Fonte: Adaptado de [46].

Figura 15 - Diagrama de blocos de um PLL básico.



Fonte: Adaptado de [46].

4. PROJETO DO COMPENSADOR

4.1 Projeto Convencional Do Compensador

A primeira parte do projeto do compensador é projetar o compensador proporcional integral (PI). Este é adotado como um compensador base e, sua equação característica é apresentada em (19) em função de seus ganhos proporcional “ K_p ”, integral “ K_i ” e também em função do tempo de integração do termo integrativo “ T_i ”. O projeto é realizado, neste trabalho, conforme [47].

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} = K_i \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right) \quad (19)$$

Para o projeto do compensador PI, segue-se os passos seguintes:

1. Analisa-se o diagrama de Bode da planta “ $G(s)$ ” a ser controlada para identificar a margem de fase e a frequência de cruzamento de ganho.
2. Adota-se uma margem de fase e uma frequência de cruzamento de ganho (ω_c) de projeto.
3. Encontra-se a contribuição angular “ φ ” para a margem de fase adotada através de (20).
4. Com a contribuição angular, calcula-se o termo integrativo “ T_i ” através de (21).
5. Encontra-se um compensador parcial (“ $PI_{parcial}$ ”) a partir de (22).
6. Analisa-se o diagrama de Bode do sistema compensado ($PI_{parcial} * G(s)$) e encontra-se o ganho “ K_i ”, que será o inverso da magnitude na frequência de cruzamento de ganho de projeto, conforme (23).
7. Por fim, encontra-se o ganho “ K_p ”, conforme (24).

$$\varphi = MF_{projeto} - MF_{planta} \quad (20)$$

$$T_i = \frac{\tan(\varphi + 90^\circ)}{\omega_c} \quad (21)$$

$$PI_{parcial} = \frac{T_i + 1}{s} \quad (22)$$

$$K_i = \frac{1}{Magnitude} \quad (23)$$

$$K_p = K_i \cdot T_i \quad (24)$$

O compensador PI inicial deste trabalho foi projetado para uma margem de fase de 75° e para uma frequência de cruzamento de ganho inicial de 3 kHz, os coeficientes gerados a partir deste projeto inicial são apresentados na Tabela 2, e sua função de transferência é a apresentada em (25). A frequência de 3 kHz é normalmente adotada pelos projetistas de sistemas de controle para eletrônica de potência por ser 1/10 da frequência de chaveamento.

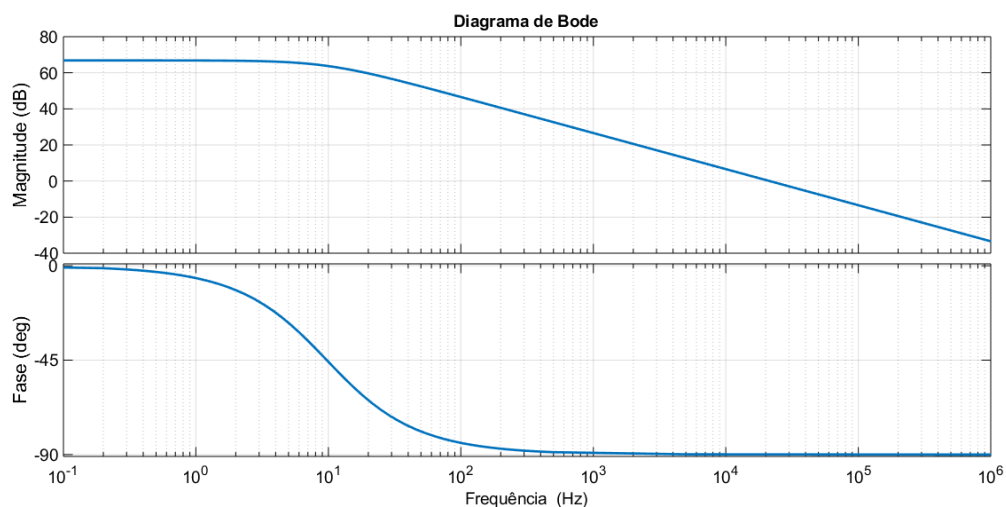
Tabela 2 - Coeficientes do Compensador PI. Fonte: Do autor.

Ganhos	Valores
K_p	0,1353
K_i	692,3

$$C_{pi} = \frac{0,1353 \cdot s + 692,3}{s} \quad (25)$$

A planta de corrente “ $G_{im}(s)$ ” antes da compensação apresenta o diagrama de Bode da Figura 16.

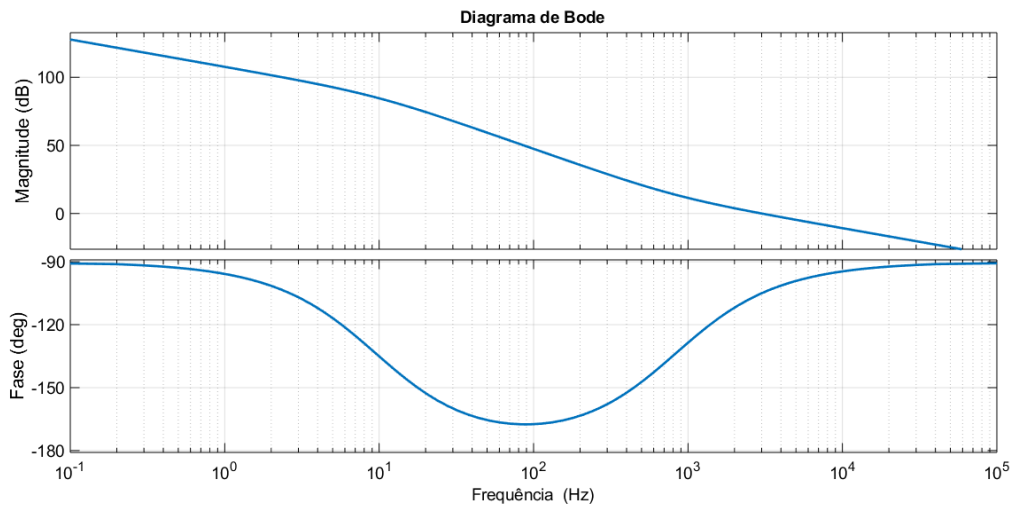
Figura 16 - Diagrama de Bode da planta não compensada $G_{im}(s)$.



Fonte: Do autor.

Após a inserção do compensador PI, a planta compensada apresentou o diagrama de Bode da Figura 17, com margem de fase e frequência de cruzamento de ganho ajustadas conforme proposto no projeto.

Figura 17 - Diagrama de Bode da planta Gim(s) após correção do PI.



Fonte: Do autor.

Este compensador é capaz de reproduzir fielmente referências com componentes estritamente contínua - CC. Adotando-se uma alta frequência de cruzamento de ganho é possível que este compensador rastreie uma referencial senoidal com pequenos erros; contudo, seu uso em paralelo com outros compensadores, como por exemplo os ressonantes, traz respostas mais satisfatórias em relação à mitigação de harmônicas e a reprodução mais fiel da referência fundamental de corrente (neste caso, 60 Hz). A topologia adotada em paralelo ao PI foram parcelas de compensadores ressonantes, uma para a frequência fundamental e uma para cada harmônica a ser compensada. Foram consideradas quatro harmônicas ímpares, 3^a, 5^a, 7^a e 9^a, totalizando cinco parcelas ressonantes.

Para projetar estas parcelas do compensador, seguem-se os passos:

1. Analisa-se o diagrama de Bode do sistema não compensado.
2. A função de transferência de um compensador ressonante é dada por (26), onde “ ω ” é a frequência harmônica e o ganho “ K_r ” é um ganho específico do compensador.
3. Este ganho é ajustado em cada parcela do compensador para que a frequência de cruzamento de ganho de cada compensador seja a mesma adotada anteriormente para o PI.

4. Para calcular o ganho de cada parcela ressonante, plota-se o diagrama de Bode da planta “G(s)” compensada pela parcela ressonante com ganho “ K_r ” unitário; em sequência, ajusta-se o ganho para que a frequência de cruzamento de ganho seja a mesma do PI. Quando isso acontece, o ganho do compensador na frequência de cruzamento de ganho desejada é nulo e o ganho na frequência de interesse é elevado.

$$C_{ressonante} = \frac{K_r \cdot s}{s^2 + \omega^2} \quad (26)$$

As parcelas ressonantes foram projetadas uma a uma e chegou-se aos seguintes valores de ganhos proporcionais (K_r) apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 - Ganhos das parcelas ressonantes projetadas. Fonte: Do autor.

Ganhos	Valores
K_{r1}	2650
K_{r3}	2630
K_{r5}	2620
K_{r7}	2590
K_{r9}	2560

As parcelas são adicionadas em paralelo ao PI, formando um compensador final PI + Multi Ressonante, de forma que o controle tenha 7 coeficientes de ganho, 2 do PI e 5 das parcelas ressonantes. A equação do compensador é apresentada em (27).

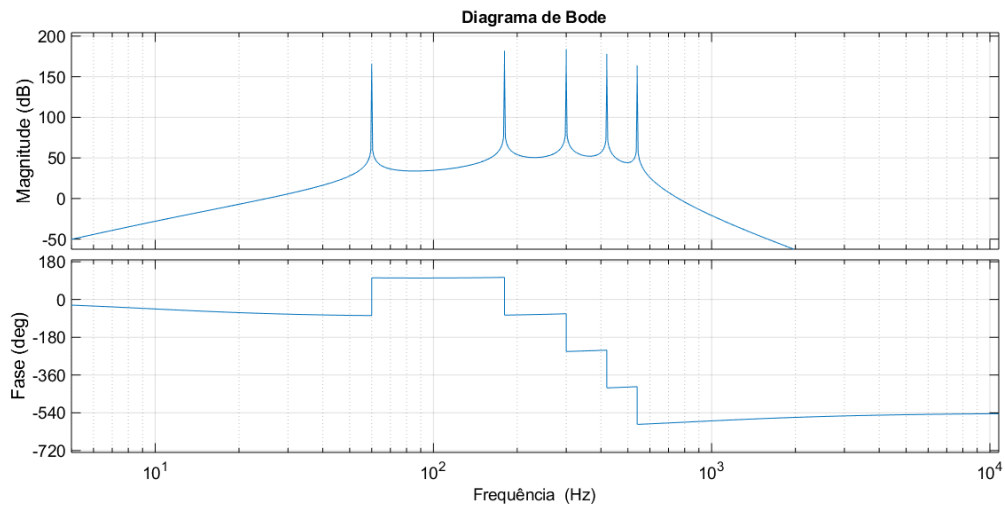
$$PI + Multi Ressonante = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_{r1} \cdot s}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{K_{r3} \cdot s}{s^2 + \omega_3^2} + \frac{K_{r5} \cdot s}{s^2 + \omega_5^2} + \frac{K_{r7} \cdot s}{s^2 + \omega_7^2} + \frac{K_{r9} \cdot s}{s^2 + \omega_9^2} \quad (27)$$

O compensador final, projetado via diagrama de Bode, está apresentado na Tabela 4 e o diagrama de Bode da planta compensada por este é apresentado na Figura 18.

Tabela 4 - Compensador final projetado no domínio da frequência. Fonte: Do autor.

Ordem Harmônica	Compensador	Ganho Kr
Fundamental	$\frac{s}{s^2 + 1,421 * 10^5}$	2650
3ª Harmônica	$\frac{s}{s^2 + 1,279 * 10^6}$	2630
5ª Harmônica	$\frac{s}{s^2 + 3,553 * 10^6}$	2620
7ª Harmônica	$\frac{s}{s^2 + 6,964 * 10^6}$	2590
9ª Harmônica	$\frac{s}{s^2 + 1,151 * 10^7}$	2560

Figura 18 - Planta compensada por compensador PI + Multi Ressonante.



Fonte: Do Autor.

4.2 Discretização do Compensador

O compensador foi discretizado e inserido como linguagem de programação via blocos M.function do Matlab®. A discretização foi realizada utilizando o método de Tustin, ou também conhecido por método trapezoidal.

A transformação do domínio da frequência para o Domínio Z foi realizada através do Matlab e o compensador no domínio Z encontrado para a taxa de amostragem, adotada de 90 kHz, é apresentado na Tabela 5.

Tabela 5 - Compensador final projetado no domínio discreto. Fonte: Do autor.

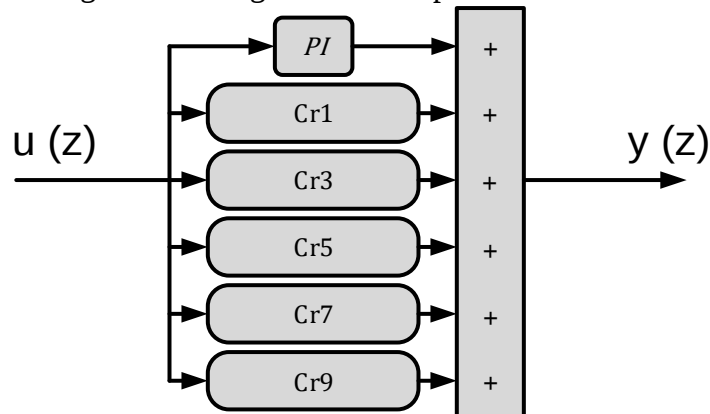
Parcela do Compensador	Função de Transferência em Z
PI	$\frac{0.1391z - 0.1315}{z - 1}$
Ressonante fundamental	$\frac{0.01472 z^2 - 0.01472}{z^2 - 2 z + 1}$
Ressonante 3ª Harmônica	$\frac{0.01461 z^2 - 0.01461}{z^2 - 2 z + 1}$
Ressonante 5ª Harmônica	$\frac{0.01455 z^2 - 0.01455}{z^2 - 2 z + 1}$
Ressonante 7ª Harmônica	$\frac{0.01439 z^2 - 0.01439}{z^2 - 1,999 z + 1}$
Ressonante 9ª Harmônica	$\frac{0.01422 z^2 - 0.01422}{z^2 - 1,999 z + 1}$

A taxa de amostragem adotada para a conversão foi calculada em razão da frequência de cruzamento de ganho do compensador PI (3 kHz), e normalmente se utiliza de uma frequência múltipla de 10 ou mais vezes, logo foi adotada uma taxa de amostragem de 90 kHz, caracterizando-se de 30 vezes a frequência de cruzamento de ganho do PI.

4.3 Implementação dos Compensadores Discretos

Para a implementação dos compensadores discretos na simulação através dos blocos Mfunction, seguem-se os cálculos de (28) até (35), que representam as equações à diferença das funções de transferência dos compensadores, seguindo os passos de [48] e [49]. O diagrama do compensador é representado na Figura 19.

Figura 19 - Diagrama do compensador discreto.



Fonte: Do autor.

$$C_{PI}(Z) = \frac{y}{u} = \frac{(0.1391 Z - 0.1315)}{(Z - 1)} \quad (28)$$

Primeiramente se faz necessário manipular a equação no domínio Z para que os termos da equação que possuem o termo Z tenham potência igual ou menor que zero, logo, multiplicando por (Z^{-1}) no numerador e no denominador, tem-se:

$$C_{PI}(Z) = \frac{y}{u} = \frac{(0.1391 - 0.1315 Z^{-1})}{(1 - Z^{-1})} \quad (29)$$

Desenvolvendo a equação em termos de quantidades de amostras (k) chega-se em (30), que representa a equação a diferenças do compensador PI, onde $y(k)$ representa a saída no instante atual, $y(k-1)$ a saída armazenada em um instante anterior, $u(k)$ representa a entrada e $u(k-1)$ a entrada em um instante anterior.

$$y(k)_{PI} = 0.1391 u(k) - 0.1315 u(k-1) + y(k-1) \quad (30)$$

O mesmo é feito com as parcelas ressonantes, porém multiplicando-se por (Z^{-2}) , pois como mostra a Tabela 5, seus termos são de grau 2. As equações resultantes são as apresentadas abaixo, onde os termos $y(k-2)$ representam a saída dois instantes anteriores e $u(k-2)$, a entrada dois instantes anteriores. Através destas equações a diferença foram implementados os códigos que representam o compensador na simulação.

$$y(k)_{Cr1} = 0.01472(u(k) - u(k-2)) + 2y(k-1) - y(k-2) \quad (31)$$

$$y(k)_{Cr3} = 0.01461(u(k) - u(k-2)) + 2y(k-1) - y(k-2) \quad (32)$$

$$y(k)_{Cr5} = 0.01455(u(k) - u(k-2)) + 2y(k-1) - y(k-2) \quad (33)$$

$$y(k)_{Cr7} = 0.01439(u(k) - u(k-2)) + 1,99y(k-1) - y(k-2) \quad (34)$$

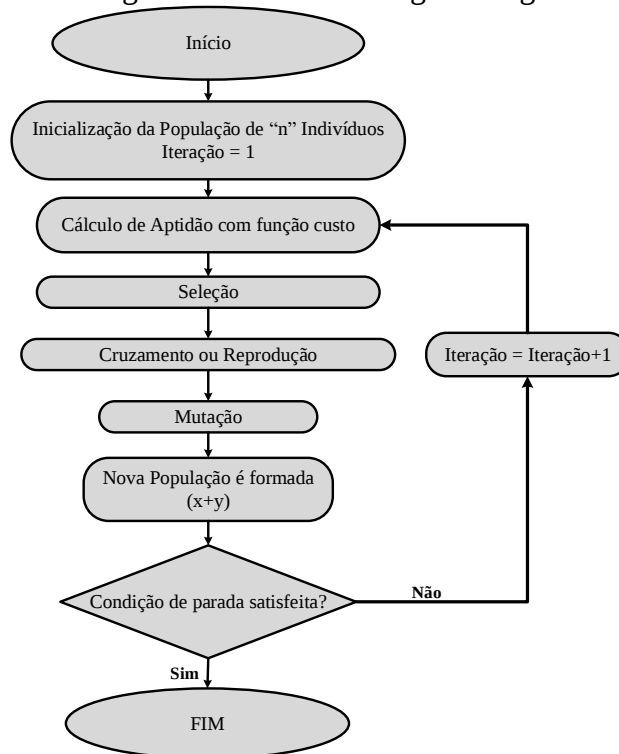
$$y(k)_{Cr9} = 0.01422(u(k) - u(k-2)) + 1,99y(k-1) - y(k-2) \quad (35)$$

5. ALGORITMOS GENÉTICOS

5.1 Introdução

Não existe “o algoritmo genético”, mas sim algoritmos genéticos, pois existem infinitudes de variações de aplicações para este otimizador. No entanto existe uma estrutura básica de um algoritmo genético (AG), que consiste no processamento de uma população (conjunto de dados) da forma como é apresentado no fluxograma da Figura 20.

Figura 20 - Fluxograma básico de um algoritmo genético simples.



Fonte: Adaptado de [50].

Esta estrutura básica constitui as principais fases de um algoritmo genético, as quais incluem:

- A inicialização de uma população, onde são gerados diversos indivíduos (dados) aleatoriamente, respeitando-se um limite pré-estabelecido ou não, e que inclusive podem ser possíveis soluções do problema;
- O cálculo de aptidão, que avalia um por um os indivíduos daquela população e atribui uma nota a cada um através de uma função custo que indica sua “habilidade de adaptação à determinado ambiente”;

- A seleção, que seleciona os indivíduos mais adaptados para se reproduzir e gerar uma nova população (a cada geração). A implementação deste bloco é baseada no processo de seleção natural; ou seja, os indivíduos mais capazes têm maior probabilidade de gerar descendentes, enquanto que os menos capazes também gerarão, porém com menor probabilidade;
- O cruzamento ou reprodução, que consiste em cruzar os indivíduos (dados) mantendo características dos genitores para o novo indivíduo gerado;
- A mutação ou recombinação genética, que tem por objetivo realizar modificações genéticas e gerar novas características aleatórias para alguns dos indivíduos selecionados ou para os indivíduos gerados na nova população, permitindo dessa forma a variabilidade genética da população;
- E a atualização, que substitui a população antiga pela nova, formada pelo cruzamento dos indivíduos gerados na população anterior. Um interessante método de atualização é o da estratégia de soma, onde indivíduos da população anterior convivem com a população formada por seus filhos, essa estratégia também é conhecida por elitismo e normalmente uma porcentagem pequena é selecionada para a próxima geração, pois corre-se um risco de convergência prematura do AG.

Em cima de todas essas fases, o algoritmo realiza inúmeras iterações em um laço de malha fechada (Loop) até encontrar uma solução desejada pelo projetista ou até atingir um determinado número de gerações. Após isso, são guardados os melhores valores que o AG foi capaz de encontrar [34].

5.2 Algoritmo Genético Desenvolvido

Neste trabalho, foi desenvolvido um algoritmo genético que otimiza os ganhos do compensador PI + Ressonante da malha de corrente do inversor em conexão à rede, a fim de se obter uma melhor resposta do que a obtida através dos projetos convencionais via diagramas de Bode. O algoritmo foi desenvolvido na plataforma Matlab® na forma de *script* (arquivo .m) e que roda uma simulação do sistema de potência no ambiente Simulink®.

Para a fase de inicialização da população do algoritmo foram considerados “n” (par) indivíduos para cada uma das 7 variáveis de ganho do compensador (K_p , K_i , K_{r1} , K_{r3} , K_{r5} , K_{r7} e K_{r9}), através de uma matriz “n” linhas e 7 colunas. Foram adotados valores mínimos e máximos como limites superiores e inferiores para os indivíduos, a partir de ganhos do compensador

projetado para uma frequência de cruzamento de ganho mínima e outra máxima (1,5 kHz e 6 kHz), conforme mostra a Tabela 6.

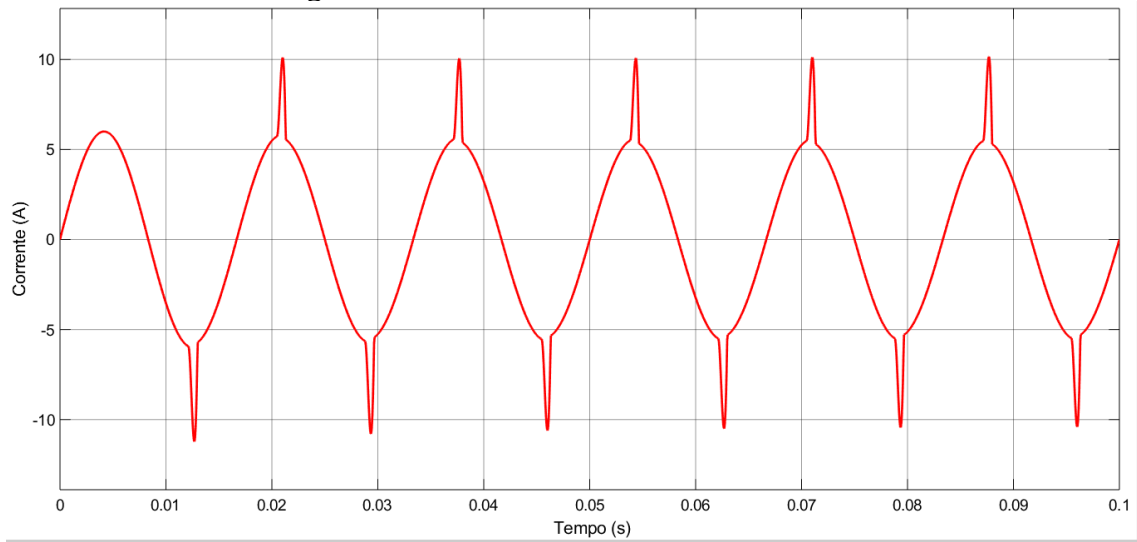
Tabela 6: Coeficientes adotados como limites para o algoritmo. Fonte: Do autor.

Ganhos	Limites mínimos	Limites máximos
K_p	0,0676	0,2707
K_i	175,13	2752,5
K_{r1}	660	10570
K_{r3}	650	10570
K_{r5}	630	10550
K_{r7}	610	10510
K_{r9}	575	10500

Os limites servem para que o algoritmo sempre oscile dentro destes valores pré-estabelecidos e não atinja valores não desejados (valores em que o compensador estaria sintonizado fora dessas frequências). Com os limites, o algoritmo cria a primeira população em uma matriz ($n \times 7$) com valores aleatórios que estejam dentro desses limites e também insere o maior indivíduo possível (ganhos para 6 kHz) e o menor indivíduo possível (ganhos para 1,5 kHz), de forma que se inicie a primeira população e que nela estejam os valores limites. Estes limites de frequência foram adotados como 1/20 e 1/5 da frequência de chaveamento.

Tendo a primeira geração formada, o algoritmo segue para o laço iterativo, que começa com o cálculo de aptidão; este é realizado através de uma simulação do sistema completo criada no Simulink®, conforme previamente explicitado, utilizando elementos de eletrônica de potência da biblioteca *SympowerSystems*. O tempo total de simulação é de 0,1 segundos, com passo de cálculo de 1 μ s, tolerância de 1 ms e o *solver* adotado é o ode23t (mod. stiff/trapezoidal). A forma de onda de referência de corrente, que contém a parcela harmônica mais a fundamental, é conforme a visualizada na Figura 21.

Figura 21 - Corrente de referência do sistema.



Fonte: Do autor.

Assim, a simulação é realizada uma vez para cada um dos “n” indivíduos da seguinte forma: este recebe os 7 ganhos (um indivíduo), simula e retorna alguns parâmetros. Estes parâmetros são usados no cálculo de custo de cada indivíduo através da função custo adotada. O custo deve representar o desempenho de cada indivíduo na simulação, para que seja possível classifica-los na fase da seleção.

A função custo utilizada neste trabalho foi baseada em 3 parâmetros: distorção harmônica total final “ DHT_{final} ”, média quadrática do erro de realimentação “ $Mse(Erro)$ ” e desvio padrão do índice de modulação “ $std(m)$ ”, todos com respectivos pesos, a fim de que a função classifique como melhores os indivíduos que retornam: menor DHT final, menor erro de realimentação e menor esforço do compensador em relação a variação do sinal modulador. A função custo criada para o trabalho é descrita em (36), e apesar dos bons resultados obtidos com esta, existe uma infinidade de possibilidades de função custo que podem ser aplicadas com êxito em futuros trabalhos. Os pesos foram especificados de forma a ponderar de maneira uniforme a contribuição de cada parcela.

$$Custo = 100.Mse(Erro) + 2.std(m) + DHT_{final} \quad (36)$$

Através dos valores retornados pela função custo no cálculo de aptidão, é possível ordenar e salvar o melhor indivíduo de cada geração. Quanto melhor classificado pela função custo, maior será a chance que o indivíduo terá de ser selecionado para a reprodução. Para ordenar os indivíduos foi adotada uma técnica de programação chamada *Bubble sort* ou técnica

de ordenação por flutuação [51] que pôde ordenar os indivíduos em um vetor através de seu valor de custo.

Dentre as várias técnicas de seleção, foi utilizado o método da roleta [35], em que a seleção dos indivíduos ocorre de forma proporcional à sua nota de aptidão. Dessa forma são selecionados “n” genitores sorteados conforme seu custo para a reprodução. Esta seleção não impede que o mesmo indivíduo seja selecionado mais de uma vez e também não impede que o mesmo indivíduo seja exatamente os dois genitores que serão utilizados na reprodução para gerar o novo indivíduo, ou seja, existe a chance de um indivíduo ser gerado a partir de apenas um indivíduo da geração anterior.

Na reprodução, o algoritmo pega o vetor de genitores criado pela fase de seleção e determina aleatoriamente a porcentagem de “características” que ficará do “genitor 1” e a porcentagem que ficará do “genitor 2”. Para isso, o algoritmo gera um número aleatório “x” entre 0 e 1 e multiplica pelo valor do primeiro, o complemento deste número aleatório é multiplicado pelo segundo e os produtos somados são o novo indivíduo gerado, conforme (37). Este número “x” é gerado uma vez para cada reprodução, de forma que em cada reprodução este seja diferente.

$$Filho = x.genitor_1 + (1 - x).genitor_2 \quad (37)$$

Após a fase da reprodução gerar todos os “n” descendentes, acontece a fase de mutação, esta passa todos os descendentes (um por um) por um teste de probabilidade para decidir se deve ser mutado ou não, a probabilidade dessa escolha é a mesma para todos e é setada junto com o número de iterações e o número de indivíduos antes da inicialização do AG. Obviamente que a taxa de mutação é bem inferior à de cruzamento, já que a mutação tem probabilidade bem menor de ocorrer. Os indivíduos que são selecionados a serem mutados tem apenas 1 de seus 7 genes (valores de ganho) alterado, de forma que essa alteração seja a substituição daquele valor por outro valor aleatório que esteja dentro dos limites mínimos e máximos estabelecidos na inicialização da população. Essa ideia de mutação foi utilizada com base no trabalho de [33].

Com todos os descendentes já criados e mutados o algoritmo segue para a inserção na nova população, para isso e também para aumentar as chances de efetividade do algoritmo adotou-se o método conhecido por elitismo, guardando apenas o melhor indivíduo de cada geração para a próxima, e inserindo sempre “n-1” descendentes.

Após a primeira iteração do algoritmo, ele segue repetindo as mesmas instruções por mais “n” iterações, formando novas gerações e assim por diante até que essa quantidade de iterações adotadas chegue ao fim.

Quando o algoritmo sai do laço, optou-se por salvar alguns dos dados gerados para a análise de resultados, esses dados são:

- A matriz custo, que contém os custos de todos os indivíduos de todas as gerações;
- A matriz população, que tem todos os “n” indivíduos da última população e tem, consequentemente, o melhor dos indivíduos já encontrado tido como resposta ótima;
- A matriz elite, que contém o melhor indivíduo de cada geração;
- E a matriz mutação, que contém todos os indivíduos que foram mutados e quais os genes que foram alterados. Isso para todas as gerações de uma execução do algoritmo.

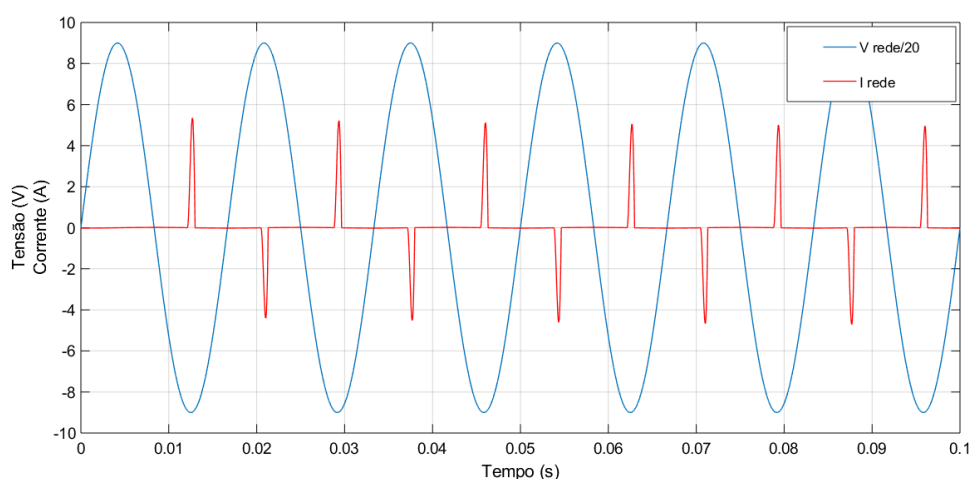
A resposta ótima obtida pelo algoritmo genético é o melhor indivíduo da última geração que é também o melhor de todas. No entanto, como o AG é um método de busca aleatória otimizada, a resposta do AG é um possível candidato à melhor solução e, a cada vez que o algoritmo genético é aplicado na solução de um problema, este retorna um candidato à solução ótima ou aproximadamente ótima. Portanto, é necessário que o algoritmo seja aplicado ao sistema uma certa quantidade de vezes e uma análise estatística simples é utilizada para compor a solução final.

6. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

6.1 Resposta para o Compensador projetado via Diagramas de BODE

O sistema foi implementado em ambiente Matlab/Simulink®, para simplificação do mesmo, optou-se por adotar uma fonte de tensão constante na entrada do sistema representando a geração fotovoltaica. A saída do conversor implementado é conectada à rede em baixa tensão (127 Vrms/60 Hz) em paralelo à uma carga não linear, simulando um caso de carga com forte conteúdo harmônico conectado ao sistema. A carga adotada na simulação foi um retificador de ponte completa à diodos com filtro capacitivo de 1 mF e com uma carga resistiva de 50 W conectado em sua saída. A carga gera forte distorção para a rede, de forma que a corrente drenada tenha aproximadamente 240 % de DHT. Esta forma de onda tem característica impulsiva como pode ser visto na Figura 22. Observa-se que neste estado normal da rede alimentando a carga, a corrente está em 180 graus de defasagem mostrando que a rede supre a corrente total de carga e nenhuma corrente é enviada pelo inversor. Para efeito de melhor visualização da figura, optou-se por utilizar o sinal de tensão da rede dividido por 20. O sentido do sensor de corrente é do conversor para a rede e, portanto, corrente positiva indica o conversor suprindo energia; corrente negativa, rede suprindo energia.

Figura 22 - Corrente e tensão da rede antes da inserção do sistema.

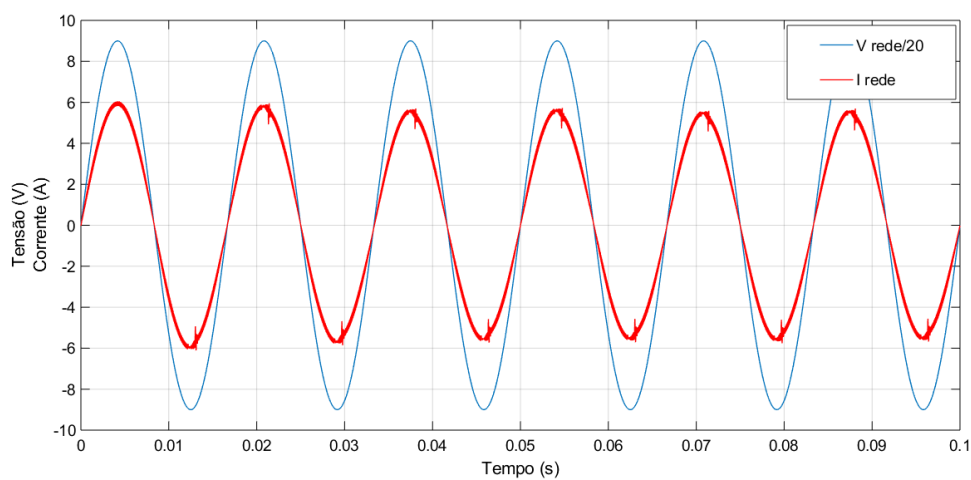


Fonte: Do autor.

Com o sistema funcionando a partir do projeto inicial dos compensadores via diagramas de BODE, com o compensador sintonizado em 3 kHz e com uma margem de fase de 75°, é possível verificar bom desempenho do sistema. Isto era esperado, já que a escolha de uma

frequência de cruzamento de ganho em 1/10 da de chaveamento com margem de fase acima de 45 graus, possibilita respostas rápidas e estáveis, de acordo com a teoria de compensação em frequência. A corrente de saída do sistema foi capaz de alimentar a carga conectada e injetar corrente senoidal na rede com 4% de DHT, fazendo a rede deixar de suprir o conteúdo harmônico de antes. Este fato é comprovado através da Figura 23, onde se tem a corrente da rede após a inserção do sistema. Nota-se também através da tensão da rede em escala reduzida que a corrente está em fase com a tensão, mostrando a injeção de potência puramente ativa.

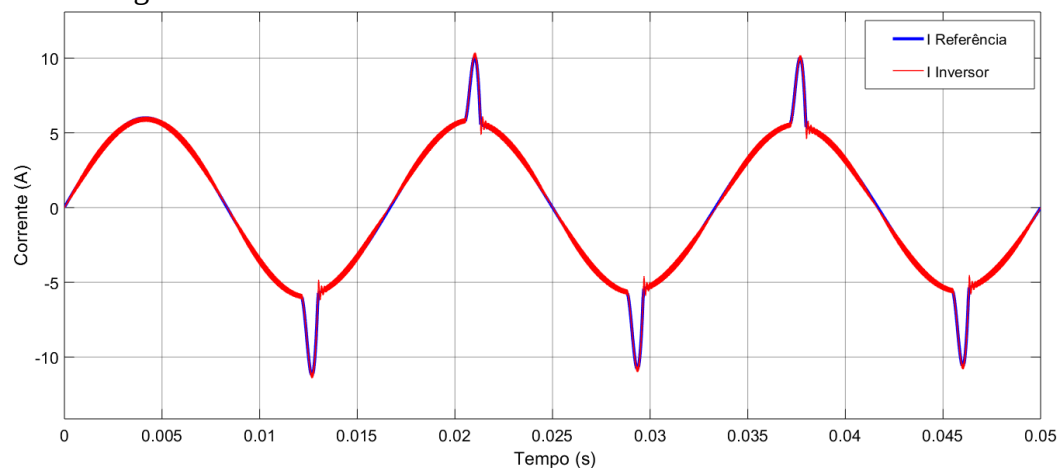
Figura 23 - Corrente e tensão da rede após inserção do sistema.



Fonte: Do autor.

Para notar a eficiência do compensador, analisa-se a comparação da corrente de saída em relação a corrente de referência durante o tempo de simulação; essa comparação é apresentada na Figura 24.

Figura 24 - Corrente de referência e corrente real saída do inversor.



Fonte: Do autor.

6.2 Resposta para o Compensador otimizado pelo AG

Notado já o bom desempenho do sistema com o compensador adotado e projetado da maneira convencional, parte-se para a análise dos resultados obtidos a partir do compensador sintonizado ou otimizado pelo algoritmo genético desenvolvido.

Foram projetados os limites mínimos e máximos dos coeficientes para a geração da população inicial do algoritmo, conforme citado no capítulo anterior, através das frequências de cruzamento de ganho adotadas como limites, que foram de 1,5 kHz e 6 kHz.

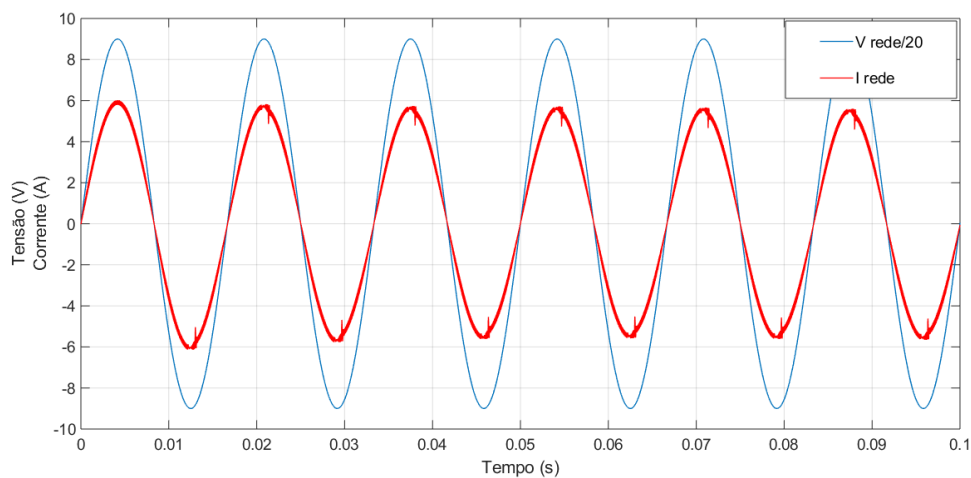
Para a execução do algoritmo adotou-se o número de indivíduos $n = 50$, condição de parada de 50 iterações e porcentagem de mutação de 20 %. Os coeficientes do melhor indivíduo obtido com essa execução completa do algoritmo são apresentados na Tabela 7.

Tabela 7: Ganhos obtidos pelo algoritmo genético. Fonte: Do autor.

Ganhos	Valores
K_p	0,249
K_i	1401
K_{r1}	10180
K_{r3}	9884
K_{r5}	8280
K_{r7}	9759
K_{r9}	9753

Com estes ganhos, foi possível injetar corrente na rede com aproximadamente 3,51 % de DHT. A corrente da rede do sistema otimizado pelo AG pode ser observada na Figura 25.

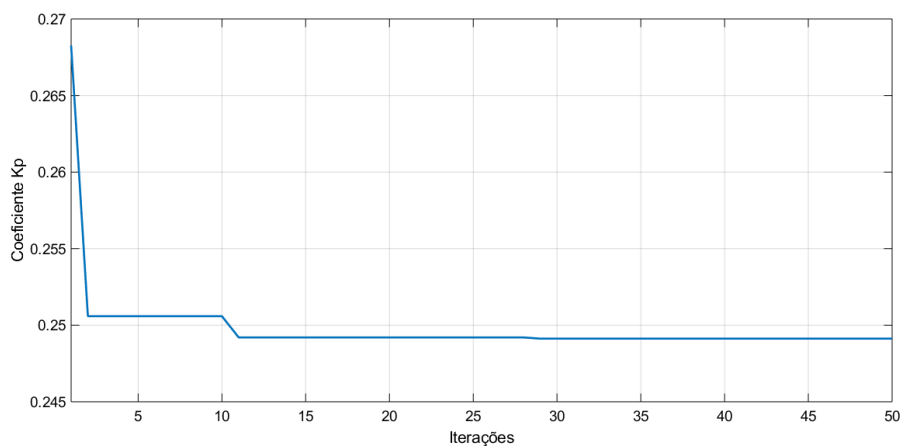
Figura 25 - Corrente e tensão da rede com sistema otimizado pelo AG.



Fonte: Do autor.

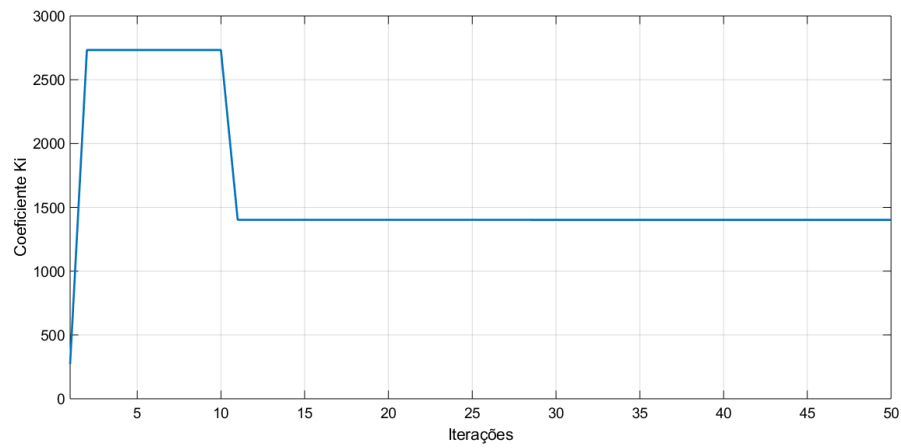
Ao longo de todas as iterações o algoritmo seguiu otimizando todos os coeficientes. Os gráficos da Figura 26 até a Figura 32 mostram a variação do melhor indivíduo de cada geração ao longo de todas as iterações. Observa-se que um indivíduo contém 7 coeficientes e para melhor análise das variações optou-se por plotar os gráficos de cada coeficiente separadamente.

Figura 26 - Coeficiente Kp (elite) ao longo das iterações.



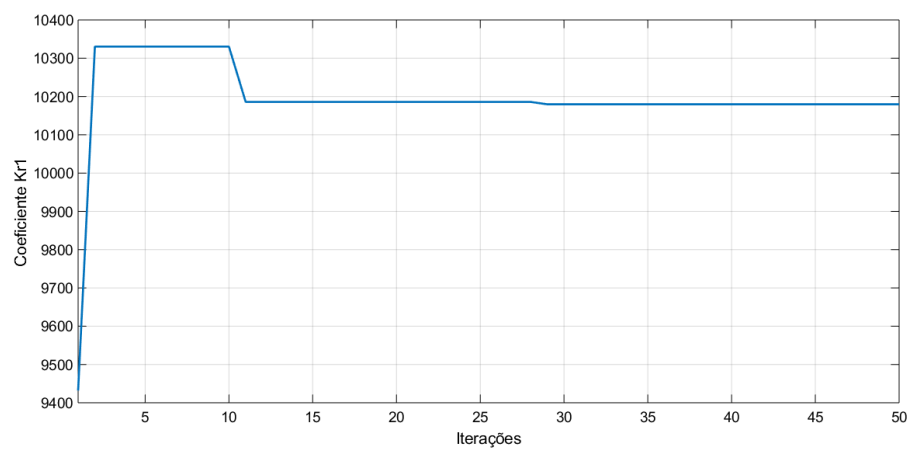
Fonte: Do autor.

Figura 27 - Coeficiente Ki (elite) ao longo das iterações.



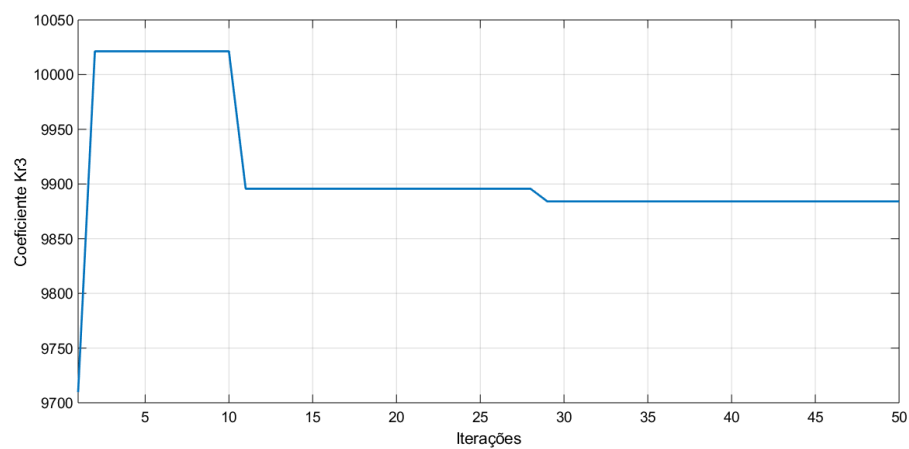
Fonte: Do autor.

Figura 28 - Coeficiente Kr1 (elite) ao longo das iterações.



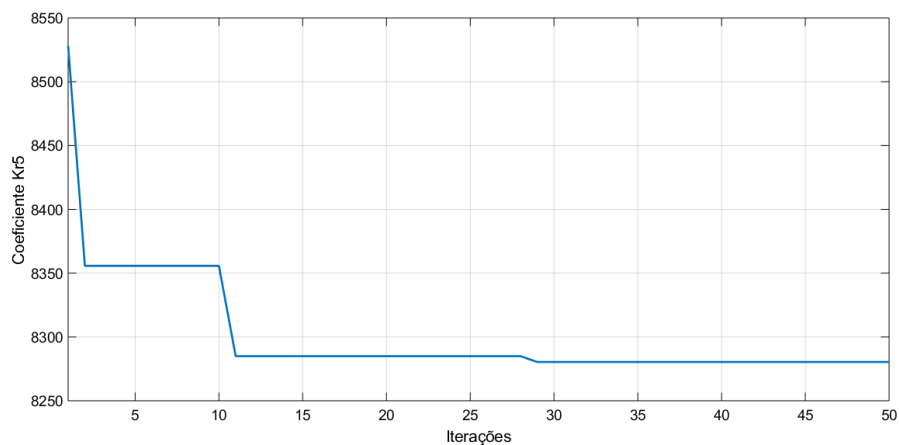
Fonte: Do autor.

Figura 29 - Coeficiente Kr3 (elite) ao longo das iterações.



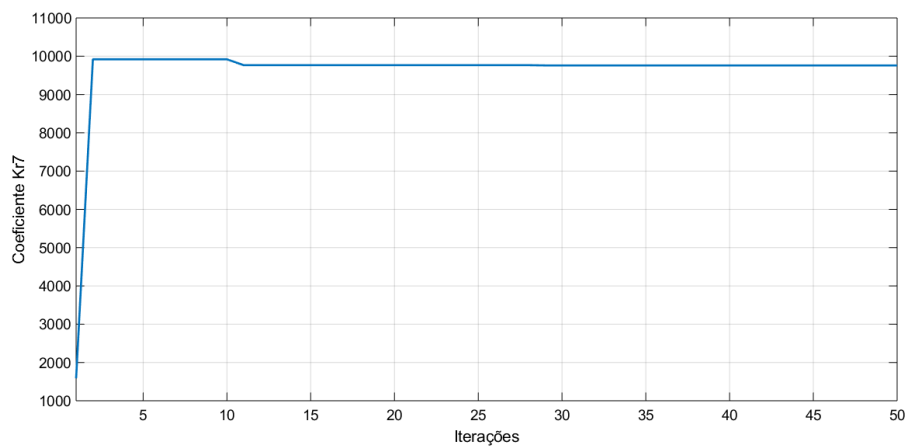
Fonte: Do autor.

Figura 30 - Coeficiente Kr5 (elite) ao longo das iterações.



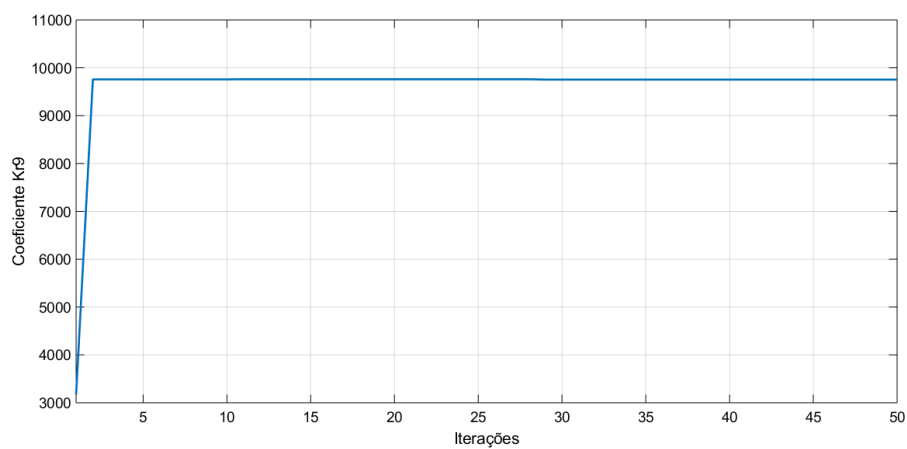
Fonte: Do autor.

Figura 31 - Coeficiente Kr7 (elite) ao longo das iterações.



Fonte: Do autor.

Figura 32 - Coeficiente Kr9 (elite) ao longo das iterações.



Fonte: Do autor.

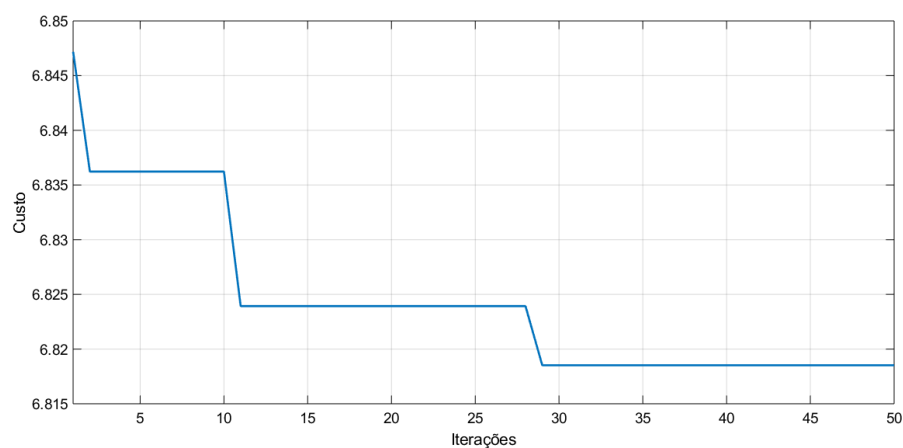
Os valores que a função custo retorna também podem ser utilizados como método de análise do desempenho do compensador otimizado. Na Tabela 8, analisa-se os valores de custo retornados pela função custo para as situações do compensador projetado via diagrama de Bode (em várias frequências de cruzamento de ganho) e para as execuções do algoritmo genético realizadas.

Tabela 8 - Custos retornados pela função custo para as iterações do AG. Fonte: Do autor.

Projeto do compensador	Valor da função custo
Convencional com $F_c = 1,5$ kHz	15,2
Convencional com $F_c = 3$ kHz	7,6
Convencional com $F_c = 5$ kHz	6,9
Convencional com $F_c = 6$ kHz	6,85
Otimizado pelo AG	6,81

Outra forma de analisar o algoritmo genético com a função custo é através da Figura 33, que mostra a otimização do compensador através do custo do melhor indivíduo em todas as iterações.

Figura 33 - Custo do melhor indivíduo em todas as iterações.



Fonte: Do autor.

Após obtidos os resultados de uma simulação do AG, este é executado 10 vezes para uma análise estatística simples dos resultados, os melhores indivíduos encontrados nessas 10 execuções são apresentados na Tabela 9 e as médias e desvios padrão desses indivíduos são apresentados na Tabela 10. É importante salientar que o AG aponta um candidato à solução

ótima ou um candidato próximo à melhor solução e, por isto, é importante executar o mesmo AG algumas vezes.

Tabela 9 - Melhores coeficientes das 10 execuções do AG. Fonte: Do autor.

Nº	K _p	K _i	K _{r1}	K _{r3}	K _{r5}	K _{r7}	K _{r9}
1	0,2491	1401,86	10179,69	9884,10	8280,37	9759,46	9753,80
2	0,2491	1396,22	9212,68	9945,31	9235,75	8721,91	9782,28
3	0,2555	1172,70	9906,13	9945,50	9588,35	2838,50	9935,91
4	0,2346	1314,36	9141,14	4420,79	6245,91	6344,82	9247,56
5	0,2463	1150,44	8850,57	2165,14	6584,82	8909,76	3773,79
6	0,2491	1401,86	10179,69	9884,10	8280,37	9759,46	9753,80
7	0,2069	2638,61	10405,80	5936,87	9593,42	5337,50	9368,64
8	0,2329	1780,68	10019,53	8369,42	6360,52	6325,21	8650,42
9	0,2463	1150,44	8850,57	2165,14	6584,82	8909,76	3773,79
10	0,2555	2085,84	9410,11	7861,77	8627,71	7762,22	7865,92

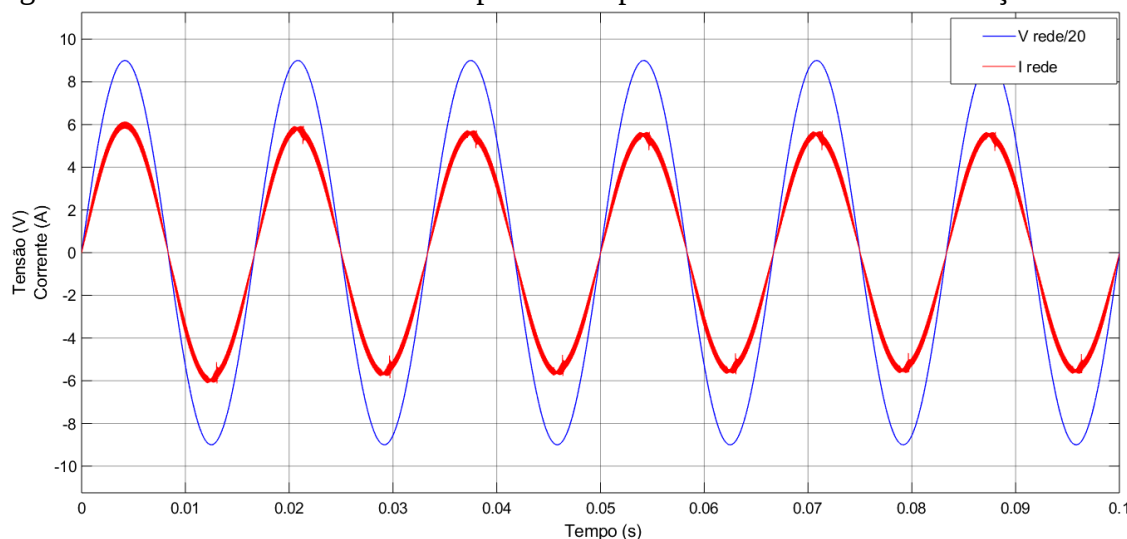
Tabela 10 - Médias e desvios padrão dos melhores indivíduos das 10 execuções do AG. Fonte: Do autor.

Ganhos	Médias	Desvios Padrão
K_p	0,2425	0,01462
K_i	1549,30	484,21
K_{r1}	9615,59	587,71
K_{r3}	7057,81	3181,64
K_{r5}	7938,21	1369,19
K_{r7}	7466,86	2232,50
K_{r9}	8190,59	2410,74

Utilizando a média dos melhores indivíduos das 10 execuções do AG como resultado para sintonia do compensador foi possível obter um ótimo resultado, que analisado através da função custo teve custo de 6,82. Voltando na Tabela 8, pode-se observar que esse custo é menor que o custo do compensador com Fc em 6 kHz, e os valores dos coeficientes também são menores. A obtenção de menores coeficientes leva a obtenção de um controlador com menor esforço de controle. A corrente inserida na rede através do compensador sintonizado a partir

dessa média teve uma DHT de 3,49 % e sua forma de onda pode ser analisada através da Figura 34.

Figura 34 - Corrente e tensão da rede para o compensador médio das 10 execuções do AG.



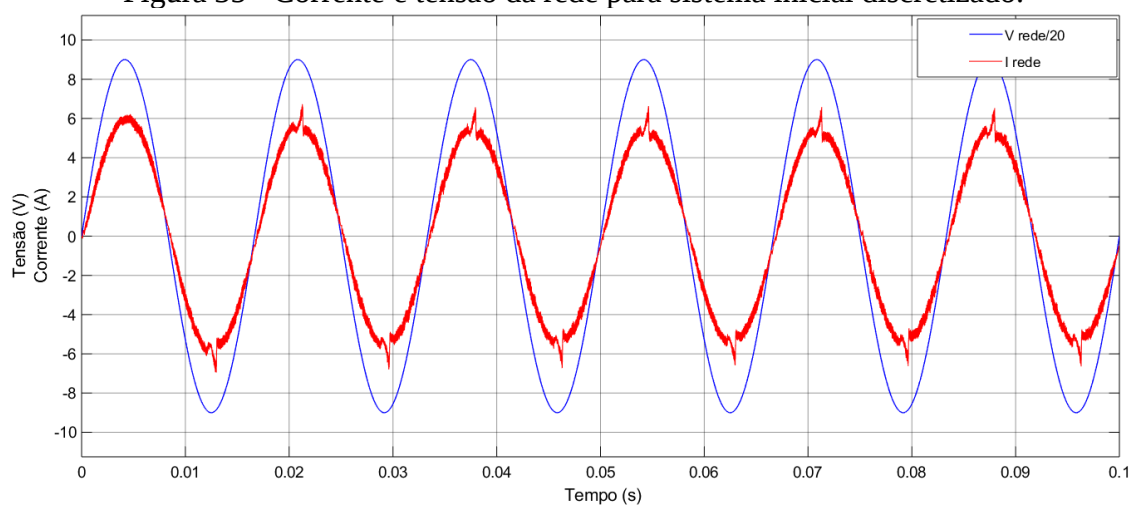
Fonte: Do autor.

6.3 Resposta para simulação implementada em linguagem C

Para efeito de uma melhor análise do sistema desenvolvido, optou-se também por criar uma simulação toda implementada na forma de códigos em linguagem C do sistema discretizado, isso foi realizado através dos blocos M-Function do Matlab/Simulink®, de forma que o gerador de corrente de referência e o compensador foram implementados com estes blocos. A taxa de discretização adotada é de 90 kHz e o método utilizado é o de Tustin, conforme explicitado no Cap. 4. Os resultados dessa simulação, para o sistema otimizado pelo AG, traz uma forma de onda mais distorcida e com maior DHT, o que é entendido como uma resposta mais próxima do que seria a real, pois a discretização do sistema implica em resultados um pouco piores do que os resultados de uma simulação de domínio contínuo. É claro, que outras técnicas de discretização e outras taxas de amostragem podem ser aplicadas para verificação de desempenho. Mas já é possível verificar o efeito da discretização no sistema.

A simulação do sistema com o compensador projetado via AG e, depois discretizado, pode ser analisada através da corrente inserida na rede, isso é apresentado na Figura 35. O sistema agora apresentou uma DHT de 5,3 %.

Figura 35 - Corrente e tensão da rede para sistema inicial discretizado.



Fonte: Do autor.

6.4 Comparação Final Dos Resultados

Tendo os valores de DHT final resultantes das simulações realizadas, é possível comparar os resultados, isso é apresentado através da Tabela 11.

Tabela 11 - Comparação dos resultados de DHT final das simulações realizadas.

Projeto do Compensador	DHT final retornada
Convencional com $F_c = 3 \text{ kHz}$	4 %
Otimizado pelo AG	3,51 %
Otimizado pela média do AG (10x)	3,49 %
Otimizado pelo AG e discretizado	5,3 %

CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a análise, o projeto e a simulação computacional de um sistema inversor capaz de prover potência ativa à rede de distribuição de energia elétrica além de reduzir o conteúdo harmônico de corrente de cargas não lineares que circulariam pela própria rede. Para compor o sistema de controle adotou-se o compensador do tipo PI + Multi-ressonante, que funciona adequadamente para a aplicação no sistema proposto, que é basicamente adicionar a função de filtro ativo de potência paralelo ao inversor solar fotovoltaico.

As formas de onda de corrente verificadas na rede bem como da análise de seu conteúdo harmônico, antes e após a inserção do sistema conversor de potência, comprovam que o sistema proposto (conversor, controladores e do projeto de seus coeficientes) atua de maneira eficaz na redução efetiva da distorção harmônica da forma de onda da corrente da rede mesmo na presença de cargas fortemente não lineares.

Dentre as formas de se realizar o projeto do compensador adotado, apresentou-se a maneira convencional via diagramas de Bode (módulo e fase) e o método heurístico via algoritmo genético. Para avaliar o desempenho do algoritmo genético, na sintonização ótima dos coeficientes, comparou-se os resultados de simulação obtidos com o compensador projetado da maneira convencional. Os resultados para o compensador otimizado através do algoritmo genético foram melhores do que a via diagramas de Bode, verificando-se uma forma de onda de corrente com menor distorção harmônica total. Adiciona-se que, o algoritmo genético retornou coeficientes com valores menores o que é importante para a redução do esforço de controle. Salienta-se que, como o algoritmo genético fornece um forte candidato à solução ótima, utilizou-se da média dos resultados após dez execuções do algoritmo para uma sintonia fina do compensador.

Por último, em uma simulação mais próxima do que seria a implementação real, o compensador discretizado teve um pior desempenho do que antes no domínio contínuo, no entanto, ainda reduzindo bastante o conteúdo harmônico que circularia pela rede.

Como proposta de futuros trabalhos acerca do tema, sugere-se a execução da simulação direto no domínio discreto, a tentativa de implementação em bancada, e a aplicação de outros métodos heurísticos para a otimização dos coeficientes do controlador do sistema abordado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. T. Tolmasquim, “Perspectivas e planejamento do setor energético no Brasil”, *Estud. Av.*, vol. 26, nº 74, p. 247–260, 2012, doi: 10.1590/S0103-40142012000100017.
- [2] U. Braciani, “Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC Centro Sócio Econômico Departamento de Ciências Econômicas”, p. 85.
- [3] M. G. Villalva, *Energia Solar Fotovoltaica: Conceitos e Aplicações.*, 2º ed. São Paulo: Saraiva, 2015.
- [4] “Micro e Minigeração Distribuída (REN 482/2012) - Geração - ANEEL”. http://www.aneel.gov.br/outorgas/geracao/-/asset_publisher/mJhnKli7qcJG/content/registro-de-central-geradora-de-capacidade-reduzida/655808?inheritRedirect=false&redirect=http%3A%2F%2Fwww.aneel.gov.br%2Foutorgas%2Fgeracao%3Fp_p_id%3D101_INSTANCE_mJhnKli7qcJG%26p_p_lifecycle%3D0%26p_p_state%3Dnormal%26p_p_mode%3Dview%26p_p_col_id%3Dcolumn-2%26p_p_col_pos%3D1%26p_p_col_count%3D2 (acessado maio 12, 2020).
- [5] “PRODIST – Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica - ANEEL”. <https://www.aneel.gov.br/modulo-8> (acessado fev. 17, 2020).
- [6] “ABNT Consulta Nacional”. <https://www.abntonline.com.br/consultanacional/> (acessado maio 12, 2020).
- [7] “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, IEEE. doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [8] F. Pottker de Souza e I. Barbi, “Single-phase active power filters for distributed power factor correction”, in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, Galway, Ireland, 2000, vol. 1, p. 500–505, doi: 10.1109/PESC.2000.878912.
- [9] H. Akagi, “Active Harmonic Filters”, *Proc. IEEE*, vol. 93, nº 12, p. 2128–2141, dez. 2005, doi: 10.1109/JPROC.2005.859603.
- [10] F. Z. Peng, H. Akagi, e A. Nabae, “A new approach to harmonic compensation in power systems”, in *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Pittsburgh, PA, USA, 1988, p. 874–880, doi: 10.1109/IAS.1988.25163.
- [11] M. Aredes e E. H. Watanabe, “New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters”, *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 10, nº 3, p. 1649–1656, jul. 1995, doi: 10.1109/61.400952.
- [12] M. Aredes, J. Hafner, e K. Heumann, “Three-phase four-wire shunt active filter control strategies”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, nº 2, p. 311–318, mar. 1997, doi: 10.1109/63.558748.
- [13] S. A. Taher, M. H. Alaei, e Z. Dehghani Arani, “Model predictive control of PV-based shunt active power filter in single phase low voltage grid using conservative power theory”, in *2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*, Mashhad, 2017, p. 253–258, doi: 10.1109/PEDSTC.2017.7910332.
- [14] M. J. M. A. Rasul, H. V. Khang, e M. Kolhe, “Harmonic mitigation of a grid-connected photovoltaic system using shunt active filter”, in *2017 20th International Conference on*

Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, Australia, ago. 2017, p. 1–5, doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056401.

- [15] D. R. Chaudhari e S. Gour, “PV-active power filter combination mitigating harmonics using FLC”, in *2017 Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering (RDCAPE)*, Noida, out. 2017, p. 378–381, doi: 10.1109/RDCAPE.2017.8358300.
- [16] C. Salim, “Five-level (NPC) shunt active power filter performances evaluation using fuzzy control scheme for harmonic currents compensation”, in *2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, Batna, Algeria, maio 2017, p. 561–566, doi: 10.1109/ICoSC.2017.7958639.
- [17] U. M. Chavan, A. R. Thorat, e S. S. Bhosale, “Shunt Active Filter for Harmonic Compensation Using Fuzzy Logic Technique”, in *2018 International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTCT)*, Coimbatore, mar. 2018, p. 1–6, doi: 10.1109/ICCTCT.2018.8550962.
- [18] S. Hamasaki, K. Nakahara, e M. Tuji, “Harmonics Compensation in High Frequency Range of Active Power Filter with SiC-MOSFET Inverter in Digital Control System”, in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, maio 2018, p. 3237–3242, doi: 10.23919/IPEC.2018.8507481.
- [19] H. Akagi, Y. Kanazawa, e A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, n° 3, p. 625–630, maio 1984, doi: 10.1109/TIA.1984.4504460.
- [20] H. Akagi, E. H. Watanabe, e M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [21] E. H. Watanabe, M. Aredes, e H. Akagi, “The p-q theory for active filter control: some problems and solutions”, *Sba Controle Autom. Soc. Bras. Autom.*, vol. 15, n° 1, p. 78–84, mar. 2004, doi: 10.1590/S0103-17592004000100010.
- [22] R. Pregitzer, J. C. Costa, J. S. Martins, e J. L. Afonso, “Simulation and Implementation Results of a 3-Phase 4-Wire Shunt Active Power Filter”, p. 6, 2006.
- [23] E. H. Watanabe, H. Akagi, e M. Aredes, “Instantaneous p-q power Theory for compensating nonsinusoidal systems”, in *2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Lagow, Poland, jun. 2008, p. 1–10, doi: 10.1109/ISNCC.2008.4627480.
- [24] E. H. Watanabe, M. Aredes, J. L. Afonso, J. G. Pinto, L. Monteiro, e H. Akagi, “Instantaneous p-q power theory for control of compensators in micro-grids”, in *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Lagow, Poland, jun. 2010, p. 17–26, doi: 10.1109/ISNCC.2010.5524475.
- [25] J. Tandekar, A. Ojha, e S. Jain, “Real time implementation of multilevel converter based shunt active power filter for harmonic compensation in distribution system”, in *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, Patiala, India, nov. 2016, p. 1–5, doi: 10.1109/IICPE.2016.8079499.
- [26] A. Panchbhai, S. Parmar, e N. Prajapati, “Shunt active filter for harmonic and reactive power compensation using p-q theory”, in *2017 International Conference on Power and Embedded Drive Control (ICPEDC)*, Chennai, India, mar. 2017, p. 260–264, doi: 10.1109/ICPEDC.2017.8081097.

- [27] S. Bhattacharya, Po-Tai Cheng, e D. M. Divan, “Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, nº 3, p. 732–747, maio 1997, doi: 10.1109/28.585864.
- [28] S. A. O. da Silva, A. F. Neto, S. G. S. Cervantes, A. Goedel, e C. F. Nascimento, “Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active power filters in three-phase four-wire systems”, in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Vi a del Mar , Chile, 2010, p. 832–837, doi: 10.1109/ICIT.2010.5472605.
- [29] L. Bruno Garcia Campanhol, S. Augusto Oliveira da Silva, e A. Goedel, “Shunt Active Power Filter Applied To Three-phase Four-wire Systems”, *Eletrônica Potência*, vol. 18, nº 1, p. 782–792, fev. 2013, doi: 10.18618/REP.2013.1.782792.
- [30] L. B. G. Campanhol, S. A. Oliveira da Silva, L. P. Sampaio, e A. O. Azauri, “A grid-connected photovoltaic power system with active power injection, reactive power compensation and harmonic filtering”, in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, Gramado, out. 2013, p. 642–649, doi: 10.1109/COBEP.2013.6785183.
- [31] I. R. Guizelini, “Desenvolvimento de um sistema de geração distribuída conectado à rede elétrica monofásica utilizando filtros L e LCL”, *Development of a distributed generation system connected to single-phase grid using L and LCL filters*, ago. 2017, Acessado: fev. 17, 2020. [Online]. Disponível em: <http://repositorio.utfpr.edu.br:8080/jspui/handle/1/3359>.
- [32] R. A. Modesto, “Universidade Estadual de Londrina”, p. 101, 2007.
- [33] L. Carvalho Pivetta, H. Confortin Sartori, e J. R. Pinheiro, “Pre-Sizing of Power Converters Using Genetic Algorithms”, *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 16, nº 2, p. 654–661, fev. 2018, doi: 10.1109/TLA.2018.8327426.
- [34] T. de O. Rosa e H. S. Luz, “Conceitos Básicos de Algoritmos Genéticos: Teoria e Prática”, p. 12, 2009.
- [35] “Algoritmos Genéticos”. <https://sites.icmc.usp.br/andre/research/genetic/> (acessado jul. 15, 2020).
- [36] C. Darwin e W. F. Bynum, *The origin of species by means of natural selection: or, the preservation of favored races in the struggle for life*. Penguin Harmondsworth, 2009.
- [37] J. H. Holland, P. of P. and of E. E. and C. S. J. H. Holland, e S. L. in H. R. M. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control, and Artificial Intelligence*. MIT Press, 1992.
- [38] D. W. Hart, *Eletrônica de Potência: análise e projeto de circuitos*. Porto Alegre, RS: AMGH, 2012.
- [39] R. W. Erickson e D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2º ed. New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow: Kluwer Academics Publishers, 2004.
- [40] R. S. Herrera, P. Salmeron, J. R. Vazquez, e S. P. Litran, “Instantaneous Reactive Power Theory to N Wire Systems”, in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, jun. 2007, p. 2457–2462, doi: 10.1109/ISIE.2007.4374993.
- [41] G. Escobar, A. M. Stankovic, e P. Mattavelli, “An adaptive controller in stationary reference frame for D-statcom in unbalanced operation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, nº 2, p. 401–409, abr. 2004, doi: 10.1109/TIE.2004.825270.

- [42] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D. M. Divan, e B. Banerjee, “Active filter system implementation”, *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 4, nº 5, p. 47–63, set. 1998, doi: 10.1109/2943.715508.
- [43] P. Mattavelli, “Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, nº 3, p. 864–872, maio 2001, doi: 10.1109/28.924769.
- [44] S. Sharma, “Single Phase d-q Transformation using as indirect Control Method for Shunt Active Power Filter”, vol. 2, nº 3, p. 9, 2014.
- [45] A. Pertence JR., *Amplificadores operacionais e filtros ativos: eletrônica analógica.*, 8º ed. Porto Alegre, RS: Bookman, 2015.
- [46] R. Teodorescu, M. Liserre, e P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems: Teodorescu/Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [47] B. A. Angélico, S. A. Oliveira da Silva, e L. B. G. Campanhol, “Proportional–integral/proportional–integral–derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram”, *IET Power Electron.*, vol. 7, nº 10, p. 2647–2659, out. 2014, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0789.
- [48] M. A. G. de Brito, “Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia UNESP – Campus de Ilha Solteira, para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.”, *Pré-Regul. Retificador Boost Com Controle Digit. Por Valores Médios Para Sist. Iluminação Fluoresc. Multi-Lâmpadas Util. Dispos. FPGA E VHDL*, p. 206, 2008.
- [49] B. A. G. D. SANTOS, “CONTROLE DIGITAL DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E REGENERAÇÃO DE ENERGIA”. 2016, Acessado: jun. 10, 2020. [Online]. Disponível em: <http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/8711>.
- [50] M. N. de Miranda, “Algoritmos Genéticos”. <http://www.nce.ufrj.br/GINAPE/VIDA/alggenet.htm> (acessado fev. 17, 2020).
- [51] P. Biggar e D. Gregg, “Sorting in the Presence of Branch Prediction and Caches”. ago. 2005, Acessado: jul. 15, 2020. [Online]. Disponível em: <https://www.scss.tcd.ie/publications/tech-reports/reports.05/TCD-CS-2005-57.pdf>.

APÊNDICE

Trabalho completo publicado em anais de congresso

LUCAS, L. A.; DE BRITO, M. A. G.; GARCIA, R. C. A photovoltaic multi-functional converter with multi-resonant controller coefficients improved by a genetic algorithm. In: Intercon, 2019, Lima. IEEE XXVI International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing, 2019. p. 1-6.