

EDUARDO INÁCIO PEREIRA

**REATOR ELETRÔNICO COM ESTÁGIO DE
CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA
INTEGRADO COM O INVERSOR RESSONANTE**

FLORIANÓPOLIS

2003

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

**REATOR ELETRÔNICO COM ESTÁGIO DE
CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA
INTEGRADO COM O INVERSOR RESSONANTE**

Dissertação submetida à

Universidade Federal de Santa Catarina

como parte dos requisitos para a obtenção do grau de

Mestre em Engenharia Elétrica.

EDUARDO INÁCIO PEREIRA

Florianópolis, Fevereiro de 2003.

REATOR ELETRÔNICO COM ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA INTEGRADO COM O INVERSOR RESSONANTE

Eduardo Inácio Pereira

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, 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

Edson Roberto de Pieri, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente

Enio Valmor Kassick, Dr.

Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

Pedro Armando da Silva Júnior, M. Eng.

*Todos estes que aí estão
Atravancando o meu caminho,
Eles passarão,
Eu passarinho.*

Poeminha do Contra - Mário Quintana

Para os meus pais “Seu Inácio” e “Dona Laurici”.

A criança



"A criança é uma coisa assim bem depressa, assim bem macia, cheia de muitas palavras erradas que todo mundo ri. Elas gostam bastante só de brincar e têm medo de apanhar porque estão sempre fazendo aquilo que não devem. Elas querem tudo que vêem e pedem com a mão e com o olho. É muito difícil obrigar uma criança a se lavar, agora a se sujar não é não. Criança é muito teimosa e nunca faz o que os mais velhos mandam de modo que tem muita que ninguém quer. É por isso que eu nunca vi pai e mãe sem filho mas tem muito filho sem pai nem mãe."



"Os adultos são gente crescida que vive sempre dizendo pra gente fazer isso e não fazer aquilo. Interrompem sempre o que a gente está fazendo pra mandar fazer outra coisa que a gente não quer, mas quando a gente interrompe eles por qualquer motívinho o menos que apanha é uma espinafração na frente dos de fora. Adulto promete muita coisa, agora fazer mesmo que é bom eu nunca vi. Quando a gente cobra, eles dizem que menino chato ou então falam esqueceram e vão fazer no domingo que vem. Eles sempre dizem que no seu tempo não era assim mas nunca fazem o que obrigam a gente a fazer, como apanhar tudo o que caiu no chão, andar sempre limpo e dizer somente a verdade. Os adultos também obrigam a gente a vestir muito limpinho pra ir nas festas mas eles mesmos vão de qualquer maneira que às vezes, até dá vergonha, como aquela calça toda apertadinha da mamãe e aquela toda largona do papai. Eu quando crescer vou ser adulto só porque sou obrigado senão eu ia ser sempre pequenininho."

Para minha esposa Lúgia e ao meu filho Inácio.

“Saudade assim faz roer
E amarga qui nem jiló
Mas ninguém pode dizer
Que me viu triste a chorar
Saudade o meu remédio é cantar
Saudade o meu remédio é cantar”

À memória de meus avôs, Nelson Alfredo Pereira e Nelson Manoel da Silva.

Agradecimentos

Ao professor Arnaldo José Perin que, além de orientador, foi um grande companheiro sempre presente nos bons e maus momentos durante esta etapa. Sua amizade e companheirismo servirão de exemplo por toda a minha vida.

Aos demais professores do INEP, Alexandre, Denizar, Fagundes, Hari, Ivo e Kassick pelo conhecimento repassado.

Aos membros do corpo técnico-administrativo do INEP em especial para o Coelho, Pacheco e Rafael.

Ao Engenheiro Geraldo Sincero pelo auxílio na experimentação dos reatores comerciais.

Às grandes amizades que fiz dentro do INEP: Carlos “Tchê Gaudério” Illa Font, Wail “Capitão Notre” Pastorelo, Denise “Srta. Dame” Gerardi, Sérgio Vidal “Prezinho do Gordo” Oliveira, Leonardo “Cabeça de Coco” Serpa, Anderson “ASA” Soares André, Ricardo “Little-Little” Alves, Demercil e aos meus contemporâneos de mestrado Dirk, Douglas e Takasaki.

Agradecimentos incondicionais aos meus pais pela paciência e a confiança depositada, eu espero ter aprendido pelo menos um pouco do que eles tentaram me ensinar. Agradeço também o meu irmão Dávio e a minha irmã Roberta.

A minha namorada noiva e, após onze anos de “enrolação”, esposa Lígia pelo apoio e companheirismo desde a época de graduação. Ao meu filho Inácio Nelson Pereira Neto que ainda não fala nada, mas a cada olhar e a cada sorriso diz muita coisa.

A todos que, com bons e maus exemplos contribuíram nesta caminhada.

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

REATOR ELETRÔNICO COM ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA INTEGRADO COM O INVERSOR RESSONANTE

Eduardo Inácio Pereira

Fevereiro / 2003

Orientador: Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos

Palavras-chave: reator eletrônico, fator de potência, iluminação fluorescente.

Número de Páginas:117.

RESUMO: Este trabalho apresenta os estudos da integração entre o estágio de correção de fator de potência com a conversão CC-CA aplicada em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Realiza-se a análise de duas técnicas de integração envolvendo estudos analíticos e o desenvolvimento de uma metodologia de projeto. O enfoque dado ao trabalho é concentrado em estruturas com número reduzido de componentes visando robustez, simplicidade e baixo custo para uma eventual produção industrial. Apresentam-se resultados práticos provenientes da implementação de protótipos, onde foram aplicadas as metodologias de projeto propostas. São apresentados também os resultados da implementação da técnica em reatores comerciais evidenciando a simplicidade para a implementação da solução em larga escala. Os estudos e resultados apresentados envolvem o atendimento de várias prescrições de desempenho das normas nacionais.

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

ELECTRONIC BALLAST WITH THE PFC STAGE INTEGRATED WITH THE RESONANT INVERTER

Eduardo Inácio Pereira

February / 2003

Advisor: Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives

Keywords: electronic ballast, power factor, fluorescent lightning.

Number of Pages:118.

ABSTRACT: Studies about the integration of the PFC stage with the DC-AC conversion on electronic ballasts for fluorescent lamps, are presented on this dissertation. Two approaches for integration are developed and design procedures are presented for both techniques. The analyses are focused on reliability, simplicity, and lower the component count for that kind of equipment. Experimental results from prototypes designed with the design procedures developed on this dissertation, are also shown. Results from the application of the Proving the simplicity of the proposed integration, experimental results of several integrations applied on commercial electronic ballast are presented. The performance of the solutions proposed is ruled by Brazilian standards for electronic ballasts.

Sumário

Introdução Geral	1
Capítulo I – Conceitos Básicos de Iluminação Fluorescente e Reatores Eletrônicos.	4
I.1. Aspectos Construtivos das Lâmpadas Fluorescentes.	4
I.2. Princípio de Operação e Tipos de Reatores para Lâmpadas Fluorescentes.	6
I.2.1. Reatores Eletromagnéticos.	7
I.2.2. Reatores Eletrônicos.	7
I.3. Reatores Eletrônicos com Correção do Fator de Potência e Estágio Único de Processamento de Energia.	9
I.4. Conclusões.	14
Capítulo II - Conversores <i>Charge Pump</i> por Fonte de Corrente Aplicado em Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes.	16
II.1. Princípio de Operação.	16
II.1.1. Gênese do circuito.	16
II.1.2. Etapas de operação e condição de fator de potência unitário.	18
II.2. Reator Eletrônico CS-CPPFC.	21
II.3. Considerações de Projeto.	26
II.3.1. Elementos do Circuito Ressonante.	26
II.3.2. Capacitor Charge Pump.	31
II.4. Projeto e Simulação de um Reator CS-CPPFC.	31

II.4.1.	Especificações.	_____	32
II.4.2.	Projeto dos Componentes Ressonantes e Filtro de Entrada.	___	32
II.4.3.	Capacitor Charge Pump.	_____	33
II.4.4.	Filtro de Entrada.	_____	33
II.4.5.	Resultados de Simulação.	_____	35
II.5.	Conclusões.	_____	38
 Capítulo III - Conversores <i>Charge Pump</i> com Condução Contínua na			
	Entrada.	_____	40
III.1.	Generalização e extensão da topologia proposta por Moisin.		40
III.2.	Etapas de operação e metodologia de projeto.	_____	43
III.2.1.	Condição para obtenção de fator de potência unitário.	_____	43
III.2.2.	Metodologia de Projeto.	_____	49
III.2.3.	Projeto e Simulação de um Reator Eletrônico 2x32W.	_____	51
III.2.3.1.	Capacitor C_{in} e Indutor L_{in} .	_____	52
III.2.3.2.	Circuito Ressonante.	_____	53
III.2.3.3.	Filtro de Entrada.	_____	54
III.2.3.4.	Resultados de Simulação.	_____	55
III.3.	Aplicação da metodologia proposta em reatores comerciais.		57
III.3.1.	Reator 1x40W	_____	59
III.3.1.1.	Projeto do Filtro de Entrada.	_____	60
III.3.1.2.	Dimensionamento de L_{in} e C_{in} .	_____	60
III.3.1.3.	Resultados de Simulação.	_____	61
III.3.1.4.	Resultados Práticos.	_____	63

III.3.2.	Reator 1x110W	69
III.3.3.	Reator 2x110W.	72
III.4.	Resultados preliminares da aplicação da metodologia proposta em um reator para lâmpadas de vapor de sódio.	74
III.5.	Conclusões	76
Capítulo IV - Resultados Experimentais da Implementação de Reatores Utilizando as Estruturas Estudadas.		
IV.1.	Implementação Prática do Conversor CS-CPPFC.	78
IV.1.1.	Metodologia de Projeto.	78
IV.1.1.1.	Circuito de Comando.	79
IV.1.2.	Resultados Práticos.	84
IV.2.	Implementação Prática da topologia proposta por Moisin.	88
IV.2.1.	Especificações do Protótipo.	88
IV.2.2.	Metodologia de Projeto.	89
IV.2.2.1.	Filtro de Entrada.	89
IV.2.2.2.	Elementos da realimentação (L_{in} , C_{in}).	90
IV.2.2.3.	Circuito Ressonante.	91
IV.2.2.4.	Resultados de Simulação.	91
IV.2.2.5.	Resultados Práticos.	94
IV.3.	Conclusões.	98
Conclusão Geral		101
Referências Bibliográficas.		103

Introdução Geral

Grande parte dos equipamentos eletrônicos alimentados pela rede elétrica de 60Hz possuem um conversor eletrônico para processamento de energia. Comumente os conversores empregam diodos seguidos por um capacitor de armazenamento para converter tensão alternada em contínua. Isto implica que estes equipamentos absorvem energia da rede somente quando a tensão de entrada é maior que a tensão do barramento CC, acarretando um conteúdo harmônico elevado da corrente de entrada, que se propaga pelo sistema podendo afetar outros equipamentos. Estes equipamentos possuem fator de potência na ordem de 0,65 [1], [2].

Atualmente as normas internacionais têm se tornado mais restritivas nos aspectos do conteúdo harmônico da corrente drenada da rede elétrica. Como a convencional combinação de diodos seguida por um capacitor não satisfaz as exigências atuais, a pesquisa por técnicas de correção de fator de potência vem sendo estimulada recentemente.

A operação com fator de potência menor que a unidade implica na absorção de uma potência aparente maior que a potência real, efetivamente transformada em trabalho. Isto implica no fato que, a fonte de energia para este equipamento deva ser dimensionada para poder fornecer uma potência maior do que a carga realmente consome, implicando em custos elevados para a geração. Há ainda o agravante do conteúdo harmônico gerado que, eventualmente, pode afetar outros equipamentos. Uma solução simples para aumentar o fator de potência é a adição de um filtro passivo que normalmente é composto de um capacitor e um indutor. Entretanto, esta solução mostra-se muito volumosa e pouco eficiente, pois os componentes operam em baixa frequência [3].

Estima-se que a iluminação artificial represente algo em torno de 30% de toda a energia elétrica consumida mundialmente [4]. Neste universo, a iluminação fluorescente tem uma representatividade significativa, respondendo por quase 80% de todas as fontes de luz artificial.

As lâmpadas fluorescentes são classificadas como lâmpadas de descarga e apresentam uma característica de impedância negativa, o que implica na necessidade de utilizar um equipamento auxiliar de limitação de corrente. Tradicionalmente são utilizados reatores eletromagnéticos que apresentam peso elevado devido à utilização de núcleo de ferro, além de possuir baixo rendimento, efeito estroboscópico na luz emitida pela lâmpada e ruído na faixa audível. O uso de conversores eletrônicos, operando em alta frequência, permite a obtenção de reatores com baixo peso e volume, ruído fora da faixa audível, ausência do efeito estroboscópico e ainda rendimento da ordem de 25% maior que os reatores magnéticos convencionais.

Estas características apontam claramente a grande utilidade dos reatores eletrônicos no mercado atual. A preocupação com o estudo de um circuito de baixo custo tem como objetivo substituir os reatores convencionais por unidades eletrônicas de forma a incentivar a disseminação desta tecnologia.

Busca-se com o trabalho proposto estudar diferentes estruturas que possibilitem a integração dos conversores utilizados em sistemas de iluminação (reatores eletrônicos) para lâmpadas fluorescentes. Como característica principal visa-se obter um sistema com alto desempenho e baixo custo.

O primeiro capítulo aborda conceitos básicos sobre iluminação fluorescente. Apresentam-se desde os aspectos históricos, até as estruturas mais avançadas de reatores com integração de estágios, tendo como fontes principais artigos publicados na área e registros de propriedade intelectual (patentes) americanos. Neste capítulo são escolhidas duas estruturas para uma análise mais profunda e posterior implementação prática.

No capítulo II é apresentada a técnica CS-CPPFC, do inglês *current source charge pump power factor correction*, derivada de uma das soluções para integração de estágios estudadas no capítulo I. Etapas de operação e metodologia de projeto são apresentadas incluindo-se resultados de simulação. São discutidos, também, os aspectos positivos e negativos desta estrutura vislumbrando a sua aplicação em reatores comerciais.

O terceiro capítulo apresenta os resultados da análise de uma estrutura, aparentemente pouco conhecida, proposta em uma patente americana por Mihail S. Moisin. A metodologia de projeto, desenvolvida neste capítulo, difere de todas as outras apresentadas nas referências pesquisadas. A simplicidade desta proposta é verificada com uma etapa de simulação e resultados práticos da aplicação da metodologia desenvolvida em reatores eletrônicos comerciais.

O capítulo IV apresenta os resultados experimentais da implementação de dois protótipos, um utilizando a técnica CS-CPPFC e outro empregando a topologia original proposta por Mihail S. Moisin. São apresentadas todas as etapas de projeto, resultados de simulação e culminando com as formas de onda obtidas experimentalmente.

Capítulo I – Conceitos Básicos de Iluminação Fluorescente e Reatores Eletrônicos.

Este capítulo tem por objetivo fornecer conhecimentos gerais sobre lâmpadas fluorescentes e seus dispositivos de controle, com ênfase nos reatores eletrônicos operando em alta frequência e suas vantagens sobre os reatores eletromagnéticos convencionais. Num segundo momento serão apresentados os resultados de uma extensa etapa de revisão bibliográfica onde foram pesquisadas as tendências atuais do desenvolvimento de reatores eletrônicos.

I.1. Aspectos Construtivos das Lâmpadas Fluorescentes.

As lâmpadas fluorescentes foram introduzidas em torno de 1940 e sua popularidade foi quase instantânea tanto que nos anos 70 já eram a maioria das fontes de luz artificial. Atualmente seu uso é extremamente difundido em aplicações comerciais e industriais, levando ao quase desaparecimento de outras formas de iluminação nestas aplicações. A alta eficiência, qualidade da luz emitida, manutenção do fluxo luminoso, ampla variedade de cores e principalmente sua longa vida útil fazem com que as lâmpadas fluorescentes sejam ideais para estes ambientes. Estima-se que 80% de toda luz artificial gerada seja fluorescente [5].

Lâmpadas fluorescentes tubulares são essencialmente tubos de descarga com baixa pressão e catodo aquecido. A descarga elétrica é feita através de uma coluna de vapor de mercúrio à baixa pressão.

A energia elétrica dissipada na descarga é convertida principalmente em radiação eletromagnética, aproximadamente 63%, com comprimento de onda situado na região ultravioleta (UV) do espectro de cores. Uma quantidade muito pequena de energia, aproximadamente 3%, é convertida diretamente em radiação visível na descarga. Esta radiação visível é emitida predominantemente com comprimentos de onda na ordem de 405nm (violeta), 436nm (azul), 546nm (verde) e 577nm (amarelo).

O efeito da composição de todas estas cores resulta em um tom azul claro que pode ser observado quando o tubo de descarga é desprovido de material fosforescente.

O restante da energia de entrada é dissipada na forma de perdas na coluna de gás e nos eletrodos. As perdas na coluna de gás são conseqüências das colisões inelásticas entre os íons e os átomos do gás na descarga. As perdas nos eletrodos são decorrentes do aquecimento dos mesmos durante a operação da lâmpada.

A radiação ultravioleta gerada na descarga atinge o recobrimento de fósforo da parte interior do tubo. A energia proveniente da radiação UV é então absorvida por este material onde parte é convertida e emitida como luz visível. A Fig. I.1-1 mostra, de maneira simplificada, os aspectos construtivos de uma lâmpada fluorescente.

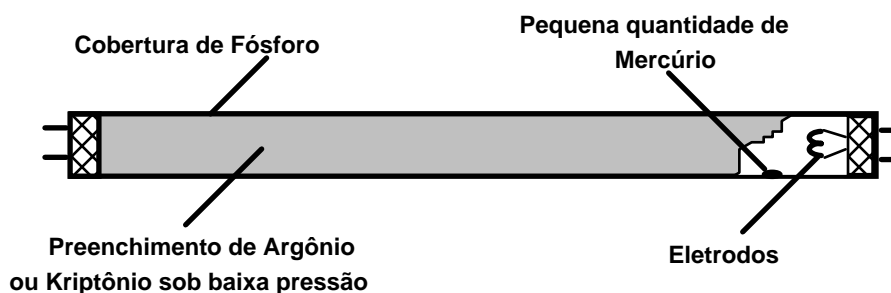


Fig. I.1-1 – Aspectos construtivos de uma lâmpada fluorescente.

Lâmpadas fluorescentes modernas incorporam tecnologia similar à utilizada em tubos de imagem de televisores. Com camadas de fósforo vermelho, verde e azul conseguem reproduzir cores de uma maneira bem mais definida do que as primeiras lâmpadas que eram essencialmente brancas e com baixa reprodutibilidade de cores. Aliado a isto, a eficiência luminosa aumenta de forma considerável com a aplicação desta tecnologia. Atualmente já são produzidas lâmpadas com eficiência superior a 80 lumens por watt [5]. Quando comparado este dado com a eficiência típica das lâmpadas incandescentes, 12 lumens por watt, pode-se ter uma noção da importância econômica e ambiental do advento da iluminação fluorescente nos dias atuais.

I.2. Princípio de Operação e Tipos de Reatores para Lâmpadas Fluorescentes.

Antes do estabelecimento do arco elétrico a lâmpada fluorescente se comporta praticamente como um circuito aberto [6], visto que não há conexão elétrica entre os extremos da mesma. Para que a ignição seja efetivada, uma tensão elevada deve ser aplicada nos terminais da lâmpada ionizando o gás e iniciando a operação normal. Este método é comumente denominado de “partida a frio”. Iniciando a operação desta forma, a vida útil da lâmpada é reduzida drasticamente, pois a alta tensão aplicada aos eletrodos retira materiais de sua composição [5] exigindo uma tensão mais elevada a cada processo de partida da lâmpada.

Entretanto, se os eletrodos são pré-aquecidos a tensão de ignição é reduzida drasticamente e a vida útil da lâmpada não é comprometida pelo processo de ignição como no método anterior.

Assim que o arco é estabelecido, a impedância da lâmpada diminui drasticamente e passa a exibir características de impedância negativa. Isto significa que um aumento na corrente implica em diminuição da tensão da lâmpada [5]. Existe então a necessidade de um circuito limitador de corrente para prevenir a destruição da lâmpada depois de estabelecido o arco, que pode ser um reator eletromagnético ou eletrônico.

A corrente fornecida à lâmpada deve ser senoidal e isenta de harmônicas para minimizar a irradiação de interferência eletromagnética provinda da lâmpada. Além disto, a imposição de uma corrente senoidal pura maximiza a vida útil da lâmpada, pois evita a formação de uma camada de depleção junto aos seus eletrodos. A qualidade da corrente imposta à lâmpada é quantificada por um parâmetro denominado “fator de crista”. Este fator é calculado pelo quociente do valor de pico da corrente imposta à lâmpada pelo valor eficaz da mesma. A presença de componente contínua na corrente da lâmpada resulta em desgaste prematuro dos materiais que compõem seus eletrodos, além de outros fenômenos.

1.2.1. Reatores Eletromagnéticos.

Há uma gama enorme de reatores eletromagnéticos disponíveis no mercado. O mais comumente utilizado é o reator com partida por “*Starter*”, mostrado na Fig. 1.2-1, onde o indutor L_b é responsável pela limitação de corrente na lâmpada, conforme citado anteriormente. Outros circuitos também utilizados são os de partida rápida e os semi-ressonantes.

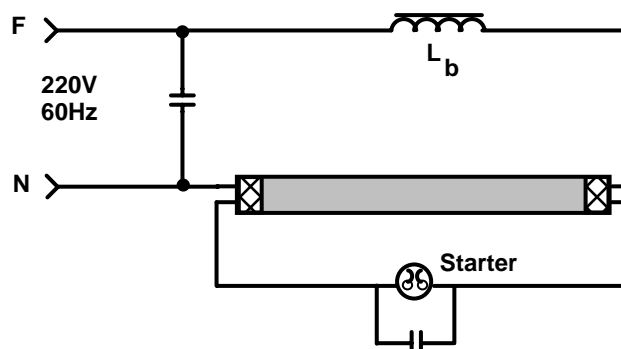


Fig. 1.2-1 – Diagrama típico de um reator eletromagnético e suas conexões típicas.

Os reatores com partida por “*Starter*” foram amplamente utilizados por sua simplicidade, baixo custo e eficiência. Quando utilizado em redes de 220V, a tensão de entrada é bem maior do que a necessária para o funcionamento da lâmpada permitindo o uso de uma única impedância em série com a lâmpada em praticamente todas as aplicações. Em situações onde isto não é possível, na operação em redes de 110V por exemplo, o reator inclui uma etapa de elevação de tensão.

1.2.2. Reatores Eletrônicos.

O reator eletromagnético, por mais de 50 anos, foi a opção mais barata e confiável para o mercado. O aumento do custo energético impulsionou, e impulsiona, a busca por equipamentos mais eficientes. Estima-se que a iluminação artificial seja responsável por 25% de toda energia elétrica consumida mundialmente [6].

Reatores eletrônicos foram inicialmente desenvolvidos no final dos anos 60. Entretanto o alto custo aliado à baixa confiabilidade foram fatores cruciais para a inviabilidade comercial desta tecnologia naquela época.

No final da década de 80 algumas concessionárias de energia elétrica dos Estados Unidos começaram a oferecer descontos para os consumidores que implementassem medidas de redução de consumo adotando equipamentos mais eficientes. A partir deste momento a procura por reatores eletrônicos, naquele país, cresceu vertiginosamente, pois era a opção mais barata e de amortização mais rápida. A produção em larga escala e os avanços tecnológicos permitiram, então, o crescimento do mercado para este tipo de reator.

A diminuição do consumo de energia elétrica com a utilização de reatores eletrônicos é possível graças ao uso de alta frequência na corrente imposta à lâmpada. Estudos [7] mostram que, com o aumento da frequência da corrente na lâmpada, dos 60 Hz usuais para valores acima dos 20kHz, o fluxo luminoso aumenta em até 30%. Desta forma, mantendo o mesmo fluxo luminoso, os reatores eletrônicos podem reduzir a potência entregue à lâmpada, representando uma redução considerável no consumo quando substituem os reatores eletromagnéticos convencionais.

Além da redução do consumo, outras vantagens justificam a substituição dos reatores convencionais:

- ✓ Eliminação do efeito estroboscópico;
- ✓ Aumento da vida útil da lâmpada;
- ✓ Controle da potência entregue à lâmpada;
- ✓ Eliminação do ruído audível;
- ✓ Redução de volume e peso.

I.3. Reatores Eletrônicos com Correção do Fator de Potência e Estágio Único de Processamento de Energia.

Normas internacionais estabelecendo a qualidade da energia elétrica e limitando o conteúdo harmônico da corrente de entrada, foram estendidas recentemente para níveis ainda mais baixos de potência. A solução mais comumente usada para atender os requisitos normativos é a inserção de um pré-regulador com correção do fator de potência (PFC). Esta situação típica está ilustrada na Fig. I.3-1.

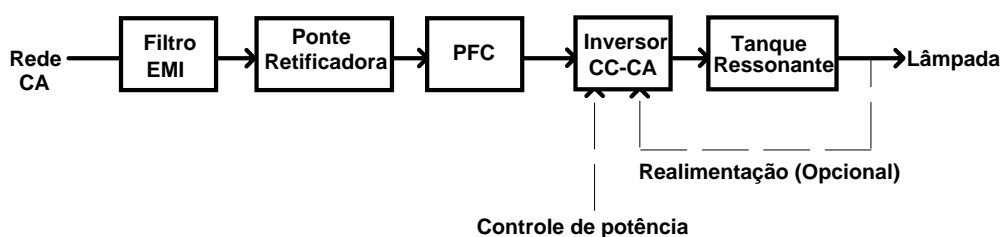


Fig. I.3-1 – Digrama típico de um reator eletrônico com correção do fator de potência.

No estágio de correção do fator de potência normalmente são utilizados os conversores Boost e Buck-Boost [4]. Com resultados excepcionais, à custa de complicadas malhas de controle e aplicação de circuitos integrados específicos para o controle da corrente de entrada e da tensão de saída do pré-regulador. A adição de um estágio de correção do fator de potência aumenta a quantidade de componentes no circuito, influenciando de maneira direta o custo final do equipamento.

Visando a redução dos custos de fabricação, muitos conversores com o estágio de correção do fator de potência integrados ao estágio de conversão CC-CC ou CC-CA vêm sendo propostos. A idéia principal é que ambos, o estágio PFC e o estágio CC-CA compartilhem um interruptor em comum, desta forma um interruptor e um controlador para este interruptor podem ser eliminados [8] [9]. A Fig. I.3-2 mostra um exemplo típico deste tipo de integração. Entretanto, estes conversores com estágio único são penalizados pelos seguintes detalhes:

- ✓ Esforços de corrente elevados nos interruptores, visto que os mesmos conduzem a corrente do estágio inversor e do indutor boost;
- ✓ Tensão elevada no barramento devido à condução descontínua da corrente no indutor boost e operação com razão cíclica 0,5;
- ✓ O indutor boost é pesado e pouco eficiente devido ao fato da maioria das propostas de integração serem baseadas no conversor Boost operando em modo de condução descontínua, o que implica em um filtro de entrada bastante oneroso e com elevado peso e volume.

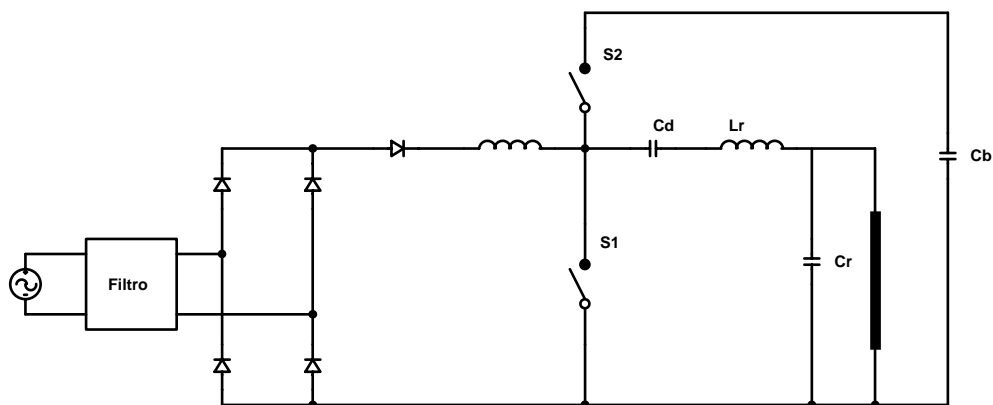


Fig. I.3-2 – Integração do pré-regulador Boost com o inversor meia ponte.

Este tipo de integração é bem adaptado para uso em redes de 110V. Nestes casos a tensão de barramento não se torna tão elevada, viabilizando sua aplicação.

Várias técnicas têm sido propostas para sanar estes problemas e diminuir o custo de produção destes reatores [10], [11]. Dentre elas destacam-se as técnicas que utilizam o conceito *Charge Pump* [12].

A Fig. I.3-3 mostra o circuito conceitual da técnica VS-CPPFC, do inglês *voltage-source charge pump power-factor-correction*.

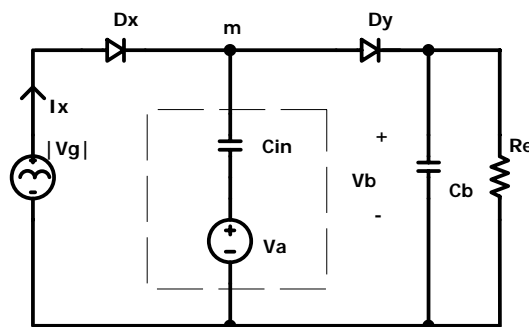


Fig. I.3-3 - Conversor VS-CPPFC conceitual.

O capacitor C_{in} em série com a fonte de tensão de alta frequência armazena energia diretamente da rede para, em um outro estágio descarregar a mesma no capacitor C_b . Este processo, ocorrendo em alta frequência, estende o ângulo de condução dos diodos da ponte retificadora diminuindo o conteúdo harmônico da corrente de entrada. Uma variação desta topologia, o conversor CS-CPPFC, do inglês *current-source charge pump power-factor-correction*, será estudado de maneira mais detalhada no decorrer deste trabalho. A opção pelo estudo desta topologia foi feita diante do reduzido número de componentes utilizados e da aparente facilidade de implementação.

Basicamente, a maioria das propostas de reatores, incluindo as do conceito *Charge Pump* são aplicações diretas do denominado efeito *dither* [13]. Esta técnica consiste na aplicação de um sinal, corrente ou tensão, de alta frequência que somado à entrada, aumenta o ângulo de condução dos diodos da ponte retificadora melhorando o fator de potência da estrutura.

Uma outra fonte de topologias nesta área são as patentes americanas. Apesar das mesmas não apresentarem informações pertinentes às etapas de funcionamento, detalhes de projeto e dimensionamento, servem como uma ótima referência.

Dentre as várias patentes analisadas, a primeira referência a um reator com estágio único de processamento de energia e correção do fator de potência foi encontrada na patente número 4.051.711 [13] com data de submissão em 19 de março de 1976, de autoria de Ira Jay Pitel.

Esta patente propõe um circuito que, através de um transformador, toma uma amostra da corrente da lâmpada que depois de condicionada é aplicada na entrada do inversor. A Fig. I.3-4 mostra o circuito proposto nesta referência, sendo que na área em destaque encontram-se os componentes responsáveis pela realimentação do sinal de alta freqüência para a entrada. Além do alto fator de potência, promove uma variação da freqüência de comutação com a variação de carga no inversor, importante no caso da retirada da lâmpada com o circuito energizado e durante a partida. O transformador com muitas saídas e a complexidade da definição dos parâmetros desestimularam um estudo mais aprofundado da estrutura.

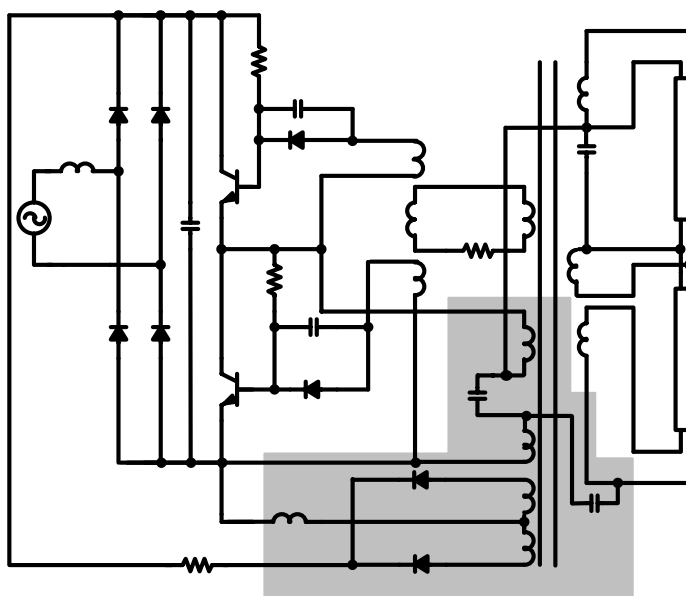


Fig. I.3-4 – Circuito proposto por Pitel.

Outra patente americana que propõe um reator de estágio único e com baixa distorção é a de número 5.223.767 [14] submetida em 22 de novembro de 1991 e com autoria de Raymond J. Kulka. O autor pretende com esta topologia, mostrada na Fig. I.3-5, fornecer um conversor CC-CA operando em alta freqüência com elevado fator de potência e baixa distorção harmônica. Seguindo a mesma linha de ação das outras propostas citadas, um sinal de freqüência é realimentado para a entrada do inversor através de um circuito LC, destacado na figura. Segundo o que se propõe, escolhendo os componentes apropriados, o conversor meia-ponte aliado à realimentação opera de maneira similar ao conversor Boost, elevando a tensão do barramento.

Outra vantagem da estrutura proposta é que a corrente para os capacitores e para as lâmpadas é agora parcialmente derivada do conversor meia-ponte ao invés de ser totalmente fornecida pela fonte AC. Segundo o autor, este fato possibilitaria a redução dos capacitores de filtro. Nenhuma referência é feita sobre o modo de condução dos diodos de entrada, ou o volume do filtro de entrada utilizado.

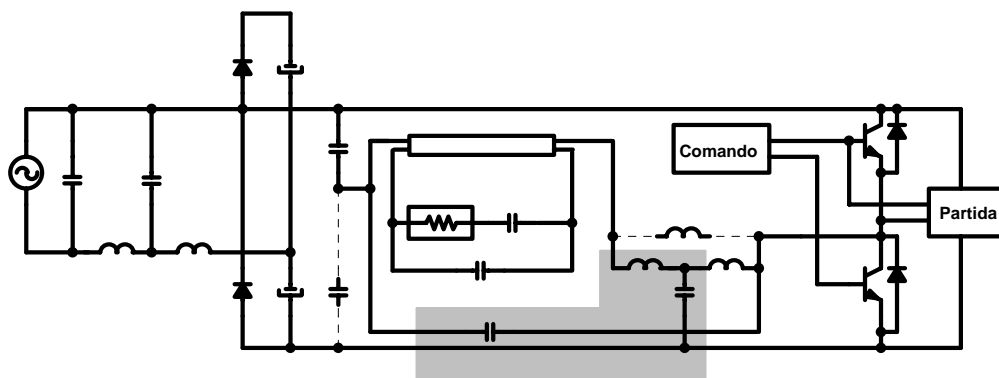


Fig. I.3-5 – Circuito proposto por Kulka.

Outras patentes também apresentam soluções de estágio único [15] [16], sendo que a diferença fundamental entre elas é a maneira com que o sinal de realimentação é condicionado e depois aplicado ao estágio de entrada.

Merece destaque a patente número 6.057.652 [17] onde é requerida a propriedade intelectual da técnica *Charge Pump*. Também são apresentadas estruturas derivadas desta técnica que alteram a frequência de comutação durante a partida, evitando esforços elevados de tensão no barramento CC.

Dentre as patentes analisadas a de número 5.691.606, submetida em 30 de setembro de 1996 por Mihail Moisin e Mark E. Martich [18], foi a que aparentemente apresentou a melhor solução para integração do estágio inversor e o PFC. A Fig. I.3-6 mostra o diagrama esquemático da solução proposta. Segundo o autor a introdução de C_{in} e L_{in} garante a correção do fator de potência. Merece destaque também o reduzido número de componentes empregados, diferindo esta solução das demais que, normalmente, utilizam transformadores ou redes complexas para implementar a realimentação.

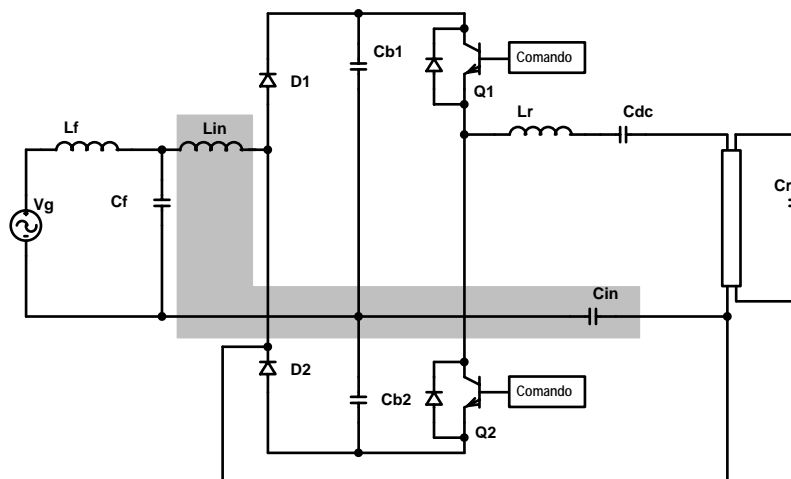


Fig. I.3-6 – Topologia proposta por Moisin.

O autor afirma no desenvolvimento do texto da patente que a estrutura possui baixa ondulação na corrente de entrada, possibilitando a redução do volume do filtro de entrada (L_f , C_f), diminuindo o volume do reator de uma maneira global. Por estes motivos, esta topologia será abordada de uma maneira mais profunda no decorrer deste trabalho.

I.4. Conclusões.

Neste capítulo foram discutidos os aspectos históricos e funcionais da iluminação fluorescente. Com destaque para a evolução da participação deste tipo de luz artificial no mercado consumidor de energia elétrica, justificando a procura por soluções de baixo custo e alta eficiência. Além disso, os reatores eletrônicos foram apresentados de forma que fosse possível estabelecer uma ordem cronológica da evolução deste tipo de equipamento. Começando com os reatores eletromagnéticos convencionais, passando pela dificuldade tecnológica inicial da implementação de reatores eletrônicos operando em alta frequência e culminando com a apresentação de estruturas com alto fator de potência e um estágio único de conversão de energia.

As topologias que mereceram atenção, e serão estudadas mais profundamente no decorrer deste trabalho, foram escolhidas tendo como critério principal a simplicidade de implementação, fator que influencia diretamente nos custos de produção industrial.

A opção pelo estudo da técnica VS-CPPFC e suas variantes, justifica-se pelo fato da utilização de apenas um capacitor para correção do fator de potência, aliando-se a isto a boa documentação encontrada sobre o tema.

O estudo e posterior implementação prática da topologia proposta por Moisin [18], apesar da ausência quase que total de referências sobre a mesma, mostrou-se como a mais compacta solução para integração de estágios aplicados aos reatores eletrônicos.

A origem e conseqüentemente a propriedade intelectual da idéia é confusa visto que as primeiras publicações científicas sobre este tema datam do final da década de 80 enquanto que, no início da década de 70 patentes americanas de autores distintos já apresentavam estas estruturas.

Capítulo II - Conversores *Charge Pump* por Fonte de Corrente Aplicado em Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes.

Dentre as soluções para a integração de estágios visando à correção de fator de potência, discutidas no capítulo anterior, a técnica *Charge Pump* por fonte de corrente (CS-CPPFC) [12] destaca-se pelos baixos esforços de corrente nos interruptores. Além disto, somente um capacitor é empregado para obter a correção do fator de potência, minimizando o uso de magnéticos.

Neste capítulo o conversor CS-CPPFC é analisado, sua condição de fator de potência unitário é discutida e resultados obtidos por simulação são apresentados. Os resultados da implementação prática do protótipo proposto neste capítulo serão apresentados no Capítulo IV, onde serão confrontados o desempenho deste conversor com outro proposto na literatura [16].

II.1. Princípio de Operação.

II.1.1. Gênese do circuito.

A Fig. II.1-1 mostra o bloco de correção de fator de potência do tipo *Charge Pump*. O sinal "S" pode ser de tensão ou corrente em alta frequência, que carrega e descarrega o capacitor C_{in} para obter correção do fator de potência. Em geral, os reatores eletrônicos possuem conversores ressonantes em seus estágios CC-CA de onde o sinal de alta frequência pode ser obtido com certa facilidade [12].

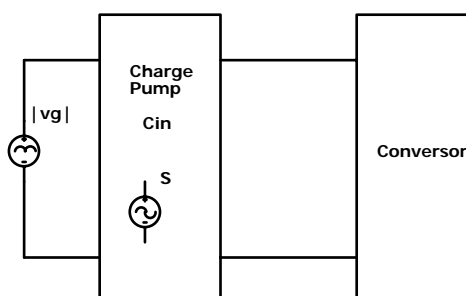


Fig. II.1-1 – Diagrama de blocos genérico.

A técnica *charge pump* com fonte de tensão (VS-CPPFC) é apresentada na Fig. II.1-2. A fonte de tensão de alta frequência carrega e descarrega C_{in} para

absorver energia da rede e em seguida armazenar no capacitor C_b . Esta fonte de tensão em série com o capacitor pode ser substituída por uma fonte de corrente i_s em paralelo com o capacitor C_{in} , como mostra a Fig. II.1-3. Agora, C_{in} pode ser carregado ou descarregado pela fonte de corrente i_s . O conversor da Fig. II.1-3 é chamado *Charge Pump* por fonte de corrente (CS-CPPFC).

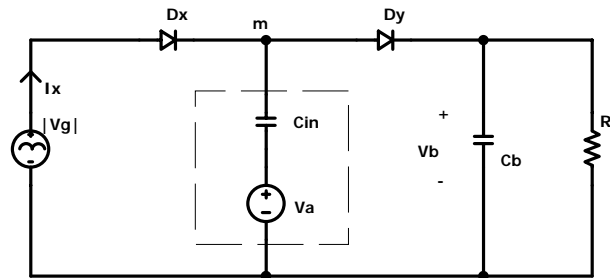


Fig. II.1-2 – Conversor VS-CPPFC.

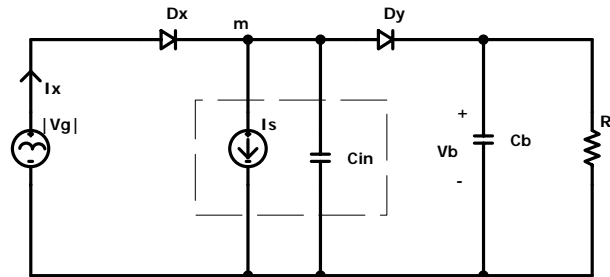


Fig. II.1-3 – Conversor CS-CPPFC.

O capacitor C_{in} pode ser deslocado para uma posição em paralelo com o diodo D_y sem nenhuma alteração substancial na corrente de entrada. O resultado é mostrado na Fig. II.1-4. Na próxima seção as etapas de operação e as restrições para a obtenção do fator de potência unitário serão discutidas.

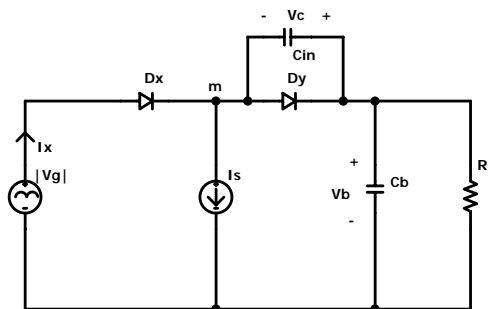


Fig. II.1-4 – Conversor com o C_{in} deslocado.

II.1.2. Etapas de operação e condição de fator de potência unitário.

Para um perfeito entendimento desta topologia, é necessário analisar a condição para operação com fator de potência unitário do conversor da Fig. II.1-4. Durante esta etapa de equacionamento, as seguintes simplificações serão admitidas durante a análise do circuito da Fig. II.1-4.

- ✓ A ondulação de tensão V_b será desprezada;
- ✓ A corrente de entrada será considerada contínua;
- ✓ A tensão nos terminais da fonte de entrada será considerada constante em um período de comutação;
- ✓ Todos os componentes serão considerados ideais.

O conversor apresenta quatro estados topológicos durante um período de comutação. As formas de onda pertinentes são mostradas na Fig. II.1-5.

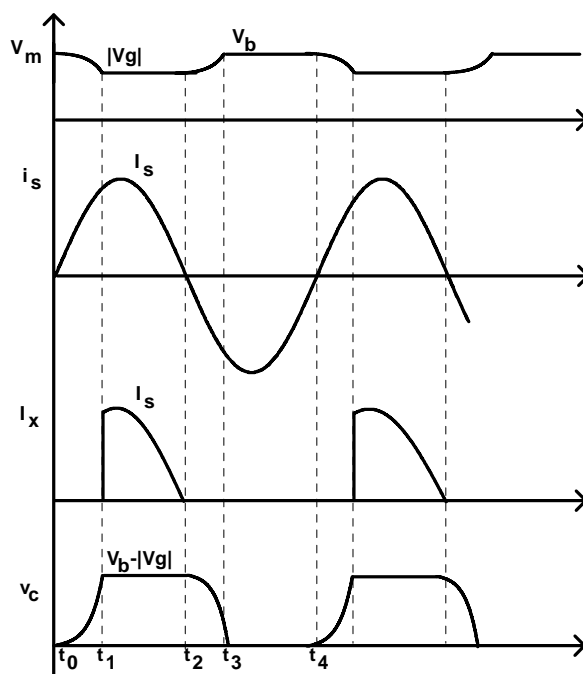


Fig. II.1-5 – Formas de onda básicas.

Primeira etapa $[t_0, t_1]$: Antes de t_0 , a corrente i_s apresentava um valor negativo e circulava através do diodo D_y . A tensão no ponto m é grampeada no valor da tensão do barramento CC (V_b).

Em t_0 i_s se torna positiva e começa a carregar C_{in} . A tensão v_c começa a crescer enquanto v_m decresce. Nesta etapa o capacitor acumula energia provida do barramento CC. Esta etapa termina em t_1 , quando a tensão no nó m se iguala ao valor da tensão de entrada e D_x entra em condução. A variação de carga no capacitor C_{in} é dada por (II.1).

$$\Delta Q = C_{in} (V_b - |v_g|) \tag{II.1}$$

Onde V_b é a tensão do capacitor C_b . Não há corrente de entrada durante esta etapa. Na Fig. II.1-6 é mostrado este estado topológico.

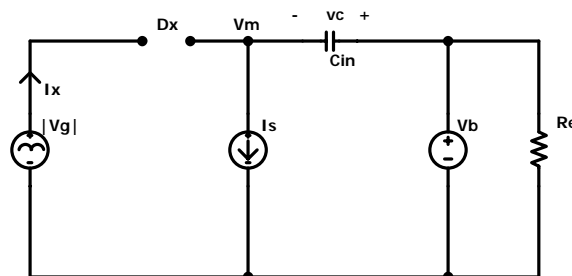


Fig. II.1-6 – Primeira etapa.

Segunda etapa [t_1, t_2]: Em t_1 , o diodo D_x começa a conduzir e v_m é grampeada para o valor da tensão de entrada retificada. A corrente i_s circula pelo diodo D_x e pela fonte de tensão de entrada absorvendo energia diretamente da rede CA. Em t_2 , a corrente i_s se anula, fazendo com que D_x seja naturalmente bloqueado e a etapa termina. Durante este intervalo, a corrente drenada da rede i_x é dada por (II.2).

$$i_x = i_s = I_s \text{sen}(\omega_s t) \tag{II.2}$$

Onde I_s e ω_s são a corrente de pico e a freqüência angular da fonte i_s , respectivamente. A Fig. II.1-7 mostra a configuração para esta etapa.

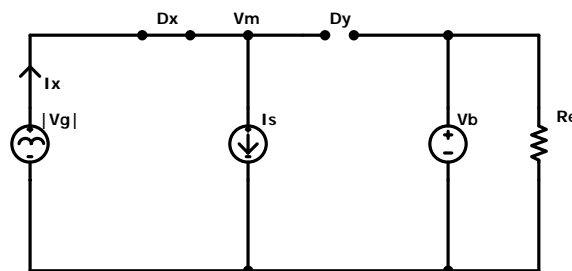


Fig. II.1-7 – Segunda etapa.

Terceira etapa [t₂, t₃]: A partir de t₂, a corrente i_s se torna negativa e D_x é bloqueado naturalmente. Como v_m é ainda menor que a tensão do barramento CC, D_y não entra em condução neste momento. A corrente i_s descarrega C_{in} e a tensão no nó m aumenta até atingir V_b. Neste instante (t₃) D_y começa a conduzir. Na Fig. II.1-8 é mostrada a topologia do circuito para esta etapa.

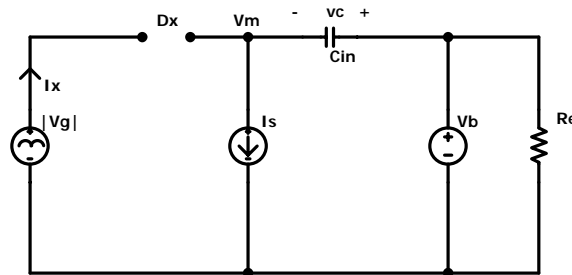


Fig. II.1-8 – Terceira etapa.

Quarta etapa [t₃, t₄]: No instante t₃, D_y começa a conduzir a corrente i_s e a tensão v_m é grampeada em V_b até que i_s se torna positiva e D_y é naturalmente bloqueado em t₄. Na Fig. II.1-9 esta etapa é ilustrada.

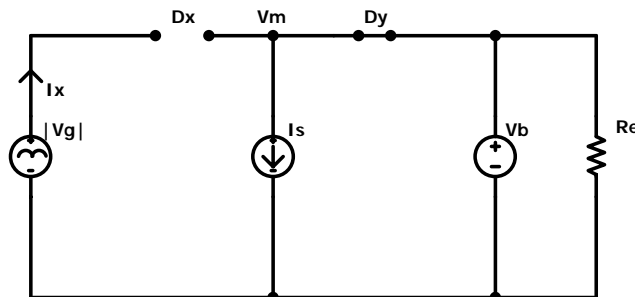


Fig. II.1-9 – Quarta etapa.

A corrente média na entrada é igual a corrente média no diodo D_x em um período de comutação que é dada pela Eq.(II.3).

$$i_{x,med} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_4} i_x dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_x dt \tag{II.3}$$

Onde T_s é o período de comutação. Depois de substituir i_s na Eq.(II.3) obtém-se (II.4).

$$i_{x,med} = \frac{I_s}{\pi} - \frac{\Delta Q}{T_s} \tag{II.4}$$

Onde ΔQ é a variação de carga do capacitor C_{in} , e é dada pela Eq.(II.1). Desta forma, a corrente média na entrada durante um período de comutação é dada por (II.5).

$$i_{x,med} = \left(\frac{I_s}{\pi} - C_{in} f_s V_b \right) + C_{in} f_s |v_g| \quad (II.5)$$

Para se obter fator de potência unitário, a corrente média deve ser proporcional à tensão de entrada. Logo, o primeiro termo da Eq.(II.5) deve ser nulo o que resulta em (II.6).

$$I_s = \pi C_{in} f_s V_b \quad (II.6)$$

A Eq.(II.6) define a condição de operação com fator de potência unitário.

II.2. Reator Eletrônico CS-CPPFC.

Como o conversor ressonante pode ser considerado uma fonte de corrente de alta frequência, a fonte i_s da Fig. II.1-4 pode ser substituída pelo conversor ressonante como mostra a Fig. II.2-1. Este conversor é formado pelo capacitor de bloqueio C_d , indutor ressonante L_r , capacitor C_r , e a lâmpada que fica em paralelo com o capacitor ressonante. O capacitor C_{in} é o capacitor *charge pump*. Considera-se que a lâmpada possa ser representada pelo resistor "R" devido à alta frequência de funcionamento do inversor. Em regime permanente, seis estados topológicos podem ser descritos.

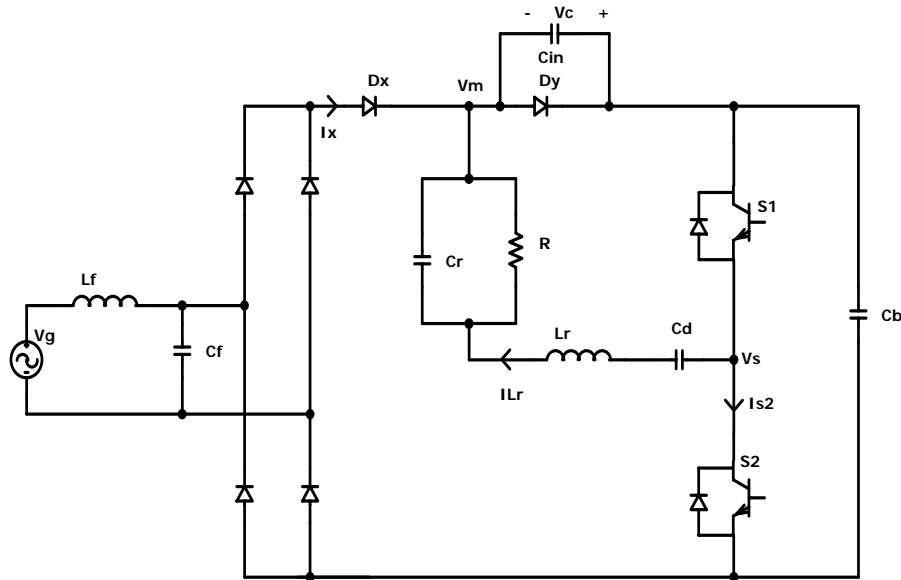


Fig. II.2-1 – Reator CS-CPPFC.

Primeira Etapa $[t_0, t_1]$: Em t_0 , S_2 é bloqueado e S_1 é comandado a conduzir. Como i_{Lr} ainda é negativa, a corrente ressonante continua a circular por D_x e a rede CA absorvendo energia da entrada. Como mostra a Fig. II.2-2 esta corrente também carrega o capacitor C_b . O diodo D_x é bloqueado naturalmente no instante t_1 quando a corrente i_{Lr} se anula.

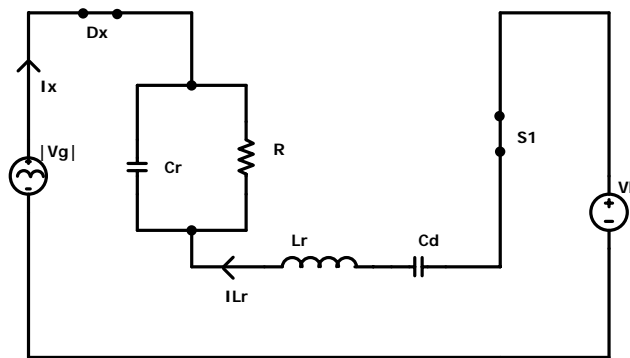


Fig. II.2-2 – Primeira etapa de operação.

Segunda Etapa $[t_1, t_2]$: A corrente ressonante inverte seu sentido em t_1 . Como a tensão v_m neste instante é maior que a tensão de entrada retificada, mas menor que a tensão do barramento CC (V_b), D_x e D_y estão bloqueados. A corrente i_{Lr} descarrega C_{in} , que durante esta etapa faz parte do circuito ressonante. O capacitor C_{in} é totalmente descarregado no intervalo de tempo t_2-t_1 . Em t_2 D_y fica polarizado diretamente e começa a conduzir a corrente ressonante. Este estado topológico é mostrado na Fig. II.2-3.

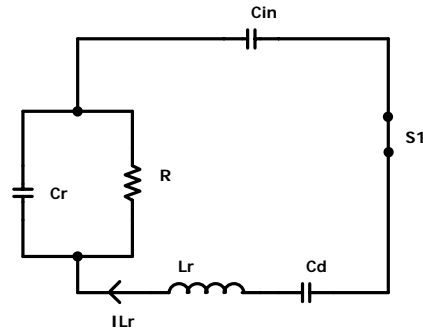


Fig. II.2-3 – Segunda etapa, descarga de C_{in} .

Terceira Etapa [t_2, t_3]: A energia da lâmpada é fornecida pelo capacitor de bloqueio C_d e o conversor opera como um circuito tanque. Esta etapa dura até o instante t_3 quando o interruptor S_1 é bloqueado. Na Fig. II.2-4 têm-se a configuração deste estágio topológico.

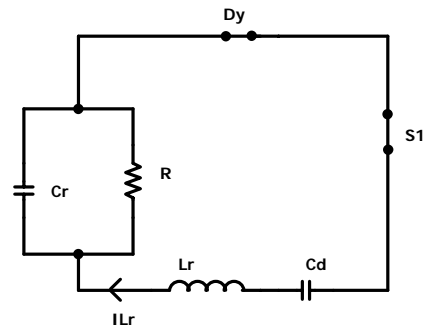


Fig. II.2-4 – Terceira etapa, bloqueio de S_1 .

Quarta Etapa [t_3, t_4]: O interruptor S_2 é comandado a conduzir quando S_1 é bloqueado em t_3 . O diodo D_y ainda está conduzindo a corrente ressonante até o instante t_4 , instante em que esta corrente se anula e D_y é naturalmente bloqueado. A Fig. II.2-5 mostra esta configuração.

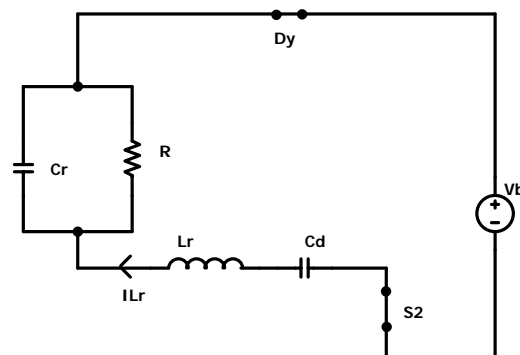


Fig. II.2-5 – Quarta etapa, bloqueio de D_y .

Quinta etapa [t_4, t_5]: A tensão v_m não varia abruptamente porque C_{in} está conectada em paralelo com D_y . A corrente i_{Lr} , que neste instante é negativa,

carrega o capacitor C_{in} até o instante t_5 em que a tensão v_m decresce até atingir o valor da tensão de entrada retificada e D_x entra em condução. O circuito equivalente é mostrado na Fig. II.2-6.

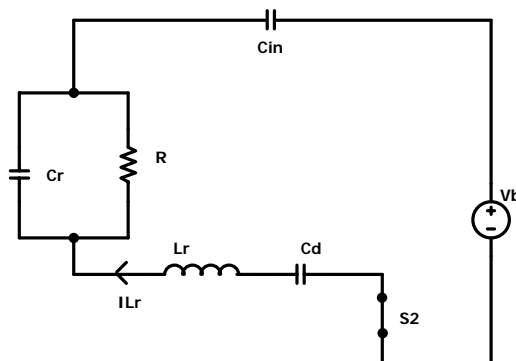


Fig. II.2-6 – Quinta etapa, carga de C_{in} .

Sexta Etapa [t_5, t_6]: A tensão no nó m é grampeada com o valor da tensão de entrada e o circuito ressonante é excitado pela entrada absorvendo energia da mesma. Esta etapa termina em t_6 quando S_2 é bloqueado. A Fig. II.2-7 mostra este estado topológico.

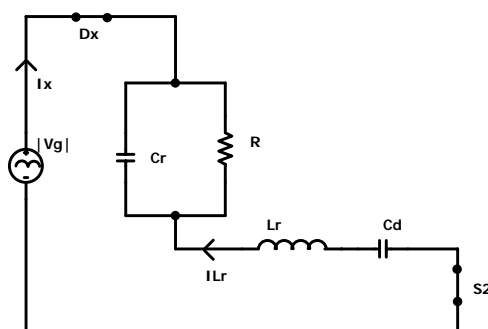


Fig. II.2-7 – Sexta etapa, absorção de energia da rede.

Na Fig. II.2-8 as formas de onda relevantes para o funcionamento do reator são mostradas.

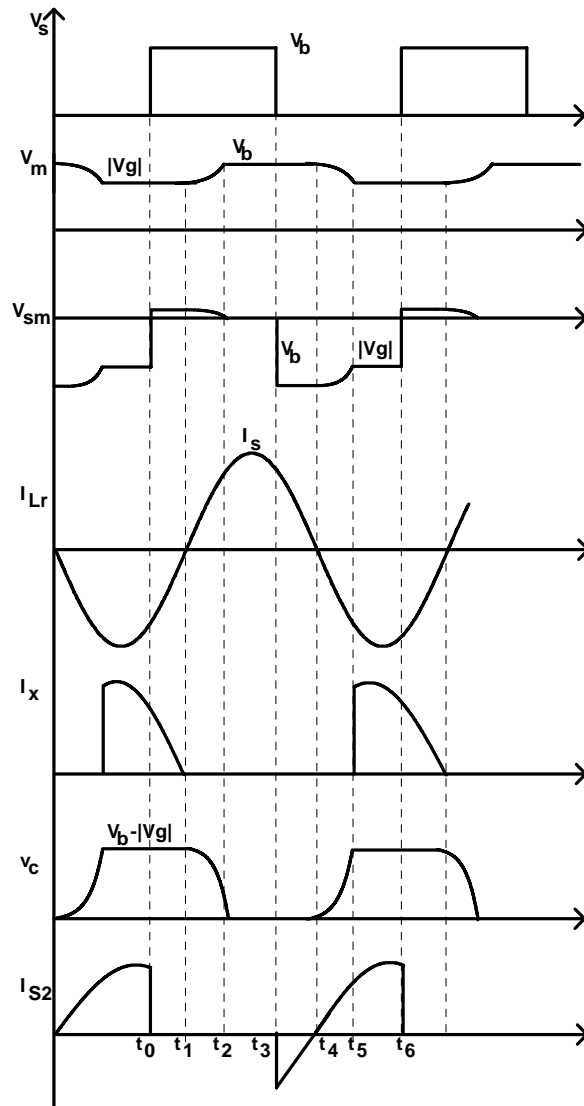


Fig. II.2-8 – Formas de onda num período de comutação.

A Fig. II.2-3 e a Fig. II.2-6 mostram que os intervalos $[t_1, t_2]$ e $[t_4, t_5]$, durante os quais C_{in} faz parte do circuito ressonante, são maximizados próximo da passagem por zero da tensão de entrada, visto que toda energia armazenada no capacitor C_{in} deve ser descarregada nestes intervalos. Entretanto, a carga armazenada em C_{in} é dada por (II.7).

$$\Delta Q = C_{in} (V_b - |v_g|) \tag{II.7}$$

O valor de ΔQ é máximo quando v_g é igual a zero, quando então os intervalos de tempo são maximizados na carga e descarga de C_{in} .

Para que se obtenha comutação dos interruptores sob tensão nula (ZVS), a frequência de comutação deve ser maior que a frequência de ressonância do

circuito quando C_{in} faz parte do mesmo. Assumindo que em operação o capacitor C_r possui impedância bem maior que a resistência da lâmpada, tem-se a Eq.(II.8).

$$f_s > \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_{in} C_d}{C_{in} + C_d} L_r}} \quad (II.8)$$

II.3. Considerações de Projeto.

O objetivo, em termos de projeto, é encontrar o valor de C_{in} e dos componentes do circuito ressonante L_r , C_r e C_d . Para um projeto otimizado de um conversor CS-CPPFC alguns fatores devem ser ponderados, tais como:

- ✓ Tensão mínima do barramento CC;
- ✓ Obedecer à condição para operação com fator de potência unitário;
- ✓ Situar a frequência de comutação em um valor adequado para obtenção de ZVS.

II.3.1. Elementos do Circuito Ressonante.

A Fig. II.3-1 mostra o tanque ressonante e a tensão entre os terminais 's' e 'm'. A excitação, como pode ser vista, não é uma onda quadrada pura, além de ser modulada pela tensão de entrada retificada. Para simplificar a análise e o projeto do circuito ressonante, este é projetado para valores próximos do pico da rede, quando a tensão de excitação fica mais semelhante a uma tensão quadrada. A tensão v_{sm} de pico a pico é igual ao valor do barramento CC. Se somente a componente fundamental é considerada, segundo [6], através da análise no domínio da frequência, a relação entre a tensão sobre a lâmpada e a componente fundamental de tensão aplicada ao inversor é dada pela Eq.(II.9).

$$\frac{V_o(S)}{V_{sm}(S)} = \frac{RC_d S}{RL_r C_r C_d S^3 + C_d L_r S^2 + R(C_d + C_r)S + 1} \quad (II.9)$$

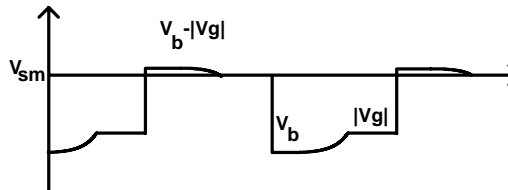
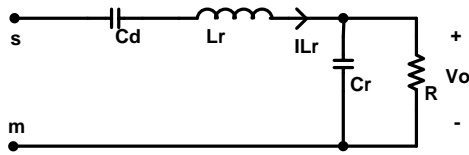


Fig. II.3-1 – Circuito ressonante e excitação.

Durante o transitório de partida, a lâmpada é modelada como sendo uma resistência infinita. A Eq.(II.10) representa a equação diferencial que descreve o comportamento das tensões no circuito durante este período.

$$V_p \text{sen}(\omega_s t) = L_r C_{eq} \frac{d^2}{dt^2} v_{Ceq}(t) + v_{Ceq}(t) \tag{II.10}$$

Na equação acima, V_p é a amplitude da tensão V_{sm} e ω_s é a frequência angular da componente fundamental de V_{sm} .

A solução desta equação diferencial depende da relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância da rede LC da carga. A frequência de ressonância da carga LC é dada pela Eq.(II.11).

$$f_{op} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{eq}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \frac{C_d C_r}{C_d + C_r}}} \tag{II.11}$$

Para uma frequência de comutação igual à frequência de ressonância, a solução da equação diferencial para condições iniciais nulas é dada pela Eq.(II.12)

$$V_{Ceq} = \frac{V_p}{2} \text{sen}(\omega_{op} t) - \frac{V_p \omega_{op}}{2} \cos(\omega_{op} t)t \tag{II.12}$$

A corrente no indutor L_r é descrita matematicamente pela Eq.(II.13).

$$i_{L_r}(t) = \frac{1}{2} C_{eq} V_p \omega_{op}^2 \text{sen}(\omega_{op} t)t \tag{II.13}$$

Tanto a tensão como a corrente tendem ao infinito com o passar do tempo, como visto na Fig. II.3-2. Como a lâmpada fluorescente possui uma tensão de ignição elevada, definida pela sua geometria, potência e pressão, este comportamento poderia ser utilizado para garantir a partida. Assim que é atingida a tensão de ignição, a impedância da lâmpada cai bruscamente, caracterizando o final da etapa transitória.

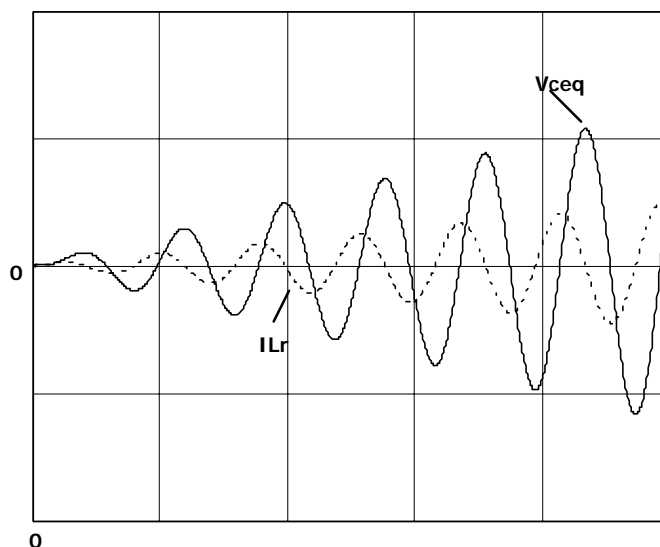


Fig. II.3-2 – Soluções das equações do modelo para ω_s igual a ω_{op} .

Caso a frequência de comutação diferir da frequência de ressonância, a solução da equação diferencial é dada pela expressão (II.14).

$$v_{C_{eq}}(t) = \frac{V_p}{(L_r C_{eq} \omega_s^2 - 1)} \left(\frac{\omega_s}{\omega_{op}} \text{sen}(\omega_{op} t) - \text{sen}(\omega_s t) \right) \quad (\text{II.14})$$

A corrente no indutor pode ser expressa pela Eq.(II.15).

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_p}{L_r C_{eq} \omega_s^2 - 1} \left[\cos(\omega_{op} t) - \cos(\omega_s t) \right] \quad (\text{II.15})$$

A Fig. II.3-3 mostra o comportamento das duas grandezas definidas pelas equações desenvolvidas para este caso.

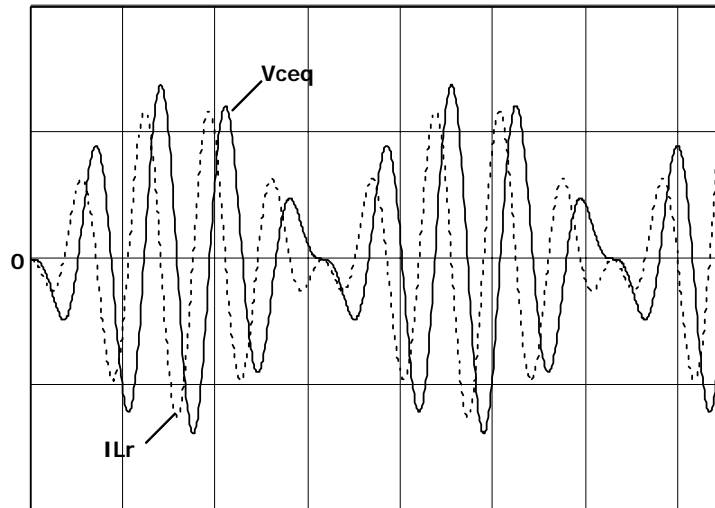


Fig. II.3-3 – Solução para ω_s maior que ω_{op} .

A frequência de comutação, neste caso, é maior que a frequência de ressonância, caracterizando um fenômeno denominado batimento. Quanto menor for a diferença entre as frequências, maiores serão os valores de tensão e de corrente atingidos para um mesmo período de tempo. Adotando-se frequência de comutação maior que a frequência de ressonância, a corrente I_{Lr} se desenvolve atrasada em relação à componente fundamental da tensão V_{sm} .

O projeto do inversor está associado à escolha dos componentes a partir de algumas considerações diante do número de variáveis livres no sistema, entre elas, as frequências de ressonância e a de comutação.

Para o projeto dos elementos do circuito ressonante as seguintes condições serão impostas durante o projeto do inversor:

- ✓ A frequência de oscilação natural durante a partida (f_{op}) será ponderada por um fator “ ρ_p ”.
- ✓ Em regime permanente, para que a corrente esteja atrasada em relação a fundamental de V_{sm} , a frequência de comutação (f_s) deve ser “ ρ_r ” vezes maior que a frequência de ressonância em regime permanente (f_{or}).

A ponderação pelo fator “ ρ_p ”, que é menor que a unidade, permite limitar a máxima corrente sobre os interruptores e a tensão máxima aplicada ao circuito ressonante durante o transitório de partida. Esta característica faz com que no caso da ausência da lâmpada a corrente seja naturalmente limitada não levando o reator à destruição. O fator “ ρ_r ” influencia o valor da distorção da corrente aplicada à lâmpada: quanto mais próximo da unidade menor será o conteúdo harmônico da corrente do circuito.

Das considerações citadas podem-se definir as relações (II.16) e (II.17).

$$f_{op} = \rho_p f_s \quad (II.16)$$

$$f_s = \rho_r f_{or} \quad (II.17)$$

A frequência de ressonância em regime permanente pode ser aproximada pela Eq.(II.18), já que a impedância da lâmpada, quando estabelecido o arco, pode ser considerada muito menor que a do capacitor C_r .

$$f_{or} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_d}} \quad (II.18)$$

Substituindo-se (II.17) e (II.18) em (II.16) e isolando-se C_r tem-se a Eq.(II.19).

$$C_r = \frac{C_d}{\rho_p^2 \rho_r^2 - 1} \quad (II.19)$$

A indutância L_r pode ser definida através da equação da frequência de ressonância na partida.

$$L_r = \frac{1}{\left(\frac{C_r C_d}{C_r + C_d}\right) (2\pi\rho_p f_s)^2} \quad (II.20)$$

Na expressão da relação de tensão sobre pela componente fundamental da tensão V_{sm} , na frequência de comutação, tomando-se o módulo (II.21) e substituindo (II.19) e (II.20) pode-se determinar uma relação para C_d .

$$\left| \frac{V_o(j\omega_s)}{V_{sm}(j\omega_s)} \right| = \frac{RC_d\omega_s}{\sqrt{\left(1 - C_d L_r \omega_s^2\right)^2 + \left[R\omega_s (C_r + C_d - L_r C_d C_r \omega_s^2) \right]^2}} \quad (II.21)$$

$$C_d = (\rho_r^2 - 1) \frac{V_{o,rms}}{V_{sm,rms}} \frac{1}{R\omega_s} \quad (II.22)$$

Onde $V_{o,rms}$ e R são obtidos pelo ponto de operação da lâmpada e $V_{sm,rms}$ pode ser calculado pela Eq.(II.23)

$$V_{sm,rms} = \frac{2V_b}{\pi} \quad (II.23)$$

II.3.2. Capacitor Charge Pump.

Em regime permanente a relação entre a corrente em L_r e a tensão v_{sm} é expressa pela Eq.(II.24).

$$\frac{I_{L_r}(S)}{V_{sm}(S)} = \frac{RC_d C_r S^2 + C_d S}{RL_r C_d C_r S^3 + L_r C_d S^2 + R(C_d + C_r)S + 1} \quad (II.24)$$

Desta forma o valor da corrente I_s pode ser obtido calculando-se o módulo de (II.24) para $S = j\omega_s$ como mostra a Eq.(II.25).

$$I_s = \frac{2V_b}{\pi} \left| \frac{RC_d C_r S^2 + C_d S}{RL_r C_d C_r S^3 + L_r C_d S^2 + R(C_d + C_r)S + 1} \right|_{S=j\omega_s} \quad (II.25)$$

Da Eq.(II.6) pode-se então retirar o valor de C_{in} resultando em (II.26).

$$C_{in} = \frac{I_s}{\pi f_s V_b} \quad (II.26)$$

II.4. Projeto e Simulação de um Reator CS-CPPFC.

As seções anteriores tratam do desenvolvimento teórico e da modelagem matemática do conversor. Para consolidar a metodologia proposta, as etapas de projeto e os resultados de simulação de um reator utilizando a técnica CS-CPPFC serão apresentadas nas seções seguintes.

II.4.1. Especificações.

O reator proposto tem suas características apresentadas abaixo:

- ✓ Tensão de Entrada (V_{in}): 220V.
- ✓ Carga (P_i): Duas lâmpadas fluorescentes de 40W em paralelo com tensão eficaz de funcionamento ($V_{o,rms}$) igual a 100V.
- ✓ Freqüência de comutação (f_s): 40kHz.
- ✓ Freqüência de oscilação na partida (f_{op}): 32kHz.
- ✓ Freqüência de ressonância em regime permanente (f_{or}): 10kHz.

II.4.2. Projeto dos Componentes Ressonantes e Filtro de Entrada.

A resistência equivalente de cada lâmpada operando em regime pode ser encontrada pela Eq.(II.27).

$$R = \frac{V_{o,rms}^2}{P_i} = \frac{100^2}{40} = 250\Omega \quad (II.27)$$

As relações entre as freqüências de oscilação e comutação podem ser encontradas partindo-se das Eqs.(II.16) e (II.17).

$$\rho_r = \frac{f_s}{f_{or}} = 4 \quad (II.28)$$

$$\rho_p = \frac{f_{op}}{f_s} = 0,8$$

O valor da componente fundamental da tensão V_{sm} pode ser obtido pela Eq.(II.29).

$$V_{sm,rms} = \frac{2V_b}{\pi} = \frac{2.311}{\pi} = 197,98V \quad (II.29)$$

Com os parâmetros até então calculados pode-se obter o valor do capacitor de bloqueio da componente CC (C_d) através da Eq.(II.30), aproximando para o valor comercial mais próximo.

$$C_d = (\rho_r^2 - 1) \frac{V_{o,rms}}{V_{sm,rms}} \frac{1}{2\pi R f_s} = 170,52nF \Rightarrow 150nF \quad (II.30)$$

Com o valor de C_d definido, a capacitância C_r pode ser facilmente calculada pela Eq.(II.31).

$$C_r = \frac{C_d}{\rho_p^2 \rho_r^2 - 1} = 16,23nF \Rightarrow 15nF \quad (II.31)$$

Da expressão que define a frequência de ressonância durante o transitório de partida obtém-se o valor da indutância L_r .

$$L_r = \frac{1}{\left(\frac{C_r C_d}{C_r + C_d}\right) (2\pi \rho_p f_s)^2} = 1,81mH \quad (II.32)$$

II.4.3. Capacitor Charge Pump.

Aplicando-se os valores encontrados na Eq. (II.25) pode-se obter o valor de I_s .

$$I_s = \frac{2V_b}{\pi} \left| \frac{RC_d C_r S^2 + C_d S}{RL_r C_d C_r S^3 + L_r C_d S^2 + R(C_d + C_r)S + 1} \right|_{S=j\omega_s} = 596mA \quad (II.33)$$

De posse deste valor a capacitância C_{in} pode ser expressa pela Eq.(II.34).

$$C_{in} = \frac{I_s}{\pi f_s V_B} = 15,253nF \Rightarrow 15nF \quad (II.34)$$

II.4.4. Filtro de Entrada.

A corrente de entrada desta topologia é descontínua sendo necessário o uso de uma técnica adequada de filtragem. A topologia proposta em [20] é apresentada na Fig. II.4-1.

A resistência R_{eq} representa a resistência equivalente do reator aos terminais do capacitor de filtro e a tensão V_{in} é a tensão de entrada do reator propriamente dito.

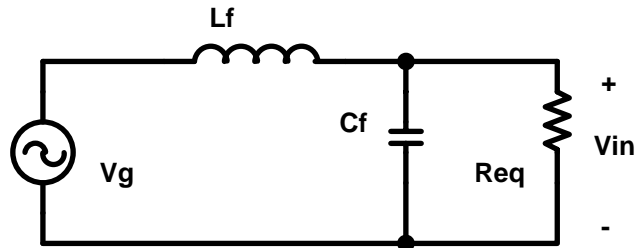


Fig. II.4-1 – Filtro LC de entrada do reator.

O projeto do filtro foi realizado com os seguintes critérios:

- ✓ A frequência de corte foi situada uma década abaixo da frequência de comutação, $f_c = \frac{f_s}{10} = 4kHz$.
- ✓ O fator de amortecimento (ξ) foi definido como 0,7 para evitar oscilações em altas frequências e deslocamento de fase em baixa frequência.

O valor da resistência equivalente pode ser calculado pela Eq.(II.35).

$$R_{eq} = \frac{V_{in}^2}{2P_f} = \frac{110^2}{80} = 605\Omega \quad (II.35)$$

Definidos os valores de f_c , ξ e R_{eq} os valores de C_f e L_f são facilmente obtidos através das Eqs.(II.36) e (II.37).

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} 2\xi 2\pi f_c} = 46,97nF \Rightarrow 47nF \quad (II.36)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_f} = 33,7mH \quad (II.37)$$

II.4.5. Resultados de Simulação.

O circuito simulado é mostrado na Fig. II.4-2.

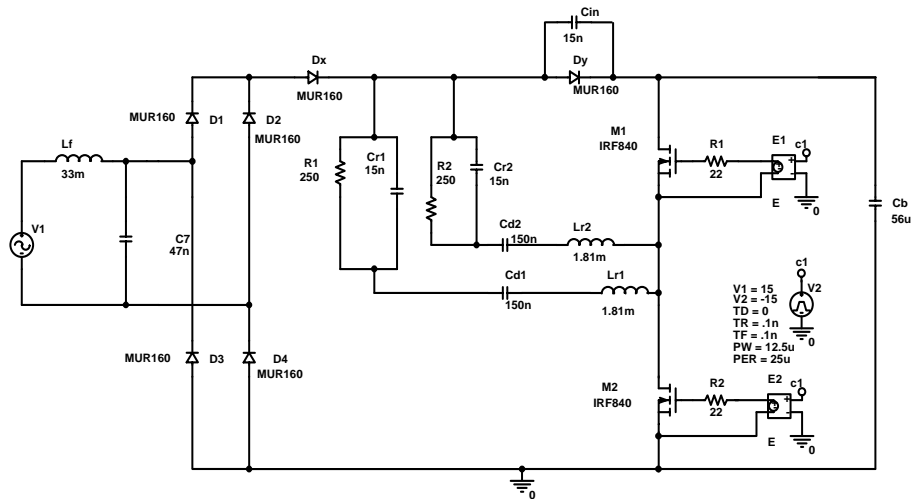


Fig. II.4-2 – Circuito simulado.

Na Fig. II.4-3 tem-se o transitório de partida da tensão da lâmpada, o valor definido para “ ρ_p ” limitou o valor máximo desta tensão em torno de 450V.

Durante o transitório de partida constatou-se que a tensão do barramento CC subia até valores elevados diante da pouca carga acoplada ao barramento durante a partida. Numa implementação prática esta situação exigiria o uso de freqüências de comutação distintas para a partida e para a operação em regime permanente, caracterizando uma desvantagem para utilização desta técnica.

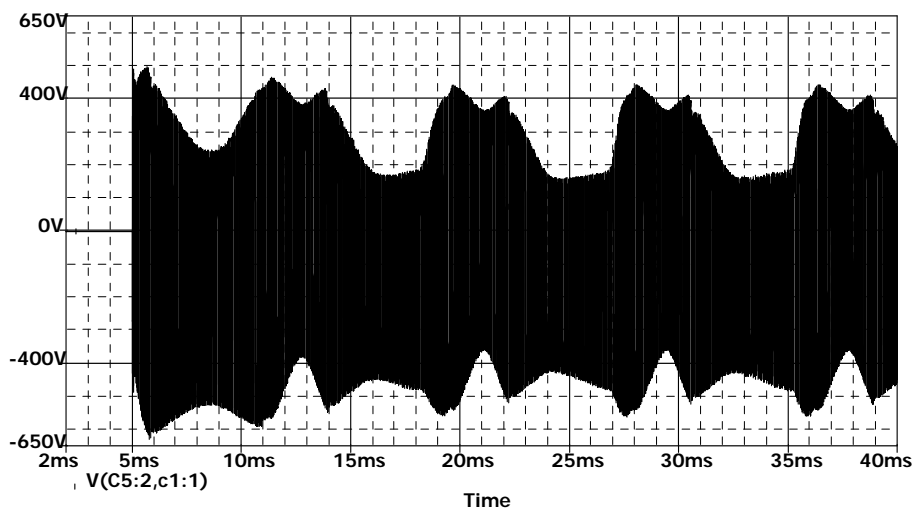


Fig. II.4-3 – Transitório de partida.

A tensão de excitação do tanque ressonante e a corrente no indutor L_{r1} são mostradas na Fig. II.4-4. Como esperado, a tensão de entrada do circuito ressonante possui algumas distorções que a diferem de uma forma de onda quadrada pura.

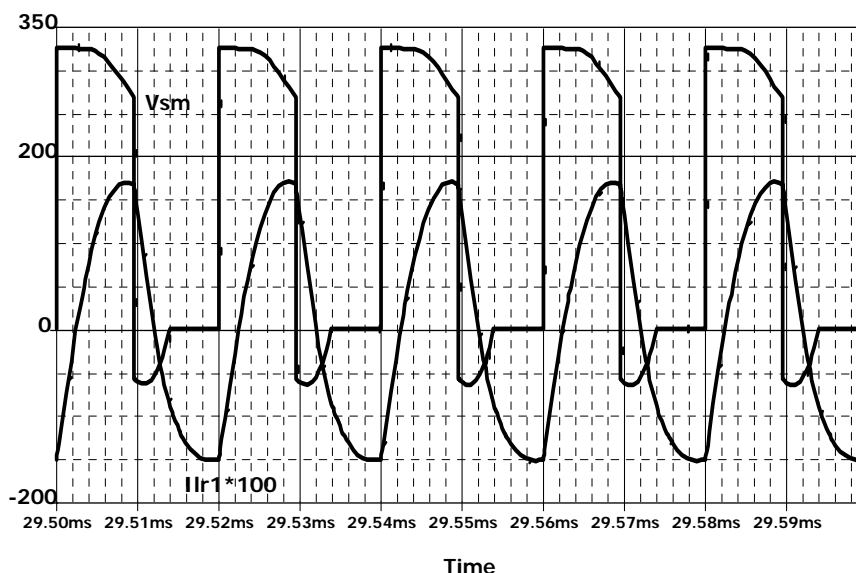


Fig. II.4-4 – Tensão v_{sm} e corrente no indutor ressonante

A Fig. II.4-5 mostra um detalhe da corrente e da tensão na lâmpada que possui baixa distorção harmônica, apresentando-se em fase devido ao fato do modelo utilizado ser o resistivo.

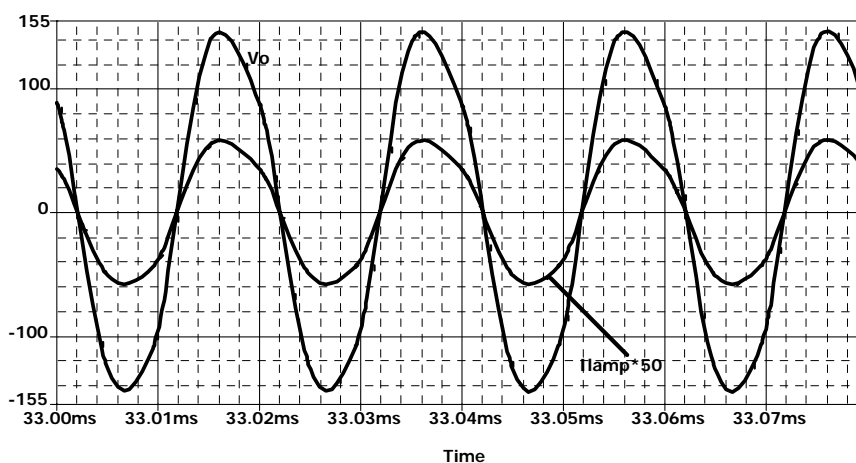


Fig. II.4-5 – Tensão e corrente nos terminais da lâmpada.

A envoltória de 120Hz na corrente da lâmpada pode ser visualizada na Fig. II.4-6. O fator de crista encontrado na simulação foi de 1,44 aquém do valor máximo estipulado na norma brasileira [21] que é 1,7.

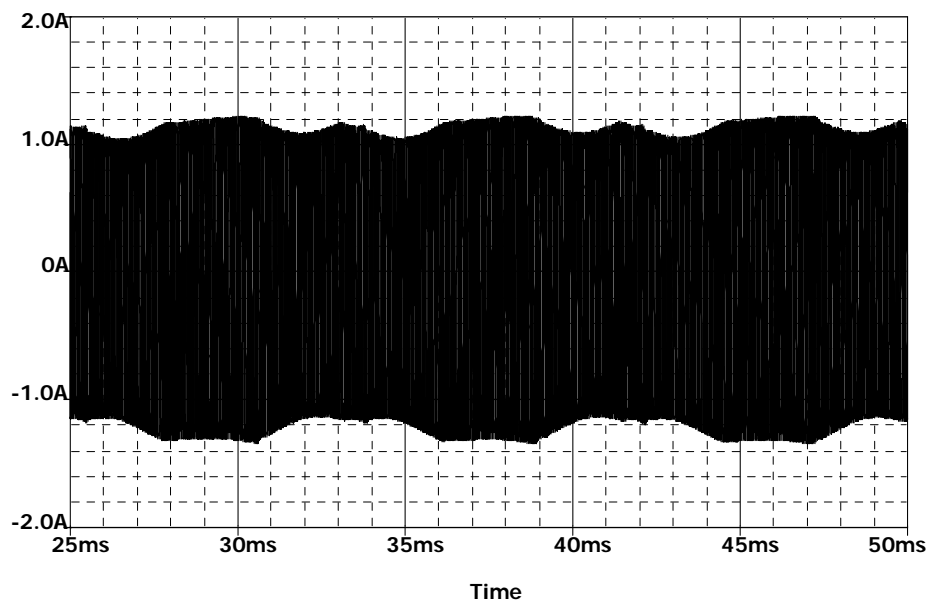


Fig. II.4-6 – Corrente na lâmpada.

As curvas de tensão e corrente do interruptor inferior podem ser visualizadas na Fig. II.4-7, que mostra a entrada em condução com comutação do tipo ZVS.

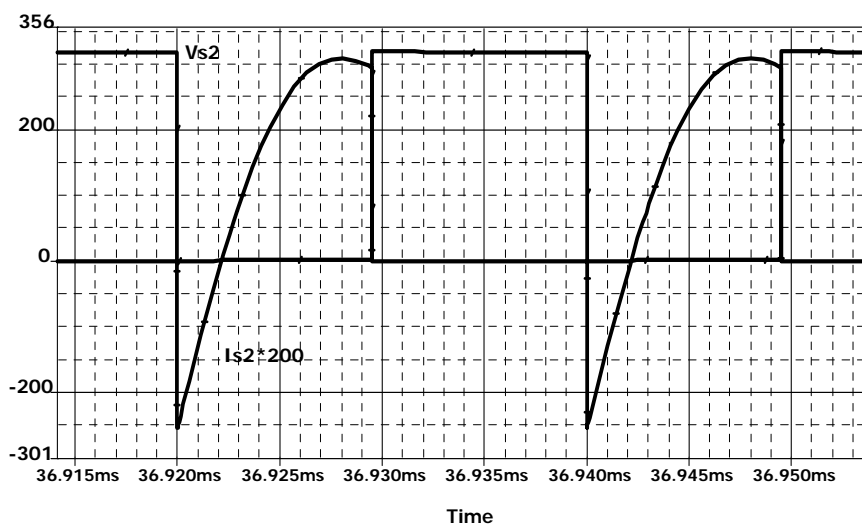


Fig. II.4-7 – Tensão e corrente no interruptor S_2 .

Na Fig. II.4-8 a tensão e a corrente de entrada do reator são mostradas. O ângulo de deslocamento entre as fundamentais de tensão e corrente é de $2,46^\circ$ e a distorção harmônica total da corrente é de 21,6%.

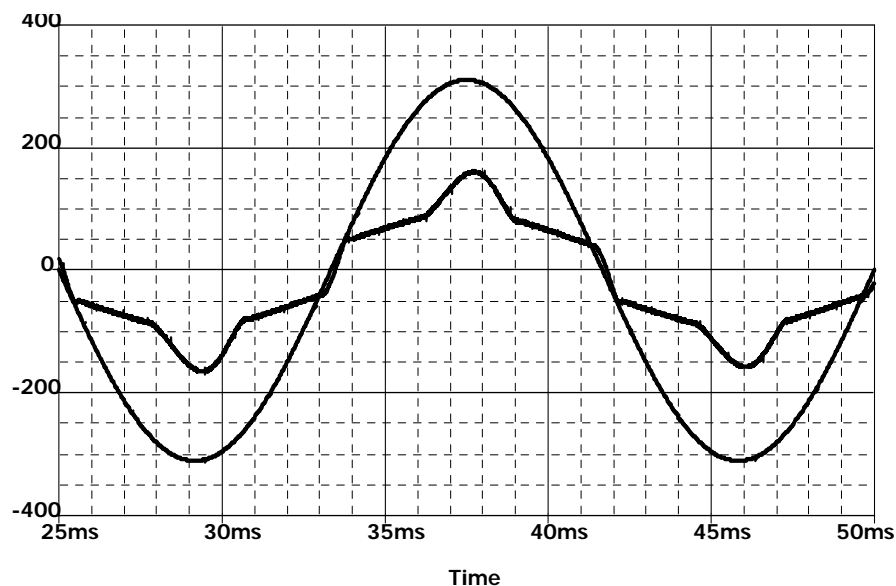


Fig. II.4-8 – Tensão e corrente de entrada.

O fator de potência da estrutura pode ser calculado pela Eq.(II.38).

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1+THD^2}} = \frac{\cos(2,46)}{\sqrt{1+\left(\frac{21,46}{100}\right)^2}} = 0,976 \quad (II.38)$$

II.5. Conclusões.

Neste capítulo o conversor CS-CPPFC e sua condição de operação com fator de potência unitário, foi quantificada e analisada. A extensão do uso do conversor foi feita para um reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes e a operação se mostrou dentro do esperado durante a etapa de simulação.

A metodologia de cálculos do circuito ressonante difere da apresentada em [12]. As expressões para o dimensionamento do circuito ressonante levando em consideração os fatores 'ρ_p' e 'ρ_r' servem como uma referência para futuros projetos.

Pôde ser visto que os interruptores conduzem somente a corrente do indutor ressonante, o que diferencia esta solução das soluções onde a integração de estágios implica em maiores esforços nos interruptores. O uso de um único capacitor para obtenção de fator de potência unitário torna o circuito mais factível perante aqueles que usam indutores para atingir esta característica.

A presença de corrente descontínua na entrada exige um filtro de entrada volumoso o que pode ser um fator crucial na definição do volume do circuito final.

Diante destes fatos, reatores utilizando a técnica CS-CPPFC se apresentam como uma opção, potencialmente de baixo custo e desempenho satisfatório, para produção industrial.

Capítulo III - Conversores *Charge Pump* com Condução Contínua na Entrada.

O conversor CS-CPPFC, desenvolvido no capítulo anterior, opera com condução descontínua na corrente de entrada. Este fato implica em um filtro, que tem por objetivo evitar também a interferência eletromagnética, relativamente grande. Visando a redução do filtro de entrada, a técnica CPPFC com corrente contínua na entrada (CIC-CPPFC) é desenvolvida neste capítulo. Toda a análise matemática pertinente para este conversor será desenvolvida, comentada e simulada numericamente. Resultados práticos de adequação de reatores comerciais à legislação vigente, nos quesitos de conteúdo harmônico da corrente de entrada e fator de potência, serão apresentados.

III.1. Generalização e extensão da topologia proposta por Moisin.

A patente americana de número 5.691.606 de 30 de setembro de 1996 (*Moisin et al.*) [16], descreve o funcionamento de um reator para lâmpadas fluorescentes de alto desempenho. A estrutura proposta possui um único estágio de processamento de energia e, supostamente, alto fator de potência.

O diagrama esquemático apresentado na Fig. III.1-1 mostra, de maneira simplificada, o reator proposto. O circuito do reator inclui um capacitor de realimentação (C_{in}) que desvia parte da corrente do estágio ressonante para a entrada do estágio dobrador de tensão. O capacitor C_{in} , desta forma, reduz as características não-lineares da corrente dos diodos resultando num aumento significativo do fator de potência da estrutura. O indutor L_{in} atua de forma a reduzir a ondulação da corrente de entrada possibilitando a redução do filtro de entrada.

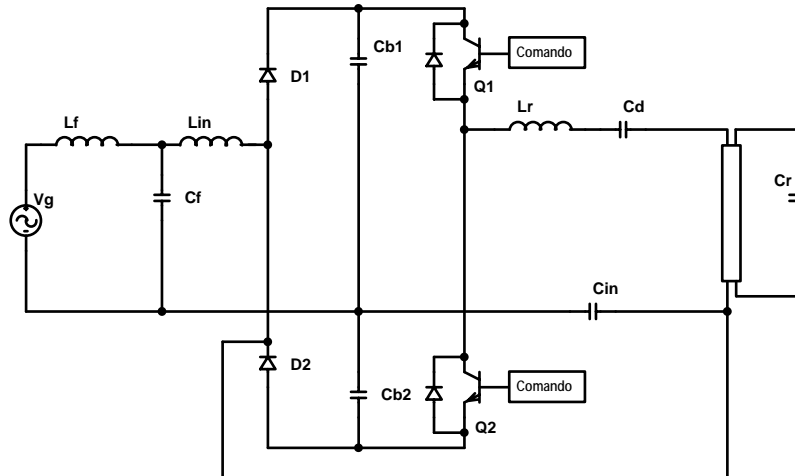


Fig. III.1-1 – Estrutura proposta por Moisin.

A Fig. III.1-2 mostra o circuito equivalente para o semiciclo positivo deste reator, após a retirada do filtro de alta freqüência de entrada que, durante esta etapa não influencia no funcionamento da estrutura. Substituindo-se o inversor e o estágio ressonante por uma fonte de corrente de alta freqüência e desprezando-se as variações de tensão no barramento, obtém-se o circuito da Fig. III.1-3.

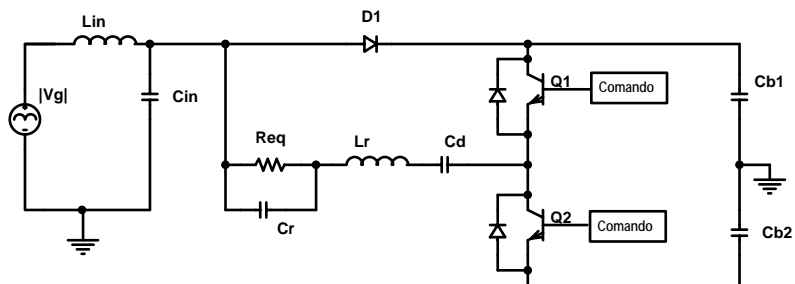


Fig. III.1-2 – Circuito equivalente durante o semiciclo positivo para o reator proposto por Moisin.

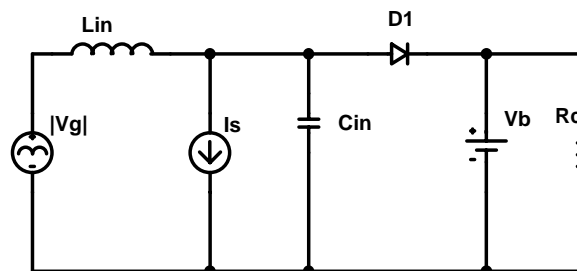


Fig. III.1-3 – Substituição do inversor e estágio ressonante por uma fonte de corrente senoidal na estrutura proposta inicialmente.

A obtenção da fonte de tensão senoidal retificada pode então ser feita através de um retificador tipo ponte completa e a estrutura tomará a configuração do circuito da Fig. III.1-4. Esta configuração não apresenta o inconveniente da

elevada tensão de barramento, quando vislumbrado o uso do estágio dobrador de tensão, presente na topologia original, em redes de 220V.

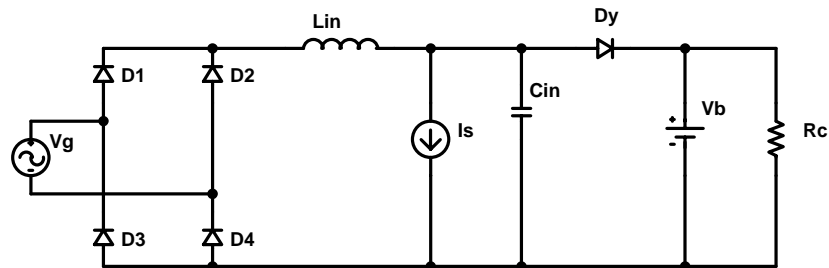


Fig. III.1-4 – Inclusão de um estágio de retificação em onda completa na estrutura derivada da análise inicial.

Da mesma forma que na estrutura do conversor CS-CPPFC, analisada no capítulo anterior, o capacitor C_{in} pode ser posto em paralelo com o diodo D_y resultando na estrutura da Fig. III.1-5.

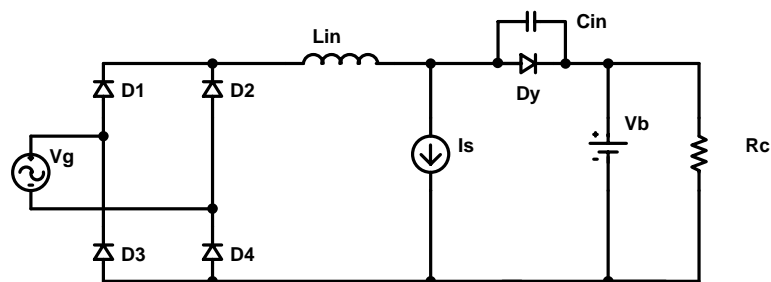


Fig. III.1-5 – Alteração da posição de C_{in} .

Pesquisas bibliográficas sobre esta configuração revelaram que a mesma foi proposta em [22]. A topologia proposta é apresentada na Fig. III.1-6, nota-se que, basicamente, a única diferença entre as estruturas é a inclusão do diodo D_x , que pode ser retirado sem nenhuma alteração significativa no desempenho da estrutura.

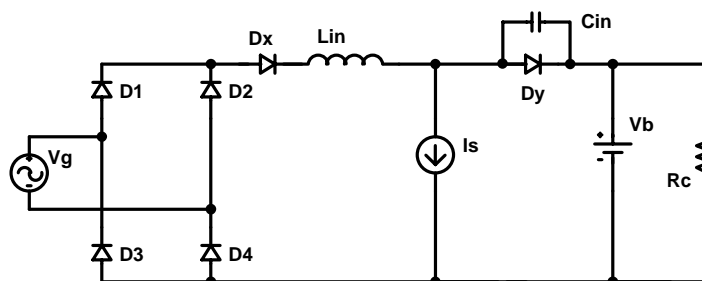


Fig. III.1-6 – Estrutura apresentada em [22].

III.2. Etapas de operação e metodologia de projeto.

III.2.1. Condição para obtenção de fator de potência unitário.

As seguintes simplificações serão admitidas durante a análise do circuito da Fig. III.2-1.

- ✓ A ondulação de tensão V_b será desprezada;
- ✓ A corrente de entrada será considerada contínua;
- ✓ A tensão nos terminais da fonte de entrada será considerada constante em um período de comutação;
- ✓ Todos os componentes serão considerados ideais.

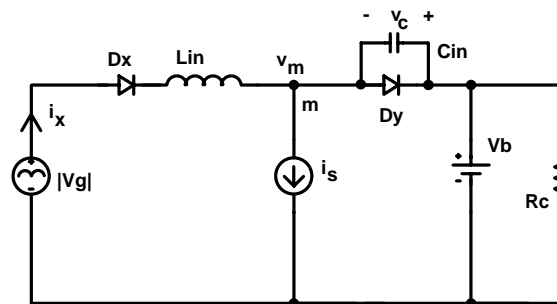
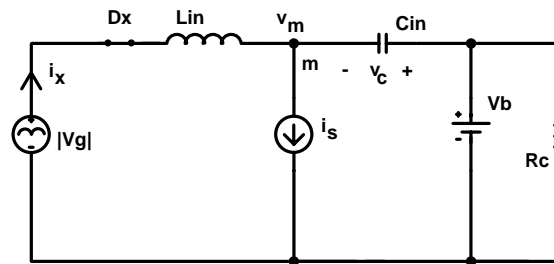
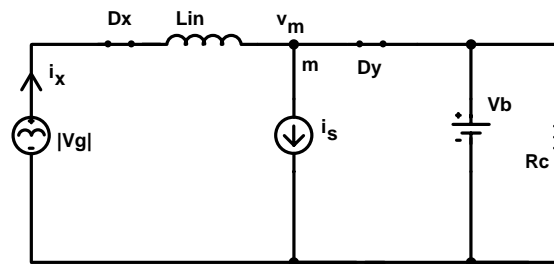


Fig. III.2-1 – Estrutura sob análise.

Em regime permanente, a estrutura apresenta dois estados topológicos como mostra a Fig. III.2-2. A evolução no tempo de algumas grandezas relevantes é apresentada na Fig. III.2-3.



(a) Primeira Etapa.



(b) Segunda etapa.

Fig. III.2-2 – Estados topológicos do circuito da Fig. III.2-1.

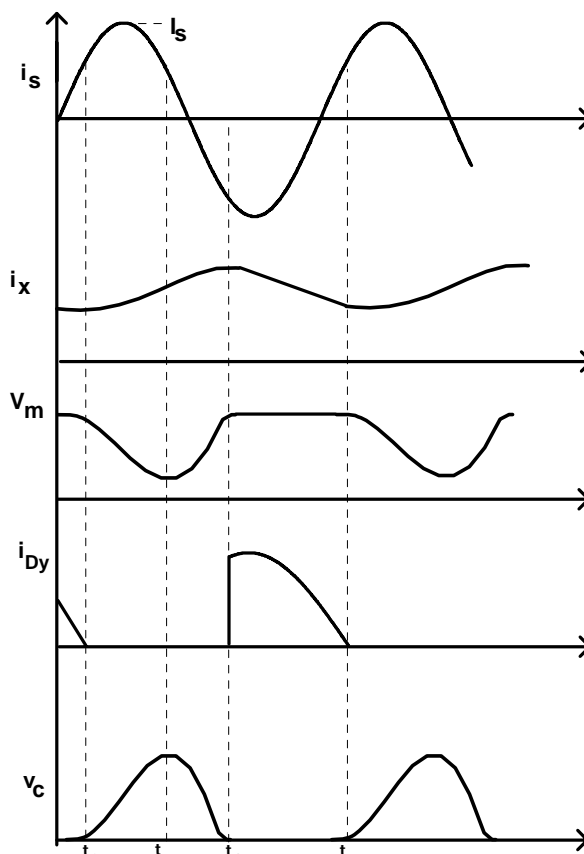


Fig. III.2-3 – Formas de onda relevantes para as etapas de operação descritas.

Primeira etapa $[t_0, t_2]$: Antes de t_0 , a corrente retificada de entrada (i_x) é maior que o valor instantâneo de $i_s(t)$. O diodo D_y conduzia a diferença entre i_x e i_s . No instante t_0 , i_x se iguala a i_s e D_y é naturalmente bloqueado. Após o bloqueio de D_y , a diferença entre i_x e i_s carrega C_{in} aumentando o valor da tensão v_c e

diminuindo o valor de v_m . O valor da tensão v_c é maximizado em t_1 quando i_x tem o mesmo valor de i_s . Após t_1 , i_x é maior que i_s e a diferença entre as duas correntes descarrega C_{in} . O capacitor C_{in} é totalmente descarregado em t_2 , quando D_y entra em condução.

Tem-se que:

$$v_l(t) = |v_g(t)| + v_c(t) - V_b \quad (III.1)$$

$$L_{in} \frac{di_x}{dt} = |v_g(t)| + v_c(t) - V_b \quad (III.2)$$

$$C_{in} \frac{dv_c}{dt} = i_s - i_x \quad (III.3)$$

$$i_s = I_s \text{sen}(\omega_s t + \theta) \quad (III.4)$$

As condições iniciais desta etapa são:

$$\begin{aligned} i_x(0) &= I_s \text{sen}(\theta) \\ v_c(0) &= 0 \end{aligned} \quad (III.5)$$

Resolvendo as equações diferenciais (III.2) e (III.3) têm-se:

$$i_x(t) = I_s \text{sen}(\theta) \cos(\omega_o t) + \frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_o} \text{sen}(\omega_o t) + \gamma \quad 0 < t < t_2 \quad (III.6)$$

Onde:

$$\begin{aligned} \omega_o &= \frac{1}{\sqrt{L_{in} C_{in}}} \\ Z_o &= \sqrt{\frac{L_{in}}{C_{in}}} \end{aligned} \quad (III.7)$$

$$\gamma = \frac{I_s \omega_o^2}{\omega_s^2 - \omega_o^2} [\text{sen}(\omega_o t + \theta) - \text{sen}(\omega_s t + \theta)] + \frac{I_s \omega_o \cos(\theta)}{\omega_s + \omega_o} \text{sen}(\omega_o t) \quad (III.8)$$

Durante este intervalo o produto tensão por tempo no indutor pode ser descrito pela Eq.(III.9).

$$VS_1 = \int_{t_0}^{t_2} (|v_g(t)| - V_B + v_c(t)) dt \quad (III.9)$$

As tensões de entrada e do barramento podem ser consideradas constantes em um período de comutação enquanto a tensão no capacitor pode ser aproximada por uma forma de onda triangular. Resolvendo a integração da Eq.(III.9) tem-se:

$$VS_1 \cong \left(|v_g| - V_B + \frac{1}{2} V_{c\max} \right) D_{eq} T_s \quad (III.10)$$

Segunda etapa [t₂, t₃]: D_y conduz, e o circuito equivalente é o mostrado na Fig. III.2-2(b). A tensão no ponto 'm' fica grampeada no valor da tensão do barramento CC (V_b), e a corrente i_x decresce linearmente. A diferença entre as correntes i_x e i_s carrega a fonte V_b. A corrente retificada na entrada pode ser descrita pela Eq.(III.11).

$$i_x(t) = i_x(t_2) + \frac{|v_g(t)| - V_B}{L_{in}} (t - t_2) \quad t_2 < t < t_3 \quad (III.11)$$

A corrente média de entrada, durante um período de comutação é dada pela Eq.(III.12).

$$i_x = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_3} i_x(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_2} i_x(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_x(t) dt \right) \quad (III.12)$$

Substituindo as Eqs. (III.6) e (III.11) em (III.12) e resolvendo a expressão (III.12) obtém-se a solução apresentada na Eq.(III.13).

$$\begin{aligned} I_x = & \frac{I_s \text{sen}(\theta)}{2n\pi} \text{sen}(n\pi) + \frac{|v_g(t)| - V_B}{Z_o \omega_o T_s} [1 - \cos(n\pi)] \\ & + I_s \text{sen}(\theta) \frac{n}{2\pi(1+n)} - \frac{I_s n^2}{2\pi(1-n^2)} \left[\text{sen}(\theta) + \frac{\text{sen}(n\pi + \theta)}{n} \right] \\ & + I_s \cos(\theta) \frac{1}{2\pi(1+n)} [1 - \cos(n \cdot \pi)] + \frac{i_x(t_2)}{2} \end{aligned} \quad (III.13)$$

$$\text{Onde } n = \frac{\omega_o}{\omega_s}.$$

A Eq.(III.13) pode ser separada em dois termos, um dependente de $|v_g(t)|$ e outro não, como mostra a Eq.(III.14).

$$I_x = \frac{|v_g(t)|}{Z_o w_o T_s} [1 - \cos(n\pi)] + \psi \quad (\text{III.14})$$

Onde:

$$\begin{aligned} \psi = & \frac{-V_B}{Z_o w_o T_s} [1 - \cos(n\pi)] + \frac{I_s \text{sen}(\theta)}{2n\pi} \text{sen}(n\pi) \\ & + I_s \text{sen}(\theta) \frac{n}{2\pi(1+n)} - \frac{I_s n^2}{2\pi(1-n^2)} \left[\text{sen}(\theta) + \frac{\text{sen}(n\pi + \theta)}{n} \right] \\ & + I_s \cos(\theta) \frac{1}{2\pi(1+n)} [1 - \cos(n \cdot \pi)] + \frac{i_x(t_2)}{2} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Para simplificar a análise, assume-se $\theta = 0$; assim o termo independente de $|v_g(t)|$ tem a forma apresentada na Eq.(III.16). A parcela dependente de P_o é obtida assumindo-se $i_x(t_2)$ como sendo a corrente de pico de entrada.

$$\psi = \frac{I_s}{2\pi} \left\{ \frac{n \text{sen}(n\pi)}{(1-n^2)} + \frac{1}{(1+n)} [1 - \cos(n \cdot \pi)] \right\} + \frac{P_o}{V_p} - \frac{V_B}{Z_o w_o T_s} [1 - \cos(n\pi)] \quad (\text{III.16})$$

O fator de potência unitário é obtido quando $\psi = 0$ impondo que o valor de I_s seja definido pela Eq.(III.17).

$$I_s = \frac{2\pi \left\{ \frac{V_B}{Z_o w_o T_s} [1 - \cos(n\pi)] - \frac{P_o}{V_p} \right\}}{\frac{n \text{sen}(n\pi)}{(1-n^2)} + \frac{1}{(1+n)} [1 - \cos(n \cdot \pi)]} \quad (\text{III.17})$$

Sob fator de potência unitário a equação Eq.(III.13) assume a forma da Eq.(III.18), mostrando que a corrente média retificada é proporcional à tensão de entrada.

$$I_x = \frac{|v_g(t)|}{Z_o w_o T_s} [1 - \cos(n\pi)] \quad (\text{III.18})$$

Nesta etapa, o produto tensão por tempo no indutor é descrito pela Eq.(III.19).

$$VS_2 = (V_B - |v_g|)(1 - D_{eq})T_s \quad (III.19)$$

Igualando as Eqs.(III.10) e (III.19).

$$D_{eq} = \frac{V_B - |v_g|}{2V_{c\max}} \quad (III.20)$$

A Eq.(III.20) mostra que a razão cíclica equivalente no indutor L_{in} varia conforme o valor instantâneo da tensão de entrada. Para baixos valores instantâneos tem-se razão cíclica máxima e com valores extremos a razão cíclica tende a diminuir.

Como a tensão máxima nos terminais do capacitor é igual ao valor da tensão do barramento CC (V_b), a Eq.(III.20) pode ser simplificada resultando na Eq.(III.21). A Fig. III.2-4 mostra a evolução de D_{eq} durante um semiciclo da tensão de entrada, nota-se que o valor mínimo ocorre para $\theta=90^\circ$.

$$D_{eq}(t) = \frac{1}{2} - \frac{|v_g(t)|}{2V_B} \quad (III.21)$$

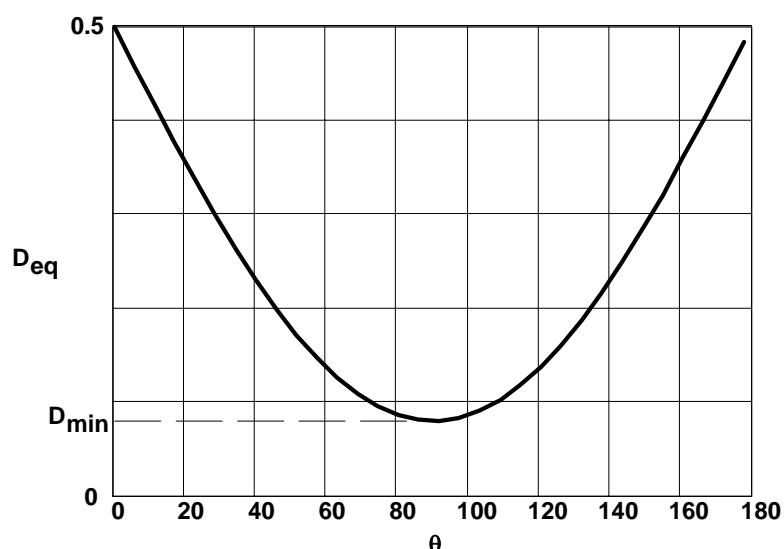


Fig. III.2-4 - Evolução da razão cíclica em um semiciclo da tensão de entrada.

III.2.2. Metodologia de Projeto.

O objetivo da etapa de projeto é encontrar valores ótimos de C_{in} e da indutância L_{in} .

Considerando fator de potência unitário, a potência instantânea de entrada pode ser descrita pela Eq.(III.22).

$$p_{in}(t) = \frac{|v_g(t)|^2}{Z_o w_o T_s} [1 - \cos(n\pi)] \quad (III.22)$$

Da Eq.(III.22) pode-se obter a potência média.

$$P_{in} = 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi p_{in}(t) dt = \frac{V_p^2 f_s}{2Z_o w_o} [1 - \cos(n\pi)] \quad (III.23)$$

Considerando as perdas do sistema tem-se:

$$P_o = \eta P_{in} \quad (III.24)$$

Substituindo as Eqs.(III.7) e (III.24) na Eq.(III.23) pode-se obter o valor do capacitor C_{in} .

$$C_{in} = \frac{2P_o}{\eta f_s V_p^2 [1 - \cos(n\pi)]} \quad (III.25)$$

Definindo-se:

$$\overline{C}_{in} = C_{in} \frac{f_s V_p^2}{P_{in}} = \frac{2}{[1 - \cos(n\pi)]} \quad (III.26)$$

O ábaco da Fig. III.2-5 ilustra o valor de C_{in} parametrizado para uma relação 'n' escolhida.

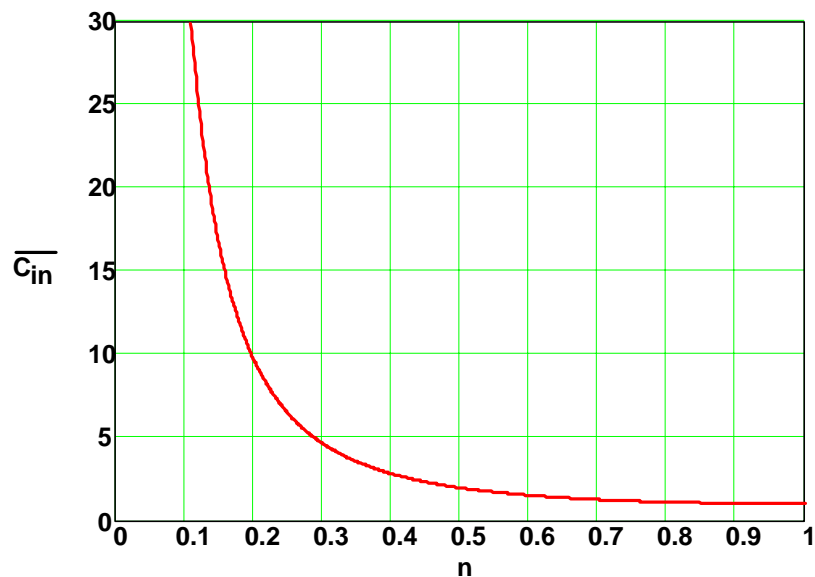


Fig. III.2-5 – Ábaco para determinação de C_{in} parametrizado.

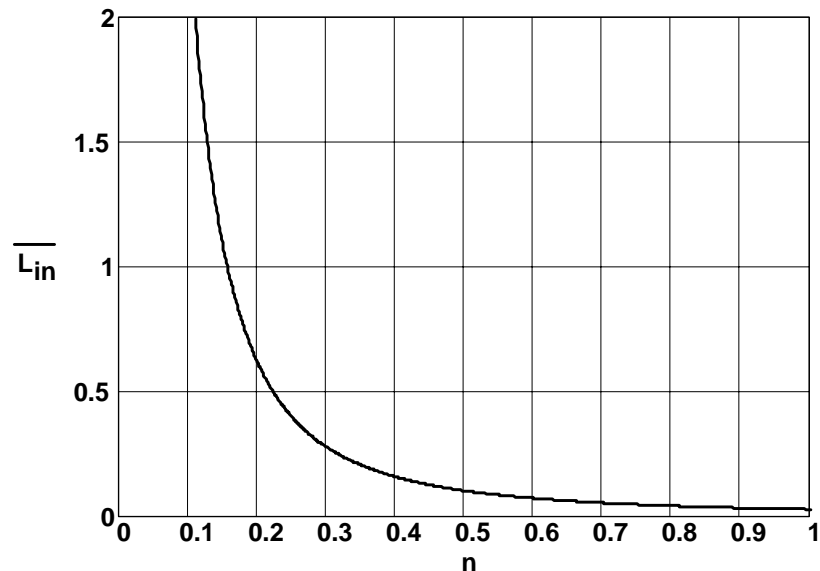
O valor de L_{in} é obtido com base na relação entre a frequência de comutação e da ressonância definida por L_{in} e C_{in} .

$$L_{in} = \frac{\eta V_p^2}{4n^2 \pi^2 f_s P_o} \quad (III.27)$$

Definindo-se:

$$\overline{L}_{in} = L_{in} \frac{f_s P_{in}}{V_p^2} = \frac{1}{4n^2 \pi^2} \quad (III.28)$$

O ábaco da Fig. III.2-6 mostra o comportamento de L_{in} parametrizado em função do parâmetro 'n'.

Fig. III.2-6 – Ábaco para determinação de L_{in} parametrizado.

A tensão do barramento V_b pode ser aproximada pela Eq.(III.29), resultante da manipulação da Eq.(III.17).

$$V_B = \left\{ \frac{I_s}{2\pi} \left[\frac{n \operatorname{sen}(n\pi)}{(1-n^2)} + \frac{1}{(1+n)} [1 - \cos(n \cdot \pi)] \right] + \frac{P_o}{V_p} \right\} \frac{\eta V_p^2}{2P_o} [1 - \cos(n \cdot \pi)] \quad (\text{III.29})$$

III.2.3. Projeto e Simulação de um Reator Eletrônico 2x32W.

Para validar a metodologia de projeto proposta, apresentam-se os resultados de simulação numérica de um reator eletrônico fornecendo energia para duas lâmpadas fluorescentes de 32W. A Tabela III.2-1 revela as especificações do reator proposto.

Tabela III.2-1 – Especificações do reator proposto para simulação.

Potência total de saída (P_o):	54,4W
Rendimento esperado (η):	85%
Tensão eficaz na lâmpada (V_{lef}):	137,0V
Tensão nominal de entrada (V_{in}):	220V
Frequência de comutação (f_s):	40kHz
Frequência de oscilação na partida (f_{op}):	35kHz
Frequência de oscilação em regime permanente (f_{or}):	20kHz

A potência foi reduzida em 15%, visto que o uso da alta frequência permite a redução da potência entregue às lâmpadas mantendo-se o mesmo fluxo luminoso de um reator eletromagnético operando em 60 Hz [23].

III.2.3.1. Capacitor C_{in} e Indutor L_{in} .

O valor da corrente de pico, I_S , do circuito ressonante pode ser aproximada pela Eq.(III.30) ao desprezar-se a corrente no capacitor paralelo.

$$I_S = \frac{P_o}{V_{lef}} \sqrt{2} = \frac{54,4}{137} \sqrt{2} = 0,561A \quad (III.30)$$

Partindo-se da Eq.(III.29), pode-se traçar o ábaco da Fig. III.2-7 que mostra o valor da tensão do barramento CC em função da relação de freqüências 'n'. A mínima tensão de barramento é definida pela tensão de pico de entrada (V_p). Para valores de 'n' maiores que 0,57, aproximadamente, a tensão de barramento aumenta à medida que 'n' se aproxima de 1.

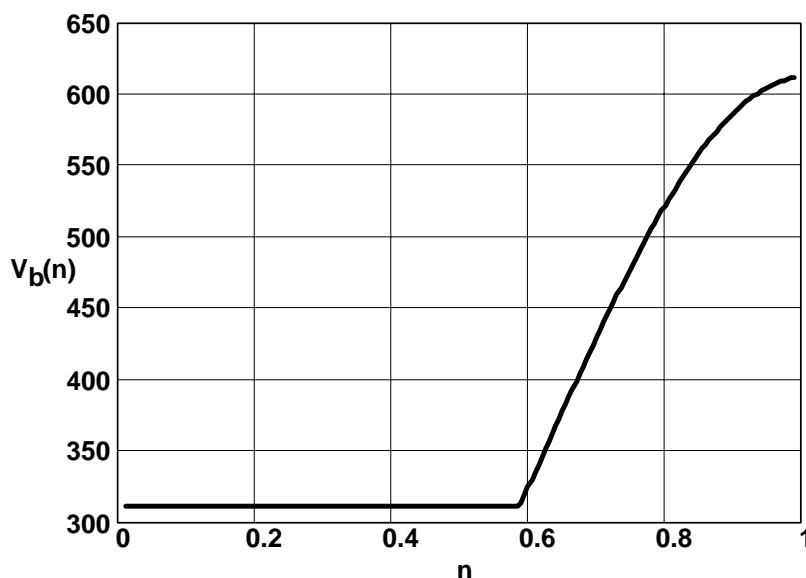


Fig. III.2-7 –Tensão de barramento para diversos valores do parâmetro 'n'.

Durante o transitório de partida, até que o arco seja estabelecido, a corrente no tanque ressonante se eleva de forma considerável e por conseqüência, a tensão do barramento também se eleva. Uma das maneiras de evitar este inconveniente consiste em reduzir a freqüência de comutação durante este intervalo, impedindo que a tensão de barramento atinja patamares destrutivos para a estrutura.

Para o reator proposto, o valor de 'n' escolhido foi de 0,6 que resulta em aproximadamente 330V. Estudos anteriores mostram que os valores ótimos de 'n' situam-se entre 3/5 e 2/3 [22].

Definido o valor de 'n' a capacitância C_{in} e a indutância L_{in} podem ser determinadas.

$$C_{in} = \frac{2P_o}{\eta f_s V_p^2 [1 - \cos(n\pi)]} = 25,3nF \quad (III.31)$$

$$L_{in} = \frac{\eta V_p^2}{4n^2 \pi^2 f_s P_o} = 2,6mH$$

III.2.3.2. Circuito Ressonante.

O resistor equivalente pode ser calculado pela Eq.(III.32).

$$R = \frac{2V_{lef}^2}{P_o} = 690\Omega \quad (III.32)$$

A amplitude do componente fundamental da tensão de entrada do circuito ressonante é dada pela Eq.(III.33).

$$V_{sm1} = \frac{2V_b}{\pi} = 210,1V \quad (III.33)$$

Com os dados apresentados, pode-se calcular as relações de freqüência definidas no capítulo anterior:

$$\rho_p = \frac{f_{op}}{f_s} = 0,875 \quad (III.34)$$

$$\rho_p = \frac{f_s}{f_{or}} = 2 \quad (III.35)$$

O valor do capacitor de bloqueio C_d é calculado pela Eq.(III.36). O valor adotado, 15nF, é o valor comercial mais próximo.

$$C_d = (\rho_r^2 - 1) \frac{V_{lef}}{V_{sm1}} \frac{1}{R\omega_s} = 15,9nF \Rightarrow 15nF \quad (III.36)$$

Com o valor de C_d definido, pode-se determinar C_r através da Eq.(III.37).

$$C_r = \frac{C_d}{\rho_p^2 \rho_r^2 - 1} = 7,2nF \Rightarrow 6,8nF \quad (III.37)$$

A indutância L_r é calculada pela Eq.(III.38).

$$L_r = \frac{1}{\left(\frac{C_r C_d}{C_r + C_d}\right) (2\pi\rho_p f_s)^2} = 4,42mH \quad (III.38)$$

III.2.3.3. Filtro de Entrada.

Para minimizar a THD da corrente de entrada foi incluído um filtro de entrada do tipo LC. A Fig. II.4-1 mostra a topologia do filtro em questão.

A resistência R_{eq} representa a resistência equivalente do reator aos terminais do capacitor de filtro e a tensão V_{in} é a tensão de entrada do reator propriamente dito.

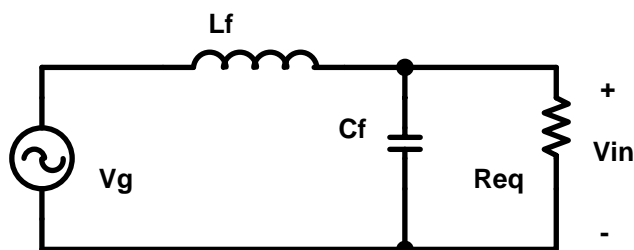


Fig. III.2-8 – Filtro LC de entrada do reator.

O projeto do filtro foi realizado com os seguintes critérios:

- ✓ A frequência de corte foi situada uma década abaixo da frequência de comutação, $f_c = \frac{f_s}{10} = 4kHz$.
- ✓ O fator de amortecimento (ξ) foi definido como 0,7 para evitar oscilações em altas frequências e deslocamento de fase em baixas frequências.

O valor da resistência equivalente pode ser calculado pela Eq.(II.35).

$$R_{eq} = \frac{V_g^2 \eta}{P_o} = \frac{220^2 0,85}{54,4} = 756,25\Omega \quad (III.39)$$

Definidos os valores de f_c , ξ e R_{eq} os valores de C_f e L_f são facilmente obtidos através das Eqs.(II.36) e (II.37).

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} 2\xi 2\pi f_c} = 37,6nF \quad (III.40)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_f} = 42,1mH \quad (III.41)$$

III.2.3.4. Resultados de Simulação.

O circuito simulado é apresentado na Fig. III.2-9.

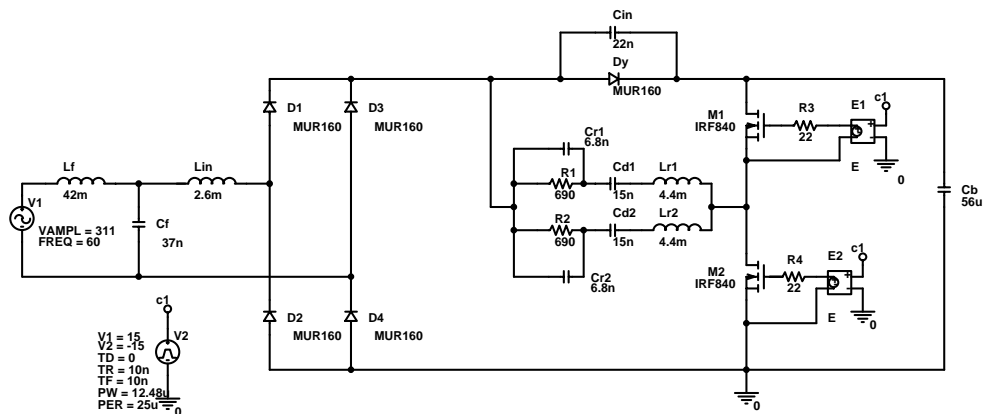


Fig. III.2-9 – Circuito Simulado para o reator 2x32W.

O valor médio da tensão do barramento CC encontrado foi de 327,8 V com uma ondulação de 12,7V. A Fig. III.2-10 mostra a evolução temporal obtida durante a simulação do circuito proposto.

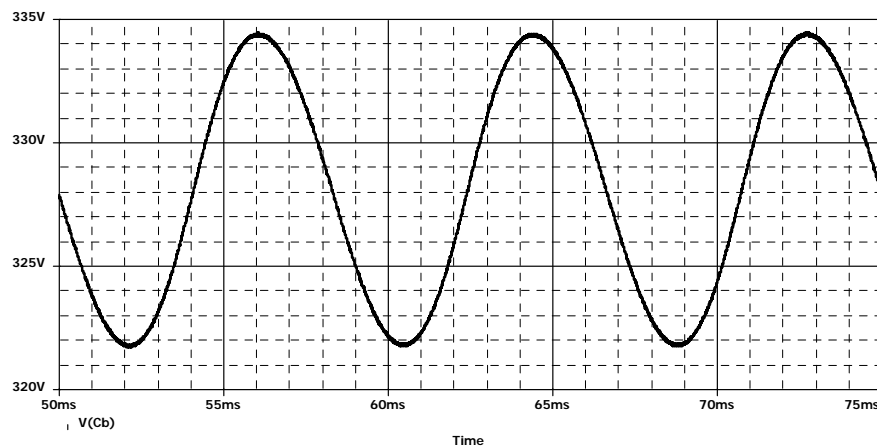


Fig. III.2-10 – Detalhe da tensão de barramento.

A Fig. III.2-11 mostra os detalhes da tensão e corrente em uma das lâmpadas. O valor eficaz encontrado para a tensão foi de 141,3V resultando numa potência entregue à lâmpada de 28,9W. A diferença entre o valor eficaz de tensão

especificado na etapa de projeto (137V) e o encontrado justifica-se, em parte, pela adoção de valores comerciais para as capacitâncias C_r e C_d .

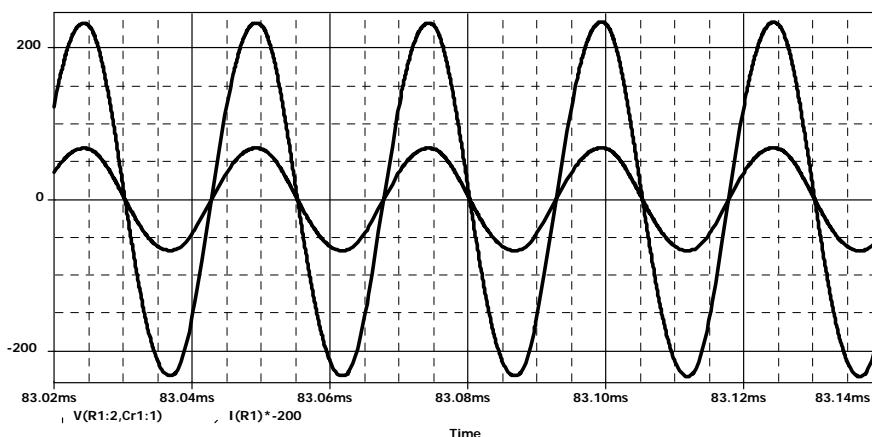


Fig. III.2-11 – Detalhe da tensão e corrente em uma das lâmpadas.

A envoltória de baixa freqüência da corrente em uma das lâmpadas é mostrada na Fig. III.2-12. O fator de crista encontrado foi de 1,61 que é plenamente aceitável visto que o limite normalmente imposto para este fator é 1,7.

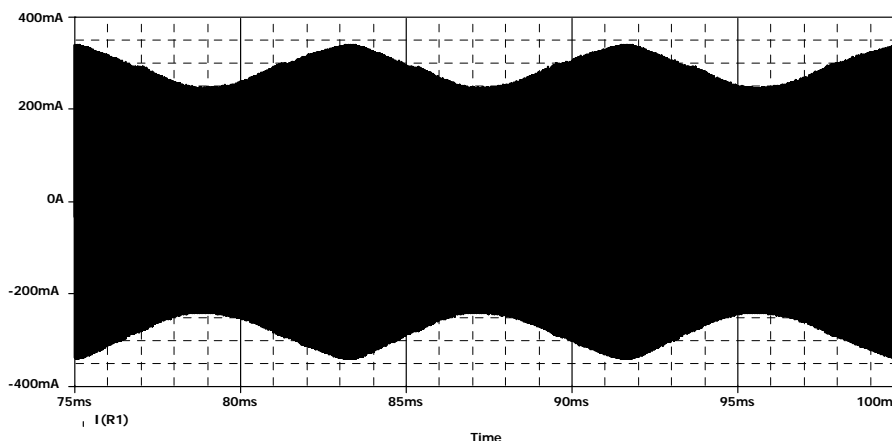


Fig. III.2-12 – Envoltória de baixa freqüência da corrente em uma das lâmpadas.

A corrente drenada da rede é mostrada na Fig. III.2-13. A defasagem entre a componente fundamental da corrente e da tensão é desprezível, em torno de $0,2^\circ$, e a distorção harmônica total da corrente de entrada é 13,62%, analisando-se até a centésima harmônica. O fator de potência da estrutura pode ser calculado pela Eq.(III.42).

$$FP = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{1+TDH^2}} = \frac{\cos(0,2)}{\sqrt{1+0,1362^2}} = 0,9908 \quad (III.42)$$

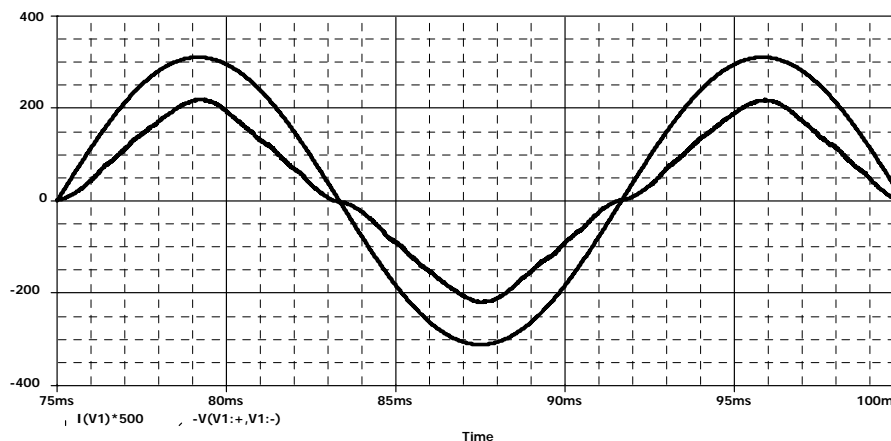


Fig. III.2-13 – Tensão e corrente na rede sem o filtro de entrada.

A análise harmônica da corrente de entrada revela que as componentes de maior relevância são a terceira e a sétima harmônica com 13,3% e 2,68% da fundamental. Com este nível de distorção o reator proposto ratificaria, com considerável facilidade, todos os requisitos da legislação em vigor no tocante à qualidade da corrente de entrada.

III.3. Aplicação da metodologia proposta em reatores comerciais.

Os reatores comerciais encontrados no mercado brasileiro são, na sua maioria, desprovidos de qualquer técnica de correção de fator de potência. O elevado preço final da solução normalmente utilizada aliado à desinformação do consumidor na hora da compra, acabam inviabilizando comercialmente os reatores eletrônicos com elevado fator de potência.

A partir de 31 de janeiro de 2003 os fabricantes e importadores não poderão mais comercializar reatores eletrônicos sem correção de fator de potência, além de outros detalhes especificados na norma NBR14418 [21], segundo a portaria nº 27 de 14 de fevereiro de 2002 do Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior (MDIC). A certificação compulsória faz com que as indústrias procurem soluções de baixo custo e de fácil implementação na linha de produção.

Para mostrar a simplicidade da solução proposta neste trabalho, foram adquiridos reatores de diversos fabricantes encontrados no mercado e

implementou-se o circuito de correção partindo do circuito original. Os reatores testados possuíam as seguintes especificações de potência, 1x40W, 1x110W e 2x110W.

Salvo raras exceções, os reatores comerciais apresentam o circuito apresentado na Fig. III.3-1 quando alimentados com 220V.

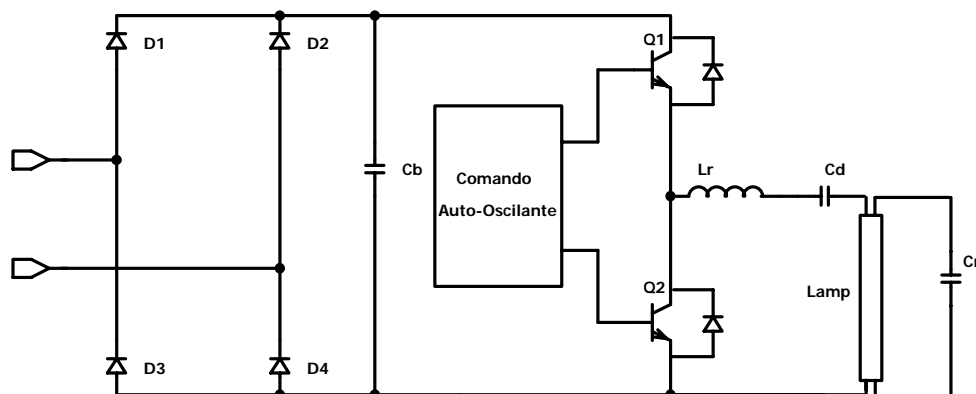


Fig. III.3-1 – Diagrama esquemático dos reatores eletrônicos convencionais.

A solução proposta pode ser implementada com pequenas alterações no diagrama original do reator:

- ✓ Aplicação do filtro LC de entrada seguido pelo indutor L_{in} ;
- ✓ Inclusão de D_y e C_{in} entre a ponte retificadora e o capacitor C_b ;
- ✓ Conexão da lâmpada ao anodo de D_y .

O circuito final toma a forma mostrada na Fig. III.3-2.

O dimensionamento de L_{in} e C_{in} são feitos partindo-se da frequência de comutação medida antes da realização das alterações.

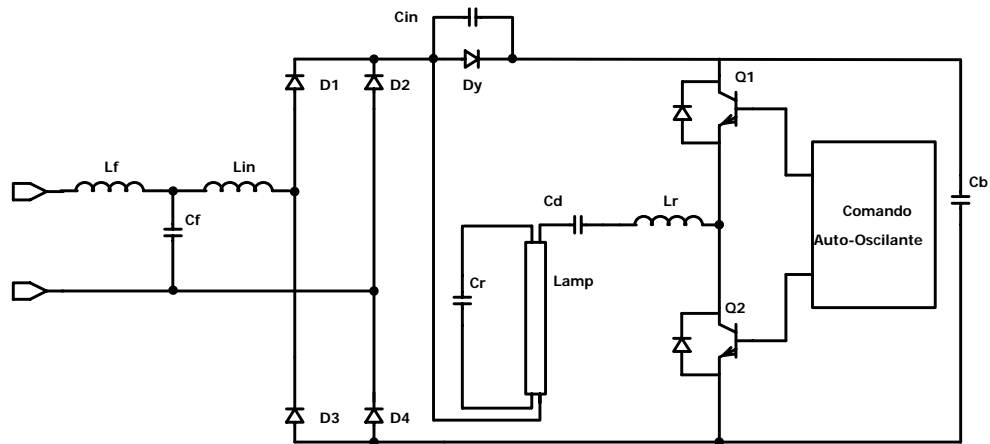


Fig. III.3-2 – Circuito do reator após as alterações.

Durante o transitório de partida, o circuito de comando auto-oscilante evita o aumento da tensão do barramento CC. A diminuição da carga no circuito ressonante faz com que a frequência de comutação seja diminuída evitando o aumento da tensão de barramento, mesmo quando uma lâmpada é removida [24].

III.3.1. Reator 1x40W

Para realizar os ensaios deste reator o primeiro passo foi o levantamento do diagrama esquemático, bem como as especificações dos componentes do mesmo. Esta etapa teve como resultado o diagrama esquemático apresentado na Fig. III.3-3, que mostra de maneira simplificada o diagrama esquemático do reator em questão operando em 220V.

O circuito de comando foi suprimido, pois, a priori, não foram obtidas informações sobre o material magnético do transformador de corrente responsável pelo comando auto-oscilante deste reator.

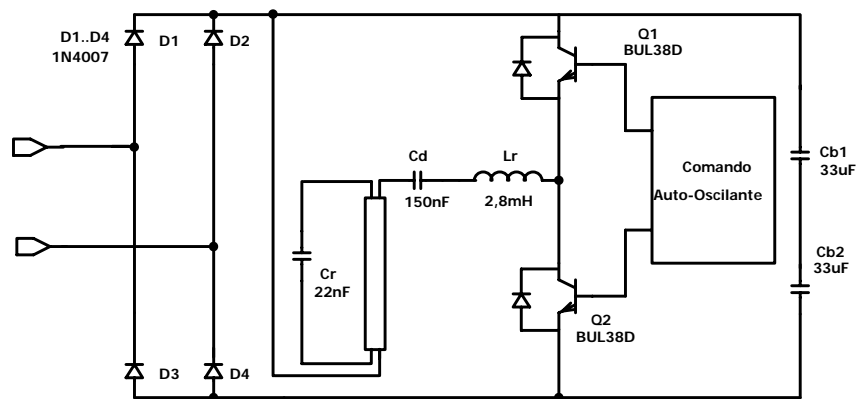


Fig. III.3-3- Circuito simplificado do reator 1x40W ensaiado.

III.3.1.1. Projeto do Filtro de Entrada.

A frequência de comutação medida foi 35kHz. Partindo-se deste dado e da potência do circuito deu-se início ao projeto do filtro de entrada do circuito.

A resistência equivalente para projeto do filtro pode ser obtida pela Eq.(III.43).

$$R_{eq} = \frac{V_g^2}{P_i} = \frac{220^2}{40} = 1,21k\Omega \quad (III.43)$$

A frequência de corte do filtro foi situada uma década abaixo da frequência de comutação e o fator de amortecimento escolhido foi 0,7. Assim:

$$\begin{aligned} f_c &= \frac{f_s}{10} = 3,5kHz \\ \xi &= 0,7 \end{aligned} \quad (III.44)$$

O valor da capacitância C_f pode ser calculado a partir dos parâmetros calculados e apresentados até então:

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} 2\xi 2\pi f_c} = 26,84nF \Rightarrow 27nF \quad (III.45)$$

O indutor de filtro L_f é obtido através da Eq.(III.46).

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_f} = 77,03mH \quad (III.46)$$

III.3.1.2. Dimensionamento de L_{in} e C_{in} .

O valor da corrente I_s pode ser aproximado pela Eq.(III.47), quando desprezada a corrente no capacitor paralelo.

$$I_s \cong \frac{P_l}{V_{lef}} \sqrt{2} = \frac{40}{100} \sqrt{2} \cong 565,7mA \quad (III.47)$$

De posse deste dado, com o auxílio da Eq.(III.29), pode-se traçar o ábaco da Fig. III.3-4 que mostra o valor da tensão do barramento em função da relação de frequências “n”.

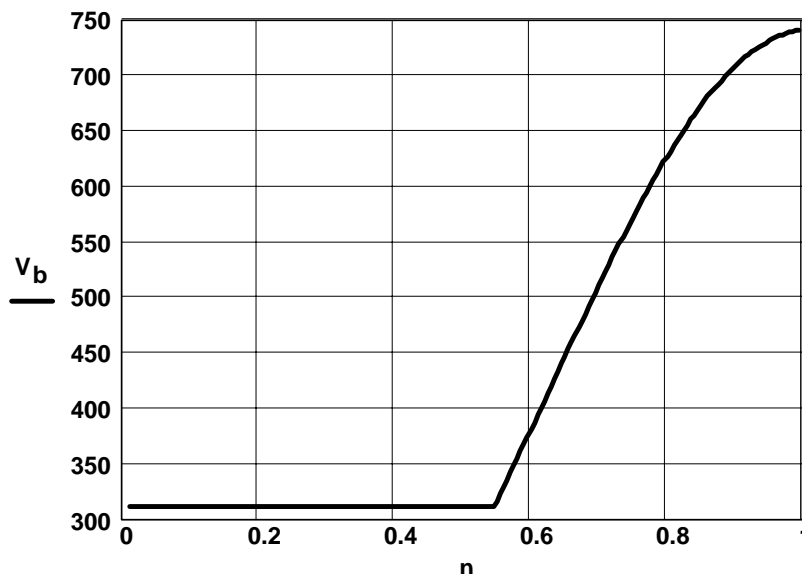


Fig. III.3-4 – Ábaco para definição do parâmetro “n”.

O valor de “n” escolhido para este reator foi 0,6 resultando em aproximadamente 380V de tensão no barramento CC. Definido o valor deste parâmetro pode-se calcular os valores de L_{in} e C_{in} . Admitindo um rendimento igual a 85% têm-se:

$$C_{in} = \frac{2P_l}{\eta f_s V_p^2 [1 - \cos(n\pi)]} = 14,43nF \Rightarrow 15nF \quad (III.48)$$

$$L_{in} = \frac{\eta V_p^2}{4n^2 \pi^2 f_s P_l} = 4,1mH \quad (III.49)$$

III.3.1.3. Resultados de Simulação.

A Fig. III.3-5 mostra o circuito simulado. O comando dos interruptores, por facilidade de implementação, foi feito de maneira simétrica e constante, o que não reflete a realidade do comando auto-oscilante do reator, mas não invalida os resultados obtidos nesta etapa.

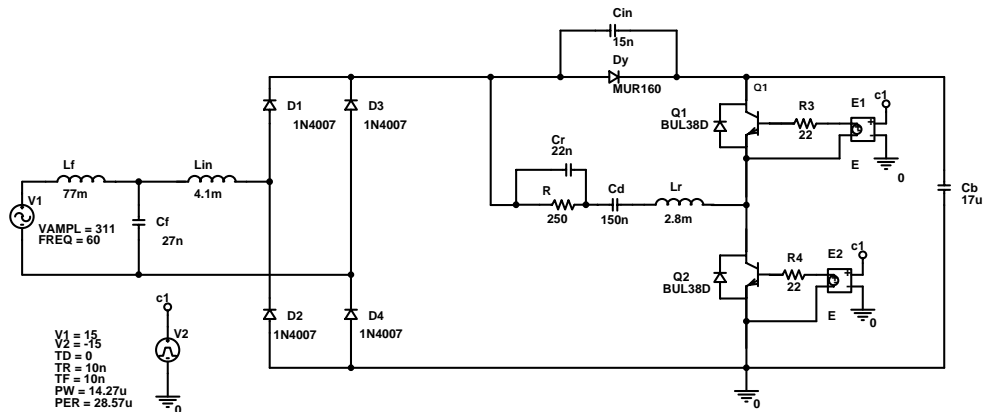


Fig. III.3-5 – Circuito simulado

A Fig. III.3-6 mostra a tensão e a corrente de entrada. A distorção harmônica total da corrente medida foi 15,88% e defasagem entre a componente fundamental de corrente e de tensão 2,07°. O fator de potência simulado pôde então ser calculado pela Eq.(III.50).

$$FP = \frac{\cos(\theta_1)}{\sqrt{1 + DHT^2}} = \frac{\cos(2,07^\circ)}{\sqrt{1 + 0,1588^2}} = 0,987 \quad (III.50)$$

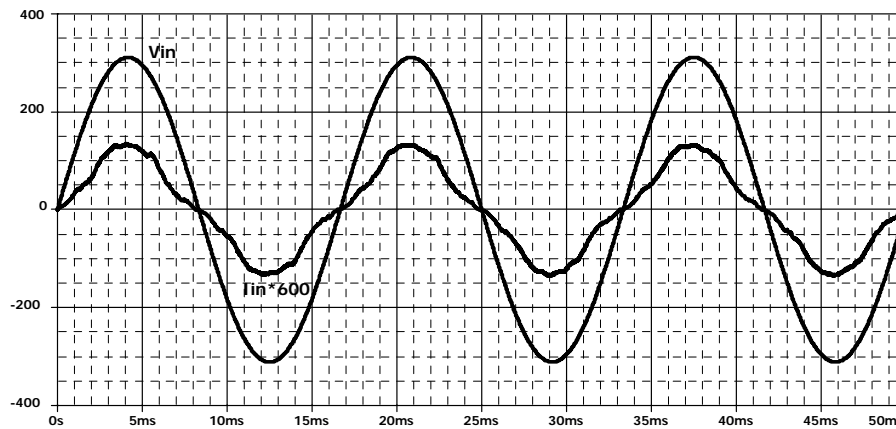


Fig. III.3-6 – Tensão e corrente de entrada resultante da simulação do reator 1x40W.

A forma de onda da tensão do barramento CC é apresentada na Fig. III.3-7. O valor médio medido foi 386V que se aproxima com considerável exatidão do valor obtido pelo ábaco. A ondulação da tensão nesta etapa foi de 20V de pico a pico.

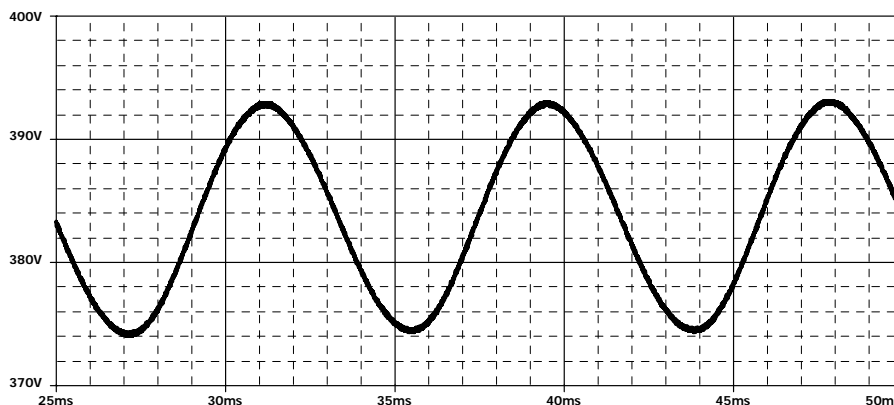


Fig. III.3-7 – Tensão do barramento CC simulada.

A envoltória de baixa frequência da corrente na lâmpada é apresentada na Fig. III.3-8, a corrente eficaz simulada nesta situação é 368mA. Já o valor de pico encontrado foi 591mA resultando num fator de crista de 1,6.

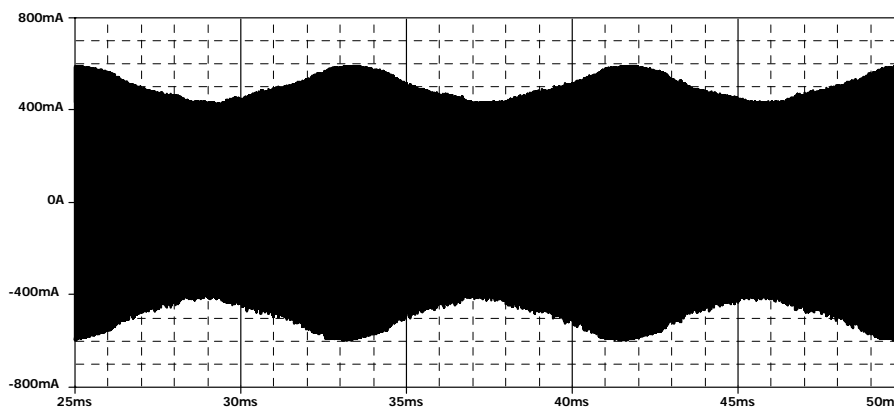


Fig. III.3-8 – Envoltória de baixa frequência da corrente da lâmpada.

III.3.1.4. Resultados Práticos.

A Fig. III.3-9 mostra a corrente de entrada deste reator operando sem correção de fator de potência. Na Fig. III.3-10 tem-se a amplitude das componentes normalizadas de cada harmônico de forma individual.

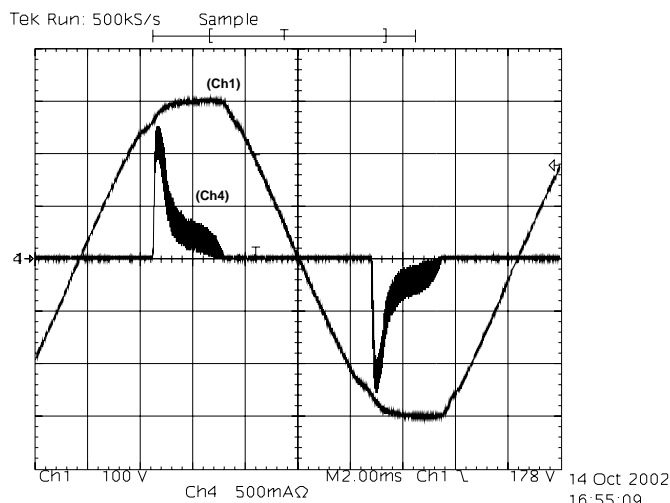


Fig. III.3-9 – Tensão e corrente de entrada operando sem correção de fator de potência.

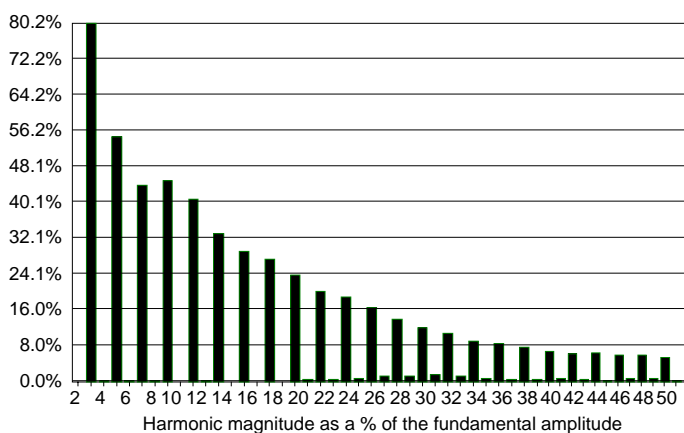


Fig. III.3-10 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada, sem correção de fator de potência.

Após as alterações a corrente de entrada assumiu a forma da Fig. III.3-11. O fator de potência apresentado, que antes da correção era de apenas 0,51, passou para 0,995. A distorção harmônica total passou de 142% para 11,92% com a amplitude individual de cada harmônica dentro das especificações da IEC 61000-3-2 classe C.

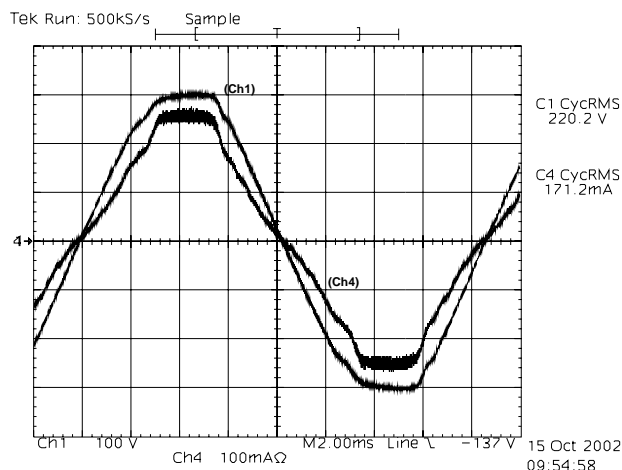


Fig. III.3-11 – Tensão e corrente de entrada após a aplicação do circuito de correção de fator de potência.

Na Fig. III.3-12 tem-se o conteúdo harmônico da corrente de entrada após a intervenção no circuito deste reator. O harmônico mais relevante foi o terceiro com 11,2%.

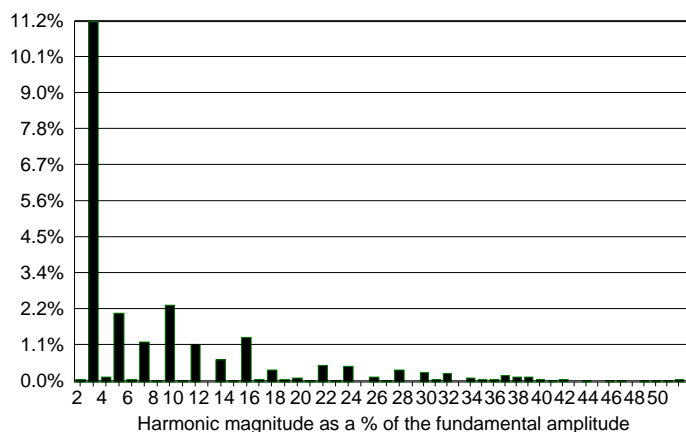


Fig. III.3-12 – Amplitude individual de cada harmônica com a inclusão do circuito de correção de fator de potência.

Durante o tempo em que D_y está bloqueado, a carga absorve energia diretamente da rede. Esta parcela de energia não é processada pelo capacitor C_b , o que possibilita uma redução de sua capacitância, mantendo-se os mesmos níveis de ondulação no barramento apresentados sem a correção de fator de potência. Este fato foi comprovado quando medidas de ondulação da tensão no barramento CC foram efetuadas e a ondulação foi reduzida de 41,2V para 24,4V. A Fig. III.3-13 mostra a ondulação do barramento CC com o reator operando sem correção de fator de potência, enquanto que a Fig. III.3-14 ilustra a mesma situação com a correção aplicada.

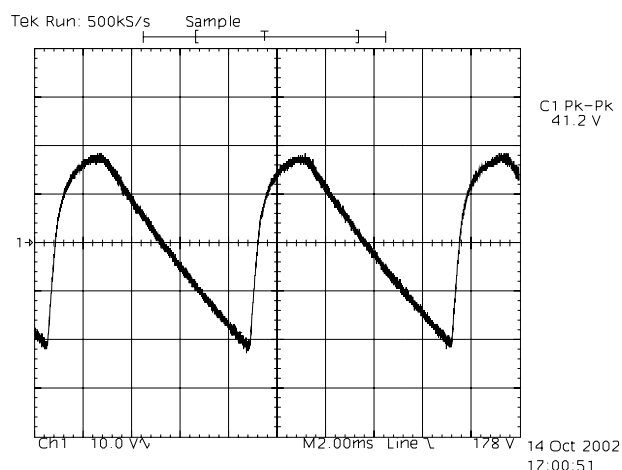


Fig. III.3-13 – Detalhe da ondulação da tensão no barramento CC sem correção de fator de potência.

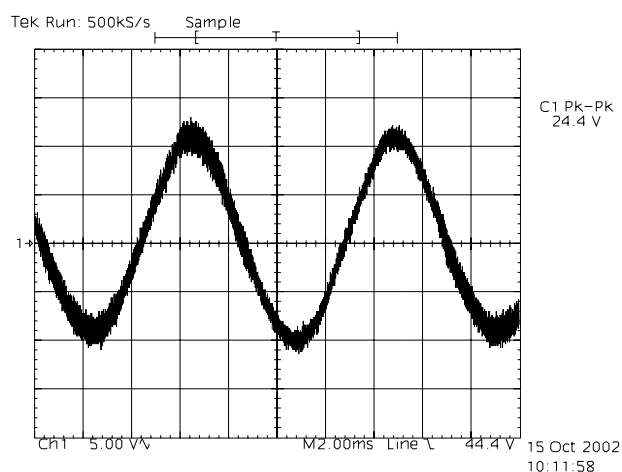


Fig. III.3-14 – Ondulação da tensão no barramento CC após a inclusão do circuito de correção de fator de potência.

Após a efetuação das alterações a tensão do barramento CC elevou-se para 373,6V.

O aumento da tensão do barramento e a diminuição da ondulação foram características presentes nos demais reatores ensaiados indicando que, pequenos ajustes nos valores dos elementos que compõem o circuito ressonante são necessários. Esta necessidade é justificada pelo aumento da potência na lâmpada, conseqüente da elevação da tensão eficaz que é aplicada no tanque ressonante. Tais alterações não foram efetuadas porque os reatores ensaiados, como dito anteriormente, foram adquiridos no comércio local e não eram conhecidos os detalhes de projeto dos mesmos.

O fator de crista da corrente na lâmpada foi aumentado de 1,41 para 1,73 seguindo como regra quase que geral para os demais reatores testados. A Fig.

III.3-15 mostra a tensão de entrada e a corrente na lâmpada; nota-se que próximo ao cruzamento da tensão por zero a corrente na lâmpada tem seu valor de pico aumentado, deteriorando o fator de crista da estrutura. Este fato se deve à influência da capacitância C_{in} no tanque ressonante que alimenta a lâmpada, somada à variação da frequência de comutação inerente ao comando auto-oscilante. Para contornar esta situação, deve-se diminuir o valor do parâmetro “n”, sob pena de detrimento na qualidade da corrente de entrada.

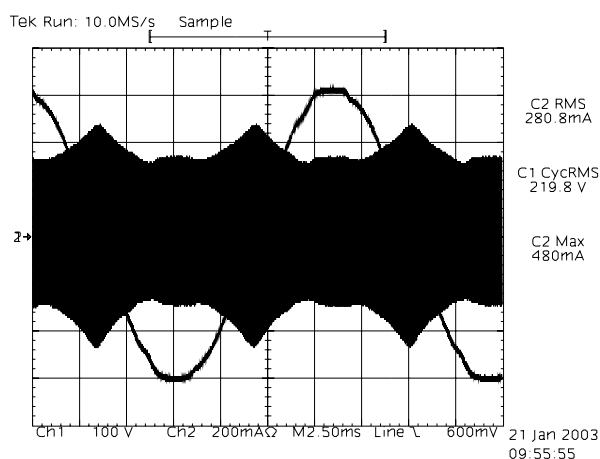


Fig. III.3-15 – Tensão de entrada e corrente na lâmpada.

A inserção do circuito para correção do fator de potência fez com que a potência de entrada da estrutura aumentasse de 30,8W para 34,28W. Já a potência entregue à lâmpada teve seu valor aumentado de 28,8W para 29,4W. A consequência direta destas variações de valores foi a redução do rendimento da estrutura de 93,5% para 85,7%. Esta redução é perfeitamente justificável pelas perdas nos componentes inseridos, além do fato do aumento da tensão no barramento CC influenciar as perdas por comutação nos interruptores do inversor meia-ponte. Esta variação do rendimento, da mesma forma que a degradação do fator de crista, ocorreu como regra geral para os demais reatores testados.

A corrente em um dos diodos da ponte retificadora é mostrada na Fig. III.1-1. Próximo à passagem por zero o valor da ondulação presente na corrente do indutor L_{in} faz com que o diodo entre em condução descontínua, gerando os picos negativos de corrente decorrentes da recuperação reversa dos mesmos. Este fenômeno pode ser extinto com a utilização de diodos do tipo ‘ultra-fast’, visto que os diodos originais da estrutura foram mantidos durante os ensaios.

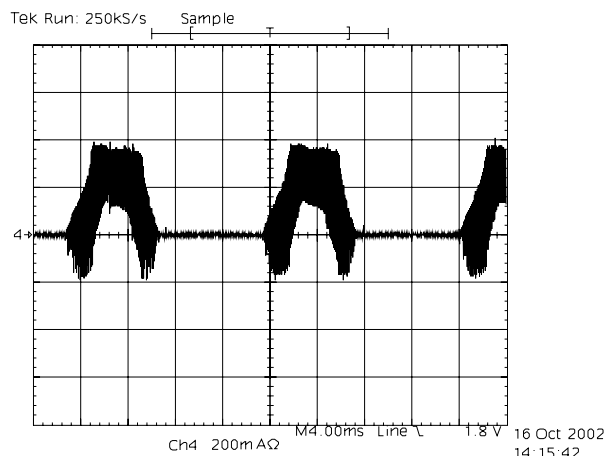


Fig. III.3-16 – Corrente em um dos diodos da ponte retificadora.

A Fig. III.3-17 mostra a evolução temporal da tensão do barramento durante o transitório de partida da lâmpada. Enquanto o arco não é estabelecido, a tensão do barramento fica constante em aproximadamente 470V. A variação da freqüência de comutação, inerente ao comando auto-oscilante [24], durante este período, impede que este patamar de tensão seja ainda maior.

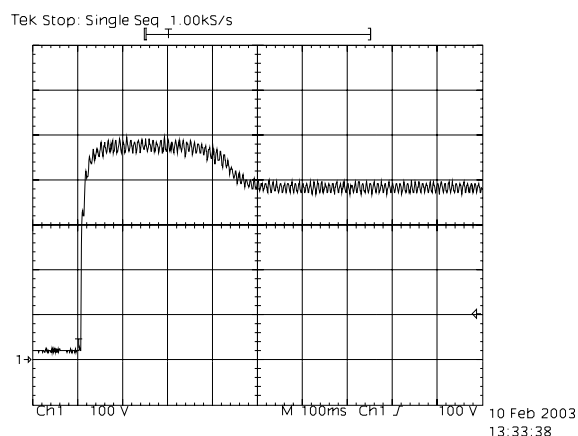


Fig. III.3-17 – Tensão no barramento CC durante a partida.

O transitório de partida na lâmpada é mostrado na Fig. III.3-18. Nota-se a variação abrupta da tensão depois que o arco é estabelecido, como consequência da diminuição da impedância da lâmpada depois de acesa.

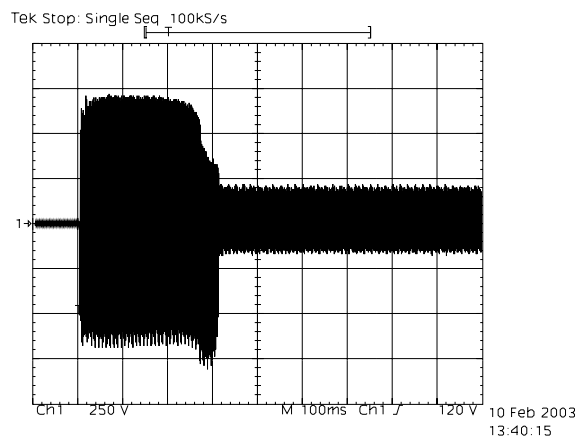


Fig. III.3-18 – Tensão na lâmpada durante a partida.

III.3.2. Reator 1x110W

Operando sem correção de fator de potência este reator apresenta o padrão de corrente de entrada apresentado na Fig. III.3-19. Nestas condições o fator de potência apresentado é 0,56 com a distorção harmônica total da corrente de entrada em 141,2%. A Fig. III.3-20 mostra a amplitude individual das harmônicas da corrente de entrada. Para que este reator possa ser classificado como “reator com alto fator de potência” segundo [21] o fator de potência deve ser maior que 0,92. A designação “reator com baixa distorção” só pode ser obtida caso o conteúdo harmônico esteja em conformidade com os limites impostos pela IEC 61000-3-2:1995 [21]. Na condição apresentada na Fig. III.3-19 nenhuma destas designações podem ser atribuídas à este reator.

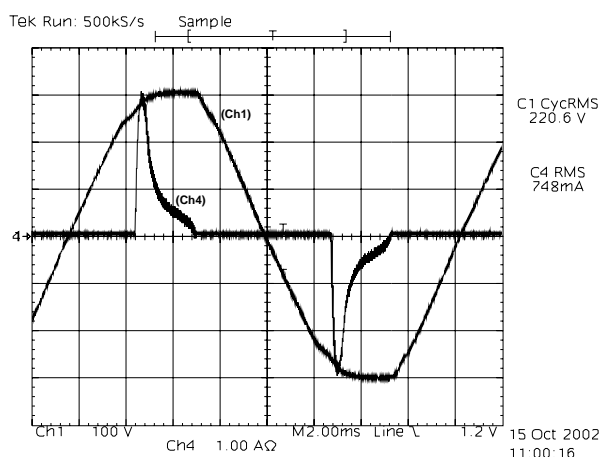


Fig. III.3-19 – Tensão e corrente de entrada do reator 1x110W sem correção de fator de potência.

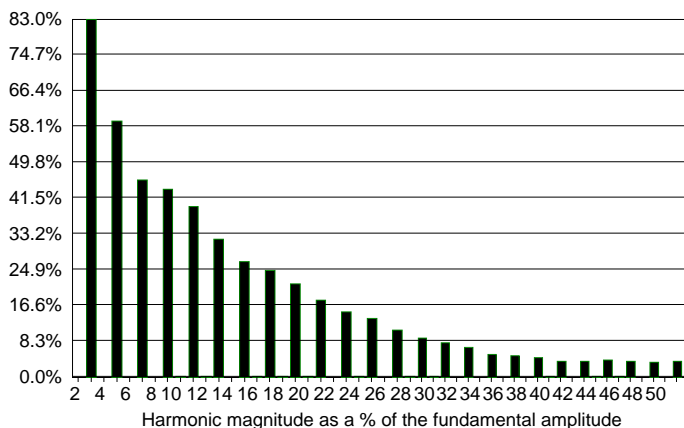


Fig. III.3-20 - Conteúdo harmônico da corrente de entrada, sem correção de fator de potência (1x110W).

A frequência de comutação medida foi 50 kHz. A Tabela III.3-1 mostra os componentes inseridos para este reator.

Tabela III.3-1 - Componentes adicionados ao reator 1x110W.

Indutor L_f :	25,98mH
Capacitor C_f :	39nF/400V
Indutor L_{in} :	1,22mH
Capacitor C_{in} :	18nF/630V
Diodo D_v :	MUR460

A tensão e a corrente de entrada assumiram os padrões apresentados na Fig. III.3-21. O fator de potência apresentado foi de 0,971 e a distorção harmônica total da corrente de entrada foi de 25,58%; a Fig. III.3-22 mostra a amplitude individual de cada componente harmônica. Nestas condições o reator pode ser considerado como sendo de “alto fator de potência e baixa distorção” segundo os critérios da norma brasileira [21].

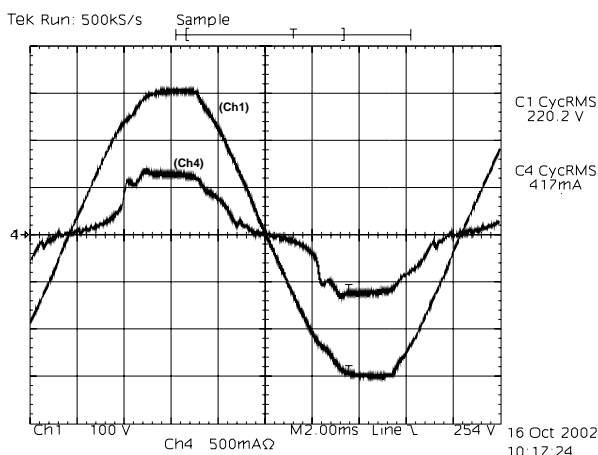


Fig. III.3-21 – Tensão e corrente de entrada para o reator 1x110W

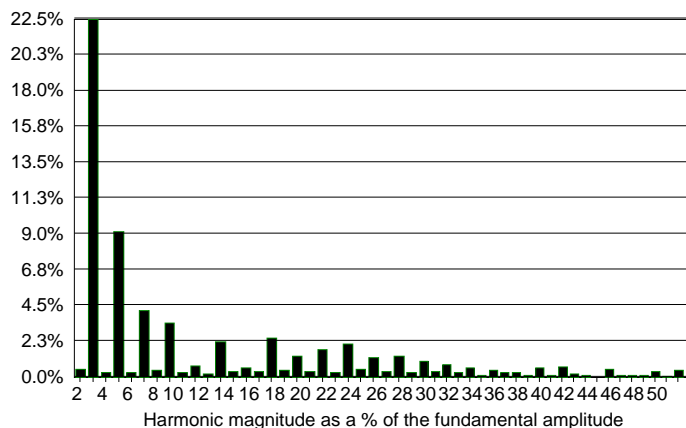


Fig. III.3-22 - Amplitude individual de cada harmônica com a inclusão do circuito de correção de fator de potência (1x110W).

A tensão do barramento CC elevou-se para 340,3V e, novamente, a da ondulação da tensão foi reduzida. A Fig. III.3-23 mostra a componente alternada da tensão do barramento sem correção de fator de potência, e a Fig. III.3-24 mostra a mesma grandeza agora com o circuito proposto.

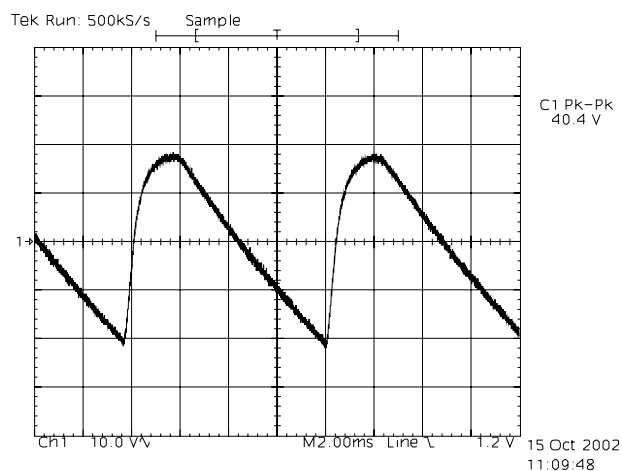


Fig. III.3-23 – Ondulação da tensão de barramento, sem circuito de correção (1x110W).

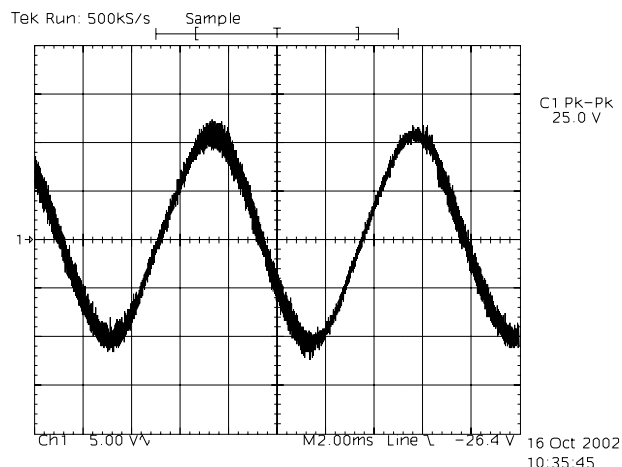


Fig. III.3-24 – Ondulação da tensão no barramento CC com o circuito de correção implementado (1x110W).

III.3.3. Reator 2x110W.

A Fig. III.3-25 mostra a tensão e a corrente de entrada para o reator em questão operando sem correção de fator de potência. A corrente de entrada, como esperado, apresentou-se altamente distorcida sendo que a distorção harmônica total apresentada foi 139,8%; a Fig. III.3-26 mostra as amplitudes individuais de cada harmônica da corrente de entrada nesta situação.

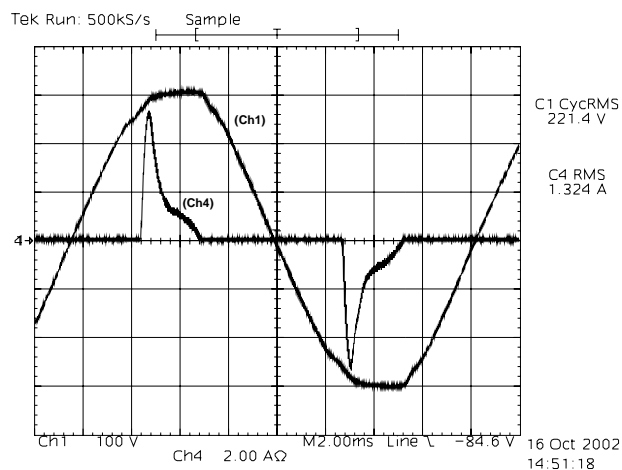


Fig. III.3-25 – Tensão e corrente de entrada sem correção de fator de potência (2x110W).

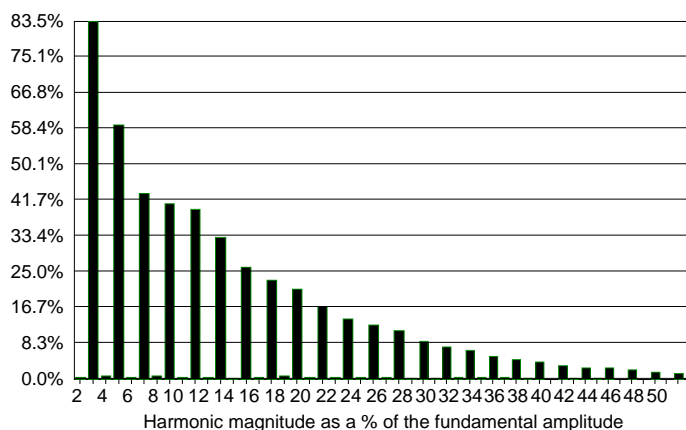


Fig. III.3-26 – Espectro harmônico da corrente de entrada sem correção de fator de potência (2x110W).

Ensaio com este reator revelaram que a frequência de comutação do estágio inversor era de 42kHz. A Tabela III.3-2 mostra os valores calculados dos componentes inseridos neste reator.

Tabela III.3-2 - Componentes adicionados ao reator 2x110W.

Indutor L_f :	14,60mH
Capacitor C_f :	100nF/400V
Indutor L_{in} :	0,475mH
Capacitor C_{in} :	68nF/630V
Diodo D_y :	MUR460

Após a inserção do circuito de correção de fator de potência e do filtro de entrada propostos neste trabalho, a tensão e a corrente de entrada assumiram o padrão apresentado na Fig. III.3-27.

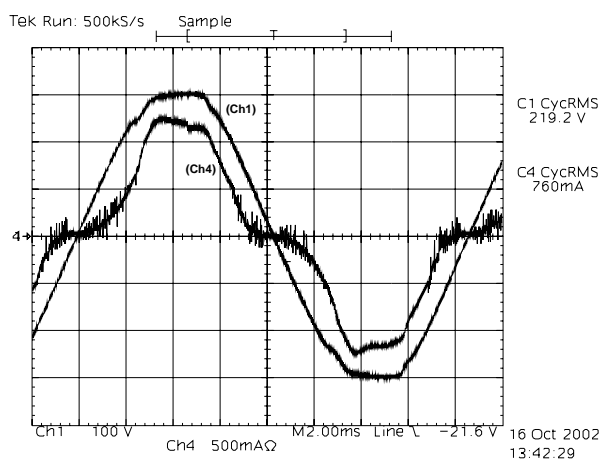


Fig. III.3-27 – Tensão e corrente de entrada após a inclusão do circuito de correção de fator de potência e do filtro de entrada (2x110W).

Com a inclusão do circuito de correção, a distorção harmônica total da corrente de entrada foi reduzida para 28,37%, sendo que o fator de potência

apresentado foi 0,972. A Fig. III.3-28 mostra a amplitude individual das harmônicas da corrente de entrada. A parcela mais relevante é da harmônica de ordem 3 com aproximadamente 27%, ainda ratificando os preceitos estabelecidos nas normas pertinentes [21].

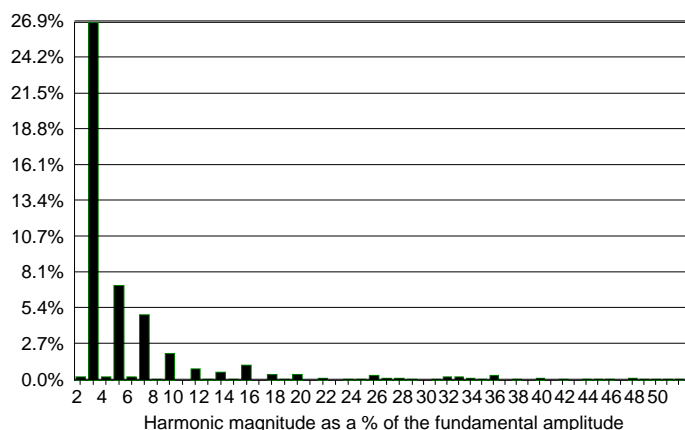


Fig. III.3-28 - Espectro harmônico da corrente de entrada com correção de fator de potência (2x110W).

III.4. Resultados preliminares da aplicação da metodologia proposta em um reator para lâmpadas de vapor de sódio.

Testes da estrutura apresentada e da metodologia de projeto foram realizados também em um inversor projetado para alimentar uma lâmpada de vapor de sódio de 400W. Ao contrário dos reatores comerciais testados, este reator possuía frequência de comutação fixa, imposta por um microcontrolador.

Este ensaio tinha por objetivo principal verificar o desempenho da solução proposta em níveis mais elevados de potência. Assim sendo, os ensaios foram realizados com uma carga resistiva emulando a lâmpada de vapor de sódio.

A frequência de comutação é de 50kHz e seguindo a metodologia de projeto proposta para 'n' igual a 2/3 têm-se os resultados da Tabela III.4-1.

Tabela III.4-1 – Resultado de projeto do reator 1x400W.

Indutância de filtro (L_f):	3,27mH
Capacitor de filtro (C_f):	68nF
Indutor de entrada (L_{in}):	177 μ H
Capacitor de entrada (C_{in}):	150nF

Nesta situação a tensão do barramento CC calculada foi de 348,8V.

A Fig. III.4-1 mostra a corrente de entrada deste reator operando sem o circuito de correção de fator de potência. Nesta situação, a THD da corrente de entrada é de 113,3% com ângulo de defasagem de $1,27^\circ$, resultando em um fator de potência de 0,66.

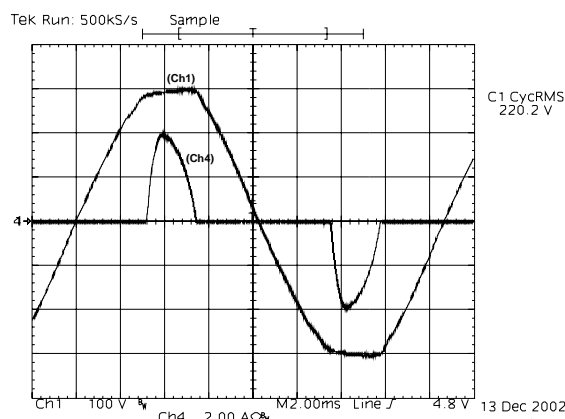


Fig. III.4-1 – Tensão e corrente de entrada para o reator 1x400W, sem correção.

Após a inclusão do circuito de correção de fator de potência, a tensão e a corrente de entrada assumiram os padrões mostrados na Fig. III.4-2. A THD da corrente de entrada é igual a 10,56% e o ângulo de defasagem entre a fundamental de corrente e de tensão é de $2,8^\circ$. Nesta situação o fator de potência da estrutura passa a ser 0,993. A amplitude individual de cada harmônico da corrente de entrada é mostrada na Fig. III.4-3.

A tensão no barramento CC foi elevada para 345,3V, bem próximo ao valor calculado na etapa de projeto.

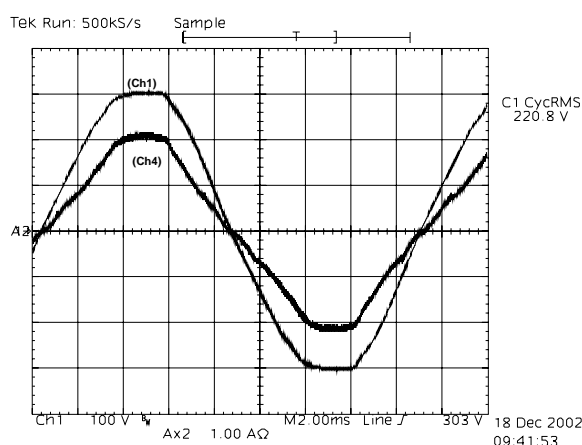


Fig. III.4-2 – Tensão e corrente de entrada com a aplicação do circuito de correção do fator de potência.

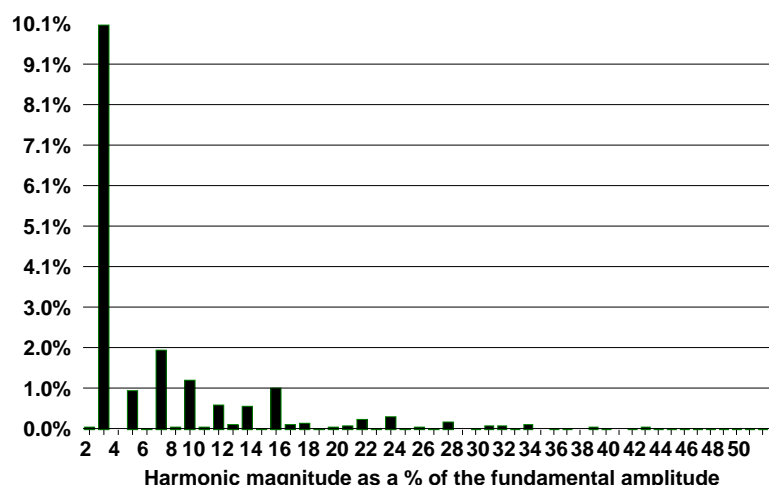


Fig. III.4-3 – Conteúdo harmônico da corrente entrada.

Com comportamento qualitativo nos demais parâmetros semelhante aos reatores comerciais ensaiados, este ensaio rápido mostrou que a estrutura possui ótimo desempenho também para potências elevadas.

III.5. Conclusões

O conversor e seu princípio de operação CIC-CPPFC foram apresentados e analisados neste capítulo. Teoricamente tanto o conversor CS-CPPFC como o VS-CPPFC podem operar em condução contínua simplesmente com a inserção de uma indutância em série com a ponte retificadora de entrada. Foram apresentados os resultados de simulação numérica de um reator 2x32W projetado sob os preceitos da metodologia de projeto desenvolvida.

A análise matemática desenvolvida diferencia-se da, supostamente, original apresentada em [22]. Com o método de projeto proposto neste capítulo pode-se, com passos bem definidos e ábacos para definição de parâmetros, escolher a melhor relação entre a frequência de oscilação do conjunto $L_{in} - C_{in}$ e a frequência de comutação do conversor. Isto reduz totalmente a possibilidade de variáveis livres no projeto, que estão presentes na metodologia de projeto original.

Mostrando a eficácia da metodologia proposta, foram ensaiados reatores comerciais que, após a inclusão da etapa de filtragem e correção de potência, apresentaram uma melhora significativa na qualidade de suas correntes de entrada. Um ponto fraco apresentado pela solução implementada nos reatores

comerciais foi o aumento do fator de crista da corrente na lâmpada. Em todos os reatores ensaiados este parâmetro de desempenho foi superior a 1,7, limite imposto pela norma brasileira. Esta deterioração do fator de crista é consequência da modulação de 120Hz presente na corrente da lâmpada e da influência do capacitor C_{in} no tanque ressonante próximo da passagem por zero da tensão de entrada. Um outro fator que contribui para o alto fator de crista é a variação da frequência de comutação em função do valor da tensão de entrada, consequência do circuito de comando auto-oscilante comum a todos os reatores ensaiados.

Os resultados desta etapa mostraram que o circuito proposto neste capítulo apresenta-se como uma solução relativamente barata e de fácil implementação na indústria nacional, que vive a iminência da certificação compulsória de seus produtos.

Capítulo IV - Resultados Experimentais da Implementação de Reatores Utilizando as Estruturas Estudadas.

A implementação prática das duas topologias estudadas nos capítulos anteriores tem como objetivo primordial consolidar a metodologia de projeto proposta para ambas. Os protótipos foram implementados preservando-se a topologia originalmente proposta pelos autores, sendo aplicada a metodologia de projeto desenvolvida no decorrer deste trabalho.

Este capítulo apresenta os resultados obtidos durante esta etapa de verificação prática dos conceitos estudados neste trabalho.

IV.1. Implementação Prática do Conversor CS-CPPFC.

O conversor *Charge Pump* por fonte de corrente foi o primeiro protótipo implementado. As especificações deste protótipo são as mesmas propostas no Capítulo II deste trabalho, rerepresentadas neste ponto por comodidade:

- ✓ Tensão de Entrada (V_{in}): 220V.
- ✓ Carga (P_l): Duas lâmpadas fluorescentes de 40W em paralelo com tensão eficaz de funcionamento ($V_{o,rms}$) igual a 100V.
- ✓ Freqüência de comutação (f_s): 40kHz.
- ✓ Freqüência de oscilação na partida (f_{op}): 32kHz.
- ✓ Freqüência de ressonância em regime permanente (f_{or}): 10kHz.

IV.1.1. Metodologia de Projeto.

A metodologia de projeto e os valores comerciais adotados para os principais elementos do reator já foram apresentadas no Capítulo II como exemplo de projeto.

A Fig. IV.1-1 mostra o diagrama esquemático, com as especificações dos componentes utilizados no protótipo implementado. O circuito de comando foi

baseado no circuito integrado IR2151, o projeto dos componentes externos ao mesmo será apresentado no próximo item.

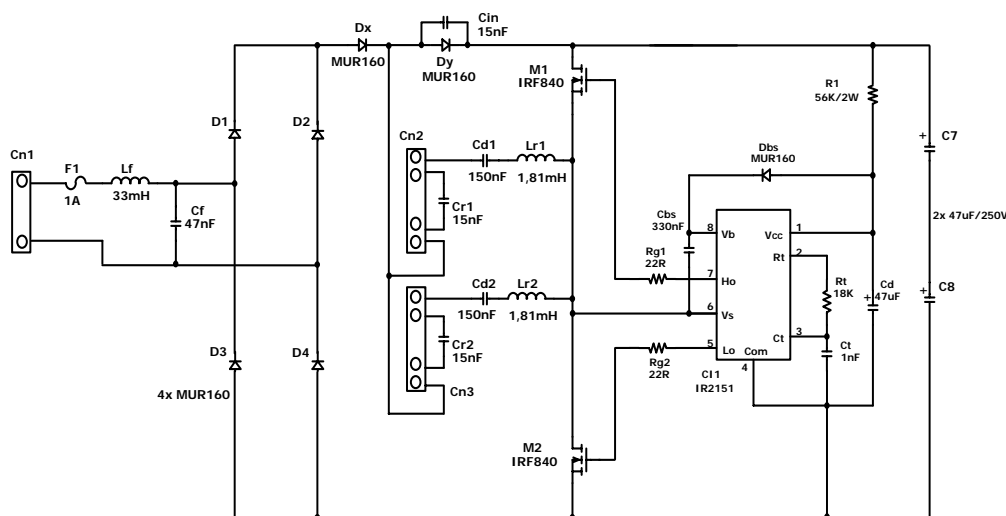


Fig. IV.1-1 – Diagrama esquemático do protótipo implementado.

IV.1.1.1. Circuito de Comando.

O integrado IR2151 é um *driver* auto-oscilante que utiliza um circuito do tipo *Bootstrap* para comandar os interruptores, já que estes não possuem a mesma referência. Outra vantagem deste circuito integrado é a ausência da necessidade de uma fonte auxiliar externa, utilizando somente um resistor e um capacitor para constituir a fonte auxiliar. A estrutura do IR2151, que é encapsulado na forma de um circuito integrado de 8 pinos, é apresentado na Fig. IV.1-2.

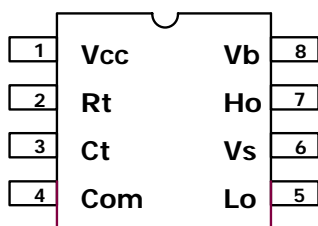


Fig. IV.1-2 – Estrutura do IR2151

A Fig. IV.1-3 mostra o circuito de comando completo baseado no IR2151. O capacitor C_d é usado para desacoplamento entre os pinos de alimentação e de terra. O diodo D_{bs} e o capacitor C_{bs} formam a fonte flutuante (*Bootstrap*) para o interruptor superior. Os componentes R_t e C_t definem a frequência do oscilador. O

resistor R_1 tem o papel de limitar a corrente de alimentação para o CI. R_{g1} e R_{g2} são as resistências de *gate* dos interruptores Mosfet.

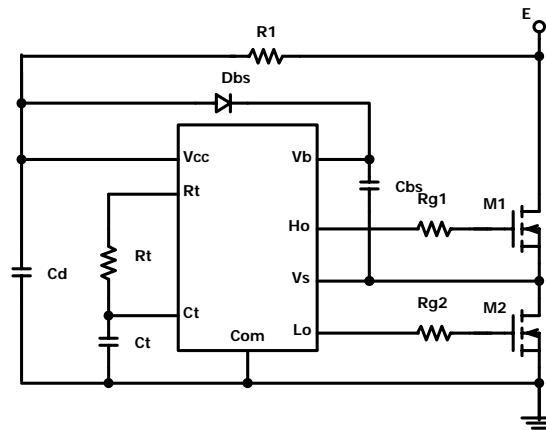


Fig. IV.1-3 – Conexões típicas ao IR2151.

Cálculo dos componentes do oscilador.

A frequência de oscilação é relacionada com os valores de R_t e C_t pela Eq.(IV.1). Optou-se por fixar o valor de C_t e, seguindo as recomendações de catálogo, que estabelece o valor mínimo de 330pF, escolheu-se $C_t=1$ nF.

$$f_s = \frac{1}{1,4 \cdot (R_t + 75) \cdot C_t} \quad (\text{IV.1})$$

Isolando-se o valor de R_t em (IV.1) e aplicando o valor de C_t escolhido obtém-se o valor de R_t .

$$R_t = \frac{1}{1,4 \cdot f_s \cdot C_t} - 75 = \frac{1}{1,4 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} - 75 = 17.782,15\Omega \quad (\text{IV.2})$$

Adotando-se o valor comercial mais próximo tem-se:

$$R_t = 18k\Omega \quad (\text{IV.3})$$

Dimensionamento de R_1 .

O resistor R_1 é responsável pela ligação entre a tensão de barramento e a tensão de comando do circuito integrado. Para o cálculo deste resistor deve-se levar em consideração todas as componentes de corrente que contribuem para a corrente total que circula no mesmo. As componentes são:

Corrente quiescente de alimentação: $I_{Qcc}=500\mu A$.

Corrente necessária para alimentação do circuito de entrada dos MOSFETS: Esta corrente depende do MOSFET a ser utilizado. Para o IRF840 a carga total é de 63nC. Como em um ciclo os interruptores são comandados a conduzir e a bloquear, pode-se escrever a Eq. (IV.4).

$$I_g = 2 \cdot Q_g \cdot f_s = 2 \cdot 63 \cdot 10^{-9} \cdot 40 \cdot 10^3 = 5,04mA \quad (IV.4)$$

Corrente que circula por R_t : Esta corrente pode ser descrita pela Eq.(IV.5). Onde V_{ccmax} é o valor da tensão de grampeamento interna que é igual a 15,6V.

$$I_{Rt} = 0,25 \frac{V_{ccmax}}{R_t} = 0,25 \frac{15,6}{18 \cdot 10^3} = 216,7\mu A \quad (IV.5)$$

Correntes internas de comutação: Esta parcela corresponde às correntes pulsadas que aparecem nos transistores responsáveis pelas mudanças internas de níveis do circuito integrado. O valor médio destas correntes também contribui para a corrente que circula por R_1 , e depende diretamente do valor da frequência de comutação, como expresso na Eq.(IV.6)

$$I_{ave} = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-9} \cdot f_s = 30 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-9} \cdot 40 \cdot 10^3 = 240\mu A \quad (IV.6)$$

Corrente que circula pelo zener interno: $I_{clamp}=0,5mA$.

A corrente total em R_1 é dada pela soma de todas as componentes calculadas anteriormente e pode ser expressa pela Eq.(IV.7).

$$I_{R1} = I_{Qcc} + I_g + I_{Rt} + I_{ave} + I_{clamp} = 6,497mA \quad (IV.7)$$

O valor de R_1 pode então ser finalmente calculado pela Eq.(IV.8).

$$R_1 = \frac{E - V_{cctip}}{I_{R1}} = \frac{400 - 15,6}{6,49 \cdot 10^{-3}} = 59,17k\Omega \quad (IV.8)$$

Adotando um valor comercial para R_1 tem-se:

$$R_1 = 56k\Omega$$

Dimensionamento do capacitor de desacoplamento.

O capacitor de desacoplamento C_d foi escolhido seguindo recomendações de catálogo. O valor escolhido é de $47\mu\text{F}$ e a tensão máxima no capacitor é a tensão máxima de grampeamento $V_{CC_{\text{máx}}} = 16,8\text{V}$.

Determinação dos componentes do circuito Bootstrap.

Existem cinco fatores que influenciam a carga da fonte Bootstrap. São eles:

- ✓ Carga de *gate* necessária para habilitar o interruptor.
- ✓ Corrente quiescente para o driver flutuante.
- ✓ Carga necessária à mudança de nível lógico, por ciclo, no circuito integrado.
- ✓ Corrente direta *gate-source* do interruptor.
- ✓ Corrente no capacitor Bootstrap.

Este último fator só é importante se o capacitor Bootstrap for do tipo eletrolítico. Se outro tipo de capacitor for utilizado, este fator pode ser desprezado.

Cabe salientar que o uso do circuito Bootstrap acarreta algumas precauções na confecção do *layout* da placa de circuito impresso. O diodo e o capacitor que compõem o circuito do Bootstrap devem ser alocados fisicamente próximos ao IR2151.

Escolha do diodo Bootstrap (D_{bs}): A tensão reversa máxima no diodo, segundo o fabricante, é a tensão do barramento CC. Além disto, o fabricante recomenda que o diodo possua tempos de recuperação rápidos para minimizar a transferência de carga do capacitor Bootstrap para o pino V_{CC} .

A mínima carga que deve ser fornecida à fonte Bootstrap é dada por (IV.9).

$$Q_{bs} = 2 \cdot Q_g + \frac{I_{Qbs(max)}}{f_s} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f_s} \quad (IV.9)$$

Q_g é a carga de *gate* do interruptor ligado à fonte flutuante e pode ser obtido no catálogo do interruptor escolhido. Este valor é 63nC, como citado anteriormente.

$I_{Qbs(máx)}$ corresponde à corrente quiescente que circula pela fonte flutuante Vbs. Este dado é obtido do catálogo do IR2151 e o valor máximo é igual a 50μA.

f_s corresponde à frequência de comutação do circuito.

Q_{ls} representa a carga requerida pelo circuito integrado para a mudança de nível lógico. O valor fornecido pelo fabricante é igual a 5nC.

$I_{Cbs(leak)}$ corresponde à corrente que circulará pelo capacitor de Bootstrap e será desprezada, pois não se pretende usar capacitor eletrolítico.

Substituindo os valores em (IV.9) obtém-se:

$$Q_{bs} = 132,3 \text{ nC} \quad (\text{IV.10})$$

A corrente máxima que circulará por este diodo é calculada pela Eq.(IV.11).

$$I_F = Q_{bs} \cdot f_s = 132,3 \cdot 10^{-9} \cdot 40 \cdot 10^3 = 5,3 \text{ mA} \quad (\text{IV.11})$$

O diodo escolhido foi o MUR160 que satisfaz as características exigidas.

Capacitor Bootstrap: Para se calcular o valor do capacitor ainda deve ser considerada, além da carga necessária, já calculada em (IV.10), a queda de tensão no diodo Bootstrap. O valor do capacitor será dado pela Eq.(IV.12).

$$C_{bs} = \frac{30 \cdot Q_{bs}}{V_{cc} - V_f} \quad (\text{IV.12})$$

Onde V_f é a tensão direta sobre o diodo Bootstrap e V_{cc} a tensão de alimentação do circuito integrado, 15V.

Substituindo-se todos os valores na Eq.(IV.12) obtém-se o valor para o capacitor Bootstrap.

$$C_{bs} = 295,6nF$$

O valor comercial adotado será de 330nF.

Determinação das resistências de gate dos MOSFETs.

Os tempos de subida e de descida das tensões de gate dos MOSFETs podem ser obtidos com boa aproximação através da Eq.(IV.13).

$$t_f = t_r = 2,2 \cdot R_g \cdot C_{iss} \quad (IV.13)$$

Isolando-se R_g na Eq.(IV.13) a resistência de *gate* pode ser calculada em função dos parâmetros do interruptor escolhido e do tempo de subida desejado.

$$R_g = \frac{t_r}{2,2 \cdot C_{iss}} \quad (IV.14)$$

Do catálogo do IRF840 obtém-se a capacitância C_{iss} , que tem seu valor igual a 1.300pF.

Escolhendo-se $t_r = t_f = 60ns$, a resistência de *gate* será:

$$R_g = 20,98\Omega$$

Adotando-se um valor comercial têm-se:

$$R_{g1} = R_{g2} = 22\Omega$$

IV.1.2. Resultados Práticos.

A Fig. IV.1-4 mostra a tensão e a corrente de entrada do reator proposto. A distorção harmônica total da corrente de entrada é de 20,57% e a defasagem entre a componente fundamental da corrente em relação à fundamental de tensão 1,32 graus.

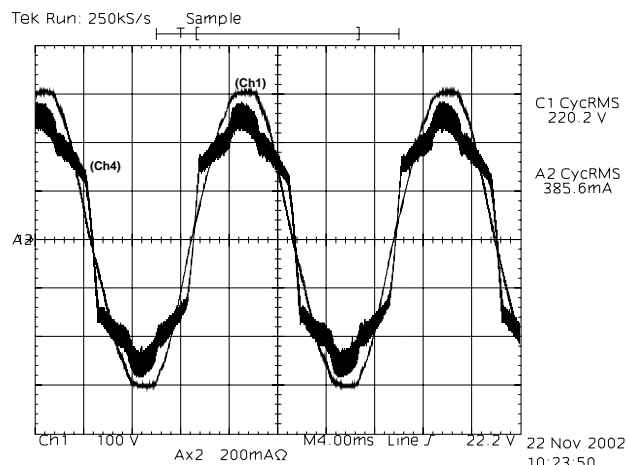


Fig. IV.1-4 – Tensão e corrente de entrada do reator CS-CPPFC.

Com os valores da distorção e da defasagem pode-se estimar o fator de potência deste reator pela Eq.(IV.15).

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1+THD^2}} = \frac{\cos(1,32)}{\sqrt{1+0,205^2}} = 0,979 \quad (IV.15)$$

A Fig. IV.1-5 mostra as parcelas individuais de cada componente harmônico da corrente de entrada. Os harmônicos mais relevantes são o de terceira e quinta ordem sendo que, o harmônico de quinta ordem extrapola os limites impostos pela norma brasileira [21].

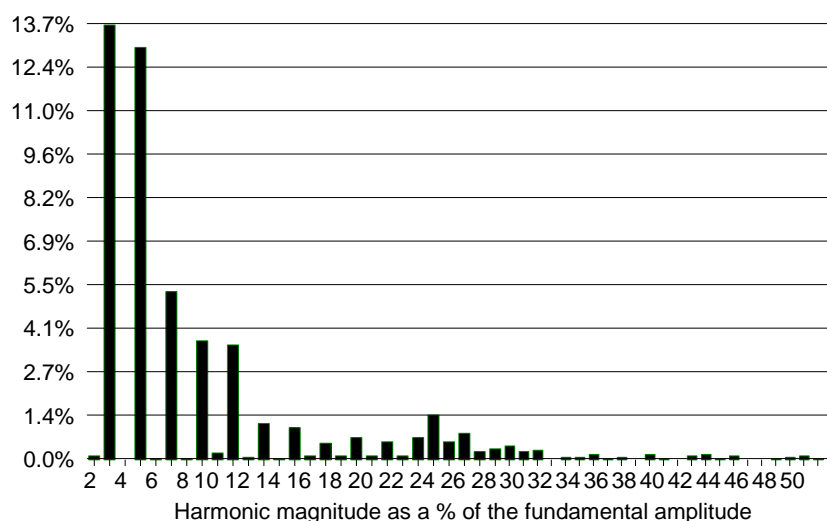


Fig. IV.1-5 – Espectro harmônico da corrente de entrada.

A tensão do barramento CC é mostrada na Fig. IV.1-6 e seu valor médio é de 340,8V.

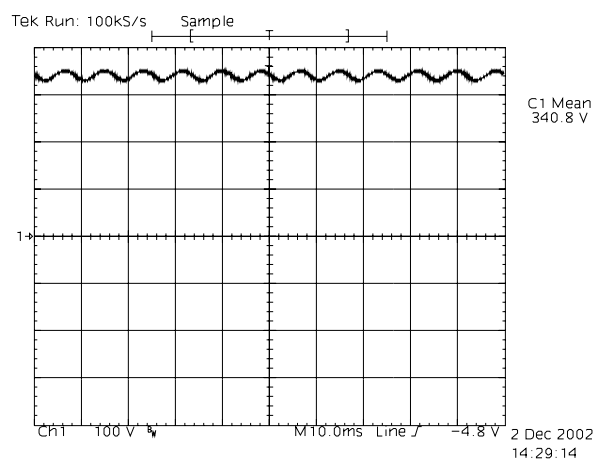


Fig. IV.1-6 – Tensão no barramento CC.

Na Fig. IV.1-7 tem-se o detalhe da ondulação de tensão no barramento CC que apresentou-se com valor de 22,4V de pico a pico e 120Hz.

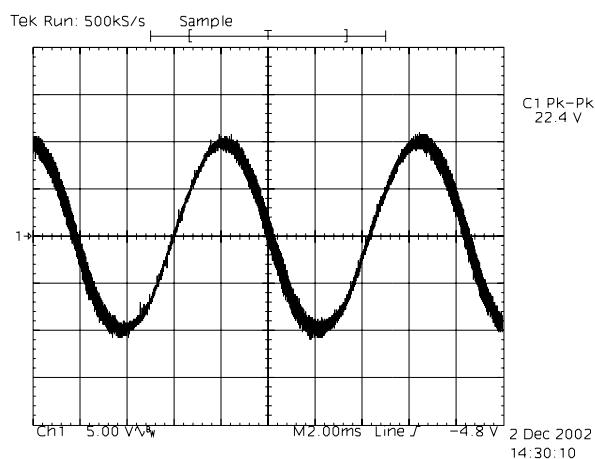


Fig. IV.1-7 – Detalhe da ondulação na tensão do barramento CC.

Na Fig. IV.1-8 a tensão e a corrente no interruptor M1 são apresentadas. A entrada em condução é do tipo ZVS e a tensão aplicada aos terminais do interruptor é a própria tensão do barramento CC.

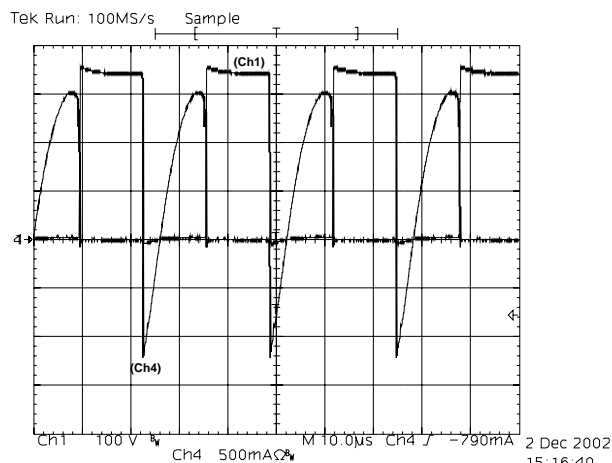


Fig. IV.1-8 – Tensão e corrente no interruptor M1.

A tensão e a corrente de arco de uma das lâmpadas são apresentadas na Fig. IV.1-9. Verifica-se que a corrente é quase uma imagem perfeita da tensão aplicada, justificando o uso do modelo resistivo para a lâmpada depois de estabelecido o arco. A potência entregue a cada lâmpada é de 30,2W e o rendimento ficou em 84,8%.

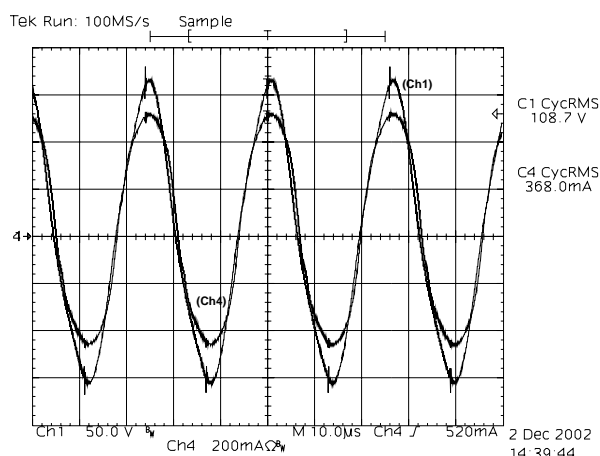


Fig. IV.1-9 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas.

A envoltória de baixa frequência da corrente na lâmpada, mostrada na Fig. IV.1-9, evidenciando a ondulação de 120Hz. O fator de crista medido da corrente na lâmpada foi 1,65, dentro dos limites estipulados nas normas brasileiras [21].

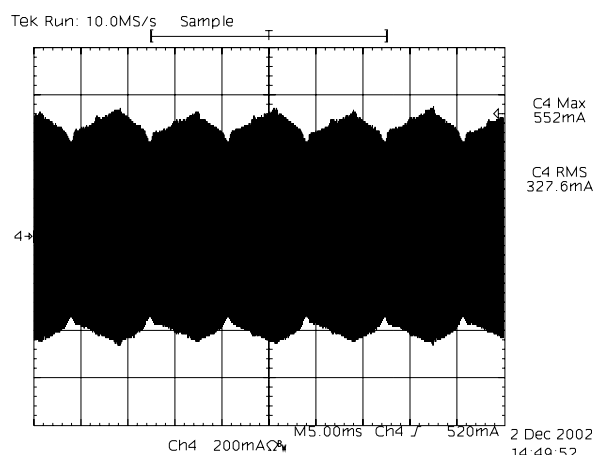


Fig. IV.1-10 – Envoltória de baixa frequência na corrente da lâmpada.

A Fig. IV.1-11 mostra a corrente no diodo D1, evidenciando-se o caráter descontínuo da mesma.

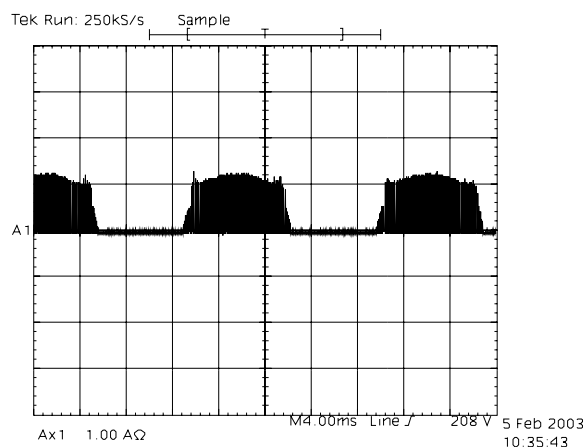


Fig. IV.1-11 – Corrente no diodo D1.

IV.2. Implementação Prática da topologia proposta por Moisin.

Nesta seção os resultados de um protótipo implementado durante os estudos da topologia proposta por Moisin [16], serão apresentados. Mantendo-se a proposta original, a estrutura implementada apresenta um estágio dobrador de tensão na entrada e opera em 110V.

IV.2.1. Especificações do Protótipo.

O projeto será de um reator acionando duas lâmpadas fluorescentes de 40W cada.

- ✓ Potência total de saída (P_o): 80W;
- ✓ Rendimento esperado (η): 85%;
- ✓ Tensão eficaz na lâmpada (V_{lef}): 100V;
- ✓ Tensão nominal de entrada (V_{in}): 110V;
- ✓ Freqüência de comutação (f_s): 40kHz;
- ✓ Freqüência de oscilação na partida (f_{op}): 35kHz;
- ✓ Freqüência de oscilação em regime permanente (f_{or}): 20kHz.

IV.2.2. Metodologia de Projeto.

IV.2.2.1. Filtro de Entrada.

O projeto do filtro foi realizado com os seguintes critérios:

- ✓ A freqüência de corte foi situada uma década abaixo da freqüência de comutação, $f_c = \frac{f_s}{10} = 4\text{kHz}$.
- ✓ O fator de amortecimento (ξ) foi definido como 0,7 para evitar oscilações em altas freqüências e deslocamento de fase em baixas freqüências.

O valor da resistência equivalente pode ser calculado pela Eq.(II.35).

$$R_{eq} = \frac{V_s^2 \eta}{P_o} = \frac{110^2 \cdot 0,85}{80} = 128,6\Omega \quad (\text{IV.16})$$

Definidos os valores de f_c , ξ e R_{eq} os valores de C_f e L_f são facilmente obtidos através das Eqs.(II.36) e (II.37).

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} 2\xi 2\pi f_c} = 221,064\text{nF} \Rightarrow 220\text{nF} \quad (\text{IV.17})$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_f} = 7,19mH \quad (IV.18)$$

IV.2.2.2. Elementos da realimentação (L_{in} , C_{in}).

O valor da corrente de pico I_s é dado pela Eq.(III.30), desprezando-se a corrente no capacitor paralelo.

$$I_s = \frac{P_o}{V_{lef}} \sqrt{2} = \frac{54,4}{137} \sqrt{2} = 0,561A \quad (IV.19)$$

Partindo-se da Eq.(IV.20), pode-se traçar o ábaco da Fig. III.2-7.

$$V_b = \left\{ \frac{I_s}{2\pi} \left[\frac{n \cdot \text{sen}(n\pi)}{(1-n^2)} + \frac{1}{(1+n)} [1 - \cos(n\pi)] \right] + \frac{P_o}{V_p} \right\} \frac{\eta V_p^2}{2P_o} [1 - \cos(n\pi)] \quad (IV.20)$$

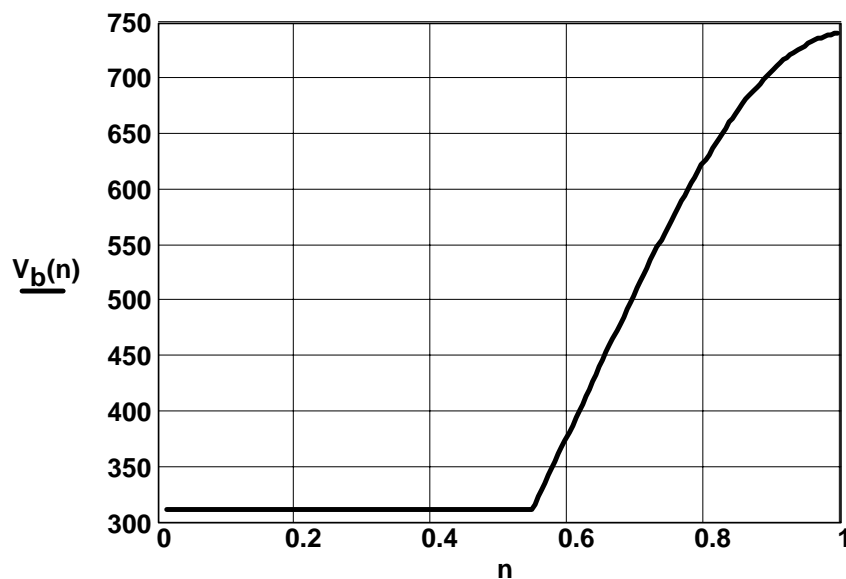


Fig. IV.2-1 – Tensão de barramento para diversos valores do parâmetro ‘n’.

Para o reator proposto, o valor de ‘n’ escolhido foi de 0,6 que resulta em aproximadamente 380V.

Definido o valor de ‘n’ a capacitância C_{in} e a indutância L_{in} podem ser determinadas.

$$C_{in} = \frac{2P_o}{\eta f_s V_p^2 [1 - \cos(n\pi)]} = 18,56nF \Rightarrow 18nF$$

$$L_{in} = \frac{\eta V_p^2}{4n^2 \pi^2 f_s P_o} = 3,6mH$$
(IV.21)

IV.2.2.3. Circuito Ressonante.

A Tabela IV.2-1 mostra os valores dos elementos dos circuitos ressonantes após a aplicação da metodologia já discutida nos capítulos II e III.

Tabela IV.2-1 – Elementos do circuito ressonante para o reator Moisin.

Indutor Ressonante (L _r):	1,81mH
Capacitor de Bloqueio (C _d):	150nF
Capacitor Paralelo (C _r):	15nF

IV.2.2.4. Resultados de Simulação.

A Fig. IV.2-2 mostra o circuito simulado.

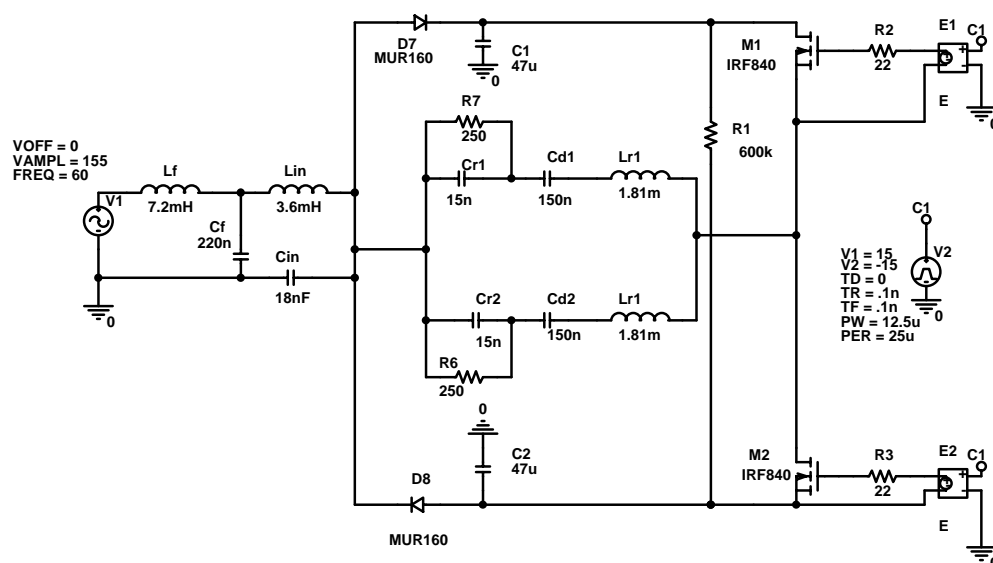


Fig. IV.2-2 – Circuito simulado do reator com a topologia proposta por Moisin.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada são apresentadas na Fig. IV.2-3. A THD da corrente de entrada, durante esta etapa de simulação, foi de 14,4% enquanto a defasagem entre as componentes fundamentais de corrente e de tensão foi de 11°, resultando num fator de potência da estrutura de 0,971.

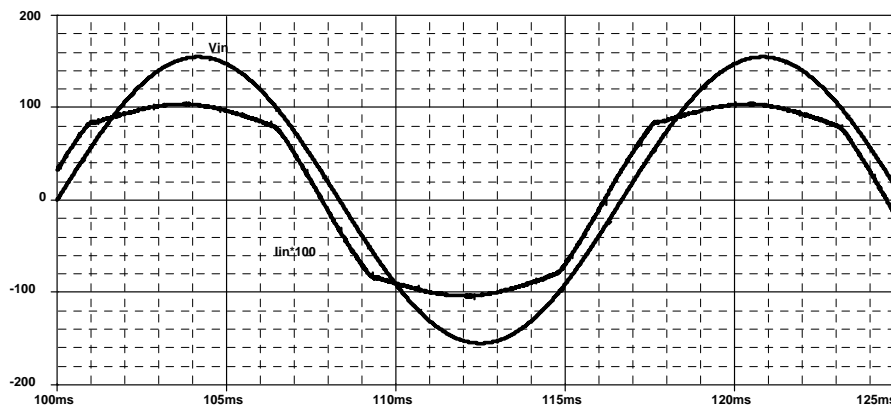


Fig. IV.2-3 Tensão e corrente de entrada obtidas por simulação.

Como a defasagem entre as fundamentais de corrente e de tensão apresentaram-se elevadas, decidiu-se então aumentar o coeficiente de amortecimento (ξ) do filtro de entrada. Recalculando o filtro, assumindo ξ igual a unidade têm-se:

$$\begin{aligned} L_f &= 10,2mH \\ C_f &= 154,74nF \Rightarrow 150nF \end{aligned} \quad (IV.22)$$

Com a alteração dos valores na simulação, a defasagem entre a componente fundamental da corrente e da tensão de entrada teve seu valor reduzido para $2,8^\circ$ com THD de 13,6% resultando em um fator de potência de 0,989. A Fig. IV.2-4 mostra a tensão e a corrente de entrada após as alterações.

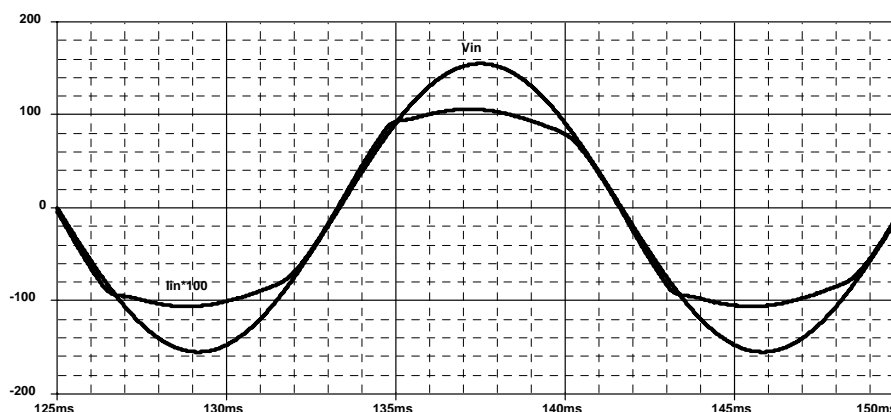


Fig. IV.2-4 - Tensão e corrente de entrada após a alteração do filtro.

A Fig. IV.2-5 mostra a tensão no barramento CC, sendo que seu valor médio simulado foi de 392,7V, aproximando-se do valor determinado pelo ábaco

da Fig. III.2-7. A ondulação da tensão no barramento CC simulada foi de 25V entre os extremos.

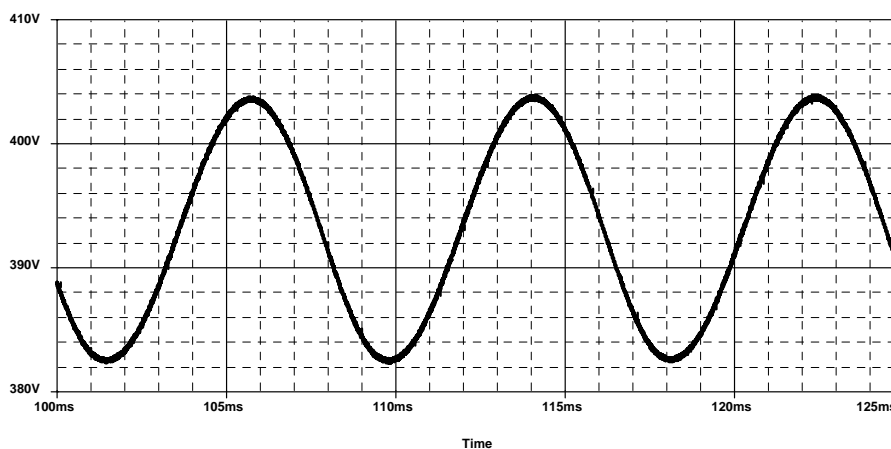


Fig. IV.2-5 – Tensão no barramento CC simulada.

A tensão e a corrente no resistor equivalente à lâmpada são apresentados na Fig. IV.2-6. A potência entregue à lâmpada, nesta etapa de simulação, foi de 41,2W. Já a Fig. IV.2-7 mostra a envoltória de baixa frequência também da corrente da lâmpada. Nesta situação o fator de crista simulado foi obtido igual a 1,66.

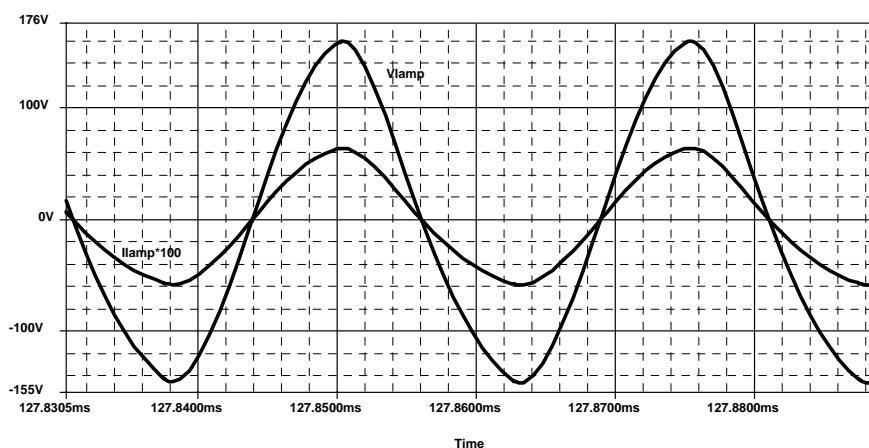


Fig. IV.2-6 – Tensão e corrente na lâmpada obtidas por simulação.

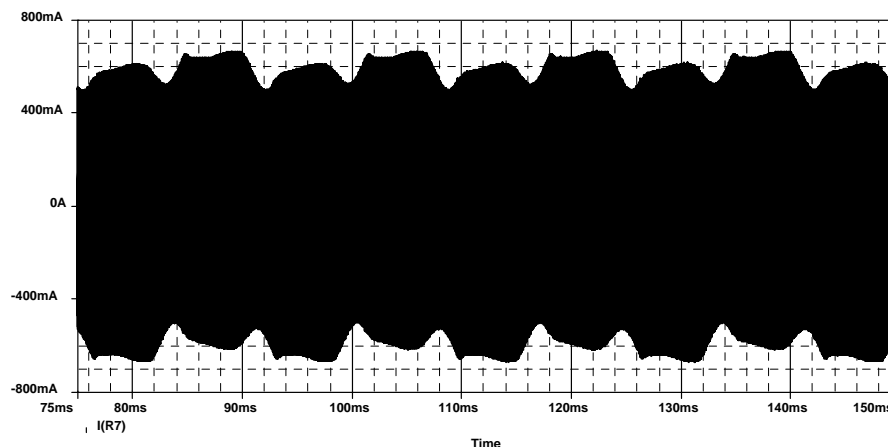


Fig. IV.2-7 – Envoltória de baixa frequência da corrente na lâmpada.

A Fig. IV.2-8 mostra a corrente no indutor L_{in} , deixando evidente a baixa ondulação de corrente, o que possibilita a redução do volume do filtro de entrada.

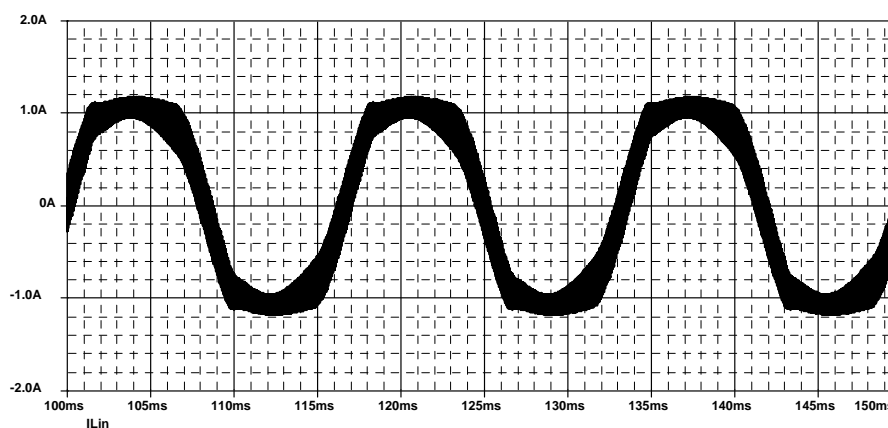


Fig. IV.2-8 – Corrente no Indutor L_{in} .

IV.2.2.5. Resultados Práticos.

Após as etapas de projeto e de simulação, deu-se seqüência aos estudos da estrutura com a implementação prática do reator proposto. A Fig. IV.2-9 apresenta o diagrama esquemático do reator implementado.

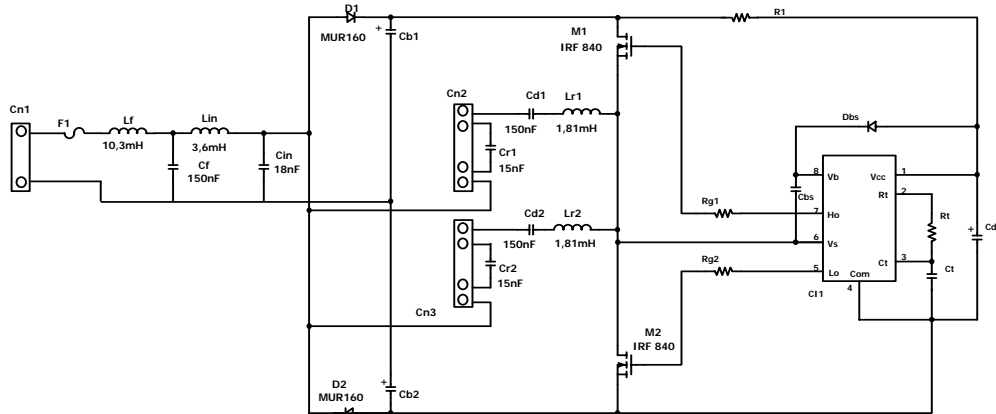


Fig. IV.2-9 – Circuito implementado.

O circuito de comando foi o mesmo utilizado para o reator anterior, utilizando o circuito integrado IR2151.

Na Fig. IV.2-10 tem-se a tensão e a corrente de entrada do reator implementado. A THD da corrente de entrada foi medida em 13,18%. O ângulo de defasagem entre a componente fundamental de tensão e a de corrente nesta situação é de $3,2^\circ$. Com estes dados o fator de potência resultante é 0,989.

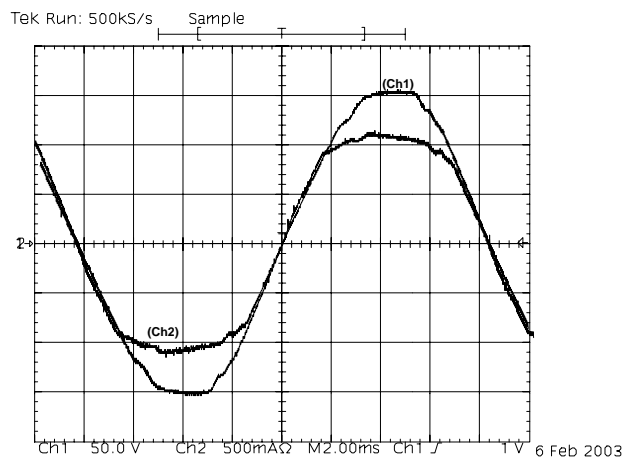


Fig. IV.2-10 Tensão e corrente de entrada experimentais.

A Fig. IV.2-11 mostra as amplitudes individuais de cada harmônico da corrente de entrada. A maior contribuição para a distorção da corrente de entrada é do terceiro harmônico com 12,9%.

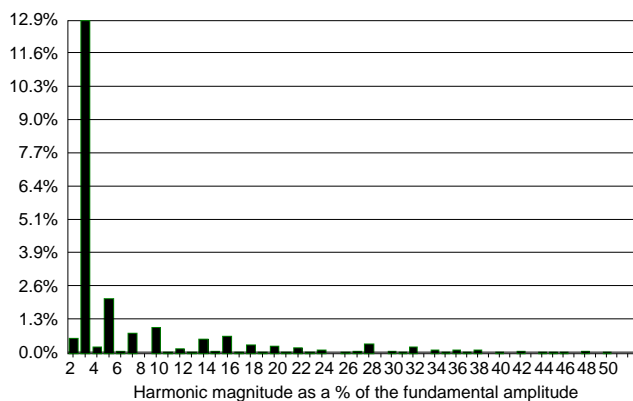


Fig. IV.2-11 – Espectro harmônico da corrente de entrada.

A tensão do barramento CC é mostrada na Fig. IV.2-12, com valor médio de 390,8V, dentro do esperado durante a etapa de simulação e projeto.

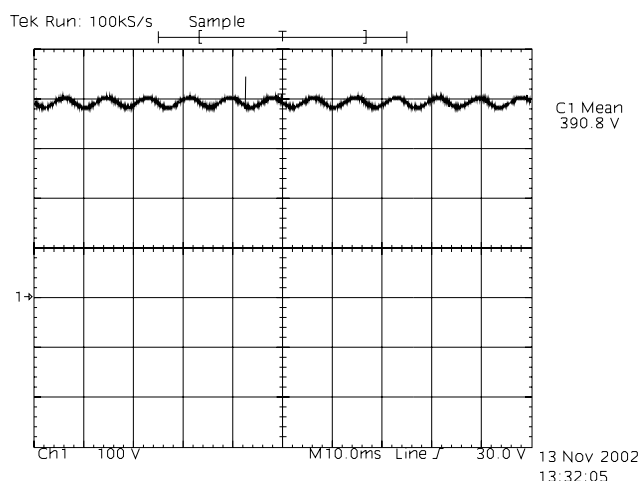


Fig. IV.2-12 – Tensão no barramento CC.

A ondulação de 120Hz presente na tensão do barramento é apresentada na Fig. IV.2-13 e o valor de pico a pico desta ondulação é de 23,4V.

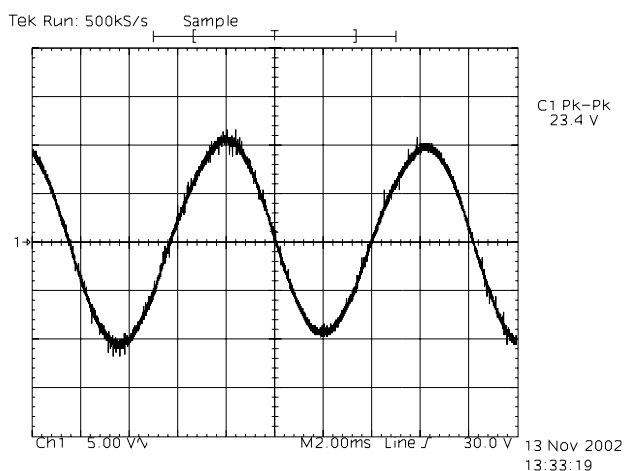


Fig. IV.2-13 – Ondulação presente na tensão do barramento.

A Fig. IV.2-14 mostra a tensão e a corrente em uma das lâmpadas, a potência entregue a cada uma é de 38,4W. A potência total de entrada é igual a 84W, podendo-se com isto calcular o rendimento da estrutura em 91,3%.

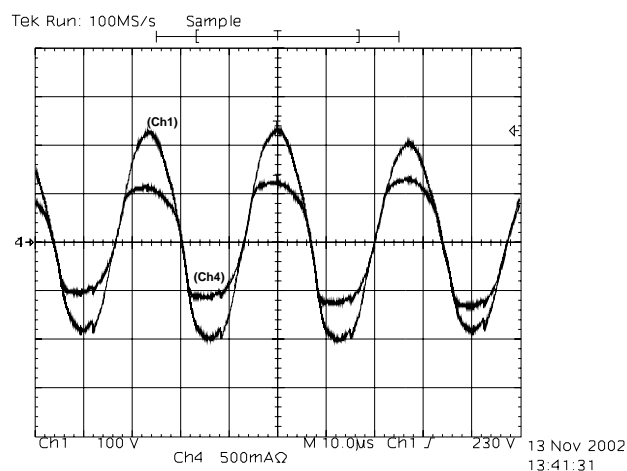


Fig. IV.2-14 – Tensão e corrente em uma das lâmpadas.

A Fig. IV.2-15 mostra a envoltória de baixa frequência na corrente em uma das lâmpadas. O fator de crista medido para esta situação foi de 1,65, abaixo dos requisitos impostos pela norma brasileira.

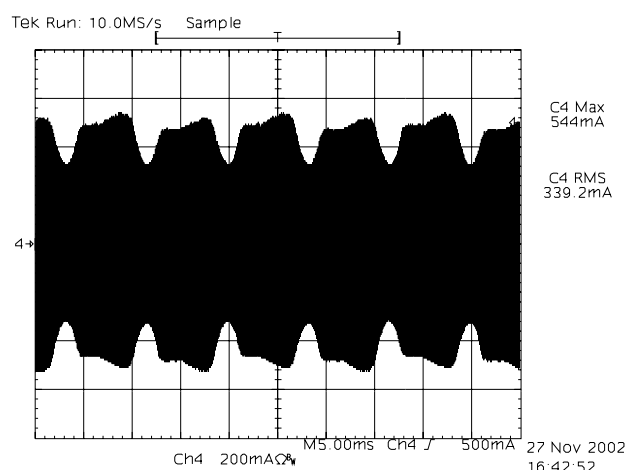


Fig. IV.2-15 – Envoltória de baixa frequência da corrente em uma das lâmpadas.

Na Fig. IV.2-16 têm-se a corrente e a tensão sobre o interruptor M1; evidencia-se o fato da entrada em condução ser do tipo ZVS.

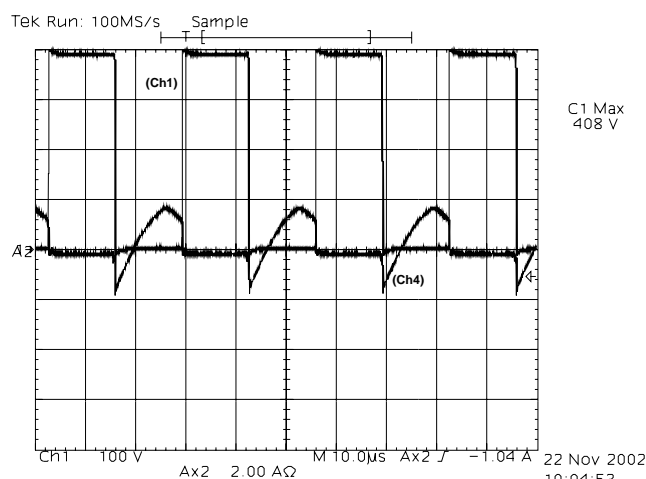


Fig. IV.2-16 – Tensão e corrente no interruptor M1.

A corrente no indutor L_{in} é mostrada na Fig. IV.2-17. Como esperado, a ondulação de corrente é bem reduzida, quando comparada aos níveis encontrados no reator CS-CPPFC. Este fato é crucial para a determinação do volume do filtro de entrada.

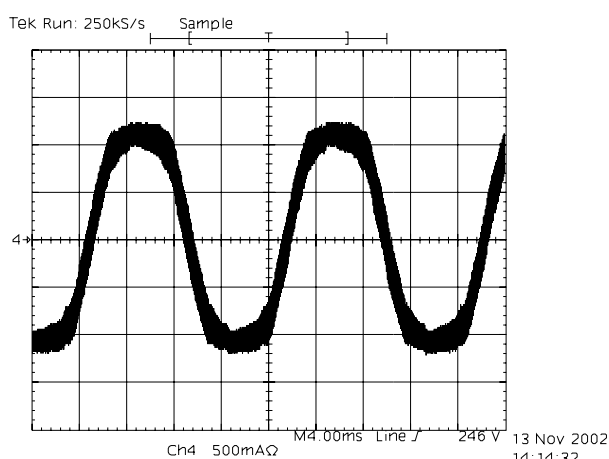


Fig. IV.2-17 – Corrente em L_{in} .

IV.3. Conclusões.

Neste capítulo foram apresentados os resultados da implementação prática das duas estruturas estudadas nos capítulos anteriores.

O reator CS-CPPFC como esperado, foi o que apresentou o pior desempenho em termos de distorção harmônica da corrente de entrada, quando comparado ao desempenho apresentado pelo reator proposto por Moisin. O harmônico de quinta ordem estava além dos valores mínimos estipulados pelas normas brasileiras. A metodologia, proposta em [12], mostrou-se satisfatória para

o projeto desta estrutura. A ausência de uma análise mais profunda da estrutura faz com que não seja possível calcular o valor da tensão do barramento. A corrente descontínua na entrada caracterizou-se como o ponto fraco desta estrutura.

O reator empregando a topologia proposta por Moisin [16] apresentou ótimos resultados experimentais. A metodologia de projeto desenvolvida no capítulo III, sem semelhantes nas referências pesquisadas, foi comprovada com a implementação do protótipo em laboratório. Ao contrário do reator CS-CPPFC, o conteúdo harmônico estava dentro de todos os requisitos estipulados nas normas brasileiras [21].

Nas duas estruturas a tensão do barramento CC se elevava durante o transitório de partida da lâmpada. A solução mais comum para este problema seria o uso de duas frequências de comutação distintas, um valor para o transitório de partida e outro, maior que o primeiro para depois do estabelecimento do arco. Há no mercado soluções, na forma de circuito integrado, que implementam esta operação. O uso deste tipo de solução aumenta a complexidade e o custo do reator não sendo muito interessante para produção em larga escala. O comando do tipo auto-oscilante implementa esta funcionalidade naturalmente [24], fazendo com que neste tipo de estrutura a escolha de circuitos de comando auto-oscilante seja a solução trivial para a elevação da tensão do barramento CC durante a partida.

Os protótipos não foram implementados visando seu emprego em uma linha de produção, motivo pelo qual a solução utilizando o circuito integrado IR2151 foi utilizada. O objetivo desta implementação foi a comprovação dos princípios envolvidos nas duas estruturas. O rendimento global das duas estruturas também foi comprometido pela utilização do IR2151, pois somente o resistor responsável pela alimentação contribui com a diminuição de aproximadamente 2,5%, somando-se ainda as perdas internas do mesmo.

O fator de crista da corrente na lâmpada nas duas estruturas se apresentou dentro dos limites aceitáveis para o não comprometimento da vida útil da lâmpada. Ao contrário da experimentação realizada nos reatores comerciais

onde a soma de fatores tais como a variação da frequência do comando auto-oscilante, influenciou de forma a degenerar este parâmetro de desempenho.

Os resultados experimentais, de uma maneira geral, ratificaram as etapas de simulação e a metodologia de projeto desenvolvida para a estrutura proposta por Moisin.

Conclusão Geral

Os reatores mais usuais encontrados no mercado nacional possuem baixo fator de potência e alto conteúdo harmônico na corrente de entrada, o que diminui a qualidade da energia elétrica disponível com a possibilidade de interferir com outros equipamentos eletrônicos. Na tentativa de evitar esta situação, as normas nacionais e internacionais têm se tornado mais restritivas. Estes fatos impulsionaram a pesquisa por reatores com correção do fator de potência. As soluções iniciais mostraram-se onerosas para o processo produtivo. Com o objetivo de contornar esta desvantagem, as propostas de integração do estágio inversor com a etapa de retificação surgiram como solução para o problema.

Esta dissertação apresentou, além de uma revisão bibliográfica, duas topologias para a integração do estágio inversor com o retificador de entrada.

A primeira estrutura estudada, inclusive com resultados práticos, foi a CS-CPPFC como extensão da técnica VS-CPPFC. Um único capacitor é empregado para a correção do fator de potência, o que torna a estrutura interessante pois os capacitores são mais baratos e confiáveis do que os indutores. Seu conceito baseia-se numa fonte de corrente de alta frequência em paralelo com um capacitor que é carregado com energia provinda da rede e para, logo em seguida, ser descarregado, fornecendo energia ao estágio inversor. A condição necessária para obtenção do fator de potência unitário foi desenvolvida seguindo a metodologia encontrada na bibliografia pertinente. Os reatores eletrônicos são ideais para a aplicação do conceito *Charge-Pump* pela facilidade da obtenção da fonte de alta frequência, necessária para aplicação do método.

Dentre as várias estruturas revisadas nas patentes americanas, foi aprofundada a análise na topologia proposta por Moisin. A análise da estrutura mostrou que, a partir da mesma, um outro conceito, apresentado na literatura especializada alguns anos depois, pode ser desenvolvido o CIC-CPPFC. Esta técnica foi também estudada e uma metodologia de projeto, diferente da apresentada na literatura, foi proposta com ótimos resultados quando traçado um paralelo entre os valores práticos simulados e teóricos. Do aspecto qualitativo, foi

comprovado o funcionamento da metodologia e várias considerações e recomendações foram apresentadas melhorando o domínio da metodologia de projeto.

Nos reatores comerciais ensaiados, o fator de crista elevado, conseqüência da soma de fatores da realimentação e do comando auto-oscilante não foi totalmente resolvido. Foram propostos caminhos que podem convergir para a solução definitiva. Resultados preliminares da implementação de um inversor para lâmpadas de vapor de sódio com potência nominal de 400W foram apresentados, demonstrando a versatilidade da técnica proposta.

Dessa forma, a implementação dos reatores com estágios integrados, especialmente a topologia proposta por Moisin, mostrou-se como uma solução que consegue aliar elevado fator de potência, mediante a aplicação de uma estrutura de baixo custo final, com metodologia de projeto bem definida e dominada.

Referências Bibliográficas.

- [1] Ray, W. F. & Davis, R. M., ***The definition and importance of power factor for power electronic converters***, Proc. European conference on Power Electronics and Applications (EPE), 1989, pp. 799-805.
- [2] Grotzbach, M. ***Line side behavior of uncontrolled rectifier bridges with capacitive DC smoothing***, Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 1989, pp. 761-764.
- [3] Redl, R., & Balogh, L., ***Power factor Correction in Bridge and Voltage-Doubler Rectifier Circuits with Inductors and Capacitors***. Proc. European conference on Power Electronics and Applications (EPE), 1999, pp. 466-472.
- [4] Araújo, M.V.A., ***Inversor Auto-Oscilante com Pré-Regulador Buck-Boost Integrado Aplicado em Reatores para Lâmpadas Fluorescentes***, Dissertação de Mestrado, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, EEL-UFSC, Florianópolis SC, 1999.
- [5] Philips Semiconductors, ***Power Semiconductor Applications***, www.phillips.com.
- [6] Alves, J. A., ***Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto fator de Potência***, Dissertação de Mestrado, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, EEL-UFSC, Florianópolis SC, 1996.
- [7] da Silva Júnior, P.A., ***Sistema Eletrônico para Iluminação Fluorescente – Análise, Projeto e Implementação***, Dissertação de Mestrado, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, EEL-UFSC, Florianópolis SC, 1994.

- [8] Alves, J.A., Perin, A.J., Barbi, I., ***An Electronic Ballast with High Power Factor for Compact Fluorescent Lamp***, IEEE Industry Application Society – Annual Meeting, 1996, pp.2129 – 2135.
- [9] 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., 1996, pp.616 – 621.
- [10] Takahashi, I., ***Power Factor Improvement of a Diode Rectifier Circuit by dither***, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, 1990, pp.1289-1294.
- [11] Maehara, M., ***Inverter Device for Stable, High Power Factor Input Current Supply***, United States Patent 5.274.540, Dezembro,1993.
- [12] Qian, J. & Lee, F.C., ***Charge Pump Power-Factor-Correction Technologies Part I: Concept and Principle***, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, n° 1, January 2000, pp.121 – 129.
- [13] Pitel, I. J., ***Tuned Oscillator Ballast Circuit***, United States Patent 4.045.711, Agosto 1977.
- [14] Kulka, R. J., ***Low harmonic Compact Fluorescent Lamp Ballast***, United States Patent 5.223.767, Junho 1993.
- [15] Wong, J. M., ***Fluorescent Lamp Ballast with Regulated Feedback Signal for Improved Power Factor***, United States Patent 5.387.848, Fevereiro 1995.
- [16] Moisin, M. S., ***Cost Effective High Performance Circuit for Driving A Gas Discharge Lamp***, United States Patent 5.608.295, Março 1997.
- [17] Chen, W., Lee, F. C., ***Power Supply for Supplying AC Output Power***, United States Patent 6.057.652, Maio 2000.

- [18] Moisin et al., M. S., **Ballast Circuit for Fluorescent Lamp**, *United States Patent 5.691.606*, Novembro 1997.
- [19] Yang, Y. & Chen, C., **Steady-State Analysis and Simulation of a BJT Self-Oscillating ZVS-CV Ballast Driven by a Saturable Transformer**, *IEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.46, nº 2, April 1999, pp.249 – 260.
- [20] Barbi, I. & Souza, A. F., **Retificadores de Alto Fator de Potência**, Apostila do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, INEP-EEL-UFSC, Florianópolis, Novembro 1996.
- [21] ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas, **NBR 14418 Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada Para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares – Prescrições de Desempenho**, Rio de Janeiro, Dezembro 1999.
- [22] Qian, J. & Lee, F.C., **A New Continuous Input Current Charge Pump Power Factor Correction (CIC-CPPFC) Electronic Ballast**, *IEEE Industry Application Society – Annual Meeting*, Outubro 1997, pp.2299 – 2306.
- [23] E. E. Hammer & McGowan, T. K., **Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60Hz and High Frequency**, *IEEE Trans. Ind. Applications.*, vol. 21, n.1, pp. 11-16, 1985.
- [24] Brumatti, M., Resende, C. Z., Có, M. A., Simonetti, S. L. & Vieira, L. F., **Single Stage Self-Oscillating HPF Electronic Ballast**, *IEEE Industry Application Society – Annual Meeting*, Outubro 2002.
- [25] Houck, T., **Choosing the Correct Dropping Resistor Value for the IR2151/IR2152/IR2155 Control IC's**. Design Tips (DT 94-10A), International Rectifier, Kansas, Estados Unidos.