



XVIII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica

SENDI 2008 - 06 a 10 de outubro

Olinda - Pernambuco - Brasil

Conversor Boost em Modo Descontínuo Aplicado como Pré-regulador de Fator de Potência em Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes

Ricardo Henrique Roseback	Josimar Ribeiro Nolasco
CEFET - MG	CEFET - MG
ricardo@leopoldina.cefetmg.br	josimarjrn@ig.com.br

PALAVRAS-CHAVE

Reator eletrônico; taxa de distorção harmônica; correção de fator de potência.

RESUMO

Este trabalho mostra o estudo de um módulo ativo de correção de fator de potência baseado na topologia de um conversor CC-CC elevador de tensão (conversor Boost), aplicado a reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. O módulo possui dupla função: primeira, fazer a corrente de entrada acompanhar a envoltória da tensão da rede, diminuindo a taxa de distorção harmônica e aumentando o fator de potência; e segunda, elevar o nível de tensão contínua fornecido pelo retificador de 180V para 300V, para alimentar o inversor de frequência que é conectado à lâmpada.

1. INTRODUÇÃO

Dada à grande importância da utilização da energia elétrica na iluminação artificial, os equipamentos destinados a sistemas de iluminação vêm sofrendo constantes modificações tecnológicas para tornarem-se cada vez mais eficientes.

Uma dessas inovações são os reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Estes estão substituindo os reatores convencionais por apresentarem inúmeras vantagens, como melhor eficiência, menor volume e peso, ausência de ruído audível, entre outras. Porém grande parte dos reatores eletrônicos existentes no mercado apresenta um baixo Fator de Potência, problema comum em cargas eletrônicas com comportamento não linear, devido à alta Taxa de Distorção Harmônica na corrente de entrada do equipamento.

Este trabalho apresenta uma solução para o problema com a implementação de um módulo de correção de Fator de Potência composto por um conversor Boost no modo descontínuo de condução para ser acoplado ao estágio inversor do reator eletrônico. Este módulo faz com que a corrente de entrada acompanhe a envoltória da tensão da rede na qual o equipamento é conectado.

O conversor Boost operando como pré-regulador de Fator de Potência é uma técnica muito utilizada em cargas não lineares que exigem retificadores monofásicos na entrada. No modo descontínuo de condução de corrente o conversor apresenta uma menor complexidade técnica e uma grande eficiência para cargas de baixa potência.

Os resultados obtidos tanto na simulação computacional como na implementação prática foram satisfatórios. O protótipo de um reator eletrônico composto pelo conversor Boost atuando como pré-regulador, obteve um alto Fator de Potência maior que 0,97.

2. REATOR ELETRÔNICO

Existem, atualmente, dois tipos de reatores para lâmpadas fluorescentes: os eletromagnéticos e os eletrônicos.

O reator eletromagnético ou convencional é uma bobina de fio de cobre, dimensionada de acordo com a corrente consumida pela lâmpada fluorescente, normalmente enrolada em um núcleo laminado de ferro-silício (*FeSi*). Esta reatância é ligada em série com a lâmpada e tem dupla função: produzir sobre-tensão e limitar a corrente 1.

Os reatores eletrônicos, através da operação em alta frequência substituem os reatores eletromagnéticos convencionais e starters, apresentando as seguintes vantagens 2:

- ausência de cintilação na lâmpada (*flicker*), o que é menos prejudicial ao nervo ótico;
- ausência de ruído audível, em decorrência da operação em frequências acima de 20kHz ;
- melhor eficiência luminosa, para lâmpadas fluorescentes normais é possível um ganho de mais de 2 lumens/watt em frequências de operação acima de 20kHz;
- tempo de partida instantânea sem necessidade do “*starter*”;
- conforme o circuito, há possibilidade de incluir controle de luminosidade (*dimmer*);
- tanto a alimentação de 50Hz quanto a de 60 Hz podem ser empregadas em um reator eletrônico, sem qualquer modificação no circuito, em alguns casos, também é possível incorporar a vantagem de entrada de tensão universal (90Vac a 270Vac);
- compactidade (menor volume e peso);
- baixo consumo e baixa emissão de calor.

Um projeto básico e bem elaborado de um reator eletrônico consta de: um filtro de linha, um retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo, um módulo de correção de fator de potência e um inversor de frequência que alimenta a lâmpada. A Figura 1 ilustra as etapas do reator eletrônico através de um diagrama de blocos.

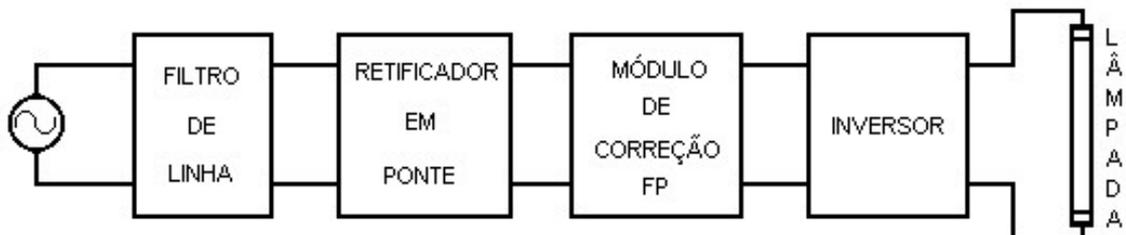


Figura 1 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico

O filtro de linha tem a função de filtrar componentes harmônicas de alta frequência, gerados principalmente pela alta frequência de chaveamento tanto do conversor, quanto do inversor, que causam interferência eletromagnética em outros equipamentos.

O retificador normalmente utilizado em reatores eletrônicos é do tipo monofásico composto por uma ponte de diodos e um capacitor. O retificador tem como objetivo transformar a tensão alternada da rede em tensão contínua.

O inversor, por sua vez, é um conversor que transforma tensão contínua em tensão alternada. Ele é responsável por gerar uma tensão alternada na frequência necessária (faixa de kHz) para alimentar a lâmpada fluorescente.

Do ponto de vista da rede elétrica os parâmetros que mais importam em relação ao funcionamento do reator são o Fator de Potência (FP) e Taxa de Distorção Harmônica (THD). O Fator de Potência é uma medida que relaciona a potência ativa consumida pelo circuito com a potência aparente, que inclui efeito reativo e componentes harmônicas. O conteúdo harmônico da corrente de entrada do reator define diretamente a Taxa de Distorção Harmônica. Assim um reator ideal deveria ter uma THD nula e FP unitário.

3. THD E FP PARA CARGAS NÃO LINEARES

Formas de onda não senoidais definidas por funções periódicas, contínuas e finitas, podem ser representadas por uma série de Fourier 3 do tipo:

$$f(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} a_h \cos(h\omega t) + \sum_{h=1}^{\infty} b_h \sin(h\omega t) \quad (1)$$

Onde:

$$a_h = \frac{1}{P} \int_0^{2p} f(t) \cdot \cos(h\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2)$$

$$b_h = \frac{1}{P} \int_0^{2p} f(t) \cdot \sin(h\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (3)$$

$$a_0 = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} f(t) \cdot d(\omega t) \quad (4)$$

Para uma forma de onda de corrente, $i(t)$, simétricas em relação ao eixo dos tempos, pode-se escrever:

$$i(t) = i_1(t) + \sum_{h \neq 1} i_h(t) \quad (5)$$

Então:

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \sin(\omega_1 t - f_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \sin(\omega_h t - f_h) \quad (6)$$

Onde: $i_1(t) \rightarrow$ componente fundamental de $i(t)$,

$i_h(t) \rightarrow$ componente de ordem h de $i(t)$,

$I_1 \rightarrow$ corrente eficaz de $i_1(t)$,

$I_h \rightarrow$ corrente eficaz de $i_h(t)$,

$\omega_1 \rightarrow$ frequência angular da componente fundamental,

$\omega_h \rightarrow$ frequência angular da componente de ordem h ,

$f_1 \rightarrow$ ângulo de defasagem da componente fundamental,

$f_h \rightarrow$ ângulo de defasagem da componente de ordem h ,

A distorção eficaz de corrente é dada por:

$$I_{DIS} = \sqrt{(I)^2 - (I_1)^2} = \sqrt{\sum_{h \neq 1} (I_h)^2} \quad (7)$$

A Taxa de Distorção Harmônica (THD) é definida como:

$$THD = \frac{I_{DIS}}{I_1} = \frac{\sqrt{(I)^2 - (I_1)^2}}{I_1} \quad (8)$$

Então:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h \neq 1} (I_h)^2}}{(I_1)} \quad (9)$$

Da equação (8), pode-se escrever:

$$I = I_1 \cdot \sqrt{1 + (THD)^2} \quad (10)$$

A alta Taxa de Distorção Harmônica na corrente têm conseqüências danosas aos sistemas, como 4:

- Aumenta as perdas pelo efeito pelicular, o que exige um sobre dimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores;
- Achatamento e distorção da forma de onda da tensão, devido aos picos da corrente, o que causa mau funcionamento de outros equipamentos conectados na mesma rede;

- Podem excitar ressonâncias no sistema de potência, levando a picos de tensão e de corrente que danificam dispositivos conectados à linha.

Fator de Potência é a denominação que se dá à relação entre a Potência Ativa (P) e a Potência Aparente (S), para cargas não lineares, ele é definido como:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V \cdot I_1 \cdot \cos(f_1)}{V \cdot I} \quad (11)$$

Substituindo a equação (10) na (11), tem-se:

$$FP = \frac{\cos(f_1)}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (12)$$

4. CONVERSOR BOOST COMO PRÉ-REGULADOR DO FATOR DE POTÊNCIA

O pré-regulador Boost é uma técnica muito utilizada na melhora do Fator de Potência em cargas não lineares. A operação em condução descontínua de corrente no indutor diminui a complexidade técnica em relação ao modo contínuo de condução. Porque no modo descontínuo, os picos da corrente no indutor acompanham naturalmente a envoltória senoidal da tensão da rede, sem a necessidade de uma malha de controle da corrente 5, 6.

A Figura 2 mostra a topologia básica do conversor Boost como pré-regulador de Fator de Potência (PFP). A tensão de entrada é fornecida por um retificador monofásico ligado à rede. A chave S opera em uma frequência muito maior que a frequência da rede. O período de chaveamento é constante e o tempo de condução da corrente i_L é proporcional ao módulo da tensão da rede.

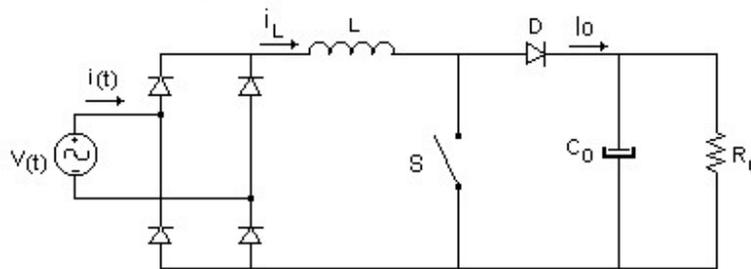


Figura 2– Conversor Boost operando como PFP

4.1. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Como a frequência de abertura e fechamento da chave S é muito maior que a frequência da rede, a ponte retificadora pode ser substituída por uma fonte de tensão contínua, para a análise de um período de chaveamento, conforme está representado nas Figura 3 e 4.

No modo descontínuo, para cada período de chaveamento temos as seguintes etapas de operação:

1º) Etapa de magnetização (t_0, t_1):

No instante t_0 a chave S entra em condução, o indutor L armazena energia fornecida pela fonte V_i . Considerando a tensão de entrada V_i constante, a corrente no indutor cresce linearmente até atingir um valor de pico no instante t_1 , quando a chave é aberta. O diodo D fica reversamente polarizado. A Figura 3 ilustra a etapa de magnetização.

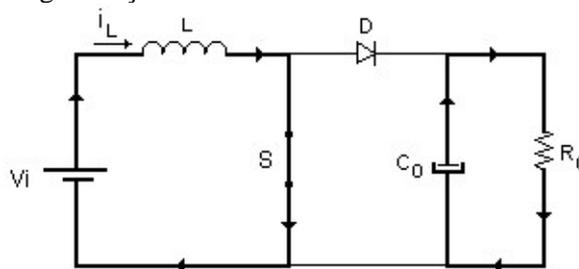


Figura 3– Etapa de magnetização do indutor.

2º) Etapa de desmagnetização (t_1, t_2):

Ao se abrir a chave S no instante t_1 , o diodo D entra em condução. O indutor L e a fonte V_i fornecem energia para a carga, desmagnetizando o indutor. A corrente $i_L(t)$ decresce linearmente até se anular no instante t_2 . A Figura 4 ilustra a etapa de desmagnetização.

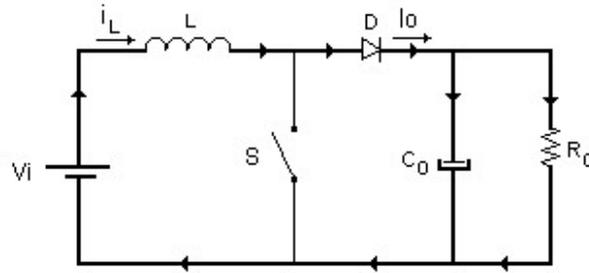


Figura 4– Etapa de desmagnetização do indutor.

3º) Etapa descontínua (t_2, T_S):

Durante esta etapa, a chave S e o diodo D encontram-se bloqueados, a corrente $i_L(t) = 0$. As formas de onda da tensão e da corrente no indutor L estão representadas na Figura 5.

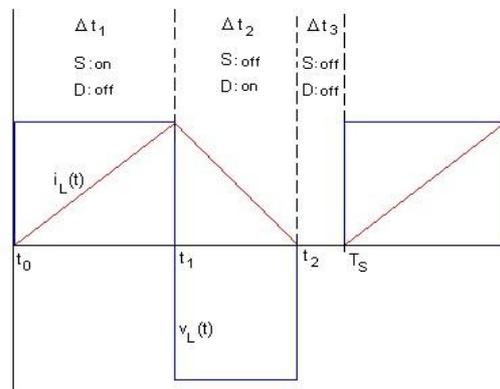


Figura 5– Formas de onda de tensão e corrente no indutor.

4.2. ANÁLISE GLOBAL

Para um pré-regulador Boost a tensão V_i é a tensão da rede senoidal retificada. Para uma frequência de chaveamento, f_s , muito maior que a frequência da rede, assume-se que para cada período de chaveamento, T_S , as etapas de operação descritas anteriormente são válidas, porém com amplitudes de tensão e corrente variáveis de acordo com o módulo da tensão CA da rede.

O gráfico da Figura 6 ilustra a forma de onda da corrente no indutor. Para melhor visualização é considerada uma baixa frequência de chaveamento. O tempo de condução da chave S é constante, portanto os picos da corrente no indutor são modulados pela tensão da rede.

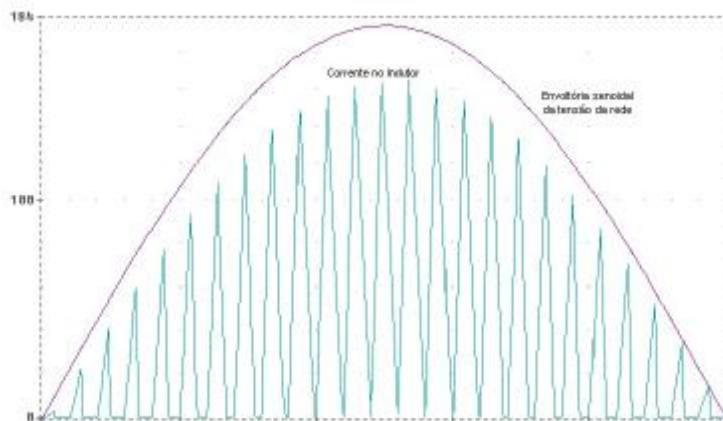


Figura 6 – Formas de onda da tensão da rede da corrente no indutor.

Como o período de chaveamento é constante, a razão cíclica da chave é dada por:

$$D = \frac{\Delta t_1}{T_s} \quad (13)$$

A corrente de pico do indutor é definida pela expressão:

$$I_p(t) = \frac{V_p \cdot \text{sen}(w_1 t)}{L} \cdot \Delta t_1 \quad (14)$$

A variação da corrente no indutor (Di) em cada período T_s será a mesma tanto no intervalo de condução da chave (Dt_1) como no intervalo de condução do diodo (Dt_2). Portanto: $Di(Dt_1) = Di(Dt_2)$

$$\frac{V_p \cdot \text{sen}(w_1 t)}{L} \cdot \Delta t_1 = \frac{V_0 - V_p \cdot \text{sen}(w_1 t)}{L} \cdot \Delta t_2 \quad (15)$$

Assim, temos:

$$\Delta t_2 = \frac{V_p \cdot \text{sen}(w_1 t)}{V_0 - V_p \cdot \text{sen}(w_1 t)} \cdot \Delta t_1 \quad (16)$$

Definindo:

$$a = \frac{V_p}{V_0} \quad (17)$$

Obtém-se:

$$\Delta t_2 = \frac{a \cdot \text{sen}(w_1 t)}{1 - a \cdot \text{sen}(w_1 t)} \cdot \Delta t_1 \quad (18)$$

4.3.1. Máxima razão cíclica para Condução Descontínua

A fim de se garantir condução descontínua durante todo o período da rede, deve-se conhecer a máxima razão cíclica permissível para esta condição.

No valor de pico da tensão da rede, tem-se a máxima corrente de pico no indutor, I_p , pela equação (14) temos que:

$$I_{p\text{máx}} = \frac{V_i}{L} \cdot \Delta t_1 \quad (19)$$

Neste ponto, o tempo necessário para a corrente no indutor chegar a zero será máximo, pela equação (15) temos:

$$\Delta t_{2\text{máx}} = \frac{V_p}{V_0 - V_p} \cdot \Delta t_1 \quad (20)$$

Assumindo-se que no pico da senóide da rede a condução é crítica, pelas equações (13) do capítulo anterior e a equação (17), temos:

$$a = 1 - D \quad (21)$$

Então para se garantir condução descontínua durante todo o período da senóide da rede:

$$D \leq a - 1 \quad (22)$$

4.3.2 – Características de saída

A corrente média na saída para um período de chaveamento é definida pela expressão:

$$I_{0\text{méd}} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_p \cdot \Delta t_2}{2} \quad (23)$$

Substituindo as equações (14), (18) em (23), e lembrando que $Dt_1 = DT_s$:

$$I_{0\text{méd}} = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \cdot \frac{a \cdot \text{sen}^2(w_1 t)}{1 - a \cdot \text{sen}(w_1 t)} \quad (24)$$

A corrente média de saída para um semi-ciclo de rede é definida por:

$$I_0 = \frac{1}{p} \int_0^p I_{0méd} dwt \quad (25)$$

Portanto:

$$I_0 = \frac{V_p}{2 \cdot p \cdot f_s \cdot L} \cdot D^2 \cdot Y1(a) \quad (26)$$

Onde:

$$Y1(a) = -2 - \frac{p}{a} + \frac{2}{a \cdot \sqrt{1-a^2}} \left(\frac{p}{2} + \text{sen}^{-1}(a) \right) \quad (27)$$

4.3.3 – Máxima Indutância de Entrada

A máxima indutância de entrada que garante a condução descontínua deve também ser determinada. A corrente de saída será máxima quando a razão cíclica for máxima. Assim, a potência processada também será máxima.

$$I_{0máx} = \frac{V_p \cdot (1-a)^2}{2 \cdot p \cdot f_s \cdot L} \cdot Y1(a) \quad (28)$$

A potência máxima na saída é definida pela expressão:

$$P_{0máx} = V_0 \cdot I_{0máx} \quad (29)$$

A partir das expressões (28) e (29), determina-se a expressão da indutância de entrada:

$$L = \frac{V_p^2}{2 \cdot p \cdot f_s \cdot P_0} \cdot \frac{(1-a)^2}{a} \cdot Y1(a) \quad (30)$$

4.3.4 – Corrente Média de Entrada para um Período de Chaveamento

A equação (31) define a corrente média no tempo de crescimento da corrente de entrada , intervalo Δt_1 . E a equação (32) define a corrente média no tempo de decrescimento da corrente, intervalo Δt_2 . A soma das duas parcelas representa a corrente média para um período de chaveamento, dada pela equação (33), que pode ser usada para representar a corrente média de entrada instantânea, $i_M(t)$.

$$I_{M1} = \frac{V_p \cdot f_s \cdot \text{sen}(w_1 t)}{2 \cdot L} \cdot \Delta t_1^2 \quad (31)$$

$$I_{M2} = \frac{I_p^2 \cdot f_s \cdot L}{2 \cdot (V_0 - V_p \text{sen}(w_1 t))} \quad (32)$$

$$i_M(t) = \frac{V_0 \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \cdot \frac{a \cdot \text{sen}(w_1 t)}{1 - a \cdot \text{sen}(w_1 t)} \quad (33)$$

4.3.5 – Corrente Média de Entrada para um semi-ciclo da Rede

Considerando que a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência de rede, a corrente média de entrada em um semi-ciclo da rede será constituída aproximadamente pela integração dos valores médios da corrente de entrada em cada período de chaveamento.

A corrente média de entrada durante um semi-ciclo da rede é definida por:

$$I_{i \text{ MÉD}} = \frac{1}{p} \int_0^p i_M(t) \cdot dwt \quad (34)$$

Que resulta em:

$$I_{i \text{ MÉD}} = \frac{D^2 \cdot V_0}{2 \cdot p \cdot L \cdot f_s} \left(-p + \frac{2}{\sqrt{1-a^2}} \left(\frac{p}{2} + \text{sen}^{-1}(a) \right) \right) \quad (35)$$

4.3.6 – Corrente Eficaz de Entrada para um semi-ciclo da Rede

Como no item anterior, pode-se calcular o valor aproximado da corrente eficaz durante um semi-ciclo da rede.

A corrente eficaz de entrada durante um semi-ciclo da rede é definida por:

$$I_i = \sqrt{\frac{1}{p} \cdot \int_0^p [i_M(t)]^2 dt} \quad (36)$$

Que resulta em:

$$I_i = \frac{D^2 \cdot V_0 \cdot \sqrt{a}}{2 \cdot p \cdot L \cdot f_s} \cdot \sqrt{Z1(a)} \quad (37)$$

Onde:

$$Z1(a) = \frac{2}{(1-a^2)} + \frac{p}{a} + \frac{2a^2-1}{a \cdot (1-a^2)} \cdot \frac{2}{a \cdot \sqrt{1-a^2}} \cdot \left(\frac{p}{2} + \text{sen}^{-1}(a) \right) \quad (38)$$

4.3.6 – Potência de Entrada

O valor aproximado da potência de entrada durante um semi-ciclo da rede é dada por:

$$P_i = \frac{D^2 \cdot V_p \cdot V_0}{2 \cdot p \cdot L \cdot f_s} \cdot Y1(a) \quad (39)$$

4.3.7 – Fator de Potência

A corrente de entrada não é puramente senoidal. Ela contém uma certa distorção introduzida pelo tempo de desmagnetização do indutor. O Fator de Potência é dado pela expressão:

$$FP = \frac{P_i}{V_i \cdot I_1} = \frac{\sqrt{2} \cdot Y1(a)}{\sqrt{p \cdot a \cdot Z1(a)}} \quad (40)$$

4.3.8 – Taxa de Distorção Harmônica

A Taxa de Distorção Harmônica é dada pela expressão:

$$THD = \sqrt{\frac{\cos^2(f_1)}{FP^2} - 1} \quad (41)$$

4.4 – ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Para dimensionar os semicondutores e o indutor de entrada, é importante a determinação das correntes médias e eficazes nos mesmo.

4.4.1 – Corrente Média na chave S

A corrente média na chave S para um período de chaveamento é dada pela expressão:

$$I_{SMÉD}(t) = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \cdot \text{sen}(w_1 t) \quad (42)$$

A corrente média na chave S para um semi-ciclo da rede é calculada por:

$$I_{SMEDIA} = \frac{V_p \cdot D^2}{p \cdot f_s \cdot L} \quad (43)$$

4.4.2 – Corrente Eficaz na chave S

A corrente eficaz na chave S para um período de chaveamento é calculada pela expressão:

$$I_{SEFI}(t) = \frac{V_p \cdot \text{sen}(w_1 t)}{\sqrt{3} \cdot f_s \cdot L} \cdot \sqrt{D^3} \quad (44)$$

A corrente eficaz na chave S para um semi-ciclo da rede é dada por:

$$I_{S_{EFICAZ}} = \frac{V_P}{\sqrt{6} \cdot f_s \cdot L} \cdot \sqrt{D^3} \quad (45)$$

4.4.3 – Corrente Média no Diodo D

A corrente média no diodo D é igual à corrente média na carga, dada pela equação (26).

4.4.4 – Corrente Eficaz no Diodo D

A corrente eficaz no diodo D para um período de chaveamento é determinada por:

$$I_{D_{EFI}}(t) = \frac{V_P}{f_s \cdot L} \cdot \sqrt{\frac{a \cdot D^3}{3}} \cdot \sqrt{\frac{\text{sen}^3(w_1 t)}{1 - a \cdot \text{sen}(w_1 t)}} \quad (46)$$

A corrente eficaz no diodo para um semi-ciclo da rede é dada por:

$$I_{D_{EFICAZ}} = \frac{V_P}{f_s \cdot L} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3 \cdot p}} \cdot \sqrt{-\frac{p}{2} + \frac{1}{a} \cdot Y1(a)} \quad (47)$$

4.4.5 – Corrente Eficaz no Indutor L

A corrente eficaz no indutor L é dada por:

$$I_{L_{SEFICAZ}} = \frac{V_P}{f_s \cdot L} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \cdot \sqrt{\frac{Y1(a)}{a \cdot p}} \quad (48)$$

A variação da corrente no indutor (Δi) em cada período TS será a mesma tanto no intervalo de condução da chave (Δt_1) como no intervalo de condução do diodo (Δt_2).

5. RESULTADOS COMPUTACIONAIS E EXPERIMENTAIS

O conversor para atender a etapa inversora do reator eletrônico, segue as seguintes especificações da **Tabela 1**:

Tabela 1 – Parâmetros necessários para elaboração do projeto do conversor

Tensão da rede	$V(t) = 180 \sin (wt)$
Potência entregue a carga	$P_o = 40W$
Tensão contínua de saída	$V_o = 300V$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50KHz$
Período de chaveamento	$T_s = 20\mu s$

A **Tabela 2** apresenta os valores calculados dos parâmetros do conversor, necessários para o dimensionamento dos componentes.

Tabela 2 – Parâmetros Calculados para o Projeto do Conversor

PARÂMETRO	DESCRIÇÃO	EQUAÇÃO	VALOR
D _{MAX}	Razão cíclica máxima	(22)	0,4
L _{MAX}	Indutância máxima	(30)	1,363mH
FP	Fator de potência	(40)	0,982
$I_{S_{MÉDIA}}$	Corrente média na chave S	(43)	0,134A
$I_{S_{EFICAZ}}$	Corrente eficaz na chave S	(45)	0,272A
I_o	Corrente média no diodo D	(26)	0,133A
$I_{D_{EFICAZ}}$	Corrente eficaz no diodo D	(47)	0,286A
$I_{i \text{ MÉD}}$	Corrente média no indutor L	(35)	0,267A
$I_{L_{SEFICAZ}}$	Corrente eficaz no indutor L	(48)	0,395A

A Figura 7 mostra o módulo de entrada acoplado ao inversor e a lâmpada fluorescente. Esta configuração do módulo de entrada tem como objetivo fornecer uma tensão V_0 constante ao inversor e proporcionar ao reator eletrônico um alto fator de potência e uma baixa Taxa de Distorção Harmônica na corrente CA da rede.

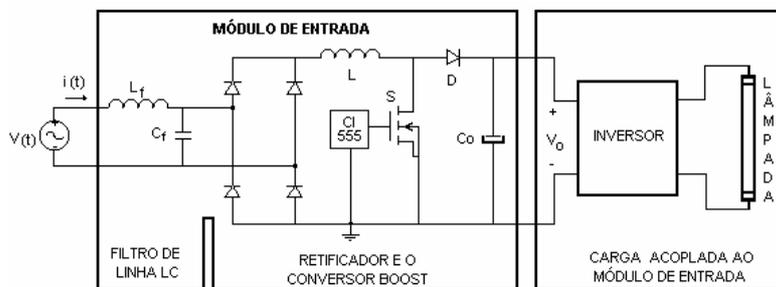


Figura 7- Topologia de um Reator Eletrônico com alto Fator de Potência

5.1. SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

A simulação computacional, feita através do programa PSPICE, comprovam os resultados esperados do conversor Boost operando no modo de condução descontínua como PFP. O esquemático do circuito do conversor Boost utilizado na simulação é dado pela Figura 8 .

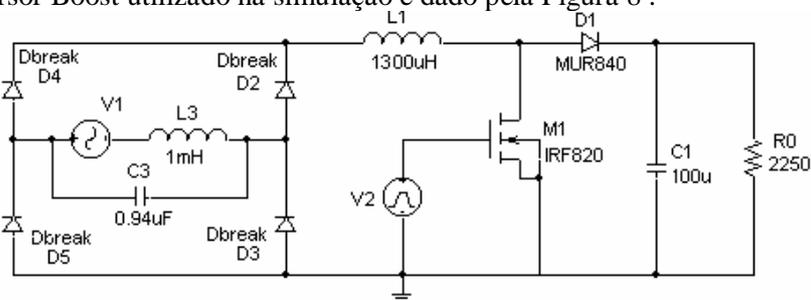


Figura 8 – Esquemático do conversor Boost

Os resultados obtidos na simulação computacional são apresentados na **Tabela 3**.

Tabela 3– Dados Obtidos na Simulação Computacional:

Tensão eficaz de entrada	127 V
Corrente eficaz de entrada	0,398 A
Ângulo de deslocamento	6,7°
Fator de Potência	0,982
Taxa de Distorção Harmônica	15,72%

A Figura 9 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada.



Figura 9 – Formas de onda da tensão da rede $v(t)$ e da corrente de entrada $i(t)$.

5.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Depois de projetados todos os parâmetros do circuito e especificado os componentes, foi então implementado o módulo de entrada, como mostra a Figura 10, para ensaio em laboratório.



Figura 10– Módulo de entrada, composto por: 1- ponte de diodo, 2- indutor, 3- MOSFET, 4- diodo ultra rápido, 5- capacitor eletrolítico de saída.

O módulo de entrada foi acoplado ao estágio inversor de um reator eletrônico para acender duas lâmpadas fluorescentes de 20 W.

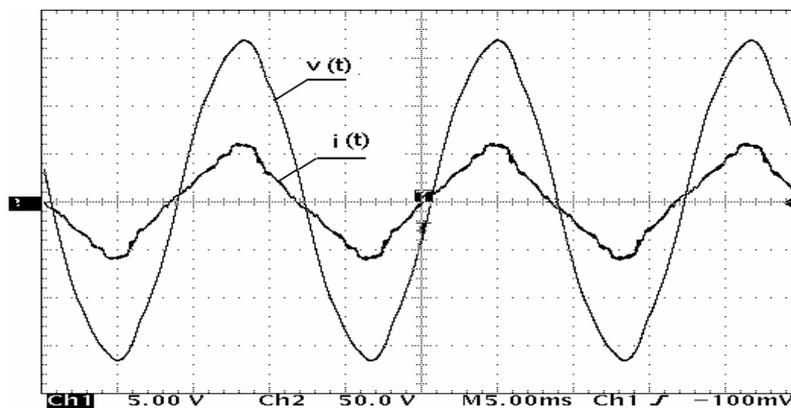


Figura 11– Formas de onda de tensão e corrente de entrada do reator eletrônico

O Figura 11 mostra a formas de onda da corrente de entrada $i(t)$ e da tensão da rede $v(t)$. Pode-se observar que a corrente apresenta uma envoltória praticamente senoidal e quase em fase com a tensão. Na figura, a escala vertical de corrente é de 0,5A, a escala vertical de tensão é de 50V, escala de tempo é de 5ms.

Através dos pontos que compõem as formas de onda da tensão e da corrente de entrada do reator em funcionamento, adquiridos pelo osciloscópio, obteve-se os resultados anotados na Tabela 4.

Tabela 4 – Dados experimentais referentes ao Protótipo do Reator eletrônico

Tensão eficaz de entrada	123 V
Corrente eficaz de entrada	0,364 A
Potência Ativa de entrada	32,22 W
Potência Reativa de entrada	32,91 VA
Ângulo de deslocamento	4,3°
Fator de Potência	0,973
Taxa de Distorção Harmônica	18%

6. CONCLUSÕES

A grande importância das lâmpadas fluorescentes na iluminação artificial incentiva as pesquisas para o desenvolvimento de equipamentos que melhorem a sua eficiência e seu funcionamento.

O reator é um equipamento fundamental no funcionamento da lâmpada fluorescente. O desenvolvimento de um reator composto por um circuito eletrônico em substituição do convencional reator eletromagnético possibilitou uma melhor eficiência do sistema de iluminação fluorescente. Porém equipamentos eletrônicos mal projetados podem interferir na qualidade de energia de uma instalação devido à alta Taxa de Distorção Harmônica, THD, na corrente requerida da rede. O Fator de Potência, FP, de um equipamento também está relacionado com THD, quanto maior a THD menor o FP.

O objetivo deste trabalho foi desenvolver um projeto de um módulo de melhoria do Fator de Potência para ser implementado em reatores eletrônicos. O módulo desenvolvido é baseado em um conversor Boost, operando como pré-regulador de Fator de Potência no modo de condução descontínua.

O pré-regulador Boost no modo descontínuo apresenta uma configuração simples e compacta, o que torna viável sua implementação em reatores eletrônicos.

O protótipo do módulo de melhoria de FP, desenvolvido neste trabalho, foi testado e apresentou um bom funcionamento, a THD ficou abaixo de 20% e o FP em torno de 0,98.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 Coaton, J. R. & Marsden, A. M., Lamps and Lighting, Fourth Edition, Arnold and Contributors, 1997.
- 2 R. N. Marques & H. A. C. Braga, "Performance of Commercial Electronic Ballasts Sold in Brazil", IEEE, Induscon 2000.
- 3 N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. "Power Electronics – Converters, Applications and Design". Segunda Edição. John Wiley & Sons, Inc.
- 4 "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems." Project IEEE-519. October 1991.
- 5 V. Vorperian & R. Ridley, "A Simple Scheme for Power-Factor Rectification for High-Frequency" "IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.5, nº. 1, pág. 77-87 Janeiro 1990.
- 6 M. Gotfryd, "Output Voltage and Power Limits in Boost Power Factor Corrector Operating in Discontinuous Inductor Current Mode", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, nº. 1, pág. 51-57 Janeiro 2000.