

SENDI 2004

XVI SEMINÁRIO NACIONAL DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

BALLAST DIMMERIZÁVEL COM CONTROLE DE RESSONÂNCIA ACÚSTICA ACOPLADO AO SISTEMA DE CONTROLE DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA VIA ESTAÇÃO RÁDIO-BASE PAGER (SICIP)

M. R. DE CASTRO

J. B. B. FROTA

A. M. GIRÃO

MARCUS@DEE.UFC.BR

JB@GRUPOSECREL.COM.BR

ANAXA@GRUPOSECREL.COM.BR

LASI - LABORATÓRIO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS INTELIGENTES, CEFET-CE

AV. 13 DE MAIO, 2081 - BENFICA - FORTALEZA/CE

FONE +55 (85) 288-3666 FAX (85) 288-3711

Palavras-chave — reator eletrônico, controle de luminosidade, Controle de iluminação pública, Lâmpada Vapor de sódio de alta-pressão.

Resumo— Este trabalho apresenta uma proposta de controle em malha aberta do sistema de iluminação pública, que utiliza como link de comunicação um sistema de rádio unidirecional, a estação Pager comercial acionado através da internet. O SICIP é um sistema que se propõe automatizar a iluminação pública com vistas a implementação de estratégias de controle reconfiguráveis por zonas geográficas e/ou por intervalos de tempo de acionamento. Também faz parte deste sistema, como forma de aumentar o grau de liberdade das estratégias de controle, bem como, sua eficiência no que diz respeito à economia de energia para um uso mais racional do montante disponibilizada para iluminação pública, a incorporação de um reator eletrônico (ballast) com alto fator de potência e controle de luminosidade para lâmpadas HPS. Atualmente o projeto SICIP encontra-se no estágio de montagem e testes dos protótipos para uma aplicação piloto que deverá contar com aproximadamente 100 pontos distribuídos pela cidade de fortaleza, base de nossos testes e ensaios. Especificamente, esta contribuição técnica apresenta uma visão do sistema SICIP como um todo assim como alguns detalhes do projeto do reator eletrônico, que também se encontra em fase de testes de laboratório.

1 INTRODUÇÃO

Visando obter uma maior flexibilidade em aplicações de controle para racionalização da energia utilizada em iluminação pública, foi desenvolvido pelo CEFET-CE com o apoio financeiro do FINEP, um sistema de controle que alia a praticidade da comunicação oferecida pela Internet com um outro sistema já disponível e de baixo custo, a estação pager comercial.

A utilização de uma estação pager comercial permite o desenvolvimento de um sistema de comunicação de baixo custo, visto que, insumos relativos à compra, instalação e manutenção do transmissor foram sensivelmente reduzidos. O transmissor utilizado para o desenvolvimento do sistema, de 300W de potência de chaveamento, permite o envio de mensagens a 60Km atendendo o município de Fortaleza, base de nossos testes e ensaios. Os testes de confiabilidade na comunicação mostram que a taxa de falha na mensagem é inferior a 1%. A utilização de redundância no envio de pacotes torna o sistema virtualmente imune a falhas de transmissão.

Foi desenvolvido um estudo sobre a melhor tecnologia wireless para o desenvolvimento do sistema de controle. As tecnologias wireless existentes são normalmente de alto custo de implantação por visar comunicação bidirecional. Em contrapartida, as tecnologias wireless de comunicação unidirecional têm custos bem inferiores por isso, optou-se por este tipo de comunicação no projeto do sistema de controle. A falta de bidirecionalidade acarretou num estudo de quais técnicas de confiabilidade/tolerância a falhas [6] deveriam ser aplicadas. Dentre as técnicas estudadas e empregadas podemos citar: a utilização de código hamming para confiabilidade da comunicação, técnicas de criptografia para segurança dos dados, watchdog timer para monitoração da CPU [1] além de redundância de hardware e de software. Outra característica importante do sistema é que a unidirecionalidade permite que uma estação rádio-base possa controlar uma grande área territorial. A frequência de rádio a ser utilizada, na faixa dos rádio pagers, permite que os pontos atuadores sejam dotados de mini-antenas [2,3,4,5]. Outro fator importante é que se utilizará uma estação rádio base comercial para os testes diminuindo drasticamente os custos da implementação experimental do sistema [6].

Outro estudo que foi feito diz respeito às características que os pontos de atuação devem ter para confiabilidade e operacionalização do sistema, dentre os quais os mecanismos físicos para implementação dos protótipos desde as placas controladoras elétricas e eletrônicas até as caixas de acomodação do sistema levando-se em conta as diversas aplicações que o sistema pode ter, dentre os quais, ***o controle de iluminação pública***, o sistema de corte-religação de consumidores, sistema de energia pré-pago levando-se em consideração os tipos de lâmpadas em sistemas de iluminação e as características de consumidores quanto à potência instalada e outras características relevantes [3, 4, 5].

O modelo de utilidade do sistema foi estudado e está sendo prototipado com vistas a avaliar os diversos elementos que o sistema necessita, tais como protocolos de comunicação, para o sistema que permita o uso da banda de frequência de forma otimizada e eficiente para que seja possível, apesar das restrições de velocidade, o uso do controle em tempo real do sistema proposto, aplicação de técnicas

de criptografia para garantir a segurança dos dados enviados pela central de controle e técnicas de tolerância à falhas que um sistema embarcado necessita para aplicação comercial [7,8].

Por fim, o sistema terá adicionado em cada ponto de controle (poste), um reator eletrônico com alto fator de potência [9] e capacidade de efetuar um controle da intensidade luminosa de lâmpadas vapor de sódio de alta pressão (HPS) de 400W em patamares pré-estabelecidos entre 50% e 100% da potência nominal, que foi projetado e está sendo montado em laboratório, para a avaliação de desempenho, e necessidade, ou não, de um controle que seja capaz de detectar e corrigir o fenômeno de ressonância acústica [10] inerente a este tipo de equipamento operando em alta frequência.

Este artigo vem apresentar o projeto e a estratégia de controle aplicada para a incorporação do reator eletrônico, com alto fator de potência e controle de luminosidade, ao sistema de controle de iluminação público já desenvolvido e em fase de testes.

O projeto do reator eletrônico tipo HELGARD [11] que será apresentado visa principalmente atender as normas exigidas pelas concessionárias de energia, visando, portanto, a correção ativa do fator de potência e o baixo nível de interferência eletromagnética conduzida, ou seja, baixo nível de distorção harmônica (<5%), através de um estágio pré-regulador.

A estratégia aplicada para o controle de luminosidade da lâmpada utiliza o mesmo circuito integrado usado pelo estágio pré-regulador para o controle do fator de potência, UC3854 [12]. No entanto, neste protótipo, a malha de tensão do UC3854, é utilizada também, para controlar a tensão eficaz sobre a lâmpada HPS e conseqüentemente a potência luminosa, já que a lâmpada comporta-se como uma carga resistiva quando operando em alta frequência.

O controle dos níveis de potência em que a lâmpada deverá operar, são estabelecidos por um microcontrolador PIC que, através de um conversor digital/Analógico, controlará o ganho entre o sinal medido na lâmpada e a tensão de controle da entrada do compensador de tensão.

2 CORE-IP

O Core-IP[®] é um comutador Inteligente que recebe mensagens via rádio para o acionamento da iluminação Pública ou Privada de acordo com uma programação pré-estabelecida. Seu principal benefício é programar remotamente um perfil otimizado de economia de energia elétrica do sistema de

I-
da
in-
gia
iso-
ou-



Figura 1- Core-IP[®] Externo

iluminação Pública ou Privada, sem comprometer o conforto população usuária, nem onerar a operadora dos serviços com interferências diretas nas luminárias. O sistema opera com um Software de Gestão da Rede que utiliza a Internet e tecnologia “Wireless” para comandar as mudanças de programação necessárias à determinação da melhor curva de economia. Este software permite que cada Core-IP[®] possa ser endereçado individualmente ou agrupados por cidade, zona, bairro ou qualquer tra sub-divisão desejada.

O sistema substitui com vantagens os atuais sistemas de comutação baseados em células fotoelétricas que, por serem analógicos, acionam todo o sistema de iluminação sempre que houver alteração de luminosidade, causando sobrecarga se o acionamento ocorrer em horários de pico. Mais ainda, o sistema atual só permite programas de economia de energia por afrouxamento/retirada das lâmpadas que é operacionalmente muito custoso pois implica em execução de serviços em cada dispositivo em que se deve proceder a uma ação, seja na fase de ligar aquele dispositivo seja quando ele necessita ser religado. Desta forma não se pode fazer programas dinâmicos e variáveis ao longo da noite. Por outro lado, cada Core-IP[®], por ser dotado de um micro-controlador programável, só aciona as lâmpadas quando a programação permite, o que o torna independente de fenômenos meteorológicos, a exemplo de uma grande nuvem de chuva que passe sobre uma região.

A título de ilustração, podemos simular a programação de uma região em que estão instalados em todos os postes o Sistema de Controle de Iluminação Core-IP[®]:

- Entre 17:30h e 19:30h – Ligar todas a lâmpadas;
- Entre 19:30h e 21:30h – Ligar quadro lâmpadas a cada cinco;
- Entre 21:30h e 24:00h - Ligar três lâmpadas a cada cinco;
- Entre 24:00h e 05:30h – Ligar duas lâmpadas a cada cinco;
- Entre 05:30h e 17:30h – Desligar todas as Lâmpadas.

Com essa programação exemplo, é possível obter uma economia de 46,6% na energia elétrica e conseqüentemente nos custos associados.

2.1 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

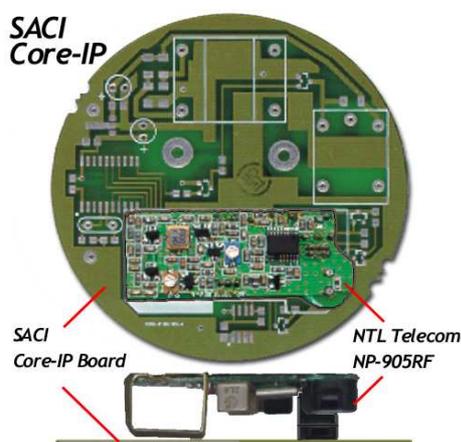


figura 2 - Core-IP[®] Board

O PRODUTO é composto de um rádio receptor, um microprocessador, uma memória não volátil, um relé atuador e uma fonte chaveada além de outros componentes, montados em uma placa de circuito impresso e encapsulados em um copo plástico externo e um metálico interno.

O encapsulamento do PRODUTO permite que seja instalado nas tomadas padronizadas já usadas nos postes de iluminação pública (figura 3), tornando o PRODUTO muito fácil de substituir o que atualmente é usado em todo o sistema brasileiro de iluminação.

Por ser assistido por um microprocessador e uma memória não volátil, tem a capacidade de funcionar independente da fonte de programação, mantendo-se funcional até que seja reprogramado.

2.2 MODO DE OPERAÇÃO

- ❖ Cada PRODUTO tem uma identificação única, própria, interna e criptografada que permite seu referenciamento com o seu número externo expresso no código de barras e sua posição na rede de energia e no Sis-



figura 3 - Instalação

tema de Gestão ;

- ❖ O instalador, na hora da substituição ou montagem de um novo Produto na rede lê o código de barras identificador e entra com a localização física do PRODUTO;
- ❖ Logo após a instalação, entra em operação a programação padrão adotada pelo cliente;
- ❖ O cliente pode reprogramar o PRODUTO ou um lote destes a qualquer hora através do programa-base via Internet em um site seguro, operado pelo cliente ou terceirizado;
- ❖ Através de uma ERB (Estação rádio-base), o sistema envia os sinais que serão interceptados pelos PRODUTOS e executarão as tarefas que lhe são próprias.

O Core-IP® propicia a substituição total, porém podendo ter implantação parcial e/ou progressiva do atual sistema estabelecendo vantagens substanciais de economia de consumo de energia elétrica e de custos de operação da rede de iluminação pública.

As células fotoelétricas atuais possuem a limitação da falta de controle inteligente, tendo em vista a dependência relacionada com as condições do tempo, que interferem diretamente no funcionamento do sistema, orientando as funções do dispositivo e de necessitar de indispensável, lento e oneroso acesso a cada dispositivo para se tomar qualquer medida de economia de energia, inviabilizando totalmente um controle dinâmico e inteligente do processo. Dessa forma, as condições de funcionamento do dispositivo possibilitam a ocorrência de falhas em função da luminosidade, como também, têm um tempo mínimo na função ligado, não permitindo nenhum modo de economia.

Um sistema de iluminação pública montado sobre o nosso dispositivo, como vantagem primeira e fundamental garante, seja em fase de crise de energia e racionamento como atravessamos agora, seja na operação normal, a regulação inteligente e de baixo custo da rede de iluminação pública.

O PRODUTO, por sua tecnologia pode ter diversas outras utilidades na área de concessionárias e na prestação de serviços a pessoas físicas e jurídicas, tais como o acionamento inteligente de sistemas de iluminação para grandes condomínios, áreas industriais, campus universitários, sempre se destacando a economia no uso da energia elétrica e aspectos ligados à segurança através da iluminação adequada para cada o horário.

2.3 EXPECTATIVAS DE RESULTADOS ECONÔMICOS

Para o programa de racionamento exemplificado na Introdução deste documento obter-se-ia uma **economia de energia na iluminação pública de uma cidade da ordem de 46,6 %**, valor substancial, considerando-se a manutenção de um nível de serviço à população que lhe confere conforto e segurança.

Outros programas mais drásticos, ou mais amenos, podem ser estabelecidos de acordo com as necessidades de economia que se necessita, mas o que se deve ressaltar também é que se pode implementar um programa permanente de redução do desperdício, que certamente se identifica claramente com as necessidades da nova matriz de custos que a produção de energia elétrica contempla a partir de agora no Brasil. Além disso, as Prefeituras, como clientes das concessionárias de energia elétrica, terão absoluto controle sobre o consumo e disponibilidade da iluminação pública para a população.

Cada cidade pode ter diferentes programas para os seus distintos espaços urbanos e estes podem ser modificados dinamicamente, tendo-se três premissas em voga: Controle; segurança; Racionalidade.

3 REATOR ELETRÔNICO (BALLAST)

Finalmente, o projeto de controle da iluminação pública deverá contar também com um reator eletrônico com controle de luminosidade que será acoplado ao CORE_IP.

Este reator deverá dar ao sistema um maior grau de liberdade no que diz respeito às possibilidades de estratégias de controle possíveis de serem aplicadas.

O circuito do reator eletrônico é composto por dois estágios basicamente. O primeiro é o pré-regulador responsável pela correção do fator de potência e por controlar a tensão do link DC que determinará a potência luminosa fornecida pela lâmpada.

O uso do controle de luminosidade através da variação da tensão DC de saída do pré-regulador deve-se a praticidade de se poder utilizar o circuito UC3854, que é responsável pela correção do fator de potência, para, ao mesmo tempo, controlar a potência fornecida ao inversor ressonante.

3.1 PROJETO DO PRÉ-REGULADOR BOOST

A topologia do pré-regulador é a de um conversor boost convencional controlado por um CI dedicado tipo UC3854, com frequência de comutação de 100kHz e snubber não dissipativo. As características do conversor CC-CC são apresentadas abaixo.

- Tensão de entrada $V_{in}=220V$
- Tensão de saída variando de $V_{out}=320-450V$
- Frequência de comutação $F_{ch}=100kHz$
- Potência de saída $P_{out}=420W$
- $TDH<5\%$
- $FP>98\%$
- Rendimento teórico $\eta=96\%$
- Ripple de corrente no indutor $\Delta I_{Lb}=15\%$
- Ondulação da tensão de saída $\Delta V_{out}=2\%$

A figura abaixo apresenta a topologia do conversor boost com snubber não dissipativo.

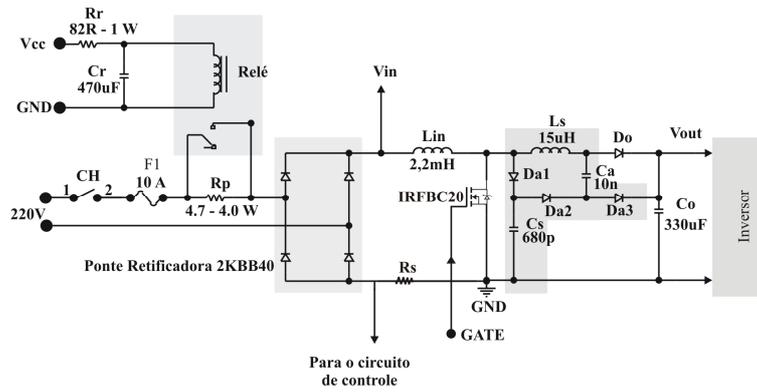


Fig. 1 Conversor boost

A partir da equação que rege o comportamento da razão cíclica do interruptor principal, chega-se a equação da corrente parametrizada para que se obtenha um ripple de corrente máximo igual ao estabelecido.

$$D(\Theta) = 1 - \frac{|\sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \text{sen}(\Theta)|}{V_{out}} \quad (1)$$

$$\Delta I_p(\Theta) = \frac{\Delta I_{Lb}}{\sqrt{2} \cdot V_{in}} \cdot F_{ch} \cdot L_b = \text{sen}(\Theta) \cdot D(\Theta) \quad (2)$$

Deste modo, o indutor do conversor boost é calculado segundo a equação abaixo.

$$L_b = \frac{\Delta I_{p\max}(\Theta) \cdot V_{in} \cdot \sqrt{2}}{\Delta I_{Lb} \cdot F_{ch}} \quad (3)$$

A Fig. 2 apresenta a variação da corrente parametrizada em função de teta. Nesta figura pode se observar o valor máximo igual a 0,32 que ocorre em dois pontos a cada meio ciclo do período da corrente de entrada do conversor.

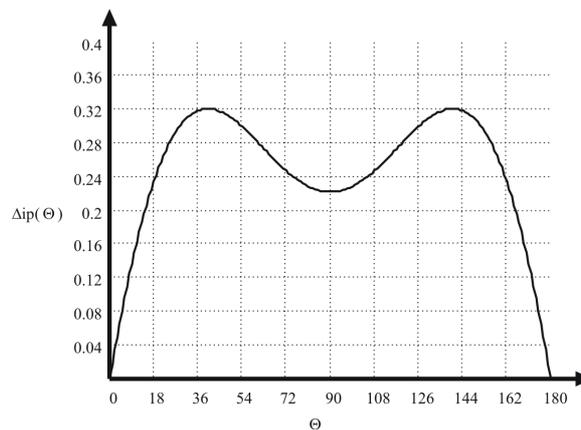


Fig. 2 Variação da corrente parametrizada

O capacitor de saída do conversor foi calculado utilizando a equação (4).

$$C_o = \frac{P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_r) \cdot \Delta V_{out} \cdot V_{out}} \quad (4)$$

O circuito de controle, com exceção do controle do inversor, é apresentado abaixo.

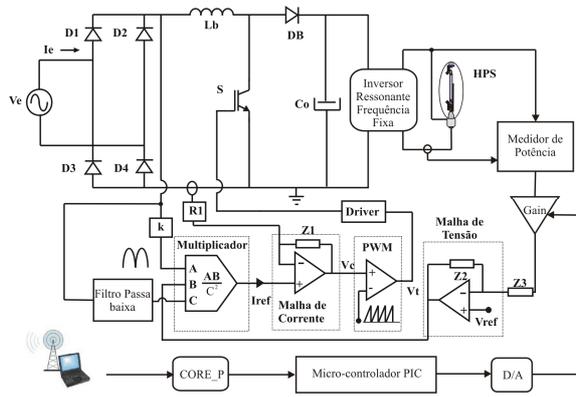


Fig. 3 Diagrama de blocos do circuito de controle

3.2 PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE

O valor do resistor R_{ci} é dado abaixo:

$$R_{ci} = R_{mo} = 3,3K\Omega \quad (5)$$

Adotando-se um ganho na faixa plana, igual a 18dB, chega-se ao valor de R_{cz} .

$$R_{cz} = R_{ci} \cdot 10^{\frac{18}{20}} \approx 33K\Omega \quad (6)$$

Adotando uma frequência do zero igual a quatro décadas abaixo da frequência de chaveamento, tem-se:

$$f_z = \frac{F_{ch}}{40} \approx 2,5KHz \quad (7)$$

$$C_{cz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{cz}} \approx 2,2\mu F \quad (8)$$

Adotando-se a frequência do pólo do compensador igual a metade da frequência de chaveamento, tem-se:

$$f_p = \frac{F_{ch}}{2} \approx 50KHz \quad (9)$$

$$C_{cp} = \frac{C_{cz}}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{cz} \cdot C_{cz} - 1} \approx 100pF \quad (10)$$

A função transferência do compensador de corrente é apresentada em (11).

$$G_c(s) = \frac{C_{cz} \cdot R_{cz} \cdot s + 1}{R_{ci} \cdot (C_{cz} + C_{cp}) \cdot s \cdot \left(1 + s \cdot \frac{R_{cz} \cdot C_{cz} \cdot C_{cp}}{C_{cz} + C_{cp}} \right)} \quad (11)$$

A Fig. 4 apresenta o circuito do compensador de corrente projetado.

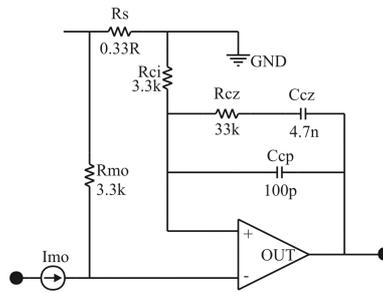


Fig. 4 Circuito do compensador de corrente

O diagrama de Bode da função transferência do compensador é apresentado abaixo.

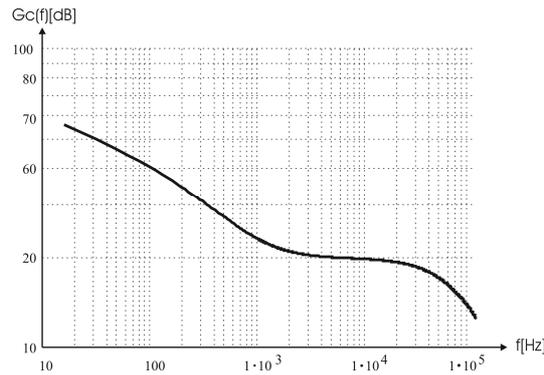


Fig. 5 Módulo de $G_c(f)$ em dB

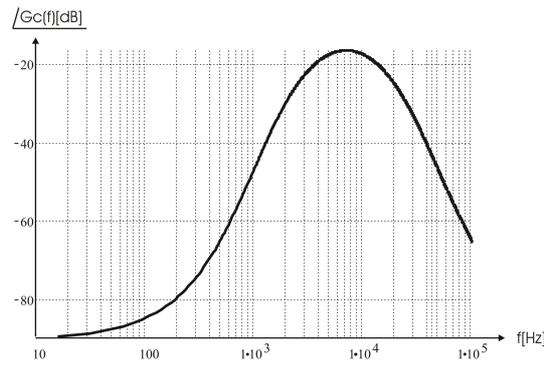


Fig. 6 Fase de $G_c(f)$ em dB

3.3 PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO

A tensão de saída do conversor possui uma ondulação na frequência da tensão de entrada retificada, ou seja, possui um *ripple* de tensão em 120Hz. Este *ripple* contribui, como foi dito anteriormente, para aumentar a distorção harmônica da corrente de entrada e, portanto, deve ser atenuado de forma a manter a taxa de distorção harmônica dentro dos valores previstos no projeto.

O *ripple* da tensão de saída é dado pela equação (12).

$$\Delta V_o = \frac{P_{in}}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_r \cdot C_o \cdot V_{out}} \approx 4,4V \quad (12)$$

Onde f_r é a frequência da rede.

Sabendo que o *ripple* de saída ocorre na frequência do segundo harmônico da rede devido a retificação da tensão de entrada em onda completa, define-se como sendo f_h a frequência deste harmônico de tensão.

$$f_h = 2 \cdot f_r \quad (13)$$

Estipulando um valor de 1% de *ripple* para a saída do compensador de tensão, na frequência do segundo harmônico, e sabendo que o valor nominal da tensão de saída do compensador de tensão é igual a:

$$\Delta V_{vout} = V_{vea} - 1 \approx 4V \quad (14)$$

$$Gain_v = \frac{\Delta V_{vout}}{\Delta V_o} \cdot 0,01 \approx 9,2 \cdot 10^{-3} \quad (15)$$

A função transferência do compensador de tensão tipo PI é apresentada por

$$G_v(s) = \frac{-1}{R_{vi} \cdot \left(\frac{1}{R_{vf}} + s \cdot C_{vf} \right)} \quad (16)$$

O valor de R_{vi} é relativamente arbitrário e foi adotado o valor de:

$$R_{vi} = 560 \text{ K}\Omega \quad (17)$$

Em seguida adota-se o pólo do compensador uma década abaixo de f_h .

$$f_p = \frac{f_h}{10} = 12 \text{ Hz} \quad (18)$$

A partir de (16) pode se calcular o valor do pólo do compensador chegando a equação

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{vf} \cdot R_{vf}} \quad (19)$$

Como o ganho do compensador na frequência f_h foi determinado anteriormente em (15), tem se, também, a partir de (16) a seguinte equação.

$$Gain = \frac{R_{vf}}{R_{vi} \cdot \sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_h \cdot R_{vf} \cdot C_{vf})^2}} \quad (20)$$

As equações (19) e (20) formam um sistema cujas variáveis são R_{vf} e C_{vf} . Após algumas manipulações algébricas chega-se ao valor de C_{vf} .

$$C_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot Gain \cdot R_{vi} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f_h}{f_p} \right)^2}} \quad (21)$$

$$C_{vf} \approx 220 \text{ nF} \quad (22)$$

Substituindo-se o valor de C_{vf} em (19) obtém-se o valor de R_{vf} .

$$R_{vf} \approx 56 \text{ K}\Omega \quad (23)$$

O valor de R_{vd} é calculado de modo que, quando a tensão de saída do conversor for igual ao valor nominal, a tensão média de saída do compensador seja igual ao valor de V_{vea} calculado anteriormente ($V_{vea}=5V$). Isto é feito aplicando a lei dos nós de Kirchoff, no ponto **A** da Fig. 7, a partir da qual chega-se a seguinte equação.

$$R_{vd} = \frac{V_{ref}}{\left(\frac{V_{out} - V_{ref}}{R_{vi}} - \frac{V_{ref} - V_{vea}}{R_{vf}} \right)} \quad (24)$$

$$R_{vd} = \frac{7,5}{\left(\frac{400 - 7,5}{560 \cdot 10^3} - \frac{7,5 - 5}{56 \cdot 10^3} \right)} \approx 11,43 \text{ K}\Omega \quad (25)$$

Para permitir ajustes e uma boa precisão sem se utilizar potenciômetros, serão utilizados três resistores em série para aproximar o valor de R_{vd} .

$$R_{vd1} = 10 \text{ K}\Omega \quad (26)$$

$$R_{vd2} = 1 \text{ K}\Omega \quad (27)$$

$$R_{vd3} = 470 \Omega \quad (28)$$

A Fig. 7 apresenta o circuito do compensador de tensão.

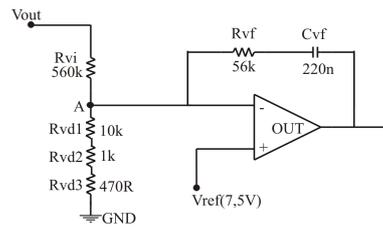


Fig. 7 Compensador de tensão.

A figura abaixo apresenta o diagrama de Bode do módulo de $G_v(f)$.

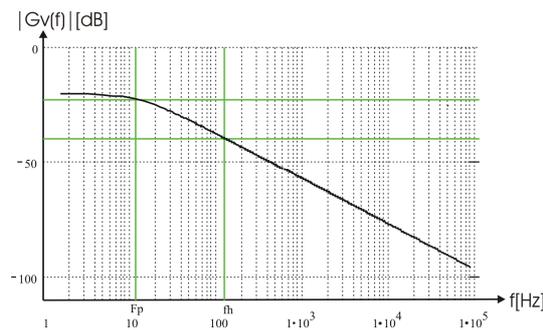


Fig. 8 módulo $G_v(f)$ em dB.

A figura abaixo apresenta o diagrama de Bode da fase de $G_v(f)$.

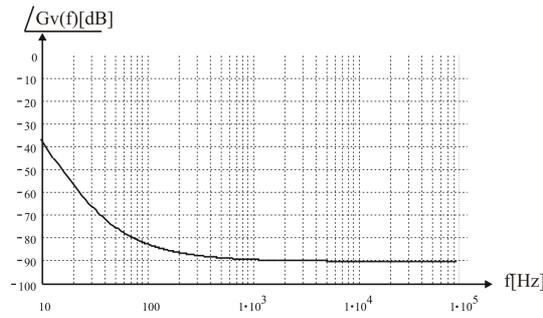


Fig. 9 Fase de $G_v(f)$ em dB

3.4 INVERSOR RESSONANTE

A topologia escolhida para o projeto do inversor ressonante foi a de um inversor meia ponte com filtro LC em série com a lâmpada vapor de sódio. Este tipo de circuito, apresentado na Fig. 10, possui a vantagem de proporcionar uma partida através de um ignitor formado por um *tap* no indutor do filtro que faz com que este se comporte como um transformador com alta relação de transformação durante a partida, provendo o nível de tensão necessário para acionar a lâmpada.

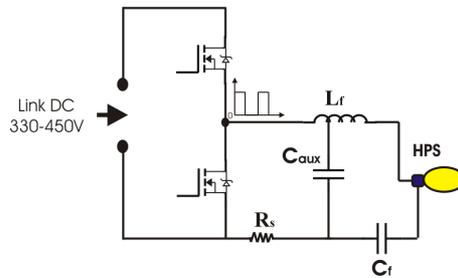


Fig. 10 Inversor Série Ressonante

O inversor deve operar com razão cíclica e frequência fixa, não demandando assim um circuito de controle muito complexo e permitindo que o conversor opere sempre com comutação ZVS dentro da faixa de variação de potência da lâmpada.

Decompondo a tensão de entrada do filtro LC em série de Fourier, obtém-se a seguinte expressão abaixo.

$$V_b(t) = \frac{2 \cdot V_{out}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot m \cdot \pi \cdot t}{T}\right) \quad (29)$$

$$m = 2 \cdot n - 1 \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (30)$$

Desprezando C_{aux} e R_s , pode se chegar a função transferência do filtro RLC formado por L_f , C_f e R_{lamp} .

$$G(\omega) = \frac{V_L}{V_b} = \frac{R_L}{j \cdot \omega \cdot L_f + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_f} + R_L} \quad (31)$$

Aplicando a tensão V_b a entrada do filtro, cada componente harmônica será submetida a um ganho e a um deslocamento de fase de acordo com a função de transferência do filtro $L_f C_f$ e a ordem da componente.

$$|G(\omega_m)| = \frac{\omega_m \cdot R_l \cdot C_f}{\sqrt{[1 - \omega_m^2 \cdot L_f \cdot C_f]^2 + [\omega_m \cdot R_l \cdot C_f]^2}} \quad (32)$$

$$\phi(\omega_m) = \frac{\pi}{2} - a \tan g \left(\frac{\omega_m \cdot R_l \cdot C_f}{[1 - \omega_m^2 \cdot L_f \cdot C_f]} \right) \quad (33)$$

Onde:

$$\omega_m = 2 \cdot \pi \cdot m \cdot F_{ch} \quad (34)$$

Deste modo a tensão que ficará sobre a lâmpada vapor de sódio pode ser obtida através da expressão abaixo.

$$V_L(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \cdot V_{out}}{m \cdot \pi} \cdot \sin(\omega_m \cdot t + \phi(\omega_m)) \cdot |G(\omega_m)| \quad (35)$$

Com o auxílio do MathCad® pode-se plotar a curva da tensão sobre a lâmpada para os 5 primeiros harmônicos, para os quais já se obtém uma precisão bastante elevada.

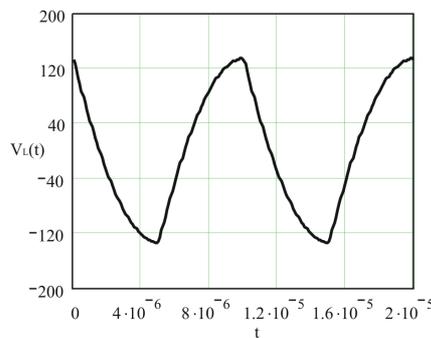


Fig. 11 Tensão sobre a lâmpada

O dimensionamento do indutor L_f e do capacitor C_f pode ser feito considerando-se apenas o primeiro harmônico da tensão de entrada e calculando os componentes para que se obtenha a potência desejada sobre a lâmpada.

A resistência da lâmpada vapor de sódio 400W – é de aproximadamente 20Ω .

A potência dissipada na resistência que representa a lâmpada vapor de sódio operando em alta frequência será dada pela equação (36), se considerando-se apenas o primeiro harmônico da tensão de entrada do filtro.

$$P_{lamp} = \frac{2 \cdot V_{out}^2 \cdot R_{lamp}}{\pi^2 \cdot \left[\left(\omega_s \cdot L_f + \frac{1}{\omega_s \cdot L_f} \right)^2 + R_{lamp}^2 \right]} \quad (36)$$

O valor do indutor pode ser calculado após se adotar um valor para C_f .

$$A^* = \sqrt{\frac{2 \cdot V_{out}^2}{\pi^2 \cdot R_{lamp} \cdot P_{lamp}} - 1} \quad (37)$$

$$L_f = \frac{R}{\omega_s} \cdot \left(A^* + \frac{1}{\omega_s \cdot C_f \cdot R_{lamp}} \right) \quad (38)$$

Para este projeto os valores de L_f e C_f para a tensão de barramento DC igual a 450 Volts, foram:

$$L_f = 91\mu H \quad (39)$$

$$C_f = 100\eta F \quad (40)$$

O capacitor C_{aux} adotado foi igual a:

$$C_{aux} = 2,2\eta F \quad (41)$$

3.5 DETECÇÃO E CONTROLE DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA

Através do resistor shunt R_s , uma amostra da corrente na lâmpada será utilizada para detectar o fenômeno de ressonância acústica. Deste modo, baseado na literatura [13] e [14], quando a ressonância acústica ocorre, existe na corrente da lâmpada uma componente em baixa frequência da ordem de 5-20Hz a qual pode ser filtrada e, de acordo com a existência ou não desta componente, o microcontrolador realizará uma mudança no valor da frequência de comutação do inversor ressonante ao mesmo tempo em que o conversor boost fará o controle da potência luminosa da lâmpada.

Após a construção do reator, serão levantadas as faixas de frequência para as quais a ressonância acústica ocorre para a lâmpada HPS de 400W, nosso objeto de estudos. A partir de então, deverá se fixar o valor de frequência que melhor se adapta a este tipo de lâmpada, minimizando a ocorrência do fenômeno de ressonância acústica.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Fig. 12 apresenta a forma de onda sobre a lâmpada para o circuito simulado no ORCAD®. Nesta figura pode se observar a semelhança com a Fig. 11 obtida através da equação (35).

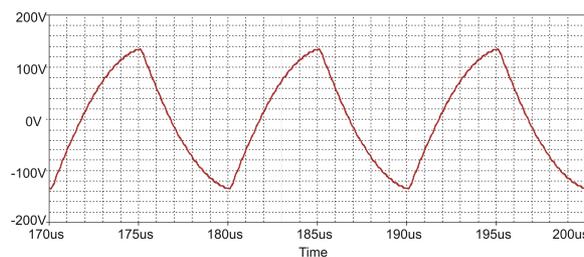


Fig. 12 Tensão sobre a lâmpada

A Fig. 13 apresenta a forma de onda da corrente e tensão de entrada do conversor boost projetado.

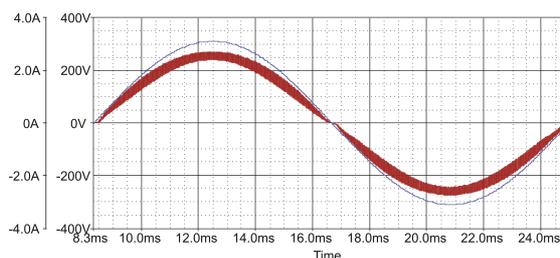


Fig. 13 Tensão e corrente de entrada do Pré-regulador

5 CONCLUSÃO

A técnica de projeto apresentada para o conversor boost com alto fator de potência, busca atingir a meta de manter a TDH abaixo de 5% além de obter um fator de potência mínimo de 98% para toda faixa de variação da carga. O dimensionamento dos elementos do um inversor ressonante aplicado a lâmpadas HPS, comprovou a precisão do modelo matemático da tensão sobre a lâmpada com relação ao resultado de simulação.

O controle de luminosidade da lâmpada HPS é realizado através da variação do ganho do sensor de tensão que é determinado pelo microcontrolador, o que garante uma flexibilidade quanto aos níveis de potência que a lâmpada deverá operar. Este tipo de controle utiliza um CI dedicado já bastante utilizado no mercado e com tecnologia consolidada o UC3854, e aproveita o mesmo CI para realizar o controle de potência da lâmpada.

Existe ainda a possibilidade de, em estudos futuros, se utilizar o próprio microcontrolador PIC para realizar o controle do fator de potência no estágio pré-regulador.

O ballast proposto para ser utilizado no projeto de controle de iluminação pública apresenta a característica de detecção e correção do problema causado pelo fenômeno de ressonância acústica, que é inerente a operação em alta frequência. A correção deverá ser realizada através da mudança da frequência de operação o que também influencia diretamente na potência luminosa da lâmpada. Deste modo se fazem necessários teste de laboratório para detectar as faixas de frequência de ocorrência de ressonância acústica de modo a escolher o melhor ponto de operação para a lâmpada.

O sistema proposto aumenta de forma bastante significativa a eficiência do sistema de controle de iluminação pública (SICIP) desenvolvido pelo CEFET-CE, abrindo novas possibilidades de estratégias de controle de demanda além do controle On-Off atualmente utilizado.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Atmel Corporation: “Microcontroler Data Book”. October 1995.
- [2] Motorola: “Communications Device Data”, Motorola Document Number DL 136/D.
- [3] Motorola: “NRF4101C/D NRF4155A”, Motorola Document Number 6881103B07-B.
- [4] Motorola: “NLN3607D – F NYN3717C”, Motorola Document Number 6881104B14-B.
- [5] Philips Semiconductors: “PCD5003A Enhanced Pager Decoder for POCSAG” . 1999 Jan 08.
- [6] TopPagging Serviços de Radio-Chamada.
- [7] Castro, H. S., Rocha, J. R. I., Silveira, J. A. N., e Monteiro, ^a M. V.: “Trisputer: O Computador de Bordo do Primeiro Microssatélite Brasileiro (SACI 1)”. VII Simpósio de Computadores Tolerantes a Falhas, Campina Grande, Paraíba, 02-04 de Julho de 1997.
- [8] Valdivino, A. S. J.: ”Software Gerenciador Básico para Sistemas Críticos Embarcados”. Dissertação de Mestrado, Curso de Engenharia Elétrica, Divisão de Pós-Graduação do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, Ceará, 1999.
- [9] Texas Instrumensts: “UC3854 – Datasheet” – 2003 Jan 15.
- [10] Jiang Y., Shen M.,Li H., Qiang Z. “An Adaptive Acoustic Resonance Free Electronic Ballast for HID Lamps” IEEE trans on IA,
- [11] André, A. S., Perin, A. J. (2003). Sistemas Eletrônicos para lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão, Revista Eletrônica de Potência, Vol. 8, num 2, Novembro de 2003 - UNESP - feis, pp. 043–050.
- [12] Souza, A .F. (1998). Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina.
- [13] Zhou, J.; Ma, L.; Qian, Z. “A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps” , proc. of IEEE APEC’99, pp480-485.
- [14] H.Peng, S.ratanapanachote, p.Enjeti, L.Laskai, I.Pitel “Evaluation of acoustic resonance in metal halide(MH) lamps and an approach to detect its occurrence” Proc. of IEEE IAS’1997, pp2276-2283.