

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

João Pedro Scherer Cipriani

**DRIVER DE ILUMINAÇÃO COMO CARGA INTELIGENTE PARA
COMPENSAÇÃO DE CONDIÇÕES DA REDE**

Santa Maria, RS
2019

João Pedro Scherer Cipriani

**DRIVER DE ILUMINAÇÃO COMO CARGA INTELIGENTE PARA
COMPENSAÇÃO DE CONDIÇÕES DA REDE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro Eletricista**.

Orientador: Marcelo Freitas da Silva, Dr. Eng.

Santa Maria, RS

2019

© 2019

Todos os direitos autorais reservados a João Pedro Scherer Cipriani. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor. Endereço: Rua Conde de Porto Alegre, 578 apt. 701, Bairro Bonfim, Santa Maria, RS. CEP: 97110-795. Fone (+55) 55 98454-4414; E-mail: jpcipriani@gmail.com.

João Pedro Scherer Cipriani

**DRIVER DE ILUMINAÇÃO COMO CARGA INTELIGENTE
PARA ADAPTAÇÃO À CONDIÇÕES DA REDE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro Eletricista**.

Aprovado em 08 de Julho de 2019:

Marcelo Freitas da Silva, Dr. Eng. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Humberto Pinheiro, Dr. Eng. (UFSM)

Jonas Roberto Tibola, Dr. Eng. (UFSM)

Santa Maria, RS
2019

AGRADECIMENTOS

Antes de tudo, gostaria de dirigir o meu mais sincero agradecimento à minha família. Durante toda a minha formação, foram eles que sempre me apoiaram em todos os momentos. Gostaria de agradecer a meu pai, pelo exemplo de trabalho duro e honesto, que sempre foi e sempre será minha inspiração. À minha mãe, que sempre me instigou a curiosidade, me estimulou a ir além e a não duvidar do meu potencial. E à minha irmã, com quem as longas conversas de madrugada me ajudaram, e ainda me ajudam, a evoluir como ser-humano.

Ao Prof. Dr. Marcelo Freitas da Silva, meu orientador desde o início da graduação, pelas conversas e pelos conhecimentos transmitidos, o meu muito obrigado. Obrigado por ter questionado meu conhecimento, mas nunca ter deixado de acreditar em mim. Obrigado por ter me dado liberdade para escolher o meu caminho.

Ao Prof. Dr. Jonas Roberto Tibola, meu “segundo orientador”, pela amizade, pelo companheirismo, por todas as horas passadas discutindo e me ensinando como iria ou não iria funcionar o conversor, e por todas as horas *não* discutindo como iria ou não funcionar, o meu muito obrigado.

A todos os colegas e professores do GSEC, por terem criado um ambiente de trabalho especial, sem o qual seria impossível desenvolver esse trabalho. Obrigado por todas as contribuições dadas por cada um ao longo desses cinco anos de graduação. Foram muitas. Em especial, agradeço ao Mestre Engenheiro Maikel Menke, pelo papel de liderança dentro do grupo e ao Mestre Engenheiro Klaus Martin, o primeiro a acreditar nessa ideia.

Ao Colégio Técnico Industrial de Santa Maria (CTISM) e à Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), pelo suporte e pela estrutura, que moldaram minha formação e a minha pessoa.

À banca, pelas valiosas contribuições técnicas ao trabalho. Ao Fundo de Incentivo à Pesquisa (Fipe) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pelo apoio financeiro à pesquisa.

E por último, mas não menos importante, agradeço aos meus amigos. Porque, as vezes, a maior contribuição pra um trabalho é uma boa conversa durante o almoço ou uma boa caminhada no final de semana.

O meu muito obrigado.

*“Study hard what interests you the most
in the most undisciplined, irreverent and original manner possible.”*

Richard Feynman

RESUMO

DRIVER DE ILUMINAÇÃO COMO CARGA INTELIGENTE PARA COMPENSAÇÃO DE CONDIÇÕES DA REDE

AUTOR: JOÃO PEDRO SCHERER CIPRIANI
ORIENTADOR: MARCELO FREITAS DA SILVA

A rápida alteração do modelo tradicional de geração centralizada para um novo modelo – que onde ocorre a popularização da geração distribuída e a crescente penetração de inversores na rede elétrica – ocasiona preocupações em relação a estabilidade e à qualidade do sistema elétrico. Enquanto a maior parte da pesquisa se volta para soluções implementadas na maneira como a geração se conecta à rede, uma parcela considerável da demanda do sistema é interfaceada com a rede por conversores eletrônicos. O controle dessas cargas para que apresentem características compensatórias pode contribuir para a estabilidade do sistema. Essas características incluem controle de *droop* de potência ativa e reativa. Cargas que apresentam esse comportamento são chamadas de Cargas Inteligentes. Este trabalho, portanto, apresenta o desenvolvimento de uma estratégia de controle aplicada a um *driver* de LED que o faça se comportar como uma Carga Inteligente. Aproveita-se o capacitor de barramento já presente nas topologias mais comuns de *driver* de LED como uma reserva de energia, desacoplando a potência instantânea da entrada e da saída. A estrutura de controle mede a amplitude da tensão e a frequência da rede, atualizando a corrente de entrada para ter comportamento compensatório. A potência da carga é alterada de acordo com uma referência filtrada da potência de entrada, atenuando a percepção do usuário. Um protótipo é projetado, simulado e apresenta resultados experimentais preliminares em bancada.

Palavras-chave: Cargas Inteligentes. Sistemas de Iluminação. Controle de Demanda. Compensação Distribuída

ABSTRACT

LED DRIVER AS A SMART LOAD THAT COMPENSATES GRID CONDITIONS

AUTHOR: JOÃO PEDRO SCHERER CIPRIANI
ADVISOR: MARCELO FREITAS DA SILVA

The fast transition from a traditional centralized generation model to a new model – in which distributed generation becomes common-place and there's a growing share of grid-tied inverters – raises concerns on the stability and overall energy quality of the electrical system. While most of the researchers seek solutions in the improvement of the interface between the grid and the generation sources, a considerable share of the systems electrical demand is interfaced to the grid through electronic converters. Controlling those loads in a way that they present compensatory characteristics can be beneficial to the systems stability. Loads that present such characteristics are called Smart Loads. Therefore, this work presents the development of a control strategy applied to a LED driver that turns it on a Smart Load. The DC bus capacitor, already a part of most LED drivers, is used as energy storage to decouple the instantaneous input and output power. The control structure measures the grid voltage and frequency, updating the driver's input current so that it has a compensatory behavior. The load power is defined based on a filtered input power reference. A prototype was projected, simulated and early experimental results are presented.

Keywords: Smart Loads. Lighting Systems. Demand Control. Distributed compensation.

Sumário

1. INTRODUÇÃO	9
1.1 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	11
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA SOBRE CARGAS INTELIGENTES	12
1.2 INTRODUÇÃO DO CONCEITO DE UMA CARGA INTELIGENTE	12
1.3 CARGAS INTELIGENTES EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO	13
3. O SISTEMA PROPOSTO	19
1.4 CONVERSOR DE INTERFACE COM A REDE	22
1.5 CONVERSOR DE INTEREFACE COM A CARGA	26
4. ESTRUTURA DE CONTROLE	29
1.6 VISÃO GERAL DO SISTEMA DE CONTROLE	29
1.7 MODELAGEM DO CONVERSOR DE ENTRADA	30
1.8 MALHA INTERNA - CONTROLE RESSONANTE DE CORRENTE	35
1.9 GERAÇÃO DE REFERÊNCIAS SENOIDAIS EM FASE E QUADRATURA	37
1.10 MALHA EXTERNA – CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA	39
1.11 MALHA EXTERNA – CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC	40
1.12 DROOP CONTROL – REFERENCIA DAS POTÊNCIAS DE ENTRADA	42
1.13 DINÂMICA DA CARGA INTELIGENTE	43
5. SIMULAÇÃO DA DINÂMICA DE CARGA INTELIGENTE	45
1.14 RESPOSTA A DEGRAU NA REFERÊNCIA DE POTÊNCIA ATIVA	45
1.15 RESPOSTA A DEGRAU NA FREQUÊNCIA DA REDE	47
1.16 RESPOSTA A DEGRAU NA TENSÃO DA REDE	48
6. IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	50
1.17 PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	50
1.18 MICROCONTROLADOR E PROGRAMAÇÃO	51
1.19 ENSAIO DE CURTO CIRCUITO	52
7. CONCLUSÕES	55
8. REFERÊNCIAS	56

1. INTRODUÇÃO

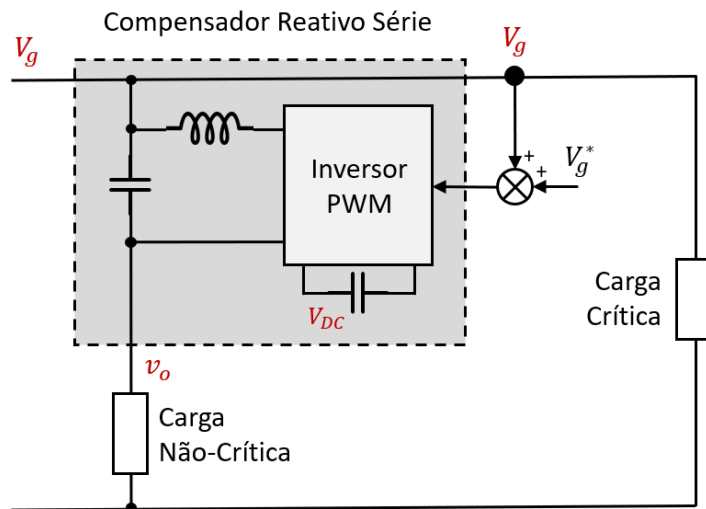
Tradicionalmente, a preocupação com a qualidade da energia entregue pelo sistema elétrico está na geração e na transmissão, cujas características garantem a estabilidade da frequência e tensão da rede elétrica. O sistema de geração tradicional é composto por grandes geradores síncronos, cujos comportamentos são conhecidos e controlados por um agente regulador do sistema. A própria inércia mecânica dos rotores dessas máquinas auxilia na manutenção da estabilidade do sistema. Nesse modelo, os consumidores têm um papel passivo e apenas consomem energia, cabendo aos operadores do sistema prever o comportamento da carga e garantir o fornecimento da energia.

Esse modelo, porém, tem se modificado. Recentemente, com o aumento da penetração da Geração Distribuída (GD), ocorre também a distribuição da responsabilidade sobre a qualidade e estabilidade da rede. Geralmente conectadas à rede por meio de inversores, como é o caso das energias solar e eólica, as fontes de GD têm cada vez mais substituído a geração tradicional. Essas fontes, contudo, não contam naturalmente com a inércia mecânica das máquinas tradicionais, nem são diretamente reguladas pelo operador do sistema. Portanto, para manter a estabilidade do sistema, a qualidade da rede e evitar perdas de energia desnecessárias, diversas estratégias foram buscadas no contexto de controlar as interfaces que ligam essas fontes ao sistema elétrico (ATHARI; NIROOMAND; ATAEI, 2017).

No entanto, uma ação complementar menos abordada na literatura é trazer a preocupação com a estabilidade e com as perdas para a demanda, alterando o modelo tradicional do consumidor passivo. Dentre outros métodos, isto é possível com a introdução do conceito de Cargas Inteligentes (CI). Hoje em dia, uma parcela considerável das cargas já é conectada à rede através de uma interface eletrônica (RYLANDER et al., 2010). Diversas normas (como a IEC 61000-3-2 e IEEE 519-2014) regem como deve-se dar a conexão dessas cargas à rede, com limites de harmônicos e fator de potência. O conceito de cargas inteligentes sugere novas possibilidades em relação a como deve se dar a conexão da carga na rede.

Uma carga inteligente é a combinação de uma carga não-crítica – cuja potência possa variar dentro de padrões bem definidos – com uma interface eletrônica que permite desacoplar parcialmente a potência da carga da potência da rede (CHAKRAVORTY; CHAUDHURI; HUI, 2017). Isso é realizado pelo uso de uma reserva de energia entre a rede e a carga, como um capacitor de barramento em paralelo com a carga DC ou um conversor série (Figura 1).

Figura 1 - Compensação série de carga não crítica através de inversor PWM.



Fonte: Adaptado de (LEE; HUI, 2013)

Com o controle sobre essa reserva, o sistema pode não apenas operar dentro dos limites estabelecidos, mas trabalhar ativamente para melhorar a qualidade da energia, suprindo reativos e alterando o consumo de potência ativa de forma a melhorar a estabilidade do sistema (LEE; HUI, 2013)

Uma possibilidade de implementação das características das cargas inteligentes são os conversores eletrônicos para equipamentos de iluminação. A iluminação representa cerca de 23% do consumo mundial de energia (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2016) e a maior parte dessa carga é interfaceada com a rede através de conversores eletrônicos. Esses conversores estão distribuídos na rede de baixa tensão, onde não costuma existir nenhuma espécie de regulação de tensão, além do próprio *tap* dos transformadores. Os projetos desses conversores são consolidados na literatura e permitem uma grande flexibilidade no seu modo de construção e operação (ALMEIDA et al., 2015; LI et al., 2016; MENKE; SEIDEL; TAMBARA, 2019).

Portanto, na iluminação pública ou industrial, onde a qualidade da energia tem impacto nos custos operacionais, existe um nicho para as cargas compensadoras. Em um sistema de iluminação real, o custo do conversor costuma representar uma parcela pequena do custo total. Elementos de sustentação, de dissipação e a própria carga luminosa tem um impacto maior. Um aumento no custo do conversor, portanto, não impacta de maneira significativa o custo geral do sistema.

Ainda, é interessante destacar o papel dos Diodos Emissores de Luz (LEDs) nesse contexto. Os LEDs têm ganhado destaque como tecnologia principal para substituição de outras

fontes de iluminação, pela sua longa vida útil e pela alta eficiência energética, mas também pela facilidade de acionamento (WANG; ALONSO; RUAN, 2017). Dessa forma, este trabalho apresenta uma proposta de controle aplicada às topologias clássicas de conexão de *Drivers* de LED à rede, para que eles apresentem características de Cargas Inteligentes.

1.1 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O projeto de um driver de LED capaz de emular as características previamente descritas, com controle de potência ativa e reativa, foi desenvolvido e seu comportamento foi simulado para variações da frequência e tensão da rede e para mudanças na referência de potência. Uma revisão sobre Cargas Inteligentes é apresentada no Capítulo 2. O projeto do *driver* envolve a escolha e o projeto elétrico de uma topologia, descrita no Capítulo 3, além do projeto dos controladores necessários, processo descrito no Capítulo 4.

Uma vez que a estrutura do sistema eletrônico e do controle foi projetada, simulações são realizadas para verificar o comportamento do circuito. A partir dessa estrutura, é realizada a implementação de uma dinâmica de CI. A maneira como se dá essa dinâmica é apresentada no Capítulo 5 através de resultados de simulação.

Um protótipo experimental de baixa potência foi parcialmente construído e implementado em bancada, com o objetivo de verificar na prática a viabilidade do projeto. Os resultados experimentais são apresentados no Capítulo 6.

Por fim, este trabalho se encontra ainda em desenvolvimento e, dessa forma, o Capítulo 7 apresenta conclusões sobre a viabilidade do projeto, além de trabalhos futuros necessários para um estudo completo de viabilidade.

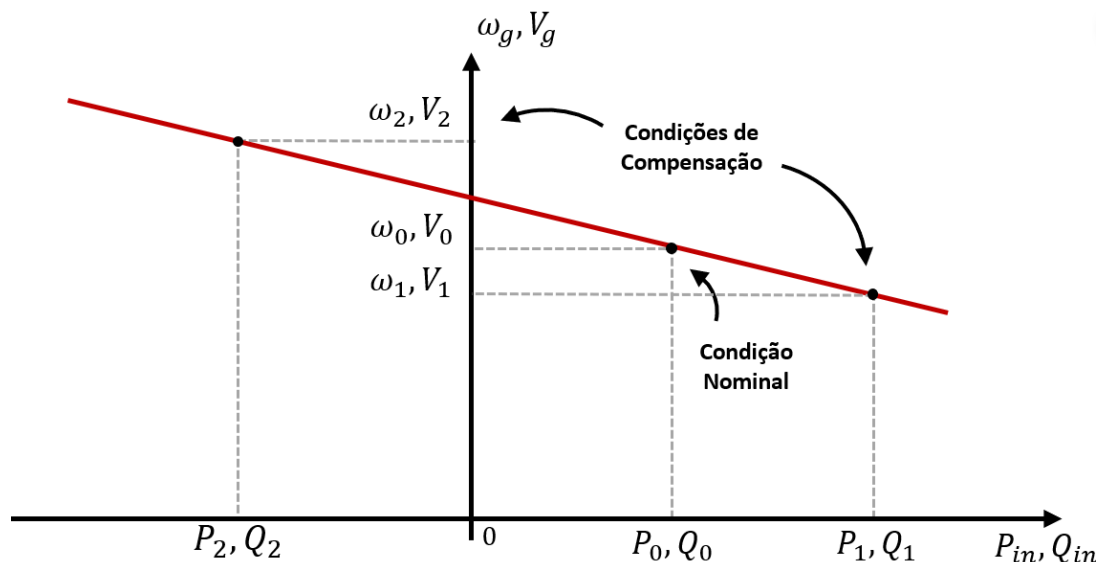
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA SOBRE CARGAS INTELIGENTES

1.2 INTRODUÇÃO DO CONCEITO DE UMA CARGA INTELIGENTE

Cargas não-críticas são cargas cujas condições de operação não precisam ser constantes em todas as circunstâncias. Por exemplo, um sistema de iluminação industrial possui um certo nível de tolerância em relação a luminância produzida. Em algumas situações, como uma queda de tensão ou frequência da rede – situação comum quando ocorre o acionamento de uma grande máquina, por exemplo – o comportamento da carga não crítica pode ser programado para auxiliar na estabilidade e redução das perdas da rede elétrica.

Embora o conceito de Carga Inteligente (CI) apareça geralmente associada com o uso de um conversor série (AKHTAR; CHAUDHURI; RON HUI, 2015; AKHTAR; CHAUDHURI; YUEN, 2017; SOLANKI; JOSHI, 2016), o conceito pode ser generalizado em termos de efeito na rede elétrica. Por exemplo, a regulação de tensão pode ser realizada pelo fornecimento de ativos e reativos para a rede conforme o desvio da tensão e frequência nominais (Figura 2).

Figura 2 - Reta de potência da carga para diversas condições de tensão e frequência da rede



Fonte: Autor.

Esse comportamento é muito próximo da resposta de máquinas síncronas a variações da rede e é uma característica desejada para o paralelismo de inversores. Diversos modos de emular versões dinâmicas desse comportamento para aproximar a dinâmica da geração

tradicional são encontradas na literatura (D'ARCO; SUUL, 2013), principalmente na geração. No entanto, esta técnica também possui grande potencial para ser aplicado na carga (ZHONG, 2016).

Dependendo dos níveis de impedância no ponto de conexão, níveis inadequados de tensão podem ser compensados localmente pelo fornecimento de ativos e reativos à rede, sem necessidade de sistema supervisorio (MOLINAS; KONDOH, 2009). Desvios na frequência nominal, indicativos de instabilidades no sistema, podem ser parcialmente compensados pela redução da potência da carga. Nesse sentido, a função das Cargas Inteligentes é similar à de um STATCOM (Compensador Estático Síncrono), mas aplicada de maneira descentralizada, no controle da carga (MOLINAS; KONDOH, 2009; YAN et al., 2017).

Trabalhos recentes mostram que o uso desse tipo de compensação pode melhorar o perfil de tensão do sistema (AKHTAR; CHAUDHURI; YUEN, 2017; LUO et al., 2017), a resposta da rede a falhas e situações críticas (AKHTAR; CHAUDHURI; RON HUI, 2015; CARMONA SANCHEZ; BARNES; APSLEY, 2018; CHAKRAVORTY; CHAUDHURI; HUI, 2017; ELRAYYAH; CINGOZ; SOZER, 2017) e aumento da estabilidade em redes dominadas por inversores (AKHTAR; CHAUDHURI; YUEN, 2017; LUO et al., 2017).

Ainda, alguns trabalhos (CARMONA SANCHEZ; BARNES; APSLEY, 2018) discutem a implementação dessas características em cargas como motores para ventilação, compressores e aquecedores. Em ambas as situações, existe uma reserva física de energia, de forma que a saída não seja imediatamente afetada pela redução da potência de entrada. A próxima seção trata dos sistemas de iluminação, que não possuem essas reservas.

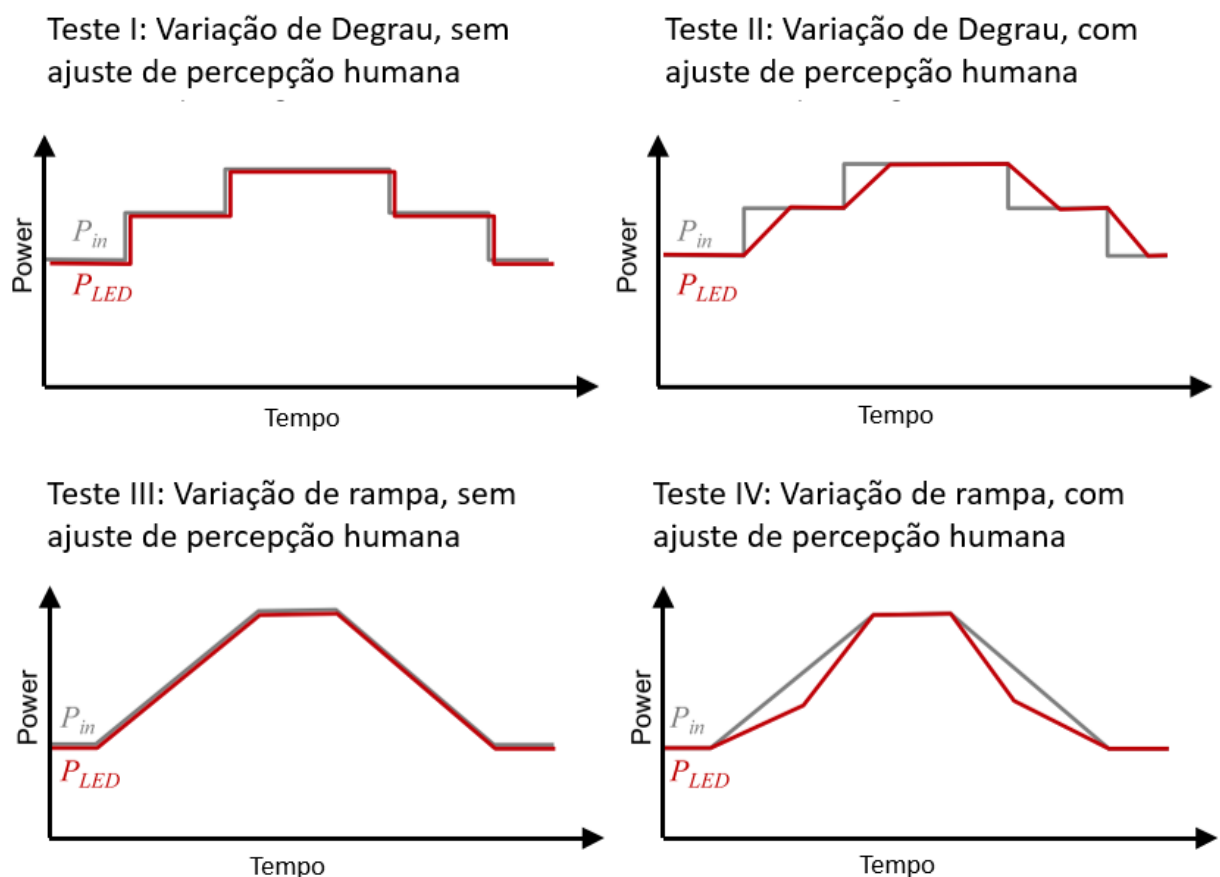
1.3 CARGAS INTELIGENTES EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO

Em cargas sem reserva de energia natural, como LEDs, busca-se trabalhar em faixas da curva de potência da carga em que os efeitos de redução da potência sejam menos percebidos pelo usuário (BENDER et al., 2012; LEE; LI; HUI, 2011). Uma possibilidade de reserva de energia para atenuar as variações de potência nessas situações é o capacitor de barramento, já presente nas topologias de alimentação de LEDs convencionais.

Poucos trabalhos apresentam análises de circuitos para CI operando com capacitores de barramento reduzidos, situação encontrada em sistemas de iluminação. Quando há um capacitor de barramento, a atenuação das variações de potência pode ser realizada não apenas pela escolha do ponto de operação, mas também se aplicando potências diferentes para a entrada e para a saída. Nesse caso, a diferença de potência é suprida pelo capacitor de barramento, com alguma dinâmica determinando a relação entre as potências de entrada e saída.

Em (WAFFENSCHMIDT et al., 2018) se analisa a percepção dos usuários a diversas rampas e degraus na intensidade luminosa e entende-se que, com uma variação suficientemente lenta da intensidade luminosa, apenas uma minoria dos usuários percebe a alteração de potência dos LEDs. Além disso, a divisão da rampa de luminosidade em vários níveis de inclinação reduz ainda mais o desconforto visual e a percepção de variação luminosa.

Figura 3 - Modos de se alterar a potência da carga para alterações diversas na potência de entrada, com e sem ajustes para reduzir a percepção humana. Menos de 7% dos usuários percebem a variação luminosa no Teste IV em relação ao Teste I.

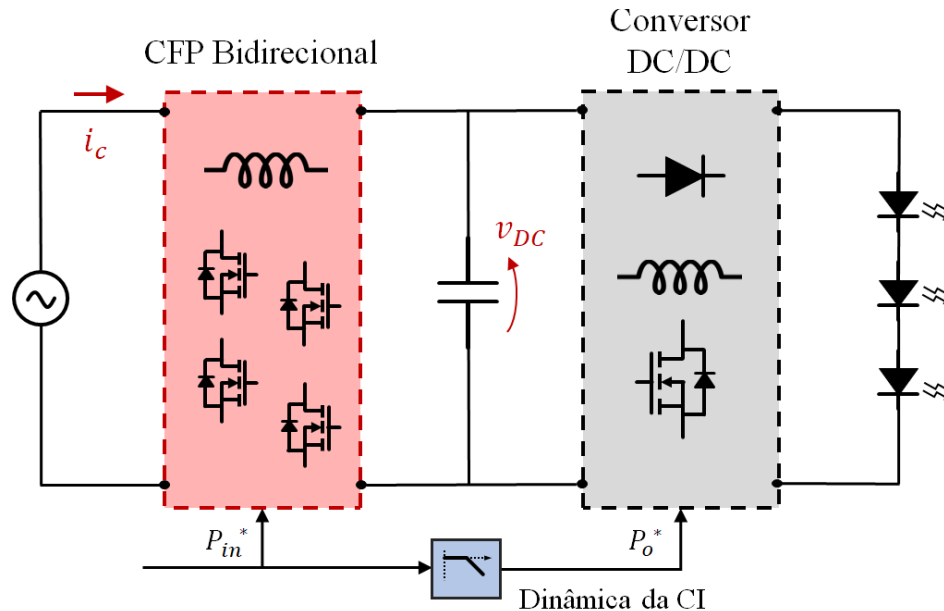


Fonte: Adaptado de (WAFFENSCHMIDT et al., 2018)

De forma a minimizar o desconforto visual e ainda assim permitir grandes variações de potência, este trabalho propõe o uso de uma dinâmica de filtro passa-baixas a ser aplicada na referência de potência de saída (Figura 4). Um filtro passa-baixas possui uma transição ainda mais suave do que uma sequência de referências de potência em rampa, reduzindo o incômodo para o usuário. Essa escolha também permite o projeto de um sistema linear de controle,

simplificando o possível projeto de um capacitor de barramento para uma variação de potência desejada e uma percepção do usuário aceitável.

Figura 4 – Estrutura tradicional de *driver* de LED adaptada para operar como Carga Inteligente



Fonte: Autor

Como os LEDs se tratam de cargas não lineares, conversores de potência são necessários para realizar a conexão com a rede de forma a se manter uma corrente senoidal e em fase com a tensão na entrada e uma corrente constante na saída. O projeto dos conversores para LEDs é consolidado na literatura (ARIAS; VAZQUEZ; SEBASTIÁN, 2012; BRANAS; AZCONDO; ALONSO, 2013; WANG; ALONSO; RUAN, 2017). Como o circuito eletrônico não representa o maior custo nos sistemas de iluminação LED como um todo, a pesquisa nos últimos anos se volta para o aumento da eficiência, da confiabilidade e da vida útil dos conversores (ALMEIDA et al., 2015)(BRANAS; AZCONDO; ALONSO, 2013).

Na busca por esses atributos, costumam ser utilizados dois estágios ou mais para o acionamento dos LEDs, ligados por capacitores de barramento (ALMEIDA et al., 2015). Apesar de haver muita pesquisa relacionada à redução ou mesmo eliminação dos capacitores eletrolíticos de barramento (CAMPONOGARA et al., 2015), em sistemas de maiores potências o uso de múltiplos estágios é justificado pelo aumento na flexibilidade do projeto. Os novos graus de liberdade podem resultar em maiores eficiências e até custos reduzidos, já que há menos compromisso na escolha dos componentes.

Em conversores de dois estágios, o primeiro estágio, chamado estágio de Correção de Fator de Potência (CFP), é responsável pela conexão à rede e pela manutenção de um fator de

potência idealmente unitário. Um segundo estágio, usualmente chamado de Controle de Potência (CP), é responsável por manter a corrente apropriada no LED, com baixo nível de distúrbios. Existem requisitos de desempenho determinados em normas nacionais e internacionais (ABNT IEC/PAS 62612:2013 e IEEE 1789:2015) em relação à qualidade de iluminação de LEDs, que devem manter um nível de luminância aproximadamente constante, sem presença de *flicker*¹.

A presença do capacitor de barramento nos *drivers* com mais de um estágio permite desacoplar parcialmente as potências de entrada e saída, como forma de reduzir as oscilações da corrente no LED. Porém, havendo alguma margem para variação da tensão de barramento, essa característica também permite a adição de outra dinâmica: a troca de potência ativa e reativa entre o capacitor de barramento e a rede. Essa é a base para a utilização do driver de LED como uma carga inteligente.

Quando a rede está com excesso de demanda – situação que pode ser indicada por um afundamento da frequência da rede – o conversor deixa de consumir tanta potência, descarregando o capacitor de barramento na carga. Se o estado permanecer por tempo suficiente, os LEDs na saída começam a reduzir sua potência para que o capacitor de barramento possa voltar a carregar.

O mesmo acontece no sentido oposto: se houver aumento da frequência da rede, o conversor aumenta sua potência de entrada e carrega o barramento, eventualmente aumentando a potência da carga. A implementação desse efeito pode ser realizada apenas por modificações no controle de um estágio CFP tradicional, além de um sobredimensionamento da capacitância de barramento para suprir esse transitório de energia.

A troca de reativos entre entrada e barramento, no entanto, envolve o uso de um estágio CFP que inclua um conversor bidirecional. O conversor não deve apenas manter um fator de potência unitário, mas qualquer fator de potência desejado. Esses conversores não são comumente aplicados na área de iluminação, geralmente dando-se preferência a soluções unidirecionais mais simples (i.e. Boost, Buck-Boost), que buscam apenas um fator de potência o mais próximo possível do unitário. Justamente pela presença desse circuito mais complexo, as aplicações de CIs costumam se restringir a cargas de potência maior e que já necessitem, por outras razões, de um conversor bidirecional (CHAKRAVORTY; CHAUDHURI; HUI, 2017).

Nesse contexto, a implementação das características das CIs em *drivers* de LED parece se afastar dos principais focos atuais da pesquisa para sistemas de iluminação. Com a necessidade de uma grande capacitância no barramento, o uso de capacitores eletrolíticos é

¹ De acordo com o padrão IEEE 1789:2015, *flicker* é uma variação direta e rápida na luminosidade de uma fonte de luz devido a flutuações na própria fonte de luz ou na rede.

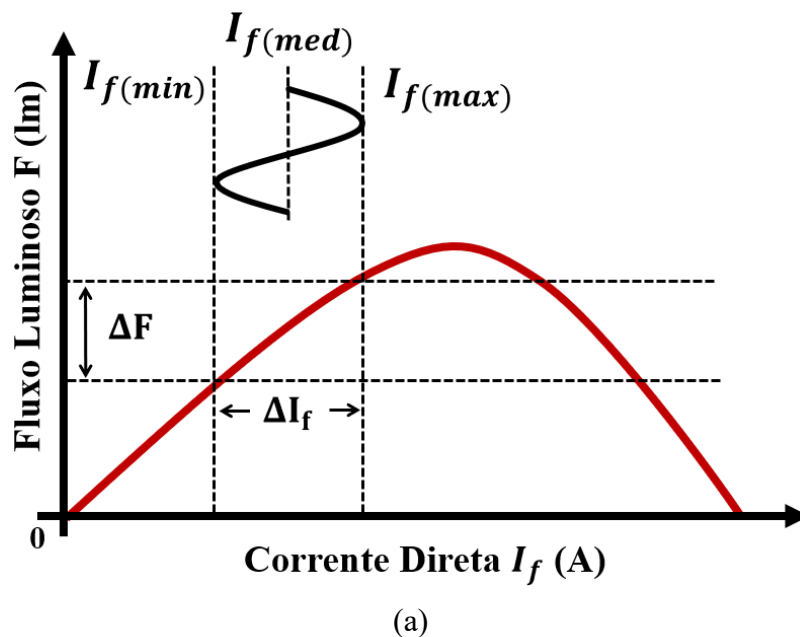
inevitável – comprometendo em parte a vida útil do conversor (MENKE; SEIDEL; TAMBARA, 2019). Além disso, o conversor bidirecional exige mais semicondutores ativos e assim está intrinsecamente ligado a um acionamento mais complexo e a uma maior taxa de falhas.

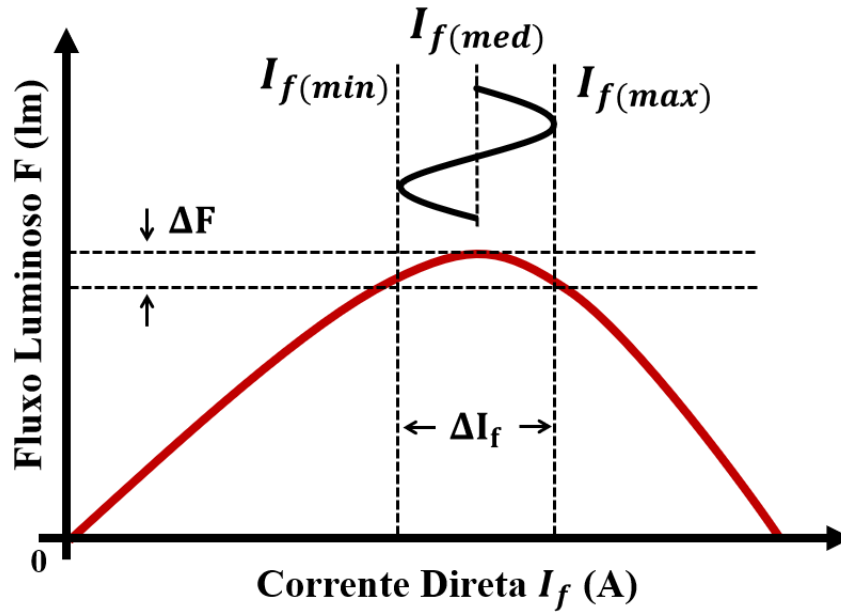
Não obstante, o uso de um conversor bidirecional pode ser justificado considerando o contexto dos recentes avanços na tecnologia dos semicondutores de potência, com as tecnologias GanFET propiciando aumentos da frequência de comutação e altas eficiências em estágios PFC (YE, 2016). Como resultado disso, a substituição do conversor CC/CC e dos diodos de uma ponte retificadora tradicional por chaves controladas pode manter ou mesmo aumentar a eficiência do circuito (YE, 2016).

Ainda, para aplicações industriais ou grandes projetos de iluminação pública, o sistema de iluminação pode ser projetado para ter um barramento próprio, em corrente contínua. Em um sistema com essa configuração, a interface com a rede é feita conforme uma Carga Inteligente e a manutenção do barramento é simplificada, contida em um só ponto.

Por fim, é importante destacar que os LEDs são particularmente interessantes para o uso em cargas inteligentes pela sua curva de luminosidade em função da corrente de alimentação. Devido a suas características térmicas, uma grande redução na potência do LED tem pouco impacto na luminosidade percebida (BENDER et al., 2012). Este comportamento é demonstrado na Figura 5. Para a aplicação de CI, a região da curva destacada em (b) é mais interessante que a curva (a), pois a variação do fluxo luminoso em função da variação de corrente é reduzida.

Figura 5 – Curva de luminosidade do LED em função da corrente de alimentação.





(b)

Fonte: Adaptado de (BENDER et. al, 2012)

O projeto adequado de um sistema de iluminação distribuído que considere essa curva permite grandes reduções da demanda sem afetar o comportamento luminoso da carga. Em condições críticas do sistema, essa redução da demanda está associada a um aumento da estabilidade.

Com essas considerações, é justificado o desenvolvimento de um *Driver* capaz de acionar os LEDs enquanto fornecendo suporte de reativos à rede, sendo capaz de reduzir as perdas do sistema e aumentar a sua estabilidade.

3. O SISTEMA PROPOSTO

O sistema proposto é um conversor bidirecional microcontrolado, com alta eficiência, capaz de controlar sua potência ativa e reativa de forma a possuir uma resposta compensatória na ocasião de distúrbios da rede de baixa tensão, conforme descritos no Módulo 8 do PRODIST – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (ANEEL, 2017). Esses distúrbios incluem níveis aceitáveis de Variações Temporárias de Tensão e de Frequência previstos no sistema de distribuição.

Dessa forma, se define que o conversor deve possuir uma resposta compensatória, contribuindo para que o sistema retorne aos valores nominais, nas seguintes situações:

- **Tensão em Regime**

Variação de 0,95 p.u. até 1,05 p.u. da tensão nominal do sistema;

- **Afundamentos e Elevações Temporários de Tensão (AMT e ETT)**

Variações temporárias superiores a três segundos e inferiores a três minutos, com afundamento inferior a 0,9 p.u e elevação superior a 1,1 p.u;

- **Frequência em Regime**

Condições normais de operação dentro dos limites de 59,9 Hz e 60,1 Hz.

- **Variações de Frequência quando da ocorrência de distúrbios no sistema de distribuição**

Após um distúrbio, permanência da frequência acima de 62 Hz por no máximo 30 segundos e acima de 63,5 Hz por no máximo 10 segundos, ou permanência da frequência abaixo de 58,5 Hz por no máximo 10 segundos e abaixo de 57,5 Hz por no máximo 05 segundos.

Baseado nessas delimitações, as especificações básicas do conversor para conexão em uma rede de distribuição de 220 V são mostradas na Tabela 1. A potência de saída nominal considera uma potência comum² para LEDs voltados à Iluminação Pública, alimentados em aproximadamente 100 V. Já a frequência de comutação do conversor está ligada diretamente ao projeto do filtro de entrada passivo e interferirá em seu volume. É definida em 48 kHz, de maneira que a sua terceira harmônica esteja abaixo do limite de banda considerado pela IEC 61000-3-2 – válida a partir de 150 kHz.

² Considera-se que a eficiência do conversor é elevada o suficiente para não afetar o projeto.

Tabela 1 - Especificações Básicas de Projeto do Conversor

Variável	Símbolo	Valor	Unidade
Potência de Saída Nominal	P_{out}	100	W
Frequência de Operação	f_s	48000	Hz
Tensão de Entrada Nominal	V_g	220	V
Tensão de Entrada Máxima	V_{gMAX}	242	V
Tensão de Entrada Mínima	V_{gMIN}	198	V
Corrente de Entrada Nominal	I_{inNOM}	0,45	A

Fonte: Autor

A extensão do quão efetivos são os efeitos compensatórios do conversor está associada a sua capacidade de fornecer e absorver potência aparente da rede e, portanto, ao sobredimensionamento dos seus componentes. Também é ligada a tensão de barramento e à margem que existe para carga e descarga do capacitor, permitindo armazenar mais energia.

Por se tratar de um protótipo inicial, e que busca auxiliar no entendimento dos limites da capacidade de um driver de LED de compensar os distúrbios mencionados, considera-se um sobredimensionamento de 100%, de forma com que o sistema possa trabalhar com o dobro de sua potência nominal. A tensão de barramento é definida em 425 V, havendo margem para elevação até 500 V e redução até o pico da rede (311 V).

Tabela 2 - Especificações de projeto considerando sobredimensionamento

Variável	Símbolo	Valor	Unidade
Potência de Saída Máxima	P_{outMAX}	200	W
Potência de Saída Mínima	P_{outMIN}	50	W
Corrente Eficaz de Entrada Máxima	I_{inMAX}	0,96	A
Corrente Eficaz de Entrada Mínima	I_{inMIN}	0,22	A

Fonte: Autor

Conforme mencionado no capítulo anterior, o uso de topologias com múltiplos estágios aumenta a flexibilidade de projeto do conversor. Pensando em uma estrutura com dois estágios acoplados por um capacitor de barramento, um primeiro estágio realiza a interface do conversor com a rede e um segundo estágio realiza a interface do conversor com a carga. Dito isso, o sistema eletrônico deve atingir alguns objetivos. As topologias para ambos os estágios são definidas considerando esses objetivos:

O primeiro estágio deve:

- Manter a tensão desejada no barramento,
- Permitir fluxo instantâneo bidirecional de energia entre a rede e o capacitor de barramento
- Ser capaz de seguir uma referência de corrente senoidal com fator de potência controlável e baixo conteúdo harmônico, de acordo com as normas vigentes.

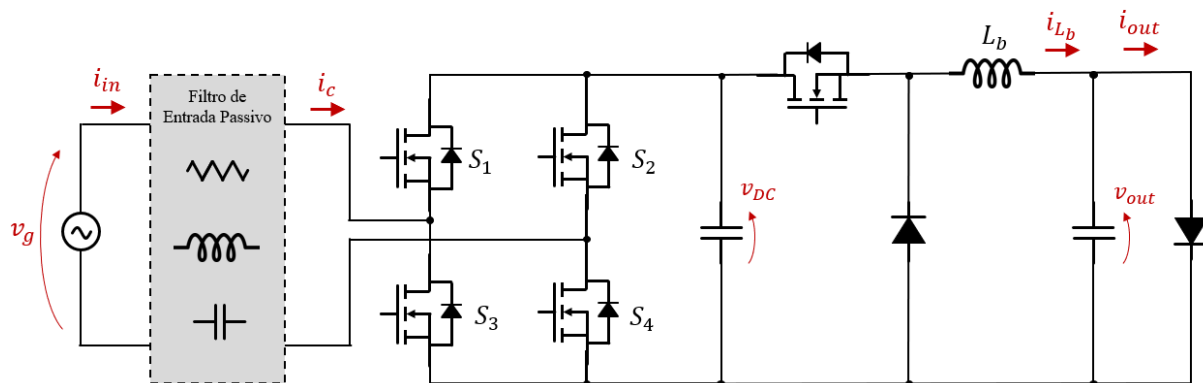
O segundo estágio deve:

- Ser capaz de seguir uma referência de potência
- Manter a corrente desejada na carga, com distúrbios que não interfiram no uso final do sistema.
- Ser alimentado por um barramento com tensão variável.

Buscando uma topologia de PFC que fosse capaz de realizar a compensação de potência reativa enquanto mantendo reduzido número de componentes, optou-se por utilizar um inversor em ponte completa (*full-bridge*) para o primeiro estágio, operando como retificador bidirecional. O tipo de filtro passivo e o projeto desse conversor são descritos na seção 1.4.

Já para o segundo estágio pode ser utilizada uma topologia tradicional de conversor CC/CC. Por simplicidade, escolheu-se um conversor Buck, controlado para operar como uma carga de potência constante. Trata-se de um conversor com projeto simplificado, com fácil controle. O projeto desse conversor, levando em conta as características dos LEDs, é realizado na seção 1.5. A topologia completa é apresentada na Figura 6, incluindo ambos os conversores e a conexão com a carga.

Figura 6 – Topologia de dois estágios escolhida, com o filtro de entrada não determinado.



Fonte: Autor

1.4 CONVERSOR DE INTERFACE COM A REDE

1.4.1 Topologia do Filtro de Entrada

Na interface do conversor com a rede, busca-se uma forma de onda senoidal o mais pura possível. Assim, o filtro de entrada do conversor tem o papel de atenuar as componentes de corrente de alta frequência geradas pela comutação, que seriam inseridos na rede. A limitação desse filtro em atenuar essas componentes está nas especificações de volume, custo e as perdas associadas. Portanto, o projeto do filtro exige um compromisso, e deve-se relaxar esses critérios para melhorar a atenuação das harmônicas.

Nesse contexto, o filtro de entrada busca atender os limites máximos de distorção harmônica da corrente de entrada previstos pela norma IEEE 519-2014, assim como atenuar a interferência eletromagnética das componentes em alta frequência, conforme as diretrizes da norma IEC 61000-3-2.

Nessa faixa de potência, a literatura sugere o uso de filtros de primeira e de terceira ordem (XUE et al., 2012)(PATHAN; ZULKIFLI, 2016). O projeto do filtro de primeira ordem é simplificado, exigindo apenas um indutor na entrada. No entanto, tentativas iniciais de projeto e a própria literatura (XUE et al., 2012) mostram que esse modelo de filtro se apresenta volumoso para a atenuação requerida pela norma.

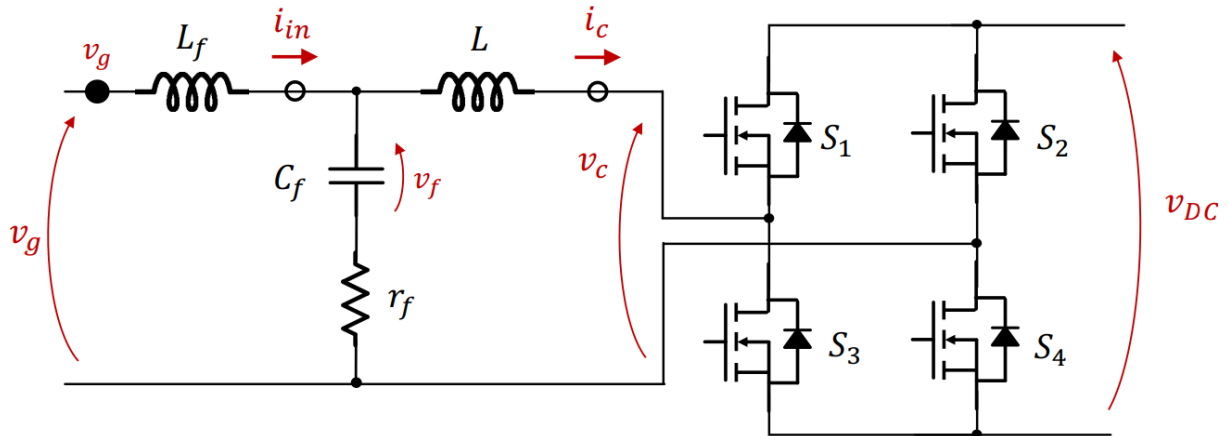
Um filtro de segunda ordem, com a adição de um capacitor em paralelo com a rede, tem um maior *roll-off* e permitiria atingir as atenuações necessárias com o uso de componentes menores e mais baratos. No entanto, o nó que conecta o capacitor de filtro com a indutância variável e desconhecida da rede estará sujeito a possuir um par de polos ressonantes com frequência imprevisível. Esse tipo de filtro, portanto, não é recomendado para a aplicação de conexão à rede.

O uso de um filtro de terceira ordem do tipo LCL é o mais recomendado pela literatura. Apesar do aumento do número de componentes, um bom projeto permite a redução do custo e do volume total. Uma das principais desvantagens desse tipo de filtro é que, da mesma forma que o filtro de segunda ordem, esse filtro carrega um par de polos ressonantes. Ainda que a frequência de ressonância seja menos suscetível a variações paramétricas da rede, a ressonância desses polos precisa ser atenuada para evitar oscilações no sistema.

Existem técnicas ativas e passivas de atenuações de ressonância. A adição de um resistor em série com o capacitor de filtro é uma técnica passiva comum (HOJABRI; HOJABRI; TOUDESCHI, 2015; PATHAN; ZULKIFLI, 2016; PEÑA-ALZOLA et al., 2013). O uso de técnicas ativas foi considerado para este trabalho, no entanto esse tipo de técnica tem

implementação mais complexa e, por esse se tratar de um trabalho preliminar, o uso de técnicas passivas é uma alternativa simplificada. Dessa forma, esse trabalho utiliza um filtro de terceira ordem LCL com amortecimento passivo (Figura 7), que apresenta um bom custo benefício para essa aplicação.

Figura 7 - Filtro LCL de terceira ordem junto de conversor *full-bridge*



Fonte: Autor

1.4.2 Projeto do Indutor L

O projeto do indutor L é realizado sem considerar a presença do filtro $L_f C_f$. O critério de projeto adotado é uma porcentagem aceitável de ripple permitida no indutor, de até 40% da corrente de pico nominal de operação. Um ripple maior estará associado a maiores perdas, maior EMI e maior dificuldade de controle.

$$\Delta i_{L\%} = 40\% \quad (1)$$

$$\Delta I_L = 0,4 I_{in\,nom\,Pico} = 0,257 \text{ (A)} \quad (2)$$

O ripple no indutor é consequência direta da aplicação da tensão de barramento no indutor pelo tempo em que as chaves estiverem fechadas. Assim, a variação de corrente é proporcional à tensão de barramento, à razão cíclica e inversamente proporcional a frequência de comutação e à própria indutância, conforme.

$$\Delta i_L = \frac{V_{BUS} D}{2f_s L} \quad (3)$$

Considerando que o conversor possui uma modulação de razão cíclica ao longo do período da rede, o ripple não se mantém o mesmo durante todo o período da rede. Uma aproximação média do ripple é portanto considerada. Essa aproximação é realizada por meio de uma aproximação média da razão cíclica. Em qualquer momento, o módulo da razão cíclica será a o módulo da relação entre a tensão da rede e a tensão de barramento (4).

$$|D| = \left| \frac{V_{g_{nominal}}(t)}{V_{BUS}} \right| \quad (4)$$

Como a relação entre a tensão da rede senoidal e o barramento constante varia conforme uma senoide, podemos aproximar a razão cíclica média a partir do valor médio para cada semi-ciclo de uma senoide.

$$\bar{D} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{g_{pico}}}{V_{BUS}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{V_{g_{nom}}}{V_{BUS}} = 0,233 \quad (5)$$

A partir de (5), com a razão cíclica média é possível se obter a variação média da corrente no indutor ao longo de um ciclo de rede. E, assim, projetar o indutor L para que essa variação média seja atingida.

$$L = \frac{V_{BUS} \bar{D}}{2f_s \Delta i} = 5,7 \text{ mH} \quad (6)$$

1.4.3 Projeto do Indutor L_f e do Capacitor C_f

O projeto desses dois componentes deve ser considerado em conjunto, considerando alguns critérios. De acordo com a IEEE 519-2014, a amplitude máxima de cada harmônica individual é de 5% da amplitude da fundamental. A divisão da corrente de ripple do indutor L entre os elementos L_f e C_f deve resultar nessa corrente máxima indo para a rede. Além disso, a escolha dos dois componentes define diretamente a frequência de ressonância do circuito.

Inicialmente, é escolhido um valor de indutor de conexão à rede como sendo uma proporção do indutor L , conforme valores comuns de projeto. Assim, através da escolha de um fator $k = 4$, a indutância L_f é defininda como sendo um quarto do indutor L .

$$L_f = \frac{L}{k} = 1,4 \text{ mH} \quad (7)$$

Considera-se que o ramo do capacitor deve possuir, na frequência do ripple, uma impedância muito menor (uma década abaixo) do que a do indutor L_f . Na prática, o ramo ainda inclui uma resistência de amortecimento. O objetivo desse critério é garantir uma divisão da corrente de ripple de forma que o conversor esteja dentro das regras de harmônicas da categoria.

$$X_{C_f} = \frac{2\pi L_f f_s}{10} = 42,78 \Omega \quad (8)$$

$$C_f = \frac{1}{X_{C_f} 2\pi f_s} = 77,51 \text{ nF} \quad (9)$$

Esse valor de capacitor é atualizado para um valor comercial superior.

$$C_f = 100 \text{ nF} \quad (10)$$

Conforme mencionado, uma das consequências do tipo de filtro escolhido é o aparecimento de uma ressonância. A frequência de ressonância é calculada para o nó que une os três componentes do filtro, de forma que ambos os indutores aparecem em paralelo com o capacitor. Considera-se um indutor equivalente $L_{eq} = L \parallel L_f$ (11) preso ao nó e se calcula a frequência de ressonância conforme (12).

$$L_{eq} = \frac{L_f L}{L_f + L} = 1,1 \text{ mH} \quad (11)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} C_f}} = 15,91 \text{ kHz} \quad (12)$$

É interessante que essa frequência de ressonância tenha ficado significativamente abaixo da frequência de comutação. Ainda que exista a previsão de um filtro anti-aliasing para o controlador, é interessante que o projeto do controlador se dê considerando existência dessa ressonância, pois ela pode afetar a margem de ganho. Caso o projeto tivesse resultado em uma ressonância em frequência inapropriada, os valores de L_f e C_f teriam de ser modificados.

O projeto do Resistor R_f de amortecimento estará também associado ao controlador e, portanto, é projetado junto ao projeto do filtro anti-aliasing e da escolha do tipo de controlador, no Capítulo 4. Seu valor, no entanto, é escolhido por inspeção visual do diagrama de Bode, atingindo amortecimento suficiente para o bom funcionamento do controle.

1.4.4 Projeto físico dos componentes

Os valores experimentais encontrados para os componentes do filtro de entrada são dados na Tabela 3. Todos os componentes indutivos foram construídos conforme a metodologia encontrada em (BARBI, 2002).

Tabela 3 - Valores medidos dos componentes do filtro de entrada

Componente	Símbolo	Valor	Unidade
Indutor primário do filtro	L	5,14	mH
Resistência do indutor primário	r_L	0,377	Ω
Indutor secundário do filtro	L_f	1,24	mH
Resistência do indutor secundário	r_{L_f}	0,161	Ω
Capacitância de Filtro	C_f	100	nF
Resistência de Amortecimento³	r_f	20	Ω

Fonte: Autor

Além do projeto dos componentes passivos, é necessário o projeto dos interruptores da ponte completa. São utilizados MOSFETs do modelo SPP17N80C3XKSA1, escolhidos para manter as perdas do MOSFET abaixo de 1% da potência nominal do conversor. Neste documento, não se entra em detalhes do projeto destes componentes.

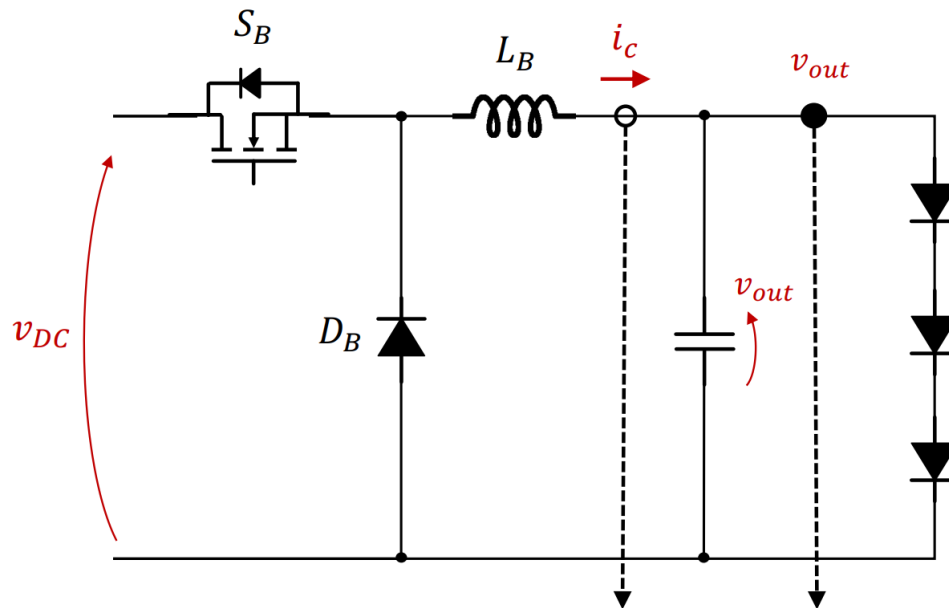
1.5 CONVERSOR DE INTERFACE COM A CARGA

Considerando uma carga com potência nominal de 100 W com 1 A, um conversor rebaixador (Figura 8) é projetado para alimentar a carga. O projeto do conversor considera uma carga não-linear de LEDs fixa, mas cuja potência é alterada de acordo com escolhas de dimerização do usuário e de acordo com o droop control.

De maneira geral, o projeto desse conversor segue as definições normais do projeto de um conversor *Buck*. A diferença principal está no controle do conversor, que deve seguir uma referência não apenas de corrente ou tensão, mas de potência.

³ Ainda que a resistência de amortecimento só seja projetada na seção de projeto de controlador, junto do filtro anti-aliasing, ela é mencionada já aqui para tornar essa tabela uma referência completa de valores do filtro.

Figura 8 - Conversor de interface com a carga.



Fonte: Autor.

Idealmente, um projeto completo de um sistema de Carga Inteligente deve considerar as características dessa carga de LED, incluindo a faixa de operação ideal, em termos de temperatura e corrente nominal, para garantir menor variação do fluxo luminoso com a alteração de potência.

Porém, no protótipo desenvolvido, devido a restrições de tempo, as características da carga de LEDs não são modeladas e se utiliza um modelo simples, resistivo. Essa característica não afeta a relação do funcionamento entre o primeiro e o segundo conversor, nem o funcionamento geral do circuito, mas afeta a análise da eficácia da Carga Inteligente em termos de conforto do usuário.

2.2.1 Critérios de Projeto

Os critérios de projeto do conversor de saída estão associados ao conversor de entrada e à variação de potência desejada. Logo, é um conversor com tensão de entrada e de saída variável, que deve ser projetada para as piores condições de funcionamento. Essas condições são previstas na Tabela 4. Ao contrário do conversor de entrada, este documento não entra em detalhes no projeto do conversor que alimenta a carga e se considera que o projeto do mesmo foge ao escopo desse trabalho.

Tabela 4 - Critérios de projeto para o conversor rebaixador de saída

Parâmetro	Símbolo	Valor			Unidade
		Mín.	Nom.	Máx.	
Tensão de Entrada	V_{BUS}	311	425	500	V
Potência de Saída	P_{OUT}	20	100	200	W
Carga Resistiva Equivalente	R_{OUT}		100		Ω
Tensão de Saída	V_{OUT}	44,7	100	141,4	V
Ripple na Tensão de Saída	ΔV_{out}	0,44	1V	1,41	V

2.2.2 Resultados do Projeto

O projeto é realizado de forma a atender os critérios apresentados na seção anterior e a manter uma eficiência superior a 95 %. Os valores experimentais encontrados para os componentes do conversor rebaixador são dados na Tabela 5.

Tabela 5 - Valores e modelos dos componentes do conversor rebaixador

Componente	Símbolo	Valor ou Modelo	Unidade
Indutor do Buck	L_B	2,28	mH
Resistência do indutor primário	r_L	0.128	Ω
Capacitor de Saída	C_{OUT}	2	μF
Diodo do Buck	D_B	MUR260G	–
Chave do Buck	S_B	IRF640	-

Fonte: Autor

Conforme mencionado, o projeto do conversor de saída não é apresentado em detalhe pois foge ao escopo deste trabalho. No entanto, existem tópicos importantes a serem explorados no que diz respeito ao segundo estágio, incluindo técnicas de medição ou estimação da potência e até mesmo possíveis alterações de topologia.

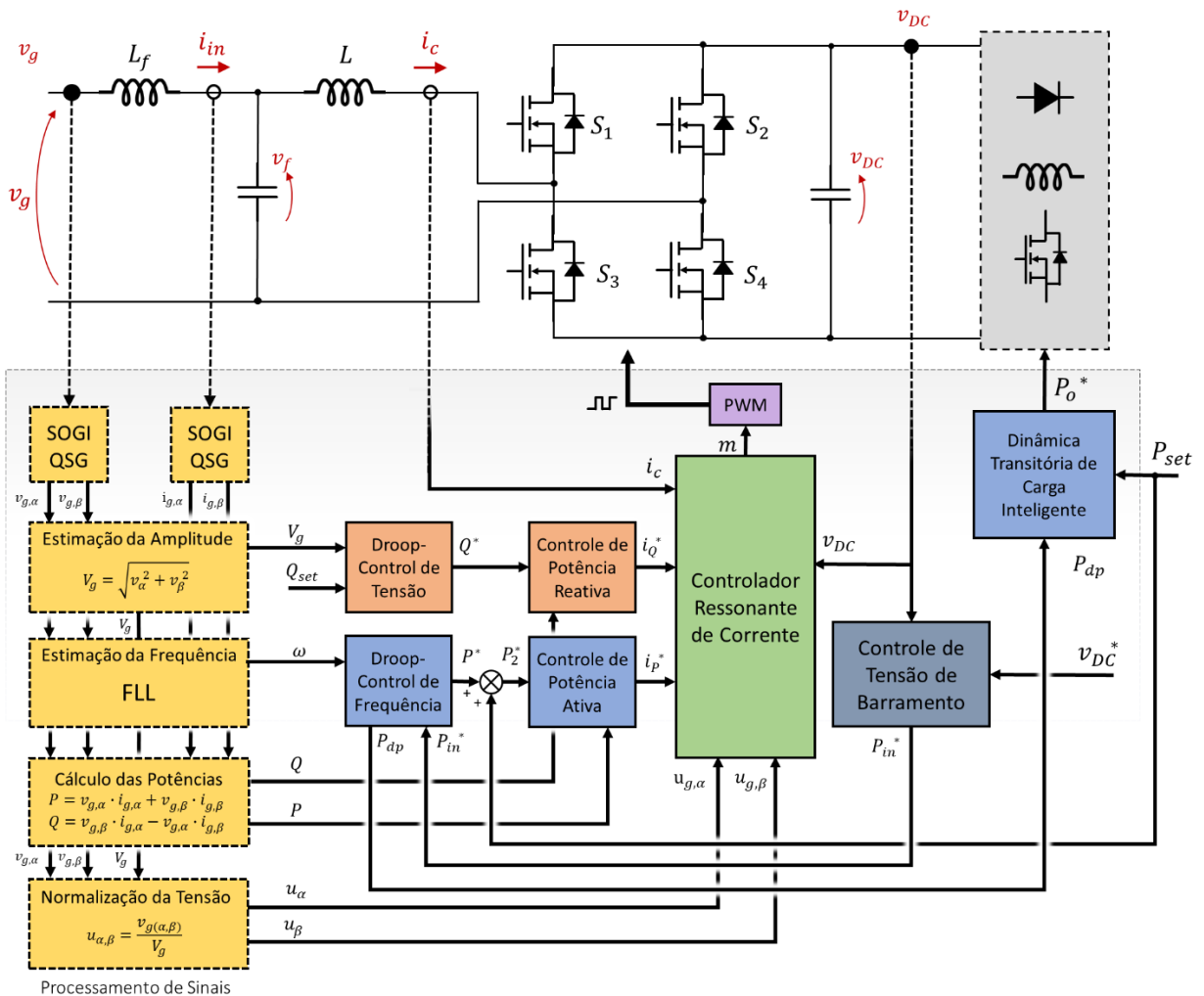
4. ESTRUTURA DE CONTROLE

A corrente de entrada do conversor deve ser controlada de modo a seguir uma referência senoidal, garantindo potência suficiente para alimentar a carga, mantendo a tensão de barramento em níveis adequados e, nesse trabalho, realizando a compensação de ativos e reativos. A estrutura de controle é responsável, portanto, pela geração e rastreamento de cada uma dessas referências.

1.6 VISÃO GERAL DO SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle como um todo é apresentado na Figura 9. São medidas a tensão de barramento v_{DC} , a corrente de entrada i_{in} , a corrente no lado do inversor i_c e a tensão de entrada v_g . Medições de tensão no circuito são indicadas por um círculo preenchido e medições de corrente por um círculo vazio. Sinais de referência são indicados por um asterisco.

Figura 9 - Estrutura completa do circuito e do controle



Fonte: Autor.

A estrutura de controle é composta de três camadas principais.

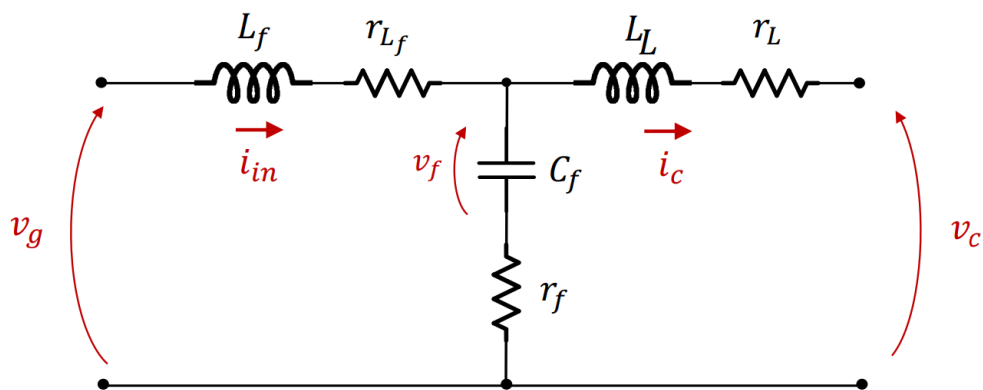
- Uma malha interna de controle da corrente i_c , composta por um controlador ressonante;
- Duas malhas intermediárias de controle da potência, que fornecem as amplitudes de corrente i_P^* e i_Q^* correspondentes às potências ativa P^* e reativa Q^* de referência;
- Uma malha externa que fornece as referências de potência, baseando-se em condições da rede (P_{dp}), da carga (P_{set}) e de barramento (P_{in}).

Além disso, por simplificação, considera-se que o conversor do segundo estágio segue instantaneamente uma referência de potência P_o^* determinada pela malha externa. Um bloco de “Dinâmica da Carga Inteligente” determina a relação entre a potência de saída desejada P_{set} e a de entrada através da potência de droop P_{dp} .

1.7 MODELAGEM DO CONVERSOR DE ENTRADA

Para o controle da corrente de entrada, o filtro de entrada do conversor precisa ser modelado, de forma a se obter uma função de transferência da corrente de entrada pela tensão v_c aplicada pelos terminais do conversor em ponte completa. Trata-se de uma análise com valores médios, na qual se considera que o valor da tensão durante um período de comutação se mantém constante é aplicado no filtro. O modelo utilizado (Figura 10) considera as resistências parasitas do filtro, assim como a resistência de amortecimento prevista.

Figura 10 - Modelo do filtro de entrada, utilizado como base para o controle



Fonte: Autor.

1.7.1 Modelagem no Espaço de Estados

As correntes e tensões dos elementos armazenadores de energia são utilizadas para o vetor de estados (13) A ação de controle é o valor de tensão v_c , obtida como produto da tensão de barramento V_{DC} pelo índice m . Como variável de controle, se escolhe a corrente i_c para garantir uma resposta mais rápido do controle e da proteção (JUDEWICZ et al., 2018). Dessa forma, temos em (13) o vetor de estados sendo x e o vetor de entradas u . Além desses dois vetores, a tensão da rede v_g é modelada como um distúrbio e deve ser expressa no vetor h .

$$x = \begin{bmatrix} i_c \\ v_f \\ i_{in} \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} v_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad h = \begin{bmatrix} 0 \\ v_g \end{bmatrix} \quad (13)$$

A partir das equações de Kirchoff para tensão e corrente, além da equação da tensão em um capacitor, é possível se derivar a equação contínua em espaço de estados como (14), onde a definição das matrizes A, B e C é dada por (15), (16) e (17).

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B [u_{(2 \times 1)} \quad h_{(2 \times 1)}] \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (14)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_f+r_L}{L} & +\frac{r_f}{L} \\ -\frac{1}{L_f} & \frac{r_f}{L_f} & -\frac{r_{L_f}+r_f}{L_f} \end{bmatrix} \quad (15)$$

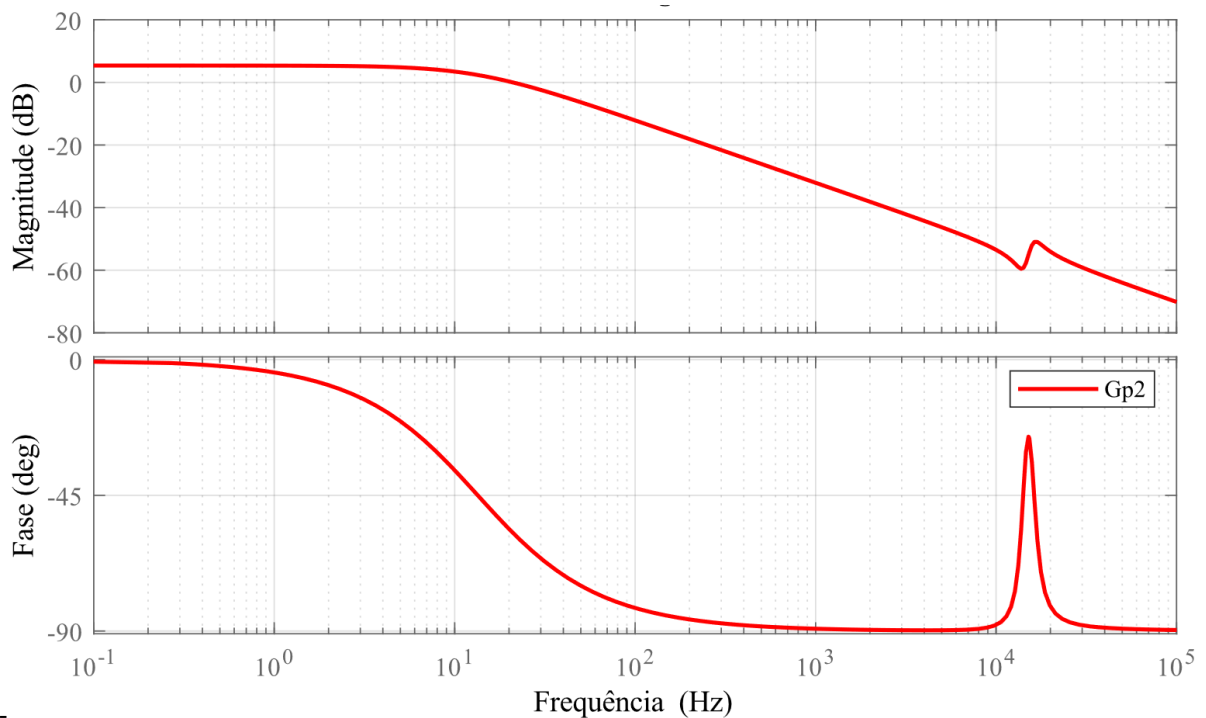
$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (17)$$

Portanto, a função de transferência que modela esse sistema é dada por (18), cujo diagrama de Bode é plotado na Figura 11. Considera-se que $V_c(s)$ é resultado do produto da ação de controle $m(s)$ pela tensão de barramento V_{DC} . Essa função de transferência não considera os atrasos e dinâmicas de implementação do circuito de instrumentação, do conversor A/D e do microcontrolador. Estas serão discutidas nas próximas seção.

$$G_P(s) = \frac{I_c(s)}{V_c(s)} = \frac{1}{r_L + sL + \frac{1}{\frac{1}{r_f + \frac{1}{sC_f}} + \frac{1}{sL_f + r_{Lf}}}} \quad (18)$$

Figura 11 - Diagrama de bode contínuo da planta do filtro de entrada. É interessante reparar no comportamento ressonante amortecido que a planta apresenta.



Fonte: Autor.

1.7.2 Amostragem e o Projeto dos Filtros Anti-aliasing

Em um sistema de amostragem de sinais analógicos, existe uma preocupação com o fenômeno de *aliasing*, uma forma de distorção do sinal que ocorre quando o sinal amostrado contém componentes acima de metade da frequência de amostragem. A solução é utilizar um filtro passa-baixas próximo ao ponto de amostragem do conversor A/D, chamado filtro Anti-Aliasing (AA).

O projeto dos filtros AA depende das características dos sinais a serem medidos. No circuito implementado, são realizadas quatro medições. Baseado na decomposição espectral dos sinais e nas suas utilidades dentro do controle, são projetados as frequências de corte de cada um dos filtros. Todos os filtros são implementados através da topologia Sallen-Key como filtros de segunda ordem com fatores de amortecimento de 0,707.

- **Filtro do Sinal de Corrente i_c** – Sinal com uma componente fundamental em 60 Hz e uma ondulação de 40% da corrente máxima em duas vezes a frequência de chaveamento ($2f_s = 96$ kHz). Será utilizado na malha interna de controle de corrente, a malha mais rápida do controle e, portanto, é amostrado em 48 kHz. A frequência de corte do filtro de segunda ordem é de 70% desse valor, com **33,6 kHz**.
- **Filtro do Sinal de Corrente i_g** – Possui as mesmas características do sinal de corrente do lado do conversor, porém com uma ondulação menor. Não é utilizado diretamente nas malhas de controle, mas sim para o controle da potência ativa e reativa. Porém, no protótipo, chega a ser considerado como uma opção alternativa para controlar a corrente da entrada. Assim, utiliza o mesmo filtro AA, em **33,6 kHz**.
- **Filtro do Sinal de Tensão v_{DC}** – Praticamente constante para uma amostragem de 48 kHz, o sinal é *downsampled* em 6 kHz. Nessa faixa, ainda contém uma componente pequena de ripple em 120 Hz. Dessa forma, o filtro anti-aliasing é projetado para abaixo da metade da frequência de amostragem, e uma década acima do ripple, em **1200 Hz**.
- **Filtro do Sinal de Tensão v_g** - O sinal é utilizado diretamente para geração das referências de corrente do controlador e, portanto, não pode ter uma dinâmica muito lenta. Porém, está conectado diretamente à rede, tornando-o suscetível a ruídos da linha. É também amostrado em 6000 Hz e utiliza um filtro anti-aliasing em **600 Hz**.

1.7.3 Discretização do Sistema

Para ser implementada em um microcontrolador, a função de transferência do controlador precisa ser expressa na forma de uma equação de diferenças discretas. Existem então duas abordagens para o projeto dos controladores. A primeira é o projeto do controlador

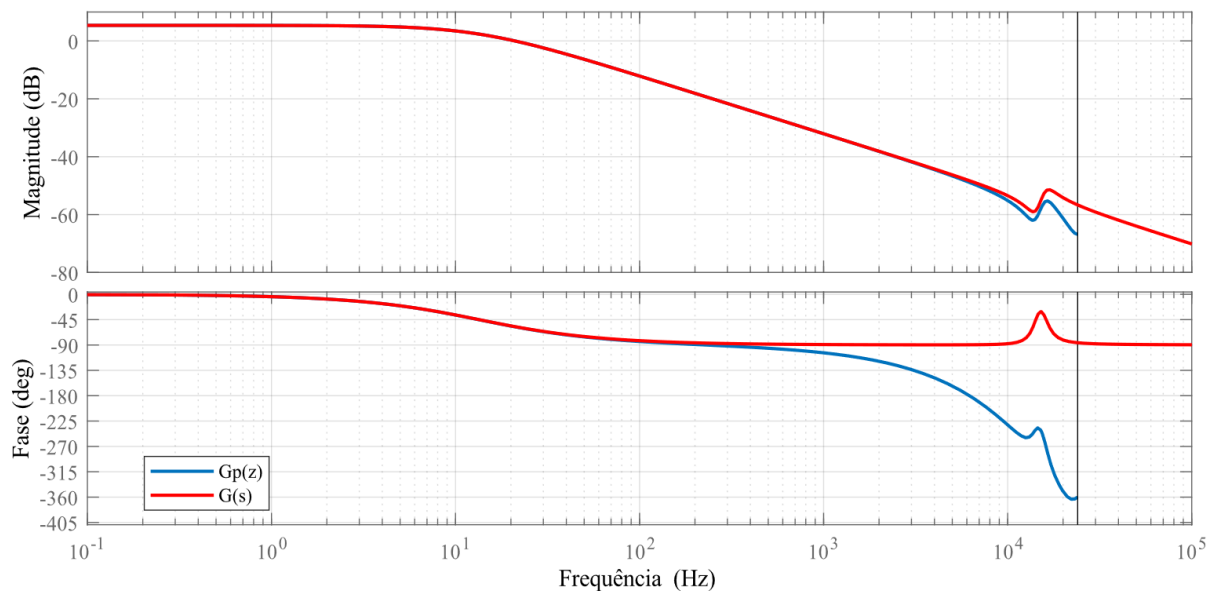
no domínio contínuo, junto com a planta, para posterior discretização. Com esse método, as dinâmicas e atrasos de implementação precisam ser consideradas antes de se iniciar o projeto.

O segundo método consiste na discretização da planta antes de iniciar o projeto dos controladores. Assim, estes são projetados no domínio discreto. A discretização pode ser realizada diretamente em espaço de estados ou na função de transferência. Desse modo, podem ser facilmente consideradas as dinâmicas de ZOH, consequência do conversor A/D, e do atraso de implementação do microcontrolador, que leva um ciclo da frequência de amostragem (48 kHz).

Neste trabalho, se utiliza o segundo método e a planta, junto da dinâmica do filtro anti-aliasing, é discretizada por ZOH. Em seguida, a função de transferência discreta resultante é dividida por z , de forma a modelar um atraso de um ciclo. A equação de transferência resultante é apresentada em (19) e seu diagrama de Bode é comparado com o da planta contínua na Figura 12.

$$G_p(z) = \frac{0,002099 z^4 + 0,002416 z^3 + 0,002171 z^2 + 0,001058 z + 1,832 \times 10^{-5}}{z^6 - 0,2412 z^5 - 0,1175 z^4 - 0,6532 z^3 + 0,01612 z^2 - 9,926 \times 10^{-5} z} \quad (19)$$

Figura 12 - Comparação entre a planta contínua com anti-aliasing e a planta discretizada



Fonte: Autor.

1.8 MALHA INTERNA - CONTROLE RESSONANTE DE CORRENTE

A malha mais interna do controlador – e também a mais rápida – é malha de controle de corrente. Para garantir a corrente na entrada seja o mais próxima possível da referência senoidal, tanto em fase como em amplitude, se faz necessário um controlador capaz de rastrear essa referência. O projeto desse controlador é crítico para a conexão à rede e está diretamente ligado à modelagem do filtro LCL.

Duas técnicas são comumente utilizadas em aplicações desta natureza: controlador PI em eixos síncronos dq ou controle ressonante em eixos estacionários. A primeira estratégia é em geral mais utilizada em inversores trifásicos. O controlador PI é um controlador mais simples, porém são utilizados mais cálculos computacionais envolvendo as funções trigonométricas necessárias para a transformação em eixos síncronos. O projeto de um controlador ressonante é mais complexo, porém no geral possui menor cálculo computacional que a primeira estratégia (SHARMA; PRAKASH DIWAKAR; TRIPATHI, 2014; VU; SEONG, 2010).

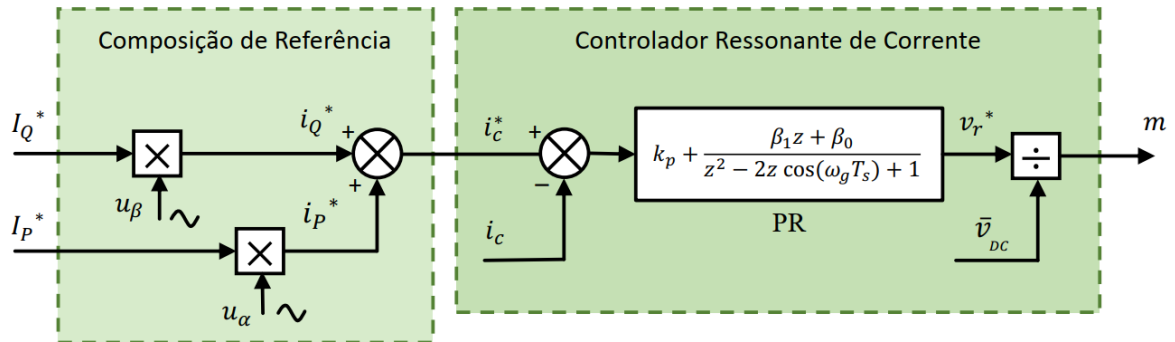
Neste trabalho optou-se pelo uso de um controlador **proporcional-ressonante**. Trata-se de uma técnica linear aplicada no eixo de referência estacionário, que é equivalente a um controle proporcional-integral aplicado em uma referência girante. A função de transferência no domínio contínuo de um controlador proporcional ressonante amortecido é apresentada em (20) seu equivalente no tempo discreto é apresentado em (21).

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + 2\zeta\omega_g s + \omega_g^2} \quad (20)$$

$$G_{PR}(z) = k_p + \frac{\beta_1 z + \beta_0}{z^2 - 2z \cos(\omega_g T_s) + 1} \quad (21)$$

O diagrama de blocos do controlador implementado, junto da composição de referência, é apresentado na Figura 13. Onde ω_g corresponde à frequência a ser rastreada – neste caso a frequência da rede e os coeficientes estão relacionados ao posicionamentos de zeros para melhorar a estabilidade em malha fechada (KEIEL et al., 2017). Sem amortecimento, esse controlador possui um ganho infinito na frequência de ressonância, o qual não é interessante para aplicações práticas devido a sua sensibilidade a variações de frequência. Assim, é adicionado um fator de amortecimento ζ .

Figura 13 - Diagrama de blocos do Controlador Ressonante de Corrente

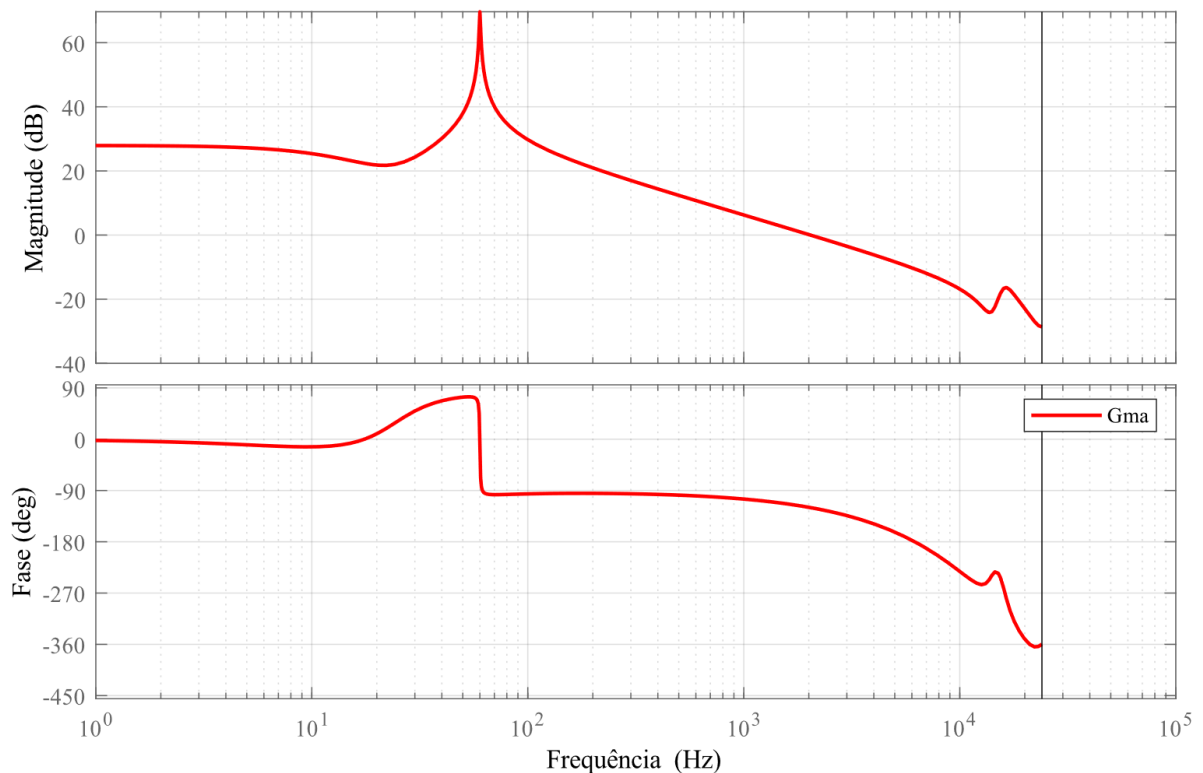


Fonte: Autor

Os ganhos do controlador de corrente são escolhidos de forma a alcançar uma frequência de corte de 2,03 kHz, uma margem de fase de 60° e uma margem de ganho de 10.5 dB. O fator de amortecimento escolhido foi de $\zeta = 0.005$. A função de transferência do controlador é apresentado em (22) e seu diagrama de bode em malha aberta com a planta é apresentado na Figura 14.

$$G_c(z) = \frac{82,5z^2 - 1,64770763796z + 82,2715923072}{z^2 - 1,999859781z + 0,999921463} \quad (22)$$

Figura 14 - Diagrama de bode em malha aberta do controlador ressonante e da planta



Fonte: Autor.

A referência de corrente i_g^* proveniente de uma malha externa é comparada com a corrente de entrada i_g do circuito. O controlador possui como saída a referência v_r^* do sinal de tensão que deve ser aplicado nos terminais do conversor. A tensão é normalizada pela razão com a tensão de barramento, já que a relação entre a entrada e a saída define a razão cíclica.

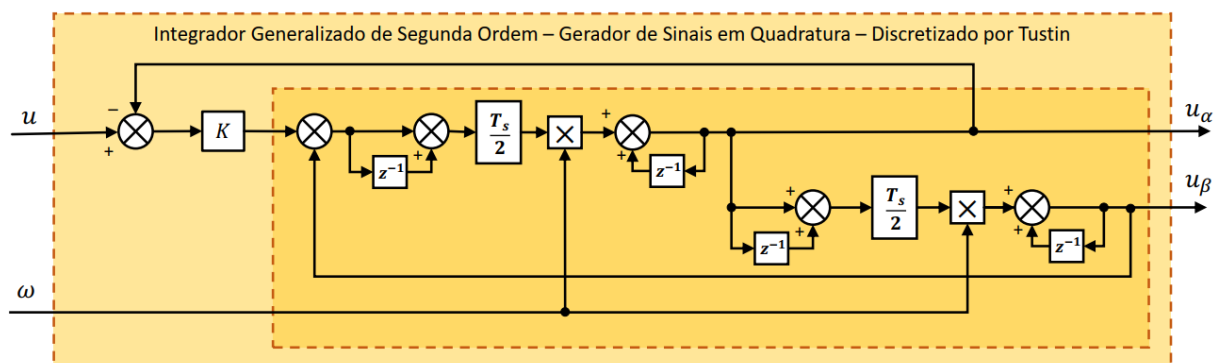
1.9 GERAÇÃO DE REFERÊNCIAS SENOIDAIS EM FASE E QUADRATURA

Para controlar a potência ativa e reativa do sistema, é necessário a geração de duas referências, uma em fase com tensão da rede, associada à potência ativa, e outra em quadratura, associada à potência reativa. O sinal senoidal em fase pode ser gerado pela simples filtragem da tensão de entrada. Já o sinal em quadratura pode ser obtido pelo atraso da tensão filtrada de entrada ou por meio de um filtro passa-tudo de primeira ordem (BLANCO et al., 2014).

No entanto, essas técnicas não são facilmente implementadas com capacidade de adaptação a variações de frequência da rede. Considerando que os efeitos desejados das CI são mais relevantes em redes fracas, onde variações de frequência são mais comuns, é interessante o uso de um sistema adaptativo em frequência.

Assim, se optou pelo uso de um Integrador Generalizado de Segunda-Ordem, ou SOGI (Figura 15), configurado como gerador de sinais em quadratura (RODRÍGUEZ et al., 2006). A estrutura monofásica utilizada é apresentada em (SUUL; D'ARCO; GUIDI, 2016). Nesse sistema, a frequência é uma entrada, que define o ganho dos integradores. As funções de transferência contínuas do SOGI são descritas nas equações (23) e (24). O método de discretização escolhido é Tustin (RODRÍGUEZ et al., 2008).

Figura 15 - Integrador Generalizado de Segunda Ordem configurado como Gerador de Sinais em Quadratura e discretizado por Tustin



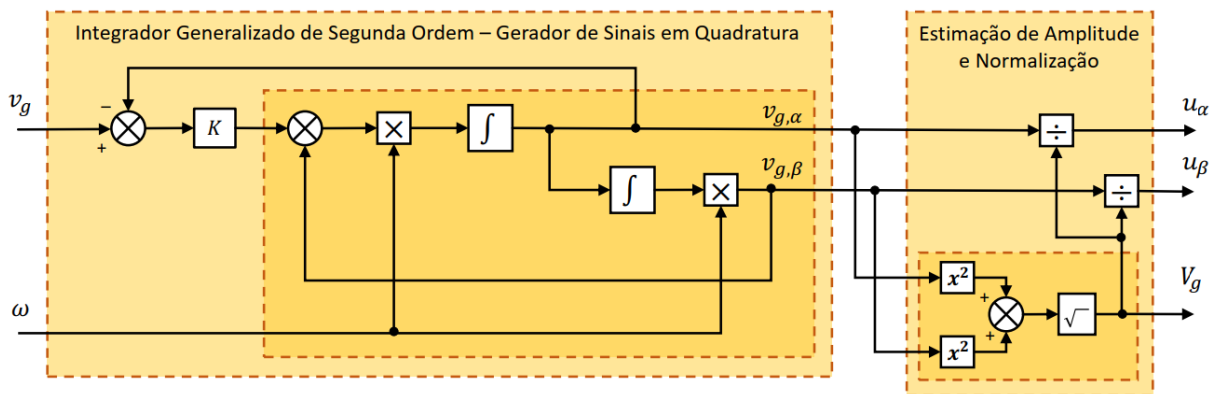
Fonte: Adaptado de (SUUL; D'ARCO; GUIDI, 2016)

$$\frac{u_\alpha(s)}{u(s)} = \frac{K \cdot \omega' \cdot s}{s^2 + K \cdot \omega' \cdot s + \omega'^2} \quad (23)$$

$$\frac{u_\beta(s)}{u(s)} = \frac{K \cdot \omega'^2}{s^2 + K \cdot \omega' \cdot s + \omega'^2} \quad (24)$$

Além dessas vantagens, a partir das saídas do SOGI, é possível se estimar a amplitude do sinal, que pode ser utilizado tanto para a normalização dos sinais (25) como para o resto da estrutura de controle, conforme a Figura 16. O integrador recebe como entrada a leitura da tensão da rede e uma estimativa da frequência e fornece como saída o sinal filtrado v_α e filtrado em quadratura v_β . O sinal de saída desse bloco permite estimar a amplitude V_g da tensão da rede. Essa amplitude é utilizada para normalizar os sinais do SOGI, mas também para o mecanismo de droop da Carga Inteligente.

Figura 16 - Diagrama do SOGI- QSG junto aos blocos de estimação de amplitude e normalização do sinal.



Fonte: Adaptado de (SUUL; D'ARCO; GUIDI, 2016)

$$u_\alpha = \frac{v_\alpha}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad u_\beta = \frac{v_\beta}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (25)$$

Para a geração da referência de corrente, uma malha externa de controle de potência provê amplitudes para os sinais em quadratura v_α e v_β , resultantes da passagem da tensão de entrada v_g pela SOGI. Esses sinais de corrente i_p e i_q são somados e enviados como referência de corrente para a malha interna.

1.10 MALHA EXTERNA – CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA

O cálculo das referências de potência é realizado por uma malha externa. No entanto, a própria medição de P e Q é realizada por um sistema auxiliar. Para realizar a medição, é aproveitada novamente a estrutura de um SOGI. Se o mesmo processamento aplicado na tensão de entrada v_g for repetido para a corrente de entrada i_g , é possível se calcular as potências ativa e reativa consumidas conforme (25) e (26), onde: $i'_{g,\alpha}$, corresponde a componente da corrente em fase com a tensão e $i'_{g,\beta}$ componente da corrente em quadratura com a tensão.

$$P = v_{g,\alpha} \cdot i_{g,\alpha} + v_{g,\beta} \cdot i_{g,\beta} \quad (25)$$

$$Q = v_{g,\beta} \cdot i_{g,\alpha} - v_{g,\alpha} \cdot i_{g,\beta} \quad (26)$$

A ação de controle escolhida para controlar as potências ativa e reativa são as referências de amplitude das correntes em fase I_p^* e em quadratura I_q^* . Assumindo que a malha de corrente interna tenha um comportamento muito mais rápido do que a malhas de potência ativa e reativa, pode-se considerar que as amplitudes de referência são instantaneamente rastreadas pelas correntes i_p e i_q . Nesse modelo, não existe uma dinâmica entre a definição de uma amplitude de corrente e a alteração das potências de entrada.

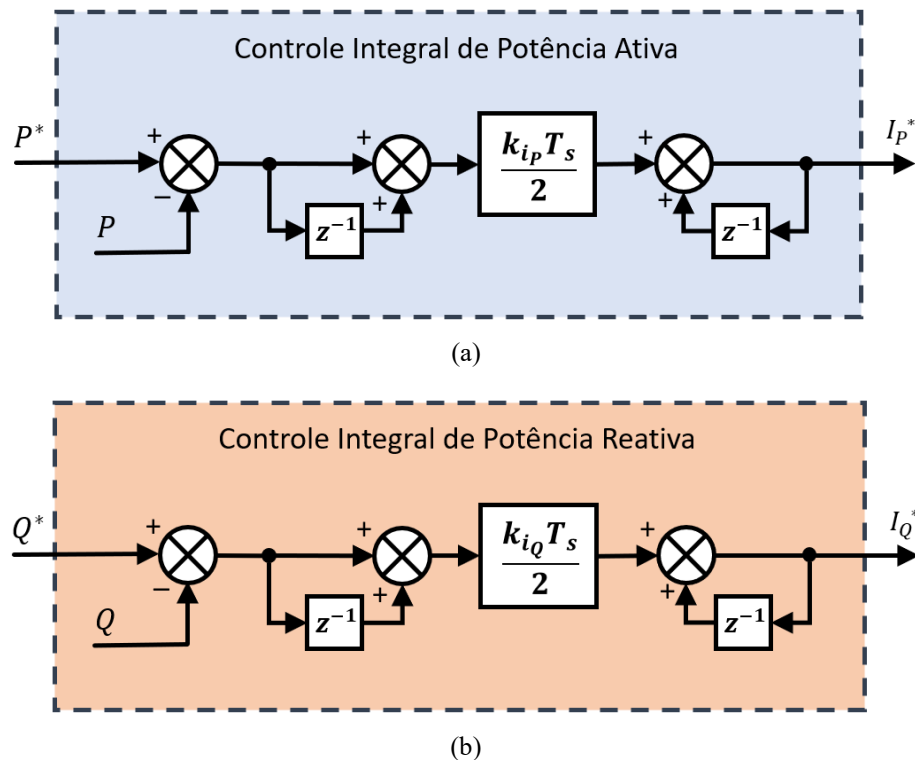
Assim, ambos os controladores de potência são projetados para seguir a mesma planta (27)(28). P_{in} e Q_{in} se referem a valores médios, enquanto V_g , I_p e I_q dizem respeito a amplitudes. Assume-se que variações percentuais da tensão de entrada dentro das especificações do PRODIST não são suficientes para alterar de maneira significativa a modelagem da planta.

$$\frac{P_{in}(s)}{I_p(s)} = \frac{V_g}{2} \quad (27)$$

$$\frac{Q_{in}(s)}{I_q(s)} = \frac{V_g}{2} \quad (28)$$

A partir dessa planta, são projetados dois controladores integrais para a potência ativa e reativa (Figura 17), que trabalham com frequências de corte afastadas, evitando interação entre as malhas de corrente ativa e reativa. As malhas são discretizadas para operar com uma frequência de amostragem de 6 kHz. O período de integração do controle de potência ativa foi escolhido para obter uma frequência de corte de 20 Hz e uma margem de fase de 90°, sendo o ganho $k_{i_p} = 6,477$. Já o controle de potência reativa tem frequência de corte de 2 Hz e margem de fase de 90°, com $k_{i_q} = 0,647$.

Figura 17 - Controladores de Potência Ativa(a) e Reativa(b) formando referências de amplitude para corrente em fase e quadratura.



Fonte: Autor.

1.11 MALHA EXTERNA – CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

É necessário manter a tensão do barramento dentro de limites adequados para garantir o funcionamento apropriado do conversor, que só opera quando a tensão v_{DC} é mais alta do que a tensão da rede.

Considera-se a malha de controle de tensão de barramento muito mais lenta do que a malha de controle da corrente, de forma que não haja interação em frequência entre as duas malhas. (BENDER et al., 2012).

Para um conversor de dois estágios com um barramento, o capacitor é carregado pela potência trazida pelo conversor de entrada para o barramento e descarregado pela potência que o conversor de saída entrega à carga. A energia acumulada no capacitor de barramento é, portanto, a integral da diferença entre a potência de entrada e a potência de saída ((29)).

$$E_{C_{bus}} = \int (P_{in}(t) - P_{out}(t)) dt \quad (29)$$

A equação que relaciona a energia armazenada no capacitor de barramento com a tensão aplicada no mesmo é dada por (30). Resolvendo-se o sistema para as duas equações, encontra-se a relação entre a tensão no capacitor e as variáveis de entrada P_{in} e P_{out} (31).

$$E_{C_{bus}}(t) = C_{bus} \frac{v_{DC}^2}{2} \quad (30)$$

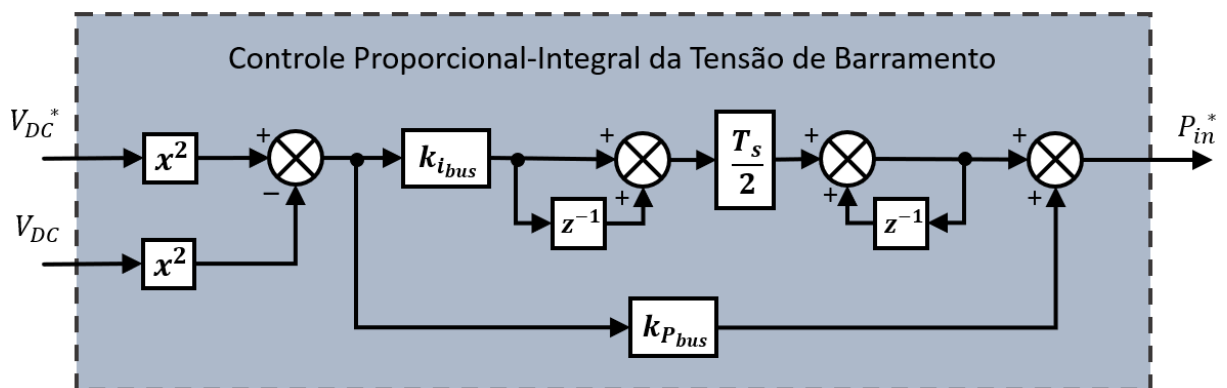
$$v_{DC}^2(t) = \frac{2}{C_{bus}} \cdot \int (P_{in}(t) - P_{out}(t)) \cdot dt \quad (31)$$

A função de transferência contínua que relaciona as potências de entrada e saída com a tensão de barramento é portanto dada por (32). Trata-se de uma função de transferência não linear, resultante do comportamento quadrático da tensão do capacitor de barramento. No projeto do controle da tensão de barramento, o aumento da potência de saída P_{out} é visto como um distúrbio e a ação de controle é a própria potência de entrada P_{in} .

$$G_{bus}(s) = \frac{v_{DC}^2(s)}{P_{in}(s) - P_o(s)} = \frac{2}{C_{bus} \cdot s} \quad (32)$$

Um controlador PI é projetado para o controle da tensão de barramento (Fig. 3). Como uma forma de compensar a característica quadrática que relaciona a tensão de barramento e a potência de entrada, elevar ao quadrado tanto a referência quanto a ação de controle permite a linearização do sistema.

Figura 18 - Controlador PI da Tensão de Barramento



Fonte: Autor.

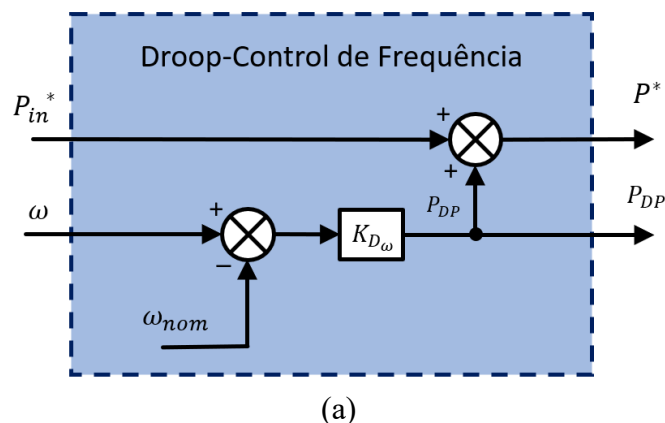
A malha de controle da tensão deve ser consideravelmente mais lenta do que a malha de controle de potência ativa, para a qual fornece a referência. Assim como os outros, esse controlador é discretizado pelo método trapezoidal, mas em 1/16 da frequência de comutação. Assim, os ganhos do controlador de potência ativa são escolhidos de forma a alcançar uma frequência de corte de 0,304 Hz e uma margem de fase de 78°, sendo os ganhos obtidos de $k_{P_{bus}} = 187,93E-6$ e $k_{I_{bus}} = 68,41E-6$.

1.12 DROOP CONTROL – REFERENCIA DAS POTÊNCIAS DE ENTRADA

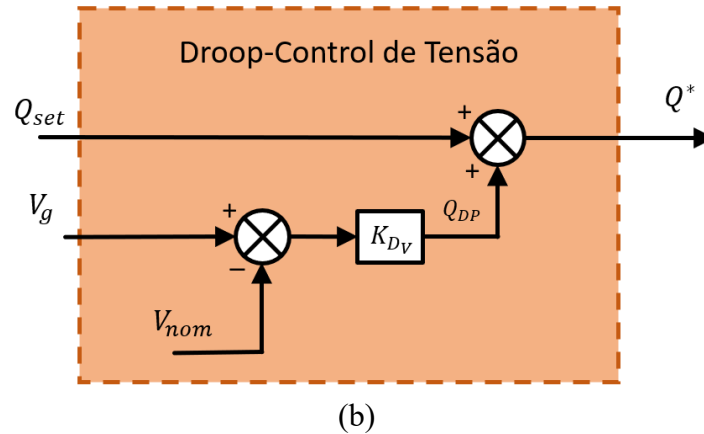
Quando se tenta compensar uma característica de um grande sistema elétrico, como a sua frequência, a ação de controle de uma única carga é insuficiente para afetar o sistema de forma a zerar o erro entre a variável medida e o valor desejado. Controladores *droop* possuem uma saída proporcional ao desvio entre uma referência e o valor medido. Dessa forma, a carga atua a favor da mudança, proporcionalmente a sua própria capacidade (HIDALGO-LEON et al., 2017).

Nesse trabalho, se realizam dois tipos de compensação. Compensação de desvio de frequência (33), através da variação da potência ativa de entrada, e compensação de desvio de tensão (34), através da variação da potência reativa da entrada⁴. Os controladores são projetados conforme a Figura 19. Considerando a potência do conversor e para fins de teste, o ganho de droop reativo K_{Qdp} é definido em 1 VAR/V e o ganho de droop ativo K_{Pdp} é definido em 10 W/Hz

Figura 19 - Diagramas dos controladores *droop* de tensão e frequência.



⁴ Essas compensações são apenas ideias para sistemas com uma característica de linha indutiva e podem não refletir o comportamento mais adequado para a rede de distribuição. Mais estudos são necessários para achar a relação apropriada de compensação de ativos e reativos.



Fonte: Autor.

$$P_{dp}^* = K_{Pdp} \cdot (\omega_g - \omega_{nom}) \quad (33)$$

$$Q_{dp}^* = K_{Qdp} \cdot (V_g - V_{nom}) \quad (34)$$

A referência de potência reativa pode ser diretamente determinada pela soma da ação do *droop* com a potência reativa base Q_{set} do sistema, estipulada pelo usuário. A ação de controle é limitada para respeitar os limites de corrente e tensão do conversor.

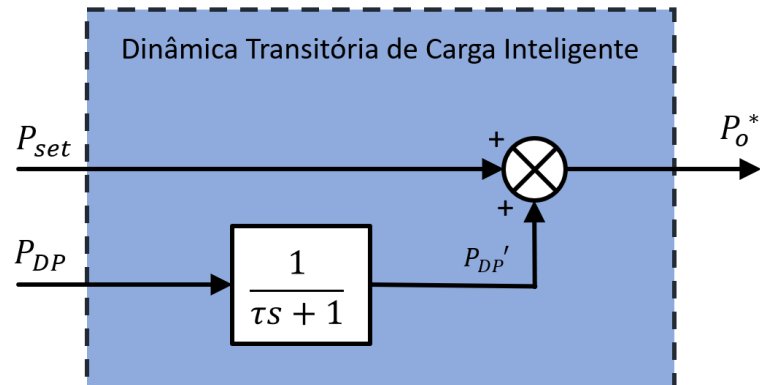
O controle da potência ativa utiliza a mesma abordagem. Porém, como a potência ativa é responsável pelo acionamento da carga, o valor médio da potência da entrada e da carga devem ser iguais. Assim, em regime, a ação de controle P_{dp} do *droop* deve ser aplicada tanto em P_{in}^* como em P_o^* . Um último bloco de controle, descrito na próxima seção, é responsável por estabelecer a dinâmica entre essas duas potências.

1.13 DINÂMICA DA CARGA INTELIGENTE

Para manter a potência da carga aproximadamente constante mesmo em ocasiões de oscilação de frequência e ainda assim realizar a compensação por *droop*, pode-se aproveitar a reserva de energia do capacitor de barramento. Para tanto, um efeito passa-baixas é aplicado na ação do droop em P_o^* (Figura 20).

Enquanto oscilações de frequência são passadas diretamente para a potência de entrada, a dinâmica na potência de saída atenua essas oscilações. A compensação é possível pela variação da tensão do capacitor de barramento, que permanece fornecendo energia para a carga mesmo com a redução da potência de entrada. O controle da tensão do capacitor é implementada com proteções, de forma que o efeito de CI seja desativado quando a tensão no capacitor variar além de uma margem de segurança.

Figura 20 - Bloco da Dinâmica Transitória de Carga Inteligente



Fonte: Autor.

Para manter essa resposta transitória lenta enquanto acompanhando as mudanças na referência de potência ou em outras alterações da carga, é feito um *feedforward* da referência de potência P_{SET} definida pelo usuário para a potência de entrada. Essa função do controle é representada pelo elemento somador na Figura 9, do Capítulo 3. As dinâmicas transitórias dessa etapa são melhor esclarecidas com a análise das formas de onda dos resultados de simulação, no próximo capítulo.

5. SIMULAÇÃO DA DINÂMICA DE CARGA INTELIGENTE

Os resultados de simulação buscam validar a topologia e os estágios de controle utilizados. Além disso, permitem a visualização e o entendimento simplificado do comportamento transitório do conversor. Servem, por fim, como plataforma de auxílio para o teste do funcionamento e da interação entre os diversos controladores discretizados.

São simuladas três respostas ao degrau, nas quais se verifica o comportamento das potências ativa de entrada P_{in} , ativa de saída P_{out} e da potência reativa de entrada Q_{in} , além do comportamento da tensão no barramento V_{DC} . O funcionamento próprio dessas três respostas, afetadas pelas malhas mais externas, indica funcionamento de todos os controladores das malhas internas.

São simulações de longa duração, que cobrem segundos de funcionamento do conversor, trabalhando desde a escala de tempo de uma comutação até a escala de tempo das malhas de tensão e compensação ativa e reativa. São modeladas as principais perdas do conversor, na forma da resistências intrínsecas de ambos os indutores, do filtro, do capacitor de barramento e das chaves.

1.14 RESPOSTA A DEGRAU NA REFERÊNCIA DE POTÊNCIA ATIVA

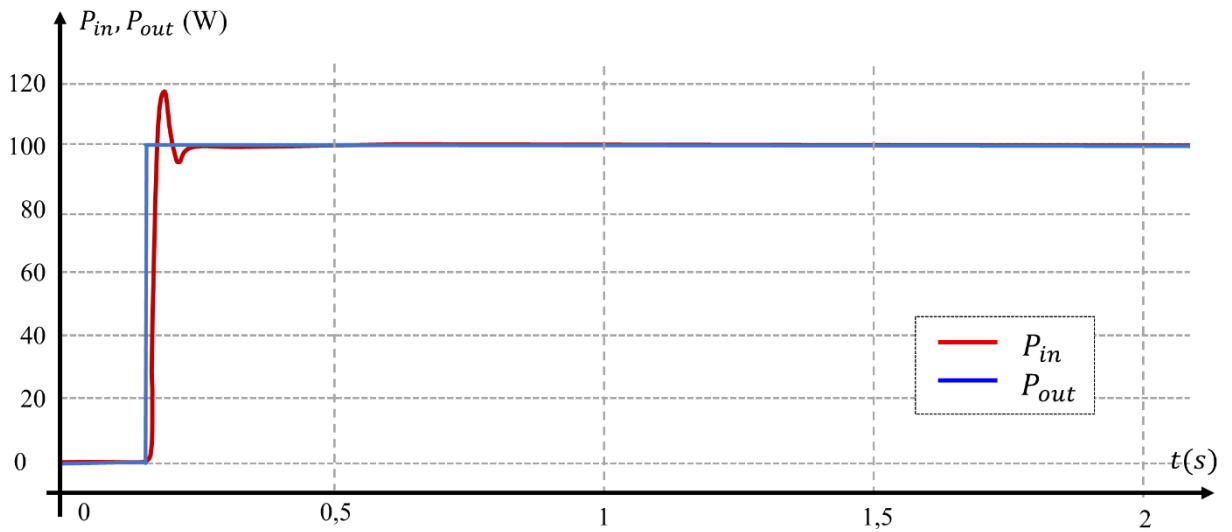
A resposta a um degrau na referência P_{SET} de potência de entrada e saída é uma resposta bem representativa, podendo tanto representar a partida do conversor como uma resposta para alguma alteração da carga. Essa referência deve ser uma resposta rápida na potência de entrada, pois não busca ter uma característica compensatória.

No entanto, a malha de controle de tensão de barramento possui uma resposta muito lenta, projetada para ter a característica compensatória. Por ser tão lenta, essa malha não conseguiria manter o barramento dentro de níveis adequados quando ocorresse um distúrbio significativo de carga. Na seção anterior, é proposto o uso de um *feed-forward* de P_{SET} para a potência de entrada. Isso garante uma resposta muito rápida a distúrbios na carga quando não há necessidade de se compensar a rede. O *feed-forward* pode ser desativado ou possuir atenuação caso a rede esteja em condições críticas.

A Figura 21 e a Figura 22 mostram as respostas das potências de entrada e saída para um degrau de 100 W na referência da carga, partindo de potência nula. Ainda que a atuação na malha de potência seja instantânea, a resposta do capacitor é lenta e a tensão de barramento leva alguns segundos para retornar ao valor nominal.

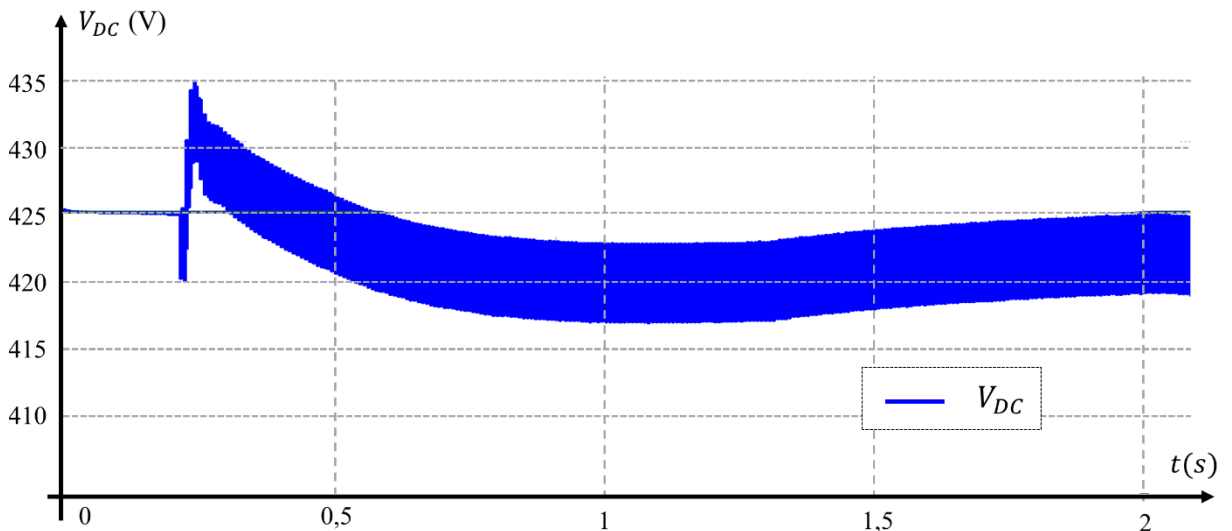
O *overshoot* inicial do valor da tensão de barramento e na potência de entrada é explicado pela presença de *feedforward* da referência de potência de saída para a potência de entrada. As malhas internas de potência ativa e de corrente são mais rápidas para o conversor do primeiro estágio do que para o segundo.

Figura 21 - Respostas das potências de entrada e saída para um degrau na referência de potência da carga



Fonte: Autor.

Figura 22 - Respostas das potências de entrada e saída para um degrau na referência de potência da carga

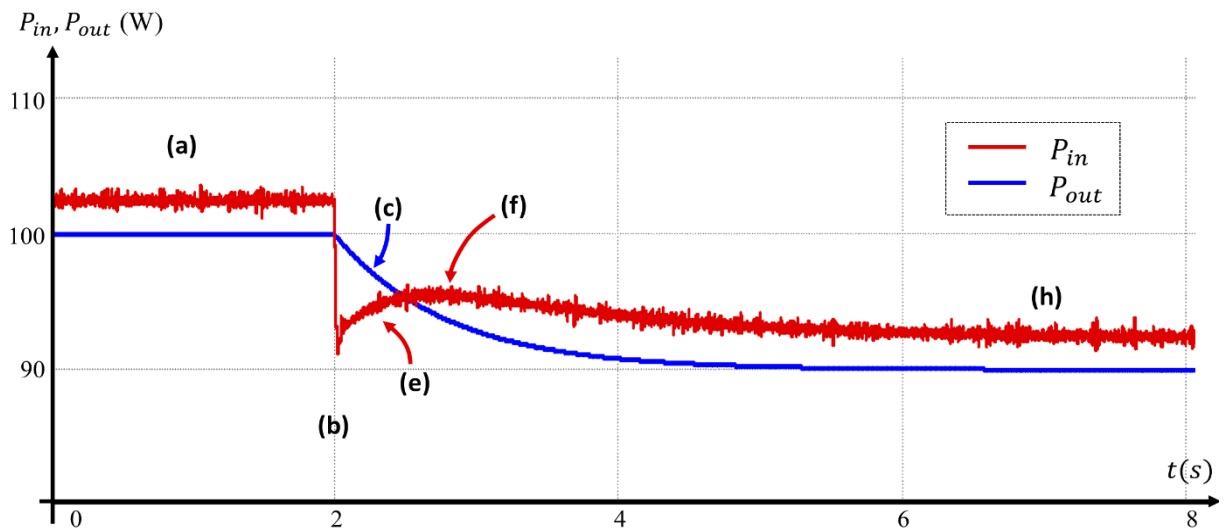


Fonte: Autor.

1.15 RESPOSTA A DEGRAU NA FREQUÊNCIA DA REDE

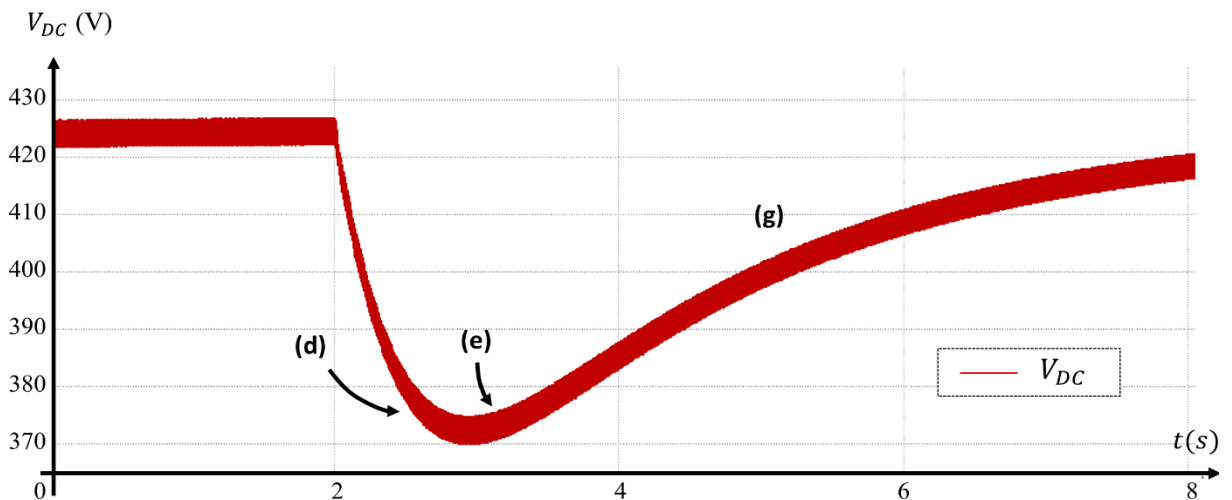
A resposta ao degrau da de frequência da rede é o ensaio mais importante para verificar o comportamento do sistema como uma Carga Inteligente. Essa resposta envolve duas malhas atuando diretamente sobre uma mesma variável: a potência de entrada P_{in} . Enquanto P_{in} é projetada para ser a ação de controle da tensão de barramento v_{DC} , a variável também sofre os distúrbios determinados pelo droop-control. Os resultados de simulação servem de apoio para explicar esse comportamento (Figura 23 e Figura 24).

Figura 23 - Resposta de simulação das potências de entrada P_{in} e saída P_{out} para um degrau na frequência da rede. Potências medidas a partir da estrutura SOGI.



Fonte: Autor.

Figura 24 - Resposta de simulação da tensão de barramento V_{dc} para um degrau de 1 Hz na frequência da rede ω_g



Fonte: Autor.

É dado um degrau de 1 Hz na frequência da fonte que alimenta o conversor. Considerando o ganho de droop de 10 W/Hz, espera-se uma queda imediata de 10 W na potência de entrada do conversor e a mesma queda atrasada na potência da carga.

A partir dessa resposta, são descritas as seguintes etapas de funcionamento do conversor como Carga Inteligente:

- (a) A potência de entrada é, em regime, um pouco superior a potência de saída do conversor, devido às resistências parasitas inseridas no modelo.
- (b) Assim que ocorre o degrau de frequência, a potência de entrada cai imediatamente para o valor de droop calculado, 10 W abaixo da potência nominal.
- (c) A potência de saída cai com um efeito de filtro passa-baixas, atenuando a mudança da potência da carga para 90 W.
- (d) A diferença entre a potência de entrada e a de saída começa a descarregar o capacitor de barramento, com V_{DC} chegando a um mínimo de 370 V.
- (e) A malha de controle da tensão de barramento começa a atuar, aumentando a potência de entrada para carregar o capacitor de barramento.
- (f) Para que o conversor permaneça numa característica compensatória, é importante que o pico da ação de controle P_{in} que carrega o capacitor de barramento não supere a potência nominal.
- (g) A tensão de barramento lentamente retorna a valores nominais.
- (h) As potências de entrada e saída entram em regime.

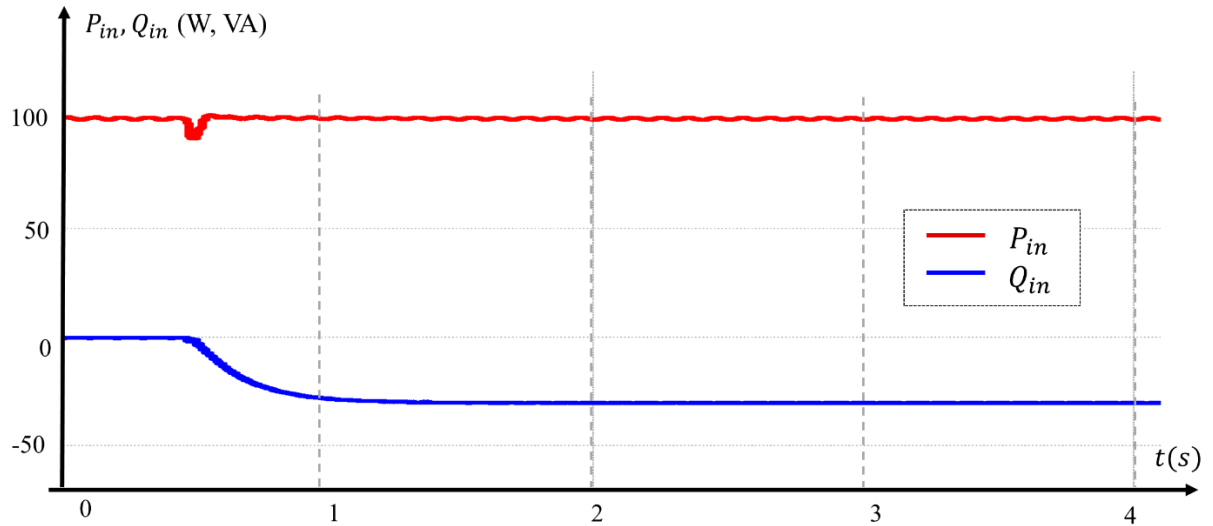
1.16 RESPOSTA A DEGRAU NA TENSÃO DA REDE

Um degrau na amplitude da tensão de alimentação ocasiona uma ação de compensação de reativos controlada pelo *droop* de tensão. É um comportamento simples que, ao contrário dos efeitos previamente descritos, não possui efeitos tão grandes na tensão de barramento ou nos níveis de corrente da entrada. Para uma queda de 10% da tensão de alimentação, com um ganho de 1 VAR/V, o conversor passa a fornecer em aproximaadamente 31,1 VAR para a rede, conforme a Figura 25.

A limitação da potência reativa é calculada para que a potência aparente do conversor nunca ultrapasse o valor máximo de projeto. Percebe-se, na Figura 26, que a variação de

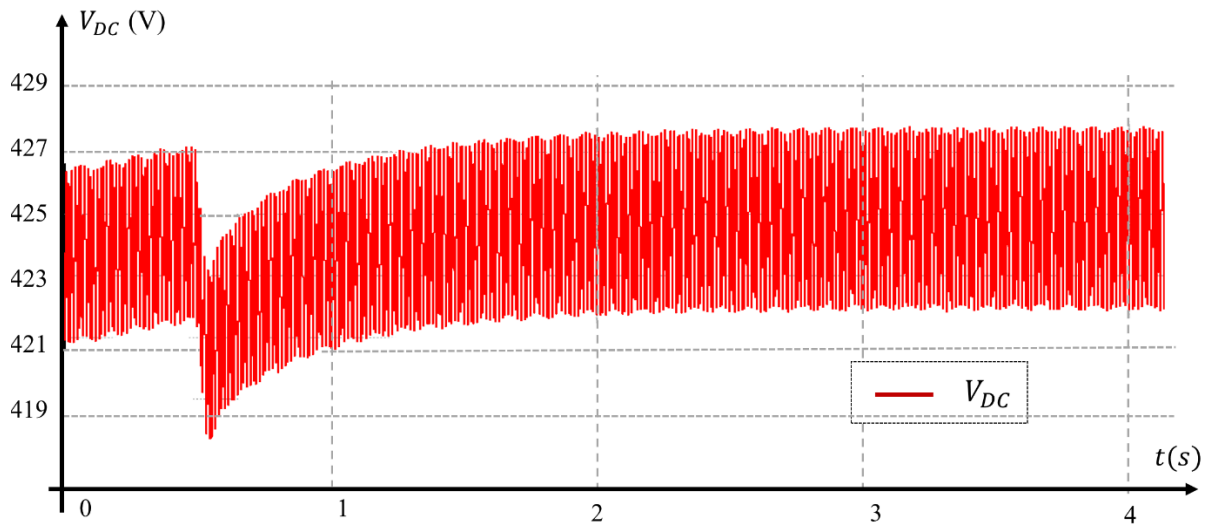
potência reativa altera o *ripple* do conversor, mas que a dinâmica reativa tem pouca influência no barramento, permitindo grandes compensações quando a carga não está em uso.

Figura 25 - Resposta das potências ativa e reativa de entrada a um degrau na amplitude de tensão da rede



Fonte: Autor.

Figura 26 - Resposta das potências ativa e reativa de entrada a um degrau na amplitude de tensão da rede



Fonte: Autor.

6. IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo do sistema proposto começou a ser implementado em bancada. No entanto, este trabalho ainda se encontra em desenvolvimento e nem todas as funções e especificações previstas foram atingidas nos testes iniciais. Dito isso, este capítulo apresenta resultados experimentais preliminares, que mostram ao menos viabilidade parcial de implementação.

1.17 PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

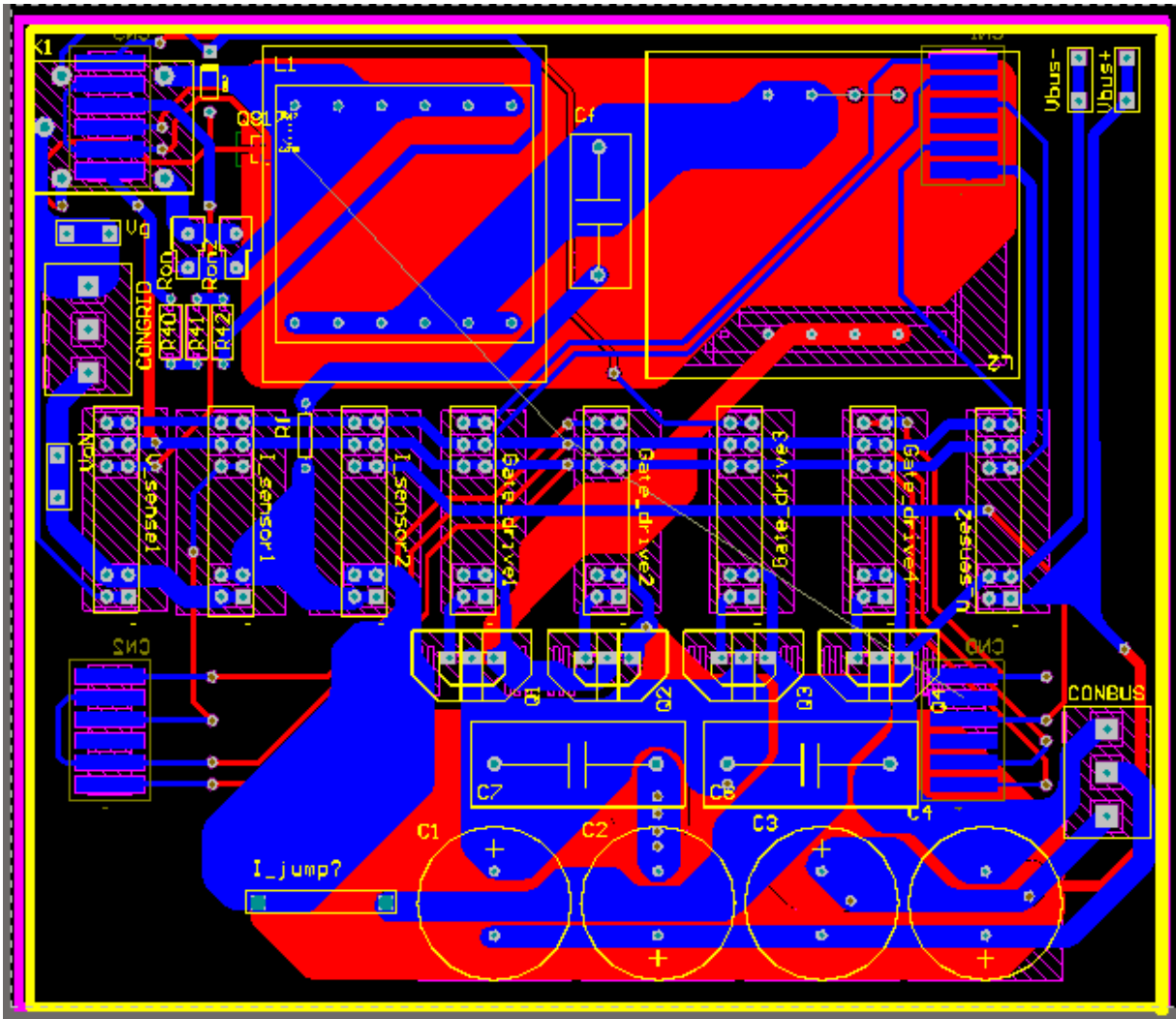
O sistema foi projetado baseado em uma estrutura modular, desenvolvida pelo Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais – GSEC. Algumas das PCIs foram desenvolvidas desde o estágio inicial, enquanto outras foram adaptadas para contemplar as características do projeto.

A base dessa estrutura modular é uma placa-mãe, projetada para facilitar a prototipagem de conversores com múltiplos estágios. Essa placa é responsável por fazer a interface (e parte do condicionamento de sinal) entre o conversor e o microcontrolador. Além da montagem básica, a placa exige o projeto e montagem dos resistores e capacitores dos filtros anti-aliasing, que podem ser implementados através da estrutura Sallen-Key. Os filtros foram projetados e montados conforme descrito na seção 1.7.2.

Ao todo, o circuito é composto por 14 PCIs, descritas abaixo. Todas as placas referentes ao primeiro conversor foram montadas e são funcionais. A Figura 27 - Layout da placa do conversor do primeiro estágio e a Figura 28

- Placa-Mãe – Adaptada e montada
- Placa do Conversor de Entrada – Projetada do estágio inicial. (Figura 27 e 28)
- Sensor de Tensão de Barramento. 0 - 600 V – Adaptada e montada.
- Sensor de Tensão da Rede. 400 V AC – Adaptada e montada
- Sensor de Corrente de Entrada. 2 A AC. – Adaptada e montada
- Sensor de Corrente no Indutor L . 2 A AC – Adaptada e montada
- 4 x Gate-Drivers para Conversor de Entrada – Adaptadas e montadas
- Placa do Conversor de Saída
- Sensor de Tensão da Carga. 0 – 150 V
- Sensor de Corrente na Carga. 2 A DC.
- 1x Gate-Driver para Conversor de Saída – Adaptado e montado

Figura 27 - Layout da placa do conversor do primeiro estágio



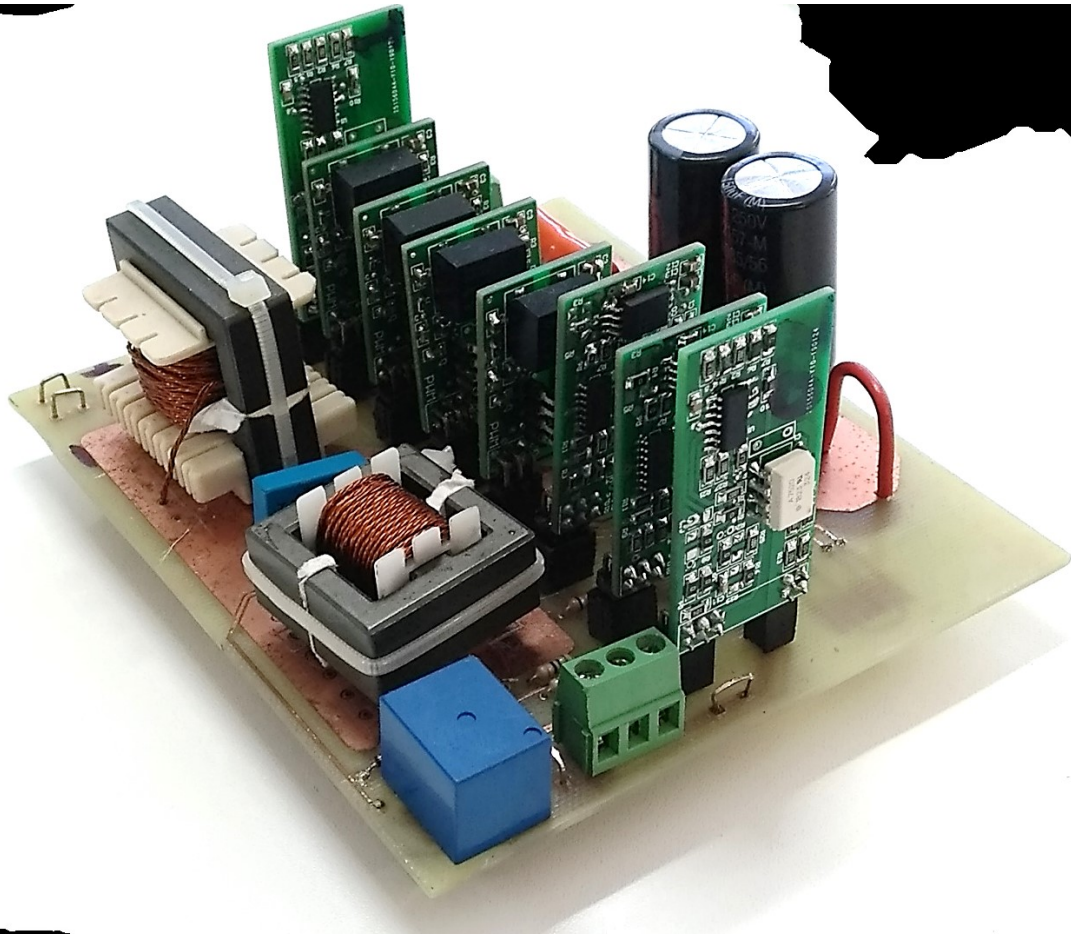
Fonte: Autor.

1.18 MICROCONTROLADOR E PROGRAMAÇÃO

O microcontrolador escolhido foi o F28377S, da Texas Instruments. O microcontrolador faz parte de um linha de dispositivos para desenvolvimento, sob o nome C2000 Delfino MCUs, e assim acompanha os circuitos básicos para o funcionamento do dispositivo e tem a programação facilitada. Acompanha o *software* Code Composer Studio, que foi utilizado para a programação.

Possui um processador de 200 MHz, com um núcleo principal e uma unidade aceleradora de leis de controle (CLA). Os conversores A/D são de 12 bits e o sistema inclui 10 módulos PWM. O F28377 é mais do que suficiente para a aplicação prevista e dá margens para aplicação futura.

Figura 28 - Protótipo desenvolvido do primeiro estágio, incluindo os sensores de corrente, os sensores de tensão e os gate drivers referentes ao primeiro estágio.



Fonte: Autor.

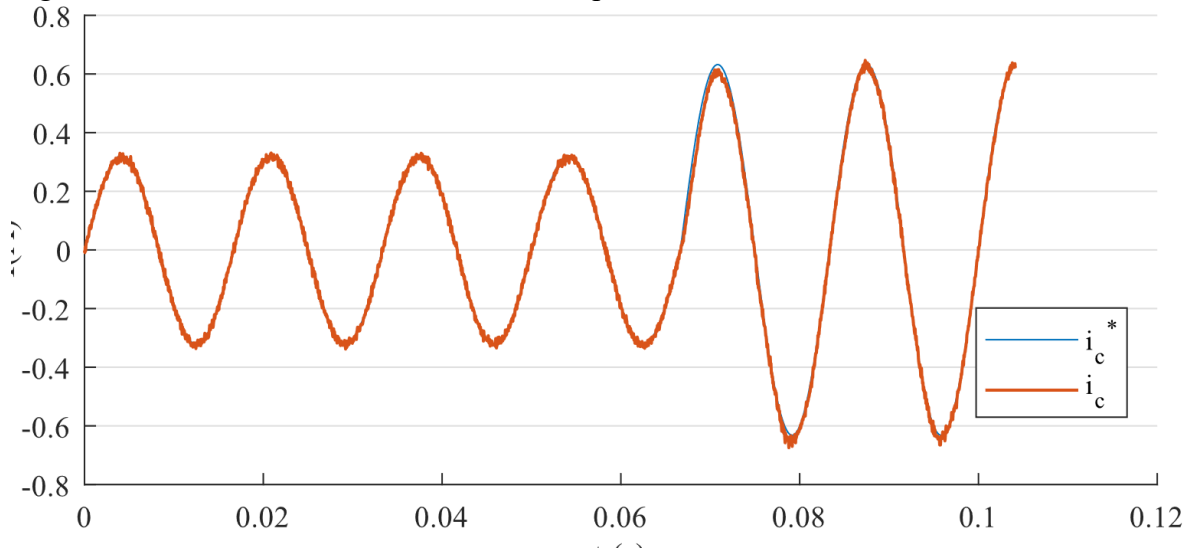
1.19 ENSAIO DE CURTO CIRCUITO

Foi realizado um ensaio de curto-circuito para verificar na prática o comportamento do controlador de corrente, assim como do sistema de instrumentação. Com o conversor operando como inversor, o mesmo foi alimentado pelo lado DC com uma tensão v_{DC} de 5 V – aproximadamente 1% da tensão nominal. Apenas a malha interna de controle de corrente é habilitada.

Foi definida uma referência de valor de pico para a corrente i_c de 0,321 A – referente a corrente nominal com 100 W na entrada. Em seguida, com o conversor em regime, foram dados dois degraus nessa referência de amplitude, de forma a dobrar a amplitude de referência para $i_c = 0,642$ A. O degrau na amplitude é sincronizado com a passagem por 0 da referência senoidal.

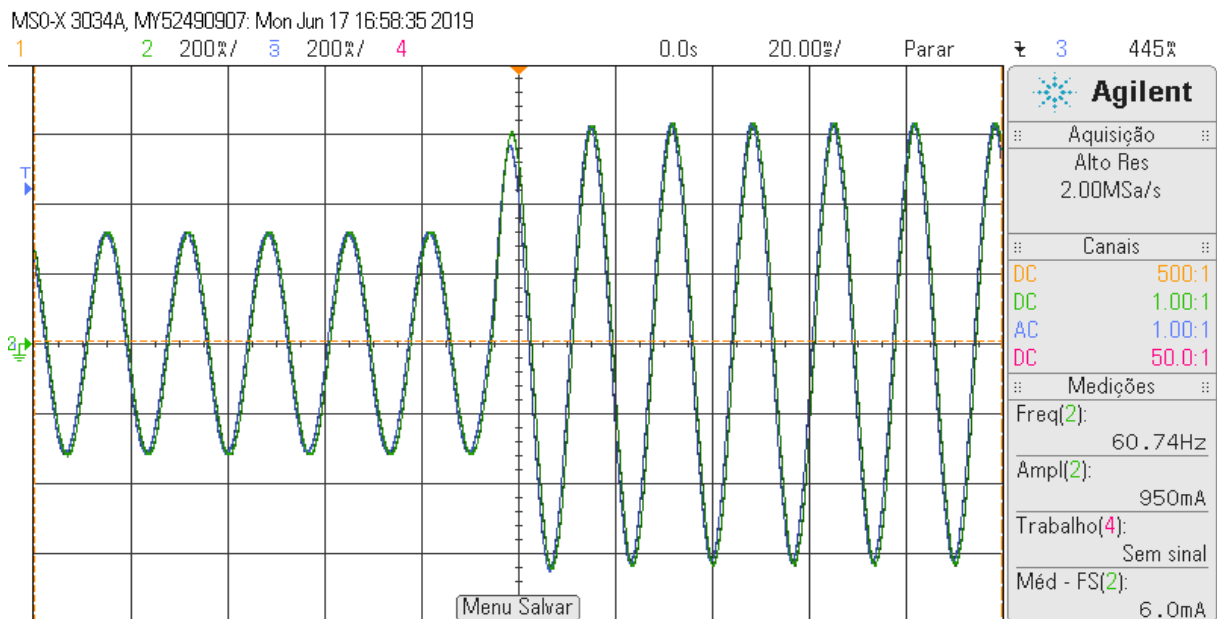
Na Figura 29, a comparação entre a corrente lida i_c e a referência de corrente i_c^* é apresentada. Na Figura 30 é apresentada a resposta das correntes i_c e i_g para a primeira condição. Na Figura 31, é mostrada a ação de controle normalizada m . Os dados são retirados diretamente da memória do microcontrolador e apresentam, portanto, leituras do sistema de instrumentação

Figura 29 - Correntes medida e de referência para o mesmo ensaio



Fonte: Autor.

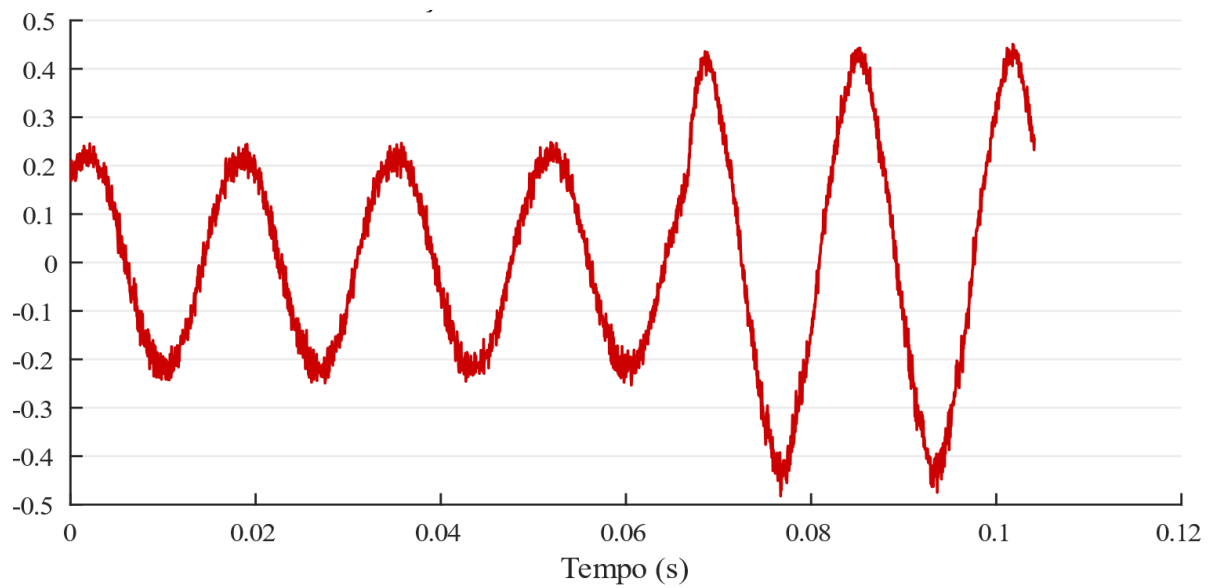
Figura 30 - Resposta do controlador de corrente para um degrau de 100% na amplitude de referência durante a passagem por zero. Ensaio de Curto-Circuito.



Fonte: Autor.

A Figura 31 permite uma análise mais a fundo do comportamento do controlador, indicando a presença de um ruído na ação de controle. Nos testes experimentais, essa distorção da forma de onda se manifestava como um ruído audível de baixa intensidade. Tentativas de reduzir o ruído pela redução de ganho reduciam o desempenho do controlador. Mais estudos necessitam ser realizados para avaliar soluções, incluindo alterações na forma do controlador.

Figura 31 - Ação de controle normalizada para o mesmo ensaio.



Fonte: Autor.

7. CONCLUSÕES

Com a gradativa substituição do modelo tradicional de geração centralizada pelo modelo da geração distribuída – caracterizada por conversores interfaceando a rede e as fontes de geração – surgem grandes preocupações em relação a estabilidade futura do sistema e à qualidade de energia.

A pesquisa, portanto, tem se voltado a procurar soluções que envolvem a modificação da maneira como se dá essa interface – como são projetados e controlados esses conversores. A maioria dessas soluções foca na geração. No entanto, o problema também pode ser atenuado com soluções voltadas para o controle das cargas.

Neste trabalho, foram apresentados os conceitos que definem uma Carga Inteligente. Esse tipo de carga pode vir a ter um papel importante no sistema elétrico, atuando como uma parte da solução. Baseado nesses conceitos, este trabalho propõe um sistema de iluminação capaz de atuar com características compensatórias esperadas de Cargas Inteligentes, no sentido de melhorar a resposta da rede a instabilidades, assim como atuar no perfil de tensão do sistema elétrico e na sua distribuição de reativos

Um protótipo para testes experimentais foi projetado, simulado e parcialmente construído. Os resultados da simulação mostram o potencial e a viabilidade de se implementar as características desejadas. Os experimentos práticos preliminares, junto do projeto físico dos componentes e das Placas de Circuito Impresso, são um passo inicial no caminho para uma solução comercial.

No entanto, trata-se de um trabalho em desenvolvimento, que requer ainda mais tempo para que uma análise completa possa ser realizada. Mesmo com o comportamento simulado de uma única carga, é necessário se verificar qual o efeito de múltiplas cargas inteligentes conectadas a um sistema real. Além disso, uma releitura da bibliografia após a elaboração do protótipo prático sugere alterações até à própria topologia, de forma a se permitir um melhor aproveitamento da energia no capacitor de barramento.

Assim, conclui-se que este trabalho obteve sucesso na apresentação de uma ideia: a possibilidade de sistemas de iluminação atuarem em favor do sistema elétrico. Uma pesquisa mais aprofundada precisa ser realizada para determinar os impactos da implementação desse sistema e dar continuidade ao desenvolvimento do protótipo experimental.

REFERÊNCIAS

- AKHTAR, Z.; CHAUDHURI, B.; RON HUI, S. Y. Primary Frequency Control Contribution from Smart Loads Using Reactive Compensation. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 6, n. 5, p. 2356–2365, 2015.
- AKHTAR, Z.; CHAUDHURI, B.; YUEN, S. R. H. Smart Loads for Voltage Control in Distribution Networks. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 2, p. 1–10, 2017.
- ALMEIDA, P. S. et al. Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 36–47, 2015.
- ANEEL. **Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica - PRODIST Rev. 10**. 2017
- ARIAS, M.; VAZQUEZ, A.; SEBASTIÁN, J. An Overview of the AC-DC and DC-DC Converters for LED Lighting Applications. **Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications**, v. 53, n. 2, p. 156–172, 2012.
- ATHARI, H.; NIROOMAND, M.; ATAEL, M. Review and Classification of Control Systems in Grid-tied Inverters. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 72, n. September, p. 1167–1176, 2017.
- BARBI, I. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES** Florianópolis - SC INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, , 2002.
- BENDER, V. C. et al. **An Optimized Methodology for LED Lighting Systems Designers** Vitor C . Bender , Odirlan Iaronka , Marco A . Dalla Costa ,. 2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais...Las Vegas, NA, USA: IEEE, 2012**
- BLANCO, C. et al. **Quadrature signal generator based on all-pass filter for single-phase synchronization**. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais...IEEE**, set. 2014 Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6953757/>>. Acesso em: 31 jul. 2018
- BRANAS, C.; AZCONDO, F. J.; ALONSO, J. M. Solid-state lighting: A system review. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 7, n. 4, p. 6–14, 2013.
- CAMPONOGARA, D. et al. Capacitance Reduction With An Optimized Converter Connection Applied to LED Drivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 184–192, jan. 2015.
- CARMONA SANCHEZ, J.; BARNES, M.; APSLEY, J. Virtual Energy Storage: Converting an AC Drive to a Smart-Load. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 8969, n. c, 2018.

CHAKRAVORTY, D.I.; CHAUDHURI, B.; HUI, S. Y. R. Rapid Frequency Response from Smart Loads in Great Britain Power System. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 5, p. 2160–2169, 2017.

D'ARCO, S.; SUUL, J. A. Virtual synchronous machines - Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids. **2013 IEEE Grenoble Conference PowerTech, POWERTECH 2013**, 2013.

ELRAYYAH, A.; CINGOZ, F.; SOZER, Y. Smart Loads Management Using Droop-Based Control in Integrated Microgrid Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 3, p. 1142–1153, 2017.

HIDALGO-LEON, R. et al. **Roles, challenges, and approaches of droop control methods for microgrids**. 2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America). **Anais...Quito**, Ecuador: IEEE, set. 2017Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8126695/>>

HOJABRI, M.; HOJABRI, M.; TOUDESCHI, A. Passive Damping Filter Design and Application for Three-Phase Pv Grid-Connected Inverter. **International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication**, v. 2, n. 6, p. 2320–2084, 2015.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **ENERGY EFFICIENCY MARKET REPORT 2016**. Paris: [s.n.]. Disponível em: <www.iea.org/t&c/>. Acesso em: 9 jul. 2018.

JUDEWICZ, M. G. et al. Inverter-side current control of grid-connected voltage source inverters with LCL filter based on generalized predictive control. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 4, p. 1732–1743, 2018.

KEIEL, G. et al. Discrete-time multiple resonant controller design for uninterruptible power supplies. **20th IFAC World Congress**, v. 50, n. 1, p. 6717–6722, 2017.

LEE, C. K.; HUI, S. Y. R. Reduction of energy storage requirements in future smart grid using electric springs. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 4, n. 3, p. 1282–1288, 2013.

LEE, C. K.; LI, S.; HUI, S. Y. A design methodology for smart LED lighting systems powered by weakly regulated renewable power grids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 2, n. 3, p. 548–554, 2011.

LI, S. et al. A Survey, Classification, and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1503–1516, 2016.

LUO, X. et al. Use of adaptive thermal storage system as smart load for voltage control and demand response. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 3, p. 1231–1241, 2017.

MENKE, M. F.; SEIDEL, A. R.; TAMBARA, R. V. LLC LED Driver Small-Signal Modeling and Digital Control Design for Active Ripple Compensation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 387–396, 2019.

- MOLINAS, M.; KONDOH, J. **Power Electronic Loads as Providers of Reactive Power Ancillary Service to the Grid: Analytical and Experimental study**. 13th European Conference on Power Electronics and Applications . **Anais...**Barcelona: 2009Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5279310/>>. Acesso em: 30 jul. 2018
- PATHAN, E.; ZULKIFLI, S. A. Passive Damping Resistor Techniques with LCL Filter Design for Inverter-Grid Connected. **International Conference on Electrical & Electronic Technology**, n. November, 2016.
- PEÑA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, 2013.
- RODRÍGUEZ, F. J. et al. Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, n. 1, p. 176–181, 2008.
- RYLANDER, M. et al. Power Electronic Transient Load Model for Use in Stability Studies of Electric Power Grids. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 25, n. 2, p. 914–921, maio 2010.
- SHARMA, V.; PRAKASH DIWAKAR, D.; TRIPATHI, N. **Comparative Study of PI and Proportional Resonant Control for Single-Phase Grid-Connected Inverter System****International Journal of Emerging Technologies and Engineering (IJETE)**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<http://www.ijete.org/wp-content/uploads/2014/09/IC-64.pdf>>. Acesso em: 30 jul. 2018.
- SOLANKI, M. D.; JOSHI, S. K. **Taxonomy of Electric springs: An enabling smart grid technology for effective demand side management**. 12th IEEE International Conference Electronics, Energy, Environment, Communication, Computer, Control: (E3-C3), INDICON 2015. **Anais...IEEE**, dez. 2016Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7443227/>>. Acesso em: 30 jul. 2018
- SUUL, J. A.; D'ARCO, S.; GUIDI, G. Virtual Synchronous Machine-Based Control of a Single-Phase Bi-Directional Battery Charger for Providing Vehicle-to-Grid Services. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 4, p. 3234–3244, 2016.
- VU, T.-K.; SEONG, S.-J. Comparison of PI and PR Controller Based Current Control Schemes for Single-Phase Grid-Connected PV Inverter. **Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society**, v. 11, n. 8, p. 2968–2974, 31 ago. 2010.
- WAFFENSCHMIDT, E. et al. **Grid control with LED lamps**. 2018 7th International Energy and Sustainability Conference, IESC 2018. **Anais...**2018
- WANG, Y.; ALONSO, J. M.; RUAN, X. A Review of LED Drivers and Related Technologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5754–5765, 2017.

XUE, M. et al. Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback controlled grid-connected inverter with LCL filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 10, p. 4234–4247, 2012.

YAN, S. et al. Smart Loads for Improving the Fault-Ride-Through Capability of Fixed-Speed Wind Generators in Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, p. 1–1, 2017.

YE, Z. **PMP20873-1kW Totem-Pole PFC EVM Test Report**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/PMP20873>>. Acesso em: 30 jul. 2018.

ZHONG, Q. C. Virtual Synchronous Machines: A unified interface for grid integration. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 3, n. 4, p. 18–27, 2016.