

CLAUDINOR BITENCOURT NASCIMENTO

**ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS COM
ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA**

FLORIANÓPOLIS

2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS COM
ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

CLAUDINOR BITENCOURT NASCIMENTO

Florianópolis, Dezembro de 2005

ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Claudinor Bitencourt Nascimento

‘Esta tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Alexandre Trofino Neto, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente

João Batista Vieira Júnior, Dr.

Carlos Alberto Canesin, Dr.

Anderson Soares André, Dr.

João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Aos meus amados filhos e esposa, Pedro Vitor, Ana Clara e Rosalba, porque sem eles tudo
o que eu faço não teria sentido.

Agradecimentos

Como não poderia deixar de ser, eu inicio os meus agradecimentos ao Professor Arnaldo José Perin, não somente por sua competente orientação mas principalmente por sua sincera amizade, carinho e apoio. Serei eternamente grato por todos os seus ensinamentos que foram muito mais além da minha formação profissional durante esta etapa de minha vida.

Um especial agradecimento aos Engenheiros Joabel Moia, João Buttendorff e José Flavio Dums por suas colaborações durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos de sala por suas agradáveis companhias e que através das nossas conversas propiciaram o meu enriquecimento profissional e cultural.

Também gostaria de demonstrar os meus agradecimentos aos demais professores, funcionários, bolsistas e colegas do INEP que de maneira direta ou indireta contribuíram neste trabalho.

A minha família pelo apoio, carinho e compreensão em todos os momentos, porque neles eu sempre encontrei as forças necessárias para superar os obstáculos mais difíceis.

A minha esposa Rosalba, por seu amor.

Aos meus filhos Pedro Vitor e Ana Clara, fontes eternas da minha inspiração.

Aos meus pais Altamir e Maria de Lourdes, que com certeza estão muito orgulhosos e felizes por mais esta conquista.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Claudinor Bitencourt Nascimento

Dezembro de 2005

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

Palavras-chave: Reator eletrônico, estágio integrado, “charge-pump”, correção do fator de potência, lâmpadas fluorescentes, lâmpadas de vapor de sódio

Número de páginas: 165

RESUMO: O trabalho apresenta o estudo de uma família de reatores eletrônicos com elevado fator de potência, sendo que o estágio de correção do fator de potência é integrado ao conversor CC-CA. No decorrer dos capítulos, empregando o conceito “charge pump”, reatores VS-CPPFC (“Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction”) e CS-CPPFC (“Current Source - Charge Pump Power Factor Correction”) são analisados e aplicados nas alimentações das lâmpadas fluorescentes e das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Através da redução do número de componentes e da redução física dos elementos eletromagnéticos, obtém-se a otimização de cada estrutura proposta. No entanto, o principal objetivo do trabalho é o cumprimento das normas técnicas que regulamentam a utilização destes sistemas. Em cada capítulo é escolhida uma topologia que, através da sua análise matemática, se determina uma metodologia de projeto para a definição dos parâmetros que constituem o reator. Resultados experimentais dos protótipos aplicando o comando com frequência fixa e o comando auto-oscilante são obtidos, analisados e discutidos para validação das metodologias aplicadas.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

STRUCTURES OF ELECTRONIC BALLASTS WITH HIGH POWER FACTOR

Claudinor Bitencourt Nascimento

December, 2005

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drivers

Keywords: Electronic ballast, integrated stage, charge-pump, power factor correction, fluorescent lamps, high pressure sodium lamps

Number of pages: 165

ABSTRACT: This work presents the study of a family of electronic ballasts with high power factor, where the power factor correction stage is integrated into the DC-AC converter. In the happen of the chapters, employing the charge pump concept, electronic ballasts VS-CPPFC (Voltage Source - Charge Pump Power Factor Correction) and CS-CPPFC (Current Source - Charge Pump Power Factor Correction) are analyzed and applied at to fluorescent lamps and high pressure sodium lamps. Through the reduction of the components count and of the physical reduction of the electromagnetic elements the optimization is obtained for each proposed topology. However, the main objective of the work is the fulfillment of the standard requirements that regulate these systems. In each chapter is chosen a topology that, through the mathematical analysis, is determined a design methodology for the definition of the parameters that compose the electronic ballast. Experimental results of the prototypes applying the fixed frequency drive and the self-oscillating drive are obtained, analyzed and discussed for validation of the applied methodologies.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1 Contextualização do tema	1
1.2 O Conceito “Charge Pump”	5
1.3 Proposta da tese	10
1.4 Organização do trabalho	11
CAPÍTULO 2 – REATORES FONTES DE TENSÃO SEM OS CAPACITORES DE PARTIDA E COM UM CAPACITOR NO FILTRO DE ENTRADA.....	13
2.1 Introdução	13
2.2 Topologias propostas	13
2.2.1 Princípio de funcionamento	16
2.2.2 Análise e metodologia de projeto do filtro série ressonante e do filtro de entrada	24
2.2.3 Simulação do reator analisado	27
2.3 Resultados experimentais	29
2.3.1 Protótipo implementado com comando com frequência fixa	30
2.3.2 Comando auto-oscilante.....	35
2.4 Conclusão.....	37
CAPÍTULO 3 – REATORES FONTES DE TENSÃO SEM OS CAPACITORES DE PARTIDA E COM DOIS CAPACITORES NO FILTRO DE ENTRADA	39
3.1 Introdução	39
3.2 Topologias Propostas	39
3.2.1 Princípio de funcionamento	43
3.2.2 Simulação do reator analisado	48
3.3 Resultados experimentais	51
3.3.1 Comando com frequência fixa	51
3.3.2 Comando auto-oscilante.....	55
3.4 Conclusão.....	57
CAPÍTULO 4 – REATORES FONTES DE TENSÃO COM CONEXÃO DIRETA ENTRE O ESTÁGIO INVERSOR E O ESTÁGIO DE ENTRADA.....	58
4.1 Introdução	58
4.2 Topologia proposta	58

4.3 Simulação e resultados experimentais	63
4.3.1 Resultados de simulação	64
4.3.2 Resultados experimentais.....	68
4.4 Conclusão.....	76
CAPÍTULO 5 – REATORES FONTES DE CORRENTE SEM FILTRO DE ENTRADA	78
5.1 Introdução	78
5.2 Topologias propostas	78
5.2.1 Princípio de funcionamento	82
5.2.2 Metodologia de projeto	85
5.2.3 Simulação do reator analisado	90
5.3 Resultados experimentais	92
5.3.1 Comando com frequência fixa	93
5.3.2 Reator auto-oscilante alimentado com tensão de entrada de 220V.....	98
5.3.3 Reator auto-oscilante alimentado com tensão de entrada de 127V.....	108
5.4 Conclusão.....	113
CAPÍTULO 6 – REATORES FONTES DE CORRENTE SEM FILTRO DE ENTRADA E COM DOIS INDUTORES BOOST ACOPLADOS	115
6.1 Introdução	115
6.2 Topologias propostas	115
6.2.1 Princípio de funcionamento	120
6.2.2 Metodologia de projeto	123
6.2.3 Simulação do reator analisado	129
6.3 Resultados experimentais	132
6.3.1 Comando com frequência fixa	132
6.3.2 Protótipos implementados com comando auto-oscilante.....	137
6.4 Conclusão.....	150
CAPÍTULO 7 – CONCLUSÃO GERAL	151
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	156

SIMBOLOGIA

1. Símbolos utilizados no trabalho

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
C_f, C_{f1} e C_{f2}	Capacitâncias dos filtros de entrada	F
C_{r1} e C_{r2}	Capacitâncias de partida das lâmpadas	F
C_{d1} e C_{d2}	Capacitâncias dos circuitos ressonantes do estágio inversor	F
C_{in}, C_{in1} e C_{in2}	Capacitâncias “charge pump”	F
C_B	Capacitância do barramento CC	F
f_{or}	Frequência de ressonância entre L_r e C_d em regime permanente	Hz
f_{op}	Frequência de ressonância entre L_r e C_d durante o processo de partida	Hz
f_s	Frequência de comutação do reator	Hz
f_{rede}	Frequência da fonte de alimentação de entrada do reator	Hz
I_{Cmed}	Corrente média de carga do capacitor C_{in}	A
$i_g(t)$	Corrente instantânea da fonte de alimentação de entrada do reator	A
I_{gmed}	Corrente média da fonte de alimentação de entrada $v_g(t)$ para um período de comutação do inversor	A
$i_{Lr}(t)$	Corrente dos circuitos ressonantes do reator	A
I_{Lr}	Corrente de pico dos circuitos ressonantes do reator	A
$i_{Lin}(t)$	Corrente do indutor boost	A
I_{Linmed}	Corrente média do indutor boost	A
i_{D1} e i_{D4}	Corrente dos diodos D_1 e D_4 da ponte retificadora	A
K	Fração da corrente do indutor boost	A
K_1	Fração da corrente média do indutor boost	A
K_2	Fração da corrente média do indutor boost acoplado magneticamente	A
L_f	Indutância do filtro de entrada	H
L_{r1} e L_{r2}	Indutâncias do circuito ressonante	H
L_{in}, L_{in1} e L_{in2}	Indutâncias boost	H
$p_{in}(t)$	Potência instantânea fornecida pela fonte de alimentação de entrada	W
P_{in}	Potência média fornecida pela fonte de alimentação de entrada durante um período de comutação do inversor	W
P_0	Potência de operação de cada lâmpada	W

R_L	Resistência equivalente da lâmpada	Ω
R_{eq}	Resistência equivalente do reator vista pelos terminais da fonte $v_g(t)$	Ω
T_s	Período de comutação do inversor	s
t	Instante de tempo	s
$v_g(t)$	Tensão da fonte de alimentação de entrada do reator	V
$v_a(t)$	Tensão sobre cada uma das lâmpadas	V
$v_{Cin}(t)$	Tensão sobre o capacitor “charge pump”	V
$ v_g(t) $	Módulo da tensão da fonte de alimentação de entrada do reator	V
V_B	Tensão do barramento CC (tensão do capacitor C_B)	V
V_{ap}	Tensão de pico sobre as lâmpadas	V
V_p	Tensão de pico da fonte de alimentação de entrada	V
V_{Cinmax}	Máxima tensão sobre o capacitor C_{in}	V
V_{Cinmin}	Mínima tensão sobre o capacitor C_{in}	V
V_{Lamp}	Tensão eficaz de operação das lâmpadas	V
$V_{ms,rms}$	Tensão eficaz fundamental da forma de onda de saída do inversor	V
Z_0	Impedância equivalente entre C_{in} e L_{in}	Ω
α	Relação entre a frequência de ressonância do capacitor C_{in} com o indutor L_{in} e a frequência de comutação do inversor	-
ϕ	Deslocamento angular entre a tensão e a corrente da fonte de alimentação CA	rad
η	Rendimento do reator	%
θ	Deslocamento angular entre a tensão e a corrente das lâmpadas	rad
ρ_p	Relação entre a frequência de ressonância do circuito ressonante durante o processo de partida e a frequência de comutação inversor	-
ρ_s	Relação entre a frequência de ressonância do circuito ressonante em regime permanente e a frequência de comutação do inversor	-
ΔV_B	Variação em percentagem da ondulação da tensão do barramento CC	V
ΔQ	Variação de carga do capacitor C_{in}	A.s
ω_C	Frequência angular de corte do filtro de entrada	rad/s
ω_s	Frequência angular de comutação do inversor	rad/s
ω_o	Frequência angular de ressonância entre C_{in} e L_{in}	Rad/s
ω_t	Frequência angular da rede de alimentação	Rad/s

ζ

Fator de amortecimento

-

2. Acrônimos e abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CP	“Charge Pump”
CI	Circuito integrado
CIC	“Continuous Input Current”
CS	“Current Source”
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
FC	Fator de Crista
FP	Fator de Potência
PFC	“Power Factor Correction”
CPPFC	“Charge Pump Power Factor Correction”
VS	“Voltage Source”
NTC	“Negative Temperature Coefficient”

3. Símbolos de unidades de grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A	ampère
C	coulomb
Hz	hertz
F	faraday
H	henry
s	segundos
V	volt
W	watt
Ω	ohm

4. Símbolos dos elementos de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
Z; D _z	Diodo Zener
Lamp	Lâmpada
Diac	Diac
Q _p	Tiristor
Q _c	Transistor bipolar
R	Resistor
FS	Fusível
T ₁ e T ₂	Interruptores do inversor
v _g (t)	Fonte de alimentação de entrada do reator

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Contextualização do tema

A utilização de equipamentos eletrônicos que consomem e/ou processam energia elétrica vem se tornando cada vez mais comum na vida das pessoas. Muitos deles são alimentados diretamente pela rede elétrica e mais de 50% possuem um conversor estático de potência que, quando em operação, pode deformar a corrente elétrica de entrada, aumentando consideravelmente o seu conteúdo harmônico. Esta deformação prejudica a qualidade da energia elétrica da rede bem como pode afetar outros equipamentos alimentados pela mesma. Além de prejudicar a qualidade da energia elétrica, estes equipamentos, por possuírem um baixo fator de potência, forçam a rede elétrica a fornecer mais energia do que aquela consumida pela carga, diminuindo, desta forma, o seu rendimento [1 e 2]. A busca constante por novas tecnologias, bem como o aperfeiçoamento das que já são bem conhecidas, se faz necessária. Não somente para satisfazer as normas técnicas que regulamentam a utilização destes equipamentos, mas também para reduzir o consumo de energia elétrica em quase todos os setores da economia, contribuindo, desta forma, para a melhoria da eficiência energética, tema atualmente tão difundido em todo o mundo.

No Brasil, devido à não regularidade nos investimentos em sistemas de geração e em programas de conservação de energia elétrica, nos últimos anos surgiram problemas de forte impacto na economia, como os blecautes energéticos e o elevado custo das tarifas. Estes problemas vêm alertando os órgãos responsáveis pela geração e distribuição de energia elétrica de que não se pode mais ignorar o problema em questão e que há a necessidade urgente de investimentos em fontes alternativas de energia, bem como manter os programas de combate ao desperdício de energia quanto à conservação de energia elétrica. A indústria nacional pode colaborar com o aumento da eficiência energética em geral, através do fornecimento de produtos com elevado rendimento, elevado fator de potência e de baixo custo, possibilitando que o consumidor cada vez mais tenha acesso a estes tipos de tecnologia.

A iluminação artificial representa uma fração considerável (cerca de 30%) no consumo mundial de energia elétrica, atingindo boa parte dos setores da economia

(serviços públicos, comerciais e industriais). Dentro deste contexto, a iluminação fluorescente responde por quase 80% de todas as fontes de luz artificial [3].

Como todas as lâmpadas de descarga, as lâmpadas fluorescentes e as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, por apresentarem características de impedância negativa, necessitam de um dispositivo de partida e estabilização de corrente [3]. No entanto, durante muito tempo apresentam o inconveniente de utilizarem reatores eletromagnéticos que possuem desvantagens tais como: elevado peso e volume, baixa eficiência elétrica, “flicker” e efeito estroboscópico na lâmpada e ruído audível [4 e 5]. Os estudos envolvendo aplicação de corrente em alta frequência nas lâmpadas fluorescentes demonstram que é possível obter elevação na eficiência luminosa na ordem de 12 a 20% e o aumento da vida útil das lâmpadas. Isto permite que seja possível reduzir a potência elétrica aplicada ao sistema de alimentação das lâmpadas de forma a se obter a redução no consumo de energia elétrica [6 e 7].

As primeiras experiências de alimentação de lâmpadas de descargas em alta frequência surgiram na década de trinta [8] e de quarenta [9], porém os primeiros conversores eletrônicos foram desenvolvidos inicialmente no final dos anos 50 [10] e já com o comando auto-oscilante no início dos anos 60 [11]. O alto custo aliado à baixa confiabilidade foram fatores cruciais para a inviabilidade comercial desta tecnologia na época. A partir da década de 80, através de incentivos de algumas concessionárias americanas de energia elétrica, os reatores eletrônicos voltaram a ser utilizados devido ao retorno rápido que eles proporcionam quanto à economia do consumo de energia elétrica. A produção em larga escala e os avanços tecnológicos permitiram, então, o crescimento do mercado para estes tipos de reatores.

O conversor série-paralelo ressonante meia ponte, alimentado por tensão não simétrica e sem estágio para correção do fator de potência, apresentado na Fig. 1.1, é a estrutura mais comum usada para os sistemas de iluminação fluorescentes [12 - 15].

As duas grandes vantagens desta estrutura são a possibilidade da utilização do comando auto-oscilante e a tensão em cada interruptor não ser superior ao valor da tensão de pico da fonte de alimentação $v_g(t)$. No entanto, por não possuir estágio com correção do fator de potência, cada vez mais este tipo de reator está sendo substituído por outras estruturas, principalmente para a potência nas lâmpadas superiores a 40W.

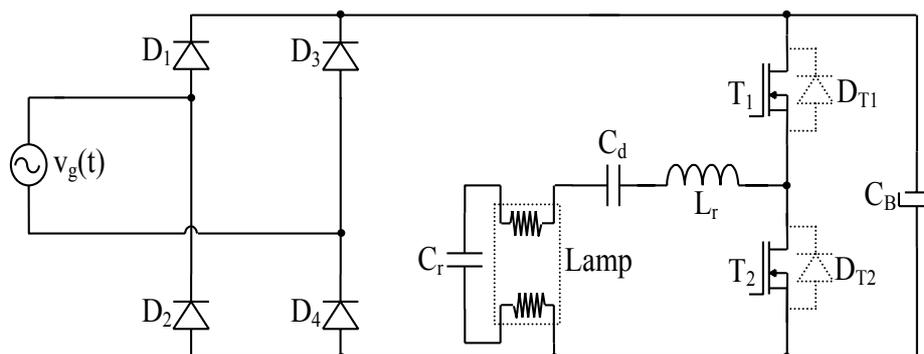


Fig. 1.1 – Reator sem estágio para correção do fator de potência.

Com as normas técnicas, internacional [16] e nacional [17], regulamentando a utilização dos reatores eletrônicos quanto à qualidade da energia elétrica e o conteúdo harmônico da corrente de entrada, existe a necessidade da inserção de um pré-regulador com correção do fator de potência (PFC) ao reator. A Fig. 1.2 apresenta o diagrama em blocos completo de um reator eletrônico com correção do fator de potência.

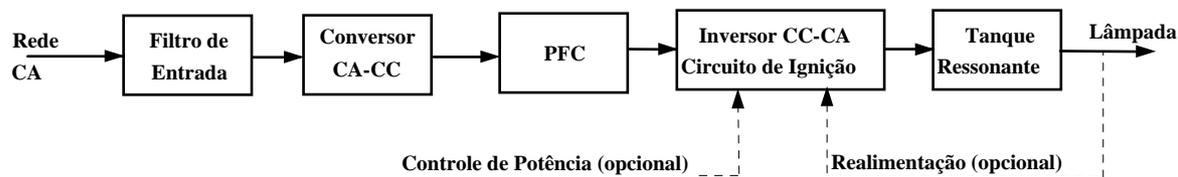


Fig. 1.2 - Diagrama de blocos de um reator.

Normalmente, para o estágio de correção do fator de potência, são utilizados os conversores "Boost" ou "Buck-Boost" [18]. Com o conversor Boost operando em modo de condução contínua consegue-se a regulação de tensão no barramento CC simultaneamente à correção do fator de potência. Isto é possível através de um circuito de controle e modulação com realimentação da tensão do barramento CC e da corrente de entrada. Como neste modo de operação a corrente não vai a zero, a cada período de comutação é possível, através da variação da razão cíclica ou da frequência de comutação, fazer com que a corrente de entrada acompanhe a tensão de entrada, bastando um controle adequado. No modo de condução descontínua, operando com razão cíclica constante, o conversor boost não permite a regulação de tensão do barramento CC e a correção do fator de potência é obtida através da utilização de um filtro LC na entrada do reator. Neste modo de condução não há a necessidade das realimentações das tensões e da corrente e o circuito de controle perde toda a sua complexidade reduzindo-se a um gerador de pulsos numa frequência constante com razão cíclica constante. Embora, na condução descontínua, os circuitos integrados sejam mais simples e com menor custo, a utilização do filtro LC e da fonte de alimentação auxiliar, tornam o reator pouco competitivo comercialmente, quanto comparado aos reatores que utilizam o comando auto-oscilante. A utilização de um estágio

de correção do fator de potência do tipo “Buck-Boost” consegue trazer a grande vantagem de permitir tensão do barramento CC menor em comparação aos estágios do tipo “Boost”. Isto permite a utilização de interruptores de menor tensão, o que é interessante no processo de redução do custo final do reator eletrônico. Por outro lado, níveis de tensão muito baixos pode ser um problema para a partida das lâmpadas.

Com a utilização dos dois estágios (PFC e inversor), os resultados encontrados para o reator são de excelente qualidade. No entanto, a aplicação deste tipo de estrutura, alimentando lâmpadas fluorescentes, torna-se pouco competitivo comercialmente devido à quantidade de componentes do circuito, que influencia de maneira direta no custo final do reator.

Nestes últimos anos, visando a redução dos custos de fabricação, muitos reatores com estágio de correção do fator de potência integrado ao estágio de conversão CC - CA vêm sendo propostos [19-30]. Um dos primeiros estudos utilizando um único estágio de processamento de energia e correção do fator de potência surgiu na década de 70 sob a autoria de Ira Jay Pitel [31], porém a quantidade de elementos reativos (transformadores e indutores) e a complexidade do circuito tornam este reator economicamente inviável.

Uma das técnicas de integração, como mostra a Fig. 1.3, consiste no compartilhamento de um interruptor que atuará tanto na correção do fator de potência como na conversão da tensão do barramento CC em uma tensão alternada para o circuito ressonante do estágio inversor [19 e 20]. Este compartilhamento faz com que o reator apresente algumas características negativas tais como:

- Esforços de corrente elevados nos interruptores, visto que os mesmos conduzem a corrente do estágio inversor e do estágio PFC;
- Na utilização de um estágio PFC do tipo “Boost”, o reator apresenta tensão no barramento elevada devido à condução descontínua da corrente no indutor “Boost” e operação com razão cíclica 0,5;

Em condução descontínua, os filtros de entrada são onerosos e com elevado peso e volume.

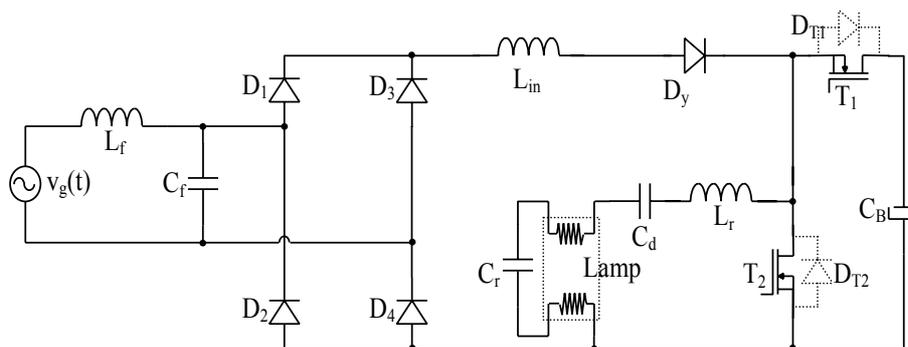


Fig. 1.3 – Integração do pré-regulador Boost com o inversor meia ponte.

Das propostas para sanar estes problemas e diminuir o custo de produção destes reatores, destacam-se as técnicas que utilizam o conceito “Charge Pump” [32 e 33]. Embora muito difundida no final dos anos 90, um dos primeiros estudos com estruturas aplicando esta técnica, porém não enfocada desta maneira, surgiu na metade dos anos 80 [34]. Muitos são os trabalhos utilizando o conceito “Charge Pump” [32-69], no entanto, de acordo com as características de cada reator os seguintes trabalhos são destacados: Eaton [34] e Maehara [35], onde as estruturas são conhecidas como “Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction” (VS – CPPFC) [37-56]; Eaton [34] e Qian [60] que tratam de estruturas denominadas de “Current Source – Charge Pump Power Factor Correction” (CS – CPPFC) [57-61] e os trabalhos de Moisan [62] e Qian [63] que tratam de estruturas do tipo “Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction” (CIC – CPPFC) [62-71]. Reatores com conceito “Charge Pump”, além de reduzir os custos de produção por possuírem uma menor quantidade de componentes, apresentam características tais como: baixa distorção harmônica na corrente de entrada, menores correntes nos interruptores e menores tensões no barramento CC (possibilitando alimentação de entrada em 220V).

1.2 O Conceito “Charge Pump”

A Fig. 1.4 apresenta o reator VS-CPPFC típico [40]. Pode-se observar que, com a retirada do capacitor C_{in} , o circuito torna-se semelhante ao do reator sem correção do fator de potência apresentado na Fig. 1.1. Sendo assim, pode-se afirmar que o capacitor C_{in} é o elemento que propicia a correção do fator de potência do reator VS-CPPFC.

A correção do fator de potência ocorre porque, durante a comutação dos interruptores do estágio inversor, a fonte de entrada $v_g(t)$, através do capacitor C_{in} , passa a fornecer corrente para o reator na frequência de comutação, aumentando o ângulo de condução dos diodos da ponte retificadora (efeito “dither”) [72-75]. A energia fornecida

pela fonte de entrada é armazenada não somente pelo próprio capacitor C_{in} como também pelos elementos do tanque ressonante C_d e L_r que entregam parte desta energia armazenada ao capacitor de barramento C_B , aumentando a sua tensão de barramento V_B .

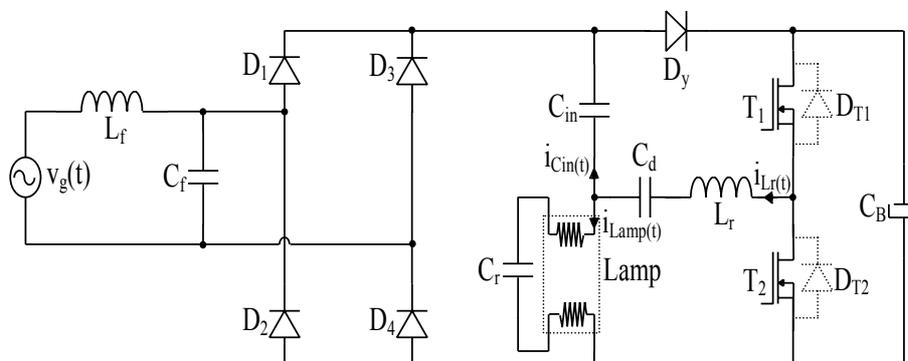


Fig. 1.4 – Reator VS-CPPFC característico.

A utilização de capacitores com a finalidade de se aumentar a tensão de saída de um determinado circuito é mais conhecida como circuitos multiplicadores de tensão [76-88]. Os primeiros multiplicadores de tensão surgiram no início da década de 20 com o objetivo de, além de tornar a tensão e a corrente unidirecionais sobre a carga, elevar a tensão de alimentação de entrada de um circuito em duas ou três vezes em relação ao seu valor de pico original. As principais aplicações destes multiplicadores eram na alimentação de sistemas eletrostáticos e de equipamentos de raios-X [76 e 84]. Com a evolução e a necessidade tecnológica, estes tipos de circuitos foram se estendendo a outros tipos de aplicação como, por exemplo, nos tubos de raios catódicos dos televisores, nos radares e nos osciloscópios de laboratórios, dentre outras aplicações [84, 86-88]. Com o surgimento da tecnologia FET (“Field Effect Transistor”) e na sequência o surgimento da tecnologia MOS (“Metal Oxide Semiconductor”), durante a década de 60, circuitos denominados de “voltage boosting” começaram a ser utilizados com o objetivo de ajustar e estabilizar a tensão limiar (“threshold voltage”) destes interruptores [89-94]. Também nesta mesma época, devido à necessidade da utilização de níveis de tensão mais elevados dos interruptores MOSFETs em relação aos utilizados nas tecnologias TTL, começou-se a utilizar circuitos de capacitores combinados com interruptores do tipo FET (“bootstrapping”) para realizar o “link” entre estas duas tecnologias [95, 96]. Na década de 70, tendo como principal referência o trabalho de Dickson [97], os multiplicadores de tensão, que então passaram a ser conhecidos como circuitos “charge pumps”, começaram a ser utilizados em circuitos de memória não voláteis a fim de se elevar a tensão para valores entre 30 e 40 Volts, necessários para escrever e apagar os dados nestes tipos de memórias [97-102]. Atualmente, os circuitos “charge pumps” continuam sendo aplicados

extensivamente em circuitos de memórias não voláteis (EEPROM's e Flash-EEPROM's), em circuitos para baterias de equipamentos eletrônicos portáteis (circuitos denominados de capacitores comutados) [103-111], em circuitos integrados (CI's) inteligentes de potência [102], em outras estruturas como os retificadores dobradores de tensão [112] e em circuitos PLL's ("Phase Locked Loop") [113-117].

São muitas as aplicações que utilizam circuitos com capacitores combinados com interruptores com a função principal de se elevar a tensão de saída em relação a tensão de entrada. Também são várias as nomenclaturas atribuídas a estes tipos de circuitos, ou seja, pode-se começar pelos circuitos multiplicadores de tensão, depois os então chamados "charge pumps", em seguida os circuitos com capacitores comutados, circuitos "bootstrapping" e, por fim, os circuitos "voltage booster" ou "voltage boosting". Independente do nome ou da aplicação, todos os circuitos têm em comum a função de utilizar elementos armazenadores de energia que, operando em alta frequência ou não, elevam os níveis de tensão de saída destes circuitos.

Não necessariamente se utilizam somente os capacitores como elementos armazenadores de energia. Pode-se utilizar também indutores ou a combinação de indutores e capacitores (L_r , C_{in} e C_d) como no circuito da Fig. 1.4. O tipo de elemento armazenador depende das características do circuito envolvido. Logo, em relação ao reator VS-CPPFC, a correção do fator de potência pode ser obtida sem a utilização do capacitor C_{in} , como mostra a Fig. 1.5.

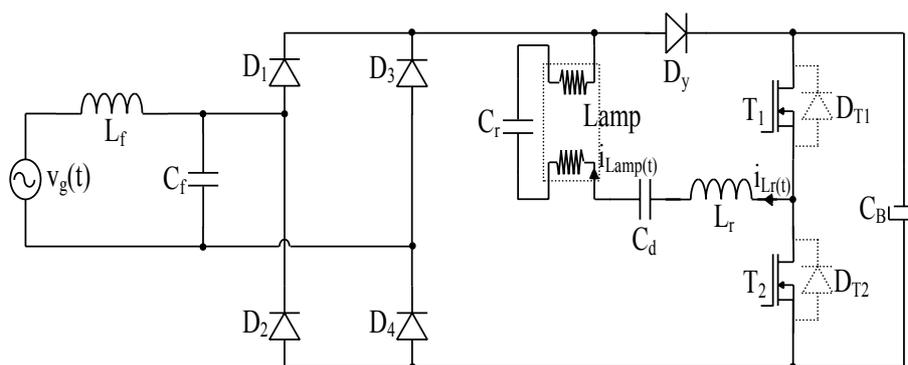


Fig. 1.5 – Reator sem o capacitor C_{in} e com correção do fator de potência.

Nesta configuração o fator de crista da lâmpada fica muito elevado, pois a ondulação da forma de onda da corrente em baixa frequência acompanha a forma de onda retificada do estágio de entrada. Além disso, com os interruptores operando com razão cíclica igual a 0,5, a tensão do capacitor C_B (tensão de barramento) tende ao infinito, pois o indutor L_r se comporta como um indutor "Boost" e parte da energia armazenada no mesmo

é descarregada em C_B . Portanto, pode-se afirmar que a utilização do capacitor C_{in} se faz necessária (pois parte da sua energia armazenada é entregue ao tanque ressonante) para que a ondulação da corrente em baixa frequência não seja muito expressiva a ponto de não satisfazer as normas técnicas quanto ao fator de crista e ao mesmo tempo se crie o caminho necessário para que o capacitor C_B retorne parte da sua energia, de tal forma que a tensão de barramento não alcance um valor muito elevado.

Além da conexão do capacitor C_{in} , já apresentado no reator VS-CPPFC da Fig. 1.4, outras formas de conexão poderiam ser utilizadas. Por exemplo, a Fig. 1.6 apresenta o circuito com o capacitor C_{in} conectado entre a carga e o barramento negativo. Embora nesta configuração a tensão do barramento V_B fique limitada, próxima ao valor da tensão de pico da fonte de entrada, e a ondulação em baixa frequência da corrente do indutor L_r não seja tão expressiva, a corrente na carga continua a seguir a forma de onda retificada mantendo o seu fator de crista em valores muito elevados.

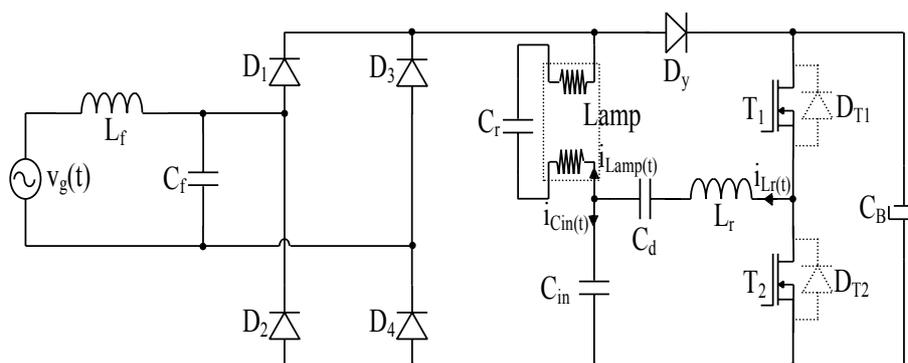


Fig. 1.6 – Configuração de um circuito VS-CPPFC.

Uma outra forma de conexão é apresentada na Fig. 1.7.

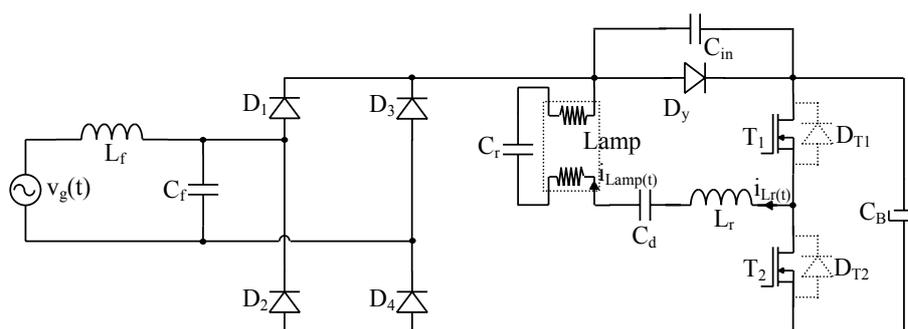


Fig. 1.7 – Reator CS-CPPFC característico.

Este circuito representa o reator do tipo CS-CPPFC típico [60]. Embora o funcionamento desta estrutura seja diferente daquele associado aos reatores apresentados nas Fig. 1.4 e Fig. 1.6, a função do capacitor C_{in} continua sendo a de limitar a tensão do capacitor C_B , pois propicia um caminho de retorno de energia para a carga e melhora o fator de crista da corrente da lâmpada.

Quanto à nomenclatura atribuída aos reatores com características “charge pump”, basicamente a principal diferença entre um reator VS-CPPFC de um reator CS-CPPFC está relacionada com a característica de saída do estágio inversor. Considerando a lâmpada como a principal carga do estágio inversor, se a corrente do circuito ressonante for a mesma desta carga, ou praticamente a mesma, o estágio inversor é caracterizado como uma fonte de corrente. Caso contrário, se a corrente da carga não for a mesma do circuito ressonante, o estágio inversor normalmente é representado por uma fonte de tensão. No caso da Fig. 1.7 a corrente do circuito ressonante $i_{Lr}(t)$ é igual à corrente da lâmpada $i_{Lamp}(t)$. Por outro lado, como mostra a Fig. 1.4, a corrente do circuito ressonante $i_{Lr}(t)$ não é igual a corrente da lâmpada $i_{Lamp}(t)$. Desta forma, o estágio inversor deste reator é normalmente representado por uma fonte de tensão.

Quanto ao reator ser do tipo CIC-CPPFC ou não, está relacionado com a corrente fornecida pela fonte de alimentação. Se nenhum filtro LC for utilizado na entrada do reator e a fonte fornecer corrente com condução contínua durante todo o período de comutação do inversor, este reator é caracterizado como um reator com corrente de entrada contínua podendo ser do tipo VS-CPPFC ou do tipo CS-CPPFC. A Fig. 1.8 apresenta o reator CIC-CPPFC clássico [63]. Com a conexão do indutor L_{in} , o reator passa a possuir o comportamento de um conversor “Boost” permitindo, desta forma, a redução do peso e volume do indutor L_f do filtro de entrada.

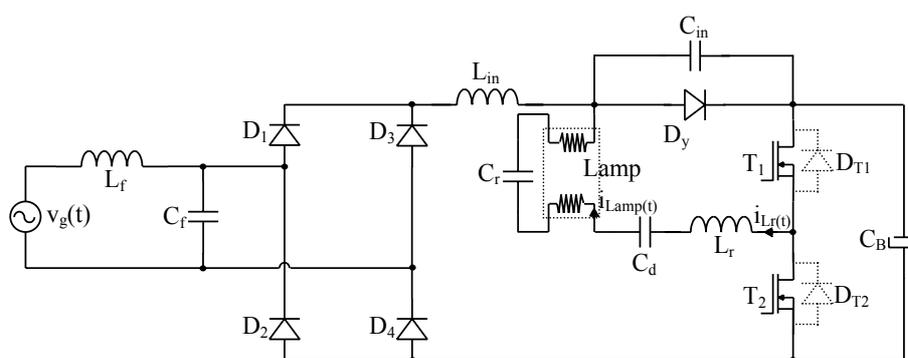


Fig. 1.8 – Reator CIC-CPPFC característico.

Mesmo considerando os reatores “charge pump” típicos como sendo uma das melhores soluções para a correção do fator de potência por serem de baixo custo, duas desvantagens podem ser citadas. A primeira é que estas técnicas somente são eficazes quando utilizadas juntamente com um filtro LC de entrada, necessário para eliminação dos harmônicos de alta frequência bem como para evitar as interferências eletromagnéticas, relativamente grandes nestes conversores. A segunda é que elas produzem um fator de crista na corrente da lâmpada que, em determinadas potências, extrapolam os limites

especificados nas normas técnicas. Sendo assim, os reatores que apresentarem soluções que permitem diminuir a quantidade de componentes bem como o seu peso e volume, como, por exemplo, a redução física dos elementos eletromagnéticos (indutores e transformadores) ou a retirada de alguns desses componentes, mantendo a estrutura dentro dos limites das normas técnicas, estarão sempre a frente das demais para uma possível aplicação comercial.

1.3 Proposta da tese

Pretende-se com este trabalho, desenvolver um estudo relacionado aos reatores com características do tipo “Charge Pump”. Almeja-se que cada reator proposto apresente estrutura otimizada (quando comparados aos reatores “charge pumps” típicos) e mantenha o elevado fator de potência. A otimização está relacionada não somente com a redução da quantidade de componentes, mas também com a redução física dos elementos eletromagnéticos (transformadores e indutores) reduzindo, desta forma, o seu peso e volume. Espera-se, também, que cada reator proposto possua características de saída que satisfaçam as normas (NBR14418 e IEC-61000-3-2 classe C / 1999) que regulamentam a utilização dos mesmos. A norma brasileira NBR14418 utiliza como referência para cumprimento de alguns requisitos a IEC 61000-3-2 classe C (1999). A tabela 1.1 apresenta os limites máximos individuais dos harmônicos relacionados com a corrente de entrada fornecida por uma fonte de alimentação senoidal.

Com este trabalho, busca-se encontrar soluções relacionadas ao tema, que possam de alguma forma trazer benefícios gerais em todos os setores da economia nacional que utilizam iluminação artificial.

Cada reator apresentado fará parte de um grupo de reatores que possuem as mesmas características específicas, principalmente em relação a sua configuração topológica.

Tabela 1.1 - Percentual harmônico máximo permitido para cada componente harmônico [13].

Ordem do harmônico n	Amplitude máxima do harmônico de corrente permitida, expresso como percentual da componente fundamental %
2	2

3	$30.\lambda$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (harmônicos ímpares)	3
$\lambda =$ Fator de potência.	

Para a indústria, com a utilização de estruturas otimizadas, os custos de produção serão menores reduzindo desta forma, o custo final do produto. Portanto, além dos produtos nacionais poderem concorrer de forma mais significativa com os produtos importados, a redução do custo pode proporcionar o aumento das vendas dos mesmos. Com produtos mais baratos, os consumidores com menor poder aquisitivo, poderão investir na iluminação com lâmpadas fluorescente, tendo como consequência a economia da energia elétrica e a redução dos gastos com a mesma. Como a iluminação artificial é necessária em quase todos os setores da economia (por exemplo: serviços públicos (escolas, hospitais), lojas comerciais, linhas de produção industrial, etc...) quase que continuamente, a economia do consumo através da utilização de reatores eletrônicos com elevado fator de potência deverá, num contexto geral, apresentar uma melhoria na eficiência energética do País. O aumento da eficiência energética, além de propiciar a redução (em longo prazo) dos investimentos em novas usinas geradoras de energia, pode minimizar os problemas relacionados ao meio ambiental, normalmente muito afetado devido à implantação destas usinas.

1.4 Organização do trabalho

Os capítulos 2, 3 e 4 apresentam uma família de reatores com características do tipo fontes de tensão (VS-CPPFC). A evolução topológica de cada estrutura é descrita detalhadamente para que se tenha a clareza da origem de cada uma delas. Em cada capítulo é apresentado um grupo de reatores do qual será escolhido um reator cuja estrutura será analisada, simulada e ensaiada. O critério de escolha está relacionado com a quantidade de componentes e com as características de saída quanto à qualidade da forma de onda da corrente de entrada e ao fator de crista das correntes das lâmpadas.

Nos capítulos 2 e 3, para realização dos ensaios em laboratório e conseqüentemente a obtenção dos resultados experimentais, são confeccionados dois

protótipos para alimentar duas lâmpadas fluorescentes T10 de 40W. O primeiro protótipo utiliza o comando dos interruptores com frequência fixa, para que se comprove os resultados obtidos através da simulação, e o segundo utiliza o comando auto-oscilante, para se verificar a viabilidade de uma possível aplicação comercial. Para ambos os protótipos serão realizadas as análises dos resultados.

Para o reator escolhido no capítulo 4, devido às características de funcionamento das estruturas apresentadas, implementa-se um protótipo para alimentar lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão com potência de 250W. Com a estrutura proposta, e através da técnica para correção do fator de potência apresentada, tem-se uma nova alternativa quanto à utilização de reatores eletrônicos operando em alta frequência para alimentar estes tipos de lâmpadas.

Os capítulos 5 e 6 apresentam os grupos de reatores com características do tipo fontes de corrente (CS-CPPFC). Nestes capítulos não será feita nenhuma distinção entre as estruturas do tipo CS-CPPFC e as do tipo CIC-CPPFC, ou seja, todas serão consideradas do tipo CS-CPPFC. Nestes capítulos também serão implementados alguns protótipos, um com comando com frequência fixa e os outros com comando auto-oscilante. Para os ensaios com frequência fixa são utilizadas lâmpadas fluorescentes T10 de 40W e para os ensaios com comando auto-oscilante serão utilizadas lâmpadas fluorescentes T10 de 110W e T5 de 28 e 54W.

Também no capítulo 5 é apresentada uma estrutura com característica dobradora de tensão para alimentar lâmpadas com tensão de alimentação da rede de entrada igual a 127V.

Os comentários finais serão apresentados no capítulo 7, onde se pretende mostrar um comparativo entre as principais características de cada reator analisado

CAPÍTULO 2

REATOR FONTES DE TENSÃO SEM OS CAPACITORES DE PARTIDA E COM UM CAPACITOR NO FILTRO DE ENTRADA

2.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um grupo de uma família de reatores eletrônicos que utilizam o conceito “Charge Pump” do tipo VS-CPPFC. Com o intuito de descrever minuciosamente a origem de cada topologia apresentada, através de circuitos elétricos serão demonstradas, passo a passo, as suas possíveis variações topológicas.

Utilizando como critério a menor quantidade de componentes e as melhores respostas obtidas através de uma pré-análise realizada por simulação em computador será escolhida uma estrutura que será analisada detalhadamente. Neste estudo serão apresentadas as etapas de operação e as equações que as representam para que, desta forma, se obtenha uma metodologia de projeto bem definida.

Para verificação da metodologia de projeto serão apresentados alguns resultados de simulação e experimentais, onde serão realizadas as análises dos resultados.

2.2 Topologias propostas

A Fig. 2.1 mostra o reator VS-CPPFC, com o filtro L_f - C_f de entrada, alimentando uma lâmpada.

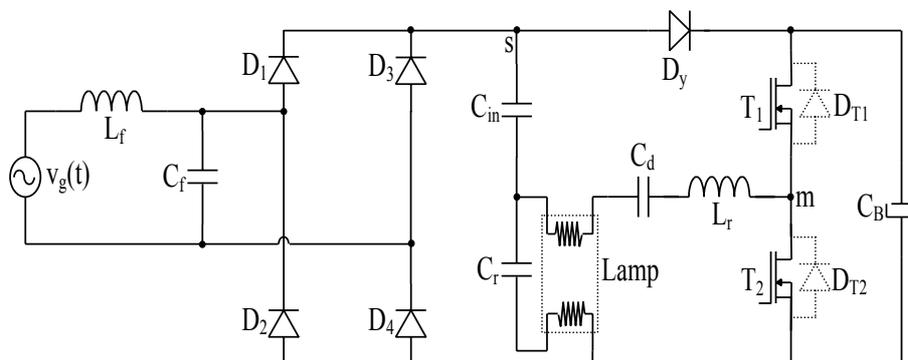


Fig. 2.1 - Reator VS-CPPFC.

Uma simples mudança do ponto “s” para o anodo de D_3 possibilita a retirada do diodo D_y , como mostra a Fig. 2.2 [56]. Nesta configuração, o capacitor C_{in} mantém a

integração entre o circuito ressonante da saída do estágio inversor e o estágio de entrada, possibilitando a correção do fator de potência do conversor.

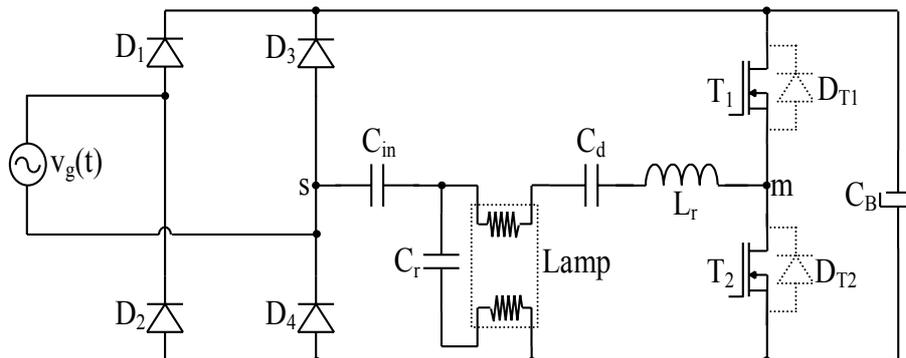


Fig. 2.2 - Reator sem Dy com uma lâmpada.

A Fig. 2.3 apresenta uma possível variação topológica do reator. No entanto, esta configuração não traz benefícios para o reator e por isso não será abordada neste trabalho.

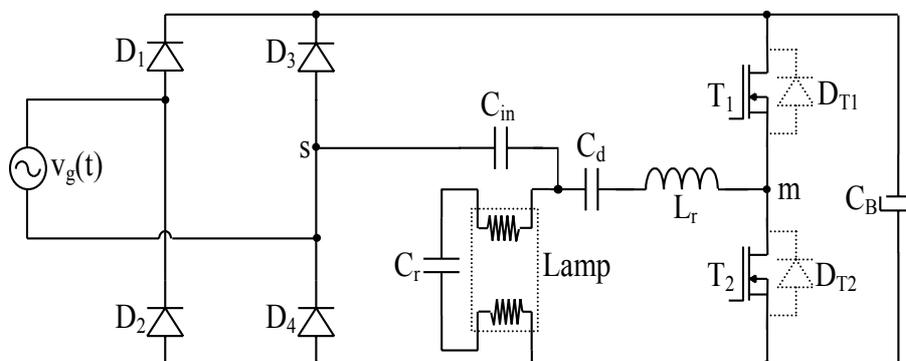


Fig. 2.3 – Reator com conexão entre os componentes do circuito ressonante.

A Fig. 2.4 apresenta o reator alimentando duas lâmpadas [56].

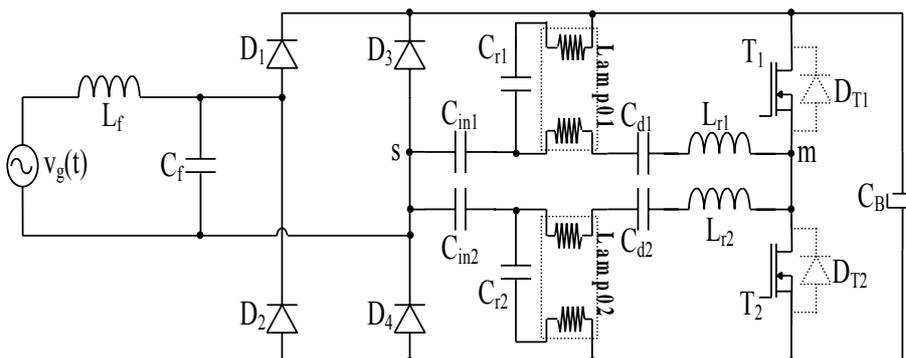


Fig. 2.4 - Reator sem Dy com duas lâmpadas.

Uma análise detalhada desta estrutura pode mostrar que a fonte $v_g(t)$ fornece corrente para o reator na frequência de comutação dos interruptores do estágio inversor (efeito dither) [72-74], necessitando, desta forma, da utilização de diodos rápidos (“fast”) na ponte retificadora. Além disso, pode-se verificar que não existe simetria entre as correntes dos diodos D_1 e D_4 para o semiciclo positivo e entre os diodos D_2 e D_3 para o

semiciclo negativo da fonte de alimentação de entrada. Esta assimetria aumenta a distorção harmônica da corrente de entrada já filtrada. Por outro lado, percebe-se que os capacitores C_{in1} e C_{in2} , durante alguns intervalos de funcionamento, ficam em paralelo com as lâmpadas nas quais estão conectados. Desta forma, verifica-se que não há mais a necessidade da utilização dos capacitores de partida C_{r1} e C_{r2} , pois os capacitores C_{in1} e C_{in2} realizam também esta função.

O funcionamento simétrico da estrutura para os dois semi-ciclos é obtido com a conexão das lâmpadas apresentadas na Fig. 2.5. Analisando esta estrutura, pode-se demonstrar que a fonte $v_g(t)$ fornece corrente para o reator com o dobro da frequência de comutação dos interruptores do estágio inversor, reduzindo pela metade os seus picos instantâneos e possibilitando a redução física do indutor do filtro de entrada L_f . Além disso, pode-se constatar também que os capacitores C_{in1} , C_{in2} , C_{d1} e C_{d2} , além de realizarem suas funções de projeto, também realizam a função de filtro da corrente da fonte $v_g(t)$, possibilitando a retirada do capacitor C_f . Por outro lado, nesta configuração, com a retirada de uma das lâmpadas, o circuito é interrompido forçando a outra lâmpada a parar de funcionar.

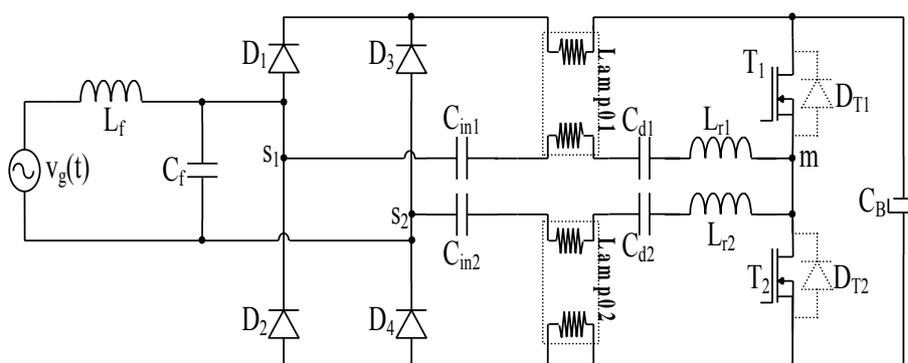


Fig. 2.5 - Topologia proposta com dois filamentos em série com o barramento CC.

Uma das soluções para garantir que não haja a abertura do circuito, durante a retirada de uma das lâmpadas, é a conexão de um resistor ou um NTC (“Negative Temperature Coefficient”) em paralelo com cada um dos filamentos em série com os barramentos positivo e negativo. No entanto, a solução mais viável é apresentada na Fig. 2.6, onde as lâmpadas operam de modo independente. A Fig. 2.7 apresenta o reator sem o capacitor do filtro de entrada C_f .

As topologias propostas mantêm praticamente as mesmas características do VS–CPPFC, porém a retirada do diodo D_y , juntamente com os capacitores de partida C_{r1} e C_{r2} , reduz consideravelmente o número de componentes do reator, o que certamente reduz os

custos de produção em grande escala. Por outro lado, verifica-se que em relação ao reator apresentado na Fig. 1.1, além do indutor L_f , necessário para eliminação dos harmônicos de alta frequência, e da utilização de diodos rápidos na ponte retificadora, não houve acréscimo no número de componentes, além disso possui elevado fator de potência.

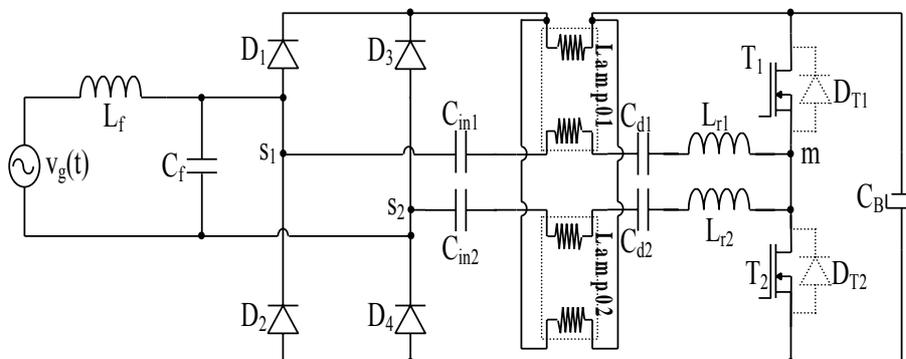


Fig. 2.6 - Topologia proposta com o capacitor C_f e com as lâmpadas conectadas de modo independente.

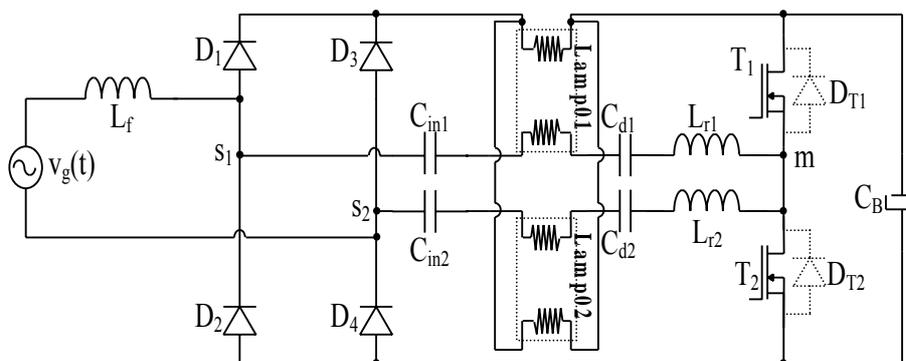


Fig. 2.7 - Topologia proposta sem o capacitor C_f .

2.2.1 Princípio de funcionamento

Tomando como base os resultados obtidos por simulação através de uma pré-análise das estruturas apresentadas, bem como a menor quantidade de componentes, a topologia a ser estudada detalhadamente é a da Fig. 2.6. Para um perfeito entendimento desta topologia, é necessário analisar a condição idealizada de operação com fator de potência unitário.

Durante esta etapa de equacionamento, as seguintes simplificações serão admitidas para a análise deste circuito:

- A ondulação da tensão V_B (tensão sobre C_B) será desprezada;
- A tensão nos terminais da fonte de entrada será considerada constante e igual a $|v_g(t)|$ durante um período de comutação;

- As lâmpadas serão representadas por seus filamentos e as tensões de arco (tensão em regime permanente após suas ignições) serão consideradas fontes de tensão igualmente ideais;
- Todos os componentes serão considerados ideais.

Primeira Etapa - (t_0 , t_1): Em t_0 , T_1 é bloqueado e T_2 comandado a conduzir. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} não podem mudar de sentido instantaneamente, D_{T2} entra em condução. A tensão do capacitor C_{in1} é igual à tensão sobre a carga Lamp01 enquanto que a tensão do capacitor C_{in2} é igual à $|v_g(t)|$ mais a tensão sobre a carga Lamp02. Como as tensões de Lamp01 e Lamp02 são iguais, elas serão consideradas como uma única fonte de tensão $v_a(t)$. Ou seja, $v_a(t)$ representa a variação instantânea da tensão sobre cada uma das cargas. Esta etapa termina quando $v_a(t)$ alcança seu valor máximo levando D_1 ao bloqueio. Neste instante a tensão sobre C_{in1} fica grampeada em $v_a(t)$ e a tensão sobre C_{in2} grampeada no seu valor máximo. A Fig. 2.8 apresenta esta etapa de operação.

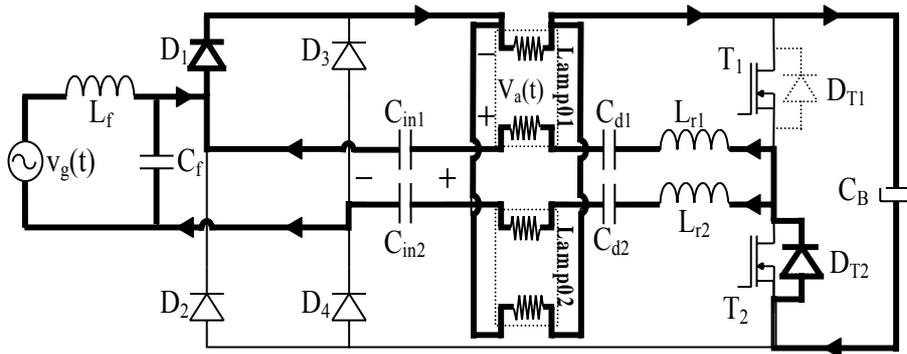


Fig. 2.8 – Primeira etapa de operação.

Para a análise do reator em regime permanente serão admitidas algumas considerações matemáticas.

A Eq. (2.1) representa a tensão da fonte de alimentação de entrada do reator.

$$v_g(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.1)$$

A Eq. (2.2) representa as tensões em cada uma das lâmpadas.

$$v_a(t) = V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (2.2)$$

A tensão instantânea sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (2.3).

$$v_{C_{in1}}(t) = V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (2.3)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_{in1} é definida pela Eq. (2.4).

$$v_{C_{in1_{max}}} = V_{ap} \quad (2.4)$$

A variação instantânea da tensão do capacitor C_{in2} é apresentada na Eq. (2.5).

$$v_{C_{in2}}(t) = |v_g(t)| + V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (2.5)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_{in2} é definida pela Eq. (2.6).

$$v_{C_{in2_{max}}} = |v_g(t)| + V_{ap} \quad (2.6)$$

Segunda etapa – (t_1 , t_2): Em t_1 , D_1 é bloqueado. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} continuam no mesmo sentido, D_{T2} permanece conduzindo. A partir deste instante $v_a(t)$ começa a diminuir enquanto as tensões sobre C_{in1} e C_{in2} permanecem grampeadas nos seus valores máximos. Esta etapa termina quando a soma da tensão $v_a(t)$ com a tensão de barramento V_B iguala-se à tensão do capacitor C_{in2} e D_4 começa a conduzir. A Fig. 2.9 apresenta esta etapa de operação.

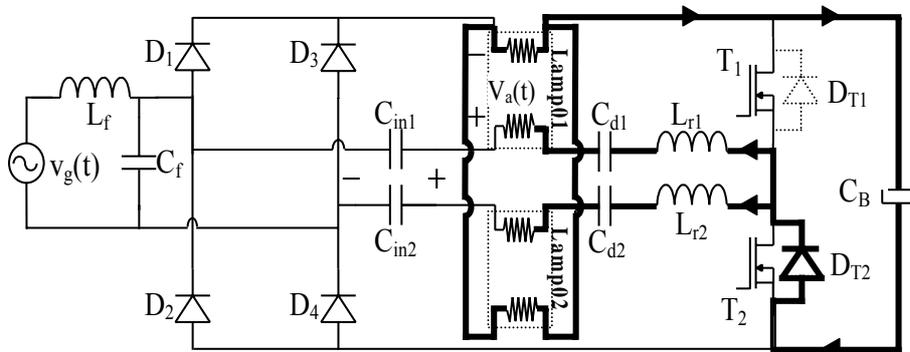


Fig. 2.9 – Segunda etapa de operação

A tensão sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (2.7).

$$v_{C_{in1}}(t) = V_{ap} \quad (2.7)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_{in1} é definida pela Eq. (2.8).

$$V_{C_{in1_{max}}} = V_{ap} \quad (2.8)$$

A tensão do capacitor C_{in2} é apresentada na Eq. (2.9).

$$v_{C_{in2}}(t) = |v_g(t)| + V_{ap} \quad (2.9)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_{in2} é definida pela Eq. (2.10).

$$v_{C_{in2_{max}}} = |v_g(t)| + V_{ap} \quad (2.10)$$

Terceira etapa – (t_2 , t_3): Em t_2 , D_4 entra em condução. A partir deste instante, as tensões sobre os capacitores C_{in1} e C_{in2} começam a diminuir seus valores segundo a variação de $v_a(t)$. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} ainda não se inverteram, D_{T2} continua conduzindo. Esta etapa termina quando as correntes em L_{r1} e L_{r2} se anulam levando D_{T2} ao bloqueio. A Fig. 2.10 apresenta esta etapa de operação.

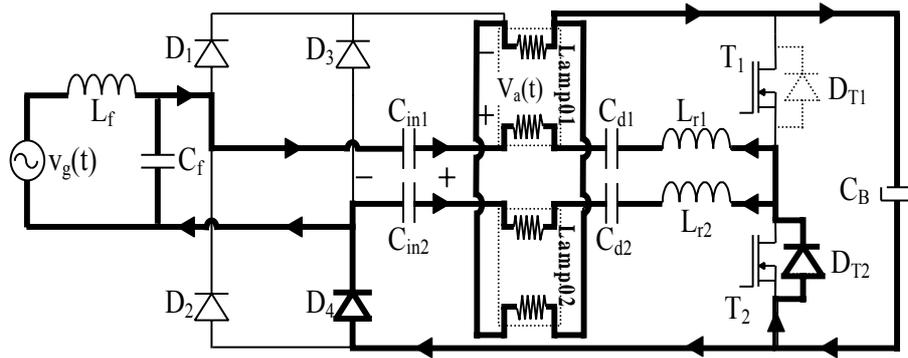


Fig. 2.10 – Terceira etapa de operação.

A tensão sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (2.11).

$$v_{Cin1}(t) = -|v_g(t)| + V_B + V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (2.11)$$

A mínima tensão sobre o capacitor C_{in1} é definida pela Eq. (2.12).

$$v_{Cin1_{min}} = -|v_g(t)| + V_B - V_{ap} \quad (2.12)$$

A tensão do capacitor C_{in2} é apresentada na Eq. (2.13).

$$v_{Cin2}(t) = V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) + V_B \quad (2.13)$$

A mínima tensão sobre o capacitor C_{in2} é definida pela Eq. (2.14).

$$V_{Cin2_{min}} = -V_{ap} + V_B \quad (2.14)$$

Quarta etapa – (t_3 , t_4): Em t_3 , D_{T2} bloqueia e T_2 começa a conduzir as correntes de L_{r1} e L_{r2} . Todas as características do funcionamento da etapa anterior são mantidas nesta etapa até o momento em que $v_a(t)$ passa por zero e o capacitor C_B passa a fornecer energia para a carga. Esta etapa termina quando T_2 é bloqueado e T_1 é comandado a conduzir. A Fig. 2.11 apresenta esta etapa de operação.

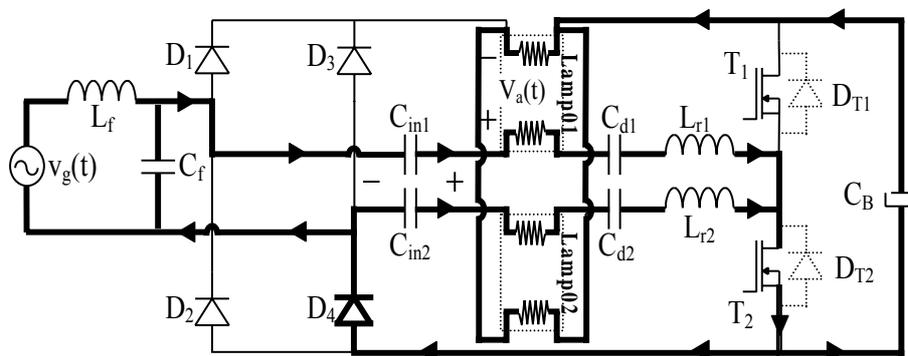


Fig. 2.11 – Quarta etapa de operação.

Quinta Etapa - (t_4 , t_5): Em t_4 , T_2 é bloqueado e T_1 é comandado a conduzir. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} não podem mudar os seus sentidos de condução instantaneamente, D_{T1} entra em condução. A tensão do capacitor C_{in2} é igual à $v_a(t) + V_B$ enquanto que a

$$V_{C_{in2_{min}}} = -V_{ap} + V_B \quad (2.18)$$

Sétima etapa – (t_6 , t_7): Em t_6 , $v_a(t)$ iguala-se à tensão sobre C_{in1} e D_1 entra em condução. A partir deste instante, as tensões sobre os capacitores C_{in1} e C_{in2} começam a aumentar seus valores segundo a variação de $v_a(t)$. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} ainda não se inverteram, D_{T1} continua conduzindo. Esta etapa termina quando as correntes em L_{r1} e L_{r2} se anulam levando D_{T1} ao bloqueio. A Fig. 2.14 apresenta esta etapa de operação.

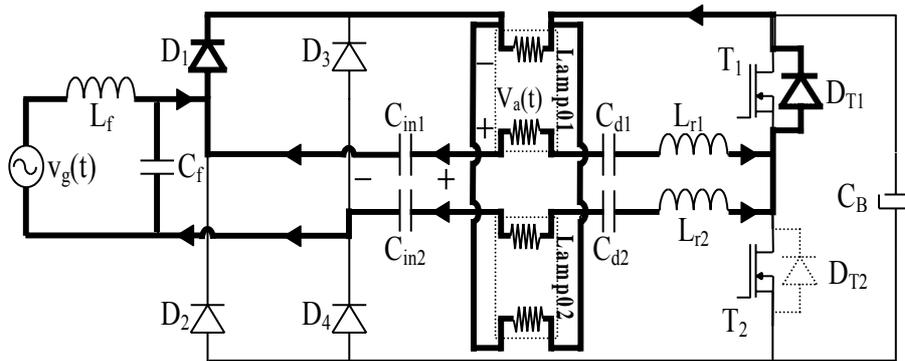


Fig. 2.14 – Sétima etapa de operação.

A tensão sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (2.19).

$$v_{C_{in1}}(t) = V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (2.19)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_{in1} é definida pela Eq. (2.20).

$$V_{C_{in1_{max}}} = V_{ap} \quad (2.20)$$

A tensão do capacitor C_{in2} é apresentada na Eq. (2.21).

$$v_{C_{in2}}(t) = |v_g(t)| + V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (2.21)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_{in2} é definida pela Eq. (2.22).

$$v_{C_{in2_{max}}} = |v_g(t)| + V_{ap} \quad (2.22)$$

Oitava etapa – (t_7 , t_8): Em t_7 , D_{T1} bloqueia e T_1 começa a conduzir as correntes de L_{r1} e L_{r2} . Todas as características de funcionamento da etapa anterior são mantidas nesta etapa. Esta etapa termina quando T_1 é bloqueado e T_2 é comandado a conduzir. A partir deste instante o ciclo volta a se repetir para um período de comutação. A Fig. 2.15 apresenta esta etapa de operação.

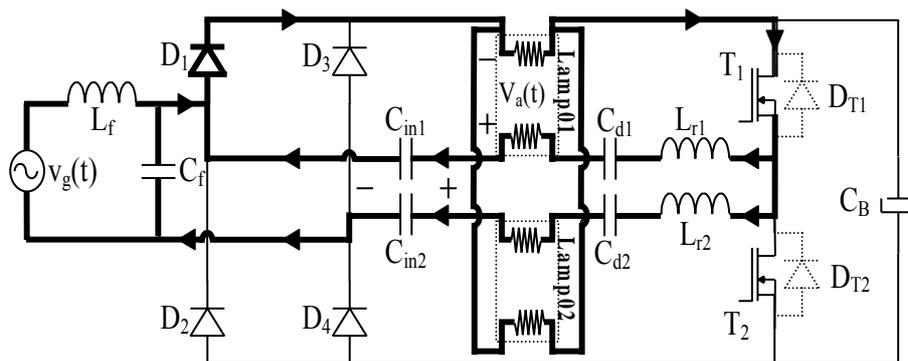


Fig. 2.15 – Oitava etapa de operação.

Através das formas de onda do reator, apresentadas na Fig. 2.16, observa-se que durante os intervalos de condução dos diodos D_1 e D_4 ocorre a variação total de carga dos capacitores C_{in1} e C_{in2} . Pode-se verificar também que as correntes destes capacitores são iguais à corrente da fonte $v_g(t)$. Desta forma, pode-se afirmar que a corrente média da fonte de entrada, para um ciclo de comutação é igual à soma das médias das correntes de carga de cada capacitor, sendo esta igual à soma da variação total de carga em cada capacitor nestes intervalos de condução.

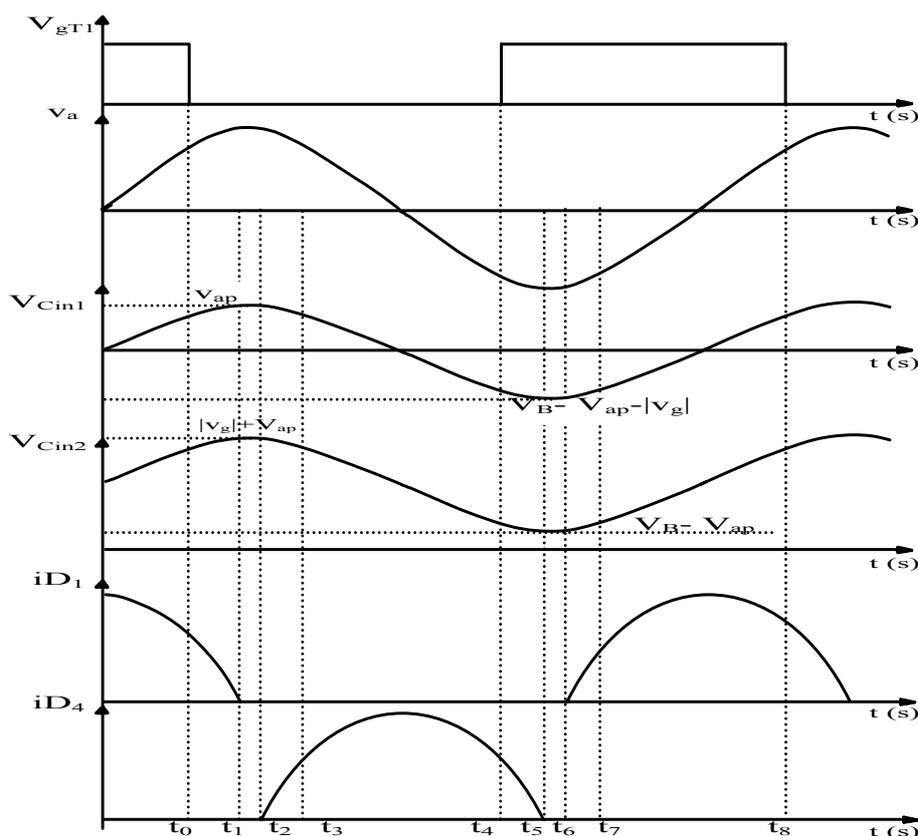


Fig. 2.16 – Formas de ondas teóricas do reator em regime permanente, para um ciclo de comutação, considerando-se $v_g(t)$ positivo.

A variação de carga de cada capacitor é dada pela Eq. (2.23).

$$\Delta Q = C_{in} \cdot (V_{C_{max}} - V_{C_{min}}) \quad (2.23)$$

Logo a variação de C_{in1} é dada pela Eq. (2.24).

$$\Delta Q_{C_{in1}} = C_{in1} \cdot (V_{C_{in1_{max}}} - V_{C_{in1_{min}}}) \quad (2.24)$$

Com a substituição das equações (2.16) e (2.20) encontra-se a Eq. (2.25).

$$\Delta Q_{C_{in1}} = C_{in1} \cdot (|v_g| - V_B + 2V_{ap}) \quad (2.25)$$

Da mesma forma para o capacitor C_{in2} tem-se a Eq. (2.26) representando a sua variação total de carga.

$$\Delta Q_{C_{in2}} = C_{in2} \cdot (V_{C_{in2_{max}}} - V_{C_{in2_{min}}}) \quad (2.26)$$

Com a substituição das equações (2.18) e (2.22) encontra-se a Eq. (2.27).

$$\Delta Q_{C_{in2}} = C_{in2} \cdot (|v_g| - V_B + 2V_{ap}) \quad (2.27)$$

O valor médio da corrente de carga de cada capacitor para um ciclo de comutação é dado pela Eq. (2.28):

$$I_{C_{med}} = \frac{\Delta Q}{T_s} \quad (2.28)$$

Onde:

T_s : é o período de comutação.

Fazendo $C_{in1} = C_{in2} = C_{in}$ e sabendo-se que I_{gmed} é igual a soma dos valores médios das correntes de carga de cada capacitor encontra-se a Eq. (2.29):

$$I_{gmed} = 2 \cdot C_{in} \cdot f_s \cdot (|v_g(t)| + 2 \cdot V_{ap} - V_B) \quad (2.29)$$

Onde:

f_s : é a frequência de comutação do reator.

A condição de fator de potência unitário é alcançada quando:

$$V_B = 2 \cdot V_{ap} \quad (2.30)$$

Desta forma tem-se que:

$$I_{gmed} = 2 \cdot C_{in} \cdot f_s \cdot |v_g(t)| \quad (2.31)$$

Portanto, a corrente de entrada é proporcional à tensão da fonte de alimentação, sendo que o fator de potência unitário é alcançado quando a condição da Eq. (2.30) for

satisfeita. Com a análise da Eq. (2.29) pode-se concluir que, se $2V_{ap} < V_B$ não existe corrente fornecida pela fonte de alimentação quando $|v_g| < 2V_{ap} - V_B$.

Através do balanço entre a potência de entrada e de saída pode-se determinar o valor de C_{in} em função das variáveis conhecidas no sistema.

A potência instantânea e a potência média instantânea de entrada são definidas pelas Eq. (2.32) e Eq. (2.33).

$$P_{in}(t) = |v_g(t)| \cdot i_g(t) \quad (2.32)$$

$$P_{in} = \frac{1}{t} \cdot \int_0^t |v_g(t)| \cdot i_g(t) \cdot dt = |v_g(t)| \cdot I_{gmed} \quad (2.33)$$

Com a condição de fator de potência unitário obtém-se:

$$P_{in} = 2 \cdot |v_g(t)|^2 \cdot C_{in} \cdot f_s \quad (2.34)$$

Sabendo-se que:

$$\eta = \frac{P_0}{P_{in}} \quad (2.35)$$

e

$$|v_g(t)| = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (2.36)$$

Substituindo as equações (2.35) e (2.36) na Eq. (2.34) tem-se:

$$C_{in} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_p^2 \cdot f_s} \quad (2.37)$$

2.2.2 Análise e metodologia de projeto do filtro série ressonante e do filtro de entrada

a) Circuito ressonante

As etapas de operação do reator, analisadas anteriormente, mostram que o capacitor C_{in} , além de propiciar a correção do fator de potência, mantendo o fator de crista da lâmpada dentro das especificações das normas técnicas, também exerce a função do capacitor de partida. A Fig. 2.17 (a) e a Fig. 2.17 (b) representam o circuito ressonante e as tensões em seus terminais “m” e “s”, na maior parte do tempo, para um período de comutação do reator.

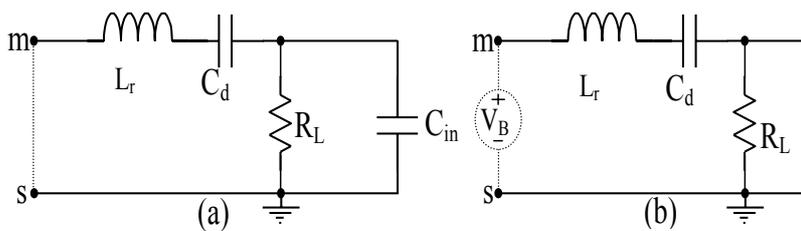


Fig. 2.17 – (a) Circuito ressonante sob a ação de C_{in} ; (b) Circuito ressonante sem C_{in} .

Como pode ser observado através do gráfico apresentado na Fig. 2.16 (durante a condução de D_1), o capacitor C_{in} fica em paralelo com a lâmpada durante a metade do período de comutação, não havendo mais a necessidade de se utilizar um capacitor para realizar a partida da lâmpada. Como o valor do capacitor C_{in} já está definido pela Eq. (2.37), o cálculo do indutor L_r , bem como o do capacitor C_d , serão obtidos a partir do mesmo. Como a excitação do circuito ressonante é efetuada através de uma forma de onda quadrada pulsante sem deformações, espera-se que os resultados a serem encontrados estejam de acordo com a aplicação da metodologia de projeto definida. Sendo assim, utilizando a metodologia apresentada na referência [61], encontra-se a Eq. (2.38) que define o valor de C_d e a Eq. (2.39) que define o valor de L_r .

$$C_d = ((\rho_p^2 \cdot \rho_s^2) - 1) \cdot C_{in} \quad (2.38)$$

e

$$L_r = \frac{1}{\left(\frac{C_{in} \cdot C_d}{C_{in} + C_d}\right) \cdot (2 \cdot \pi \cdot \rho_p \cdot f_s)^2} \quad (2.39)$$

Onde:

$$\rho_p = \frac{f_{op}}{f_s} \text{ e } \rho_s = \frac{f_s}{f_{or}}$$

Sendo que:

f_{op} : é a frequência de ressonância entre L_r e C_d durante o processo de partida da lâmpada;

f_{or} : é a frequência de ressonância entre L_r e C_d em regime permanente definida por

$$f_{or} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_d}}.$$

Definidas as equações que determinam os parâmetros do circuito ressonante, as seguintes condições deverão ser impostas durante o projeto do inversor:

- Em regime permanente, para que a corrente esteja atrasada em relação a fundamental de V_B , a frequência de comutação (f_s) deve ser maior que a frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}). Isto garante uma comutação suave na entrada em condução dos interruptores;
- Para que a máxima corrente dos interruptores e a tensão máxima aplicada ao circuito ressonante durante o transitório de partida sejam limitadas, a frequência de comutação (f_s) dos interruptores, durante o processo de partida, deverá ser maior que a frequência de ressonância (f_{op}).

b) *Filtro de entrada e capacitor do barramento CC*

Assim como na metodologia utilizada para o projeto do circuito ressonante, será adotada para a definição dos parâmetros do filtro de entrada a metodologia apresentada em [54]. A Fig. 2.18 apresenta o circuito equivalente referente ao filtro de entrada.

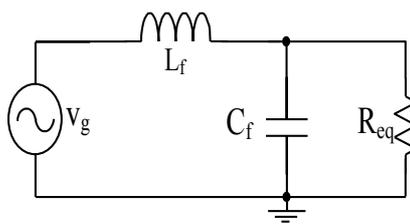


Fig. 2.18- Circuito equivalente do filtro de entrada.

R_{eq} representa a resistência equivalente do reator vista pelos terminais da fonte de entrada e pode ser determinada pela relação entre a tensão eficaz de entrada e a potência da lâmpada, para um determinado rendimento η do reator.

$$R_{eq} = \frac{\eta \cdot V_p^2}{2 \cdot P_0} \quad (2.40)$$

Através da análise do circuito do filtro de entrada chega-se às expressões apresentadas nas equações (2.41) e (2.42) que determinam os valores do capacitor C_f e do indutor L_f :

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \zeta \cdot R_{eq} \cdot \omega_c} \quad (2.41)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_f} \quad (2.42)$$

Onde:

ω_c : é a frequência de corte definida por $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}}$;

ζ : é o fator de amortecimento.

Para que se tenha baixa ondulação na tensão de saída (“ripple”), é necessária a presença de um capacitor C_B de alto valor. Segundo BARBI [118], o valor mínimo do capacitor pode ser calculado pela Eq.(2.43).

$$C_B = \frac{P_0}{2 \cdot f_{rede} \cdot [(V_{B\max})^2 - (V_{B\min})^2]} \quad (2.43)$$

Onde:

f_{rede} : é a frequência da rede na qual está conectado o reator.

2.2.3 Simulação do reator analisado

Para consolidar a metodologia proposta, visto que todos os parâmetros que constituem a topologia estudada já podem ser determinados através das equações obtidas nas seções anteriores serão apresentados a seguir os resultados de simulação. Busca-se, através desta simulação, a comprovação tanto da correção do fator de potência da corrente de entrada como o bom fator de crista na lâmpada, ou seja, o comportamento do reator em regime permanente tem que satisfazer as normas técnicas.

As especificações de projeto do reator proposto são apresentadas a seguir:

- Tensão de entrada ($v_{g(rms)}$): 220V;
- Carga: duas lâmpadas fluorescentes de 40W com tensão eficaz de operação igual a 106V;
- Frequência de comutação (f_s): 38kHz;
- Frequência de ressonância na partida (f_{op}): 30,4kHz;
- Frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}): 20,5kHz;
- Tensão do barramento (V_B): 320V;
- Ondulação da tensão do barramento: $\Delta V_B = 5\%$;
- Rendimento (η): 90%.

Com estes dados de projeto encontram-se os seguintes valores de parâmetros apresentados na tabela (2.1).

Tabela 2.1 – Valores dos parâmetros que constituem o reator analisado.

$L_f = 10\text{mH}$	$C_f = 11,5\text{nF} \cong 12\text{nF}$	$C_{in} = 19,3\text{nF} \cong 22\text{nF}$
$C_d = 26,19\text{nF} \cong 22\text{nF}$	$L_r = 2,2\text{mH}$	$C_B = 33\mu\text{F}$

A Fig. 2.19 apresenta o circuito do reator simulado utilizando pulsos de comando para os interruptores com frequência fixa. Observa-se que, mesmo com resistores representando os filamentos das lâmpadas, este circuito não representa exatamente o comportamento de lâmpadas reais. No entanto, espera-se que os resultados encontrados validem a metodologia de projeto aplicada.

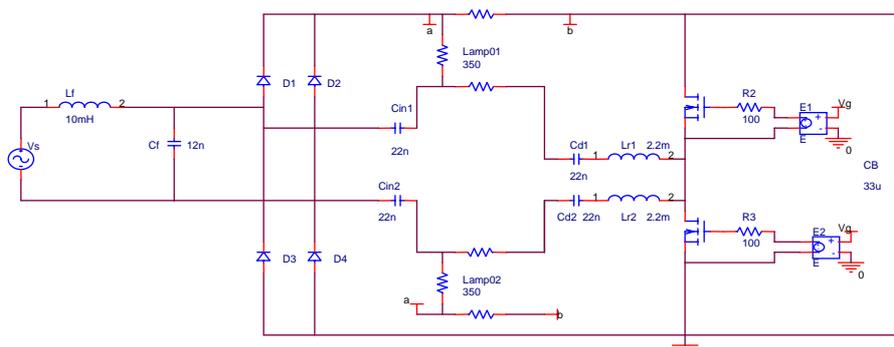


Fig. 2.19 – Circuito para simulação do reator proposto.

A Fig. 2.20 apresenta a tensão e a corrente fornecidas pela fonte de alimentação de entrada. A TDH (taxa de distorção harmônica) da corrente é igual a 21%, sendo que nenhuma harmônica individual ultrapassou os limites da IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C.

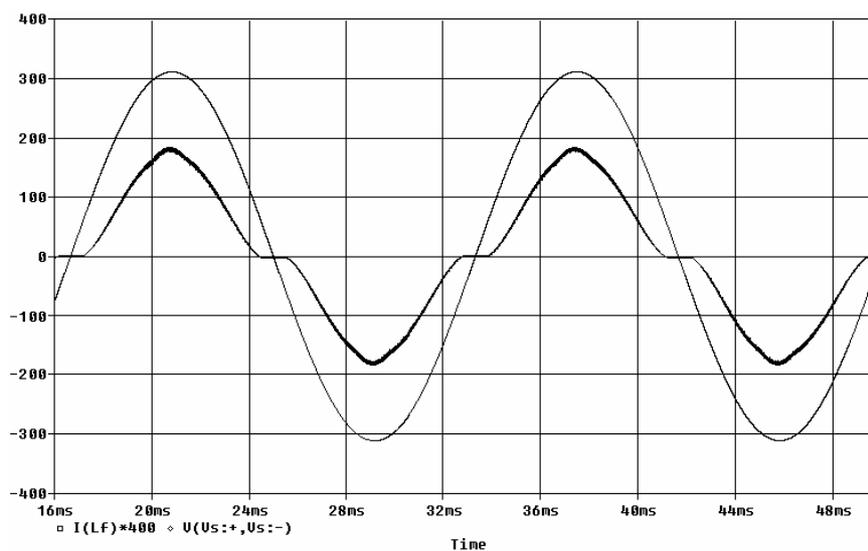


Fig. 2.20 – Tensão e corrente fornecidas pela rede.

A Fig. 2.21 apresenta a envoltória da corrente em uma das lâmpadas. O valor da corrente eficaz simulada é igual a 296mA e da corrente de pico igual a 498mA, resultando em um fator de crista igual a 1,68.

A Fig. 2.22 apresenta a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência. Pode-se observar que, por não ser uma senóide perfeita, o valor eficaz da corrente diminui com o conseqüente aumento do fator de crista da mesma.

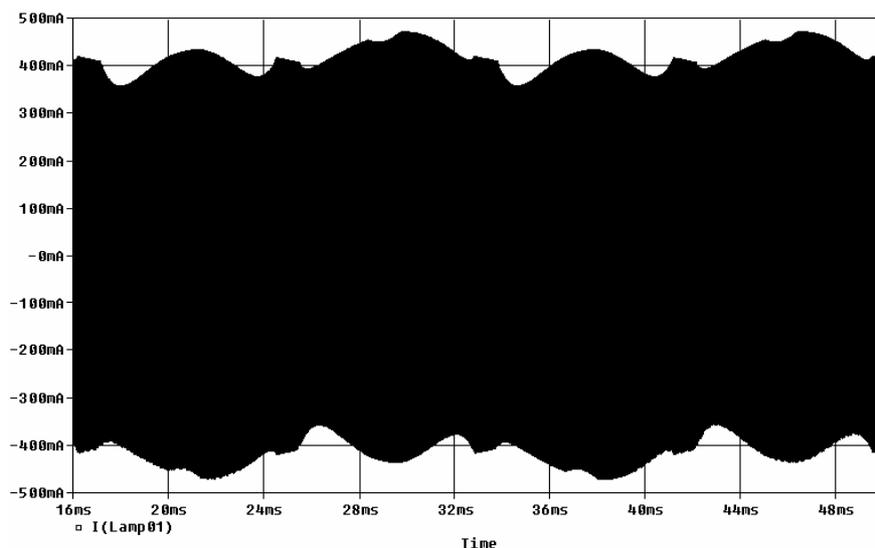


Fig. 2.21 – Envoltória da corrente em uma das lâmpadas.

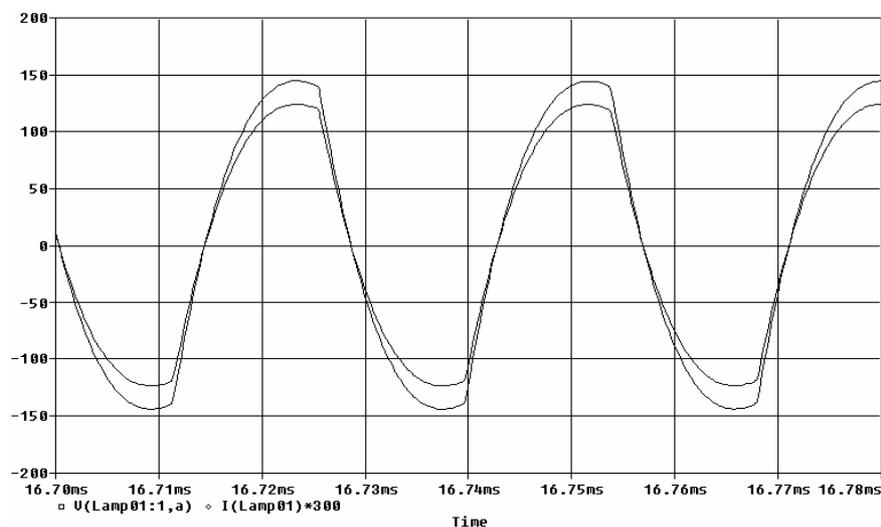


Fig. 2.22 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação.

2.3 Resultados experimentais

Para comprovação dos resultados encontrados no modelo matemático do reator, a técnica utilizada para correção do fator de potência é aplicada em dois protótipos para duas

lâmpadas fluorescentes T10 de 40W. No primeiro protótipo utiliza-se o comando dos interruptores com frequência fixa e no segundo se utiliza o comando auto-oscilante.

Com os resultados experimentais obtidos pretende-se, além de consolidar a eficácia destas metodologias já comprovadas através dos resultados de simulação, verificar a possibilidade de uma possível aplicação comercial.

Nesta seção não serão apresentados os cálculos para as especificações dos componentes semicondutores dos reatores. A especificação de cada semicondutor (diodos e interruptores controlados) toma como base os estudos já realizados em outros trabalhos [18 e 54].

2.3.1 Protótipo implementado com comando com frequência fixa

Os reatores eletrônicos operando com frequência fixa normalmente utilizam algum tipo de CI (circuito integrado) para gerar os pulsos de comando dos interruptores que compõem o seu estágio inversor. No entanto, devido ao alto custo deste componente, agregado ao dos outros componentes do reator, a aplicação comercial, almejando o consumo popular, torna-se inviável porque o custo total do produto fica muito elevado. Neste trabalho, os pulsos de comando dos interruptores com frequência fixa serão gerados através do CI IR-2153. A utilização deste componente tem como propósito meramente a comprovação prática dos resultados obtidos perante as simulações realizadas por computador.

A Fig. 2.23 apresenta o diagrama elétrico do protótipo utilizando comando com frequência fixa.

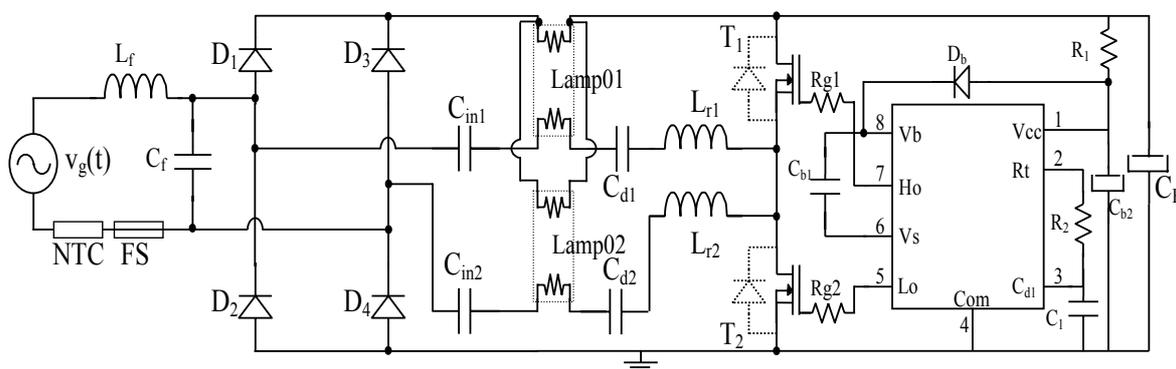


Fig. 2.23 - Protótipo do reator com filamentos em série com o barramento CC implementado.

As especificações dos indutores do reator implementado são as seguintes:

- L_f – Indutor do filtro de entrada (Núcleo EE-30/7; Fio 27AWG; 127 espiras; $L_f = 10\text{mH}$);

L_{r1} e L_{r2} – Indutores Ballast (Núcleo EE 30/7; Fio 26AWG; 157 espiras; $L_r = 2,2\text{mH}$).

As especificações dos componentes do protótipo do reator implementado são apresentadas na tabela (2.2).

Tabela 2.2 – Especificações dos componentes do reator implementado.

Componente	Especificação	Designação no circuito
Fusível	Vidro de 3A	FS
NTC	5Ω	NTC
Diodo rápido	1n4937	D₁, D₂, D₃, D₄
Diodo rápido	1N4936	D_b
MOSFET	IRF IB6N60A	T₁, T₂
Capacitor Polipropileno	12nF/1k6V	C_f
Capacitor Polipropileno	22nF/1k6V	C_{in1}, C_{in2}, C_{d1}, C_{d2}
Capacitor Polipropileno	100nF/100V	C_{b1}
Capacitor Polipropileno	2,2nF/680V	C_{b2}
Capacitor Eletrolítico	47μF/25V	C_b
Capacitor Eletrolítico	33μF/500V	C_B
Resistor	56kΩ/3W	R₁
Resistor	22Ω/400mW	R_{g1}, R_{g2}
Trimpot	50kΩ	R₂

Como as lâmpadas fluorescentes aumentam seu fluxo luminoso em torno de 12 a 20%, quando alimentadas em alta frequência, lâmpadas de 40W devem operar entre 32W e 34W para manter um fator de fluxo luminoso aproximadamente igual a um, compensando desta forma, sua utilização em reatores que operam em alta frequência.

A corrente da rede de entrada é apresentada na Fig. 2.24. Os componentes harmônicos da corrente, apresentados na Fig. 2.25 com TDH de 12,56% e FP (Fator de Potência) de 0,962 satisfazem a IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C (tabela 1.1).

A Fig. 2.26 mostra a corrente em uma das lâmpadas. Com o valor de pico da corrente igual a 526,0mA e com o valor eficaz da corrente igual a 316,8mA, o fator de crista da lâmpada é igual a 1,66. A potência total (arco + filamentos) entregue para cada lâmpada ficou em torno de 36W e o rendimento resultou em 89,3%.

A Fig. 2.27 mostra a forma de onda da tensão e da corrente em uma das lâmpadas. Pode-se observar que esta corrente não possui a forma de uma senóide perfeita. Isto faz com que o seu valor eficaz diminua, aumentando o fator de crista da mesma.

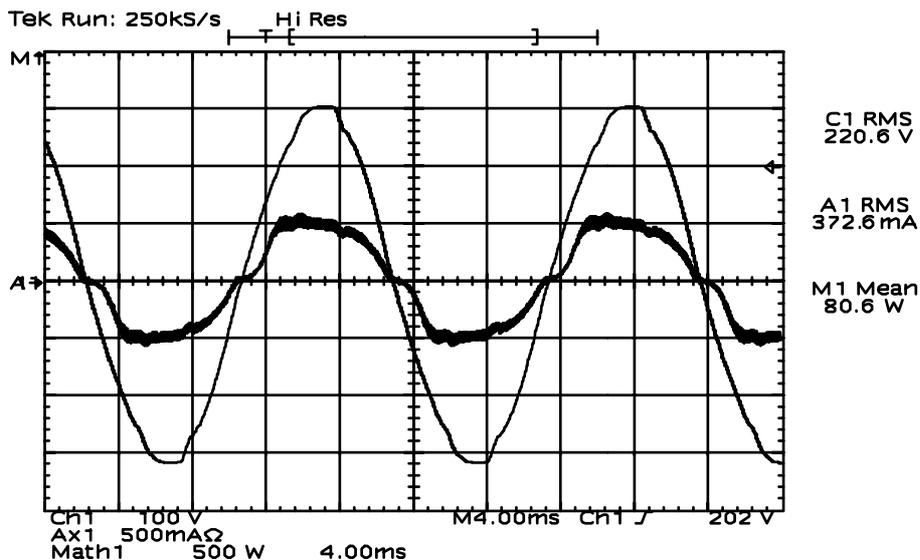


Fig. 2.24 – Tensão e corrente fornecidas pela rede (v:100V/div; i:500mA/div; t:4ms/div).

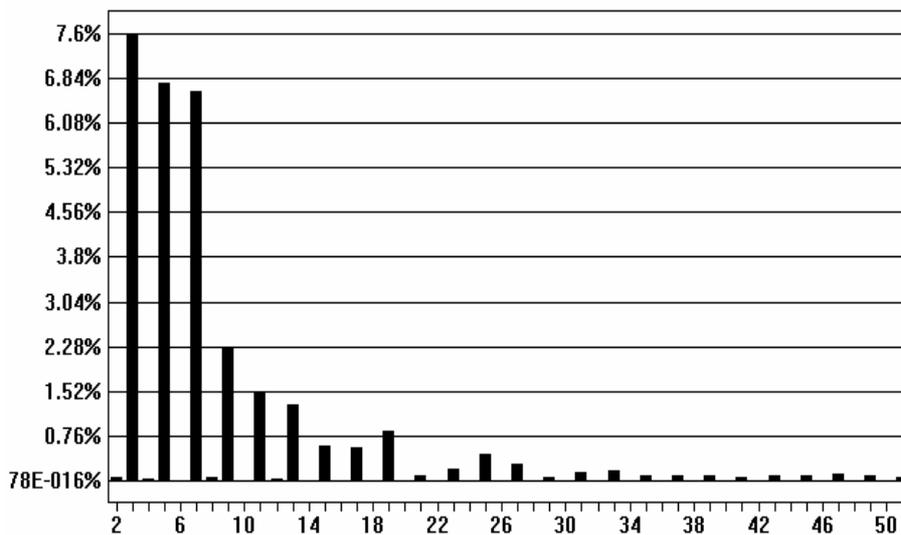


Fig. 2.25 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

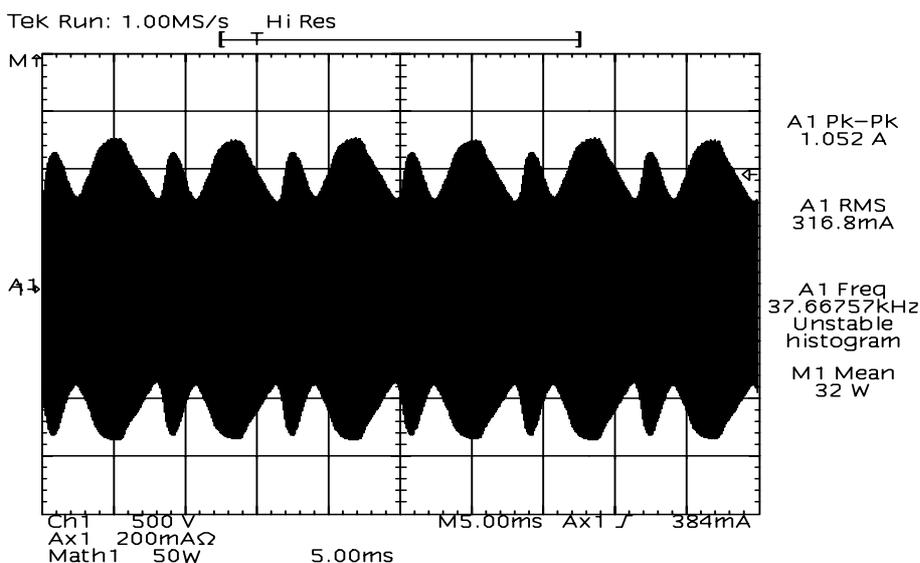


Fig. 2.26 - Corrente em uma das lâmpadas de 40W com fator de crista igual a 1,66 (i:200mA/div; t:5ms/div; aquisição com 50.000 pontos).

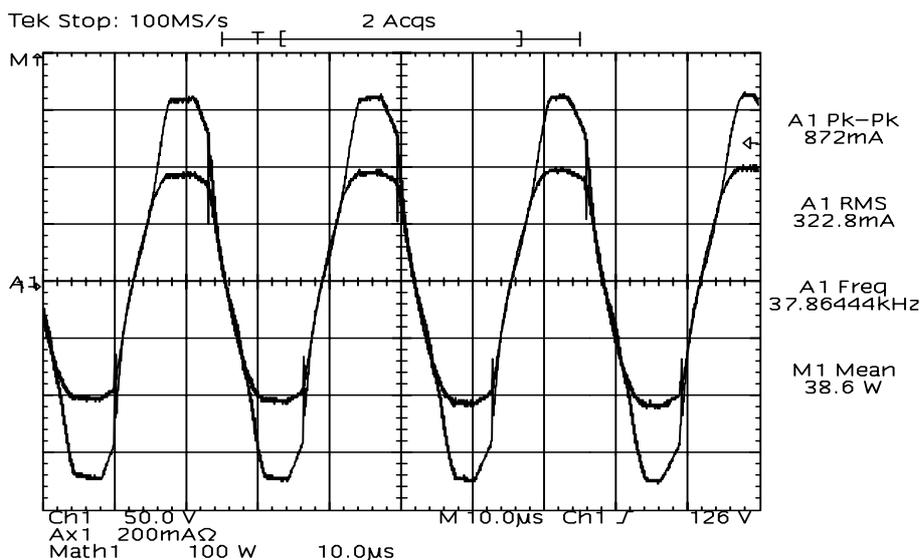


Fig. 2.27 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas (v : 50V/div; i : 200mA/div; t : 10 μ s/div).

A Fig. 2.28 mostra a tensão do barramento CC (tensão do capacitor C_B) durante o processo de partida. Pode-se observar que o valor máximo se encontra dentro de uma margem aceitável quanto às especificações dos interruptores do protótipo, que são de 600V. Em regime a tensão se estabiliza em torno de 320V.

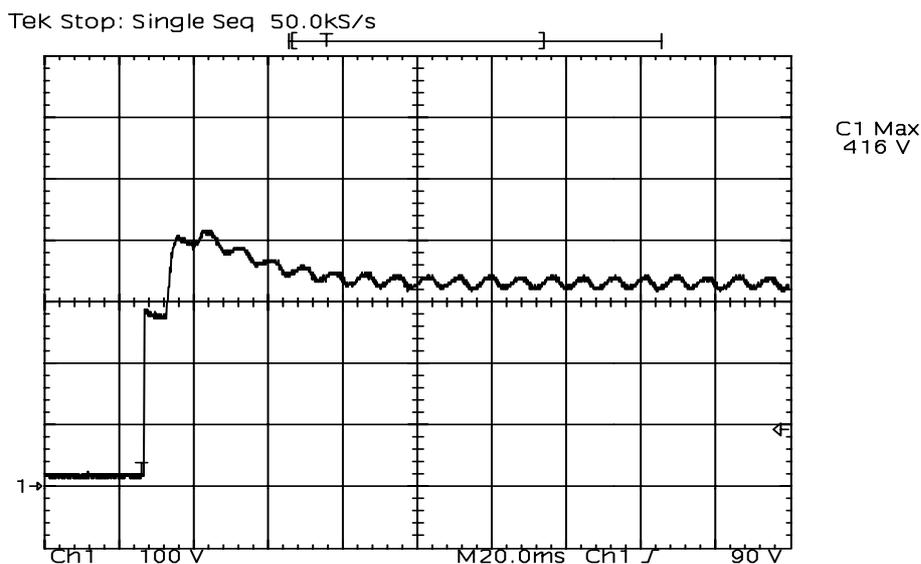


Fig. 2.28 – Tensão de barramento durante o processo de partida (v :100V/div; t :20ms/div).

Na Fig. 2.29 tem-se o detalhe da ondulação de tensão do barramento CC que apresentou-se com o valor de 22,6V pico a pico e frequência de 120Hz.

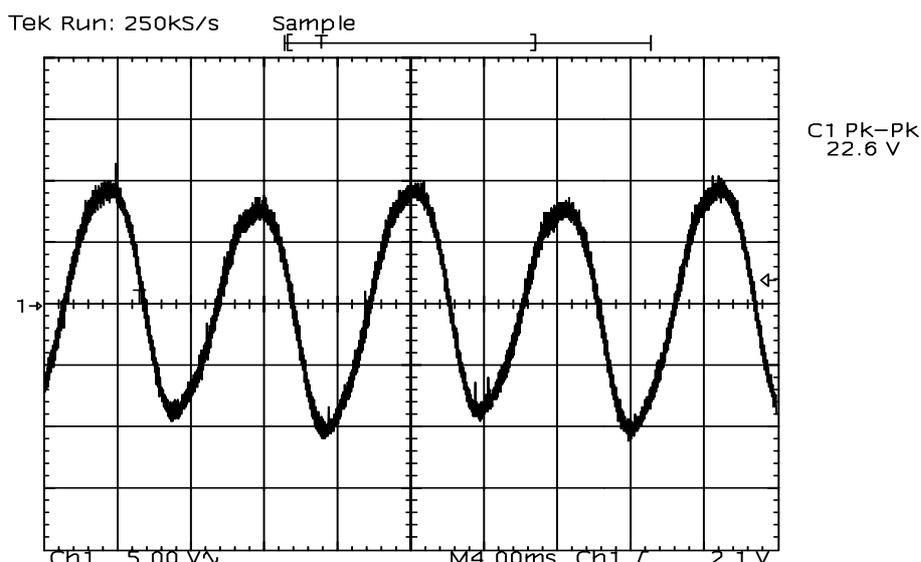


Fig. 2.29 – Detalhe da ondulação da tensão do barramento CC (v: 5V/div; t: 4ms/div).

A Fig. 2.30 mostra a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida. Verifica-se nesta figura que, mesmo sem os capacitores de partida, o valor máximo obtido é igual a 670V, equivalendo aos valores obtidos nos reatores que possuem estes capacitores.

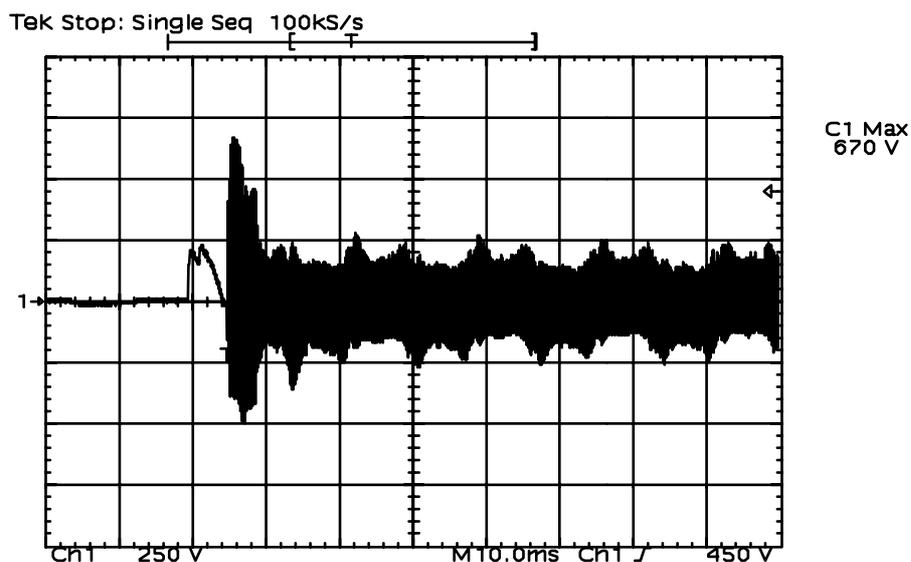


Fig. 2.30 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida (v:250V/div; t:10ms/div).

A Fig. 2.31 apresenta a tensão e a corrente no interruptor T_1 . A tensão aplicada nos terminais deste interruptor é a própria tensão do barramento CC. Como os interruptores utilizados são MOSFETs e, por apresentarem um valor de capacitância intrínseca de saída na ordem de “nano Farad”, a comutação é praticamente do tipo ZVS (“Zero-Voltage-Switching”). Esta comutação ainda pode ser melhorada com a utilização de um capacitor, devidamente projetado, em paralelo com um dos MOSFETs do inversor. Isto pode ser implementado quando for visada a comercialização do reator, aumentando o seu rendimento.

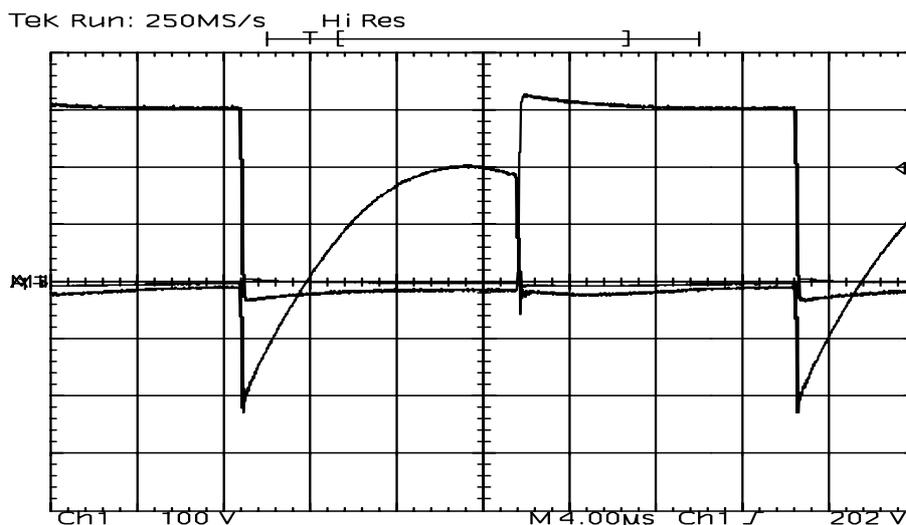


Fig. 2.31 – Tensão e corrente no interruptor T_1 (v : 100V/div; i : 500mA/div; t : 4µs/div).

2.3.2 Comando auto-oscilante

Com o objetivo de verificar a possibilidade de uma possível aplicação comercial, alguns ensaios foram realizados em um protótipo para duas lâmpadas fluorescentes de 40W, com comando auto-oscilante. Para o projeto do comando auto-oscilante foram tomados como base alguns trabalhos diretamente relacionados com este tipo de comando [18, 120 e 121]. No entanto, mesmo seguindo as metodologias referenciadas, alguns ajustes de bancada foram necessários para que o reator operasse de acordo com as normas que os regem.

A Fig. 2.32 apresenta o protótipo do reator com comando auto-oscilante implementado em laboratório.

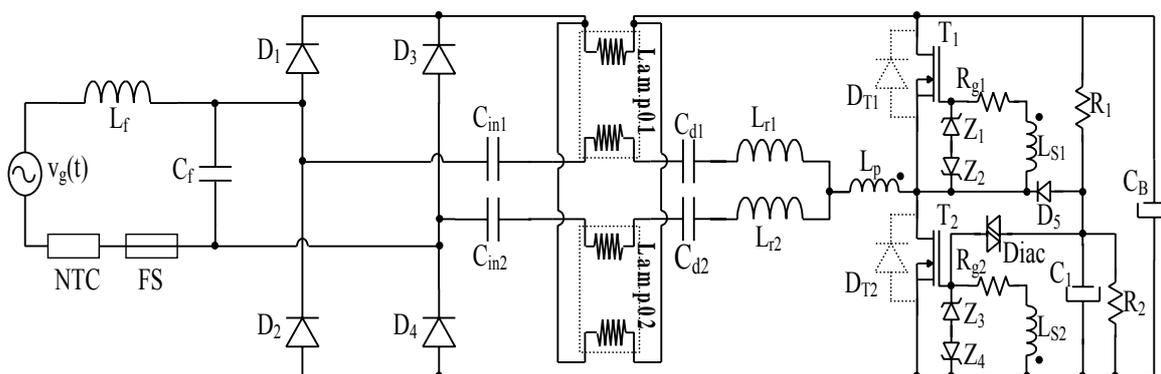


Fig. 2.32 – Protótipo implementado com comando auto-oscilante.

As especificações dos componentes utilizados no circuito estão apresentados na tabela 2.3. O indutor L_f é o mesmo utilizado no protótipo da Fig. 2.23.

Tabela 2.3 – Especificações dos componentes utilizados no reator para alimentar duas lâmpadas fluorescentes T10 de 40W

Componente	Especificação	Designação no circuito
Fusível	Vidro de 1A	FS
NTC	5 Ω	NTC
Diodo rápido	1n4937	D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄
Diodo rápido	1N4936	D ₅
Diac	DB3	Diac
Zener	1N7446	Z ₁ , Z ₂ , Z ₃ , Z ₄
MOSFET	IRF 840	T ₁ , T ₂
Capacitor Polipropileno	15nF/1k6V	C _{d1} , C _{d2}
Capacitor Polipropileno	4,7nF/400V	C _f
Capacitor Polipropileno	15nF/1k6V	C _{in1} , C _{in2}
Capacitor polipropileno	10nF/63V	C ₁
Capacitor Eletrolítico	47 μ F/1000V	C _B
Resistor	220k Ω /400mW	R _{B1} , R _{B2}
Resistor	470k Ω /1W	R ₁
Resistor	68 Ω /400mW	R _{g1} , R _{g2}
Transformador de pulso	NT15-TH50 3/15/15	L _p /L _{s1} /L _{s2}

As especificações dos indutores ballast do reator implementado são as seguintes:

- L_{r1} e L_{r2} – Indutores Ballast (Núcleo EE 30/14; Fio 23AWG; 208 espiras; L_r = 2,5mH).

Os resultados encontrados mostraram que não há qualquer tipo de restrição quanto à aplicação do comando auto-oscilante utilizando a técnica proposta. O rendimento medido do reator é de 91%.

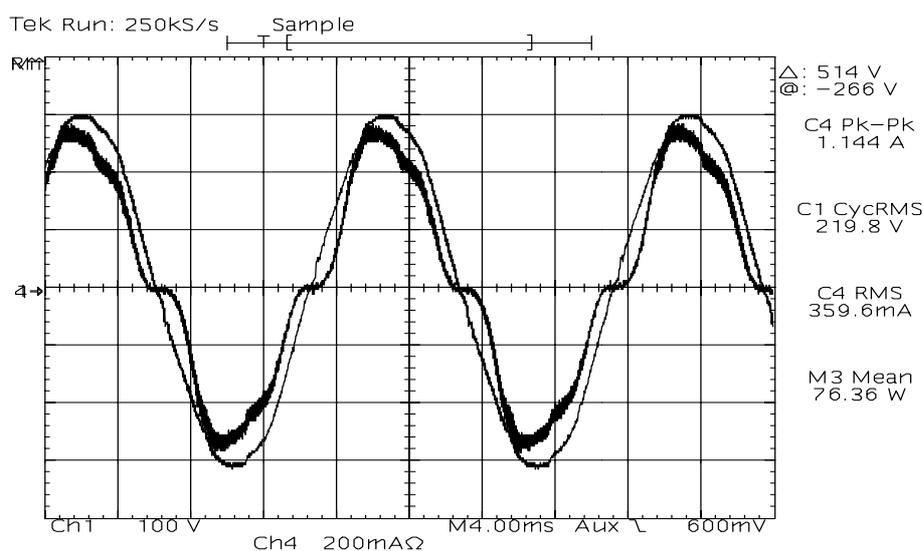


Fig. 2.33 – Tensão e corrente fornecidas pela rede (v:100V/div; i:200mA/div; t:4ms/div).

A corrente de entrada é mostrada na Fig. 2.33. Os componentes harmônicos da corrente satisfazem a IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C (tabela 1.1).

A Fig. 2.34 mostra a corrente da lâmpada. O fator de crista é de 1,63.

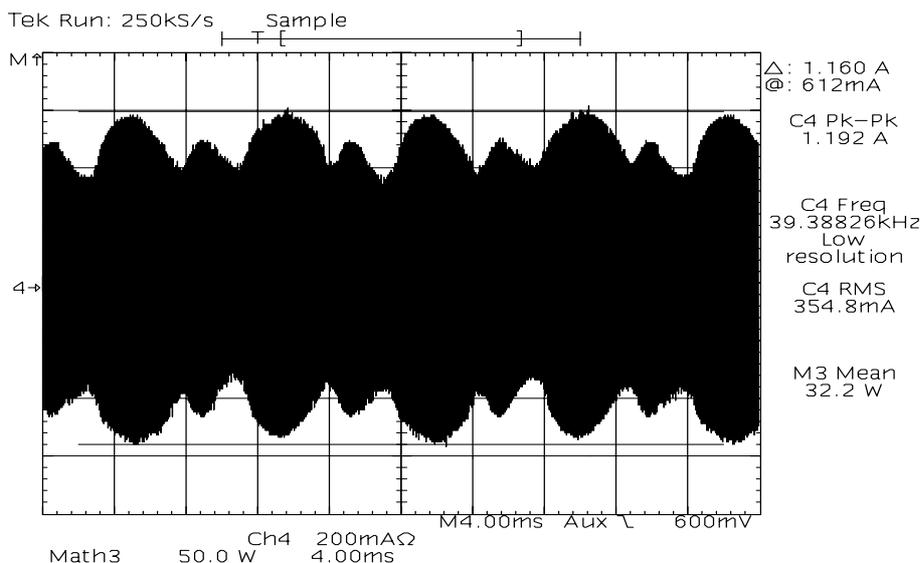


Fig. 2.34 -- Corrente em uma das lâmpadas de 40W com fator de crista igual a 1,63 ($i:200\text{mA/div}$; $t:4\text{ms/div}$; aquisição com 15.000 pontos).

A Fig. 2.35 mostra o detalhe da tensão e da corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação.

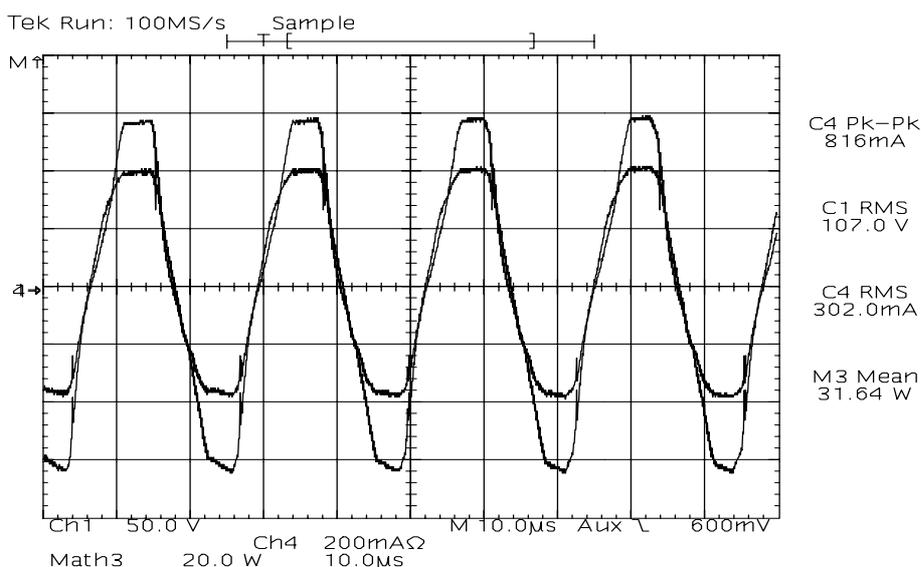


Fig. 2.35 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas ($v: 50\text{V/div}$; $i: 200\text{mA/div}$; $t: 10\mu\text{s/div}$).

2.4 Conclusão

Foi apresentado um grupo de reatores que utilizam a técnica VS-CPPFC. Deste grupo, escolheu-se para ser analisada a configuração que, através de uma pré-análise, apresentou os melhores resultados quanto à correção do fator de potência e o fator de crista da lâmpada, além de possuir a menor quantidade de componentes.

Do princípio de funcionamento se definiu a metodologia de projeto que determinou os valores dos capacitores “charge pump” para serem utilizados durante as simulações e na implementação do reator analisado.

Verificou-se que, como a fonte de alimentação fornece corrente instantânea para o reator com o dobro da frequência de comutação, o peso e volume do filtro de entrada podem ser reduzidos.

Os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos, aplicando a metodologia de projeto definida, se mostraram satisfatórios, pois tanto as correntes da fonte de alimentação quanto as correntes das lâmpadas satisfizeram a IEC 61000-3-2 classe C.

Através da implementação do protótipo com comando auto-oscilante verificou-se que os resultados obtidos são semelhantes ao do protótipo implementado com frequência fixa. Pode-se afirmar então que, a princípio, não há qualquer restrição quanto à utilização da estrutura proposta para uma aplicação comercial.

Por sua simplicidade e baixo número de componentes este reator se torna bastante atrativo quanto comparado com os que já estão no mercado sem correção do fator de potência, além disso eles possuem correção do fator de potência.

CAPÍTULO 3

REATORES FONTES DE TENSÃO SEM OS CAPACITORES DE PARTIDA E COM DOIS CAPACITORES NO FILTRO DE ENTRADA

3.1 Introdução

No capítulo 2 foi apresentado um grupo de reatores com característica VS-CPPFC. Deste grupo, escolheu-se uma topologia na qual realizou-se uma análise completa, abordando deste o princípio de funcionamento, onde se obteve as equações que possibilitaram o desenvolvimento de uma metodologia de projeto, até a implementação dos protótipos para verificação dos resultados. Os resultados obtidos mostraram que o reator, além de satisfazer as normas que regem estes tipos de sistemas, é viável para uma possível aplicação comercial por possuir baixo custo. No entanto, pode-se verificar que para a perfeita correção do fator de potência do conversor analisado é necessário que o reator seja projetado para operar com duas lâmpadas conectadas ao mesmo, pois a distorção da corrente fornecida pela fonte de alimentação de entrada depende do funcionamento simétrico do reator. Caso contrário, o aumento do filtro LC de entrada torna-se necessário.

Neste capítulo apresenta-se um novo grupo de reatores com características VS-CPPFC, sendo que a principal diferença de alguns destes reatores, em relação aos reatores propostos no capítulo 2, deve-se ao fato que as estruturas aqui abordadas não dependem do número de lâmpadas definidas em um determinado projeto.

Assim, como no capítulo 2, também neste capítulo será escolhida uma estrutura na qual será realizado um estudo detalhado a fim de definir uma metodologia de projeto e utilizá-la na definição dos parâmetros que farão parte dos protótipos desenvolvidos em laboratório.

3.2 Topologias Propostas

A Fig. 3.1 representa a topologia proposta na Fig. 2.4, sem os capacitores de partida C_{r1} e C_{r2} . Através de uma análise mais detalhada desta estrutura pode-se constatar que não há simetria de corrente entre os diodos da ponte retificadora. Este funcionamento assimétrico faz com que os valores de pico instantâneos destas correntes sejam diferentes,

provocando uma distorção na corrente de entrada e prejudicando, desta forma, a correção do fator de potência.

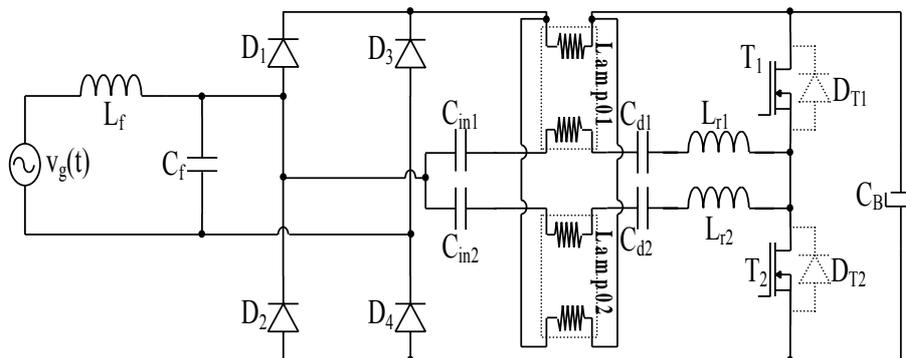


Fig. 3.1 – Reator não simétrico sem os capacitores de partida.

A Fig. 2.6, analisada no capítulo 2, não apresenta este problema, porém, com a retirada de uma das lâmpadas, a assimetria volta a ocorrer. Sendo assim, uma outra maneira de se obter o funcionamento simétrico para os dois semi-ciclos da rede é apresentada na Fig. 3.2.

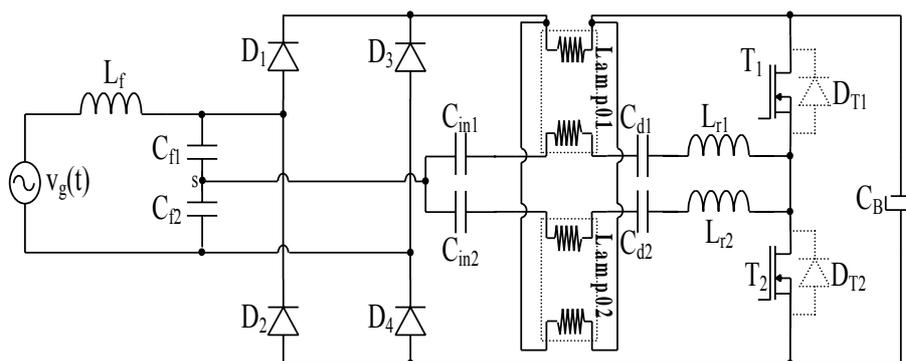


Fig. 3.2 – Reator simétrico com dois capacitores de filtro de entrada.

A análise desta estrutura mostra que a conexão do ponto “s” entre os dois capacitores do filtro de entrada, além de tornar as correntes dos diodos simétricas, faz com que a fonte de alimentação $v_g(t)$ forneça corrente para o circuito com o dobro da frequência de comutação permitindo a redução física do indutor L_f . Pode-se verificar também, como mostra a Fig. 3.3, que os capacitores C_{in1} e C_{in2} podem realizar a função dos capacitores do filtro C_{f1} e C_{f2} , permitindo as suas retiradas. No entanto, como as lâmpadas estão conectadas em paralelo, o processo de partida fica prejudicado visto que a ignição de uma delas inibe a ignição da outra. Logo, nesta configuração só é possível utilizar uma única lâmpada. Ainda em relação a Fig. 3.2, além desta estrutura apresentar características semelhantes às das estruturas apresentadas na seção 2.2 do capítulo 2, a retirada de uma das lâmpadas não modifica o seu funcionamento simétrico. Pode-se observar que,

separando o ponto “s” em dois pontos, obtém-se a estrutura apresentada na Fig. 2.7 do capítulo 2.

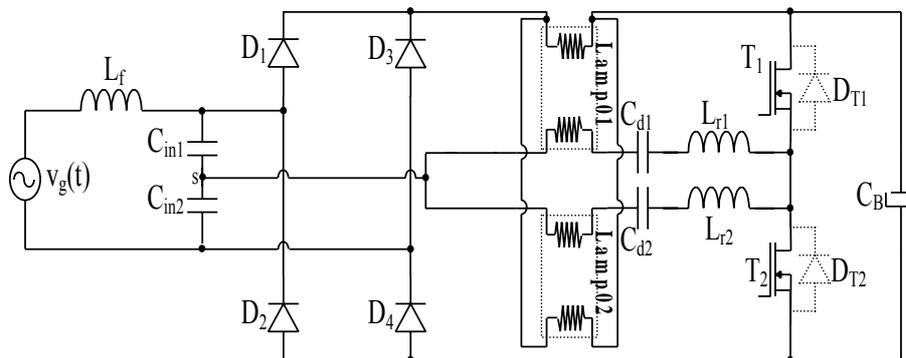


Fig. 3.3 – Reator simétrico com os capacitores C_{in1} e C_{in2} realizando também a função de filtro de entrada.

A partir da Fig. 2.6 e da Fig. 3.2 outras estruturas podem ser obtidas, algumas com características de funcionamento simétrico e outras sem, porém todas com conexão direta entre o filtro de entrada e o estágio inversor. Além disso, em algumas destas estruturas são utilizados indutores acoplados magneticamente para realizar a correção do fator de potência.

A Fig. 3.4 mostra uma variação com o acréscimo dos indutores L_{in1} e L_{in2} . A utilização de indutores, acoplados magneticamente ou não, provoca mudança de funcionamento no circuito, porém as características de saída são muito parecidas.

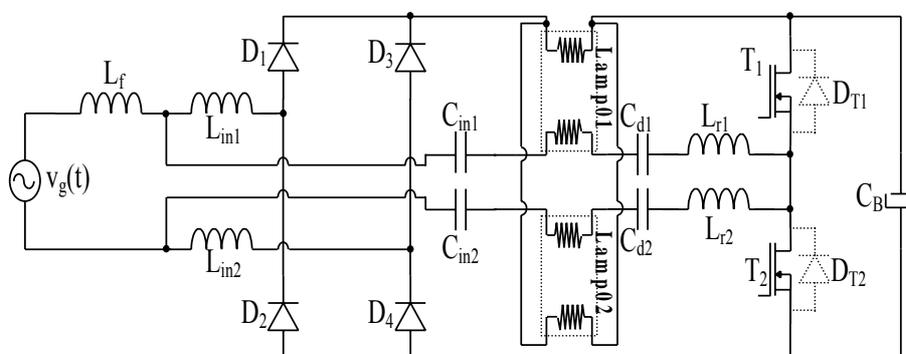


Fig. 3.4 – Reator com dois indutores boost não acoplados.

A Fig. 3.5 mostra o reator com dois indutores boost acoplados magneticamente. Este acoplamento permite a retirada do indutor de filtro L_f .

A Fig. 3.6 mostra o reator utilizando uma configuração com dois capacitores de filtro e dois indutores boost acoplados magneticamente.

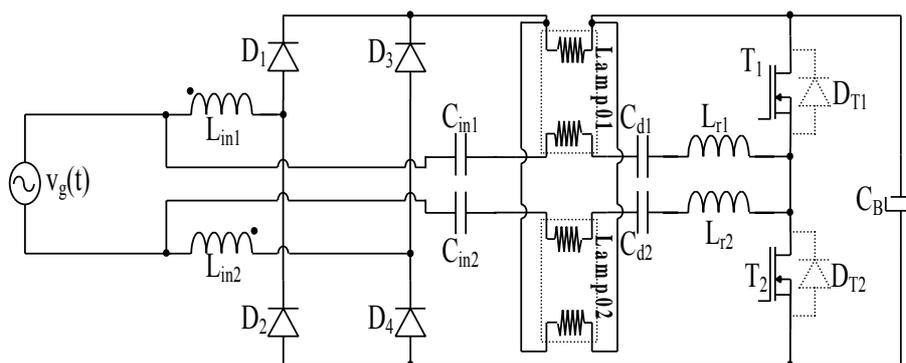


Fig. 3.5 – Reator com dois indutores boost acoplados magneticamente.

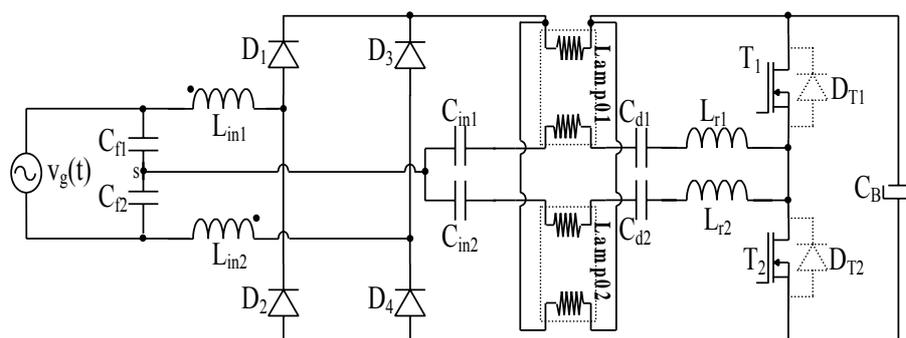


Fig. 3.6 – Reator com indutores acoplados magneticamente e com capacitores de filtro C_f .

A Fig. 3.7 apresenta uma variação em que os capacitores C_{in1} e C_{in2} , colocados nos lugares dos capacitores C_{f1} e C_{f2} , realizam a função, juntamente com os indutores L_{in1} e L_{in2} , de filtro e de correção do fator de potência. Para melhorar a partida e a forma de onda da tensão e da corrente da lâmpada é necessária a utilização do capacitor C_r . Por outro lado, não há mais a necessidade de se colocar um dos filamentos da lâmpada em série com o barramento CC. Nesta topologia não é possível a utilização de duas lâmpadas.

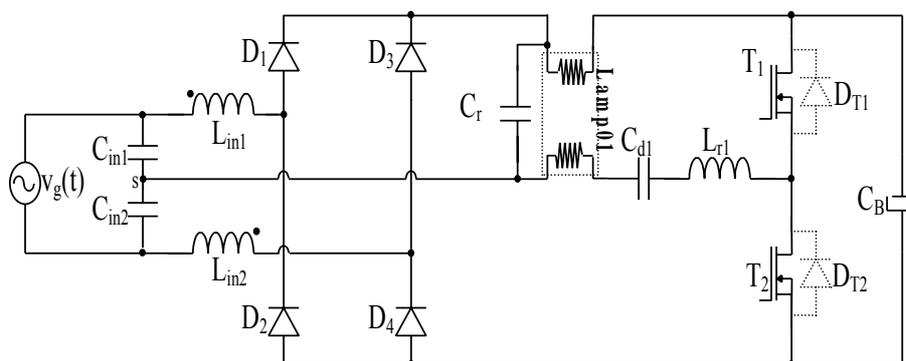


Fig. 3.7 – Reator com indutores acoplados magneticamente sem os capacitores de filtro C_{f1} e C_{f2} e com um capacitor de partida C_r .

Com relação às estruturas derivadas das Fig. 2.6 e Fig. 3.2, através de alguns estudos preliminares pode-se demonstrar que, embora o fator de crista de cada lâmpada satisfaça as normas técnicas que regulamentam estes reatores, as distorções harmônicas das

correntes de entrada de algumas delas ficam no limite ou fora das especificações das mesmas. Estudos mais detalhados são necessários para que se possa concluir sobre a possibilidade da implementação ou não destas estruturas. Sendo assim, das estruturas apresentadas nesta seção, será analisada a da Fig. 3.2 que, embora apresente um capacitor a mais que a da Fig. 2.6, analisada no capítulo anterior, possui funcionamento simétrico independente da quantidade de lâmpadas que o reator alimenta.

3.2.1 Princípio de funcionamento

Para o equacionamento, serão admitidas todas as simplificações e as considerações apresentadas na seção 2.2.1 do capítulo 2.

Primeira Etapa - (t_0, t_1): Em t_0 , T_1 é bloqueado e T_2 é comandado a conduzir. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} não podem mudar o seus sentidos de condução instantaneamente, D_{T2} entra em condução. As tensões dos capacitores C_{in1} e C_{in2} são iguais a soma da tensão sobre a carga (Lamp01) com a tensão do capacitor C_{f1} ($v_g/2$). Como as tensões das Lamp01 e Lamp02 são iguais, elas podem ser consideradas como uma única fonte de tensão $v_a(t)$. Ou seja, $v_a(t)$ é a tensão instantânea sobre cada uma das cargas. Esta etapa termina quando $v_a(t)$ alcança seu valor máximo levando D_1 ao bloqueio. Neste instante as tensões sobre C_{in1} e C_{in2} ficam grampeadas nos seus valores máximos. A Fig. 3.8 apresenta esta etapa de operação.

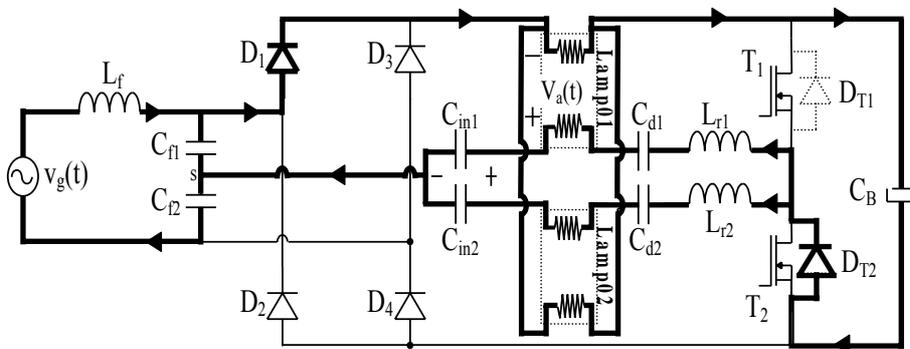


Fig. 3.8 – Primeira etapa de operação.

Pode-se observar através da Fig. 3.8 que as tensões dos capacitores C_{in1} e C_{in2} são iguais. Desta forma, a análise será realizada somente para o capacitor C_{in1} , visto que as equações relacionadas a este capacitor também se relacionam com o capacitor C_{in2} .

A tensão sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (3.1).

$$v_{C_{in1}}(t) = V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) + \left| \frac{v_g(t)}{2} \right| \quad (3.1)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_{in1} é definida pela Eq. (3.2).

$$V_{C_{in1_{max}}} = V_{ap} + \left| \frac{v_g(t)}{2} \right| \quad (3.2)$$

Segunda etapa – (t_1 , t_2): Em t_1 , D_1 é bloqueado. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} continuam no mesmo sentido, D_{T2} permanece conduzindo. A partir deste instante $v_a(t)$ começa a diminuir enquanto as tensões sobre C_{in1} e C_{in2} permanecem grampeadas nos seus valores máximos. Esta etapa termina quando D_4 polariza-se diretamente e começa a conduzir. A Fig. 3.9 apresenta esta etapa de operação.

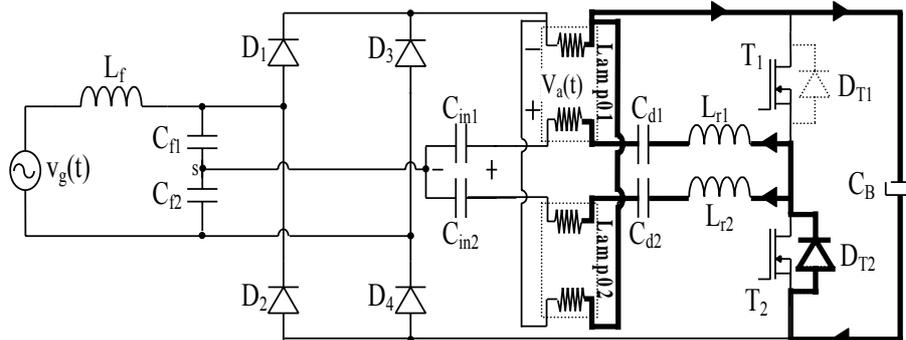


Fig. 3.9 – Segunda etapa de operação.

A tensão sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (3.3).

$$v_{C_{in1}}(t) = v_{C_{in1_{max}}} = \left| \frac{v_g(t)}{2} \right| + V_{ap} \quad (3.3)$$

Terceira etapa – (t_2 , t_3): Em t_2 , D_4 entra em condução. A partir deste instante, as tensões sobre os capacitores C_{in1} e C_{in2} começam a diminuir seus valores segundo a variação de $v_a(t)$. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} ainda não se inverteram, D_{T2} continua conduzindo. Esta etapa termina quando as correntes em L_{r1} e L_{r2} se anulam levando D_{T2} ao bloqueio. A Fig. 3.10 apresenta esta etapa de operação.

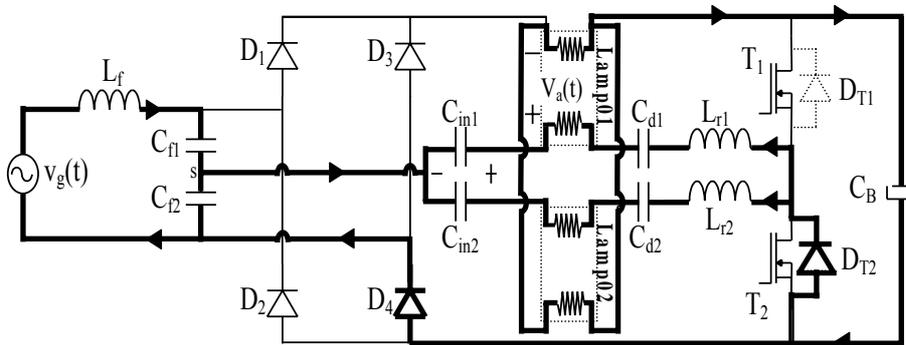


Fig. 3.10- Terceira etapa de operação.

A tensão sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (3.4).

$$v_{C_{in1}}(t) = - \left| \frac{v_g(t)}{2} \right| + V_B + V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (3.4)$$

A mínima tensão sobre o capacitor C_{in1} é definida pela Eq. (3.5).

$$V_{C_{in1_{min}}} = -\left|\frac{v_g(t)}{2}\right| + V_B - V_{ap} \quad (3.5)$$

Quarta etapa – (t_3, t_4): Em t_3 , D_{T2} bloqueia e T_2 começa a conduzir as correntes de L_{r1} e L_{r2} . Todas as características do funcionamento anterior são mantidas nesta etapa até o instante em que $v_a(t)$ passa por zero e o capacitor C_B começa a fornecer energia para a carga. Esta etapa termina quando T_2 é bloqueado e T_1 é comandado a conduzir. A Fig. 3.11 apresenta esta etapa de operação.

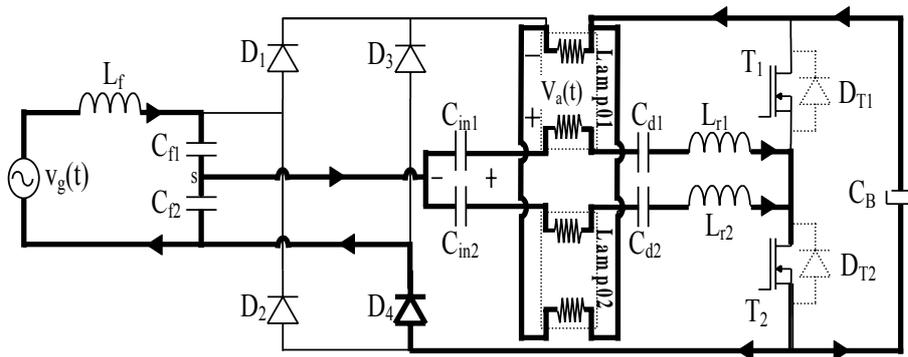


Fig. 3.11 - Quarta etapa de operação.

Quinta Etapa - (t_4, t_5): Em t_4 , T_2 é bloqueado e T_1 comandado a conduzir. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} não podem mudar o seus sentidos de condução instantaneamente, D_{T1} entra em condução. As tensões dos capacitores C_{in1} e C_{in2} são iguais a soma entre a tensão de barramento do capacitor C_B com a diferença da tensão $v_a(t)$ e a tensão do capacitor C_{f2} ($v_g(t)/2$). Esta etapa termina quando $v_a(t)$ alcança seu valor máximo negativo levando D_4 ao bloqueio. Neste instante as tensões sobre C_{in1} e C_{in2} ficam grampeadas nos seus valores máximos negativos. A Fig. 3.12 apresenta esta etapa de operação.

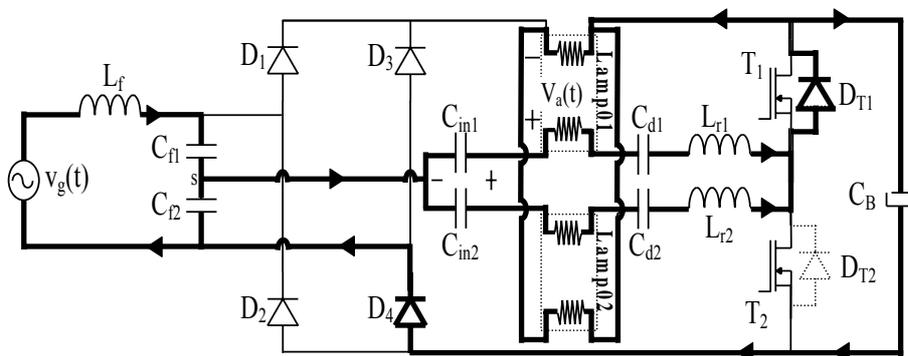


Fig. 3.12 - Quinta etapa de operação.

Sexta etapa – (t_5, t_6): Em t_5 , D_4 é bloqueado. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} continuam no mesmo sentido, D_{T1} permanece conduzindo. A partir deste instante $v_a(t)$ começa a aumentar, enquanto as tensões sobre C_{in1} e C_{in2} permanecem grampeadas nos seus valores

máximos negativos. Esta etapa termina quando a soma da tensão $v_a(t)$ com a tensão do capacitor C_{f1} ($v_g/2$) iguala-se à tensão do capacitor C_{in1} e D_1 começa a conduzir. A Fig. 3.13 apresenta esta etapa de operação.

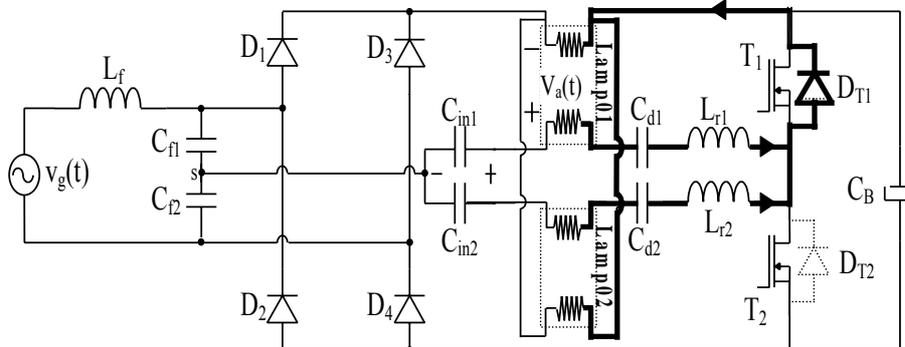


Fig. 3.13 – Sexta etapa de operação.

A tensão sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (3.6).

$$v_{C_{in1}}(t) = v_{C_{in1_{min}}} - \left| \frac{v_g(t)}{2} \right| + V_B - V_{ap} \quad (3.6)$$

Sétima etapa – (t_6 , t_7): Em t_6 , D_1 entra em condução. A partir deste instante, as tensões sobre os capacitores C_{in1} e C_{in2} começam a aumentar seus valores segundo a variação de $v_a(t)$. Como as correntes em L_{r1} e L_{r2} ainda não se invertem, D_{T1} continua conduzindo. Esta etapa termina quando as correntes em L_{r1} e L_{r2} se anulam levando D_{T1} ao bloqueio. A Fig. 3.14 apresenta esta etapa de operação.

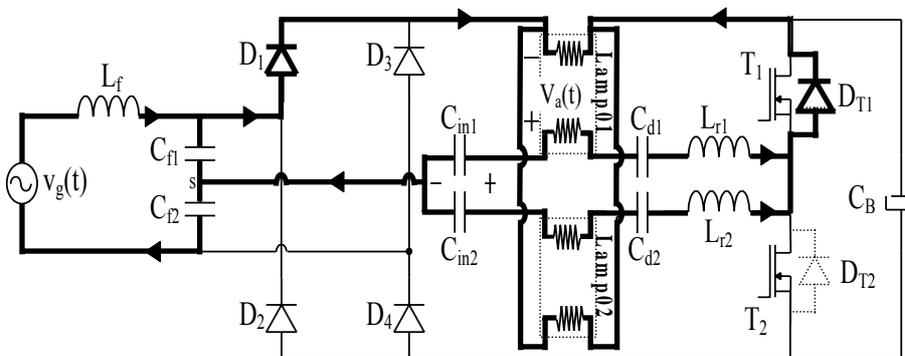


Fig. 3.14 – Sétima etapa de operação.

A tensão sobre o capacitor C_{in1} é apresentada na Eq. (3.7).

$$v_{C_{in1}}(t) = \left| \frac{v_g(t)}{2} \right| + V_{ap} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (3.7)$$

Oitava etapa – (t_7 , t_8): Em t_8 , D_{T1} bloqueia e T_1 começa a conduzir as correntes de L_{r1} e L_{r2} . Todas as características do funcionamento anterior são mantidas nesta etapa. Esta etapa termina quando T_1 é bloqueado e T_2 é comandado a conduzir. A partir deste instante

o ciclo volta a se repetir para um novo período de comutação. A Fig. 3.15 apresenta esta etapa de operação.

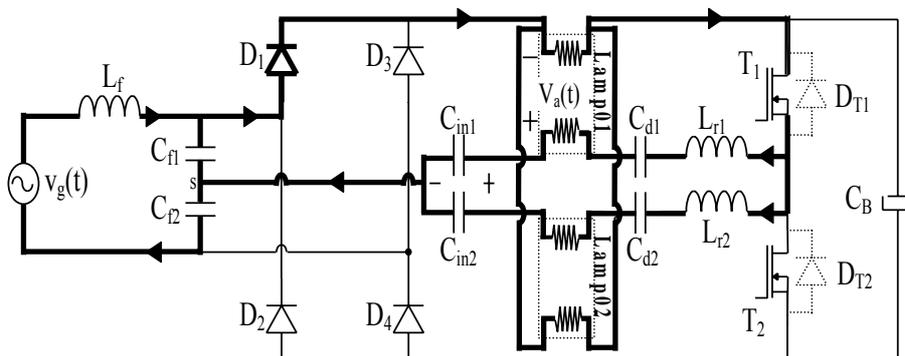


Fig. 3.15 - Oitava etapa de operação.

As formas de onda que representam as etapas de operação do reator em regime permanente são apresentadas na Fig. 3.16.

Através das etapas de operação do reator eletrônico, pode-se observar que as correntes de carga e descarga dos capacitores C_{in1} e C_{in2} são iguais à corrente da fonte $v_g(t)$ para metade do período de comutação do reator. Logo, a soma dos valores das correntes médias das cargas destes capacitores é igual ao valor da corrente média de entrada da fonte $v_g(t)$, durante um período de comutação. Realizando o balanço de potência entre a entrada e a saída do reator, encontra-se a Eq. (3.8). A igualdade desta equação com a Eq. 2.37, apresentada no capítulo 2, deve-se ao fato de que o processo de carga e descarga dos capacitores C_{in1} e C_{in2} são semelhantes, mesmo conectados de forma diferente em seus respectivos circuitos.

$$C_{in} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_p^2 \cdot f_s} \quad (3.8)$$

Sendo assim, pode-se concluir que, embora as duas estruturas não sejam totalmente iguais em termos de circuito elétrico, os seus princípios de funcionamento são semelhantes a ponto de se obter a mesma equação que define os valores dos capacitores “Charge Pump”, utilizados para a correção do fator de potência. Tudo indica que as duas estruturas analisadas devem possuir características de saída muito parecidas.

Quanto ao projeto do circuito ressonante será aplicada a mesma metodologia definida na seção 2.2.1(a), porém para que as tensões dos capacitores C_{f1} e C_{f2} sejam aproximadamente iguais à metade da tensão na fonte de alimentação de entrada $v_g(t)$, ou seja, $v_g(t)/2$, será assumido que os capacitores de filtro C_{f1} e C_{f2} são muito maiores que os capacitores “Charge Pump” C_{in1} e C_{in2} . Por outro lado, com as mudanças dos valores de

capacitores C_{f1} e C_{f2} , o projeto do filtro de entrada fica alterado. Levando em consideração que a fonte de entrada deva enxergar a mesma impedância de saída para manter as mesmas condições de correção do fator de potência, com o aumento dos capacitores, ocorrerá a diminuição do indutor L_f . Partindo de um valor de C_f , através da Eq. (2.42) pode-se determinar o valor de L_f .

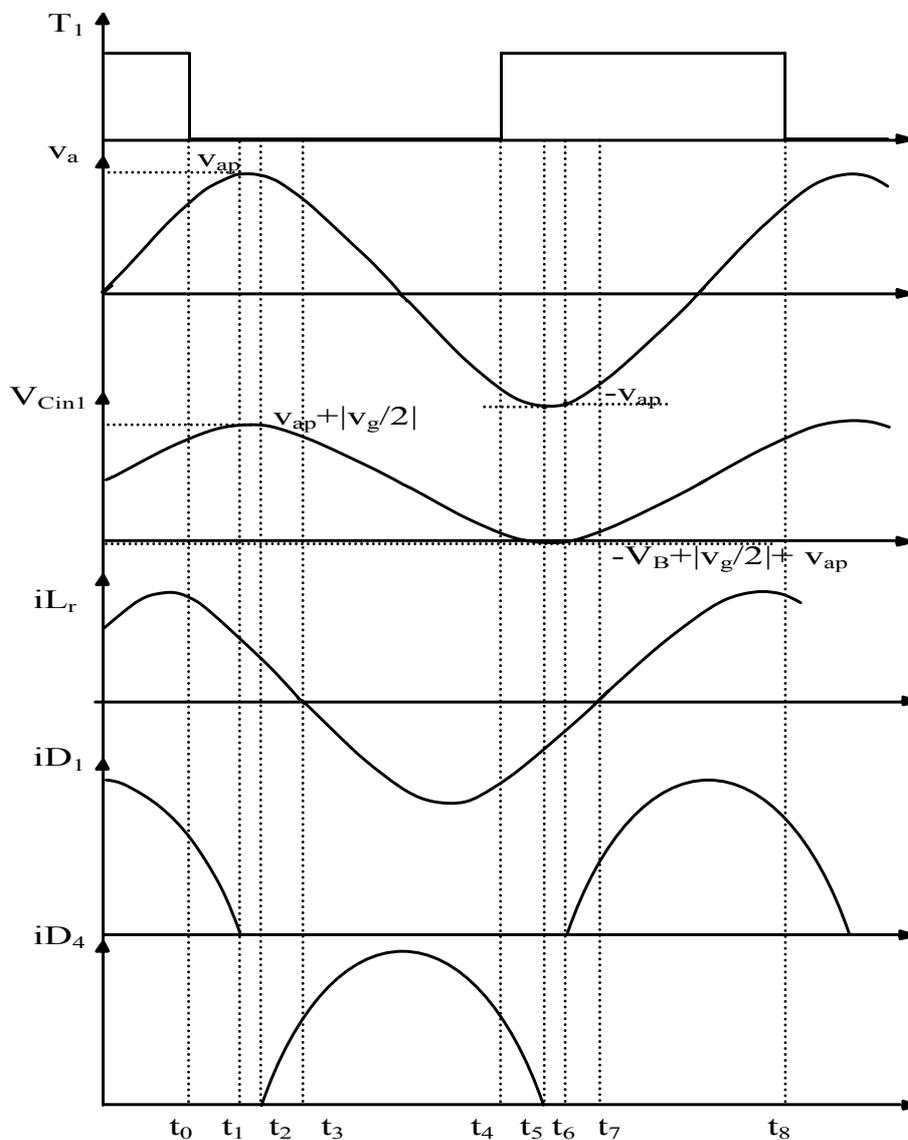


Fig. 3.16 – Formas de ondas do reator em regime permanente.

3.2.2 Simulação do reator analisado

Considerando os capacitores de filtro $C_{f1} = C_{f2} = 30 C_{in}$, e utilizando as especificações de projeto a seguir, encontram-se os valores de parâmetros apresentados na tabela (3.1).

- Tensão de entrada ($v_{g(rms)}$): 220V;

- Carga: Duas lâmpadas fluorescentes de 40W com tensão eficaz de operação igual a 106V;
- Frequência de comutação (f_s): 38kHz;
- Frequência de ressonância na partida (f_{op}): 30,4kHz;
- Frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}): 21kHz;
- Fator de amortecimento (ζ): 0,7;
- Tensão do barramento (V_B): 350V;
- Ondulação da tensão do barramento: $\Delta V_B = 5\%$;
- Rendimento (η): 90%.

A escolha dos capacitores C_{f1} e C_{f2} foi realizada para que suas tensões sejam tão próximas quanto possíveis da metade da fonte de alimentação $v_g(t)$. Quanto menores forem estes capacitores, maiores serão suas influências tanto na distorção harmônica da corrente de entrada quanto no fator de crista sobre a lâmpada, necessitando desta forma, de uma análise que considere as suas influências no circuito. Mesmo assumindo valores na ordem de 30 vezes maior, ainda assim foi necessário fazer alguns pequenos ajuste para que se pudesse obter resultados que satisfizessem a norma IEC 61000-3-2.

Tabela 3.1 – Valores dos parâmetros que constituem o reator analisado.

$L_f = 500\mu\text{H}$	$C_{f1} = C_{f2} = 820\text{nF}$	$C_{in} = 27\text{nF}$
$C_d = 29\text{nF} \cong 27\text{nF}$	$L_r = 1,95\text{mH}$	$C_B = 56\mu\text{F}$

A Fig. 3.17 mostra o circuito simulado. As lâmpadas para esta simulação são substituídas por resistores que representam o seu funcionamento em regime permanente.

A Fig. 3.18 apresenta a tensão e a corrente fornecidas pela rede de alimentação. A TDH da corrente de entrada é igual a 19,4% sendo que nenhuma harmônica individual ultrapassou os limites da IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C (tabela 1.1).

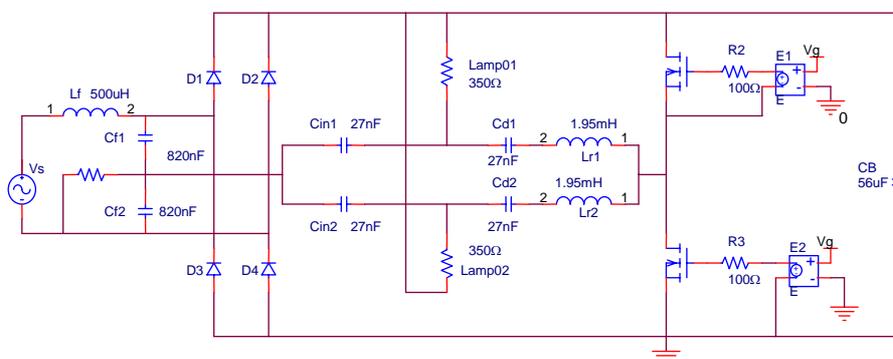


Fig. 3.17 – Circuito do reator proposto simulado com dois capacitores de filtro C_f .

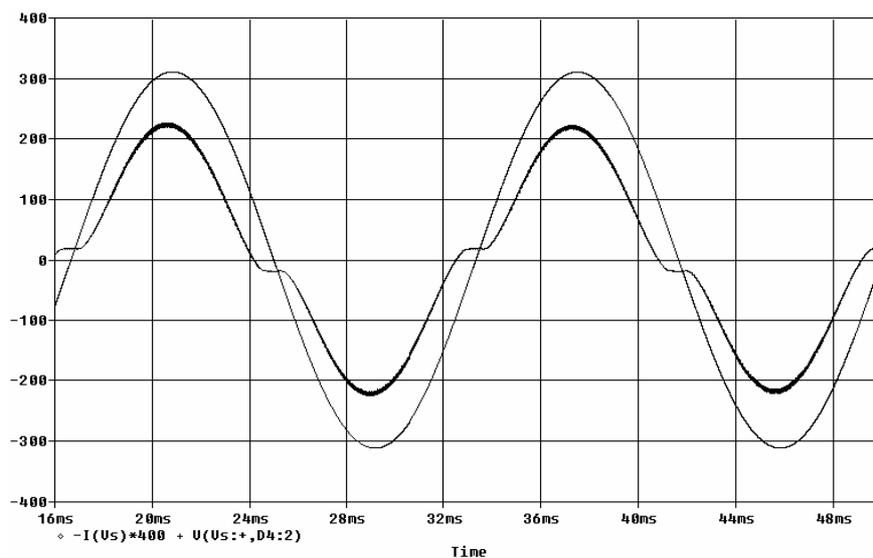


Fig. 3.18 – Tensão e corrente fornecidas pela rede.

A Fig. 3.19 apresenta a envoltória da corrente em uma das lâmpadas. O valor eficaz da corrente obtido por simulação é igual a 292mA e o valor de pico da corrente é de igual a 492mA resultando em um fator de crista igual a 1,68.

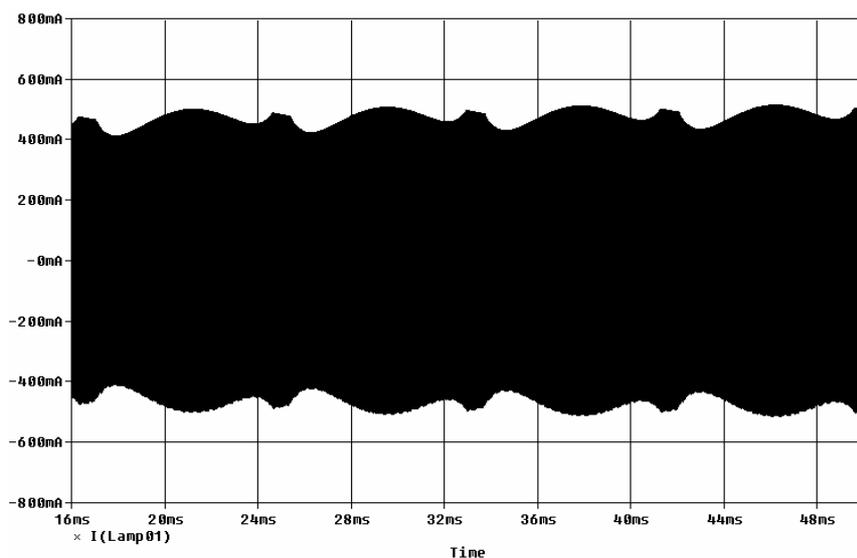


Fig. 3.19 – Envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas.

A Fig. 3.20 apresenta a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência. Pode-se observar que, por não ser uma senóide perfeita, o valor eficaz da corrente diminui com o conseqüente aumento do fator de crista da mesma.

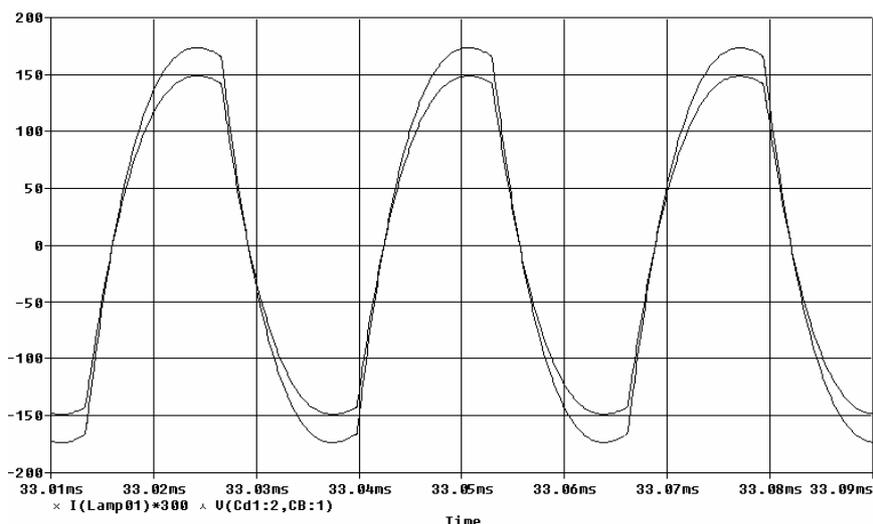


Fig. 3.20 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação.

3.3 Resultados experimentais

Para o ensaio do reator analisado, foram implementados 2 protótipos. Para o primeiro utiliza-se o comando com frequência fixa, onde os pulsos são gerados através do CI IR-2153, e para o segundo utiliza-se o comando auto-oscilante. A implementação dos dois protótipos mantém a mesma finalidade do capítulo anterior.

3.3.1 Comando com frequência fixa

A Fig. 3.21 apresenta o protótipo do reator utilizando comando dos interruptores com frequência fixa. Os ensaios foram realizados mantendo os mesmos dados de projeto do reator simulado.

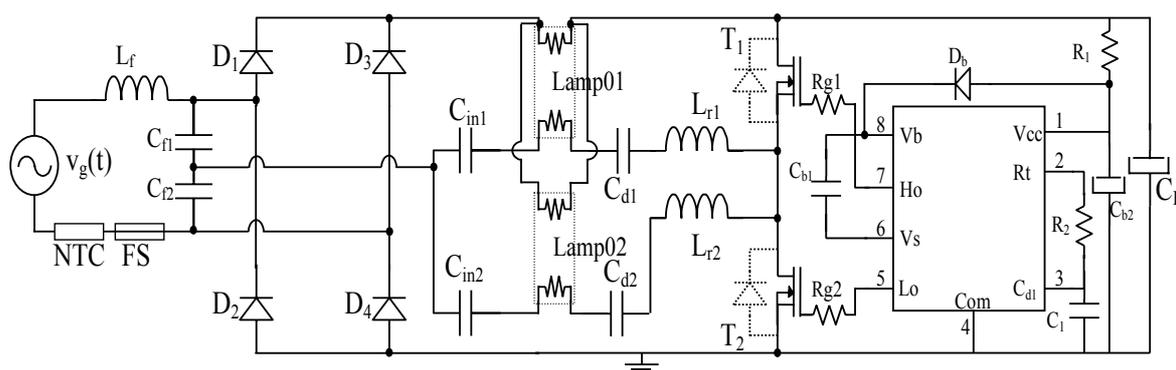


Fig. 3.21 - Protótipo do reator implementado com dois capacitores C_f 's e com os filamentos das lâmpadas em série com o barramento CC.

A corrente fornecida pela tensão de alimentação de entrada e seu espectro harmônico são apresentados nas Fig. 3.22 e Fig. 3.23. A TDH é igual a 13% e o FP igual a 0,97, satisfazendo a IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C (tabela 1.1).

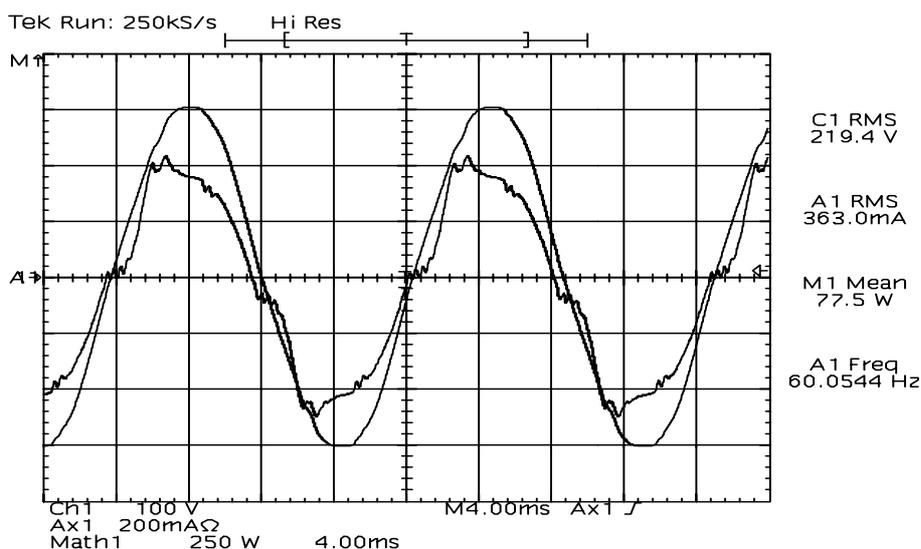


Fig. 3.22 – Tensão e corrente fornecidas pela rede (v:100V/div; i:200mA/div; t:4ms/div).

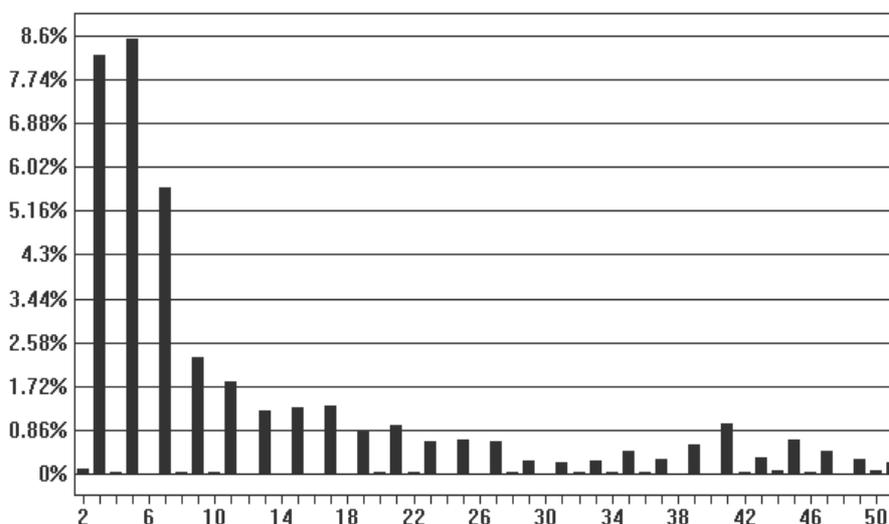


Fig. 3.23 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 3.24 mostra a corrente em uma das lâmpadas. O fator de crista da lâmpada calculado é igual a 1,63. Para este reator, a potência total entregue para cada lâmpada foi de 35W e o rendimento resultou em 90,3%.

A Fig. 3.25 mostra as forma de onda da tensão e da corrente em uma das lâmpadas.

A Fig. 3.26 mostra a tensão do barramento CC (tensão do capacitor C_B) durante o processo de partida. O valor máximo também se encontra dentro de uma margem aceitável quanto às especificações dos interruptores do protótipo, que são de 600V. Em regime, a tensão se estabiliza em torno de 360V.

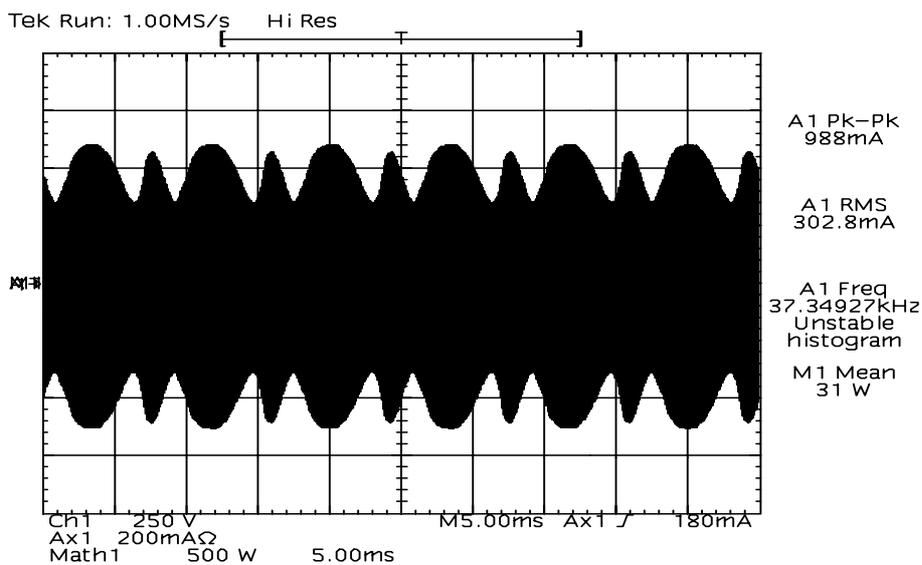


Fig. 3.24 - Corrente em uma das lâmpadas de 40W com fator de crista igual a 1,63 ($i:200\text{mA/div}$; $t:5\text{ms/div}$; aquisição com 50.000 pontos).

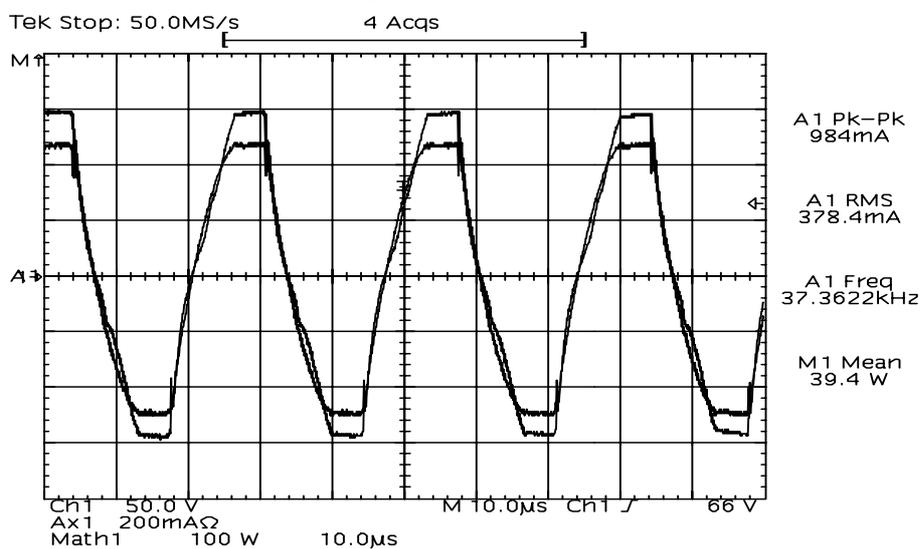


Fig. 3.25 - Tensão, Corrente e potência em uma das lâmpadas ($v:50\text{V/div}$; $i:200\text{mA/div}$; $p:100\text{W/div}$; $t:10\mu\text{s/div}$).

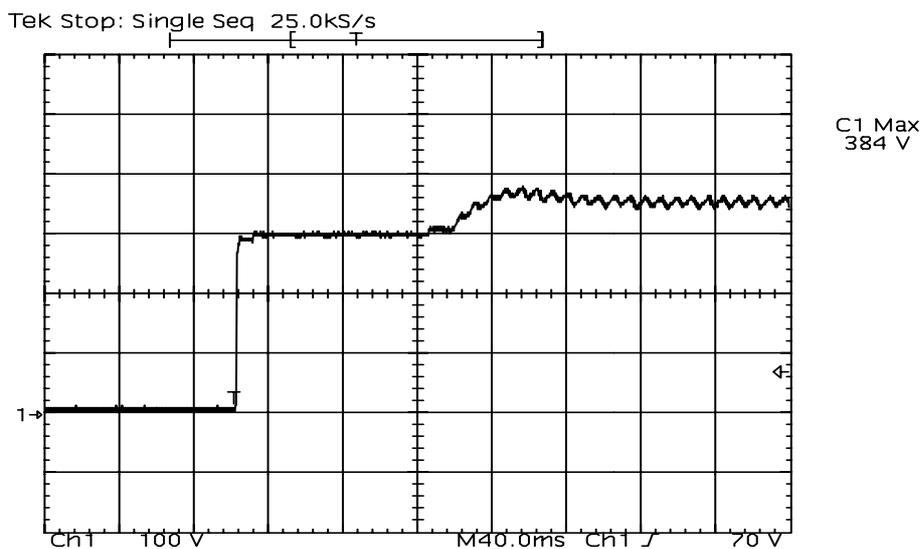


Fig. 3.26 - Tensão de barramento durante o processo de partida ($v:100\text{V/div}$; $t:40\text{ms/div}$).

Na Fig. 3.27 tem-se o detalhe da ondulação da tensão do barramento CC que apresentou-se com o valor de 19,6V pico a pico e frequência de 120Hz.

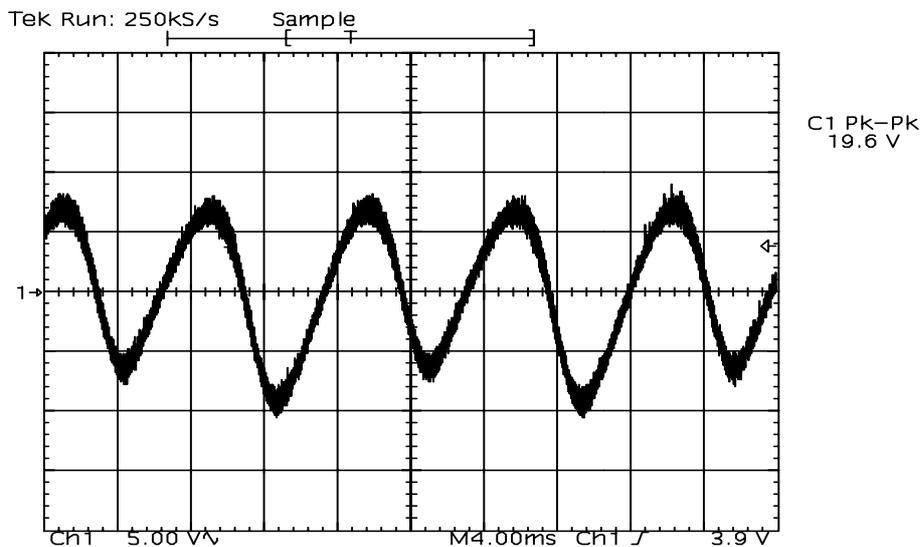


Fig. 3.27 – Detalhe da ondulação na tensão do barramento CC (v: 5V/div; t: 4ms/div).

A Fig. 3.28 mostra a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida. Verifica-se nesta figura que, mesmo sem os capacitores de partida, o valor máximo obtido é igual a 720V, o que corresponde aos valores dos reatores que possuem tais capacitores.

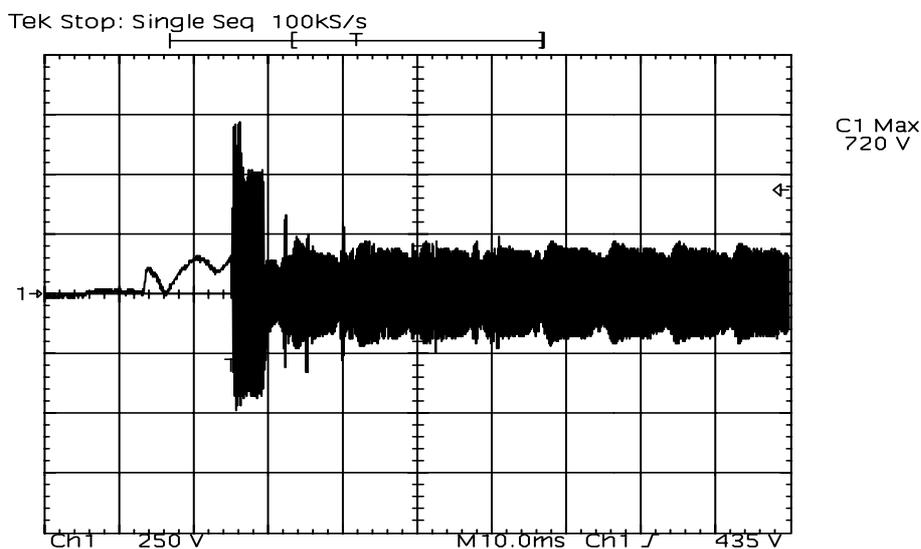


Fig. 3.28 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida (v:250V/div; t:10ms/div).

A Fig. 3.29 apresenta a tensão e a corrente no interruptor T_1 , também sem comutação ZVS.

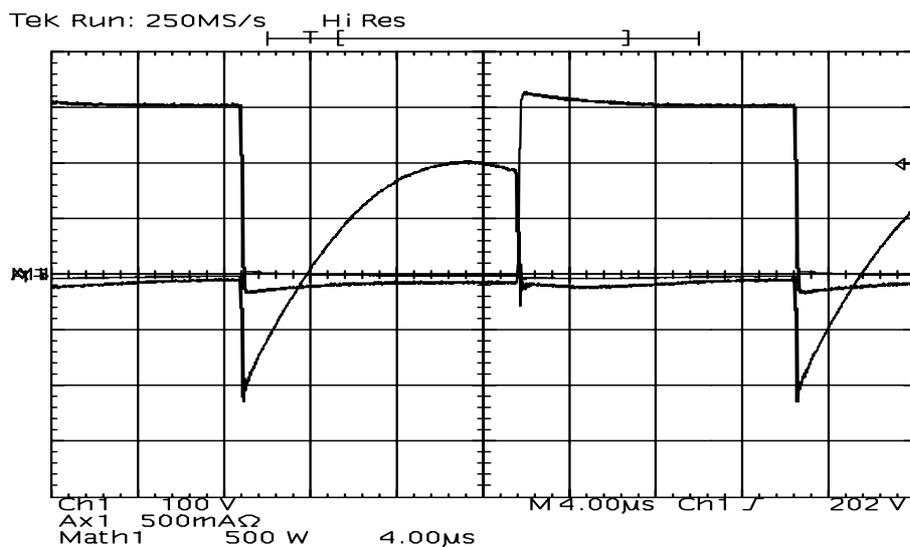


Fig. 3.29 – Tensão e corrente no interruptor T_1 (v : 100V/div; i : 500mA/div; t : 4μs/div).

3.3.2 Comando auto-oscilante

A Fig. 3.30 apresenta o protótipo do reator com comando auto-oscilante implementado em laboratório. As especificações são praticamente as mesmas apresentadas na tabela 2.3, porém os componentes redefinidos, devido aos ajustes de bancada, são apresentados na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Especificações dos componentes utilizados no reator para alimentar duas lâmpadas fluorescentes T5 de 54W

Componente	Especificação	Designação no circuito
Capacitor Polipropileno	22nF/1k6V	C_{in1} , C_{in2}
Capacitor polipropileno	1μ/250V	C_{f1} , C_{f2}
Transformador de pulso	NT15-TH50 2/15/15	$L_p/L_{s1}/L_{s2}$

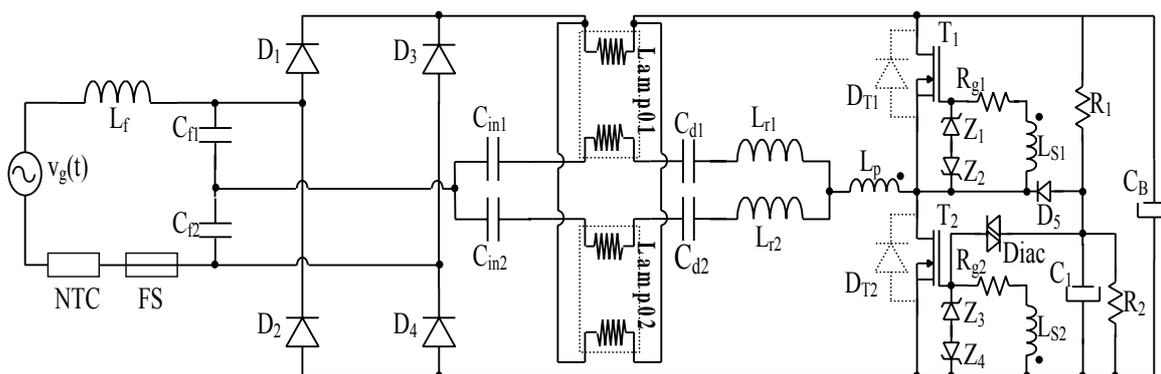


Fig. 3.30 – Protótipo implementado com comando auto-oscilante.

As especificações dos indutores ballast do reator implementado são as seguintes:

- L_r – Indutores do filtro de entrada (Núcleo EE 20; Fio 27AWG; 40 espiras; $L_r = 0,5\text{mH}$);

- L_{r1} e L_{r2} – Indutores Ballast (Núcleo EE 30/14; Fio 23AWG; 208 espiras; $L_r = 2,5\text{mH}$).

A princípio, esta estrutura também não apresenta qualquer tipo de restrição quanto à aplicação do comando auto-oscilante utilizando a técnica proposta. O rendimento do reator medido é de 91,4%. A corrente de entrada é apresentada na Fig. 3.31. A TDH desta corrente é igual a 17,8% e todos os componentes harmônicos satisfazem a IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C (tabela 1.1).

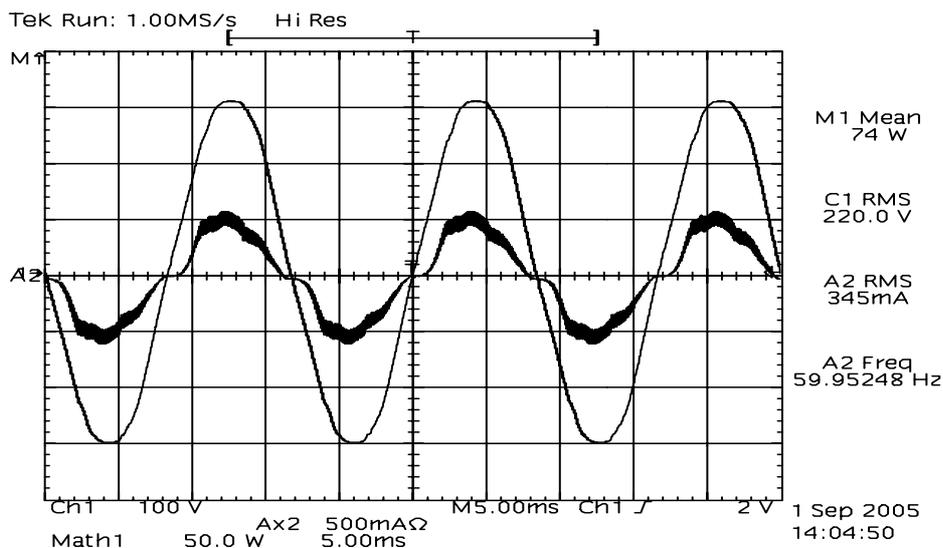


Fig. 3.31 – Tensão e corrente fornecidas pela rede (v:100V/div; i:500mA/div; t:5ms/div).

A Fig. 3.32 mostra a envoltória da corrente da lâmpada em baixa frequência. O fator de crista é igual a 1,68.

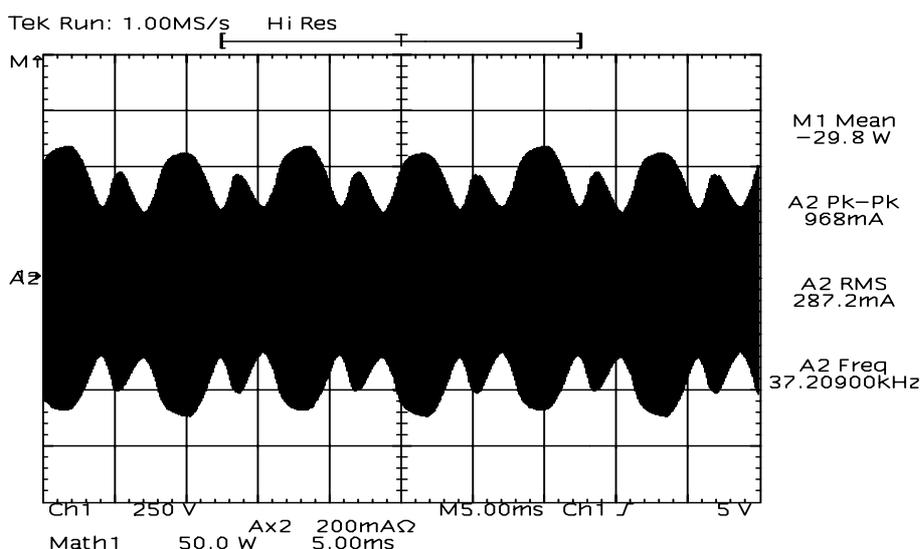


Fig. 3.32 -- Corrente em uma das lâmpadas de 40W com fator de crista igual a 1,68 (i:200mA/div; t:5ms/div; aquisição com 50.000 pontos).

A Fig. 3.33 mostra o detalhe da tensão e da corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação.

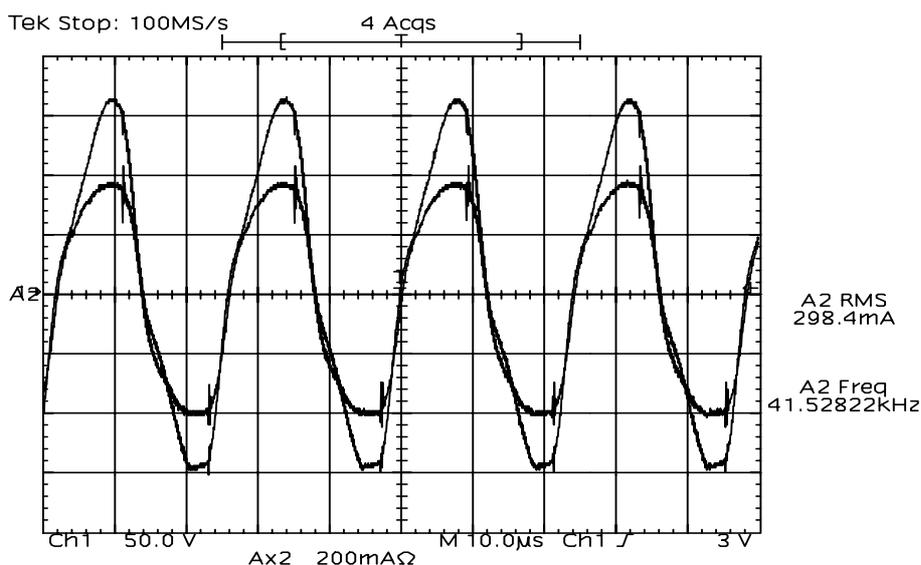


Fig. 3.33 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas (v : 50V/div; i : 200mA/div; t : 10µs/div).

3.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um grupo de reatores que, em relação às estruturas apresentadas no capítulo anterior, tem como principal vantagem a boa correção do fator de potência independente do número de lâmpadas que o reator projetado deverá alimentar.

Com o princípio de funcionamento definiu-se uma metodologia de projeto que permitiu os cálculos dos principais parâmetros responsáveis pela correção do fator de potência e estabilização das correntes sobre as lâmpadas. De posse destes valores realizou-se as simulações, sendo que os resultados encontrados foram comprovados através da implementação prática dos protótipos realizados em laboratório.

Através da aplicação do comando auto-oscilante verificou-se que o reator proposto se apresenta como uma boa alternativa para uma possível aplicação comercial quando se deseja a correção do fator de potência bem como o baixo custo de produção.

CAPÍTULO 4

REATORES FONTES DE TENSÃO COM CONEXÃO DIRETA ENTRE O ESTÁGIO INVERSOR E O ESTÁGIO DE ENTRADA

4.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado um grupo de reatores que também apresentam características de saída semelhantes ao VS-CPPFC típico. No entanto, devido às características de funcionamento destes reatores, suas aplicações serão direcionadas para as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Não se pretende entrar em detalhe sobre as características físicas destas lâmpadas e nem em relação aos circuitos utilizados para realizar a ignição e estabilização das correntes sobre as mesmas. Pretende-se, sim, mostrar que as estruturas propostas neste capítulo são interessantes para alimentar estes tipos de lâmpadas por apresentarem bons resultados quanto à correção do fator de potência e ao fator de crista da corrente na lâmpada. Além disso, com este capítulo pretende-se demonstrar que o conceito utilizado neste trabalho pode ser estendido para outras lâmpadas além das lâmpadas fluorescentes.

Resultados de simulação e experimentais para uma lâmpada de 250W serão apresentados.

4.2 Topologia proposta

Com o estudo bibliográfico realizado e já citado no capítulo 1, foi possível analisar e compreender os vários circuitos utilizados para se obter a correção do fator de potência em reatores eletrônicos. Um destes circuitos que utiliza a mesma técnica “Charge Pump” VS-CPPFC, que chamou a atenção pela quantidade de componentes utilizados e pelos resultados de saída, está apresentado na Fig. 4.1 [49]. Através de uma análise mais sucinta pode-se verificar que a conexão direta do capacitor C_{in} , entre o estágio inversor e a ponte retificadora, corrige com muita eficácia o fator de potência de entrada. Por outro lado, a princípio, dois problemas foram identificados nesta estrutura inviabilizando a sua implementação prática. O primeiro problema detectado está relacionado com a conexão direta do capacitor C_{in} entre o estágio inversor e a ponte retificadora, ou seja, independentemente da existência de uma carga (lâmpada) ou não, sempre haverá um

caminho para a corrente do estágio inversor. Isto faz com que, quando em operação, a tensão do barramento aumente muito, exigindo a implementação de um circuito de proteção mesmo na ausência da lâmpada. Sabe-se que a utilização de circuitos de proteção são necessários independentemente do tipo de estrutura, o que faz com que esta conexão direta não seja um problema tão relevante. Por outro lado, percebeu-se que em determinados intervalos de operação, como por exemplo, nos instantes de condução simultânea de D_4 e T_2 , o capacitor C_{in} se descarrega sem uma limitação de corrente, causando picos muito elevados nestes dispositivos, podendo levá-los à destruição.

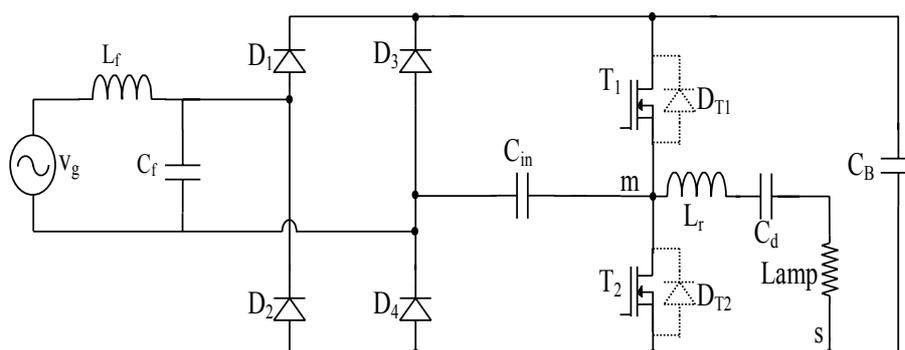


Fig. 4.1 – Reator VS-CPPFC com conexão direta do capacitor C_{in} entre o estágio inversor e a ponte retificadora.

Desta forma, com o intuito de solucionar este segundo problema, algumas estruturas foram estudadas. A Fig. 4.2 apresenta o reator com o acréscimo de um indutor L_{in} [50, 51 e 119]. Além de limitar a corrente de carga e descarga do capacitor C_{in} , este indutor tem a função de um indutor “boost” onde, durante a metade do período de comutação, ele armazena energia e, na outra metade, ele fornece a energia armazenada para o capacitor de barramento C_B .

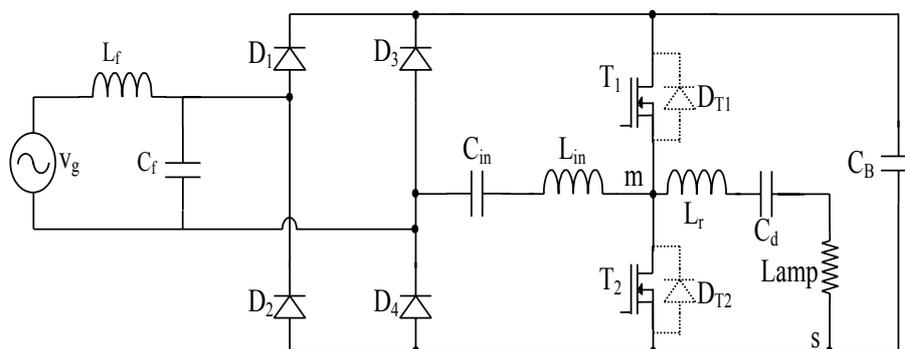


Fig. 4.2 – Reator VS-CPPFC com conexão direta do capacitor C_{in} em série com o indutor L_{in} .

A Fig. 4.3 apresenta uma configuração com dois indutores conectados em série com o barramento CC. O capacitor C_1 se faz necessário para absorver os picos de tensão provocados pelos indutores nos instantes de comutação dos interruptores T_1 e T_2 .

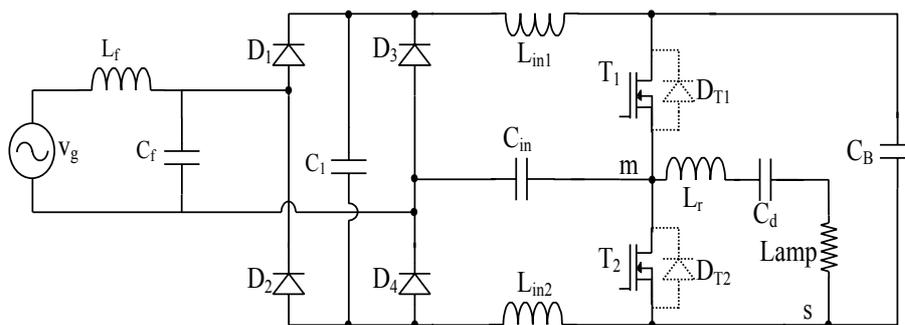


Fig. 4.3 – Conexão direta do capacitor C_{in} e com dois indutores em série com o barramento CC.

Com o acoplamento dos indutores L_{in1} e L_{in2} , como mostra a Fig. 4.4, o problema das sobretensões referentes ao circuito anterior é sanado.

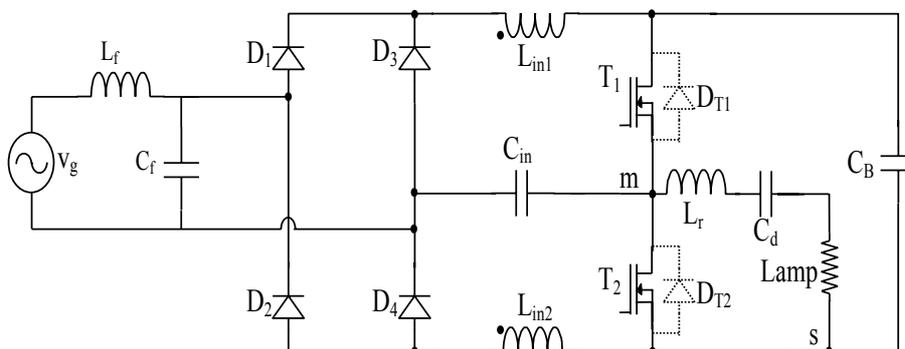


Fig. 4.4 – Reator com conexão direta do capacitor C_{in} e com dois indutores acoplados magneticamente em série com o barramento CC.

Com a divisão do capacitor C_{in} nos capacitores C_{in1} e C_{in2} apresentada na Fig. 4.5, consegue-se tornar a estrutura totalmente simétrica e permite que se obtenha a estrutura apresentada na Fig. 4.6.

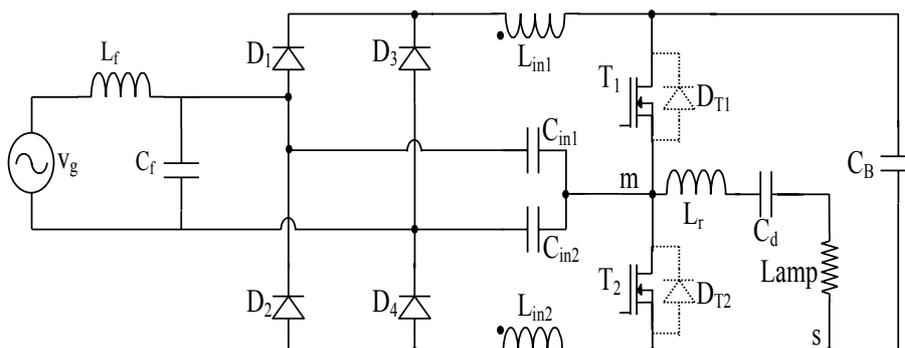


Fig. 4.5 – Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}) e com dois indutores acoplados magneticamente em série com o barramento CC.

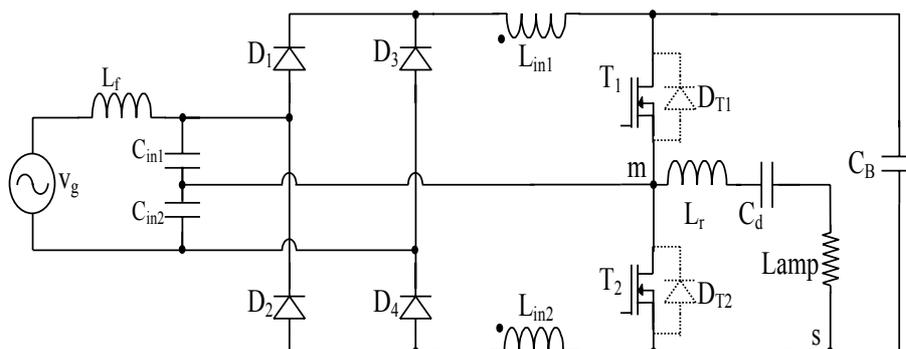


Fig. 4.6 – Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}) e com dois indutores acoplados magneticamente em série com o barramento CC.

Conectando (deslocando) os indutores L_{in1} e L_{in2} desacoplados para antes da ponte retificadora obtém-se a Fig. 4.7 com o indutor de filtro L_f e a Fig. 4.8 sem o indutor L_f .

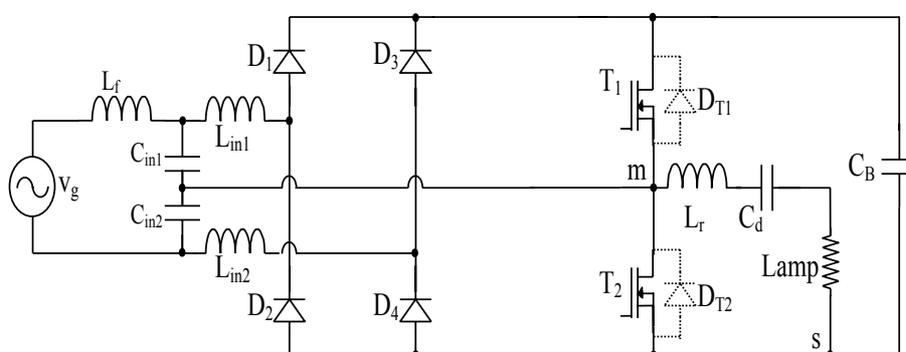


Fig. 4.7 – Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}) e com dois indutores conectados antes da ponte retificadora.

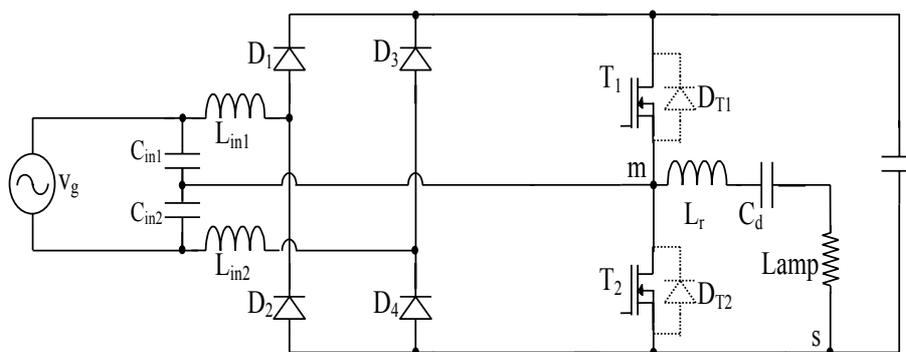


Fig. 4.8 – Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}), com dois indutores conectados antes da ponte retificadora e sem o indutor de filtro L_f .

Com o acoplamento dos indutores L_{in1} e L_{in2} o indutor de filtro L_f se faz novamente necessário e o circuito que representa esta estrutura é mostrado na Fig. 4.9. Verificou-se que esta topologia é similar à apresentada por Do e Kwon em [51], contudo algumas características marcantes distinguem as duas propostas. A proposta do reator apresentado em [51] apresenta acoplamento aditivo nos indutores de entrada e, devido a esta configuração, a única possibilidade de operação daquele reator é na forma auto-

oscilante, o que restringe algumas das aplicações para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, como o controle da frequência de comutação e da razão cíclica durante o processo de partida e estabilização e o controle de potência de saída.

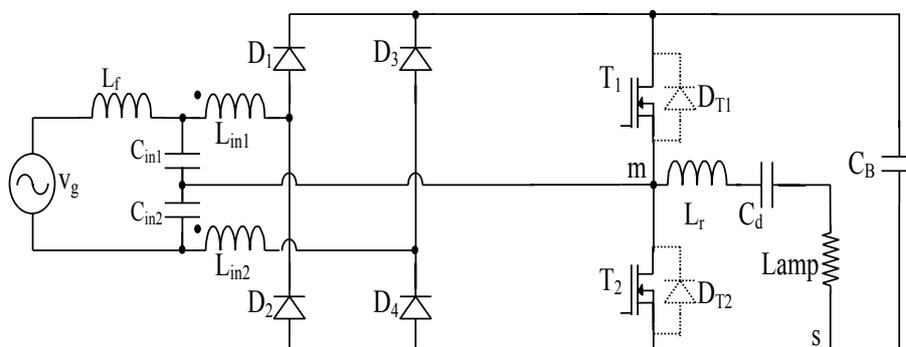


Fig. 4.9 – Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}) e com dois indutores acoplados magneticamente conectados antes da ponte retificadora.

Com a utilização de um único indutor para limitar a corrente de carga e descarga dos capacitores C_{in1} e C_{in2} encontra-se a topologia apresentada na Fig. 4.10.

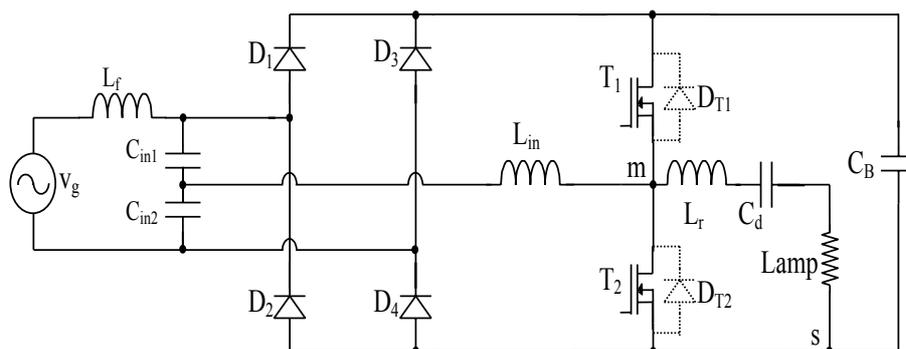


Fig. 4.10 – Conexão direta do indutor L_{in} com os dois capacitores C_{in1} e C_{in2} .

As estruturas apresentadas nesta seção fazem parte de uma família de reatores que possuem uma ligação direta, seja por capacitores, seja por indutores ou pela combinação de ambos entre o estágio inversor e o estágio de entrada. Esta conexão direta faz com que estes conversores apresentem características de funcionamento diferentes dos demais reatores apresentados nos capítulos 2 e 3, obrigando que algum tipo de proteção seja aplicada contra sobretensão, mesmo quando na ausência das cargas.

Com relação a estas estruturas, serão apresentados os resultados referente a topologia proposta na Fig. 4.7.

Pelo fato deste reator ter sido objeto de estudo da dissertação de mestrado de Dums [122], toda a análise referente ao mesmo, abordando desde o princípio de operação, do qual se obtém a metodologia de projeto, até a definição dos circuitos utilizados para realizar a ignição e a estabilização da corrente da lâmpada, não serão demonstrados neste

trabalho. O objetivo principal deste capítulo é mostrar que o grupo de reatores propostos, quando utilizados na alimentação das lâmpadas de vapor de sódio, apresentam bons resultados tanto na correção do fator de potência como também em outros fatores importantes como o fator de crista da corrente da lâmpada e o rendimento do conversor.

Embora já discutido e apresentado por Dums [122] para lâmpadas de 70 e 150W, neste trabalho não será realizado o controle da potência entregue à lâmpada, ou seja, o reator irá operar em malha aberta. Contudo, é provável que a técnica de controle da potência sobre a lâmpada durante toda a sua vida útil possa ser utilizada sem qualquer tipo de restrição.

4.3 Simulação e resultados experimentais

Através da análise do reator apresentado na Fig. 4.7, pode-se obter os parâmetros relacionados à correção do fator de potência (C_{in1} , C_{in2} , L_{in1} e L_{in2}) e os parâmetros relacionados à ignição e estabilização da corrente da lâmpada (L_r e C_d). De acordo com Dums [122], tem-se as seguintes expressões:

$$L_{in1} = L_{in2} = \frac{V_p^2 \cdot \eta}{16 \cdot f_s \cdot P_0} \quad (4.1)$$

$$C_{in1} = C_{in2} = \frac{4 \cdot P_0}{\pi^2 \cdot f_s \cdot \alpha^2 \cdot V_p^2 \cdot \eta} \quad (4.2)$$

$$L_r = \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_r \cdot R_L \cdot \tan(\theta)) + 1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_s^2 \cdot C_r} \quad (4.3)$$

Onde C_r é um valor especificado de projeto e θ é o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente da lâmpada.

Através das análises realizadas por Buttendorff [54] e Dums [122] encontra-se a expressão que define a potência da lâmpada (P_L) em função do ângulo de defasagem (θ), da tensão de barramento e da resistência da lâmpada, conforme a Eq. (4.4).

$$P_L = R_L \cdot \left| \frac{V_B \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot R_L \cdot (1 + j \cdot \tan(\theta))} \right|^2 \quad (4.4)$$

Através da parametrização da Eq. (4.4) obtém-se o ábaco apresentado na Fig. 4.11, onde pode-se encontrar o valor de θ necessário para determinação do valor do indutor L_r .

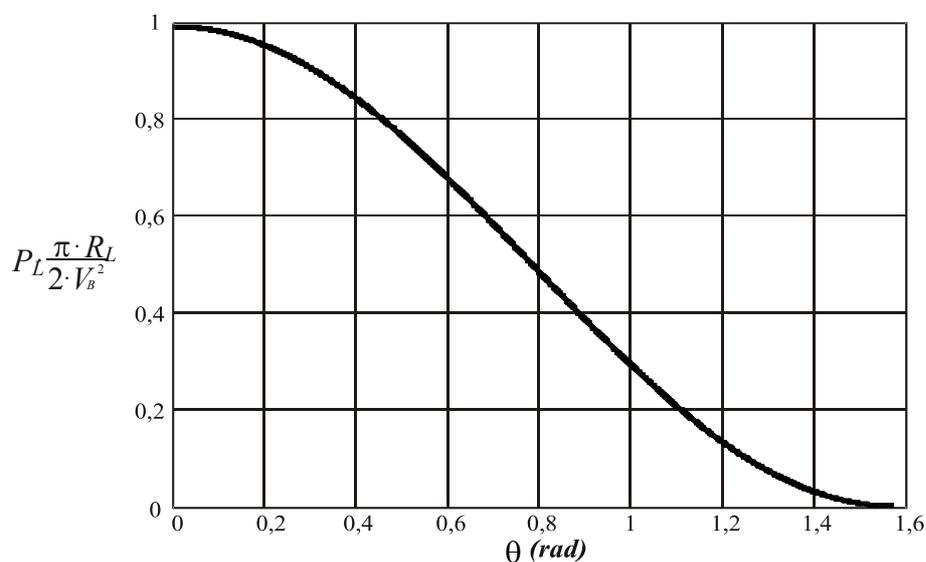


Fig. 4.11 - Comportamento da potência na lâmpada em função do ângulo de fase.

4.3.1 Resultados de simulação

Para que a metodologia de projeto possa ser aplicada a fim de se determinar os parâmetros que constituem o reator, é necessário o conhecimento das especificações da lâmpada a ser utilizada. Neste trabalho, optou-se por utilizar uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 250W e a tabela 4.1 apresenta as suas especificações:

Tabela 4.1 – Especificações da lâmpada de vapor de sódio de 250W.

Parâmetro	Valor	Descrição
P_L	250 W	Potência na lâmpada.
R_{L_min}	33 Ω	Mínima resistência da lâmpada.
R_{L_max}	67,6 Ω	Máxima resistência da lâmpada.
V_{L_min}	90,8 V	Tensão para mínima resistência.
V_{L_max}	130 V	Tensão para máxima resistência.

Com as informações a respeito da lâmpada, é possível realizar os cálculos dos elementos que compreendem o estágio “charge-pump”, seguindo o equacionamento apresentado previamente nesta seção. Os dados de projeto estão apresentados na tabela 4.2 e os valores calculados estão apresentados na tabela 4.3.

Tabela 4.2 – Dados de projeto para o reator de 250W.

Parâmetro	Valor Especificado	Descrição
V_P	311 V	Tensão de pico da rede elétrica.
f_{rede}	60 Hz	Frequência da rede elétrica.
f_s	50 kHz	Frequência de comutação.
η	90 %	Rendimento esperado.
α	0,3	Relação de frequências
C_d	47nF	Capacitor do circuito ressonante
C_B	110 μ F	Capacitores do barramento CC
V_B	400V	Tensão do barramento CC

Tabela 4.3 – Valores calculados dos parâmetros que compõe o reator de 250W.

Parâmetro	Valor Calculado	Descrição
L_f	700 μ H	Indutância do filtro de entrada
L_{in1}	340 μ H	Indutância <i>charge-pump</i> .
L_{in2}	340 μ H	Indutância <i>charge-pump</i> .
C_{in1}	330 nF	Capacitância <i>charge-pump</i> .
C_{in2}	330 nF	Capacitância <i>charge-pump</i> .
θ	59,7°	Ângulo de defasagem
L_r	395 μ H	Indutor ballast

A Fig. 4.12 apresenta o reator simulado com dois capacitores C_{in1} e C_{in2} e com dois indutores L_{in1} e L_{in2} desacoplados magneticamente conectados antes da ponte retificadora.

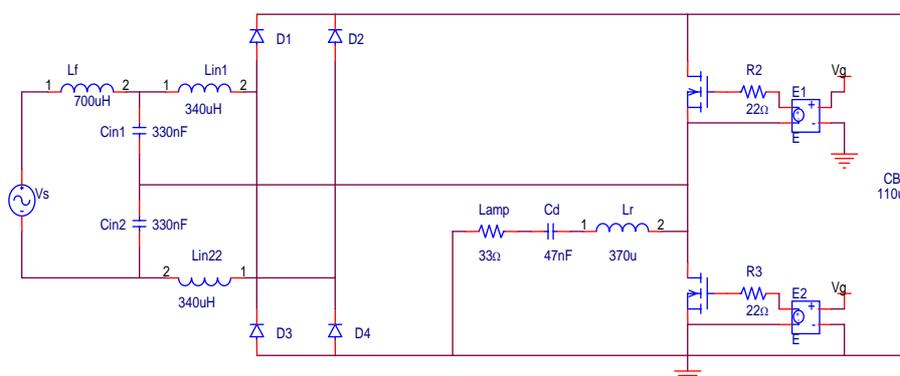


Fig. 4.12 – Reator com conexão direta dos capacitores C_{in1} e C_{in2} entre o estágio inversor e o estágio de entrada utilizando antes da ponte retificadora dois indutores L_{in1} e L_{in2} desacoplados.

A Fig. 4.13 apresenta a tensão e a corrente fornecidas pela rede de alimentação de entrada do reator. A TDH da corrente da fonte é igual a 9,61%. Durante as simulações pôde-se verificar que mesmo com a utilização de um indutor L_f na ordem de 10 vezes

menor que o valor especificado, a TDH continua em torno de 9% e sem os componentes harmônicos de alta frequência. Pôde-se verificar também, que a potência medida na lâmpada é de aproximadamente 280W, mostrando que durante os ensaios provavelmente alguns ajustes serão necessários para se obter uma potência próxima da potência nominal.

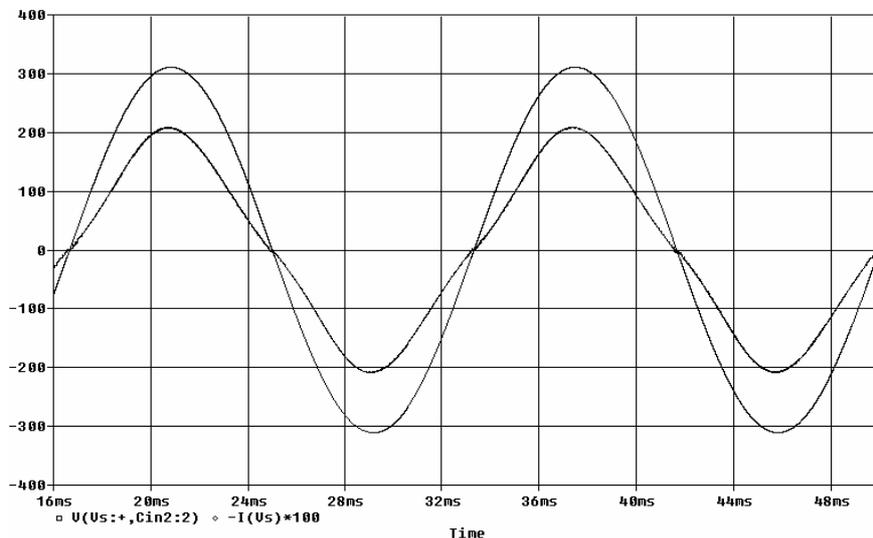


Fig. 4.13 – Tensão e corrente de entrada fornecidas pela rede.

A Fig. 4.14 apresenta a ondulação em baixa frequência da corrente da lâmpada. Seu fator de crista é igual a 1,44. Esta característica de corrente é semelhante para todas as estruturas deste grupo de reatores. Portanto, para as aplicações em que se busca estruturas com baixo fator de crista, estes reatores se destacam por apresentarem excelentes resultados.

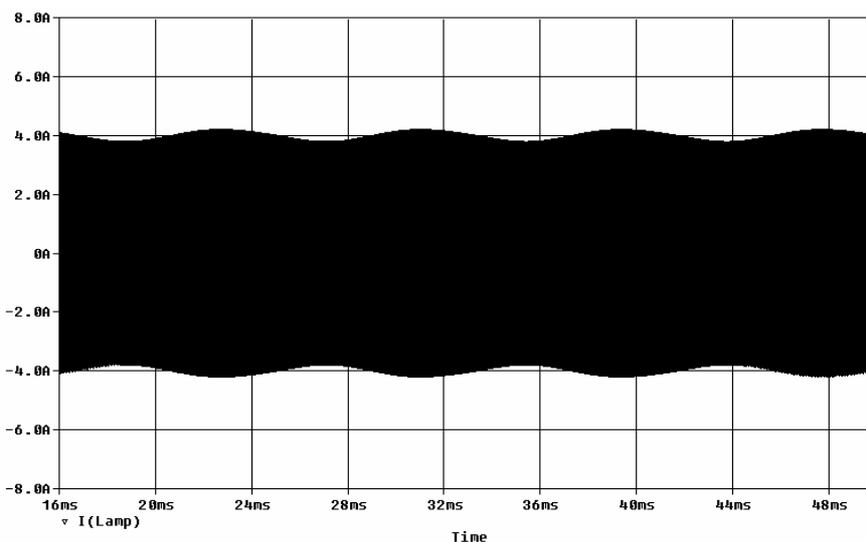


Fig. 4.14 – Envoltória em baixa frequência da corrente da lâmpada.

A Fig. 4.15 apresenta a corrente na frequência de comutação do reator. Pode-se verificar que sua forma corresponde a uma senóide quase perfeita, mostrando que o reator

também apresenta uma boa resposta quanto às variáveis relacionadas ao circuito ressonante na saída do estágio inversor.

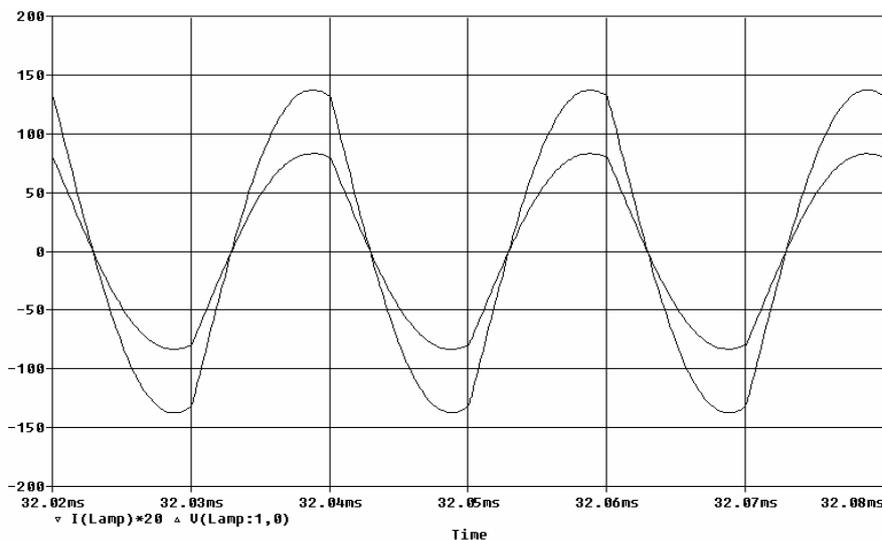


Fig. 4.15 – Tensão e corrente da lâmpada na frequência de comutação do reator.

Com a retirada da indutância de filtro L_f encontra-se o reator apresentado na Fig. 4.8. O resultado de simulação da tensão e da corrente fornecidas pela fonte de alimentação é apresentado na Fig. 4.16. A TDH da corrente é igual a 8,72%. Mesmo sem o indutor de filtro L_f houve uma pequena melhora da qualidade da forma de onda da corrente. Na análise do espectro harmônico das correntes de entrada são consideradas as harmônicas de ordem 2 até 1.000. A utilização ou não do indutor L_f não influencia nas formas de onda na saída do inversor.

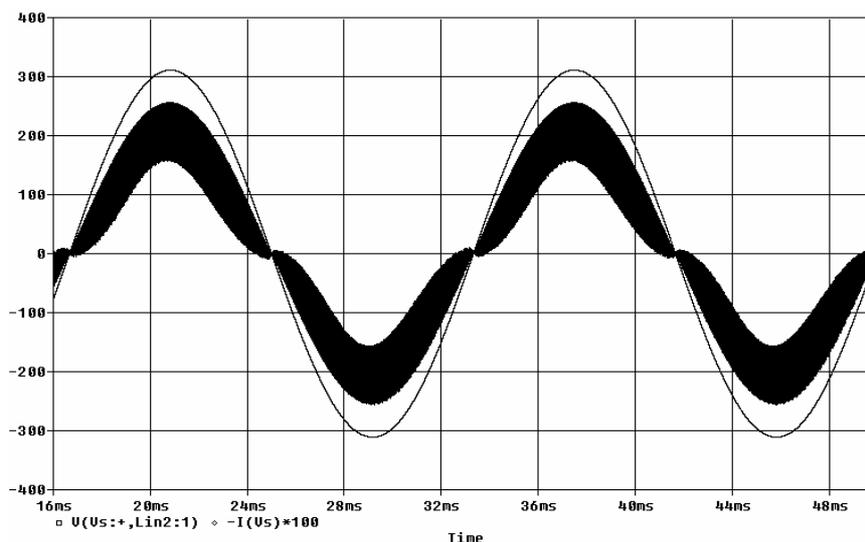


Fig. 4.16 – Tensão e corrente fornecidas pela fonte $v_g(t)$ sem o indutor do filtro de entrada L_f .

4.3.2 Resultados experimentais

Para verificação dos resultados obtidos por simulação um protótipo para alimentar uma lâmpada de 250W foi implementado em laboratório.

Para implementação prática de um reator eletrônico utilizado para alimentar lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, além do projeto do circuito de potência (conversor), é necessário que outros circuitos, não menos importantes, sejam definidos e dimensionados para que, em conjunto, possam garantir o bom funcionamento da lâmpada. Portanto, utilizando como base o trabalho de Dums [122], também foram implementados o circuito de ignição da lâmpada, os circuitos de proteção para sobretensão do barramento (proteção por software e por hardware), o projeto do circuito boot-strap utilizado como circuito de comando dos interruptores e a fonte auxiliar que garante a alimentação de todos estes circuitos.

O diagrama esquemático do circuito de potência utilizado para esta implementação é apresentado na Fig. 4.17. Os valores dos parâmetros utilizados no circuito estão apresentados na tabela 4.4 e as especificações dos componentes do circuito de potência são apresentados na tabela 4.5.

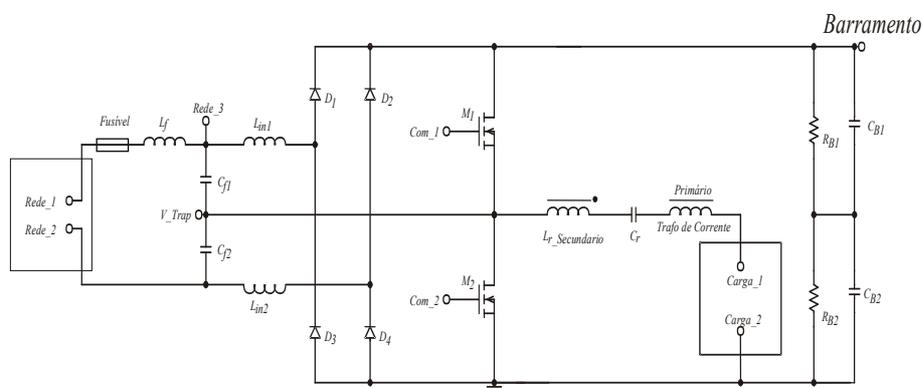


Fig. 4.17 – Diagrama elétrico do circuito de potência implementado.

Tabela 4.4 - Valores dos parâmetros que constituem o reator de 250W.

$L_{in1} = L_{in2} = 340\mu\text{H}$	$C_{in1} = C_{in2} = 330\text{nF}$	$L_f = 700\mu\text{H}$
$C_d = 47\text{nF}$	$L_r = 440\mu\text{H}$	

Tabela 4.5 - Valores dos parâmetros que constituem o reator alimentado em 220V para uma lâmpada de vapor de sódio de 250W.

Componente	Descrição	Especificação
Indutores Charge Pumps	L_{in1}, L_{in2}	Núcleo: E-30/14 IP12R 81 espiras com 1 fios Litz
Capacitor de Polipropileno	C_{f1}, C_{f2}	330nF/630V
Diodos Ultra-rápidos	D_1, D_2, D_3, D_4	MUR260
MOSFET	M_1, M_2	IRFP27N60K

Capacitor de Polipropileno	C_d	47nF/630V
Indutor Ressonante	L_r	Núcleo: E-42/20 IP12R Prim: 5 espiras com 21 AWG Séc: 58 espiras com 2 fios Litz
Resistores	R_{B1}, R_{B2}	220k/1W
Capacitor Eletrolítico	C_{B1}, C_{B2}	100 μ F/450V

A Fig. 4.18 apresenta o circuito de ignição da lâmpada e os circuitos de proteções ou por hardware ou por software do reator. O circuito de ignição é baseado na aplicação de um tiristor comandado via software pelo micro-controlador, que aplica um pulso em um enrolamento acoplado com o indutor do circuito ressonante. O circuito de proteção de software faz uma leitura da tensão de barramento e atua sobre o micro-controlador, em caso de sobre-tensão. Contudo se este circuito falhar ou não atuar de forma rápida o suficiente, o circuito de proteção de hardware deverá entrar. Este circuito é projetado para atuar em uma tensão de barramento um pouco acima da tensão prevista no circuito anterior.

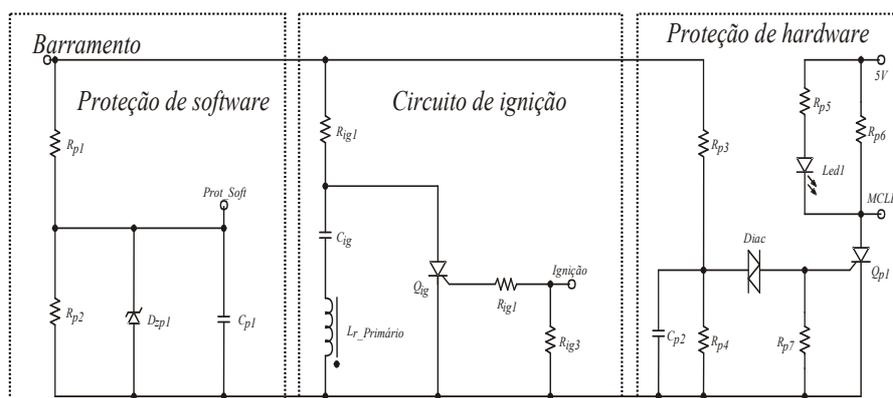


Fig. 4.18 – Circuito de ignição e proteções da lâmpada.

As especificações dos componentes utilizados no circuito de ignição e nos circuitos de proteção estão apresentadas na tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Especificações dos componentes do circuito de ignição e dos circuitos de proteção.

Componente	E especificação	Descrição
$R_{ig\ 1}$	1 k Ω	Resistência de carga do circuito.
C_{ig}	1 μ F	Capacitância de ignição.
L_{ig}	13 espiras	Enrolamento de ignição.
Q_{ig}	MCR 100-8	Tiristor do circuito de ignição.
$R_{ig\ 2}$	270 Ω	Resistência de comando do tiristor.
$R_{ig\ 3}$	2,2 k Ω	Resistência de comando do tiristor.
R_{p1}	383 k Ω	Resistência do divisor de tensão.
R_{p2}	2,2 k Ω	Resistência do divisor de tensão.
D_{zp1}	6,2 V	Diodo zener de proteção.

C_{p1}	390 nF	Capacitor de filtragem.
R_{p3}	560 k Ω	Resistência do divisor de tensão.
R_{p4}	68 k Ω	Resistência do divisor de tensão.
R_{p5}	2,2 k Ω	Limitador de corrente para o Led_1 .
R_{p6}	120 Ω	Limitador de corrente em condução de Q_{p1}
R_{p7}	10 k Ω	Resistência de comando do <i>tiristor</i> .
C_{p2}	100 nF	Capacitor auxiliar.
<i>Diac</i>	42 V	Determina o limite da tensão amostrada.
Led_1	LED	Sinaliza a operação do sensor.
Q_{p1}	2N5061	<i>Tiristor</i> do circuito de proteção.

A Fig. 4.19(a) apresenta o esquema elétrico do micro-controlador utilizado e a Fig. 4.19 (b) o circuito da fonte auxiliar.

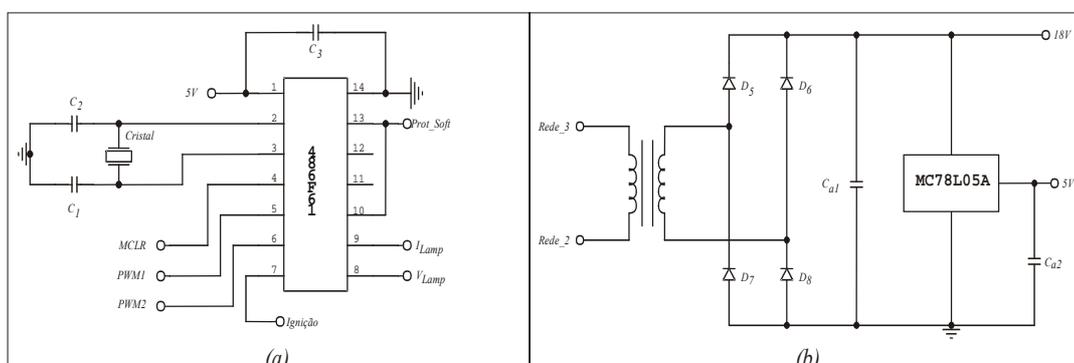


Fig. 4.19 – (a) Micro-controlador; (b) fonte auxiliar.

As especificações dos componentes utilizados no circuito da fonte auxiliar estão apresentados na tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Especificações dos componentes do circuito da fonte auxiliar.

Componente	Especificação	Descrição
T_a	220 / 18	Transformador auxiliar.
D_5 à D_8	1N4147	Diodo retificador.
C_{a1}	1000 μ F	Capacitor de filtragem.
C_{a2}	470 μ F	Capacitor de filtragem.
$MC78L05A$	5,0 V	Regulador de tensão

A Fig. 4.20 apresenta o circuito de comando dos interruptores. O funcionamento do circuito de boots-trap utilizado é regido pelo circuito integrado IR2111 da International Rectifier [125].

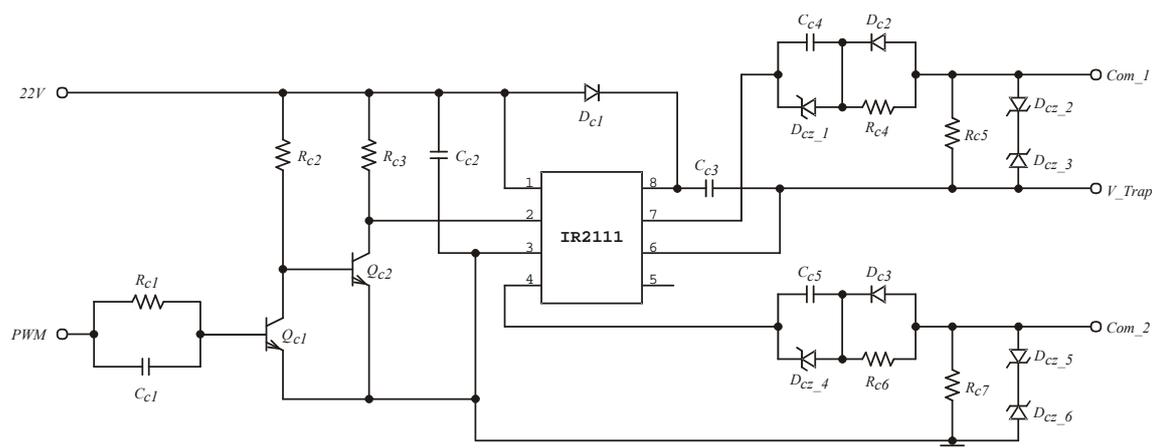


Fig. 4.20 - Circuitos de comando dos interruptores.

As especificações dos componentes utilizados no circuito de comando estão apresentadas na tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Especificações dos componentes do circuito de comando.

Componente	Especificação	Descrição
R_{c1}	1 k Ω	Resistência de entrada do sinal.
R_{c2}	1 k Ω	Resistência de polarização.
R_{c3}	820 Ω	Resistência de polarização.
R_{c4} / R_{c6}	47 Ω	Resistência de gatilho.
R_{c5} / R_{c7}	10 k Ω	Resistência de gatilho.
C_{c1}	1 nF	Capacitância de entrada do sinal.
C_{c2}	47 μ F	Capacitância de filtragem.
C_{c3}	820 nF	Capacitância <i>boots-trap</i> .
C_{c4} / C_{c5}	10 μ F	Capacitor de tensão negativa.
Q_{c1} / Q_{c2}	2N2222	Transistor de amplificação.
$D_{c1} / D_{c2} / D_{c3}$	MUR 160	Diodo do <i>boots-trap</i> .
$D_{c z1} / D_{c z4}$	5,1 V	Diodo <i>zener</i> de tensão negativa.
$D_{c z2} / D_{c z3}$	24 V	Diodo <i>zener</i> de proteção do gatilho.
$D_{c z5} / D_{c z6}$	24 V	Diodo <i>zener</i> de proteção do gatilho.

Na Fig. 4.21 têm-se a tensão e a corrente de entrada do reator. A TDH total da corrente de entrada é igual a 8,72%, com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 (tabela 1.1), conforme a Fig. 4.22.

Como apresentado na Fig. 4.23, com a retirada do indutor do filtro de entrada L_f , verifica-se que a corrente de entrada do reator apresenta harmônicos de alta frequência, porém ainda satisfazendo as especificações da norma, conforme a Fig. 4.24.

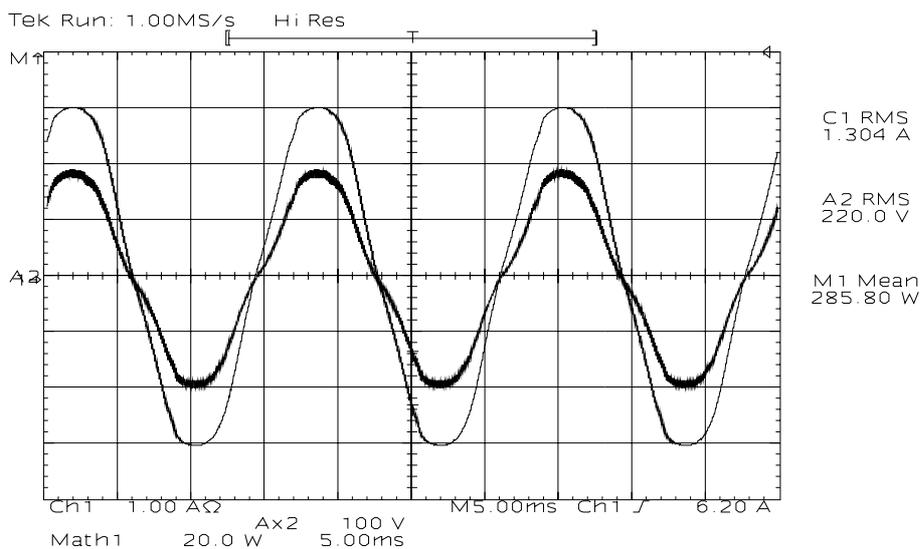


Fig. 4.21- Tensão e corrente de entrada do reator ($v:100V/div$; $i:1A/div$; $t:5ms/div$; resolução:50.000 pontos).

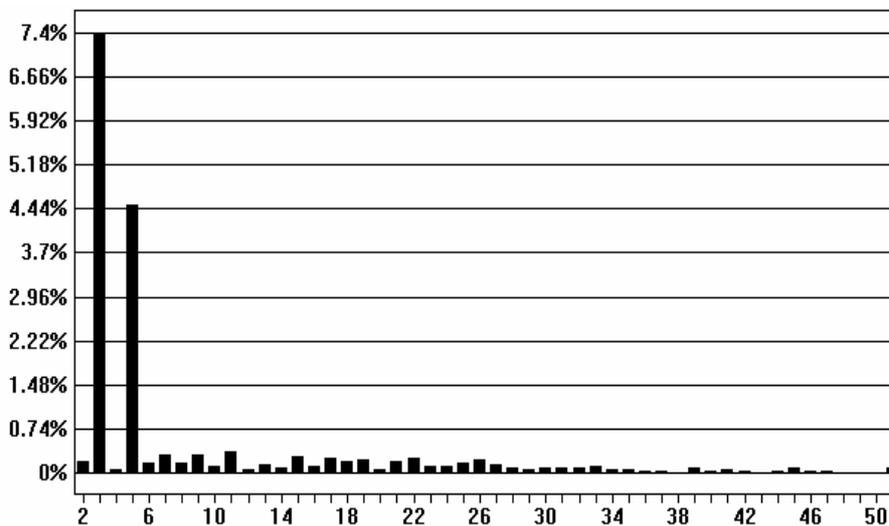


Fig. 4.22 – Gráfico da distorção harmônica da corrente de entrada.

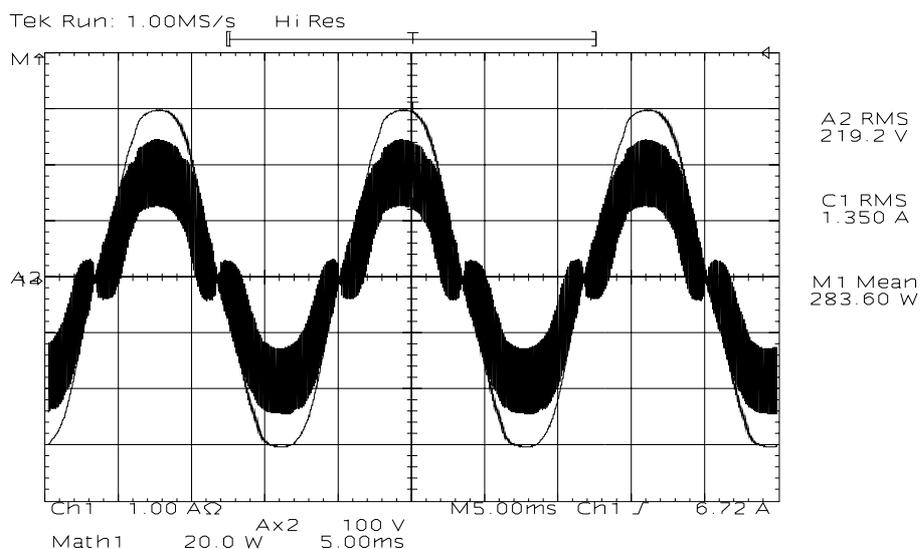


Fig. 4.23 – Tensão e corrente de entrada do reator sem a utilização do indutor de filtro L_f ($v:100V/div$; $i:1A/div$; $t:5ms/div$; resolução:50.000 pontos).

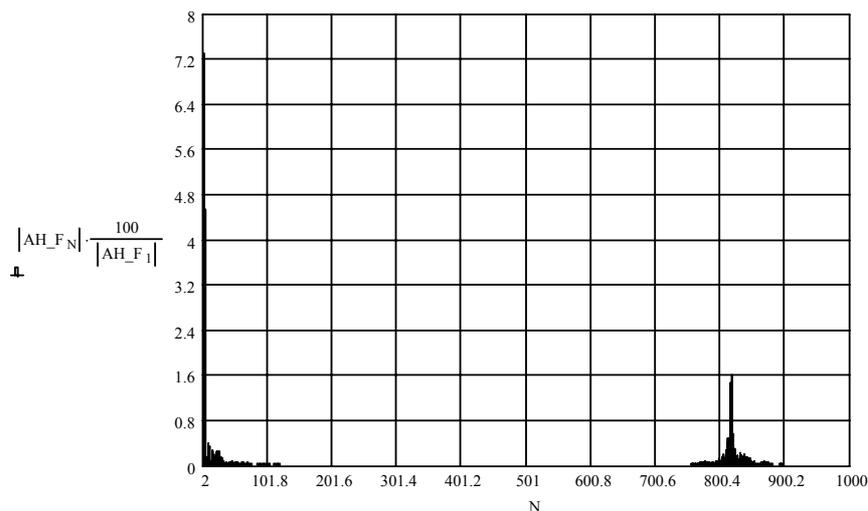


Fig. 4.24 - Gráfico da distorção harmônica da corrente de entrada sem o indutor de filtragem L_f .

A Fig. 4.25 apresenta a envoltória da corrente da lâmpada em baixa frequência. O fator de crista calculado é igual à 1,48.

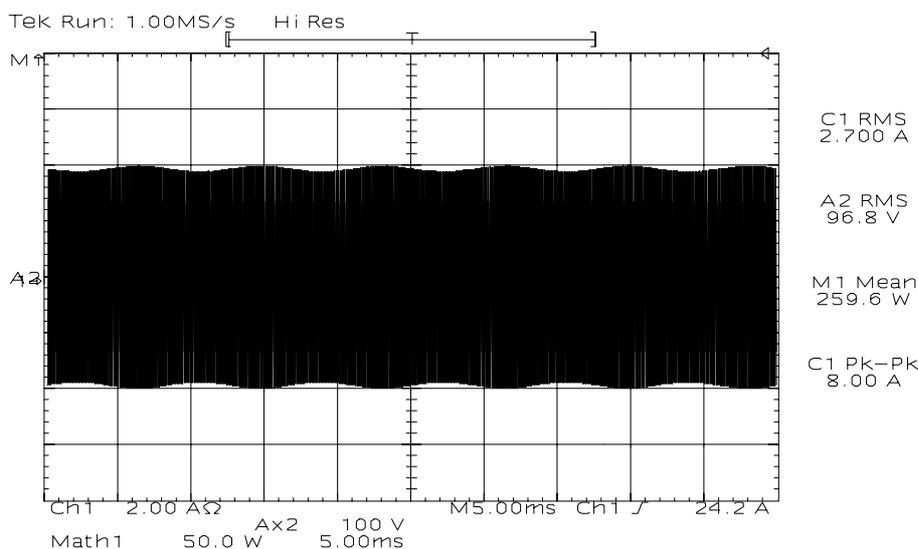


Fig. 4.25 – Envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas ($i:2A/div$; $t:5ms/div$; resolução:50.000 pontos).

A Fig. 4.26 apresenta a tensão e a corrente da lâmpada na frequência de comutação. Pode-se verificar que a lâmpada possui comportamento linear devido à alimentação em alta frequência.

A Fig. 4.27 apresenta a tensão do barramento CC (soma das tensões dos capacitor C_{B1} e C_{B2}) em regime permanente. Embora a tensão tenha se estabilizado em 460V, durante o processo de partida, é necessário que tanto a frequência de comutação como a razão cíclica dos pulsos de comando dos interruptores sejam reduzidos, a fim de se evitar que esta tensão alcance valores muito elevados (características dos reatores VS-CPPFC)

impedindo, desta forma, a destruição dos interruptores. A ondulação desta tensão, também em regime permanente, é apresentada na Fig. 4.28.

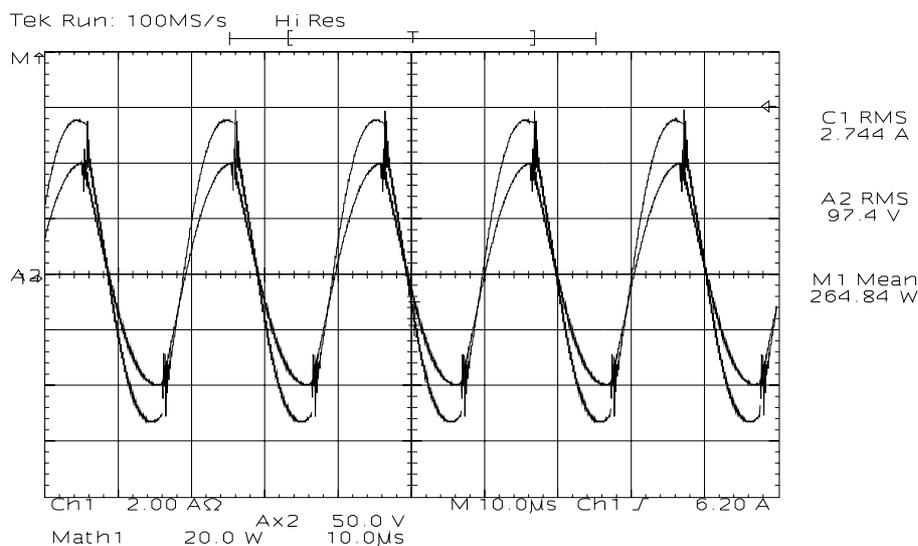


Fig. 4.26 – Tensão e corrente da lâmpada na frequência de comutação ($v:50V/div$; $i:2A/div$; $t:10\mu s/div$; aquisição: 50.000 pontos).

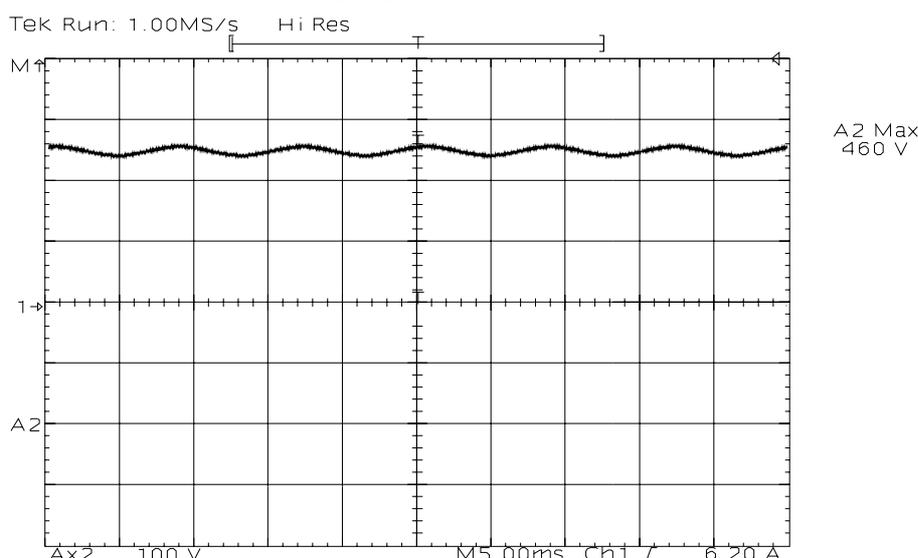


Fig. 4.27 – Tensão do barramento CC em regime permanente ($v:100v/div$; $t:5ms/div$).

A Fig. 4.29 apresenta a tensão e a corrente em um dos interruptores no instante da comutação. Verifica-se através do detalhe desta comutação, apresentado na Fig. 4.30, que existem perdas durante o bloqueio dos interruptores. Estas perdas podem ser reduzidas com a utilização de capacitores, devidamente projetados, conectados em paralelo com os interruptores do estágio inversor. A redução destas perdas pode melhorar o rendimento do reator, que ficou em 90,8%.

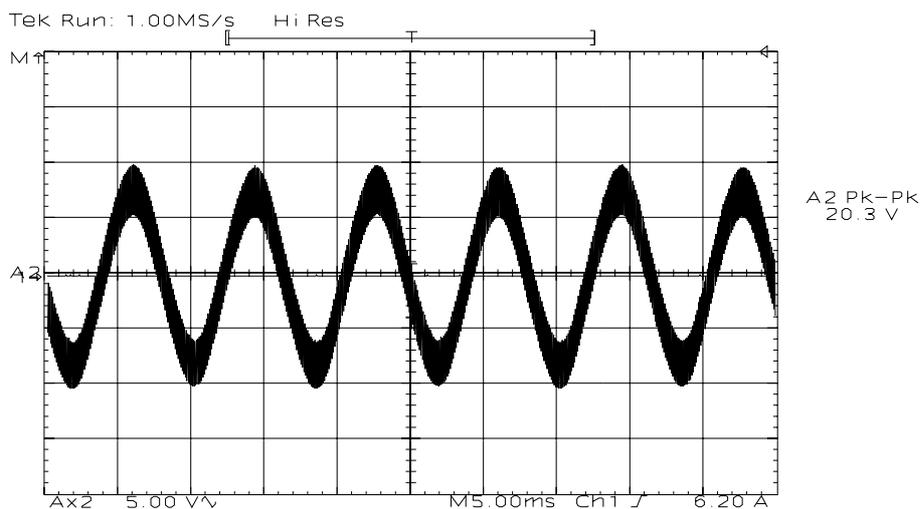


Fig. 4.28 – Ondulação da tensão do barramento CC em regime permanente (v:5v/div; t:5ms/div).

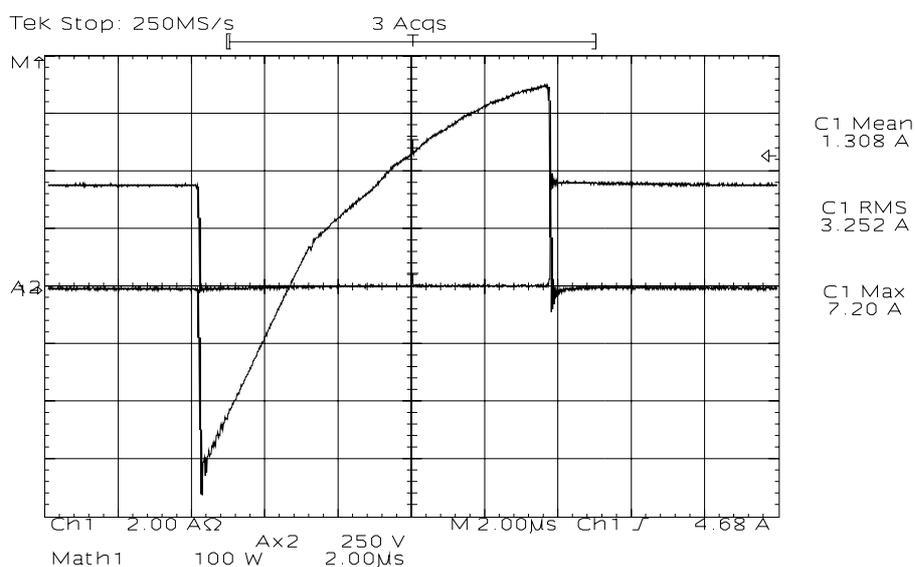


Fig. 4.29 – Tensão e corrente em um dos interruptores na frequência de comutação (v:250v/div; i:2A/div; t:2μs/div).

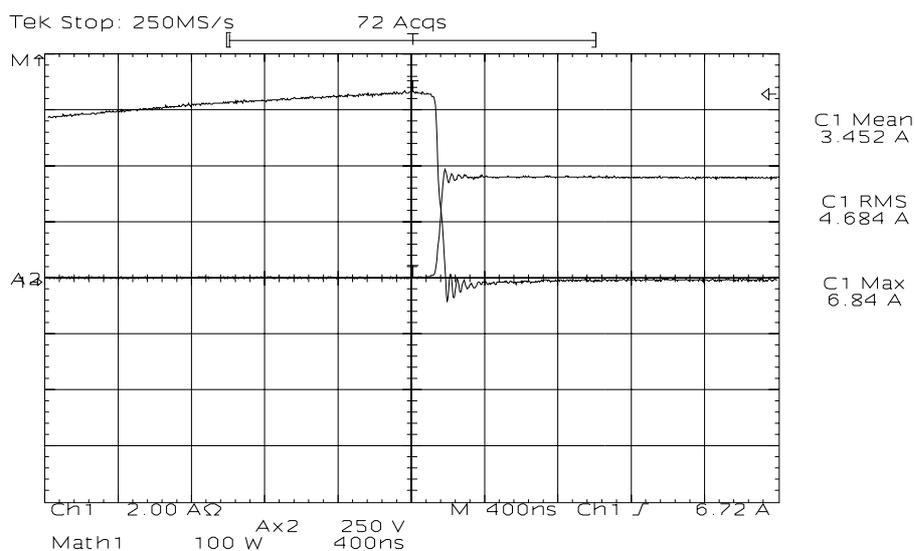


Fig. 4.30 – Detalhe da comutação em um dos interruptores comutação (v:250v/div; i:2A/div; t:400ns/div).

Tomando como base o trabalho realizado por Buttendorff [54], onde é apresentado um estudo detalhado das estruturas CIC-CPPFC e VS-CPPFC clássicas,

alimentando lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 250W, elaborou-se a tabela 4.9. Nesta tabela são apresentadas as principais características de cada reator (reator proposto neste trabalho e reatores implementados por Buttendorff) e considerou-se os resultados obtidos através dos ensaios realizados com lâmpadas novas.

Tabela 4.9 – Tabela comparativa entre as principais características dos reatores “charge pumps” clássicos em relação ao reator proposto.

	CIC-CPPFC CLÁSSICO	VS-CPPFC CLÁSSICO	VS-CPPFC PROPOSTO
Pin (W)	275	300	285,8
Pout (W)	247	258	259,6
Rendimento (%)	89,8	86	90,8
Vout (V)	89,2	87,6	96,8
Iout (A)	2,98	2,992	2,7
Fator de Crista	1,963	1,55	1,47
TDH Corrente (%)	8,92	4,95	8,72
Fator de Potência	0,995	0,997	0,996

Através da tabela 4.9 pode-se verificar que, com exceção da TDH, o reator proposto apresentou as melhores características em relação aos reatores “charge pump” clássicos, ou seja, o rendimento é semelhante ao reator CIC-CPPFC e o fator de crista é semelhante ao reator VS-CPPFC típico.

Com rendimento acima de 90% e juntamente com a possibilidade do controle da potência na lâmpada durante toda a sua vida útil (característica que somente os reatores VS-CPPFC proporcionam), tem-se uma estrutura muito atrativa para uma possível aplicação comercial, não somente para lâmpadas de 250W como também para as de 400W, visto que os níveis de corrente na saída do estágio inversor ainda podem ser suportados pelos MOSFETs especificados neste trabalho.

4.4 Conclusão

Foi apresentado um grupo de reatores eletrônicos que devido às suas características de funcionamento, foram direcionados para aplicação em lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão.

Tomando como referência o trabalho realizado por Dums [122], foram obtidos os parâmetros que constituem o reator para que, a partir dos mesmos, se pudesse realizar as simulações e os ensaios em laboratório.

Com os resultados de simulação por computador, constatou-se a metodologia de projeto adotada e então se passou para a implementação prática do reator. Os resultados experimentais comprovaram os resultados obtidos nas simulações e, através deles, pôde-se elaborar uma tabela comparativa com os resultados dos reatores CIC-CPPFC e VS-CPPFC típicos apresentados por Buttendorff [54]. Nesta análise comparativa, pode-se verificar que o reator proposto agregou as boas características dos reatores CIC-CPPFC e VS-CPPFC tornando-o muito atrativo para uma possível aplicação comercial.

A busca constante pela conservação de energia se faz necessária. Porém, agregado à esta necessidade, também é necessário e interessante que os sistemas que processam energia elétrica apresentem baixo peso e volume e propiciem um aumento da vida útil das cargas que estão alimentado. Quando o assunto está relacionado com a iluminação pública, onde a maioria das lâmpadas ainda é alimentada pelos reatores eletromagnéticos, verifica-se a real necessidade de se encontrar alternativas para solucionar tal problema. Sendo assim, neste capítulo é apresentado um reator eletrônico que, além de naturalmente possuir vantagens em relação aos reatores eletromagnéticos, permite que a lâmpada opere com potência nominal durante todo o tempo da sua vida útil tendo como consequência um melhor aproveitamento da mesma. Além disso, com a utilização dos reatores eletrônicos aplicados nas alimentações das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão é possível implementar um sistema de controle inteligente de iluminação visando o aumento da conservação da energia elétrica, o que proporciona a redução dos custos com a energia elétrica e o aumento dos investimentos em outros setores mais necessitados como, por exemplo, a saúde e a educação.

CAPÍTULO 5

REATORES FONTES DE CORRENTE SEM FILTRO DE ENTRADA

5.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado um grupo de reatores eletrônicos que utilizam o conceito “Charge Pump” do tipo CS-CPPFC. O conceito CS-CPPFC abordado, não fará distinção entre os reatores que possuem corrente de entrada descontínua ou corrente de entrada contínua (CIC-CPPFC), ou seja, este conceito estará relacionado com as características de saída do estágio inversor, que neste caso tem comportamento semelhante a uma fonte de corrente. Neste capítulo também, através de circuitos elétricos, com o intuito de descrever minuciosamente a origem de cada topologia apresentada, serão demonstradas, passo a passo, algumas possíveis variações topológicas.

Assim como nos capítulos 2, 3 e 4, utilizando como critério a menor quantidade de componentes e as melhores respostas obtidas através de uma pré-análise realizada por simulação em computador, será escolhido o reator que fará parte de um estudo detalhado, onde serão apresentadas as etapas de operação e as equações que o representa. Desta forma, pode-se obter uma metodologia de projeto bem definida.

5.2 Topologias propostas

A Fig. 5.1 mostra o reator CS-CPPFC com o filtro L_f - C_f de entrada e um indutor “boost” L_{in} alimentando duas lâmpadas. Com o deslocamento do indutor L_{in} para antes da ponte retificadora e a simples mudança do ponto “s” para o anodo de D_3 possibilita a retirada do diodo D_y , como mostra a Fig. 5.2 [67 e 70]. Nesta configuração, se mantém a integração entre o circuito ressonante (estágio inversor) e o estágio de entrada. Desta forma, a correção do fator de potência no reator é obtida de forma natural. Esta estrutura mantém as mesmas características do CS-CPPFC com corrente de entrada contínua (CIC-CPPFC), ou seja, a retirada do diodo D_y reduz o número de componentes do reator, o que provavelmente reduzirá os custos de produção em grande escala, porém não traz benefícios quanto ao fator de crista na lâmpada e a TDH da corrente de entrada.

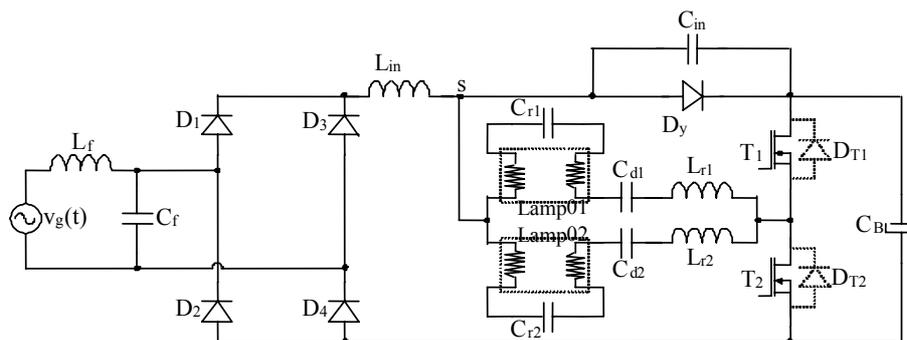


Fig. 5.1 - Reator CIC-CPPFC.

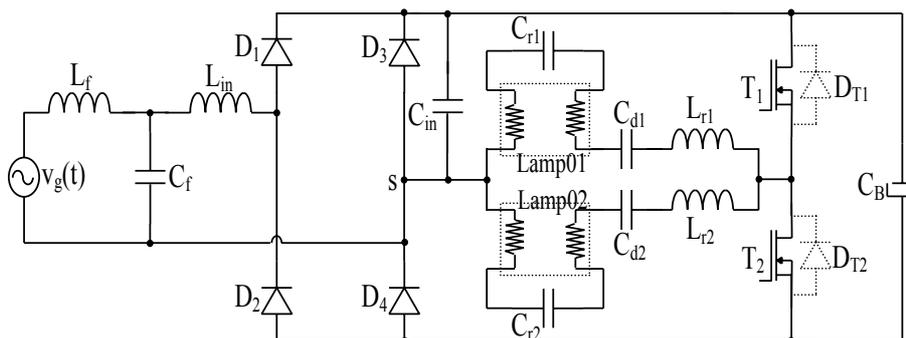


Fig. 5.2 – Reator CIC-CPPFC sem D_y .

Tornando o circuito simétrico com o acréscimo de um capacitor em paralelo com o diodo D_4 , como mostra a Fig. 5.3 [67 e 70], muda-se o funcionamento da estrutura original e, como consequência, melhora-se o fator de crista sobre a lâmpada, mantendo a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada dentro das especificações das normas.

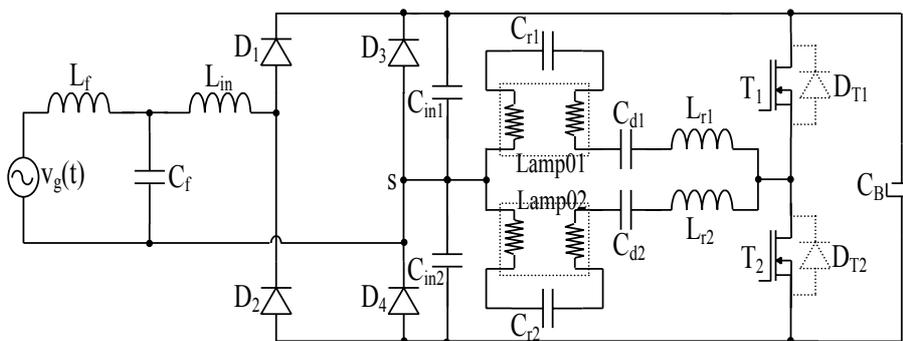


Fig. 5.3 – Reator CIC-CPPFC com dois capacitores “charge pump” C_{in1} e C_{in2} .

Analisando a Fig. 5.3 pode-se verificar que, como existe um caminho direto entre o estágio inversor e o estágio de entrada, o indutor do filtro de entrada L_f assume duas funções durante a operação do reator. Em baixa frequência ele atua como filtro passa baixa e em alta frequência como um indutor boost, reforçando a ação do indutor L_{in} . Logo, pode-se afirmar que, com o aumento da sua magnitude (indutância), não há mais a necessidade de se utilizar o indutor L_{in} . A Fig. 5.4 apresenta o reator sem o indutor L_{in} .

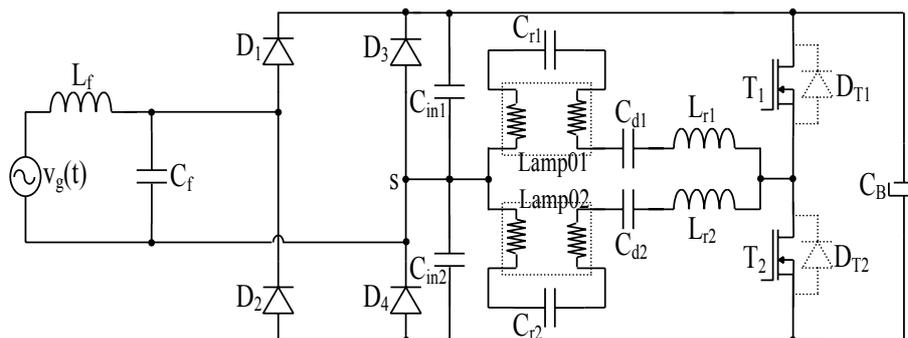


Fig. 5.4 – Reator sem o indutor L_{in} .

Através de uma análise detalhada desta estrutura pode-se demonstrar que, além dos capacitores C_{in1} e C_{in2} variarem suas cargas simultaneamente na frequência de comutação do reator, a fonte $v_g(t)$ fornece corrente instantânea para o circuito nesta mesma frequência. Logo, durante a condução do interruptor T_1 , a fonte $v_g(t)$ assume toda a corrente dos circuitos ressonantes e durante o bloqueio (condução de T_2), as correntes dos circuitos ressonantes circulam por D_4 , sem passar pela mesma fonte $v_g(t)$. Com a divisão do ponto “s” em dois pontos “s₁” e “s₂”, cada um conectado em um braço da ponte retificadora (por exemplo “s₁” no anodo de D_1 e “s₂” no anodo de D_3), como mostra a Fig. 5.5, a fonte $v_g(t)$, para cada metade do período de comutação, conduzirá a corrente de um dos circuitos ressonantes, passando a fornecer corrente com o dobro da frequência de comutação do reator.

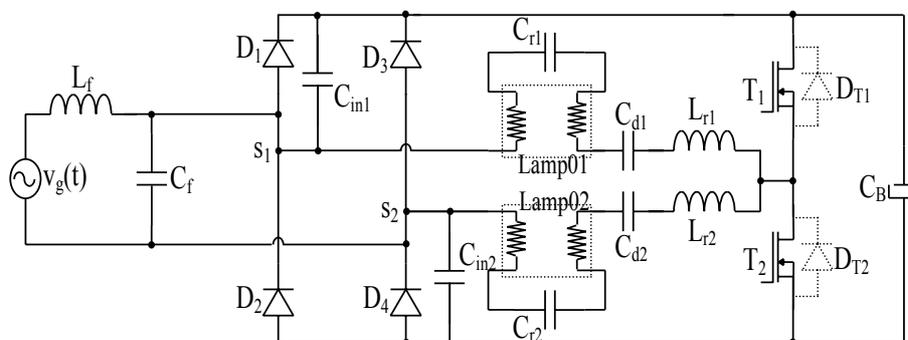


Fig. 5.5 - Reator sem o indutor L_{in} com dois pontos “s₁” e “s₂”.

Quanto aos capacitores C_{in1} e C_{in2} , cada um variará sua carga durante a metade do período de comutação do reator. Através das figuras que serão apresentadas durante o princípio de funcionamento, poderá ser observada com mais clareza a situação de cada capacitor “charge pump”. Desta forma, além dos valores de picos instantâneos da corrente ficarem reduzidos pela metade, o valor do indutor do filtro L_f também diminui, não somente em magnitude como também fisicamente, pois ele passa a atuar com o dobro da frequência de comutação do inversor.

Com a utilização dos dois pontos “ s_1 ” e “ s_2 ”, como já foi descrito, as correntes dos circuitos ressonantes se alternam circulando pela fonte $v_g(t)$. Isto faz com que os capacitores C_{d1} e C_{d2} , além de agirem como componentes ressonantes, também passam a atuar como capacitores de filtro em baixa frequência. Desta forma, o capacitor do filtro de entrada C_f pode ser retirado e o indutor L_f passa a ser um indutor boost L_{in} , como mostra a Fig. 5.6.

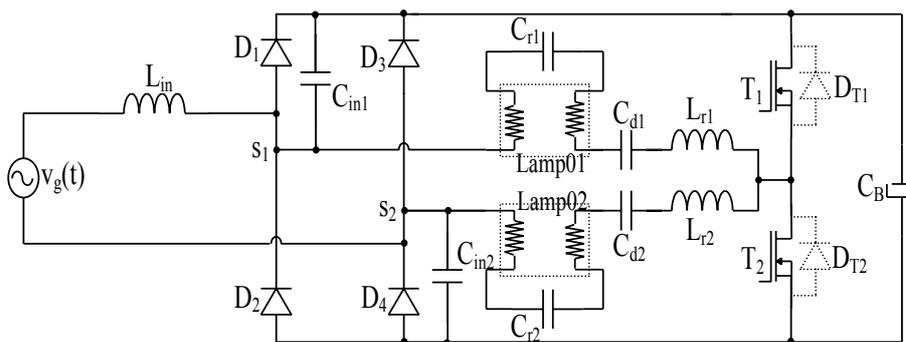


Fig. 5.6 - Reator sem o indutor L_{in} e sem o capacitor de filtro C_f

A utilização de dois indutores acoplados magneticamente, como mostra a Fig. 5.7, não altera o funcionamento do reator, porém reduz o conteúdo harmônico em alta frequência da corrente de entrada e permite obter a variação topológica apresentada na Fig. 5.8.

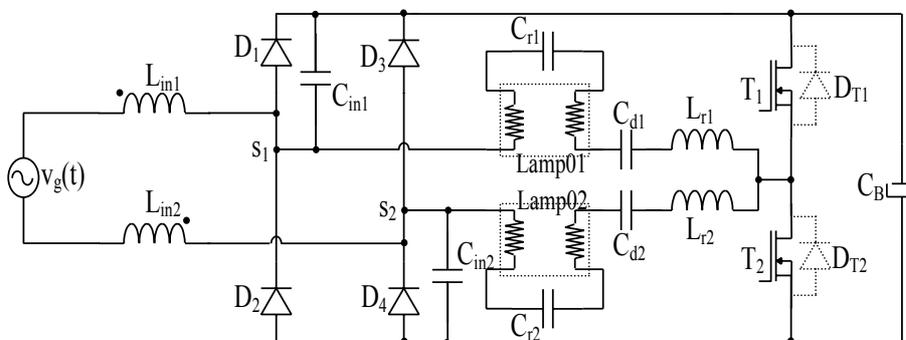


Fig. 5.7 – Reator com indutores acoplados sem o capacitor de filtro C_f

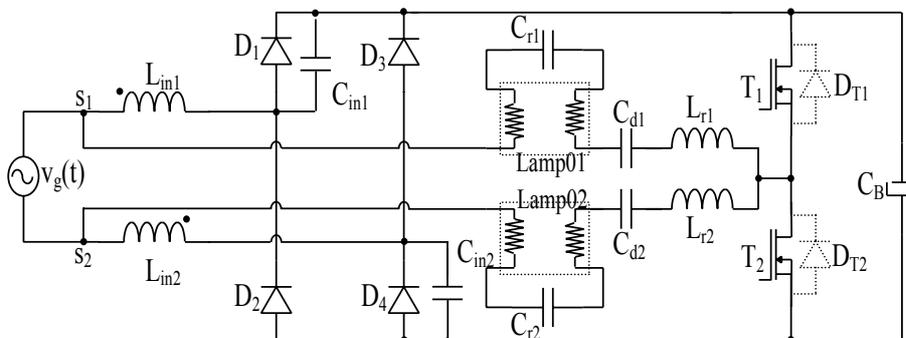


Fig. 5.8 – Variação topológica do reator com dois indutores acoplados magneticamente e sem o capacitor de filtro C_f

Com a conexão dos capacitores C_{in1} e C_{in2} diretamente à carga do estágio inversor (circuito ressonante), encontra-se a Fig. 5.9. Esta conexão altera a forma com que estes capacitores atuam no circuito, porém se mantém a característica CS-CPPFC.

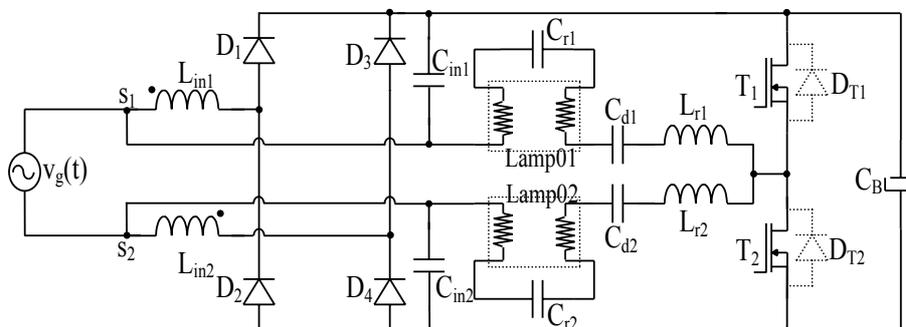


Fig. 5.9 – Reator sem filtro de entrada e capacitores “charge pump” conectados diretamente nos circuitos ressonantes.

As topologias propostas neste grupo de reatores mantêm as características mais importantes dos CS-CPPFC, porém a retirada do filtro de entrada reduz consideravelmente o número de componentes que as constituem. Quanto ao funcionamento destes reatores, o fornecimento da corrente da fonte de alimentação para o circuito com o dobro da frequência de comutação, permite a redução física dos indutores L_{in} 's. Sendo assim, além da quantidade de componentes ser menor, o peso e o volume também são reduzidos. Considerando todas estas características, estes reatores se destacam entre todos os que utilizam a integração entre o estágio inversor e o estágio PFC, tornando-os muito atrativos para uma possível aplicação comercial.

5.2.1 Princípio de funcionamento

Mantendo o mesmo critério de escolha utilizado nos capítulos anteriores, ou seja, a menor quantidade de componentes e os melhores resultados quanto à correção do fator de potência e o fator de crista, a topologia a ser estudada detalhadamente é a da Fig. 5.6.

Para um perfeito entendimento desta topologia, é necessário analisar para a condição idealizada de operação com fator de potência unitário.

Durante esta etapa de equacionamento, as seguintes simplificações serão admitidas para a análise deste circuito:

- A ondulação da tensão V_B (tensão sobre C_B) será desprezada;
- A tensão nos terminais da fonte de entrada será considerada constante durante um período de comutação;

- As correntes dos circuitos ressonantes serão consideradas fontes de correntes igualmente ideais;
- Todos os componentes serão considerados ideais.

Primeira Etapa - (t_0, t_1): No instante t_0 , T_2 é comandado a bloquear. Como as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} não podem mudar de sentido instantaneamente, o diodo intrínseco do mosfet D_{T1} começa a conduzi-las. A partir deste instante, C_{in1} começa a se descarregar enquanto que os indutores L_{r1} e L_{r2} reduzem suas cargas fornecendo energia para o capacitor C_B . Nesta etapa de operação, não há variação de carga do capacitor C_{in2} e o indutor L_{in} está armazenando energia. Esta etapa termina quando as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} chegam a zero e o capacitor C_{in1} se descarrega totalmente. Neste instante, D_1 entra em condução. A Fig. 5.10 representa esta etapa de operação.

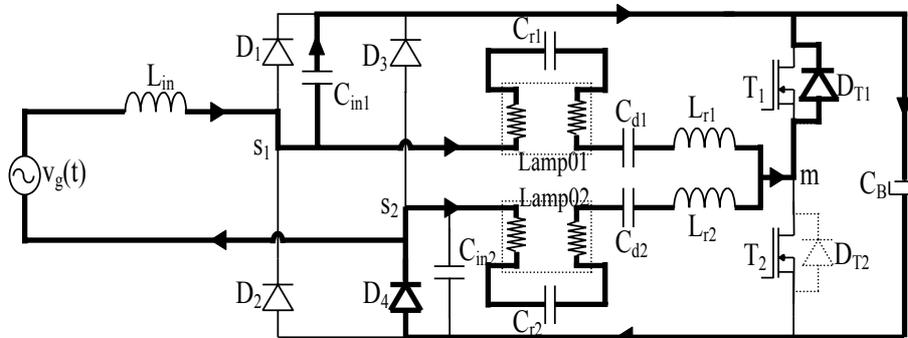


Fig. 5.10 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa - (t_1, t_2): No instante t_1 , C_{in1} fica totalmente sem carga e a corrente de D_4 chega a zero, levando-o ao bloqueio. A partir deste instante, C_{in2} começa a se carregar com parte da corrente do indutor L_{r2} enquanto a corrente de L_{r1} circula por D_1 e T_1 . Nesta etapa, L_{in} fornece energia até o instante em que C_{in2} alcança sua carga máxima. Esta etapa termina quando T_1 é comandado a bloquear e T_2 comandado a conduzir. A Fig. 5.11 apresenta esta etapa de operação.

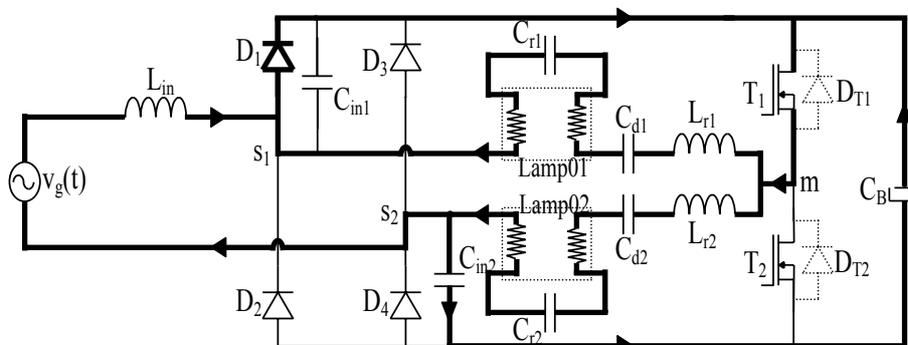


Fig. 5.11 – Segunda etapa de operação.

Terceira etapa - (t_2, t_3): No instante t_2 , T_1 é bloqueado e T_2 comandado a conduzir. Como as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} não podem variar instantaneamente, D_{T2} começa a

conduzi-las. A partir deste instante, C_{in2} começa a se descarregar enquanto que os indutores L_{r1} e L_{r2} reduzem suas cargas fornecendo energia para o capacitor C_B . Nesta etapa de operação, não há variação de carga do capacitor C_{in1} e o indutor L_{in} está armazenando energia. Esta etapa termina quando as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} chegam a zero e o capacitor C_{in2} se descarrega totalmente. Neste instante, D_4 entra em condução. A Fig. 5.12 apresenta esta etapa de operação.

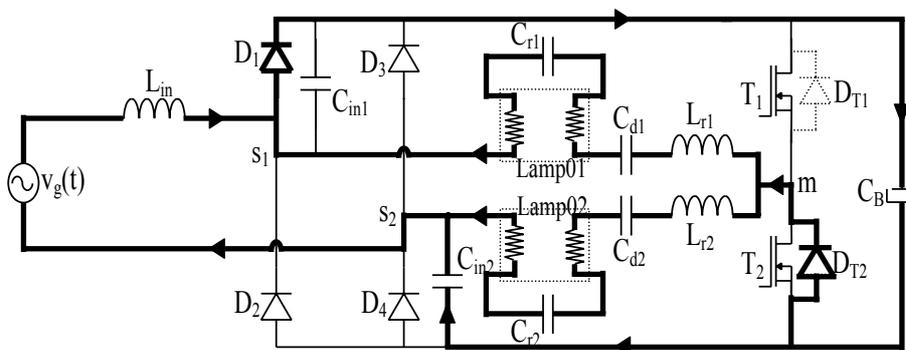


Fig. 5.12 – Terceira etapa de operação.

Quarta etapa – (t_3 , t_4): No instante t_3 , C_{in2} fica totalmente sem carga e a corrente de D_1 chega a zero levando-o ao bloqueio. A partir deste instante, C_{in1} começa a se carregar com parte da corrente do indutor L_{r1} enquanto a corrente de L_{r2} circula por D_4 e T_2 . Nesta etapa L_{in} fornece energia até o instante em que C_{in1} alcança sua carga máxima e passa a receber energia a partir deste mesmo instante. Esta etapa termina quando T_2 é comandado a bloquear e T_1 comandado a conduzir e um novo período de comutação volta a se repetir. A Fig. 5.13 apresenta esta etapa de operação.

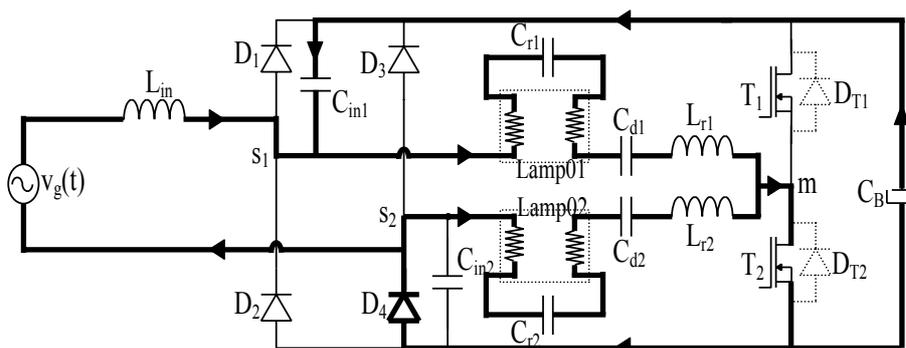


Fig. 5.13 – Quarta etapa de operação.

As formas de onda que representam as etapas de operação do reator em regime permanente são apresentadas na Fig. 5.14.

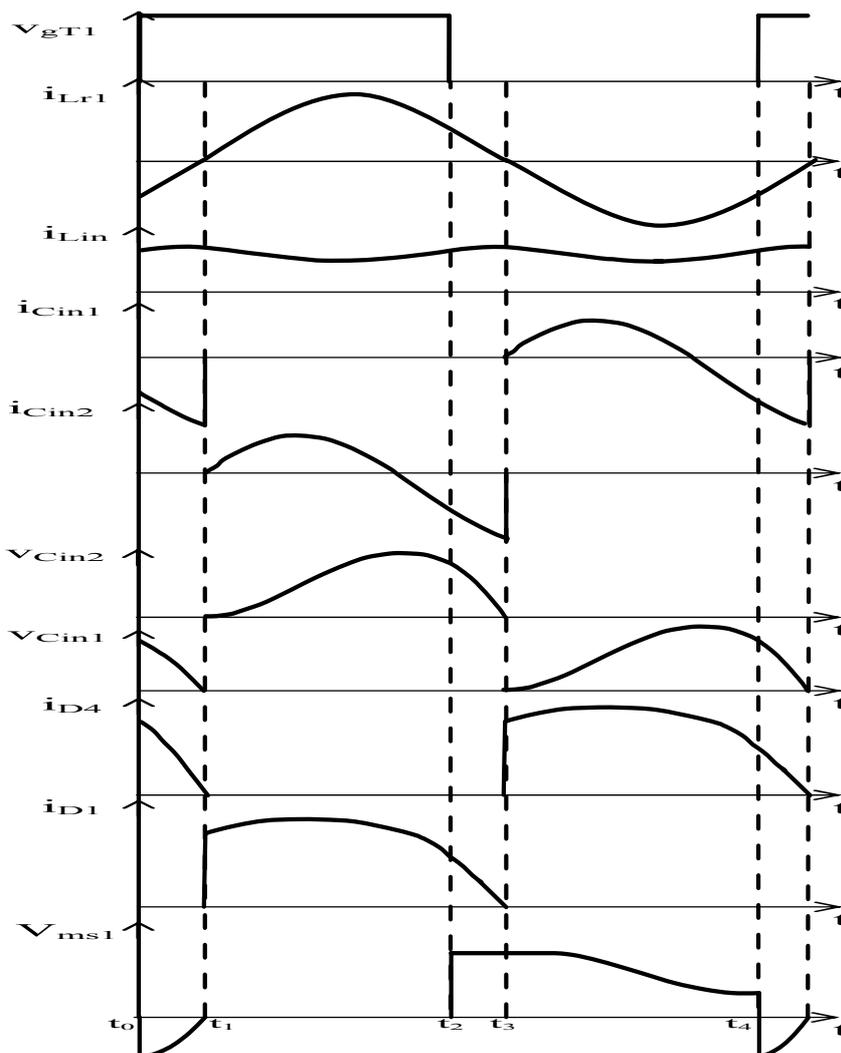


Fig. 5.14 – Formas de ondas teóricas do reator em regime permanente.

5.2.2 Metodologia de projeto

Através das etapas de operação do reator pode-se obter as equações que representam o seu princípio de funcionamento. Com estas equações definem-se os valores dos parâmetros que compõem o reator. Pode-se observar que não há a necessidade de se utilizar todas as etapas de operação, visto que algumas delas são repetitivas em termos de análise matemática e, desta forma, não afetam os resultados dos valores das grandezas que serão calculadas. Sendo assim, serão utilizadas as etapas que estão entre o intervalo de tempo t_1 a t_3 , ou seja, o intervalo desde a entrada em condução até o bloqueio de D_1 . É neste intervalo de tempo que ocorre a variação de carga no capacitor C_{in2} , permitindo que as equações definidas nestas etapas determinem os valores do indutor L_{in} e do capacitor C_{in2} . Como a variação de carga do capacitor C_{in1} é idêntica à variação de C_{in2} , não há a necessidade de se repetir a análise para o intervalo de tempo que ocorre esta variação. Portanto, a equação que determina C_{in2} é a mesma que define C_{in1} .

Para a análise do reator em regime permanente serão admitidas algumas considerações matemáticas.

A Eq. (5.1) representa a tensão da fonte de alimentação de entrada do reator.

$$v_g(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (5.1)$$

A Eq. (5.2) representa as correntes em cada um dos circuitos ressonantes do inversor.

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (5.2)$$

A tensão variável no tempo sobre o indutor L_{in} é apresentada na Eq. (5.3).

$$v_{Lin}(t) = L_{in} \cdot \frac{di_{Lin}(t)}{dt} \quad (5.3)$$

A corrente em cada um dos capacitores C_{in} é definida pela Eq. (5.4).

$$i_{Cin}(t) = C_{in} \cdot \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} \quad (5.4)$$

As condições iniciais das variáveis analisadas são apresentadas na Eq. (5.5).

$$\begin{aligned} i_{Lr}(0) &= I_{Lr} \cdot \text{sen}(\theta) \\ i_{Cin1}(0) &= 0 \\ i_{Cin2}(0) &= 0 \\ v_{Cin1}(0) &= 0 \\ v_{Cin2}(0) &= 0 \end{aligned} \quad (5.5)$$

A tensão sobre o capacitor C_{in2} é definida pela Eq. (5.6).

$$v_{Cin2}(t) = -|v_g(t)| + v_{Lin}(t) + V_B \quad (5.6)$$

Substituindo a Eq. (5.3) na Eq. (5.6) tem-se:

$$v_{Cin2}(t) = -|v_g(t)| + L_{in} \cdot \frac{di_{Lin}(t)}{dt} + V_B \quad (5.7)$$

Derivando a Eq. (5.6) tem-se:

$$\frac{dv_{Cin2}(t)}{dt} = L_{in} \cdot \frac{d^2 i_{Lin}(t)}{dt^2} \quad (5.8)$$

Aplicando a primeira lei de Kirchhorff no ponto s_2 tem-se:

$$i_{Lin}(t) + i_{Cin2}(t) = i_{Lr}(t) \quad (5.9)$$

Substituindo a Eq. (5.8) na Eq. (5.4) e o resultado na Eq. (5.9), tem-se:

$$i_{Lin}(t) + C_{in2} \cdot \left(L_{in} \cdot \frac{d^2 i_{Lin}(t)}{dt^2} \right) = I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (5.10)$$

Resolvendo a equação diferencial de segunda ordem (5.10), encontra-se a função variável no tempo que representa $i_{Lin}(t)$. Logo:

$$i_{Lin}(t) = I_{Lr} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_0} \right) \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + K \quad (5.11)$$

Onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{in2} \cdot L_{in}}}, \quad C_{in2} = \frac{1}{Z_0 \cdot \omega_0} \quad e \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{in2}}} \quad (5.12)$$

e

$$K = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} \cdot I_{Lr} \cdot \left[\text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) - \text{sen}(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - \frac{\omega_s}{\omega_0} \cdot \cos(\theta) \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \right] \quad (5.13)$$

Considerando que:

$$\alpha = \frac{\omega_0}{\omega_s}; \quad t = \frac{\theta}{\omega_s}, \quad \Rightarrow dt = \frac{d\theta}{\omega_s} \quad e \quad \omega_s \cdot T_s = 2\pi \quad (5.14)$$

e que:

$$t_1 = 0, \quad t_3 = \frac{T_s}{2} \quad (5.15)$$

A corrente média de entrada, durante um período de comutação é dado pela Eq. (5.16).

$$\begin{aligned} I_{Limmed} &= \frac{|v_g(t)| - V_B}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \cdot [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)] + \\ &+ \frac{I_{Lr} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \text{sen}(\alpha \cdot \pi)}{\pi} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \right] + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 - 1} \cdot I_{Lr} \cdot \cos(\theta) \cdot [2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]] \end{aligned} \quad (5.16)$$

Fazendo $\theta = 0$ tem-se:

$$I_{Limmed} = |v_g(t)| \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + K_1 \quad (5.17)$$

Onde:

$$K_1 = -V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]}{2\pi \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{Lr} \quad (5.18)$$

O fator de potência é unitário quando $K_1 = 0$, logo:

$$0 = -V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] + \left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]}{2\pi \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{Lr} \quad (5.19)$$

Trabalhando-se a Eq. (5.19) tem-se que:

$$I_{Lr} = \frac{2 \cdot (\alpha^2 - 1)}{2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]} \cdot \left[V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\alpha \cdot Z_0} \right] \right] \quad (5.20)$$

e

$$V_B = \frac{\left[\frac{2 \cdot \alpha^2 - [1 - \cos(\alpha \cdot \pi)]}{2 \cdot (\alpha^2 - 1)} \right] \cdot I_{Lr}}{\left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\alpha \cdot Z_0} \right]} \quad (5.21)$$

Através do balanço entre a potência de entrada e a de saída pode-se determinar o valor de C_{in2} em função das variáveis conhecidas do sistema.

A potência instantânea e a potência média instantânea de entrada são definidas pelas Eq. (5.22) e Eq. (5.23).

$$p_{in}(t) = |v_g(t)| \cdot i_{Lin}(t) \quad (5.22)$$

$$P_{in} = \frac{1}{t} \cdot \int_0^t |v_g(t)| \cdot i_{Lin}(t) \cdot dt \quad (5.23)$$

Com a condição de fator de potência unitário obtém-se:

$$P_{in} = |v_g(t)|^2 \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)}{\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \right] \quad (5.24)$$

Sabendo-se que:

$$\eta = \frac{P_0}{P_{in}} \quad (5.25)$$

Onde:

P_0 é a potência de saída do reator, e:

$$|v_g(t)| = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (5.26)$$

Substituindo as equações (5.25) e (5.26) e as considerações da Eq. (5.12) na Eq. (5.24) tem-se:

$$C_{in2} = \left(\frac{P_0}{2 \cdot \eta \cdot V_p^2 \cdot f_s} \right) \cdot \frac{1}{1 - \cos(\alpha \cdot \pi)} \quad (5.27)$$

Como $C_{in1} = C_{in2}$ a Eq. (5.27) também determina o valor de C_{in1} .

Sabendo-se que $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{in2} \cdot L_{in}}} = \alpha \cdot \omega_r$ e que $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$ tem-se:

$$L_{in} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot f_s^2 \cdot C_{in2}} \quad (5.28)$$

Substituindo o valor de C_{in2} tem-se:

$$L_{in} = \frac{(1 - \cos(\alpha \cdot \pi)) \cdot \eta \cdot V_p^2}{2 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot f_s \cdot P_0} \quad (5.29)$$

Estudos por simulação mostraram que as melhores respostas obtidas tanto para a correção do fator de potência quanto para o valor da tensão de barramento e o valor do fator de crista, foram para valores de “ α ” entre 0,6 e 0,8. Neste trabalho, o valor de “ α ” utilizado para a definição de L_{in} é de 0,6.

a) Circuito ressonante

Através da Fig. 5.14, verifica-se que a tensão entre os terminais “m” e “s₁” não possui uma forma de onda quadrada pulsante sem deformações, devido à influência da variação de carga do capacitor C_{in1} . Para simplificar a análise e o projeto do circuito ressonante, este é projetado para valores próximos do pico da tensão da fonte $v_g(t)$. Nesta região a variação de carga dos capacitores C_{in1} e C_{in2} é praticamente nula e as tensões nos terminais V_{ms1} e V_{ms2} ficam muito próximas de uma tensão quadrada. Portanto, assumindo as considerações apresentadas na seção 2.2.2(a) do capítulo 2 e seguindo a metodologia de projeto do circuito ressonante apresentada em [61], encontra-se as equações Eq. (5.30), Eq. (5.32) e Eq. (5.33).

$$C_d = \rho_s^2 - 1 \cdot \frac{V_{Lamp,rms}}{V_{ms,rms}} \cdot \frac{1}{R_L \cdot \omega_r} \quad (5.30)$$

Onde $V_{Lamp,rms}$ é definida pelo fabricante da lâmpada, R_L é obtido pelo ponto de operação da lâmpada e $V_{ms,rms}$ é a componente fundamental eficaz da tensão V_{ms} calculada através da Eq. (5.31).

$$V_{ms,rms} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_B}{\pi} \quad (5.31)$$

$$C_r = \frac{C_d}{((\rho_p^2 \cdot \rho_s^2) - 1)} \quad (5.32)$$

e

$$L_r = \frac{1}{\left(\frac{C_r \cdot C_d}{C_r + C_d}\right) \cdot (2 \cdot \pi \cdot \rho_p \cdot f_s)^2} \quad (5.33)$$

5.2.3 Simulação do reator analisado

Como todos os parâmetros que constituem a topologia estudada já podem ser determinados através das equações obtidas nas seções anteriores, para consolidar a metodologia proposta serão apresentados a seguir os resultados de simulação. Busca-se também, através desta simulação, a comprovação tanto da correção do fator de potência da corrente de entrada como o bom fator de crista na lâmpada, ou seja, o comportamento do reator em regime permanente tem que satisfazer as normas técnicas.

Os dados de projeto do reator proposto são apresentados a seguir:

- Tensão de entrada ($v_{g(rms)}$): 220V;
- Carga: Duas lâmpadas fluorescentes de 40W com tensão eficaz de operação igual a 106V;
- Frequência de comutação (f_s): 35kHz;
- Frequência de ressonância na partida (f_{op}): 31,5kHz;
- Frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}): 17,5kHz;
- Tensão do barramento CC (V_B): 350V;
- Ondulação da tensão do barramento: $\Delta V_B = 5\%$;
- Rendimento (η): 90%.

Com estas especificações de projeto encontram-se os seguintes valores de parâmetros apresentados na tabela (5.1).

Tabela 5.1 – Valores dos parâmetros que constituem o reator analisado.

$L_{in} = 7,2\text{mH}$	$C_{in1} = C_{in2} = 8\text{nF} \cong 8,2\text{nF}$	$C_B = 33\mu\text{F}$
$C_d = 22\text{nF}$	$L_r = 2,8\text{mH}$	$C_r = 12\text{nF}$

A Fig. 5.15 apresenta o circuito do reator simulado somente com o indutor de entrada L_{in} . Ressalva-se que, mesmo com resistores representando os filamentos das lâmpadas, este circuito não representa exatamente o comportamento de lâmpadas reais. No entanto, espera-se que os resultados encontrados validem a metodologia de projeto aplicada.

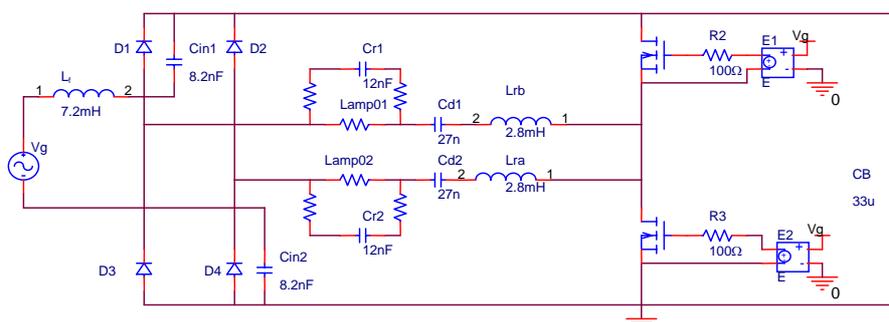


Fig. 5.15 – Circuito do reator proposto simulado.

A Fig. 5.16 apresenta a tensão e a corrente fornecidas pela rede de alimentação. A TDH da corrente de entrada é igual a 8,6%, sendo que nenhuma harmônica individual ultrapassou os limites da IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C (tabela 1.1).

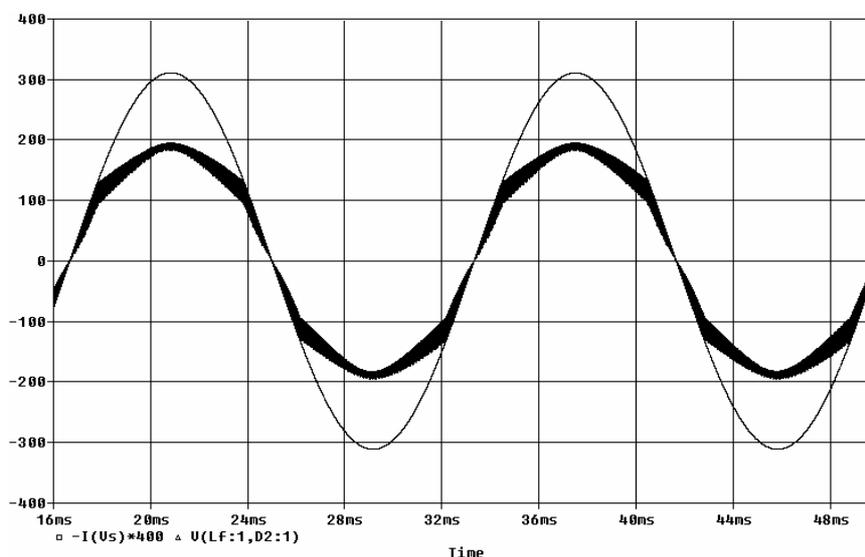


Fig. 5.16 – Tensão e corrente fornecidas pela rede.

A Fig. 5.17 apresenta a envoltória da corrente em uma das lâmpadas. O valor eficaz da corrente obtido por simulação é igual a 330mA e o valor de pico da corrente é igual a 514mA resultando em um fator de crista igual a 1,55.

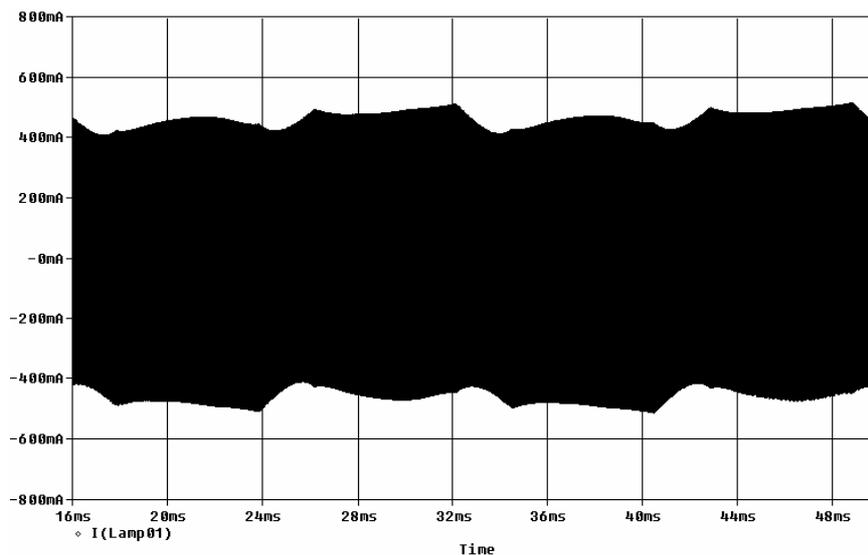


Fig. 5.17 – Envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas.

A Fig. 5.18 apresenta a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência. Pode-se observar que por ser praticamente uma senóide perfeita o fator de crista da lâmpada depende principalmente da distorção da corrente em baixa frequência.

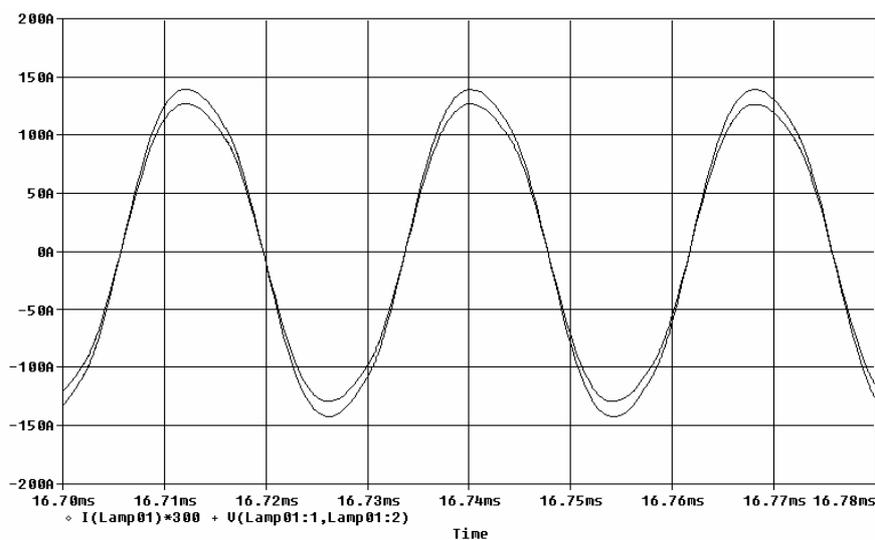


Fig. 5.18 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação.

5.3 Resultados experimentais

Para verificação da metodologia de projeto definida através do modelo matemático do reator e já comprovada através dos resultados de simulação, a técnica utilizada para correção do fator de potência é aplicada em protótipos que estão divididos da seguinte maneira:

a) Reator com comando com frequência fixa: neste protótipo alimentam-se duas lâmpadas fluorescentes T10 de 40W, onde através do CI IR-2153 são gerados os pulsos de

comando para os interruptores do estágio inversor. Pretende-se com este ensaio comprovar os resultados obtidos através dos resultados de simulação computacional.

b) Reator com comando auto-oscilante: o circuito deste reator será utilizado para alimentar duas lâmpadas fluorescentes T10 com potências de 110W e duas lâmpadas fluorescentes T5 com potências de 54W, todos alimentados com tensão de entrada de 220V eficazes. Ele também será utilizado para alimentar as mesmas lâmpadas fluorescentes T10 de 110W, porém com tensão de entrada de 127V eficazes. Para que a alimentação em 127V seja possível é necessário tornar o circuito da estrutura apresentada num circuito dobrador de tensão.

5.3.1 Comando com frequência fixa

A Fig. 5.19 apresenta o diagrama elétrico do reator operando com comando com frequência fixa e as especificações dos componentes do protótipo do reator implementado são apresentadas na tabela (5.2).

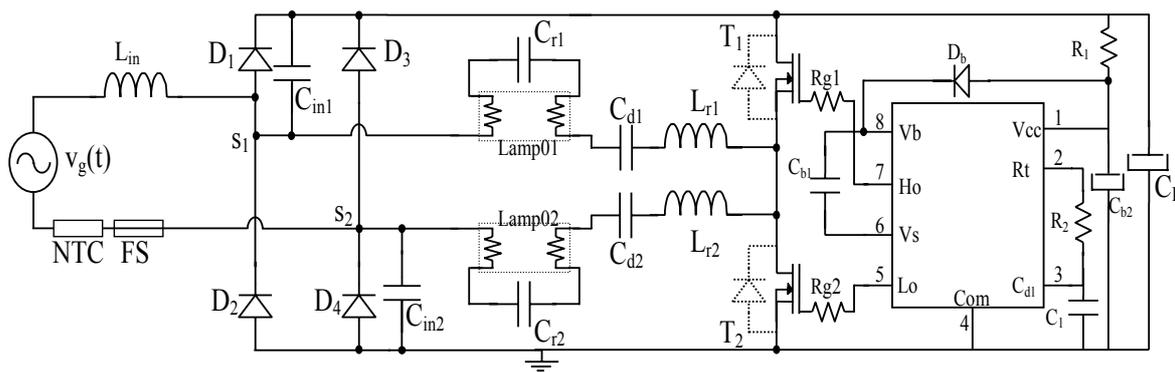


Fig. 5.19 - Protótipo do reator CS-CPPFC implementado.

As especificações dos indutores do reator implementado são as seguintes:

- L_{in} – Indutor Filtro (Núcleo EE 30/7; Fio 27AWG; 137 espiras; $L_{in} = 7,2\text{mH}$)
- L_{r1} e L_{r2} – Indutores Ballast (Núcleo EE 30/7; Fio 26AWG; 198 espiras; $L_r = 2,8\text{mH}$).

Tabela 5.2 – Especificações dos componentes do reator implementado.

Componente	Especificação	Designação no circuito
Fusível	Vidro de 3A	FS
NTC	5Ω	NTC
Diodo rápido	1n4937	D_1, D_2, D_3, D_4
Diodo rápido	1N4936	D_b
MOSFET	IRF IB6N60A	T_1, T_2
Capacitor Polipropileno	12nF/1k6V	C_{r1}, C_{r2}

Capacitor Polipropileno	27nF/1k6V	C_{d1}, C_{d2}
Capacitor Polipropileno	8,2nF/1k6V	C_{in1}, C_{in2}
Capacitor Polipropileno	100nF/100V	C_{b1}
Capacitor Polipropileno	2,2nF/680V	C_{b2}
Capacitor Eletrolítico	47 μ F/25V	C_1
Capacitor Eletrolítico	33 μ F/1000V	C_B
Resistor	56k Ω /3W	R_1
Resistor	22 Ω /400mW	R_{g1}, R_{g2}
Trimpot	50k Ω	R_2

A corrente da rede de entrada e seu espectro harmônico são apresentados nas Fig. 5.20 e Fig. 5.21. Os componentes harmônicos da corrente com TDH de 9,37% e FP (Fator de Potência) de 0,99 satisfazem a IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C (tabela 1.1). Como a potência de arco entregue para cada uma das lâmpadas é igual a 33,5W e, considerando que cada filamento consome aproximadamente 1,5W, obtém-se uma potência total de saída igual à 73W correspondendo a um rendimento do reator de 91,8%. A obtenção de um maior rendimento nos reatores CS-CPPFC, em relação aos reatores VS-CPPFC, já é esperado devido à menor corrente que circula pelos interruptores do estágio inversor.

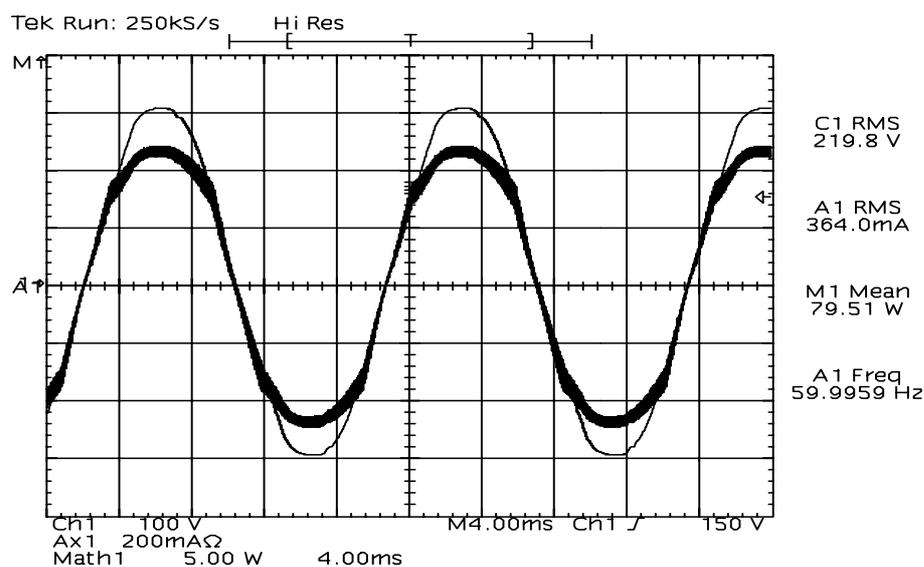


Fig. 5.20 – Tensão e corrente fornecidas pela rede (v:100V/div; i:200mA/div; t:4ms/div).

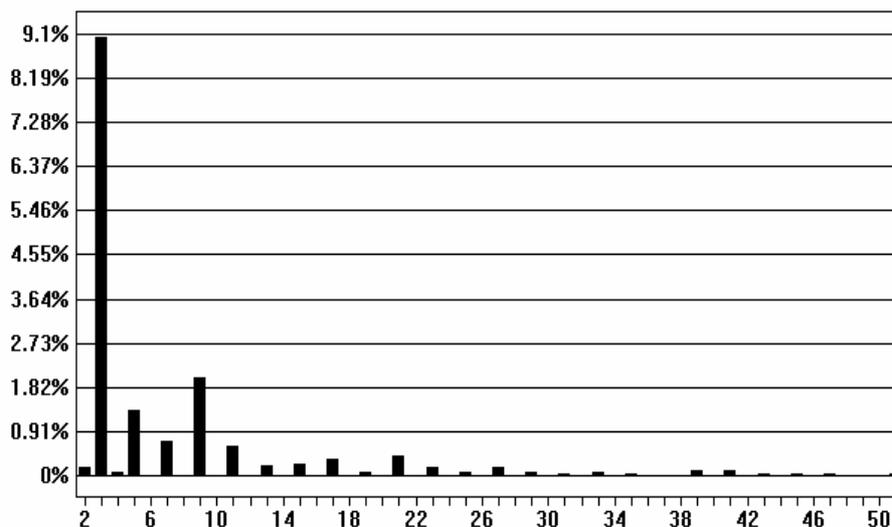


Fig. 5.21 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 5.22 mostra a a envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas. O fator de crista da corrente da lâmpada calculado é igual a 1,49. A semelhança deste resultado com o resultado obtido na simulação confirma a eficácia da metodologia aplicada neste reator.

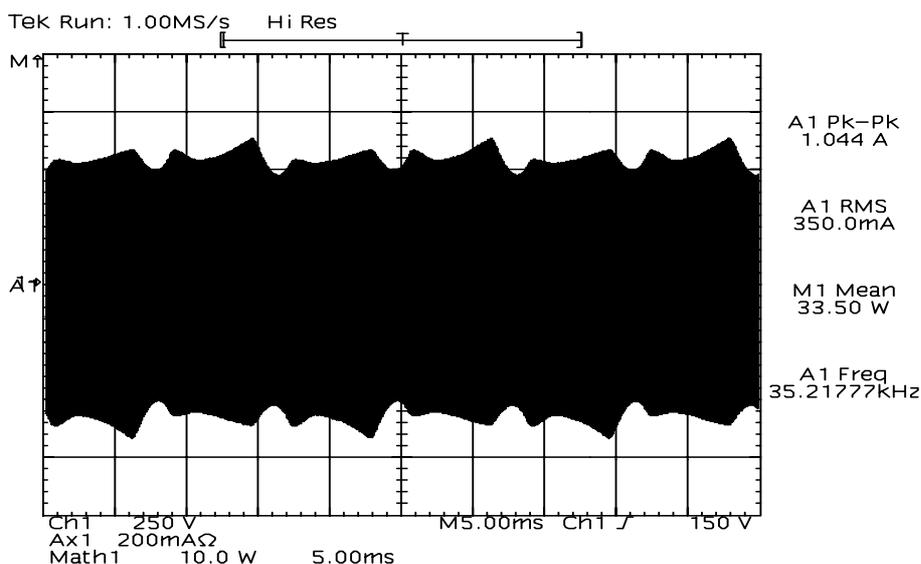


Fig. 5.22 - Envoltória da corrente em baixa frequência em uma das lâmpadas de 40W com fator de crista igual a 1,49 ($i:200\text{mA/div}$; $t:5\text{ms/div}$; aquisição com 50.000 pontos).

A Fig. 5.23 mostra a forma de onda da tensão e da corrente em uma das lâmpadas. Pode-se perceber que esta corrente possui a forma semelhante à de uma senóide. Isto faz com que o seu fator de crista dependa principalmente da distorção (envoltória) em baixa frequência.

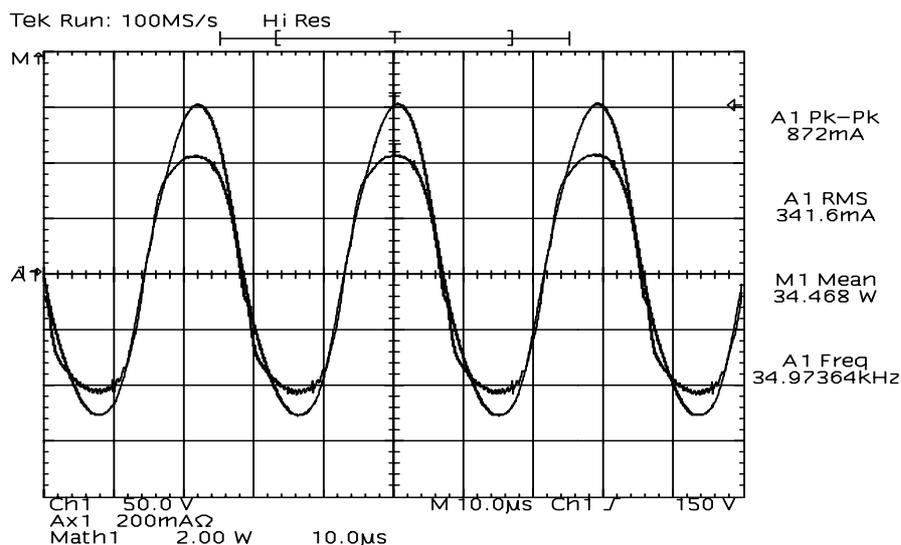


Fig. 5.23 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas (v: 50V/div; i: 200mA/div; p: 2,0W; t: 10µs/div).

A Fig. 5.24 mostra a tensão do barramento CC (tensão do capacitor C_B) durante o processo de partida. Pode-se observar que o valor máximo se encontra no limite de uma margem aceitável quanto às especificações dos interruptores do protótipo. Em regime a tensão se estabiliza em torno de 360V.

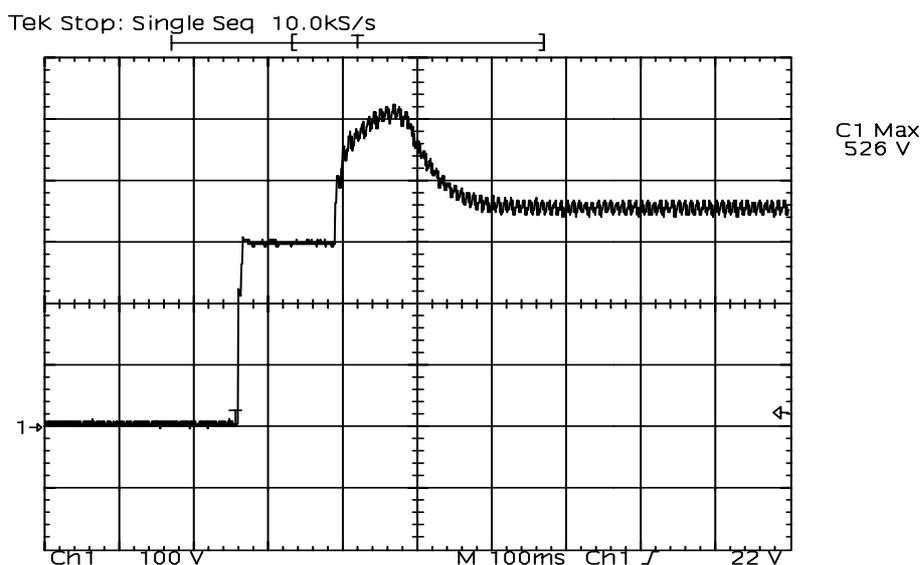


Fig. 5.24 – Tensão de barramento durante o processo de partida (v:100V/div; t:100ms/div).

Na Fig. 5.25 tem-se o detalhe da ondulação de tensão do barramento CC que apresentou-se com o valor de 25V pico a pico e 120Hz. A Fig. 5.26 mostra a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida com valor máximo de 680V.

A Fig. 5.27 apresenta a tensão e a corrente no interruptor T_1 . A tensão nos terminais deste interruptor é a própria tensão do barramento CC e também, neste caso, não está sendo utilizado um capacitor em paralelo com cada interruptor para se obter a comutação ZVS.

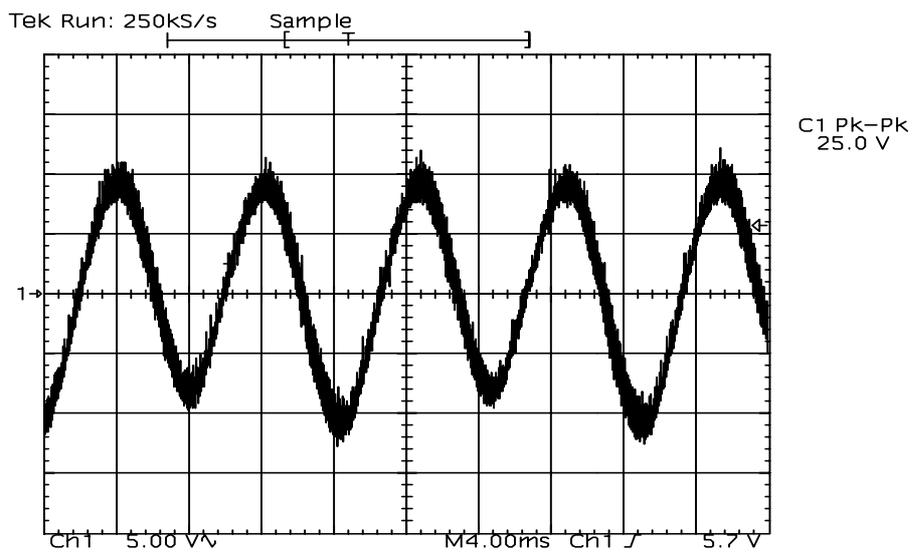


Fig. 5.25 – Detalhe da ondulação na tensão do barramento CC ($v: 5V/div$; $t: 4ms/div$).

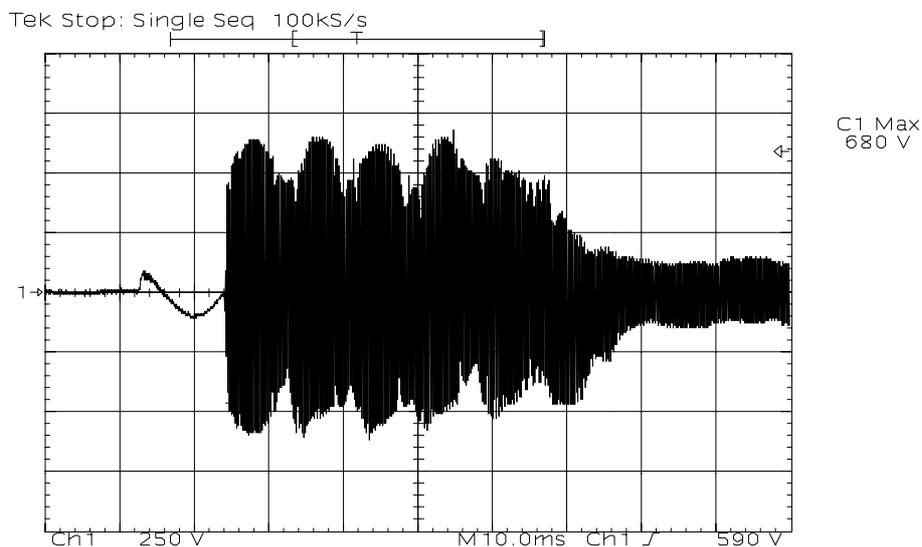


Fig. 5.26 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida ($v:250V/div$; $t:10ms/div$).

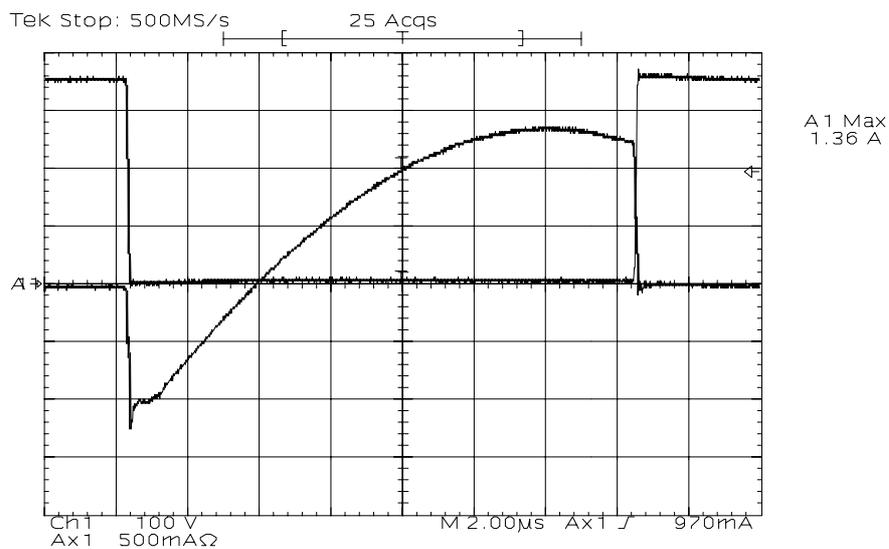


Fig. 5.27 – Tensão e corrente no interruptor T_1 ($v: 100V/div$; $i: 500mA/div$; $t: 2µs/div$).

5.3.2 Reator auto-oscilante alimentado com tensão de entrada de 220V

A Fig. 5.28 apresenta o diagrama elétrico dos protótipos implementados em laboratório para os reatores alimentados em 220V utilizando o comando auto-oscilante.

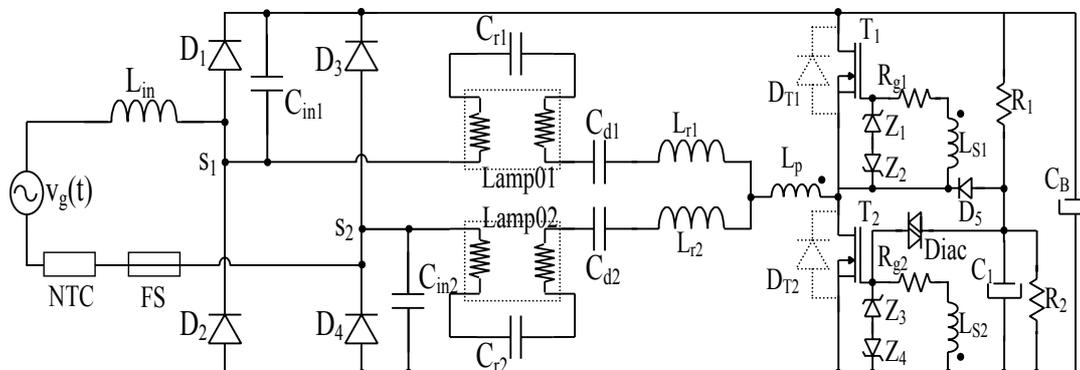


Fig. 5.28 – Reator auto-oscilante alimentado em 220V.

a) Duas lâmpadas fluorescentes T10 de 110W

No primeiro protótipo implementado foram utilizadas duas lâmpadas fluorescentes T10 de 110W. Para uma frequência de comutação igual à 50kHz e levando-se em consideração o valor da tensão eficaz de operação destas lâmpadas, com os dados de projeto relevantes apresentados na seção 5.2.3, foram utilizados os parâmetros de circuito apresentados na tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Valores dos parâmetros que constituem o reator alimentado em 220V para duas lâmpadas de 110W.

$L_{in} = 3\text{mH}$	$C_{in1} = C_{in2} = 27\text{nF}$	$C_B = 100\mu\text{F}$
$C_{d1} = C_{d2} = 47\text{nF}$	$L_{r1} = L_{r2} = 1,4\text{mH}$	$C_{r1} = C_{r2} = 22\text{nF}$

Na Fig. 5.29 têm-se a tensão e a corrente de entrada do reator. A TDH total da corrente de entrada é igual a 13,071% com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 (tabela 1.1), conforme a Fig. 5.30. Percebe-se que a corrente de entrada do reator apresenta harmônicos de alta frequência, porém ainda satisfazendo as especificações da norma. No entanto, se houver necessidade de se reduzir a amplitude destes harmônicos de alta frequência basta utilizar dois indutores acoplados magneticamente com um pequeno aumento nos valores das indutâncias. Neste caso, cada enrolamento possuirá a metade do valor total de um único indutor L_{in} . A potência total (arco + filamentos) entregue à lâmpada é de 103,9W correspondendo a um rendimento do reator igual a 96,7%.

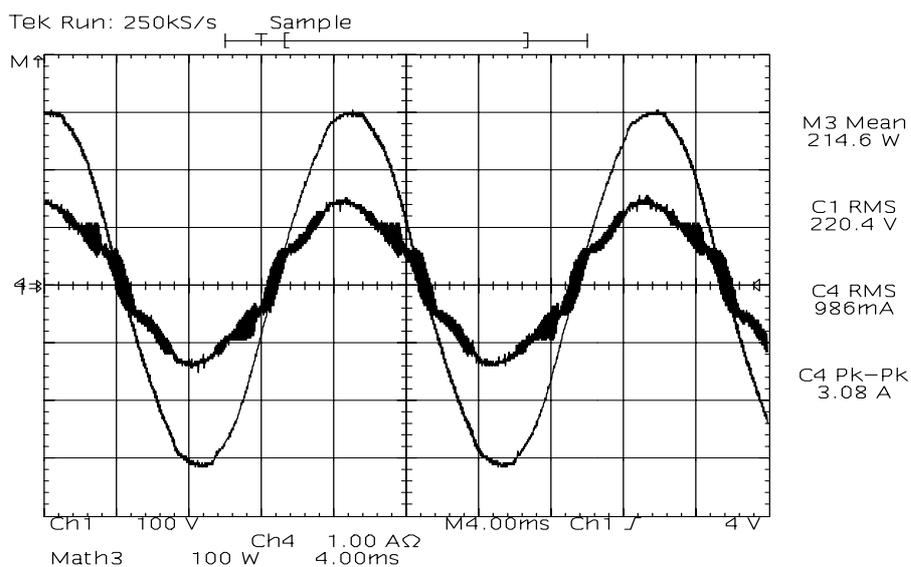


Fig. 5.29 - Tensão e corrente de entrada do reator ($v:100V/div$; $i:1A/div$; $t:4ms/div$; resolução:15.000 pontos).

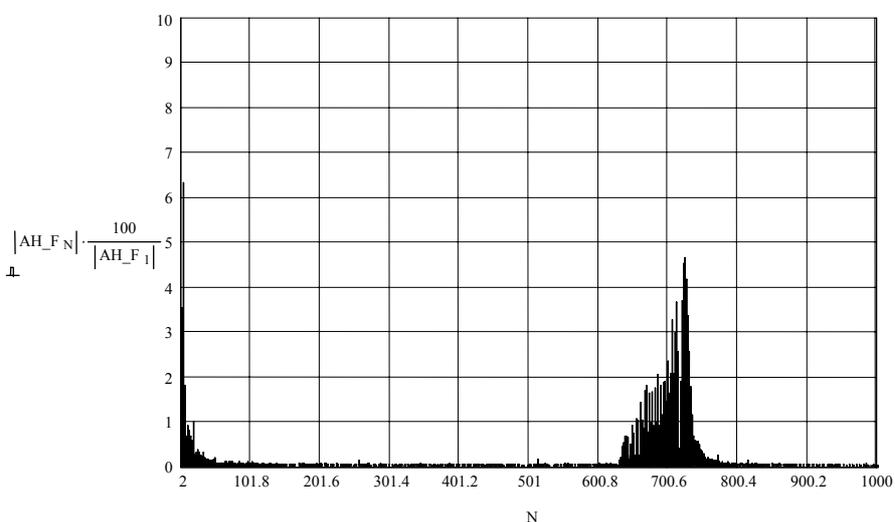


Fig. 5.30 – Gráfico da distorção harmônica da corrente de entrada.

A Fig. 5.31 apresenta a envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas. Com o valor eficaz e de pico desta corrente pode-se calcular o fator de crista, que é igual à 1,58, encontrando-se abaixo do valor máximo especificado pelas normas.

Na Fig. 5.32 têm-se a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência.

Na Fig. 5.33 tem-se a tensão do barramento CC (capacitor C_B) durante o processo de partida da lâmpada. O valor máximo obtido não ultrapassou o valor das especificações dos componentes utilizados no reator. É necessária a utilização de dois capacitores em série de 250V devido à tensão de partida e a possíveis problemas que possam ocorrer com as lâmpadas, que acarretam na elevação desta tensão de barramento CC. O detalhe da ondulação da tensão de barramento CC é apresentado na Fig. 5.34.

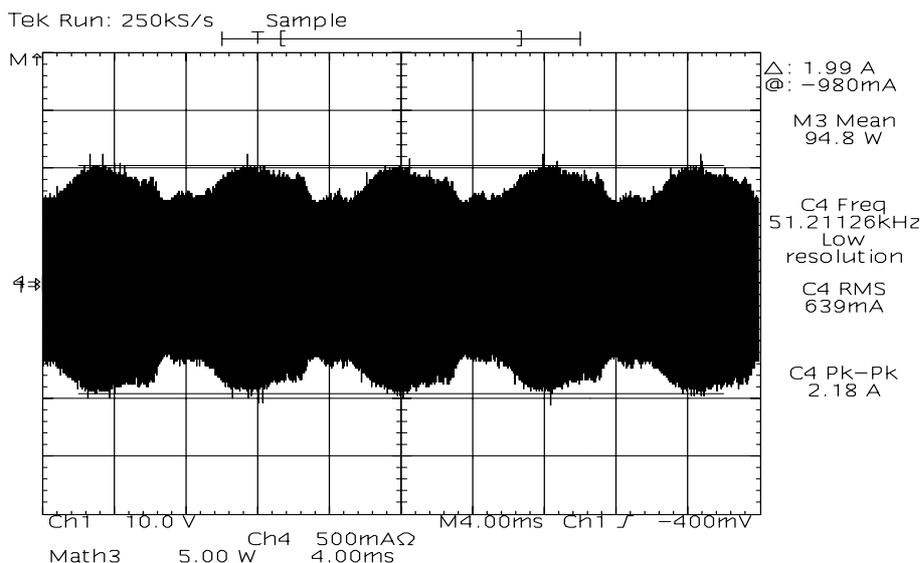


Fig. 5.31 – Envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas (i:500mA/div; t:4ms/div; resolução:15.000 pontos).

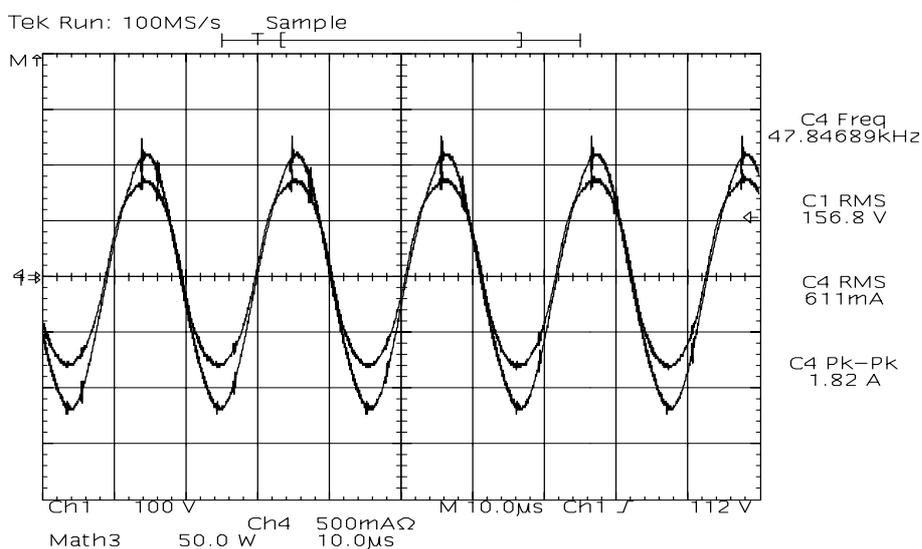


Fig. 5.32 – Tensão e corrente em uma das lâmpada em alta frequência (v:100V/div; i:500mA/div; t:10µs/div).

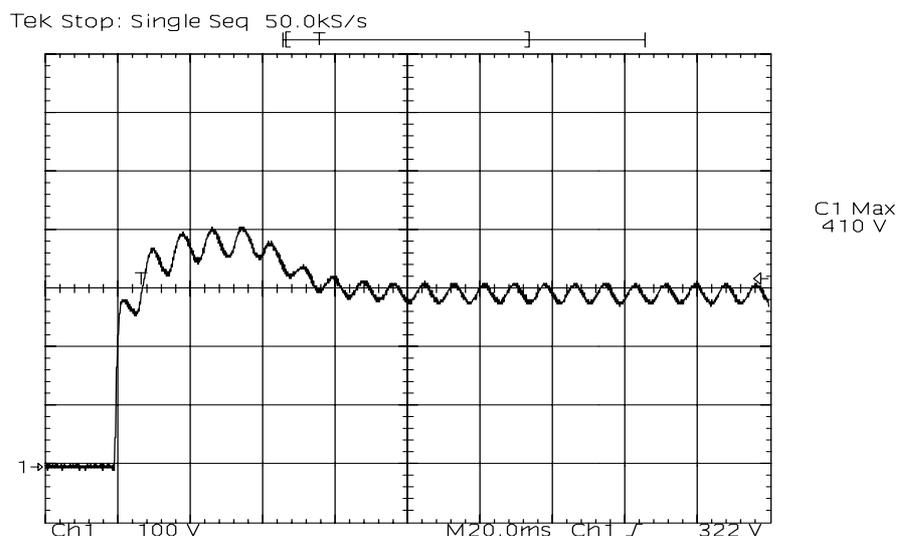


Fig. 5.33 – Tensão do barramento CC durante o processo de partida (v:100V/div; t:20ms/div).

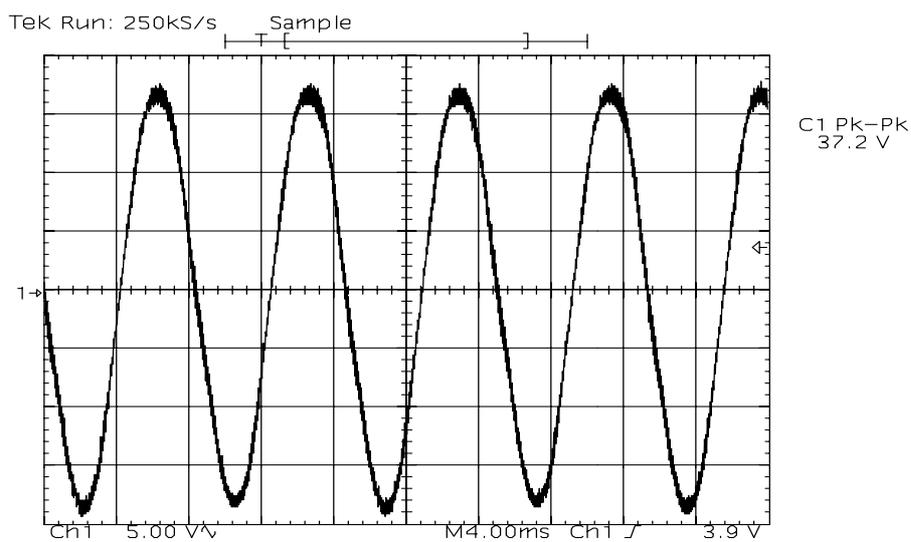


Fig. 5.34 – Ondulação da tensão do barramento CC (tensão do capacitor $C_{B1}+C_{B2}$) ($v:5\text{div}$; $t:4\text{ms/div}$).

A Fig. 5.35 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente de um dos interruptores. Verifica-se que, mesmo sem utilizar um capacitor em paralelo com o interruptor, tem-se uma comutação pouco dissipativa.

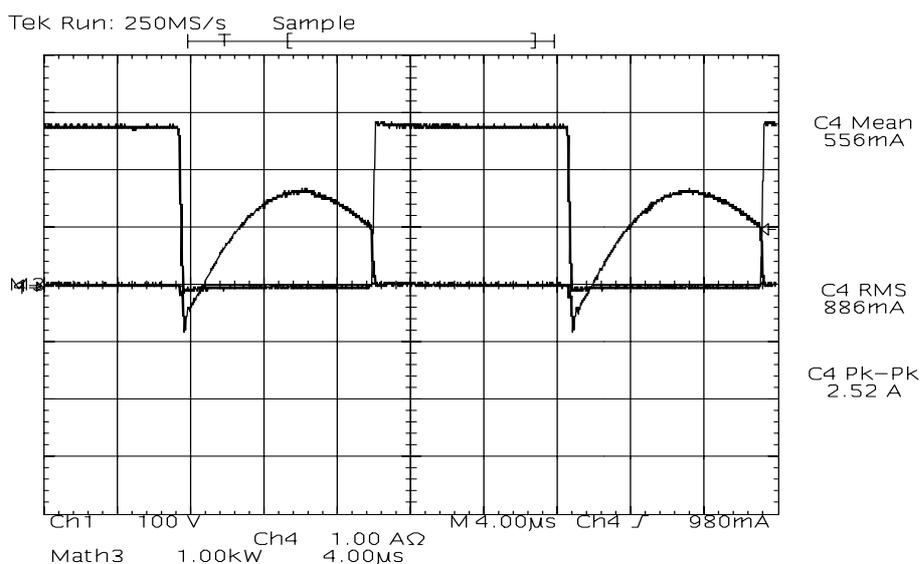


Fig. 5.35 – Tensão e corrente em um dos interruptores ($v:100\text{V/div}$; $i:\text{A/div}$; $t:4\mu\text{s/div}$).

Na Fig. 5.36 tem-se a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida. Observou-se, durante os ensaios, que o valor máximo pode alcançar a ordem de 1,2kV. No entanto os valores nesta ordem aconteceram esporadicamente. Observaram-se valores na ordem de 800V a 1,2kV. Pelo fato do tempo de partida da lâmpada estar abaixo de 400ms, caracteriza-se o reator como sendo do tipo partida instantânea.

A Fig. 5.37 apresenta a forma de onda da corrente total da lâmpada (corrente de arco mais corrente de filamento) durante o processo de partida da mesma. Observou-se que o máximo valor da corrente durante este processo é de aproximadamente 4,56A.

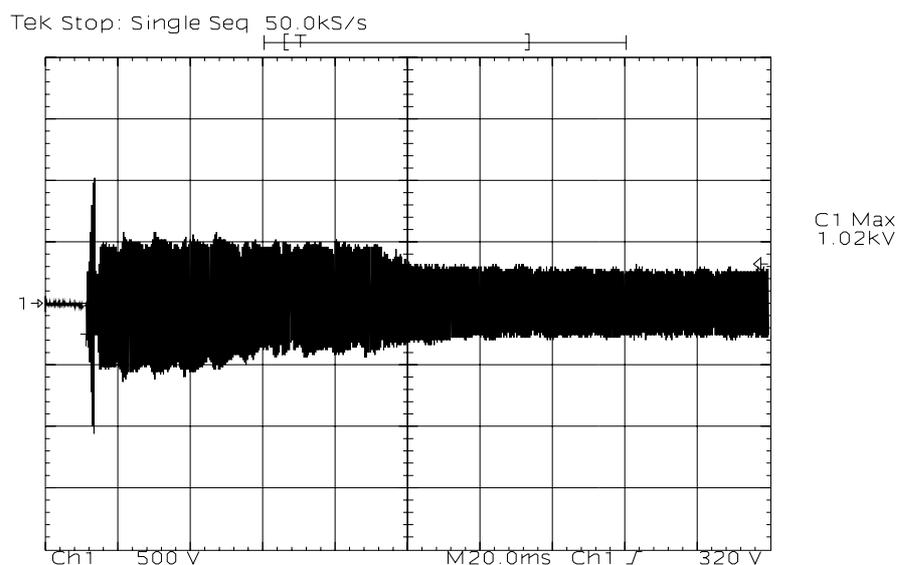


Fig. 5.36 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida (v:500V/div; t:20ms/div; resolução:15.000 pontos).

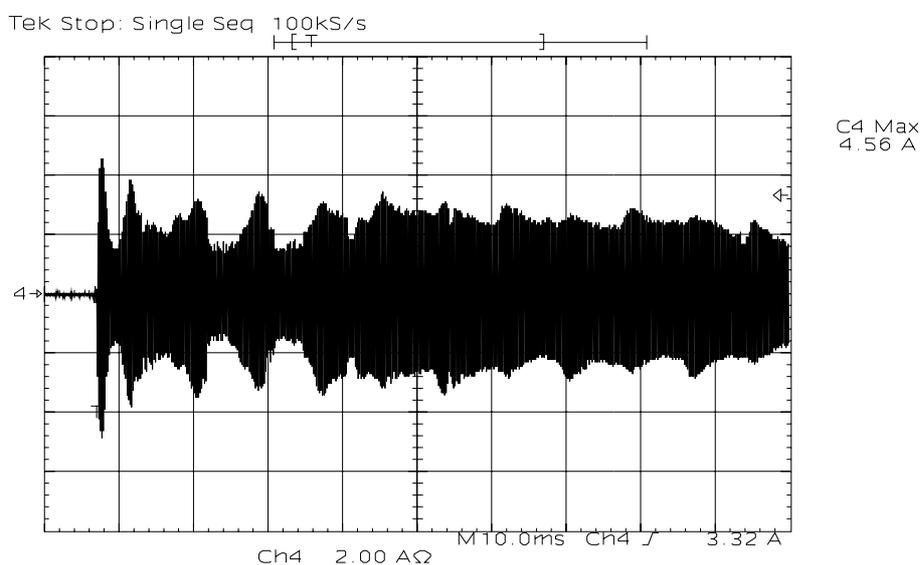


Fig. 5.37 – Corrente total de cada lâmpada durante o processo de partida (i:2A/div; t:10ms/div; resolução:15.000 pontos).

Do mesmo modo, a Fig. 5.38 apresenta a corrente em um dos interruptores (transistor e diodo intrínseco em anti-paralelo) no processo de partida da lâmpada. Percebe-se que o valor máximo da corrente nos interruptores na partida está na mesma ordem que a corrente da lâmpada.

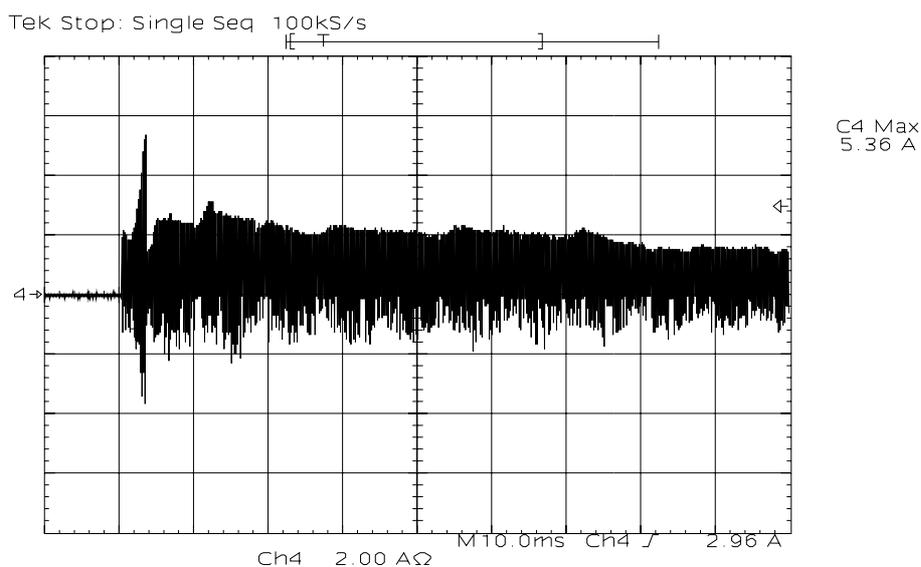


Fig. 5.38 – Corrente em um dos interruptores durante o processo de partida ($i:2A/div$; $t:10ms/div$).

b) Duas lâmpadas fluorescentes T5 de 54W

A grande evolução das lâmpadas fluorescentes, ao longo dos anos, tem ficado por conta da redução do filamento e melhoria da qualidade de luz. O passo mais atual para a otimização global dos sistemas fluorescentes é a miniaturização com a linha de lâmpadas fluorescentes T5 (16 mm de diâmetro). Com essa nova linha de produtos, além da redução do diâmetro, houve uma melhora significativa das suas características físicas, o que garante uma maior eficiência luminosa e melhor reprodução de cores, propiciando a redução do consumo de energia elétrica.

As lâmpadas fluorescentes T5 são desenvolvidas para operar com frequências superiores a 20kHz, ou seja, elas foram desenvolvidas para operarem em conjunto com os reatores eletrônicos.

Na utilização do reator proposto, para alimentar duas lâmpadas fluorescentes T5 de 54W, não foi adotado nenhum procedimento especial para o processo de ignição e estabilização da corrente das lâmpadas. Mantiveram-se os mesmos procedimentos aplicados durante os ensaios dos protótipos implementados anteriores. Pretende-se com esta implementação verificar qual o comportamento da topologia proposta quando alimenta estes tipos de lâmpadas.

O diagrama elétrico do protótipo implementado é o mesmo apresentado na Fig. 5.28 e as especificações dos componentes utilizados estão apresentados na tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Especificações dos componentes utilizados no reator para alimentar duas lâmpadas fluorescentes T5 de 54W

Componente	Especificação	Designação
Fusível	Vidro de 1A	FS
NTC	5 Ω	NTC
Diodo rápido	1n4937	D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄
Diodo rápido	1N4936	D ₅
Diac	DB3	Diac
Zener	1N7446	Z ₁ , Z ₂ , Z ₃ , Z ₄
MOSFET	IRF 840	T ₁ , T ₂
Capacitor Polipropileno	12nF/1k6V	C _{r1} , C _{r2}
Capacitor Polipropileno	33nF/1k6V	C _{d1} , C _{d2}
Capacitor Polipropileno	15nF/1k6V	C _{in1} , C _{in2}
Capacitor polipropileno	10nF/63V	C ₁
Capacitor Eletrolítico	47 μ F/1000V	C _{B1} , C _{B2}
Resistor	220k Ω /400mW	R _{B1} , R _{B2}
Resistor	470k Ω /1W	R ₁
Resistor	68 Ω /400mW	R _{g1} , R _{g2}
Transformador de pulso	NT15-TH50 1/18/18	L _p /L _{s1} /L _{s2}

As especificações dos indutores do reator implementado são as seguintes:

- L_{in} – Indutor Filtro (Núcleo EE 30/7; Fio 25AWG; 240 espiras; L_{in} = 3,7mH);
- L_{r1} e L_{r2} – Indutores Ballast (Núcleo EE 30/7; Fio 5x 29AWG; 154 espiras; L_r = 1,5mH).

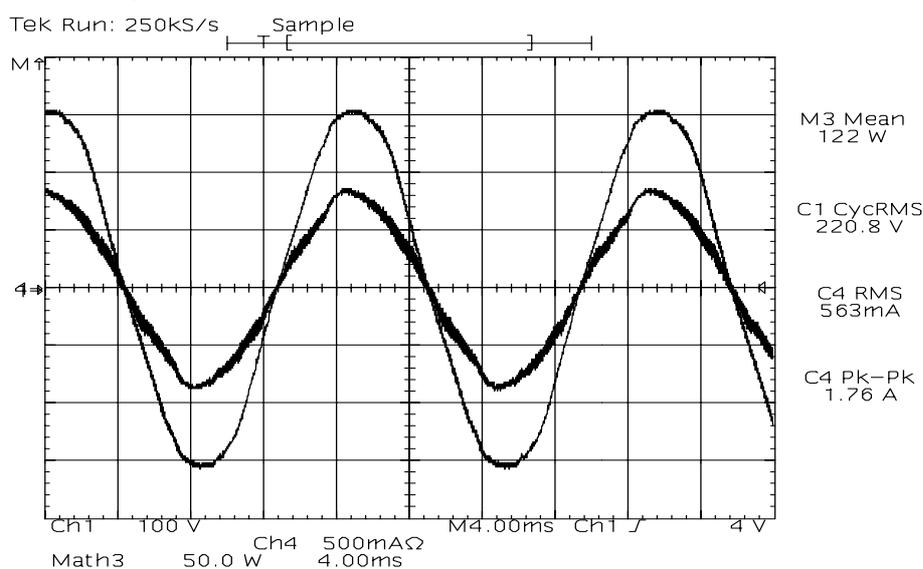


Fig. 5.39 - Tensão e corrente de entrada do reator.

Na Fig. 5.39 têm-se a tensão e a corrente de entrada do reator. A TDH total da corrente de entrada é igual a 4,93% com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 (tabela 1.1), conforme a Fig. 5.40. A potência total

(arco + filamentos) entregue para cada lâmpada é de 56,4W, correspondendo a um rendimento do reator igual a 92,4%.

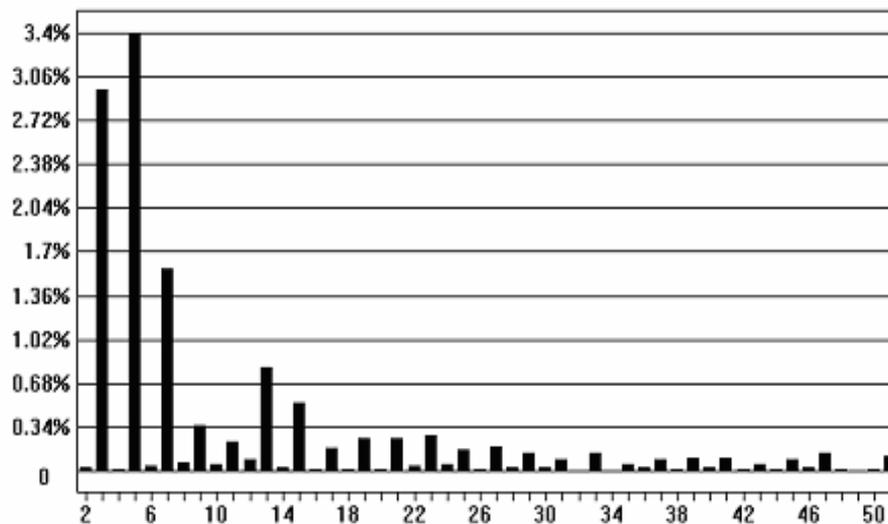


Fig. 5.40 – Espectro harmônico da corrente de entrada do reator.

A Fig. 5.41 apresenta a envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas. O fator de crista obtido é de 1,68, encontrando-se abaixo do valor máximo especificado pelas normas. Na Fig. 5.42 têm-se a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência. Na Fig. 5.43 tem-se a tensão do barramento CC (capacitor C_B) durante o processo de partida da lâmpada. Verifica-se que seu valor máximo também se encontra dentro das especificações dos componentes utilizados no reator. O detalhe da ondulação da tensão de barramento CC é apresentado na Fig. 5.44.

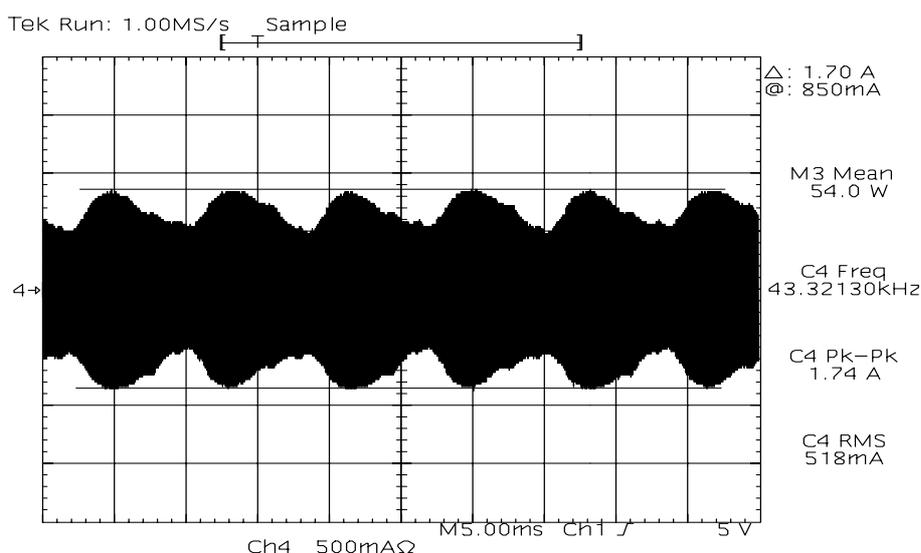


Fig. 5.41 – Envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas (i :500mA/div; t :5ms/div; resolução:50.000 pontos).

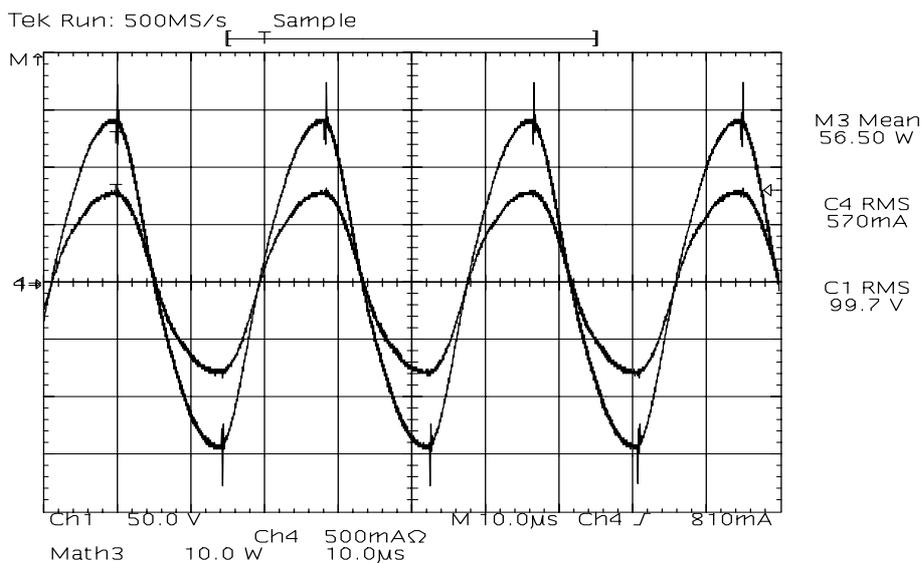


Fig. 5.42 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação (v:50V/div; i:500mA/div; t:10µs/div).

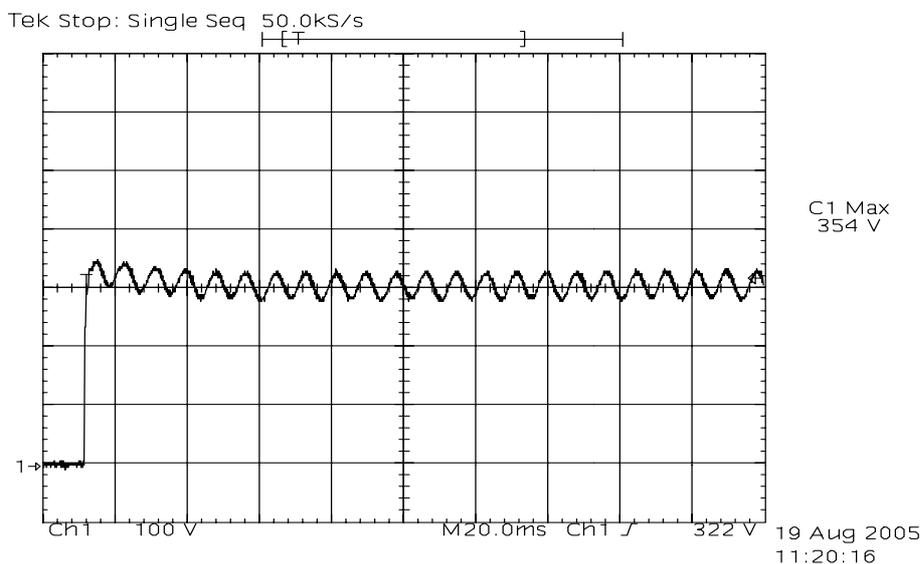


Fig. 5.43 – Tensão do barramento CC durante o processo de partida (v:100V/div; t:20ms/div).

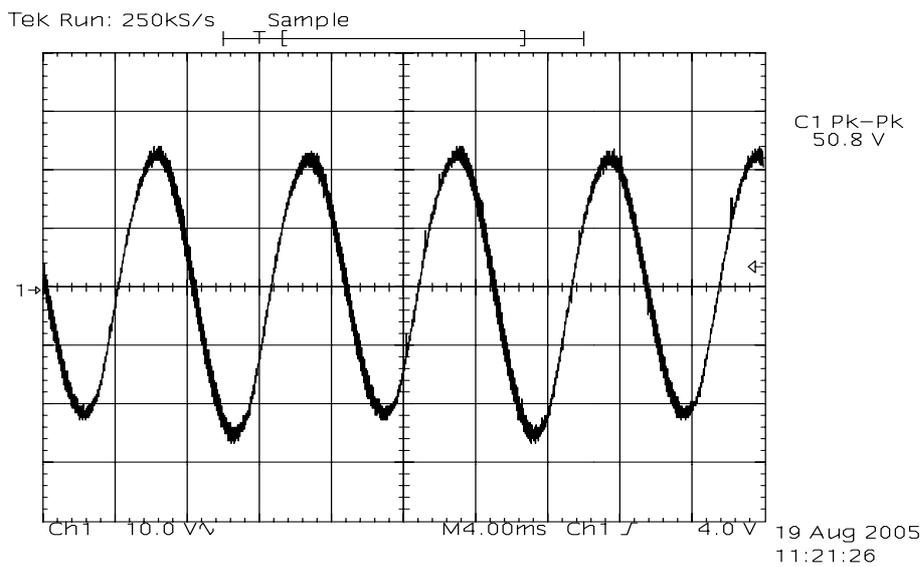


Fig. 5.44 – Ondulação da tensão do barramento CC em regime permanente (v:5V/div; t:4ms/div).

Na Fig. 5.45 tem-se a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida. Observou-se, durante os ensaios, que o valor máximo pode alcançar a ordem de 1kV. No entanto os valores nesta ordem aconteceram esporadicamente. Observaram-se valores na ordem de 700V a 1kV. Pelo fato do tempo de partida da lâmpada estar abaixo de 400ms, caracteriza-se o reator como sendo do tipo partida instantânea.

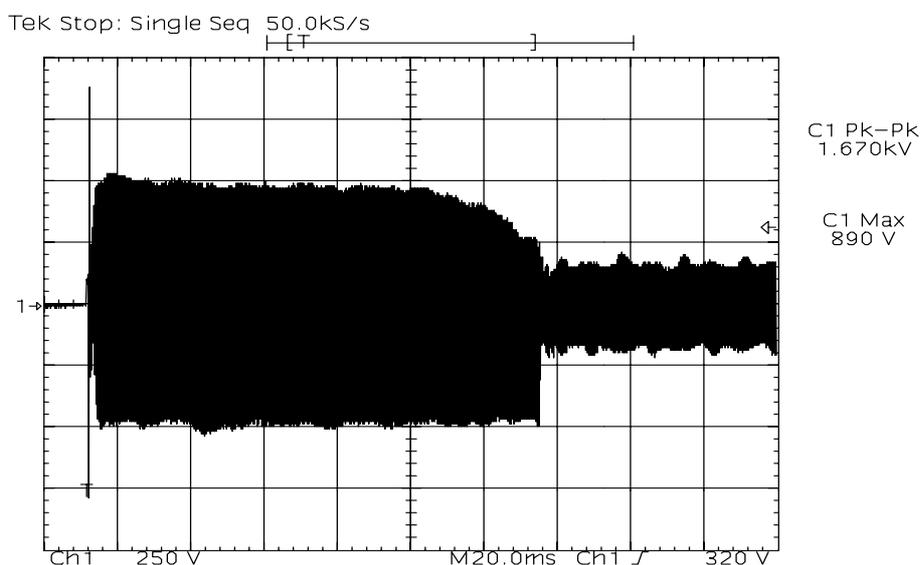


Fig. 5.45 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida (v:250V/div; t:20ms/div; resolução:15.000 pontos).

A Fig. 5.46 apresenta a forma de onda da corrente total da lâmpada (corrente de arco mais corrente de filamento) durante o processo de partida da mesma. Observou-se que o máximo valor da corrente durante este processo é de aproximadamente 5,52A.

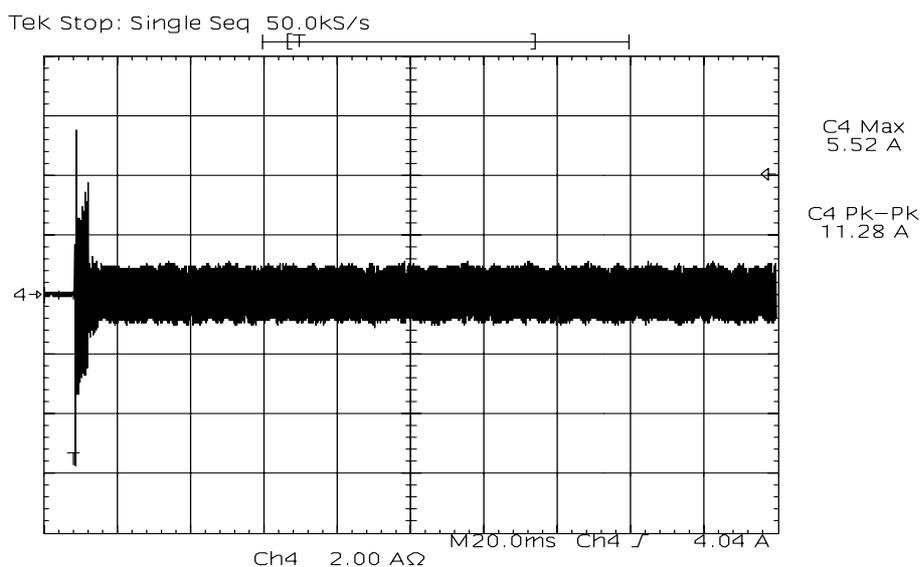


Fig. 5.46 – Corrente em um dos filamentos de uma das lâmpadas durante o processo de partida (i:2A/div; t:20ms/div; resolução: 15.000 pontos).

Como as lâmpadas fluorescentes T5 têm um custo mais elevado que as fluorescentes T8 e T10, é evidente e necessário que os reatores que as alimentam garantam

o seu bom funcionamento durante toda a sua vida útil, especificada pelo fabricante. Para isso, durante o processo de partida, normalmente é utilizada a técnica de pré-aquecimento dos eletrodos num tempo superior a 400ms, caracterizando a chamada partida rápida. Se o tempo de ignição da lâmpada for inferior a 400ms, tem-se a chamada partida instantânea. Segundo Kaiser [6], quanto mais frio estiver o filamento, maior deverá ser a tensão de ignição aplicada sobre as lâmpadas, provocando um maior desgaste dos filamentos tendo como consequência a redução do tempo de vida útil da lâmpada. Os reatores propostos neste trabalho são caracterizados com reatores de partida instantânea. Em trabalhos futuros poderão ser aplicadas as técnicas de pré-aquecimento dos filamentos, aumentando o tempo do processo de ignição das lâmpadas, e tornar os reatores propostos em reatores com partida rápida.

5.3.3 Reator auto-oscilante alimentado com tensão de entrada de 127V

Visando a possibilidade do reator analisado neste capítulo ser alimentado com tensão de entrada igual a 127V, foi implementado em laboratório um protótipo para alimentar duas lâmpadas fluorescentes T10 de 110W. Para isso, foi necessário realizar algumas modificações no circuito apresentado na Fig. 5.28.

Pelo fato da alimentação de entrada ser menor que 220V, foi necessário adaptar o circuito para uma configuração dobradora de tensão. Com isso, evita-se qualquer tipo de problema quanto à tensão mínima necessária para realizar as ignições das lâmpadas. Sendo um circuito dobrador de tensão, quando alimentado em 127V, juntamente com o efeito boost realizado pelo indutor L_{in} , a tensão do barramento CC (tensão do capacitor C_B) se estabiliza num valor superior a 360V. Sendo assim, alguns ajustes de bancada foram necessários, tanto no valor do capacitor C_{in} quanto nos valores dos parâmetros do circuito ressonante, para que as lâmpadas fornecessem suas potências nominais. A frequência de operação também foi modificada para 40kHz.

Na Fig. 5.47 tem-se o diagrama elétrico do protótipo implementado em laboratório referente ao reator com comando auto-oscilante alimentado em 127V onde se realizaram todos os ensaios experimentais.

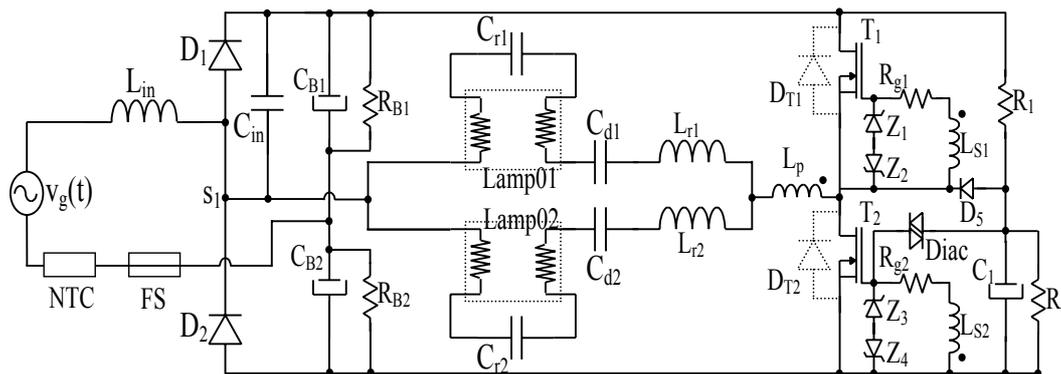


Fig. 5.47 - Reator auto-oscilante alimentado em 127V.

Os seguintes parâmetros de circuito foram utilizados no ensaio:

Tabela 5.4 - Valores dos parâmetros que constituem o reator alimentado em 127V para duas lâmpadas de 110W.

$L_{in} = 3\text{mH}$	$C_{in} = 47\text{nF}$	
$C_{d1} = C_{d2} = 47\text{nF}$	$L_{r1} = L_{r2} = 1,5\text{mH}$	$C_{r1} = C_{r2} = 22\text{nF}$

Na Fig. 5.48 têm-se a tensão e a corrente de entrada do reator. A TDH total da corrente de entrada é igual a 8,13% com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 (tabela 1.1), conforme Fig. 5.49.

A Fig. 5.50 apresenta a forma de onda da corrente em uma das lâmpadas em baixa frequência. Com o valor eficaz e o de pico desta corrente pode-se calcular o fator de crista que é igual a aproximadamente 1,48, encontrando-se abaixo do valor máximo especificado pela norma. A potência total entregue para a cada lâmpada é de aproximadamente 95W resultando em um rendimento de 94,38%.

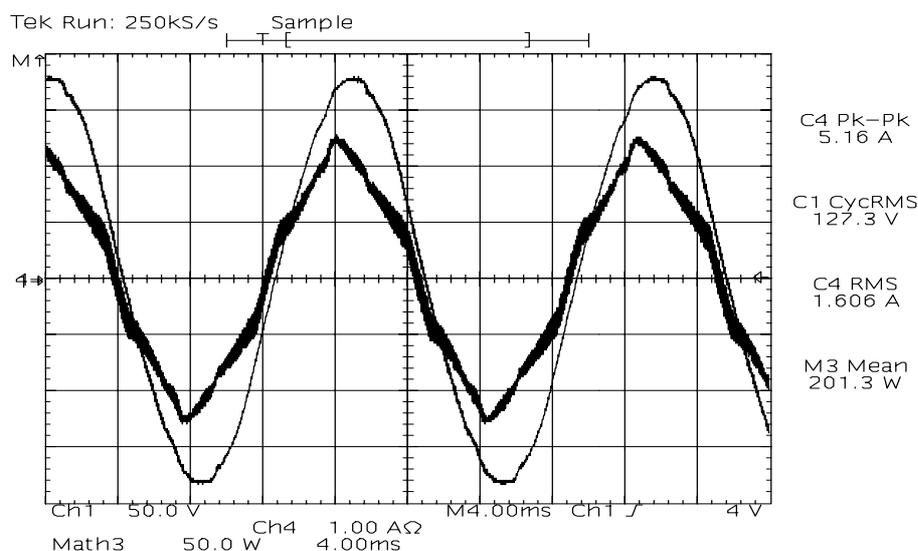


Fig. 5.48 – Tensão e corrente de entrada do reator ($v:50\text{v/div}$; $i:1\text{A/div}$; $t:4\text{ms/div}$).

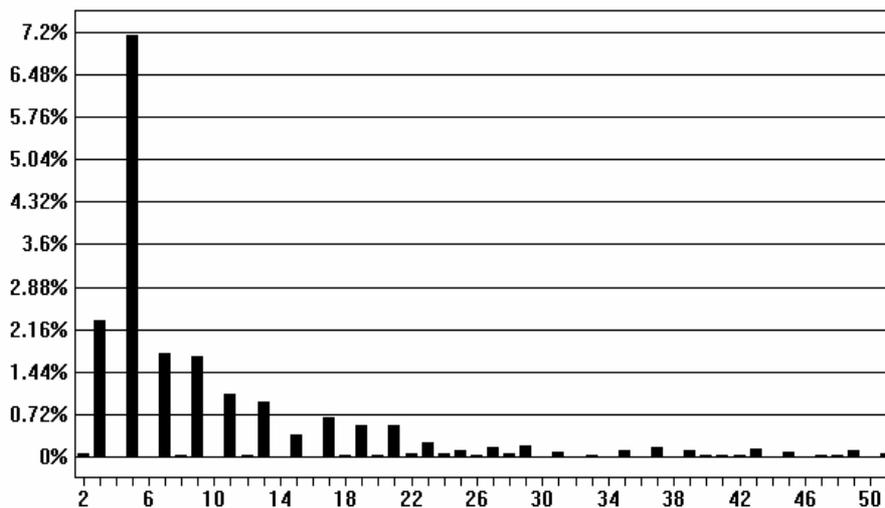


Fig. 5.49 – Gráfico da distorção harmônica da corrente de entrada.

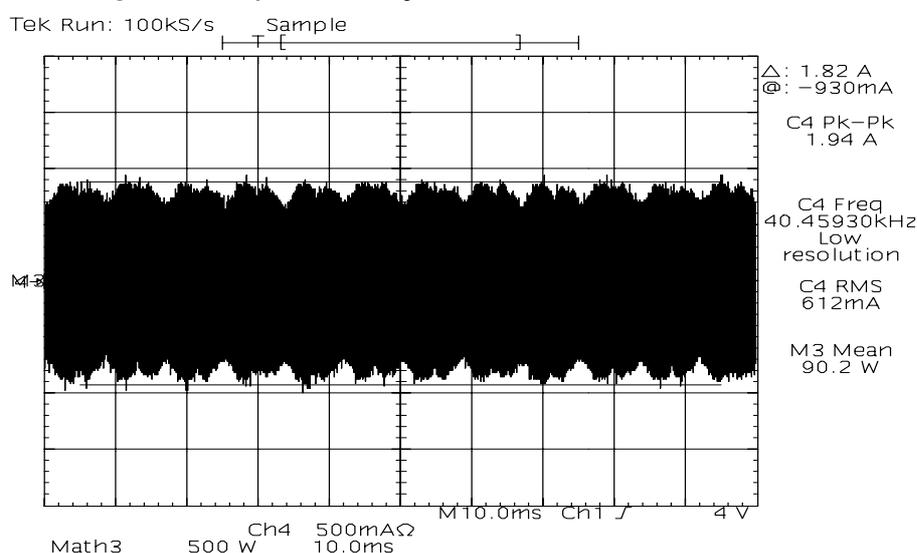


Fig. 5.50 – Envoltória da correntes em uma das lâmpadas ($i:500\text{mA/div}$; $t:10\text{ms/div}$).

Na Fig. 5.51 tem-se a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência.

Na Fig. 5.52 tem-se a tensão do barramento CC durante o processo de partida da lâmpada. O valor máximo obtido é de 478V e encontra-se dentro das especificações dos componentes utilizados no reator. A forma de onda da ondulação da tensão do barramento CC em regime permanente é apresentada na Fig. 5.53.

Na Fig. 5.54 tem-se a tensão sobre a lâmpada durante o processo de partida. Observou-se durante os ensaios que o valor máximo pode alcançar a ordem de 1,1kV. Pelo fato do tempo de partida da lâmpada estar abaixo de 400ms, caracteriza-se o reator como sendo do tipo partida instantânea.

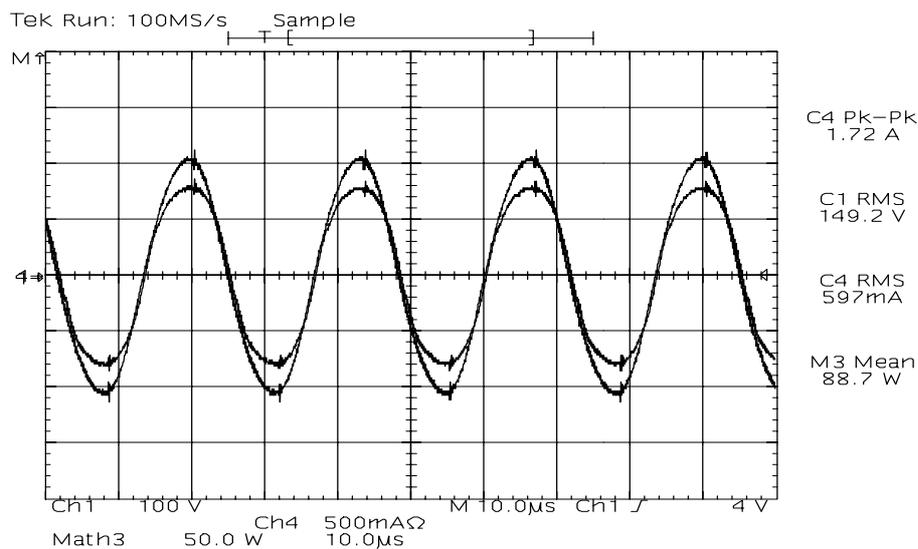


Fig. 5.51 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas em alta frequência ($v:100v/div$; $i:500mA/div$; $t:10\mu s/div$).

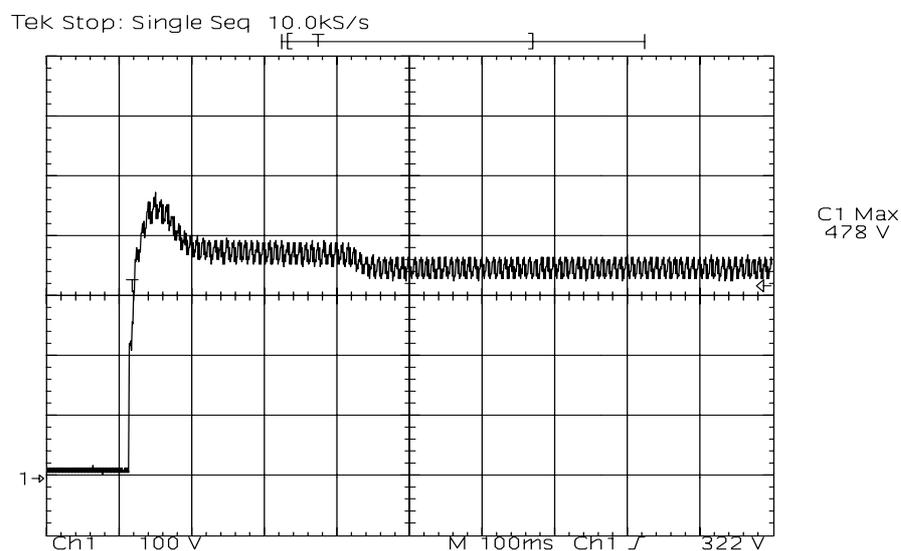


Fig. 5.52– Tensão do barramento CC durante o processo de partida ($v:100v/div$; $i:100mA/div$; $t:100ms/div$).

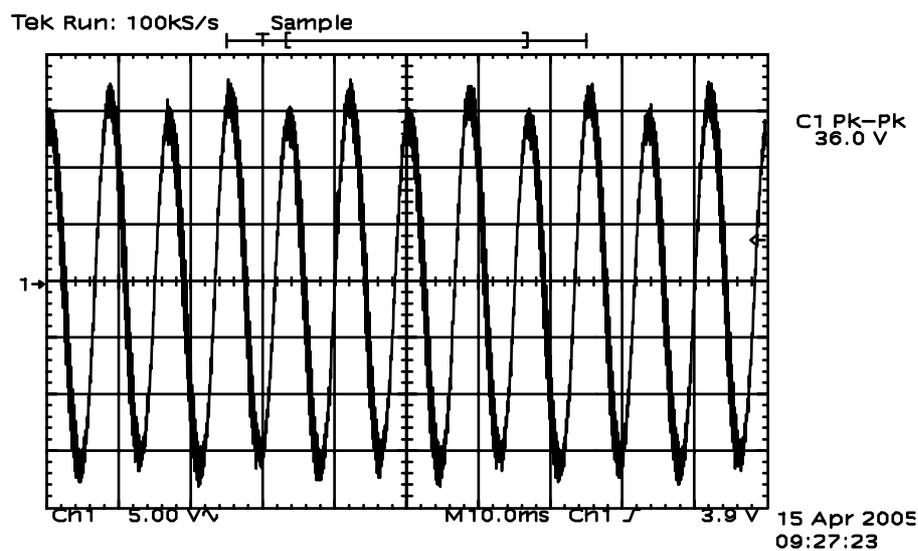


Fig. 5.53 – Ondulação da tensão do barramento CC (tensão do capacitor $C_{B1}+C_{B2}$) ($v:5v/div$; $t:10ms/div$).

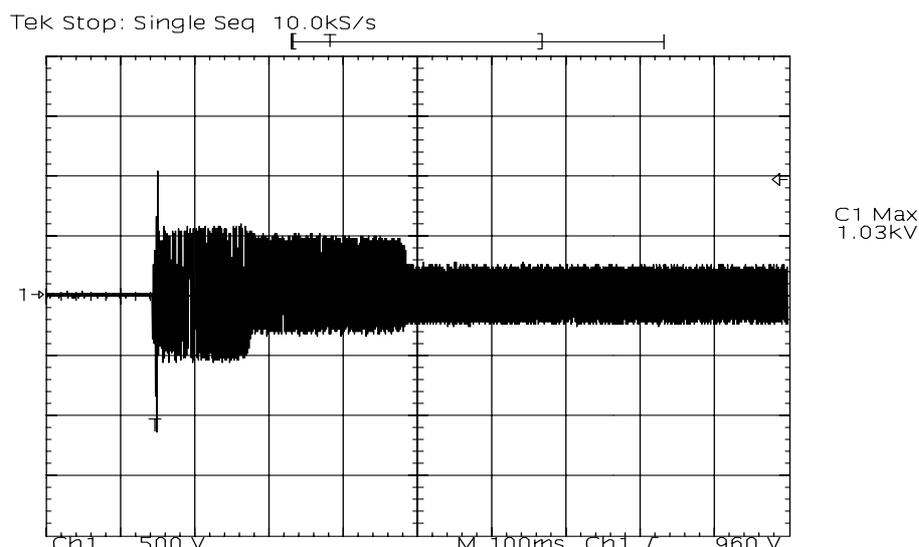


Fig. 5.54 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida (v:500v/div; t:100ms/div).

A Fig. 5.55 apresenta a forma de onda da corrente total da lâmpada (corrente de arco mais corrente de filamento) durante o processo de partida da mesma. Observou-se que o máximo valor da corrente durante este processo pode atingir aproximadamente 4,08A.

Do mesmo modo, a Fig. 5.56 apresenta a corrente em um dos interruptores (transistor e diodo intrínseco em anti-paralelo) no processo de partida da lâmpada. O valor máximo medido da corrente nos interruptores na partida é de 8,32.

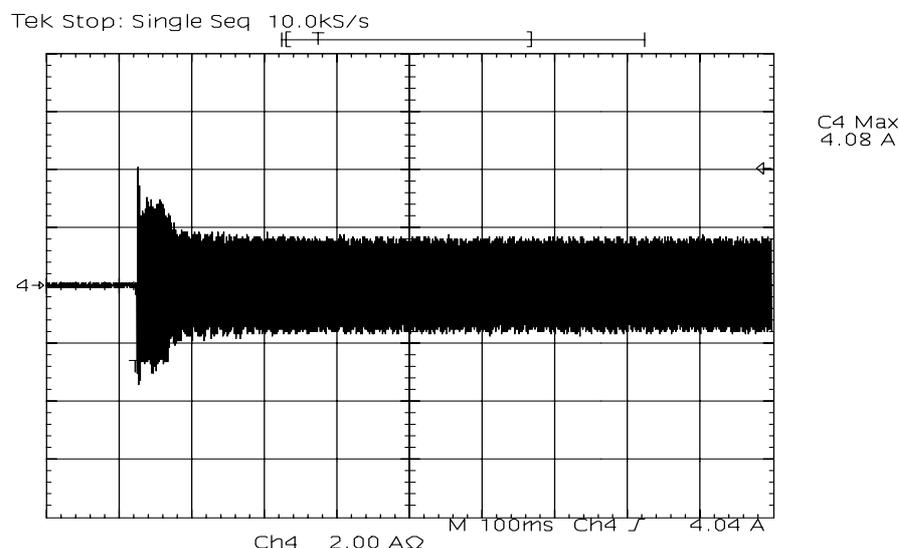


Fig. 5.55 – Corrente total em uma das lâmpadas durante o processo de partida (i:2A/div; t:100ms/div).

A Fig. 5.57 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente de um dos interruptores. Também não foi utilizado nenhum capacitor em paralelo com os interruptores para melhorar a comutação dos mesmos. No entanto, a comutação, também neste caso, é pouco dissipativa.

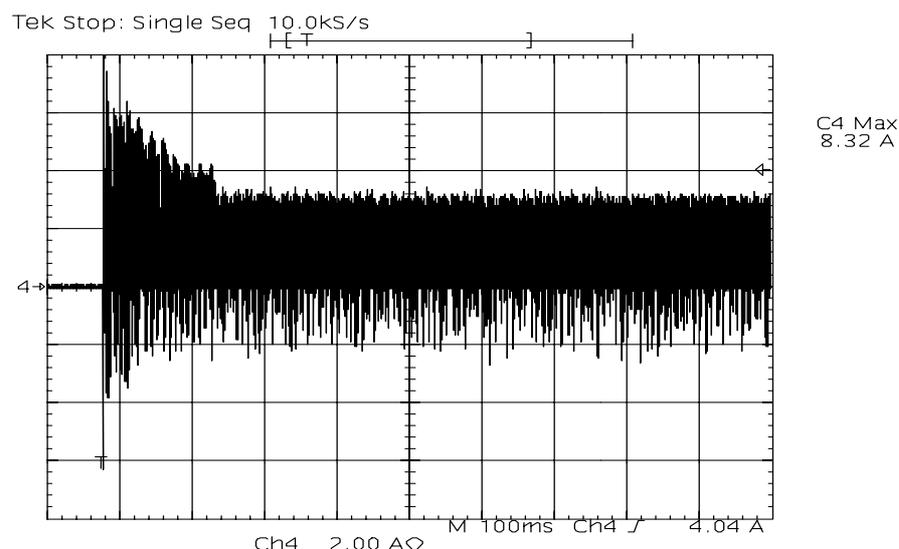


Fig. 5.56 – Corrente em um dos interruptores durante o processo de partida ($i:2A/div$; $t:100ms/div$).

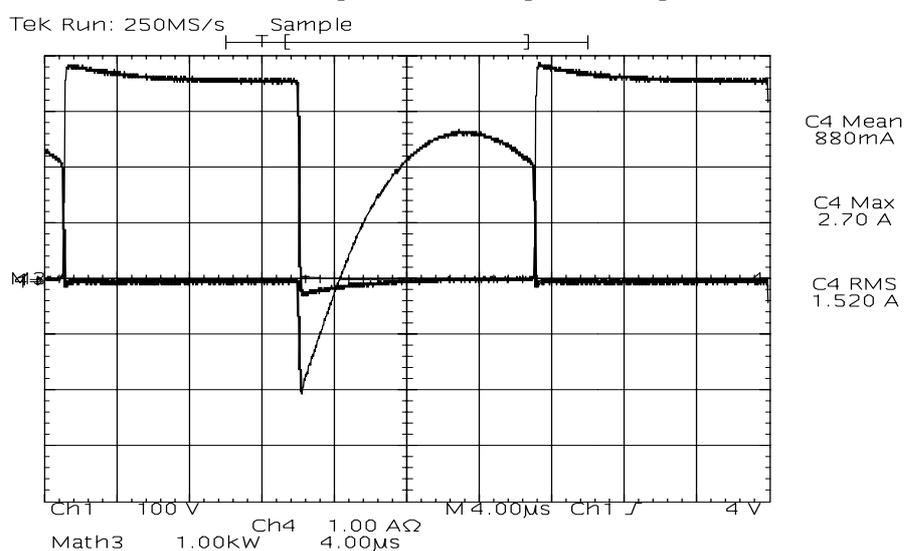


Fig. 5.57 – Tensão e corrente em um dos interruptores ($v:100v/div$; $i:1A/div$; $t:4μs/div$).

5.4 Conclusão

Foi apresentado um grupo de reatores que utilizam a técnica CS-CPPFC do qual foi escolhida a estrutura que se apresentou mais atrativa para uma possível aplicação comercial. Como critério de escolha, observou-se a quantidade de componentes que constitui o seu circuito como também os resultados referentes à correção do fator de potência bem como o fator de crista da lâmpada.

Do princípio de funcionamento se definiu a metodologia de projeto que determinou os valores dos capacitores “charge pump” e dos indutores “boost” para serem utilizados durante as simulações do reator analisado.

Verificou-se que com a otimização do circuito, aproveitando os componentes para trabalharem em toda faixa de frequência, conseguiu-se retirar o filtro L_f - C_f de todas as estruturas.

Através dos resultados experimentais utilizando os pulsos de comando com frequência fixa, constatou-se a validade da metodologia de projeto empregada. Já com o comando auto-oscilante, verificou-se que não existe qualquer tipo de restrição quanto a sua aplicação, tornando as topologias propostas atrativas para as aplicações comerciais, independentes do nível de potência, do tipo de lâmpada empregado e da fonte de alimentação senoidal da entrada do conversor.

Por fim, existe a necessidade de se aprimorar as topologias propostas para operarem com processo de ignição num tempo superior a 400ms e caracterizar estes reatores como reatores com partida rápida. Desta forma, tem-se um menor desgaste dos eletrodos das lâmpadas e evita-se que haja uma redução da vida útil das mesmas.

CAPÍTULO 6

REATORES FONTES DE CORRENTE SEM FILTRO DE ENTRADA E COM INDUTORES BOOST ACOPLADOS

6.1 Introdução

Os reatores descritos na seção 5.2, do capítulo 5, apresentam características muito interessantes quanto à distorção da corrente de entrada como também ao fator de crista sobre as lâmpadas. Com baixa distorção, baixo fator de crista, poucos componentes e elevado rendimento, estas estruturas se tornam muito atrativas para uma possível aplicação comercial. No entanto, para que se tenha uma baixa distorção harmônica na corrente de entrada e as normas técnicas sejam atendidas, é necessário que as duas lâmpadas estejam sempre conectadas ao reator. Logo, nas aplicações onde se utiliza uma única lâmpada, o funcionamento do reator fica alterado, aumentando a distorção da corrente da fonte de entrada tornando necessária a utilização de um filtro LC.

Visando solucionar este problema, um novo grupo de reatores com características CS-CPPFC será apresentado neste capítulo. Através de circuitos elétricos, com o intuito de descrever minuciosamente a origem de cada topologia apresentada, serão demonstradas, passo a passo, algumas possíveis variações topológicas.

Mantendo o mesmo procedimento adotado nos capítulos anteriores, deste grupo, utilizando como critério a menor quantidade de componentes e as melhores respostas obtidas através de uma pré-análise realizada por simulação em computador, também será escolhido um reator que fará parte de um estudo detalhado, onde serão apresentadas as etapas de operação e as equações para que, desta forma, se obtenha uma metodologia de projeto bem definida.

6.2 Topologias propostas

A Fig. 5.3 mostra um reator CS-CPPFC simétrico [67 e 70] com o filtro L_f - C_f de entrada alimentando duas lâmpadas. Separando o ponto “s” em dois pontos “s₁” e “s₂”, permite-se que as extremidades de cada circuito ressonante possam ser conectadas antes dos indutores “boost” L_{in1} e L_{in2} , como mostra a Fig. 6.1.

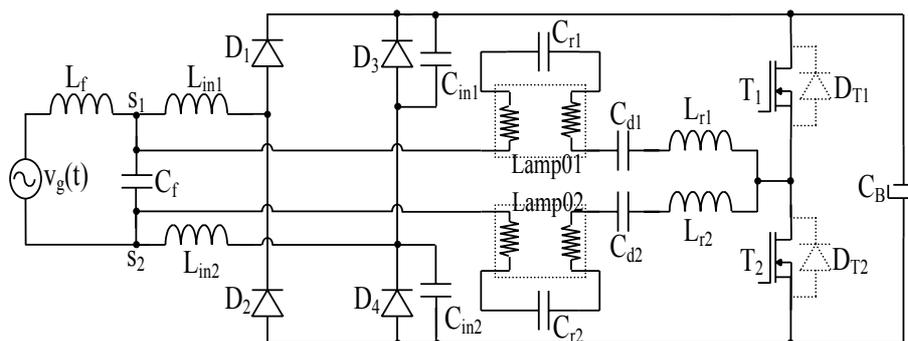


Fig. 6.1 – Reator com dois indutores L_{in1} e L_{in2} com conexão dos circuitos ressonantes antes da ponte retificadora.

Os dois indutores “boost” são utilizados para manter o reator como um circuito simétrico. Como consequência, cria-se um caminho direto entre a corrente da fonte $v_g(t)$ e os circuitos ressonantes do estágio inversor. Como já descrito, os capacitores C_{d1} e C_{d2} passam a atuar como filtros em baixa frequência e como componentes ressonantes em alta frequência, permitindo que o capacitor C_f seja retirado do circuito, como mostra a Fig. 6.2.

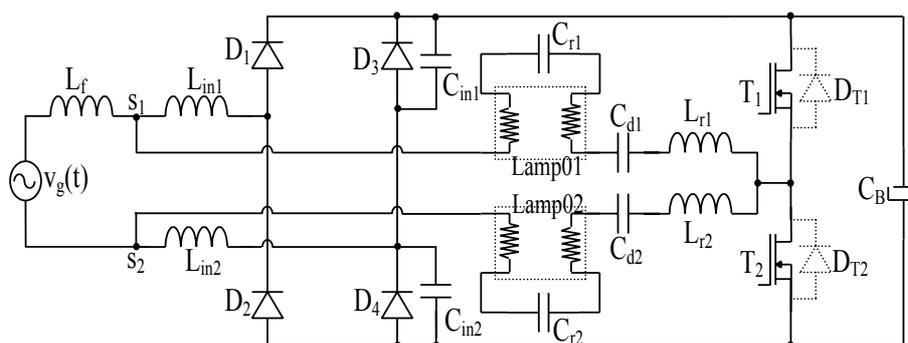


Fig. 6.2 – Reator simétrico com dois capacitores de filtro de entrada.

Com o acoplamento dos indutores L_{in1} e L_{in2} , a corrente da fonte $v_g(t)$ não poderá apresentar variações instantâneas no tempo e o indutor L_f pode ser retirado, encontrando-se, desta forma, o reator apresentado na Fig. 6.3.

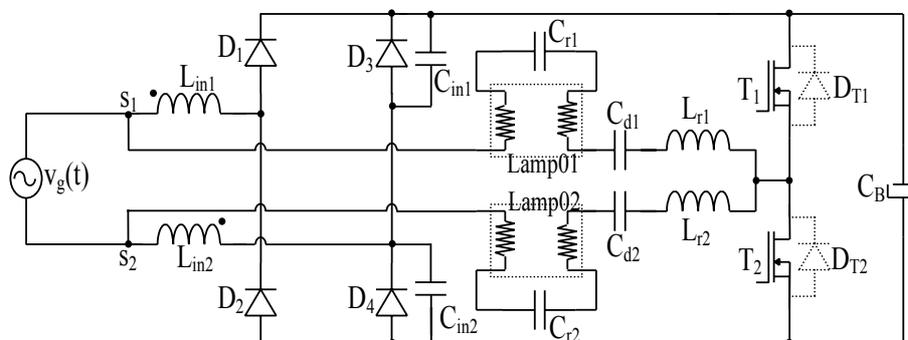


Fig. 6.3 – Reator simétrico com dois capacitores de filtro de entrada.

Embora muito semelhante ao reator apresentado na Fig. 5.8 do capítulo 5, nesta topologia, os capacitores C_{in1} e C_{in2} estão conectados de tal maneira que não proporcionam

um caminho alternativo para a corrente da fonte $v_g(t)$ quando ocorre o bloqueio do diodo D_1 ou do diodo D_2 . Isto faz com que os seus intervalos de condução aumentem (acima da metade do período de comutação), deformando a forma de onda da corrente de entrada. Com esta deformação torna necessário o aumento dos indutores L_{in1} e L_{in2} .

Para que o reator não perca as características de correção do fator de potência quando uma lâmpada é retirada do circuito, é necessário que os extremos dos circuitos ressonantes (pontos “ s_1 ” e “ s_2 ”) estejam conectados em um único ponto “ s ”. Para manter as conexões antes dos indutores boost, isto se torna possível com a utilização de dois capacitores conectados antes dos indutores L_{in1} e L_{in2} como mostra a Fig. 6.4.

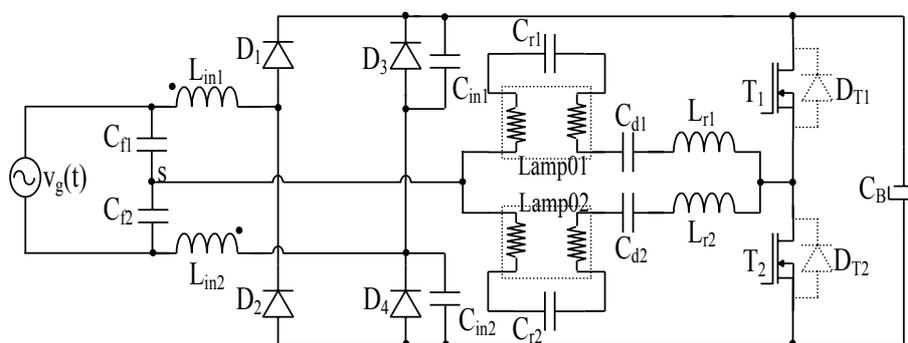


Fig. 6.4 – Reator com dois indutores “boost” acoplados magneticamente.

Analisando a Fig. 6.4, pode-se verificar que os capacitores C_{d1} , C_{d2} , C_{f1} e C_{f2} possuem a mesma função no circuito, ou seja, em baixa frequência se comportam como filtros para a corrente de entrada e em alta frequência se comportam como filtros dos níveis CC dos circuitos ressonantes na saída do estágio inversor. Logo, não há mais a necessidade de se utilizar os quatro capacitores. Desta forma, os capacitores C_{d1} e C_{d2} são retirados do circuito como mostra a Fig. 6.5. Uma outra vantagem desta conexão, deve-se ao fato de que os capacitores C_{f1} e C_{f2} são projetados para suportar a metade da tensão da fonte de alimentação de entrada $v_g(t)/2$, enquanto que quando conectados em série com os indutores L_{r1} e L_{r2} , respectivamente, eles devem ser projetados para suportar níveis de tensão mais elevados, devido ao processo de ignição das lâmpadas. Quanto aos capacitores C_{in1} e C_{in2} , com suas conexões em um braço da ponte retificadora, não ocorre o funcionamento simétrico do reator, pois com o bloqueio de D_1 , não existe um caminho para a corrente da fonte $v_g(t)$.

Para que a corrente da fonte $v_g(t)$ não sofra nenhuma deformação e seja totalmente simétrica em um semi-período de comutação do reator, é necessário que os capacitores C_{in1} e C_{in2} estejam conectados de forma que, quando houver o bloqueio de um dos diodos da

ponte retificadora, haja um caminho alternativo para esta corrente. Sendo assim, utilizando-se a conexão já apresentada na Fig. 5.5, obtém-se a Fig. 6.6 e, conseqüentemente, o funcionamento sem deformações na corrente de entrada para todo o período de comutação do reator.

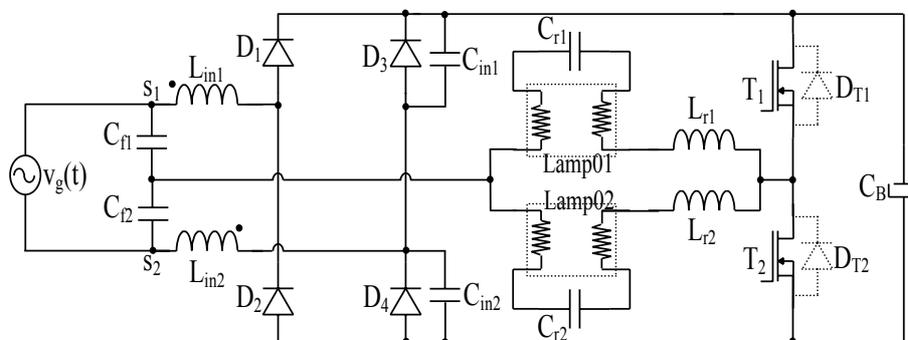


Fig. 6.5 – Reator com dois capacitores de filtro sem os capacitores C_{a1} e C_{a2} .

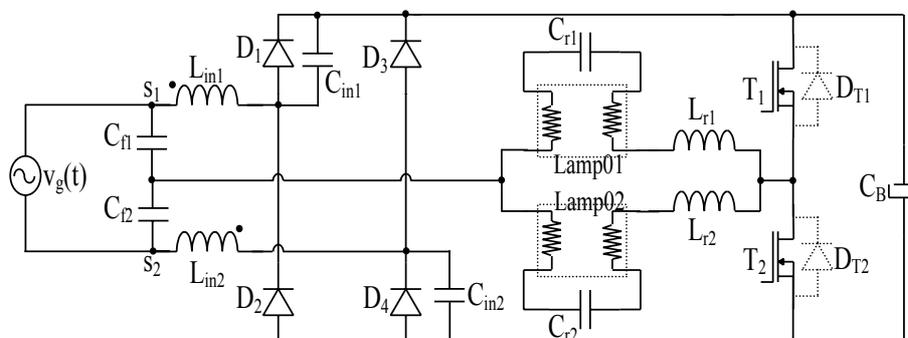


Fig. 6.6 – Reator sem os capacitores C_{a1} e C_{a2} e com funcionamento simétrico.

A Fig. 6.7 apresenta uma outra possibilidade de funcionamento simétrico onde os capacitores C_{in1} e C_{in2} são conectados diretamente nos circuitos ressonantes. Esta conexão modifica o funcionamento da estrutura anterior, porém mantém as características de um CS-CPPFC com a vantagem de permitir a utilização de um único capacitor C_{in} , como mostra a Fig. 6.8 [71], sem prejudicar o funcionamento simétrico da estrutura.

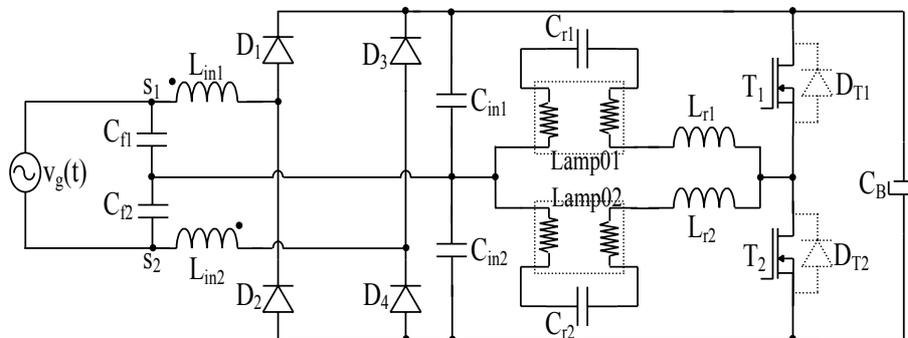


Fig. 6.7 – Reator com dois capacitores de filtro sem os capacitores C_{a1} e C_{a2} e com os capacitores C_{in1} e C_{in2} conectados diretamente no circuito ressonante.

A partir da Fig. 6.6 e da Fig. 6.7 outras estruturas podem ser obtidas.

Com indutores desacoplados magneticamente, a utilização de um indutor L_f se faz necessária como mostra a Fig. 6.9. Embora não seja apresentado, pode-se utilizar somente um capacitor C_{in} e o reator não perde as suas características de funcionamento.

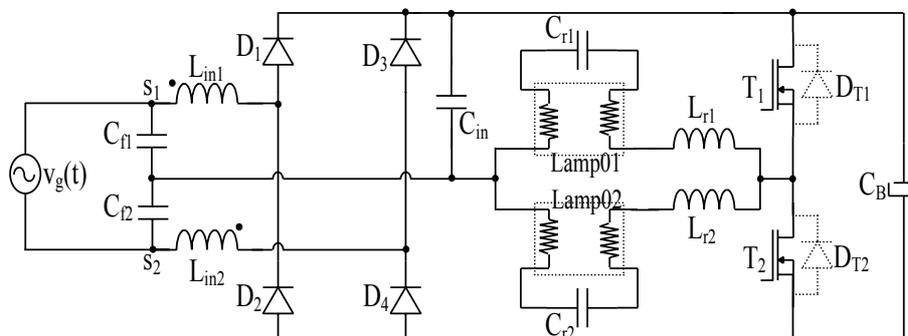


Fig. 6.8 – Topologia proposta com indutor acoplado e com um capacitor charge pump C_{in} conectado diretamente aos circuitos ressonantes.

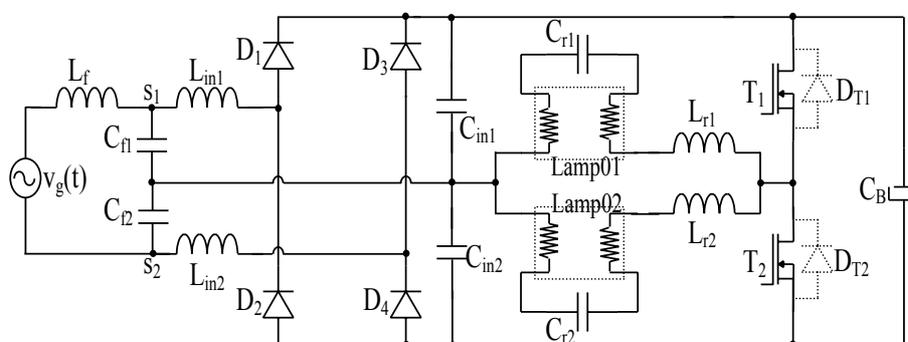


Fig. 6.9 – Topologia proposta com indutores não acoplados e com dois capacitores charge pump C_{in1} e C_{in2} .

A Fig. 6.10 mostra o reator com um capacitor conectado diretamente nos circuitos ressonantes e o outro em paralelo com o diodo D_4 da ponte retificadora. A conexão de um outro capacitor em paralelo com o diodo D_1 pode ser utilizada para deixar o reator totalmente simétrico. A mudança da conexão dos capacitores “charge pump” para os diodos D_3 e D_2 não altera o funcionamento do reator, não somente para esta estrutura como também nas demais apresentadas neste capítulo.

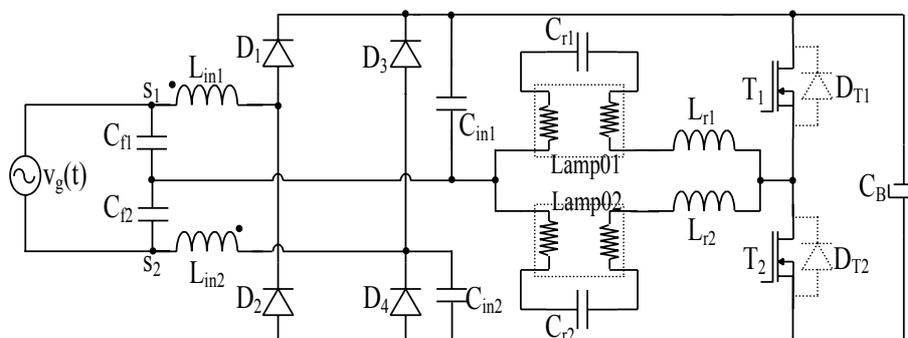


Fig. 6.10 – Combinação topológica entre a Fig. 6.6 e Fig. 6.7.

Com a conexão dos capacitores C_{in1} e C_{in2} diretamente aos pontos “ s_1 ” e “ s_2 ” obtém-se a Fig. 6.11. Sem um indutor de filtro L_f , esta estrutura não pode ser utilizada com somente um capacitor C_{in} , pois seu funcionamento torna-se assimétrico.

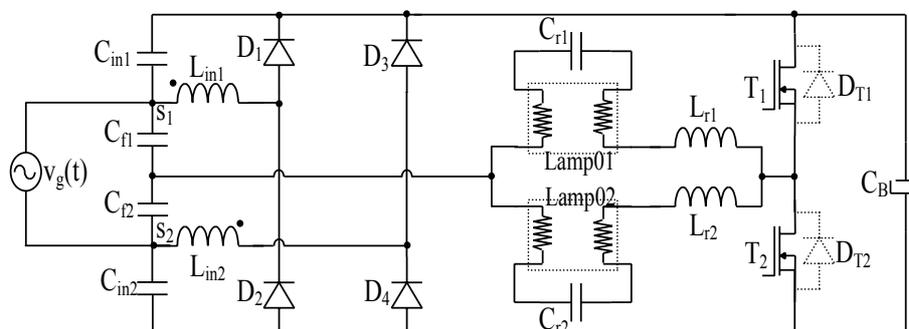


Fig. 6.11 – Configuração com os capacitores C_{in1} e C_{in2} conectados diretamente nos pontos “ s_1 ” e “ s_2 ”.

Uma variação topológica pode ser obtida através da combinação entre a Fig. 6.6 e a Fig. 6.11 como mostra a Fig. 6.12.

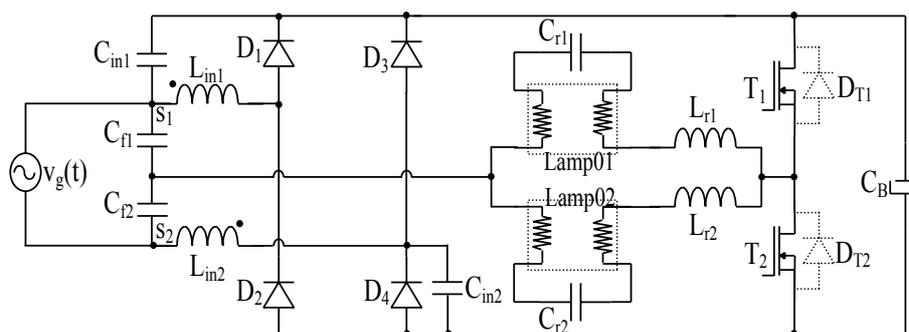


Fig. 6.12 – Combinação topológica entre a Fig. 6.6 e a Fig. 6.11.

As topologias apresentadas neste grupo de reatores têm como principal característica a boa qualidade da energia fornecida pela fonte, independentemente da quantidade de lâmpadas para qual o reator vai ser projetado. No entanto, algumas destas estruturas se destacam pela quantidade de componentes com que são constituídas. Sendo assim, juntando as boas características de saída como a correção do fator de potência e o baixo fator de crista com o número de componentes, tem-se um dos mais interessantes grupos de reatores apresentados neste trabalho.

6.2.1 Princípio de funcionamento

A estrutura a ser analisada é a da Fig. 6.8 [71] por apresentar somente cinco capacitores e dois indutores acoplados magneticamente. Ou seja, em comparação ao reator sem correção do fator de potência, acrescenta-se apenas dois componentes, um capacitor e um indutor com duas indutâncias acopladas magneticamente. Para o equacionamento,

serão admitidas todas as simplificações e as considerações apresentadas na seção 5.2.1 do capítulo 5.

Primeira Etapa - (t_0, t_1): Antes de t_0 , D_1 e D_4 estavam conduzindo juntamente com T_1 . As tensões dos indutores L_{in1} e L_{in2} estavam grampeadas em $(|v_g| - V_B)/2$ e não havia variação de carga no capacitor C_{in} . Em t_0 , a corrente de C_B chega a zero levando D_4 ao bloqueio. A partir deste instante, começa ocorrer a variação de carga em C_{in} reduzindo a tensão em seus terminais. Como a tensão do capacitor C_{f1} é constante durante o período de comutação, a tensão sobre L_{in1} varia de acordo com a tensão do capacitor C_{in} , fazendo com que os dois componentes entrem em ressonância. Esta etapa termina quando T_1 é comandado a bloquear e T_2 comandado a conduzir. A Fig. 6.13 apresenta esta etapa de operação.

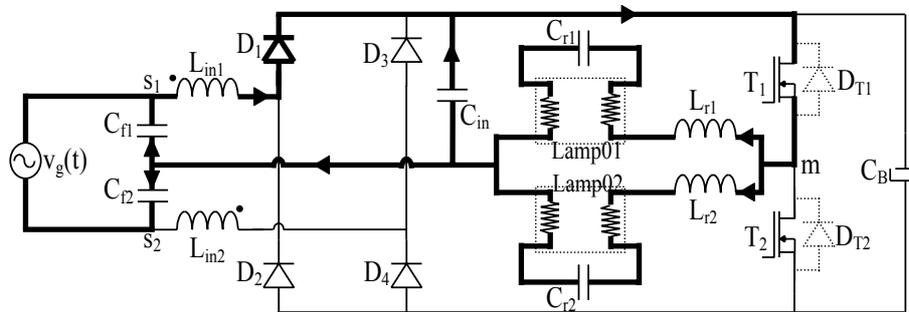


Fig. 6.13 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa - (t_1, t_2): Em t_1 , T_1 é bloqueado e T_2 é comandado a conduzir. Como as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} não podem variar instantaneamente, o diodo D_{T2} passa a conduzi-las juntamente com C_B , que sofre um aumento instantâneo de corrente. Neste instante, a tensão em C_{in} é aproximadamente igual ao seu valor mínimo $(|v_g|/2) - V_{Lin1}$. Esta etapa termina quando as correntes dos indutores chegam a zero e a tensão sobre C_{in} alcança seu valor de grampeamento $V_B/2$, polarizando diretamente o diodo D_4 que entra em condução. A Fig. 6.14 apresenta esta etapa de operação.

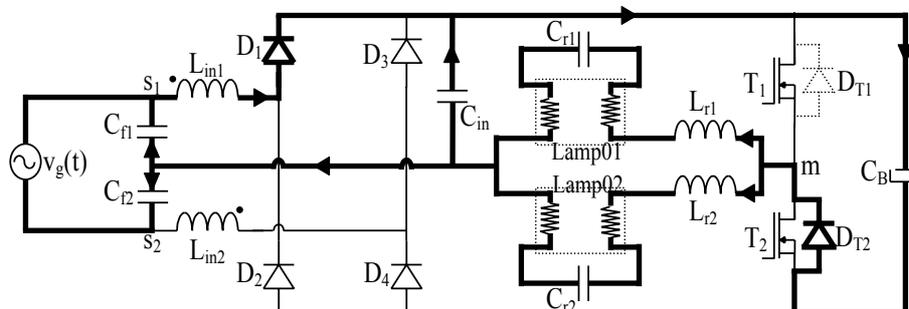


Fig. 6.14 – Segunda etapa de operação.

Terceira etapa - (t_2, t_3): Em t_2 , as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} se invertem e D_4 entra em condução. Nesta etapa não há variação de carga no capacitor C_{in} e as correntes nos diodos D_1 e D_4 diminuem e aumentam, respectivamente, segundo a variação de carga do

capacitor C_B . Esta etapa termina quando a corrente em C_B se anula e D_1 bloqueia naturalmente. A Fig. 6.15 apresenta esta etapa de operação.

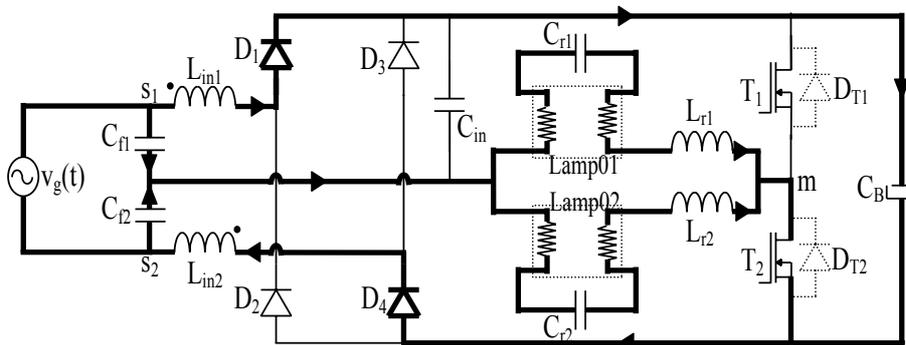


Fig. 6.15 – Terceira etapa de operação.

Quarta etapa – (t_3 , t_4): No instante t_3 , a corrente de C_B chega a zero levando D_1 ao bloqueio. A partir deste instante começa a ocorrer variação de carga em C_{in} aumentando a tensão em seus terminais. Como as tensões do capacitor C_{r2} e do capacitor C_B são constantes durante o período de comutação, a tensão sobre L_{in2} varia de acordo com a tensão do capacitor C_{in} , fazendo com que os dois componentes entrem em ressonância. Esta etapa termina quando T_2 é comandado a bloquear e T_1 comandado a conduzir. A Fig. 6.16 apresenta esta etapa de operação.

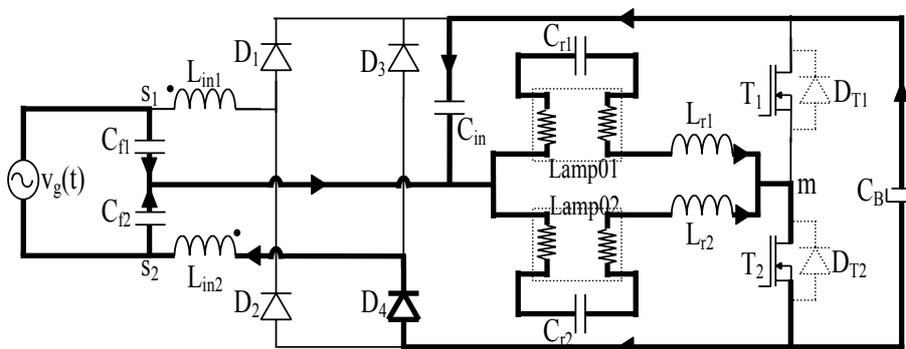


Fig. 6.16 – Quarta etapa de operação.

Quinta Etapa - (t_4 , t_5): Em t_4 , T_2 é bloqueado e T_1 é comandado a conduzir. Como as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} não podem variar instantaneamente, o diodo D_{T1} passa a conduzi-las juntamente com C_B , que sofre um aumento instantâneo de corrente. Neste instante, a tensão em C_{in} é aproximadamente igual ao seu valor máximo $V_B + V_{L_{in1}} - |v_g|/2$. Esta etapa termina quando as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} chegam a zero e a tensão sobre C_{in} alcança seu valor de grampeamento $V_B/2$, polarizando diretamente o diodo D_1 , que entra em condução. A Fig. 6.17 apresenta esta etapa de operação.

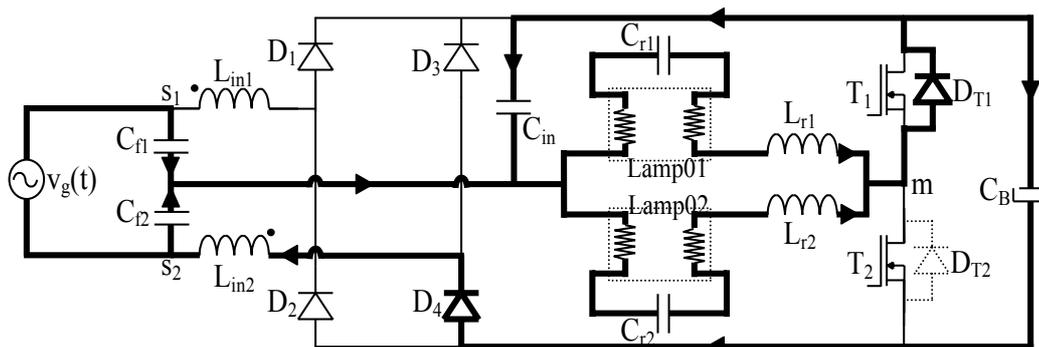


Fig. 6.17 – Quinta etapa de operação.

Sexta etapa – (t_5 , t_6): Em t_5 , as correntes dos indutores L_{r1} e L_{r2} se invertem e T_1 entra em condução. Nesta etapa, C_{in} que tem sua tensão grampeada em $V_B/2$ e as correntes nos diodos D_1 e D_4 aumentam e diminuem, respectivamente, segundo a variação de carga do capacitor C_B . Esta etapa termina quando a corrente em C_B se anula e D_4 bloqueia naturalmente. A Fig. 6.18 apresenta esta etapa de operação.

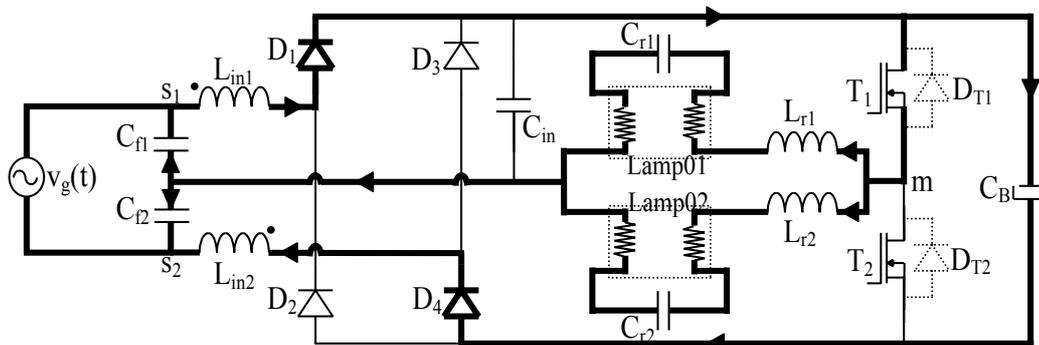


Fig. 6.18 – Sexta etapa de operação.

As formas de onda que representam as etapas de operação do reator em regime permanente são apresentadas na Fig. 6.19.

6.2.2 Metodologia de projeto

Na análise deste reator, são utilizadas as etapas que estão entre o intervalo de tempo t_2 a t_6 , ou seja, o intervalo de condução e bloqueio de D_3 . É neste intervalo de tempo que ocorre a variação da corrente no indutor L_{in2} e também a variação de carga do capacitor C_{in} , permitindo que as equações definidas nestas etapas determinem os valores do indutor L_{in2} e do capacitor C_{in} . Como a corrente do indutor L_{in1} é idêntica à do L_{in2} , não há a necessidade de se repetir a análise para o intervalo de tempo de condução do diodo D_1 . Portanto, a equação que determina L_{in2} é a mesma que define L_{in1} .

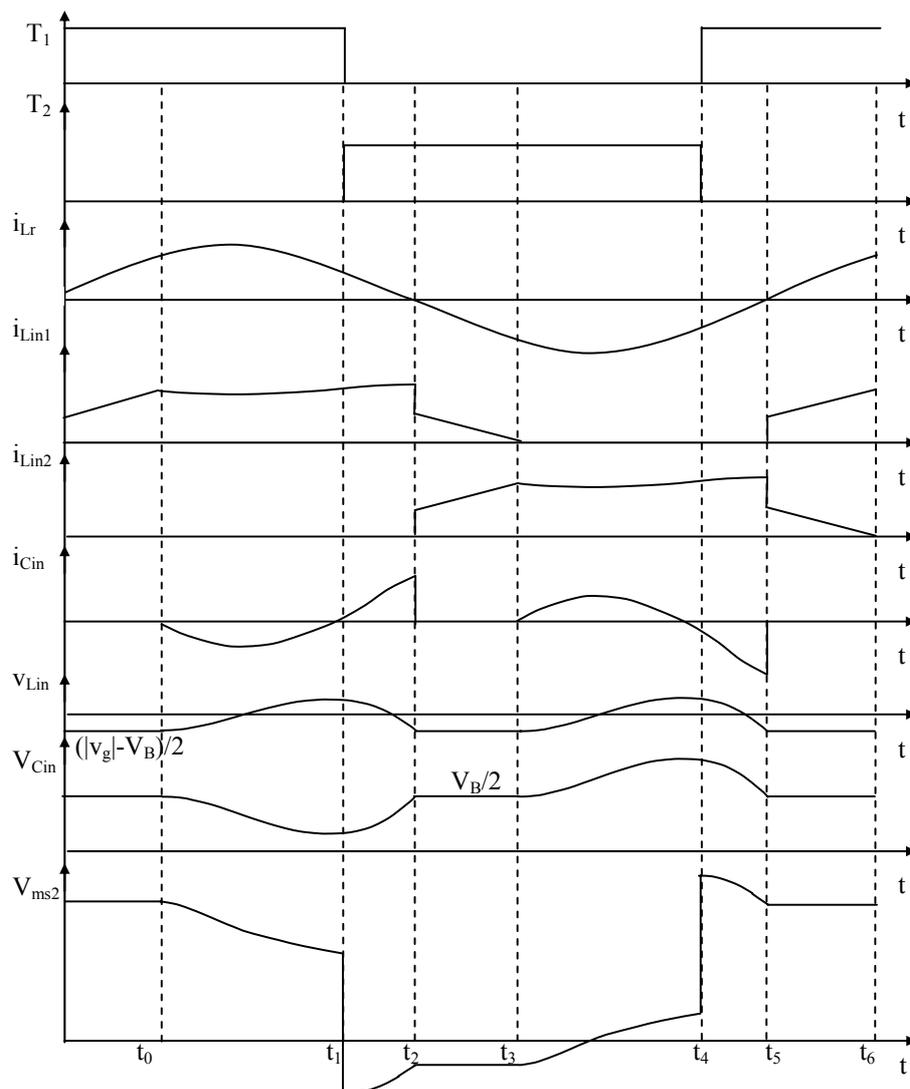


Fig. 6.19 – Formas de ondas do reator em regime permanente.

Para a análise do reator em regime permanente, além das considerações da seção 5.2.2 do capítulo 5, são admitidas as seguintes considerações matemáticas.

A Eq. (6.1) mostra que a tensão do indutor L_{in1} é igual à tensão do indutor L_{in2} .

$$v_{Lin1}(t) = v_{Lin2}(t) = L_{in2} \cdot \frac{di_{Lin2}(t)}{dt} \quad (6.1)$$

$$v_{Cf1}(t) = v_{Cf2}(t) = \frac{v_g(t)}{2} \quad (6.2)$$

As condições iniciais das variáveis analisadas são apresentadas na Eq. (6.3).

$$\begin{aligned} i_{Lr}(0) &= I_{Lr} \cdot \text{sen}(\theta) \\ i_{Cin}(0) &= 0 \\ v_{Cin}(0) &= \frac{V_B}{2} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Para o intervalo de tempo t_2 a t_3 segue a seguinte análise:

A tensão sobre o capacitor C_{in} é definida pela Eq. (6.4).

$$-|v_g(t)| + v_{Lin1} + v_{Lin2} + V_B = 0 \quad (6.4)$$

Substituindo a Eq. (6.1) na Eq. (6.4) tem-se:

$$-|v_g(t)| + 2 \cdot v_{Lin2} + V_B = 0 \quad (6.5)$$

$$-|v_g(t)| + 2 \cdot L_{in2} \cdot \frac{di_{Lin2}(t)}{dt} + V_B = 0 \quad (6.6)$$

Isolando a derivada da corrente $di_{Lin2}(t)$ e aplicando integral em ambos os lados, têm-se:

$$\int_{i_{Lin2}(t_2)}^{i_{Lin2}(t)} di_{Lin2}(t) = \frac{|v_g(t)| - V_B}{2 \cdot L_{in2}} \cdot \int_{t_2}^t dt \quad (6.7)$$

Resolvendo a Eq. (6.7) encontra-se a Eq. (6.8) que representa a expressão da corrente do indutor L_{in2} variável no tempo para o intervalo t_2 a t_3 .

$$i_{Lin2}(t) = \frac{|v_g(t)| - V_B}{2 \cdot L_{in2}} \cdot (t - t_2) + i_{Lin2}(t_2) \quad (6.8)$$

Para o intervalo de tempo t_3 a t_5 segue a seguinte análise:

A tensão sobre o capacitor C_{in} é dada pela Eq. (6.9).

$$v_{Cin}(t) = v_{Lin2}(t) + V_B - v_{Cf2}(t) \quad (6.9)$$

Substituindo a Eq. (6.1), para o indutor L_{in2} , na Eq. (6.9) tem-se:

$$v_{Cin}(t) = L_{in2} \frac{di_{Lin2}(t)}{dt} + V_B - v_{Cf2}(t) \quad (6.10)$$

Derivando a Eq. (6.10) tem-se:

$$\frac{dv_{Cin}(t)}{dt} = L_{in2} \cdot \frac{d^2 i_{Lin2}(t)}{dt^2} - \frac{dv_{Cf2}(t)}{dt} \quad (6.11)$$

Sabendo-se que na frequência de comutação tem-se:

$$v_{Cf1}(t) + v_{Cf2}(t) = |v_g(t)| \quad (6.12)$$

Então a derivada é:

$$\frac{dv_{Cf1}(t)}{dt} = - \frac{dv_{Cf2}(t)}{dt} \quad (6.13)$$

Utilizando a primeira lei de Kirchoff para a definição da corrente em L_{in2} tem-se:

$$i_{Cf1}(t) - i_{Cf2}(t) = i_{Lin2}(t) \quad (6.14)$$

Sabendo-se que:

$$i_c(t) = C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (6.15)$$

tem-se:

$$i_{Lin2}(t) = C_{f1} \frac{dv_{Cf1}(t)}{dt} - C_{f2} \frac{dv_{Cf2}(t)}{dt} \quad (6.16)$$

Com $C_{f1} = C_{f2}$

$$i_{Lin2}(t) = -2 \cdot C_{f2} \frac{dv_{Cf2}(t)}{dt} \quad (6.17)$$

ou

$$\frac{dv_{Cf2}(t)}{dt} = -\frac{i_{Lin2}(t)}{2 \cdot C_{f1}} \quad (6.18)$$

Utilizando a primeira lei de Kirchhoff tem-se:

$$i_{Cf1}(t) - i_{Cf2}(t) + i_{Cin}(t) - i_{Lr}(t) = 0 \quad (6.19)$$

Substituindo a Eq. (6.14), a Eq. (6.15) na Eq. (6.19) tem-se:

$$i_{Lin2}(t) + C_{in} \cdot \frac{dv_{Cin}}{dt} = I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (6.20)$$

Substituindo a Eq. (6.11) na Eq. (6.20) tem-se:

$$i_{Lin2}(t) + C_{in} \cdot \left(L_{in2} \cdot \frac{d^2 i_{Lin2}(t)}{dt^2} - \frac{dv_{Cf2}(t)}{dt} \right) = I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (6.21)$$

Substituindo a Eq. (6.18) na Eq. (6.21) tem-se:

$$i_{Lin2}(t) + C_{in} \cdot \left(\frac{i_{Lin2}(t)}{2 \cdot C_{f2}} + L_{in2} \cdot \frac{d^2 i_{Lin2}(t)}{dt^2} \right) = I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (6.22)$$

Trabalhando-se a Eq. (6.22) tem-se:

$$i_{Lin2}(t) \left(\frac{2 \cdot C_{f2} + C_{in}}{2 \cdot C_{f2}} \right) + C_{in} \cdot L_{in2} \cdot \frac{d^2 i_{Lin2}(t)}{dt^2} = I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (6.23)$$

Considerando $C_{f2} \gg C_{in}$ tem-se:

$$i_{Lin2}(t) + C_{in} \cdot L_{in2} \cdot \frac{d^2 i_{Lin2}(t)}{dt^2} = I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t + \theta) \quad (6.24)$$

Resolvendo a Eq. (6.24) encontra-se a expressão que representa a corrente $i_{Lin2}(t)$ variável no tempo para o intervalo de tempo t_3 a t_5 representado pela Eq. (6.25).

$$i_{Lin2}(t) = I_{Lr} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{|v_g(t)| - V_B}{2 \cdot Z_0} \right) \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + K \quad (6.25)$$

Onde ω_0 , Z_0 e K já foram definidos na seção 5.2.2.

Para o intervalo de tempo t_5 a t_6 a análise matemática é igual à do intervalo de tempo t_2 a t_3 . Logo, considerando os devidos intervalos de tempo, tem-se a seguinte expressão que representa a corrente $i_{Lin2}(t)$ variável no tempo:

$$i_{Lin2}(t) = \frac{|v_g(t)| - V_B}{2 \cdot L_{in2}} \cdot (t - t_5) + i_{Lin2}(t_5) \quad (6.26)$$

Através do balanço de potência, pode-se definir os valores dos indutores L_{in1} e L_{in2} como também o valor do capacitor C_{in} . Para se obter a potência média de entrada é necessário calcular a corrente média fornecida pela fonte durante um período de comutação do reator. Sabendo-se que a corrente média de entrada é igual a corrente média do indutor L_{in2} , através da soma da corrente média obtida em cada intervalo de tempo analisado e representada pelas Eq. (6.8), Eq. (6.25) e Eq. (6.26), obtém-se o valor médio da corrente da fonte $v_g(t)$ e define-se uma metodologia de projeto que determina os valores de L_{in1} , L_{in2} e C_{in} .

A corrente média total do indutor L_{in2} é obtida através da Eq. (6.27).

$$I_{Lin2med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_2} i_{Lin2}(t) \cdot dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_2}^{t_3} i_{Lin2}(t) \cdot dt + \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_5}^{t_6} i_{Lin2}(t) \cdot dt \quad (6.27)$$

Logo, o valor médio da corrente da fonte de entrada, durante um período de comutação é dado pela Eq. (6.28).

$$I_{Lmed} = \frac{|v_g(t)| - V_B}{4 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot Z_0} \cdot \left[1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{3\pi}{4}\right) \right] + \frac{I_{Lr} \cdot \sin(\theta) \cdot \text{sen}\left(\alpha \cdot \frac{3\pi}{4}\right)}{2 \cdot \pi} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \right] + \quad (6.28)$$

$$- \frac{1}{2\pi(\alpha^2 - 1)} \cdot I_{Lr} \cdot \cos(\theta) \cdot \left[1 - \cos\left(\frac{3\pi}{4} \alpha\right) \right] + \frac{37 \cdot (|v_g(t)| - V_B)}{256 \cdot L_{in1} \cdot f_s} + \frac{7 \cdot P_0}{4 \cdot V_p}$$

Fazendo $\theta = 0$ tem-se:

$$I_{Lin2med} = |v_g(t)| \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \frac{3\pi}{4})}{4 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot Z_0} + \frac{37 \cdot}{256 \cdot L_{in1} \cdot f_s} \right] + K_2 \quad (6.29)$$

Onde:

$$K_2 = -V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \frac{3\pi}{4})}{4 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot Z_0} - \frac{37}{256 \cdot L_{in1} \cdot f_s} \right] + \frac{1}{2\pi(\alpha^2 - 1)} \cdot I_{Lr} \cdot \left[1 - \cos(\frac{3\pi}{4} \alpha) \right] + \frac{7 \cdot P_0}{4 \cdot V_P} \quad (6.30)$$

O fator de potência é unitário quando $K_2 = 0$, logo:

$$0 = -V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \frac{3\pi}{4})}{4 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot Z_0} - \frac{37}{256 \cdot L_{in1} \cdot f_s} \right] + \frac{1}{2\pi(\alpha^2 - 1)} \cdot I_{Lr} \cdot \left[1 - \cos(\frac{3\pi}{4} \alpha) \right] + \frac{7 \cdot P_0}{4 \cdot V_P} \quad (6.31)$$

Trabalhando-se a Eq. (6.31) tem-se que:

$$I_{Lr} = \frac{2\pi(\alpha^2 - 1)}{1 - \cos(\frac{3\pi}{4} \alpha)} \cdot \left[V_B \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \frac{3\pi}{4})}{4\pi \cdot \alpha \cdot Z_0} + \frac{37 \cdot}{256 \cdot L_{in1} \cdot f_s} \right] - \frac{7 \cdot P_0}{4 \cdot V_P} \right] \quad (6.32)$$

e

$$V_B = \frac{\left[I_{Lr} \cdot \frac{1 - \cos(\frac{3\pi}{4} \alpha)}{2\pi(\alpha^2 - 1)} + \frac{7 \cdot P_0}{4 \cdot V_P} \right]}{\left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \frac{3\pi}{4})}{4 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot Z_0} + \frac{37 \cdot}{256 \cdot L_{in1} \cdot f_s} \right]} \quad (6.33)$$

Com a condição de fator de potência unitário obtém-se:

$$P_{in} = |v_g(t)|^2 \cdot \left[\frac{1 - \cos(\alpha \cdot \frac{3\pi}{4})}{4 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot Z_0} + \frac{37 \cdot}{256 \cdot L_{in2} \cdot f_s} \right] \quad (6.34)$$

Substituindo as equações (5.25) e (5.26) e as considerações das equações (5.12) (voltadas à estrutura estudada) na Eq. (6.34) tem-se:

$$C_{in} = \frac{2 \cdot P_0}{\eta \cdot V_P^2 \cdot f_s} \cdot \left(\frac{1}{\left(1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{3 \cdot \pi}{4}\right) + \frac{37 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2}{64} \right)} \right) \quad (6.35)$$

Sabendo-se que $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{in} \cdot L_{in2}}} = \alpha \cdot \omega_r$ e que $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$ tem-se:

$$L_{in2} = \frac{\eta \cdot V_P^2}{16 \cdot P_0 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2 \cdot f_s} \cdot \left(1 - \cos\left(\alpha \cdot \frac{3 \cdot \pi}{4}\right) + \frac{37 \cdot \pi^2 \cdot \alpha^2}{64} \right) \quad (6.36)$$

Como L_{in1} é igual a L_{in2} a Eq. (6.36) também define o seu valor.

Circuito ressonante

Através da Fig. 6.19 verifica-se que a tensão entre terminais “m” e “s₂” também não é uma onda quadrada perfeita devido à influência da variação de carga do capacitor C_{in} . No entanto, para o projeto do circuito ressonante é necessário que se considere a condição aplicada à Eq. (6.23) para resultar na Eq. (6.24). Portanto, assumindo as considerações apresentadas na seção 5.2.3 do capítulo 5 e fazendo $C_{f1} = C_{f2} \gg C_{in}$, ou seja, $C_{f1} \geq 10 C_{in}$, com o valor de C_{in} obtido através da Eq. (6.35), determina-se os valores de C_{f1} e C_{f2} . Com o valor de C_{f1} e utilizando as Eq. (5.32) e Eq. (5.33), obtém-se os valores de L_r e C_r para cada circuito ressonante.

6.2.3 Simulação do reator analisado

Considerando os dados de projeto apresentados a seguir e fazendo os capacitores de filtro $C_{f1} = C_{f2} = 10C_{in}$, encontram-se os valores de parâmetros apresentados na tabela (6.1). Com a utilização de capacitores C_f 's elevados, para que os valores dos capacitores de partida C_r 's também não sejam muito elevados, evitando desta forma que haja um aumento de reativos processados pelos interruptores, é necessário que se trabalhe com uma frequência de ressonância de partida muito menor que a frequência de comutação. Caso contrário os capacitores C_r 's ficarão na mesma ordem de grandeza dos capacitores C_f 's e os interruptores esquentarão muito provocando, além da redução do rendimento, a possível destruição dos mesmos.

- Tensão de entrada ($v_{g(rms)}$): 220V;

- Carga: Duas lâmpadas fluorescentes de 40W com tensão eficaz de operação igual a 106V;
- Frequência de comutação (f_s): 28kHz;
- Frequência de ressonância na partida (f_{op}): 25,2kHz;
- Frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}): 7kHz;
- Tensão de barramento $V_B = 350V$;
- Rendimento (η): 90%.

Tabela 6.1 – Valores dos parâmetros que constituem o reator analisado.

$C_{f1} = C_{f2} = 220nF$	$L_r = 2,9mH$	$C_r = 15nF$
$L_{in1} = L_{in2} = 3,2mH$	$C_{in} = 22,6 \cong 22nF$	

A Fig. 6.20 mostra o circuito simulado. As lâmpadas para esta simulação são substituídas por resistores que representam o seu funcionamento em regime permanente.

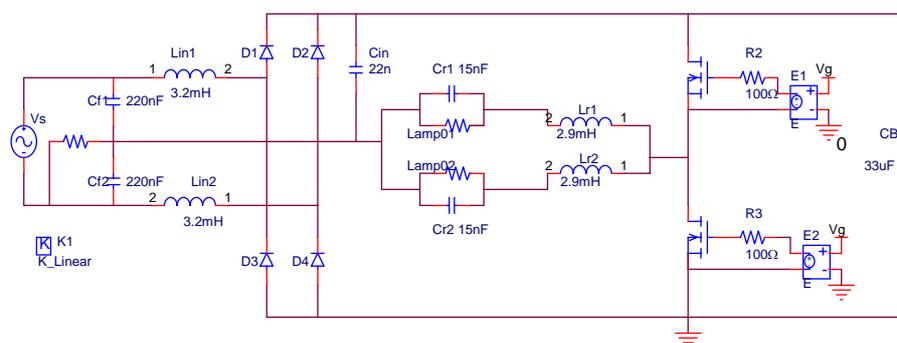


Fig. 6.20 – Circuito do reator proposto simulado com dois capacitores de filtro C_f e dois indutores L_{in} acoplados magneticamente.

A Fig. 6.21 apresenta a tensão e a corrente fornecidas pela fonte de alimentação. A TDH da corrente de entrada é igual a 8,6% sendo que nenhuma harmônica individual ultrapassou os limites da IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C (tabela 1.1).

A Fig. 6.22 apresenta a envoltória da corrente em uma das lâmpadas. O valor eficaz da corrente obtido por simulação é igual a 335,6mA e o valor de pico da corrente é igual a 524,6mA resultando num fator de crista igual a 1,56.

A Fig. 6.23 apresenta a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência. A forma de onda está muito próxima de uma senóide mostrando que a metodologia de projeto do circuito ressonante pode ser aplicada sem grandes dificuldades.

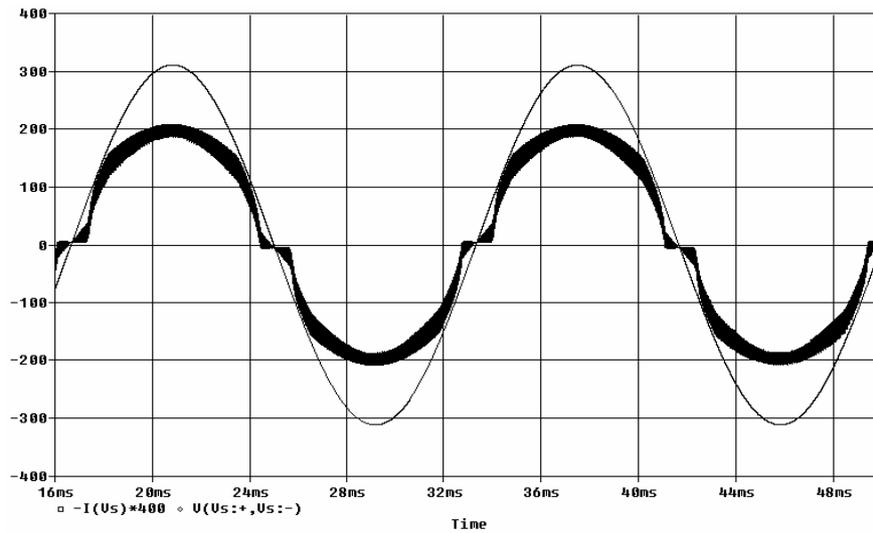


Fig. 6.21 – Tensão e corrente fornecidas pela rede.

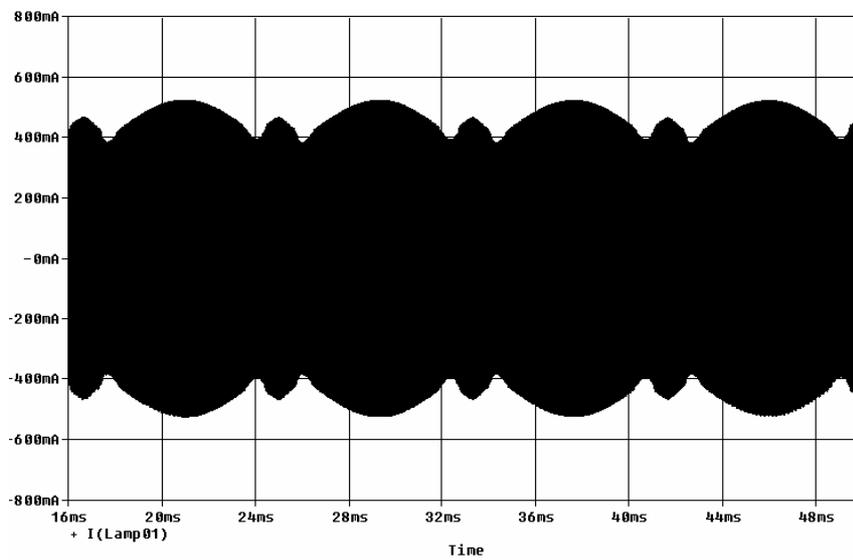


Fig. 6.22 – Corrente em uma das lâmpadas.

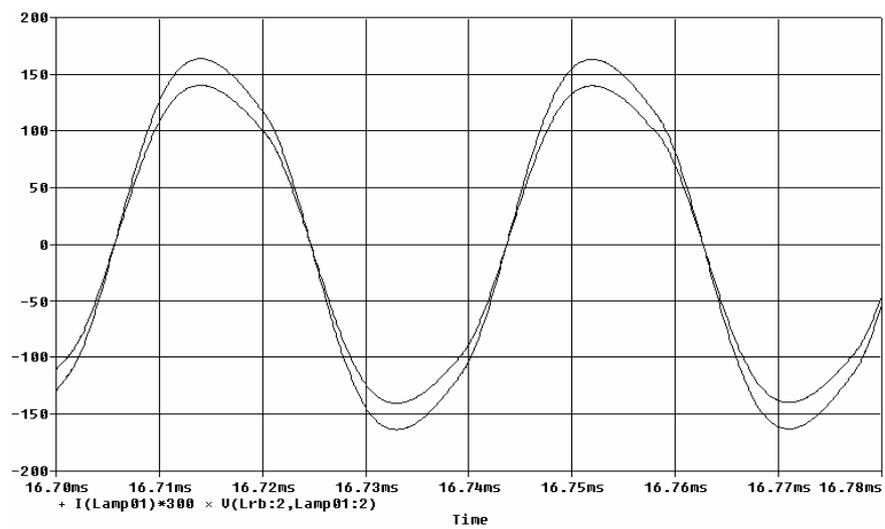


Fig. 6.23 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação.

6.3 Resultados experimentais

A obtenção dos resultados experimentais do reator analisado e simulado é realizada através da implementação prática de protótipos que utilizam o comando com frequência fixa através do CI IR-2153 e o comando auto-oscilante.

Com a utilização do comando com frequência fixa pretende-se comprovar os resultados obtidos por simulação e por isso são utilizados os mesmos dados de projeto definidos na seção 6.2.4. Já com a utilização do comando auto-oscilante pretende-se, além de se verificar o comportamento do reator visando a aplicação comercial, alimentar lâmpadas com níveis de potências mais elevadas que as utilizadas com comando com frequência fixa e também alimentar lâmpadas T5, visto que estas já são especificadas para operarem em frequências elevadas. Sendo assim, com o comando com frequência fixa são utilizadas duas lâmpadas fluorescentes T10 de 40W e com comando auto-oscilante são utilizadas duas lâmpadas fluorescentes T10 de 110W, duas lâmpadas fluorescentes T5 de 54W e duas lâmpadas fluorescentes T5 de 28W.

6.3.1 Comando com frequência fixa

A Fig. 6.24 mostra o protótipo do reator implementado com dois capacitores C_f 's e um indutor boost com duas indutâncias acopladas magneticamente.

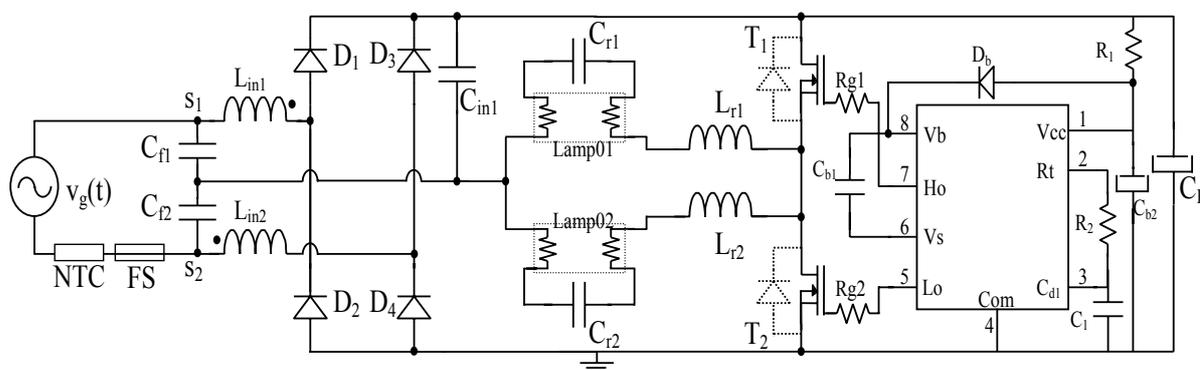


Fig. 6.24 - Protótipo do reator CS-CPPFC implementado com dois capacitores C_f 's e um indutor boost acoplado magneticamente.

As especificações dos indutores do reator implementado são as seguintes:

- L_{in1} e L_{in2} – Indutor Filtro (Núcleo EE 30/14; Fio 25AWG; 73 espiras; $L_{in} = 2,8\text{mH}$);
- L_{r1} e L_{r2} – Indutores Ballast (Núcleo EE 30/7; Fio 26AWG; 206 espiras; $L_r = 2,9\text{mH}$).

As especificações dos componentes do protótipo de reator implementado são apresentadas na tabela (6.2).

Tabela 6.2 – Especificações dos componentes do reator implementado.

Componente	Especificação	Designação no circuito
Fusível	Vidro de 3 ^a	FS
NTC	5 Ω	NTC
Diodo rápido	1n4937	D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄
Diodo rápido	1N4936	D _b
MOSFET	IRF IB6N60A	T ₁ , T ₂
Capacitor Polipropileno	220nF/250V	C _{f1} , C _{f2}
Capacitor Polipropileno	15nF/1k6V	C _{r1} , C _{r2}
Capacitor Polipropileno	22nF/1k6V	C _{in}
Capacitor Polipropileno	100nF/100V	C _{b1}
Capacitor Polipropileno	2,2nF/680V	C _{b2}
Capacitor Eletrolítico	47 μ /25V	C ₁
Capacitor Eletrolítico	33 μ /1000V	C _B
Resistor	56k Ω /3W	R ₁
Resistor	22 Ω /400mW	R _{g1} , R _{g2}
Trimpot	50k Ω	R ₂

A corrente da fonte de alimentação de entrada e seu espectro harmônico são apresentados nas Fig. 6.25 e Fig. 6.26. Os componentes harmônicos da corrente com TDH de 10,1% e FP (Fator de Potência) de 0,998 satisfazem a IEC 61000-3-2 para as aplicações Classe C (tabela 1.1).

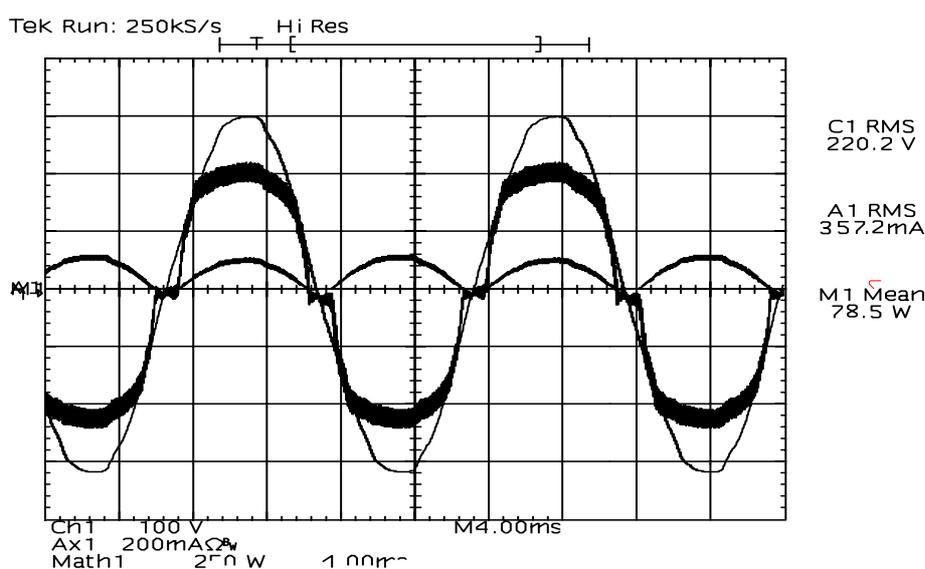


Fig. 6.25 – Tensão, corrente e potência instantânea fornecidas pela rede (v:100V/div; i:200mA/div; p: 250W/div; t:4ms/div).

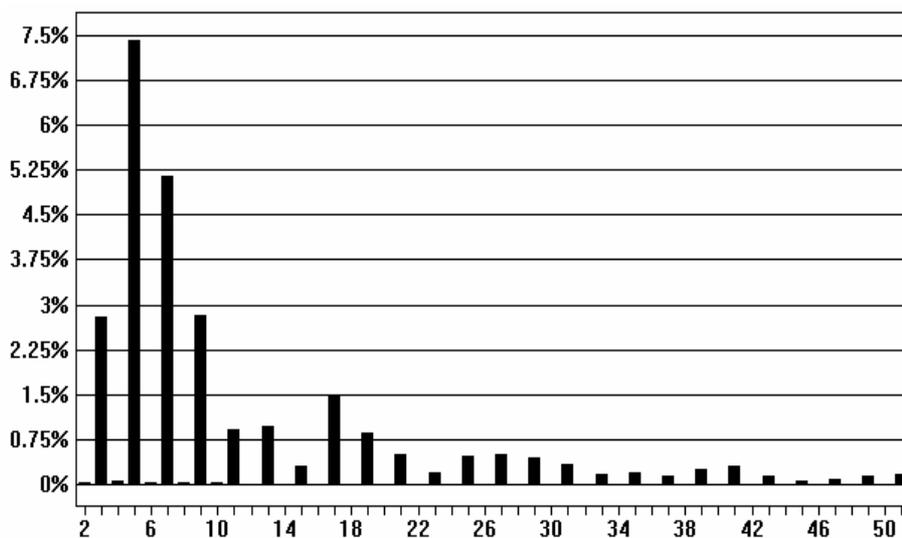


Fig. 6.26 – Espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 6.27 mostra a envoltória em baixa frequência da corrente sobre uma das lâmpadas. Com o valor de pico da corrente igual a 450,0mA e com o valor eficaz da corrente igual a 304,8mA, o fator de crista da lâmpada é igual a 1,44. A potência total entregue para cada uma das lâmpadas é igual a 36W o que corresponde a um rendimento de 91,7%.

A Fig. 6.28 mostra a forma de onda da tensão, da corrente e da potência em uma das lâmpadas. A Fig. 6.29 mostra a tensão do barramento CC (tensão do capacitor C_B) durante o processo de partida, sem qualquer tipo de problema quanto ao valor máximo alcançado. Na Fig. 6.30 tem-se o detalhe da ondulação de tensão do barramento CC que apresentou-se com valor de 18V pico a pico e frequência de 120Hz.

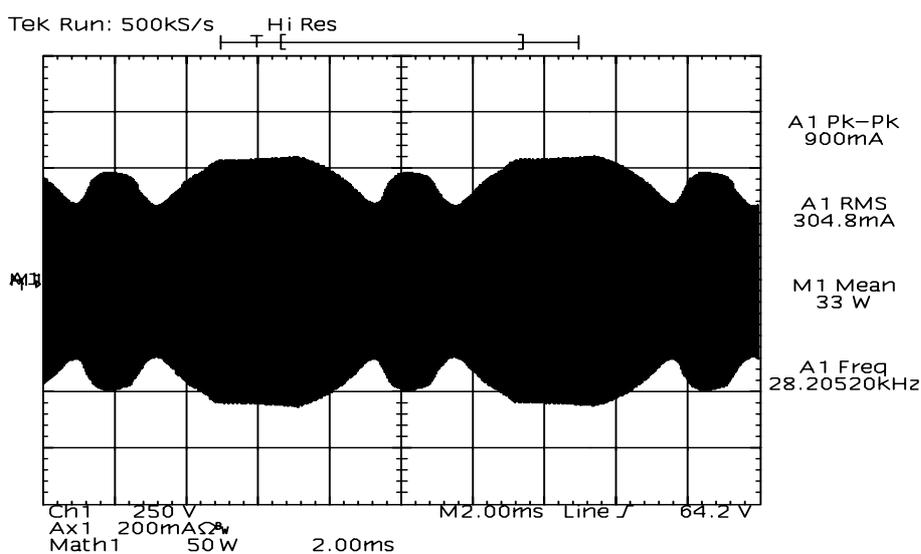


Fig. 6.27 –Envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas de 40W com fator de crista igual a 1,44 ($i:200\text{mA/div}$; $t:2\text{ms/div}$; aquisição com 50.000 pontos).

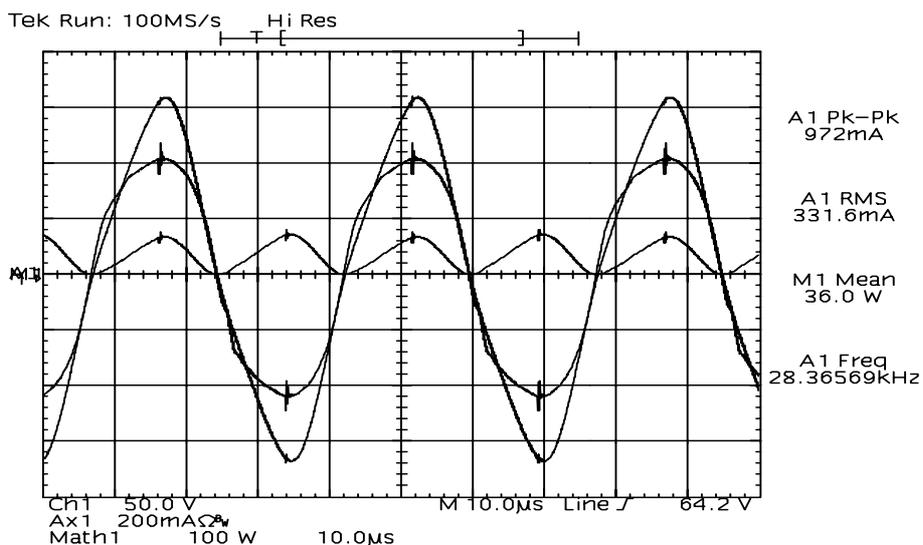


Fig. 6.28 – Tensão, corrente e potência em uma das lâmpadas (v: 50V/div; i: 200mA/div; p: 100W/div; t: 10µs/div).

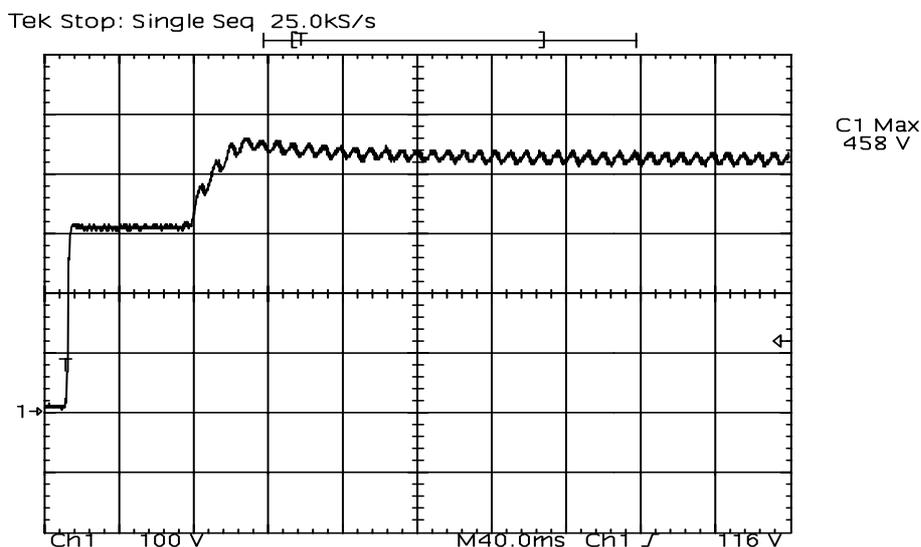


Fig. 6.29 – Tensão de barramento durante o processo de partida (v:100V/div; t:40ms/div).

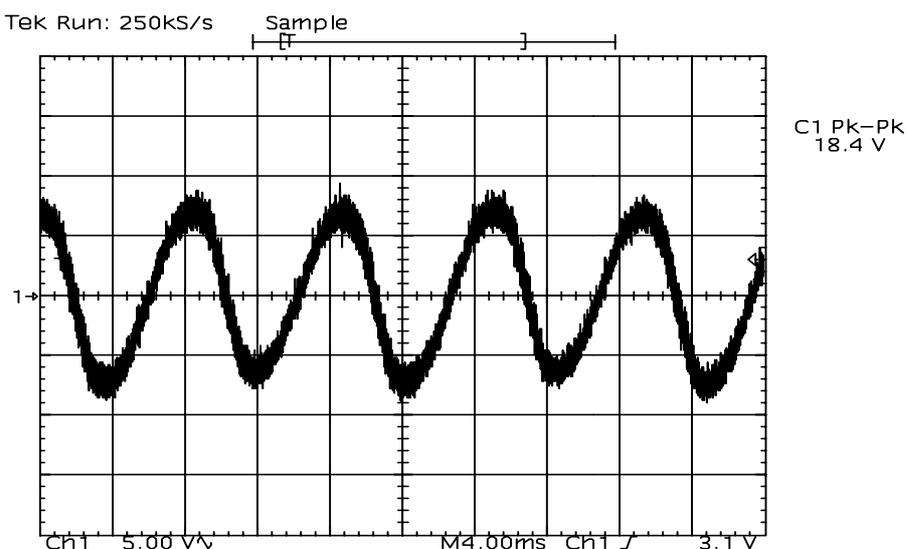


Fig. 6.30 – Detalhe da ondulação na tensão do barramento CC (v: 5V/div; t: 4ms/div).

A Fig. 6.31 mostra a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida com valor máximo de 605V.

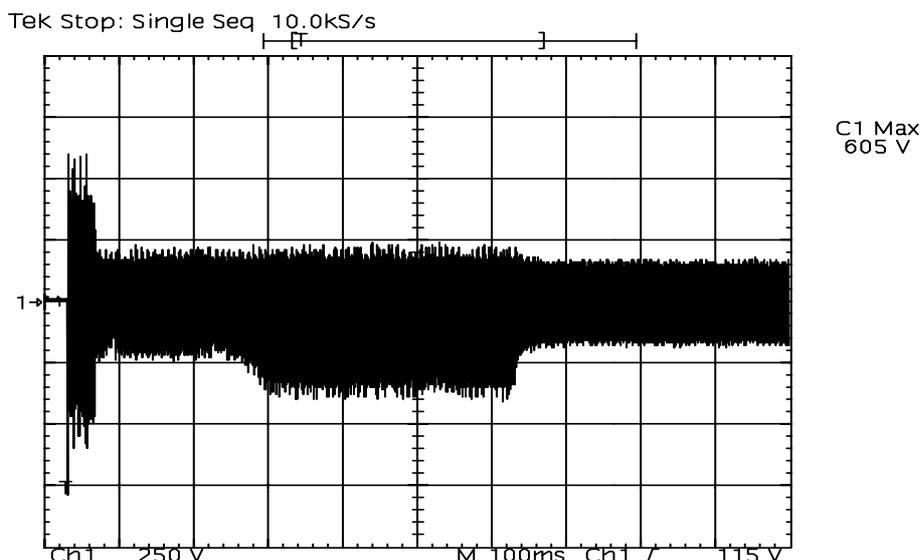


Fig. 6.31 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida ($v:250V/div$; $t:100ms/div$).

A Fig. 6.32 apresenta a tensão e a corrente no interruptor T_1 . A tensão nos terminais deste interruptor é a própria tensão do barramento CC. Embora sem a utilização de um capacitor externo para realizar a comutação ZVS, a comutação é pouco dissipativa devido a utilização do interruptor MOSFET.

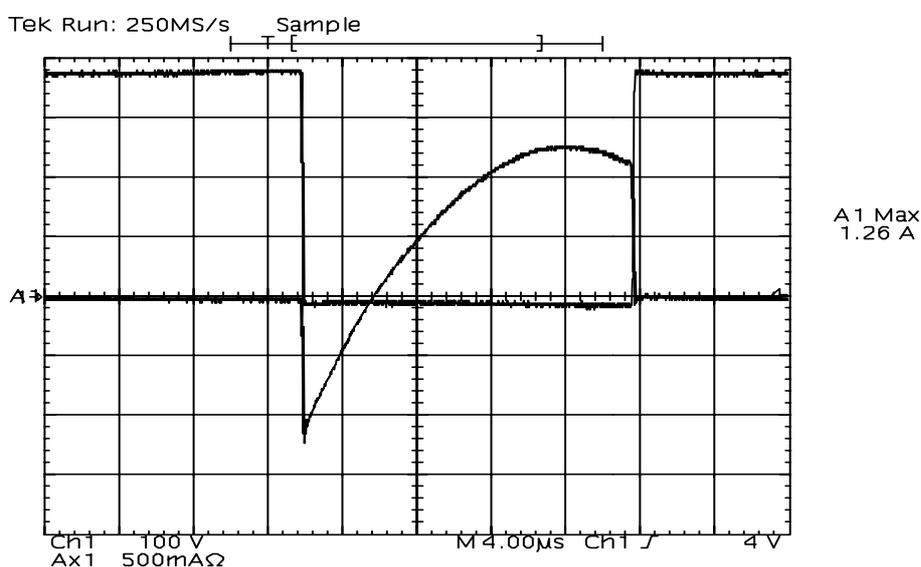


Fig. 6.32 – Tensão e corrente no interruptor T_1 ($v: 100V/div$; $i: 500mA/div$; $t: 4µs/div$).

6.3.2 Protótipos implementados com comando auto-oscilante

a) Reator para duas lâmpadas fluorescentes T10 de 110W

A Fig. 6.33 apresenta o diagrama elétrico do protótipo implementado em laboratório para o reator alimentado em 220V utilizando o comando auto-oscilante. Para uma frequência de 40kHz e levando-se em consideração a tensão eficaz de operação destas lâmpadas e mantendo os dados de projeto relevantes apresentados na seção 6.2.4, foram utilizados os parâmetros de circuito da tabela 6.3.

Tabela 6.3 - Valores dos parâmetros que constituem o reator alimentado em 220V para duas lâmpadas de 110W.

$L_{in1} = L_{in2} = 1\text{mH}$	$C_{in} = 47\text{nF}$	
$C_{f1} = C_{f2} = 820\text{nF}$	$L_r = 800\mu\text{H}$	$C_r = 22\text{nF}$

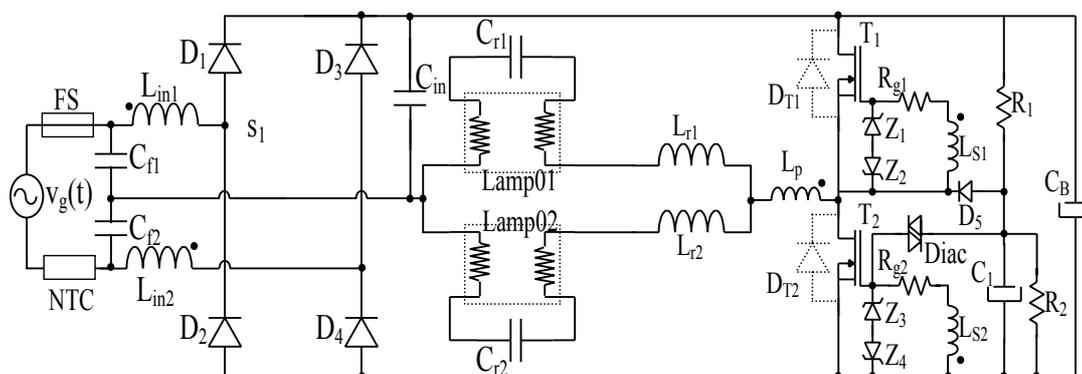


Fig. 6.33 – Reator auto-oscilante alimentado em 220V.

Na Fig. 6.34 têm-se a tensão e a corrente de entrada do reator.

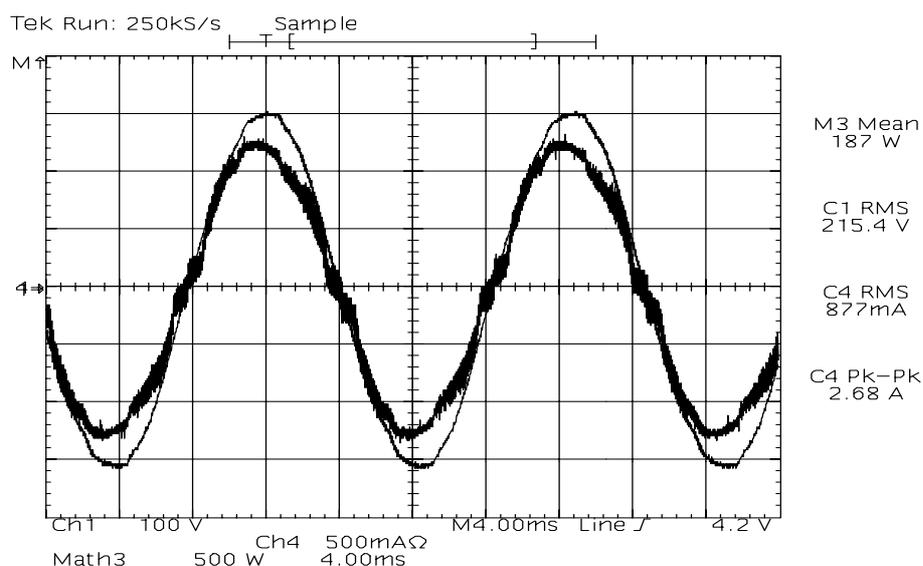


Fig. 6.34- Tensão e corrente de entrada do reator (v:100V/div; i:500mA/div; t:4ms/div; resolução:15.000 pontos).

A TDH total da corrente de entrada é igual a 8,5% com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 (tabela 1.1), conforme a Fig. 6.35. Percebe-se que a corrente de entrada do reator apresenta harmônicos de alta frequência, porém ainda satisfazendo as especificações da norma. No entanto, se houver necessidade de reduzir a amplitude destes harmônicos de alta frequência, basta acrescentar um pequeno indutor L_f na entrada do reator.

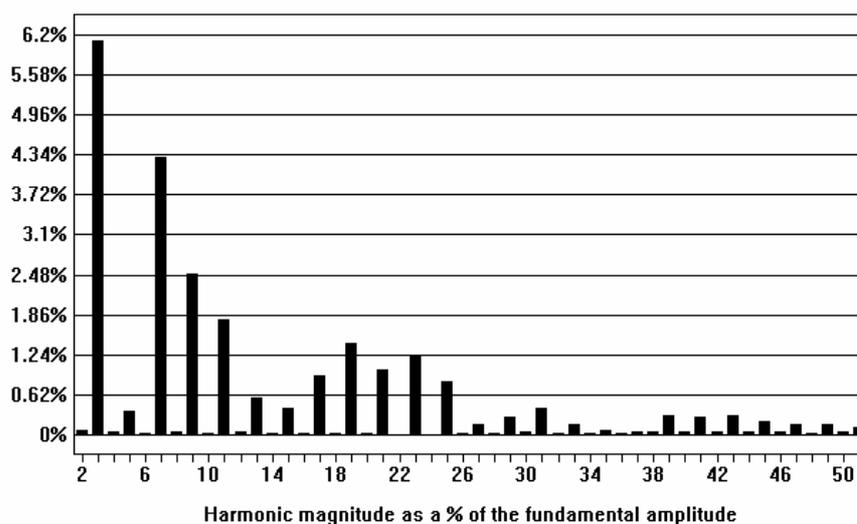


Fig. 6.35 – Gráfico da distorção harmônica da corrente de entrada.

A Fig. 6.36 apresenta a envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas. Com o valor eficaz e de pico desta corrente pode-se calcular o fator de crista, que é igual à aproximadamente 1,51, encontrando-se abaixo do valor máximo especificado pela norma. Outra medida realizada foi a frequência de comutação do reator que apresenta um valor de aproximadamente 43 kHz.

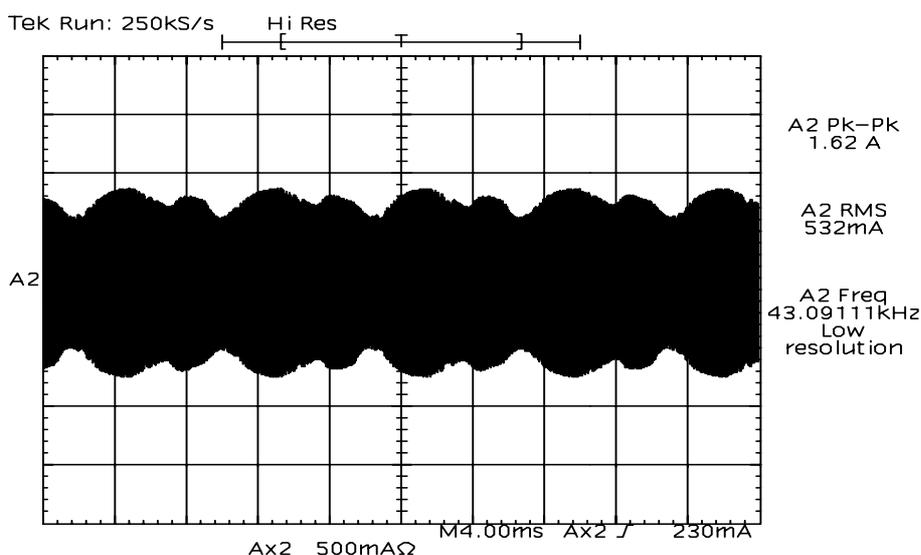


Fig. 6.36 – Envoltória em baixa frequência da correntes em uma das lâmpadas ($i:500\text{mA}/\text{div}$; $t:4\text{ms}/\text{div}$; resolução:15.000 pontos).

Na Fig. 6.37 têm-se a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência.

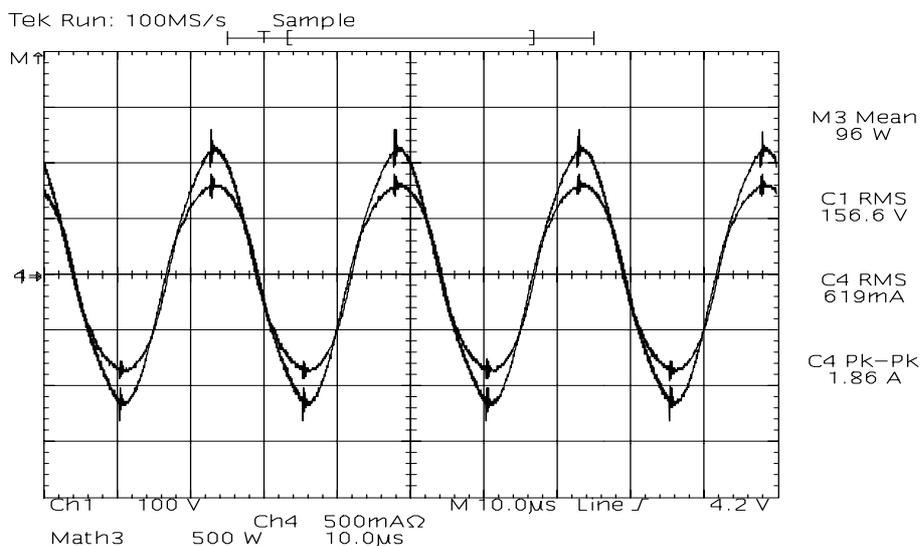


Fig. 6.37 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas em alta frequência (v:100V/div; i:500mA/div; t:10μs/div).

Na Fig. 6.38 tem-se a tensão do barramento CC (capacitor C_B) durante o processo de partida da lâmpada. Verifica-se que seu valor máximo encontra-se dentro das especificações dos componentes utilizados no reator. O detalhe da ondulação da tensão de barramento CC é apresentado na Fig. 6.39.

A Fig. 6.40 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente de um dos interruptores. Neste caso também, tem-se uma comutação pouco dissipativa. Na Fig. 6.41 têm-se a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida. Observou-se durante os ensaios que o valor máximo pode alcançar a ordem de 1,5kV.

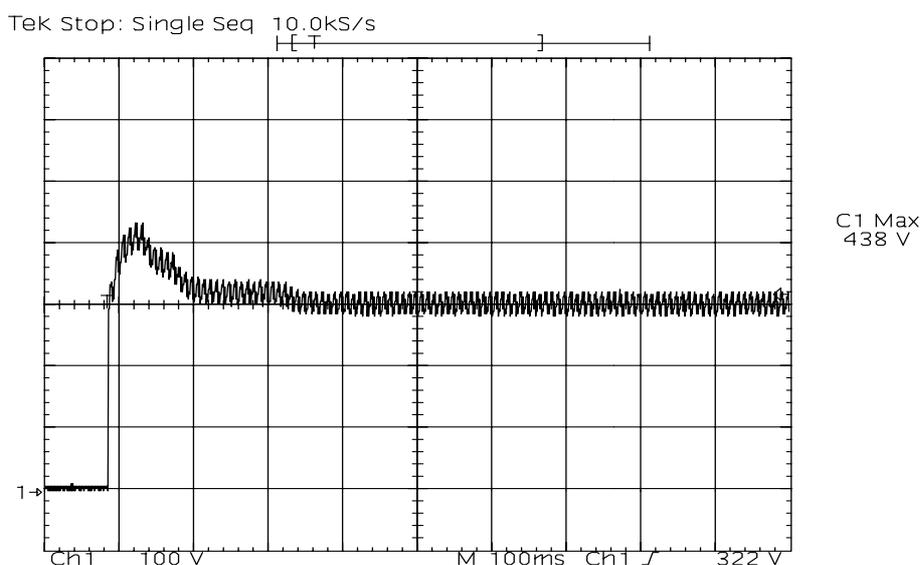


Fig. 6.38 – Tensão do barramento CC durante o processo de partida (v:100v/div; t:100ms/div).

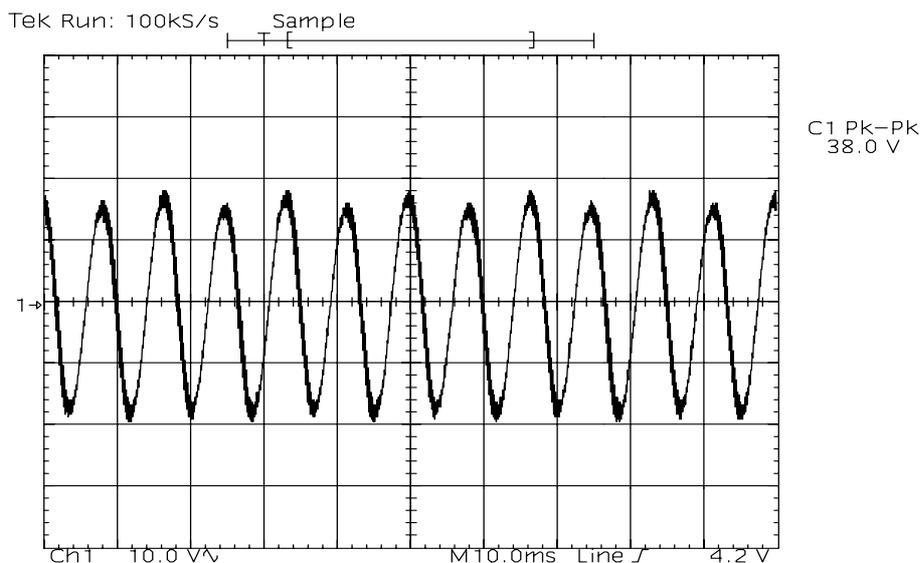


Fig. 6.39 – Ondulação da tensão do barramento CC (tensão do capacitor $C_{B1}+C_{B2}$) (v:10v/div; t:10ms/div).

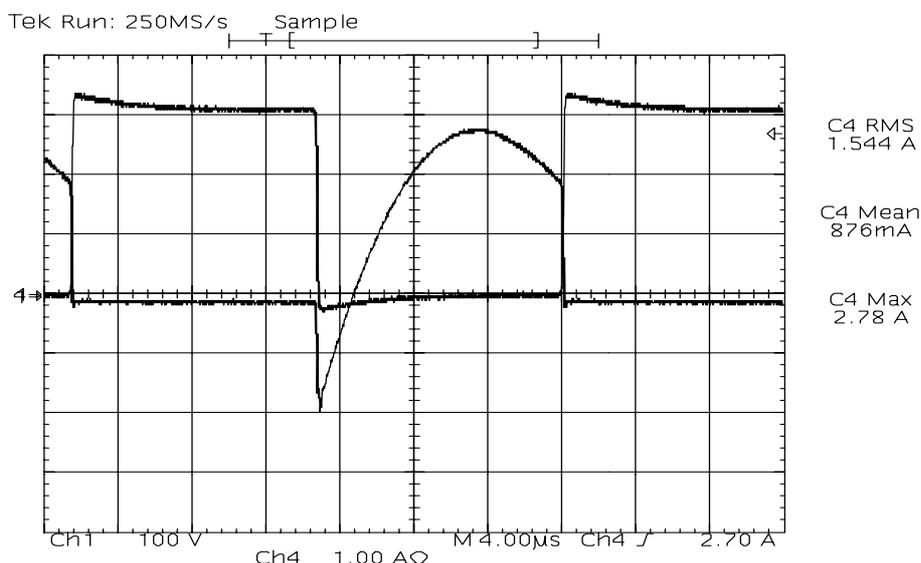


Fig. 6.40 – Tensão e corrente em um dos interruptores (v:100v/div; t:4μs/div).

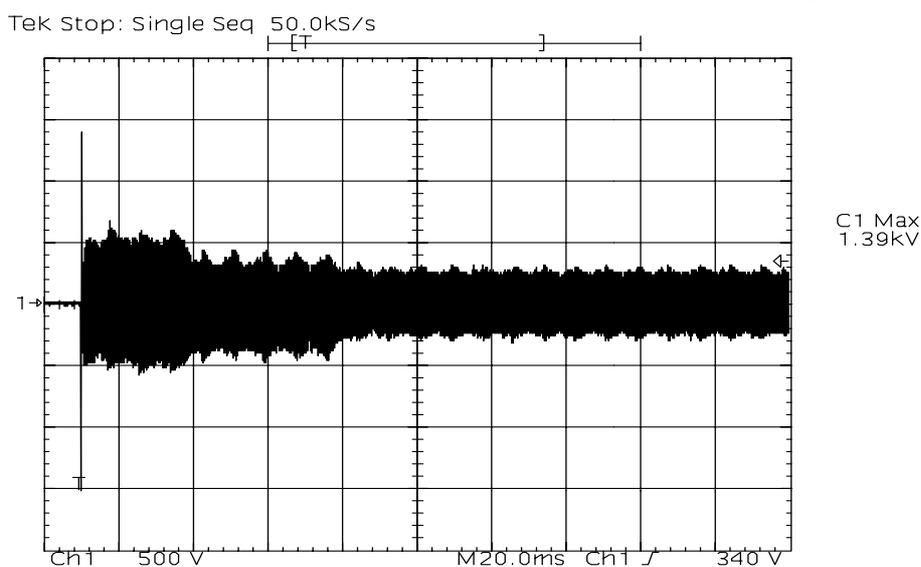


Fig. 6.41 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida (v:500V/div; t:20ms/div; resolução:15.000 pontos).

A Fig. 6.42 apresenta a forma de onda da corrente total da lâmpada (corrente de arco mais corrente de filamento) durante o processo de partida da mesma. Observou-se que o máximo valor da corrente durante este processo é de aproximadamente 10A.

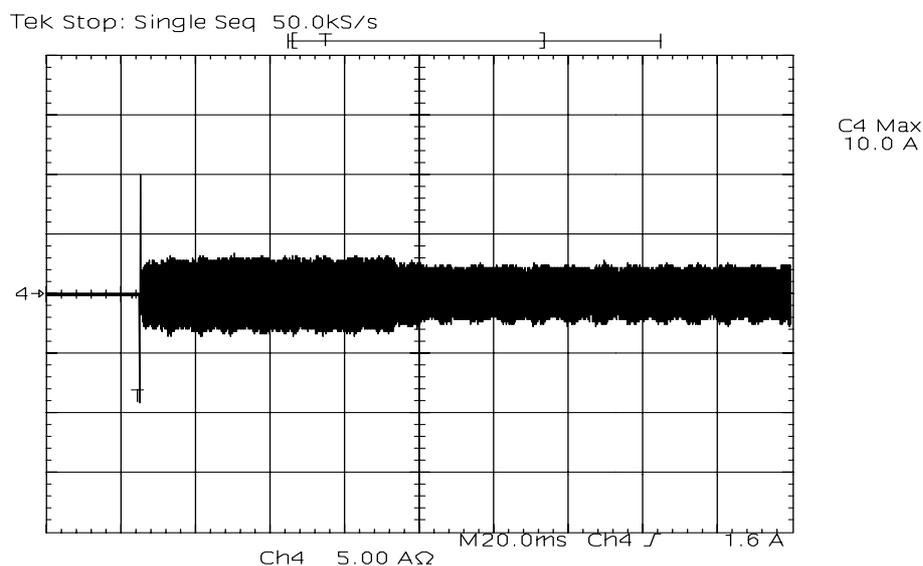


Fig. 6.42 – Corrente total de cada Lâmpada durante o processo de partida ($i:5A/div$; $t:20ms/div$; resolução:15.000 pontos).

Do mesmo modo, a Fig. 6.43 apresenta a corrente em um dos interruptores (transistor e diodo intrínseco em anti-paralelo) no processo de partida da lâmpada. Percebe-se que o valor máximo da corrente nos interruptores na partida está na mesma ordem que a corrente da lâmpada.

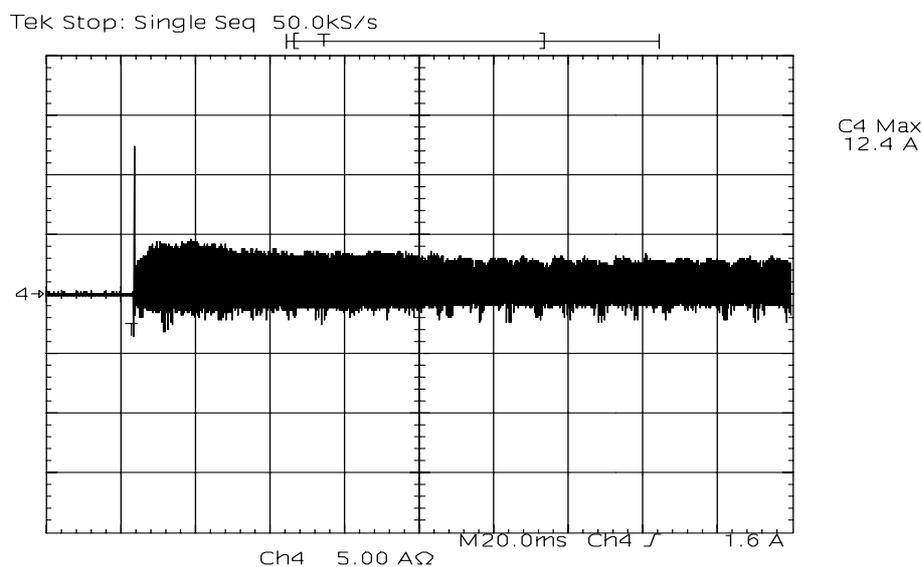


Fig. 6.43 – Corrente em um dos interruptores durante o processo de partida ($i:5A/div$; $t:20ms/div$; resolução:15.000 pontos).

b) Reator para duas lâmpadas fluorescentes T5 de 54W

O diagrama elétrico do protótipo implementado é o mesmo apresentado na Fig. 6.33 e as especificações dos componentes utilizados estão apresentados na tabela 6.3.

Tabela 6.3 – Especificações dos componentes utilizados no reator para alimentar duas lâmpadas fluorescentes T5 de 28W.

Componente	Especificação	Designação no circuito
Fusível	Vidro de 1 ^a	FS
NTC	5 Ω	NTC
Diodo rápido	1n4937	D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄
Diodo rápido	1N4936	D ₅
Diac	DB3	Diac
Zener	1N7446	Z ₁ , Z ₂ , Z ₃ , Z ₄
MOSFET	IRF 840	T ₁ , T ₂
Capacitor Polipropileno	12nF/1k6V	C _{r1} , C _{r2}
Capacitor Polipropileno	1 μ F/250V	C _{f1} , C _{f2}
Capacitor Polipropileno	22nF/1k6V	C _{in}
Capacitor polipropileno	10nF/63V	C ₁
Capacitor Eletrolítico	47 μ F/1000V	C _{B1} , C _{B2}
Resistor	220k Ω /400mW	R _{B1} , R _{B2}
Resistor	470k Ω /1W	R ₁
Resistor	68 Ω /400mW	R _{g1} , R _{g2}
Transformador de pulso	NT15-TH50 1/18/18	L _p /L _{s1} /L _{s2}

As especificações dos indutores do reator implementado são as seguintes:

- L_{in1} e L_{in2} – Indutores “charge pumps” (Núcleo EE 30/14; Fio 23AWG; 100 espiras; L_{in} = 1,5mH)
- L_{r1} e L_{r2} – Indutores Ballast (Núcleo EE 30/7; Fio 5x 29AWG; 130 espiras; L_r = 1mH).

Na Fig. 6.44 têm-se a tensão e a corrente de entrada do reator. A TDH total da corrente de entrada é igual a 3,9% com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 (tabela 1.1), conforme a Fig. 6.45. A potência total medida (arco + filamentos) entregue à lâmpada é de 54W correspondendo a um rendimento do reator igual a 92,6%.

A Fig. 6.46 apresenta a envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas em baixa frequência. O fator de crista é igual 1,65, encontrando-se abaixo do valor máximo especificado pelas normas. Na Fig. 6.47 têm-se a tensão e a corrente de cada a lâmpada em alta frequência.

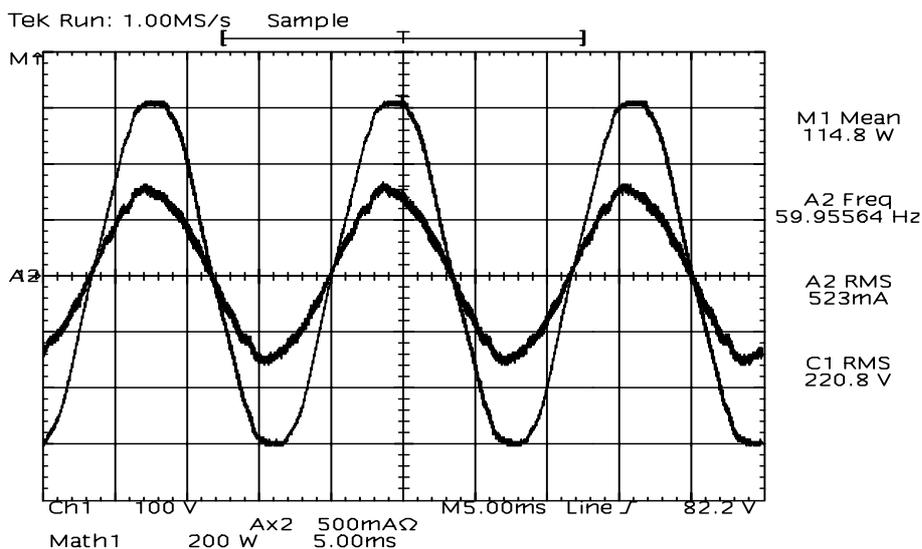


Fig. 6.44 - Tensão e corrente de entrada do reator (v:100V/div; i:500mA/div; t:5ms/div; resolução:50.000 pontos).

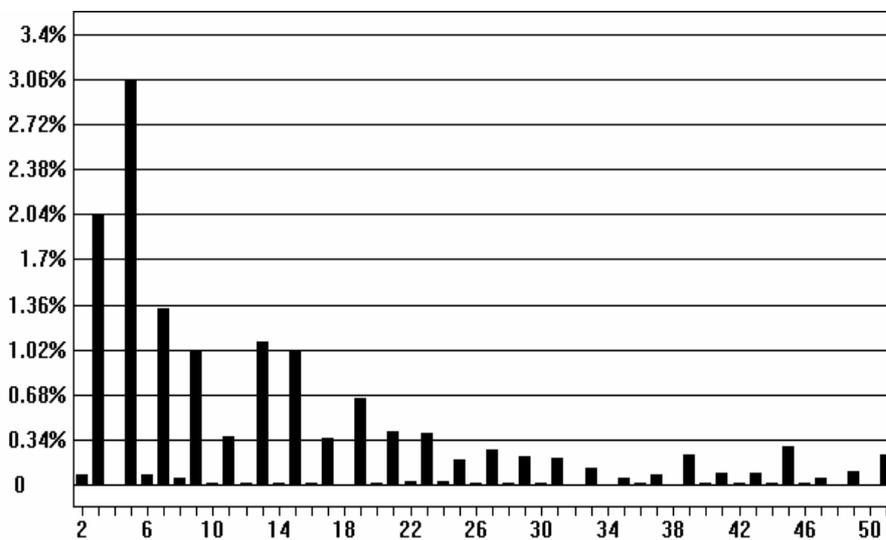


Fig. 6.45 - Espectro harmônico da corrente de entrada do reator.

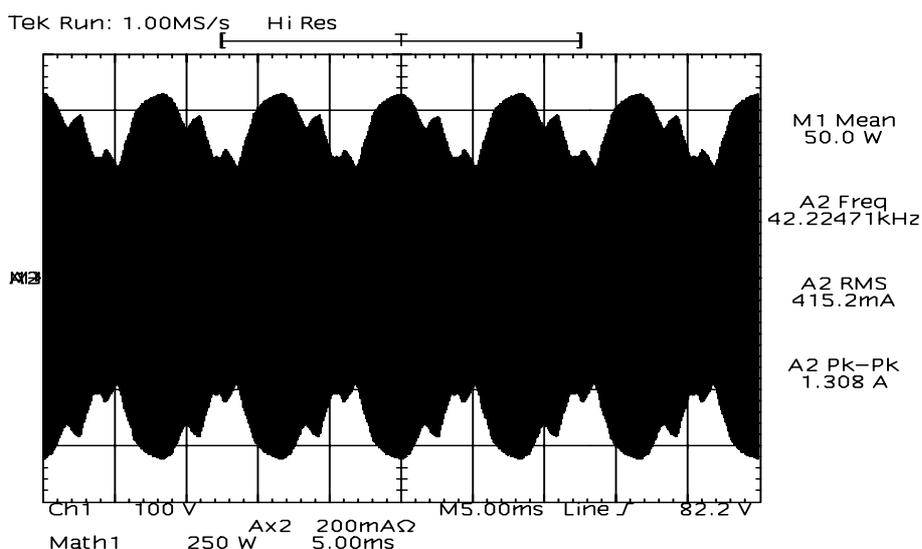


Fig. 6.46 - Envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas (i:200mA/div; t:5ms/div; resolução:50.000 pontos).

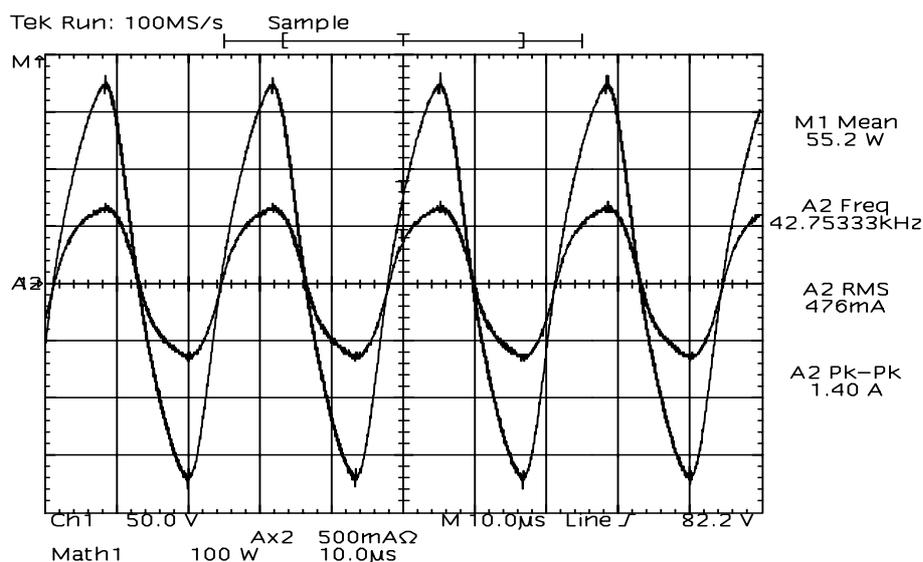


Fig. 6.47 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação ($v:50V/div$; $i:500mA/div$; $t:10\mu s/div$).

Na Fig. 6.48 tem-se a tensão do barramento CC (capacitor C_B) durante o processo de partida da lâmpada. Verifica-se que seu valor máximo encontra-se dentro das especificações dos componentes utilizados no reator. O detalhe da ondulação da tensão de barramento CC é apresentado na Fig. 6.49.

Na Fig. 6.50 tem-se a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida. Nesta medida obteve-se tensões máxima e mínima de 705V, porém durante os ensaios obteve-se tensões na ordem de 1,2kV.

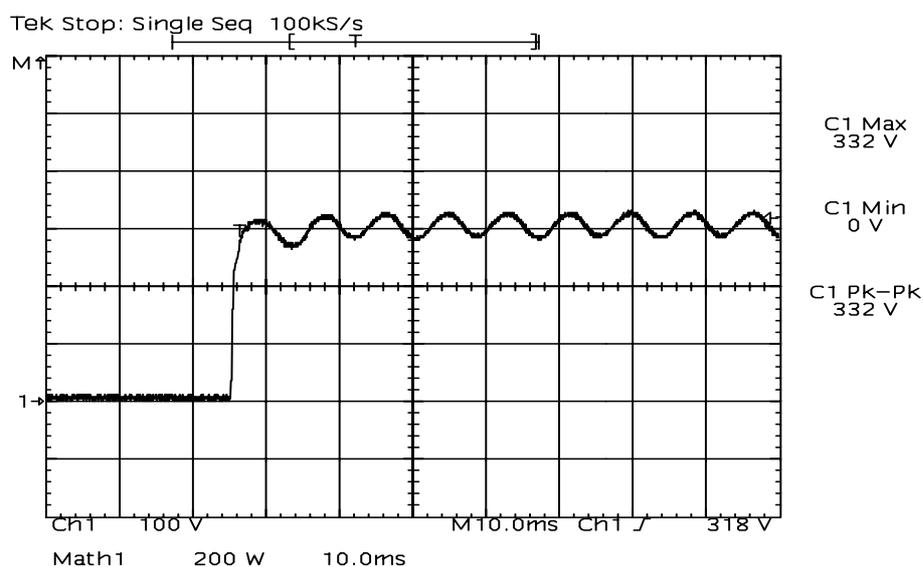


Fig. 6.48 – Tensão do barramento CC durante o processo de partida ($v:100V/div$; $t:10ms/div$)

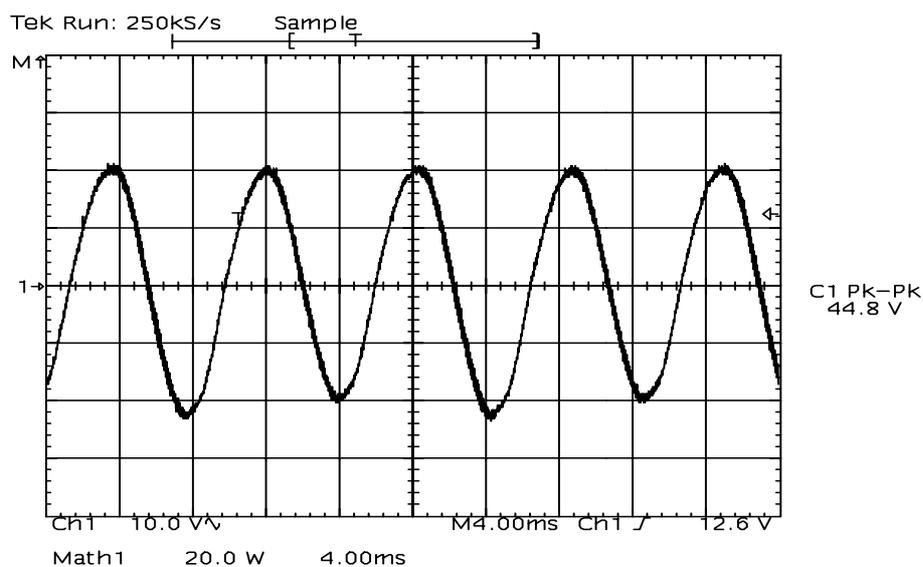


Fig. 6.49 – Ondulação da tensão do barramento CC em regime permanente ($i:10V/div$; $t:4ms/div$).

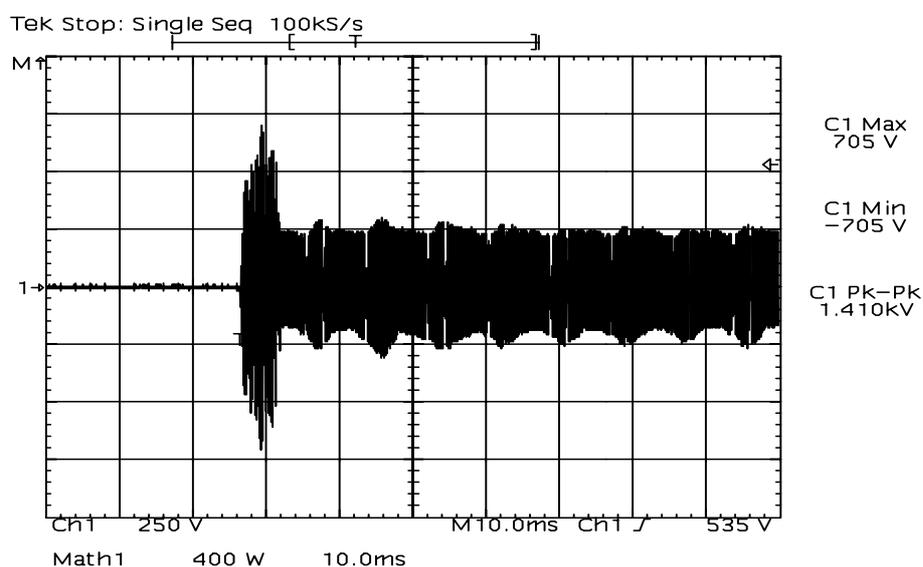


Fig. 6.50 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida ($v:250V/div$; $t:10ms/div$; resolução:15.000 pontos).

Com o objetivo de verificar o comportamento do reator, durante os ensaios para as lâmpadas T5 de 54W, uma das lâmpadas foi retirada do circuito durante a operação do mesmo. A Fig. 6.51 apresenta a tensão e a corrente fornecidas pela fonte durante a retirada de uma das lâmpadas. Como já era de se esperar houve um aumento da TDH visto que os parâmetros de projetos não foram alterados durante este ensaio. A Fig. 6.52 apresenta a corrente na lâmpada, Pode-se verificar que o fator de crista sobre a mesma não ficou prejudicado. No entanto, a sua potência se elevou devido ao auto-ajuste do comando auto-oscilante, que neste caso reduziu a frequência de comutação para 36kHz. Sendo assim, pode-se afirmar que durante a retirada ou a queima de uma das lâmpadas conectadas ao reator proposto não altera de forma significativa o funcionamento do reator, principalmente quanto ao comportamento da lâmpada que se mantém conectada ao mesmo.

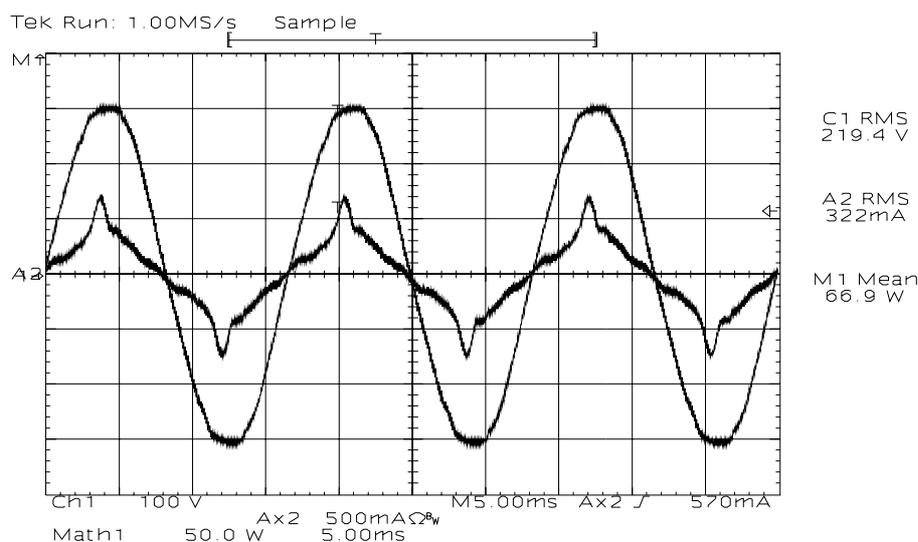


Fig. 6.51 – Tensão e correntes fornecidas pela fonte de alimentação com somente uma lâmpada conectada ao reator partida (v:100V/div;i: 500mA/div; t:5ms/div; resolução:50.000 pontos).

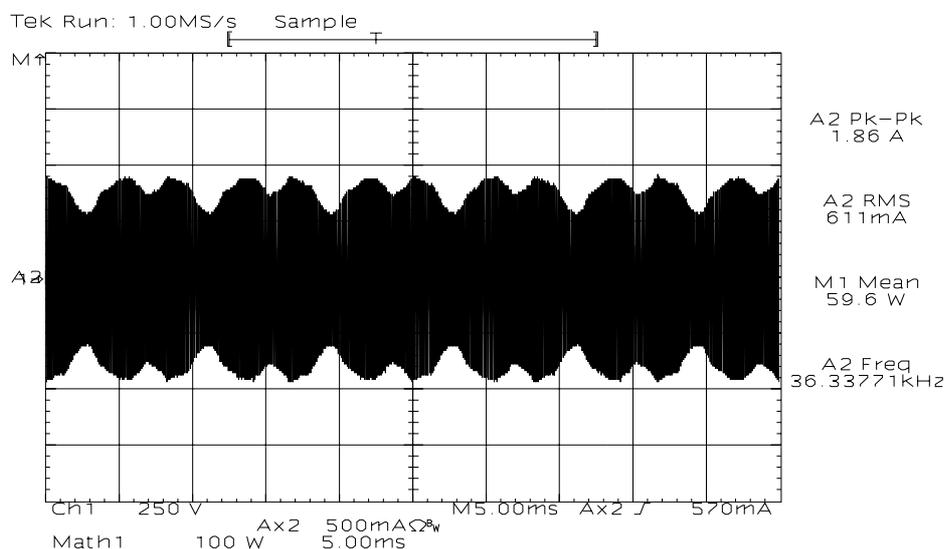


Fig. 6.52 – Corrente na lâmpada conectada ao reator partida (i: 500mA/div; t:5ms/div; resolução:50.000 pontos).

c) Reator para duas lâmpadas fluorescentes T5 de 28W

Os principais parâmetros de circuito utilizados neste reator estão apresentados na tabela 6.4 e as especificações do protótipo implementado é a mesma apresentada na tabela 6.3.

Tabela 6.4 - Valores dos parâmetros que constituem o reator alimentado em 220V para duas lâmpadas de 110W.

$L_{in1} = L_{in2} = 2\text{mH}$	$C_{in} = 12\text{nF}$	
$C_{f1} = C_{f2} = 100\text{nF}$	$L_r = 3\text{mH}$	$C_r = 4,7\text{nF}$

As especificações dos indutores do reator implementado são as seguintes:

- L_{in1} e L_{in2} – Indutores “charge pumps” (Núcleo EE 30/7; Fio 25AWG; 100 espiras; $L_{in} = 2\text{mH}$)
- L_{r1} e L_{r2} – Indutores Ballast (Núcleo EE 30/7; Fio 5x 32AWG; 170 espiras; $L_r = 3\text{mH}$).

Na Fig. 6.53 têm-se a tensão e a corrente de entrada do reator. A TDH total da corrente de entrada é igual a 12,93% com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 (tabela 1.1), conforme a Fig. 6.54. A potência total (arco + filamentos) entregue à lâmpada é de 27,2 correspondendo a um rendimento do reator igual a 90,3%.

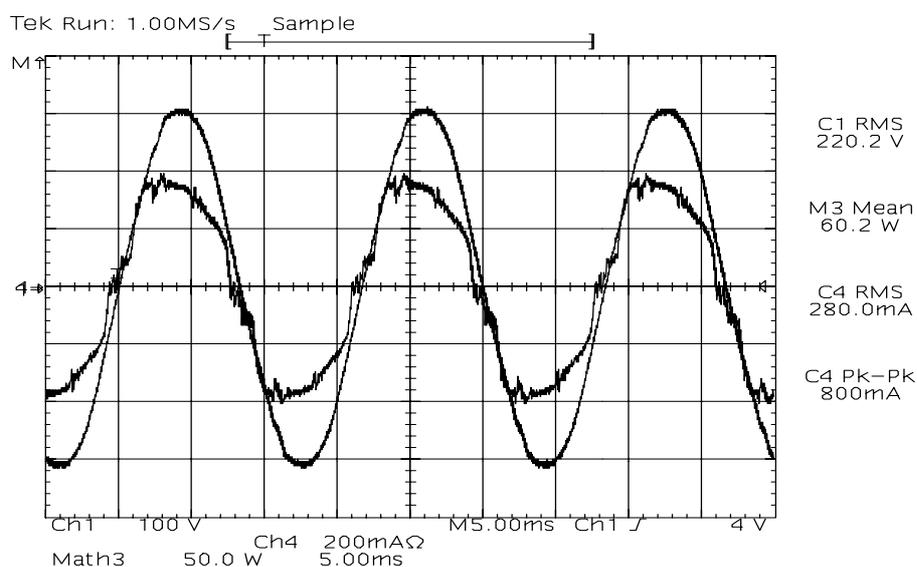


Fig. 6.53 - Tensão e corrente de entrada do reator ($v:100\text{V/div}$; $i:200\text{mA/div}$; $t:5\text{ms/div}$; resolução:50.000 pontos).

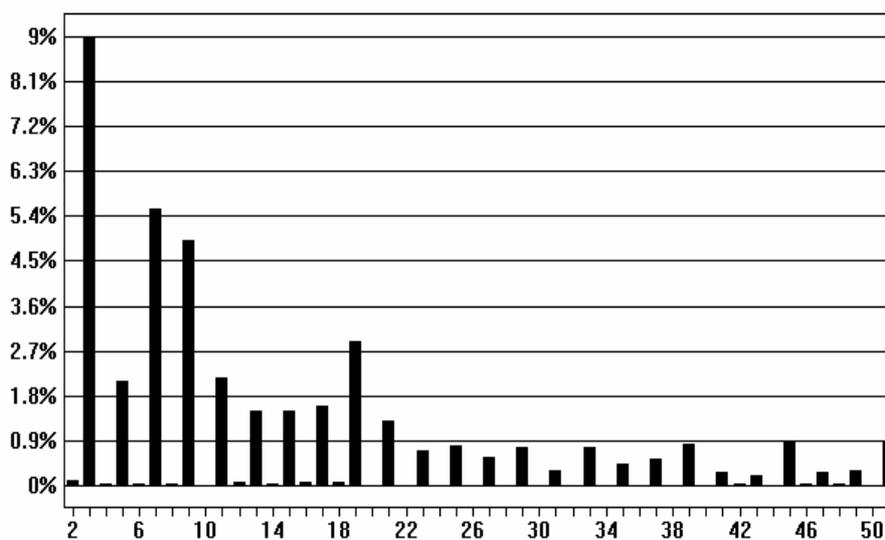


Fig. 6.54 – Espectro harmônico da corrente de entrada do reator.

A Fig. 6.55 apresenta a envoltória em baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas. O fator de crista é igual à 1,65, encontrando-se abaixo do valor máximo

especificado pelas normas. Na Fig. 6.56 têm-se a tensão e a corrente em uma das lâmpadas em alta frequência.

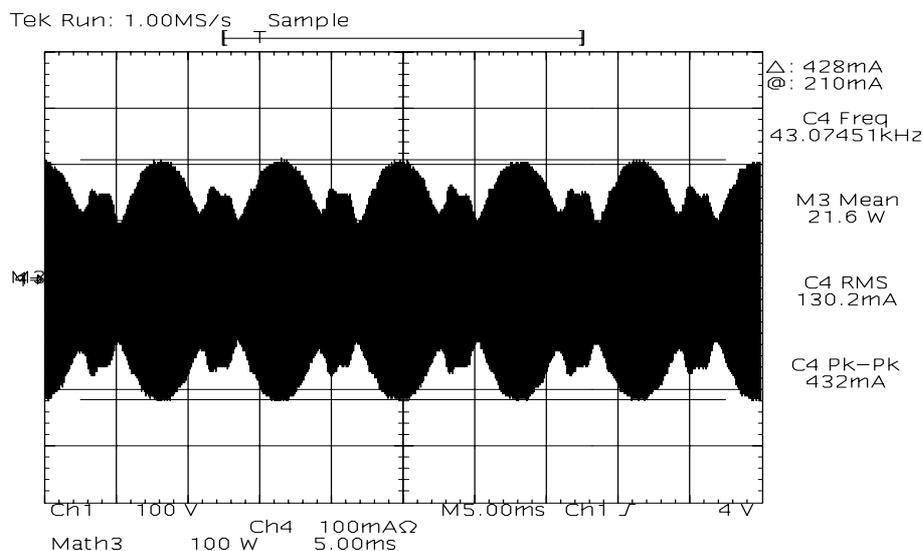


Fig. 6.55 – Envolvória da corrente em uma das lâmpadas (i :100mA/div; t :5ms/div; resolução:50.000 pontos).

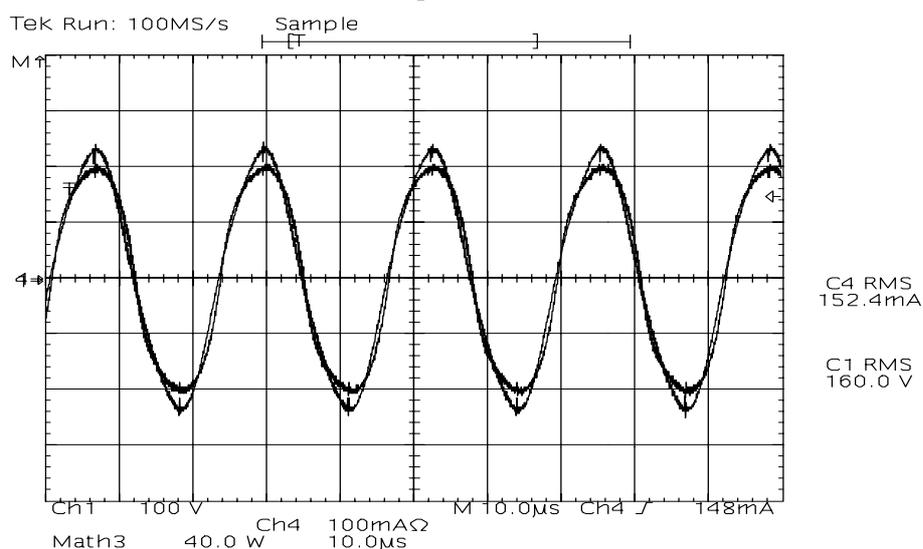


Fig. 6.56 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas na frequência de comutação (v :100V/div; i :100mA/div; t :10µs/div).

Na Fig. 6.57 tem-se a tensão do barramento CC (capacitor C_B) durante o processo de partida da lâmpada. Verifica-se que seu valor máximo encontra-se dentro das especificações dos componentes utilizados no reator. O detalhe da ondulação da tensão de barramento CC é apresentado na Fig. 6.58.

Na Fig. 6.59 tem-se a tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida. Observou-se, durante os ensaios, que o valor máximo pode alcançar a ordem de 1kV. Observaram-se valores na ordem de 700V a 1kV. O tempo de partida da lâmpada foi inferior a 400ms, caracterizando o reator como sendo do tipo partida instantânea.

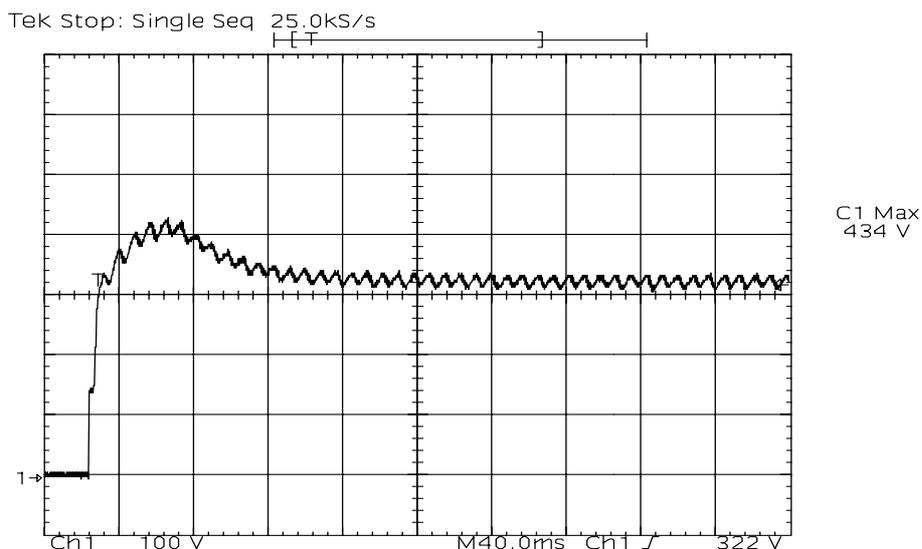


Fig. 6.57 – Tensão do barramento CC durante o processo de partida (v:100V/div; t:40ms/div).

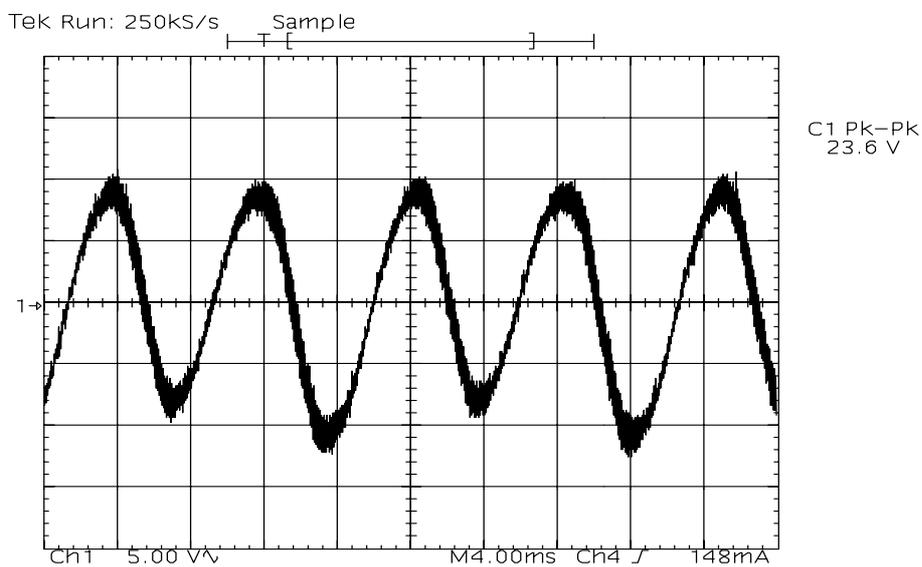


Fig. 6.58 – Ondulação da tensão do barramento CC em regime permanente (i:5V/div; t:4ms/div).

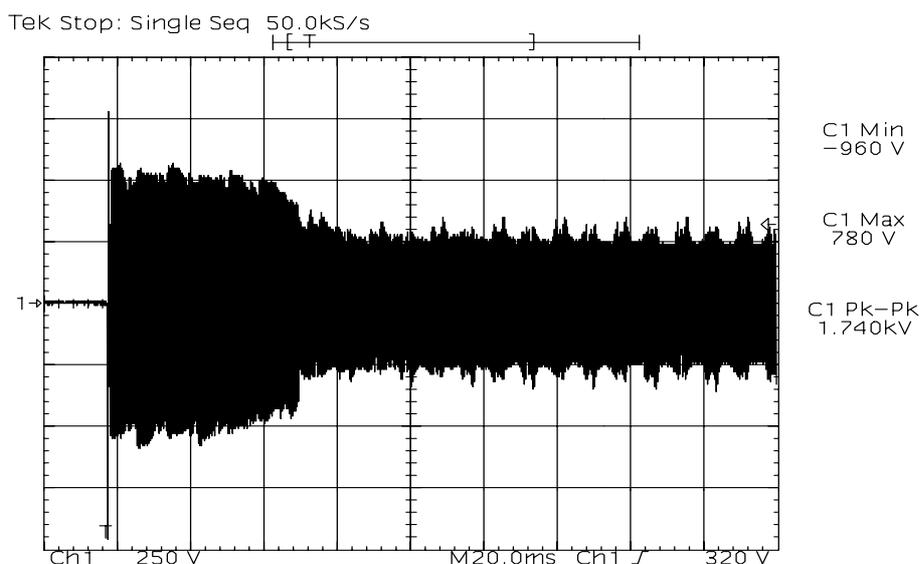


Fig. 6.59 – Tensão em uma das lâmpadas durante o processo de partida (v:250V/div; t:20ms/div; resolução:15.000 pontos).

6.4 Conclusão

Foi apresentado um grupo de reatores que utilizam a técnica CS-CPPFC. Deste grupo, escolheu-se para ser analisada a configuração que, através de uma pré-análise, apresentou os melhores resultados quanto à correção do fator de potência bem como ao fator de crista da lâmpada, além de possuírem a menor quantidade de componentes.

Do princípio de funcionamento se definiu a metodologia de projeto que determinou os valores dos capacitores “charge pump” e dos indutores “boost” para serem utilizados durante as simulações e a implementação prática do reator analisado.

Os resultados obtidos, tanto os da simulação como os das implementações práticas comprovaram a eficácia da metodologia de projeto aplicada, independente do tipo ou da potência das lâmpadas utilizadas, não somente pelas semelhanças de valores como também pelo cumprimento das normas técnicas.

A utilização das lâmpadas fluorescentes T5 de 54W e 28W apresentaram um comportamento semelhante ao obtidos durante a aplicação das lâmpadas T10. No entanto, é necessário aperfeiçoar a técnica de ignição do reator para não prejudicar o tempo de vida útil destas lâmpadas.

Os resultados apresentados para os reatores com comando auto-oscilante mostraram que não existe qualquer restrição quanto à sua utilização. Portanto, com a combinação das principais características como a correção do fator de potência, o baixo fator de crista e o número reduzido de componentes, tem-se um reator extremamente atrativo para uma possível aplicação comercial.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foram efetuados os estudos que resultaram na proposta de 5 grupos de reatores eletrônicos com características semelhantes aos reatores “charge pump” típicos. A redução do número de componentes e a possibilidade da redução do peso e volume de alguns elementos magnéticos proporcionam a otimização destes conversores. No entanto, o cumprimento da norma técnica brasileira são características predominantes de cada um destes grupos de reatores.

De cada grupo proposto (cada um apresentando suas características particulares), optou-se para serem analisados detalhadamente aqueles reatores que se apresentaram mais atrativos para uma possível aplicação comercial. Para a escolha da estrutura a ser analisada levaram-se em consideração os seguintes critérios:

- as melhores características relacionadas à correção do fator de potência;
- as melhores características relacionadas ao fator de crista da corrente na lâmpada;
- o menor número de componentes no circuito de potência.

Nos capítulos 2 e 3, as estruturas propostas têm como principal características a ausência dos capacitores tradicionalmente utilizados para realizar as ignições das lâmpadas e a redução do peso e volume dos elementos que constituem o filtro de entrada. Sem os capacitores de partida houve a necessidade de se conectar a combinação paralela de um dos filamentos de cada lâmpada em série com o barramento CC. Com esta conexão, as correntes que circulam pelos filamentos ficam na mesma ordem de grandeza das correntes de arco das lâmpadas, aumentando o consumo de energia nos mesmos e conseqüentemente reduzindo o rendimento do reator. Um outro fator que compromete o rendimento do reator está relacionado com as correntes nos interruptores. Por se tratar de estruturas VS-CPPFC, onde as saídas dos estágios inversores são compostas pelos circuitos ressonantes mais os capacitores “charge pumps”, têm-se os níveis de correntes na ordem de duas vezes a corrente de arco da lâmpada. Com níveis de correntes elevados as perdas por condução aumentam e o rendimento da estrutura diminui.

No capítulo 4 tem-se um grupo de reatores que, por apresentarem características de funcionamento tão particulares, optou-se em aplicá-los nas alimentações das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Trata-se de um grupo de reatores que, devido à conexão direta entre o estágio inversor e o estágio de entrada, em funcionamento, sempre haverá uma circulação de corrente entre os dois estágios fazendo com que a tensão do barramento CC alcance níveis de tensão muito elevados, principalmente na ausência da lâmpada. Considerando que a iluminação fluorescente é mais comum no dia a dia da maioria das pessoas e que a probabilidade da retirada de uma lâmpada alimentada por um reator eletrônico energizado é bastante elevada, esta estrutura não é muito indicada para este tipo de aplicação. A implementação de um circuito de proteção é necessária, porém eleva o custo final do reator, podendo torná-lo menos competitivo em relação às configurações que existem no mercado. No entanto, a implementação dos circuitos de proteção em um reator eletrônico para uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão não afeta de forma significativa o custo final do reator.

Uma outra característica importante do reator implementado no capítulo 4 é a possibilidade do controle da potência da lâmpada durante toda a sua vida útil. Embora não realizado neste trabalho, o controle na estrutura proposta é eficiente e proporciona um melhor aproveitamento das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão.

Nos capítulos 5 e 6, por se tratarem de reatores do tipo CS-CPPFC, têm-se como principais características os baixos níveis de correntes nas saídas dos estágios inversores tornando os seus rendimentos elevados. No entanto, não é possível controlar a potência na saída do reator quando ocorre uma variação muito grande de carga, como acontece com as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão no decorrer da sua vida útil. Este fato pode justificar o estudo das estruturas VS-CPPFC apresentados nos capítulos 2, 3 e 4. No entanto, quando se trata de lâmpadas fluorescentes, a maioria dos reatores encontrados no mercado apresentam uma configuração do tipo CS-CPPFC.

Mesmo apresentando algumas desvantagens em relação aos reatores CS-CPPFC, os reatores VS-CPPFC possuem algumas características que em determinadas aplicações tornam-se mais interessantes que o CS-CPPFC. Por exemplo, em aplicações com lâmpadas de vapor de sódio, onde a potência da lâmpada diminui com o envelhecimento, os reatores VS-CPPFC podem, através da variação da frequência de comutação do inversor, manter uma potência constante. A potência da lâmpada diminui devido à perda do sódio que faz com que a sua tensão de arco aumente, com o conseqüente aumento da sua resistência

equivalente. Logo, com a utilização de um reator VS-CPPFC, com o aumento da resistência, pode-se, através da frequência de comutação do inversor, mudar a tensão do barramento CC, compensando a potência de saída da lâmpada. Com os reatores CS-CPPFC, mesmo com a variação da frequência de comutação do inversor não se consegue controlar a potência da lâmpada.

Com a implementação prática dos reatores utilizando comando com frequência fixa, além da confirmação da metodologia de projeto empregada, pode-se observar outras características importantes tais como: fator de potência, fator de crista nas lâmpadas, rendimento, tensões sobre as lâmpadas durante o processo de partida e a tensão do barramento CC, também durante o processo de partida. Sendo assim, para ilustrar melhor o comportamento de cada reator, serão apresentadas na tabela 7.1 as principais características dos reatores apresentados nos capítulos 2, 3, 4 e 5, ou seja, os reatores propostos para alimentarem lâmpadas fluorescentes. Para isso, os reatores implementados serão denominados de acordo com a seqüência apresentada em cada capítulo, ou seja, Reator-01 (capítulo 2), Reator-02 (capítulo 3), Reator-03 (capítulo 5) e Reator-04 (capítulo 6).

Tabela 7.1 – Características dos reatores propostos implementados.

Topologias Características	VS-CPPFC		CS-CPPFC	
	Reator-01	Reator-02	Reator-03	Reator-04
Nº de componentes (circuito principal)	15	16	16	15
Rendimento	89,3%	90,3%	91,8%	91,7%
Distorção Harmônica Total	12,56%	13%	9,37%	10,1%
Fator de Potência	0,962	0,97	0,99	0,99
Fator de Crista	1,66	1,63	1,49	1,44
Tensão na lâmpada na partida	670V	720V	680V	605V
Tensão do Barramento CC na partida	416V	384V	526V	458V

Através da tabela 7.1 pode-se verificar que o Reator-01 e o Reator-02 possuem rendimentos menores que o Reator-03 e o Reator-04. Estes resultados já eram esperados, devido à elevada corrente nos interruptores das estruturas VS-CPPFC. Quanto às tensões de ignição das lâmpadas, todos as estruturas apresentaram valores máximos comuns a estes tipos de lâmpadas. Já para a tensão do barramento CC, durante o processo de partida, verifica-se que os reatores do tipo fonte de tensão apresentam valores menores que os do tipo fonte de corrente. Estes valores também já eram esperados, visto que, em regime, as tensões dos reatores VS-CPPFC são menores que as do tipo CS-CPPFC.

Através da implementação dos protótipos utilizando comando com frequência fixa, também se pôde analisar o comportamento de cada reator e verificar que todas as estruturas implementadas possuíam um grande potencial para a aplicação comercial. Logo, visando alcançar este objetivo, os protótipos com comando auto-oscilantes foram ensaiados. Através dos resultados obtidos, verificou-se que não existe nenhuma restrição quanto à utilização deste tipo de comando. No entanto, alguns ajustes de bancada foram realizados para que todos os requisitos exigidos pelas normas fossem alcançados. Por outro lado, em todas as topologias verificou-se uma melhora significativa do rendimento sendo que os reatores CS-CPPFC alimentando as lâmpadas de 110W se destacaram, pois algumas delas superaram a ordem de 96% de eficiência.

Os resultados das simulações e os resultados experimentais mostraram que, de uma maneira geral, as estruturas do tipo CS-CPPFC são mais atrativas que as do tipo VS-CPPFC, pois, com a mesma quantidade de componentes, apresentam rendimentos e fatores de potência maiores, menores distorção harmônica na corrente de entrada e menores fatores de crista nas correntes das lâmpadas. Verificou-se também que, com a retirada dos capacitores de partida dos reatores VS-CPPFC, a qualidade das formas de onda das tensões e correntes das lâmpadas em alta frequência, ficaram abaixo das expectativas. Logo, é necessário que se faça uma avaliação desta qualidade, para verificar se afeta o tempo de vida útil das lâmpadas, para que, desta forma, se conclua a respeito de qual ação a ser tomada para minimizar ou resolver o problema, seja na alteração do projeto do tanque ressonante ou até mesmo na alteração dos circuitos dos reatores.

A realização do capítulo 4 foi extremamente importante no sentido de mostrar que as técnicas utilizadas para a correção do fator de potência dos reatores propostos podem ser aplicadas não somente às lâmpadas fluorescentes como também em outros tipos de lâmpadas como, por exemplo, as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Através da tabela comparativa entre a estrutura proposta neste capítulo e as estruturas implementadas por Buttendorff [54], pode-se verificar que o reator implementado agregou as principais características positivas obtidas nos reatores CIC-CPPFC e VS-CPPFC típicos.

A utilização de topologias otimizadas (poucos componentes e redução do peso e volume), com altos fatores de potência, baixos fatores de crista e elevados rendimentos, mostram que estes reatores são extremamente atrativos para uma possível aplicação comercial. Sendo assim, os reatores propostos neste trabalho se apresentam como uma solução viável de baixo custo, na substituição talvez irreversível, não somente das

lâmpadas incandescentes, mas também dos reatores eletromagnéticos que alimentam as lâmpadas fluorescentes e as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão.

Em função da continuidade do estudo, outras estruturas poderão surgir, principalmente com o enfoque que poderá ser efetuado para estruturas alimentadas em 127V. Por exemplo, reatores com estruturas dobradoras de tensão ou estruturas bivolt, ou seja, reatores que possam ser alimentados tanto em 220V como em 127V.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] RAY, W. F., DAVIS, R. M. The Definition and Importance of Power Factor for Power Electronic Converters. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, p. 799 – 805, 1989.
- [2] GROTZBACH, M. Line Side Behavior of Uncontrolled Rectifier Bridges with Capacitive DC Smoothing. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, p. 761 – 764, 1989.
- [3] Philips Semiconductors. Power Semiconductor Applications. www.philips.com.
- [4] HAMMER, E. E., MCGOWAN, T. K. Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 21, no. 01, p. 11 – 16, 1985.
- [5] HAMMER, E. E. High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz. *Journal of the Illuminating Engineering Society*, p. 52 – 61, 1987.
- [6] KAISER, W. *Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência para Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares*. Tese (Doutorado em engenharia elétrica) – Universidade de São Paulo. São Paulo, 1988.
- [7] DA SILVA JUNIOR, P. A. *Sistemas Eletrônicos para Iluminação Fluorescentes – Análise, Projeto e Implementação*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1994.
- [8] HERMAN, P. M. Jr. Communication and Detection System. United States Patent 2,032,588, 1936.
- [9] TOUVET, G. Light Communication System. United States Patent 2,538,062, 1951.
- [10] GREENE, G. L. et al. High Frequency Ballast Unit. United States Patent 2,923,856, 1960.
- [11] WENRICH, C. M. et al. High Frequency Ballast for Fluorescent Lamps. United States Patent 3,155,875, 1964.
- [12] WOOD, P. N. High Frequency Discharge Lamp Ballast Using Power Mosfets, Igbts, and High Voltage Monolithic Drives. *PCI Proceedings*, p. 307 – 324, 1989.
- [13] BAIRANZADE, M. The Eletronic Control of Fluorescent Tubes. *Power Electronics*. P. 38 – 49.

- [14] BARBI, I., ARAÚJO, R. S. Ballast Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Utilizando Conversores Ressonantes. Relatório interno, Universidade Federal de Santa Catarina, 1990.
- [15] MAHMOUD, M. I., PERRET, R. Design Parameters for High Frequency Series Resonance Energy Converters Used as Fluorescent Lamp Electronics Ballast. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, p. 367 – 361, 1989.
- [16] NORMA, IEC 61000-3-2, *Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current $\leq 16A$ per phase)*. International Electrotechnical Commission, 1999.
- [17] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, NBR 14418. *Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares – Prescrições de desempenho e segurança*, Rio de Janeiro, 1999.
- [18] ARAÚJO, M. V. A. *Inversor Auto-Oscilante com Pré-Regulador Buck-Boost Integrado Aplicado em Reatores para Lâmpadas Fluorescentes*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1999.
- [19] BLANCO, C., ALONSO, M., LOPEZ, E., CALLEJA, A., RICO, M. A Single Stage Fluorescent Lamp Ballast with High Power Factor. *IEEE Applied Power Electronics Conf.*, p. 616 – 621, 1996.
- [20] ALVES, J. A., PERIN, A. J., BARBI, I. An Electronic Ballast with High Power Factor for Compact Fluorescent Lamp. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, p. 2129-2135, 1996.
- [21] DO PRADO, R. N., BONALDO, S. A., MOREIRA, M. C., VIDOR, D. L. Electronic Ballast with a High Power Factor for Fluorescent Lamps. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 1215-1219. 1996
- [22] CO, M. A., SIMONETTI, D. S. L., VIEIRA, J. L. F. High Power Factor Electronic Ballast Operating at Critical Conduction Mode. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 962-968, 1996.
- [23] MOO, C. S., LEE, C. R., CHUA, Y. T. High Power Factor Electronic Ballast with Self-Excited Series Resonant Inverter. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, p. 2136-2140, 1996.
- [24] WU, T. F., CHIANG, M. C., CHANG, E. B. Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature. *IEEE Applied Power Electronics Conference*, p. 1030-1036. 1997.

- [25] ALONSO, J. M., CALLEJA, A. J., RIBAS, J. et al. A Novel Low-Cost High-Power-Factor Integrated Ballast for Fluorescent Lamps. *IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, p. 941-946, 1998.
- [26] WU, T.; YU, T. Analysis and Design of a High Power Factor Single Stage Electronic Dimming Ballast. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 3, p. 606-614, 1998.
- [27] BERGERVOET J. R. M. High Frequency Discharge Lamp. United States patent 5,400,241, 1995.
- [28] HERNANDEZ, F., BRUNING, G. W. High Frequency Inverter with Power Line Controlled Frequency. United States patent 5,404,082, 1995.
- [29] HAMAMSY, S. E., KHERALUWALA, M. H., KACHMARIK, D. J. Multiresonant Boost High Power Factor Circuit. United States patent 5,488,269, 1996.
- [30] TAKAHASHI, I. Power Factor Improvement of a Diode Rectifier Circuit by Dither. In Conf. Rec. *IEEE-IAS Annual Meeting*, p. 1289 – 1294, 1990.
- [31] PITEL, I. J. Tuned Oscillator Ballast Circuit. United States patent 4,04,711, 1977.
- [32] QIAN, J., LEE, F. C. Charge Pump Power - Factor - Correction Technologies Part I: Concept and Principle. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 1, p. 121 – 129, 2000.
- [33] QIAN, J., LEE, F. C. Charge Pump Power - Factor - Correction Technologies Part II: Ballast Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vo. 15, no. 1, p. 130 – 139, 2000.
- [34] EATON, W. L., MURRAY, A. B. Reduction of Harmonics in Gas Discharge Lamp Ballasts. United States Patent 4,511,823, 1985.
- [35] MAEHARA, M. Inversor Device for Stable, High Power Factor Input Current Supply. United States Patent 5.274.540 ,1993.
- [36] MAEHARA, M. High Power Factor Inverter Device Having Reduced Output Ripple. United States Patent 5.410.466 ,1995.
- [37] WONG, S. W., OUSLEY, M., YANG, T. S. Electronic Ballasts. U. S. Patent, 5,426,344, 1995.
- [38] FAHRNICH, H. J., HIRCHMANN, W. Low-Pressure Discharge Lamp, Particularly Fluorescent Lamp High Frequency Operating Circuit with Low-Power Network Interference. United States Patent 4,782,268, 1988.

- [39] CHEN, W., LEE, F. C., YAMAUCHI, T. An Improved Charge Pump Electronic Ballast with Low THD and Low Crest Factor. *IEEE Applied Power Electronics Conference*, p. 622-627, 1997.
- [40] CHEN, W., LEE, F. C., YAMAUCHI, T. Reduction of Voltage Stress in Charge Pump Electronic Ballast. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 887-893, 1996.
- [41] QIAN, J., LEE, F. C., YAMAUCHI, T. Analysis, Design and Experiments of a High Power Factor Electronic Ballast. *IEEE Applied Power Electronics Conference*, p. 1023-1029, 1997.
- [42] QIAN, J., LEE, F. C., YAMAUCHI, T. Charge Pump High Power Factor Dimming Electronic Ballast. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p.73-79, 1997.
- [43] HAMAMSY, S. E., KHERALUWALA, M. H., KACHMARIK, D. J. Multi-Resonant Boost High Power Factor Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 60-65, 1997.
- [44] TERAMOTO, S., SEKINE, M., SAITO, R. High Power Factor AC/DC Converter. United States Patent 5,301,095, 1994.
- [45] QIAN, J., LEE, F. C. Voltage-Source Charge-Pump Power-Factor-Correction AC/DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no 02, p.350 – 358, 1999.
- [46] TAO, F.; QIAN J.; LEE, F.C. A Comparative Study of a Family of Charge Pump Power Factor Correction Electronics Ballasts. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, p. 739-745, 1999.
- [47] CHEN, W., LEE, F. C. Power Supply for Supplying AC Output Power. United States Patent 6,057,652, 2000.
- [48] BÖHME, F.; GÜLDNER, H.; RAISER, F. Charge Pump Ballast as a Special Type of Electronic Ballast for Fluorescent Lamps. *IEEE Industry Applications Conference*, p. 3346-3352, 2000.
- [49] QIAN, J. Electronic Lamp Ballast with Power Feedback Through line Inductor. United States Patent 6,051,936, 2000.
- [50] CHANG, C. Electronic Ballast with Inductive Power Feedback. United States Patent 6,337,800, 2002.
- [51] DO, H. L., KWON, B. H. Single-Stage Line-Coupled Half-Bridge Ballast with Unity Power Factor and Ripple-Free Input Current Using a Coupled Inductor. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 50, no. 06, p. 1259-1266, 2003.

- [52] DO, H. L., SEOK, K. W., KWON, B. H. Single-Stage Electronic Ballast with Unity Power Factor. *IEE Proc. Electr. Power Application*, vol 148, n2, p. 171-176, 2001.
- [53] VOS, R. A., MOLL, F. Ballast Circuits for Gás Discharge Lamps. United States Patent 5.134.344, 1992.
- [54] BUTTENDORFF, J. M. *Reatores Eletrônicos de Único Estágio para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003
- [55] SHIMIZU, K. Power Source Circuit. United States Patent 5.303.140, 1994.
- [56] NASCIMENTO, C. B., PERIN, A. J. A Low Cost Electronics Ballast with Power Factor Correction. *VI Induscon*, 2004.
- [57] BALL, D. P., HENDERSON. Switched Mode Power Supply. United States Patent 4.763.239, 1988.
- [58] MAEHARA, M. Inverter With Shared Chopper Function for High Input Power Factor with Restrained Higher Harmonics. United States Patent 5.251.119, 1993.
- [59] BOBEL, A. A. Electronic Device for Powering a Gas Discharge Road from a Low Frequency Source. United States Patent 5.434.480, 1995.
- [60] QIAN, J., LEE, F. C., YAMAUCHI, T. Current Source Charge Pump High Power Factor Electronic Ballast. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 66-72, 1997.
- [61] PEREIRA, E. I. *Reator Eletrônico com Estágio de Correção do Fator de Potência Integrado com o Inversor Ressonante*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP-UFSC, Florianópolis, 2003.
- [62] MOISIN, M., MARTICH, M. E. Ballast Circuit for Fluorescent Lamp. United States Patent 5.691.606, 1997.
- [63] QIAN, J., LEE, F. C. New Charge Pump Power Factor Correction Electronic Ballast with a Wide Range of Line Input Voltage. *IEEE Industry Application Society – Annual Meeting*, p. 2299 – 2306, 1997.
- [64] STATNIC, E., LOEHMANN, G. High Power Factor, High Frequency Operating Circuit for a Low-Pressure Discharge Lamp. United States Patent 5.521.467, 1996.
- [65] MOO, C. S., CHUANG, Y. C., LEE, C. R. A New Power Factor Correction Circuit for Electronic Ballast with Series Load Resonant Inverter. *IEEE Applied Power Electronics Conference*, p. 628-633, 1996.

- [66] PEREIRA, E. I., PERIN, A. J. Electronic Ballast for Fluorescent lamps with the PFC Stage Integrated to the Resonant Inverter. *The 7th Brazilian Power Electronics Conference*, p. 392 – 397, 2003.
- [67] PEREIRA, E. I., PERIN, A. J., NASCIMENTO, C. B. Electronic Ballast for Fluorescent Lamps with the PFC Stage Integrated with the Resonant Inverter. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 4050-4056, 2004.
- [68] CHANG, C. Electronic Ballast with Current and Voltage Feedback Paths. United States Patent 6.169.374, 2001.
- [69] MOISIN M. S. Ballast Having a Resonant Feedback Circuit for Linear Diode Operation. United States Patent 6.100.648, 2000.
- [70] NASCIMENTO, C. B., BUTTENDORFF, J. M., PEREIRA, E. I., PERIN, A. J. Reator eletrônico com Circuito Simétrico para Correção do Fator de Potência. *XV Congresso Brasileiro de Automática*, 2004.
- [71] NASCIMENTO, C. B., PERIN, A. J., PEREIRA, E. I. Low Cost High Power Factor Electronic Ballast with no Input Filter. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 1100-1106, 2005.
- [72] TAKAHASHI, I. Power Factor Improvement of A Diode Rectifier Circuit by Dither Signals. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 1289-1294, 1990.
- [73] TAKAHASHI, I., IGARASHI, R. Y. A Switching Power Supply of 99% Power Factor by the Dither Rectifier. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 714-719, 1991.
- [74] WU, T. F., WU, Y. J., CHANG, C. H., LIU, Z. R. Ripple-Free, Single-Stage Electronic Ballasts with Dither-Booster Power Factor Corrector. *IEEE Industry Application Society – Annual Meeting*, p. 2372 – 2379, 1997.
- [75] WU, T. F., YU, T. H., LIU, H. C. An Alternative Approach to Synthesizing Single-Stage Converters with Power-Factor-Correction Feature. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vo. 46, no. 4, p. 734 – 748, 1999.
- [76] SLEPIAN, J. High Voltage Direct Current System. United States Patent 1,666,473, 1928.
- [77] COCKCROFT, J. D., WALTON, E. T. S. Experiments with High Velocity Positive Ions. (I) Further Developments in the Method of Obtaining High Velocity Positive Ions. *Proceedings of the Royal Society of London.*, vol. 136, p. 619-630, 1932.
- [78] BOUWERS, A. Voltage Multiplier. United States Patent 2,213,199, 1940.

- [79] BOUWERS, A. Apparatus for Rectification and Voltage Increase. United States Patent 2,369,772, 1945.
- [80] MILLER, G. H. Power Supply. United States Patent 2,497,182, 1948.
- [81] FRIEND, A. W. Voltage Rectifying Circuit. United States Patent, 2,499,347, 1950.
- [82] LE, A., OLSON, R. Regulated High Voltage Power Supply. United States Patent, 2,565,621, 1951.
- [83] PROCTER, S. A. High Voltage Power Supply. United States Patent, 2,823,921, 1958.
- [84] CALLENDER, R. J. Voltage Multiplication Systems. United States Patent, 2,880,385, 1959.
- [85] PETERSON, W. T. Encapsulated Power Supply. United States Patent, 2,985,812, 1961.
- [86] HOSENER, H. B. Regulated-Multiplier System. United States Patent, 3,493,840, 1970.
- [87] HOSENER, H. B. Voltage-Multiplier Assembly. United States Patent, 3,568,036, 1971.
- [88] LIN, P. M., CHUA, L. O. Topological Generation and Analysis of Voltage Multiplier Circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, p. 517-530, 1977.
- [89] MITCHELL, E. E., GILLILAND, M. G., FOWLER, R. Z., SEYMOUR, E. W. High Gain Field Effect Transistor Loaded Amplifier. United States Patent, 3,286,189, 1966.
- [90] POLKINGHORN, R. W., PFEIFER, A. F. DIERKING, W. H. Field Effect Transistor Using Capacitor Feedback. United States Patent, 3,506,851, 1970.
- [91] PLESHKO, P., TERMAN, L. M. Apparatus for Stabilizing Field Effect Transistor Thresholds. United States Patent, 3,609,414, 1971.
- [92] LUDLOW, P. J., TAI, E. Bootstrap Fet Driven with On-Chip Power Supply. United States Patent, 3,808,468, 1974.
- [93] HEIMBIGNER, G. L., BOOHER, R. K. Voltage Boosting Substrate Bias Generator. United States Patent, 4,229,667, 1980.
- [94] CATALDO, G. D., PALUMBO, G. Double and Triple Charge Pump Design. *IEEE, International Conference on Circuits and Systems*, p. 625 – 627, 1991.
- [95] YU, R. T. Dynamic MOS TTL Compatible. United States Patent, 3,835,457, 1974.
- [96] BUCHANAN, J. K. MOS DC Voltage Booster Circuits. United States Patent, 3,942,047, 1976.

- [97] DICKSON, J. F. On-Chip High-Voltage Generation in MNOS Integrated Circuits Using an Improved Voltage Multiplier Technique. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. sc-11, no 03, 1976.
- [98] WANG, C. C., WU, J. C. Efficiency Improvement in Charge Pump Circuits. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no 06, 1997.
- [99] CATALDO, G. D., PALUMBO, G. Double and Triple Charge Pump for Power IC: Dynamic Models Which Take Parasitic Effects into Account. *IEEE, Transactions on Circuits and Systems: Fundamental Theory and Applications*, vol. 40, no 2, p. 92 – 101, 1993.
- [100] LAUTERBACH, C., WEBER, W., RÖMER, D. Charge Sharing Concept and New Clocking Scheme for Efficiency And Electromagnetism Emission Improvement of Boosting Charge Pumps. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no 05, 2000.
- [101] STARZYK, J. A., JAN, Y. W., QIU, F. A DC-DC Charge Pump Design Based on Voltage Doublers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 48, no 03, p. 350-359, 2001.
- [102] PALUMBO, G., PAPPALARDO, D., GAIBOTTI, M. Charge Pump Circuits: Power Consumption Optimization. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, p. 26-29, 2005.
- [103] KLYOTA, K. Apparatus for Boosting a direct Current Voltage. United States Patent, 3,631,259, 1971.
- [104] KUMABARA, K., HIYACHIKA, E. Switched Capacitor DC – DC Converters. *IEEE*, 1988.
- [105] CHEN, J., IOINOVICI, A. Switching-Mode DC-DC Converter Switched-Capacitor-Based Resonant Circuit. *IEEE, Transactions on Circuits and Systems: Fundamental Theory and Applications*, vol 43, no 2, p. 933 – 938, 1993.
- [106] NGO, K.D.T., WEBSTER, R. Steady-State Analysis and Design of a Switched-Capacitor DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, p. 92-101, 1994.
- [107] HARRIS, W. S., NGO, K.D.T. Operation and Design of a Switched-Capacitor DC-DC Converter with Improved Power Rating. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, p. 192-198, 1994.
- [108] MAKOWSKI, M. S., MAKSIMOVIC, D. Performance Limits of Switched-Capacitor DC-DC Converters. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 1215-1221, 1995.

- [109] CHHAWCHHARIA, P., CHENG, D. K. W., LEE, Y. S. On the Reduction of Component count in Switched Capacitor DC/DC Convertors. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 1395-1401, 1997.
- [110] HAN, J., JOUANNE, A. V., TEMES, G. C. A new approach to reducing output ripple in switched-capacitor-based step-down DC-DC converters. *IEEE Industry Applications Conference*, p. 1115-1120, 2004.
- [111] LEE, H., MOK, P. K. T. Switching Noise and Shoot-Trough Current Reduction Techniques for Switched-Capacitor Voltage Doubler. *IEEE Journal os Solid-State Circuits*, vol 40, no 05 ,p.1136-1146, 2005.
- [112] NEBA, Y., ISHIZAKA, K., ITOH, R. Switch-Mode Voltage Rectifier with Symmetrical Arrangement of Capacitors for Pumping Action. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol 152, no 02, p.335-340, 2005.
- [113] GARDNER, F. M. Charge Pump Phase-lock Loops. *IEEE Transactions on Communications*, p. 1849-1858, 1980.
- [114] HSU, F. C., TSAO, H. Y., LEE, P. W. Charge Pumps Circuits. United States Patent, 5,978,283, 1999.
- [115] HIRATSUKA, M., TAKAHASHI, K., KONDOH, Y. Power Supply Apparatus and Image Forming Apparatus Using the Same. United States Patent, 6,579,766, 2004.
- [116] KARACA, H., KILINÇ, S., YUKSEL, Y. Modeling of Voltage Output Charge-Pump Phase Frequency Detector in Tuning Loops. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, vol. 52, no 06, p. 304-307, 2005.
- [117] HSU, C. L., LAI, Y., WANG, S. W. Built-In Self-Test for Phase-Locked Loops. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no 03, p. 996-1002, 2005.
- [118] BARBI, I., SOUZA, A. F. *Retificadores com alto fator de potência*. Publicação interna do Instituto de Eletrônica de Potência – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1995.
- [119] KWON, B. H., SEOK, K. W. A Novel Single-Stage Half-Bridge AC–DC Converter With High Power Factor. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 48, no. 6, 2001.
- [120] SEIDEL, A. R. *Técnicas de Projeto para o Reator Eletrônico Auto-Oscilante Empregando Ferramenta de Controle*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro de Tecnologia, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.

- [121] TAO, F., ZHAO, Q., LEE, F.C., ONISHI, N. Self-Oscillating Electronic Ballast With Dimming Control, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 1818 – 1823, 2001.
- [122] DUMS, J. F. *Reator Eletrônico de Único Estágio e Elevado Fator de Potência, Baseado na Topologia “Charg-Pump Voltage Source”, para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [123] NORMA NBR IEC 662, “*Lâmpadas a Vapor de Sódio a Alta Pressão*”, Rio de Janeiro, 1997. Normas – Associação Brasileira de Normas Técnicas.
- [124] ANDRÉ, A. S., *Sistema Eletrônico para Lâmpadas de Descarga de Alta Pressão para Iluminação de Exteriores*, Proposta de Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 2001.
- [125] IR2111, *Datasheet*. International Rectifier. <http://www.irf.com>, 2001.