

# ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES COMPACTAS INTEGRAIS A PARTIR DE CONVERSOR CA-CC COM PFC E TENSÃO DE SAÍDA VARIÁVEL

Mikhail Polonskii

Universidade de Passo Fundo, FEAR, CEP 99001-970, C.P. 611, Passo Fundo – RS

Brasil

e-mail: [polonski@upf.br](mailto:polonski@upf.br)

**Resumo** – Este artigo apresenta o projeto de um conversor CA-CC com correção do fator de potência e tensão de saída variável para alimentação de lâmpadas fluorescentes compactas integrais. Essas lâmpadas podem substituir diretamente lâmpadas incandescentes, com todas as vantagens que a iluminação fluorescente proporciona. Os principais problemas ocorridos com as lâmpadas fluorescentes compactas integrais comercializadas no Brasil devem-se à ausência de correção do fator de potência (para potência de entrada de até 60 W), de preaquecimento de filamentos e de filtro de entrada. O conversor proposto resolve os problemas citados e ainda possibilita o controle da intensidade luminosa.

**Palavras-Chave** – Controle Híbrido, Correção do Fator de Potência, Estabilidade, Iluminação Fluorescente, Lâmpadas Fluorescentes Compactas Integrais.

## USING OF VARIABLE-OUTPUT-VOLTAGE HIGH PFC AC-DC CONVERTER FOR COMPACT FLUORESCENT INTEGRAL LAMPS FEEDING

**Abstract** – This article presents a design of a variable-output-voltage high-power-factor-correction AC-DC converter used for compact integral fluorescent lamps feeding. Those lamps condition direct incandescent lamp retrofitting with all the profits that the fluorescent lighting offers. The main problems with the compact integral fluorescent lamps sold in Brazil are the absence of power factor correction (for input power below 60 W) and the absence of filament pre-heating and input filter. The proposed rectifier resolves these problems and offers the dimming function.

**Keywords** – Compact Integral Fluorescent Lamp, Fluorescent Lighting, Hybrid Control, Power Factor Correction, Stability.

### NOMENCLATURA

CA Corrente Alternada.  
CC Corrente Contínua.

Artigo submetido em 29/04/2010. Primeira revisão em 05/11/2010; segunda revisão em 30/04/2011. Aceito para publicação em 04/05/2011 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

CI	Circuito Integrado.
$C_C$	Capacitor do compensador proporcional-integral.
$C_o$	Capacitância do capacitor de saída do conversor.
DHT	Distorção Harmônica Total.
EMI	Interferência Eletromagnética.
FP	Fator de Potência.
$f_{\min}$	Frequência mínima de comutação.
$G(s)$	Função de transferência do estágio de potência do conversor.
$G_C(s)$	Função de transferência do compensador PI (proporcional+integral).
$I_{M,\max}$	Corrente máxima no MOSFET.
$I_{D,\text{med}}$	Corrente média no diodo.
$I_{in}$	Corrente instantânea de entrada do conversor.
$I_{Lpk}$	Corrente de pico no indutor.
$I_{rms}$	Corrente eficaz no indutor.
IL	Intensidade Luminosa.
$K_M$	Ganho do multiplicador do CI L6562.
$K_P$	Ganho do divisor de entrada composto por R1 e R2 como mostra a Figura 3.
$K_{CC}$	Ganho CC da realimentação.
$L$	Indutância do indutor do conversor.
LF	Lâmpada Fluorescente.
LFCI	Lâmpada Fluorescente Compacta Integral.
MCD	Modo de Condução Descontínua.
MCC	Modo de Condução Crítica.
$\eta$	Rendimento do conversor.
PFC	Correção do fator de potência.
PI	Proporcional mais Integral.
$P_o$	Potência máxima de saída do conversor.
$R_o$	Resistência da carga.
$R_S$	Resistor do sensor de corrente.
$R^{e_C}$	Resistência do filamento da LFCI a frio (temperatura ambiente).
$R^{e_H}$	Resistência do filamento da LFCI a 1000° C.
$R_C$	Resistor do compensador proporcional-integral.
RSE	Resistência Série Equivalente.
$s$	Variável da transformada de Laplace.
$t$	Tempo.
$V_o$	Tensão de saída do conversor.

$V_{pa}$	Tensão de preaquecimento.
$V_{max}$	Tensão máxima na saída do conversor.
$V_{min}$	Tensão mínima na saída do conversor.
$V_{irms}$	Tensão eficaz de entrada do conversor.
$V_{in}$	Tensão instantânea de entrada do conversor.
$ V_{in} $	Tensão $V_{in}$ retificada.
$V_{dim}$	Tensão de controle da intensidade luminosa.
$V_{M,max}$	Tensão máxima sobre o MOSFET.
$V_{D,max}$	Tensão reversa de pico sobre o diodo.

## I. INTRODUÇÃO

Embora o mercado consumidor mundial esteja esperando por uma rápida proliferação de sistemas de iluminação baseada em LEDs, a situação atual permite prever que esse processo não será tão rápido como se deseja. Pode-se afirmar que a iluminação de interiores (residências, hospitais, empresas, escritórios, etc.) à base de LF ainda será predominante por alguns anos no Brasil. A iluminação fluorescente baseada em reatores eletrônicos é amplamente aceita pelo mercado consumidor e muitas das questões teóricas e práticas desta tecnologia já foram pesquisadas e relatadas. Nesse cenário se destacam pesquisadores brasileiros, cuja contribuição para o desenvolvimento do atual nível da iluminação fluorescente não pode ser subestimada [1], [2]. Dentre esses, podem-se citar uma abordagem à alimentação de LF em grupo apresentada em [3] e uma proposta inovadora de reatores de único estágio com PFC relatada em [4].

Dentre as LF pode-se destacar a LFCI, que possui um reator eletrônico acoplado a sua base. As LFCI substituem diretamente as lâmpadas incandescentes, superando-as por apresentarem uma eficiência luminosa maior (40 a 60 lm/W contra 10 a 15 lm/W) e por terem uma vida útil até oito vezes maior do que a das lâmpadas incandescentes (8000 horas contra 1000 horas).

As LFCI comercializadas no Brasil, cuja potência de entrada é inferior a 60 W, não são dotadas do circuito PFC, não fazem o preaquecimento dos filamentos por serem do tipo partida instantânea nem possuem filtro de entrada. O resultado disso é um baixo FP, que varia entre 0,5 e 0,6, com diminuição da vida útil das LFCI devido às frequentes partidas a frio e à violação das normas de EMI, respectivamente.

Embora possam diretamente substituir lâmpadas incandescentes, as LFCI não permitem o controle de IL através dos dispositivos a base de *triac*, que são o meio comum do controle de IL de lâmpadas incandescentes. Cabe enfatizar que a possibilidade de controle de IL é importante, pois permite proporcionar ao usuário um melhor conforto visual e diminuir o consumo de energia elétrica.

## II. CONVERSOR COM CONTROLE ANALÓGICO

A possibilidade de variação de IL de LFCI através da variação da tensão CC de alimentação já foi relatada anteriormente. Assim, em [5] foi proposto um sistema de dois estágios, sendo o primeiro estágio um PFC *boost* e o

segundo, um conversor *buck*. Cabe ressaltar que a abordagem de dois estágios não é eficiente. Em [6] foi apresentada apenas a idéia de um controlador digital para o conversor SEPIC, porém o método de compensação não foi detalhado. Em [7] foram apresentados os resultados práticos de variação da IL de LFCI de diferentes modelos, porém para este fim foi adotada a estrutura *buck* funcionando em MCD. Para o conversor alimentado a partir de rede elétrica de 220 Vrms e a tensão de saída na faixa de 70 a 311 V, a estrutura *buck* não permite obter um elevado valor do FP.

Neste trabalho é proposto um sistema de iluminação à base de LFCI com controle de IL, empregando-se conversor com PFC de único estágio e a tensão de saída variável. As principais características do sistema são um alto FP (acima de 0,96), o preaquecimento dos filamentos, o uso de filtro de entrada e controle de IL. O único método de controle de IL de LFCI é o de alimentá-las em CC ou CA variável, porém estes métodos somente são aplicáveis para as LFCI não dotadas do circuito PFC. A esta categoria pertencem as LFCI com as potências de entrada de até 60 W. Alimentação em CC parece ser mais simples em termos de implementação e ainda permite substituir o capacitor eletrolítico do inversor por um não eletrolítico, aumentando assim a vida útil da LFCI. O sistema proposto pode ser utilizado com LFCI dotadas do circuito auto-oscilante, o que condiciona um aumento da frequência de comutação dos interruptores do inversor, em virtude da redução da tensão do barramento CC; assim, permite evitar a perda de comutação suave dos interruptores. A Figura 1 traz o diagrama do princípio do sistema proposto.

Para proporcionar um preaquecimento adequado dos filamentos das LFCI, garantir o acendimento e possibilitar o controle de IL, o conversor a ser projetado deve permitir uma variação da tensão  $V_o$ , como mostra a Figura 2.

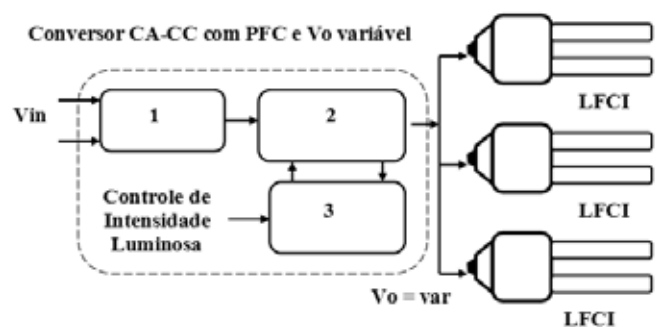


Fig. 1. Diagrama do princípio do sistema proposto: 1 – filtro de entrada e retificador; 2 – estágio de potência do conversor CA-CC com PFC; 3 – circuito de controle.

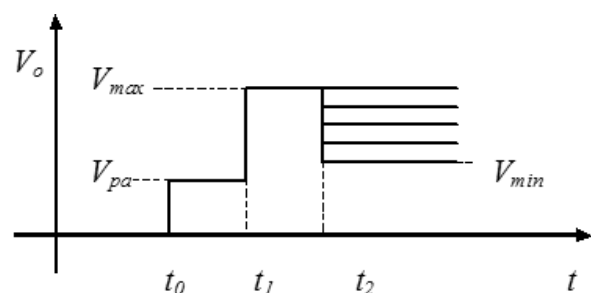


Fig. 2. Variação da tensão  $V_o$ .

Na Figura 2, no instante  $t_o$  ocorre o ligamento à rede elétrica e a tensão  $V_o$  atinge o valor  $V_{pa}$ . Esta tensão deve ser maior ou igual à tensão mínima necessária para que o circuito interno do reator eletrônico da LFCI comece a funcionar. Por outro lado, esta tensão deve ser baixa o suficiente para que não ocorra a corrente de descarga *glow* [8].

No instante  $t_1$  termina o preaquecimento dos filamentos e a tensão  $V_o$  passa para o nível  $V_{max}$  que é igual à tensão nominal do barramento CC do reator eletrônico da LFCI. No intervalo entre  $t_1$  e  $t_2$  as LFCI acendem, sendo que no instante  $t_2$  a tensão  $V_o$  passa para o valor definido pelo sinal de controle de IL (veja a Figura 1). A potência mínima que corresponde à menor IL é definida pela tensão  $V_{min}$ .

#### A. Projeto do Conversor

Após uma análise de estruturas adequadas para atingir as metas de funcionamento, escolheu-se a estrutura *buck-boost*. É de conhecimento que esta estrutura possibilita gerar tensões de saída maiores ou menores do que a tensão de pico de rede elétrica e é considerada uma das melhores para PFC [9], sendo o MCC adequado para as potências de até 300 W.

Inicialmente, foi projetado um conversor com a estrutura *buck-boost* e controle analógico. A potência máxima de saída foi de 100 W, o que é suficiente para alimentar quatro LFCI de 20 W ligadas em paralelo. No projeto foram utilizadas LFCI modelo OSRAM DULUXSTAR 20W/840. A Figura 3 mostra o esquema simplificado do circuito desenvolvido.

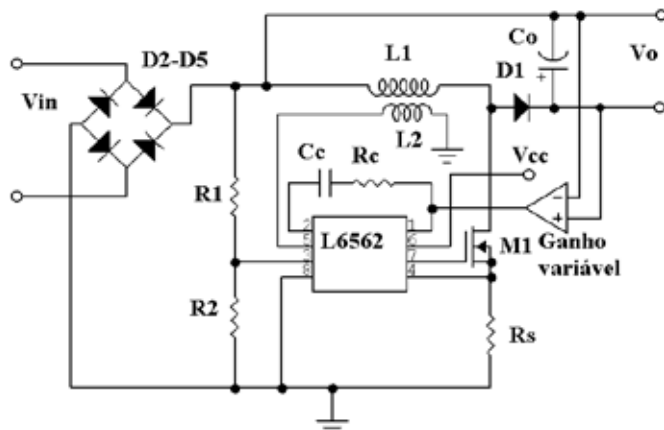


Fig. 3. Esquema simplificado do conversor proposto.

O controle analógico não permite implementar o preaquecimento dos filamentos com facilidade, porém ajuda a obter uma melhor compreensão da dinâmica do sistema. O projeto do conversor foi baseado na metodologia apresentada em [10]. Para simplificar o controle do interruptor M1, a posição deste último e a do diodo D1 foram modificadas em comparação com o esquemático do *buck-boost* convencional. O CI de controle utilizado foi o L6562 da ST Microelectronics.

A Tabela I traz as especificações do projeto. O valor de  $V_{min}$  foi obtido experimentalmente através dos testes de LFCI com a potência nominal de até 45 W. As LFCI testadas foram alimentadas a partir de uma fonte CC de bancada com

a tensão de saída variável. Os testes revelaram que as LFCI de 45 W fabricadas pela FLC ainda mantiveram um funcionamento estável quando a tensão de alimentação foi reduzida até 70 V. Os testes feitos com as LFCI de 20 W fabricadas pela Osram e pela FLC revelaram que a tensão de alimentação mínima fica na faixa de 110 a 120 V.

**TABELA I**  
**Especificações do Projeto**

Parâmetro	Valor
$V_{irms}$	220 V/60 Hz
$P_o$	100 W
$\eta$	90%
$V_{max}$	300 V
$V_{min}$	70 V
$f_{min}$	100 kHz

#### B. Projeto do Estágio de Potência

A Figura 4 mostra o esquema do estágio de potência.

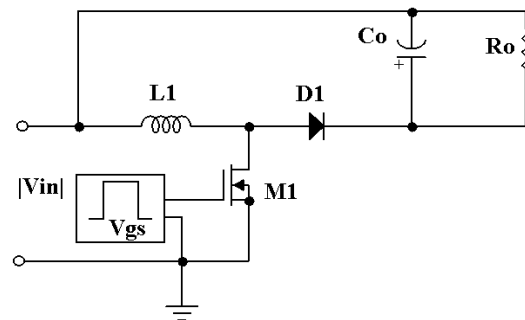


Fig. 4. Estágio de potência.

Empregando a metodologia de projeto do estágio de potência apresentada em [10], foram obtidos os resultados mostrados na Tabela II. A Tabela III apresenta os valores dos parâmetros para o projeto físico do indutor.

**TABELA II**  
**Estágio de Potência**

Parâmetro	Valor
Indutor, L1	1,1 mH
Capacitor de saída, $C_o$	100 $\mu$ F
Corrente de pico do indutor, $I_{Lpk}$	1,43 A
Corrente eficaz do indutor, $I_{rms}$	0,5 A

**TABELA III**  
**Projeto Físico do Indutor**

Núcleo	NEE 30/15/7
Entreferro	0,6 mm
Número de espiras	97
Fio	AWG26
Número de fios	1

A tensão máxima sobre o MOSFET (veja a Figura 4) é igual à tensão que é aplicada sobre o diodo e é definida por (1):

$$V_{M,\max} = V_{D,\max} = 220 \cdot 1,2 \cdot \sqrt{2} + V_{\max} = 673 \text{ V} \quad (1)$$

A corrente máxima no MOSFET é igual à corrente máxima no indutor. Logo:

$$I_{M,\max} = I_{Lpk} = 1,4285 \text{ A} \quad (2)$$

A corrente média do diodo é igual a 0,455 A. Assim, para o projeto foram escolhidos o MOSFET modelo STP7NK80Z e o diodo modelo STTA512D, ambos fabricados pela ST Microelectronics.

A variação da tensão de saída foi feita através da variação do ganho do circuito de realimentação (ganho variável na Figura 3). A Figura 5 mostra o esquema do circuito de realimentação.

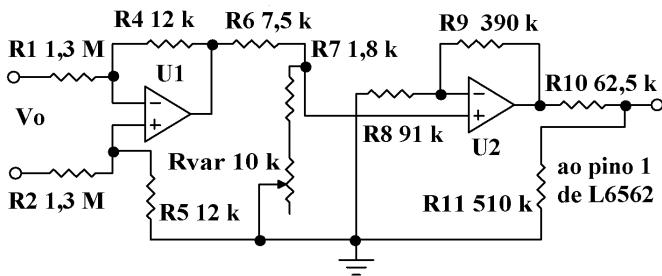


Fig. 5. Esquema do circuito de realimentação.

O amplificador operacional U1 é utilizado na configuração diferencial com um ganho igual a 1/120. Dessa forma, a tensão  $V_o=300 \text{ V}$  é transformada em uma tensão de 2,5 V, que é a tensão de referência interna do CI L6562. O amplificador operacional U2 está na configuração não inversora e a variação do seu ganho através do potenciômetro Rvar permite variar a tensão de saída  $V_o$  entre 100 e 300 V.

### C. Compensação Analógica

O estágio de potência do conversor com PFC deve ser compensado de tal forma que as margens de fase e de ganho adequadas sejam garantidas e que a frequência de cruzamento de ganho seja em torno de 20 Hz [11].

Inicialmente, para analisar a dinâmica do conversor com carga, foram medidas as resistências de entrada dos reatores da LFCI modelo Osram Duluxstar 20W/840. A Figura 6 apresenta os resultados obtidos. Os gráficos mostram a variação da resistência de entrada para uma, duas e quatro LFCI ligadas em paralelo.

A dedução do modelo do PFC *buck-boost* foi feita empregando-se a metodologia apresentada em [11]. A função de transferência de malha aberta,  $G(s)$ , representa a variação da tensão  $V_o$  em relação à tensão na saída do amplificador de erro do CI L6562. A função  $G(s)$  é definida por (3):

$$G(s) = \frac{K_M K_P V_{irms}^2 R_o}{4V_o R_S} \cdot \frac{1}{(R_o C_o s / 2 + 1)} \quad (3)$$

Onde:

$$K_M = 0,6; V_{irms} = 220 \text{ V}; R_S = 0,47 \ \Omega; C_o = 100 \ \mu \text{ F}.$$

A função de transferência  $G(s)$  é de 1ª ordem; o efeito da RSE de  $C_o$  pode ser desprezado devido ao baixo valor da frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão (em torno de 20 Hz) [11].

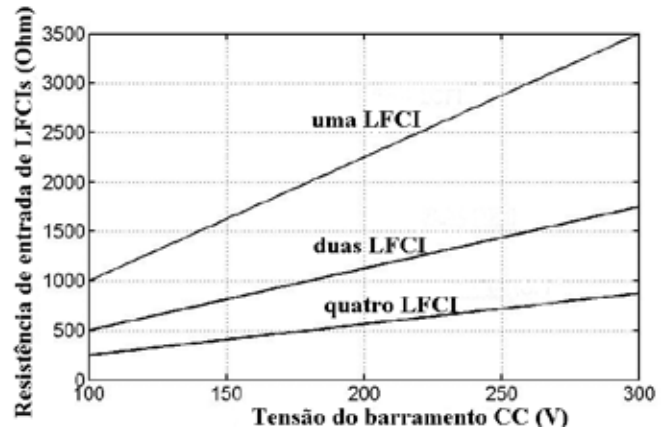


Fig. 6. Resistência de entrada em função da tensão  $V_o$ .

Então, se um compensador PI for empregado, a margem de ganho sempre será infinita, porém os valores da margem de fase e da frequência de cruzamento de ganho devem ser assegurados por meio de um projeto adequado.

Para projetar o compensador, a técnica de gráficos logarítmicos (diagramas de Bode) foi utilizada [12]. O principal problema da compensação do sistema consiste no fato de que  $R_o$  varia com a variação da tensão  $V_o$ . Os gráficos na Figura 6 mostram que para quatro LFCI de 20 W o valor de  $R_o$  varia de 250 a 850  $\Omega$ ; quando a tensão  $V_o$  varia de 100 a 300 V. Além disso, para quatro LFCI foi obtida a resistência equivalente  $R_o=1000$  para  $V_o=70 \text{ V}$ . Sob esta tensão as LFCI não acendem, porém esta tensão mostrou-se suficiente para o preaquecimento dos seus filamentos até a temperatura de 700 a 1000  $^{\circ}\text{C}$ , que é a faixa ótima para a emissão termoiônica [6]. A temperatura dos filamentos no preaquecimento foi avaliada pelo método de comparação da resistência  $R^{eC}$  com a resistência  $R^{eH}$ , sendo que a relação  $R^{eH} / R^{eC} = 4,25$  corresponde à temperatura do filamento de 700 a 1000  $^{\circ}\text{C}$ . O intervalo de preaquecimento foi verificado por meio testes pelo método apresentado em [13] e [14], sendo duas LFCI abertas e testadas.

Para o projeto do compensador PI foi desenvolvido um programa iterativo no ambiente do MATLAB. O projeto de compensador PI leva em consideração o ganho CC da realimentação, que varia de acordo com o valor de  $V_o$  desejado. A frequência de cruzamento de ganho foi escolhida igual a 100 rad/s e o zero do compensador foi alocado uma década abaixo, isto é, em 10 rad/s. Foram projetados seis compensadores PI para uma carga de quatro LFCI de 20 W e tensões de saída  $V_o=70 \text{ V}$ ;  $V_o=100 \text{ V}$ ;  $V_o=150 \text{ V}$ ;  $V_o=200 \text{ V}$ ;  $V_o=250 \text{ V}$  e  $V_o=300 \text{ V}$ . A Tabela IV mostra as variações

de  $G(s)$ ,  $G_C(s)$ ,  $K_{CC}$  e de R2 (veja a Figura 3) em função de  $V_o$ . Através do programa desenvolvido foram determinados os valores do resistor R2 que permitem obter a mesma função de transferência do compensador PI para a faixa de  $V_o$  entre 70 e 300 V.

TABELA IV

Projeto de Compensador PI Analógico

$V_o$ (V)	$G(s)$	$G_C(s)$	$K_{CC}$	R2 ( $\Omega$ )
70	$\frac{32,04}{0,053s+1}$	$\frac{0,1s+1}{0,62s}$	4,29	300
100	$\frac{3,925}{0,013s+1}$	$\frac{0,1s+1}{0,24s}$	3	680
150	$\frac{3,1}{0,022s+1}$	$\frac{0,1s+1}{0,13s}$	2	1320
200	$\frac{2,5}{0,031s+1}$	$\frac{0,1s+1}{0,075s}$	1,5	2250
250	$\frac{2,04}{0,04s+1}$	$\frac{0,1s+1}{0,049s}$	1,2	3520
300	$\frac{1,745}{0,05s+1}$	$\frac{0,1s+1}{0,034s}$	1	4990

Esta função de transferência é do compensador PI projetado para  $V_o=300$  V. O valor de R2 foi calculado para que  $20 \cdot \log_{10}(G(s) \cdot K_{CC})$  fosse igual a -9,44 dB na frequência de 100 rad/s, pois é exatamente este o valor do logaritmo-módulo da função de transferência do estágio de potência nesta frequência quando  $V_o=300$  V. A variação de R2 por meios analógicos é uma tarefa bastante complexa, contudo é facilmente resolvida empregando-se um microcontrolador e um potenciômetro digital.

A Figura 7 mostra a simulação da resposta em frequência do sistema compensado com o compensador PI projetado para quatro LFCI e  $V_o=300$  V. A mesma figura traz a simulação da resposta em frequência do sistema com o mesmo compensador PI, mas com  $V_o$  igual a 100 V. Como se pode observar, a frequência de cruzamento de ganho para  $V_o=100$  V aumentou para 860 rad/s. Cabe enfatizar que esta frequência deve ser em torno de 20 Hz (126 rad/s), portanto este aumento significativo na frequência de cruzamento de ganho prejudicaria o FP [10]. Mesmo assim, decidiu-se implementar no protótipo o compensador PI projetado para  $V_o=300$  V. A função de transferência do compensador é definida por (4):

$$G_C(s) = \frac{R_C C_C s + 1}{R_{10} C_C s} = \frac{0,1s + 1}{0,034s} \quad (4)$$

O valor de  $R_{10} = 62,5$  k $\Omega$  (veja a Figura 5) é escolhido para que a corrente nele seja 40  $\mu A$  quando a tensão na saída de U2 (na Figura 5) é igual a 2,5 V [10]. Assim, são calculados os valores de  $R_C = 180$  k $\Omega$  e  $C_C = 510$  nF.

Para o protótipo do conversor foi projetado um filtro de entrada cujo esquema é mostrado na Figura 8. No projeto do filtro foi empregada a metodologia apresentada em [15].

#### D. Testes do Protótipo com Controle Analógico

Um protótipo do conversor com PFC *buck-boost* funcionando no MCC foi implementado e testado. As formas de onda obtidas são apresentadas nas Figuras 9 a 11. A tensão  $V_{min}$  foi de 120 V, pois abaixo deste valor as LFCI utilizadas apresentaram um funcionamento instável.

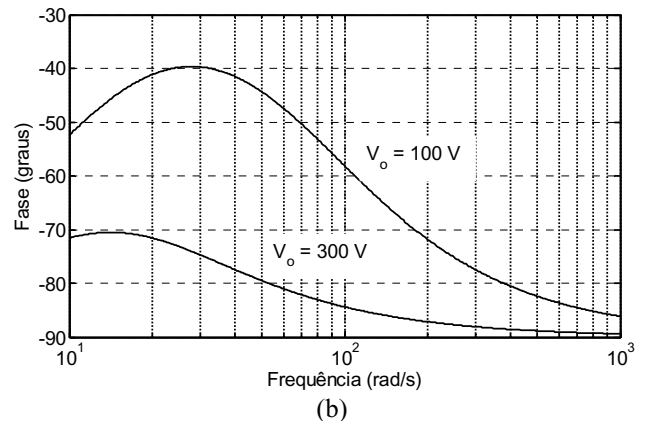
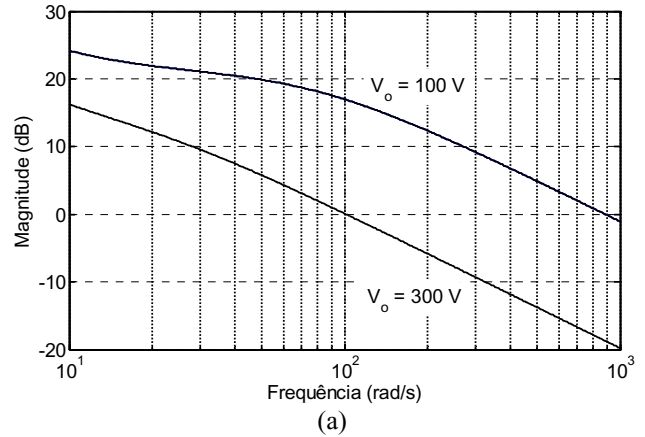


Fig. 7. Resposta em frequência do sistema compensado: (a) magnitude; (b) fase.

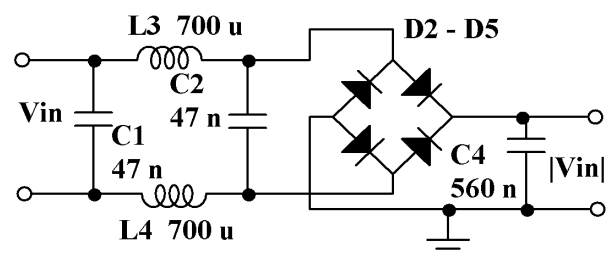


Fig. 8. Filtro de entrada.

As Figuras 9 a 11 mostram que a menor DHT (e o maior FP) corresponde a  $V_o$  de 300 V, ou seja, na tensão de saída e na carga para as quais o compensador PI analógico foi projetado. Assim, concluiu-se que um ajuste automático do ganho do estágio de potência permitiria obter uma baixa DHT em toda a faixa da variação da tensão  $V_o$ .

Levando em consideração as limitações de controle analógico, foi decidido projetar um compensador com o emprego da tecnologia digital.

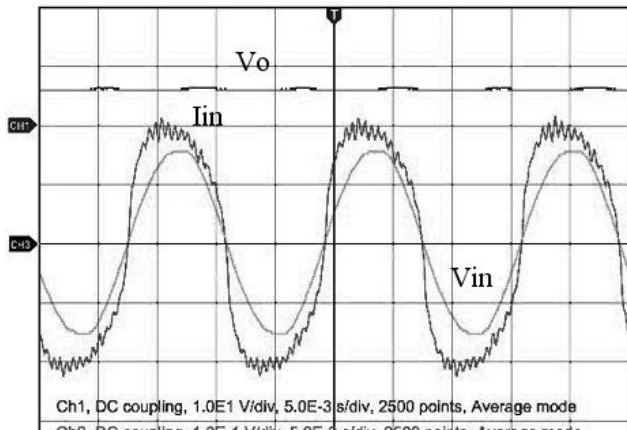


Fig. 9. Formas de onda para  $V_o = 120 \text{ V}$  ( $V_o - 200 \text{ V/div}$ ;  $V_{in} - 200 \text{ V/div}$ ;  $I_{in} - 0,1 \text{ A/div}$ ).

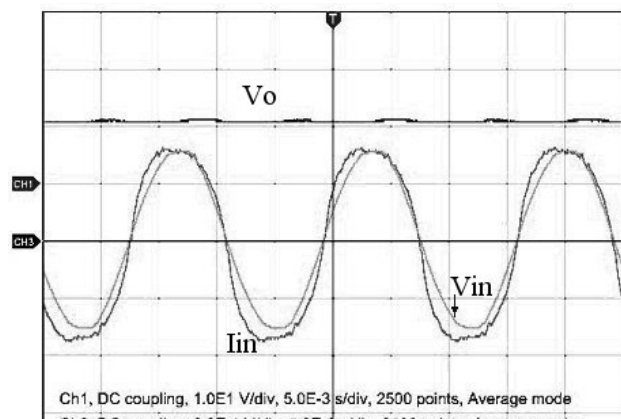


Fig. 10. Formas de onda para  $V_o = 200 \text{ V}$  ( $V_o - 200 \text{ V/div}$ ;  $V_{in} - 200 \text{ V/div}$ ;  $I_{in} - 0,2 \text{ A/div}$ ).

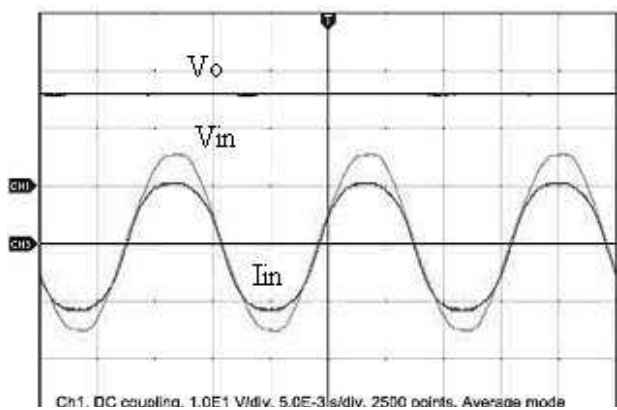


Fig. 11. Formas de onda para  $V_o = 300 \text{ V}$  ( $V_o - 200 \text{ V/div}$ ;  $V_{in} - 200 \text{ V/div}$ ;  $I_{in} - 0,5 \text{ A/div}$ ).

### III. CONVERSOR COM CONTROLE HÍBRIDO

A implementação de um controlador totalmente digital para controlar o conversor com PFC exige a utilização de um DSC (*Digital Signal Controller* – controlador digital de sinais), como, por exemplo, o dsPIC modelo 30F6010A [16]. Embora a implementação totalmente digital proporcione uma

maior flexibilidade, para o projeto em questão isso aumentaria o custo devido ao preço do dsPIC e à necessidade de utilizar alguns CI de apoio, como, por exemplo, *gate-drives* e buffers. Por outro lado, a abordagem híbrida, ou seja, o emprego de um CI específico (L6562) em conjunto com um microcontrolador de 8 bits é menos dispendiosa e permite implementar com baixo custo as funções que faltam na implementação analógica, a saber, o preaquecimento dos filamentos e o ajuste automático do ganho do estágio de potência.

#### A. Implementação do Controlador Híbrido

A Figura 12 mostra o diagrama do princípio empregado para a implementação de controle híbrido. Na Figura 12,  $|V_{in}|$  é a tensão retificada de rede, enquanto a carga é conectada em paralelo com o capacitor  $C_o$ . A malha de controle de corrente é rápida e é fechada pelo CI L6562. A malha de controle de tensão é lenta (frequência de cruzamento de ganho é em torno de 20 Hz) e é fechada através do microcontrolador ( $\mu C$ ). Como microcontrolador foi utilizado um PIC modelo 16F876A da Microchip.

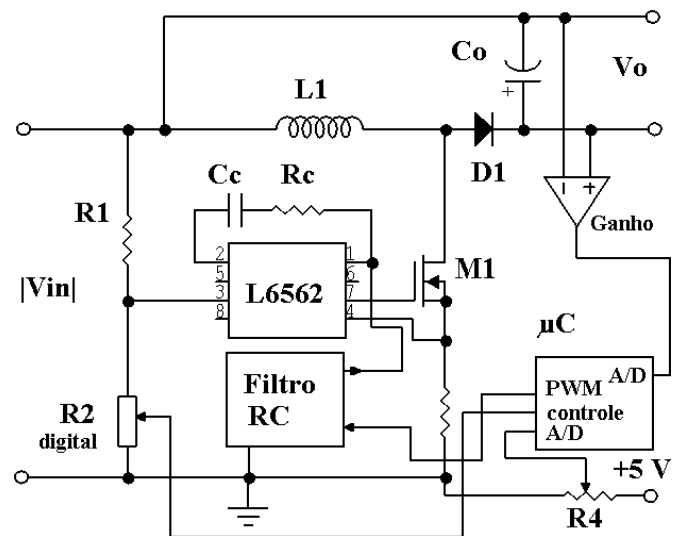


Fig. 12. Diagrama simplificado do conversor PFC com o controle híbrido proposto.

O *firmware* desenvolvido faz, inicialmente, a configuração do sistema e, em seguida, entra no laço de controle. No laço de controle o microcontrolador executa os seguintes passos: 1) leitura da imagem  $\bar{V}_o$  da tensão  $V_o$  (saída do bloco Ganho na Figura 12); 2) leitura de  $V_{dim}$  gerada pelo potenciômetro R4 (Figura 12); 3) com base em  $V_{dim}$ , varia a resistência do potenciômetro digital R2 de acordo com a Tabela IV; 4) calcula a variável  $multip = \bar{V}_o \cdot V_{dim}$ ; 5) utiliza o valor da variável  $multip$  para programar a largura de pulsos do gerador PWM. A frequência PWM é fixa e igual a 100 kHz. O sinal PWM passa pelo filtro passa baixas de 1ª ordem (o bloco Filtro RC na Figura 12), cuja frequência de canto é igual a 1 kHz. O sinal filtrado, então, é aplicado ao pino 1 do CI L6562, fechando, assim, a malha de controle de tensão. No protótipo foi utilizado um potenciômetro digital modelo X9C103 da Intersil.

**B. Testes do Protótipo**

Para a verificação prática do projeto, um protótipo foi confeccionado e testado. As Figuras 13 a 16 mostram as formas de onda obtidas no protótipo.

Como filtro de entrada foi utilizado um filtro amortecido [17]. O amortecimento do filtro foi feito através do resistor  $R_d$  de 150 Ohms em série com o capacitor adicional  $C_d$  de 220 nF, sendo estes dois colocados em paralelo com o capacitor  $C_2$  do filtro (na Figura 8). A necessidade de amortecimento do filtro de entrada foi verificada durante os testes do protótipo com o controlador analógico. O protótipo foi dotado de um filtro de entrada não amortecido e na diminuição de IL o filtro apresentava *ringing* para alguns valores da tensão de saída. A Tabela V mostra os valores do FP e DHT verificados no protótipo, enquanto que a Tabela VI traz os valores do rendimento.

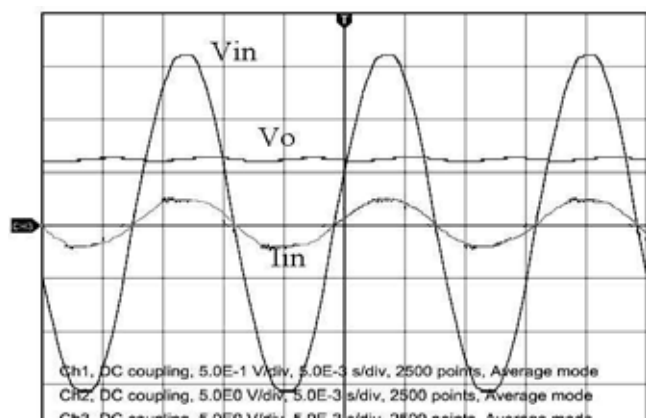


Fig. 13. Formas de onda para  $V_o = 120\text{ V}$  ( $V_o - 100\text{ V/div}$ ;  $V_{in} - 100\text{ V/div}$ ;  $I_{in} - 0,5\text{ A/div}$ ).

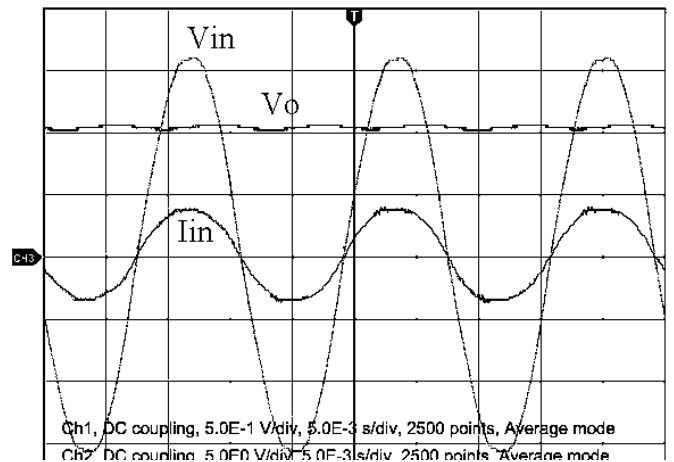


Fig. 14. Formas de onda para  $V_o = 200\text{ V}$  ( $V_o - 100\text{ V/div}$ ;  $V_{in} - 100\text{ V/div}$ ;  $I_{in} - 0,5\text{ A/div}$ ).

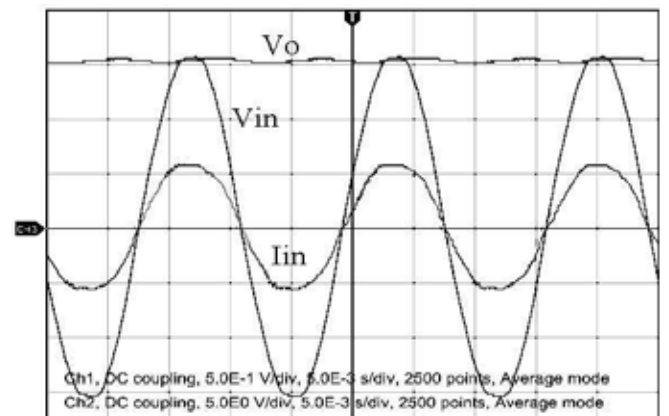


Fig. 15. Formas de onda para  $V_o = 300\text{ V}$  ( $V_o - 100\text{ V/div}$ ;  $V_{in} - 100\text{ V/div}$ ;  $I_{in} - 0,5\text{ A/div}$ ).

**TABELA V**

**Fator de potência do conversor com PFC**

$V_o$ (V)	120	200	300
FP	99,57%	99,8%	99,87%
DHT	9,31%	6,35%	5,12%

**TABELA VI**

**Rendimento do conversor com PFC**

$V_o$ (V)	120	200	300
Rendimento	84,69%	89,29%	88,25%

A avaliação de controle de IL foi feita com o emprego de um luxímetro posicionado a uma distância de 30 cm das quatro LFCI. Foi verificada uma variação de iluminância de 70 a 253 lux quando a tensão  $V_o$  variava de 120 a 300 V.

O aquecimento dos filamentos para diferentes valores de  $V_o$  foi verificado através do método SOS [8]. Os testes mostraram que a soma dos quadrados das correntes eficazes nos terminais em cada uma das extremidades da LFCI difere em menos que 16% da reta ideal. O procedimento empregado está descrito em [18].

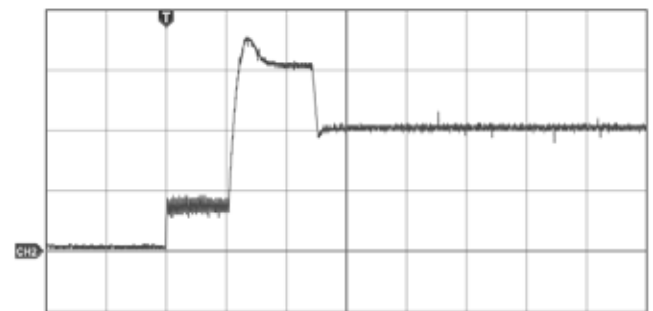


Fig. 16. Variação de  $V_o$ : preaquecimento, acendimento de arco e funcionamento com um nível reduzido de IL (100 V/div).

O protótipo também foi testado com duas LFCI modelo 45x220DLR 4U/6400 de 45 W, fabricadas pela FLC. Os testes revelaram que, sob a tensão de preaquecimento de 70 V, as LFCI desenvolvem a descarga *glow* e até podem acender o arco. Para contornar este problema, a tensão de preaquecimento foi reduzida até 60 V. Outra observação interessante é que foi possível reduzir a tensão  $V_{min}$  de 120 até 70 V sem causar um funcionamento instável dessas LFCI. Isso pode ser explicado pelo fato de que o diâmetro do bulbo

da LFCI modelo 45x220DLR 4U/6400 é maior do que o da LFCI modelo Osram Duluxstar 20W/840.

#### IV. CONCLUSÕES

O trabalho apresenta o projeto e os resultados dos testes de um conversor com PFC com controle híbrido e tensão de saída variável. Como cargas foram utilizadas LFCI cujos reatores eletrônicos auto-oscilantes não possuem PFC e não executam o preaquecimento dos filamentos. A variação controlada da tensão de saída do conversor permitiu implementar a função de preaquecimento, ao passo que a topologia *buck-boost* com o controlador híbrido proposto condicionou um FP próximo a 100%. Outra vantagem de alimentação de LFCI a partir de uma fonte de tensão CC variável é a possibilidade de não utilizar capacitores eletrolíticos em LFCI, o que aumentaria sua vida útil.

Com base na experiência obtida neste projeto, pode ser sugerida a implementação futura das seguintes funções: 1) detecção automática do valor da tensão de preaquecimento  $V_{pa}$ ; 2) ajuste automático do compensador ao número de LFCI efetivamente presentes no sistema.

#### REFERÊNCIAS

- [1] W. Kaiser, G. Gambirásio, W. Pó, L. Matakas Jr. “Conversores para iluminação”, *Revista IPESI*, São Paulo, vol. 165, n.º 42, 1989, pp. 38-42.
- [2] W. Kaiser, W. Pó, W. Komatsu, M. Yoshizawa, “Sistema racional de iluminação fluorescente”. Florianópolis. Anais do 2º Encontro Nacional de Conforto no Meio Ambiente Construído, vol.1, 1993, pp. 281-290.
- [3] F. T. Wakabayashi, C. A. Canesin, “Dimmable Electronic Ballast with High Power-Factor SEPIC Preregulator, for Multiple Tubular Fluorescent Lamps”, *in Proc. of PESC*, pp. 4043-4049, 2004
- [4] C. B. Nascimento, A. J. Perin, “High Power Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamps With Reduced Input Filter and Low Cost of Implementation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55 , n.º 2, 2008 , p. 711 – 721.
- [5] Á.R. Seidel, M. Polonskii, J. C. A. Rigo, “Dimmable Lighting System For Integral Compact Fluorescent Lamps”, *in Proc. of COBEP*, pp. 85-90, 2007.
- [6] M.F. da Silva, G.W. Denardin, R.A. Pinto, J.P. de Lopes, M. Polonskii, A.R. Seidel, R.N. do Prado, “Dimmable Lighting System Strategy Based on Integral Compact Fluorescent Lamps with Digital Compensation”, *in Proc. of IAS Annual Meeting* , pp. 1-5, 2009.
- [7] D.T.P. Wong, M.H.L. Chow, C.K. Li, “A DC-DC Converter Used as a Light Dimmer for Compact Fluorescent Lamps”, *in Proc. 3<sup>rd</sup> of Int. Conf. on Power Electronic Syst. and Application*, 2009, p.1-7.
- [8] Lighting Research Center, Rensselaer Polytechnic Institute, “Reducing Barriers to Use of High Efficiency Lighting Systems”. Final Report. 2003.
- [9] H. Wei, I. Batarseh, “Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction”, *in Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp.1162-1172, 1998.
- [10] ST Microelectronics, “Application Note AN966 – Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector”. Disponível em: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXyyvyr.pdf>. Acesso em 14 de agosto de 2009.
- [11] ST Microelectronics, “Control Loop Modeling of L6561 - based TM PFC”. Application Note AN1089 Disponível em: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXyyrrq.pdf>. Acesso em 3 de março de 2010.
- [12] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, Prentice Hall, 4ª Edição, São Paulo, 2003.
- [13] F.T. Wakabayashi, M.A.G. de Brito, C.S. Ferreira, C.A. Canesin, “Setting the Preheating and Steady-State Operation of Electronic Ballasts, Considering Electrodes of Hot-Cathode Fluorescent Lamps”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22 , n.º 3 , 2007 , pp. 899 – 911.
- [14] F.T. Wakabayashi, C.S. Ferreira, M.A.G. de Brito, C.A. Canesin, “Model for Electrodes' Filaments of Hot Cathode Fluorescent Lamps, During Preheating With Constant rms Current”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22 , n.º 3 , 2007 , pp. 719 – 726.
- [15] Texas Instruments, “UCC38050 100-W Critical Conduction Power Factor Corrected (PFC) Preregulator”. Application Note. Disponível em: <http://focus.ti.com/lit/an/sl00138a/sl00138a.pdf>. Acesso em 05 de abril de 2010.
- [16] Microchip, “Application Note AN1106. Power Factor Correction in Power Conversion Applications Using the dsPIC® DSC”. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01106A.pdf> . Acesso em 3 de março de 2010.
- [17] V. Grigore, J. Rajamäki, J. Kyyrä, “Input filter design for power factor correction converters operating in discontinuous conduction mode”, *in Proc. of the 1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Seattle, WA, USA, pp. 145-150 , 1999.
- [18] M. Polonskii, Á.R. Seidel, *Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescente*, Editora UNIJUÍ, Ijuí, 2008.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Mikhail Polonskii**, nascido em 03/10/1956 em Stávropol (URSS) é engenheiro eletromecânico (1978) pela Escola Técnica Superior de N.E. Baumann (Moscou, URSS) e doutor em Engenharia Elétrica (1992) pela Universidade Tecnológica STANKIN de Moscou.

Foi, de 1980 a 1986, engenheiro projetista na indústria eletrônica e eletromecânica em Moscou. Atualmente é professor titular da Universidade de Passo Fundo, RS. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, reatores e sistemas de controle eletrônicos.