

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Carlos Antônio de Souza

**CONTROLE RESSONANTE APLICADO A UM DSTATCOM
PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO DE GERADORES DE
INDUÇÃO AUTOEXCITADOS**

Santa Maria, RS
2019

Carlos Antônio de Souza

**CONTROLE RESSONANTE APLICADO A UM DSTATCOM
PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO DE GERADORES DE
INDUÇÃO AUTOEXCITADOS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Robinson Figueiredo de Camargo

Santa Maria, RS
2019

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Souza, Carlos Antônio de
Controle Ressonante Aplicado a um DSTATCOM para a
Regulação de Tensão de Geradores de Indução AutoExcitados /
Carlos Antônio de Souza - 2019
142 p.; 30 cm

Orientador: Robinson Figueiredo de Camargo
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2019

1. Engenharia elétrica 2. Gerador de Indução
Autoexcitado 3. controlador ressonante 4. regulação de
tensão 5. sistema isolado de geração I. Camargo, Robinson
Figueiredo, II. Título.

© 2019

Todos os direitos autorais reservados a Carlos Antônio de Souza. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;
Fone (55)996625941

Endereço Eletrônico: souza.engeeletrica@gmail.com

Carlos Antônio de Souza

**CONTROLE RESSONANTE APLICADO A UM DSTATCOM PARA A
REGULAÇÃO DE TENSÃO DE GERADORES DE INDUÇÃO
AUTOEXCITADOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 2 de agosto de 2019:

Robinson Figueiredo de Camargo, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Lucas Giuliani Scherer, Dr. (UFSM)

Felipe Bovolini Grigoletto, Dr. (UNIPAMPA)

Santa Maria

2019

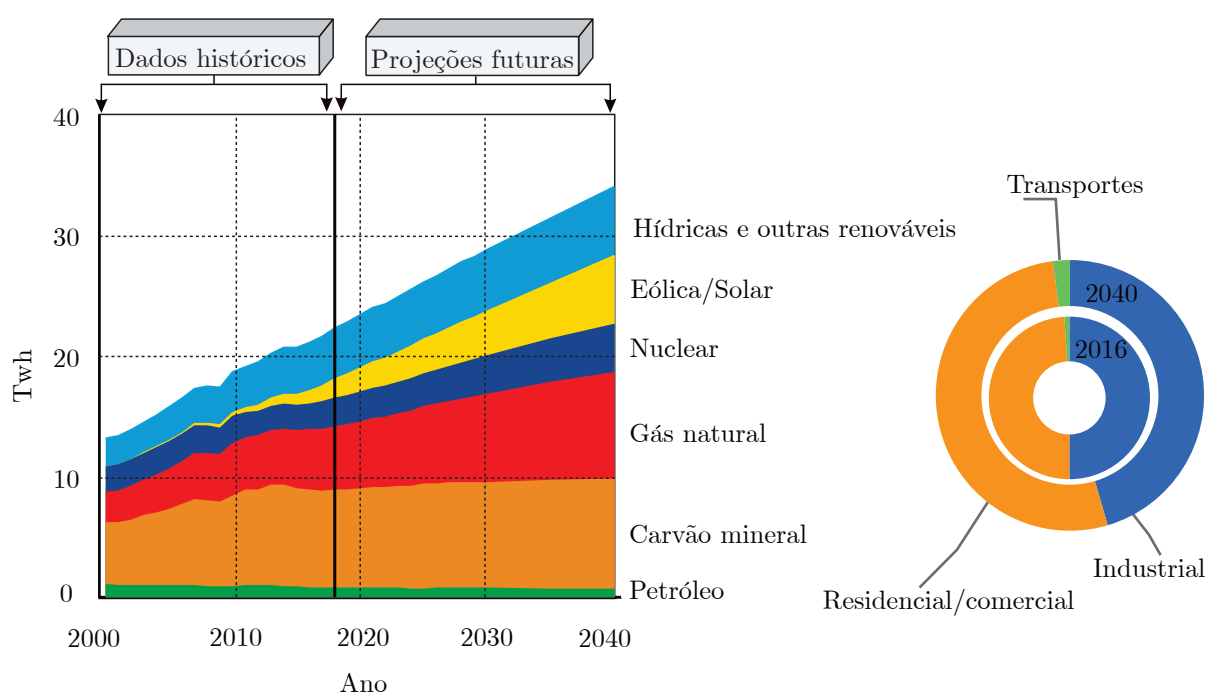
*Dedicado a Carlos Lopes de Souza e Maria Ferreira de Almeida
Souza, Manoel Marques de Souza Netto e Celíria Idalina de Souza*

1.2 MOTIVAÇÃO E APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA

A energia elétrica é de vital importância para o sistema produtivo mundial. Por consequência, a sua disponibilidade para suprir a demanda é ponto crucial para a manutenção do crescimento econômico e social de uma nação. Para isto, é necessário que ela seja entregue de forma confiável. Consequentemente, quando o acesso à energia elétrica para a população tornar-se integral, beneficiará avanços tecnológicos no que concerne aos padrões de comodidade e conforto da sociedade.

De acordo com WEO (2016), aproximadamente 6,3 bilhões de pessoas possuem acesso à eletricidade e 16% ainda não tem acesso a este benefício. Além disso, conforme estudos realizados pelo Exxon Mobil (2018), estima-se que a demanda global por energia elétrica ainda crescerá cerca de 60 % entre os anos de 2016 e 2040. Os contribuintes para este crescimento são corroborados pela Figura 1.1.

Figura 1.1 – Fontes de produção de energia elétrica e a projeção da demanda em âmbito mundial até 2040.



Fonte: Adaptado de Exxon Mobil (2018).

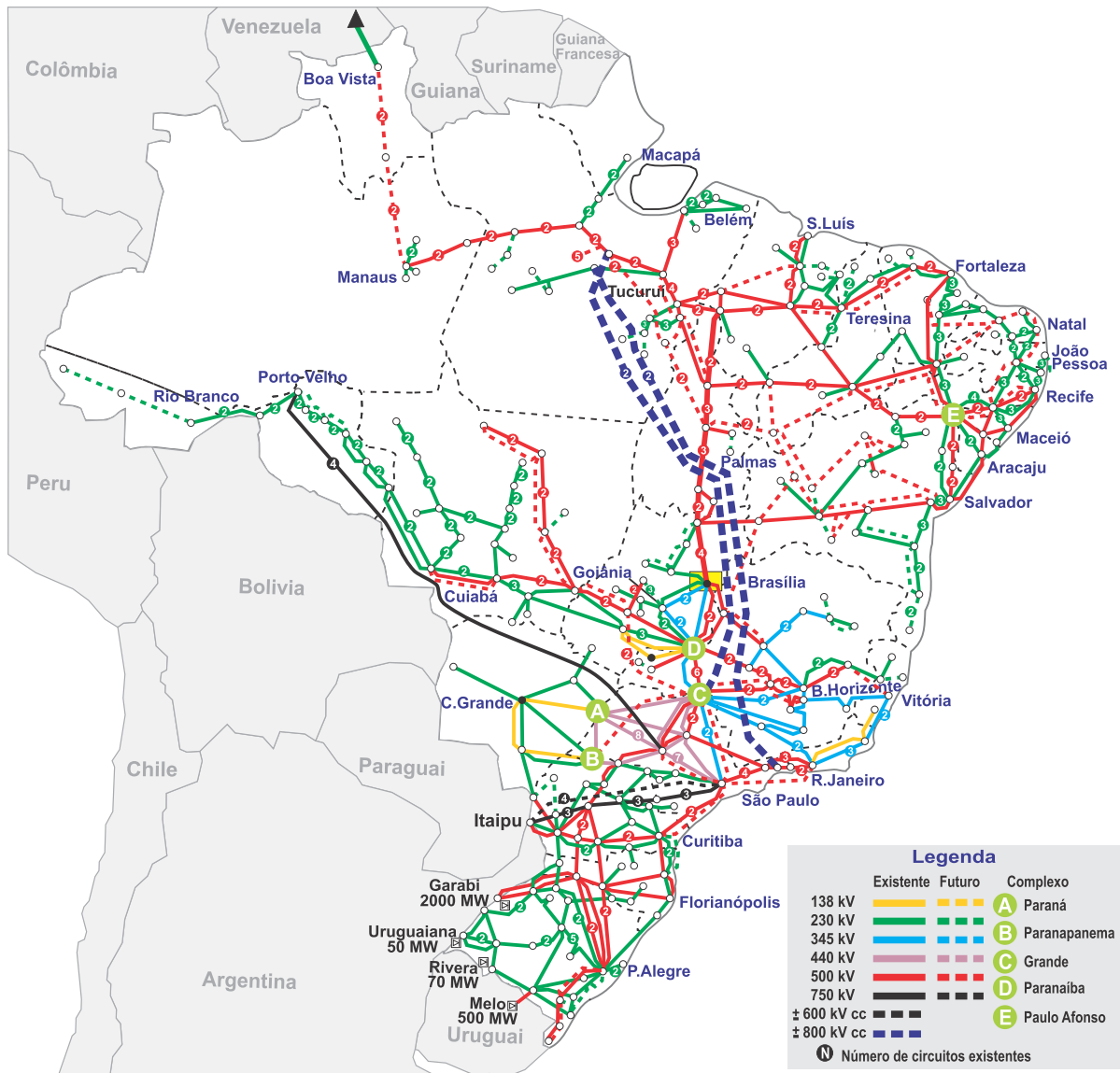
É notável que os estudos indicam como solução para suprimento da demanda global de energia elétrica a utilização de fontes renováveis, que com a exploração de forma correta, possam atender de forma satisfatória a população. Então, baseando-se nas fontes renováveis que possuem um papel importante de suprir a necessidade de energia elétrica, até mesmo para lugares isolados. Desta maneira, podem viabilizar a implantação de sis-

temas isolados, baseados em potenciais hídricos, solares fotovoltaicos, eólicos e biomassa. Neste sentido, o Brasil com a sua vasta área geográfica, enfrenta desafios na expansão de sua malha de transmissão de energia elétrica, consequência pelo alto custo no atendimento de regiões isoladas. Com isso, abrindo espaço para geração de energia elétrica de forma isolada baseado nas fontes renováveis (SCHERER, 2016).

Dados de um levantamento da EPE (2018), indicam que há quase 260 mil residências sem energia elétrica no Brasil, isso significa que cerca de 1 milhão de brasileiros permanecem sem acesso a energia elétrica. Conforme é apresentado na Figura 1.2, uma considerável parcela da região Norte não é atendida pelo Sistema Interligado Nacional (SIN). Diante do não atendimento pelo SIN principalmente à região Norte do país, ressalta-se a possibilidade de energias renováveis suprirem esta falta principalmente através de sistemas isolados de geração, com o auxílio de fontes não convencionais como micro-hidro e biomassa. Corroborando com isso o fato da região amazônica dispor de um grande potencial hídrico, propiciando a implantação de pequenas centrais hidrelétricas que causam baixo impacto ambiental. Dentro deste contexto, o Brasil é um país com elevado potencial na geração de energia elétrica por meio de fontes renováveis, possuindo opções energéticas diversificadas. Desta forma, o país apresenta condições propícias para a exploração do potencial energético constatado em seu território. Além disso, conforme ANEEL (2018), a maior parte da matriz energética brasileira (cerca de 60,794%), é proveniente da geração hidráulica, sendo o restante (aproximadamente 39,206%), composto por outras fontes renováveis como por exemplo biomassa, eólica e solar, como ilustra a 1.3.

O panorama energético brasileiro aponta que 79 % da energia gerada é oriunda de fontes renováveis. Com o objetivo de aproveitar o potencial das fontes renováveis e também de contornar o problema do não atendimento à Região Amazônica, uma solução foi apresentada pelo governo brasileiro por meio do Programa Luz Para Todos (PLpT). Através desta iniciativa, o Governo Federal lançou incentivos para aumentar a participação de fontes renováveis na geração de eletricidade, garantindo o fornecimento da energia elétrica de maneira isolada. Estima-se que já são mais de 3,5 mil construções deste tipo de geração no país e conforme dados da ANEEL (2018), até 2030 o governo espera que 2,7 milhões de unidades possam gerar a própria energia. Estudos realizados pela EPE (2018) apontam o Brasil como o terceiro no ranking global dos maiores geradores de energia a partir de fontes renováveis, ou seja, aquelas que não liberam resíduos ou gases poluentes na atmosfera. Nesse aspecto, Barreto et al. (2008), destacam o aproveitamento das fontes renováveis disponíveis, estruturadas a partir da disponibilidade local de energia primária. Diante disso, tornando-se uma alternativa viável e sustentável para fornecer energia elétrica em comunidades remotas e rurais. Com isso, a viabilidade do aproveitamento das energias renováveis ganha maior proporções, pois à medida que o custo da tecnologia vai

Figura 1.2 – Mapa geoeletrico brasileiro.

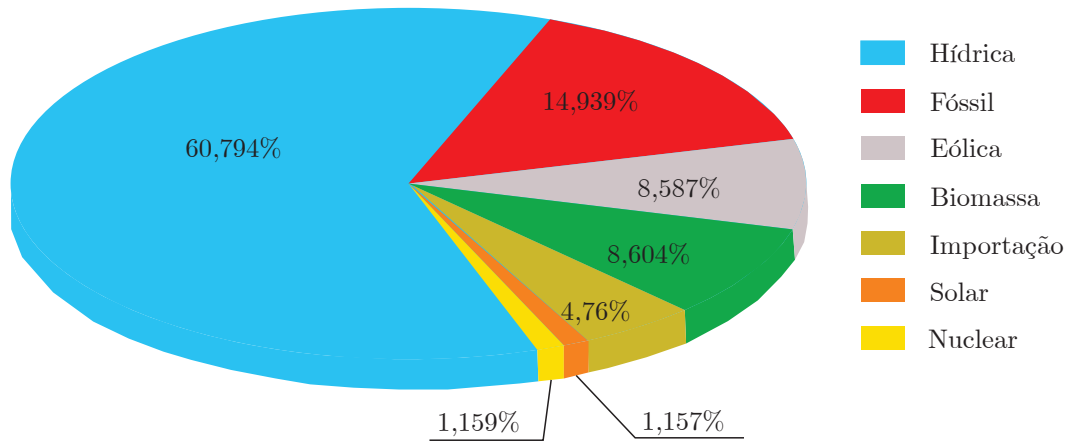


Fonte: Adaptado de ONS (2018).

diminuindo, o desenvolvimento da tecnologia para a exploração do potencial das energias renováveis vai aumentando.

O fornecimento de energia elétrica de maneira integral para uma região é fator determinante para o desenvolvimento econômico. Para isso, em casos onde as redes de distribuição de energia tornam-se inviáveis, por fatores técnicos e econômicos, apresenta-se como alternativa de suprir a necessidade de energia elétrica a implantação de técnicas como geração a diesel, geração hidráulica, ou ainda geração híbrida, caso este em que duas ou mais fontes de energia são combinadas.

Figura 1.3 – Panorama energético brasileiro.



Fonte: Adaptado de ANEEL (2018).

Com isso, a geração de energia elétrica para lugares isolados, baseada nestas fontes de geração, deve suprir as necessidades básicas de consumo de comunidades isoladas, levando em consideração o perfil de carga usado localmente. Devido ao crescente desenvolvimento da eletrônica de potência teve-se uma expansão no uso de cargas eletrônicas, na maioria das vezes de natureza não linear, principalmente nas indústrias e até mesmo de consumidores residenciais. Estas cargas podem gerar componentes harmônicas, capazes de causar problemas de natureza diversa no sistema de energia elétrica. Isso resulta na distorção da forma de onda da tensão, causada principalmente pelas correntes drenadas pelas cargas não lineares, que conseqüentemente geram componentes harmônicas. Essas somadas à componente fundamental, causam distorção na forma de onda total. Estes fatores degradam a vida útil dos equipamentos eletrônicos, causando principalmente sobreaquecimentos e perdas de condução nos condutores (FRANCHI et al., 2017). Estas análises visam melhorar a qualidade de energia, que também deve ser levada em consideração para os sistemas de geração isolados.

Excetuando-se a tecnologia solar fotovoltaica, onde a energia é gerada através de módulos fotovoltaicos, todas as outras formas de energia citadas em 1.3, necessitam de uma máquina elétrica rotativa para a geração da energia elétrica. Para aplicações em grande escala de geração hídrica, biomassa ou diesel, é tradicional à utilização da máquina síncrona (ATTUATI et al., 2018). Uma das principais características que sobressaem-se quanto à utilização da máquina síncrona, é a excelente regulação de tensão e frequência (FARRET, 2014). Apesar disso, para geração de energia elétrica de menor potencial, fatores como custo, manutenção e necessidade de regulação de velocidade constante podem ser um empecilho quanto à sua escolha. Deste modo, para sistemas isolados de geração de energia, provindas de fontes como micro-hidro e biomassa, apresentam-se favoráveis para

a aplicação os geradores de indução autoexcitados (GIAE). Estes mostram-se uma escolha tecnicamente viável e atraente, pois eliminam o investimento de alto custo do atendimento pelo sistema convencional de distribuição, devido às longas distâncias e obstáculos naturais (BARRETO et al., 2008; SINGH et al., 2008; FARRET, 2014).

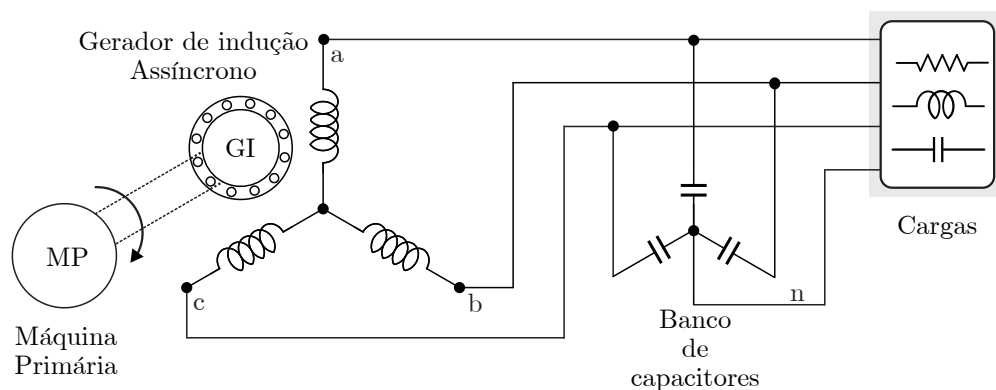
Além disso, fatores cruciais que determinam a escolha do GIAE são os vantagens quanto a sua robustez, operação livre de manutenção, construção sem escovas, tamanho compacto e alta densidade de energia, junto com alta proteção contra curto-circuito (DEMPC; CHRZAN, 2015; NAIDU; SINGH, 2016; CHARAFEDDINE et al., 2017).

Entretanto, é interessante e necessário integrar ao GIAE um equipamento que é evidenciado na maior parte da literatura o DSTATCOM, que é conectado em paralelo ao GIAE, atuando como equipamento auxiliar para melhoria de qualidade de energia (SINGLA; PAHWA, 2015).

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A geração de energia elétrica tem como principal fonte os combustíveis fósseis, tais como o carvão e o gás natural. Entretanto, fatores como a degradação ambiental e o futuro esgotamento destes combustíveis, acrescidos ainda de significativos desafios na extensão das redes de distribuição de energia elétrica nacional para locais remotos, acabam motivando pesquisas que tem por objetivo implantar unidades independentes para o aproveitamento de fontes de energia renováveis. Para isso, os geradores de indução autoexcitados apresentam-se como uma opção interessante para o aproveitamento das fontes renováveis, especialmente dos potenciais hídricos e eólicos. Um GIAE é uma máquina de indução de gaiola de esquilo excitada através de um banco de capacitores CA, conectados externamente em paralelo aos terminais da máquina, como mostrado na Figura 1.4.

Figura 1.4 – Esquema do GIAE na configuração estrela (Y).



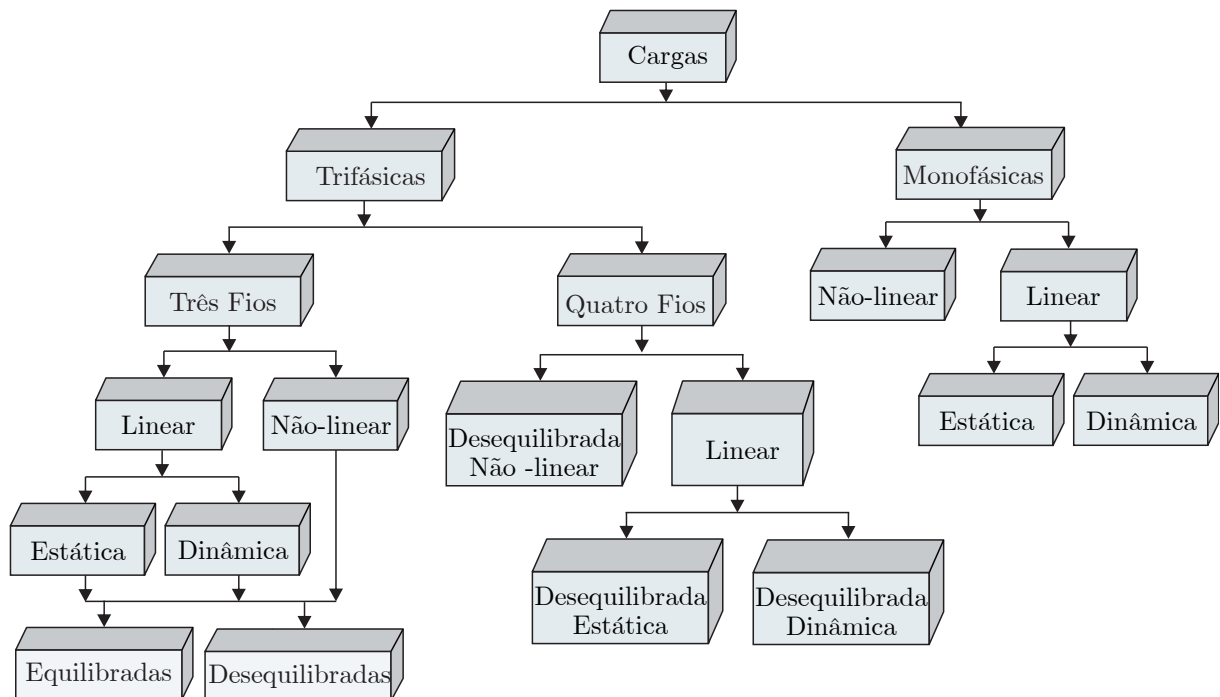
Fonte: Adaptado de Chauhan et al. (2010).

Analisando a literatura, constata-se que as máquinas de indução operando como geradores isolados datam da década de 30 (BASSETT; POTTER, 1935), o qual apresenta tensão e frequência pré-determinadas, obtendo resultados com excelentes formas de onda. Porém, devido a má regulação de tensão e frequência para distintas condições de cargas (ARRILLAGA; WATSON, 1978), o qual sobressaem-se as máquinas síncronas, por já estarem consolidadas, juntamente com boa regulação de frequência. No entanto, o crescente potencial da geração de energia através de fontes renováveis, juntamente com a evolução da eletrônica de potência após a crise do petróleo em todo o mundo na década de 70, fez com que se intensificassem as pesquisas sobre o GIAE tanto no setor industrial quanto na academia. Inclusive, as características do GIAE ganharam atenção devido as vantagens que apresentam em seus aspectos operacionais, fazendo com que aplicações para geração de energia isolada fossem investigadas na literatura (KUMAR et al., 2008; KASAL; SINGH, 2008). O principal aspecto operacional evidencia-se na regulação de tensão terminal de um GIAE, que em alguns casos é dependente da capacitância de derivação externa, denominada capacitância de excitação. Outro aspecto é o fato da velocidade da máquina primária, juntamente com a quantidade de cargas conectadas ao sistema, influenciar diretamente na tensão terminal do GIAE (MURTHY et al., 1982). Esta máquina primária considerada é acoplada ao GIAE, fornecendo torque ao eixo, caracterizada por motores de combustão interna (biogás/diesel) e turbinas hídricas/eólicas.

Diante do exposto, os sistemas trifásicos baseados em GIAEs podem ser classificados com base nas cargas conectadas, ou seja, cargas trifásicas ou monofásicas (MAHATO et al., 2007). Estas podem ser classificadas de acordo com a Figura 1.5. As cargas trifásicas podem ser trifásicas de três fios, de acordo com Shilpakar (1998), Karshenas e Abdolahi (2001), Jayaramaiah e Fernandes (2004) e Chatterjee et al. (2007) ou trifásicas de quatro fios, apresentadas em Singh et al. (2006), Rodrigo et al. (2007) e Singh et al. (2008). Inclusive, estas cargas podem ainda ser denominadas como lineares ou não lineares. As lineares podem ser aquecedores e iluminação, já as não lineares são dinâmicas como retificadores trifásicos (SINGH et al., 2008).

A maioria das cargas industriais dinâmicas são de motores de indução, expostos em Mahato et al. (2007), usadas em ventiladores, bombas centrífugas, compressores, etc. Além disso, as cargas também podem ser classificadas como equilibradas ou desequilibradas em sistemas trifásicos. Idealmente, um sistema trifásico é classificado como simétrico se as tensões (de linha ou de fase) tiverem a mesma magnitude e defasagem de 120° entre si. Esta simetria pode ser alterada quando a rede ou sistema de geração possuir cargas desequilibradas (monofásicas ou bifásicas) ou ainda cargas não lineares. Como consequência, a presença destas cargas degrada as formas de onda das tensões e das correntes de um sistema de energia elétrica (PAREDES et al., 2017). Com o avanço industrial, a porcentagem de cargas não lineares aumenta cada vez mais, devido ao uso crescente de

Figura 1.5 – Classificação de cargas aplicáveis à sistemas de geração baseados em GIAE.



Fonte: Adaptado de Chauhan et al. (2010).

chaves semicondutoras de potência e os demais dispositivos baseados em conversores. Tais dispositivos podem ser:

- Retificadores;
- Carregadores de bateria;
- Fontes de alimentação ininterruptas;
- Fontes de alimentação comutadas;
- Lâmpadas fluorescentes compactas;
- Inversores de velocidade ajustáveis;

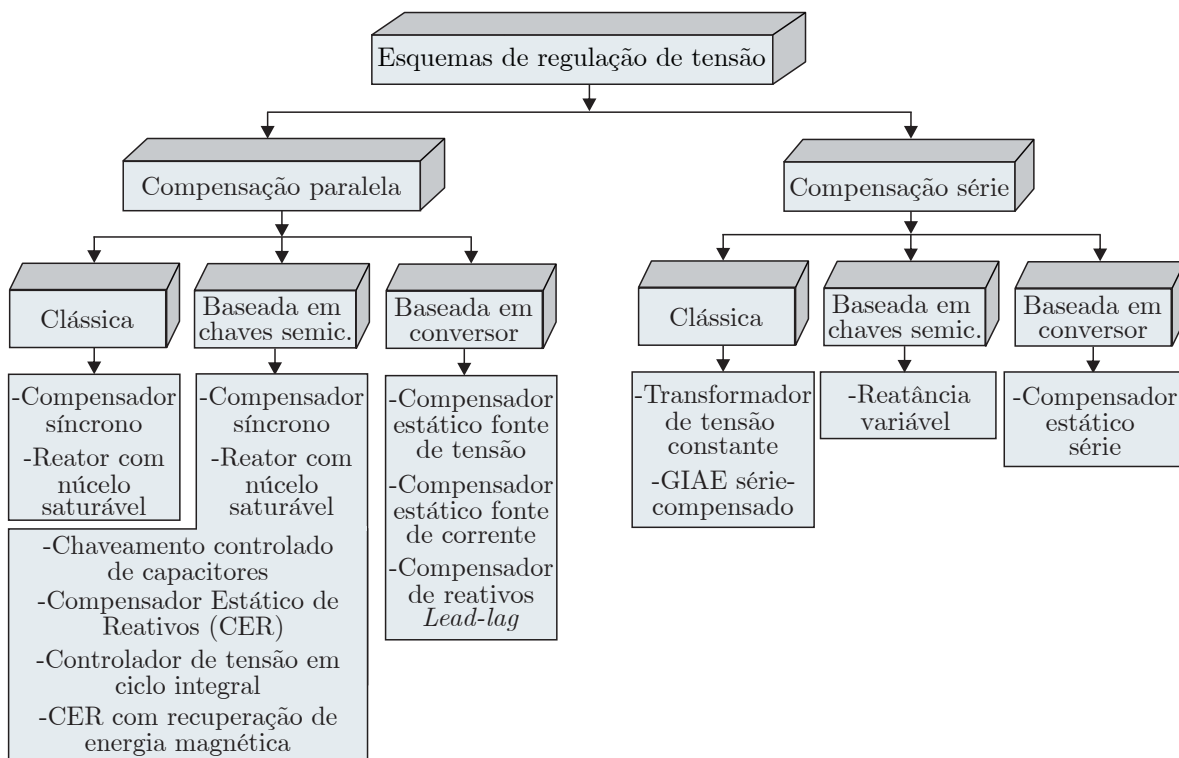
Os GIAEs também podem ser usados em aplicações como em Levy (1997) e Bansal (2005), destacando algumas como:

- Fontes de alimentação de emergência: usado em áreas como hospitais, bibliotecas, centrais telefônicas, reservas e sinalização de ferrovias e computadores;
- Pequenos geradores de energia usados em locais remotos e isolados, a fim de alimentar cargas de iluminação e aquecimento, eletrodomésticos e pequenos aparelhos agrícolas;

- Fonte portátil de alimentação: usada para fornecer iluminação decorativa, iluminação para projetos e em locais de construção, carregadores de bateria e veículos como tratores e ônibus.

Para superar os desafios encontrados principalmente no que relaciona a regulação de tensão do GIAE em um sistema de geração, apresentam-se topologias integradas ao mesmo, baseadas no princípio da compensação de potência ativa e reativa demandada pelo sistema. Isto ocorre devido à características como velocidade variável imposta por uma fonte de energia intermitente, além da conexão de distintas cargas no ponto de conexão comum (PCC). Em Chauhan et al. (2010), uma vasta revisão das topologias empregadas é apresentada, classificando-as como exposto na Figura 1.6.

Figura 1.6 – Classificação das topologias de regulação de tensão aplicados a GIAE.



Fonte: Adaptado de Chauhan et al. (2010).

As topologias para a regulação de tensão que utilizam compensação série mostraram-se pouco aplicáveis para aplicações em sistemas de geração isolados. Assim, fazendo com que a compensação série restrinja-se principalmente em aplicações para sistemas de geração baseados em GIAE, por ter a característica os seus elementos processarem toda a energia gerada, sendo usual em sistemas eólicos de potência limitada (ATTUATI et al., 2018).

No entanto, a compensação paralela tem maior abrangência nestes sistemas de fonte primária como potencial hídrico com velocidade variável não controlada, caso de

microcentrais hidrelétricas e geradores a combustão. Isto, pelo fato da técnica de compensação em paralelo necessitar que seus elementos somente processem parcialmente a energia gerada requerida para regulação das tensões do PCC do sistema.

De acordo com Chauhan et al. (2010), as técnicas de compensação em paralelo subdividem-se em três grupos: as técnicas clássicas, as técnicas baseadas em dispositivos chaveados ou comutáveis e por fim as técnicas baseadas em conversores. Diante das clássicas, duas mostram-se atrativas, sendo a primeira o controle de energia reativa no sistema através da utilização de máquina síncrona superexcitada e a segunda, o uso de reatores com núcleo saturado. Estas técnicas apresentam simplicidade de operação do sistema e também a ausência de problemas com transitórios e harmônicos, como pontos positivos. Entretanto, acabam limitando-se por fatores como alto custo da primeira técnica e um maior volume e robustez no caso da segunda técnica, devido a um grande indutor. Já as baseadas em dispositivos comutáveis ou chaveados, tem a característica de controlar a potência reativa através do controle dos valores dos elementos reativos do sistema, como por exemplo, a técnica de controle através de capacitores comutáveis.

Diante das topologias mencionadas na Figura 1.6, as que tornam-se mais abordadas na literatura em aplicações são as técnicas baseadas em conversores chaveados, com ênfase nos conversores fonte de tensão, controlados de modo a funcionar como um compensador síncrono estático de distribuição (DSTATCOM), conectado ao barramento CA de um sistema de geração, oferecendo melhor regulação e flexibilidade de controle (SHILPAKAR, 1998; RODRIGO et al., 2007; SINGH et al., 2008; ENDERLE et al., 2012; Chilipi et al., 2014; BOUZID et al., 2015). O DSTATCOM realiza a regulação das tensões do barramento CA de um sistema isolado baseado em GIAE, através da compensação da potência reativa demandada pelo sistema, seja para a excitação do gerador ou para suprimento de carga reativa (CAMARGO et al., 2009; GUOWEI et al., 2009).

Os sistemas de geração de energia elétrica operando de forma isolada praticamente são livres de normas regulamentadoras (FARRET, 2014). Com isso, as condições impostas a esses sistemas são estabelecidas exclusivamente pelas cargas agregadas. Por outro lado, ao serem conectadas no Sistema Interligado Nacional (SIN), suas condições de operação são regulamentadas pela resolução normativa dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, (PRODIST) - Módulo 8 da ANEEL (ANEEL, 2018), que tem por objetivo especificar os procedimentos relativos à qualidade de energia elétrica. Logo, o fornecimento de energia elétrica a partir de sistemas isolados pode-se caracterizar como uma forma de geração distribuída. No entanto, a energia gerada deve estar dentro dos padrões de qualidade de fornecimento, sendo capaz de atender diversas condições de cargas. As cargas não lineares conectadas a um sistema elétrico drenam correntes não senoidais da rede de fornecimento e, por consequência, causam a presença de harmônicos no sistema de distribuição. Estas cargas aplicadas a um barramento alimentado por um GIAE, provocam distorções consideráveis nas tensões geradas, necessitando

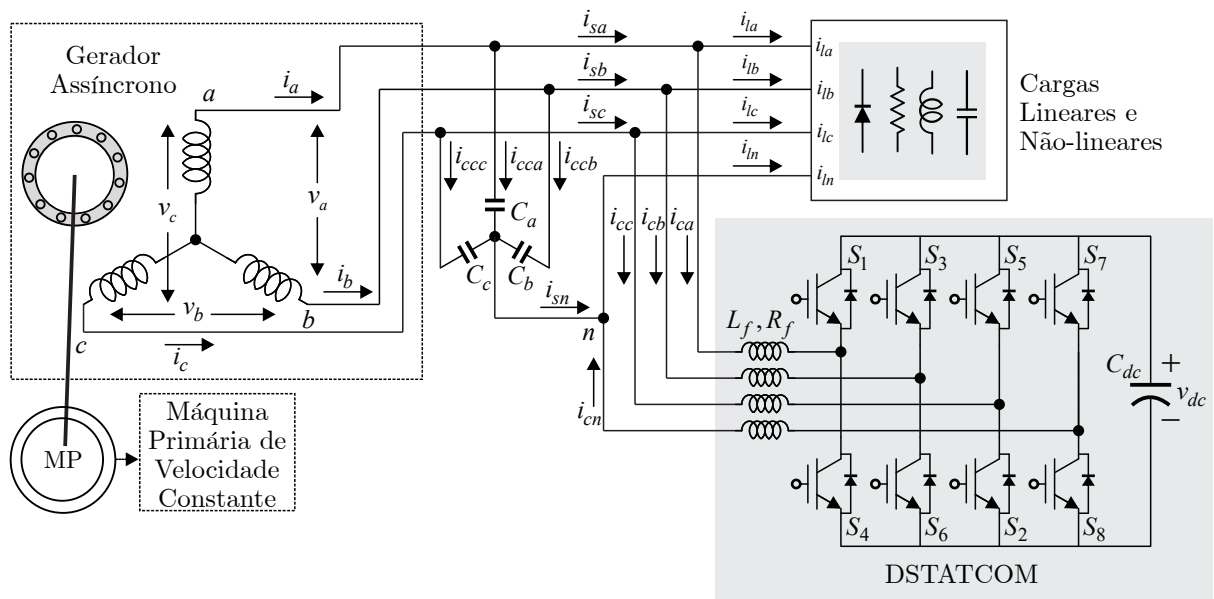
de equipamentos adicionais para manter a tensão terminal senoidais (Singh et al., 2006). Para isso, apresenta-se o DSTATCOM, já mencionado como equipamento para melhoria da qualidade de energia elétrica, porém dependendo da estratégia de controle utilizada terá um tipo de regulação de tensão, baseada principalmente nas condições de cargas a serem conectadas no PCC.

No sistema a ser proposto, o DSTATCOM consiste em um conversor trifásico a quatro braços que é conectado ao sistema por um filtro indutivo. Com o auxílio de um sistema de controle, o mesmo funciona como uma fonte de corrente de avanço ou atraso de modo a sintetizar estas correntes e manter em valor nominal a tensão nos terminais do gerador conforme variações de carga no sistema. Não havendo necessidade de fonte externa de energia, somente capacitores, para manter a tensão no barramento CC constante, o consumo de potência ativa é baixo. Apenas o necessário para suprir as perdas nas chaves e de elementos do sistema e manter a tensão no barramento CC em um determinado valor necessário, isto de acordo com a configuração do sistema, seja ela trifásica a três fios ou trifásica a quatro fios (ATTUATI et al., 2018; SCHERER, 2016).

O DSTATCOM representa um grande atrativo para a regulação de tensão em sistemas de geração isolados pelo fato de permitir o controle integral sobre as correntes processadas, o que o torna a topologia mais estudada na atualidade em aplicações em GIAEs. (AHMED et al., 2004; CHAUHAN; CHATTERJEE, 2011; DEMPC; CHRZAN, 2015; FARRET; SIMÕES, 2015; PATI et al., 2016). Dentre os esquemas de regulação de tensão com compensação de derivação composto por um conversor, o DSTATCOM baseado em fonte de tensão controlada é mais viável, devido ao controle rápido e eficaz. Isto pelo fato de as correntes processadas pelo DSTATCOM poderem ser controladas em fase, amplitude e forma, de maneira independentes para cada fase, permitindo assim a compensação de reativos, desequilíbrios e harmônicos de corrente provenientes das cargas (SCHERER, 2016). Para a aplicação do DSTATCOM na configuração 4 fios (trifásico + neutro) submetido à regulação de um sistema de geração isolado composto por um GIAE, exposto em Singh et al. (2008) mostra-se capaz de compensar as correntes de neutro. A topologia que emprega o DSTATCOM à sistemas de geração trifásicos à 4 fios é apresentada conforme a Figura 1.7. As melhorias proporcionadas pelo DSTATCOM de compensação de desbalanços de tensão e correção de harmônicos de corrente à sistemas de geração 4 fios, também aplicam-se nos sistemas à 3 fios como em Singh et al. (2006). Para sistemas de microgeração trifásicos à 3 fios e trifásicos à 4 fios respectivamente, tem-se em Tischer (2017) e Scherer (2016) nos quais o controle de tensão utilizando o DSTATCOM é expandido, pela introdução de um método denominado híbrido. Assim chamado por ter integrado ao sistema um grupo de capacitores comutáveis que funciona paralelamente ao DSTATCOM. Estes grupo de capacitores é comandado por um algoritmo que funciona em progressão geométrica, ou seja, são acionados gradualmente conforme a demanda de potência reativa. Desta forma, o grupo de capacitores é responsável pela maior parte

da compensação de energia reativa, deixando a cargo do DSTATCOM a compensação apenas uma pequena parte, para a regulação de tensão adequada. Desta maneira, é possível reduzir o custo total do sistema, reduzindo a potência nominal necessária para o DSTATCOM. Com isso, aumentando também a agilidade para outras funcionalidades, como realizar a compensação principalmente de correntes de carga desbalanceadas ou harmônicos de correntes indesejados.

Figura 1.7 – Topologia de regulação de tensão com DSTATCOM com quatro braços chaveados.



Fonte: Adaptado de Chauhan et al. (2010).

O DSTATCOM atualmente funciona como regulador de tensão em sistemas com GIAE e é acompanhado de técnicas/sistemas de controle multi-malhas, com malhas externas compostas por controladores específicos e individuais para as tensões no gerador e no barramento CC do conversor. Estas malhas externas de tensão produzem referências de corrente para as malhas internas, que são responsáveis por controlar as correntes injetadas no sistema. Diante disso, a escolha da técnica e o projeto das mesmas devem ser realizadas corretamente, de modo que obtenham-se os melhores resultados, frente as condições do sistema. Para a malha externa de tensão CA do GIAE são usuais a utilização de controladores clássicos do tipo Proporcional Integral (PI), pela sua facilidade de implementação e o desempenho satisfatório para este tipo de sistema. Estes controladores do tipo PI podem ser aplicados para esta malha CA tanto em um sistema de referências estacionárias (SINGH et al., 2008). No entanto, controladores PI em referências estacionárias apresentam erro em regime permanente, o que não ocorre em um sistema de referências

síncronas (SCHERER et al., 2015). Aliado a isso, é usual a aplicação de controladores do tipo PI também para o controle do barramento CC do DSTATCOM.

Devido a este equipamento ser um conversor de tensão com controle de corrente, alguns requisitos básicos que o controle deve apresentar são um aceitável rastreamento da referência, rápido comportamento dinâmico, frequência de chaveamento constante ou limitada de modo a garantir o seguro funcionamento dos dispositivos semicondutores de potência e bom aproveitamento do barramento CC (KAZMIERKOWSKI; Malesani, 1998). Para o correto desempenho do controle do DSTATCOM, evidencia-se como um fator crucial uma correta modelagem do sistema de microgeração. Devido ao modelo do GIAE ser não linear e de ordem elevada (a partir da sexta ordem para cargas resistivas), o problema do projeto sistemático do controlador é complexo (KISELYCHNYK et al., 2015). No entanto, conforme apresentado na literatura, como em Tischer (2017), pode-se considerar um modelo simplificado para representar o GI em regime permanente. Desta forma, para analisar este regime, aplica-se o teorema de Thévenin para o circuito equivalente da máquina de acordo os conceitos apresentados em Krause et al. (2002). Com isso, um modelo simplificado é alcançado, podendo assim incluir o comportamento da máquina em regime, diferindo de abordagens clássicas para o GI, como fonte de corrente em Scherer (2016) e até mesmo modelos de alta ordem para o GI (Singh et al., 2006; IBRAHIM; LEIDHOLD, 2015; FARRET; SIMÕES, 2015).

A seguir serão mencionadas as estratégias de controle mais utilizadas para a aplicação do controle nas malhas de corrente e tensão do sistema do geração.

1.3.1 Estratégias de controle

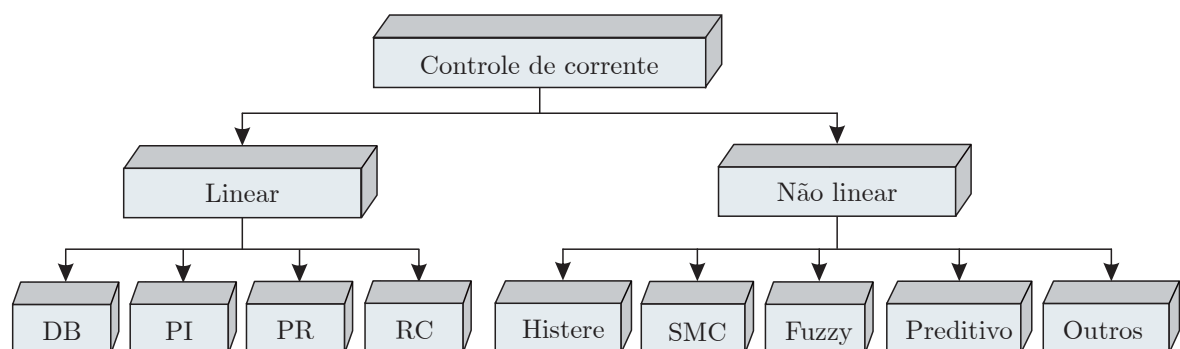
O DSTATCOM atua como um equipamento auxiliar na melhoria da qualidade na tensão terminal de um sistema de geração baseado em um GIAE, além de benefícios como regulação de tensão de redução de componentes harmônicas. Este equipamento é conectado em paralelo ao sistema, aumentando sua confiabilidade em termos de regulação de tensão (SINGH et al., 2008). Para explorar os benefícios deste conversor, é necessário atenção quanto as técnicas de controle aplicadas, devendo possuir características de robustez, precisão e rápida resposta transitória. Assim diferentes estratégias de controle para um DSTATCOM são propostas na literatura, analisando requisitos como o seu princípio de operação, seus modos de configurações e principalmente o sistema de controle aplicado ao balanço de potência reativa (ENDERLE et al., 2012). O DSTATCOM ainda tem a capacidade de processar correntes do sistema e assim realizar a compensação de correntes harmônicas e desbalanceadas, processando também potências ativas e reativas. Sendo assim, a estratégia de controle utilizada na malha interna de corrente do DSTATCOM é um fator que influencia diretamente na capacidade de seu funcionamento. De forma

à garantir um desempenho satisfatório e atender requisitos mínimos de projeto, alguns critérios devem ser estabelecidos:

- Seguimento adequado de referência.
- Rejeição à perturbações.
- Resposta dinâmica apropriada.
- Simplicidade e viabilidade de implementação em dispositivos comerciais.

A diversidade de técnicas de controle existentes levam a diferentes resultados dentre os requisitos citados, deste modo, cabe ao projetista escolher a estratégia mais adequada para sua aplicação. Tipicamente, normas e especificações de consumidores definem índices mínimos de desempenho. As diversas estratégias de controle existentes para um DSTATCOM, podem ser divididas em duas grandes categorias: (i) controladores lineares e (ii) controladores não lineares. Essas duas categorias podem ser subdivididas em diversas subcategorias, como mostra a Figura 1.8, apresentando um organograma com a classificação de algumas das diversas estratégias empregadas. Dentre elas estão os controladores *deadbeat* (DB), proporcional integral (PI), proporcional ressonante (PR), controlador repetitivo (*repetitive controller*) (RC), controle por histerese, controle por modos deslizantes (*sliding mode control*) (SMC), controlador nebuloso (*Fuzzy*), controlador preditivo, entre outros (ALMEIDA et al., 2013).

Figura 1.8 – Classificação dos controladores de corrente.



Fonte: Adaptado de Almeida et al. (2013).

O controlador *deadbeat* é exclusivamente digital conforme Moudgalya (2007), utilizado em estratégias propostas para o DSTATCOM (MALESANI et al., 1998; SINGH et al., 2012). Apresenta características que garantem uma resposta dinâmica extremamente rápida para a planta, sendo possível rastrear, por exemplo sinais senoidais com uma boa precisão (TIMBUS et al., 2009). Este compensador, calcula a variável de controle para períodos posteriores ao atual, de forma que o erro entre o sinal de referência e a saída da planta seja eliminado após um número fixo de amostras. Contudo, eles possuem a

desvantagem de serem muito sensíveis a incertezas não modeladas e também por serem afetados quando submetidos às variações paramétricas da planta e aos ruídos de medição (KHALIGH et al., 2009; ANDRETA et al., 2014).

Como descrito por Ogata (2010), o controlador PI é uma das técnicas de controle mais estudadas, conhecidas e bem estabelecidas na literatura, possuindo uma ampla aplicação prática. Ele normalmente é utilizado para rastrear sinais estacionários ou que variam lentamente no tempo. Desta maneira, o controlador PI quando utilizado para rastrear sinais senoidais, implicará em erros de fase e de amplitude que podem ser explicados pelo princípio do modelo interno (MOUDGALYA, 2007). O controlador PI ainda pode ser utilizado quando associado a múltiplos sistemas de coordenadas em dq orientados pelas componentes harmônicas de ordem e sequências desejados (ZMOOD et al., 2001). Segundo Almeida et al. (2013) as componentes harmônicas selecionadas para controle serão componentes contínuas em seus respectivos sistemas de coordenadas orientadas, tornando a utilização do PI eficiente. No entanto, isso requer transformações rotacionais $abc - dq$ e $dq - abc$.

Estas transformações rotacionais podem ser evitadas pela implementação de controladores ressonantes sintonizados em frequências específicas (YUAN et al., 2002a; LIMONGI et al., 2009; ARCANJO, 2013). Os controladores ressonantes geralmente são modificados com uma parcela proporcional, quem melhoraram a estabilidade do sistema por meio do ajuste da margem de fase adequada, tornando-se um proporcional-ressonante (PR). Estes controladores PR, aplicados as malhas internas do DSTATCOM, apresentam ganho infinito para as frequências de ressonância de projeto. Nos casos onde o sistema em malha fechada for estável, eles proporcionam erro nulo de regime permanente para as frequências de ressonância. Por outro lado, a implementação digital dos controladores ressonantes requer uma atenção especial, no que diz respeito ao método de discretização, mencionados em (CIOBOTARU et al., 2005; RODRIGUEZ et al., 2008). Com isso, a aplicação de controladores ressonantes exigem um projeto mais complexo que um controlador PI. Os controladores ressonantes frequentemente precisam ser modificados ou associados a outros controladores para garantir boas margens de estabilidade e rejeição de distúrbios, já que seguem o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976). Assim garantem boa performance, que diz respeito a capacidade de seguir referências alternadas e compensar harmônicos de alta ordem, quando sintonizadas em frequências de interesse (BASHA et al., 2016). De acordo com Andreta et al. (2014), a proposta do controlador ressonante consiste em gerar um sinal periódico para eliminar erros periódicos resultante de referências ou perturbações periódicas. Como já mencionado, esses controladores geralmente são implementados em conjunto com outro controlador, de forma a melhorar sua resposta dinâmica e sua robustez.

Assim como o controlador ressonante, o controlador repetitivo do inglês *repetitive controller* (RC) tem seu funcionamento demonstrado pelo uso do princípio do modelo

interno (FRANCIS; WONHAM, 1976). Deste modo, comprovando que se a função de laço conter o modelo matemático da referência e das perturbações, o sistema segue a referência sem erro estático. No entanto, estratégias utilizando o RC apresentam uma boa resposta em regime permanente e têm uma implementação simples, sem grandes problemas podendo ser utilizado em dispositivos de formato numérico em ponto fixo. Entretanto, pode apresentar tipicamente uma resposta transitória lenta, o que não é apropriado conforme os critérios requerido para o DSTATCOM, tornando-se muitas vezes inviável, além de necessitar de um grande uso de memória para processamento.

O controle por histerese é uma estratégia antiga abordada em Brod e Novotny (1985) e também em Malesani et al. (1998), sendo largamente utilizada para controlar os conversores eletrônicos. É uma abordagem que apresenta uma boa resposta, utilizando como critérios de performance o erro de corrente e a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion*) (THD). O propósito básico por trás do controlador de corrente por histerese é obter os sinais de comutação dos interruptores a partir da comparação do erro de corrente atual com uma banda de histerese fixa. Apesar de simples e extremamente robusto, o controle por histerese apresenta várias e conhecidas características insatisfatórias. Dentre elas, pode-se destacar o fato de que o controle por histerese produz uma frequência de modulação variante no tempo. Fato que em geral, é responsável por diversos problemas que vão desde a dificuldades no projeto do filtro de saída à excitação de ressonâncias indesejadas (BUSO et al., 2000).

O funcionamento do método de controle por modo deslizante (do inglês *Slide Mode Control* - SMC) é muito similar ao controle por histerese, porém, é possível trabalhar com diversas variáveis simultaneamente. Conforme Andreta et al. (2014), é necessário primeiro obter as equações diferenciais que definem cada estrutura do sistema, em outras palavras, as equações no espaço de estados. Este controlador tem como principais vantagens a sua robustez contra uma grande variedade de perturbações e incertezas do modelo, a possibilidade de estabilizar sistemas não lineares que seriam impossíveis de serem estabilizados por controladores clássicos e também uma resposta dinâmica com uma interessante capacidade de seguimento de referência. Como pontos negativos do SMC, citam-se sua frequência de operação variável e tipicamente elevada, além da necessidade de aquisição dos sinais imunes a ruídos, de forma a calcular corretamente a derivada dos sinais. Como exemplo de aplicação na literatura, em Silva et al. (2014) é utilizado um observador de corrente por modos deslizantes com um identificador de carga RLS para gerar as correntes de referência de um DSTATCOM. Assim como também em Attuati et al. (2018) é aplicado esta técnica para melhoria da qualidade de energia, acrescido de compensação de harmônicos de desbalanceamentos de correntes.

A estratégia de controle *fuzzy* difere das clássicas já apresentadas pelo fato do controle não estar mais explicitamente restrito a modelos matemáticos, como equações diferenciais. Portanto, é robusto em sistemas não lineares, sem requerer um modelo

matemático, ou seja, a base do controlador nebuloso *fuzzy* é a representação de descrições linguísticas como funções de associação. Este controle abrange um grande número de entradas, muitas das quais são apenas para condições especiais (KUMAR et al., 2008). Em Nel e Doorsamy (2018) esta estratégia é implementada em um sistema micro-hidrelétrico independente baseado em um GIAE, visando manter níveis de tensão confiáveis. Conforme Andreta et al. (2014) a lógica *fuzzy* propõe uma extensão do par binário [0,1] utilizado por dispositivos digitais para todo o intervalo contínuo entre zero e um, numa transição gradual de falso e verdadeiro. Esta lógica de controle *fuzzy* pode ser usada em conjunto com outros controladores a fim de aprimorar seu funcionamento. Como exemplo, pode-se adaptar os ganhos de um controlador proporcional integral derivativo (PID), para diferentes pontos de operação de um conversor estático.

Já o controlador preditivo tem como conceito principal prever o comportamento futuro das variáveis controladas por meio do modelo matemático do sistema (CAMACHO; ALBA, 2013). Esta informação é utilizada pelo controlador para obter uma atuação ótima, de acordo com critérios de otimização pré definidos (CORTÉS et al., 2008). Isto é, a qualidade do controlador depende da qualidade do modelo. Portanto, para obtenção de bons resultados é necessário considerar no modelo a influência das não idealidades mais significantes, tais como, tempo morto, incertezas paramétricas, impedância de componentes e atrasos pela implementação digital, para aplicações em conversores estáticos. Porém, devido ao controlador incluir restrições e não idealidades existentes no conversor, eleva-se o grau de complexidade da análise sobre a estratégia, inviabilizando a aplicação.

Diante das diversas técnicas expostas de controladores para conversores, algumas delas são mais interessantes na aplicação para regulação de tensão em sistemas baseados em DSTATCOM integrado a um GIAE, podendo ser evidenciado o PR. Estes controladores são baseados no princípio do modelo interno, conforme exposto por Francis e Wonham (1976). Tal princípio demonstra que se um sistema em malha fechada, assintoticamente estável, deve conter o modelo matemático que descreve a referência (ou um sinal de perturbação), o estado controlado segue a referência sem erro em regime (ou rejeita a perturbação). Os controladores ressonantes têm sido muitos utilizados, obtendo-se resultados satisfatórios em diversas aplicações que utilizam conversores de potência tais como, filtros ativos de potência, sistemas de geração hídrica e eólica, inversores fotovoltaicos, entre outros (FUKUDA; YODA, 2001; YEPES et al., 2010; YAZDANI; IRAVANI, 2010; TEODORESCU et al., 2011; GABE et al., 2009; ALMEIDA et al., 2013; ANDRETA et al., 2014; MARTINS, 2018).

Como já mencionado, o controlador PR tem a capacidade de oferecer ganho infinito nas frequências de interesse, garantindo rastreamento de referências senoidais e rejeitar perturbações de frequências harmônicas específicas (JUNIOR et al., 2015; RICARDI et al., 2017; PRANEETH et al., 2018; RIBEIRO et al., 2018; ARIAS et al., 2018; NIRMAL et al., 2018). Com a finalidade de compensação de harmônicos e melhoria geral da

qualidade de energia, pode-se evidenciar interessantes aplicações de controladores proporcionais ressonantes nas malhas internas de corrente do DSTATCOM tanto em sistemas 4 fios e 3 fios respectivamente em Scherer et al. (2015), Tischer (2017). Os resultados destes trabalhos, demonstram que estes controladores conseguem compensar adequadamente as harmônicas presentes nas correntes de carga. A adequada compensação dos controladores deve-se ao fato de os mesmos terem o adicional de uma parcela derivativa, tornando-se controladores proporcionais ressonantes derivativos (PRDs).

O DSTATCOM apresenta resultados interessantes quando aplicado para compensar reativos, rastrear correntes harmônicas e desequilibradas, causadas por cargas não lineares e desbalanceadas. Para isso, um conjunto de controladores ressonantes derivativos (PRD) podem ser implementados no controle da malha interna de corrente em coordenadas $\alpha\beta 0$. Garantindo desta forma um bom rastreamento de referência com erro nulo a rejeição de distúrbios nas correntes do sistema de geração.

1.4 OBJETIVOS

Esta dissertação apresenta contribuições à regulação de tensão de sistemas de microgeração isolados empregando GI, levando em consideração um sistema trifásico a quatro fios composto por um GIAE integrado a um DSTATCOM. Propõe-se para o DSTATCOM uma estratégia de controle para regulação de tensão e correção de harmônicos causados principalmente pela conexão de cargas não lineares. O DSTATCOM é um conversor de 4 braços, conectado em paralelo ao ponto de conexão comum (PCC).

1.4.1 Objetivos Gerais

Esse trabalho tem como objetivo geral propor um sistema de controle para um DSTATCOM baseado em um controlador proporcional ressonante derivativo para as malhas internas de corrente, fazendo com que o sistema de controle seja capaz de compensar tanto harmônicos quanto desequilíbrios de tensão causados pela conexão de carga. Para isto, baseia-se em uma correta modelagem do sistema de microgeração, podendo ser aplicado à regulação de tensão e melhoria da qualidade de energia em uma aplicação integrada a um GIAE.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Obtenção de um modelo matemático e sua validação adequada para o projeto dos controladores de tensão e corrente a serem propostos.

- Propor um sistema de controle para o DSTATCOM que garanta o rastreamento de sinais senoidais e rejeição de harmônicos e assim realizar a regulação de tensão do GIAE e compensar as correntes harmônicas e desbalanceadas decorrentes de cargas não lineares e desequilibradas.
- Realizar o projeto dos controladores proporcionais ressonantes derivativos para as malhas de correntes em $\alpha\beta 0$, visando rejeição de harmônicos de correntes.
- Obter resultados da implementação do sistema de controle através de simulação computacional e experimentais através da utilização de um protótipo em bancada.

1.4.3 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em capítulos que serão descritos a seguir.

O Capítulo 2 corresponde à modelagem matemática do sistema em coordenadas abc , a partir do qual são obtidas as equações em espaço de estados em coordenadas $\alpha\beta 0$ e também em coordenadas síncronas $dq0$. Assim como a validação da modelagem encontrada tanto em coordenadas estacionárias quanto síncronas. Ainda obtêm-se as equações a serem utilizadas nos projetos dos controladores. Também é apresentado o método de discretização utilizado para obtenção das plantas de interesse em tempo discreto. Além disso, são definidas as plantas numéricas, considerando os parâmetros reais do sistema. Por fim, neste capítulo ainda é realizada uma análise de comportamento, quanto à possíveis variações paramétricas relativas à operação do sistema.

O Capítulo 3 apresenta metodologias de controladores de corrente ressonantes e considerações sobre a implementação digital dos mesmos. Demonstra também o sistema de controle proposto, bem como o projeto dos controladores nas malhas internas de corrente do DSTATCOM, seguido dos projetos dos controladores empregados nas malhas externas do sistema.

O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos através de simulação computacional e também através de implementação prática em protótipo experimental. Os resultados de simulação e experimentais são apresentados com o intuito de comprovar tanto a performance do sistema quanto do controle proposto. Como comprovação do bom funcionamento do sistema, apresenta-se o desempenho em regime transitório e permanente das variáveis do sistema sob a variação de cargas lineares e não lineares. Ainda, é verificado a qualidade da energia fornecida tendo como referência os requisitos da norma IEEE Standard 519 (IEEE, 2014).

O Capítulo 5 por fim apresenta as considerações finais da dissertação, discutindo os resultados e as contribuições deste trabalho.

2 MODELAGEM DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a descrição e modelagem do sistema de geração isolado baseado no GIAE, integrado ao DSTATCOM, apresentando também o processo de obtenção do modelo da planta, tanto em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ quanto em coordenadas síncronas $dq0$. Na sequência também é apresentado a validação do modelo CA do sistema, demonstrando que o procedimento considerado é adequado. Por fim, são obtidas as funções de transferência que regem o comportamento das variáveis de interesse relacionadas com as variáveis de controle, seguido da discretização das plantas para obtenção dos modelos em tempo discreto.

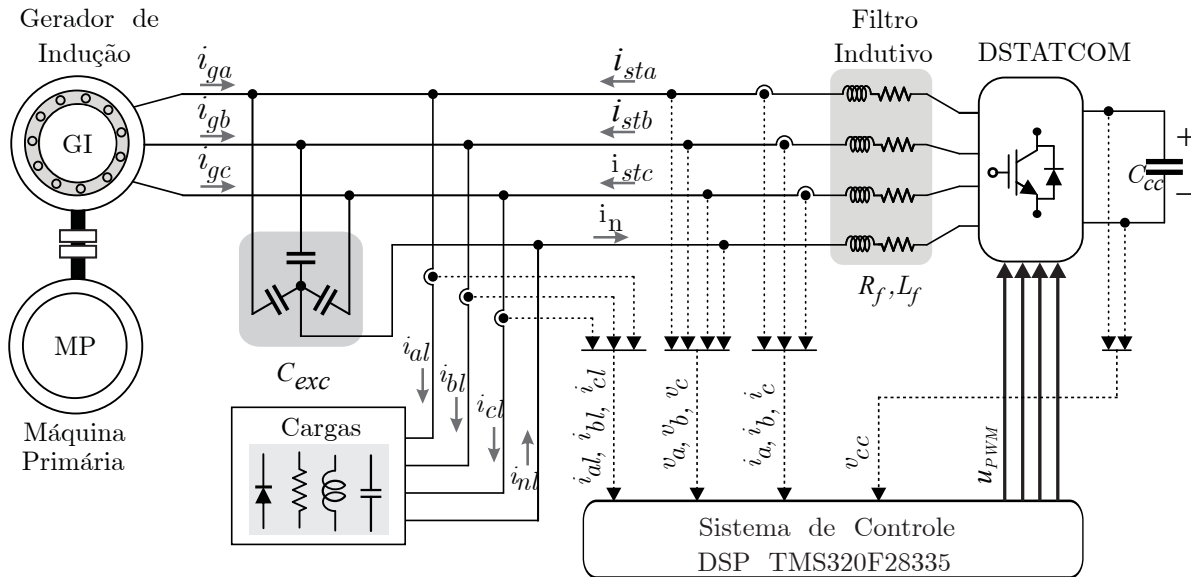
2.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO

A topologia do sistema proposto está demonstrada no diagrama esquemático da Figura 2.1. Este consiste em um sistema isolado trifásico a quatro fios, composto por uma máquina primária de velocidade constante acoplado a um GIAE. A autoexcitação do GIAE é realizada por um banco de capacitores de excitação e um conversor trifásico de quatro braços denominado de DSTATCOM, o qual é conectado em paralelo ao sistema por um filtro indutivo. O banco de capacitores é projetado de modo que a tensão nominal seja obtida em uma condição de gerador a vazio, sem a presença de cargas.

O projeto deste é baseado na curva de magnetização do GIAE, que pode ser obtida através de testes experimentais. Detalhes sobre o procedimento de projeto, podem ser encontrados em Scherer (2016).

O sistema proposto, permite a conexão de cargas monofásicas ou trifásicas, lineares ou não lineares, equilibradas ou desequilibradas, resistivas, indutivas ou capacitivas. Isso pelo fato de que o DSTATCOM atuar na compensação de reativos de modo a corrigir as variações de tensão, decorrentes da conexão de cargas variadas. Além disso, o DSTATCOM deve compensar os desequilíbrios e os harmônicos, presentes nas correntes de carga. Ele ainda atua de forma a evitar que esses distúrbios reflitam-se principalmente nas correntes e tensões do GIAE, contribuindo assim para manter a a condição equilibrada do GI. Para as manipulações das transformações matemáticas do sistema para o controle tem-se o processador de sinais digital (DSP) que realiza o controle do DSTATCOM de forma digital. Então para isso as grandezas alternadas do sistema são medidas e convertidas digitalmente para o sistema de referência tanto síncrono rotativo

Figura 2.1 – Sistema proposto.



Fonte: Adaptado de Scherer (2016).

$dq0$ quanto estacionário $\alpha\beta0$, facilitando o processo de controle. Nesse sistema proposto, implementam-se as três malhas de controle de corrente em coordenadas $\alpha\beta0$ e três malhas tensão em $dq0$, produzindo-se como resultado um valor de tensão a ser sintetizado pela modulação geométrica usada para o DSTATCOM conforme apresentado em (RYAN et al., 1998).

2.3 MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DO LADO CA

O modelo matemático de um sistema é definido como um conjunto de equações que representam o comportamento do sistema de forma aceitável e satisfatória (OGATA, 2010). Para a simplificação do modelo do sistema, são feitas considerações na modelagem, a fim de representar o comportamento dos elementos envolvidos na composição da planta de microgeração de energia elétrica. Deste modo, adotam-se hipóteses simplificadoras, das quais o GI é considerado um circuito equivalente por fase, válido somente para análise em regime permanente. Para analisar este regime, aplica-se o teorema de Thévenin para o circuito equivalente da máquina. A seguir são apresentadas as considerações a cerca do sistema, baseados em (TISCHER, 2017).

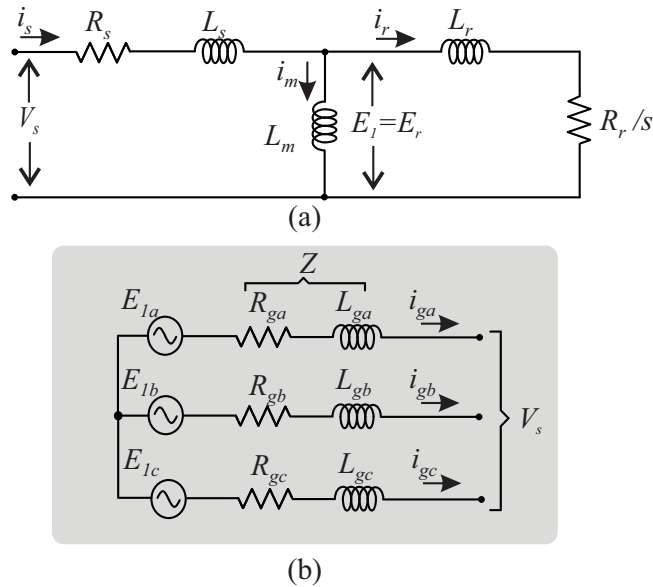
- O GI é acionado por uma máquina primária mantida em velocidade constante;
- Para o GI assume-se operando em regime permanente, representado pelo circuito equivalente por fase;

- O circuito equivalente do GI é constituído pela resistência do rotor e do estator (R_r, R_s), indutância do estator, indutância do rotor e indutância mútua (L_s, L_r, L_m), tensão induzida no rotor (E_r), tensão induzida no estator (E_1), tensão nos terminais do estator (V_s) e o fator de escorregamento (s), apresentado na Figura 2.2 (a);
- As indutâncias (L_f, R_f) do filtro de saída do DSTATCOM são idênticas e de mesmo valor;

O circuito equivalente do GI, assemelha-se a de um transformador, por serem dois circuitos elétricos acoplados por um campo magnético, responsável pela transferência de energia de um circuito para o outro. A relação de transformação entre as bobinas (estator e rotor) é considerada ideal para uma máquina de indução conforme (FARRET; SIMÕES, 2015), concluindo-se que $E_r = E_1$.

O circuito do rotor é refletido ao estator, tornando-se interessante a simplificação do circuito, de forma a não ter que calcular a corrente de magnetização (i_m) para cada velocidade imposta pela máquina primária (MP), aplicando assim, o teorema de Thévenin ao circuito do GI. Com base nas considerações a impedância Z , é obtida da Figura 2.2 (a), resultando na 2.2 (b) por meio de (2.1).

Figura 2.2 – (a) Equivalente por fase do GI. (b) Resultante das fases do GI (V_s).



Fonte: Adaptado de Tischer (2017).

$$Z = \frac{L_m (R_r s + L_r)}{jL_m + (R_r s + L_r)} + R_s + L_s \quad (2.1)$$

De modo a encontrar os parâmetros do circuito para a modelagem separa-se o resultado complexo de (2.1) em uma parte real, correspondente a resistência (R_g), dada

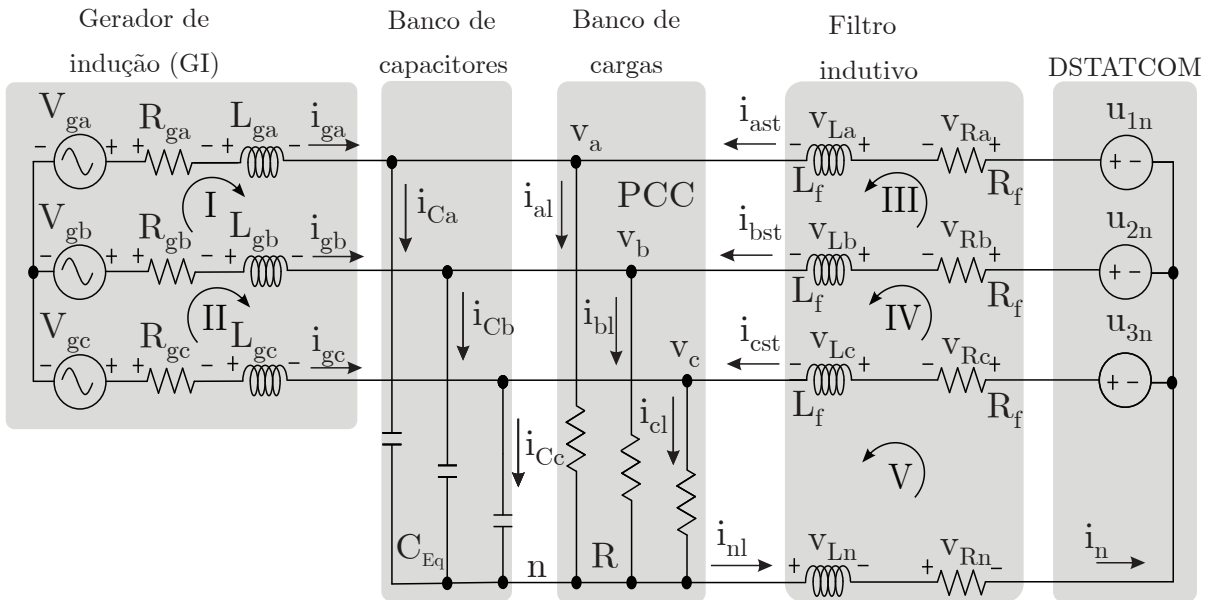
por (2.2) e uma parte imaginária, correspondente a uma indutância (L_g), dada por (2.3).

$$R_g = R_s + R_{r/s} \left(\frac{L_m^2}{R_{r/s}^2 + (L_m + L_r)^2} \right) \quad (2.2)$$

$$L_g = \left(\frac{(L_m^2 L_r + L_s L_m^2 + L_m L_r^2 + 2L_s L_m L_r}{(L_m^2 + 2L_m L_r + L_r^2 + R_{r/s}^2)} + \frac{L_m R_{r/s}^2 + L_s L_r^2 + L_s R_{r/s}^2}{(L_m^2 + 2L_m L_r + L_r^2 + R_{r/s}^2)} \right) \quad (2.3)$$

A obtenção dos modelos matemáticos do sistema de microgeração é obtido com base no seu circuito equivalente e fazendo uso do modelo simplificado para o GI, mostrado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Circuito equivalente utilizado para obter as equações da planta.



Fonte: Autor.

A obtenção do modelo é realizado a partir das simplificações adotadas acima. Sendo assim e aplicando a lei de *Kirchhoff* das tensões nas malhas I, II, III, IV e V da Figura, obtém-se as seguintes equações:

$$-v_{ga} + v_{gb} + v_{Lga} + v_{Rga} + v_a - v_b - v_{Rgb} - v_{Lgb} = 0, \quad (2.4)$$

$$-v_{gb} + v_{gc} + v_{Lgb} + v_{Rgb} + v_b - v_c - v_{Rgc} - v_{Lgc} = 0, \quad (2.5)$$

$$-u_{1n} + v_{La} + v_{Ra} + v_a - v_b - v_{Rb} - v_{Lb} + u_{2n} = 0, \quad (2.6)$$

$$-u_{2n} + v_{Lb} + v_{Rb} + v_b - v_c - v_{Rc} - v_{Lc} + u_{3n} = 0, \quad (2.7)$$

$$-u_{3n} + v_{Lc} + v_{Rc} + v_c + v_{Rn} + v_{Ln} = 0. \quad (2.8)$$

Pelas leis de *Kirchhoff* das correntes tem-se:

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (2.9)$$

Portanto, pode-se afirmar que:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0. \quad (2.10)$$

Assumindo que as resistências R_g e indutâncias L_g do gerador são idênticas, e sendo a queda de tensão sobre estas definidas por:

$$v_{Rx} = R_g i_{gx}, \quad (2.11)$$

$$v_{Lx} = L_g \frac{di_{gx}}{dt}, \quad (2.12)$$

onde x representa o sistema de coordenadas a , b , c e n .

A partir da multiplicação de R_g em cada termo da equação (2.9), tem-se a queda de tensão nas resistências do gerador:

$$v_{Rga} + v_{Rgb} + v_{Rgc} = 0. \quad (2.13)$$

Da mesma forma que em 2.13, multiplicando L_g em cada termo da equação (2.10), obtendo-se a queda de tensão nas indutâncias do gerador:

$$v_{Lga} + v_{Lgb} + v_{Lgc} = 0. \quad (2.14)$$

Utilizando as equações (2.13) e (2.14), pode-se reescrever as equações (2.4), (2.5) na forma matricial, obtendo-se a seguinte representação:

$$\begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Lga} + v_{Rga} \\ v_{Lgb} + v_{Rgb} \\ v_{Lgc} + v_{Rgc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a - v_{ga} \\ v_b - v_{gb} \\ v_c - v_{gc} \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Pré-multiplicado os dois lados da equação (2.15), pela matriz

$$\begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (2.16)$$

obtém-se a seguinte equação na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{Lga} + v_{Rga} \\ v_{Lgb} + v_{Rgb} \\ v_{Lgc} + v_{Rgc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a - v_{ga} \\ v_b - v_{gb} \\ v_c - v_{gc} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Isolando os termos do lado direito da equação, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Lga} + v_{Rga} \\ v_{Lgb} + v_{Rgb} \\ v_{Lgc} + v_{Rgc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Isolando os termos v_{Lgx} da (2.18), e obtendo as correntes i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} e suas derivadas a partir da equação (2.12), obtem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ga}}{dt} \\ \frac{di_{gb}}{dt} \\ \frac{di_{gc}}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{R_g}{L_g} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_g} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_g} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

Uma vez que a tensão no barramento CC do DSTATCOM é mantida aproximadamente constante em regime permanente, para efeito de simplificação da modelagem, pode-se considerá-la uma fonte de tensão constante. Para a obtenção das correntes aplica-se a lei de *Kirchhoff* das correntes, assumindo que as resistências R_f e indutâncias L_f do filtro são idênticas e utilizando as equações (2.6) e (2.7) e (2.8) respectivamente nas malhas III, IV e VI da Figura 2.3.

Pelas leis de *Kirchhoff* das correntes tem-se:

$$i_a + i_b + i_c = i_n. \quad (2.20)$$

Portanto, pode-se afirmar que:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = \frac{di_n}{dt}. \quad (2.21)$$

Assumindo que as resistências R_f e indutâncias L_f do filtro são idênticas, e sendo a queda de tensão sobre estas definidas por:

$$v_{Rx} = R_f i_x, \quad (2.22)$$

$$v_{Lx} = L_f \frac{di_x}{dt}, \quad (2.23)$$

onde x representa o sistema de coordenadas a , b , c e n . A partir das equações (2.20) e (2.21), e assumindo as relações apresentadas em (2.22) e (2.23), obtêm-se:

$$v_{Ra} + v_{Rb} + v_{Rc} = v_{Rn}, \quad (2.24)$$

$$v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc} = v_{Ln}. \quad (2.25)$$

Utilizando as equações (2.24) e (2.25), pode-se reescrever as equações (2.6), (2.7) e (2.8) na forma matricial, obtendo-se a seguinte representação:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1n} - v_a \\ u_{2n} - v_b \\ u_{3n} - v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Pré-multiplicado os dois lados da equação (2.26), pela matriz

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (2.27)$$

obtém-se a seguinte equação na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1n} - v_a \\ u_{2n} - v_b \\ u_{3n} - v_c \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

Isolando os termos v_{Lx} da equação (2.28) e obtendo as correntes i_a , i_b e i_c e suas derivadas a partir da equação (2.23), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1n} - v_a \\ u_{2n} - v_b \\ u_{3n} - v_c \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Pela lei de *Kirchhoff* das correntes nos nós 3, 4 e 5 tem-se:

$$i_{Ca} + i_{al} = i_{ga} + i_a, \quad (2.30)$$

$$i_{Cb} + i_{bl} = i_{gb} + i_b, \quad (2.31)$$

$$i_{Cc} + i_{cl} = i_{gc} + i_c. \quad (2.32)$$

De acordo com o circuito equivalente considerado,

$$i_{Ca} + i_{al} = C_{Eq} \frac{dv_a}{dt} + \frac{v_a}{Z_l}, \quad (2.33)$$

$$i_{Cb} + i_{bl} = C_{Eq} \frac{dv_b}{dt} + \frac{v_b}{Z_l}, \quad (2.34)$$

$$i_{Cc} + i_{cl} = C_{Eq} \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{Z_l}. \quad (2.35)$$

Substituindo as equações (2.33), (2.34) e (2.35) em (2.30), (2.31) e (2.32), respectivamente, e isolando os termos em derivada, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_a}{dt} \\ \frac{dv_b}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_{Eq}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{Eq}R_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{Eq}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Assim, a partir das equações (2.22), (2.29) e (2.36), a representação por espaço de estados em coordenadas estacionárias abc , descrito por nove variáveis de estado, três entradas de controle e três entradas de distúrbios, é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{abc}\mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc}\mathbf{w}(t); \quad (2.37)$$

onde:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \\ v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{1n} \\ u_{2n} \\ u_{3n} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}(t) = \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix}. \quad (2.38)$$

As matrizes \mathbf{A}_{abc} , \mathbf{B}_{abc} e \mathbf{F}_{abc} são definidas como:

$$\mathbf{A}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3}(-R_g/L_g) & \mathbf{A}_{p12}(1/L_g) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_{Eq}) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-1/C_{Eq}R_c) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_{Eq}) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{A}_{p32}(1/L_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-R_f/L_f) \end{bmatrix}; \quad (2.39)$$

$$\mathbf{B}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{A}_{p32}(-1/L_f) \end{bmatrix}; \quad (2.40)$$

$$\mathbf{F}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{p12}(-1/L_g) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad (2.41)$$

onde:

$$\mathbf{A}_{p12} = \begin{bmatrix} -2/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & -2/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & -2/3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{p32} = \begin{bmatrix} -3/4 & 1/4 & 1/4 \\ 1/4 & -3/4 & 1/4 \\ 1/4 & 1/4 & -3/4 \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

Em aplicações com máquinas elétricas trifásicas, é prática usual desenvolver o controle do sistema a partir de um sistema em coordenadas $\alpha\beta 0$ e coordenadas síncronas $dq0$, a partir do qual, o problema de rastreamento é modificado para um problema de regulação. A decomposição é realizada a partir das equações em espaço de estados em coordenadas estacionárias abc , fazendo uso de matrizes de transformações apropriadas. Desta forma, o sistema original é decomposto em um sistema normalizado e em sincronismo com a frequência do sistema, eliminando-se assim os termos variantes no tempo (senoidais). Esta técnica é propriamente descrita no Apêndice A deste trabalho, obtendo-se a representação no espaço de estados da planta em coordenadas $\alpha\beta 0$.

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{u}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{w}_{\alpha\beta 0}; \quad (2.43)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} i_{g\alpha} \\ i_{g\beta} \\ i_{g0} \\ v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \\ v_{g0} \end{bmatrix}; \quad (2.44)$$

As matrizes $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}$, $\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}$ e $\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}$ são dadas por:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3}(-R_g/L_g) & \mathbf{A}_{p12}(-v_{base}/i_{base}L_g) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(i_{base}/C_{Eq}v_{base}) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-1/C_{Eq}R_c) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_{Eq}v_{base}) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{A}_{p32}(-v_{base}/i_{base}L_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-R_f/L_f) \end{bmatrix}; \quad (2.45)$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{A}_{p32}(v_{base}/i_{base}L_f) \end{bmatrix}; \quad (2.46)$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{p12}(v_{base}/i_{base}L_g) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad (2.47)$$

onde:

$$\mathbf{A}_{p12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{p32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/4 \end{bmatrix}; \quad (2.48)$$

As matrizes \mathbf{A}_{dq0} , \mathbf{B}_{dq0} e \mathbf{F}_{dq0} são definidas como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t)_{dq0} = \mathbf{A}_{dq0}\mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{dq0}\mathbf{u}_{dq0} + \mathbf{F}_{dq0}\mathbf{w}_{dq0} \quad (2.49)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ i_{g0} \\ v_d \\ v_q \\ v_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \\ v_{g0} \end{bmatrix}; \quad (2.50)$$

As matrizes \mathbf{A}_{dq0} , \mathbf{B}_{dq0} e \mathbf{F}_{dq0} são dadas por:

$$\mathbf{A}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{p11} & \mathbf{A}_{p12}(-v_{base}/i_{base}L_g) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(i_{base}/C_{Eq}v_{base}) & \mathbf{A}_{p22} & \mathbf{I}_{3 \times 3}(i_{base}/C_{Eq}v_{base}) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{A}_{p32}(-v_{base}/i_{base}L_f) & \mathbf{A}_{p33} \end{bmatrix}; \quad (2.51)$$

$$\mathbf{B}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{A}_{p32}(v_{base}/i_{base}L_f) \end{bmatrix}; \quad (2.52)$$

$$\mathbf{F}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12}(v_{base}/i_{base}L_g) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad (2.53)$$

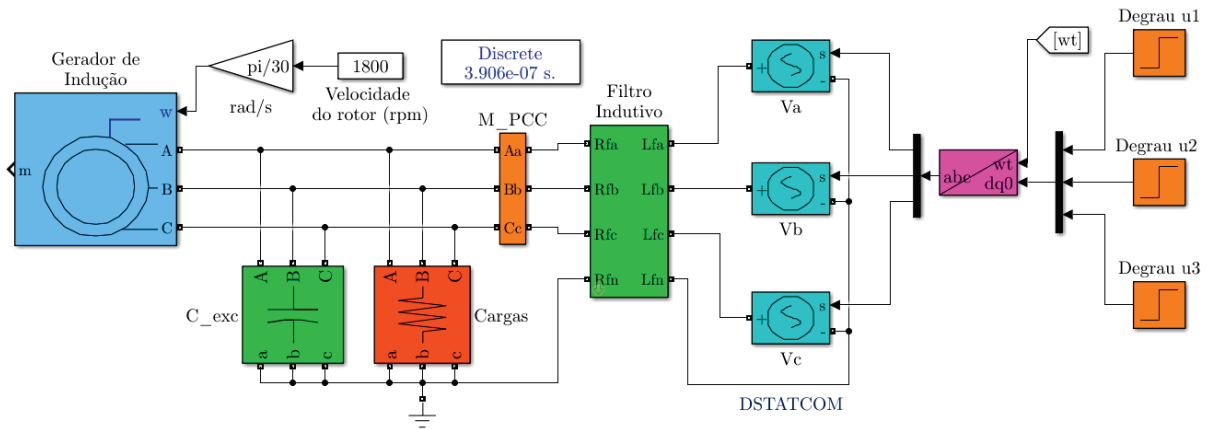
onde:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}_{p11} &= \begin{bmatrix} -R_g/L_g & \omega & 0 \\ -\omega & -R_g/L_g & 0 \\ 0 & 0 & -R_g/L_g \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{p12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{A}_{p22} &= \begin{bmatrix} -1/C_{Eq}R_c & \omega & 0 \\ -\omega & -1/C_{Eq}R_c & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_{Eq}R_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{p32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/4 \end{bmatrix}; \\
 \mathbf{A}_{p33} &= \begin{bmatrix} -R_f/L_f & \omega & 0 \\ -\omega & -R_f/L_f & 0 \\ 0 & 0 & -R_f/L_f \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \quad (2.54)$$

2.3.1 Validação do Modelo Matemático do Lado CA

A validação do modelo em espaço de estados pode ser realizada através da comparação dos resultados obtidos do modelo matemático com os resultados obtidos através do circuito elétrico equivalente do sistema de microgeração. O circuito elétrico mostrado na Figura 2.4, refere-se ao circuito que representa o sistema real em simulação, incluindo o gerador e seus parâmetros, esses obtidos por ensaios da máquina de indução de acordo com (SCHERER, 2016).

Figura 2.4 – Circuito considerado em simulação para a validação do sistema.



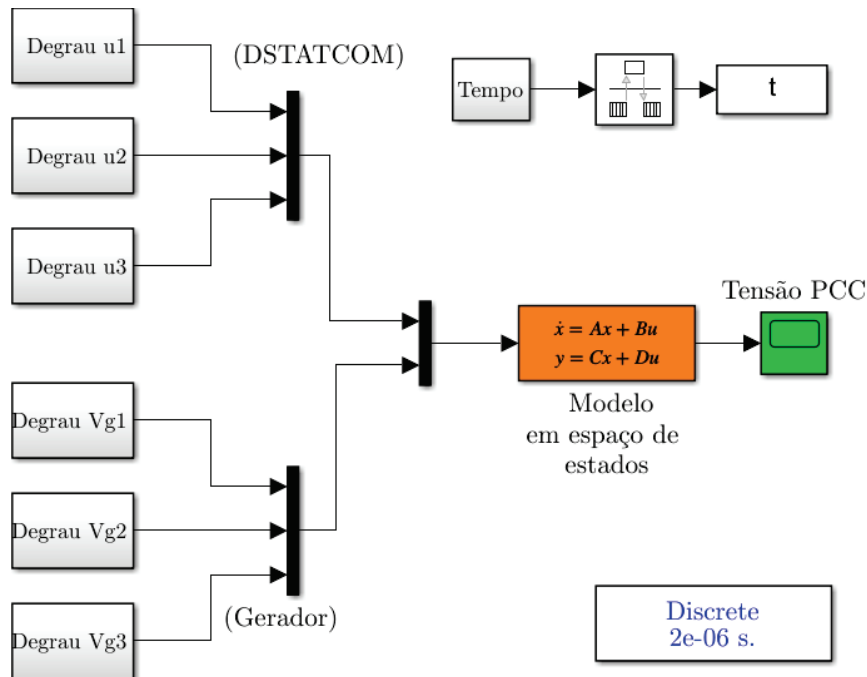
Fonte: O autor.

Sobretudo, para simular o circuito elétrico na Figura 2.4, o DSTATCOM foi considerado como fontes de tensão controladas. Já para o GI considerou-se a dinâmica de autoexcitação através do bloco fornecido pelo MATLAB/*simulink*.

A partir do circuito equivalente modelado da Figura 2.3, obtêm-se o modelo em espaço de estados, apresentado pela equação (2.49). Assim a resposta do modelo matemá-

tico pode ser obtida através do diagrama simulado, mostrado na Figura 2.5. De modo a analisar a resposta do modelo matemático congruente com a resposta do circuito elétrico, simulou-se o modelo em espaço de estados, onde o DSTATCOM permaneceu como fontes de tensão controladas representadas por u_1 , u_2 e u_3 e para o GI, considerou-se como fonte de tensão de entrada representada por V_{g1} , V_{g2} e V_{g3} .

Figura 2.5 – Diagrama de simulação para obtenção da resposta do modelo matemático do sistema.

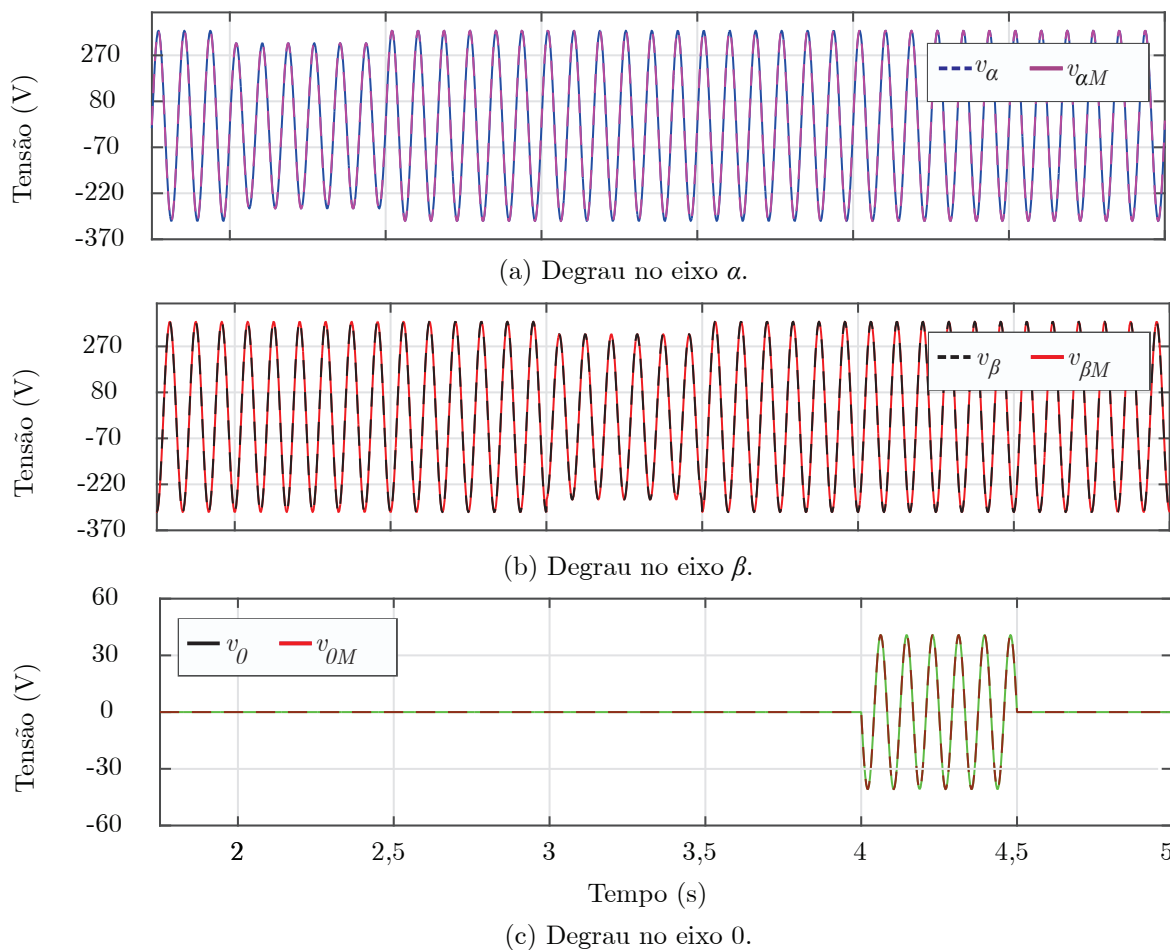


Fonte: O autor.

A Figura 2.4 e a Figura 2.5 possibilitam a obtenção das respostas tanto em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ quanto em coordenadas síncronas $dq0$. Para confirmar as considerações realizadas na modelagem, comparou-se o resultado das aquisições das grandezas do modelo matemático com as do circuito elétrico simulado, analisando o comportamento das respostas desta modelagem para regime permanente. Diante disso, fez-se necessário submeter as simulações a degraus nas referências de tensão nos eixos $\alpha\beta 0$, assim como também em $dq0$. Deste modo, os degraus tendem a perturbar a variável do DSTATCOM (u) que é relacionada a tensão. Os degraus aplicados no DSTATCOM, foram realizados em tempos fixos para todas as simulações em regime permanente, possibilitando analisar o comportamento das respostas em cada um dos eixos estacionários e síncronos. Os degraus de tensão são negativos, de modo que após o degrau, retornem ao seu estado em regime, sendo eles de aproximadamente 10 % na tensão de fase do sistema, aplicadas na variável de controle u , tanto no modelo quanto do circuito elétrico simulado. Com estes degraus, possibilita-se observar as mudanças nas referências dos eixos $\alpha\beta 0$, assim como

em $dq0$. Logo, para afirmar as hipóteses apresentadas nas simplificações, são realizadas as comparações, com base nas Figuras a seguir que mostram o comportamento da tensão do sistema no ponto de conexão comum (PCC). Na Figura 2.6 e Figura 2.7 são apresentados os resultados da tensão de fase no PCC, do sistema de microgeração em coordenadas estacionárias e síncronas respectivamente.

Figura 2.6 – Resposta ao degrau de tensão nos eixos estacionários.

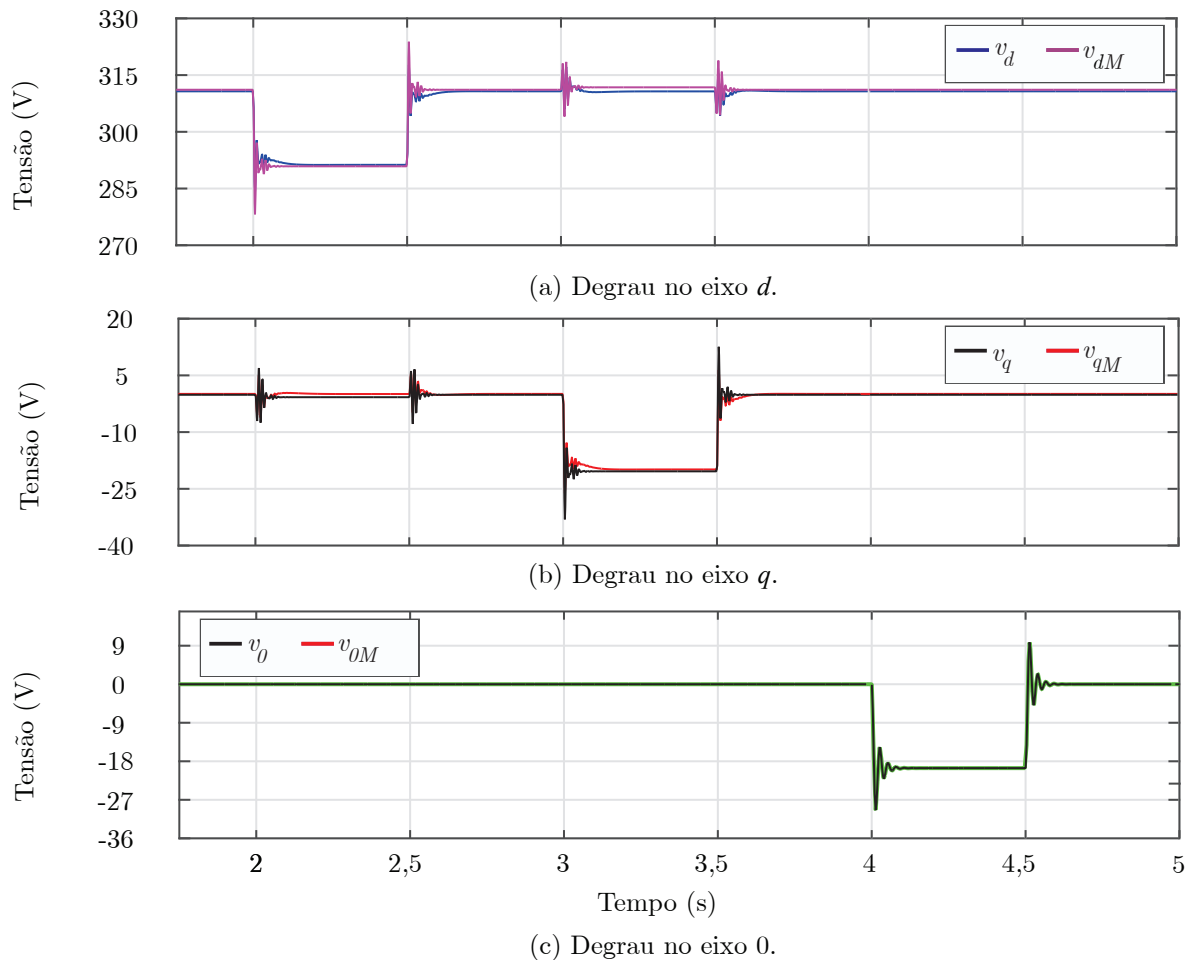


Fonte: O autor.

Para diferenciar o modelo matemático do circuito simulado, são representadas respectivamente pelas variáveis v_M , para a resposta do modelo em espaço de estados e v para o circuito elétrico que representa o sistema real. De modo geral, os degraus nas simulações são em diferentes tempos, para cada eixo, possibilitando verificar o acoplamento cruzado entre os eixos em quadratura d e q .

Uma vez que os degraus aplicados em um eixo síncrono por exemplo, afetam de forma significativa o outro e viceversa. Contudo, a influência de um eixo sob o outro não acontece nos eixos estacionários $\alpha\beta0$, por serem ortogonais e não apresentarem a parcela de acoplamento ω . Mediante ao exposto, observa-se que a resposta do modelo matemático

Figura 2.7 – Resposta ao degrau de tensão aos eixos síncronos.



Fonte: O autor.

obtido por meio do diagrama da Figura 2.5 é idêntica à obtida através da simulação do circuito da Figura 2.4, portanto as Figuras 2.6 e 2.7, demonstram que as considerações realizadas no processo de modelagem são válidas.

A planta de microgeração em análise é controlada por meio de estratégias multimalhas, com controle de corrente em malhas internas e controle de tensão em malhas externas. Para o projeto dos controladores deve-se encontrar os modelos matemáticos que relacionam as variáveis de estado a serem controladas, no caso da planta, com base na tensão nos terminais do GIAE, nas correntes CA e a tensão do barramento CC, com suas respectivas variáveis de entrada, sob as quais são definidas estratégias de controle. Para o DSTATCOM é realizada uma estratégia de controle, possuindo seis malhas de controle, três malhas internas para controlar as correntes trifásicas em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ e três malhas externas de tensão em coordenadas $dq0$ para ajustar as referências de corrente das malhas internas em função das tensões nos terminais do GIAE e da tensão no barramento CC do DSTATCOM além da malha zero.

Utilizam-se as funções de transferência que descrevem o sistema da equação (2.43), de modo a obter as respostas em frequência da planta, que relacionam as correntes do lado do conversor, com as variáveis de controle $u_{\alpha\beta 0}$. Assim são obtidas as funções de transferências em tempo contínuo através de,

$$G_{i_{\alpha\beta 0}}(s) = \frac{i_{\alpha}(s)}{u_{\alpha}(s)} = \frac{i_{\beta}(s)}{u_{\beta}(s)}, \quad \frac{i_0(s)}{u_0(s)} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\alpha\beta 0})^{-1}\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \quad (2.55)$$

onde a saída de interesse é representada através da matriz \mathbf{C} , obtendo assim a função de transferência correspondente a cada eixo estacionário, respectivamente para α , β e 0. Deste modo tem-se, $\mathbf{C}_{\alpha} = [000000100]$, $\mathbf{C}_{\beta} = [000000010]$ e $\mathbf{C}_0 = [000000001]$

As funções de transferência para as correntes i_{α} e i_{β} são idênticas, obtendo como resultado, a função de transferência que relaciona a entrada $u_{\alpha\beta}(s)$ com a saída $i_{st\alpha\beta}(s)$, dada por:

$$i_{st\alpha\beta}(s)u_{\alpha\beta}(s) = \frac{Z_{base}(C_{eq}L_gR_c s^2 + R_c + R_g + L_g s + C_{eq}R_cR_g s)}{\left(\begin{array}{l} C_{eq}L_fL_gR_c s^3 + L_fL_g s^2 + C_{eq}L_fR_cR_g s^2 + R_cR_f s^2 + R_cR_f + R_cR_g \\ + R_fR_g + L_fR_c s + L_gR_c s + L_fR_g s + L_gR_f s + C_{eq}R_cR_fR_g s + C_{eq}L_g \end{array} \right)}. \quad (2.56)$$

Já a função de transferência que relaciona a entrada $u_0(s)$ com a saída $i_{st0}(s)$, é dada por:

$$G_{i_0}(s) = \frac{i_{st0}(s)}{u_0(s)} = \frac{Z_{base}(C_{Eq}R_c s + 1)}{4C_{Eq}L_fR_c s^2 + 4L_f s + R_c}. \quad (2.57)$$

Contudo, uma vez que as dinâmicas associadas as malhas de corrente são muito mais rápidas quando comparadas com as malhas de tensão, pode-se afirmar que durante o período de amostragem da tensão nos terminais do GIAE e do barramento CC os estados associados às correntes já convergiram para as suas referências, assim o modelo associado as malhas de corrente é desconsiderado para a obtenção do modelo de tensão. Deste modo, a função de transferência que relaciona a corrente de entrada $i_{stq}(s)$ com a tensão de saída $v_d(s)$ é dado por:

$$G_{vd}(s) = \frac{v_d(s)}{i_{stq}(s)} = \frac{C_{Eq}^2 L_g R_c^2 \omega}{Z_{base}(C_{Eq}^2 R_c^2 s^2 + C_{Eq}^2 R_c s^2 \omega^2 + 2C_{Eq}R_c s + 1)}. \quad (2.58)$$

A função de transferência que relaciona a corrente de entrada $i_{st0}(s)$ com a tensão de saída $v_0(s)$ é dado por:

$$G_{v_0}(s) = \frac{v_0(s)}{i_0(s)} = \frac{Z_L}{Z_{base}(C_{Eq}Z_L s + 1)}. \quad (2.59)$$

2.4 MODELAGEM MATEMÁTICA DO LADO CC

Para o controle de tensão do barramento CC, deve-se obter um modelo dinâmico que descreve o comportamento da malha de tensão CC. Sabendo-se que a tensão CC é dependente da transferência de potência ativa entre os capacitores do barramento CC e o barramento CA, o controle desta é realizado através da corrente i_{std} . Necessita-se então a obtenção de uma função de transferência que relacione a tensão do barramento CC, ou seja, v_{cc} com a corrente i_{std} .

Assim análise-se do fluxo de potência aplicando o teorema de *Tellegen* como em (CAMARGO, 2002) onde é realizada para obter esse modelo dinâmico logo:

$$P_{capacitor_CC} = -P_{barramento_CA}, \quad (2.60)$$

ou ainda,

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left(\frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} \right) = -(v_{Cd}(t)i_{std}(t) + v_{Cq}(t)i_{stq}(t)), \quad (2.61)$$

onde v_{cc}^2 está diretamente relacionada com a energia armazenada no capacitor do barramento CC e v_{Cd} é a máxima amplitude da componente de eixo direto de tensão nos terminais do GIAE.

Assumindo para o caso em questão que, o DSTATCOM consome somente uma pequena parcela de potência ativa, e que as tensões geradas são equilibradas e sem harmônicos, tem-se que $v_{Cq} = 0$. Logo, a equação 2.61, torna-se:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left(\frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} \right) = -(v_{Cd}(t)i_{std}(t)). \quad (2.62)$$

Agora, normalizando a equação 2.62, multiplicando ambos os lados por $1/v_{base}^2$ tem-se:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \left(\frac{dv_{ccn}^2(t)}{dt} \right) = -i_{std}(t) \left(\frac{v_{dn}(t)}{v_{base}} \right), \quad (2.63)$$

onde $v_{ccn}^2 = v_{cc}^2/v_{base}^2$ e $v_{dn} = v_{Cd}/v_{base}$. Aplicando-se a transformada de Laplace e multiplicando a equação por v_{base} , obtêm-se a seguinte equação:

$$G_{v_{cc}, i_{std}}(s) = \frac{v_{cc}^2}{i_{std}} = -\frac{2/C_{cc}}{s} \frac{v_{dn}}{v_{ccn}}. \quad (2.64)$$

Rearranjando os termos da equação 2.64, obtêm-se a função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC do DSTATCOM com a corrente de eixo direto, i_{std} , dada por:

$$G_{v_{cc}} = \frac{v_{cc}^2(s)}{i_{std}(s)} = -\frac{2v_{Cd}}{C_{cc}v_{base}s}. \quad (2.65)$$

2.5 MODELO DISCRETO

Geralmente a implementação de controladores envolvendo conversores estáticos trifásicos são realizados em processadores de sinais digitais (em inglês, *Digital Signal Processor-DSP*). Levando em conta que a implementação do sistema de controle será realizada no DSP, é usual obter os modelos discretos das plantas encontradas, considerando as transformações realizadas. Para isso, realizou-se a análise das malhas através da discretização por retentor de ordem zero (em inglês, *zero order hold-ZOH*), conforme a equação:

$$G(z) = Z \left\{ \frac{(1 - e^{-sT_s})}{s} G(s) \right\}, \quad (2.66)$$

onde Z , significa a transformada Z e T_s é o período de discretização (ÅSTRÖM et al., 1984). Sendo assim para modelos discretos necessita-se da especificação de um período de discretização T_s , o qual considera-se a frequência de comutação do DSTATCOM.

Com isso, a ação de controle calculada no instante kT_s , será aplicada no conversor somente no instante $(k + 1)T_s$, o modelo discreto das malhas internas devem incluir o atraso de transporte na sua representação (MASSING et al., 2013). Por fim, o atraso de implementação da lei de controle é inserido no sistema como um estado adicional, produzindo um atraso de fase na resposta em frequência das plantas.

$$G_d(z) = G(z)/z, \quad (2.67)$$

onde G_d é a função de transferência considerando o atraso de transporte. Assim, aplicando o método de discretização explicitado na equação 2.67, sob as equações 2.56, 2.57, 2.58 e 2.65, são obtidas as plantas em tempo discreto das malhas internas e das malhas externas de controle do DSTATCOM.

2.5.1 Determinação das plantas do sistema

As funções de transferências (FTs) numéricas do sistema podem ser determinadas a partir dos parâmetros reais da planta, os quais são apresentados no Apêndice B desta dissertação com maior detalhe.

A partir dos parâmetros apresentados e levando em consideração a condição de plena a carga. ($R_c = 13\Omega$) e capacitância equivalente à do banco de capacitores de excitação ($C_{exc} = 40\mu F$) de acordo com (ATTUATI et al., 2018), são obtidas as seguintes FTs das malhas de interesse em coordenadas $\alpha\beta 0$ para as malhas internas de corrente e

em $dq0$ para as externas de tensão:

$$G_{st\alpha\beta} = \frac{i_{st\alpha\beta}(s)}{u_{\alpha\beta}(s)} = \frac{6000s^4 + 1,678 \times 10^7 s^3 + 7,498 \times 10^{10} s^2 + 8,845 \times 10^{13} s + 1,468 \times 10^{13}}{s^6 + 2797s^5 + 1,613 \times 10^7 s^4 + 1,983 \times 10^{10} s^3 + 5,025 \times 10^{13} s^2} \quad (2.68)$$

$$G_{st0} = \frac{i_{st0}(s)}{u_0(s)} = \frac{1500s + 2,098 \times 10^6}{s^3 + 1399s^2 + 9,091 \times 10^5 s} \quad (2.69)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{v_d(s)}{i_q(s)} = \frac{59,57}{s^3 + 2797s^2 + 2,098 \times 10^6 s} \quad (2.70)$$

$$G_{v0}(s) = \frac{v_0(s)}{i_0(s)} = \frac{606,1}{s^2 + 1399s} \quad (2.71)$$

$$G_{vcc}(s) = \frac{v_{cc}^2(s)}{i_d(s)} = \frac{-245}{s} \quad (2.72)$$

Aplicando a discretização ZOH, com período de amostragem $T_s = 0,1$ ms, são obtidas as funções de transferência em tempo discreto das malhas internas e externas supracitadas.

$$\frac{i_{st\alpha\beta}(z)}{u_{\alpha\beta}(z)} = \frac{0,5965z^4 - 2,172z^3 + 3,013z^2 - 1,888z + 0,4508}{z^6 - 4,607z^5 + 8,6z^4 - 8,129z^3 + 3,893z^2 - 0,756z} \quad (2.73)$$

$$\frac{i_{st0}(z)}{u_0(z)} = \frac{0,1498z - 0,1302}{z^3 - 1,861z^2 + 0,8695z} \quad (2.74)$$

$$G_{vd}(z) = \frac{v_d(z)}{i_q(z)} = \frac{2,714 \times 10^7 z + 2,473 \times 10^{-7}}{z^3 - 1,738z^2 + 0,756z} \quad (2.75)$$

$$G_{v0}(z) = \frac{v_0(z)}{i_0(z)} = \frac{0,05656}{z^2 - 0,8695z} \quad (2.76)$$

$$G_{vcc}(z) = \frac{v_{cc}^2(z)}{i_d(z)} = \frac{-0,0245}{z - 1} \quad (2.77)$$

2.5.2 Resposta em frequência das plantas em malha aberta

As respostas em frequência são obtidas com base nas funções de transferência adquiridas e já conhecidas anteriormente. Fazendo uma análise por fase na planta do sistema de geração, constituída por dois indutores e um capacitor, nota-se a presença de um filtro de ordem superior entre a fonte que representa o GI e o conversor, mais conhecido por filtro LCL. Este filtro possui atenuação maior das harmônicas do sistema, porém, a

sua implementação resulta num pico de ressonância, que prejudica o desempenho e pode levar à instabilidade do sistema (OGATA, 2010). Considerando as plantas das malhas de correntes do DSTATCOM da equação 2.56, a análise do filtro LCL pode ser efetuada desprezando as resistências do filtro, desta forma encontra-se a função de transferência dada na equação 2.78 e 2.79.

$$G_{\alpha\beta}(s) = \frac{i_{st\alpha\beta}(s)}{u_{\alpha\beta}(s)} = \frac{Z_{base}(C_{Eq}L_gR_c s^2 + L_gR_c s)}{C_{Eq}L_fL_gR_c s^3 + L_fL_g s^2 + L_fR_c s + L_gR_c s} \quad (2.78)$$

$$\frac{i_{st0}(s)}{u_0(s)} = \frac{Z_{base}(C_{Eq}R_c s + 1)}{4C_{Eq}L_fR_c s^2 + 4L_f s + R_c} \quad (2.79)$$

A frequência de ressonância ω_{res} do filtro LCL, determinada pela raiz não nula do denominador, pode ser obtida por meio da equação (2.80).

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} = \sqrt{\frac{L_g + L_f}{C_{Eq}L_gL_f}} \quad (2.80)$$

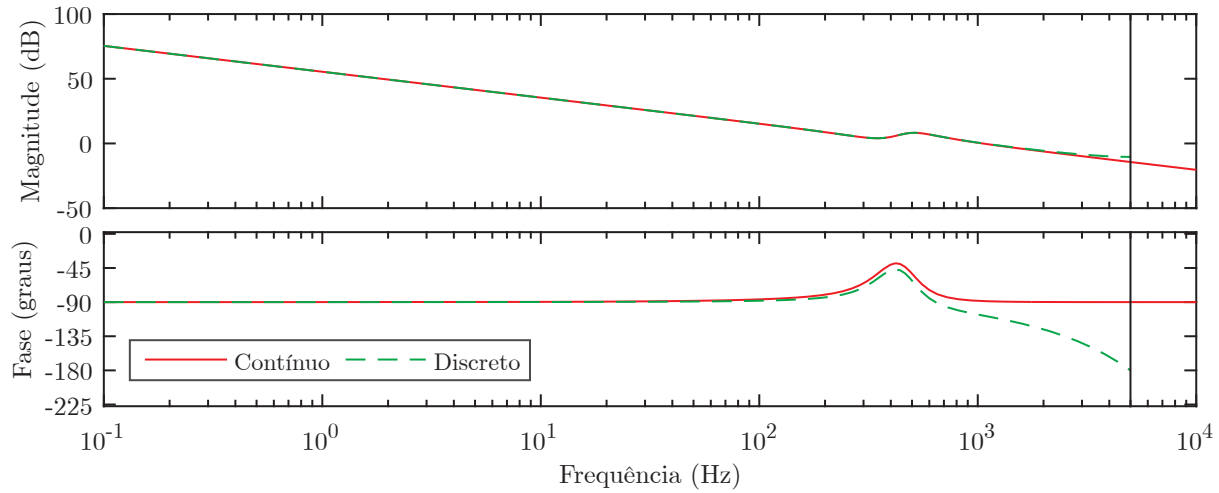
Na Figura 2.8(a), é apresentado a resposta em frequência no tempo contínuo e discreto considerando o atraso de transporte para a planta que relaciona as entradas $u_{\alpha\beta}$ com as saídas $i_{st\alpha\beta}$ descrito na equação (2.78). A Figura 2.8(b) mostra a entrada u_0 com a saída i_{st0} descrito na equação 2.79. As respostas em frequência e localização dos polos e zeros são obtidas a partir das funções de transferências em tempo contínuo e discreto, utilizando os parâmetros nominais do sistema de microgeração, conforme apresentados no Apêndice B. Assim foi considerada condição de carga nominal ($R_c = 13\Omega$) e capacitância equivalente à do banco de capacitores de excitação do GI ($C_{exc} = 40\mu F$).

Observa-se a presença do pico de ressonância em $f_{res} = 350 Hz$ e o amortecimento da ressonância é alcançada de forma passiva, o que facilita posteriormente o projeto do controlador de corrente. Ainda nota-se que a discretização introduz atrasos de fase em altas frequências, porém não deixa de apresentar uma boa concordância na faixa da frequência de operação (60 Hz), independentemente da utilização do atraso de transporte. A resposta em frequência da planta que relaciona a tensão nos terminais do GIAE é apresentada na Figura 2.9.

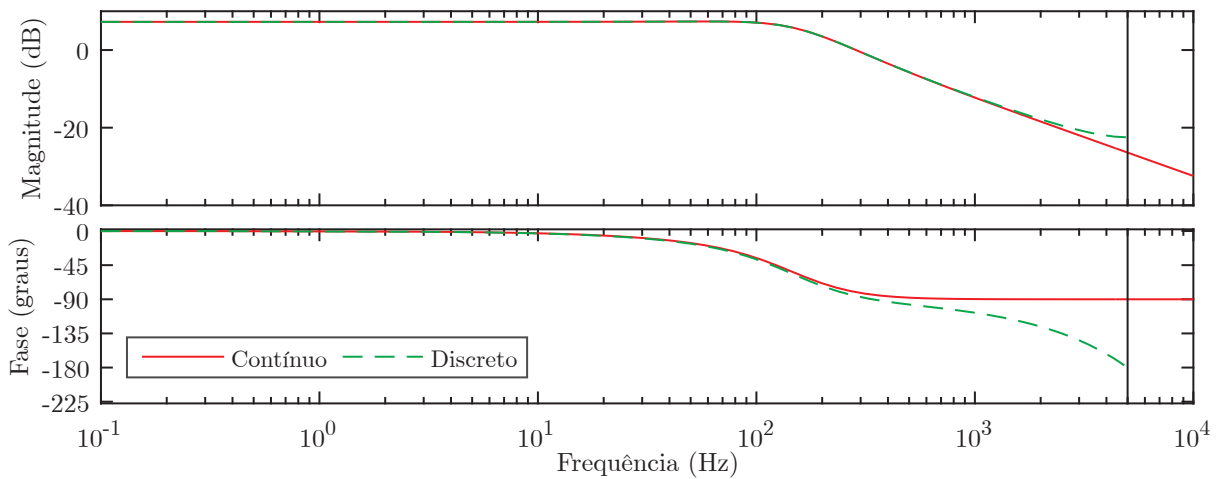
2.5.3 Influência de incertezas paramétricas do sistema

Em aplicações isoladas, a impedância da carga pode ser considerada como um parâmetro incerto para o sistema, devido ao não conhecimento de sua característica, podendo apresentar diferentes tipos de dinâmica, fator de potência (FP) e linearidade. A variação paramétrica de carga R_c do modelo é apresentada na Figura 2.10.

Figura 2.8 – Resposta em frequência das funções de transferência das malhas internas em malha aberta encontradas para o modelo contínuo e modelo discreto considerando parâmetros nominais da planta.



(a) Malhas internas G_{ia} e G_{β} .



(b) Malhas internas G_{io} .

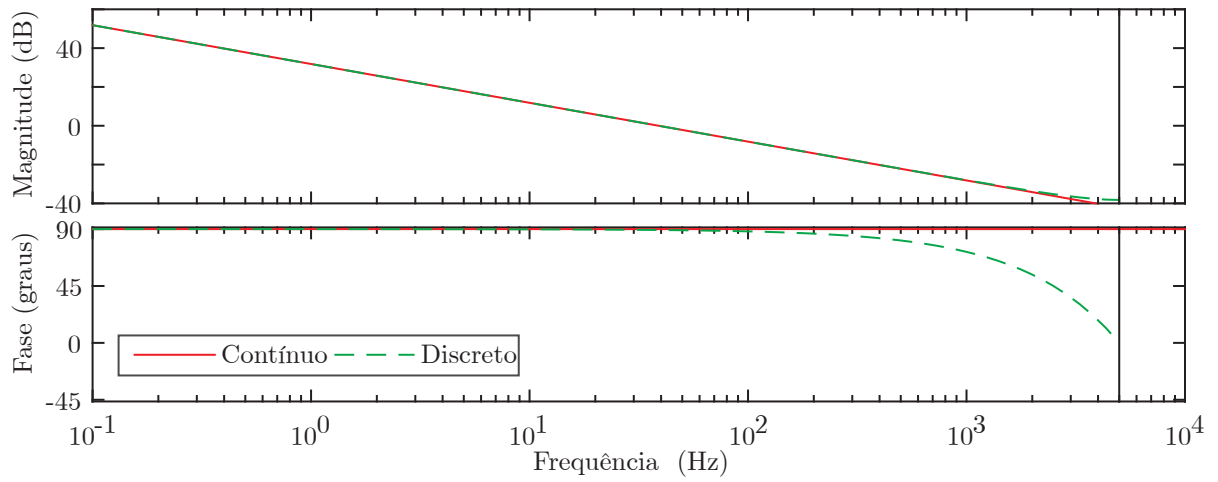
Fonte: O autor.

2.6 CONCLUSÕES

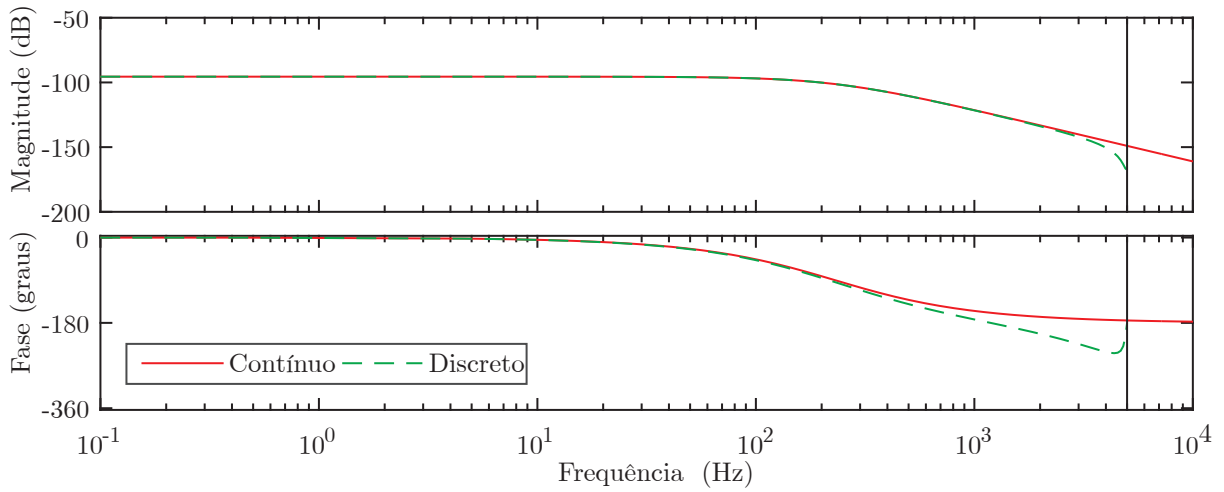
Este capítulo apresentou o processo de modelagem matemática do sistema de geração isolado proposto. Saliendo a realização de algumas considerações para simplificar o sistema em um circuito equivalente, dentre elas um modelo para o gerador de indução, onde o mesmo é modelado como um equivalente de Thévenin.

As simplificações, são consideradas para analisar somente o regime permanente do sistema, onde aplica-se o teorema de Thévenin apenas para a representação do GI, diferindo de abordagens clássicas para a modelagem para o GI.

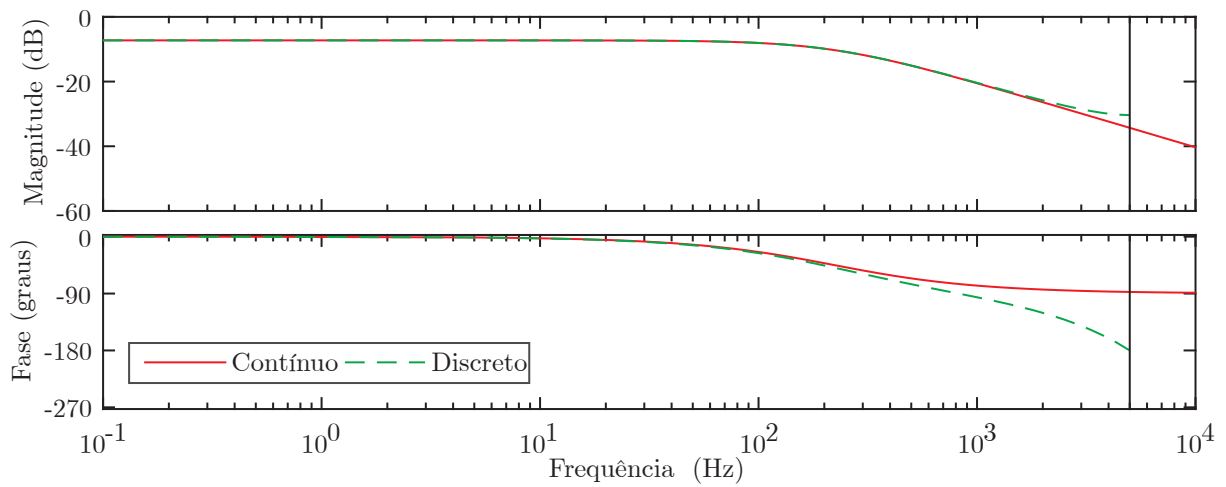
Figura 2.9 – Resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta encontradas para o modelo contínuo e modelo discreto.



(a) Malha externa G_{vcc} .



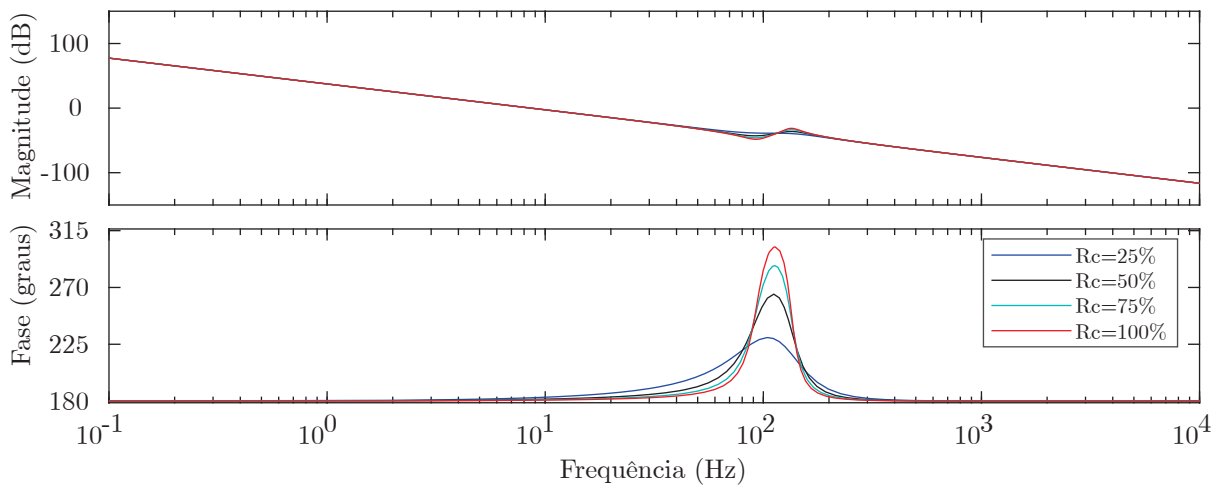
(b) Malha externa G_{vd} .



(c) Malha externa G_{v0} .

Fonte: O autor.

Figura 2.10 – Respostas em frequência para valores de R_c dentro do intervalo da Tabela B.1.



Fonte: O autor.

Contudo, mesmo estando de acordo com o circuito equivalente considerado, o modelo obtido neste capítulo é uma simplificação, válida somente para um ponto de operação. Logo, não corresponde totalmente ao sistema real, além disso, ainda que sejam estáveis as funções de transferência obtidas para as malhas de tensão e corrente, conforme já demonstrado, o desempenho dos controladores clássicos projetados utilizando este modelo, podem não corresponder exatamente ao esperado durante a fase de projeto. Além disso, estes podem ser modificados conforme a variação paramétrica inerente ao sistema. Estas questões tornam-se atraentes quanto a utilização de controladores robustos, que consigam minimizar estas características decorrentes das simplificações e manter o desempenho do controle para todas as condições de operação. Por fim, a resposta em frequência dos modelos da planta foram demonstradas, juntamente com o efeito da variação paramétrica da carga. Ainda tendo em vista a garantia de aproximação dos modelos discretos aos modelos contínuos, através das respostas em frequência apresentadas, no próximo capítulo será apresentado o projeto dos controladores proposto para o sistema de controle do DSTATCOM. Assim enfatiza-se o projeto de controladores aplicados as malhas internas de corrente que sejam capazes de rejeitar componentes harmônicas provenientes de cargas não lineares. Para implementar em DSP, foram obtidos os modelos em tempo discreto da planta, que inclui o efeito da discretização do sistema com ZOH e o efeito do atraso de implementação no modelo discreto da malha interna de corrente.

3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS DO SISTEMA DE GERAÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar algumas considerações sobre o controlador proporcional ressonante e sua implementação digital, para aplicação ao projeto do sistema de controle de tensão à uma planta de microgeração composta de elementos passivos e ativos para compensação de potência reativa e ativa do conjunto. Além disso, apresenta-se também o sistema de controle proposto para o DSTATCOM de maneira detalhada, assim como o projeto dos compensadores de corrente e de tensão projetados para o sistema. O sistema de geração é composto por um GI com rotor gaiola de esquilo de três terminais, excitado por um banco de capacitores conectado em estrela, e acionado por uma máquina primária. Como máquina primária subentende-se qualquer fonte de energia mecânica rotativa, seja ela uma micro turbina hidráulica, um motor a combustão, ou ainda, outra fonte de velocidade constante.

O barramento CA do sistema é composto de quatro condutores, fases a , b e c , e condutor de neutro (n), o qual é derivado do ponto de central da configuração estrela do banco de capacitores de excitação. Ainda no barramento são conectadas as cargas, trifásicas a três e quatro fios ou monofásica. O sistema de regulação é composto por um DSTATCOM a quatro braços, cujo barramento CC é constituído de capacitores eletrolíticos dimensionados de acordo com (SCHERER, 2016). Os terminais do DSTATCOM são conectados ao barramento CA ou PCC, através de indutores que compõem um filtro de segunda ordem trifásico que promovem a redução de harmônicos de corrente de alta frequência produzidos pelo inversor.

A seguir serão apresentadas considerações sobre o controlador ressonante e metodologias importantes para o projeto dos mesmos, além de sua implementação digital e por fim a estrutura e o projeto de controle para o sistema.

3.2 CONSIDERAÇÕES SOBRE O CONTROLADOR PROPORCIONAL RESSONANTE

Uma prática comum de projeto em sistemas de controle, é o projeto dos controladores baseados em modelos lineares e nas especificações de estabilidade, desempenho e robustez (OGATA, 2010). O rastreamento da referência e a rejeição dos distúrbios podem ser classificados como robustos, quando o sistema consegue rastrear ou rejeitar assintoticamente uma classe de sinais, mesmo com variações paramétricas da planta (CHEN, 1998). A solução robusta para o rastreamento do sinal de referência ou a rejeição dos dis-

túrbios pode ser alcançada pela aplicação do princípio do modelo interno. Este princípio abordado em Francis e Wonham (1976), propõe a inclusão do modelo do sinal exógeno na estrutura de controle. Um exemplo clássico da aplicação do princípio do modelo interno é a inclusão da parcela integral nos controladores PID, cujo objetivo é o rastreamento de sinais de referência ou rejeição dos distúrbios, com erro nulo em regime permanente para variações do tipo degrau (OGATA, 2010).

Entretanto, para rastrear sinais senoidais aplicam-se controladores ressonantes que também são baseados no princípio do modelo interno para operação com sinais senoidais (FUKUDA; YODA, 2001). O ganho em malha aberta dos compensadores ressonantes são teoricamente infinitos nas frequências de ressonância, o que os torna aptos a rastrear sinais de comando ou rejeitar distúrbios do tipo senoidais (SATO et al., 1997). Os controladores ressonantes foram aplicados em inversores de tensão de acordo com Sato et al. (1997), no controle utilizado em motores de alto desempenho em Zmood e Holmes (2003), nos retificadores de tensão com fator de potência unitário e nos filtros ativos de potência (FUKUDA; IMAMURA, 2005). Assim, eles tornam-se interessantes, pois permitem a aplicação de múltiplos compensadores ressonantes em um só projeto, possibilitando a alocação do ganho em múltiplas frequências de interesse. De forma simplificada, pode-se aplicar um compensador ressonante para o seguimento da frequência fundamental. Sendo que para a rejeição de cada frequência múltipla harmônica da fundamental é possível aplicar novos compensadores ressonantes.

As cargas não lineares não drenam corrente com forma de onda igual à forma de onda da tensão aplicada sob as mesmas, com isso a utilização de apenas um compensador na frequência fundamental não é suficiente para manter a taxa de distorção harmônica satisfatoriamente baixa. Conseqüentemente, utiliza-se um conjunto de compensadores ressonantes. Ainda em casos de cargas distintas, utiliza-se além de um compensador ressonante para a frequência fundamental, compensadores ressonantes para as componentes de maior contribuição harmônica. Em geral, são os múltiplos ímpares de menor frequência: 3^a harmônica, 5^a harmônica, 7^a harmônica, 9^a harmônica e até mesmo a 11^a harmônica (DUARTE, 2015).

Nos últimos anos tem sido proposto na literatura, o controlador proporcional ressonante (PR) com o intuito de regulação de corrente em vez do controlador PI em um conversor de energia (TEODORESCU et al., 2006; CIOBOTARU et al., 2005; ZMOOD et al., 2001). O PR comporta-se como um filtro *notch*, ressoando só com o sinal de entrada na sua própria frequência. Assim, semelhante ao controlador PI, cujo ganho é infinito a 0 Hz, o controlador PR no quadro estacionário também possui ganho infinito na frequência de ressonância. Isto significa que o controlador PR é capaz de rastrear completamente um sinal de referência senoidal, sem quaisquer erros de estado estacionário (TEODORESCU et al., 2006). Além de serem empregados para regular as correntes de saída de um conver-

sor, eles não apresentam necessidade de transformar o sistema estacionário para o quadro síncrono ou vice-versa.

3.2.1 Métodos de projeto de Controladores Ressonantes

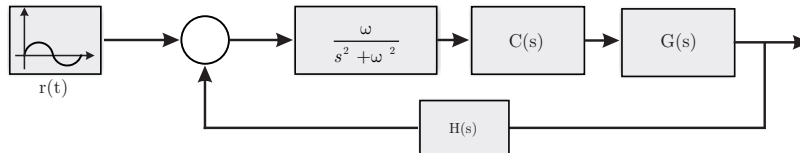
Em geral, para seguir uma referência senoidal com erro de regime permanente nulo, os polos da transformada de Laplace do sinal de referência devem ser incluídos na função de transferência do compensador. Além de garantir erro nulo, isso também eliminará todos os distúrbios do mesmo tipo, em regime permanente (RIBEIRO et al., 2018). Isto é conhecido como princípio do modelo interno (MURRAY et al., 2003). De acordo com esse princípio, deve-se ter no mínimo um par de polos ressonantes no controlador. Assim, para o projeto de controladores ressonantes, primeiro inicia-se definindo um ponto nominal de operação para o determinado sistema. A partir deste é possível obter um modelo nominal para a planta que descreve seu comportamento aproximado. Com isso, são determinados parâmetros e especificações a cerca do projeto de um compensador, partindo da análise do modelo da planta. Dentre estes fatores, algumas informações clássicas na análise do projeto tornam-se mais relevantes (OGATA, 2010).

- A necessidade da definição de uma frequência de cruzamento do ganho (f_c), definida como a frequência em que o ganho é unitário ou 0 dB. Quanto maior é a frequência de cruzamento maior será a capacidade do conversor sintetizar sinais de frequência elevada e sua resposta transitória poderá ser mais rápida, contribuindo para um melhor desempenho no sistema.
- Garantir boa margem de fase pois ela é o atraso de fase adicional na frequência de cruzamento de ganho da função de transferência em malha aberta, necessária para que o sistema atinja o limiar de instabilidade. Quanto menor a margem de fase, mais próximo da instabilidade o sistema em malha fechada encontra-se.
- Atender a margem de ganho, sendo que a margem de ganho é o recíproco do módulo na frequência em que o ângulo é -180° . Para um sistema de fase mínima estável, a margem de ganho indica em quanto pode ser aumentado, antes que o sistema se torne instável. Para um sistema instável, a margem de ganho indica o quanto o ganho deve decrescer para estabilizar o sistema em malha fechada.
- Observar o erro estático, afinal quanto maior for o módulo da tempo de discretização na frequência de interesse, menor será o erro estático.

Seguindo o princípio do modelo interno para o controlador ressonante, em que um sistema em malha fechada segue um sinal de referência de entrada, sem erro em

regime permanente, quando o modelo que gera essa referência está incluído no sistema realimentado estável de acordo com a Figura 3.1.

Figura 3.1 – Sistema realimentado.



Fonte: Autor.

Ainda para realizar o projeto dos mesmos, pode-se usar a analogia de um controlador PI, sendo que o ressonante compreende em substituir a parcela integral do PI por uma parcela ressonante, passando assim a possuir dois polos complexos sobre o eixo imaginário e dois zeros complexos (com parte real e imaginária).

$$K_P + \frac{K_I}{s} \Rightarrow K_P + \frac{K_R s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.1)$$

Como característica principal o projeto deste controlador ressonante clássico justifica-se pelos critérios usuais já citados como:

- Deve conter um par de polos complexos e conjugados, adicionado sobre o eixo imaginário, exatamente na frequência do sinal de entrada e/ou distúrbio a ser rejeitado.
- Deve-se estabelecer uma frequência (ω), na qual deseja-se sintonizar o controlador, podendo serem escolhidas várias frequências de interesse, como o caso de múltiplas harmônicas da fundamental, tornando-se um ressonante em cascata conforme (TISCHER et al., 2015; SCHERER et al., 2015).
- O par de zeros complexos e conjugados é adicionado em uma frequência suficientemente menor que a frequência do cruzamento do ganho (usualmente uma década abaixo), de tal forma que a margem de fase não se modifique. Uma vez que tratam-se de zeros complexos, o coeficiente de amortecimento (ξ) é menor que 1, sendo usualmente escolhido o valor 0,7 de acordo com (OGATA, 2010).
- O ganho do compensador deve ser escolhido para selecionar a frequência de cruzamento desejada.

De acordo com (ZMOOD et al., 2001), o controlador PR era empregado como um regulador de sinais senoidais, de forma, que introduzia um ganho infinito na frequência de ressonância selecionada, de maneira a eliminar o erro de regime permanente do sinal

rastreado na frequência de interesse. Portanto, equivale ao que enuncia-se em Teodorescu et al. (2006), mostrando assemelhar-se a um integrador que possui um ganho infinito muito grande em corrente contínua (CC). Por isso, utilizam-se integradores generalizados que garantem erro nulo para regime permanente para uma determinada frequência (CHA et al., 2009). Assim, a parcela ressonante do controlador PR pode ser observada como um integrador generalizado de sinais CA (YUAN et al., 2002b). A função de transferência no domínio da frequência complexa do controlador PR é dada por:

$$C_{PR}(s) = k_p + k_{iR} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \quad (3.2)$$

onde k_{PR} , k_{iR} e ω_0 são os ganhos proporcional, integral e a frequência de ressonância (frequência do sinal a ser seguido) do controlador, respectivamente.

Como o valor da constante k_p influencia igualmente os sinais em todo o espectro de frequência, é normalmente projetado da mesma forma que em um controlador PI. Isso, devido a ser basicamente determinado pela dinâmica do sistema, em termos da faixa de passagem, margem de fase e ganho (ALMEIDA et al., 2013). Salienta-se, que para evitar problemas relacionados com o ganho infinito da frequência de ressonância do controlador PR, pode-se modificar 3.2, reescrevendo a função de transferência do controlador conforme mostrado a seguir:

$$C_{PR}(s) = k_p + k_{iR} \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) \quad (3.3)$$

onde ω_c é a faixa de passagem da parcela ressonante. Essa nova função de transferência possui um ganho finito, entretanto relativamente elevado para garantir um erro de regime desprezível na frequência de ressonância. Ainda, aponta-se em Almeida et al. (2013) que o controlador PR modificado sobre o ideal, possibilita o ajuste da faixa de passagem da parcela ressonante, podendo ser aumentada. Com isso, escolhendo um ω_c apropriado pode-se reduzir a sensibilidade do controlador perante as variações da frequência de um sistema. Contudo, em Almeida et al. (2013) e Seifi e Moallem (2019) uma outra formulação do PR é baseada na transformada de *Laplace* do seno, como mostrada a seguir:

$$C_{PR}(s) = k_p \left(\frac{k_{iR}}{s^2 + \omega_0^2} \right) \quad (3.4)$$

A função de transferência dada por 3.4 não é muito empregada pois não possui um zero em $s = 0$. Essa característica resulta em uma resposta dinâmica relativamente mais lenta para o sistema compensado (FUKUDA; YODA, 2001). A parcela ressonante possui um alto ganho na frequência central de ressonância e praticamente não tem influência nas outras frequências, essa característica possibilita a operação de múltiplos controladores ressonantes juntos, normalmente organizados paralelamente, sem reduzir a margem de fase do sistema, o que poderia causar instabilidades. Em algumas situações, compensadores

adicionais como avanço e atraso de fase são utilizados, para atender margens de ganho e de fase nos PRs (RIBEIRO et al., 2018; ROJAS et al., 2019).

Já em Lorenzini et al. (2019) é apresentado uma metodologia de identificação do ponto mais adequado da resposta de frequência de diferentes tipos de plantas. O método proposto, que também inclui fórmulas de ajuste, ainda fornecem margens de estabilidade apropriadas para variadas classes de plantas. Para isso, mostra-se a característica do controlador PR na equação 3.5,

$$C_{PR}(s) = k_p \left(\frac{k_{R1}s + k_{R2}}{s^2 + 2\xi\omega_r s + \omega_r^2} \right) \quad (3.5)$$

onde ω_r é a frequência que deve ser rastreada ou rejeitada, K_p , k_{R1} , k_{R2} são os coeficientes de amortecimento dos pólos reais a serem ajustados, dando liberdade de alocação dos mesmos, conforme o grau de instabilidade da planta a ser aplicada.

Diante dos métodos de projetos do controlador ressonante expostos, necessita-se de atenção quanto ao método de projeta-los, levando em consideração a escolha do projeto em tempo contínuo ou projeta-los já no domínio discreto, usando as devidas aproximações para a implementação. Visando facilitar a implementação dos controladores tanto em simulações computacionais quanto em DSPs, para resultados experimentais, pode-se usar uma forma de projeto mais sistemática mencionada em (MARTINS, 2018). Salienta-se, que pode-se utilizar de técnicas clássicas de teoria de sistemas de controle, ou ainda, métodos determinísticos de projetar os controladores no tempo contínuo e utilizando as devidas aproximações, podendo discretizá-los com intuito de implementar as equações em um computador. Por outro lado, a implementação digital dos controladores ressonantes requerem uma atenção especial no que diz respeito ao método de discretização como mencionado em (CIOBOTARU et al., 2005; MARTINS, 2018; ARCANJO, 2013).

3.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO CONTROLADOR PR

Um ponto crítico da implementação digital dos controladores ressonantes é o método de discretização adotado devido à existência do par de polos sobre o eixo imaginário. Neste caso as regras estabelecidas anteriormente para os controladores PI não são aplicáveis, pois os métodos de baixa ordem, isto é métodos de *Euler e Tustin* não apresentam respostas satisfatórias, devido ao deslocamento do par de polos complexos e consequentemente dos picos de ressonância (YEPES et al., 2010).

Devido à sua banda estreita e ao ganho muito elevado na frequência de ressonância, os PR são muito sensíveis ao processo de discretização. Um pequeno deslocamento na posição dos polos ressonantes provoca uma redução significativa na capacidade do con-

trolador. Ou seja, um deslocamento na frequência de ressonância do controlador torna o efeito a parcela ressonante desprezível, fazendo que o controlador PR se comporte apenas como um controlador proporcional (YUAN et al., 2002b).

Conforme (YEPES et al., 2010), mostram que alguns métodos de discretização causam um deslocamento dos polos, resultando em um desvio na frequência em que o ganho infinito ocorre com relação à frequência de ressonância do projeto no tempo contínuo. Este deslocamento dos polos, causam erros que se tornam mais significantes quando a frequência de ressonância aumenta. Na prática, pode-se dizer que a maioria dos métodos de discretização resultam em uma resposta satisfatória quando o objetivo é rastrear sinais com componentes harmônicas de baixa frequência.

As implementações baseadas nos métodos de discretização *Zero-order hold* (ZOH), *First-order hold* (FOH), *impulse invariant*, *Tustin with prewarping* e *Zero-pole matching* proporcionam uma localização precisa dos picos de ressonância, mesmo para frequências de amostragem reduzidas e para altas frequências de ressonância. Consequentemente, eles são mais apropriados para se obter erros de estado estacionário nulos. A discretização também tem efeito sobre a alocação dos zeros do controlador, modificando a sua distribuição em relação à função de transferência no tempo contínuo. Essas discrepâncias não devem ser ignoradas, pois elas tem uma relação direta com a estabilidade do controlador. Considerando que os controladores ressonantes baseiam-se na transformada de Laplace da função cosseno, devido a presença do zero, há melhora a estabilidade do controlador (FUKUDA; YODA, 2001). De forma similar, os zeros mapeados por cada técnica de discretização podem afetar a estabilidade, sendo sempre muito importante empregar o método mais adequado pelos critérios de estabilidade e desempenho.

Outro ponto importante no projeto dos controladores ressonantes é que o atraso computacional, devido ao tempo de processamento do algoritmo do controlador pode afetar significativamente o desempenho do PR para altas frequências de ressonância, causando instabilidades. Portanto, para seguir componentes harmônicas de ordem mais elevada, uma estratégia que compense os atrasos deve ser incorporada ao algoritmo do controlador (YUAN et al., 2002b). Em (YEPES et al., 2010), é feita uma exaustiva análise sobre os efeitos dos métodos de discretização na implementação do controlador ressonante apropriado, estes estão resumidos na Tabela 3.1. Algumas conclusões obtidas nesse estudo são resumidas a seguir:

- Os métodos de Euler progressivo e regressivo não são apropriados para discretizar controladores ressonantes ideais, pois eles não mapeiam os polos sobre o círculo unitário. Ou seja, são incapazes de proporcionar ganhos infinitos.
- A implementação discreta baseada na transformação *Tustin* da origem a um erro de estado estacionário significativo devido ao deslocamento dos polos. Esse erro aumenta com o aumento da ordem do harmônico. Portanto, ele não é recomen-

dado para seguir sinais com alta frequência. Entretanto, esses desvios podem ser dispensados quando aplicados à componente fundamental e harmônicos de baixa ordem.

- Os métodos que fornecem uma implementação discreta efetiva para a compensação de atrasos são *FOH*, *Tustin with prewarping* e *Impulse invariant*. As outras técnicas podem facilmente levar o sistema à instabilidade devido à grande diferença que elas produzem na resposta em frequência próximo dos picos de ressonância.

Tabela 3.1 – Principais métodos de discretização.

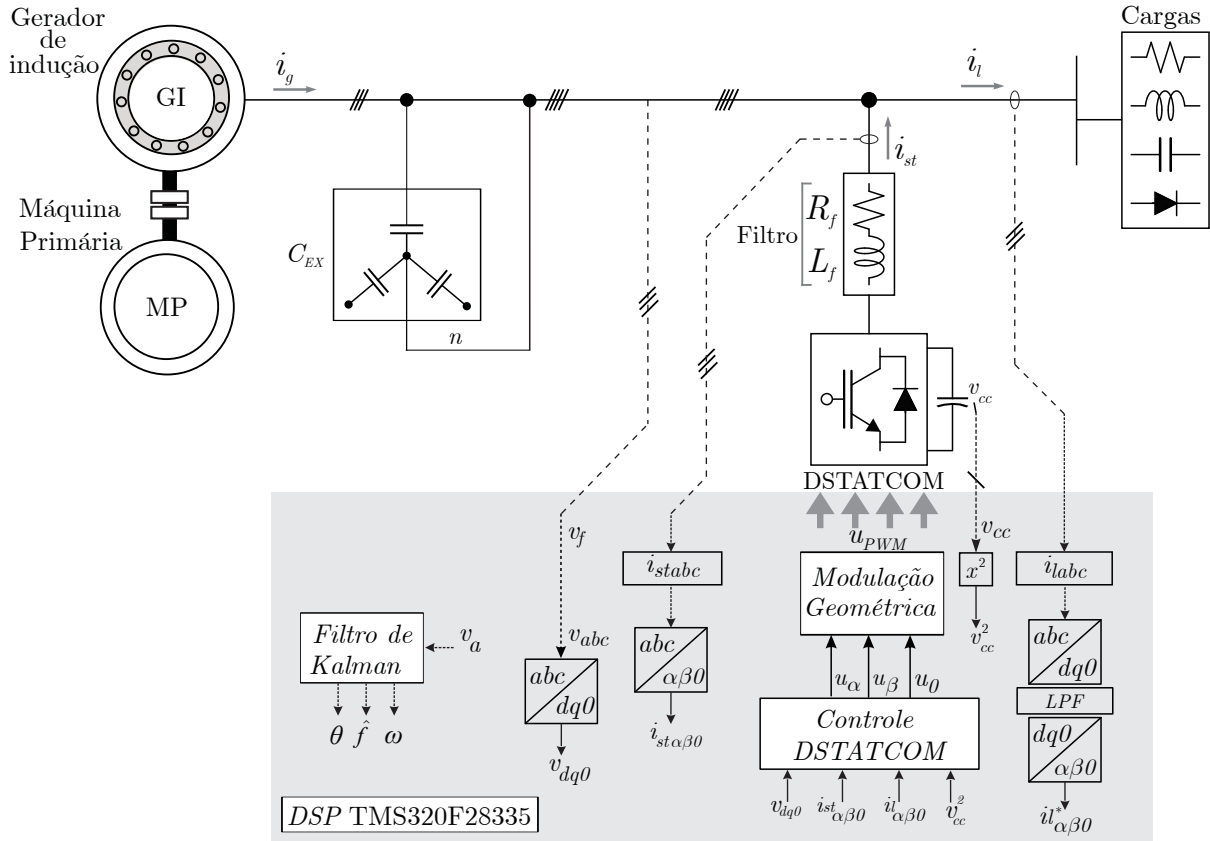
Método	Equivalência
<i>Zero pole matching</i>	$z = e^{sT_s}$
Euler progressivo	$s = \frac{1}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{z^{-1}}$
Euler regressivo	$s = 1 - \frac{1-z^{-1}}{T_s}$
Bilinear (Tustin)	$s = \left(\frac{2}{T_s}\right) \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
<i>Prewarping</i> Bilinear	$s = \left[\frac{h\omega}{\tan\left(\frac{h\omega T_s}{2}\right)}\right] \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
<i>Zero-order hold</i> (ZOH)	$X(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{X(s)}{s} \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
<i>First-order hold</i> (FOH)	$X(z) = \frac{(1-z^{-1})}{z^{-1}T_s} \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{X(s)}{s^2} \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
Invariância ao impulso	$X(z) = T_s \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} [X(s)] \Big _{t=kT_s} \right\}$

3.4 ESTRUTURA DO SISTEMA DE CONTROLE

Para o sistema de controle são projetados os compensadores PI e compensadores proporcional ressonantes derivativos (PRDs) a serem utilizados respectivamente nas malhas de controle externas e internas. Nas externas de tensão CA para realizar o controle das tensões do GIAE e na malha externa do barramento CC do DSTATCOM. Já para as malha internas para compensação de componentes harmônicas de corrente provenientes de cargas não lineares, sendo que estas componentes causam significativas distorções nas tensões geradas. Para a implementação do sistema de controle faz-se necessário a aquisição dos sinais de tensão nos terminais do GIAE, das correntes de carga, das correntes de saída do DSTATCOM e da tensão CC do DSTATCOM. Desta forma, totalizando o uso de dez sensores, sendo um para medição da tensão CC do barramento do DSTATCOM, três para a medição das correntes de saída do DSTATCOM, três para a medição das

correntes de carga e outros três para a medição das tensões de fase do barramento CA. O diagrama esquemático do sistema de controle proposto para o DSTATACOM com detalhe do processamento no DSP para a planta de microgeração é apresentado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Diagrama esquemático simplificado do sistema de controle proposto para a planta de microgeração.



Fonte: Adaptado de Tischer (2017).

Com o intuito de desenvolver o sistema de controle empregando coordenadas estacionárias e síncronas aplicado ao sistema trifásico a quatro fios, as variáveis medidas devem ser transformadas para tais grandezas. A transformação do sistema trifásico abc para o sistema de coordenadas podem ser definidas conforme as equações matriciais abaixo, onde x representa tanto grandezas de tensão como de corrente.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = [T_{abc_ \alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

onde,

$$T_{abc_αβ0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Por outro lado, a transformação do sistema de coordenadas no sistema de eixos girantes $dq0$, converte o mesmo em dois circuitos acoplados de grandezas contínuas e a transformação é realizada pela seguinte matriz,

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

Através das transformações (3.6), (3.7) e (3.8) pode-se obter a matriz que transforma diretamente o sistema trifásico abc no sistema de eixos girantes $dq0$, dado por,

$$T_{\alpha\beta0_dq0(\theta)} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{3} \cos(\theta) & -\frac{\sqrt{6}}{6} \cos(\theta) + \frac{\sqrt{2}}{2} \text{sen}(\theta) & -\frac{\sqrt{6}}{6} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} \text{sen}(\theta) \\ -\frac{\sqrt{6}}{3} \text{sen}(\theta) & \frac{\sqrt{6}}{6} \text{sen}(\theta) + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta) & \frac{\sqrt{6}}{6} \text{sen}(\theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta) \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Notando-se que a matriz de transformação da equação exige o ângulo de sincronismo ou sinais de seno e cosseno, usa-se então o método denominado de filtro de Kalman para obtê-los, satisfazendo a necessidade na matriz de transformação da equação (CARDOSO et al., 2008). Além de acompanhar um algoritmo de estimação de frequência, o qual é implementado para estimar a frequência das tensões geradas.

3.5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA AO DSTATCOM

Conforme a Figura 3.2 o DSTATCOM está conectado aos terminais do GIAE através de indutores, que juntamente com o banco de capacitores de excitação, compreendem um filtro passa baixa de segunda ordem, que promove a redução de harmônicos de alta frequência das correntes produzidas pelo DSTATCOM. O diagrama de blocos do algoritmo de controle proposto é apresentado na Figura 3.3. O sistema de controle proposto baseia-se numa estrutura em cascata formada por seis malhas de controle, sendo três externas de tensão e três internas de corrente. Conforme apresenta a Figura 3.3, a estratégia de controle apresenta três malhas internas para controlar as correntes trifásicas do DSTATCOM, em coordenadas estacionárias $\alpha\beta0$ e três malhas externas de tensão para gerar as referências de corrente das malhas internas em função das tensões nos terminais do GIAE e da tensão do barramento CC do DSTATCOM em coordenadas síncronas $dq0$. O DSTATCOM opera como uma fonte de corrente variável, compensando as correntes do

$\alpha\beta 0$ (i_α^* , i_β^* e i_0^*) para os três controladores internos, responsáveis por gerar os sinais de controle do DSTATCOM em eixos u_α , u_β e u_0 . Então a partir do erro entre referências de corrente das malhas externas de controle somadas as componentes das correntes de carga e as correntes processadas pelo DSTATCOM e implementadas no sistema de controle da malha interna. Assim, com a finalidade de manter a tensão do barramento CC do DSTATCOM em um valor constante e acima do valor de pico das tensões de linha do barramento CA, conforme os requisitos de projetos apresentado em (SCHERER, 2016), v_{cc}^2 é comparado ao valor de referência v_{cc}^{2*} . O erro obtido (v_{cce}) é aplicado à entrada de um controlador PI, resultando a saída definida por:

$$i_d^*(k) = i_d^*(k-1) + K_{Pvcc}\{v_{cce}(k) + v_{cce}(k-1)\} + K_{Ivcc}v_{cce}(k), \quad (3.10)$$

sendo

$$v_{cce}(k) = v_{cc}^{2*}(k) - v_{cc}^2(k), \quad (3.11)$$

onde i_d^* considerada a referência de corrente no eixo d necessária para manter a tensão do barramento CC regulada no valor de referência. A regulação das tensões alternadas no PCC, parte da comparação da tensão v_d com o valor de referência v_d^* . O erro obtido é processado por um controlador PI cujo sinal de saída é dado por:

$$i_q^*(k) = i_q^*(k-1) + K_{Pvd}\{v_{de}(k) + v_{de}(k-1)\} + K_{Ivd}v_{de}(k) \quad (3.12)$$

sendo

$$v_{de}(k) = v_d^*(k) - v_d(k), \quad (3.13)$$

onde i_q^* considerada a referência de corrente no eixo q necessária para manter a tensão v_d no valor de referência. Quando sujeito à cargas desequilibradas, o sistema apresentará desequilíbrio de corrente entre suas fases e a diferença de corrente circulará através do terminal de neutro do sistema. Esse desequilíbrio das correntes de carga, gera uma componente alternada com frequência igual a do sistema no eixo 0 das tensões do barramento CA. Assim, de forma a corrigir os desequilíbrios de carga, a componente 0 da tensão terminal deve ser controlada de forma a mantê-la nula durante condições de desequilíbrios de carga. Desta forma, para efeito de compensação, v_0 é comparado com o valor de referência v_0^* , neste caso um valor nulo, e o erro gerado é processado através de um controlador PI para erro nulo em regime e um PRD para o rastreamento da componente fundamental, definido conforme a equação:

$$i_0^*(k) = i_0^*(k-2) + K_{Pv0}\{v_{0e}(k) + v_{0e}(k-2)\} + K_{Iv0}v_{0e}(k) + K_{PRv0}\{v_{0e}(k) + v_{0e}(k-1)\} + K_{Rv0}v_{0e}(k) \quad (3.14)$$

sendo

$$v_{0e}(k) = v_0^*(k) - v_0(k), \quad (3.15)$$

onde i_0^* é considerada a referência de corrente no eixo 0 necessária para manter a tensão v_0 no valor nulo. As malhas externas de tensão alteram a referência das correntes com o propósito de manter o equilíbrio de fluxo de potência ativa (barramento CC) e reativa (tensão nos terminais do GIAE). Nestas malhas são utilizados controladores PI para o eixo d e q devido suas variáveis síncronas dq serem contínuas e para o eixo 0 usa-se o controlador proporcional integral ressonante derivativos (PIRPD) implementado em Scherer et al. (2015), devido a componentes senoidais impostas no eixo 0 por desequilíbrios, visando manter erro nulo em regime permanente. O acoplamento entre os eixos d e q é desprezado e o sistema em questão é considerado como dois sistemas SISO (do inglês, *single input single output*), um para o eixo d e outro para o eixo q , sendo que um controlador é projetado independentemente para cada eixo.

Visando o aproveitamento das funcionalidades do conversor, as malhas internas de corrente são compostas por controladores proporcionais ressonantes, para rastrear sinais senoidais em eixos estacionários, objetivando obter erro nulo em regime permanente e compensar as distorções harmônicas causadas por cargas não lineares. Sabendo-se que o DSTATCOM é capaz de trabalhar como um filtro ativo paralelo e rejeitar essas perturbações, as componentes harmônicas presentes nas correntes de carga são realimentadas nas malhas internas do controle. A forma de onda das correntes de carga são compostas, além da componente fundamental em 60 Hz, de componentes harmônicos. De forma extrair a componente CC que corresponde a corrente da fundamental, ao transformar os sinais de corrente em eixos dq , as componentes da frequência fundamental se transformam em sinais contínuos, enquanto que as componentes harmônicas se transformam em sinais alternados fora da frequência fundamental.

Logo, a partir da utilização de um filtro passa-baixa (em inglês, *Low-Pass Filter-LPF*) na frequência de 20 Hz é possível permitir a passagem por este, somente da parcela contínua do sinal, garantindo que a magnitude CC corresponda apenas a corrente na frequência fundamental. Quando sujeito à cargas monofásicas, o sistema apresentará desequilíbrios de corrente entre suas fases e a diferença de corrente circulará através do terminal de neutro do sistema. Com o auxílio dos canais de conversão analógicos para digitais do DSP, inclui-se três tensões de fase terminais (v_a , v_b e v_c), a tensão CC do barramento (v_{cc}), as correntes de carga trifásicas (i_{al} , i_{bl} e i_{cl}), correntes DSTATCOM trifásicas (i_{sta} , i_{stb} e i_{stc}). Isso pode ser visto na Figura 3.2 apresenta também no lado esquerdo do diagrama, dez variáveis que são dadas entre dois sistemas de coordenadas distintos, coordenadas $dq0$ para as malhas de controle externas e coordenadas $\alpha\beta0$ para malhas de controle internas, que foram obtidos usando a transformação de *Clark* e *Park*.

Como afirmado anteriormente, o controle proposto visa regular a amplitude das tensões do sistema considerando condições reais de carga, incluindo cargas desequilibra-

das e não lineares. Essas condições exigem técnicas de controle que permitem que o DSTATCOM compense sequência zero e componentes harmônicos de alta ordem.

O controle proposto é aplicado nos três eixos de coordenadas $\alpha\beta 0$, tomando como referência os sinais gerados pelas malhas de controle externas somadas as componentes das correntes de carga. A tensão do barramento CC é mantida constante em um valor de referência pelo controle da corrente do eixo d do DSTATCOM. Da mesma forma, o controle das tensões do terminal do GIAE é realizado controlando o fluxo de potência reativa, representado pelo eixo q , sendo a corrente DSTATCOM.

A terceira malha de controle é aplicado para controlar a corrente do eixo 0 com o DSTATCOM, para compensar correntes de neutro e corrigir desequilíbrios no sistema. Nestas malhas externas para o controle, o erro entre a tensão do barramento CC (v_{cc}) e seu valor de referência (v_{cc}^*), sendo este a entrada de um controlador integral (PI), que gera como saída corrente de referência no eixo d (i_d^*). Da mesma forma, o erro entre a tensão do terminal GIAE no eixo q (i_q^*) e seu valor de referência é o sinal de entrada para outro controlador PI, gerando como saída a corrente de referência no eixo q (i_{q^*}). Ainda o erro de tensão do eixo 0, correspondente ao neutro e seu valor de referência (v_0^*) é o sinal de entrada para um controlador PI para erro nulo em regime e um controlador PRD para sinais senoidais, gerando como saída a corrente de referência no eixo 0 (i_{0^*}). Depois a transformação inversa de *Park* deve ser aplicada para obter os sinais alternados em coordenadas estacionárias para cada um do eixo $dq0$, obtendo u_α^* , u_β^* e u_0^* .

Os sinais de erro aplicados aos controladores PRDs são obtidos da componente alternada das correntes de carga $\tilde{i}_{\alpha l}$, $\tilde{i}_{\beta l}$ e \tilde{i}_{0l} , as correntes de referência geradas das malhas de controle externas (i_α^* , i_β^* e i_0^*) e correntes medidas de DSTATCOM (i_α , i_β e i_0). Salienta-se que as cargas não lineares podem apresentar harmônicas de alta ordem, múltiplas 3, 5, 7 e 9 vezes a frequência fundamental. Por esta razão, procura-se por compensação de harmônicos e desequilíbrios. Desta forma, os controladores PRDs aplicados nos circuitos de controle das malhas de corrente i_α , i_β e i_0 sendo necessário a definição para frequências específicas. A saída dos controladores PRDs são os sinais de controle (u_α^* , u_β^* e u_0^*) que são considerados para gerar os sinais de para a modulação geométrica.

O terceiro eixo de controle, controla a malha 0, essa sendo responsável por compensar a sequência zero de correntes de carga durante desequilíbrios. Diante de sua natureza alternada, mesmo em referência síncrona, controladores proporcional integral derivativos (PID) não tem desempenho satisfatório. Um perfeito rastreamento pode ser alcançado com o uso de controladores PRDs em ambas as malhas de controle do eixo 0, externas e internas, com a adição de uma ação integral para garantir zero erro de estado estacionário, o que pode ser considerado um controlador proporcional integral (PI) para erro nulo em regime permanente e um controlador proporcional ressonante derivativo (PRD) para desbalanços denominado como PIR-PD.

Embora os controladores da Figura 3.3, estejam representados tempo contínuo, todos os controladores submetidos são projetados em tempo discreto, considerando para isso as funções de transferência discreta do sistema modelado.

3.5.1 Controle de corrente em eixos estacionários

O projeto do DSTATCOM, tem como objetivo o controle da malha interna de corrente, associado a modulação geométrica desenvolvida para obtenção dos sinais PWM. Controladores PI, como já mencionado, são considerados insatisfatórios para rastrear sinais senoidais em eixos estacionários a fim de reduzir distúrbios nas correntes do gerador. Para garantir rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios provenientes de cargas não lineares, o controlador proporcional ressonante (PR) baseado no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976) pode assegurar um rastreamento das referências de corrente, no qual, são aplicados aos modelos discretos da planta. O procedimento para a obtenção e validação deste controlador é a principal contribuição deste trabalho.

3.5.1.1 Controlador proporcional-ressonante

O controlador PR é capaz de seguir referências senoidais de uma frequência específica, tanto de sequência positiva quanto negativa, com erro de estado estacionário nulo. Dentre as vantagens desse controlador comparado com o PI nas coordenadas síncronas, é que o ressonante não existe acoplamento cruzado entre as variáveis de controle, se implementado no sistema de coordenadas estacionárias. O controlador proporcional ressonante ainda tem como característica principal, apresentar ganho infinito para as frequências de ressonância de projeto, além da vantagem de evitar as transformações rotacionais. Nos casos onde o sistema em malha fechada for estável, esses controladores proporcionam erro nulo de regime permanente para as frequências de ressonância.

O controlador PR foi inicialmente proposto como um regulador de sinais senoidais (ZMOOD et al., 2001). A parcela ressonante do controlador PR pode ser vista como um integrador generalizado de sinais CA (YUAN et al., 2002b). A função de transferência no domínio da frequência complexa do controlador PR é definido assim como em (ZMOOD et al., 2001) em:

$$C_{PR}(s) = k_{PR} + \frac{2k_R\omega_n s}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.16)$$

A frequência de ressonância é representada por ω_n , ξ é o fator de amortecimento, k_R é o ganho proporcional do controlador ressonante. Quando $\xi = 0$ em uma banda de frequência estreita em torno da frequência de ressonância, este controlador atinge ganho

infinito. A constante de tempo integral k_R , determina a largura de faixa da frequência. Também deve atender requisitos de margem de fase de acordo com Ogata (2010) possibilita a definição da margem de fase desejada (MF) para os sistemas.

Em Teodorescu et al. (2006) é apresentada uma análise envolvendo os termos desse controlador, de modo que k_R reduzido resulta em uma banda muito estreita, enquanto que k_R elevado resulta numa faixa mais larga. O segundo termo empregado na Equação (3.16) integra uma entrada senoidal em relação ao tempo, sem a introdução de atraso de fase. O ganho proporcional k_{PR} é sintonizado de forma semelhante ao controlador PI, no qual, determina a dinâmica em termos da frequência de cruzamento do ganho e margem de ganho (YUAN et al., 2002b). Com o objetivo de compensar várias frequências fixas e conhecidas, a compensação seletiva pode ser obtida pelo paralelismo de vários compensadores harmônicos (no inglês, *Harmonic Compensator*) sintonizados na frequência desejada (TEODORESCU et al., 2006). A função de transferência de um compensador harmônico com múltiplos controladores ressonantes pode ser representado como

$$C_{PR}(s) = k_{PR} + \sum_{h=1,3,5,7,9} \frac{2k_{Rh}h\omega_n s}{s^2 + 2\xi h\omega_n s + (h\omega_n)^2}, \quad (3.17)$$

onde h é a ordem harmônica e k_{Rh} representa o ganho individual de ressonância. O projeto dos blocos de compensação PR consta da sintonia da frequência do ajuste do coeficiente de amortecimento ξ e da determinação do ganho k_{PR} . A sintonia das frequências são diretamente obtidas pelos requisitos de rastreamento.

3.5.1.2 Estrutura e procedimento de projeto do controlador de corrente

Os controladores ressonantes são utilizados para garantir o rastreamento das referências e rejeição de distúrbios nas frequências de interesse, porém os resultados transitórios destes controladores não são em geral satisfatórios (GABE et al., 2009). Deste modo, uma solução cabível é a utilização de controladores por avanço ou atraso de fase que tem por finalidade suprir um atraso de fase estabelecido e naturalmente pelas próprias características de alguns componentes do sistema original, ainda pode melhorar o desempenho transitório. Ou seja, este tipo de compensador permite remodelar o lugar das raízes de maneira a obterem-se polos dominantes desejados em malha fechada. O compensador utilizado para realizar este processo é dado por:

$$C_{PH}(s) = \frac{s + \omega_{fZ}}{s + \omega_{fP}} \quad (3.18)$$

onde, ω_{fZ} e ω_{fP} é a localização do zero e do polo do compensador. Portanto a máxima defasagem introduzida pelo compensador ocorre na frequência máxima ($f_{m\acute{a}x}$), dada pela

média geométrica das frequências do zero e do pólo:

$$f_{m\acute{a}x} = \sqrt{f_Z f_P} \quad (3.19)$$

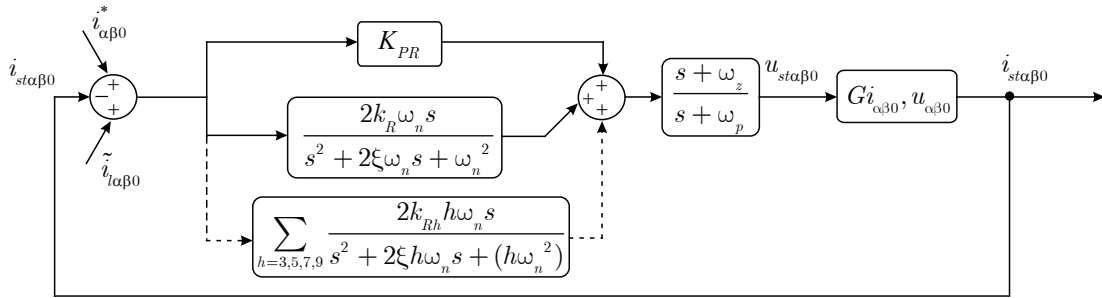
Conforme (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2002), para alcançar uma defasagem máxima com o compensador de fase, a média geométrica das frequências do polo e zero devem coincidir com a frequência de cruzamento da magnitude por 0 dB (f_c) desejada. Logo, a especificação é obtida através da frequência de localização do zero (f_Z) e do polo (f_P), pelas seguintes equações.

$$f_Z = f_c \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\theta)}{1 + \text{sen}(\theta)}} \quad (3.20)$$

$$f_P = f_c \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\theta)}{1 - \text{sen}(\theta)}} \quad (3.21)$$

onde o θ é o avanço de fase introduzido pelo compensador para atingir a margem de fase desejada.

O diagrama de blocos do sistema de controle de corrente pode ser visto na Figura 3.4, composto por um conjunto de blocos de compensação proporcional ressonante, para obter rastreamento em regime permanente, e um bloco para compensação de fase, projetado com o intuito de garantir uma margem de fase adequada, na frequência de cruzamento do ganho. A saída do compensador de fase são as ações de controle u_α , u_β e u_0 . O objetivo do projeto de controle proposto é obter os ganhos dos controladores Figura 3.4 – Estrutura do controlador de corrente proposto.



Fonte: Adaptado de Tischer (2017).

para assegurar: (i) erro nulo em regime permanente, (ii) boa resposta transitória e (iii) rastreamento das correntes de referência e rejeição de distúrbio no PCC.

O procedimento de projeto a seguir é realizado para obter o controlador de corrente baseia-se em alguns critérios estabelecidos:

- 1º Seleciona-se ω_n para cada controlador ressonante, levando-se em consideração que estas frequências estão relacionadas com a frequência da referência de corrente para ser rastreada e as frequências das harmônicos de carga para ser compensadas;

- 2° Escolhe-se um fator de amortecimento para cada controlador ressonante;
- 3° Obtêm-se o ângulo de fase θ necessário para coincidir com a margem de fase desejada na frequência de cruzamento da magnitude por 0 dB em malha aberta;
- 4° Utiliza-se o ângulo θ para localizar o polo e zero da parcela de compensação de fase;
- 5° Ajusta-se o ganho do controlador de corrente até a margem de fase desejada;
- 6° Discretiza-se cada controlador ressonante pelo método *FOH* e obtém-se o controlador de corrente para implementação.

3.5.1.3 Projeto dos controladores das malhas internas de corrente

Os controladores aplicados às malhas internas de corrente tem o propósito de controlar as correntes processadas pelos quatro braços do DSTATCOM. Por esse motivo, as entradas dos controladores são sinais de corrente provenientes da malha externa de controle, da realimentação da medição das correntes processadas pelo DSTATCOM e das componentes das correntes de carga.

De acordo com a Figura 3.3, o sinal de corrente proveniente da malha externa de controle é a referência de corrente. A referência de corrente em coordenadas $dq0$ é transformada para coordenadas $\alpha\beta0$, esta deriva da saída do controlador da malha externa de tensão e seu valor é determinado de tal forma que o erro de entrada do controlador da malha externa seja zero. Como papel fundamental o DSTATCOM responsabiliza-se pela compensação dos desequilíbrios de corrente oriundo da conexão de cargas trifásicas desequilibradas ou monofásicas ao barramento CA. Tornando-se necessária a realimentação das componentes em coordenadas de carga $\tilde{i}_{\alpha l}$, $\tilde{i}_{\beta l}$ e \tilde{i}_{0l} . Ainda tratando-se da realimentação das componentes em coordenadas $\alpha\beta0$ das correntes do DSTATCOM i_{α} , i_{β} e i_0 garantindo o rastreamento e erro nulo em regime permanente da malha de controle, a partir do projeto adequado dos ganhos dos controladores PRDs. Logo, o projeto dos controladores PRDs de cada malha interna de corrente é realizado individualmente com base nas equações das plantas em tempo discreto 2.73 e 2.74.

Para o projeto dos controladores das malhas $i_{\alpha\beta0}$ utiliza-se os parâmetros nominais do sistema de microgeração, dados na Tabela B.1, do Apêndice B, e definidos os parâmetros de projeto é possível determinar o controlador de corrente aplicado ao DSTATCOM, como segue. Para os controladores ressonantes, escolheram-se as frequências 60 Hz, 180 Hz, 300 Hz, 420 Hz, 540 Hz (fundamental, 3^a, 5^a, 7^a e 9^a harmônicas, respectivamente), fator de amortecimento em torno de $\xi = 0,7$ e ganho proporcional $k_{PR} = 1,5$. Os requisitos de projeto adotados são margem de fase $> 40^\circ$ e com frequência de cruzamento da

planta em malha aberta seja de até uma década abaixo da frequência de chaveamento, neste caso de 1 kHz.

Aplicando-se os critérios de projeto descritos anteriormente, o compensador de avanço de fase no domínio discreto para as malhas de corrente $i_{\alpha\beta}$ obtido, é dado pela função de transferência que segue:

$$C_{PHi\alpha\beta}(z) = 0,63603 \frac{(z-0,8216)}{(z-0,2825)} \quad (3.22)$$

Além disso, obtém-se os ganhos individuais de ressonância projetados para manter a estabilidade da planta e depois discretizados para as malhas $i_{\alpha\beta}$.

$$K_{Rhi\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0,6 \\ 0,5 \\ 0,4 \\ 0,3 \\ 0,2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Desta forma seguindo a estrutura de controle de corrente apresentada na Figura 3.4, a função de transferência da planta em malha aberta para os eixos $i_{\alpha\beta}$ é dada por:

$$G_{MI\alpha\beta}(z) = C_{PRhi\alpha\beta}(z)C_{PH\alpha\beta}(z)G_{i\alpha\beta,u\alpha\beta}(z) \quad (3.24)$$

Da mesma forma apresenta-se para a malha de corrente i_0 o compensador de avanço de fase no domínio discreto obtido é dado pela função de transferência que segue:

$$C_{PHi0}(z) = 0,7791 \frac{(z-0,5133)}{(z-0,2584)} \quad (3.25)$$

Os ganhos individuais de ressonância foram alocados de modo a manter a estabilidade da planta e na sequencia discretizados.

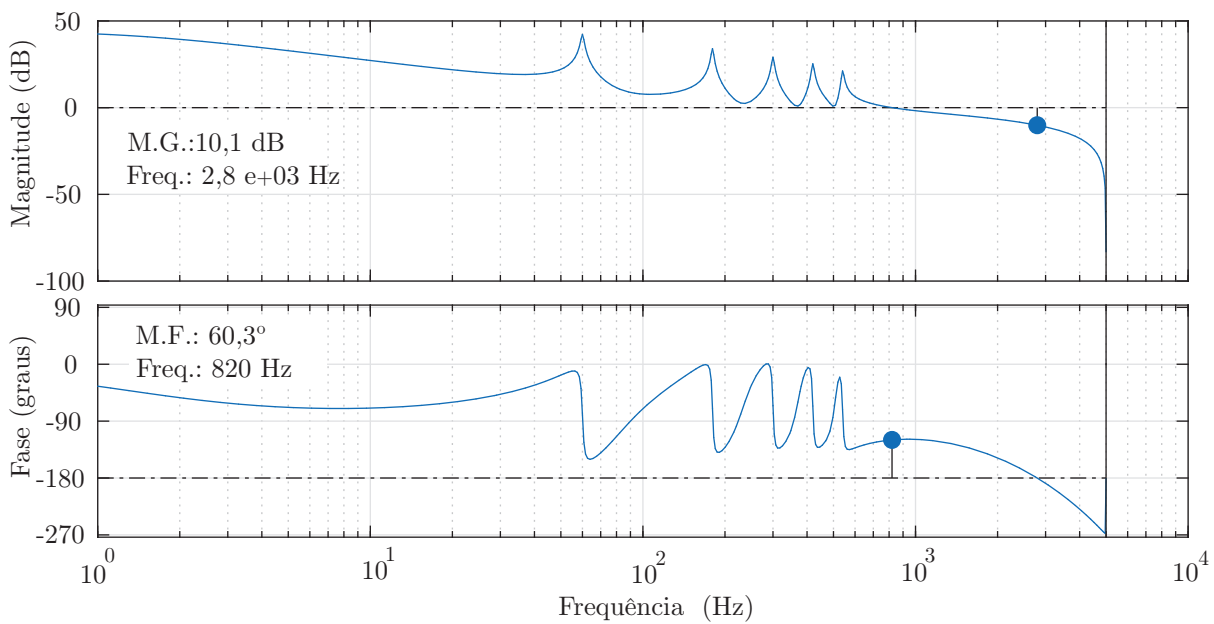
$$K_{Rh0} = \begin{bmatrix} 0,5 \\ 0,4 \\ 0,3 \\ 0,2 \\ 0,1 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

E por fim a função de transferência da planta em malha aberta para a malha de corrente i_0 é dada por:

$$G_{MI0}(z) = C_{PRh0}(z)C_{PH0}(z)G_{i0,u0}(z) \quad (3.27)$$

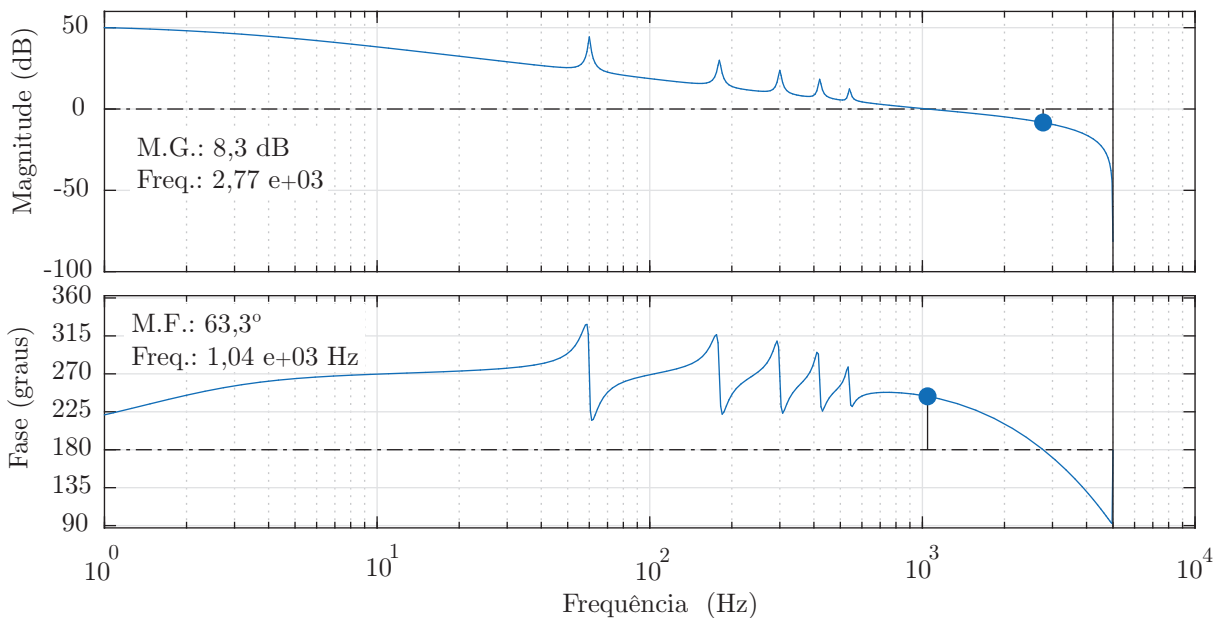
As Figuras 3.5 e 3.6 apresentam as respostas em frequência para malha aberta do sistema compensado juntamente com de blocos ressonantes de avanço de fase para os parâmetros. A resposta em frequência de malha fechada pode ser verificada nas Figuras

Figura 3.5 – Resposta em frequência discreta do sistema de controle de corrente em malha aberta para $G_{i\alpha\beta}$.



Fonte: O autor.

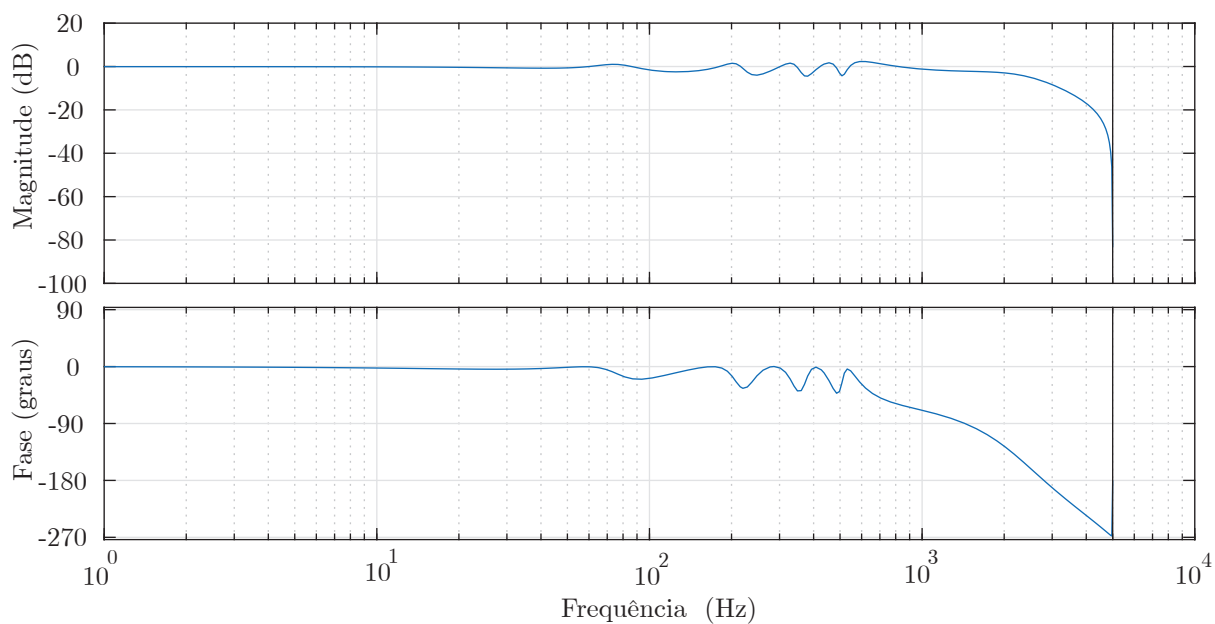
Figura 3.6 – Resposta em frequência discreta do sistema de controle de corrente em malha aberta para G_{i0} .



Fonte: O autor.

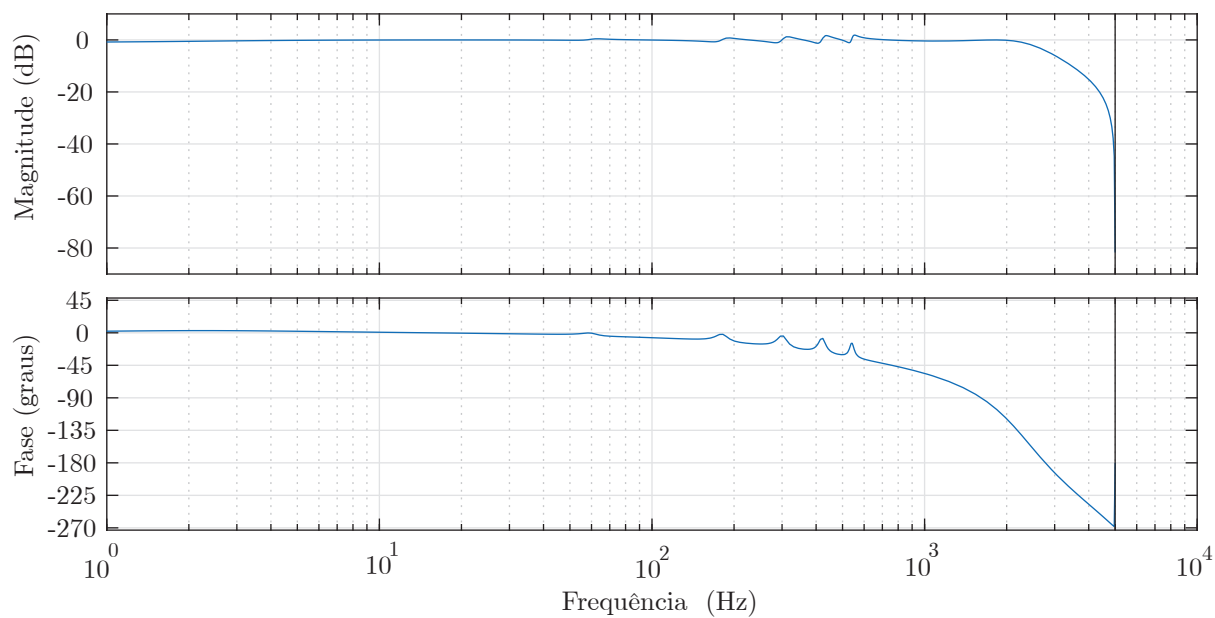
3.7 e 3.8, mostrando que a magnitude na resposta em frequência permanece igual a 0 dB nas frequências de ressonância e a fase permanece em 0 graus.

Figura 3.7 – Resposta em frequência discreta do sistema de controle de corrente em malha fechada para $G_{i\alpha\beta}$.



Fonte: O autor.

Figura 3.8 – Resposta em frequência discreta do sistema de controle de corrente em malha fechada para G_{i0} .



Fonte: O autor.

3.5.2 Projeto dos controladores das malhas externas de tensão

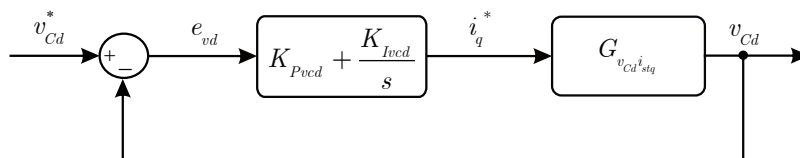
Propõe-se uma estratégia de controle para as malhas externas de tensão com a finalidade de gerar as referências de corrente a serem processadas pelo DSTATCOM, de forma a manter os níveis de tensão do sistema com erro zero em relação às referências pré-definidas. Sendo assim, compreende-se em três malhas individuais de tensão, a primeira malha é definida para o controle da tensão do PCC, realizada através do controle da tensão do barramento CA no eixo d (v_d), a segunda malha desempenha o papel de controle da tensão do barramento CC (v_{cc}) e a terceira malha de controle tem como finalidade corrigir os desequilíbrios de tensão, realizada através do controle da tensão do barramento CA no eixo 0 (v_0). O controle destas malhas de tensão depende exclusivamente da realimentação das tensões do sistema, tornando-se necessário a medição das tensões de fase do PCC e da tensão do barramento CC do DSTATCOM. A diferença das tensões realimentadas em relação às referências pré-determinadas v_d^* , v_{cc}^* e v_0^* é o erro de entrada dos controladores de cada malha.

O objetivo dos controladores é zerar este erro de forma que as tensões medidas sigam as referências com erro nulo em regime permanente e velocidade de regulação adequada em regime transitório. A seguir são detalhados os controladores projetados para cada uma das três malhas externas de tensão.

3.5.2.1 Malha externa de controle da tensão CA

O controlador da amplitude das tensões nos terminais do gerador, realiza-se de forma direta através do fluxo de potência reativa processada pelo DSTATCOM, o qual, está associada ao controle da corrente no eixo q , como mostrado no diagrama de blocos da malha de controle apresentado na Figura 3.9.

Figura 3.9 – Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão CA.



Fonte: O autor.

O compensador PI deve ser projetado para obter uma dinâmica lenta em virtude da malha interna ser mais rápida. Desta forma, como critério de projeto, os ganhos dos controladores são obtidos de maneira que a frequência de cruzamento do ganho em 0 dB seja em torno de uma década abaixo da frequência de corte definida no projeto do

controlador de corrente. Já a margem de fase imposta para esta malha de controle é de 40° a 60° graus. Assim, é obtido o seguinte controlador discretizado pelo método *ZOH*.

$$C_{PI}(z) = \frac{-0,505z + 0,485}{z - 1} \quad (3.28)$$

Conforme o diagrama de blocos apresentado na Figura 3.9, a função de transferência da planta compensada em malha aberta é dada por:

$$G_{MEvd}(z) = C_{PIvd}(z)G_{vd,iq}(z) \quad (3.29)$$

A Figura 3.10 (a), mostra a resposta em frequência em malha aberta do sistema compensado considerando os parâmetros nominais do sistema de microgeração. Já na Figura 3.10 (b) é verificada a resposta em frequência em malha fechada na planta de tensão CA. Podendo ser observado que a magnitude na resposta em frequência mantém-se igual a 0 dB e a fase permanece igual a 0° graus em 0 Hz.

3.5.2.2 Malha externa de controle da tensão do barramento CC do DSTATCOM

A malha de controle da tensão do barramento CC mostrada na Figura 3.11, define o fluxo de potência ativa através da corrente processada pelo DSTATCOM. Para que isto ocorrer, um sinal de referência é gerada em eixos síncronos que alimenta as malhas internas da estratégia de controle.

A partir do conhecimento da função de transferência dada na equação $G_{vcc, id}$, é possível realizar o projeto do controlador PI, responsável por regular a tensão CC do DSTATCOM, seguindo alguns requisitos de projeto. Esta malha de controle deve ser lenta com o propósito de reduzir distorções na tensão de referência CA. Nesse sentido, o zero e o ganho do compensador PI foram projetados para resultar na frequência de cruzamento de aproximadamente de 40 Hz e margem de fase entre 60° e 90° graus. Obtendo-se assim o seguinte controlador discretizado pelo método *ZOH*.

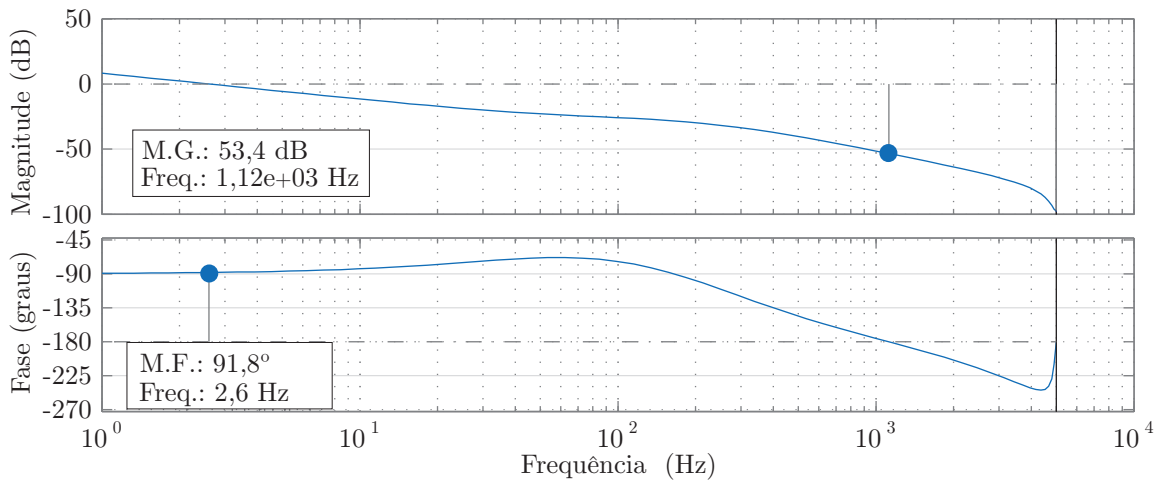
$$C_{PI}(z) = 0,995 \frac{(-1,22z + 1,20)}{(z - 1)} \quad (3.30)$$

Conforme o diagrama de blocos apresentado na Figura 3.11, a função de transferência da planta compensada em malha aberta é dada por:

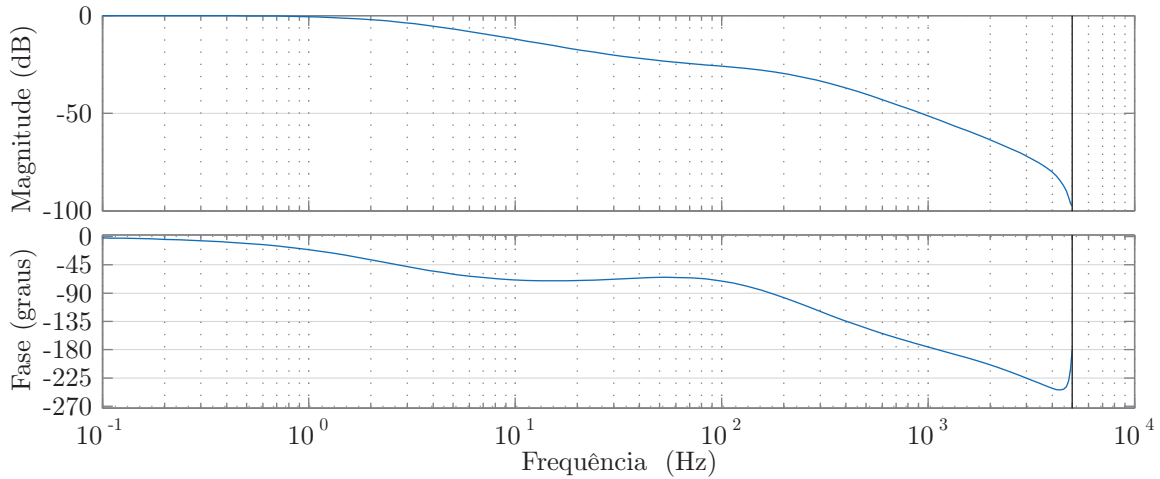
$$G_{MEvcc}(z) = C_{PIvcc}(z)G_{vcc,id}(z) \quad (3.31)$$

A Figura 3.12 (a) mostra a resposta em frequência em malha aberta de controle da tensão do barramento CC para os parâmetros apresentados na Tabela B.1, sendo C_{CC}

Figura 3.10 – Resposta em frequência discreta do sistema $G_{vd,iq}$: (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.



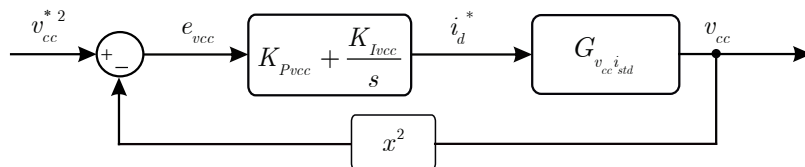
(a) Malha Aberta.



(b) Malha Fechada.

Fonte: O autor.

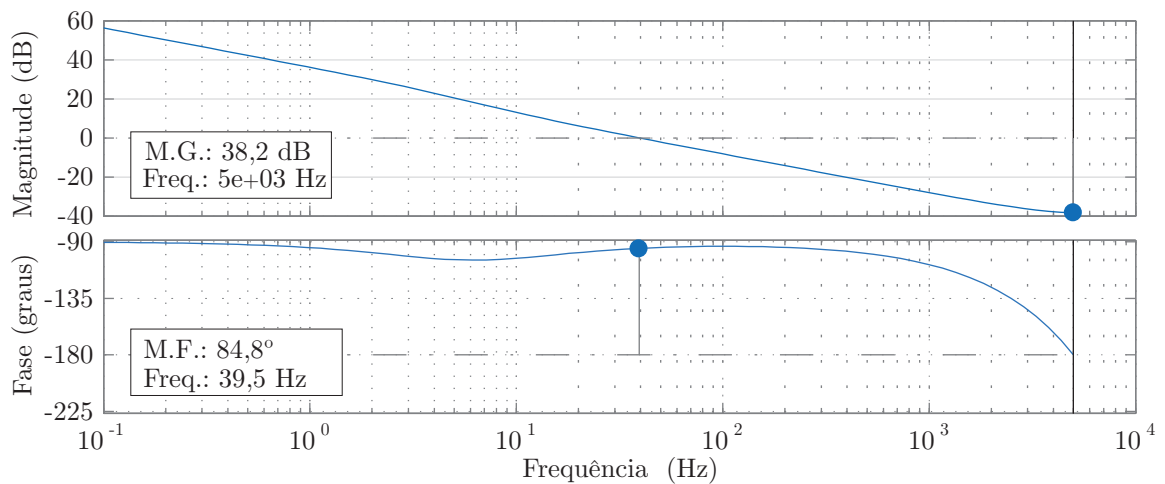
Figura 3.11 – Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão CC.



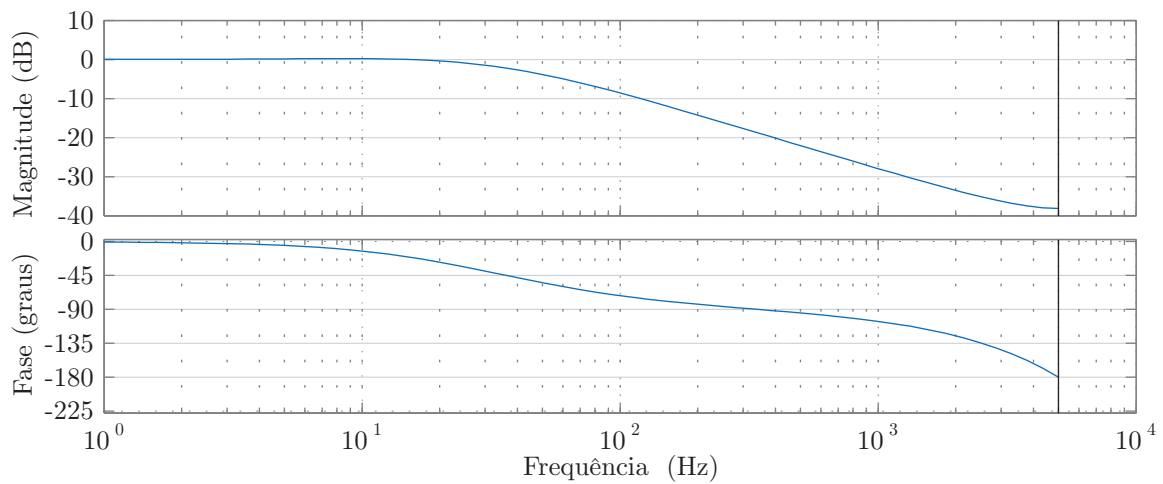
Fonte: O autor.

$= 4700\mu F$, $v_d = 380V$ e $v_{base} = 660V$. Já na Figura 3.12 (b) é verificada a resposta em frequência em malha fechada do sistema compensado na planta de tensão CC. Podendo

Figura 3.12 – Resposta em frequência discreta do sistema $G_{vcc,id}$: (a) em malha aberta.
(b) em malha fechada.



(a) Malha Aberta.



(b) Malha Fechada.

Fonte: O autor.

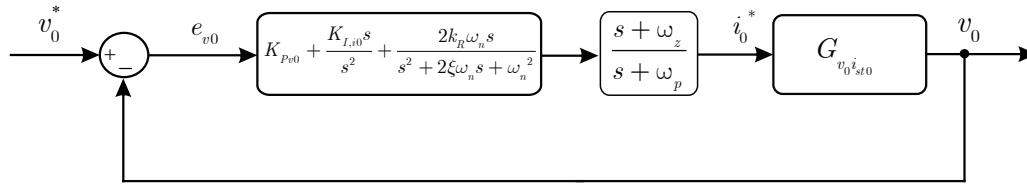
ser observado que a magnitude na resposta em frequência mantém-se igual a 0 dB e a fase permanece igual a 0° graus em 0 Hz.

3.5.2.3 Malha externa de controle de desequilíbrios de tensão

Um sistema de geração a quatro fios permite a conexão de cargas trifásicas a três e quatro fios, além de cargas monofásicas. A conexão de cargas monofásicas desequilibradas promove o desequilíbrio das correntes do sistema, e tratando-se de um sistema de microgeração isolado, onde entende-se reduzida potência sem compensação pela rede, o balanço das tensões do barramento CA também é comprometido. Desta forma, torna-se

importante a correção dos desequilíbrios do sistema através da compensação de corrente por parte do DSTATCOM (KASSA et al., 2010). Assim necessita-se de uma malha de tensão responsável por compensar a componente de sequência 0. O sistema de controle apresentado na Figura 3.3 mostra uma terceira malha de controle, sendo esta dedicada à correção dos possíveis desequilíbrios nas correntes e tensões do sistema. Havendo desequilíbrio entre as correntes de carga em coordenadas abc , surge uma componente alternada na corrente i_{0l} , causando o desequilíbrio das tensões do barramento CA, o que gera uma componente alternada também na tensão v_0 . Assim, para a compensação do desequilíbrio de corrente, e conseqüentemente das tensões do barramento, o DSTATCOM deve processar a componente i_0 de forma a compensar a corrente de carga i_{0l} . Logo, estabelecido o valor nulo como referência (v_0^*), a malha externa de controle gera a referência de corrente i_0^* da malha interna de controle conforme a Figura 3.13.

Figura 3.13 – Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão de desequilíbrios.



Fonte: O autor.

A partir do conhecimento da função de transferência dada na equação G_{v_0, i_0} é possível realizar o projeto do controlador PI e os ganhos do controlador são determinados de tal forma que a frequência de corte em malha fechada seja de até uma década abaixo da frequência de corte definida para a malha interna de corrente G_{i_0} . Ainda sobre o controlador tem-se o adicional de proporcional ressonante derivativo responsável também por manter nula a tensão de neutro do sistema, quando apresentado sinais senoidais devido a desequilíbrios. Os requisitos de projeto foram dimensionados de modo que se respeitasse os limites de estabilidade, então para a parcela ressonante é fator de amortecimento ($\xi = 0,7$) e ganho proporcional $k_{PR} = 1,5$ e para a parcela integral um ganho integral $K_i = 100$ e para o ganho proporcional $K_P = 7$. O compensador de avanço de fase no domínio discreto para a malha de tensão v_0 obtido é dado pela função de transferência que segue:

$$C_{PHv0}(z) = 0,7791 \frac{(z-0,5133)}{(z-0,2584)} \quad (3.32)$$

Além disso, obtém-se o ganho de ressonância e após discretiza-o para a malha i_0 .

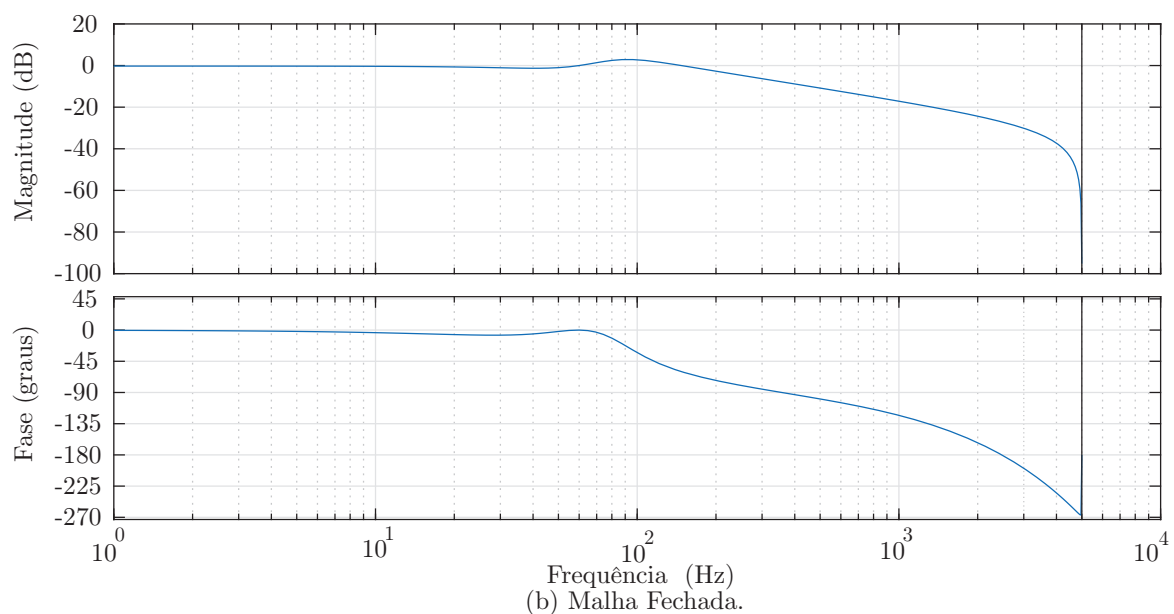
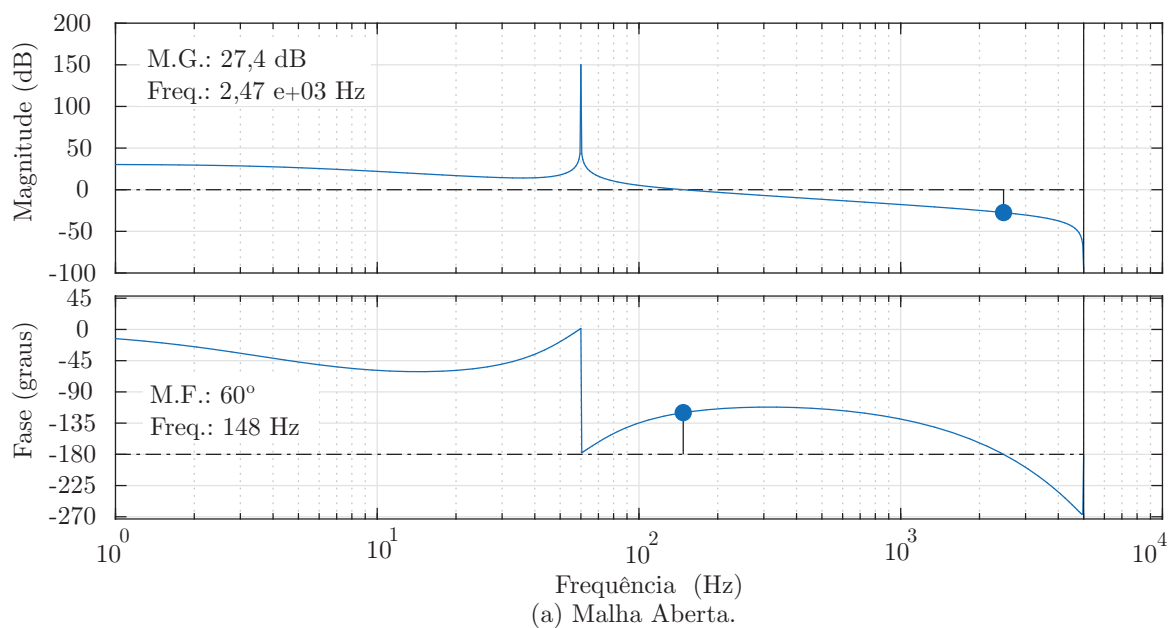
$$K_{Rh} = [0,5] \quad (3.33)$$

Desta forma seguindo a estrutura de controle de corrente apresentada na Figura 3.4, a função de transferência da planta em malha aberta a malha $G_{v0,i0}$ é dada por:

$$G_{MEv0,i0}(z) = C_{PRhv0,i0}(z)C_{PHv0,i0}G_{v0,i0}(z) \quad (3.34)$$

A resposta em frequência de malha aberta é mostrada na Figura 3.14 (a), já em malha fechada pode ser verificada na Figura 3.14 (b), mostrando que a magnitude na resposta em frequência permanece igual a 0 dB nas frequências de ressonância e a fase permanece em 0° graus.

Figura 3.14 – Resposta em frequência discreta do sistema para $G_{v0,i0}$: (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.



3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Cabe ressaltar que o controle das tensões trifásicas do GIAE e da tensão do barramento CC do DSTATCOM é realizado a partir de malhas externas empregando controladores PI, com o adicional de um controlador ressonante derivativos na malha v_0 , resultando em um controlador proporcional integral ressonante derivativo (PIR-PD).

O controle das correntes de compensação geradas pelo DSTATCOM é realizado a partir de malhas internas empregando controladores PRDs baseados no princípio do modelo interno. Os projetos dos controladores foram realizados a partir do conhecimento das plantas que regem o comportamento das variáveis de estado de interesse.

Os controladores de ganhos fixos projetados garantiram a estabilidade do sistema em malha fechada. A validação e desempenho dos controladores projetados serão analisados no próximo capítulo através de resultados de simulação e resultados experimentais.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

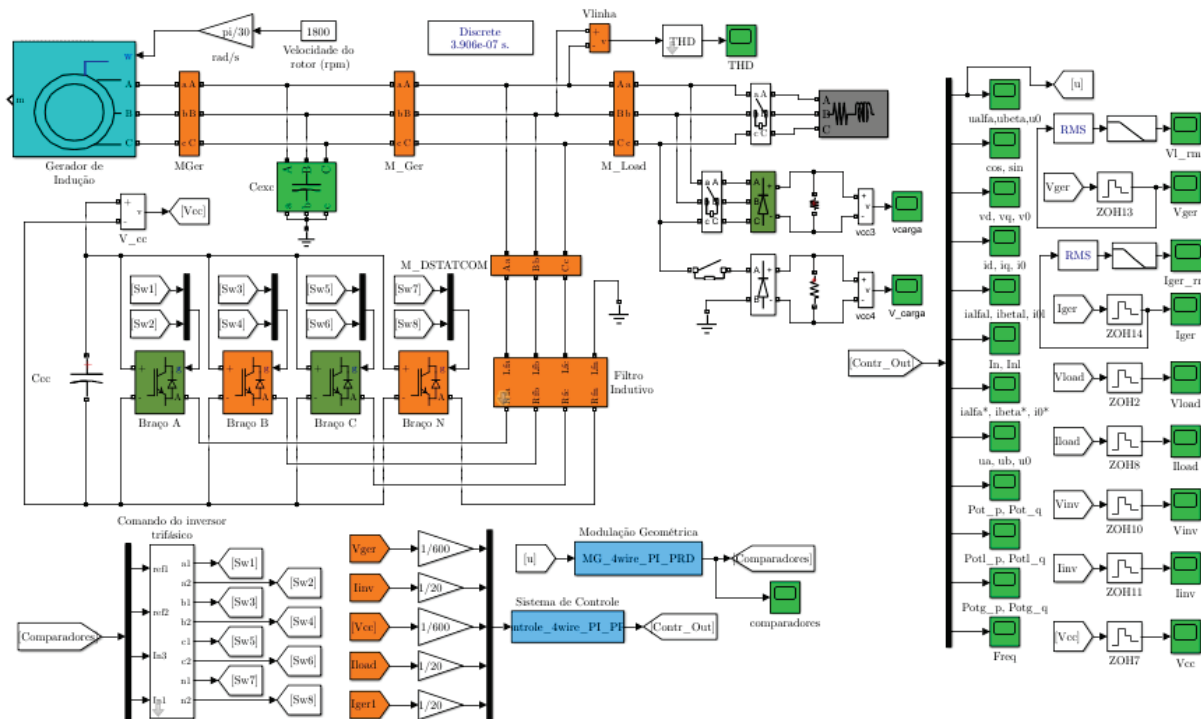
Neste capítulo serão expostos os resultados de simulação e experimentais que demonstram o desempenho do sistema de controle proposto, aplicado na regulação de tensão e melhoria da qualidade de energia de sistemas baseado em gerador de indução autoexcitado. Por conseguinte, são apresentados resultados de simulação realizados no software Matlab[®], a fim de expor o comportamento das variáveis de interesse do sistema, perante aos métodos de controle propostos. Deste modo, são realizados testes de conexão de cargas não lineares, desequilibradas e de combinação de ambas no sistema, tanto em simulação quanto experimental. No decorrer das seções, ainda é verificado o espectro harmônico e a distorção harmônica total dos resultados obtidos respeitando os limites impostos pela norma IEEE Standard 519 (IEEE, 2014). O protótipo do sistema de microgeração utilizado para a obtenção dos resultados, possui características apresentadas no Apêndice B, que consiste em um sistema de geração com potência nominal de 3,7 kW, tensão de fase de 380 V e frequência de 60 Hz, os parâmetros descritos são utilizados para reproduzir o mesmo sistema no ambiente de simulação. Os detalhes relativos ao projeto dos capacitores de excitação, filtro L_f do lado do conversor e as principais considerações quanto ao dimensionamento do DSTATCOM, são descritos em (SCHERER, 2016). Conforme mencionado no 3 para a medição das grandezas do sistema faz-se necessário o uso de dez sensores.

4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação do sistema é realizada a partir do desenvolvimento em ambiente de simulação apresentado na Figura 4.1, onde baseia-se nos valores projetados, conforme Apêndice B e da implementação do sistema de controle descrito na seção 3.4, bem como da aplicação dos controladores projetados nas seções após a 3.4. Os resultados de simulação a seguir apresentam o comportamento do conjunto de geração. O principal objetivo da realização das simulações apresentadas é analisar o comportamento do controlador projetado, frente as condições em que o sistema isolado de geração de energia pode operar. Para isso, são realizadas simulações distintas, uma com presença de somente carga não linear, outra com somente presença de carga desequilibrada. Inicialmente mostra-se o comportamento das variáveis do sistema, sendo possível observar o efeito adverso que as cargas implicam nas correntes e tensões do sistema. Apresenta-se também o efeito da

compensação realizada pelo DSTATCOM, com uma significativa melhora na regulação de tensão do sistema. Os resultados obtidos para os parâmetros de qualidade de energia são comparados com os limites definidos pela norma IEEE 519-2014, para os harmônicos de corrente e tensão. Esta norma estabelece um limite de taxa de distorção harmônica total (THD) de 8%, no caso das tensões, e um limite de THD de 5%, no caso das correntes, sendo que há limites específicos para os harmônicos individuais de tensão e corrente.

Figura 4.1 – Diagrama desenvolvido para simulação do sistema de geração e método de regulação de tensão.



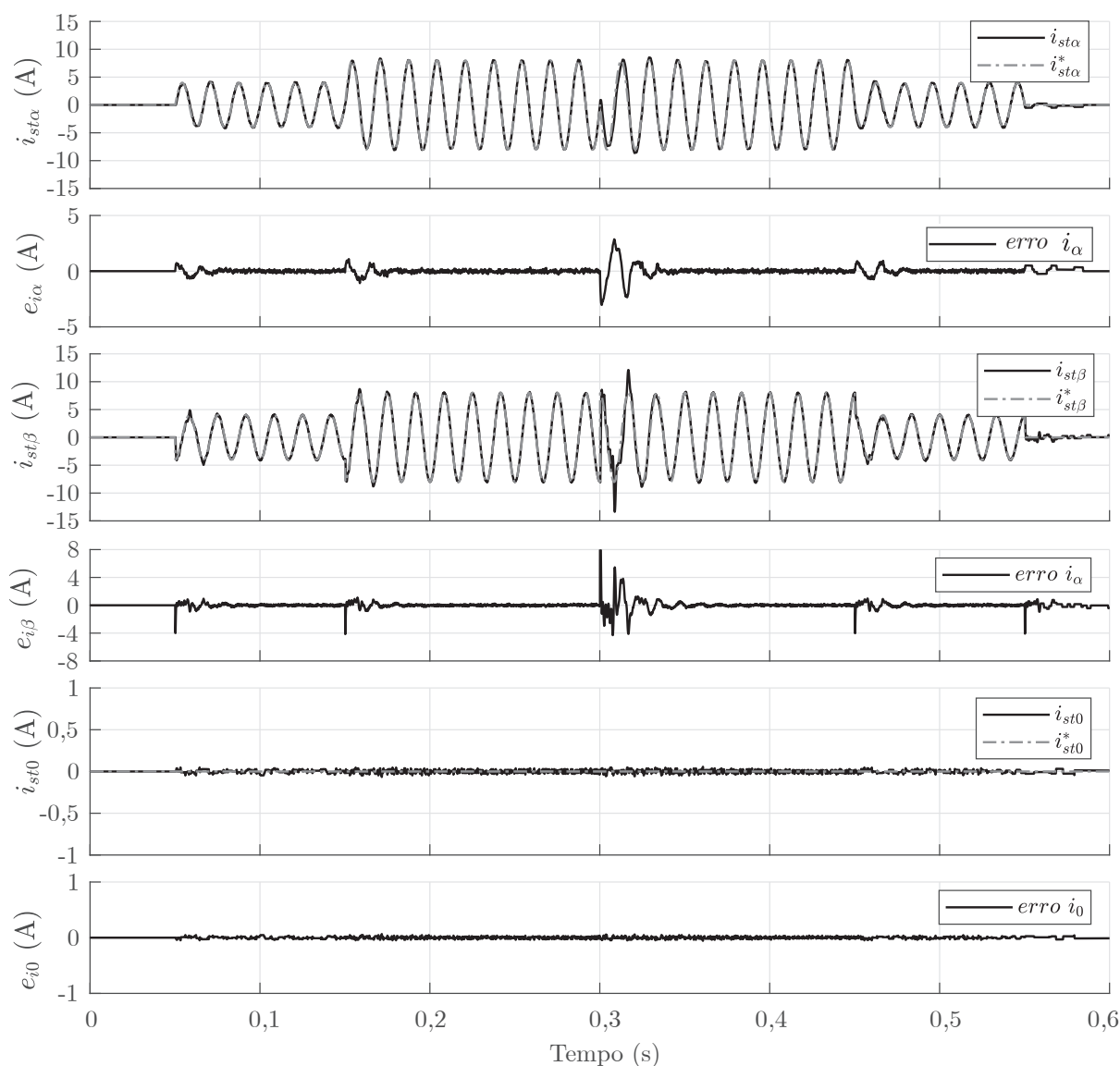
Fonte: O autor.

4.2.1 Análise das respostas das malhas de controle

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação que demonstram o comportamento do sistema em malha fechada, evidenciando o bom desempenho dos controladores projetados. Deste modo, a resposta dos controladores para as malhas internas e malhas externas de controle podem ser analisadas, considerando a capacidade de rastreamento de uma referência na presença de variações de amplitudes e fase, para as malhas de corrente. Já nas malhas externas de tensão, foram aplicados somente variações de amplitude. As respostas dos controladores de corrente considerando o sistema sem a conexão de cargas, são apresentados na Figura 4.2 com variações nas referências. Esta Figura de-

monstra uma boa resposta transitória dos controladores das malhas internas de corrente em coordenadas $\alpha\beta$. Para obtenção destes resultados, o capacitor do barramento CC do DSTATCOM foi substituído por uma fonte de tensão CC regulada em 220 V, e os terminais de saída do filtro L_f do lado do DSTATCOM foram curto-circuitados. Assim

Figura 4.2 – Resultados de simulação para as respostas dos controladores PRDs à variações nos sinais de referência das malhas de corrente $i_{st\alpha}^*$, $i_{st\beta}^*$ e i_{st0}^* .



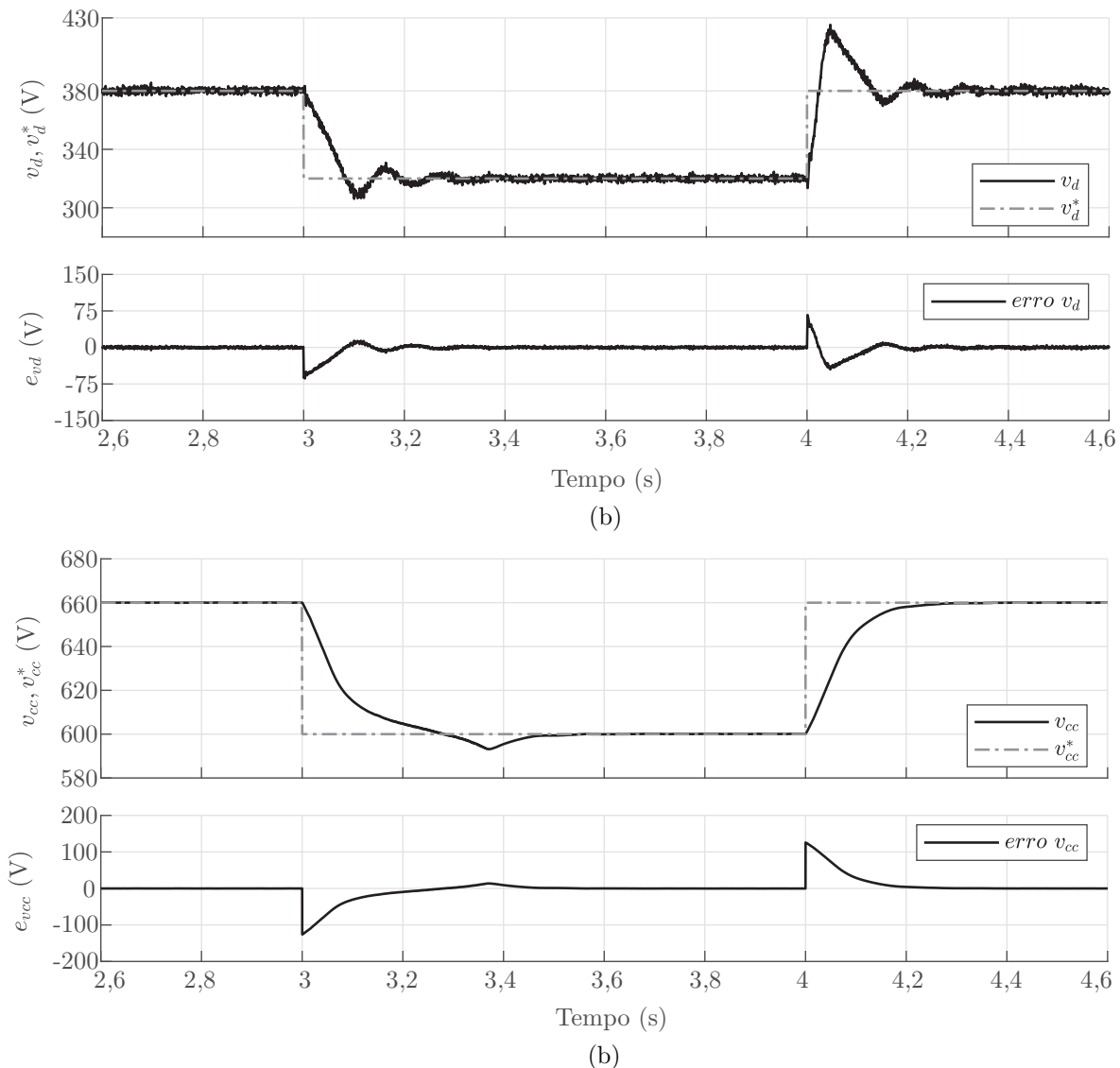
Fonte: O autor.

aplicam-se uma variação na amplitude das referências e posteriormente uma mudança de 180° na fase das referências $i_{st\alpha}^*$ e $i_{st\beta}^*$, sendo que a referência i_{st0} , permanecerá em valor nulo, isso devido a característica de um sistema trifásico equilibrado não possuir corrente de neutro. Com isso, é possível observar que as correntes do conversor tem a capacidade de seguir a saída do sinal de referência, de forma a zerar o erro de rastreamento em re-

gime, dos eixos $e_{i\alpha}$, $e_{i\beta}$ e e_{i0} . A rápida resposta transitória do controlador PR, deve-se à utilização do compensador de fase, este consiste em uma parcela derivativa implementada nas malhas internas, juntamente com os controladores ressonantes. Deste modo, o controlador pode ser denominado como controlador proporcional ressonante derivativo (PRD).

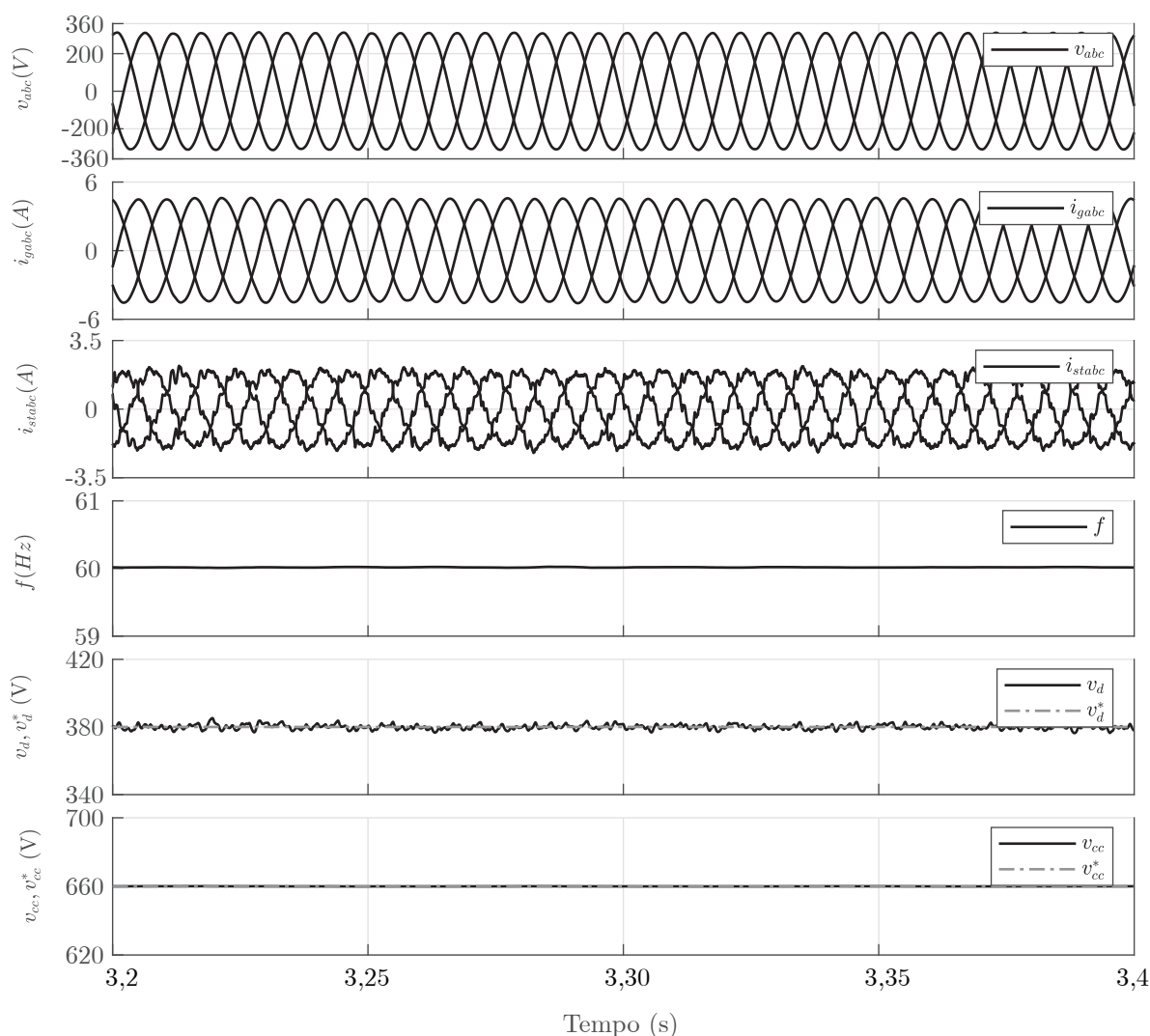
Na Figura 4.3 apresenta a resposta transitória dos controladores das malhas externas da tensão CA no eixo d e da tensão do barramento CC do DSTATCOM, bem como os erros de rastreamento e_{vd} e e_{vcc} , também apresentados respectivamente nessa figura. Neste caso, há uma variação no sinal referência de tensão v_d de 380 V para 320 V e no sinal de referência de tensão v_{cc} de 660 V para 600 V. Com isso, é possível observar

Figura 4.3 – Resultado de simulação para as malhas de controle à variações nos sinais de referência: (a) malha externa de tensão G_{vd} ; (b) malha externa de tensão G_{vcc} .



que as malhas de tensão tem a capacidade de rastrear a saída do sinal de referência, de forma a zerar o erro de rastreamento em regime, dos eixos e_{vd} , e_{vcc} . Além disso, pode ser observado a velocidade de resposta das malhas externas é significativamente menor que às malhas internas, e desta maneira, a resposta do sistema frente a entrada de cargas, torna-se relativamente amortecido. Em ambos os casos, verifica-se uma boa resposta dos controladores PI de ganho fixo para a mudança das referências. Para o conjunto de geração regulando apenas a tensão é apresentado na Figura 4.4, onde pode-se observar as grandezas do sistema em regime permanente.

Figura 4.4 – Resultado de simulação das variáveis do sistema em regime permanente sem a conexão de cargas.



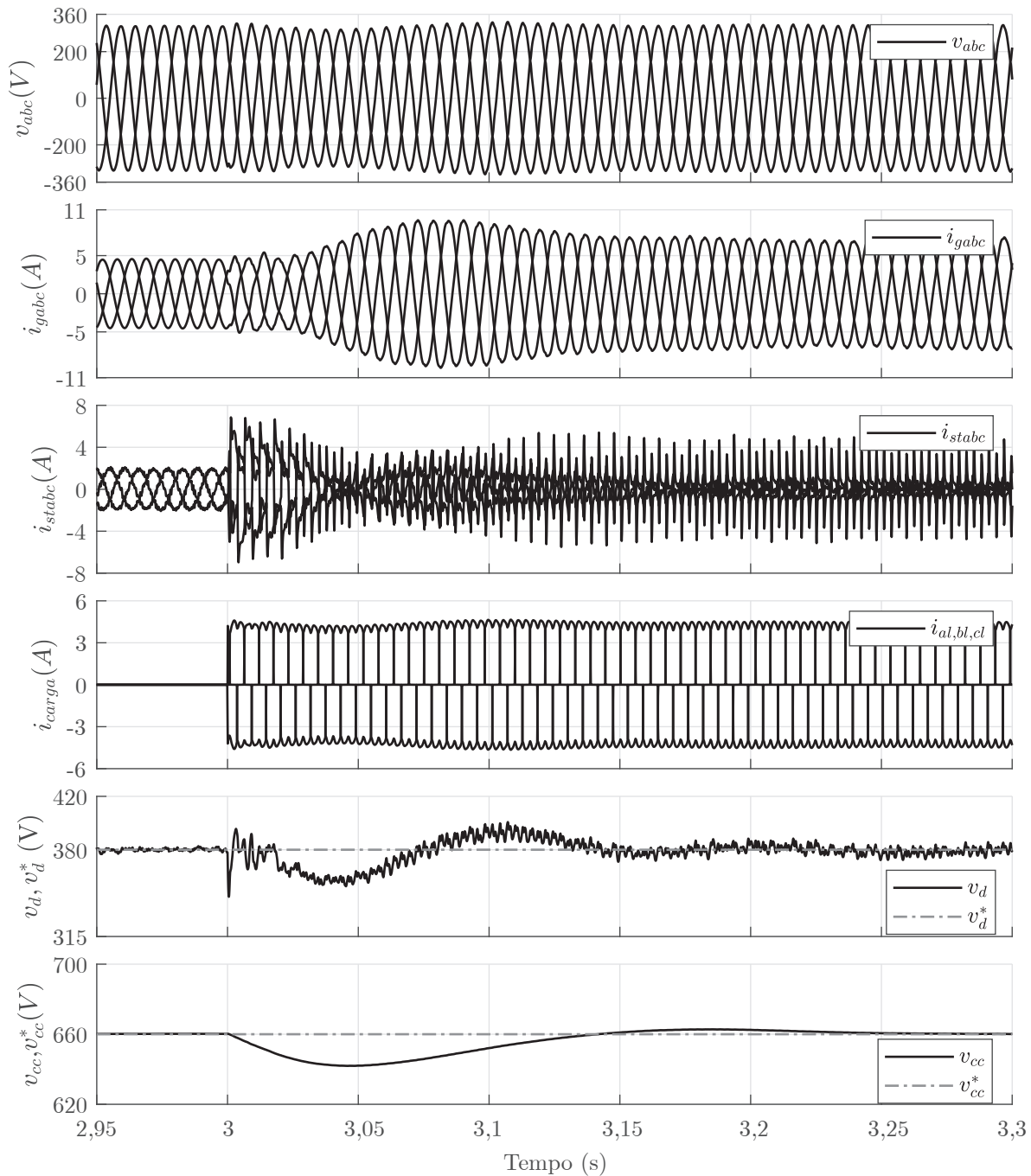
Fonte: O autor.

Ainda, verificou-se a tensão nos terminais do GIAE no eixo v_d e a tensão no barramento CC do DSTATCOM, v_{cc} , estas seguem seus valores de referência, o que demonstra um bom desempenho dos controladores projetados, pelo erro nulo em regime permanente.

4.2.2 Análise de simulação para carga trifásica não linear

A Figura 4.5, apresenta a simulação do funcionamento do sistema isolado com GIAE alimentando uma carga não linear trifásica.

Figura 4.5 – Resultado de simulação das variáveis do sistema perante a entrada da carga não linear trifásica equilibrada de 2,4 kW.

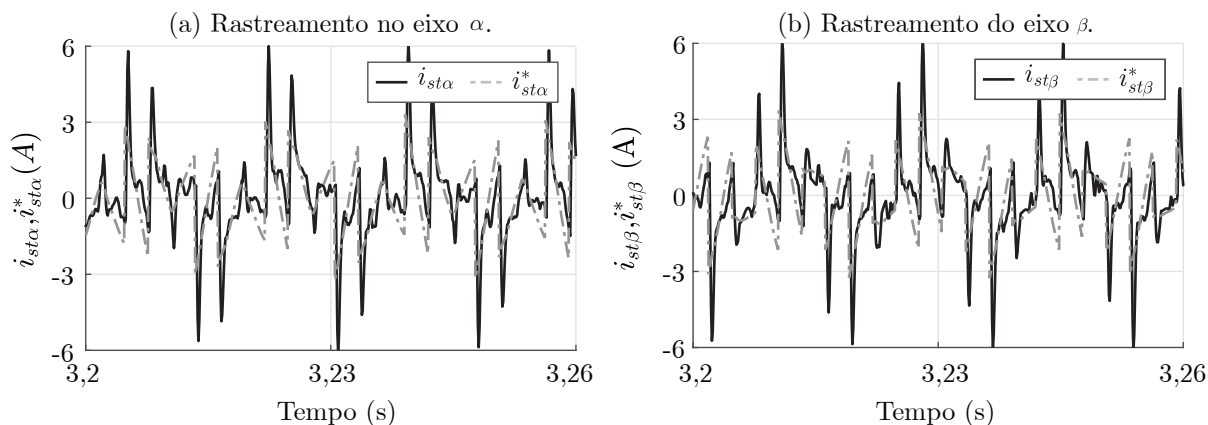


Fonte: O autor.

Observa-se nesta figura o transitório perante a conexão da carga não linear composta por um retificador trifásico não controlado de potência de 2,4 kW. Assim, contata-se que o sistema de controle proposto regula as variáveis em valores nominais de forma satisfatória, onde a tensão v_{abc} e corrente do gerador i_{gabc} , mantêm-se senoidal sem distorções, apenas com um aumento da corrente do gerador que é devido a compensação de potência reativa para manter o nível de tensão nos valores nominais.

A Figura 4.6 apresenta comportamento dinâmico do controlador de corrente projetado, mostrando que consegue rastrear satisfatoriamente a referência imposta através da obtenção dos componentes alternados das correntes de carga i_{α} , i_{β} .

Figura 4.6 – Detalhamento das correntes i_{α} e i_{β} para simulação de carga não linear equilibrada de 2,4 kW.

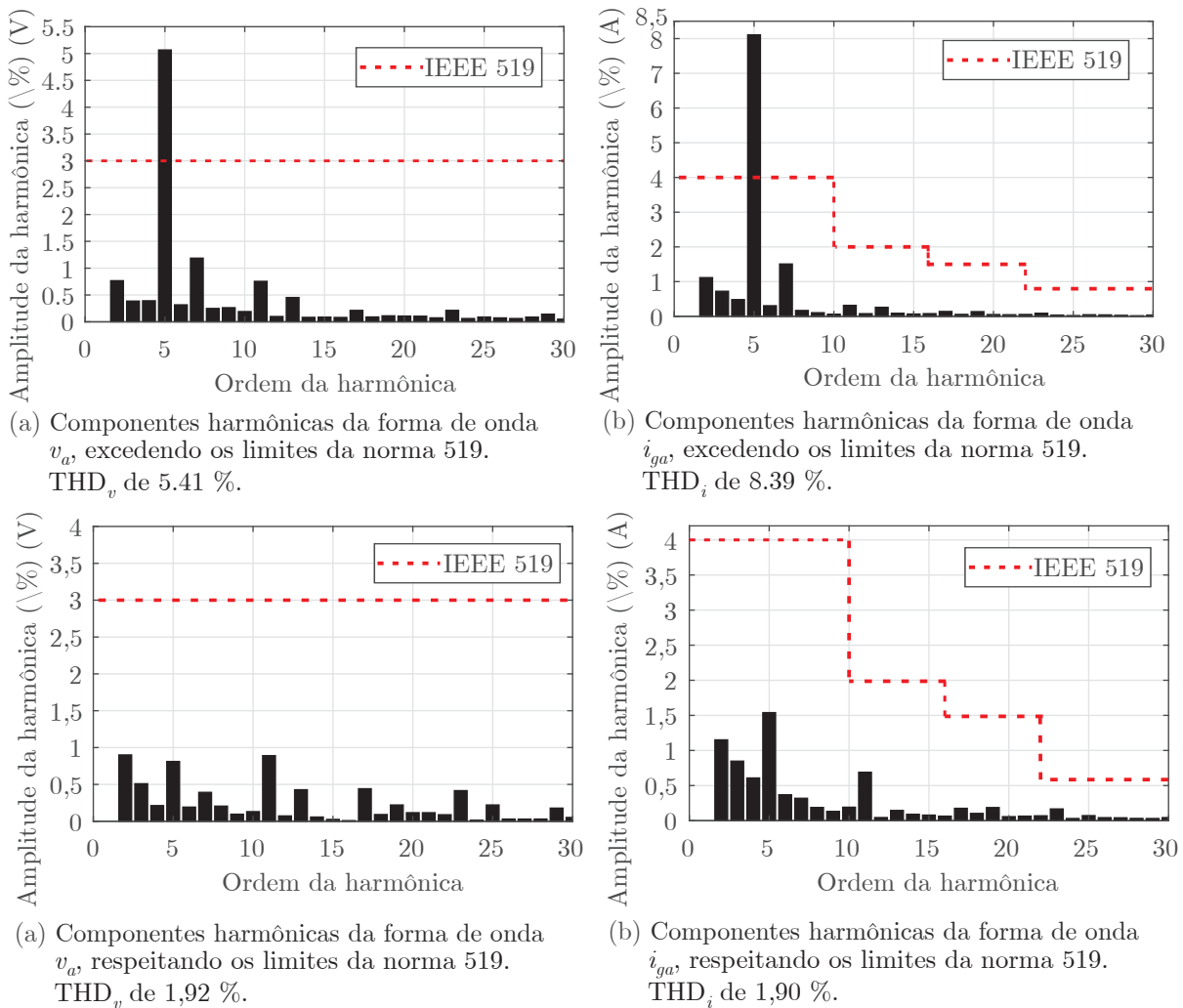


Fonte: O autor.

A presença desta carga não linear causa o surgimento de harmônicos significativos principalmente de 5º e 7º ordem. Também é possível observar que as formas de onda das correntes i_{α} e i_{β} possuem um nível CC, o qual ocorre devido as referências i_{α}^* e i_{β}^* , impostas pelos controladores de tensão, de modo a manter nos valores nominais as tensões dos barramentos CC e CA do sistema. Salienta-se ainda, que neste caso não há necessidade em verificar o rastreamento de do eixo 0, que corresponde a corrente de neutro. Sendo que a análise é com carga equilibrada e não causa desequilíbrios para corrente de neutro.

A análise do espectro harmônico em regime permanente da tensão nos terminais do GIAE, v_{abc} e da corrente do gerador i_{gabc} , mostradas na Figura 4.5 são apresentadas na Figura 4.7. Esta figura demonstra o conteúdo harmônico das tensões e correntes do GIAE, respeitando os limites impostos pela norma IEEE Standard 519 (demonstrados nas faixas tracejadas em destaque nos gráficos), com relação ao espectro harmônico e a distorção harmônica total. Isso acontece devido a correntes de compensação, impostas pelo DSTATCOM.

Figura 4.7 – Espectro harmônico de simulação das tensões e correntes do GIAE antes e depois da compensação pelo DSTATCOM para carga não linear de 2,4 kW.



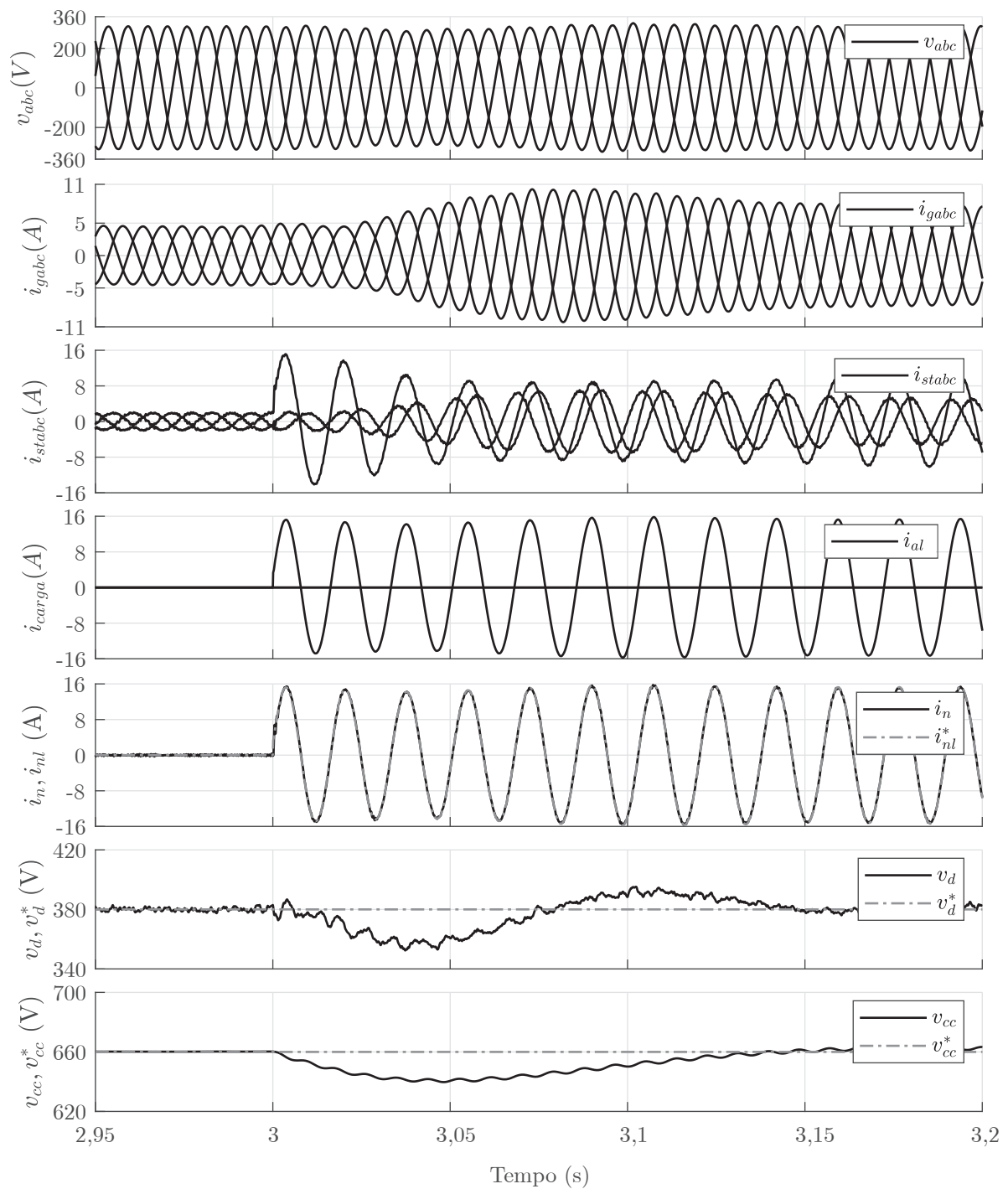
Fonte: O autor.

4.2.3 Análise de Simulação para carga desequilibrada

A Figura 4.8 apresenta o resultado de simulação em uma situação de desequilíbrio de corrente de carga, produzido por uma carga monofásica resistiva de 1,2 kW, conectada na fase a do sistema. As formas de onda demonstram o efeito ocasionado, sendo visível o desequilíbrio das correntes do DSTATCOM, com a fase a necessitando possuir um valor de potência ativa diferente, onde possui amplitude diferente de modo a compensar a carga conectada. A Figura 4.9 apresenta o comportamento dinâmico do controlador de corrente projetado, mostrando que consegue rastrear a referência imposta através da obtenção dos componentes alternados das correntes de carga \tilde{i}_{a1} , \tilde{i}_{b1} e \tilde{i}_{01} . Salienta-se que para situações

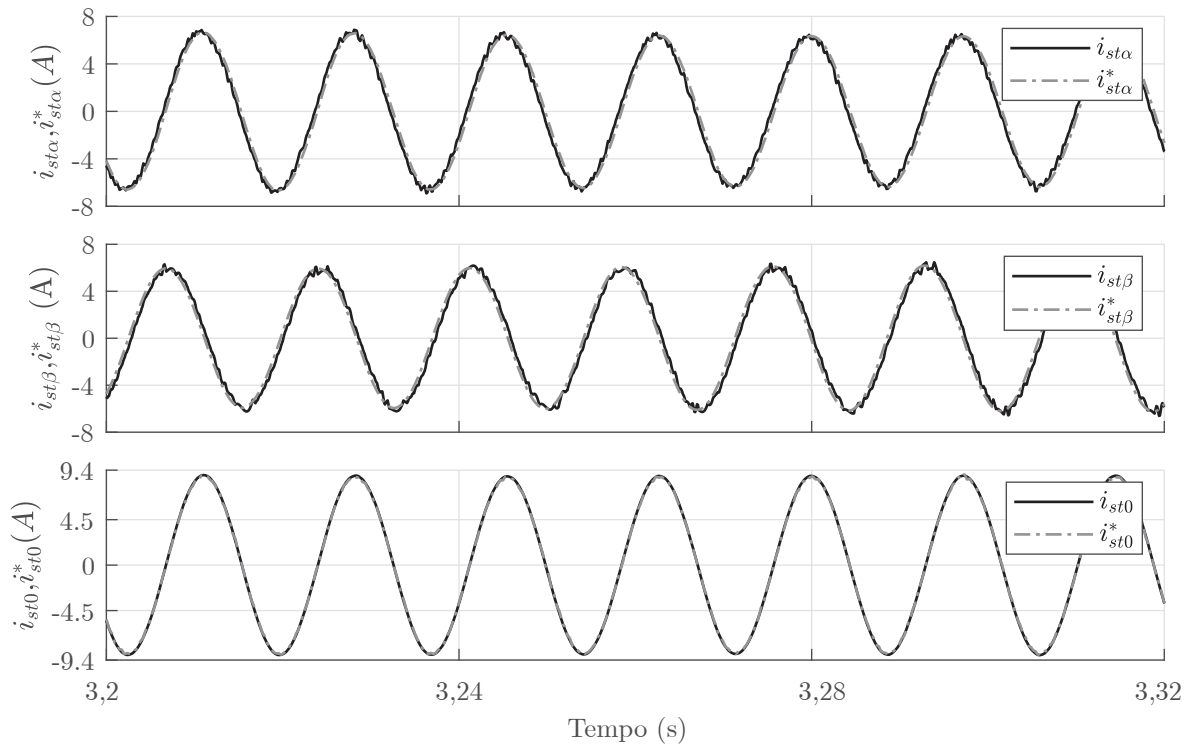
de desequilíbrios, surge uma corrente alternada de neutro que é rejeitada pela malha de controle para o eixo 0.

Figura 4.8 – Resultado de simulação das variáveis do sistema perante a entrada da carga linear monofásica 220 V e 1,2 kW conectada na fase a .



Fonte: O autor.

Figura 4.9 – Detalhamento das correntes i_α , i_β e i_0 para simulação de carga resistiva monofásica conectada na fase a de 1,2 kW e 220 V.



Fonte: O autor.

4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

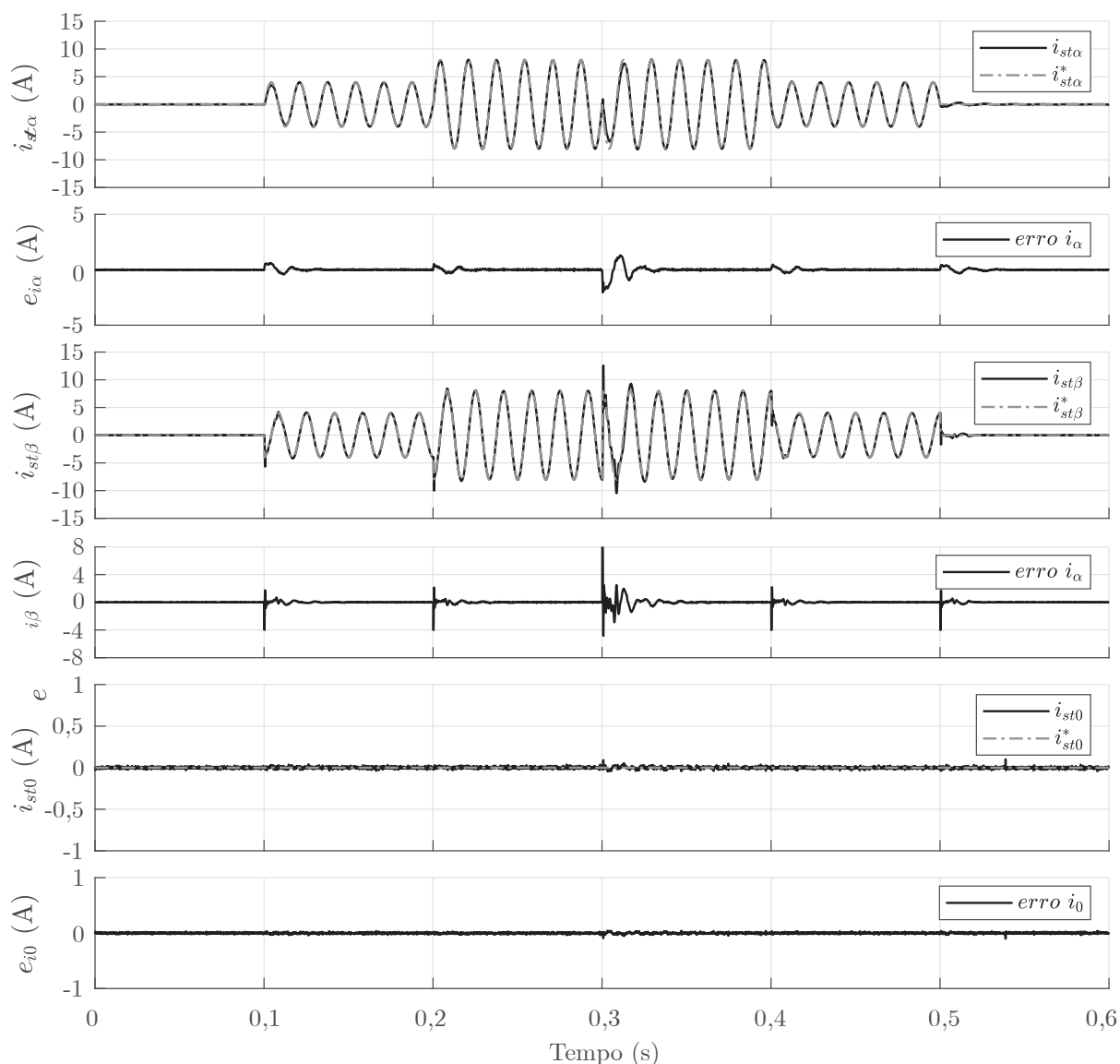
O objetivo da análise experimental que segue é verificar a abordagem proposta em condições reais do sistema de microgeração apresentado na Figura 2.1, analisando o sistema de controle empregado no DSTATCOM com finalidade de regular a tensão nos terminais do GIAE, a tensão no barramento CC e de compensar componentes harmônicas de corrente originadas por cargas não lineares.

Para a validação experimental do sistema, os testes de simulação apresentados na seção anterior são realizados de forma semelhante em um protótipo experimental de 3,7 kW. A implementação do sistema de controle e a aquisição das medidas foi realizado utilizando um DSP, ponto flutuante, modelo TMS320F28335 da Texas Instruments. Os parâmetros do protótipo utilizado encontram-se no Apêndice B1.

4.3.1 Análise experimental das respostas das malhas de controle

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais, demonstrando o comportamento do sistema em malha fechada, comprovando o desempenho obtido na simulação dos controladores projetados. Deste modo, a resposta dos controladores para as malhas internas é apresentado na Figura 4.10.

Figura 4.10 – Resultados experimentais para as respostas dos controladores PRDs à variações nos sinais de referência das malhas de corrente $i_{st\alpha}^*$, $i_{st\beta}^*$ e i_{st0}^* .

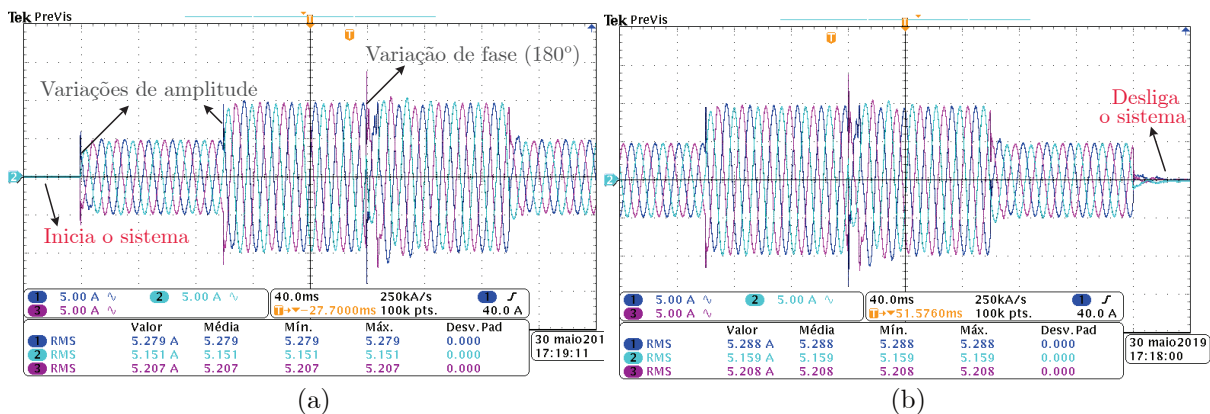


Fonte: O autor.

Para as malhas internas verificou-se experimentalmente a capacidade que os controladores tem de rastrear uma referência e fornecer erro nulo em regime permanente. Os

resultados foram obtidos da memória interna do DSP. Primeiramente, foram realizados testes de variação das referências $i_{st\alpha}^*$, $i_{st\beta}^*$ e i_{st0}^* , no mesmo padrão dos testes de simulação. Para obtenção destes resultados, o capacitor do barramento CC do DSTATCOM foi substituído por uma fonte de tensão CC regulada em 220 V, e os terminais de saída do filtro L_f do lado do DSTATCOM foram curto-circuitados. Na Figura 4.10 a resposta transitória é verificada pela mudança de 180° na fase e também variação na amplitude das correntes de referência $i_{st\alpha}^*$, $i_{st\beta}^*$ e i_{st0}^* . De forma a validar as variações de amplitude e fase nas referências de corrente do DSTATCOM, representadas por $i_{st\alpha}^*$, $i_{st\beta}^*$ e i_{st0}^* na Figura 4.10, verifica-se estas respostas transitórias em coordenadas estacionárias abc através da Figura 4.11, onde constata-se veracidade dos resultados perante as variações feitas por meio das medidas de corrente com o auxílio do osciloscópio.

Figura 4.11 – Respostas dos controladores PRDs à variações nos sinais de referência das malhas de corrente $i_{st\alpha}^*$, $i_{st\beta}^*$ e i_{st0}^* , medidas em abc e observadas no osciloscópio: (a) Inicia o sistema. (b) Desliga o sistema.

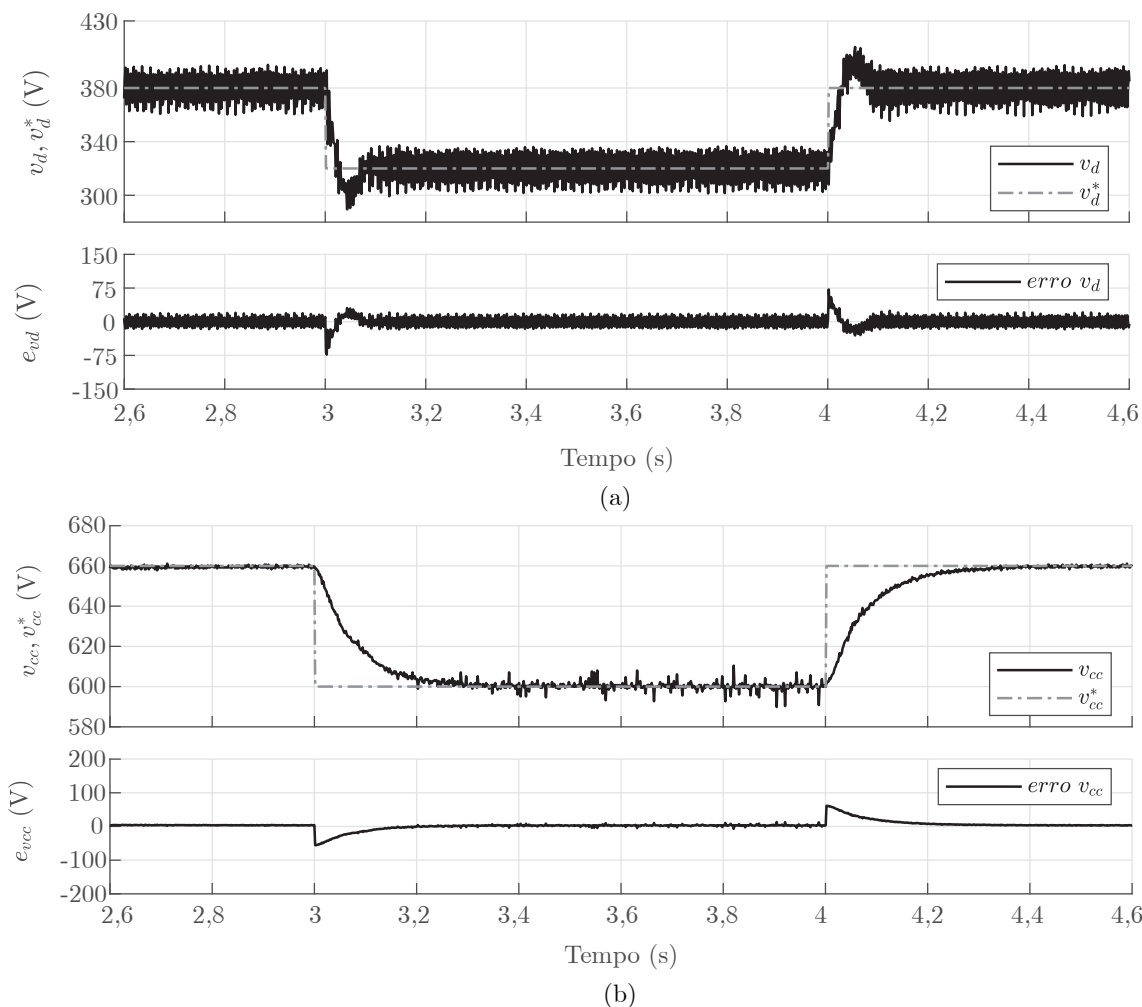


Fonte: O autor.

A resposta transitória, apresentada na Figura 4.12 para a malha de tensão CA, é verificada nas tensões nos terminais do GIAE, no eixo d pela mudança da referência v_d de 380 V para 320 V. De maneira semelhante aos resultados obtidos em simulação, os controladores PIs demonstraram resposta satisfatória, com dinâmica lenta, em conformidade com os requisitos de projeto. O comportamento da tensão CA é verificado pelo erro e_{vd} nulo em regime permanente. Ainda nesta figura demonstra-se a resposta transitória da tensão do barramento CC, bem como o erro de rastreamento e_{vcc} , à uma variação na amplitude da referência v_{cc} de 660 V para 600 V.

Na Figura 4.13, apresenta as tensões nos barramentos CA e CC, além das correntes do GI durante a partida do sistema de geração. Na Figura 4.14, apresenta o estágio de partida do sistema de microgeração até entrar em regime permanente e ser capaz de fornecer energia elétrica. Também apresenta os resultados do comportamento do sistema diante dos sinais de medição, sendo a tensão de fase nos terminais do GI o sinal 1, a

Figura 4.12 – Resultados experimentais: Respostas dos controladores das malhas de controle à variações nos sinais de referência: (a) malha externa de tensão G_{vd} ; (b) malha externa de tensão G_{vcc} .



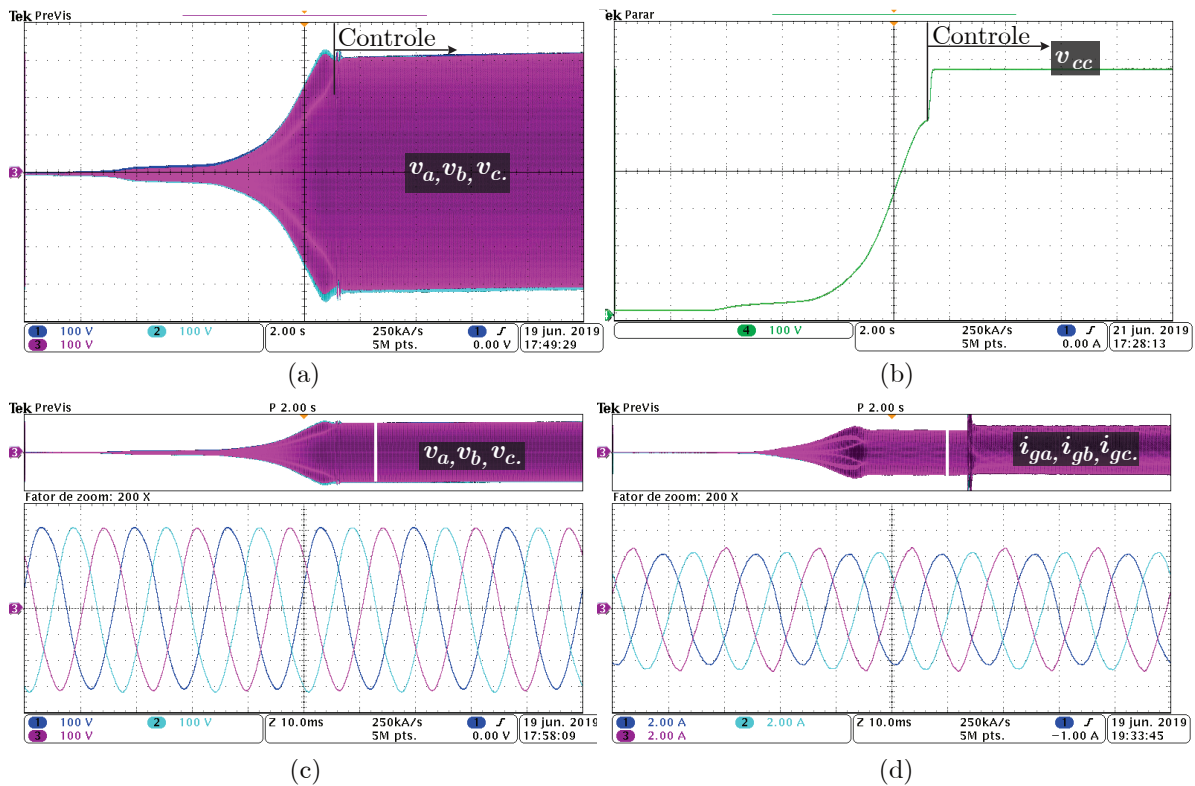
Fonte: O autor.

corrente de compensação produzida pelo DSTATCOM o sinal 4 e a corrente fornecida pelo GI o sinal 2. O objetivo deste resultado é situar de como ocorre o processo de partida, detalhando cada etapa, sem levar em conta a qualidade de energia. O processo de partida do sistema de microgeração está dividido em três estágios.

No primeiro estágio, ocorre o processo de autoexcitação do GI até a estabilização das tensões terminais, verificada pela elevação da tensão v_a e corrente i_{ga} mostrada na Figura 4.14. Já no segundo estágio, é realizada a pré-carga do barramento CC do DSTATCOM. Este processo é efetuado de forma que o conversor atua como um retificador não-controlado, permitindo o carregamento do barramento CC pela tensão do gerador.

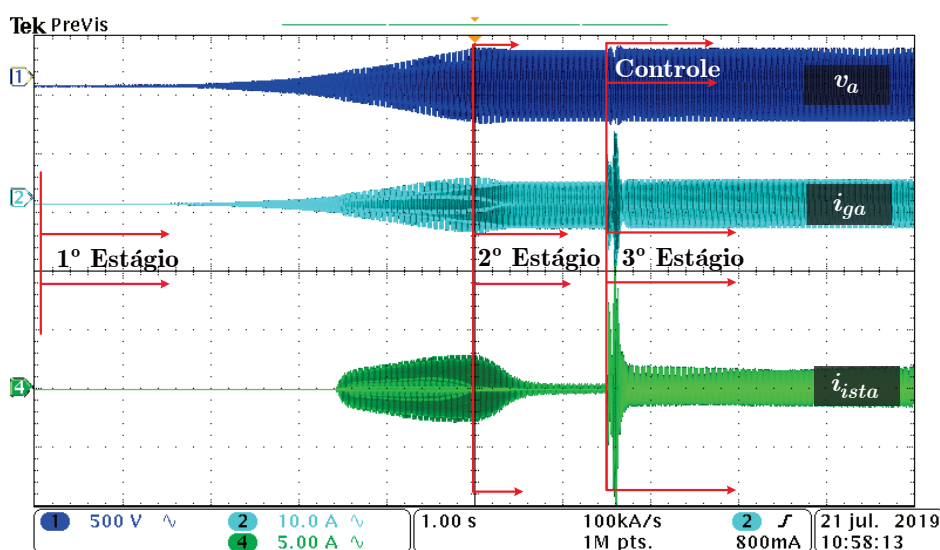
O terceiro estágio, é caracterizado pela habilitação dos IGBTs do DSTATCOM e por consequência, o início do sistema de controle, através das correntes processadas pelo DSTATCOM representada na figura por i_{sta} .

Figura 4.13 – Resultado experimental: Variáveis do sistema durante a partida do conjunto de geração: (a) tensões de fase no barramento CA; (b) tensão no barramento CC; (c) detalhe das tensões do GI; (d) detalhe das correntes do GI.



Fonte: O autor.

Figura 4.14 – Resultado experimental das variáveis da planta de microgeração durante a partida do sistema.

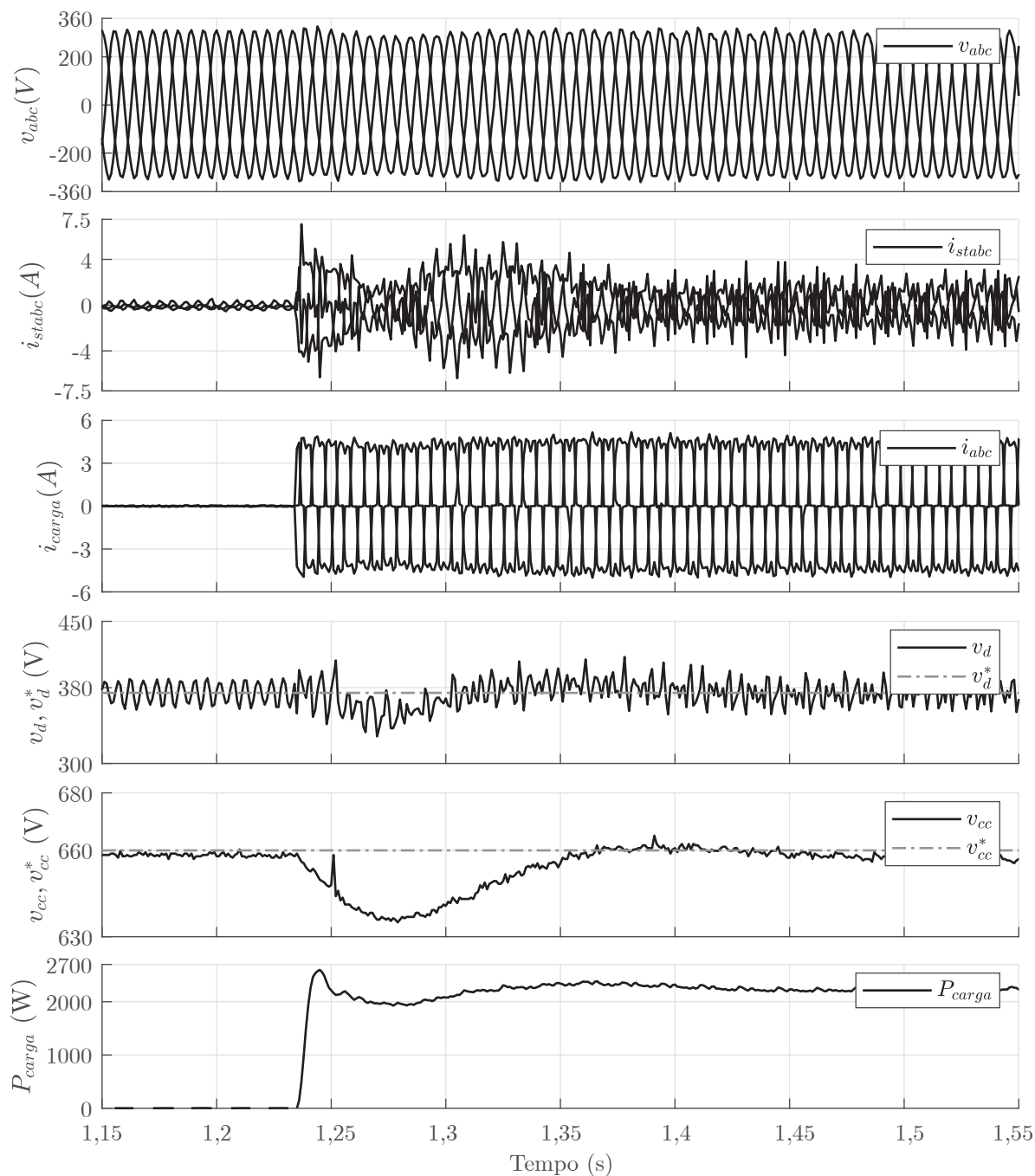


Fonte: O autor.

4.3.2 Análise experimental para carga não linear

A Figura 4.15 apresenta o resultado das variáveis do sistema considerando a conexão de uma carga não linear de 2,4 kW. A carga não linear possui uma THD de corrente

Figura 4.15 – Resultados experimentais em regime transitório para conexão de carga não linear trifásica equilibrada de 2,4 kW.

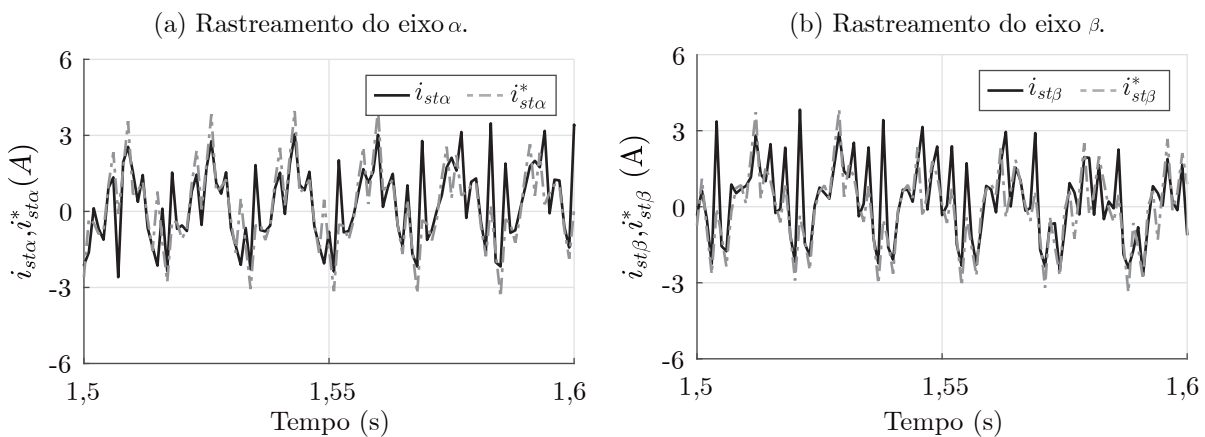


Fonte: O autor.

igual a 49 %, composta por um retificador trifásico não controlado. Antes da compensação, observa-se tensão e correntes do gerador com alto conteúdo harmônico. Assim, comprova-se a boa resposta dos controladores projetados onde a tensão v_{abc} e corrente do gerador i_{gabc} , mantêm-se senoidal sem distorções, apenas com um aumento da corrente do gerador, que é devido a compensação de potência reativa para manter o nível de tensão nos valores nominais. No instante que ocorre a entrada da carga não linear, a mesma drena uma corrente do sistema, deixando para o DSTATCOM realizar a compensação destas correntes drenadas pela carga. Desta forma, observa-se que a corrente do DTSTATCOM (i_{stabc}) tende a tomar uma formato de onda semelhante ao da carga (i_{labc}).

A Figura 4.16, apresenta comportamento dinâmico do controlador de corrente projetado, mostrando que consegue rastrear satisfatoriamente a referência imposta através da obtenção dos componentes alternados das correntes de carga i_{α} , i_{β} e i_{0l} .

Figura 4.16 – Detalhamento das correntes i_{α} , i_{β} .

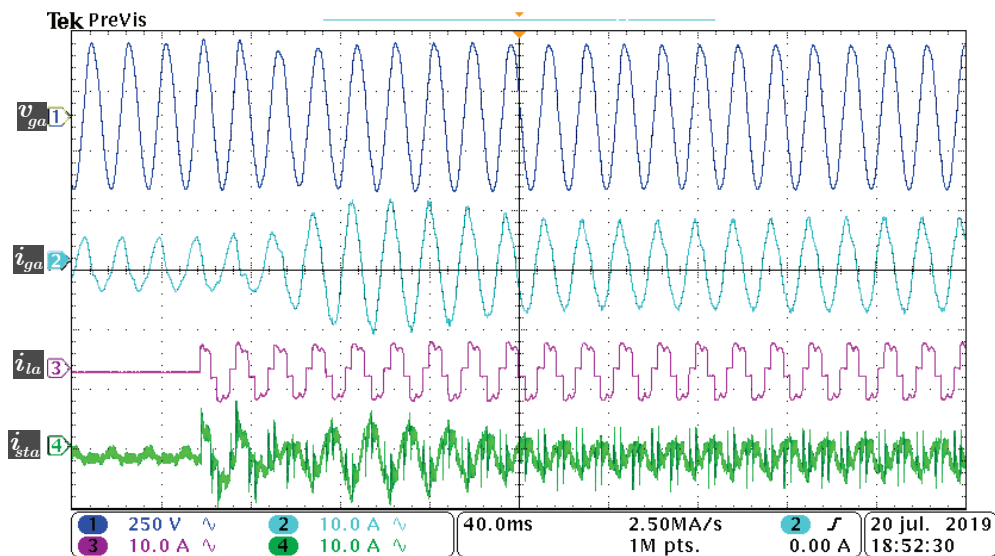


Fonte: O autor.

A Figura 4.17 apresenta o resultado em regime transitório para a conexão da uma carga não linear. Observa-se que imediatamente após a conexão da carga não linear o DSTATCOM começa a realizar a compensação, fazendo com que as tensões e correntes do GI não apresentem grandes distorções. Além disso, é possível observar o gradual aumento de um componente senoidal na forma de onda de i_{ga} , que se deve à compensação de energia reativa para manter o nível de tensão nos valores nominais frente à conexão da carga não linear. A análise do espectro harmônico em regime permanente da tensão nos terminais do GIAE, v_{abc} e da corrente do gerador i_{gabc} , mostradas na Figura 4.17 são apresentadas na Figura 4.18. Nessa figura analisa-se o conteúdo harmônico das tensões e correntes do GIAE, respeitando os limites impostos pela norma IEEE Standard 519 (demonstrados nas faixas tracejadas em destaque nos gráficos), com relação ao espectro harmônico individual

e a distorção harmônica total. Isso acontece devido a correntes de compensação, impostas pelo DSTATCOM através do controle proporcional ressonante derivativo.

Figura 4.17 – Resultados experimentais em regime transitório para conexão de carga não linear.

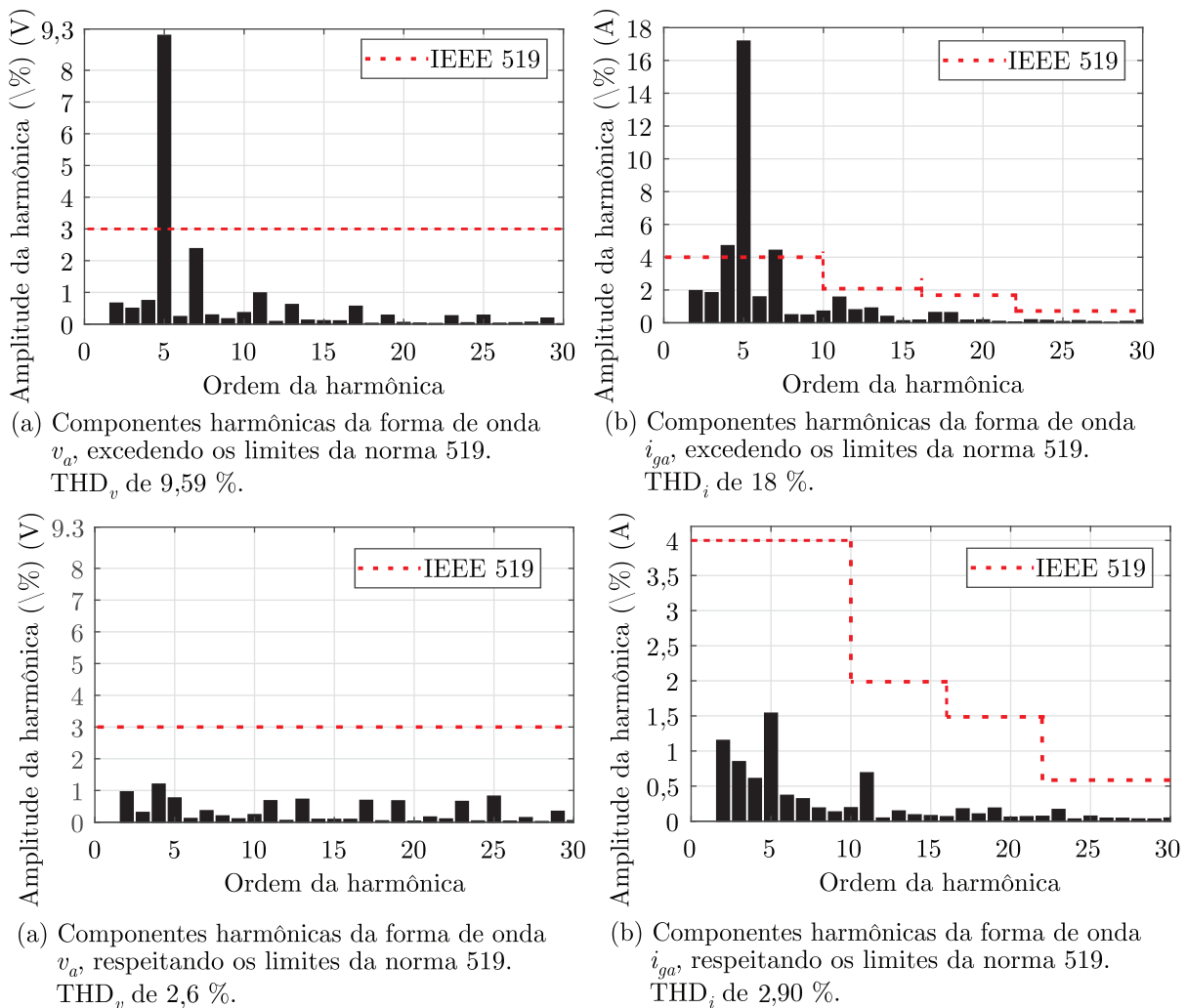


Fonte: O autor.

4.3.3 Análise de conexão de carga desequilibrada

O desequilíbrio entre as correntes de carga gera correntes de neutro. Observa-se nessas condições, as correntes desequilibradas de carga são compensadas pelas correntes processadas pelo DSTATCOM, de forma que a corrente de neutro é inteiramente processada pelo DSTATCOM. A compensação dos desbalanceamentos de carga pelo DSTATCOM resulta em tensões terminais e correntes do GI balanceadas, satisfatórias para a adequada operação do GI. Deste modo, a Figura 4.19 apresenta o resultado experimental das variáveis do sistema considerando a conexão de uma carga linear desequilibrada de 1,2 kW. Verifica-se a corrente do DSTATCOM i_{sta} compensando a corrente de carga drenada pela carga i_{la} . Nota-se que a tensão v_{ga} sofre uma pequena redução na amplitude da forma de onda, constatando-se assim, uma rápida compensação pelo DSTATCOM para a conexão de cargas desequilibradas ao ponto de conexão comum (PCC).

Figura 4.18 – Espectro harmônico das tensões e correntes do GIAE antes e depois da compensação pelo DSTATCOM perante carga não linear de 2,4 kW.



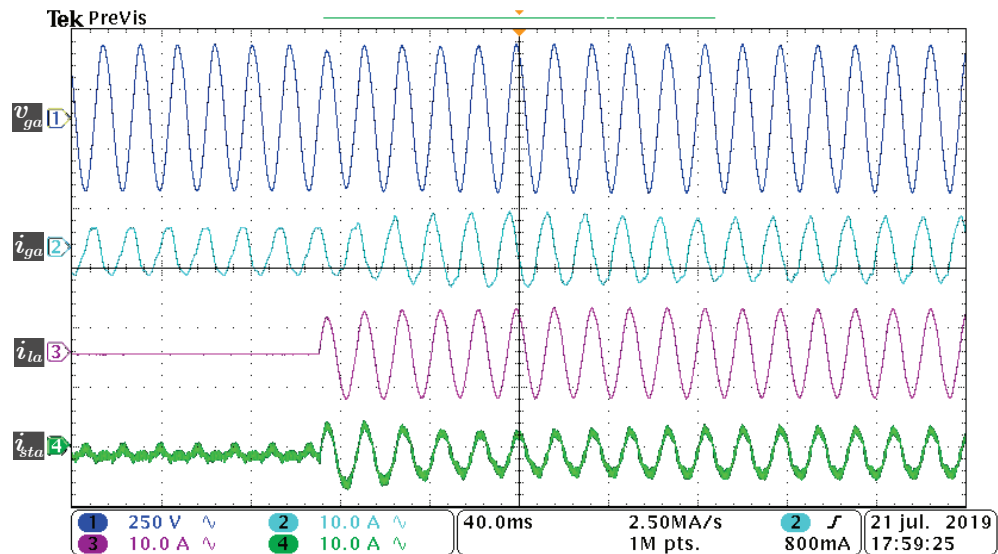
Fonte: O autor.

4.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

O presente capítulo apresentou os resultados de simulação e experimentais para a implementação do sistema de controle proposto ao DSTATCOM, aplicado à regulação de tensão e melhoria da qualidade de energia de sistemas com gerador de indução. A partir dos resultados obtidos, verificou-se bom comportamento dos métodos de regulação empregados para controlar a tensão nos terminais do GI, a tensão do barramento CC, a frequência das tensões geradas e as correntes de compensação.

O comportamento das tensões apresentaram desempenho em conformidade com os padrões exigidos pelo PRODIST - Módulo 8, considerados adequados para o fornecimento

Figura 4.19 – Resultados experimentais em regime transitório para conexão de carga linear desequilibrada de 1,2 kW na fase *a*.



Fonte: O autor.

de energia elétrica. Uma análise da THD e de limites para as harmônicas de correntes do GI mostraram-se favoráveis pelas exigências da norma IEEE 519.

Sendo assim, foi demonstrado tanto nas simulações como nos ensaios experimentais que o DSTATCOM consegue regular a tensão e compensar adequadamente a presença de não linearidades e desbalanços na corrente de carga, o que indica o bom funcionamento e o cumprimento dos objetivos do sistema de controle proposto.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou contribuições ao controle aplicado a um sistema isolado de microgeração que utiliza um gerador de indução autoexcitado para o fornecimento de energia elétrica. O sistema considera um barramento trifásico a quatro fios composto por um conversor estático de distribuição. A motivação deste trabalho concentra-se na qualidade de energia fornecida pelo gerador de indução autoexcitado, prevendo a conexão de diversas cargas ao barramento trifásico do sistema isolado. A estratégia implementada para o controle das correntes processadas pelo conversor, controle da tensão do barramento CC do DSTATCOM e controle da tensão no PCC, utiliza controladores PR aplicado à malhas internas de corrente em associação com controladores PI e PRDs aplicados à malhas externas de tensão. Verificou-se que os resultados experimentais obtidos apresentaram boa correspondência com os resultados de simulação, no qual, o desempenho transitório e em regime permanente dos controladores de tensão e de corrente projetados, apresentaram boa resposta perante a conexão de cargas não lineares. Além disso, foi verificado que o conjunto de controladores ressonante se mostrou suficiente para que o conteúdo harmônico das correntes do GI e da tensão nos terminais do GIAE atendessem os requisitos da norma IEEE Standard 519.

Para tanto, esta dissertação apresentou como contribuições:

- Modelagem em coordenadas estacionárias e coordenadas síncronas $dq0$ incluindo aspectos do gerador de indução autoexcitado.
- Apresentação de uma estratégia de controle que garante a regulação da amplitude das tensões geradas pelo GIAE e regulação da tensão do barramento CC do DSTATCOM;
- Integração de coordenadas $\alpha\beta0$ e $dq0$ nas malhas de controle;
- Utilização de um controlador capaz de rastrear sinais senoidais múltiplos da fundamental que garante rejeição de componentes harmônicas da planta de microgeração;

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Alguns tópicos que não foram abordados na dissertação e que são propostos como trabalhos futuros de forma a estender o estudo sobre o tema:

- (i) Estudo e implementação da carga eletrônica controlada (ELC) de forma a melhorar a regulação de frequência do sistema;

- (ii) No trabalho realizado não foi levada em consideração a potência processada pelo DSTATCOM. Entretanto, observa-se na literatura trabalhos que buscam reduzir essa potência sendo processada, como na utilização da topologia híbrida. Dessa maneira, para essas aplicações é necessário estabelecer um limitador para a compensação sendo realizada, de modo com que as correntes sintetizadas não superem a capacidade de processamento estabelecida para o DSTATCOM;
- (iii) Encontrar a relação da teoria de potência instantânea para coordenadas $\alpha\beta 0$ para o sistema;
- (iv) Levar em consideração as malhas externas em coordenadas $\alpha\beta 0$ e realizar o controle sob estas coordenadas estacionárias, aplicando a estratégia de controle adaptativo na malha externa de tensão;
- (v) Considerar um gerador síncrono para trabalhar em paralelo a máquina de indução trazendo melhorias ao sistema de microgeração.

5.2 PRODUÇÃO ASSOCIADA AO TRABALHO

Durante a realização da dissertação as seguintes publicações foram realizadas:

- SOUZA, C. A. de et al. Desenvolvimento e controle de um sistema hídrico e fotovoltaico para a geração de energia elétrica. **Congresso Brasileiro de Energia Solar - CBENS**, 2018.
- SOUZA, C. A. de et al. Modelagem matemática de um sistema de microgeração baseado em gerador de indução autoexcitado na configuração 4 fios. **Seminário de Eletônica de Potência e Controle - SEPOC**, 2018.

REFERÊNCIAS

- AGÊNCIA Nacional de Energia Elétrica Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Módulo 8–Qualidade da Energia Elétrica. Brasil: [s.n.], 2018. [Http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/MA](http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/MA)Accessed: 2018-12-17.
- AHMED, T.; NISHIDA, K.; NAKAOKA, M. Static var compensator-based voltage regulation implementation of single-phase self-excited induction generator. v. 3, p. 2069–2076 vol.3, Oct 2004. ISSN 0197-2618.
- ALMEIDA, P. M. d. et al. **Contribuições ao estudo de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica sem filtros passivos: projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico.** Dissertação (Mestrado), 2013.
- ANDRETA, A. G. et al. **Estratégia híbrida de controle para inversores trifásicos conectados à rede baseada em controladores deadbeat e proporcional+ressonante.** Dissertação (Mestrado), 2014.
- ARCANJO, M. A. d. C. **Controle discreto de sinais trifásicos distorcidos e desbalanceados baseado na transformada de Fourier de vetores espaciais.** Dissertação (Mestrado), 2013.
- ARIAS, A. et al. Reducing the cogging torque effects in hybrid stepper machines by means of resonant controllers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1–1, 2018. ISSN 0278-0046.
- ARRILLAGA, J.; WATSON, D. Static power conversion from self-excited induction generators. In: IET. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers.** [S.l.], 1978. v. 125, n. 8, p. 743–746.
- ÅSTRÖM, K. J.; HAGANDER, P.; STERNBY, J. Zeros of sampled systems. **Automatica**, Elsevier, v. 20, n. 1, p. 31–38, 1984.
- ATTUATI, G. et al. **Controle por modos deslizantes aplicado a um dstatcom utilizado em sistemas com gerador de indução autoexcitado para compensação de harmônicos e desbalanceamento.** Dissertação (Mestrado), 2018.
- BANSAL, R. Three-phase self-excited induction generators: an overview. **IEEE transactions on energy conversion**, IEEE, v. 20, n. 2, p. 292–299, 2005.
- BARRETO, E. J. F. et al. Tecnologias de energias renováveis: sistemas híbridos, pequenos aproveitamentos hidroelétricos, combustão e gasificação de biomassa sólida, biodiesel e óleo vegetal in natura. Ministério de Minas e Energia (MME), 2008.
- BASHA, Y.; BELENKY, A.; KUPERMAN, A. Tracking performance oriented design of proportional-resonant controllers under finite control bandwidth and actuator delay. In: **2016 IEEE International Conference on the Science of Electrical Engineering (ICSEE).** [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.

- BASSETT, E.; POTTER, F. Capacitive excitation for induction generators. **Electrical Engineering**, IEEE, v. 54, n. 5, p. 540–545, 1935.
- BOUZID, A. M. et al. Voltage and frequency control of wind-powered islanded microgrids based on induction generator and statcom. p. 1–6, May 2015.
- BROD, D. M.; NOVOTNY, D. W. Current control of vsi-pwm inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-21, n. 3, p. 562–570, May 1985. ISSN 0093-9994.
- BUSO, S. et al. A dead-beat adaptive hysteresis current control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 4, p. 1174–1180, July 2000. ISSN 0093-9994.
- CAMACHO, E. F.; ALBA, C. B. **Model predictive control**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013.
- CAMARGO, R. F. **Contribuição ao estudo de filtros ativos de potência**. Tese (Doutorado) — Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002.
- CAMARGO, R. F. et al. Performance analysis of a self-excited induction generator under nonlinear loads used harmonic suppression methods. In: **2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 3904–3909. ISSN 1553-572X.
- CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 2, n. 4, p. 542–555, July 2008. ISSN 1751-8687.
- CHA, H.; VU, T. K.; KIM, J. E. Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system. In: **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2198–2205. ISSN 2329-3721.
- CHARAFEDDINE, K.; SANGOV, K.; TSYRUK, S. Automatic voltage regulation and stability analysis of three-phase self-excited induction generator for wind energy. In: **IEEE Applications of Information Technology in Developing Renewable Energy Processes & Systems (IT-DREPS), 2017 2nd International Conference on the**. [S.l.], 2017. p. 1–6.
- Chatterjee, J. K.; Perumal, B. V.; Gopu, N. R. Analysis of operation of a self-excited induction generator with generalized impedance controller. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 307–315, June 2007. ISSN 0885-8969.
- CHAUHAN, P. J.; CHATTERJEE, J. K. Single-loop voltage and frequency control schemes for seig-battery storage based stand-alone three-phase four-wire recs. In: **2011 International Conference on Power and Energy Systems**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6.
- CHAUHAN, Y. K.; JAIN, S. K.; SINGH, B. A prospective on voltage regulation of self-excited induction generators for industry applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 2, p. 720–730, March 2010. ISSN 0093-9994.

- CHEN, C.-T. **Linear system theory and design**. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1998.
- Chilipi, R. R.; Singh, B.; Murthy, S. S. Performance of a self-excited induction generator with dstatcom-dtc drive-based voltage and frequency controller. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 3, p. 545–557, Sep. 2014. ISSN 0885-8969.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Control of single-stage single-phase pv inverter. p. 10 pp.–P.10, Sept 2005.
- CORTÉS, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Trans. Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, 2008.
- DEMPC, M.; CHRZAN, P. J. Voltage and frequency regulation of a standalone induction generator by reduced-rating power electronic compensators - comparative evaluation. p. 1–5, June 2015. ISSN 2375-1428.
- DUARTE, R. d. C. Interface gráfica para projeto de controlador de ups. 2015.
- EMPRESA de Pesquisa Energética. 2018. [Http://www.brasil.gov.br/noticias/meio-ambiente/2018/03/brasil-renovavel-pais-e-destaque-mundial-em-respeito-ao-meio-ambiente/](http://www.brasil.gov.br/noticias/meio-ambiente/2018/03/brasil-renovavel-pais-e-destaque-mundial-em-respeito-ao-meio-ambiente/). Accessed: 2018-12-03.
- ENDERLE, T. P. et al. Análise, projeto e implementação de um d-statcom para redes de distribuição monofásica. Universidade Federal de Santa Maria, 2012.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics, 2-nd Edition**. [S.l.]: Kluwer, 2002.
- EXXON MOBIL CORPORATION. **2018 Outlook for Energy: A View to 2040**. Irving, Texas, 2018. 63 p. Disponível em: <<https://cdn.exxonmobil.com/~media/global/files/outlook-for-energy/2018/2018-outlook-for-energy.pdf>>. Acesso em: 13 de Dezembro de 2018.
- FARRET, F. A. **Aproveitamento de pequenas fontes de energia elétrica**. [S.l.]: UFSM, 2014.
- FARRET, F. A.; SIMÕES, M. G. **Modeling and analysis with induction generators**. [S.l.]: CRC Press, 2015.
- FILHO, A. F. F.; NASCIMENTO, C. S. C. do. A method to determine the capacitance required by the operation of a grid-connected induction generator. In: **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–4.
- FRANCHI, T. P. et al. Fluxo de potência trifásico harmônico baseado no método backward/forward sweep para o estudo dos harmônicos gerados por cargas industriais e residenciais. [sn], 2017.

- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. **Automatica**, Elsevier, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.
- FUKUDA, S.; IMAMURA, R. Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 420–426, 2005.
- FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for pwm invertors]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 3, p. 888–895, May 2001. ISSN 0093-9994.
- GABE, I. J.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, H. Design and implementation of a robust current controller for vsi connected to the grid through an lcl filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, June 2009. ISSN 0885-8993.
- GUOWEI, Z. et al. The control for grid connected inverter of distributed generation under unbalanced grid voltage. In: **2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. ISSN 2156-9681.
- HOMRICH, G. **Regulação de tensão em geradores de indução**. Dissertação (Mestrado), 2013.
- IBRAHIM, K.; LEIDHOLD, R. Variable frequency converter based voltage and frequency regulation of induction generator for stand-alone system application. p. 1–5, Sept 2015. ISSN 2153-0033.
- IEEE, S. M. Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems - ieee std 519. **New York, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers**, IEEE, 2014. ISSN 1559372397.
- INTERNATIONAL ENERGY AGENCY (IEA). **World Energy Outlook**. [S.l.], 2016. 667 p. Disponível em: <<https://www.iea.org/newsroom/news/2016/november/world-energy-outlook-2016.html>>. Acesso em: dezembro de 2018.
- Jayaramaiah, G. V.; Fernandes, B. G. Analysis of voltage regulator for a 3 - ϕ self-excited induction generator using current controlled voltage source inverter. In: **The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 1404–1408 Vol.3.
- JUNIOR, M.; ANTONIO, L. et al. **Controle robusto baseado em desigualdades matriciais lineares aplicado a inversores conectados à rede elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- Karshenas, H. R.; Abdolahi, A. Analysis of a voltage regulator for self-excited induction generator employing current-type static compensator. In: **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2001. Conference Proceedings (Cat. No.01TH8555)**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 1053–1058 vol.2. ISSN 0840-7789.

- KASAL, G. K.; SINGH, B. Decoupled voltage and frequency controller for isolated asynchronous generators feeding three-phase four-wire loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 2, p. 966–973, April 2008. ISSN 0885-8977.
- KASSA, I. et al. Performance of an isolated induction generator under unbalanced loads. **IEEE Trans. Energy Convers**, v. 25, n. 2, p. 303–311, 2010.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; Malesani, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 5, p. 691–703, Oct 1998. ISSN 0278-0046.
- KHALIGH, A. et al. **Integrated power electronic converters and digital control**. [S.l.]: CRC Press, 2009.
- KISELYCHNYK, O.; BODSON, M.; WANG, J. Linearized state-space model of a self-excited induction generator suitable for the design of voltage controllers. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 30, n. 4, p. 1310–1320, 2015.
- KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2002. v. 2.
- KUMAR, E. V.; NARASIMHAM, P.; SARMA, A. Steady state investigation of self excited 3 phase induction generator with novel leading var controller and mitigation of harmonics using active power filter. p. 495–500, Nov 2010.
- KUMAR, G. V. N. et al. Robustness of fuzzy logic based controller for unmanned autonomous underwater vehicle. In: **2008 IEEE Region 10 and the Third international Conference on Industrial and Information Systems**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6. ISSN 2164-7011.
- LEONARDO ENERGY. Brasil: [s.n.], 2018. <https://www.leonardo-energy.org.br/noticias/levantamento-realizado-pela-aneel-indica-que-cerca-de-1-milhao-de-brasileiros-ainda-nao-possuem-acesso-a-energia/>. Accessed: 2018-12-03.
- LEVY, D. Stand alone induction generators. **Electric Power systems research**, Elsevier, v. 41, n. 3, p. 191–201, 1997.
- LIMONGI, L. R. et al. Digital current-control schemes. **IEEE industrial electronics magazine**, IEEE, v. 3, n. 1, 2009.
- Lorenzini, C.; Pereira, L. F. A.; Bazanella, A. S. A generalized forced oscillation method for tuning proportional-resonant controllers. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, p. 1–8, 2019. ISSN 1063-6536.
- MAHATO, S.; SHARMA, M.; SINGH, S. Transient performance of a single-phase self-regulated self-excited induction generator using a three-phase machine. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 77, n. 7, p. 839–850, 2007.

- MALESANI, L.; MATTAVELLI, P.; BUSO, S. Robust dead-beat current control for pwm rectifiers and active filters. In: **Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1377–1384 vol.2. ISSN 0197-2618.
- MARTINS, G. S. **Técnicas de controle de potências ativa e reativa utilizando gerador de indução gaiola de esquilo aplicado a um sistema de geração eólica**. Dissertação (Mestrado), 2018.
- MASSING, J. R. et al. **Controle adaptativo de corrente aplicado a conversores estáticos conectados à rede elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2013.
- MOUDGALYA, K. M. **Digital control**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2007.
- MURRAY, R. M. et al. Future directions in control in an information-rich world. **IEEE Control Systems**, v. 23, n. 2, p. 20–33, Apr 2003. ISSN 1066-033X.
- MURTHY, S.; MALIK, O.; TANDON, A. Analysis of self-excited induction generators. In: IET. **IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution)**. [S.l.], 1982. v. 129, n. 6, p. 260–265.
- NAIDU, N. S.; SINGH, B. Experimental implementation of a doubly fed induction generator used for voltage regulation at a remote location. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 52, n. 6, p. 5065–5072, 2016.
- NEL, G.; DOORSAMY, W. Development of an intelligent electronic load controller for stand-alone micro-hydropower systems. In: IEEE. **2018 IEEE PES/IAS PowerAfrica**. [S.l.], 2018. p. 366–371.
- NIRMAL, S. et al. Steady state error elimination and harmonic compensation using proportional resonant current controller in grid-tied dc microgrids. In: **2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICCC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5.
- OGATA. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.: s.n.], 2010.
- OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. **Sistema de Transmissão**. Brasil, 2018. [Http://ons.org.br/pt/paginas/sobre-o-sin/mapas](http://ons.org.br/pt/paginas/sobre-o-sin/mapas). Accessed: 2018-12-17.
- PAREDES, H. K. M.; REIS, P. H. F. dos; DECKMANN, S. M. Caracterização de cargas lineares e não lineares em condições de tensões não senoidais. **Revista Eletronica de Potencia**, v. 22, n. 1, p. 50–62, 2017.
- PATI, S. et al. Voltage and frequency stabilization of a micro hydro-pv based hybrid micro grid using statcom equipped with battery energy storage system. In: **2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.

- PRANEETH, A. V. J. S. et al. Proportional resonant controllers in on-board battery chargers for electric transportation. In: **2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 237–242.
- RIBEIRO, A. S. B. et al. Analysis and design of proportional-resonant controllers based on pole placement approach. In: **2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- RICARDI, V. et al. Low-voltage ride-through analysis of permanent magnet synchronous wind generator with harmonic distortion and frequency deviation using resonant controllers. In: **2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. ISSN 2329-5767.
- RODRIGO, J. A. B.; CUBERO, R. G.; BLAVI, H. V. Standalone self-excited induction generator with a three-phase four-wire active filter and energy storage system. In: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics: ISIE 2007**. [S.l.], 2007.
- RODRIGUEZ, F. J. et al. Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters. In: **2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 176–181. ISSN 1553-572X.
- ROJAS, F. et al. A design methodology of multi-resonant controllers for high performance 400hz ground power units. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, 2019.
- RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DONCKER, R. W. D. Modeling of sinewave inverters: a geometric approach. In: **IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 396–401 vol.1.
- SATO, Y. et al. A new control strategy for voltage type pwm rectifiers to realise zero steady-state control error in input current. In: **Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE**. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1496–1503 vol.2. ISSN 0197-2618.
- SCHERER, L. G. **Topologia híbrida e métodos de controle aplicados à regulação de tensão de geradores de indução auto-excitados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2016.
- SCHERER, L. G.; TISCHER, C. B.; CAMARGO, R. F. de. Voltage regulation of stand-alone micro-generation seig based system under nonlinear and unbalanced load. p. 428–433, June 2015. ISSN 2163-5145.
- Seifi, K.; Moallem, M. An adaptive pr controller for synchronizing grid-connected inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 3, p. 2034–2043, March 2019. ISSN 0278-0046.

- Shilpakar and L. B. Analysis of a novel solid state voltage regulator for a self-excited induction generator. **IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution**, v. 145, n. 6, p. 647–655, Nov 1998. ISSN 1350-2360.
- SHILPAKAR and L. B. Analysis of a novel solid state voltage regulator for a self-excited induction generator. **IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution**, v. 145, n. 6, p. 647–655, Nov 1998. ISSN 1350-2360.
- SILVA, M. M. da et al. A discrete-time sliding mode current observer applied to a dstatcom-based voltage regulator for a self excited induction generator. In: IEEE. **Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE**. [S.l.], 2014. p. 4090–4095.
- SINGH, B. et al. Neural network based dstatcom controller for three-phase, three-wire system. In: **2006 International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6.
- SINGH, B.; KASAL, G. K. Neural network-based voltage regulator for an isolated asynchronous generator supplying three-phase four-wire loads. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 78, n. 6, p. 985–994, 2008.
- SINGH, B.; KASAL, G. K.; CHANDRA, A. A frequency based electronic load controller for an isolated asynchronous generator feeding 3-phase 4-wire loads. In: **2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1513–1518. ISSN 2163-5137.
- Singh, B.; Murthy, S. S.; Gupta, S. Statcom-based voltage regulator for self-excited induction generator feeding nonlinear loads. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1437–1452, Oct 2006. ISSN 0278-0046.
- SINGH, M. et al. Stand alone power generation by 3φ asynchronous generator: A comprehensive survey. In: IEEE. **Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on**. [S.l.], 2012. p. 1–14.
- SINGLA, N.; PAHWA, V. Dynamic performance of three phase self excited induction generator using statcom for improved voltage regulation. In: **2015 2nd International Conference on Recent Advances in Engineering Computational Sciences (RAECS)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 153, n. 5, p. 750–762, 2006.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.

TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 3, p. 654–664, March 2009. ISSN 0885-8993.

TISCHER, C. B. **Contribuições ao Controle Aplicado a uma Topologia Híbrida para Regulação de Tensão em Geradores de Indução Autoexcitados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

TISCHER, C. B.; SCHERER, L. G.; CAMARGO, R. F. de. Voltage and frequency regulation of induction generator based system applying proportional-resonant controller. p. 1–6, Nov 2015.

TRIPATHI, V.; JAIN, M. Voltage and frequency controller/or seig based battery storage system. p. 427–432, Oct 2017.

VANCO, W. E. et al. Experimental analysis of a self-excited induction generators operating in parallel with synchronous generators applied to isolated load generation. **IEEE Latin America Transactions**, v. 14, n. 4, p. 1730–1736, April 2016. ISSN 1548-0992.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. Two-level, three-phase voltage-sourced converter. In: _____. **Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications**. IEEE, 2010. ISBN 9780470551578. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6739416>>.

YEPES, A. G. et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, 2010.

YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 523–532, March 2002. ISSN 0093-9994.

_____. _____. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, p. 601–610, Mar 2001. ISSN 0093-9994.

APÊNDICES

Apêndice A – OBTENÇÃO DAS EQUAÇÕES DE ESTADOS DA PLANTA EM EIXOS ESTACIONÁRIOS E SÍNCRONOS

A.1 Introdução

Neste apêndice será apresentado em detalhes o procedimento para obtenção das equações de estado da planta em coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$. Iniciando pela normalização das variáveis, ao final serão obtidas as matrizes em espaço de estados. Como princípio de todo o desenvolvimento deste anexo serão consideradas as equações, deduzidas no capítulo 2 desta proposta de Dissertação.

A.2 Normalização das Variáveis do Circuito

De modo a limitar a faixa dinâmica das variáveis para uma implementação discreta em um DSP de ponto flutuante, pode-se utilizar uma transformação linear que normaliza as variáveis do circuito. Escolhendo os valores base (P_{base}, v_{base}) , as variáveis normalizadas de tensão e corrente podem ser definidas como: $v_n = v/v_{base}$ e $i_n = i/i_{base}$, onde: $i_{base} = P_{base}/v_{base}$

Agora, definindo esta transformação linear, dada pela matriz \mathbf{T}_n ,

$$\mathbf{T}_n = \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{i_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{i_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{v_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{v_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{v_{base}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{i_{base}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{i_{base}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{i_{base}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

os vetores de estados, variáveis de entrada e sinais de distúrbio tornam-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_n(t) &= \mathbf{T}_n \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{x}_n(t) &= \mathbf{T}_n \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{u}(t) &= v_{base} \mathbf{u}_n(t) \\ \mathbf{w}(t) &= i_{base} \mathbf{w}_n(t) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Como resultado, a equação de estado (2.31) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_n^{-1} \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{B}_{abc} v_{base} \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{F}_{abc} i_{base} \mathbf{w}_n(t) \quad (\text{A.3})$$

onde:

$$\mathbf{A}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_n^{-1}; \mathbf{B}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{B}_{abc} v_{base}; \mathbf{F}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{F}_{abc} i_{base} \quad (\text{A.4})$$

Logo, a equação (A.3) na forma compacta para a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias normalizadas é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{A}_n \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{F}_n \mathbf{w}_n(t) \quad (\text{A.5})$$

onde:

$$\mathbf{x}_n(t) = \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \\ v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} u_{1n} \\ u_{2n} \\ u_{3n} \end{bmatrix}; \mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} I_{3X3}(-R_g/L_g) & A_{p12}(1/L_g) & 0_{3X3} \\ I_{3X3}(1/C_{Eq}) & I_{3X3}(-1/C_{Eq}Z_l) & I_{3X3}(1/C_{Eq}) \\ 0_{3X3} & A_{p32}(1/L_f) & I_{3X3}(-R_f/L_f) \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{B}_n = \begin{bmatrix} 0_{3X3} \\ 0_{3X3} \\ A_{p32}(-1/L_f) \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$\mathbf{F}_n = \begin{bmatrix} A_{p12}(-1/L_g) \\ 0_{3X3} \\ 0_{3X3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Onde:

$$\mathbf{A}_{p12} = \begin{bmatrix} -2/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & -2/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & -2/3 \end{bmatrix}; \mathbf{A}_{p32} = \begin{bmatrix} -3/4 & 1/4 & 1/4 \\ 1/4 & -3/4 & 1/4 \\ 1/4 & 1/4 & -3/4 \end{bmatrix}; \quad (\text{A.10})$$

A.3 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $\alpha\beta 0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas estacionárias abc em um sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ é realizada aplicando-se a seguinte matriz de transformação:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Logo, tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \dot{\mathbf{x}}_n(t) \\ \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_n(t) \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_n(t) \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_n(t) \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Isolando os termos obtém-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_n(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{x}_n(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{u}_n(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{w}_n(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Aplicando as equações (A.12) na equação (A.5), obtém-se:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \quad (\text{A.14})$$

Pré-multiplicando os dois lados da equação (A.13) pela matriz $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t) \quad (\text{A.15})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}; \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \quad (\text{A.16})$$

Como resultado da equação (A.14), a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ normalizadas, é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0_n}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0_n}(t) \quad (\text{A.17})$$

onde:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} \dot{i}_{g\alpha} \\ \dot{i}_{g\beta} \\ \dot{i}_{g0} \\ v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \\ v_{g0} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.18})$$

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3}(-R_g/L_g) & \mathbf{A}_{p12}(-v_{base}/i_{base}L_g) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(i_{base}/C_{Eq}v_{base}) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-1/C_{Eq}Z_l) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_{Eq}v_{base}) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{A}_{p32}(-v_{base}/i_{base}L_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-R_g/L_f) \end{bmatrix}; \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{A}_{p32}(v_{base}/i_{base}L_f) \end{bmatrix}; \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{/p12}(v_{base}/i_{base}L_g) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.21})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{p12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{p32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/4 \end{bmatrix}; \quad (\text{A.22})$$

A.4 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $dq0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas $\alpha\beta 0$ em um sistema de coordenadas síncronas $dq0$ é realizada através da matriz de transformação apresentada a seguir:

$$\mathbf{T}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

Logo, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{u}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{w}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Isolando os termos, obtém-se:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{x}_{dq0} \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{u}_{dq0} \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{w}_{dq0}\end{aligned}\tag{A.25}$$

Aplicando as equações de (A.23) na equação (A.16), obtém-se:

$$\begin{aligned}\left(\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \dot{\mathbf{x}}_{dq0}\right) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{u}_{dq0} \\ &+ \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{w}_{dq0}\end{aligned}\tag{A.26}$$

Expandindo a parcela da direita na equação (A.24) em termos de sua derivada parcial, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \dot{\mathbf{x}}_{dq0} &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{u}_{dq0} \\ &+ \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{w}_{dq0}\end{aligned}\tag{A.27}$$

Isolando o termo da parcela da esquerda na equação (A.25), obtém-se:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_{dq0} &= \left[-\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(t) + \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t)\right] \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{u}_{dq0} \\ &+ \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{w}_{dq0}\end{aligned}\tag{A.28}$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \left[-\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(t) + \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t)\right] \\ \mathbf{B}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{B}_{\alpha\beta}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \\ \mathbf{F}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{F}_{\alpha\beta}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t)\end{aligned}\tag{A.29}$$

Como resultado, da equação (A.26), encontra-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0} = \mathbf{A}_{dq0} \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{dq0} \mathbf{u}_{dq0} + \mathbf{F}_{dq0} \mathbf{w}_{dq0}\tag{A.30}$$

sendo:

$$\mathbf{x}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ i_{g0} \\ v_d \\ v_q \\ v_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \\ v_{g0} \end{bmatrix};\tag{A.31}$$

$$\mathbf{A}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{p11} & \mathbf{A}_{p12}(-v_{base}/i_{base}L_g) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(i_{base}/C_{Eq}v_{base}) & \mathbf{A}_{p22} & \mathbf{I}_{3 \times 3}(i_{base}/C_{Eq}v_{base}) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{A}_{p32}(-v_{base}/i_{base}L_f) & \mathbf{A}_{p33} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.32})$$

$$\mathbf{B}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{A}_{p32}(v_{base}/i_{base}L_f) \end{bmatrix}; \quad (\text{A.33})$$

$$\mathbf{F}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12}(v_{base}/i_{base}L_g) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.34})$$

Onde:

$$\mathbf{A}_{p11} = \begin{bmatrix} -R_g/L_g & \omega & 0 \\ -\omega & -R_g/L_g & 0 \\ 0 & 0 & -R_g/L_g \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{p12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{p22} = \begin{bmatrix} -1/C_{Eq}Z_l & \omega & 0 \\ -\omega & -1/C_{Eq}Z_l & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_{Eq}Z_l \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{p32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/4 \end{bmatrix}; \quad (\text{A.35})$$

$$\mathbf{A}_{p33} = \begin{bmatrix} -R_f/L_f & \omega & 0 \\ -\omega & -R_f/L_f & 0 \\ 0 & 0 & -R_f/L_f \end{bmatrix}.$$

Apêndice B – PARÂMETROS DA BANCADA EXPERIMENTAL

B.1 Introdução

O sistema de geração proposto para regulação de tensão e frequência do GIAE foram implementados em duas bases, uma de simulação e outra experimental. A simulação foi desenvolvida usando o software Matlab e considerando parâmetros reais, idênticos aos do protótipo experimental. Neste apêndice será apresentado as características e parâmetros do protótipo utilizado na realização de todo o estudo. Os parâmetros do sistema são dados nas Tabelas B.1

Tabela B.1 – Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Variável	Valor
Indutância do filtro	L_f	5 mH
Resistência do filtro	R_f	0,05 Ω
Capacitância de excitação (por fase)	C_{exc}	55 F
Impedância de carga (plena carga)	R_c	13 Ω
Capacitância do barramento CC	C_{cc}	4700 F
Tensão base	v_{base}	600 V
Corrente base	i_{base}	20 A
Impedância base	Z_{base}	v_{base}/i_{base}
Tensão RMS de linha no PCC	v_t	380 V
Velocidade síncrona	ω	376,99 rad/s
Frequência de chaveamento	f_s	10000 Hz
Período de amostragem	T_s	0,1 ms

As Figuras B.1 e B.2 apresentam as imagens do protótipo experimental desenvolvido e utilizado na obtenção dos resultados experimentais. Nas imagens são identificados os componentes principais do sistema de geração.

O gerador de indução, por se tratar de uma máquina baseada no princípio de indução, depende de fonte externa de excitação para que sejam induzidas correntes no estator. O simples movimento relativo entre rotor e estator não garante a elevação das tensões terminais aos valores nominais. No caso do gerador de indução do tipo rotor gaiola

Tabela B.2 – Dados de placa da máquina primária.

Parâmetro	Valor
Potência	7,5 cv (5,5 kW)
Tensão	440/380/220 V
Frequência	60 Hz
Número de pólos	4
Velocidade nominal	1745 rpm
I_p/I_n	7,7
Fator de serviço (FS)	0,81
Rendimento	1,0
Fator de potência (FP)	89,5%
Velocidade de acionamento	1830 rpm

Figura B.1 – Fotografia do protótipo experimental do GI.



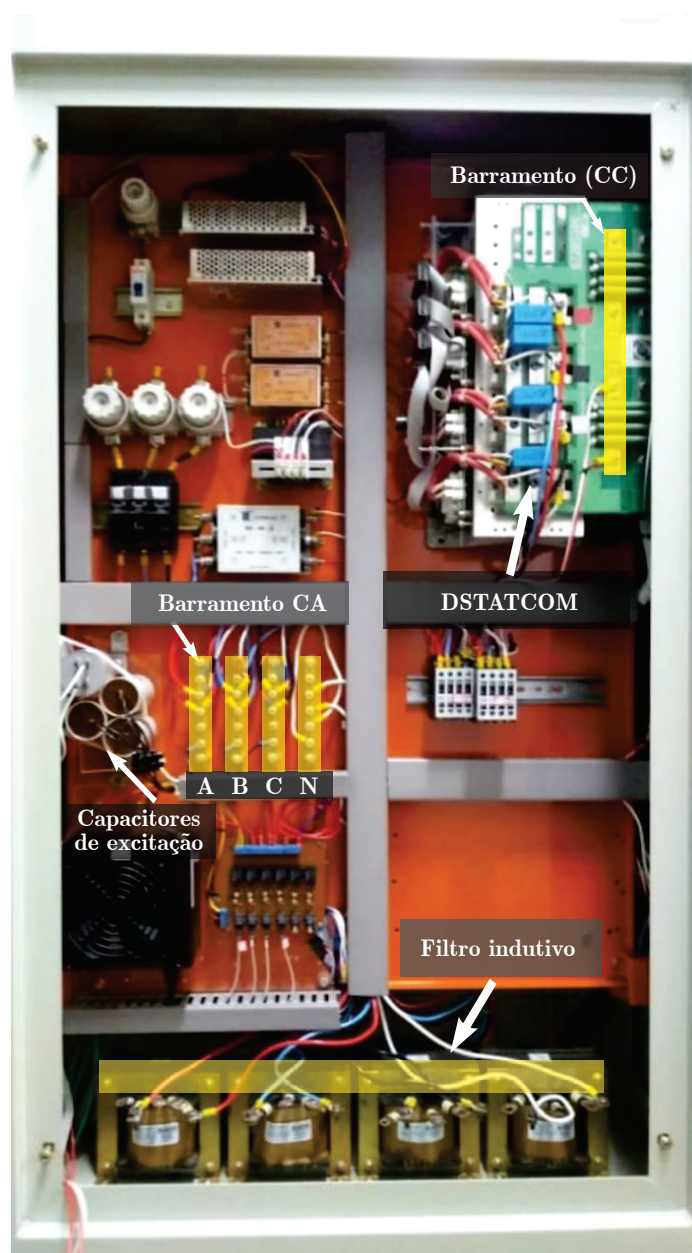
Fonte: Autor.

de esquilo, não existe circuito de campo, uma vez que não existe acesso aos terminais do rotor. Desta forma, a excitação não pode ser realizada como na máquina síncrona, por exemplo, na qual o campo é excitado por uma fonte externa de excitação. A excitação do gerador de indução ocorre de forma semelhante a auto excitação ocorrida no gerador CC. Enquanto que, o gerador CC se auto-excita a partir da relação crescente entre a tensão residual na armadura e a corrente de campo, o gerador de indução requer a conexão

permanente de uma fonte externa de potência reativa aos seus terminais, a qual forneça a corrente magnetizante I_m necessária para a magnetização da máquina. No caso de GI conectados à rede, a potência reativa é fornecida pela própria rede, assim como na operação da máquina de indução como motor. No caso de operação isolada, ou seja, independentemente de qualquer sistema de potência, essa potência reativa é usualmente fornecida por capacitores de excitação conectados em paralelo aos terminais do GI.

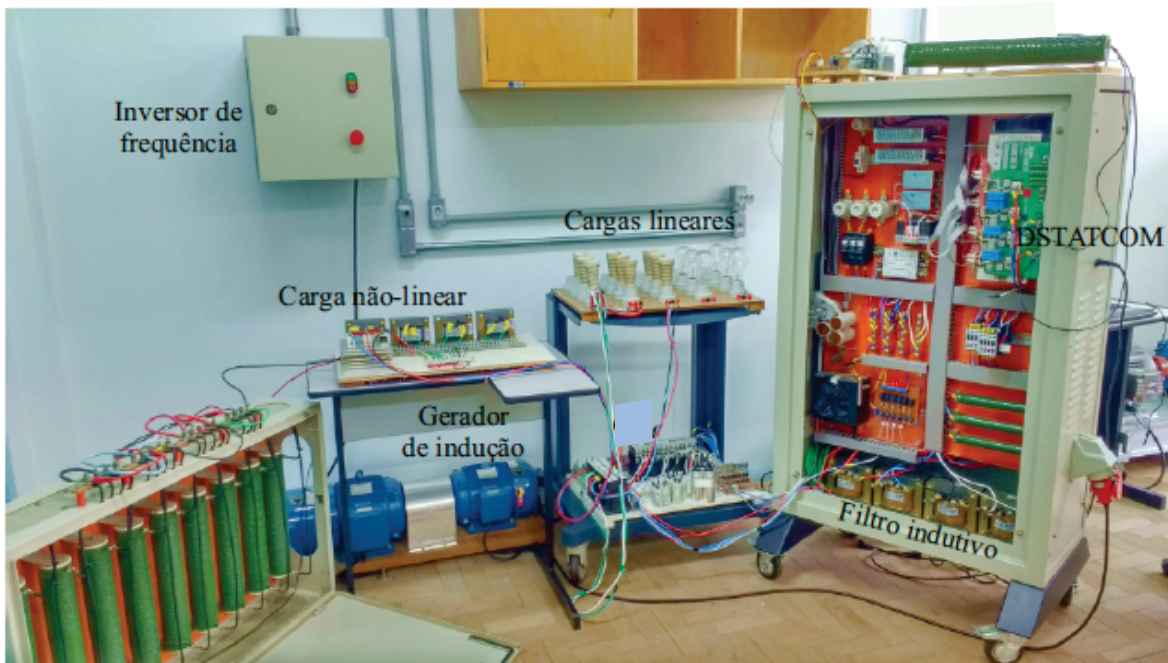
Na Figura B.2 apresenta o gabinete onde com os elementos principais do sistema de geração.

Figura B.2 – Fotografia do protótipo experimental do Gabinete.



Na Figura B.3 apresenta o protótipo com todos os elementos do sistema de geração usados em laboratório.

Figura B.3 – Protótipo experimental do sistema de microgeração de energia elétrica.



Fonte: Autor.