

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

João Pedro Scherer Cipriani, Jonas Roberto Tibola,

Marcelo Freitas da Silva

Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e

Computacionais – GSEC

CTISM, Universidade Federal de Santa Maria

Santa Maria, Brasil

jpcipriani@gmail.com, jrtibola@gmail.com, marcelo@ctism.ufsm.br

Klaus Tesser Martin

Grupo de Sistemas Elétricos e Energias Renováveis - GSEER

Instituto Federal Farroupilha – IFFar Jaguari

Jaguari, Brasil

klaustm@gmail.com

**Abstract**—Esse trabalho apresenta o desenvolvimento de uma estratégia de controle aplicado a um *Driver* de LEDs (Light-Emitting Diodes) com correção de fator de potência, com o objetivo de implementar características de cargas inteligentes. Essas características incluem o controle por *droop* de potência ativa e reativa. Desta forma, aproveita-se a energia do próprio capacitor de barramento presente nas topologias de múltiplos estágios como reserva de energia, desacoplando a potência instantânea de entrada e saída. A possibilidade de compensação ativa sem mudança topológica também é discutida. O circuito é simulado e apresenta resultados satisfatórios em termos de melhoria da rede elétrica com pequeno sobredimensionamento em relação a um conversor comum e possibilidade de redução de perdas e aumento da estabilidade do sistema elétrico como um todo.

**Keywords**—Smart Load, LED Driver, Droop-Control, Demand-Response.

## I. INTRODUÇÃO

A geração e o uso consciente da energia são alguns dos principais pontos para a construção de uma sociedade sustentável. Portanto, algumas das principais metas da comunidade científica envolvem o desenvolvimento de tecnologias que permitam a transição para meios renováveis de geração e consumo de energia.

Tradicionalmente, a preocupação com a qualidade da energia entregue pelo sistema elétrico está na geração e transmissão, cujas características garantem a estabilidade da frequência e tensão da rede elétrica. Porém, mais recentemente, com o aumento da penetração da Geração Distribuída (GD), ocorre também a distribuição da responsabilidade sobre a qualidade da rede. Diversas estratégias foram buscadas na tentativa de melhorar as condições de estabilidade e eficiência do sistema pelo controle da interface que liga essas fontes de GD à rede (ex. solar, eólica).

Uma ação complementar, no entanto, é trazer a preocupação com a estabilidade e perdas para a demanda. Isto é possível com a introdução do conceito de cargas inteligentes. Hoje em dia, uma parcela considerável das cargas já é conectada à rede através de uma interface eletrônica [1]. 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 abre novas possibilidades em relação 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 permita desacoplar parcialmente a potência da carga da potência da rede [2]. Isso é realizado pelo uso de uma reserva de energia entre a rede e a carga, como um capacitor de barramento ou um conversor série. Com o controle sobre essa reserva, o sistema pode não apenas operar dentro dos limites estabelecidos, mas trabalharativamente

para melhorar a qualidade da energia, suprindo reativos e alterando seu consumo de potência ativa.

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 [3] e a maior parte dessa carga é composta de conversores eletrônicos, cujos projetos são consolidados na literatura e permitem uma grande flexibilidade no seu modo de operação. Nesse contexto, os Diodos Emissores de Luz (LEDs) têm ganhado destaque como tecnologia de iluminação principal para substituição de outras fontes em iluminação, pela longa vida útil, alta eficiência energética e facilidade de acionamento [4].

Na iluminação pública ou industrial, onde a qualidade da energia tem impacto nos custos operacionais, existe um nicho para as cargas compensadoras. Dessa forma, esse trabalho apresenta uma proposta de controle aplicada às topologias clássicas de conexão de cargas luminosas à rede, para que elas apresentem características de carga inteligente. O projeto de um driver de LED capaz de emular essas características, com controle de potência ativa e reativa, foi desenvolvido e seu comportamento foi simulado para variações da frequência e tensão da rede e para uma mudança na referência de potência.

## II. CARGAS INTELIGENTES

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, o comportamento da carga 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 [5]–[7], 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 nominal. Dependendo dos níveis de impedância no ponto de conexão, níveis baixos de tensão podem ser compensados localmente pelo fornecimento de ativos e reativos à rede, sem necessidade de sistema supervisório [8]. Nesse sentido, a função das Cargas Inteligentes é similar à de um STATCOM (Compensador Estático Síncrono), mas aplicada de maneira decentralizada, no controle da carga [8][9].

Trabalhos recentes mostram que o uso desse tipo de compensação pode melhorar o perfil de tensão do sistema [6], [10], [11], a resposta da rede a falhas e situações críticas [2], [5], [12], [13] e aumento da estabilidade em redes dominadas por

inversores[3][6][10][11]. Ainda, alguns trabalhos [13] 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.

Em cargas sem reserva de energia natural, como LEDs, buscam-se trabalhar em faixas da curva de potência da carga em que os efeitos de redução da potência sejam menos sentidos pelo usuário [14], [15]. Nesses casos, a única reserva de energia disponível é o capacitor de barramento já presente nas topologias de alimentação de LEDs convencionais, a qual pode atenuar as variações de potência ativa e realizar as trocas de potência reativa. Poucos trabalhos apresentam análises de circuitos para CI operando com capacitores de barramento reduzidos, como os LEDs.

A atenuação das variações de potência nesses casos pode ser realizada se aplicando potências diferentes para a entrada e para a saída, com um efeito de filtro aplicado na potência de saída. A Fig. 1 exibe uma topologia tradicional de *Driver* de LED configurada para operar como carga inteligente.

### III. DRIVERS DE LED COMO CARGAS INTELIGENTES

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 [4], [16], [17]. 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 [18][17].

Na busca por esses atributos, costumam ser utilizados dois estágios ou mais para o acionamento dos LEDs, ligados por capacitores de barramento [18]. Apesar de haver muita pesquisa relacionada à redução ou mesmo eliminação dos capacitores eletrolíticos de barramento [19], 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. Um segundo estágio, 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*.

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 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.

A troca de reativos entre entrada e barramento, no entanto, envolve o uso de um estágio CFP que inclua um conversor bidirecional. 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 permitam apenas um fator de potência unitário. Justamente pela presença

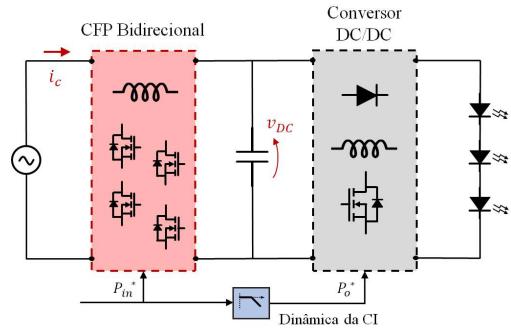


Fig. 1 – *Driver* de LEDs adaptado para atuar como Carga Inteligente

desse circuito mais complexo, as aplicações de cargas inteligentes costumam se restringir a cargas de potência maior e que já necessitem, por outras razões, de um conversor bidirecional [2].

Não obstante, o uso de um conversor bidirecional ainda 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[20]. 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.

Ainda, os LEDs são interessantes para o uso em cargas inteligentes pela sua curva de luminosidade em função da potência. Devido a suas características térmicas, uma grande redução percentual na potência do LED tem um impacto pequeno na luminosidade percebida [15]. O projeto adequado de um grande sistema de iluminação que leve em conta essa curva, permite grandes reduções da demanda, em condições críticas, sem afetar de maneira significante o usuário.

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

### IV. SISTEMA PROPOSTO

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 para o primeiro estágio, operando como retificador bidirecional. No 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, definida por uma malha externa. Nesse trabalho, as características da carga de LEDs não são modeladas.

O retificador é conectado à rede através de um indutor  $L$  que possui resistência intrínseca  $r_L$ . O circuito pode ser analisado em termos de suas tensões e correntes médias produzidas dentro de um período de chaveamento. Sendo assim, a tensão da rede é representada por  $v_g$ , a corrente da linha por  $i_g$ , e a tensão produzida pelo retificador é dada por  $v_r$ . A função de transferência (1) modela esse sistema.

$$G_p(s) = \frac{i_g(s)}{v_r(s) - v_g(s)} = \frac{1}{r_L + Ls} \quad (1)$$

O sistema é projetado para atender uma carga com potência nominal de 100 W. A indutância  $L$  é projetada em 10 mH e tem resistência  $r_L$  esperada de 1 Ω, considerando uma frequência de

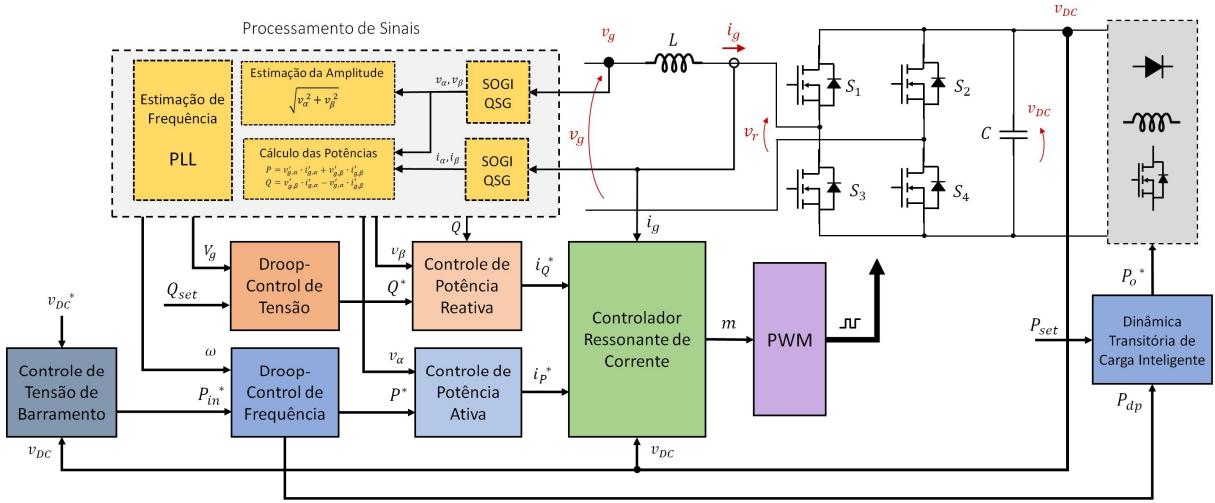


Fig. 2 – Visão geral do circuito eletrônico e da estrutura de controle utilizada

comutação de 50 kHz e buscando atender as normas já referidas de THD e FP. As potências de entrada e saída do sistema são controladas individualmente, de forma a se controlar a tensão no capacitor de barramento e atenuar variações da carga. O capacitor  $C$  é projetado em  $150 \mu F$ , buscando manter a tensão de barramento em condições de operação mesmo com redução instantânea de 20 % da potência de entrada por 250 ms.

## V. ESTRUTURA DE CONTROLE

A corrente de entrada  $i_g$  do conversor deve ser controlada de modo a seguir uma referência senoidal que garanta a potência necessária para alimentar a carga, mantenha o barramento em níveis adequados de tensão e, nesse trabalho, realize a compensação de reativos. A estrutura de controle é responsável, portanto, pela geração dessa referência e o controle da corrente de entrada para segui-la.

### A. Visão Geral do Sistema de Controle

O sistema de controle como um todo é apresentado na Fig. 2. São medidas a tensão de barramento  $v_{DC}$ , a corrente de entrada  $i_g$  e a tensão de entrada  $v_g$ . Sinais de referência são indicados por um asterisco. A estrutura de controle é composta de três camadas principais.

- Uma malha interna de controle da corrente  $i_g$ , 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  $P_{dp}$ .

### B. Malha interna - Controle Ressonante de Corrente

Para seguir a referência senoidal de corrente na entrada, é necessário um controlador capaz de rastrear essa referência. Duas técnicas são comumente utilizadas em aplicações desta natureza: PI em eixos síncronos  $dq$  e 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. Já o controlador ressonante é mais complexo, porém no geral possui menor cálculo computacional que a primeira estratégia [21], [22].

Neste trabalho optou-se pelo uso de um controlador proporcional-resonante. 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 de um controlador proporcional ressonante amortecido é dada por (2).

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

Onde  $\omega_g$  corresponde à frequência a ser rastreada, neste caso a frequência da rede. 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  $\zeta$ .

Os ganhos do controlador de corrente são escolhidos de forma a alcançar uma frequência de corte de 6,37 kHz e uma margem de fase de 70°, sendo os ganhos obtidos de  $k_p = 381.221$ ,  $k_i = 2.4609E6$  e o fator de amortecimento escolhido de  $\zeta = 0,001$ .

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. A Fig. 3 apresenta o esquema do controlador ressonante de corrente.

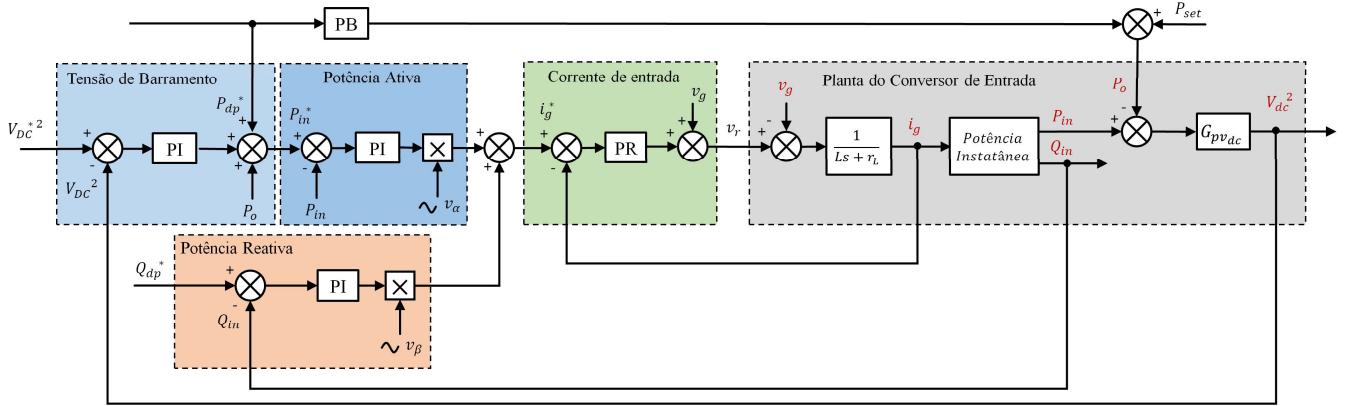


Fig. 3 – Controlador e planta, com as malhas internas e externas.

### C. 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 [23]. 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 (SOGI) configurado como gerador de sinais em quadratura [24]. A estrutura utilizada é apresentada em [25] e suas funções de transferência são apresentadas em (3) e (4). O integrador recebe como entrada a leitura da tensão da rede e uma estimativa da frequência e fornece como saída o sinal normalizado filtrado ( $u_\alpha$ ) e em quadratura ( $u_\beta$ ).

$$\frac{u_\alpha(s)}{u(s)} = \frac{K \cdot \omega' \cdot s}{s^2 + K \cdot \omega' \cdot s + \omega'^2} \quad (3)$$

$$\frac{u_\beta(s)}{u(s)} = \frac{K \cdot \omega'^2}{s^2 + K \cdot \omega' \cdot s + \omega'^2} \quad (4)$$

O sinal de saída desse bloco é um sinal normalizado com amplitude unitária, como mostrado em (5).

$$v_\alpha = \frac{u_\alpha}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \quad v_\beta = \frac{u_\beta}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \quad (5)$$

Para a geração da referência de corrente, uma malha externa de controle de potência provê amplitudes para os sinais em quadratura  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , 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.

### D. 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 for repetido para a corrente de entrada, é possível estimar as potências ativa e reativa consumidas conforme (6) e (7).

$$P = v'_{g,\alpha} \cdot i'_{g,\alpha} + v'_{g,\beta} \cdot i'_{g,\beta} \quad (6)$$

$$Q = v'_{g,\beta} \cdot i'_{g,\alpha} - v'_{g,\alpha} \cdot i'_{g,\beta} \quad (7)$$

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. Assumindo que a malha de corrente de potência tenha um comportamento muito mais lento do que a malha interna, a potência de entrada possui uma relação constante com a corrente de entrada, tanto para a referência ativa  $v'_{g,\alpha}$  como para a reativa  $v'_{g,\beta}$ .

São utilizados dois controladores PI para a potência ativa e reativa (Fig. 3), que trabalham com frequências de corte, evitando interação entre as duas malhas. 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 os ganhos  $k_p = 0$  e  $k_i = 1,234$ . Já o controle de potência reativa tem frequência de corte de 2 Hz e margem de fase de 90°, com  $k_p = 0$  e  $k_i = 12,351$ .

Para garantir uma tensão de barramento controlada e realizar a compensação da rede, malhas externas definem o valor da potência ativa e reativa de referência.

### E. Malha externa – Controle de tensão do barramento CC

É necessário manter a tensão do barramento dentro de limites adequados para garantir o funcionamento 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. A função de transferência que relaciona a potência de entrada com a tensão de barramento é dada por (8) e é resultante da dinâmica do capacitor de barramento.

$$G_{vcc}(s) = \frac{v_{DC}^2(s)}{P_{in}(s) - P_o(s)} = \frac{2}{C_{bus} \cdot s} \quad (8)$$

Um controlador PI é projetado para o controle da tensão de barramento (Fig. 3). Devido a característica quadrática que relaciona a tensão de barramento e a potência de entrada, o uso de referências elevadas ao quadrado permite a linearização do

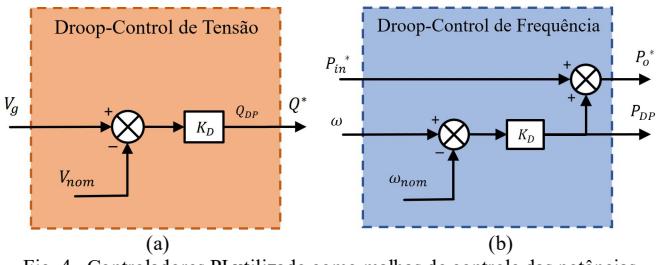


Fig. 4 –Controladores PI utilizado como malhas de controle das potências

controle. A malha de controle da tensão deve ser consideravelmente mais lenta que a malha de controle de potência ativa, para a qual fornece a referência.

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  $k_p=187,93E-6$  e  $k_i=68,41E-6$ . A referência de  $v_{DC}$  escolhida é de 500 V.

#### F. Droop Control – Geração de referência de potência

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 [26].

Nesse trabalho, se realizam dois tipos de compensação. Compensação de desvio de frequência (9), através da variação da potência ativa de entrada, e compensação de desvio de tensão (10), através da variação da potência reativa da entrada. São projetados controladores *droop* conforme a Fig. 4 e escolhidos os ganhos  $k_{Pdp} = 20W/Hz$  e  $k_{Qdp} = 1 VAR/V$ .

$$P_{dp}^* = K_{Pdp} \cdot (\omega_{nom} - \omega_g) \quad (9)$$

$$Q_{dp}^* = K_{Qdp} \cdot (V_{nom} - V_{RMS}) \quad (10)$$

A referência de potência reativa pode ser diretamente determinada pela soma da ação do *droop* com a potência reativa base  $Q_{set}$  do sistema, respeitando os limites de corrente e tensão do conversor. Já o controle da potência ativa utiliza uma abordagem diferente. Como a potência ativa é responsável pelo acionamento da carga, em regime permanente a potência da entrada e da carga devem ser iguais. Assim, a ação de controle  $P_{dp}$  do *droop* deve ser aplicada tanto em  $P_{in}^*$  como em  $P_o^*$ .

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 isso, um efeito passa-baixas é aplicado na ação do *droop* em  $P_o^*$  (Fig. 3).

Enquanto oscilações de frequência são passadas diretamente para a potência de entrada, a 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. 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 de saída para a potência de entrada. As dinâmicas transitórias dessa etapa

são esclarecidas com a análise das formas de onda dos resultados de simulação.

## VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

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. São simuladas três respostas ao degrau, nas quais se verifica o comportamento das potências ativa de entrada e saída e potência reativa, além do comportamento do capacitor

### A. Resposta a Degrau na Referência de Potência Ativa

A resposta ao degrau tanto da referência de potência de entrada como da saída deve ser uma resposta rápida, pois não busca ter característica compensatória. No entanto, devido a dinâmica lenta da malha de controle do barramento, espera-se que a resposta da tensão no capacitor seja lenta, assim como a regulação da potência de entrada (Fig. 4).

Embora sejam variáveis com resposta lenta, verifica-se um desvio pequeno (< 1%) entre os valores nominais para potência de entrada e tensão de barramento ainda nos primeiros segundos de operação. O *overshoot* inicial do valor da tensão de barramento é explicado pela presença de *feedforward* da referência de potência de saída para a potência de entrada, explicado na próxima seção.

### B. Resposta a degrau na frequência da rede

A resposta ao degrau da referência de frequência envolve duas malhas atuando sobre a potência de entrada  $P_{in}$ . Enquanto  $P_{in}$  é a ação de controle da malha de controle da tensão de barramento, a variável também sofre distúrbios determinados pelo *droop-control*. Dessa forma, o comportamento da simulação na Fig. 5 é dividido em algumas etapas.

Partindo de um estado de regime permanente, o *droop-control* de frequência determina que a potência deve ser reduzida em 20% para compensar uma queda de frequência. Imediatamente, esse

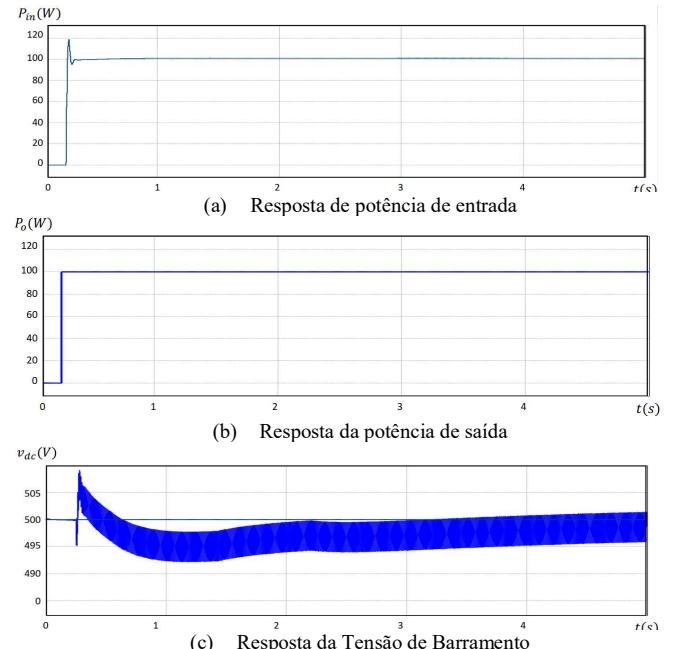


Fig. 4 – Resultados de simulação para um degrau na referência de potência

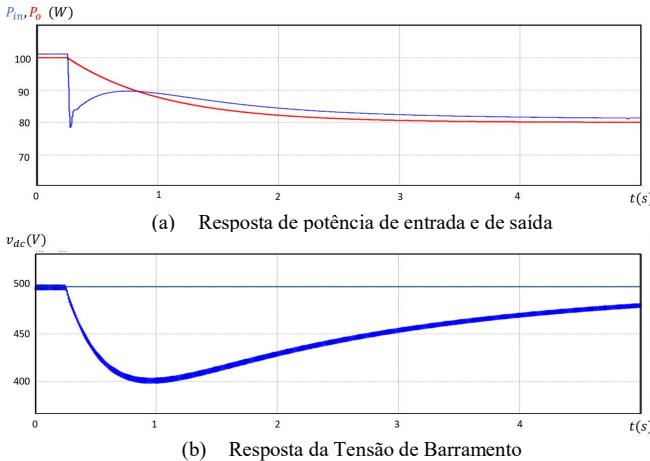


Fig. 5 – Resultados de simulação para um degrau na frequência da rede

comportamento é passado como um distúrbio para a referência de potência de entrada  $P_{in}^*$  e para a potência de saída  $P_o^*$ .

A potência de saída segue o distúrbio com um efeito de passa-baixas, atenuando a transição do degrau. Já a potência de entrada experimenta um comportamento composto de duas ações. Imediatamente,  $P_{in}$  sofre um distúrbio de -20 % e fica menor do que  $P_{out}$ . Isso ocasiona uma redução de aproximadamente 100 V em  $v_{dc}$  e força a malha a agir, aumentando  $P_{in}$ .

No entanto, conforme  $P_o$  é reduzida, a ação de controle  $P_{in}$  pode ser reduzida igualmente, se atingindo o regime conforme o capacitor é carregado. Esse comportamento garante compensação por redução de potência ativa durante todo o transitório do sistema.

### C. 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 acontece com frequência de corte uma década inferior ao controle de potência ativa. Para uma queda de 10 % na tensão de alimentação, o conversor passa a fornecer em torno de 30 VAr para a rede, conforme Fig. 6. O aumento da potência reativa se dá até que a potência aparente  $S$  do conversor atinja o valor máximo.

## VII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a topologia e o sistema de controle de Driver de LED capaz de operar de maneira adaptativa às condições da rede elétrica – fornecendo reativos e alterando sua potência ativa de acordo com as condições de tensão e frequência da rede. O circuito apresentado requer uma adaptação em relação aos circuitos tradicionais para acionamento de LEDs, com objetivo de realizar a compensação de reativos. Porém, estratégia de controle de carga inteligente utilizada para a potência ativa poderia ser aplicada em projetos clássicos de conversores com mais de um estágio.

Os resultados de simulação permitem a visualização do comportamento transitório do driver para casos críticos de variações de frequência e tensão, nos quais ele operou dentro das margens permitidas de tensão e potência nominal.

Trabalhos futuros incluem a realização de uma análise que permita a visualização do efeito de múltiplos conversores conectando à redes operando com essas características. Além disso, é interessante realizar uma análise em relação ao tempo de vida do capacitor eletrolítico de barramento, assim como de outros

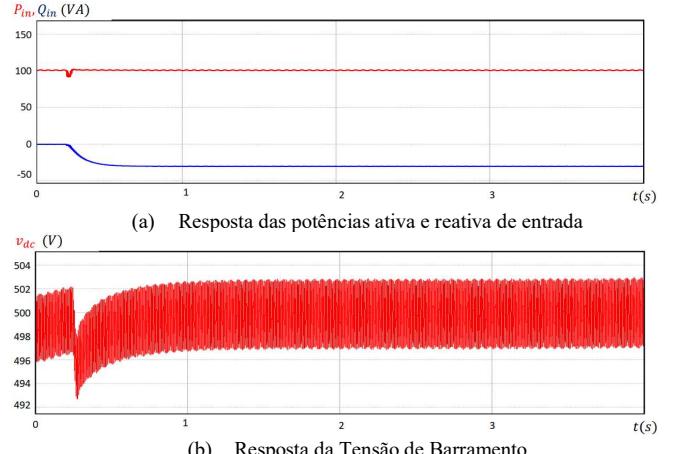


Fig. 6 – Resposta de simulação para degrau na amplitude de tensão da rede componentes, considerando o sobredimensionamento necessário para a operação como carga inteligente.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à CAPES (NCT-GD, CNPq proc 465640/2014-1, CAPES proc 23038.000776/2017-54 and FAPERGS proc 17/2551-0000517-1.), ao Programa Institucional de Incentivo à Qualificação Profissional dos Servidores do Instituto Federal Farroupilha (PIIQP 2018/I) e ao Programa de Auxílio à Pesquisa (Fipe – Sênior/UFSM) pelo apoio no desenvolvimento desse trabalho.

## REFERÊNCIAS

- [1] M. Rylander, W. M. Grady, A. Arapostathis, and E. J. Powers, “Power Electronic Transient Load Model for Use in Stability Studies of Electric Power Grids,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, no. 2, pp. 914–921, May 2010.
- [2] Di. Chakravorty, B. Chaudhuri, and S. Y. R. Hui, “Rapid Frequency Response from Smart Loads in Great Britain Power System,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 5, pp. 2160–2169, 2017.
- [3] International Energy Agency, “ENERGY EFFICIENCY MARKET REPORT 2016,” Paris, 2016.
- [4] Y. Wang, J. M. Alonso, and X. Ruan, “A Review of LED Drivers and Related Technologies,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 7, pp. 5754–5765, 2017.
- [5] Z. Akhtar, B. Chaudhuri, and S. Y. Ron Hui, “Primary Frequency Control Contribution from Smart Loads Using Reactive Compensation,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 6, no. 5, pp. 2356–2365, 2015.
- [6] Z. Akhtar, B. Chaudhuri, and S. R. H. Yuen, “Smart Loads for Voltage Control in Distribution Networks,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 2, pp. 1–10, 2017.
- [7] M. D. Solanki and S. K. Joshi, “Taxonomy of Electric springs: An enabling smart grid technology for effective demand side management,” in *12th IEEE International Conference Electronics, Energy, Environment, Communication, Computer, Control: (E3-C3), INDICON 2015*, 2016, pp. 1–6.
- [8] M. Molinas and J. Kondoh, “Power Electronic Loads as Providers of Reactive Power Ancillary Service to the Grid: Analytical and Experimental study,” in *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009, p. 10.
- [9] S. Yan, M. Wang, J. Chen, and S. Y. Hui, “Smart Loads for Improving the Fault-Ride-Through Capability of Fixed-Speed Wind Generators in Microgrids,” *IEEE Trans. Smart Grid*, pp. 1–1, 2017.
- [10]X. Luo, C. K. Lee, W. M. Ng, S. Yan, B. Chaudhuri, and S. Y. R. Hui, “Use of adaptive thermal storage system as smart load for voltage control and demand response,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 3, pp. 1231–1241, 2017.
- [11]R. F. De Camargo, A. T. Pereira, and H. Pinheiro, “Converters under Unbalance and Harmonics in the Grid Voltages,” pp. 506–512, 2005.
- [12]A. Elrayyah, F. Cingoz, and Y. Sozer, “Smart Loads Management Using

- Droop-Based Control in Integrated Microgrid Systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 1142–1153, 2017.
- [13]J. Carmona Sanchez, M. Barnes, and J. Apsley, "Virtual Energy Storage: Converting an AC Drive to a Smart-Load," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 8969, no. c, 2018.
- [14]C. K. Lee, S. Li, and S. Y. Hui, "A design methodology for smart LED lighting systems powered by weakly regulated renewable power grids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, no. 3, pp. 548–554, 2011.
- [15]R. N. Prado and T. B. Marchesan, "An Optimized Methodology for LED Lighting Systems Designers Vitor C . Bender , Odirlan Iaronka , Marco A . Dalla Costa ,," pp. 1–8, 2012.
- [16]M. Arias, A. Vazquez, and J. Sebastián, "An Overview of the AC-DC and DC-DC Converters for LED Lighting Applications," *Autom. – J. Control. Meas. Electron. Comput. Commun.*, vol. 53, no. 2, pp. 156–172, 2012.
- [17]C. Branas, F. J. Azcondo, and J. M. Alonso, "Solid-state lighting: A system review," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 6–14, 2013.
- [18]P. S. Almeida, D. Camponogara, H. A. C. Braga, M. A. Dalla Costa, and J. M. Alonso, "Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 2, pp. 36–47, 2015.
- [19]D. Camponogara, D. R. Vargas, M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. Garcia, and T. Marchesan, "Capacitance Reduction With An Optimized Converter Connection Applied to LED Drivers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 184–192, Jan. 2015.
- [20]Z. Ye, "PMP20873-1kW Totem-Pole PFC EVM Test Report," 2016.
- [21]V. Sharma, D. Prakash Diwakar, and N. Tripathi, "Comparative Study of PI and Proportional Resonant Control for Single-Phase Grid-Connected Inverter System," 2014.
- [22]T.-K. Vu and S.-J. Seong, "Comparison of PI and PR Controller Based Current Control Schemes for Single-Phase Grid-Connected PV Inverter," *J. Korea Acad. Coop. Soc.*, vol. 11, no. 8, pp. 2968–2974, Aug. 2010.
- [23]C. Blanco, D. Reigosa, F. Briz, and J. M. Guerrero, "Quadrature signal generator based on all-pass filter for single-phase synchronization," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 2655–2662.
- [24]P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 2006.
- [25]J. A. Suul, S. D'Arco, and G. Guidi, "Virtual Synchronous Machine-Based Control of a Single-Phase Bi-Directional Battery Charger for Providing Vehicle-to-Grid Services," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 4, pp. 3234–3244, 2016.
- [26]R. Hidalgo-Leon, C. Sanchez-Zurita, P. Jacome-Ruiz, J. Wu, and Y. Munoz-Jadan, "Roles, challenges, and approaches of droop control methods for microgrids," in *2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)*, 2017, pp. 1–6.