

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

INVERSOR AUTO-OSCILANTE COM
PRÉ-REGULADOR BUCK-BOOST
INTEGRADO APLICADO EM
REATORES PARA LÂMPADAS
FLUORESCENTES

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

MARCUS VINÍCIUS ALVES ARAUJO

Florianópolis, Dezembro de 1999.

MARCUS VINÍCIUS ALVES ARAUJO

**INVERSOR AUTO-OSCILANTE COM
PRÉ-REGULADOR BUCK-BOOST INTEGRADO
APLICADO EM REATORES PARA
LÂMPADAS FLUORESCENTES**

**FLORIANÓPOLIS
1999**

INVERSOR AUTO-OSCILANTE COM PRÉ-REGULADOR BUCK-BOOST INTEGRADO APLICADO EM REATORES PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES

Marcus Vinícius Alves Araujo

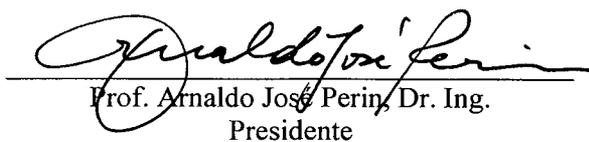
‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’


Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador


Ildemar Cassana Decker, D. Sc.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

À minha família que está presente em todos momentos desta minha vida.

“O verdadeiro conhecimento é para o homem como o sol que fecunda o solo.”

N. F. S. Grundtvig

Agradecimentos

O primeiro agradecimento vai a Deus por mais esta grande oportunidade em minha vida.

Muito obrigado a todos vocês que estiveram envolvidos nesta importante etapa de minha vida. São tantas as pessoas que deveriam receber agradecimentos que talvez eu pudesse me esquecer de alguma.

Gostaria de agradecer a participação paciente, competente e profissional do meu orientador, Prof. Arnaldo J. Perin, durante todo o desenvolvimento deste trabalho. Um grande agradecimento ao amigo Anderson. O intercâmbio de informações foi a alma para atingirmos vários resultados. Sozinho pouco se realiza, a estrutura e o conteúdo deste trabalho tem pinceladas divididas na equipe formada por mim, Prof. Arnaldo e Anderson. Não poderia ainda deixar de agradecer a colaboração e a participação técnica e humana do Prof. Ivo Barbi em vários momentos.

Com ênfase, gostaria de agradecer aos demais professores do INEP que participaram diretamente do meu processo de formação através de disciplinas ministradas: Alexandre F. de Souza, Denizar C. Martins, Ênio V. Kassick, João C. S. Fagundes e Hari B. Mohr, além dos outros já citados.

Aos meus amigos desta etapa de mestrado reservo especial referência: Alexandre, Günter e Marco Aurélio. Fizemos um bom ambiente, um boa equipe de trabalho e uma grande amizade. Esta última deve permanecer para sempre!

Ficam também meus agradecimentos aos colegas do laboratório que são muitos. Faço uma referência aos técnicos do laboratório, Pacheco e Coelho, e a nossa assistente administrativa, Patrícia, que estão diretamente envolvidos em muitas de nossas atividades e aos alunos bolsistas Batschauer, Ricardo e Fabiana que bastante contribuíram nas minhas atividades de laboratório.

Um agradecimento às instituições envolvidas no meu processo de formação, UNESP e UFSC, por um ensino público de alta qualidade e a CAPES pela obtenção de recursos através de uma bolsa de estudos.

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

INVERSOR AUTO-OSCILANTE COM PRÉ-REGULADOR BUCK-BOOST INTEGRADO APLICADO EM REATORES PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES

Marcus Vinícius Alves Araujo

Dezembro/1999

Orientador: Arnaldo José Perin.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: reator eletrônico, inversor, auto-oscilante, Buck-Boost

Número de Páginas: 118.

RESUMO: Este trabalho apresenta um estudo de um inversor auto-oscilante com pré-regulador Buck-Boost integrado em um única topologia. Realiza-se a análise individual dos conversores envolvendo estudos analíticos e o desenvolvimento de uma metodologia de projeto. O enfoque dado ao estudo das topologias considera o uso de comando auto-oscilante que traz robustez e simplicidade ao reator. Apresentam-se resultados práticos provenientes da implementação de protótipos de um inversor auto-oscilante de 65W e de um reator em estágio único de 110W. São realizados estudos intuitivos de circuitos de proteção adequados a reatores utilizando transistores bipolares. Todos os estudos e resultados apresentados envolvem o atendimento a várias das prescrições de desempenho e segurança da nova norma da ABNT para reatores eletrônicos a ser aprovada brevemente.

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

SELF-OSCILLATING INVERTER WITH AN INTEGRATED BUCK-BOOST POWER FACTOR CORRECTOR APPLIED TO FLUORESCENT LAMP BALLASTS

Marcus Vinícius Alves Araujo

December /1999

Advisor: Arnaldo José Perin.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: electronic ballasts, inverters, self-oscillating, Buck-Boost,

Number of Pages: 118.

ABSTRACT: This paper presents a study of a self-oscillating inverter with integrated Buck-Boost power factor corrector on a single stage topology. Using analytical studies and design methodology, each converter was individually analyzed. The main direction given to the study of the topologies took into consideration the use of self-oscillating command which makes the ballast simple and highly reliable. Experimental results are presented from the implementation of two prototypes: a 65W self-oscillating inverter and a 110W single stage ballast. For ballasts using bipolar transistors, intuitive solutions for protection circuits were studied. All presented studies and results obey many of the performance and safety prescriptions of the new electronic ballast ABNT standard which will be approved shortly.

SUMÁRIO

RESUMO.....	v
ABSTRACT	vi
SIMBOLOGIA	ix
INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1. CORREÇÃO ATIVA DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO CONVERSOR BUCK-BOOST EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.....	4
1.1 Introdução	4
1.2 Etapas de funcionamento e modos de operação do conversor	5
1.2.1 Modo de condução contínua.....	6
1.2.2 Modo de condução descontínua.....	9
1.2.3 Modo de condução crítica.....	11
1.2.4 Característica de saída	13
1.3 Projeto e simulação de conversor Buck-Boost CC-CC de 80W.....	14
1.4 Conversor Buck-Boost operando em correção do fator de potência	20
1.4.1 Operação em condução descontínua.....	20
1.4.2 Determinação dos componentes do conversor Buck-Boost	22
1.4.3 Cálculo do filtro de entrada	24
1.4.4 Considerações a respeito do fator de potência visto pela entrada.....	25
1.4.5 Projeto e simulação de conversores Buck-Boost operando como estágio pré - regulador com correção do fator de potência	26
1.4.6 Considerações sobre a variação de carga.....	35
1.5 Conclusão	37

2. INVERSORES MEIA-PONTE RESSONANTES AUTO-OSCILANTES COM TRANSISTORES BIPOLARES COMO SEMICONDUTORES 38

2.1	Introdução	38
2.2	Análise do inversor meia-ponte	39
2.2.1	Princípio de funcionamento e descrição de etapas	39
2.2.2	Modelagem e análise matemática.....	43
2.3	Projeto e simulação do inversor meia-ponte.....	47
2.3.1	Exemplo de projeto de um inversor.....	51
2.3.2	Simulação numérica.....	52
2.4	Projeto do circuito de comando auto-oscilante.....	56
2.4.1	Modelagem do circuito de comando auto-oscilante	56
2.4.2	A rotina de projeto	58
2.4.3	Modelagem do núcleo magnético para o programa Pspice	64
2.4.4	Apresentação de um exemplo de projeto.....	66
2.5	Conclusão	74

3. INTEGRAÇÃO DE UM CONVERSOR BUCK-BOOST A UM INVERSOR RESSONANTE MEIA-PONTE 76

3.1	Introdução	76
3.2	Princípio de funcionamento e etapas de operação	76
3.3	Projeto e simulação ideal de um reator para uma lâmpada de 110W	79
3.4	Dimensionamento dos semicondutores pelas correntes no circuito.	83
3.5	Considerações a respeito do circuito de comando auto-oscilante	85
3.6	Projeto do circuito de comando auto-oscilante.....	88
3.7	Resultados experimentais gerais.....	93
3.8	Discussão das perdas de comutação	97
3.9	Conclusão	104

**4. ESTUDO DE PROTEÇÃO PARA INVERSORES EM MEIA-PONTE
COM TRANSISTORES BIPOLARES USADOS EM REATORES
ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES 105**

4.1 Introdução 105
4.2 Proposição das causas das falhas 105
4.3 Desenvolvimento de um circuito de proteção 106
4.4 Circuito dimensionado e formas de onda 108
4.5 Proteção aplicada a inversores com estágios de entrada com rápido
crescimento da tensão de entrada 112
4.6 Adequação do circuito de proteção para um maior rendimento 113
4.7 Considerações a respeito do uso dos circuitos de proteção com reatores
integrando estrutura Buck-Boost e inversor meia-ponte. 115
4.8 Conclusão 116

CONCLUSÃO GERAL 117

ANEXO 1 – CÁLCULO FÍSICO DE INDUTORES

ANEXO 2 – ESQUEMÁTICOS COMPLETOS DOS PROTÓTIPOS

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

SIMBOLOGIA

1. Símbolos adotados nos equacionamentos

Símbolo	Significado	Unidade
A_E	área da seção transversal do núcleo magnético	m^2
B	densidade de fluxo magnético	T
C_{COM}	capacitância do circuito de ajuda a comutação	F
C_{EQ}	capacitância equivalente do circuito ressonante	F
C_F	capacitância do filtro de entrada	F
C_O	capacitância do filtro de saída	F
C_P	capacitância paralela do circuito ressonante	F
C_S	capacitância série do circuito ressonante	F
C_{SPARAM}	capacitância série parametrizada do circuito ressonante	F
D	razão cíclica	
E	tensão média de entrada	V
f	freqüência	Hz
F	relação entre as freqüências de ressonância e comutação	
f_C	freqüência de corte do filtro de entrada	Hz
f_O	freqüência de ressonância do filtro de saída do inversor	Hz
FP	fator de potência	
f_{REDE}	freqüência da rede de alimentação	Hz
f_S	freqüência de comutação	Hz
H	intensidade de campo	A/m
H_{SAT}	intensidade de campo de saturação do núcleo magnético	A/m
I_{CAP}	corrente no capacitor do filtro de saída do estágio de correção de FP	A
I_{Dx}	corrente em um diodo Dx	A
I_{DxEF}	corrente eficaz em um diodo Dx	A
I_{DxMED}	corrente média em um diodo Dx	A
I_F	corrente no indutor ressonante no instante de bloqueio do transistor	A
I_G	corrente no ramo de grampeamento do circuito de comando	A
I_H	corrente de manutenção do tiristor	A
$I_{IN}(t)$	corrente instantânea de entrada	A
I_{INEF}	corrente eficaz de entrada	A
i_L	corrente em um indutor L	A
I_{LEEF}	corrente eficaz na lâmpada	A
I_m	corrente mínima no indutor do estágio de correção de fator de potência	A
I_M	corrente máxima no indutor do estágio de correção de fator de potência	A
I_O	corrente média de saída	A
I_P	corrente de pico de entrada	A
I_{SAT}	corrente de saturação relativa	A
I_{Sx}	corrente em um interruptor Sx	A

I_{SxEF}	corrente eficaz em um interruptor S_x	A
$I_{INMEDCOM}$	corrente média de entrada para um período de comutação	A
$I_{INMEDREDE}$	corrente média de entrada para um período da tensão de entrada	A
I_{LR}	corrente no circuito ressonante	A
I_{RB}	corrente no resistor de base	A
I_{LR}	corrente no circuito ressonante	A
I_{LRPICO}	corrente de pico no circuito ressonante	A
I_{BSx}	corrente de base no transistor S_x	A
I_{SxMED}	corrente média em um interruptor S_x	A
k_1	constante paramétrica para determinação dos capacitores do circuito ressonante	
k_2	constante paramétrica para determinação do indutor do circuito ressonante	
L_{CRIT}	indutância crítica	H
l_E	comprimento médio do caminho magnético do núcleo	m
L_F	indutância do filtro de entrada	H
L_{PF}	indutância do estágio de correção do fator de potência	H
L_R	indutância do circuito ressonante	H
L_{RPARAM}	indutância parametrizada do circuito ressonante	H
n	ordem da harmônica	
N	relação de espiras entre primário e secundário	
N_e	número de espiras genérico	
N_p	número de espiras do enrolamento primário	
N_{SECx}	número de espiras do enrolamento secundário x	
P	potência	W
$P_{COMANDO}$	potência fornecida pelo circuito de comando	W
P_{IN}	potência de entrada	W
P_O	potência de saída	W
P_{RE}	perda no resistor de emissor	W
P_{REMAX}	máxima perda no resistor de emissor	W
R_B	resistência de base	Ω
R_{COM}	resistência do circuito de ajuda a comutação	Ω
R_E	resistência de emissor	Ω
R_{EQ}	resistência equivalente	Ω
$\overline{R_C}$	resistência parametrizada de carga	
R_O	resistência de carga	Ω
t	tempo	s
V_{AB}	tensão aplicada pelo inversor ao filtro ressonante	V
V_{BC}	tensão aplicada pelo inversor ao filtro ressonante extraído o valor médio	V
V_{BE}	queda de tensão da junção base-emissor quando em condução direta	V
V_{CC}	tensão média no barramento CC intermediário	V
V_{CEQ}	tensão coletor-emissor no transistor Q	V
V_{CESAT}	queda de tensão na junção coletor-emissor de um transistor em saturação	V

V_D	queda de tensão de um diodo em condução	V
V_{INEF}	tensão eficaz de entrada	V
V_L	tensão em um indutor L	V
V_{LEEF}	tensão eficaz na lâmpada	V
V_{LM}	tensão na indutância magnetizante	V
V_O	tensão média de saída	V
V_P	tensão de pico de entrada	V
$v_P(t)$	tensão instantânea no enrolamento primário do transformador de pulsos	V
V_{RE}	queda de tensão no resistor de emissor	V
V_S	tensão em um interruptor S	V
V_{SECxP}	tensão de pico no enrolamento secundário x	V
W	energia	J
ϕ	fluxo médio	Wb
η	rendimento	
ζ	coeficiente de amortecimento do filtro de entrada	
μ	permeabilidade magnético do material do núcleo	
ΔI_L	ondulação de corrente em um indutor L	A
ΔI_{MAX}	máxima ondulação de corrente	A
Δt_x	intervalo de tempo x	s
ΔV_O	ondulação da tensão de saída	V
ω	freqüência angular	rad/s
ω_O	freqüência angular de ressonância do filtro de saída do inversor	rad/s
ω_S	freqüência angular de comutação	rad/s

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	capacitor
D	diodo
E	fonte de tensão constante
L	indutor
Q	transistor bipolar
R	resistor
S	interruptor genérico
V	fonte de tensão

3. Acrônimos e abreviaturas

CA	corrente alternada
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de nível superior
CC	corrente contínua
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZVS	Comutação sob tensão nula

4. Símbolos de unidades de grandezas físicas no sistema internacional

Símbolo	Unidade
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
J	Joule
m	Metro
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt
Wb	Weber
Ω	Ohm

INTRODUÇÃO GERAL

A racionalização e qualidade de energia são temas de grande difusão nos dias atuais em todo o mundo. Estudos demonstram que o investimento em racionalização e em qualidade de energia trazem resultados mais rápidos e com menores custos do que a construção de novos sistemas geradores.

O mercado de iluminação chega a ocupar 30% de toda a carga instalada mundial, o que demonstra que investimentos em racionalização e qualidade de energia neste setor produzem resultados consideráveis.

A iluminação fluorescente, no processo de substituição da iluminação incandescente, conseguiu trazer uma intensa redução do consumo de energia elétrica. No entanto, sempre apresentou o inconveniente de utilizar reatores eletromagnéticos de elevado peso e volume, além de baixa eficiência elétrica. Os estudos envolvendo aplicação de corrente em alta frequência nas lâmpadas fluorescentes demonstram elevação na eficiência luminosa na ordem de 20 a 30% e aumento da vida útil da lâmpada. Isto permite que seja possível reduzir a potência elétrica aplicada ao sistema de alimentação da lâmpada de forma a obter redução no consumo de energia elétrica. Os conversores estáticos, responsáveis pela alimentação em alta frequência da lâmpada, devem atender suas condições de elevada tensão de partida e corrente eficaz estável. Como grande vantagem trazem, ainda, a ausência de ruído audível.

Diversas são as topologias que permitem obter estes resultados e muitas são as publicações nesta área. Basicamente, elas são compostas de inversores que aplicam corrente senoidal à lâmpada. Dependendo da faixa de potência do reator, pode-se incluir um estágio de entrada para correção de fator de potência.

Este trabalho objetiva desenvolver um estudo da metodologia de projeto de um reator eletrônico com correção do fator de potência, em estágio único, integrado a partir das topologias Buck-Boost e inversor meia-ponte ressonante. A técnica de comando auto-oscilante é utilizada, o que traz robustez e simplicidade ao sistema. As prescrições das novas normas da ABNT para reatores eletrônicos, a serem aprovadas em um curto prazo, são utilizadas como parâmetros para o desenvolvimento do reator.

A utilização de um estágio de correção do fator de potência do tipo Buck-Boost consegue trazer a grande vantagem de permitir tensão do barramento CC menor em comparação aos estágios do tipo Boost. Isto permite a utilização de interruptores de menor tensão, o que é interessante no processo de redução do custo final do reator eletrônico. Outras referências de publicações internacionais [1, 2] trazem soluções para esta integração, apresentadas nas Fig. 1 e 2. O principal enfoque destas publicações é a diminuição do número de interruptores resultando no uso de comando imposto através de circuitos integrados dedicados, o que, de certa forma, eleva os custos finais do protótipo.

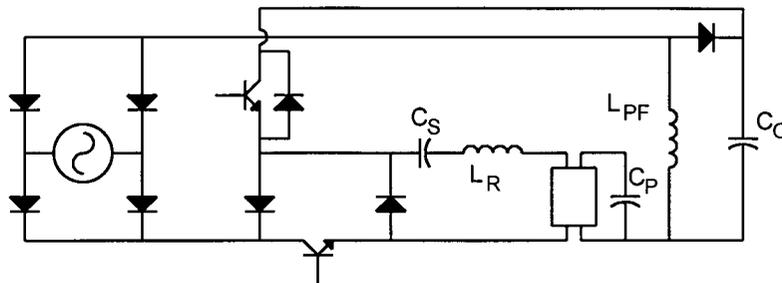


Fig. 1 - Inversor ressonante com pré-regulador Buck-Boost integrado proposto por [1].

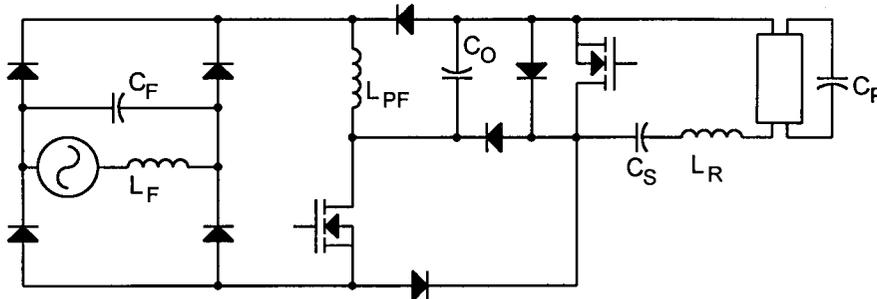


Fig. 2 - Inversor ressonante com pré-regulador Buck-Boost integrado proposto por [2].

Neste trabalho desenvolve-se um estudo analítico e prático de uma nova proposta [3] apresentada na Fig. 3. Este conversor em estágio único objetiva o uso de comando auto-oscilante para todos interruptores, o que propicia grande redução de custo em relação ao uso de circuitos integrados.

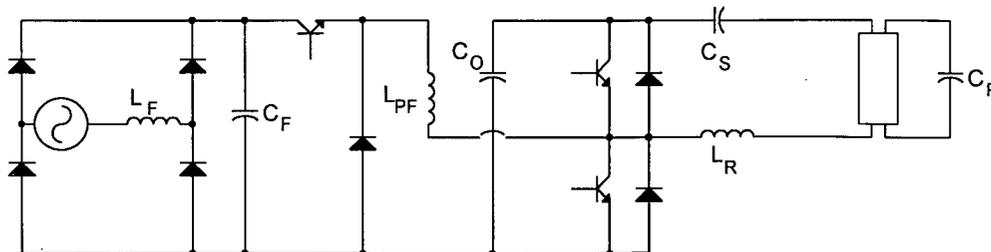


Fig. 3 - Inversor ressonante com pré-regulador Buck-Boost integrado proposto por [3] e estudado nesta dissertação.

O capítulo 1 apresenta um estudo do conversor Buck-Boost responsável pelo estágio de correção do fator de potência. O estudo compreende uma análise de seu comportamento como conversor CC-CC e estende-se à alimentação em corrente alternada. São definidos modos e etapas de funcionamento e uma rotina de projeto.

No capítulo 2 é tratado o inversor meia-ponte ressonante. O estudo envolve a definição de etapas de funcionamento, de uma modelagem matemática e uma rotina de projeto. O circuito de comando auto-oscilante é analisado neste capítulo de forma a permitir a definição de uma rotina de projeto. Apresenta-se um exemplo de projeto e resultados experimentais obtidos.

O capítulo 3 apresenta o estudo da topologia em estágio único integrando os conversores Buck-Boost e inversor meia-ponte ressonante. São apresentadas etapas de funcionamento e considerações a respeito do projeto do conversor e do uso de comando auto-oscilante nesta estrutura.

No capítulo 4 é realizado um estudo de um circuito de proteção aplicável a inversores ressonantes, com transistores bipolares como semicondutores, frente a algumas prescrições de segurança das normas a serem regulamentadas no Brasil pela ABNT. São apresentados estudos qualitativos de falhas e as soluções propostas. O capítulo contém, ainda, os resultados práticos obtidos.

1. CORREÇÃO ATIVA DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO CONVERSOR BUCK-BOOST EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

1.1 – Introdução

Na presença de situações em que objetiva-se alimentar cargas a partir de fontes de entrada de mesma natureza, torna-se necessário o uso de conversores que apresentem um elemento de acumulação de energia atuando como estágio intermediário. O conversor Buck-Boost é um conversor que apresenta um estágio intermediário de acumulação do tipo indutivo permitindo, desta forma, alimentar uma carga com característica de fonte de tensão a partir de uma fonte de tensão de entrada. A Fig. 1.1 ilustra o conversor.

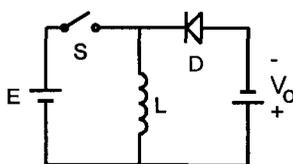


Fig. 1.1 – Topologia do conversor.

Uma característica importante que pode ser diretamente observada na figura anterior refere-se a reversão da polaridade da tensão de saída em relação a entrada. Esta é uma característica que pode ser desejável na obtenção de uma tensão negativa a partir de uma fonte positiva mantendo massa comum.

Sendo o estágio intermediário de acumulação de natureza indutiva, pode-se observar a possibilidade de efetuar isolamento entre entrada e saída através de um transformador, em que a indutância magnetizante passa a concentrar o efeito do indutor do conversor Buck-Boost. Esta topologia é tradicionalmente conhecida como Flyback e pode ser observada na Fig. 1.2.

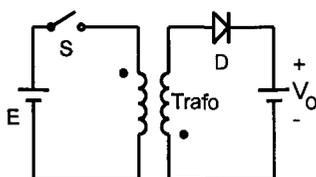
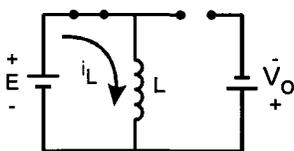


Fig. 1.2 – Conversor Flyback.

1.2 - Etapas de funcionamento e modos de operação do conversor

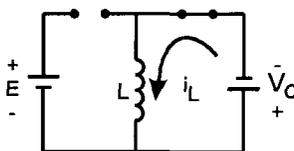
O conversor Buck-Boost apresenta duas ou três etapas de operação, de acordo com o modo de operação do conversor. A primeira etapa consta do armazenamento de energia no indutor através da conexão com a fonte de entrada.



$$i_L(t) = I_m + \frac{E}{L} \cdot t$$

Fig. 1.3 – Primeira etapa de funcionamento.

A segunda etapa evidencia a entrega da energia armazenada no indutor para a carga.



$$i_L(t) = I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t$$

Fig. 1.4 – Segunda etapa de funcionamento.

As duas etapas anteriormente descritas são presentes em todos os modos de condução. Os modos de condução são definidos em função da corrente sobre o indutor, já que as correntes de entrada e de saída são sempre descontínuas. Dessa forma, para os modos de condução contínua e crítica, apenas as duas etapas já descritas estão presentes. No entanto, para o modo de condução descontínua é acrescentada um terceira etapa em que o indutor não apresenta corrente alguma.

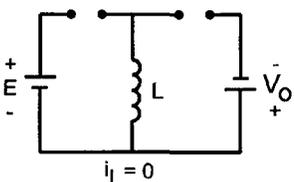


Fig. 1.5 – Terceira etapa de funcionamento.

1.2.1 - Modo de condução contínua

Considerando agora um modelo mais completo que caracteriza melhor a fonte de tensão de saída, como pode-se observar na Fig. 1.6, efetuam-se algumas considerações relativas à operação da corrente do indutor de forma contínua.

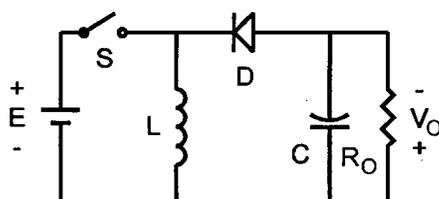


Fig. 1.6 – Topologia com modelagem da carga por associação RC.

A Fig. 1.7 apresenta as formas de onda nos principais elementos do circuito.

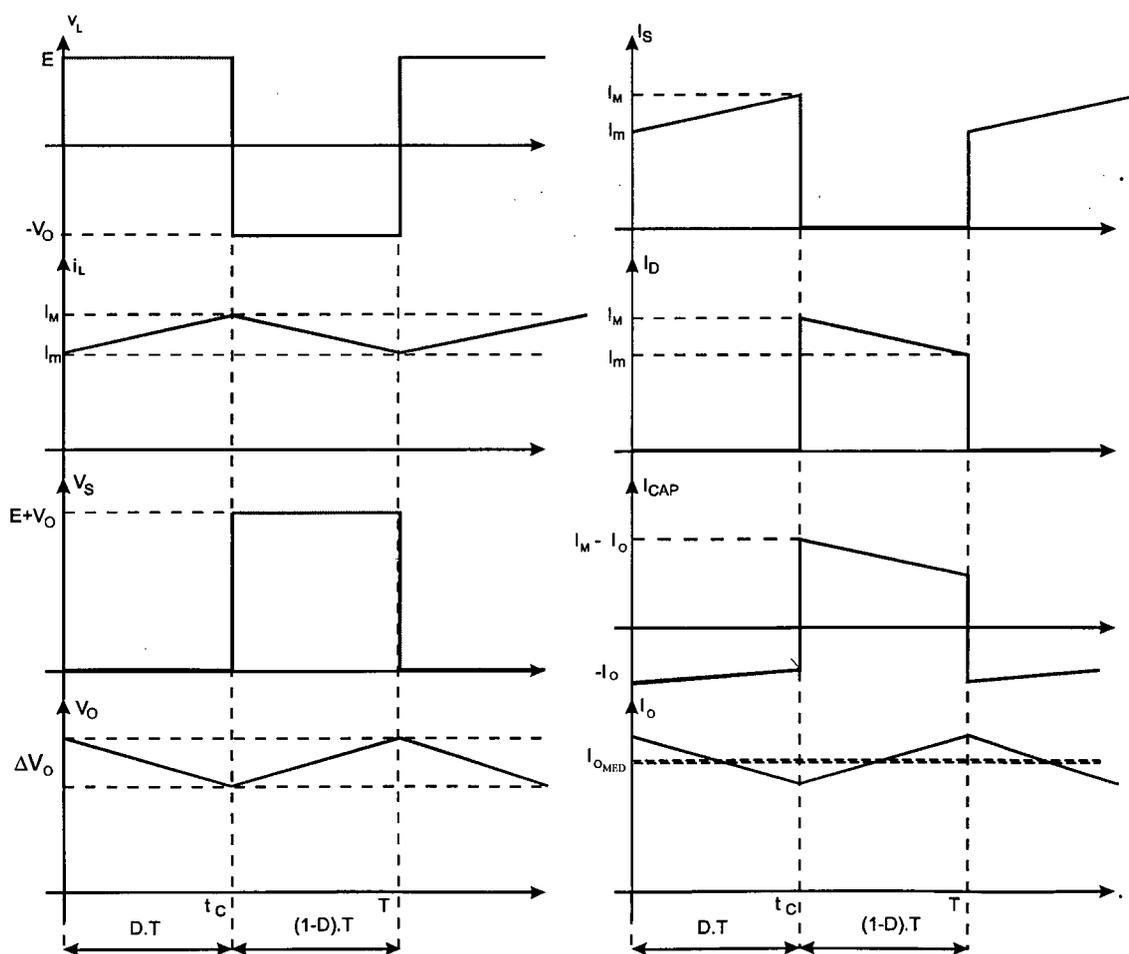


Fig. 1.7 – Principais formas de onda – Condução contínua.

Para que haja estabilidade de operação com continuidade de corrente no indutor, é necessário que o fluxo médio sobre este componente seja constante.

$$\phi_a = \phi_b \quad (1.1)$$

$$\int_0^c v_L(t)dt = \int_c^T v_L(t)dt \quad (1.2)$$

$$E.t_c = V_o.(T - t_c) \quad (1.3)$$

$$a = \frac{V_o}{E} = \frac{t_c}{T - t_c} = \frac{D.T}{T - D.T} = \frac{D}{1 - D} \quad (1.4)$$

O ganho, assim definido, sugere a possibilidade de se obter tensões de saída menores ou maiores que a tensão de entrada, como comprova a Fig. 1.8.

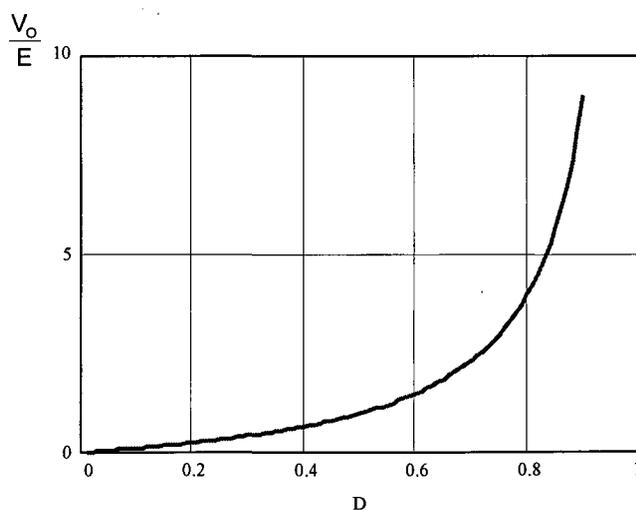


Fig. 1.8 – Ganho estático em condução contínua.

Uma conversão logarítmica do eixo das ordenadas permite melhor observar que a razão cíclica 0,5 é fronteira entre a operação como elevador ou abaixador de tensão.

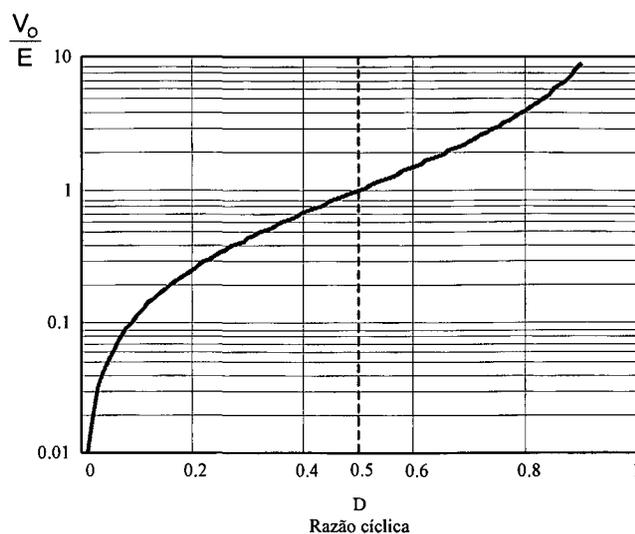


Fig. 1.9 – Ganho estático em condução contínua.

A ondulação de corrente, geralmente apresentada como um parâmetro de projeto, pode ser definida pelas expressões (1.5) e (1.6).

$$I_m = I_M - \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (1.5)$$

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (1.6)$$

Dessa forma, pode-se definir o valor do indutor de acordo com a máxima ondulação de corrente nele tolerada pela substituição de algumas variáveis.

$$L = \frac{E \cdot D}{f \cdot \Delta I_{MAX}} \quad (1.7)$$

Considerando que a corrente de carga seja mantida constante em todo o funcionamento do conversor, durante a primeira etapa de funcionamento, o capacitor entrega um corrente I_o para a carga, descarregando-se parcialmente, produzindo, assim, uma ondulação que é novamente compensada na segunda etapa de funcionamento, de forma a manter a tensão média de saída constante. A corrente I_o fornecida pelo capacitor durante sua descarga é:

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (1.8)$$

O intervalo de tempo Δt , para a primeira etapa, é D.T. Rearranjando para isolar o valor da capacitância, obtém-se:

$$C = \frac{I_o \cdot D \cdot T}{\Delta V_o} = \frac{I_o \cdot D}{f \cdot \Delta V_o} \quad (1.9)$$

Isto permite que seja dimensionado o capacitor de saída de forma a atender o nível de ondulação máximo permitido na tensão de saída.

1.2.2 - Modo de condução descontínua

Considerando agora a operação em modo descontínuo da corrente no indutor do conversor Buck-Boost, apresenta-se na Fig. 1.10 as principais formas de onda do circuito.

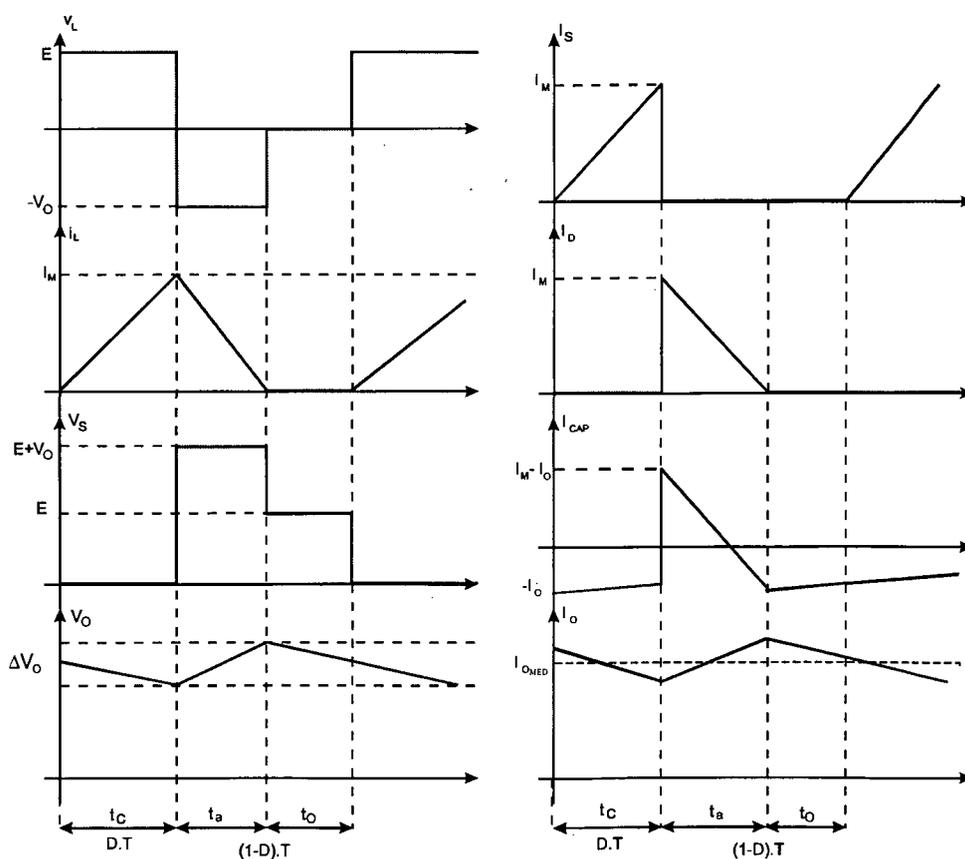


Fig. 1.10 – Principais formas de onda – Condução descontínua.

Para que seja mantido o balanço de energia do conversor, a energia entregue ao indutor durante o período de condução do interruptor controlado deve ser igual a energia fornecida pelo indutor à carga durante o período de abertura deste mesmo interruptor.

$$W_{IN} = W_{OUT} \quad (1.10)$$

$$W_{IN} = \int_0^T P dt = \int_0^{t_c} E \cdot i dt = E \cdot I_M \cdot \frac{t_c}{2} = \frac{E \cdot D \cdot T \cdot I_M}{2} \quad (1.11)$$

A corrente máxima sobre o indutor, I_M , pode ser definida por:

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot t_c = \frac{E \cdot D \cdot T}{L} \quad (1.12)$$

Assim,

$$W_{IN} = \frac{(E \cdot D \cdot T)^2}{2 \cdot L} \quad (1.13)$$

Considerando a potência de saída constante, determinada pelos valores médios de tensão e corrente, a energia de saída pode ser definida como sendo:

$$W_{OUT} = \int_0^T P_o \cdot dt = \frac{P_o}{f_s} \quad (1.14)$$

Substituindo na expressão (1.10):

$$\frac{(E \cdot D \cdot T)^2}{2 \cdot L} = \frac{P_o}{f_s} \quad (1.15)$$

Desenvolvendo a expressão (1.15), pode-se obter:

$$\frac{V_o}{E} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f_s}} \quad (1.16)$$

O ganho estático dado pela expressão (1.16) demonstra que este passa a ser dependente da carga.

A ondulação de corrente para a operação em condução descontínua da corrente do indutor pode ser definida pelo próprio valor máximo da corrente I_M .

$$\Delta I = I_M = \frac{E \cdot D}{f_s \cdot L} \quad (1.17)$$

Desta forma, pode-se definir uma expressão de cálculo do indutor em função da ondulação admitida de corrente.

$$L = \frac{E \cdot D}{f_s \cdot \Delta I} \quad (1.18)$$

A ondulação da tensão de saída pode ser determinada em função da corrente sobre o capacitor apresentado nas formas de onda.

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \cdot \int_b^a i_{CAP}(t) dt \quad (1.19)$$

Desenvolvendo a expressão (1.19), obtém-se:

$$C = (\Delta I - 2 \cdot I_o) \cdot \frac{(1 - D)}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (1.20)$$

Desta forma, define-se o valor do capacitor de saída em função da ondulação de corrente no indutor, da ondulação de tensão admissível na saída e demais parâmetros do circuito.

1.2.3 - Modo de condução crítica

O modo de condução crítica está definido como o limite entre a continuidade e a descontinuidade da corrente no indutor, ou seja, a corrente possui valor nulo apenas em um único ponto: o final do período de comutação.

Tomando a corrente no indutor durante o tempo de abertura do interruptor controlado, esta pode ser definida pela expressão (1.21):

$$I_M - \frac{V_o}{L} \cdot t_a = 0 \quad (1.21)$$

Também através da corrente do indutor, agora sobre o tempo de condução do interruptor controlado pode-se definir o valor máximo de corrente.

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot t_c \quad (1.22)$$

Substituindo (1.22) em (1.21):

$$\frac{E}{L} \cdot t_c = \frac{V_o}{L} t_a \quad (1.23)$$

$$E \cdot D \cdot T = V_o \cdot (1 - D) \cdot T \quad (1.24)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{1 - D} \quad (1.25)$$

Efetuada o balanço de energia do conversor neste modo de operação, obtém-se:

$$W_{IN} = W_{OUT} \quad (1.26)$$

$$\int_0^{t_c} E \cdot i(t) dt = \int_0^T P_o dt \quad (1.27)$$

$$\frac{E \cdot I_M \cdot D \cdot T}{2} = \frac{P_o}{f_s} \quad (1.28)$$

$$\frac{(E \cdot D \cdot T)^2}{2 \cdot L} = \frac{V_o^2}{R_o \cdot f_s} \quad (1.29)$$

$$\frac{V_o}{E} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f_s}} \quad (1.30)$$

Através das equações (1.25) e (1.30), pode-se determinar a indutância:

$$L_{\text{CRIT}} = \frac{V_o \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f \cdot I_o} = \frac{R_o \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f} \quad (1.31)$$

A expressão (1.31) define o valor da indutância crítica, isto é, a indutância que garante condução crítica em função dos demais parâmetros do circuito.

1.2.4 - Característica de saída

Tomando os resultados obtidos para o ganho estático do conversor para os modos de condução contínuo e descontínuo, obtém-se:

$$\text{Condução contínua:} \quad a = \frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D} \quad (1.32)$$

$$\text{Condução descontínua:} \quad a = \frac{V_o}{E} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L}} \quad (1.33)$$

$$\text{Condução crítica:} \quad a = \frac{V_o}{E} = \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L}} - 1 \quad (1.34)$$

Parametrizando em relação a uma grandeza fictícia aqui denominada resistência de carga paramétrica, $\overline{R_c}$, obtém-se:

$$\overline{R_c} = \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L}} \quad (1.35)$$

$$\text{Condução contínua:} \quad a(\overline{R_c}) = \frac{D}{1-D} \quad (1.36)$$

$$\text{Condução descontínua:} \quad a(\overline{R_c}) = D \cdot \overline{R_c} \quad (1.37)$$

$$\text{Condução crítica:} \quad a(\overline{R_c}) = \overline{R_c} - 1 \quad (1.38)$$

A expressão (1.38) define o limite entre condução contínua e descontínua na característica de saída. Esta pode ser vista na Fig. 1.11.

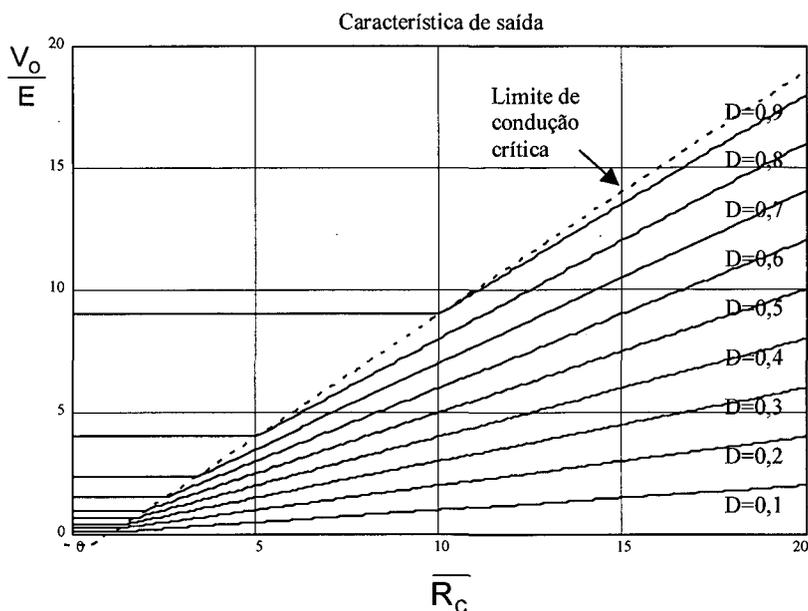


Fig. 1.11 – Característica de saída do conversor Buck-Boost.

As curvas representam o ganho estático para variações na resistência de carga parametrizada. De baixo para cima são vistas 9 curvas iniciando com razão cíclica 0,1 até 0,9. A curva pontilhada representa o limite entre os modos de condução contínua e descontínua (condução crítica). Através da característica de saída pode-se observar que o modo de condução descontínua impõe uma dependência do ganho estático de tensão com a resistência de carga, como foi dito anteriormente. Menores cargas (maiores resistências de carga) aplicadas a um conversor, com todos os demais parâmetros constantes, conduzem a elevações na tensão de saída, o que deve ser observado em conversores que operam com variações intensas de carga. No modo de condução contínua o ganho estático de tensão é determinado unicamente pela razão cíclica do conversor.

1.3 - Projeto e simulação de conversor Buck-Boost CC-CC de 80W

O projeto aqui desenvolvido tem como função validar o equacionamento apresentado através de simulação digital. O conversor do projeto apresentará as seguintes especificações:

Potência de saída (P_o):	80W
Tensão de entrada (E):	350V
Tensão de saída (V_o):	350V
Frequência de comutação (f_s):	40 KHz
Máxima ondulação de tensão de saída (Δv_o):	10% de V_o

Dada a tensão e a potência de saída é possível determinar a resistência de carga como segue:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{350^2}{80} = 1531,25\Omega \quad (1.39)$$

A determinação da indutância faz-se através de seu valor na situação de condução crítica. Após este procedimento, faz-se a escolha de indutâncias maiores para situação de operação com condução contínua de corrente no indutor e menores com condução descontínua. Como apresentado pela expressão (1.38), na situação de condução crítica, a relação (1.40) é válida:

$$\frac{V_o}{E} = \sqrt{\frac{R_o}{2.L.f_s} - 1} \quad (1.40)$$

Isolando o valor da indutância, obtém-se:

$$L_{CRIT} = \frac{R_o}{2.f_s \cdot \left(\frac{V_o}{E} + 1\right)^2} = \frac{1531,25}{2.40.10^3 \cdot \left(\frac{350}{350} + 1\right)^2} = 4,785mH \quad (1.41)$$

Tomando-se primeiramente uma situação em que se deseja condução contínua sobre a corrente do indutor, escolhe-se um indutor de 10mH, ou seja, com uma indutância um pouco maior que a indutância crítica. No modo de condução contínua o ganho estático é dependente unicamente da razão cíclica.

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D} \Rightarrow D = \frac{V_o}{E + V_o} = \frac{350}{350 + 350} = 0,5 \quad (1.42)$$

Segundo as expressões apresentadas para o modo de condução contínua, a escolha da indutância implica no valor da ondulação de corrente no indutor.

$$L = \frac{E.D}{f_s \cdot \Delta I_L} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{E.D}{L.f_s} = \frac{350.0,5}{10.10^{-3}.40.10^3} = 0,4375A \quad (1.43)$$

O capacitor de saída para que seja garantida a máxima ondulação da tensão pode ser determinado pela expressão (1.44).

$$C_o = \frac{I_o.D}{f_s \cdot \Delta V_o} = \frac{\frac{P_o}{V_o}.D}{f_s \cdot \Delta V_o} = \frac{\frac{80}{350}.0,5}{40.10^3.0,1.350} = 81,63nF \quad (1.44)$$

A simulação digital realizada comprova os resultados. A forma de onda da Fig. 1.12 apresenta a corrente sobre o indutor.

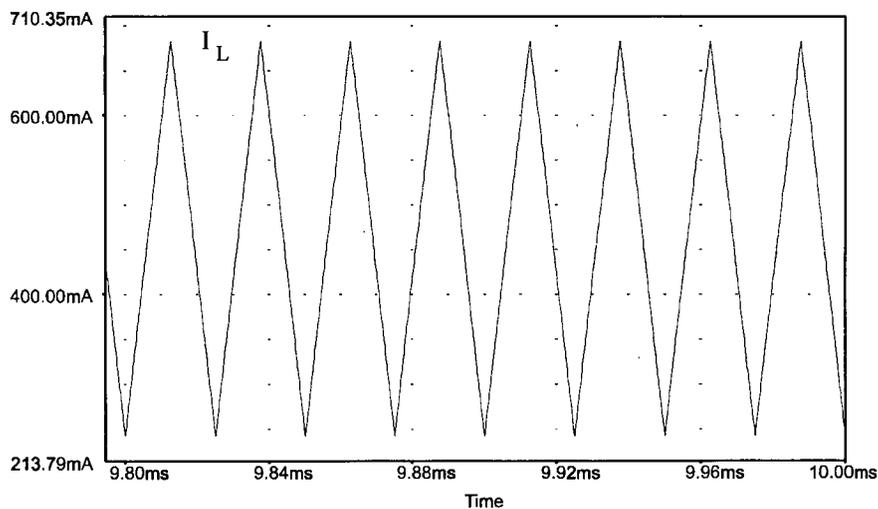


Fig. 1.12 – Corrente no indutor – Condução contínua.

É possível observar que a corrente apresenta a característica de condução contínua no indutor. A ondulação desta corrente é igual a 0,44A, portanto, em conformidade com o valor teórico calculado.

A forma de onda da Fig. 1.13 apresenta a tensão de saída do conversor.

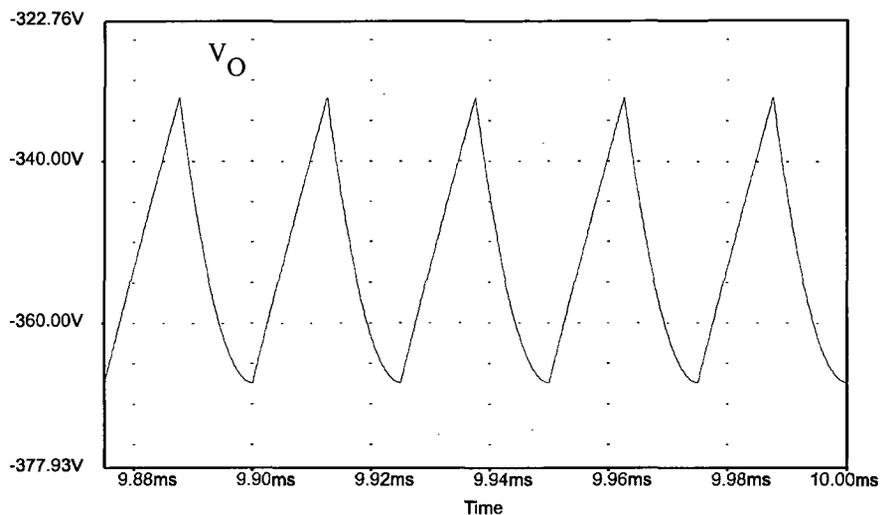


Fig. 1.13 – Tensão de saída – Condução contínua.

É possível observar que o valor da ondulação de tensão é igual a 35,28V, em conformidade com os valores calculados. O valor médio por sua vez situa-se em 350V. A tensão é apresentada com valores negativos já que está sendo tomada em relação à referência comum com a entrada.

A forma de onda da Fig. 1.14 apresenta as correntes no interruptor de entrada e no diodo, de forma a observar que sua composição é a corrente no indutor.

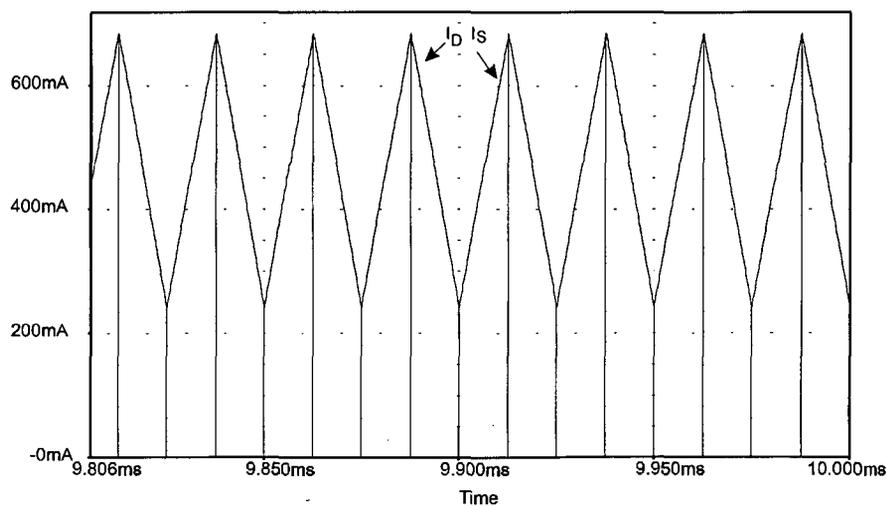


Fig. 1.14 – Corrente nos interruptores de potência.

Desejando agora operar o conversor de modo que a corrente no indutor seja descontínua é escolhido um indutor menor que o indutor crítico. Será então escolhido o valor arbitrário de 1mH. É considerado que a razão cíclica é a variável livre do sistema que permite ajustes. Para que seja mantida a especificação de tensão:

$$\frac{V_o}{E} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f_s}} \Rightarrow D = \frac{\frac{V_o}{E}}{\sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L \cdot f_s}}} = \frac{\frac{350}{350}}{\sqrt{\frac{1531,25}{2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3}}} = 0,2286 \quad (1.45)$$

A ondulação de corrente sobre o indutor confunde-se com o próprio valor máximo desta, como segue:

$$\Delta I_L = I_M = \frac{E \cdot D}{f_s \cdot L} = \frac{350 \cdot 0,2286}{40 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 2A \quad (1.46)$$

O capacitor de saída é determinado pela expressão (1.47).

$$C = (\Delta I_L - 2 \cdot I_o) \cdot \frac{L \cdot \Delta I_L}{2 \cdot V_o \cdot \Delta V_o} = \left(2 - 2 \cdot \frac{80}{350} \right) \cdot \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 2}{2 \cdot 350 \cdot 0,1 \cdot 350} = 0,1259 \mu F \quad (1.47)$$

A simulação digital realiza a comprovação dos resultados. A forma de onda da Fig. 1.15 apresenta a corrente sobre o indutor.

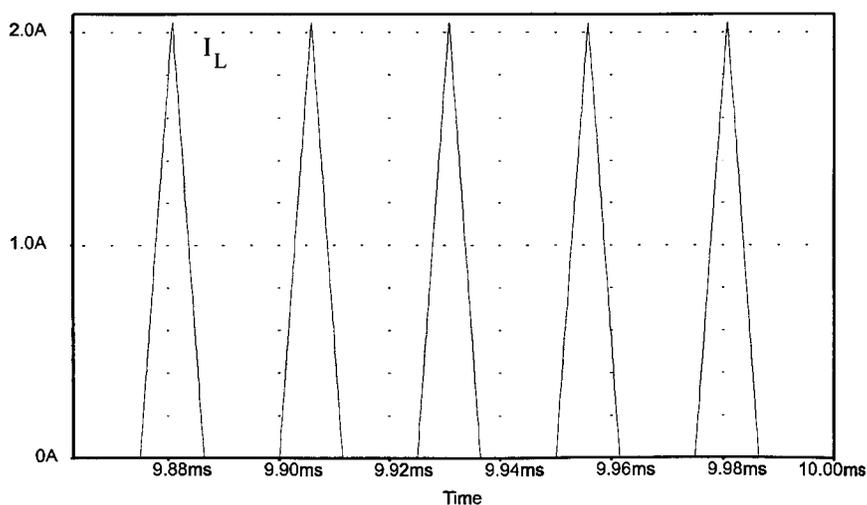


Fig. 1.15 – Corrente no indutor – Condução descontínua.

O valor da ondulação de corrente sobre o indutor é de 2,05A, em conformidade com o valor teórico calculado.

A forma de onda da Fig. 1.16 apresenta a tensão de saída do conversor. A ondulação de tensão é de 36,3V, apresentando um pequeno erro em relação à especificação de 35V. O valor médio é de 355V. Este pequeno deslocamento altera a potência na carga o que explica os pequenos desvios das grandezas encontradas. Ainda assim, pode-se considerar todos os resultados satisfatórios.

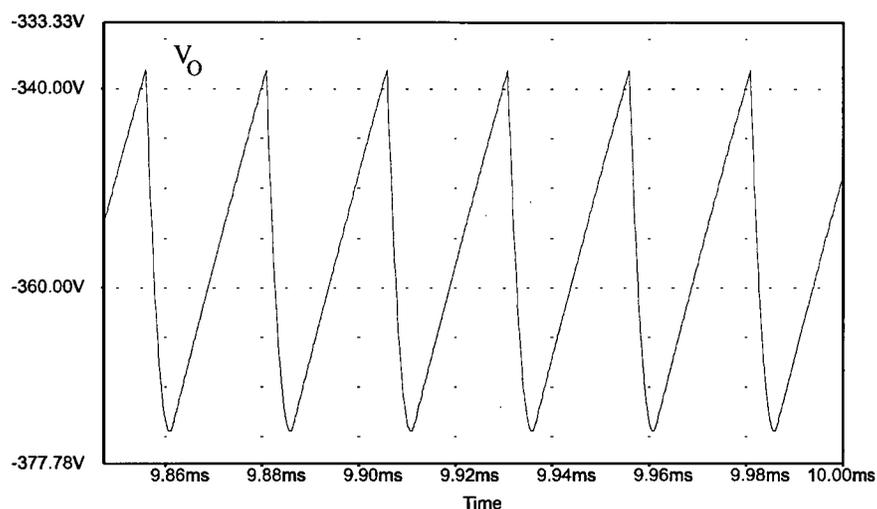


Fig. 1.16 – Tensão de saída – Condução descontínua.

A forma de onda da Fig. 1.17 apresenta as correntes no interruptor controlado e a corrente sobre o diodo. É possível observar que a composição destas formas de onda produz a corrente sobre o indutor.

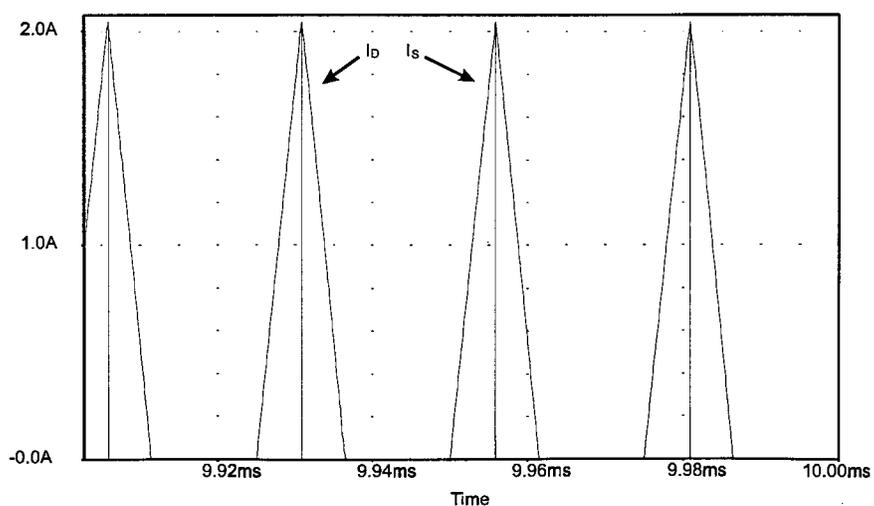


Fig. 1.17 – Corrente nos interruptores de potência.

1.4 - Conversor Buck-Boost operando em correção do fator de potência

O conversor Buck-Boost pode ser admitido como um estágio pré-regulador em que se deseja conformar a forma de onda da corrente de entrada de um conversor para obter um fator de potência unitário. A Fig. 1.18 descreve um sistema típico para um conversor com correção do fator de potência.

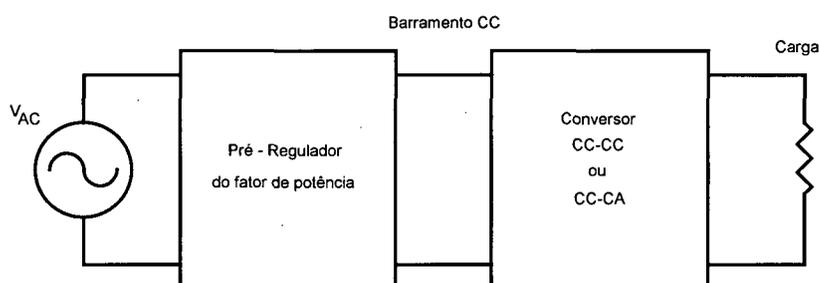


Fig. 1.18 – Conversor com correção do fator de potência.

Devido a característica de corrente de entrada sempre descontínua do conversor Buck-Boost, torna-se necessário o uso de um filtro na entrada do estágio de correção de fator de potência de forma a eliminar a componente de alta frequência.

O conversor Buck-Boost operando como pré-regulador do fator de potência pode apresentar condução contínua ou descontínua sobre a corrente do indutor com características fundamentalmente diferentes. Neste trabalho, as análises serão restritas ao uso de condução descontínua na corrente do indutor devido à característica de obtenção de correção do fator de potência sem a necessidade de controle da razão cíclica, como será apresentado a seguir.

1.4.1 - Operação em condução descontínua

Considerando que o conversor Buck-Boost compondo o pré-regulador de fator de potência opera em alta frequência, pode-se dizer que a tensão de entrada em baixa frequência comporta-se como uma grandeza constante durante cada período de comutação do conversor. A frequência de comutação deve ser pelo menos 2 vezes maior que a frequência da tensão de entrada para que haja boa reprodutibilidade. Como em termos

práticos a frequência de comutação é muito maior que a frequência da tensão de entrada, a boa reprodutibilidade é garantida.

A corrente média de entrada do conversor Buck-Boost para um período de comutação e tensão de entrada constante pode ser determinada pela expressão (1.48).

$$I_{\text{INMÉDCOM}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left(\frac{E}{L} \cdot t \right) dt = \frac{E \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \quad (1.48)$$

Considerando que a tensão de entrada é um grandeza originada de um retificador de onda completa, esta pode ser descrita pela expressão (1.49).

$$E = V_p \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)| \quad (1.49)$$

Substituindo (1.49) em (1.48) pode-se obter a corrente instantânea em termos da frequência da tensão de entrada.

$$I_{\text{IN}}(t) = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L} |\text{sen}(\omega \cdot t)| \quad (1.50)$$

onde $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{REDE}}$.

A Fig. 1.19 ilustra a tensão e a corrente após o retificador.

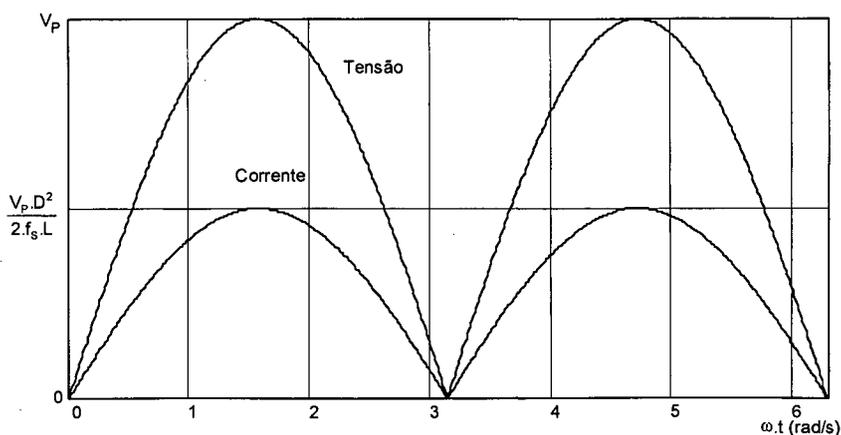


Fig. 1.19 – Tensão e corrente de entrada – Análise matemática.

Percebe-se, então, uma tendência natural da corrente de entrada seguir a forma de onda da tensão de entrada. Isto garante um fator de deslocamento unitário e, mediante a aplicação de um filtro de entrada para eliminação da componente de alta frequência, fator de distorção muito próximo da unidade. A tendência natural do seguidor de tensão facilita a implementação do estágio pré-regulador de fator de potência em sistemas em que se simplifique na composição do circuito.

1.4.2 – Determinação dos componentes do conversor Buck-Boost

Partindo do princípio que a corrente e a tensão de entrada são conhecidas, então, pode-se realizar a especificação do conversor através da potência gerenciada por este estágio. A potência média de entrada pode ser determinada pela expressão (1.51).

$$P_{IN} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (V_p \cdot \text{sen}(\omega.t)) \left(\frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \cdot \text{sen}(\omega.t) \right) dt \quad (1.51)$$

Dessa forma, obtém-se:

$$P_{IN} = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot f_s \cdot L} \quad (1.52)$$

Considerando que o conversor possua perdas e seu rendimento possa ser definido pela expressão (1.53):

$$\eta = \frac{P_O}{P_{IN}} \quad (1.53)$$

O dimensionamento do indutor fica determinado, então, pela expressão (1.54).

$$L = \frac{\eta \cdot V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot f_s \cdot P_O} \quad (1.54)$$

Cabe ressaltar que o desenvolvimento matemático apresentado para o cálculo desta indutância é simplificado e incorre em erros de pequena proporção como será comprovado posteriormente. Os erros estão associados à desconsideração das resistências de condução dos interruptores na formulação da expressão (1.48).

Algumas considerações devem ser realizadas em relação à manutenção do ponto de operação em condução descontínua da corrente no indutor. Através do ábaco da Fig. 1.11 pode-se observar que para cada valor de razão cíclica, no limite entre continuidade e descontinuidade (limite crítico), existe uma restrição que determina um valor mínimo de $\overline{R_c}$ e um valor mínimo instantâneo para a tensão de saída através da relação $\frac{V_o}{E}$. Desta forma, ficam determinadas as seguintes condições:

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{R_o}{2.L.f_s}} &\geq \overline{R_c} \\ \frac{V_o}{E} &\geq \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (1.55)$$

Considerando que a indutância L e a frequência f_s sejam parâmetros fixos do conversor, pode-se isolar a resistência equivalente de carga.

$$R_o \geq 2.L.f_s.\overline{R_c}^2 \quad (1.56)$$

Estas restrições são de grande importância na determinação da faixa de variação de carga admitida na saída do conversor para que seja preservada a característica de condução descontínua da corrente no indutor e, conseqüentemente, o fator de potência elevado.

A máxima ondulação de corrente sobre o indutor ocorre no ponto de máxima tensão de entrada, de forma que pode ser determinada pela expressão (1.57).

$$\Delta I_L = \frac{D.V_p}{f_s.L} \quad (1.57)$$

Admitindo que a carga seja conhecida, pode-se então determinar a tensão média de saída para uma carga específica.

$$V_o = \sqrt{P_o \cdot R_o} \quad (1.58)$$

A tensão de saída tem ondulação em 120 Hz, produzida pela tensão fornecida pelo retificador, limitada pela presença de um capacitor na saída. Este capacitor é especificado pela expressão (1.59), como sugere a bibliografia [4].

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot f_{REDE} \cdot \left(\left(V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \right)^2 - \left(V_o - \frac{\Delta V_o}{2} \right)^2 \right)} \quad (1.59)$$

1.4.3 – Cálculo do filtro de entrada

A presença de uma componente de alta frequência na corrente de entrada devido à condução descontínua da corrente no interruptor controlado leva à necessidade do uso de um filtro LC de entrada. O projeto do filtro leva em consideração [4]. O filtro tem sua frequência de corte situada uma década abaixo da frequência de comutação.

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (1.60)$$

Para que não ocorra atenuação e deslocamento de fase da tensão e corrente na frequência da rede de alimentação, a frequência de corte não deve ser situada abaixo de 50 vezes a frequência da rede de alimentação (3KHz no Brasil dada a frequência da rede de alimentação de 60Hz).

Considera-se um coeficiente de amortecimento $\zeta = 1$, de forma a manter a resposta do filtro bastante amortecida, evitando assim, oscilações, atenuações ou deslocamentos de fase. A resistência equivalente ao conversor é calculada pela seguinte expressão.

$$R_{EQ} = \frac{V_p}{I_p} \quad (1.61)$$

Sendo a corrente de pico de entrada determinada pela expressão (1.62).

$$I_P = \frac{V_p \cdot D}{L \cdot f_s} \quad (1.62)$$

Substituindo (1.62) em (1.61):

$$R_{EQ} = \frac{L \cdot f_s}{D} \quad (1.63)$$

O capacitor do filtro é então determinado pela expressão:

$$C_F = \frac{1}{2 \cdot R_{EQ} \cdot \zeta \cdot \omega_c} \quad (1.64)$$

Pode-se, então, determinar a indutância do filtro:

$$L_F = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_F} \quad (1.65)$$

1.4.4 – Considerações a respeito do fator de potência visto pela entrada

Considerando a presença do filtro que atenua a componente de alta frequência da corrente de entrada, como visto anteriormente, a corrente apresenta-se praticamente senoidal e em fase com a tensão de entrada. Esta seção visa apresentar uma dedução matemática que comprova a obtenção do fator de potência unitário.

A definição clássica do fator de potência de uma estrutura é dada pela expressão (1.66).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P_{IN}}{V_{INEF} \cdot I_{INEF}} \quad (1.66)$$

Como foi apresentado na seção 1.4.1, a corrente média de entrada do conversor para um período de comutação é dado por:

$$I_{INMEDCOM} = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)| \quad (1.67)$$

onde $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{REDE}$.

Para um período da tensão da fonte de alimentação, a corrente média de entrada é dada por:

$$I_{INMEDREDE} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{INMEDCOM} d\omega t = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L \cdot f_s} \quad (1.68)$$

Para um período da tensão da fonte de alimentação, a corrente eficaz de entrada é dada por:

$$I_{INEF} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{INMEDCOM}^2 d\omega t} = \frac{V_p \cdot D^2}{2\sqrt{2} \cdot L \cdot f_s} \quad (1.69)$$

Desta forma, a potência de entrada é dada por:

$$P_{IN} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L \cdot f_s} d\omega t = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot f_s} \quad (1.70)$$

Então, o fator de potência para o sistema, após algumas simplificações, é:

$$FP = \frac{\frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot f_s}}{\frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_p \cdot D^2}{2\sqrt{2} \cdot L \cdot f_s}} = 1 \quad (1.71)$$

1.4.5 - Projeto e simulação de conversores Buck-Boost operando como estágio pré - regulador com correção do fator de potência

Nesta seção será apresentada uma metodologia de projeto para um conversor Buck-Boost operando como estágio de correção do fator de potência.

As especificações básicas desejadas para o conversor são:

Tensão de entrada:	220V (eficaz)
Máxima ondulação da tensão de saída:	5% de V_o
Potência de saída:	80W
Rendimento do conversor:	0,9
Razão cíclica imposta:	0,5
Frequência de comutação:	30KHz
Tensão de saída:	350V

Calcula-se o indutor através da expressão (1.54) para que sejam atendidas as especificações.

$$L = \frac{\eta \cdot V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot f_s \cdot P_o} = \frac{0,9 \cdot 311,13^2 \cdot 0,5^2}{4 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 80} = 2,269 \text{mH} \quad (1.72)$$

As restrições na escolha dos parâmetros do circuito podem ser observadas a seguir.

$$\frac{V_o}{E} \geq \frac{D}{1-D} \geq 1 \quad (1.73)$$

$$R_o \geq 2 \cdot L \cdot f_s \cdot \overline{R_c}^2 \geq 2 \cdot 2,269 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 2^2 \geq 544,56 \Omega \quad (1.74)$$

Desta forma, a escolha da tensão de saída de 350V atende à primeira restrição. No entanto, no transitório de partida do conversor enquanto o capacitor de saída ainda não atingiu uma tensão superior a 311,13V, o conversor deve operar em condução contínua que irá impor elevadas correntes. Isto justifica a necessidade de utilização de limitação da corrente de partida através de algum componente auxiliar, como um NTC.

A resistência de carga para a tensão nominal de saída é dada por:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{350^2}{80} = 1.531,25 \Omega \quad (1.75)$$

A primeira restrição impõe ainda que a tensão de saída não seja inferior a tensão de pico de entrada, 311,13V. Para esta tensão, a resistência mínima de carga é de 1.089,12Ω, ou seja, 71% da resistência nominal. A Fig. 1.20 apresenta a curva de tensão média de saída em função da resistência de carga.

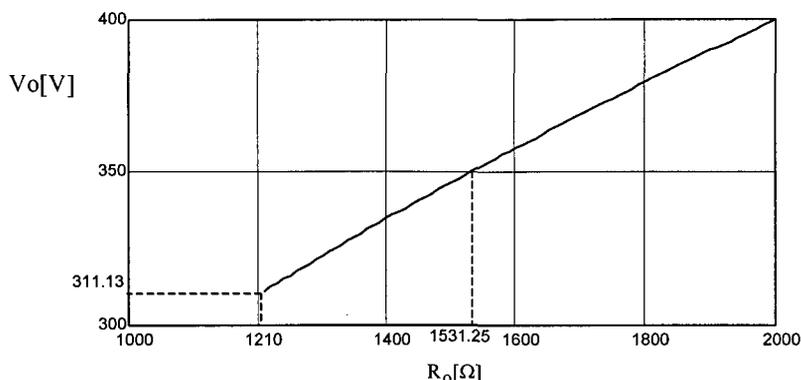


Fig. 1.20 – Tensão de saída em função da resistência de carga

Para o valor de indutância determinado, a ondulação de corrente vale:

$$\Delta I_L = \frac{D \cdot V_p}{f_s \cdot L} = \frac{0,5 \cdot 311,13}{30 \cdot 10^3 \cdot 2,269 \cdot 10^{-3}} = 2,285 \text{ A} \quad (1.76)$$

O capacitor de saída é determinado, então, de forma a limitar a ondulação de baixa frequência (120Hz) da tensão de saída obedecendo a especificação (5% de \$V_o = 17,5\text{V}\$).

$$C_o = \frac{80}{120 \cdot ((350 + 8,75)^2 - (350 - 8,75)^2)} = 54,42 \mu\text{F} \quad (1.77)$$

O filtro tem sua frequência de corte situada uma década abaixo da frequência de comutação.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = 3 \text{ KHz} \quad (1.78)$$

Este valor atende a restrição de 50 vezes a frequência da rede de alimentação [2].

A resistência equivalente de entrada do conversor é dada por:

$$R_{EQ} = \frac{L.f_s}{D} = \frac{2,269.10^{-3}.30.10^3}{0,5} = 136,14\Omega \quad (1.79)$$

O capacitor do filtro é então determinado pela expressão:

$$C_F = \frac{1}{2.R_{EQ}.\zeta.\omega_C} = \frac{1}{2.136,14.1.2.\pi.3000} = 194,84nF \quad (1.80)$$

Tomando um capacitor comercial de 220nF, pode-se, então, determinar a indutância do filtro.

$$L_F = \frac{1}{\omega_C^2 . C_F} = \frac{1}{(2.\pi.3000)^2 . 220.10^{-9}} = 12,79mH \quad (1.81)$$

A simulação digital permite comprovar os resultados obtidos. A Fig. 1.21 apresenta o circuito simulado no programa Pspice [5].

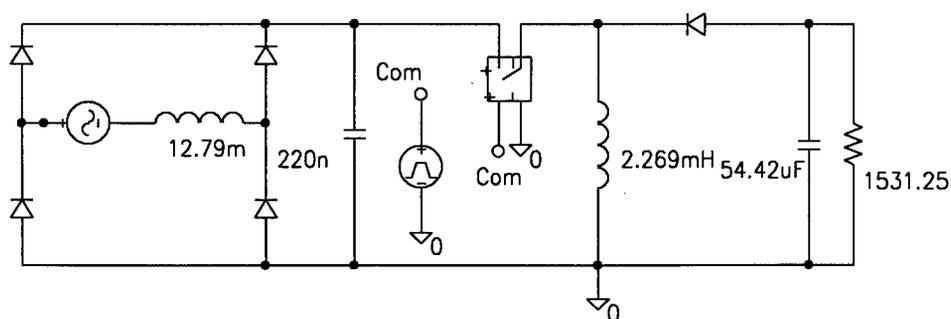


Fig. 1.21 – Circuito simulado no programa Pspice [5].

A forma de onda da Fig. 1.22 apresenta a corrente no indutor para meio período da tensão da fonte de alimentação. Observa-se descontinuidade da corrente de entrada ao longo de todo o período. A ondulação máxima de corrente é de 2,35A, adequada ao valor teórico calculado de 2,28A.

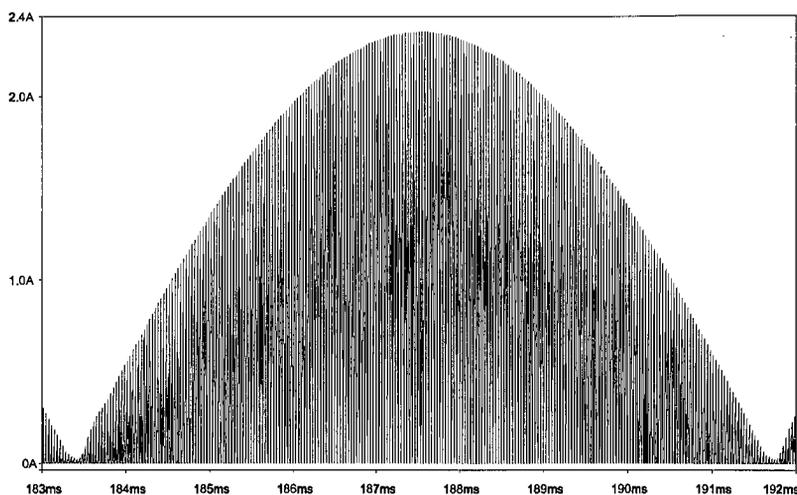


Fig. 1.22 – Corrente no indutor para meio período da tensão da fonte de alimentação.

A Fig. 1.23 é uma ampliação do trecho de máxima corrente e permite melhor observar que o conversor opera no modo de condução descontinua.

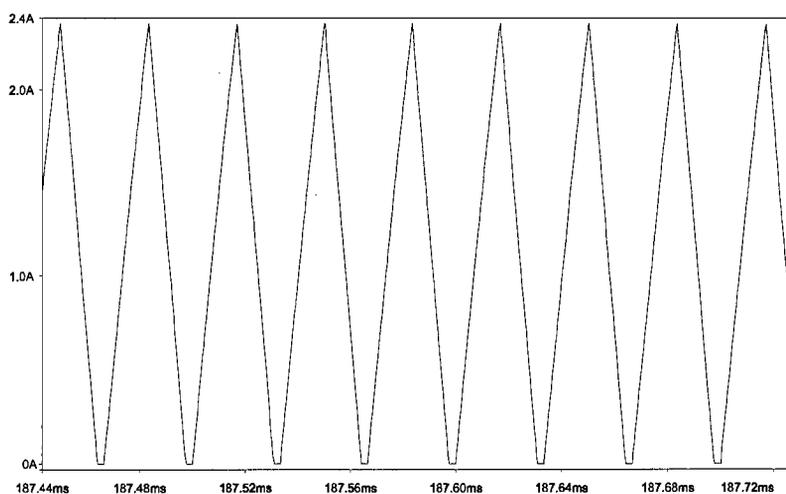


Fig. 1.23 – Corrente no indutor ampliada no trecho de seu valor máximo.

A tensão de saída pode ser observada na forma de onda da Fig. 1.24. O valor médio é de 378,95V. A ondulação é de 12,21V na frequência de 120Hz. O valor médio encontra-se acima do especificado, o que indica que o conversor está operando com potência de saída superior à especificada. A princípio, a consideração do rendimento 0,9 pode ser responsável pelo problema, o que será comprovado posteriormente.

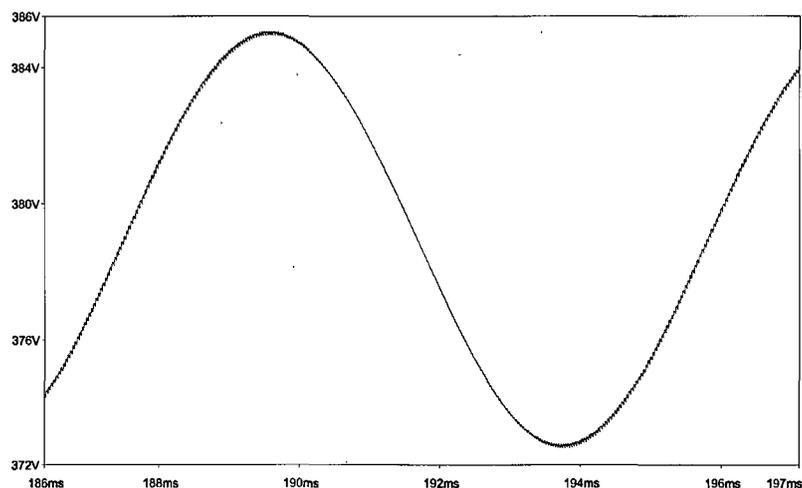


Fig. 1.24 - Tensão de saída do conversor.

De forma a caracterizar a situação de fator de potência elevado, são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada do conversor. A forma de onda de tensão aparece dividida por 311,13 para permitir melhor visualização nas escalas.

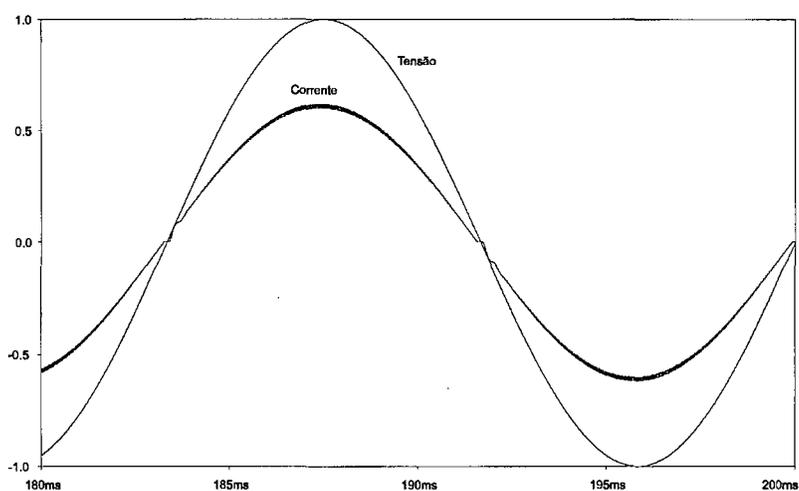


Fig. 1.25 - Tensão (dividida por 311,13) e corrente de entrada do conversor.

A Tabela 1 caracteriza algumas conclusões diretas obtidas nesta simulação:

Tabela 1 – Comparações de projeto e simulação do conversor Buck-Boost em uma primeira iteração.

Grandeza	Calculado	Simulado	Erro* [%]
Tensão média de saída [V]	350,00	378,95	8,27
Potência média de saída [W]	80,00	93,78	17,22
Potência média de entrada [W]	88,88	94,45	6,27
Rendimento	0,90	0,99	10,00
Máxima corrente no indutor [A]	2,28	2,35	3,07

$$* \text{ Erro} = \left| \frac{\text{Calculado} - \text{Simulado}}{\text{Calculado}} \right| \cdot 100 \text{ [\%]} \quad (1.82)$$

Frente aos resultados obtidos pode-se efetuar algumas conclusões diretas. A simulação numérica utiliza-se de componentes ideais, o que minimiza as perdas no sistema. Dessa forma, obtém-se rendimento. Como os cálculos faziam previsão de um rendimento menor que o obtido, o conversor está sobredimensionado em potência. Dada a característica deste conversor operar sob aplicação de potência constante na carga, a tensão média de saída acaba por elevar-se. Com estas conclusões pode-se efetuar uma segunda iteração na metodologia de projeto de forma a refinar o projeto para obter-se coerência com a simulação.

Redimensionando-se o indutor:

$$L = \frac{\eta \cdot V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot f_s \cdot P_o} = \frac{0,99 \cdot 311,13^2 \cdot 0,5^2}{4 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 80} = 2,496 \text{mH} \quad (1.83)$$

A máxima ondulação de corrente sobre este indutor será:

$$\Delta I_L = \frac{D \cdot V_p}{f_s \cdot L} = \frac{0,5 \cdot 311,13}{30 \cdot 10^3 \cdot 2,496 \cdot 10^{-3}} = 2,08 \text{A} \quad (1.84)$$

A forma de onda da Fig. 1.26 apresenta a corrente no indutor de forma a comprovar a operação no modo descontínua. O máximo valor de ondulação sobre esta corrente é de 2,13A, em conformidade com os cálculos apresentados.

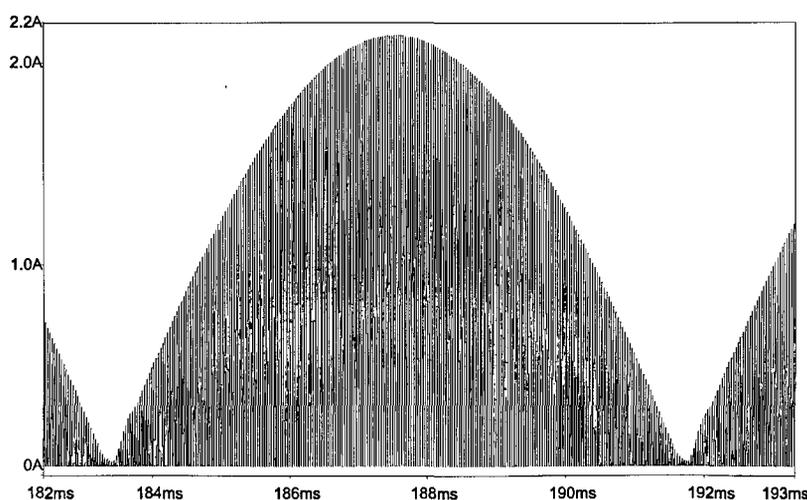


Fig. 1.26 – Corrente no indutor do conversor Buck-Boost.

A tensão de saída é apresentada na Fig. 1.27 de forma que pode-se observar um desvio do valor médio em relação ao valor especificado.

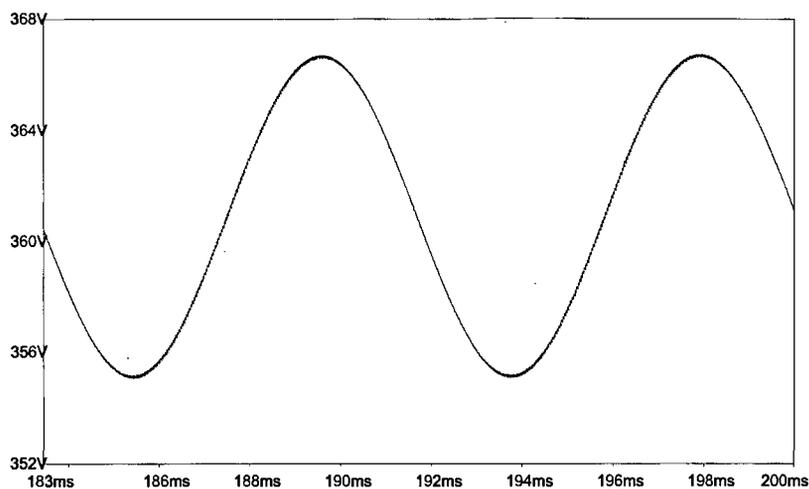


Fig. 1.27 – Tensão de saída do conversor Buck-Boost.

O conversor continua operando com fator de potência elevado como comprovam as formas de onda da Fig. 1.28.

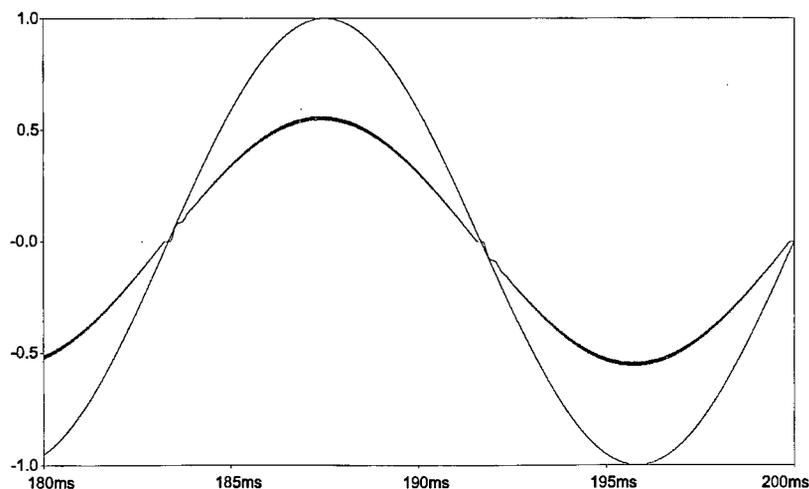


Fig. 1.28 – Tensão (dividida por 311,13) e corrente de entrada do conversor.

Pode-se comparar os resultados obtidos através da Tabela 2.

Tabela 2 – Comparações de projeto e simulação do conversor Buck-Boost em uma segunda iteração.

Grandeza	Calculado	Simulado	Erro* [%]
Tensão média de saída [V]	350,00	360,90	3,10
Potência média de saída [W]	80,00	85,06	6,32
Potência média de entrada [W]	80,80	85,56	5,89
Rendimento	0,99	0,994	0,40
Máxima corrente no indutor [A]	2,08	2,13	2,40

A observação desta tabela permite concluir que os erros foram sensivelmente reduzidos e encontram-se agora dentro de uma margem admissível, principalmente considerando-se que o equacionamento do conversor é simplificado e que incorre em erros. No entanto, estes erros não comprometem os resultados obtidos pela metodologia.

A forma de onda de corrente apresenta a seguinte distribuição harmônica.

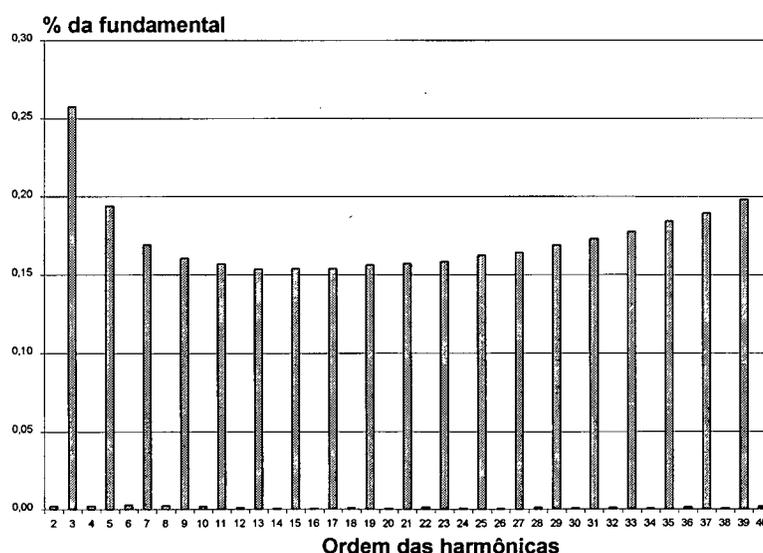


Fig. 1.29 - Análise harmônica da corrente de entrada.

A taxa de distorção harmônica desta corrente é de 0,76% e a defasagem em relação a tensão de 2,0 graus, o que confere um fator de potência total 0,9994.

A norma internacional IEC-61000-3-2 [6] aponta a seguinte tabela de distribuição harmônica para equipamentos de iluminação (classe C).

Ordem da harmônica N	Máxima corrente da componente harmônica percentual em relação a componente fundamental %
2	2
3	30. $\lambda^* = 30\%$ para FP próximo de 1
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (harmônicas ímpares apenas)	3
<i>*λ é o fator de potência do circuito</i>	

Tab. 3 - Especificação da IEC-61000-3-2 para equipamentos da classe C.

Para o projeto desenvolvido, a restrição mais severa, de 2% da fundamental corresponde a uma corrente de 11mA. A análise harmônica permite concluir que todas as componentes são extremamente menores que os limites estabelecidos.

1.4.5 – Considerações sobre a variação de carga

É natural que se espere variações de carga no conversor de forma que este passe a operar fora do ponto de operação nominal especificado. Conhecer o comportamento das principais variáveis do conversor frente às variações de carga é imprescindível.

Operando em condução descontínua, a tensão de saída em relação a tensão de entrada de pico é determinada pela seguinte expressão.

$$\frac{V_o}{V_p} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{4 \cdot L \cdot f_s}} \quad (1.85)$$

No limite de condução crítica, esta relação é:

$$\frac{V_o}{V_p} = \frac{D}{1 - D} \quad (1.86)$$

Parametrizando a expressão para condução descontínua obtém-se:

$$\overline{R}_C = \sqrt{\frac{R_o}{4.L.f_s}} \quad (1.87)$$

$$\frac{V_o}{V_p} = D.\overline{R}_C \quad (1.88)$$

Da mesma forma, o limite de condução crítica pode ser parametrizado:

$$\frac{V_o}{V_p} = \overline{R}_C - 1 \quad (1.89)$$

Em função das expressões parametrizadas, pode-se observar na Fig. 1.30 a característica de saída do conversor Buck-Boost, operando em condução descontínua aplicado na correção do fator de potência.

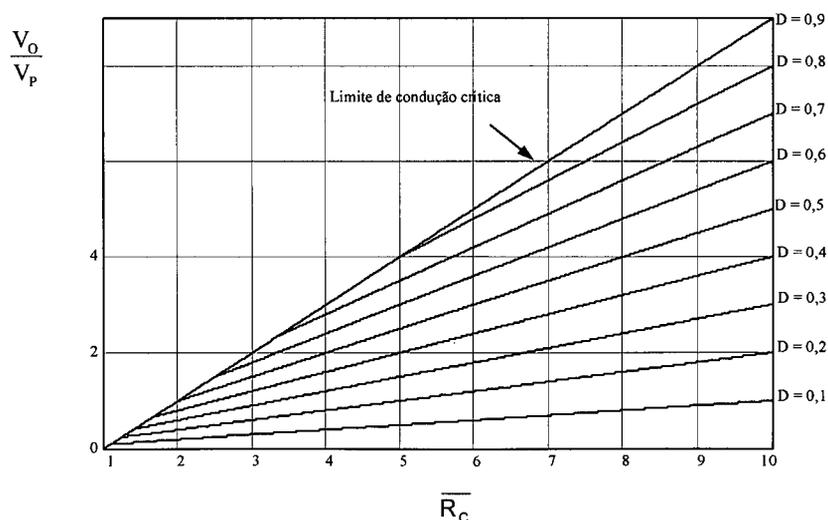


Fig. 1.30 - Característica de saída do conversor Buck-Boost operando em condução descontínua aplicado na correção do fator de potência.

A primeira importante conclusão que pode ser obtida deste ábaco refere-se ao limite de condução crítica. A escolha dos parâmetros do circuito impõe a existência de um ponto de tensão mínima para cada razão cíclica. Analisando os limites de carga apresentados em seções anteriores, percebe-se que a carga mínima é determinada pelo limite em que ainda

preserva-se condução crítica da corrente no indutor para a máxima tensão de entrada (pico). A segunda indica que a variação de carga não pode ocorrer em direção à diminuição da tensão de saída abaixo do limite crítico, caso contrário, a entrada em condução contínua deforma a corrente de entrada, degradando o fator de potência. Estas conclusões já foram apresentadas nos exemplos de projeto. Naturalmente, a carga só pode ser aumentada até níveis suportados nos dimensionamentos dos componentes, caso contrário, ocorrerão danos.

A corrente de pico de entrada e a potência de saída são dependentes unicamente do indutor, da tensão de pico de entrada, da razão cíclica e da frequência. Desta forma, estas grandezas não são afetadas pela variação de carga.

1.5 - Conclusão

Este capítulo apresentou um resumo das etapas de funcionamento e equacionamento do conversor Buck-Boost para seus diversos modos de operação da corrente sobre o indutor. Todo o equacionamento atua como ferramenta para a análise do conversor Buck-Boost operando como estágio de correção de fator de potência.

O modo de condução descontínua da corrente no indutor é escolhido devido a característica de seguidor natural da tensão de entrada. Esta característica passa a ser extremamente desejada em conversores que não se dispõem de controle para conformação da corrente de entrada no estágio de correção de fator de potência. Desta forma, observa-se que os exemplos de projeto desenvolvidos partem da característica de razão cíclica imposta, ou seja, não existe malha que modifique a razão cíclica.

Os equacionamentos realizados utilizam modelagens simplificadas, o que naturalmente incorpora erros. No entanto, a simulação digital valida a metodologia de projeto.

2. INVERSORES MEIA-PONTE RESSONANTES AUTO-OSCILANTES COM TRANSISTORES BIPOLARES COMO SEMICONDUTORES

2.1 – Introdução

O inversor de tensão em meia-ponte acionando uma carga ressonante RLC é a topologia escolhida para o desenvolvimento deste trabalho. Sua escolha deve-se à ampla disponibilidade de materiais relacionados a estes conversores, ao seu domínio em termos técnicos e a sua adequação para operação com potência até 500W. A estratégia de comando deve atender à exigência de simplicidade e baixo custo, o que viabiliza o uso da técnica de auto-oscilação. Esta técnica permite a realimentação dos sinais de comando a partir da própria corrente no circuito ressonante através de um transformador de corrente o que, além de permitir simplicidade, garante ainda que não seja necessário o uso de fontes auxiliares de alimentação. A Fig. 2.1 apresenta a topologia básica utilizada neste conversor.

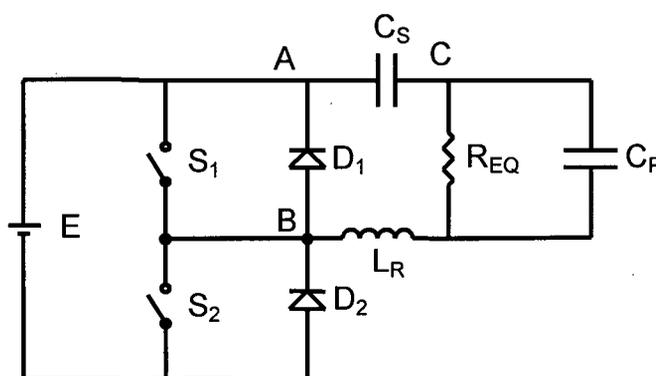


Fig. 2.1 – Topologia básica do inversor.

Os capacitores C_S e C_P e o indutor L_R compõe o circuito ressonante. A lâmpada tem sua impedância em regime permanente representada pela resistência R_{EQ} .

2.2 – Análise do inversor meia-ponte

Nesta seção serão analisados os aspectos funcionais do conversor através de suas etapas de funcionamento, de sua análise matemática e das características fundamentais no dimensionamento dos componentes.

2.2.1 – Princípio de funcionamento e descrição de etapas

Em uma etapa inicial de análise, será considerada a entrada do inversor como uma fonte de tensão constante, normalmente obtida pela saída em fonte de tensão de um estágio retificador com filtro capacitivo que seria adequadamente projetado. A ondulação da tensão de entrada será desprezada neste momento da análise.

O modelo em análise leva em consideração o uso de transistores bipolares que serão acionados por um transformador de corrente ligado ao circuito ressonante, caracterizando, desta forma, um comando auto-oscilante. O transformador pode ser saturável e terá seu funcionamento melhor descrito em seções posteriores.

A carga é composta por um circuito ressonante série – paralelo LCC, em que uma carga resistiva representa a impedância da lâmpada fluorescente em regime permanente.

Na Fig. 2.2, o capacitor C_{COM} é responsável pela redução das perdas de comutação dos interruptores de potência durante o bloqueio dos transistores.

É considerada a operação em regime permanente com uma frequência de comutação maior que a frequência de ressonância, permitindo, assim, um atraso da fundamental da corrente no circuito ressonante em relação a fundamental da tensão V_{AB} . Isto caracteriza operação com comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução do interruptor controlado, além de permitir a redução de peso e de volume dos componentes magnéticos devido à operação em alta frequência.

O funcionamento do conversor em regime permanente é caracterizado por 6 etapas distintas.

Em uma primeira etapa de funcionamento, considera-se o transistor Q_2 conduzindo, ocorrendo decrescimento da corrente sobre o indutor L_R . Através do transformador de corrente, a corrente de base do transistor Q_2 decresce até tornar-se negativa, bloqueando este transistor.

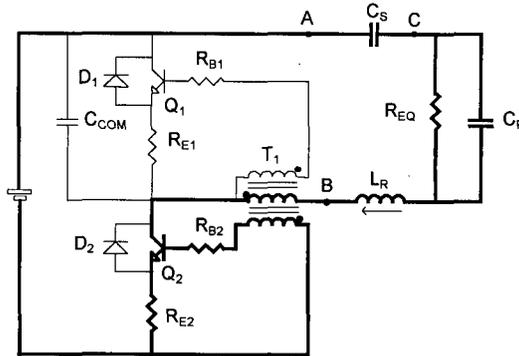


Fig. 2.2 – Primeira etapa de funcionamento.

No instante de bloqueio do transistor Q_2 , a corrente que circula no indutor L_R passa a circular pelo capacitor de comutação, até que sua tensão torne-se nula, caracterizando, assim, a segunda etapa de funcionamento.

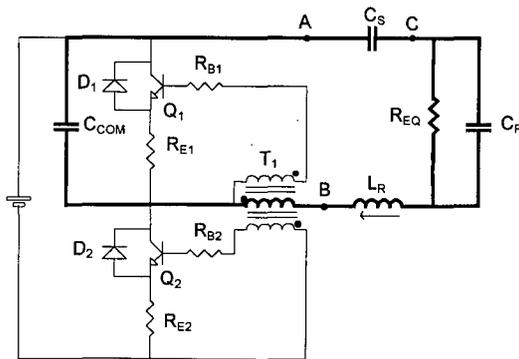


Fig. 2.3 – Segunda etapa de funcionamento.

Quando a tensão no capacitor torna-se nula, o diodo D_1 entra em condução e a corrente do indutor L_R cresce pelo circuito ressonante, caracterizando a terceira etapa de funcionamento. O crescimento desta corrente aplica uma corrente positiva na base do transistor Q_1 , habilitando sua entrada em condução.

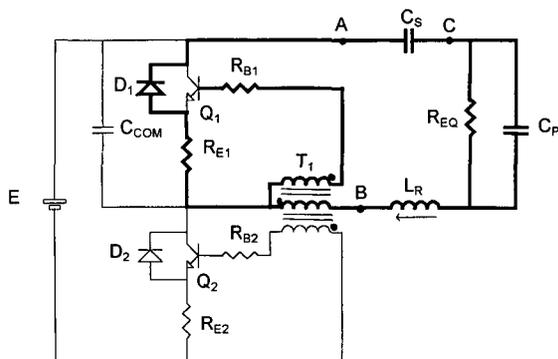


Fig. 2.4 – Terceira etapa de funcionamento.

A corrente conduzida pelo transistor Q_1 cresce pelo circuito ressonante na quarta etapa de funcionamento. Durante o período de condução deste transistor sua corrente de base decresce até zero e torna-se negativa, bloqueando-o.

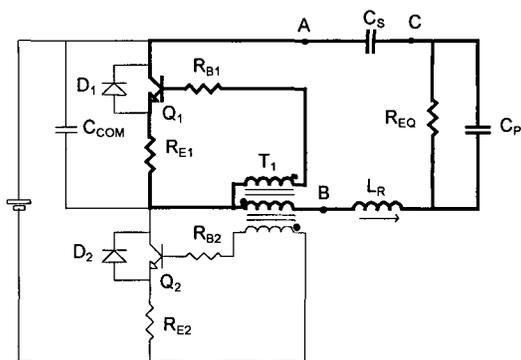


Fig. 2.5 – Quarta etapa de funcionamento.

Ocorrido o bloqueio do transistor Q_1 , a corrente no indutor L_R passa a circular pelo capacitor de comutação, fazendo que sua tensão cresça até atingir a tensão de entrada, caracterizando, assim, a quinta etapa de funcionamento.

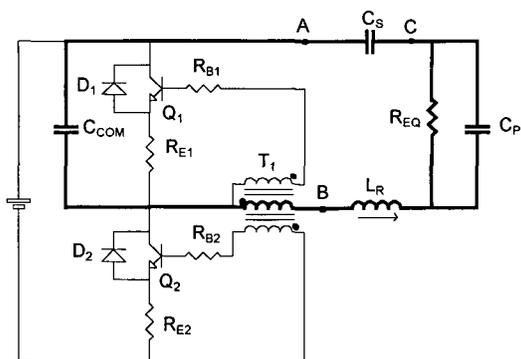


Fig. 2.6 – Quinta etapa de funcionamento.

Quando a tensão no diodo D_2 atinge zero, este entra em condução. A corrente no indutor L_R decresce até atingir zero, quando retorna-se à primeira etapa de funcionamento. Durante a condução do diodo D_2 , a corrente na base de Q_2 habilita sua entrada em condução.

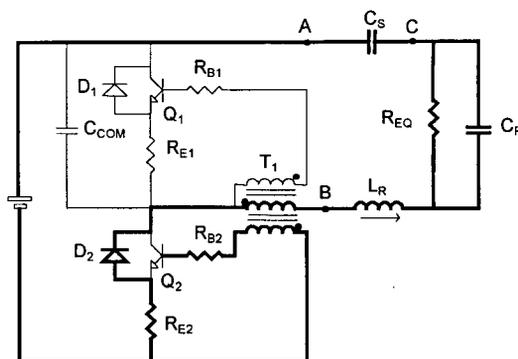


Fig. 2.7 – Sexta etapa de funcionamento.

As principais formas de onda podem ser vistas na Fig. 2.8.

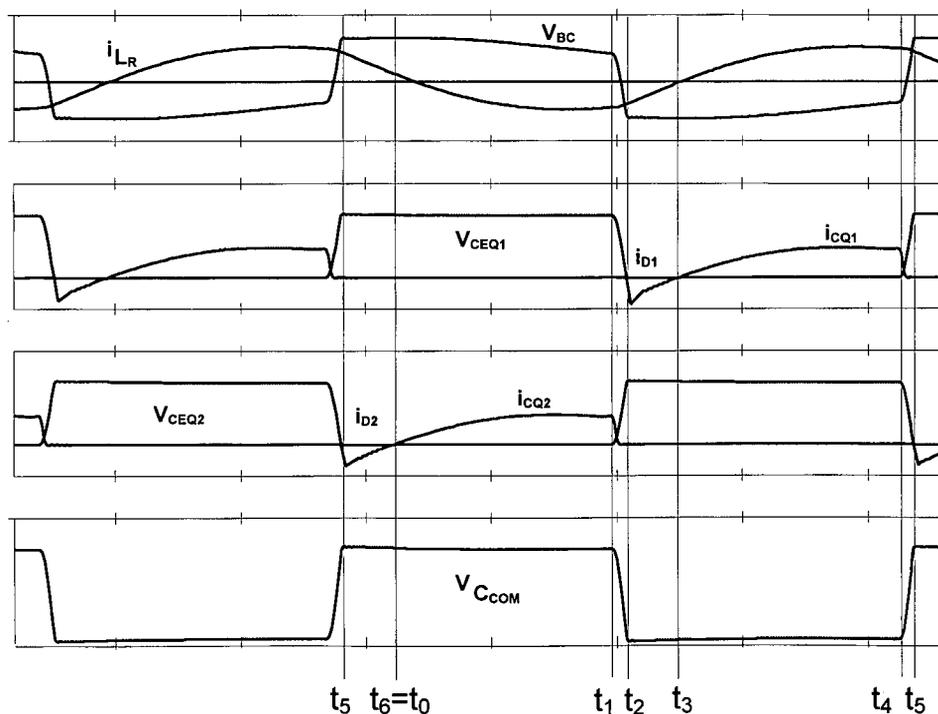


Fig. 2.8 – Principais formas de onda em regime permanente.

2.2.2 – Modelagem e análise matemática

A tensão V_{AB} aplicada pelo conversor é assimétrica, pois durante metade do período é igual a E e durante a metade seguinte é igual a zero. A existência do capacitor C_s , em série com a carga, bloqueia a componente contínua, de forma que pode-se efetuar uma análise considerando uma tensão simétrica (V_{BC} na Fig. 2.8) aplicada com valores máximo e mínimo de $+\frac{E}{2}$ e $-\frac{E}{2}$, respectivamente.

A tensão V_{AB} pode ser expressa como uma somatória infinita de termos, definida pela série de Fourier relacionada pela expressão (2.1).

$$V_{AB}(t) = \frac{4.V_P}{\pi} \left(\text{sen}(\omega.t) + \frac{1}{3}.\text{sen}(3.\omega.t) + \frac{1}{5}.\text{sen}(5.\omega.t) + \dots \right) \quad (2.1)$$

Esta série pode ser escrita, portanto, na notação de somatório, como sugere a expressão (2.2).

$$V_{AB}(t) = \frac{4.V_P}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2.n-1} \cdot \text{sen}[(2.n-1).\omega.t] \quad (2.2)$$

Investigações sugeridas por [7,8] permitem efetuar todo o desenvolvimento matemático do conversor através da consideração unicamente da componente fundamental da tensão V_{AB} . A contribuição das demais componentes harmônicas é inferior a 3,5% em relação à componente fundamental, o que viabiliza esta consideração. Para um desenvolvimento matemático mais elaborado, o autor de [7] sugere a consideração da terceira harmônica.

A lâmpada fluorescente será modelada como sendo uma resistência, dado seu comportamento em alta frequência [9]. No transitório de partida será considerada uma resistência de valor infinito e durante o regime permanente, um valor definido pela corrente e tensão eficaz da lâmpada para a potência de projeto.

É considerada uma frequência de comutação constante em toda a modelagem do inversor. Para circuitos de comando auto-oscilante que tem ponto de operação dependente da saturação de um transformador de pulsos, ocorre variação de frequência em transitórios. No entanto, em regime permanente a frequência é praticamente constante e possibilita a admissão da modelagem apresentada.

Transitório de partida

Durante o transitório de partida, a lâmpada é modelada como sendo uma resistência infinita, ou seja, um circuito aberto, como sugere o modelo da Fig. 2.9.

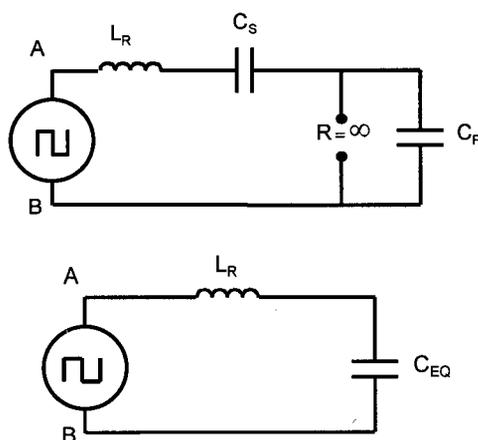


Fig. 2.9 – Modelo para o transitório de partida.

A equação de equilíbrio das tensões neste circuito pode ser representada pela expressão (2.3).

$$V_p \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) = L_R \cdot C_{EQ} \cdot \frac{d^2}{dt^2} v_{C_{EQ}}(t) + v_{C_{EQ}}(t) \quad (2.3)$$

Onde:

V_p é a amplitude da fundamental da tensão V_{AB} ;

ω_s é a frequência fundamental da tensão V_{AB} (frequência de comutação).

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 expressão (2.4).

$$f_o = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_R.C_{EQ}}} \quad (2.4)$$

Para uma frequência de comutação igual a frequência de ressonância, a solução da equação diferencial para condições iniciais nulas é dada pela equação (2.5).

$$v_{C_{EQ}}(t) = \frac{V_P}{2} .\text{sen}(\omega_o.t) - \frac{V_P.\omega_o}{2} .\text{cos}(\omega_o.t).t \quad (2.5)$$

A corrente no indutor L_R é, por sua vez, dada pela expressão (2.6).

$$i_{L_R}(t) = \frac{1}{2}.C_{EQ}.V_P.\omega_o^2 .\text{sen}(\omega_o.t).t \quad (2.6)$$

A Fig. 2.10 apresenta as formas de onda teóricas obtidas pelas expressões definidas.

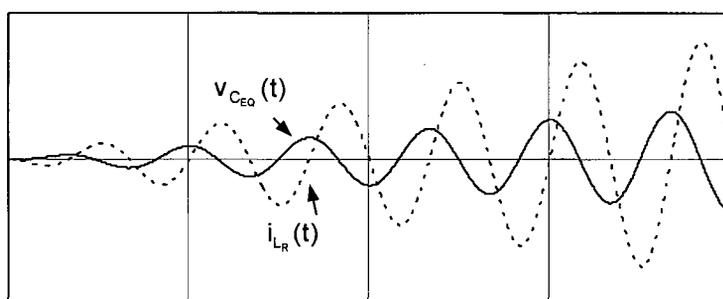


Fig. 2.10 – Soluções das equações do modelo matemático para frequência de comutação igual a frequência de ressonância.

Tanto a tensão como a corrente tendem ao infinito com o passar do tempo. Como a lâmpada fluorescente possui uma tensão de ignição elevada, definida pela sua geometria, potência e pressão, este comportamento é adequado. Em geral, a tensão de ignição fica em torno de 5 vezes a tensão eficaz de operação da lâmpada em regime permanente. Assim que é atingida a tensão de ignição, a impedância da lâmpada cai intensamente, caracterizando o final da etapa transitória de partida.

Caso a frequência de comutação diferir da frequência de ressonância, a solução da equação de tensões é dada pela expressão (2.7).

$$v_{C_{EQ}}(t) = \frac{V_P}{(L_R \cdot C_{EQ} \cdot \omega_S^2 - 1)} \left(\frac{\omega_S}{\omega_O} \cdot \text{sen}(\omega_O \cdot t) - \text{sen}(\omega_S \cdot t) \right) \quad (2.7)$$

Onde

ω_S é a frequência de comutação.

A corrente no indutor é dada pela expressão (2.8).

$$i_{L_R}(t) = \frac{V_P}{L_R \cdot C_{EQ} \cdot \omega_S^2 - 1} [\cos(\omega_O \cdot t) - \cos(\omega_S \cdot t)] \quad (2.8)$$

A Fig. 2.11 descreve o comportamento teórico da tensão e da corrente definidas.

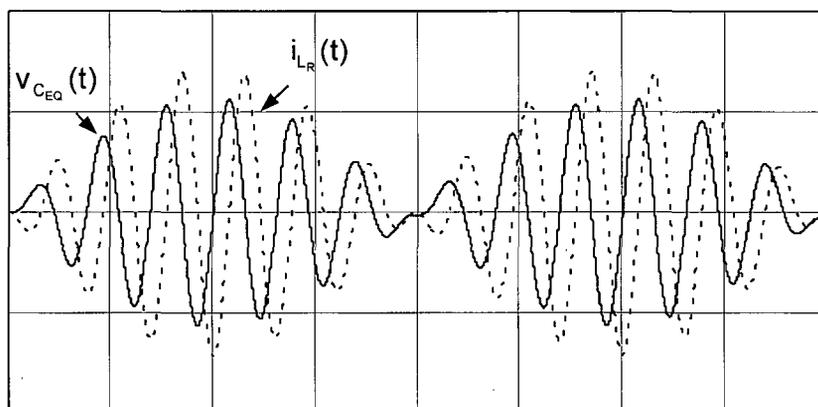


Fig. 2.11 – Solução para as equações do modelo para uma frequência de comutação ligeiramente diferente da frequência de ressonância.

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. Sendo a frequência de comutação maior que a frequência de ressonância, a corrente é atrasada em relação a tensão. Com frequências de comutação menores que a frequência de ressonância, a corrente estaria adiantada em relação a tensão.

Operação em regime permanente

Considerando o modelo da lâmpada como sendo um resistor equivalente durante a operação em regime permanente, o circuito pode ser apresentado como sugere a Fig. 2.12.

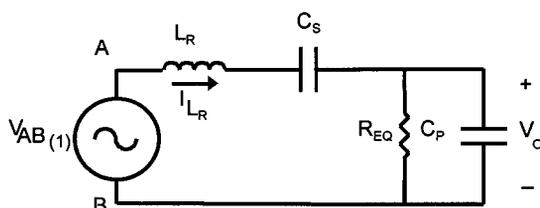


Fig. 2.12 – Modelo para operação em regime permanente.

Através da análise no domínio da frequência, a relação da tensão sobre a lâmpada e a tensão fundamental aplicada pelo inversor é dada pela expressão (2.9).

$$\frac{V_O(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{R_{EQ} \cdot C_S \cdot s}{R_{EQ} \cdot L_R \cdot C_P \cdot C_S \cdot s^3 + C_S \cdot L_R \cdot s^2 + R_{EQ} \cdot (C_P + C_S) \cdot s + 1} \quad (2.9)$$

A relação entre a corrente no indutor L_R e a tensão fundamental aplicada pelo inversor é dada pela expressão (2.10).

$$\frac{I_{L_R}(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{R_{EQ} \cdot C_S \cdot C_P \cdot s^2 + C_S \cdot s}{R_{EQ} \cdot L_R \cdot C_P \cdot C_S \cdot s^3 + C_S \cdot L_R \cdot s^2 + R_{EQ} \cdot (C_P + C_S) \cdot s + 1} \quad (2.10)$$

2.3 – Projeto e simulação do inversor meia-ponte

O projeto do conversor está associado à escolha dos componentes a partir de algumas considerações devido a um número de variáveis livres no sistema, entre elas, a escolha da frequência de ressonância e a escolha da frequência de comutação.

Serão inicialmente impostas as seguintes condições:

- Na partida, a frequência de ressonância do conjunto LCC será igual a frequência de comutação em regime permanente;
- Em regime permanente, para que a corrente esteja atrasada em relação a fundamental da tensão V_{AB} , a frequência de comutação (f_S) deve ser maior que a frequência de ressonância em regime permanente (f_{OR}).

Definindo a relação (2.11):

$$F = \frac{f_S}{f_{OR}} \quad (2.11)$$

Considera-se que durante a partida, a frequência de ressonância pode ser escrita pela expressão (2.12).

$$f_{OP} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \cdot \left(\frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P} \right)}} \quad (2.12)$$

A frequência de ressonância em regime permanente pode ser aproximada pela expressão (2.13), já que a impedância da lâmpada é muito menor que a impedância do capacitor C_P .

$$f_{OR} \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \cdot C_S}} \quad (2.13)$$

Como a frequência de ressonância na partida é igual a frequência de comutação, pode-se substituir (2.12) e (2.13) em (2.11), de forma que:

$$F = \frac{f_S}{f_{OR}} = \frac{\frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \cdot \left(\frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P} \right)}}}{\frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \cdot C_S}}} = \sqrt{\frac{C_S + C_P}{C_P}} \quad (2.14)$$

Isolando-se a capacitância C_P :

$$C_P = \frac{C_S}{F^2 - 1} \quad (2.15)$$

A indutância L_R pode ser definida através da equação da frequência de ressonância na partida:

$$L_R = \frac{1}{\left(\frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P}\right) \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_S)^2} \quad (2.16)$$

Na expressão da relação de tensão sobre a lâmpada pela componente fundamental da tensão V_{AB} , para a frequência de comutação, em regime permanente, sendo tomado seu módulo e substituindo-se os demais parâmetros pode-se determinar uma relação para C_S .

$$\left| \frac{V_O(j\omega_S)}{V_{AB}(j\omega_S)} \right| = \frac{R_{EQ} \cdot C_S \cdot \omega_S}{\sqrt{\left(1 - C_S \cdot L_R \cdot \omega_S^2\right)^2 + \left[R_{EQ} \cdot \omega_S \cdot (C_P + C_S - L_R \cdot C_P \cdot C_S \cdot \omega_S^2)\right]^2}} \quad (2.17)$$

$$C_S = (F^2 - 1) \cdot \frac{V_{OEF}}{V_{ABEF}} \cdot \frac{1}{R_{EQ} \cdot \omega_S} \quad (2.18)$$

Onde:

V_{OEF} e V_{ABEF} são os valores eficazes da tensão sobre a lâmpada e da tensão da componente fundamental da tensão V_{AB} aplicada pelo inversor, respectivamente.

Definindo as constantes k_1 e k_2 , necessárias às parametrizações dos valores dos componentes, tem-se:

$$k_1 = \frac{1}{\omega_S \cdot R_{EQ}} \cdot \frac{V_{OEF}}{V_{ABEF}} \quad (2.19)$$

$$k_2 = \frac{R_{EQ}}{\omega_S} \cdot \frac{V_{ABEF}}{V_{OEF}} \quad (2.20)$$

Os componentes parametrizados adquirem as expressões (2.21), (2.22) e (2.23), seguidas de seus ábacos de projeto.

$$C_{SPARAM} = \frac{C_S}{k_1} \quad (2.21)$$

$$C_{PPARAM} = k_1 \quad (2.22)$$

$$L_{RPARAM} = \frac{L_R}{k_2} \quad (2.23)$$

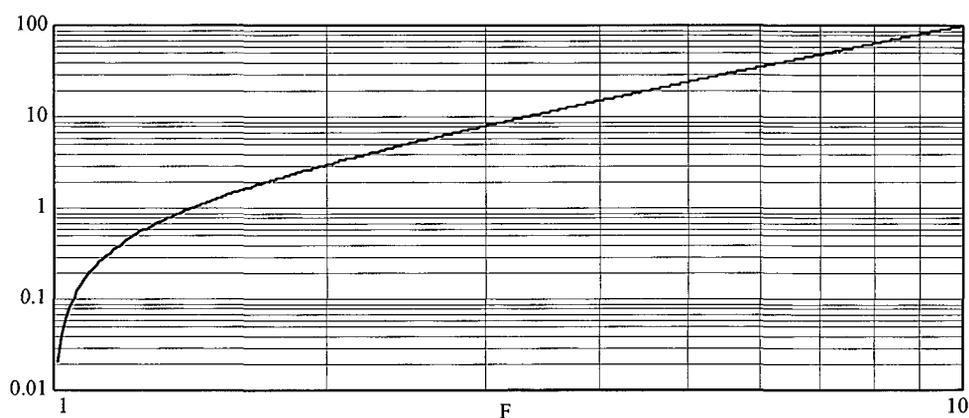


Fig. 2.13 – Ábaco para determinação da capacitância C_S parametrizada.

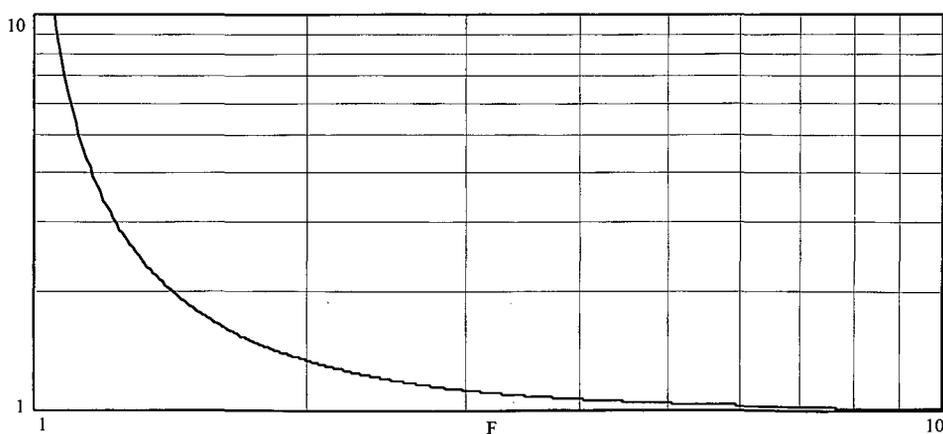


Fig. 2.14 – Ábaco para determinação da indutância L_R parametrizada.

A escolha da relação F está diretamente associada à distorção harmônica da corrente aplicada à lâmpada e às correntes reativas circulantes no circuito. Quanto menor for a relação F , menor será a distorção harmônica da corrente aplicada à lâmpada e menores serão as correntes reativas circulantes nos interruptores. Isto implica em menores perdas nos interruptores.

A tensão eficaz sobre a lâmpada e a corrente eficaz no indutor L_R são independentes da relação F , assim como seus respectivos ângulos de deslocamento em relação a componente fundamental da tensão V_{AB} . Estas grandezas podem ser determinadas através das funções de transferência de regime permanente anteriormente apresentadas.

A observação das curvas apresentadas permite ainda concluir que o aumento da relação N produz uma grande elevação da capacitância C_S . No entanto, o aumento da relação N não produz variações consideráveis na indutância L_R .

2.3.1 – Exemplo de projeto de um inversor

Seguem as especificações para um exemplo de projeto do inversor:

Tensão de entrada (E):	300V
Frequência de comutação (f_s):	30 KHz
Tensão eficaz em regime permanente sobre a lâmpada (V_{LEEF}):	104V
Corrente eficaz em regime permanente sobre a lâmpada (I_{LEEF}):	0,42A

O resistor equivalente pode, então, ser calculado pela expressão (2.24).

$$R_{EQ} = \frac{V_{LEEF}}{I_{LEEF}} = \frac{104}{0,42} = 247,61\Omega \quad (2.24)$$

A amplitude da componente fundamental da tensão de entrada é dada pela expressão (2.25).

$$V_{AB} = \frac{4.E}{2.\pi} = 191V \quad (2.25)$$

Escolhe-se uma relação $N=2$, de forma a minimizar a distorção harmônica da corrente sobre a lâmpada e as perdas nos interruptores. Através dos ábacos de projetos dos componentes C_S e L_R , obtém-se:

$$C_{SPARAM} = 3$$

$$L_{RPARAM} = 1,333$$

Calculando-se o valor das constantes k_1 e k_2 :

$$k_1 = \frac{1}{\omega_s \cdot R_{EQ}} \cdot \frac{V_{OEF}}{V_{ABEF}} = \frac{1}{2.\pi.30.10^3 \cdot 247,61} \cdot \frac{104}{\frac{191}{\sqrt{2}}} = 16,5.10^{-9} \quad (2.26)$$

$$k_2 = \frac{R_{EQ}}{\omega_s} \cdot \frac{V_{ABEF}}{V_{OEF}} = \frac{247,61}{2.\pi.30.10^3} \cdot \frac{\sqrt{2}}{104} = 1,71.10^{-3} \quad (2.27)$$

Desta forma, ficam determinados os componentes do circuito ressonante:

$$C_p = k_1 = 16,5nF$$

$$C_s = k_1 \cdot C_{SPARAM} = 49,5nF$$

$$L_R = k_2 \cdot L_{RPARAM} = 2,28mH$$

2.3.2 – Simulação numérica

Nesta seção serão realizadas simulações digitais do conversor a partir das especificações e comparações com os resultados para o modelo matemático.

Transitório de partida

O modelo matemático mostra que a tensão sobre a lâmpada e a corrente sobre o indutor para uma frequência de comutação igual a frequência de ressonância são dadas por:

$$v_o(t) \cong v_{C_{EQ}}(t) = \frac{V_P}{2} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) - \frac{V_P \cdot \omega_o}{2} \cdot \text{cos}(\omega_o \cdot t) \cdot t \quad (2.28)$$

$$i_{L_R}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{EQ} \cdot V_P \cdot \omega_o^2 \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \cdot t \quad (2.29)$$

A representação gráfica destas funções pode ser vista na Fig. 2.15.

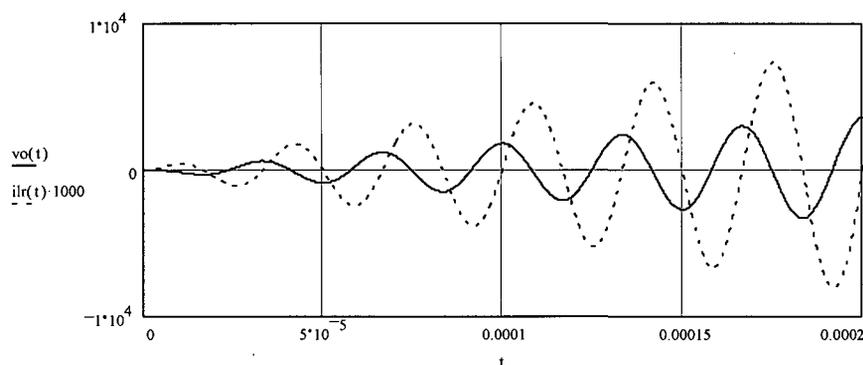


Fig. 2.15 – Tensão sobre a lâmpada e corrente no indutor L_R resultado para o modelo matemático ($f_s = f_o$).

A simulação digital permite comprovar o modelo matemático, como demonstra a Fig. 2.16.

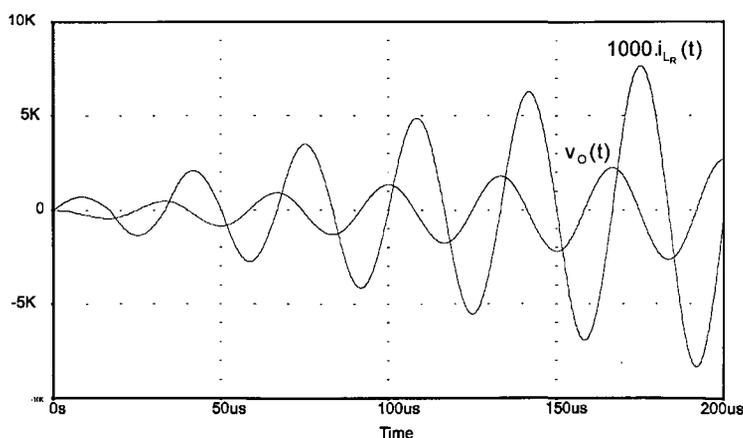


Fig. 2.16 – Tensão na lâmpada e corrente no indutor L_R – resultado de simulação.

Considerando agora que seja utilizada uma frequência de comutação diferente da frequência de ressonância, por exemplo, 35 KHz, as funções matemáticas apresentam o comportamento apresentado na Fig. 2.17. A diferença entre as frequências produz o fenômeno de batimento.

$$v_{C_{EQ}}(t) = \frac{V_P}{(L_R \cdot C_{EQ} \cdot \omega_S^2 - 1)} \left(\frac{\omega_S}{\omega_O} \cdot \text{sen}(\omega_O \cdot t) - \text{sen}(\omega_S \cdot t) \right) \quad (2.30)$$

$$i_{L_R}(t) = \frac{V_P \cdot \omega_S}{L_R \cdot (\omega_S^2 - \omega_O^2)} [\cos(\omega_O \cdot t) - \cos(\omega_S \cdot t)] \quad (2.31)$$

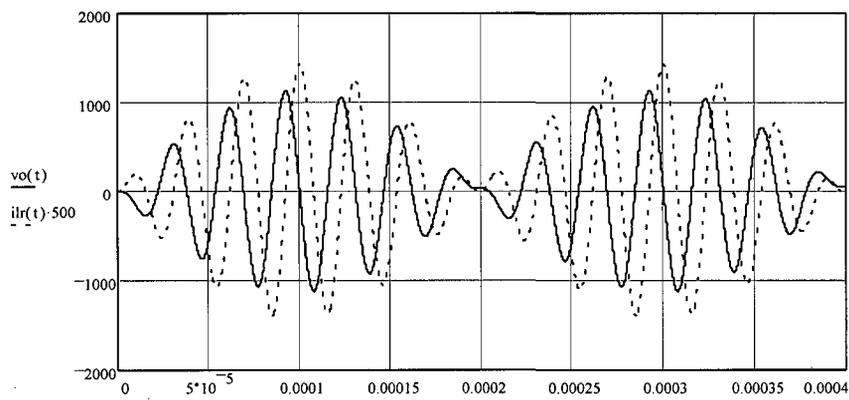


Fig. 2.17 – Tensão na lâmpada e corrente no indutor L_R resultado para o modelo matemático (f_S diferente de f_O).

A simulação digital permite comprovar o modelo, como apresenta a Fig. 2.18.

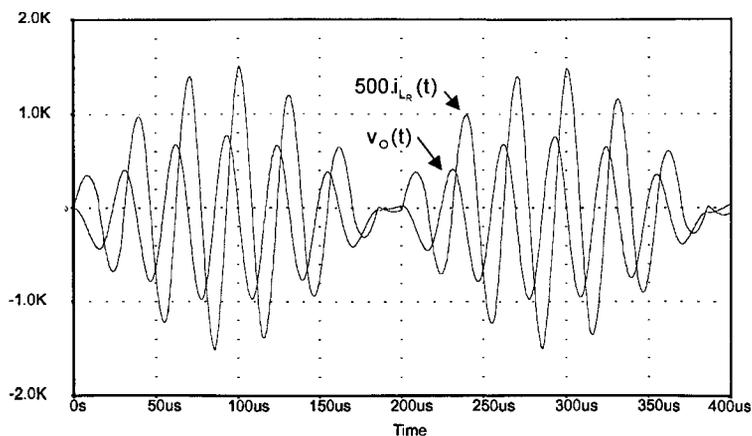


Fig. 2.18 – Tensão na lâmpada e corrente no indutor L_R – resultado de simulação.

Regime permanente

A simulação numérica permite observar os valores da tensão e da corrente sobre a lâmpada em regime permanente. A Fig. 2.19 apresenta a tensão sobre a lâmpada. O valor de pico é de 150,91V, o que corresponde a uma tensão eficaz de 104,14V, em concordância com a especificação de 104V.

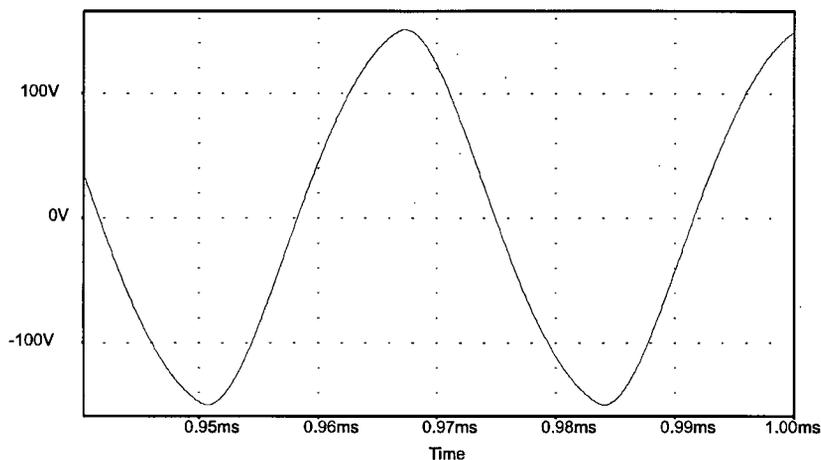


Fig. 2.19 – Tensão na lâmpada para operação em regime permanente.

A corrente sobre a lâmpada pode ser vista na Fig. 2.20. O seu valor de pico é de 609,46mA, o que corresponde a uma corrente eficaz de 420,89mA, em concordância com a especificação de 420mA.

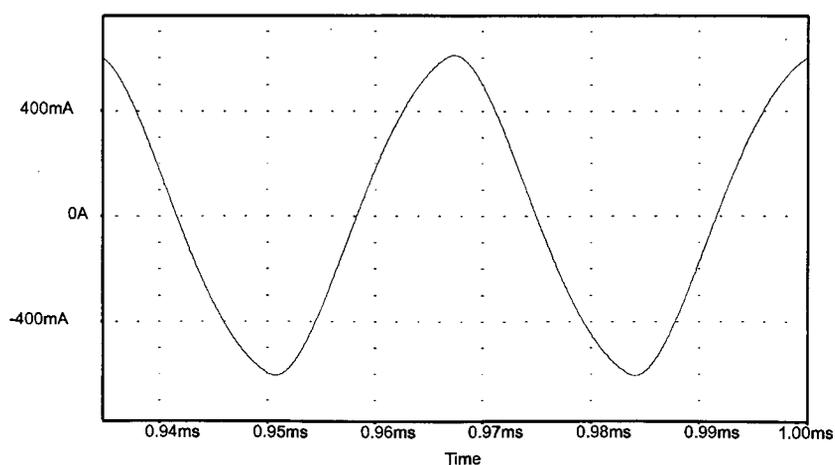


Fig. 2.20 – Corrente na lâmpada para operação em regime permanente.

É possível, ainda, verificar que as formas de onda de tensão e de corrente são praticamente senoidais, ou seja, possuem pequena distorção harmônica, o que é uma característica desejada na operação da lâmpada.

2.4 – Projeto do circuito de comando auto-oscilante

O cálculo de transformadores de pulsos saturáveis para aplicação em reatores eletrônicos é uma rotina empírica baseada em várias considerações de forma a tentar reduzir ao máximo as variáveis livres do sistema. A elevada complexidade do modelo real, considerando o transformador saturável e todos os fenômenos do transistor bipolar, torna inviável a constituição de uma rotina matemática de projeto que seja precisa e eficiente. No entanto, o cálculo aproximado e eventuais ajustes práticos por simulação numérica (projeto auxiliado por computador) ou mesmos ajustes em bancada, fornecem resultados coerentes.

2.4.1 – Modelagem do circuito de comando auto-oscilante

O circuito do reator eletrônico, incluindo o comando auto-oscilante, pode ser visto na Fig. 2.21.

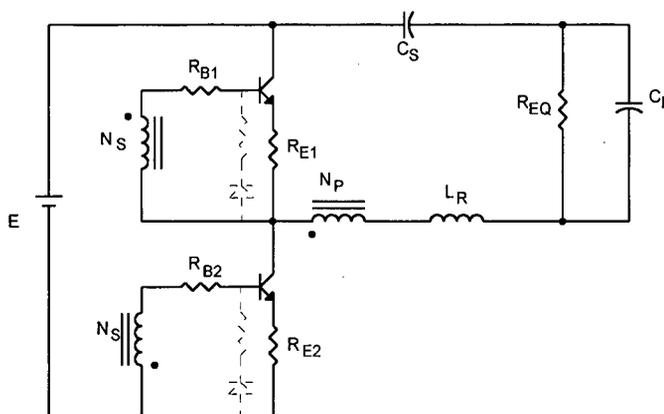


Fig. 2.21 – Circuito completo do reator para análise.

Considerando que o conversor esteja operando em regime permanente, sua corrente no ramo ressonante pode ser aproximada por uma fonte de corrente. Uma parcela desta corrente circula pela corrente magnetizante, enquanto outra parte circula pelo circuito de comando dos interruptores. A corrente magnetizante é responsável pela saturação do transformador de pulsos. O circuito equivalente pode ser observado na Fig. 2.22

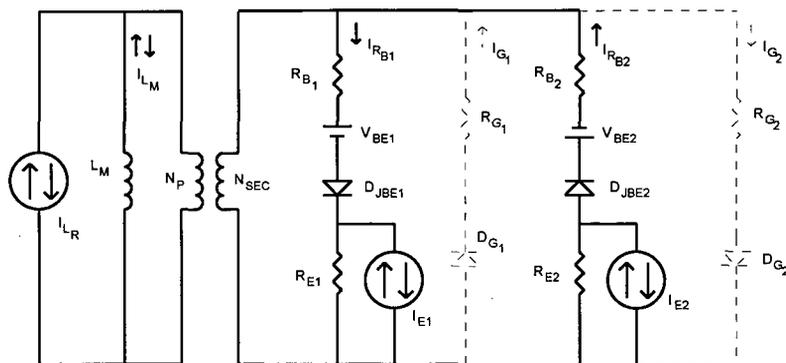


Fig.22 – Modelo analisado para o circuito de comando.

Os componentes em linha pontilhadas (resistor e diodo) não aparecem em todos os circuitos de comando. Este dispositivos permitem grampear a tensão reversa sobre a junção base – emissor de acordo com as características do interruptor utilizado. Em circuitos em que se utilizem este componentes, torna-se necessário sua consideração no projeto dos componentes do circuito de comando.

A expressão (2.32) define a corrente que flue na base do transistor em condução.

$$i_{R_{B1}}(t) = \frac{\frac{N_{SEC}}{N_P} \cdot v_{L_M}(t) - V_{BE} - V_{RE}}{R_B} \quad (2.32)$$

Onde:

R_B é a resistência de base do circuito de comando.

A expressão (2.33), por sua vez, apresenta a corrente no circuito de grampeamento de tensão reversa da junção base – emissor.

$$i_G(t) = \frac{\frac{N_{SEC}}{N_P} \cdot v_{L_M}(t) - V_D}{R_B + R_G} \quad (2.33)$$

Onde,

R_G é a resistência em série com o diodo;

V_D é a queda de tensão em condução do diodo.

Os detalhes de projeto serão abordados posteriormente.

2.4.2 – A rotina de projeto

A escolha do material magnético utilizado no núcleo do transformador e do transistor bipolar são condições iniciais imprescindíveis no cálculo dos componentes do circuito de comando auto-oscilante. O material magnético trabalha sob condição de saturação controlada por projeto, o que implica na necessidade de utilização de materiais adequados a esta aplicação. Em termos ideais, estes materiais devem apresentar curva de magnetização ($B \times H$) o mais vertical possível e laço de histerese o mais estreito possível.

A escolha do transistor faz-se frente às elevadas solicitações em tensão, apesar de pequenas correntes de coletor, além de tempos de bloqueio reduzidos devido a comutação em alta frequência.

As seguintes formas de onda são apresentadas qualitativamente para facilitar o entendimento da seqüência de projeto.

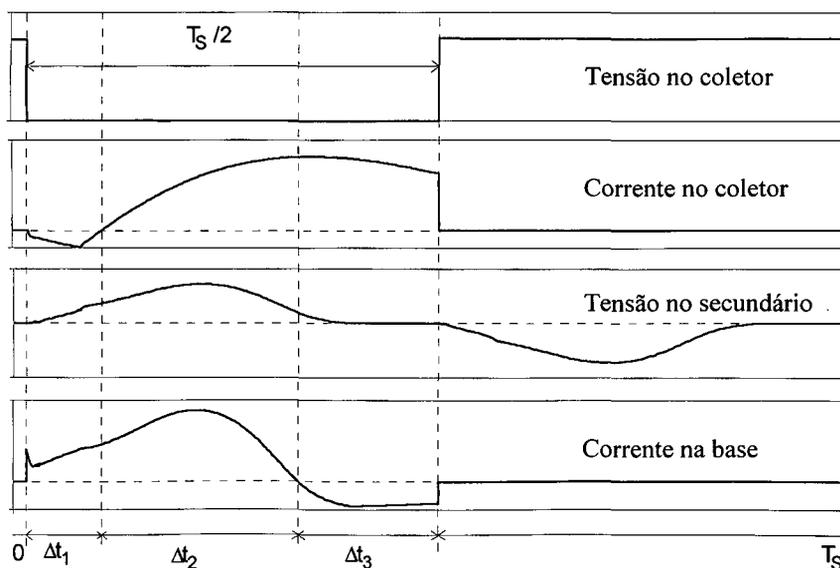


Fig. 2.23– Formas de onda qualitativas [7].

A evolução da corrente de base no intervalo Δt_2 demonstra o fenômeno de saturação do material magnético. Observando o momento em que ocorre a saturação, percebe-se que o enrolamento do primário está submetido a uma determinada corrente que tem seu valor exato dificilmente calculado devido aos parâmetros gerais e às não-linearidades do circuito. Uma aproximação inicial faz-se com metade da corrente de pico no indutor ressonante. Esta primeira iteração permite determinar os componentes do circuito de comando e verificar a frequência aproximada do conversor. Caso não seja satisfeita a frequência desejada, atua-se sobre o circuito de comando de forma a efetuar a correção, como será apresentado posteriormente.

A corrente na indutância magnetizante do primário e que efetivamente produz a saturação do núcleo, é determinada pela expressão (2.34).

$$i_{L_M}(t) = i_{L_R}(t) - i_B(t) - i_G(t) \quad (2.34)$$

Onde,

$i_{L_M}(t)$ é a corrente na indutância magnetizante;

$i_{L_R}(t)$ é a corrente no ramo ressonante;

$i_B(t)$ é a composição das correntes de base dos transistores;

$i_G(t)$ é a composição das correntes circulando no circuito de grampeamento.

Obviamente, são de difícil determinação os valores instantâneos das correntes no momento da saturação. Faz-se, então, uma aproximação pelo valor de pico da corrente no indutor ressonante e pelo valor de pico da corrente de base desejada. O número de espiras do primário é, então, determinado pela expressão (2.35) para que a saturação do núcleo ocorra no ponto desejado.

$$N_P = \frac{H_{SAT} \cdot I_E}{I_{L_M}} \quad (2.35)$$

Onde:

N_P é o número de espiras do primário;

H_{SAT} é a intensidade de campo de saturação do núcleo;

l_E é o comprimento médio do circuito magnético.

A relação de espiras entre primário e secundários é uma variável livre que pode eventualmente ser utilizada para ajustar a corrente de base do transistor. Nesta análise, freqüentemente, esta relação será referida como unitária.

Um circuito de comando de boa qualidade deve possibilitar a saturação do transistor dentro de uma região em que se pudesse obter pequenas quedas de tensão entre coletor e emissor, caracterizando pequenas perdas de condução deste dispositivo, além de limitar a corrente de base de forma que não ocorra saturação excessiva, o que ocasionaria uma elevação nos tempos de bloqueio devido a elevação do tempo de estocagem. O tempo de estocagem é definido como o tempo necessário para a retirada dos portadores da junção base-emissor através de uma corrente negativa de base para que, enfim, ocorra o corte da corrente de coletor.

A simplificação do circuito de comando auto-oscilante, no entanto, não permite um controle muito preciso da corrente de saturação e da corrente de retirada dos portadores, de forma que algumas aproximações serão desenvolvidas para a justificativa da rotina de projeto.

Considerando que o projeto do reator eletrônico visa apresentar uma corrente no indutor ressonante o mais próximo possível de uma senóide, pode-se efetuar uma aproximação da tensão sobre o enrolamento primário através da fundamental da corrente I_{L_R} .

A indutância apresentada pelo enrolamento primário é função das características físicas do núcleo e pode ser aproximada pela expressão (2.36).

$$L_P = \frac{N_P^2 \cdot A_E \cdot \mu}{l_E} \quad (2.36)$$

Onde:

A_E é a área da seção transversal do núcleo;

μ é a permeabilidade do núcleo na região não-saturada.

A tensão sobre o enrolamento secundário é definida pela expressão (2.37).

$$V_{SEC_p} = \frac{N_{SEC}}{N_p} \cdot L_p \cdot \frac{dI_{L_R}}{dt} = \frac{N_{SEC}}{N_p} \cdot L_p \cdot I_{L_{RPICO}} \cdot \omega_s \cdot \cos\left(\frac{\omega_s \cdot \Delta t_2}{2}\right) \quad (2.37)$$

Onde:

$\frac{N_{SEC}}{N_p}$ é a relação de transformação primário/secundário;

Δt_2 é o tempo da etapa 2 em que o transformador satura.

O tempo Δt_2 é definido como o tempo entre o instante em que a corrente no indutor ressonante cruza por zero, crescendo até a saturação no núcleo, então atingindo o momento em que a corrente de base cruza por zero. Este tempo pode ser determinado de forma aproximada pela expressão (2.38).

$$\Delta t_2 = \frac{2}{\omega_s} \cdot \arcsen\left(\frac{I_{SAT}}{I_{L_{RPICO}}}\right) \quad (2.38)$$

Onde:

I_{SAT} é a corrente em que ocorre a saturação do núcleo, aqui aproximada pela metade da corrente de pico no indutor ressonante em uma primeira iteração. Deve-se observar que ambas as correntes referem-se à corrente no indutor ressonante.

A resistência de base pode, então, ser determinada pela expressão (2.39).

$$R_B = \frac{V_{SECp} - V_{BE} - V_E}{I_{B1}} \quad (2.39)$$

Onde:

V_{BE} é a queda de tensão base-emissor;

V_E é a queda de tensão no resistor de emissor utilizado para produzir estabilidade térmica do ganho forçado do transistor;

I_{B1} é a corrente de base direta de pico do transistor desejada para permitir entrada na região de saturação com o menor tempo de estocagem possível.

A queda de tensão no resistor de emissor é determinada em função da resistência calculada e da corrente instantânea neste componente. Uma regra prática para sua determinação é manter a tensão do resistor de emissor igual a V_{CESAT} (em torno de 1V) e garantir que as perdas neste resistor sejam pequenas o suficiente para que não seja comprometido o rendimento do conversor.

$$R_E = \frac{V_{CESAT}}{I_E} \cong \frac{1}{I_{LRPICO}} \quad (2.40)$$

A perda neste resistor pode ser calculada:

$$P_{R_E} \cong R_E \cdot I_{LRPICO}^2 \quad (2.41)$$

No cálculo do resistor de base, a queda de tensão no resistor de emissor é realizada com a corrente no circuito ressonante no momento da saturação, que nesta iteração é metade da corrente de pico do indutor ressonante.

A duração do intervalo Δt_3 , em que ocorre a descarga dos portadores da junção base-emissor, pode ser aproximada pelos dados de catálogo do transistor nas condições de I_{B1} e I_{B2} descritos em (2.39) e (2.42).

$$I_{B2} = \frac{V_{BE}}{R_B} \quad (2.42)$$

A inclusão de um diodo rápido em paralelo com o resistor de base permite maximizar a corrente de descarga dos portadores, diminuindo o tempo de estocagem do transistor. Os transistores para comutação de tensões elevadas possuem região de base com largura considerável, de forma que o tempo de estocagem fica em torno de alguns microssegundos [7]. Novas tecnologias de transistores bipolares incluem circuitos que evitam a sobressaturação do transistor, minimizando o tempo de estocagem [10].

Após o intervalo Δt_3 de saturação do núcleo, a corrente no indutor ressonante cai, o que retira a condição de saturação no núcleo de forma que novamente surge uma tensão induzida no secundário, agora com polaridade que viabiliza a entrada em condução do outro transistor do braço do inversor. O intervalo Δt_1 é caracterizado por este instante até a entrada em condução do interruptor complementar do braço, ou seja, o tempo de condução do diodo em anti-paralelo com este interruptor. A duração deste intervalo pode ser aproximada pela expressão (2.43).

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \arcsen\left(\frac{I_F}{I_{L_{RPCO}}}\right) \quad (2.43)$$

Onde:

I_F é a corrente no indutor ressonante no final do intervalo de tempo Δt_3 , ou seja, o instante de corte do interruptor controlado.

A corrente no instante de corte do interruptor controlado pode ser aproximada pela expressão (2.44).

$$I_F = I_{L_{RPCO}} \cdot \text{sen}[\omega_s \cdot (\Delta t_2 + \Delta t_3)] \quad (2.44)$$

Onde:

ω_s é a frequência angular da corrente no indutor ressonante.

A somatória dos intervalos Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 permite obter a duração da metade do período de comutação do conversor, de forma que, ajustes na relação de transformação e no resistor de base permitem obter o período de comutação desejado, como demonstra a expressão (2.45). Um aumento na resistência de base aumenta a corrente magnetizante, o que leva à saturação do núcleo mais cedo, aumentando a frequência de comutação do sistema. A relação de transformação do transformador de pulsos não é neste momento tratada como uma variável de ajuste já que a alteração no número de espiras de primário e do secundário produz modificações significativas na operação do circuito de comando e devem ser estudadas com cautela.

Eventualmente, todos os componentes do circuito podem sofrer variações paramétricas, o que incorreria em novos erros, de forma que ajustes nos componentes do circuito ressonante também podem trazer bons resultados.

O desenvolvimento apresentado utiliza aproximação pelos valores de pico das correntes de coletor e de base direta, o que insere erros que poderão ser ajustados por simulação em projetos com auxílio por computador, ou mesmo ajustes de bancada.

$$f_s = \frac{1}{2.(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} \quad (2.45)$$

2.4.3 – Modelagem do núcleo magnético para o programa Pspice

Devido a falta de modelos de núcleos magnéticos saturáveis nas bibliotecas do programa Pspice [5], foi necessário o levantamento do modelo aproximado. Através do circuito apresentado na Fig. 2.24 foi levantado a curva de histerese do material magnético.

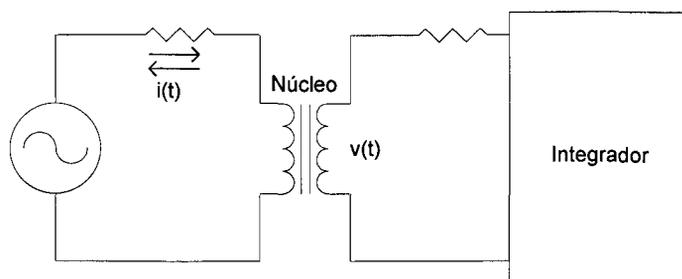


Fig. 2.24 – Circuito para levantamento da curva de histerese [11].

A intensidade de campo H é proporcional à corrente $i(t)$ como descreve a expressão (2.46). O número de espiras N_e é uma constante e l_E é o comprimento médio do caminho magnético e, portanto, uma característica física do núcleo.

$$H = \frac{N_e I}{l_E} \quad (2.46)$$

A densidade de fluxo B , por sua vez, é função da integral da tensão $v(t)$, daí a necessidade de uso de um integrador para o levantamento da curva de histerese. O termo A_E é a área da seção transversal do núcleo magnético, constituindo assim um aspecto construtivo do núcleo.

$$B = \frac{1}{N_e A_E} \int v(t) dt \quad (2.47)$$

O transformador foi construído com um núcleo toroidal modelo NT15 com material TH50 do fabricante Thornton.

Através da simulação deste circuito no programa Pspice foi levantada a curva de histerese. A escolha dos parâmetros do modelo do núcleo foi realizada por tentativa e erro baseada na sensibilidade aos parâmetros [12]. O modelo mais adequado obtido apresentou a seguinte configuração de parâmetros.

```
.model nt15th50 CORE (A=29 AREA=0.189 C=0.066488 K=21 MS=445E3 PATH=3.72)
```

A curva de histerese do modelo obtido é bastante fiel em relação ao ponto de saturação representados pela densidade de fluxo de saturação (B_{SAT}) e pela intensidade de campo de saturação (H_{SAT}). No entanto, os valores da intensidade de campo coercitivo (H_C) e da densidade de fluxo remanente (B_R) não ficaram adequados. Porém, para a simulação do reator eletrônico o parâmetro mais interessante é justamente o ponto de saturação, já que este afeta a frequência de operação do circuito auto-oscilante. Os erros na densidade de fluxo remanente e na intensidade de campo coercitivo afetam o formato da corrente de base, mas não comprometem os resultados de simulação.

2.4.4 – Apresentação de um exemplo de projeto

Como exemplo de projeto utiliza-se um conversor para alimentação de uma lâmpada fluorescente de 65W. Os dados gerais de projeto para o inversor são:

Tensão de barramento:	400V
Frequência de comutação:	30 KHz
Tensão eficaz nominal na lâmpada:	110V
Corrente eficaz nominal na lâmpada:	0,67A

A resistência equivalente pode ser determinada como sendo:

$$R_{EQ} = \frac{110}{0,67} = 164,18\Omega \quad (2.48)$$

Os coeficientes K_1 e K_2 anteriormente definidos permitem dimensionar os componentes do circuito ressonante.

$$k_1 = \frac{1}{2\pi f_s R_{EQ}} \cdot \frac{V_{SAIDA}}{V_{ENTRADA}} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 164,18} \cdot \frac{110 \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \frac{400}{\pi}} = 1,974 \cdot 10^{-8} \quad (2.49)$$

$$k_2 = \frac{1}{2\pi f_s} \cdot \frac{V_{ENTRADA}}{V_{SAIDA}} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^3} \cdot \frac{2 \cdot \frac{400}{\pi}}{110 \cdot \sqrt{2}} = 1,426 \cdot 10^{-3} \quad (2.50)$$

Pode-se optar por uma relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância do componentes do filtro de saída entre 2 e 4 para minimizar a distorção harmônica da corrente na lâmpada. A relação igual a 4 permite obter menores componentes físicos.

$$F = \frac{f_s}{f_o} = 4 \quad (2.51)$$

Através dos ábacos das Fig. 2.13 e 2.14, dimensionam-se os componentes do circuito ressonante.

$$C_S = 3.K_1 = 296,1\text{nF}$$

$$C_P = K_1 = 19,74\text{nF}$$

$$L_R = 1,067.K_2 = 1,521\text{mH}$$

Os valores comerciais mais próximos dos capacitores são:

$$C_S = 330\text{nF}$$

$$C_P = 22\text{nF}$$

Da função de transferência do inversor em regime permanente pode-se determinar que a corrente de pico no circuito ressonante será 1,176A.

O projeto do circuito de comando auto-oscilante baseia-se na utilização de um núcleo toroidal tipo NT15 do material TH50 fabricado pela empresa Thornton [13] e transistores bipolares BUL38D [14].

O transistor BUL38D é simulado no programa Pspice pelo modelo BU406A com um diodo MUR150 [15] em anti-paralelo por falta de um modelo conveniente.

O núcleo escolhido apresenta os seguintes dados: 15 mm de diâmetro, comprimento médio do caminho magnético de 37,2mm e área de seção transversal do núcleo de $21,6\text{mm}^2$.

Dada a frequência de comutação de 30KHz, sabe-se que o período de comutação é de $33,3\mu\text{s}$, o que implica na operação de cada conjunto transistor-diodo em anti-paralelo por $16,6\mu\text{s}$.

Tomando a corrente de base de pico de 200mA, que segundo o catálogo de dados do transistor permite saturação com pequenas quedas de tensão entre coletor e emissor e sem efetuar saturação excessiva o que conduziria a elevação do tempo de estocagem e a corrente de pico no circuito ressonante, pode-se determinar:

$$I_{L_M} = \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} - I_{B_{PICO}} = \frac{1,176}{2} - 0,2 = 388\text{mA} \quad (2.52)$$

O número de espiras do primário é, então, determinado por:

$$N_P = \frac{H_{SAT} \cdot I_E}{I_{L_M}} = \frac{0,32 \cdot 3,72}{0,388} \cong 3 \text{ espiras} \quad (2.53)$$

A indutância do enrolamento primário do transformador pode ser determinada pela expressão (2.54).

$$L_P = \frac{N_P^2 \cdot A_E \cdot \mu}{l_E} = \frac{3^2 \cdot 21,6 \cdot 10^{-6} \cdot 5000 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{3,72 \cdot 10^{-2}} = 32,84 \mu\text{H} \quad (2.54)$$

O tempo de duração do intervalo 2 pode ser aproximado pela expressão (2.55).

$$\Delta t_2 = \frac{2}{\omega_s} \cdot \arcsen\left(\frac{I_{SAT}}{I_{L_{RPICO}}}\right) = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 30000} \cdot \arcsen\left(\frac{0,747}{0,747}\right) = 5,55 \mu\text{s} \quad (2.55)$$

Considerando uma relação de transformação unitária, a tensão no enrolamento secundário pode ser determinada pela expressão (2.56).

$$\begin{aligned} V_{SEC_P} &= \frac{N_{SEC}}{N_P} \cdot L_P \cdot I_{L_{RPICO}} \cdot \omega_s \cdot \cos\left(\frac{\omega_s \cdot \Delta t_2}{2}\right) = \\ &= \frac{3}{3} \cdot 32,84 \cdot 10^{-6} \cdot 1,176 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 5,55 \cdot 10^{-6}}{2}\right) = 6,3\text{V} \end{aligned} \quad (2.56)$$

O resistor de emissor é calculado pela expressão (2.57).

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1}{I_{L_{RPICO}}} = \frac{1}{1,176} = 0,85 \cong 1\Omega \quad (2.57)$$

A máxima perda instantânea neste resistor pode ser calculada:

$$P_{R_{E_{MAX}}} = R_E \cdot I_E^2 = 1.1,176^2 \cong 1,38W \quad (2.58)$$

O resistor de base pode ser determinado pela expressão (2.59).

$$R_B = \frac{V_{SECp} - V_{BE} - V_E}{I_{B1}} = \frac{6,3 - 0,7 - 1 \cdot \frac{1,176}{2}}{0,2} = 25,06\Omega \quad (2.59)$$

O valor comercial mais próximo é 27Ω .

O tempo de estocagem do transistor BUL38 para as condições de operação do circuito fica em torno de 4 a $8\mu s$. Será considerado, portanto, um tempo de estocagem de $6\mu s$. Este tempo corresponde ao tempo Δt_3 .

O tempo Δt_1 é determinado através das expressões (2.60) e (2.61).

$$\begin{aligned} I_F &= I_{L_{RPICO}} \cdot \text{sen}[\omega_S \cdot (\Delta t_2 + \Delta t_3)] = \\ &= 1,176 \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot (5,55 \cdot 10^{-6} + 7 \cdot 10^{-6})] = 0,824A \end{aligned} \quad (2.60)$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_S} \cdot \text{arcsen}\left(\frac{I_F}{I_{L_{RPICO}}}\right) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3} \cdot \text{arcsen}\left(\frac{0,824}{1,176}\right) = 4,12\mu s \quad (2.61)$$

Os cálculos levam em conta os picos e constituem aproximações, o que implica em diferenças em termos práticos. A simulação digital permite concluir estes fatos. Não foi necessário, desta forma, realizar uma segunda iteração para ajuste da frequência, no entanto, isto pode ser necessário em alguns casos.

A Fig. 2.25 apresenta o circuito simulado no programa Pspice.

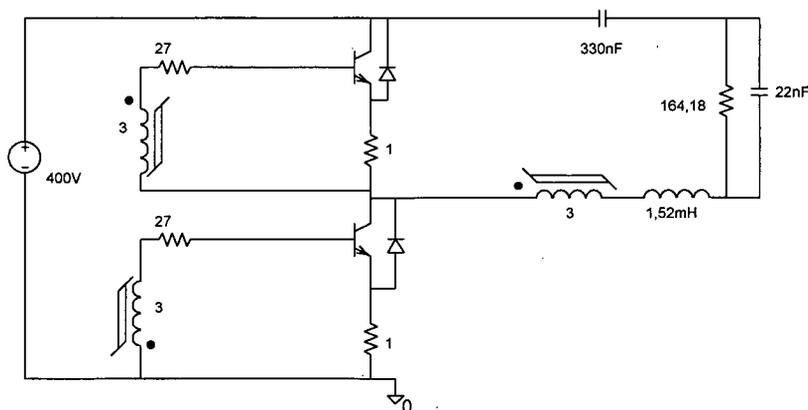


Fig. 2.25– Circuito simulado no Pspice.

A forma de onda da Fig. 2.26 apresenta a corrente no circuito ressonante e a corrente de base dos transistores.

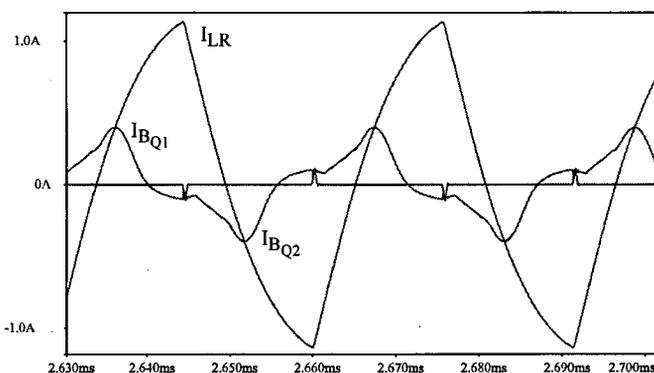


Fig. 2.26 – Corrente no indutor ressonante e nas bases do transistores.

O pico da corrente no circuito ressonante é de 1,13A. O pico da corrente de base é de 198,7mA. O período de comutação é de 31,3 μ s, o que corresponde a uma frequência de 31,95KHz. O tempo Δt_1 é de 5,06 μ s, o tempo Δt_2 é de 6,27 μ s e o tempo Δt_3 é de 4,3 μ s.

A forma de onda da Fig. 2.27 apresenta a tensão nos enrolamentos do transformador de pulsos.

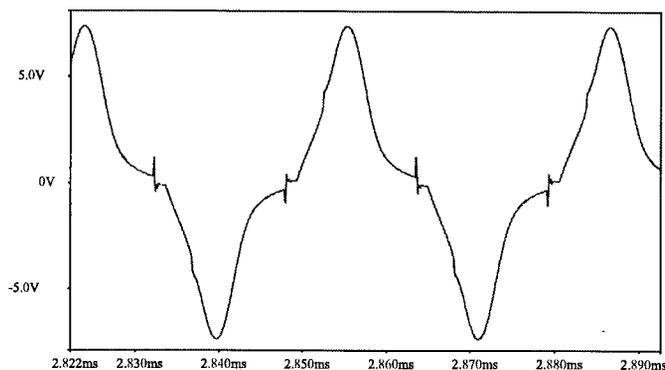


Fig. 2.27 – Tensão nos enrolamentos do transformador de pulsos.

A tensão de pico nos enrolamentos é de 7,3V.

A Fig. 2.28 apresenta a corrente no indutor ressonante, a corrente na base de um dos transistores e a corrente na indutância magnetizante.

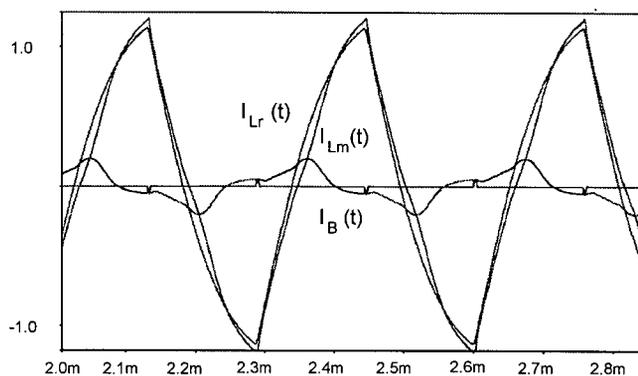


Fig. 2.28 – Corrente no indutor ressonante, na base de um dos transistores e corrente magnetizante no transformador de pulsos.

O instante em que ocorre a saturação do núcleo é visível no pico da corrente de base. Neste instante, a corrente no circuito ressonante é de 380mA e na indutância magnetizante de 175mA.

A corrente eficaz no resistor equivalente a lâmpada é de 0,6A.

A tabela 1 permite comparar os resultados na rotina de projeto com os resultados obtidos por simulação.

Tabela 1 – Comparação entre as grandezas.

Grandeza	Calculado	Simulação	Desvio percentual*
Corrente de pico no circuito ressonante	1,176A	1,13A	4,07%
Corrente de pico de base	0,2A	0,199A	0,5%
Tensão de pico no secundário do transformador de pulsos	6,3V	7,3V	13,7%
Corrente na indutância magnetizante no instante de saturação	0,388A	0,175	121%
Intervalo de tempo Δt_1	5,06 μ s	4,12 μ s	22,8%
Intervalo de tempo Δt_2	5,55 μ s	6,27 μ s	11,48%
Intervalo de tempo Δt_3	6 μ s (escolhido)	4,3 μ s	39,5%
Frequência de comutação	30 KHz	31,95KHz	6,1%

* O desvio percentual é calculado admitindo-se o resultado de simulação como base de análise.

$$\text{Desvio} = \left| \frac{\text{Simulação} - \text{Calculado}}{\text{Simulação}} \right| \quad (2.62)$$

Um protótipo implementado permite observar algumas formas de onda que comprovam os resultados obtidos. A Fig. 2.29 apresenta a tensão aplicada ao filtro ressonante pelo inversor e a corrente de base. Pode-se observar que o pico da corrente de base fica em torno de 200mA, como projetado.

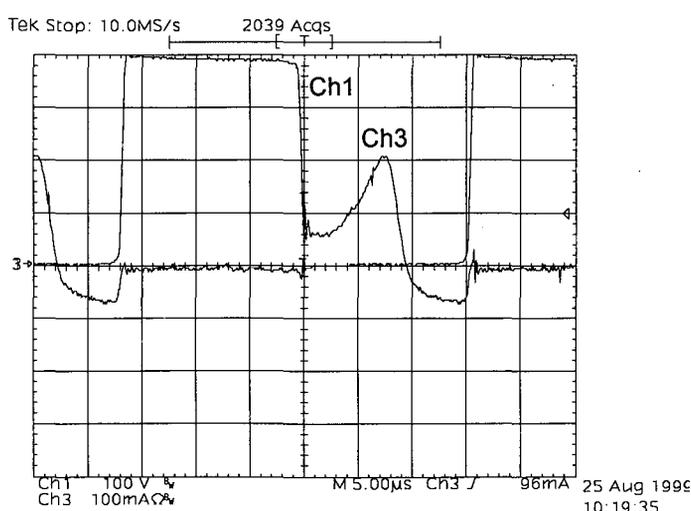


Fig. 2.29 – Tensão aplicada ao filtro ressonante (Ch1) e corrente de base (Ch3) em um dos transistores.

A forma de onda da Fig. 2.30 mostra a tensão, a corrente e a potência instantânea na lâmpada. A frequência de comutação é de 30,95KHz. Pode-se observar que o inversor aplica 0,558A à lâmpada, ou seja, uma potência inferior à especificada. Isto deve ao fato

de que as aquisições foram realizadas em um protótipo final com finalidade comercial em que é interessante que seja reduzida a potência elétrica do reator devido a sua operação em alta frequência, mantendo-se o mesmo nível de iluminação que seria obtido com reatores de baixa frequência.

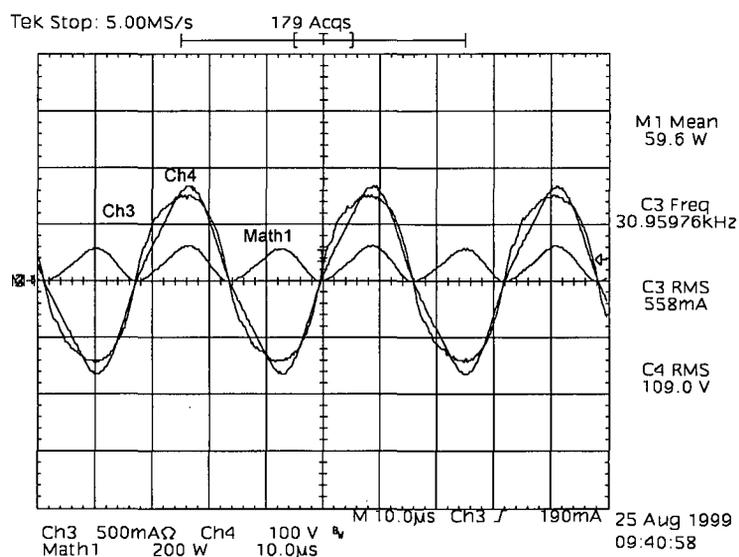


Fig. 2.30 – Tensão (Ch4), corrente (Ch3) e potência instantânea (Math1) na lâmpada.

A Fig 31 apresenta a tensão aplicada no filtro ressonante pelo inversor e a corrente de coletor de um dos transistores. A ampliação apresenta a comutação dissipativa reduzida através da escolha do capacitor de ajuda a comutação.

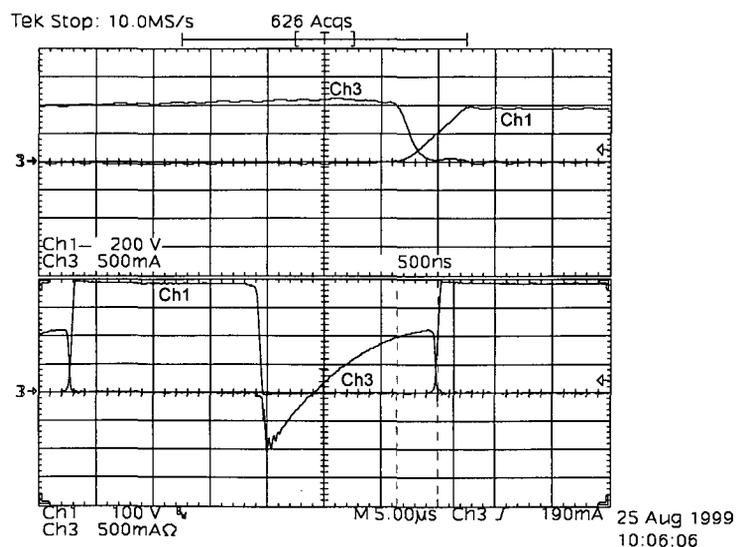


Fig. 2.31 – Tensão aplicada ao filtro ressonante pelo inversor (Ch1) e corrente de coletor (Ch3) em um dos transistores da meia-ponte.

Tabela 1 – Comparação entre as grandezas.

Grandeza	Calculado	Protótipo	Desvio percentual*
Corrente eficaz na lâmpada	0,67A	0,56A	16,4%
Corrente de pico de base	0,2A	0,204A	2,0%
Potência na lâmpada	65W	59,6W	8,3%
Frequência de comutação	30 KHz	30,96KHz	3,2%

2.5 – Conclusão

A análise do inversor meia-ponte através da consideração única da componente fundamental da tensão aplicada à carga RLC mostra-se adequada, o que é comprovado pelas simulações. Esta abordagem permite obter grande simplicidade na análise matemática e facilmente definir equações de projeto para o circuito ressonante deste conversor. Foi proposto uma modelagem que tenta generalizar ao máximo as variáveis do circuito ressonante, de forma que o projetista encontre grande flexibilidade de escolha dos parâmetros.

O circuito de comando auto-oscilante é uma alternativa de grande importância na obtenção de reatores eletrônicos de baixo custo. Apesar de sua simplicidade em termos de componentes físicos, apresenta uma elevada complexidade em seus fenômenos o que dificulta a definição de uma rotina exata de projeto. A metodologia de cálculo do circuito de comando proposta consta de uma aproximação válida exclusivamente para correntes no circuito ressonante com pequena distorção harmônica. Além disso, pode-se observar que estimam-se as tensões no transformador de pulso através da indutância física do primário e da corrente no circuito ressonante, enquanto, na realidade, a corrente responsável pela definição desta tensão é a corrente na indutância magnetizante. Esta corrente, por sua vez, apresenta não linearidades que dificultariam sua determinação. Estes fatores, dentre outros, justificam a existência de erros consideráveis nos resultados práticos obtidos. No entanto, vale destacar que a metodologia fornece um caminho seguro de funcionamento, efetuando-se então refinamentos diretamente no protótipo ou em programas de simulação.

A simulação apresenta resultados que validam esta técnica, ainda que o modelo do núcleo magnético e do transistor bipolar estejam, em alguns aspectos, diferentes dos modelos reais destes componentes. Neste trabalho, a ferramenta computacional está mais associada à comprovação geral de funcionamento da estrutura do que propriamente a

refinamentos de projeto. Certamente, com a definição de modelos adequados, esta pode passar a ser a principal ferramenta na conclusão de um projeto.

Vale ressaltar que o circuito de comando auto-oscilante, tem seu ponto de operação fortemente dependente dos componentes utilizados. Desta forma, as tolerâncias e variações paramétricas conduzem a alterações na frequência e, conseqüentemente, na potência aplicada à lâmpada. Neste sentido, as simulações já são realizadas utilizando-se valores comerciais.

3. INTEGRAÇÃO DE UM CONVERSOR BUCK-BOOST A UM INVERSOR RESSONANTE MEIA-PONTE

3.1 – Introdução

Neste capítulo apresenta-se uma técnica de integração do conversor Buck-Boost [3] a um inversor ressonante meia-ponte. Esta estrutura tem seu estudo realizado privilegiando-se o uso de comando auto-oscilante de forma a tornar o reator eletrônico robusto e com baixo custo. São apresentadas características gerais de funcionamento e um estudo para a implementação de um reator eletrônico para uma lâmpada de 110W.

3.2 – Princípio de funcionamento e etapas de operação

O processo de integração das estruturas baseia-se na sincronização entre etapas de funcionamento dos dois conversores tornando, dessa forma, o comando simultâneo de um interruptor do inversor ressonante com o interruptor do estágio de correção do fator de potência. A Fig. 3.1 apresenta o reator em estágio único e caracteriza os dois conversores que compõe a integração [3].

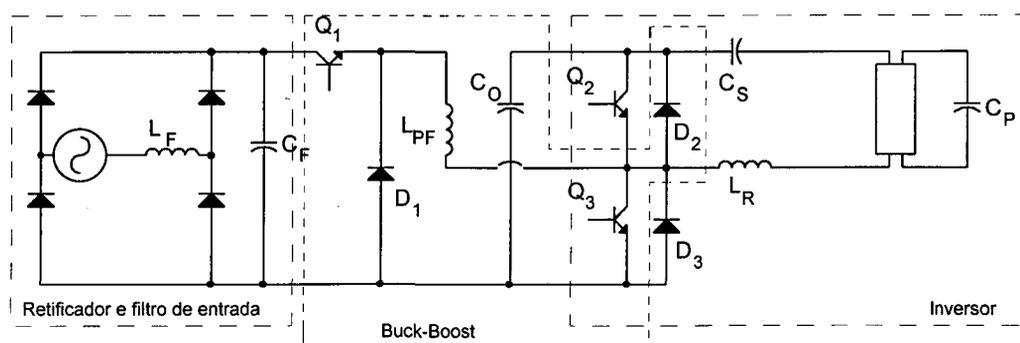


Fig. 3.1 – Estrutura completa em integração.

A utilização de comando sincronizado para os interruptores Q_1 e Q_3 permite que ambos sejam acionados por uma mesma lógica de comando, obviamente, mediante o uso de circuitos isolados de comando já que os interruptores não possuem o emissor em um ponto comum. Como o comando entre Q_2 e Q_3 deve ser complementar, pode-se executar uma estratégia única de comando para todos os interruptores, ou seja, eles podem ter como

base um mesmo sinal. A estrutura apresentada objetiva a utilização de comando auto-oscilante realizado a partir de um pequeno transformador de corrente saturável incluído em série com o circuito ressonante do inversor. A corrente no primário deste transformador é senoidal e origina as correntes de base dos transistores através dos secundários atendendo, desta forma, a necessidade de isolamento.

A primeira etapa de funcionamento caracteriza a entrada de energia no sistema, tanto para o conversor Buck-Boost como para o inversor ressonante. Os interruptores Q_1 e Q_3 encontram-se conduzindo (Fig. 3.2). O retificador de entrada fornece corrente para o indutor L_{PF} do estágio de correção do fator de potência. A circulação de corrente faz-se por ambos os interruptores controlados. O inversor, por sua vez, entrega energia ao circuito ressonante a partir do capacitor de barramento C_O com a corrente circulando de corrente realizado pelo interruptor Q_3 . Verifica-se que o transistor Q_3 opera com maiores níveis de corrente eficaz que todos os demais interruptores.

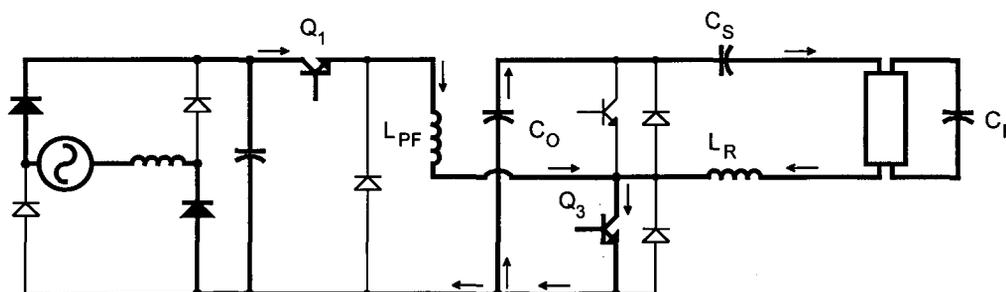


Fig. 3.2 – Primeira etapa de funcionamento (intervalo t_0 a t_1 da Fig. 3.6).

Quando os transistores são bloqueados, ocorre o início da segunda etapa de funcionamento (Fig. 3.3). A energia armazenada no indutor do estágio de correção do fator de potência é entregue ao capacitor do barramento CC através dos diodos D_1 e D_2 . O inversor opera realizando roda livre da corrente no circuito ressonante através do diodo D_2 . Isto faz com que o diodo D_2 seja dimensionado levando em conta a soma das correntes eficazes das duas estruturas.

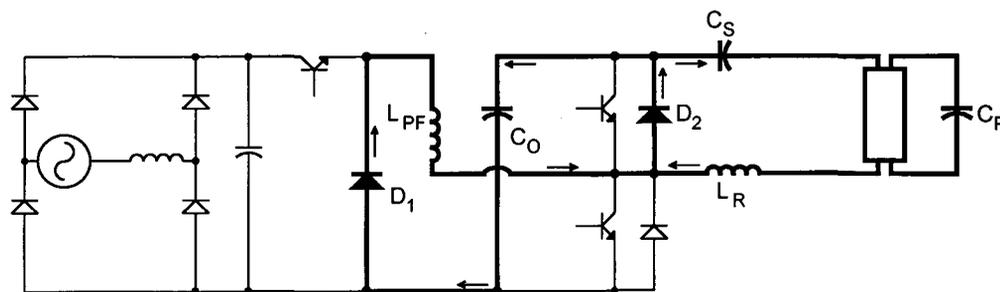


Fig. 3.3 – Segunda etapa de funcionamento (intervalo t_1 a t_2 da Fig. 3.6).

A terceira etapa de funcionamento origina-se quando a corrente no diodo D_2 inverte-se e passa a circular pelo transistor Q_2 (Fig. 3.4). O estágio de correção do fator de potência, por sua vez, encontra-se sem correntes circulando, caracterizando a operação em condução descontínua deste conversor.

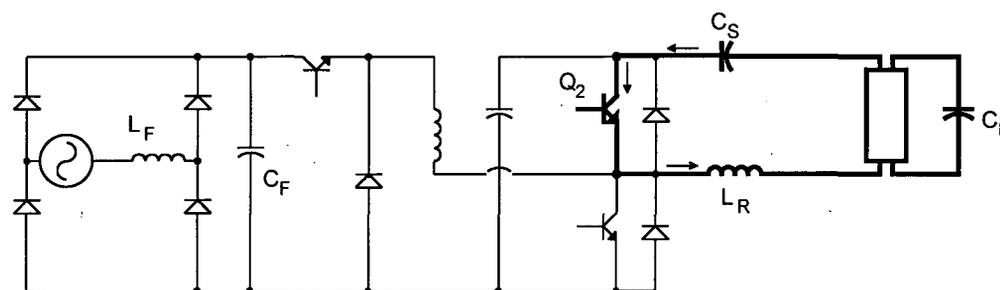


Fig. 3.4 – Terceira etapa de funcionamento (intervalo t_2 a t_3 da Fig. 3.6).

No bloqueio do transistor Q_2 , a corrente no circuito ressonante mantém o mesmo sentido passando a circular pelo diodo D_3 , entregando energia de volta ao capacitor do barramento CC (Fig. 3.5). No instante em que a corrente no circuito ressonante passa por zero e inverte-se, retorna-se à primeira etapa de funcionamento, em que Q_1 e Q_3 são colocados em condução.

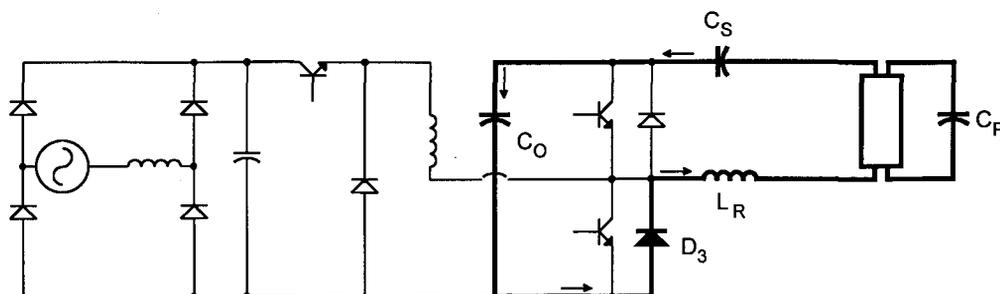


Fig. 3.5 – Quarta etapa de funcionamento (intervalo t_3 a t_4 da Fig. 3.6).

A principais formas de onda envolvidas no circuito estão apresentadas na Fig. 3.6. É possível observar que o interruptor Q_3 opera com a soma das correntes do circuito de correção do fator de potência e do circuito ressonante, assim como o diodo D_2 . Esta característica deve ser levada em conta no dimensionamento destes componentes.

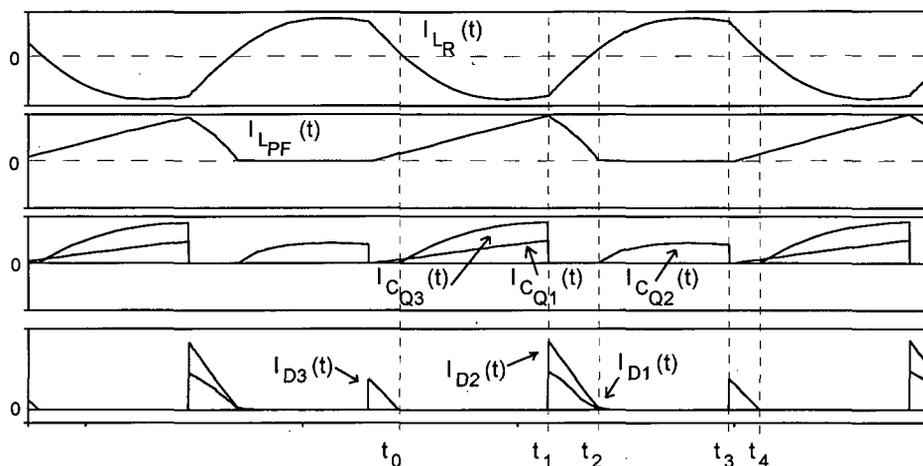


Fig. 3.6 – Formas de onda qualitativas da topologia integrada.

3.3 – Projeto e simulação ideal de um reator para uma lâmpada de 110W

Pelo estudo das etapas de funcionamento apresentadas, observa-se que o conversor em um único estágio compreende as etapas de funcionamento de cada conversor isolado. Isto faz com que as metodologias de projeto apresentadas nos capítulos anteriores para os estágios individuais continuem válidas. As únicas considerações a serem realizadas envolvem maiores níveis de corrente nos interruptores Q_3 e D_2 . Naturalmente, como são acrescentados semicondutores em série durante as etapas de funcionamento, como por exemplo Q_1 e Q_3 na primeira etapa, as perdas de condução passam a ser maiores do que seriam obtidas com estágios separados quando estaria em condução apenas o interruptor Q_1 para o circuito de correção do fator de potência. No entanto, considerando a utilização de transistores bipolares, as perdas de condução são bastante baixas quando mantida uma adequada condição de saturação.

As especificações gerais de projeto do conversor podem ser vistas a seguir. A lâmpada é da classe 110W e receberá uma redução de 30% da potência elétrica entregue a mesma já que esta opera em alta frequência.

- Tensão eficaz de entrada: 220V
- Fator de potência na entrada: unitário
- Tensão média no barramento CC: 350V
- Máxima ondulação da tensão CC: 5%
- Razão cíclica de operação dos interruptores: 0,5 (auto-oscilante)
- Potência aplicada à lâmpada: 77W
- Freqüência de comutação do conversor: 30 KHz

Durante o desenvolvimento do projeto será considerado rendimento unitário em toda a estrutura.

Segundo a metodologia de projeto apresentada no capítulo 1 para o estágio de correção do fator de potência com o conversor Buck-Boost, o indutor que atende à especificação de potência e garante condução descontínua ao longo de toda variação da tensão de entrada possui 2,262mH. A ondulação de corrente neste indutor será de 1,98A.

O capacitor de saída deste estágio C_O , que garante uma máxima ondulação de 5% no barramento CC de 350V, é de 26,19 μ F.

O filtro de entrada para a eliminação da componente de alta-freqüência é composto por um capacitor C_F de 168,8nF e por um indutor L_F de 17mH.

O estágio inversor é dimensionado a partir das especificações básicas da lâmpada, tomando a metodologia de projeto dos componentes do circuito ressonante apresentada no capítulo 2. Para operação em baixa freqüência, o ponto nominal de operação da lâmpada em estudo possui tensão eficaz de 153V e corrente eficaz de 0,79A, o que corresponde a uma resistência equivalente de 194 Ω . Como o reator alimenta a lâmpada com alta freqüência, a elevada eficiência luminosa permite reduzir a potência elétrica aplicada a mesma. Considera-se uma redução de 30% da potência elétrica aplicada, em relação à potência nominal em baixa freqüência. Dessa forma, para operação com uma potência de 77W, será considerado que deseja-se operar sob a mesma tensão eficaz de 153V, a corrente eficaz deveria ser de 0,5A, o que corresponde a uma resistência equivalente de 304 Ω .

Para uma relação entre a frequência de comutação e frequência de ressonância do filtro de saída igual a 4, para que seja garantida uma baixa distorção harmônica da corrente sobre a lâmpada, o indutor L_R é dimensionado igual a 1,77mH, o capacitor série C_S igual a 254,25nF e o capacitor paralelo C_P igual a 16,95nF. A corrente de pico teórica no circuito ressonante é 1,2A.

A realização de uma simulação com semicondutores ideais e com frequência de comutação imposta, permite obter a comprovação de funcionamento da topologia e da coerência dos componentes dimensionados.

A forma de onda da Fig. 3.7 apresenta a corrente no indutor do conversor Buck-Boost. A máxima ondulação de corrente é de 1,96A, em concordância com o valor projetado.

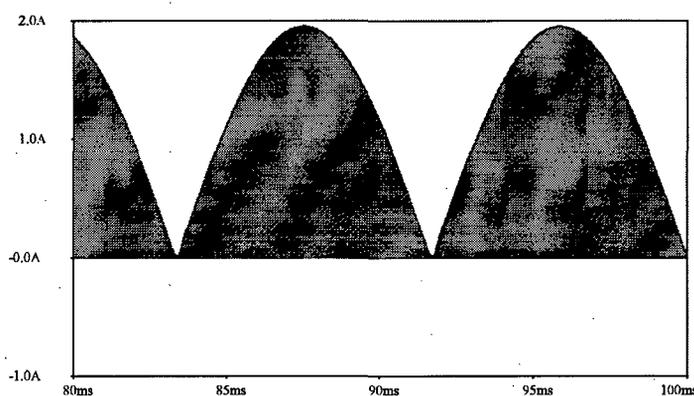


Fig. 3.7 – Corrente no indutor do conversor Buck-Boost.

A tensão de saída tem valor médio de 353V e ondulação de 18,6V em 120Hz como observa-se na Fig. 3.8.

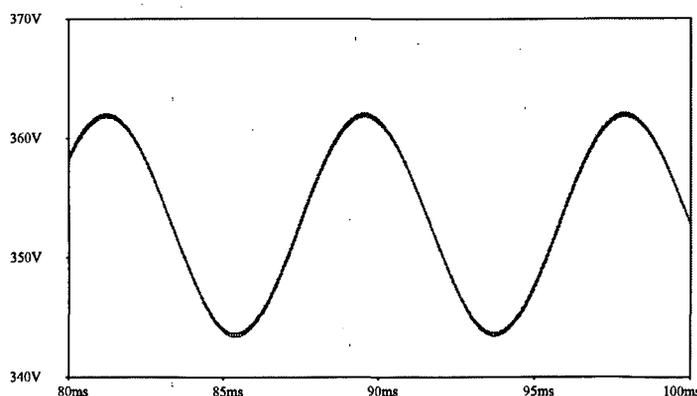


Fig. 3.8 – Tensão do barramento CC.

O estágio inversor aplica uma tensão quadrada ao filtro de saída que, devido a ondulação da tensão de barramento, produz uma ondulação de corrente sobre a lâmpada. Ainda assim, o fator de crista é bastante baixo, como pode-se comprovar pelas Fig. 3.9 e 3.10.

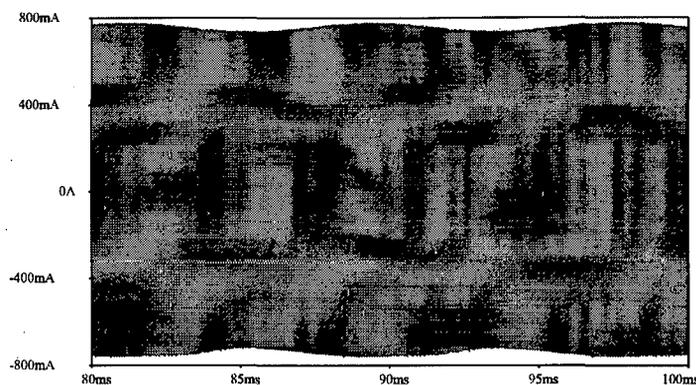


Fig. 3.9 – Corrente na lâmpada.

Um ampliação na base de tempo permite observar que esta corrente é praticamente senoidal e com valor eficaz de 0,52A, em concordância com a especificação de projeto.

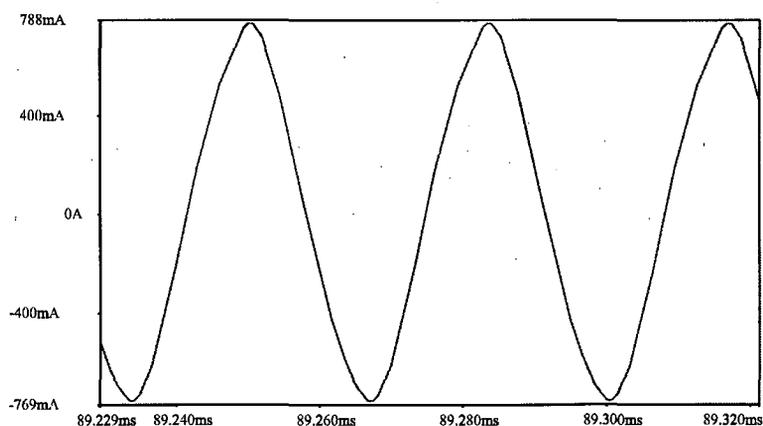


Fig. 3.10 – Ampliação – Corrente na lâmpada.

Com os resultados obtidos, verifica-se a coerência de projeto dos componentes do conversor a partir das metodologias individuais do estágio de correção do fator de potência e do inversor ressonante meia-ponte.

3.4 – Dimensionamento dos semicondutores pelas correntes no circuito.

O interruptor Q_1 tem uma corrente com uma envoltória senoidal definida pela expressão (3.1).

$$i_{Q1}(t) = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot L_{PF} \cdot f_s} |\text{sen}(\omega_s \cdot t)| \quad (3.1)$$

As correntes média, eficaz e de pico neste interruptor são definidas por (3.2), (3.3) e (3.4).

$$I_{Q1MED} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{Q1}(t) dt = \frac{V_p \cdot D^2}{\pi \cdot L_{PF} \cdot f_s} \quad (3.2)$$

$$I_{Q1EF} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi (i_{Q1}(t))^2 dt} = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_{PF} \cdot f_s} \quad (3.3)$$

$$I_{Q1P} = \frac{D \cdot V_p}{L_{PF} \cdot f_s} \quad (3.4)$$

A corrente no diodo D_1 é definida pela expressão (3.5).

$$i_{D1}(t) = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{PF} \cdot V_{CC} \cdot f_s} |\text{sen}(\omega_s \cdot t)|^2 \quad (3.5)$$

Onde:

V_{CC} é a tensão média no capacitor C_O (barramento CC).

As correntes média, eficaz e de pico neste diodo são:

$$I_{D1MED} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{D1}(t) dt = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_{PF} \cdot V_{CC} \cdot f_s} \quad (3.6)$$

$$I_{D1EF} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_{D1}(t))^2 dt} = \frac{\sqrt{6}}{8} \cdot \frac{V_P^2 \cdot D^2}{L_{PF} \cdot f_S \cdot V_{CC}} \quad (3.7)$$

$$I_{D1P} = \frac{D \cdot V_P}{L_{PF} \cdot f_S} \quad (3.8)$$

O interruptor Q_2 e o diodo D_3 trabalham exclusivamente com a corrente no circuito ressonante e podem ter suas correntes aproximadas por simplificação diretamente por metade do valor de pico na corrente do circuito ressonante, já que esta sempre apresenta, relativo ao estágio de correção de fator de potência, pequenos valores.

$$I_{Q2MED} = I_{Q2EF} = I_{Q2PICO} = \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \quad (3.9)$$

$$I_{D3MED} = I_{D3EF} = I_{D3PICO} = \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \quad (3.10)$$

A corrente no diodo D_2 é a soma das corrente no circuito ressonante com a corrente do estágio de correção do fator de potência.

$$I_{D2MED} = \frac{V_P^2 \cdot D^2}{4 \cdot L_{PF} \cdot V_{CC} \cdot f_S} + \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \quad (3.11)$$

$$I_{D2EF} = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{6}}{8} \cdot \frac{V_P^2 \cdot D^2}{L_{PF} \cdot f_S \cdot V_{CC}} \right)^2 + \left(\frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \right)^2} \quad (3.12)$$

$$I_{D2P} = \frac{D \cdot V_P}{L_{PF} \cdot f_S} + I_{L_{RPICO}} \quad (3.13)$$

A corrente no interruptor Q_3 é a somatória das correntes dos dois conversores e tem seus valores médio, eficaz e de pico definidos por:

$$I_{Q3MED} = \frac{V_P \cdot D^2}{\pi \cdot L_{PF} \cdot f_S} + \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} \quad (3.14)$$

$$I_{Q3EF} = \sqrt{\left(\frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_{PF} \cdot f_S}\right)^2 + \left(\frac{I_{L_{RPICO}}}{2}\right)^2} \quad (3.15)$$

$$I_{Q3P} = \frac{D \cdot V_P}{L_{PF} \cdot f_S} + I_{L_{RPICO}} \quad (3.16)$$

3.5 – Considerações a respeito do circuito de comando auto-oscilante

O circuito de comando auto-oscilante traz um grande número de considerações que merecem atenção na sua adequação à estrutura integrada a partir dos conversores Buck-Boost e inversor ressonante meia-ponte.

O primeiro aspecto a ser levado em conta é a faixa de potência que trabalha o conversor ou, melhor descrevendo, os níveis de corrente que são operados nos transistores. Isto se deve à necessidade de excitar as bases dos transistores com correntes adequadas, que venham garantir baixas quedas de tensão em condução, minimizando estas perdas. Naturalmente, como todos os transformadores, existe um limite de potência que pode ser drenado do circuito de comando. Este limite está associado à corrente no circuito ressonante, tratada como fonte de corrente, e à tensão de primário obtida em função do número de espiras adequado à frequência de comutação.

$$P_{COMANDO} = f(i_{L_R}(t), v_P(t)) \quad (3.17)$$

Para reatores em que se trabalhar com elevados níveis de corrente nos transistores, serão necessárias elevadas correntes de base. Normalmente, os transistores mais solicitados em corrente são Q_1 e Q_3 , pertencentes às etapas do conversor Buck-Boost. Por sinal, estes dois transistores são acionados simultaneamente durante o funcionamento do conversor, o que implica que se utilizado apenas um transformador de pulsos, este deve ser capaz de fornecer corrente para as bases de ambos os transistores.

Isto traz um aspecto crítico no uso de apenas um transformador pois, tratando-se de um transformador saturável, estaria operando com elevadas correntes de base em parte do período de comutação e baixa corrente de base no restante do período, já que o interruptor Q_2 trabalha exclusivamente com a corrente do circuito ressonante. Isto conduz a desequilíbrios inevitáveis na razão cíclica como sugere a expressão (3.18). A corrente na indutância magnetizante é responsável pela saturação do transformador de pulsos, como foi apresentado no cap. 2.

$$I_{Lm}(t) = I_{Lr}(t) - \begin{cases} I_{B_{Q1}}(t) + I_{B_{Q3}}(t) \text{ em } D.T \\ I_{B_{Q2}}(t) \text{ em } (1-D).T \end{cases} \quad (3.18)$$

Além desta fonte de desequilíbrio na razão cíclica, pode-se agregar uma segunda causa: a variação senoidal da corrente nos interruptores do conversor Buck-Boost. No pico da tensão de entrada, a corrente nos interruptores deste conversor é máxima e as correntes de base devem ser adequadas para que estes apresentem baixas quedas de tensão. A corrente de base deverá estar entre um quinto e um décimo da corrente de coletor. No entanto, como as correntes de base são geradas a partir da corrente no circuito ressonante que praticamente não varia em amplitude no tempo, estas terão também amplitude constante. Na passagem pelo mínimo das correntes de coletor, que ocorre na passagem da tensão próxima de zero, os transistores estarão sendo excitados por correntes de base muito altas o que eleva intensamente o tempo de estocagem destes transistores.

Naturalmente, a variação da razão cíclica devido aos efeitos do circuito de comando auto-oscilante é de difícil trato e opta-se pelo conhecimento do fenômeno e adequação prática do conversor diretamente no protótipo. A variação da razão cíclica modificará a potência entregue pelo conversor Buck-Boost e, conseqüentemente, a potência entregue à lâmpada pelo inversor ressonante. Isto conduz à necessidade de ajustar-se o indutor do estágio de correção do fator de potência até que, em termos do equilíbrio do sistema, seja atingida a tensão desejada no barramento CC intermediário. A potência na lâmpada, por sua vez, pode ser diretamente ajustada no indutor do circuito ressonante. Dado o grande número de aproximações nas rotinas de projeto do circuito de comando e na recursividade de parâmetros, estes ajustes são inevitáveis.

Em uma última consideração, deve-se atentar para as distorções que possam vir a ocorrer na corrente de entrada devido à composição do circuito de comando do interruptor Q_1 . Este problema pode ser observado na Fig. 3.11. Na terceira etapa de funcionamento, ambos os interruptores do conversor Buck-Boost estão bloqueados, e apenas o interruptor Q_2 do inversor apresenta-se em condução. Através deste transistor o capacitor C_O , carregado com a tensão do barramento CC, encontra um caminho de corrente através do indutor L_{PF} do estágio de correção do fator de potência e do circuito de comando do interruptor Q_1 que, por sua natureza, apresenta baixa impedância. Esta corrente, por sua vez, circula pela junção base-coletor através da polarização conveniente e carrega o capacitor de filtro C_F . Quando a tensão de entrada passa por valores inferiores à tensão no capacitor de filtro, os diodos da ponte de entrada bloqueiam e não circula corrente na fonte de alimentação do sistema.

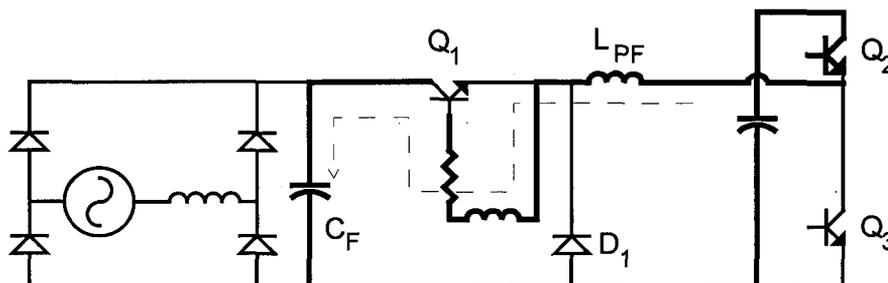


Fig. 3.11 – Corrente indesejada através da junção base-coletor.

A interrupção da circulação de corrente na fonte de entrada degrada o fator de potência o que pode ser observado na Fig. 3.12 em que apresenta-se uma forma de onda qualitativa proveniente da simulação do reator integrado.

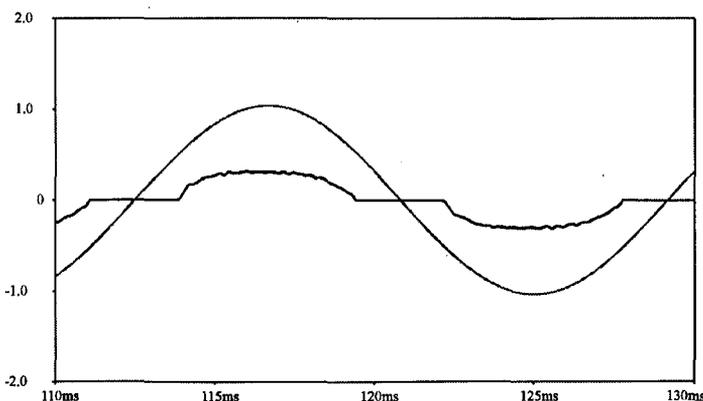


Fig. 3.12 – Tensão e corrente de entrada – distorção devido a circulação de corrente na junção base-coletor do interruptor Q_1 .

A solução deste problema envolve a utilização de um diodo rápido em série com o coletor do transistor de forma a impedir a circulação desta corrente. A Fig. 3.13 apresenta a modificação proposta.

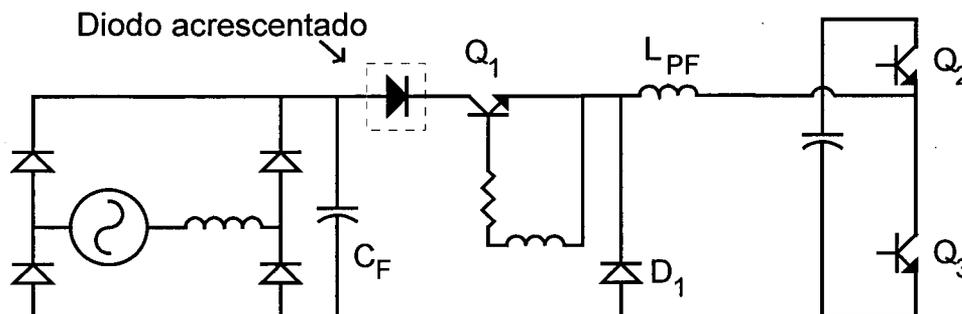


Fig. 3.13 – Diodo acrescentado para impedir a circulação de corrente na junção base-coletor.

Uma segunda opção para o tratamento deste problema seria o posicionamento do capacitor do filtro em paralelo com a fonte de entrada e o indutor de filtro \$L_F\$, dessa forma, antes da ponte retificadora, além da substituição de todos os diodos da ponte retificadora por diodos rápidos. Esta modificação incorre em maiores custos finais.

3.6 – Projeto do circuito de comando auto-oscilante

Para o reator a ser implementado, a lâmpada recebe 77W e os transistores \$Q_1\$ e \$Q_3\$ tem correntes de pico elevadas que chegam a 2A e 3A, respectivamente. Tomando-se como referência o uso de transistores MJE13007 do fabricante Motorola, a corrente de base indicada para esta situação fica em torno de 600mA para que seja garantida uma queda de tensão em torno de 1V na junção coletor-emissor. Isto implica que seria necessário que o circuito de comando conseguisse impor 1,2A no somatório das correntes de base dos transistores a partir de um fonte de corrente de 1,2A de pico. Para isto verifica-se que a relação de transformação deve ser unitária. Desta forma, praticamente não existe corrente na indutância magnetizante, responsável pela saturação do núcleo.

$$I_{Lm} = \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} - \frac{N_{SEC1}}{N_p} \cdot I_{BQ1} - \frac{N_{SEC3}}{N_p} \cdot I_{BQ3} \quad (3.19)$$

Isto implica que é melhor optar pela utilização de dois transformadores de pulso, um para o comando do estágio de correção do fator de potência e outro para o comando do inversor ressonante. Admitindo o uso de relação de transformação 0,5, a corrente na indutância magnetizante será definida pela expressão (3.20)

$$I_{Lm} = \frac{I_{L_{RPICO}}}{2} - \frac{N_{SECI}}{N_p} \cdot I_{BQ1} = \frac{1,2}{2} - 0,5 \cdot 0,6 = 0,3A \quad (3.20)$$

O número de espiras necessário para que haja saturação do núcleo magnético neste ponto definido é determinado pela expressão (3.21). A intensidade de campo de saturação do material TH50 [13] é 0,32A/cm e o comprimento médio do circuito magnético do núcleo modelo NT15 é 3,72cm.

$$N_p = \frac{H_{SAT} \cdot l_E}{I_{Lm}} = \frac{0,32 \cdot 3,72}{0,3} \cong 4 \text{ espiras} \quad (3.21)$$

Desta forma, fica definido o uso de transformadores com primários de 4 espiras e secundários de 2 espiras para os transistores Q_1 e Q_3 .

Para que haja equilíbrio de razão cíclica na operação do inversor, o transformador de pulsos deve saturar para uma mesma corrente na indutância magnetizante, tanto para o período em que Q_2 conduz como para o período em que Q_3 conduz. Isto faz com que a relação de transformação para o comando dos interruptor Q_2 seja definido pela expressão (3.22).

$$\frac{N_{SEC2}}{N_p} = \frac{\frac{I_{L_{RPICO}}}{2} - I_{Lm}}{I_{BQ2}} = \frac{\frac{1,2}{2} - 0,3}{0,2} = 1,5 \quad (3.22)$$

Desta forma, o enrolamento secundário que aciona o transistor superior da meia-ponte do inversor, Q_2 , deve possuir 6 espiras.

A indutância apresentada pelo enrolamento primário do transformador é representada pela expressão (3.23).

$$L_P = \frac{N_P^2 \cdot A_E \cdot \mu}{l_E} = \frac{4^2 \cdot 21,6 \cdot 10^{-6} \cdot 5000 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{3,72 \cdot 10^{-2}} = 58,37 \mu\text{H} \quad (3.23)$$

Considerando-se o ponto de saturação ocorrendo na metade da corrente de pico do circuito ressonante, como foi admitido em (3.22), o tempo Δt_2 , definido no cap. 2 é dado por (3.24).

$$\Delta t_2 = \frac{2}{\omega_s} \cdot \arcsen\left(\frac{I_{SAT}}{I_{LRPICO}}\right) = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3} \cdot \arcsen(0,5) = 5,55 \mu\text{s} \quad (3.24)$$

A tensão de pico nos enrolamentos secundários é definido por (3.25).

$$V_{SECP} = \frac{N_{SEC}}{N_P} \cdot L_P \cdot I_{LRPICO} \cdot \omega_s \cdot \cos\left(\frac{\omega_s \cdot \Delta t_2}{2}\right) \quad (3.25)$$

$$V_{SEC1P} = 5,7\text{V}$$

$$V_{SEC2P} = 17,2\text{V}$$

$$V_{SEC3P} = 5,7\text{V}$$

No entanto, a máxima tensão reversa sob a junção base-emissor do transistor MJE13007 [16] é 9V, o que inviabiliza o uso do secundário de 6 espiras. Torna-se necessário, então, redimensionar este enrolamento mantendo a corrente na indutância magnetizante para que a razão cíclica permaneça o mais equilibrada possível. Para um secundário com 3 espiras e primário com 4 espiras, a tensão sobre o enrolamento secundário deve ser igual a 8,6V. Este valor é adequado. A corrente que será aplicada na base para que seja mantida a corrente na indutância magnetizante é determinada por (3.26).

$$I_{BQ2} = \frac{\frac{I_{L_{RPICO}}}{2} - I_{Lm}}{\frac{N_{SEC2}}{N_p}} = \frac{\frac{1,2}{2} - 0,3}{\frac{3}{4}} = 400\text{mA} \quad (3.26)$$

Esta corrente está dentro dos limites admissíveis para o transistor, no entanto, para um corrente de base de pico da ordem de 1A, deve haver elevação do tempo de estocagem. Para tentar reduzir o tempo de estocagem o que viria a desequilibrar a razão cíclica, utiliza-se um diodo em paralelo com o resistor de base de forma a drenar rapidamente os portadores desta junção no processo de bloqueio. A Fig. 3.14 sugere esta modificação.

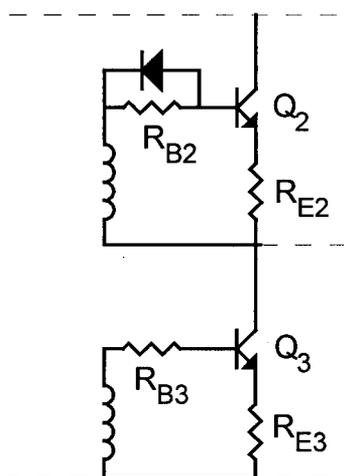


Fig. 3.14 – Detalhe do circuito de comando do inversor.

Os resistores de base são definidos pela expressão (3.27) em função das tensões de secundário e das correntes de base.

$$R_B = \frac{V_{SECP} - V_{BE} - V_E}{I_B} \quad (3.27)$$

$$R_{BQ1} = R_{BQ3} = \frac{5,7 - 0,7 - 1}{0,6} = 6,6\Omega$$

$$R_{BQ2} = \frac{8,6 - 0,7 - 1}{0,4} = 17,25\Omega$$

As quedas de tensão V_E objetivam proporcionar estabilidade térmica ao ganho dos transistores e o cálculo das resistências é dado pela expressão (3.28).

$$R_E = \frac{V_{CE}}{I_E} \quad (3.28)$$

$$R_{E1} = \frac{1}{2} = 0,5\Omega$$

$$R_{E2} = \frac{1}{1} = 1\Omega$$

$$R_{E3} = \frac{1}{3} = 0,33\Omega$$

A potência destes resistores é determinada através da corrente eficaz nos mesmos. Para o resistor de emissor do interruptor Q_2 pode-se aproximar diretamente pela corrente de pico.

$$P_{Re1} = R_{E1} \cdot I_{Q1EF}^2 = 0,5 \cdot \left(\frac{311,13 \cdot 0,5^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 2,26 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3} \right)^2 = 0,08W$$

$$P_{Re2} = R_{E2} \cdot I_{L_{RPICO}}^2 \cong 1 \cdot \left(\frac{1,2}{2} \right)^2 \cong 0,36W$$

$$P_{Re3} = R_{E3} \cdot I_{Q3EF}^2 \cong 0,33 \cdot \left(\frac{311,13^2 \cdot 0,5^4}{8 \cdot (2,26 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (30 \cdot 10^3)^2} + \left(\frac{1,2}{2} \right)^2 \right) \cong 0,17W$$

Por segurança e prevendo-se a necessidade de modificações no valor da indutância L_{PF} e devido a aproximação da corrente no interruptor Q_2 pelo pico, considera-se o uso de resistores de 1W para todos os interruptores.

O tempo Δt_1 definido no capítulo anterior é determinado pela expressão (3.29) e (3.30).

$$\begin{aligned} I_F &= I_{L_{RPICO}} \cdot \text{sen}[\omega_s \cdot (\Delta t_2 + \Delta t_3)] = \\ &= 1,2 \cdot \text{sen}[2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot (5,55 + 6) \cdot 10^{-6}] = 1,086A \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \arcsen\left(\frac{I_F}{I_{L_{RPICO}}}\right) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3} \cdot \arcsen\left(\frac{1,086}{1,2}\right) \cong 6\mu s \quad (3.30)$$

A frequência de comutação do conversor é aproximada pela expressão (3.31).

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} = \frac{1}{2 \cdot (6 + 5,55 + 6) \cdot 10^{-6}} \cong 28,5 \text{ KHz} \quad (3.31)$$

3.7 – Resultados experimentais gerais

O protótipo implementado partiu das especificações determinadas nas seções anteriores. Devido aos fenômenos já descritos anteriormente já conhecia-se a necessidade de ajuste de alguns componentes para que o protótipo trabalhasse no ponto de operação definido.

Os componentes calculados foram dimensionados segundo o valor discreto mais próximo e as disponibilidades em laboratório. São eles:

$$L_R = 1,75 \text{ mH}$$

$$C_S = 220 \text{ nF (630V)}$$

$$C_P = 15 \text{ nF (1,6KV)}$$

$$C_O = 47 \mu\text{F (450V)}$$

$$C_F = 220 \text{ nF (400V)}$$

$$L_F = 6,5 \text{ mH}$$

Em um primeiro ensaio foi detectado que mesmo sob condição nominal de tensão de entrada a tensão de barramento permanecia bastante abaixo da especificação. Observa-se ainda o fenômeno descrito da variação da razão cíclica de acordo com a tensão de entrada devido ao fenômeno de saturação excessiva dos transistores Q_1 e Q_3 .

A indutância foi reduzida até 1,2mH atingindo-se um valor mais adequado da tensão de barramento. Todo o sistema operava em boa condição apenas com a detecção de perdas elevadas no interruptor Q₃ devido à sua geração excessiva de calor. Este fenômeno está relacionado ao dimensionamento do circuito de ajuda a comutação que geralmente é realizado diretamente no protótipo para melhor adequação.

Por conveniência, o indutor do filtro de entrada foi implementado com 6,5mH em um núcleo EE-30/07 para manter um volume físico reduzido. Eventuais avaliações posteriores de sua adequação seriam realizadas.

A forma de onda da Fig. 3.15 apresenta a tensão e a corrente de entrada e a tensão no capacitor C_O do barramento CC. O circuito opera sob tensão nominal de 220V eficaz e apresenta um corrente eficaz de 475mA. Isto confere uma potência de entrada de 104,5W. A tensão de barramento é 373,8V, 7% acima da especificação.

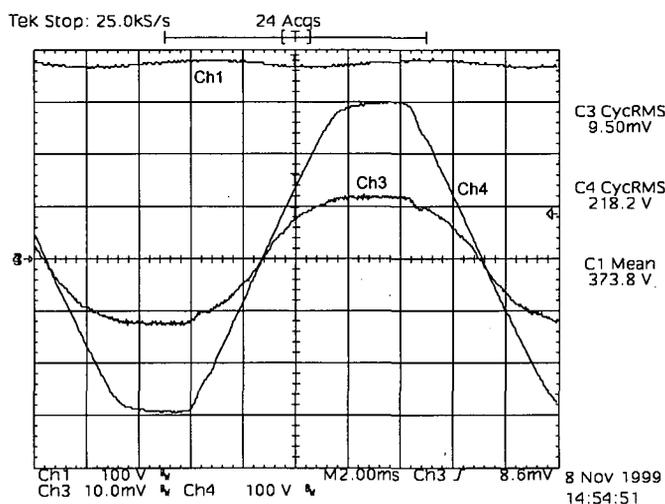


Fig. 3.15 – Tensão (Ch4) e corrente (Ch3 – 0,5A/div) de entrada e tensão no barramento CC intermediário (Ch1).

A análise harmônica da corrente de entrada apresenta a distribuição vista na Fig. 3.16. A taxa de distorção harmônica da tensão é de 3,58% e da corrente de 10,22%. O fator de potência do conjunto é 0,993. O resultado obtido atende as prescrição da norma IEC-61000-3-2 [6] para equipamentos de iluminação no que refere-se a amplitude dos componentes harmônicos em relação à componente fundamental.

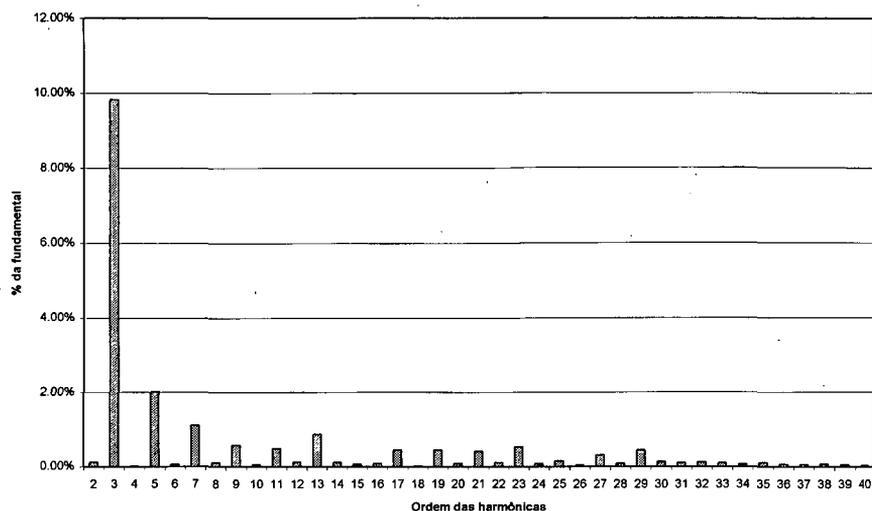


Fig. 3.16 – Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor.

Atendida a condição de elevado fator de potência de entrada, as características mais importantes no que se refere ao projeto do conversor são a tensão e a corrente na lâmpada. Estas formas de onda podem ser visualizadas na Fig. 3.17. A frequência de comutação fica em torno de 32KHz. A taxa de distorção harmônica da tensão é de 4,59% e a da corrente é de 13,76%. A potência aplicada à lâmpada é de 77,78W. A harmônica predominante na corrente na lâmpada é a 3ª com 13,1% da fundamental.

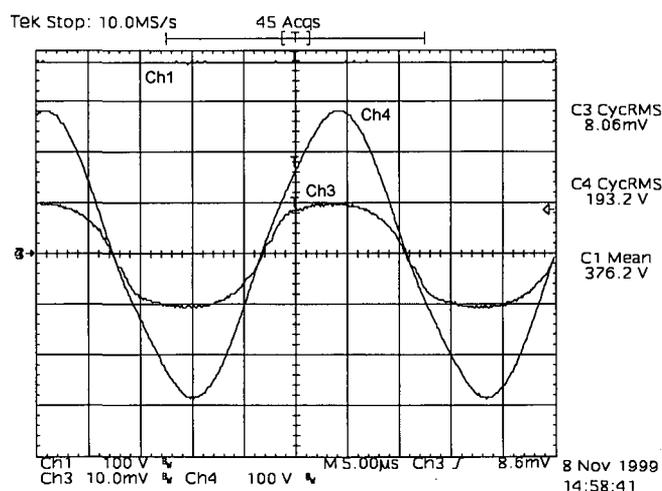


Fig. 3.17 – Tensão (Ch4) e corrente (Ch3 – 0,5A/div) na lâmpada e tensão no barramento CC (Ch1).

A Fig. 3.18 apresenta a corrente no indutor do estágio de correção do fator de potência. O valor de pico desta corrente é de 2,44A que ocorre na passagem da tensão de entrada pelo seu valor máximo.

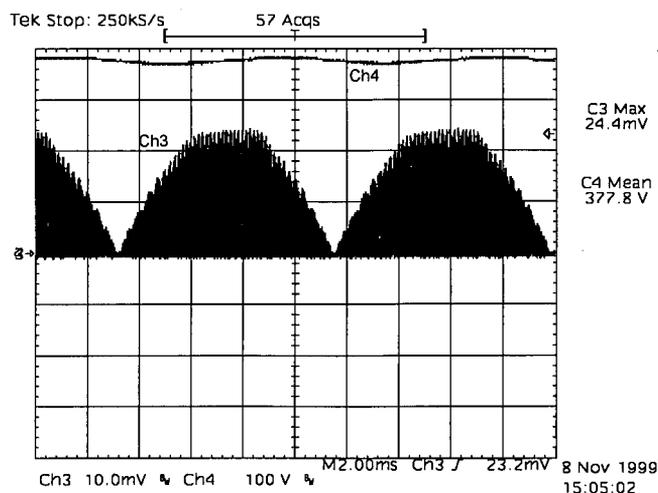


Fig. 3.18 – Corrente no indutor do circuito de correção do fator de potência (Ch3 – 1A/div) e tensão no barramento CC (Ch4).

Uma ampliação desta corrente na passagem pelo valor máximo permite observar a operação em condução descontínua do conversor Buck-Boost como está apresentado na Fig. 3.19.

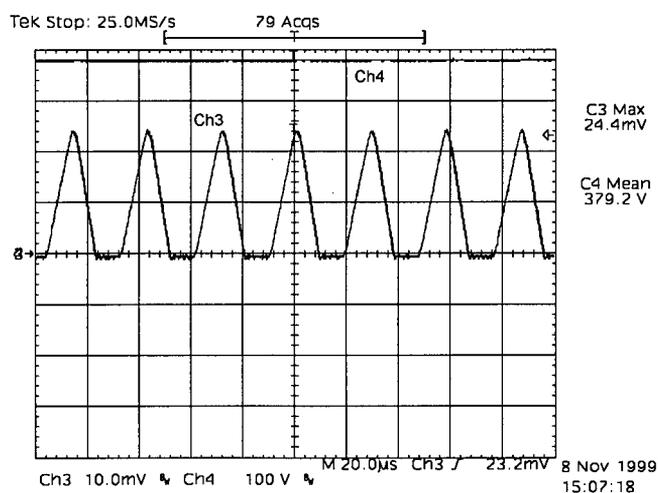


Fig. 3.19 – Ampliação da corrente no indutor do conversor Buck-Boost (Ch3 – 1A/div) e tensão no barramento CC (Ch4) na passagem pelo seu valor máximo.

A Fig. 3.20 permite observar a corrente no indutor do estágio de correção do fator de potência em dois instantes diferentes: um primeiro para o valor de corrente máximo (a), em que a razão cíclica do sistema é 0,34, e um segundo para um menor valor de corrente (b) em que a razão cíclica é igual a 0,46. Isto vem comprovar a variação da razão cíclica do conversor. A frequência de comutação para ambas as situações é praticamente a mesma.

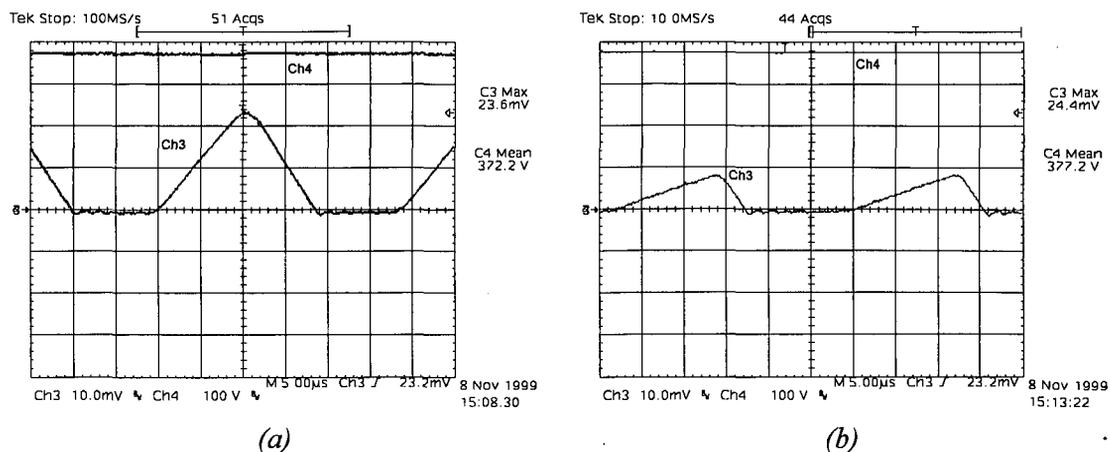


Fig. 3.20 – Corrente no indutor do conversor Buck-Boost (Ch3) em dois instantes de operação.

Pode-se, neste momento, justificar a modificação necessária na indutância L_{PF} do estágio de correção do fator de potência pela variação da razão cíclica já que o projeto teórico partia do conceito em que esta permanecesse próxima de 0,5. No entanto, existe variação intensa da razão cíclica e variações leves da frequência de comutação. Dessa forma, o indutor do conversor Buck-Boost deve ser ajustado de forma que a tensão no capacitor C_O do barramento CC intermediário permaneça dentro da especificação. Naturalmente, devido a inércia de carga e descarga do capacitor impede que haja variações intensas na sua tensão.

A variação da razão cíclica no inversor deve gerar variação na potência luminosa mas que não seria possível de ser medida em nosso laboratório. No entanto, a potência elétrica de saída é adequada.

3.8 – Discussão das perdas de comutação

As elevadas perdas encontradas no interruptor Q_3 que podiam ser percebidas pela elevada temperatura neste componente conduziram a uma investigação mais detalhada das perdas neste componente.

Tradicionalmente utiliza-se o capacitor de ajuda a comutação em paralelo com o transistor superior do inversor meia-ponte como apresentado na Fig. 3.21, que destaca o inversor ressonante. As diversas etapas de funcionamento desta topologia, envolvendo o circuito de ajuda a comutação, são descritas no cap. 2.

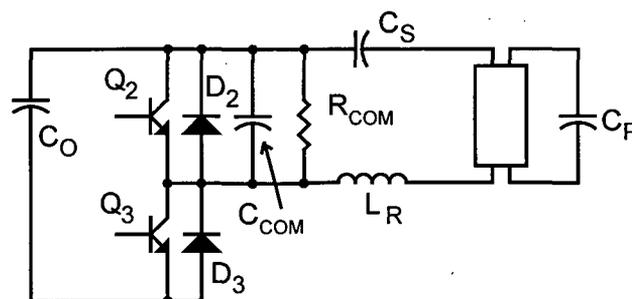


Fig. 3.21 – Circuito de ajuda a comutação em paralelo com o transistor superior.

Para um capacitor de ajuda a comutação C_{COM} de 4,7nF e um resistor R_{COM} de 270k Ω , na passagem da tensão de entrada pelo seu máximo valor, a corrente no transistor inferior do inversor é máxima como apresenta a Fig. 3.22. A corrente de coletor apresenta um pico na sua entrada em condução originado pelo capacitor C_{COM} que mantinha-se totalmente descarregado na etapa de operação anterior. Quanto maior for a capacitância C_{COM} , maior será o pico de corrente já que maior será o tempo de carga deste capacitor. Observa-se, ainda, que no bloqueio deste interruptor, as perdas são elevadas devido ao cruzamento entre tensão e corrente.

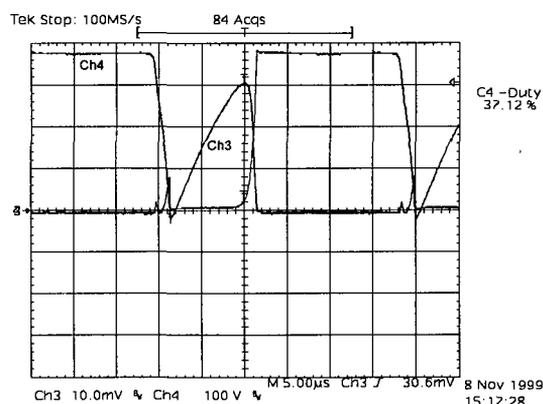


Fig. 3.22 – Tensão coletor-emissor (Ch4) e corrente de coletor (Ch3 – 1A/div) no transistor inferior do inversor para a passagem da tensão de entrada pelo seu valor máximo.

Na passagem da tensão de entrada por zero, a corrente no transistor superior do inversor restringe-se a corrente no circuito ressonante, como pode ser observado na Fig. 3.23. Este transistor apresenta comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução nesta condição. A parcela negativa da corrente apresentada nesta forma de onda é relativa ao período de condução do diodo. O bloqueio deste interruptor apresenta-se bastante otimizado, praticamente sem perda, devido a contribuição do capacitor C_{COM} .

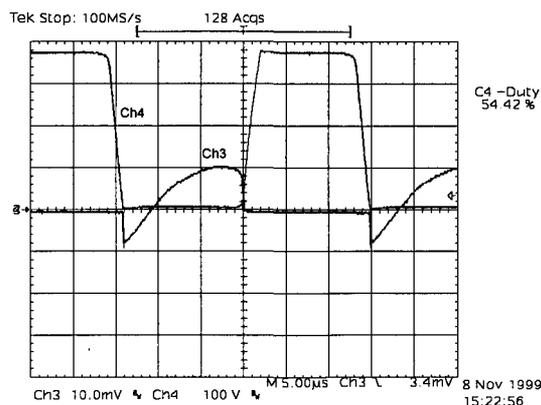


Fig. 3.23 – Tensão coletor-emissor (Ch4) e corrente de coletor (Ch3 – 1A/div) no transistor inferior do inversor para a passagem da tensão de entrada por zero.

Uma importante característica a ser observada nestas formas de onda é a variação da razão cíclica devido à saturação excessiva dos transistores Q_1 e Q_3 , como foi apresentado anteriormente. No pico da tensão de entrada a razão cíclica é 0,37, enquanto que na passagem por zero é 0,54.

O transistor superior do inversor tem comutação suave do tipo ZVS como pode ser observado na Fig. 3.24. A forma de onda (b) é uma aquisição próximo da passagem por zero da tensão de entrada e (a) para um valor próximo do máximo. As parcelas negativas das correntes apresentadas circulam pelo diodo em anti-paralelo.

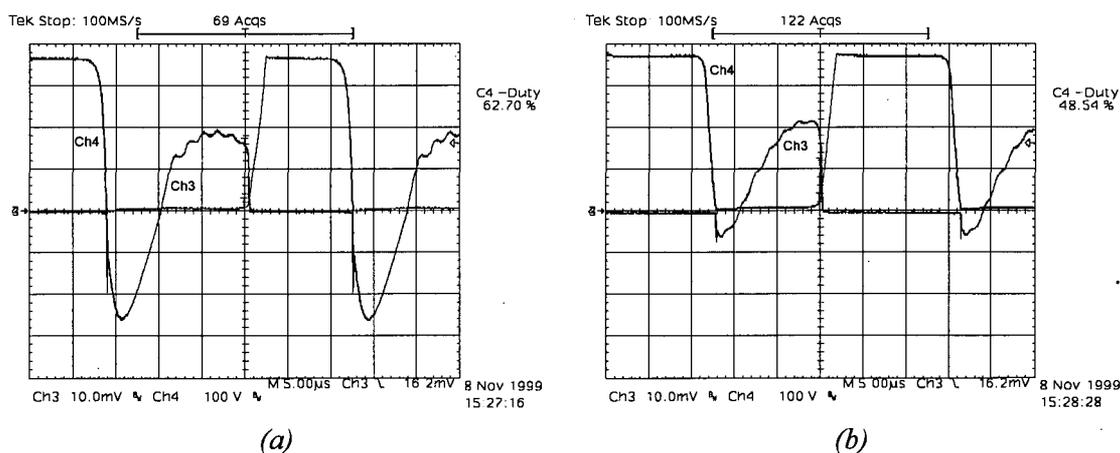


Fig. 3.24 – Tensão coletor-emissor (Ch4) e corrente de coletor (Ch3 – 0,5A/div) para o transistor superior do inversor.

Como tentativa de otimizar a comutação foram usados vários valores de capacitores de ajuda a comutação C_{COM} , observando-se o resultado sobre as comutações no transistor

inferior. Para o transistor superior do inversor foi observado que capacitâncias acima de 1nF já garantiam perdas mínimas. Os resultados são apresentados na Fig. 3.25.

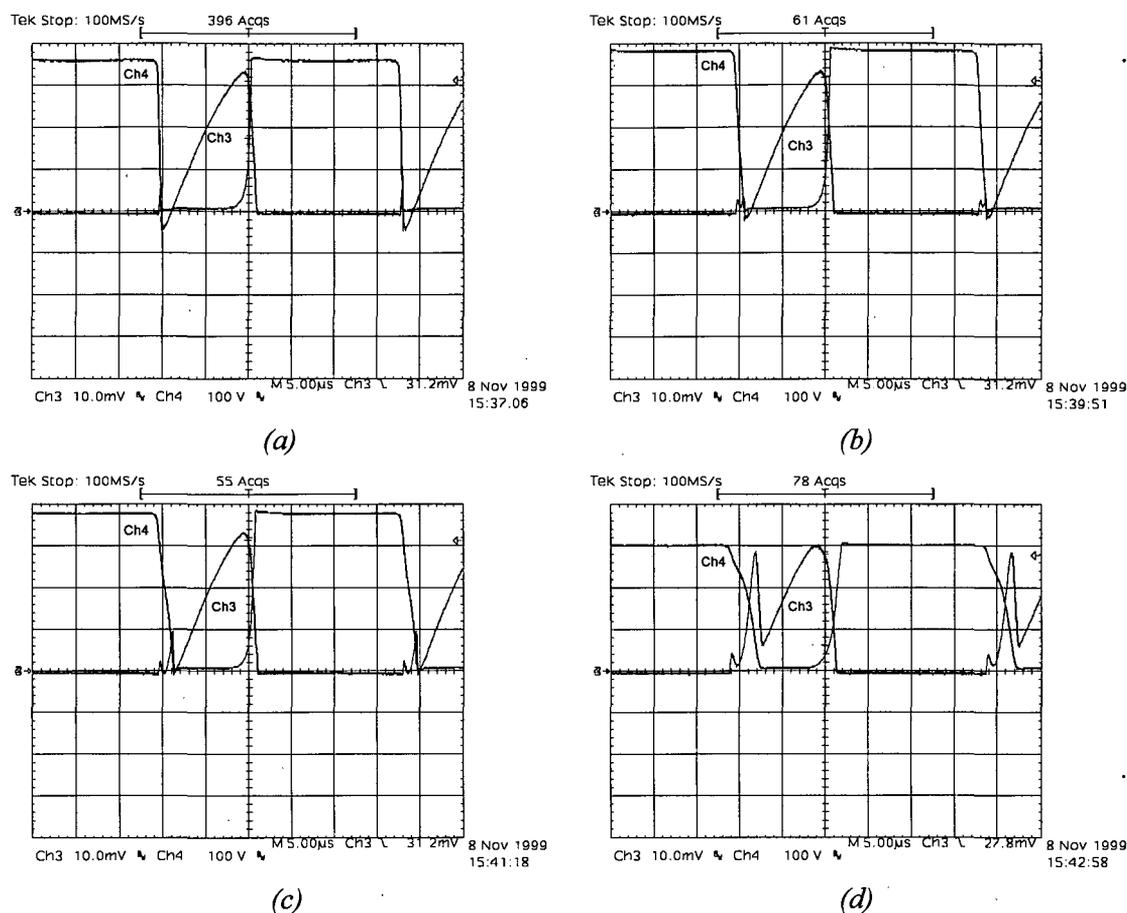


Fig. 3.25 – Tensão coletor-emissor (Ch4) e corrente de coletor (Ch3 – 1A/div) para o transistor inferior do inversor para capacitores de comutação de 1nF (a), $2,2\text{nF}$ (b), $4,7\text{nF}$ (c) e 10nF (d).

Pode-se observar que as perdas de bloqueio reduzem-se, enquanto os picos de corrente na entrada em condução agravam-se já que o capacitor de ajuda a comutação está descarregado no final da etapa de operação anterior e, quanto maior a capacitância, maior o seu tempo de carga.

Como os resultados obtidos não foram satisfatórios, fez-se a opção por posicionar o circuito de ajuda a comutação no transistor inferior do inversor como apresenta a Fig. 3.26.

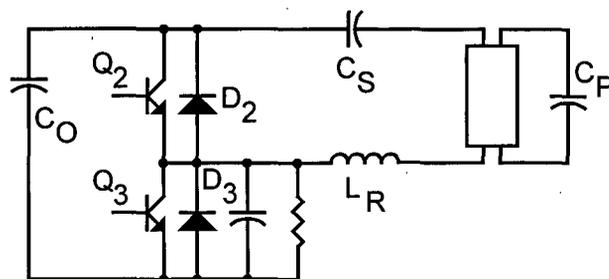


Fig. 3.26 – Circuito de ajuda a comutação posicionado no transistor inferior do inversor.

Para vários valores de capacitores C_{COM} foram obtidos os resultados apresentados na Fig. 3.27.

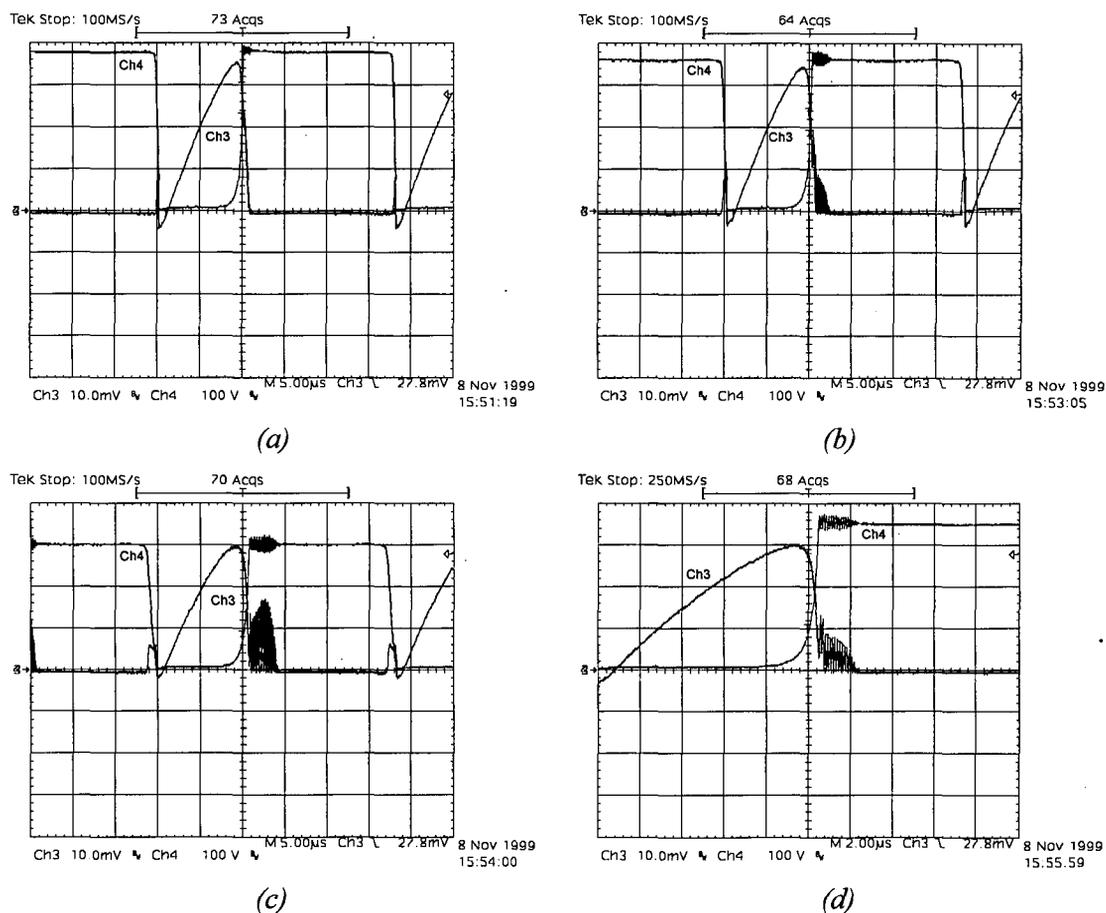


Fig. 3.27 - Tensão coletor-emissor (Ch4) e corrente de coletor (Ch3 – 1A/div) para o transistor inferior do inversor para capacitores de comutação de 1nF (a), 2,2nF (b), 4,7nF (c) e 10nF (d).

Pode-se observar o aparecimento de oscilações nas formas de onda de tensão e corrente no instante de bloqueio do transistor originado pela impossibilidade do diodo D_2 assumir a corrente que circulava pelo coletor do interruptor Q_3 antes que o capacitor de

ajuda a comutação se carregue. Os picos de corrente na entrada em condução do transistor inferior do inversor são pequenos e acarretam perdas mínimas. O bloqueio tem suas perdas reduzidas mas, continua apresentando perdas elevadas que não foram completamente solucionadas pelo posicionamento do circuito de ajuda a comutação no transistor inferior.

As oscilações que apareceram nas formas de onda da Fig. 3.27 poderiam ser reduzidas se fosse implementado um caminho alternativo para a corrente que circula no coletor do transistor. Isto pode ser realizado por um capacitor inserido em paralelo com o transistor superior do inversor como apresenta a Fig. 3.28.

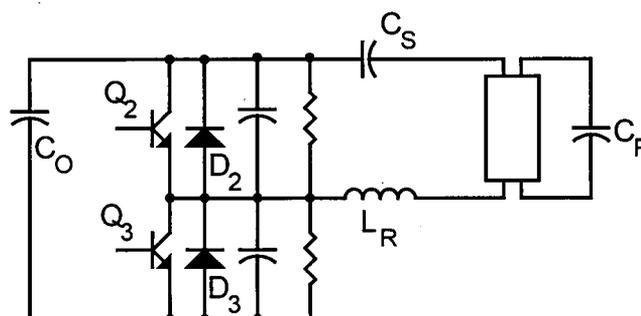
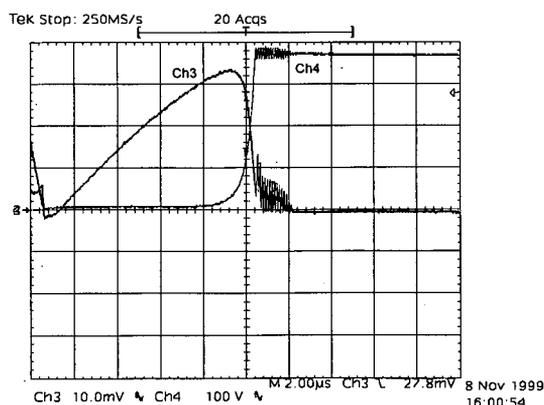
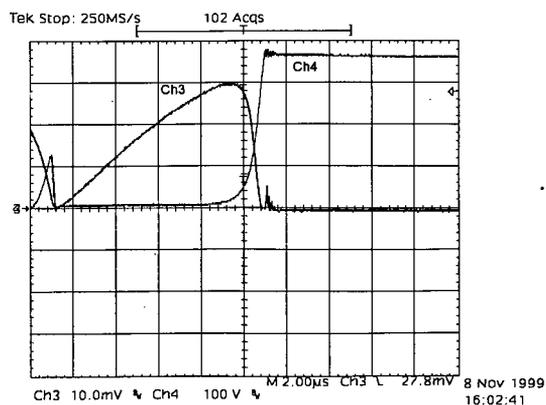


Fig. 3.28 – Capacitores de ajuda a comutação incluídos em paralelo com ambos os transistores do inversor.

Foram realizadas tentativas de utilização de capacitâncias maiores ou menores em cada posição do circuito para identificar a sensibilidade aos parâmetros como pode ser observado pela Fig. 3.29.



(a)



(b)

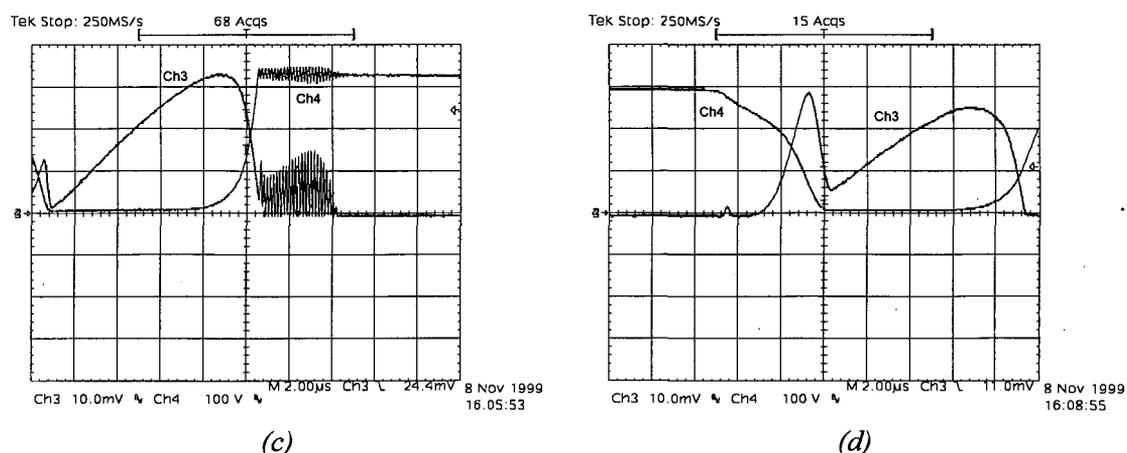


Fig. 3.29 - Tensão coletor-emissor (Ch4) e corrente de coletor (Ch3 – 1A/div) para o transistor inferior do inversor para capacitores de comutação de 1nF em cima e 2,2nF em baixo (a), 4,7nF em cima e 2,2nF em baixo (b), 2,2nF em cima e 4,7nF em baixo (c) e 10nF em cima e 4,7nF em baixo (d).

Foram obtidos efeitos semelhantes aos conhecidos com as capacitâncias separadas nos transistores inferior ou superior. Pequenas capacitâncias no transistor superior não reduzem os efeitos sobre o transistor inferior. O aumento da capacitância superior consegue eliminar as oscilações, mas não resolve a problema da perda de bloqueio. O aumento excessivo da capacitância superior agrava as perdas na entrada em condução do transistor devido à descarga deste capacitor sobre o transistor inferior do inversor.

Pelo resultados obtidos é possível propor caminhos para a solução dos problemas de comutação apresentados. A utilização do circuito de ajuda a comutação no transistor inferior apresenta-se como a melhor solução para a redução das perdas já que não afeta intensamente as perdas na entrada em condução. No entanto, é necessário a utilização de um capacitor de pequeno valor em paralelo com o transistor superior para contribuir com o amortecimento das ondulações observadas. Além destas medidas, um bom dimensionamento do resistor de emissor do transistor inferior do inversor associada com a utilização de um transistor com diodo em anti-paralelo interno possibilitaria maiores atenuações das oscilações observadas. Como última consideração, mas não menos importante, é necessário o estudo de um layout da placa de circuito impresso que diminua as indutâncias parasitas e pode ser necessário a inclusão de capacitores de desacoplamento para estas indutâncias.

Além disso foram observadas elevações da tensão do barramento CC durante o transitório de partida enquanto a lâmpada ainda não está acesa. Isto acontece porque o inversor representa uma carga pequena para o conversor Buck-Boost o que conduz a elevação da tensão de saída. Diminuindo-se o capacitor de partida, a lâmpada tem ignição mais rápida diminuindo a elevação de tensão, no entanto, ocorrem desvios na frequência de comutação devido ao ajuste em um novo ponto de operação.

Acredita-se que, por outras experiências realizadas [17], para menores potências o conversor em estágio único seja melhor aplicável pois naturalmente as correntes eficazes são menores incorrendo em perdas e tensão de ignição da lâmpada também menores. Além disso, o tratamento do circuito de comando com menores correntes é mais simples.

3.9 – Conclusão

Através do estudo realizado neste capítulo, comprova-se o princípio de funcionamento do conversor em estágio único integrando as estruturas Buck-Boost e inversor meia-ponte ressonante.

A metodologia de projeto baseada no projeto dos conversores individuais é válida, mas as variações da razão cíclica imposta pelo comando auto-oscilante nos transistores bipolares, deve ser compensada através do indutor do estágio de correção do fator de potência e do indutor do inversor ressonante. Estes ajustes práticos são inevitáveis, dado a recursividade de parâmetros e simplificação da metodologia de projeto. No entanto, o projeto realizado aproxima os componentes dos valores adequados e poucos ajustes práticos são necessários, o que torna a rotina de projeto razoavelmente dominada.

Foram detectadas perdas excessivas no interruptor Q_3 , o que não pode ser completamente resolvido apenas pelas modificações da posição do circuito de ajuda à comutação propostas. Estas perdas inviabilizam a utilização do circuito devido ao seu baixo rendimento. Provavelmente as soluções para os problemas da comutação deste transistor estão associadas com a possibilidade de modificações na topologia do inversor ou na inclusão de outras técnicas de ajuda a comutação que não eram alvo principal deste trabalho, além de estudos mais aprofundados do layout da placa de circuito impresso e adequação de certos componentes.

4. ESTUDO DE PROTEÇÃO PARA INVERSORES EM MEIA-PONTE COM TRANSISTORES BIPOLARES USADOS EM REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES.

4.1 – Introdução

Os reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes estão recebendo normalizações de desempenho e segurança no Brasil [18], o que implica na necessidade direta de efetuar-se adaptações nos circuitos de forma a tornar os inversores adequados. Neste estudo é apresentado o desenvolvimento de um circuito de proteção para inversores meia-ponte ressonantes tendo transistores bipolares como semicondutores. Este é um estudo realizado em função das causas de falhas conhecidas de forma a obter um circuito eficiente em sua prevenção.

4.2 – Proposição das causas das falhas

São duas as principais falhas detectadas no funcionamento destes inversores com transistores bipolares: correntes excessivas no circuito ressonante devido à ausência de condição de partida da lâmpada e oscilação de alta frequência sem a presença de lâmpadas.

Em situações em que ocorram quaisquer falhas com a lâmpada, apresentando seus filamentos em bom estado, a lâmpada não tendo condição de partida, o sistema de proteção deve atuar. Isto porque a presença dos filamentos permite a circulação de corrente no circuito ressonante e, estando o ramo representado pela resistência da lâmpada com alta impedância, o circuito resume-se praticamente a um conjunto LC que apresenta corrente eficaz elevada no circuito ressonante em relação ao sistema em operação normal. As falhas mais prováveis de ocasionar esta situação são:

- a quebra ou trincamento do bulbo que permitiria o vazamento do gás sem danos diretos aos filamentos e à estrutura de sustentação;
- envelhecimento da lâmpada que tornaria o gás inapto a permitir a partida da lâmpada;
- condições térmicas inadequadas à partida da lâmpada.

Para inversores com transistores bipolares quando não existem lâmpadas conectadas, ocorre uma falha que conduz rapidamente a destruição dos semicondutores. Ela está relacionada ao acionamento em corrente dos transistores bipolares e seu elevado ganho. Na ausência de lâmpadas, a cada nova tentativa do circuito de partida, o inversor oscila em frequências muito elevadas devido a realimentações ocorridas no transformador de pulsos através do circuito de corrente provido pelo indutor ressonante e pelas capacitâncias parasitas do circuito. Estas oscilações conduzem a curtos-circuitos instantâneos no braço do inversor que levam a um aquecimento excessivo dos transistores que são rapidamente destruídos.

4.3 – Desenvolvimento de um circuito de proteção

O circuito de proteção contra falhas que conduzem a elevação da corrente no circuito ressonante baseia-se na construção de um enrolamento auxiliar no indutor ressonante para sensorar esta corrente. Este circuito pode ser visto na Fig. 4.1.

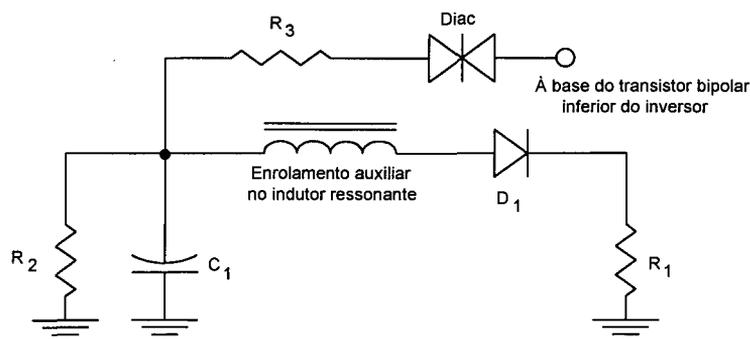


Fig. 4.1 – Circuito de proteção contra corrente excessiva no circuito ressonante.

A tensão no enrolamento auxiliar é retificada por um diodo rápido D_1 e tem sua corrente limitada pelo resistor R_1 . Este retificador carrega o capacitor C_1 com uma tensão

negativa, em relação à referência. O resistor R_2 é responsável pela descarga do capacitor quando o reator é desligado. Quando a tensão sobre o capacitor C_1 atinge a tensão de avalanche do diac, este é disparado aplicando tensão negativa na base do transistor inferior do inversor. Isto produz extração de corrente da base deste transistor que leva a seu bloqueio. A extração de corrente é limitada pela resistência R_3 . Sendo este transistor do inversor responsável pela aplicação de energia ao circuito ressonante, a corrente no circuito ressonante amortece rapidamente até anular-se. Com o comando do inversor sendo auto-oscilante, quando é cessada a corrente no circuito ressonante, só existe possibilidade de re-ignição mediante nova partida realizada pelo circuito de partida. Como não é interessante que ocorram outras partidas após a detecção da falha, o circuito da Fig. 4.2 fica responsável pela inibição do circuito de partida.

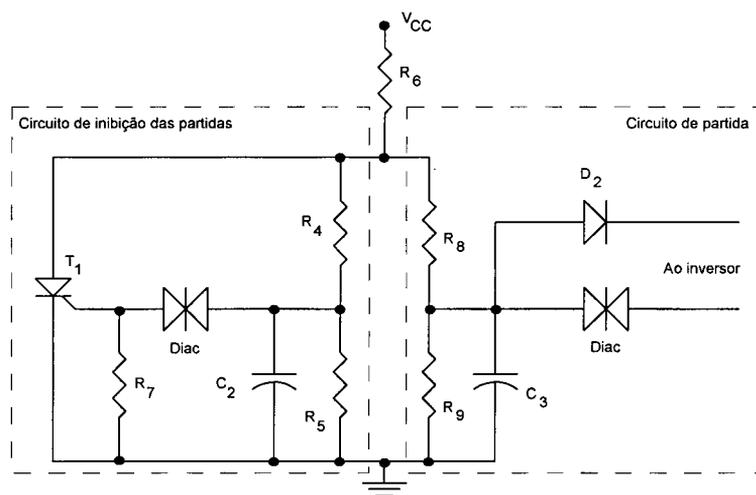


Fig. 4.2 – Circuito de inibição do circuito de partida.

Este circuito funciona de forma semelhante ao circuito de partida do inversor. Um divisor resistivo composto por R_4 e R_5 carrega o capacitor C_2 . A constante de tempo de carga do circuito de inibição da partida deve ser maior que a constante de tempo do circuito de partida propriamente dito. Esta condição é necessária para que a inibição do circuito de partida ocorra somente após que seja garantido o início da auto-oscilação do inversor. Quando a tensão sobre o capacitor C_2 atinge a tensão de avalanche do diac, é aplicado um pulso no tiristor T_1 , que desvia a corrente dos circuitos de partida e inibição de partida através do resistor R_6 e o terra. O resistor R_6 deve ser calculado em função da corrente de manutenção do tiristor T_1 de forma a garantir que este tiristor permaneça conduzindo, inibindo o circuito de partida até que a alimentação do sistema seja desligada

e novamente religada. As expressões (4.1) e (4.2) efetuam o dimensionamento da resistência e potência do resistor R_6 em função da tensão do barramento (V_{CC}).

$$R_6 = \frac{V_{CC}}{I_H} \quad [\Omega] \quad (4.1)$$

Onde:

V_{CC} é a tensão do barramento CC;

I_H é a corrente de manutenção do tiristor escolhido.

$$P_{R_6} = R_6 \cdot I_H^2 \quad [W] \quad (4.2)$$

Pode-se escolher uma fonte auxiliar no lugar de utilizar diretamente o barramento (V_{CC}) de forma a obter um resistor R_6 de menor valor e menor capacidade de dissipação.

4.4 – Circuito dimensionado e formas de onda

O circuito apresentado foi testado em um reator para duas lâmpadas de 65W apresentando os resultados desejados. As características gerais do inversor são:

- Inversores independentes para cada uma das lâmpadas de 65W;
- Tensão de entrada de 220V (60Hz);
- Tensão de barramento CC de 400V.

O circuito de inibição do inversor em situações de correntes excessivas no ramo ressonante foi implementado com os seguintes componentes:

Enrolamento auxiliar de 10 espiras;

Diodo D_1 – 1N4936;

Capacitor C_1 – 10 μ F (50V ou maior);

Resistor R_1 - 220 Ω (1/8W);

Resistor R_2 – 68k Ω (1/8W);

Resistor R_3 – 33 Ω (1W);

Diac – DB3.

O circuito de inibição de partida utiliza o mesmo divisor resistivo do circuito de partida e um capacitor de maior valor. Este circuito foi implementado com os seguintes componentes:

Resistor R_4 – $390k\Omega$ (1/8W);

Resistor R_5 – $100k\Omega$ (1/8W);

Capacitor C_2 – $2,2\mu F$ (50V ou maior);

Diac – DB3;

Tiristor T_1 – MCR100-8;

Resistor R_7 – $10k\Omega$ (1/8W);

Resistor R_6 – paralelo de dois resistores de $68k\Omega$ (3W).

A Fig. 4.3 ilustra o comportamento normal do inversor durante o transitório de partida do sistema. Pode-se observar que a corrente no circuito ressonante tem seu transitório inicial com elevado valor até que a lâmpada parte e estabiliza seu processo de descarga. A proteção, no entanto, não deve atuar neste transitório inicial.

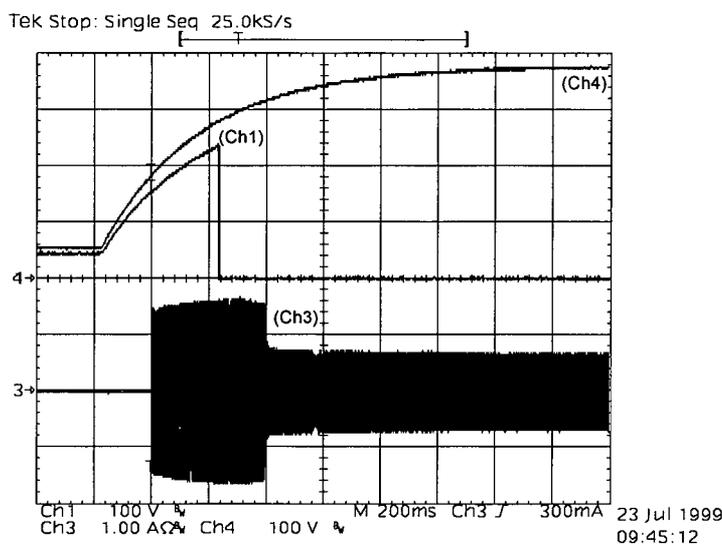


Fig. 4.3 – Aquisição de formas de onda do circuito em funcionamento normal - Tensão no barramento CC (Ch4), tensão sobre o tiristor T_1 (Ch1) e corrente no circuito ressonante (Ch3).

A forma de onda da Fig. 4.4 apresenta a situação de falha em que a lâmpada não parte. Pode-se observar que a corrente no circuito ressonante eleva-se rapidamente e o inversor fica termicamente comprometido. Em alguns segundos deve ocorrer destruição dos semicondutores. Esta situação é realizada simplesmente através da substituição da lâmpada por resistências de $3,5\Omega$, emulando suas resistências de filamento.

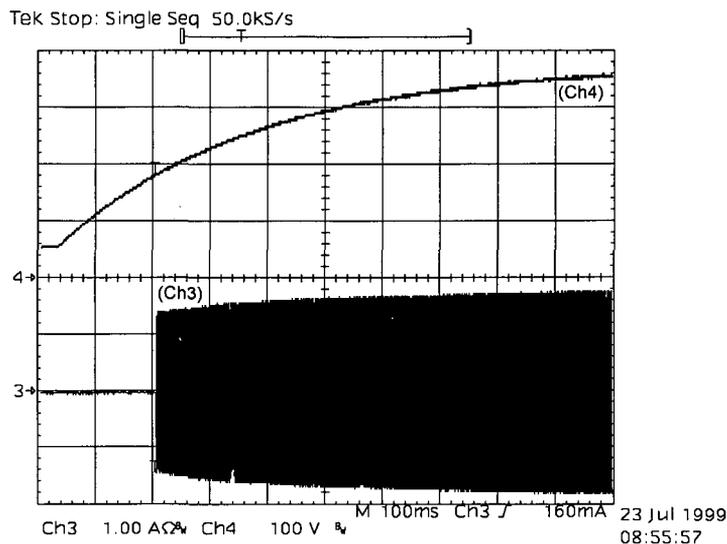


Fig. 4.4 - Aquisição de formas de onda do circuito em situação de falha - Tensão no barramento CC (Ch4) e corrente no circuito ressonante (Ch3).

A forma de onda da Fig. 4.5 ilustra o comportamento do circuito de proteção para a situação em que a lâmpada não parte. Pode-se observar através da forma de onda no canal 1 que o circuito de inibição de partida atua inibindo a possibilidade de novas partidas e no instante que atua o circuito de detecção de corrente excessiva no circuito ressonante o funcionamento do reator é interrompido, como observa-se pela corrente no canal 3. A inércia de carga dos capacitores do circuito de proteção permite que não ocorram disparos erráticos durante a partida normal da lâmpada.

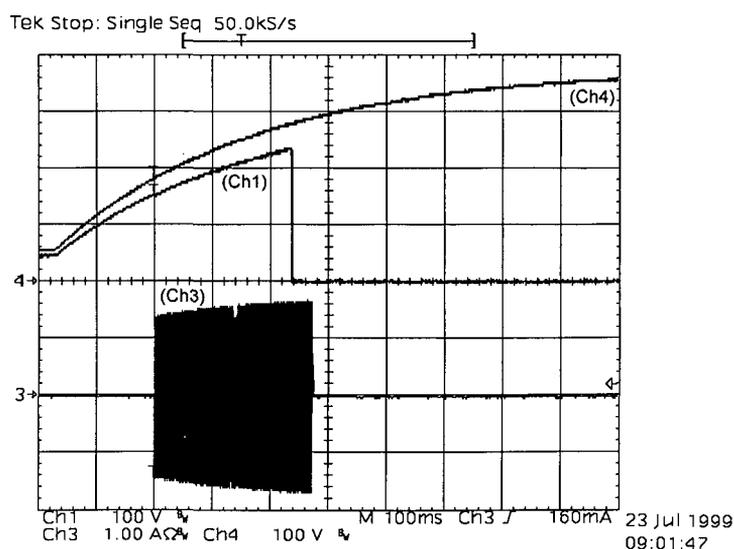


Fig. 4.5 - Aquisição de formas de onda do circuito de proteção - Tensão no barramento CC (Ch4), tensão sobre o tiristor T_1 (Ch1) e corrente no circuito ressonante (Ch3).

A forma de onda da Fig. 4.6 ilustra a situação de falha em que não existe lâmpada conectada ao inversor. Pode-se observar através da tensão no ponto médio da meia-ponte

de semicondutores e da tensão no capacitor de partida que existe uma oscilação em alta frequência. Esta oscilação provoca curtos no braço de semicondutores do inversor durante certos instantes e compromete termicamente a estrutura. Em poucos segundos deve ocorrer a destruição destes componentes.

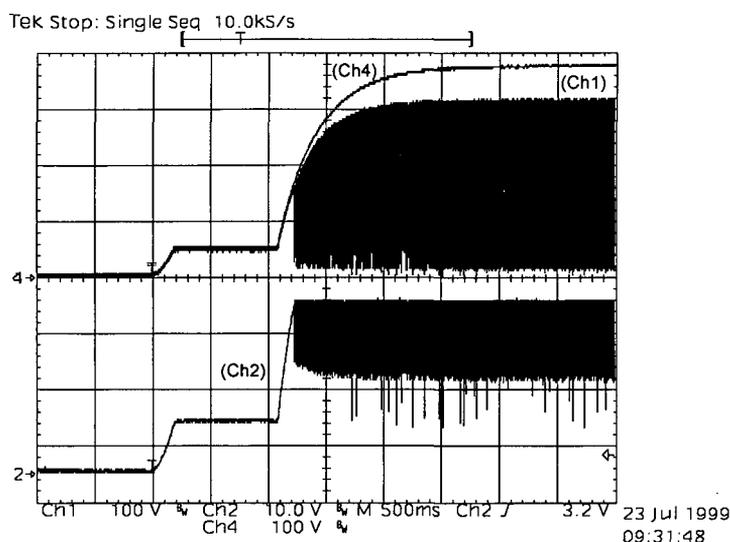


Fig. 4.6 – Aquisição de formas de onda para o inversor sem lâmpadas – Tensão de barramento CC (Ch4), tensão no ponto médio dos interruptores do inversor (Ch1) e tensão no capacitor do circuito de partida (Ch2).

A Fig. 4.7 apresenta as formas de onda para a situação de falha em que não existe lâmpada conectada ao inversor e ocorre atuação do circuito de proteção. A inibição de funcionamento ocorre através do circuito de inibição da partida já que esta é a porta de entrada de energia para esta oscilação em alta frequência.

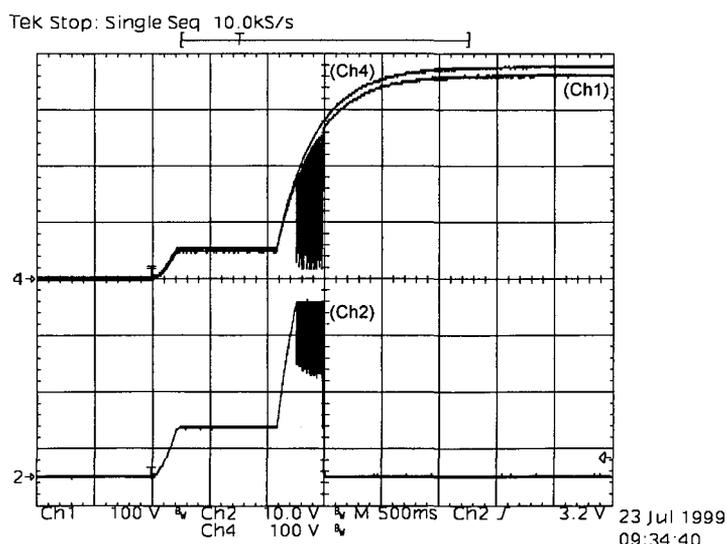


Fig. 4.7 – Aquisição de formas de onda para o inversor sem lâmpadas – Tensão de barramento CC (Ch4), tensão no ponto médio dos interruptores do inversor (Ch1) e tensão no capacitor do circuito de partida (Ch2).

4.5 – Proteção aplicada a inversores com estágios de entrada com rápido crescimento da tensão de entrada

Os ensaios realizados na seção anterior utilizam um inversor alimentado por uma fonte CC de 400V que, como pode-se observar pelas formas de onda apresentadas, apresenta lento crescimento de sua tensão de saída. No entanto, em situações outras em que se utiliza um estágio de entrada de baixa potência, freqüentemente encontrados nos reatores eletrônicos, a tensão do barramento CC intermediário cresce rapidamente até seu valor nominal. Isto produz partida instantânea do inversor de modo que, nas situações de falha em que este apresente-se sem lâmpadas, ocorre destruição dos semicondutores do inversor antes mesmo da atuação da proteção.

Uma conclusão direta conduziria à diminuição do tempo de atuação do circuito de inibição de partida. No entanto, esta medida não seria eficiente já que para lâmpadas envelhecidas é necessário um tempo maior de partida.

Como solução optou-se por incluir resistores em paralelo com os terminais de filamentos da lâmpada. Isto permite que sempre exista um caminho de corrente no circuito ressonante, mesmo na ausência de lâmpada. A alteração proposta é apresentada na Fig. 4.8. No funcionamento normal, em regime permanente, a resistência equivalente da lâmpada é relativamente baixa, o que faz com que circule pequenas correntes no capacitor de partida C_P e, naturalmente, não ocorram perdas consideráveis nos resistores inseridos. No entanto, durante o transitório de partida estes resistores recebem correntes elevadas e devem ter seu dimensionamento térmico adequado.

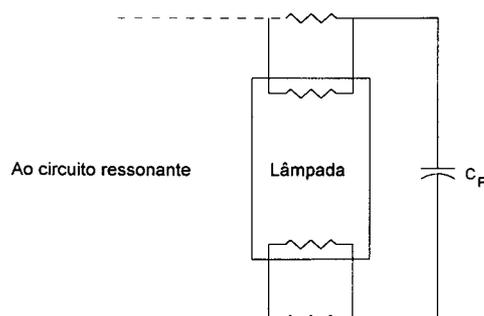


Fig. 4.8 – Resistores inseridos no circuito ressonante.

A forma de onda da Fig. 4.9 apresenta as principais formas de onda envolvidas no circuito de proteção durante a partida sem lâmpada. Pode-se verificar através do canal 1 (Ch1) que a tensão de entrada sofre rápido crescimento. A inclusão dos resistores resume as falhas apresentadas anteriormente a uma única situação: corrente excessiva no circuito ressonante. Isto garante a atuação do circuito de proteção em aproximadamente 1,5 seg. como pode-se observar através da corrente no circuito ressonante (Ch3).

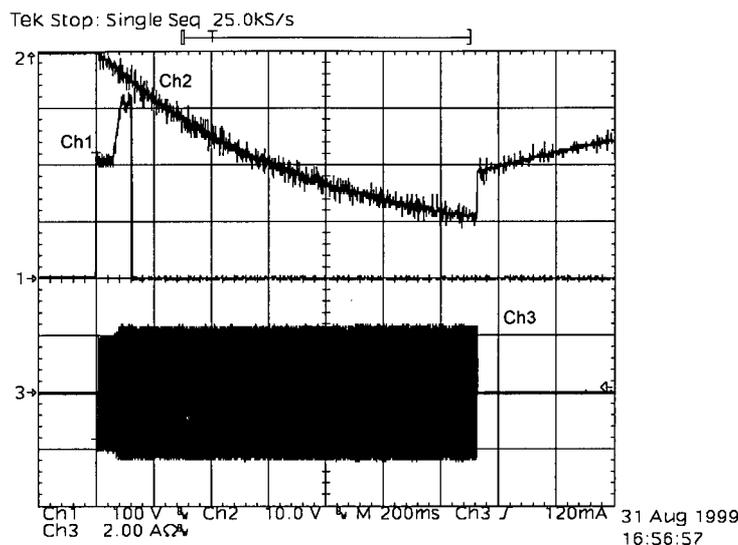


Fig. 4.9 – Transitório de partida em situação de falha de funcionamento - Tensão no tiristor da proteção (Ch1), tensão do capacitor da proteção de sobrecorrente (Ch2) e corrente no circuito ressonante (Ch3).

4.6 – Adequação do circuito de proteção para um maior rendimento

A utilização de um pequeno tiristor no circuito de proteção exige que seja garantida uma corrente de manutenção adequada a este componente, em torno de 5mA. Devido a utilização de um resistor para limitação desta corrente proveniente do barramento CC ocorrem perdas consideráveis, o que em estruturas que se deseje um alto rendimento é inadequado.

Como solução opta-se pela substituição deste componente por um transistor bipolar de sinais. Como este circuito consegue permanecer inibindo novas partidas consumindo baixas correntes, torna-se uma boa solução para a elevação do rendimento. A Fig. 4.10 apresenta O circuito que substitui o anteriormente apresentado na Fig. 4.2. Os diodos zener D_2 e D_3 visam grampear a tensão sobre a junção coletor-emissor abaixo do limite máximo deste componente durante partidas normais. O tempo de atuação deste circuito é

determinado pelo tempo de crescimento da tensão no capacitor até a tensão do diodo zener D_1 mais $0,7V$ da junção base-emissor do transistor.

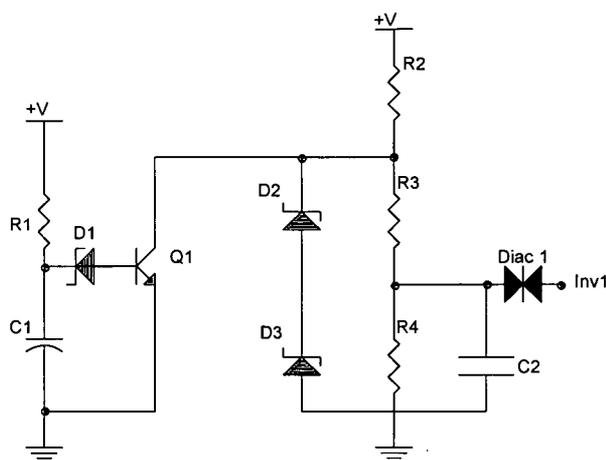


Fig. 4.10 – Circuito de inibição de novas partidas utilizando um transistor bipolar.

A Fig. 4.11 apresenta as principais formas de onda durante a atuação do circuito de proteção para partida sem lâmpada. O canal 3 (Ch3) apresenta a corrente no circuito ressonante e o canal 4 (Ch4) a tensão no capacitor que detecta o excesso de corrente no circuito ressonante. O canal 2 (Ch2) apresenta a tensão no coletor do transistor e o canal 1 (Ch1) a tensão no capacitor de disparo da inibição de novas partidas.

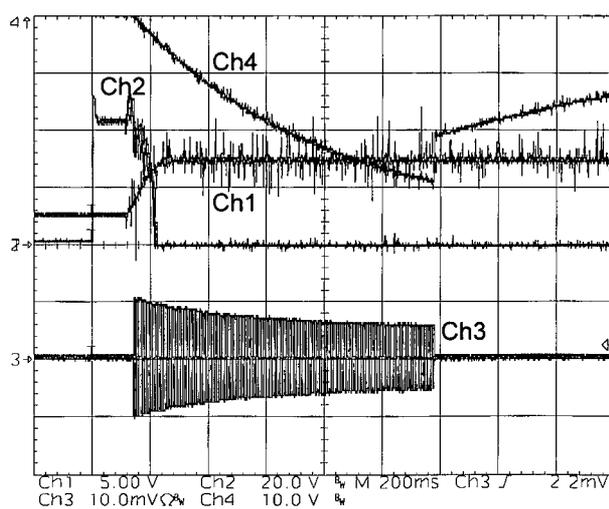


Fig. 4.11 – Formas de onda da proteção durante funcionamento com falha do inversor.

Vale destacar que os ensaios da proteção utilizando o transistor bipolar incorporam ainda os resistores em paralelo com os filamentos da lâmpada de forma a reduzir a falha de ausência de lâmpada a apenas a falha de excesso de corrente no circuito ressonante.

4.7 – Considerações a respeito do uso dos circuito de proteção com reatores integrando estrutura Buck-Boost e inversor meia-ponte.

Deve-se tomar alguns cuidados na utilização dos circuitos de proteção apresentados com a estrutura integrada a partir dos conversores Buck-Boost e inversor meia-ponte ressonante proposta no cap. 3.

Ambos os conversores operam com comandos gerados a partir de transformador(es) de pulso em série com o circuito ressonante, de forma que, quando houver inibição do inversor, o estágio de correção do fator de potência irá deixar de operar também. Esta característica é desejada pois caso o inversor parasse de oscilar enquanto o estágio de entrada permanecesse em funcionamento, a tensão do barramento CC eleva-se-ia indefinidamente até provocar a destruição dos componentes (vide Fig. 1.30 para situações em que a resistência de carga parametrizada aumenta).

Ainda assim, para que os circuitos de proteção funcionem adequadamente, o circuito de inibição de novas partidas deve permanecer ativo após a detecção da falha. Para que isto seja possível é necessário que a tensão que alimenta este circuito continue sendo alimentado. Devido a existência do diodo e do resistor de partida neste conversor, mesmo que o estágio de correção do fator de potência não esteja operando, o capacitor do barramento CC permanece carregado com a tensão de pico de entrada (311,1V). No entanto, caso seja escolhida a utilização da versão com tiristor na proteção, deve-se prever no dimensionamento do resistor de partida a possibilidade de fornecer continuamente a corrente de manutenção do tiristor para esta tensão. Ou seja, para o circuito da Fig. 4.2:

$$R_6 + R_{PARTIDA} = \frac{V_P}{I_H} \quad (4.3)$$

Para o circuito de proteção utilizando transistor bipolar, os níveis de corrente são muito menores e não devem haver maiores problemas.

Devido aos problemas citados no capítulo 3, não foram realizados testes práticos dos circuitos de proteção no reator integrando o conversor Buck-Boost ao inversor meia-ponte ressonante.

4.8 – Conclusão

Os circuitos de proteção apresentados neste capítulo mostraram-se eficientes na inibição do inversor ressonante nas condições de falha como foi apresentado através das formas de onda de aquisição do circuito em funcionamento. Estes circuitos não apresentam-se como soluções únicas na inibição do inversor, mas apresentaram bom desempenho global enquadrando o reator a algumas prescrições de segurança da nova norma da ABNT para reatores eletrônicos [18]. Além disso, os circuitos apresentados possuem baixo custo e são simples em relação a outras proposições documentadas nas bibliografias [19].

CONCLUSÃO GERAL

A finalização deste trabalho permitiu consolidar as propostas definidas e trouxe o conhecimento de novos fenômenos ainda não tratados, o que viabiliza a sugestão de continuidade do tema em outros trabalhos.

O estudo do estágio de correção do fator de potência com o conversor Buck-Boost foi baseado em conceitos tradicionais dominados e apresentou-se, apesar da admissão de simplificações, bastante adequado.

Extenso esforço foi aplicado ao estudo do inversor auto-oscilante meia-ponte de forma a trazer sua metodologia de projeto a um razoável domínio. Devido à intensa recursividade de parâmetros e das várias não-linearidades encontradas na operação do conversor e na sua estratégia de comando, tornou-se necessária a admissão de simplificações que, no entanto, apresentaram bons resultados teóricos e práticos.

A ferramenta de simulação, devido a falta de modelos disponíveis, é tratada como uma boa fonte de estudos qualitativos do funcionamento da topologia. Eventuais ajustes práticos diretamente realizados no conversor são necessários, mas foram indicados caminhos para sua implementação.

A técnica de integração do conversor Buck-Boost ao inversor ressonante proposta neste trabalho mediante o uso de comando auto-oscilante em transistores bipolares, permitiu analisar fenômenos que ainda não eram conhecidos no início do estudo. Do aspecto qualitativo, foi comprovado o funcionamento do sistema e várias considerações e recomendações foram apresentadas de forma a permitir um melhor domínio da metodologia de projeto, além de visarem uma melhor compreensão dos fenômenos envolvidos. Nem todos os problemas encontrados puderam ser resolvidos neste trabalho conservando a proposta inicial. Entre eles está a perda no transistor inferior do inversor ressonante. Foram propostos caminhos que podem convergir a uma solução definitiva.

A abordagem de circuitos de proteção e as características de funcionamento apresentadas vem atender a várias prescrições das novas normas da ABNT para reatores eletrônicos de forma a adequar as estruturas em termos de desempenho e segurança.

Dessa forma, a implementação da integração do conversor Buck-Boost ao inversor auto-oscilante meia-ponte mostrou-se como uma técnica que consegue aliar elevado fator de potência de entrada e alimentação da lâmpada fluorescente em condições adequadas mediante uma estrutura de baixo custo final com uma metodologia de projeto de menor complexidade e com razoável domínio.

ANEXO 1

Cálculo físico dos indutores envolvidos nos projetos

I.1 – Cálculo do indutor ressonante para o protótipo do inversor de 65W

O indutor do circuito ressonante do inversor fica sujeito a uma corrente senoidal em alta frequência com baixa distorção harmônica o que permite que ele seja dimensionado diretamente por uma corrente senoidal pura. A indutância desejada é igual a 1,521mH. O produto da área de janela pela área da seção transversal do núcleo é determinado pela expressão (1.1). O material magnético disponível para esta faixa de frequência é o IP12 da empresa Thornton que possui B_{MAX} igual a 0,28T para uma temperatura na faixa de 80°C.

$$A_E \cdot A_W = \frac{L_R \cdot I_P \cdot I_{EF} \cdot 10^4}{K_W \cdot B_{MAX} \cdot J_{MAX}} = \frac{1,521 \cdot 10^{-3} \cdot 1,176 \cdot \frac{1,176}{\sqrt{2}} \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,28 \cdot 300} = 0,253 \text{cm}^4 \quad (1.1)$$

Isto permite a utilização de um núcleo EE-30/07 que possui A_E igual a 0,6cm² e $A_E A_W$ igual a 0,48cm⁴.

O número de espiras é, então, determinado pela expressão (1.2).

$$N_e = \frac{L_R \cdot I_P \cdot 10^4}{B_{MAX} \cdot A_E} = \frac{1,521 \cdot 10^{-3} \cdot 1,176 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 0,6} \cong 107 \text{ espiras} \quad (1.2)$$

O entreferro é determinado pela expressão (1.3).

$$l_G = \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_E \cdot 10^{-2}}{L_R} = \frac{107^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{1,521 \cdot 10^{-3}} = 0,057 \text{cm} \quad (1.3)$$

O diâmetro elementar do condutor é determinado pela expressão (1.4) e é função da frequência de operação do conversor.

$$d_{CE} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho_C}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_C \cdot f_s}} \quad (1.4)$$

Substituindo as constantes μ_0 , μ_C e a resistividade do cobre para uma temperatura de 75°C ($2,0784 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$) pode-se obter uma expressão simplificada do diâmetro elementar dos condutores (1.5) em centímetros.

$$d_{CE} = 2 \cdot \frac{7,255}{\sqrt{f_s}} = 2 \cdot \frac{7,255}{\sqrt{30000}} = 0,084 \text{cm} \quad (1.5)$$

O condutor mais adequado é 20AWG com diâmetro igual a 0,081cm.

O número de condutores é determinado pela expressão (1.6).

$$S_C = \frac{I_P}{J_{MAX}} = \frac{1,176}{300} = 0,00392 \text{cm}^2 \quad (1.6)$$

Isto implica na necessidade de apenas 1 condutor já que a área efetiva do condutor 20AWG é igual a 0,0051cm².

I.2 – Cálculos dos indutores para o protótipo de 110W

O protótipo de 110W envolve o uso de 3 indutores: o indutor do filtro de entrada, o indutor do estágio de correção do fator de potência e o indutor do circuito ressonante.

O indutor do circuito ressonante é calculado de forma idêntica à forma apresentada na seção anterior. A indutância desejada é igual a 1,77mH e a corrente de pico no circuito ressonante é igual a 1,2A. O material utilizado também é IP12 dada a frequência de operação de 30KHz.

$$A_E \cdot A_W = \frac{L_R \cdot I_P \cdot I_{EF} \cdot 10^4}{K_W \cdot B_{MAX} \cdot J_{MAX}} = \frac{1,77 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot \frac{1,2}{\sqrt{2}} \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,28 \cdot 300} = 0,306 \text{cm}^4 \quad (1.7)$$

Isto permite a utilização de um núcleo EE-30/07 que possui A_E igual a $0,6\text{cm}^2$ e $A_E A_W$ igual a $0,48\text{cm}^4$.

O número de espiras é, então, determinado pela expressão (1.8).

$$N_e = \frac{L_R \cdot I_P \cdot 10^4}{B_{MAX} \cdot A_E} = \frac{1,77 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 0,6} \cong 126 \text{ espiras} \quad (1.8)$$

O entreferro é determinado pela expressão (1.9).

$$l_G = \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_E \cdot 10^{-2}}{L_R} = \frac{126^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{1,77 \cdot 10^{-3}} = 0,068\text{cm} \quad (1.9)$$

O diâmetro elementar é 20AWG pois a frequência de operação também é 30KHz.

O número de condutores é determinado pela expressão (1.10).

$$S_C = \frac{I_P}{J_{MAX}} = \frac{1,2}{300} = 0,004\text{cm}^2 \quad (1.10)$$

Isto implica na necessidade de apenas 1 condutor já que a área efetiva do condutor 20AWG é igual a $0,0051\text{cm}^2$.

O indutor do estágio de correção do fator de potência trabalha com uma corrente de pico determinada por (1.11) e com uma corrente eficaz determinada pela expressão (1.12).

$$I_{L_{PPP}} = I_{QIP} = I_{DIP} = \frac{D \cdot V_P}{L_{PF} \cdot f_S} = \frac{0,5 \cdot 311,13}{2,262 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3} = 2,29\text{A} \quad (1.11)$$

$$I_{L_{PPEF}} = \sqrt{I_{QIEF}^2 + I_{DIEF}^2} = \sqrt{\left(\frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_{PF} \cdot f_S}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{6}}{8} \cdot \frac{V_P^2 \cdot D^2}{L_{PF} \cdot V_{CC} \cdot f_S}\right)^2} =$$

$$\sqrt{\left(\frac{311,13 \cdot 0,5^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 2,262 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{6}}{8} \cdot \frac{311,13^2 \cdot 0,5^2}{2,262 \cdot 10^{-3} \cdot 350 \cdot 30 \cdot 10^3}\right)^2} = 0,511\text{A} \quad (1.12)$$

O dimensionamento do núcleo é realizado pela expressão (1.13)

$$A_E \cdot A_W = \frac{L_{PF} \cdot I_P \cdot I_{EF} \cdot 10^4}{K_W \cdot B_{MAX} \cdot J_{MAX}} = \frac{2,262 \cdot 10^{-3} \cdot 2,29 \cdot 0,511 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,28 \cdot 300} = 0,450 \text{cm}^4 \quad (1.13)$$

Isto permite a utilização de um núcleo EE-30/07 que possui A_E igual a $0,6 \text{cm}^2$ e $A_E A_W$ igual a $0,48 \text{cm}^4$. Mas por experiência, utiliza-se o núcleo EE-30/14 que possui A_E igual a $1,2 \text{cm}^2$ e $A_E A_W$ igual a $1,02 \text{cm}^4$.

O número de espiras é, então, determinado pela expressão (1.14).

$$N_e = \frac{L_{PF} \cdot I_P \cdot 10^4}{B_{MAX} \cdot A_E} = \frac{2,262 \cdot 10^{-3} \cdot 2,29 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 1,2} \cong 154 \text{ espiras} \quad (1.14)$$

O entreferro é determinado pela expressão (1.15).

$$l_G = \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_E \cdot 10^{-2}}{L_{PF}} = \frac{154^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,2 \cdot 10^{-2}}{2,262 \cdot 10^{-3}} = 0,158 \text{cm} \quad (1.15)$$

O diâmetro elementar é 20AWG pois a frequência de operação também é 30KHz.

O número de condutores é determinado pela expressão (1.16).

$$S_C = \frac{I_P}{J_{MAX}} = \frac{2,29}{300} = 0,0076 \text{cm}^2 \quad (1.16)$$

Isto implica na necessidade de 2 condutores já que a área efetiva do condutor 20AWG é igual a $0,0051 \text{cm}^2$.

O indutor do filtro de entrada de 17mH praticamente não possui componentes na frequência de comutação e tem seu dimensionamento baseado numa potência de entrada em torno de 90W. A corrente eficaz neste indutor é de 0,29A com frequência fundamental de 60Hz.

$$A_E \cdot A_W = \frac{L_F \cdot I_P \cdot I_{EF} \cdot 10^4}{K_W \cdot B_{MAX} \cdot J_{MAX}} = \frac{17 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,29 \cdot 0,29 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,28 \cdot 300} = 0,34 \text{cm}^4 \quad (1.17)$$

Isto permite a utilização de um núcleo EE-30/07 que possui A_E igual a $0,6 \text{cm}^2$ e $A_E A_W$ igual a $0,48 \text{cm}^4$.

O número de espiras é, então, determinado pela expressão (1.18).

$$N_e = \frac{L_F \cdot I_P \cdot 10^4}{B_{MAX} \cdot A_E} = \frac{17 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,29 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 0,6} \cong 120 \text{ espiras} \quad (1.18)$$

O entreferro é determinado pela expressão (1.19).

$$l_G = \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_E \cdot 10^{-2}}{L_F} = \frac{120^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,6 \cdot 10^{-2}}{17 \cdot 10^{-3}} = 0,006 \text{cm} \quad (1.19)$$

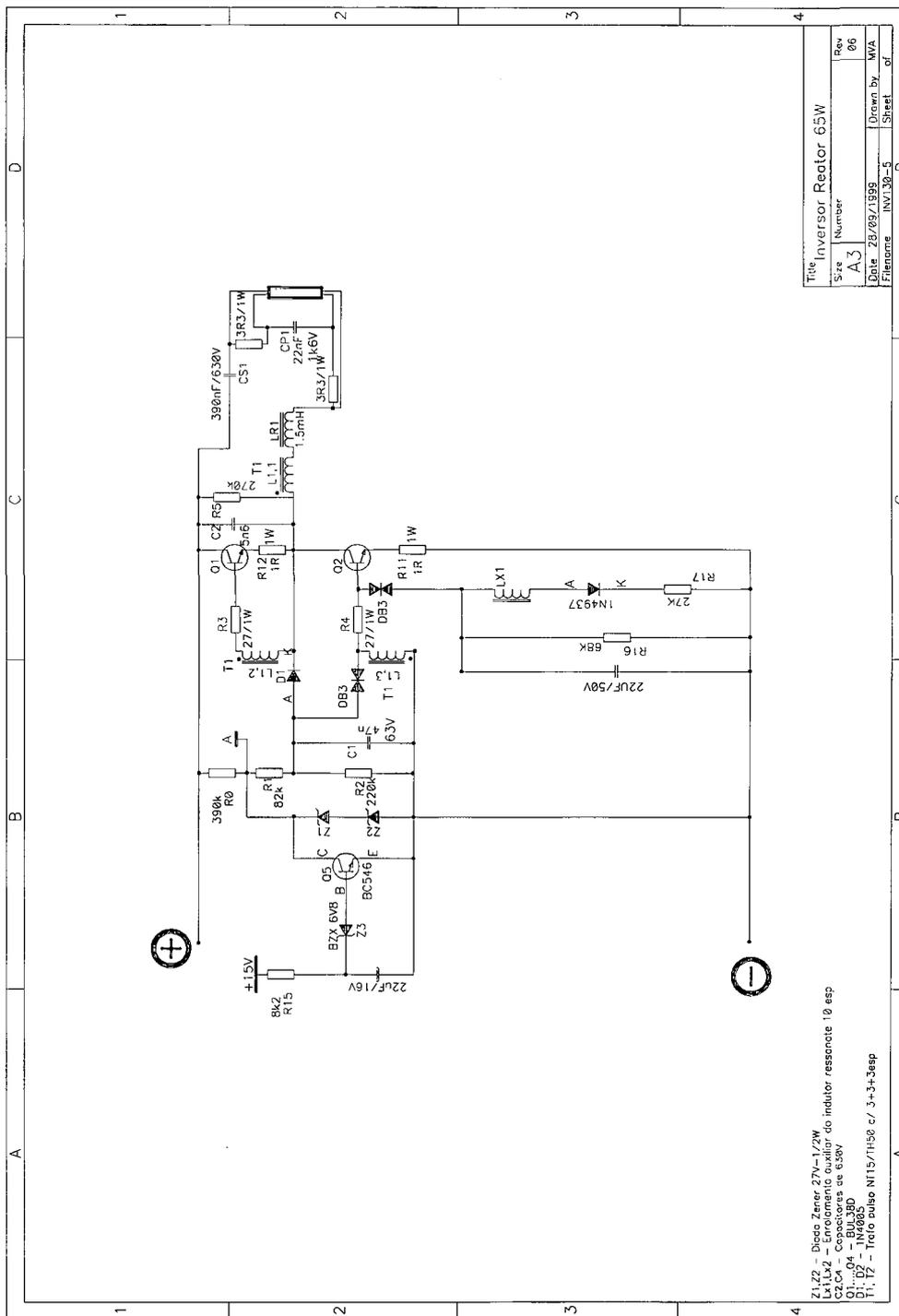
O diâmetro elementar é 20AWG pois eventuais componentes na frequência de comutação terão 30KHz.

O número de condutores é determinado pela expressão (1.20).

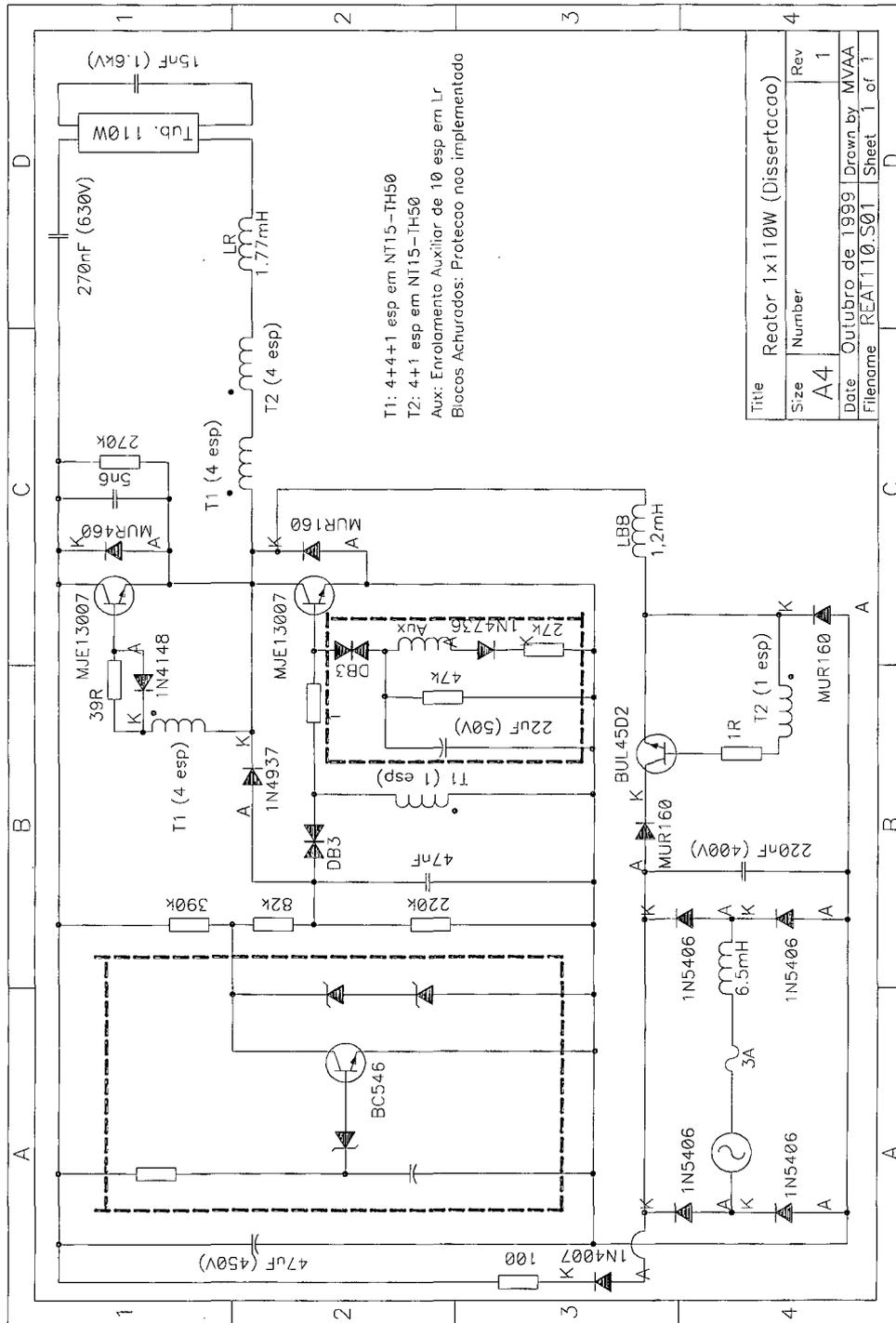
$$S_C = \frac{I_P}{J_{MAX}} = \frac{0,29}{300} = 0,0009 \text{cm}^2 \quad (1.20)$$

Dessa forma, pode-se utilizar apenas um condutor 20AWG.

2.2 - Inversor ressonante de 65W com proteção utilizando transistor



2.3 – Reator em estágio único de 110W



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ALONSO, J. M.; CALLEJA, A. J.; RIBAS, J. et al.; A Novel Low-cost High-power-factor Integrated Ballast for Fluorescent Lamps. *IECON*, p. 941-946, 1998.
- [2] WU, T.; YU, T.; Analysis and Design of a High Power Factor Single Stage Electronic Dimming Ballast. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 3, p. 606-614, May-June 1998.
- [3] INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL. *Reator eletrônico com correção do fator de potência para lâmpadas fluorescentes*, n. PI9804415-0. 1998.
- [4] BARBI, I.; SOUZA, A. F.; *Retificadores com alto fator de potência*. Publicação interna do Instituto de Eletrônica de Potência – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1995.
- [5] MICROSIM DESIGN CENTER, 1997. Versão 8.0. Programa para Simulação de Circuitos Eletrônicos Analógicos e Digitais.
- [6] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Electromagnetic Compatibility (EMC)*, IEC 61000-3-2. Switzerland, 1995.
- [7] KAISER, W. *Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência para Alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares*. São Paulo, 1988. Tese (doutorado em engenharia elétrica) – Universidade de São Paulo.
- [8] ALVES, J. A. *Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto Fator de Potência*. Florianópolis, 1996. Dissertação (mestrado em engenharia elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [9] SILVA JÚNIOR, P. A. *Sistema Eletrônico para Iluminação Fluorescente: Análise, Projeto e Implementação*. Florianópolis, 1994. Dissertação (mestrado em engenharia elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [10] MOTOROLA, INC. *Motorola's D2 Series Transistors for Fluorescent Converters*, AN1577. Toulouse, 1997.
- [11] MURANAKA, C. S.; RODRIGUES, A. M. O.; CERVEIRA, D. R. P.; Simulação de Traçadores de Curvas de Histerese usando PSPICE. *III Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, v. F2, p. 124-126, Outubro 1998.
- [12] MICROSIM CORPORATION. *CD-ROM On Line Documentation*. Version 7.1. USA, 1996.
- [13] THORNTON INPEC ELETRÔNICA, Ltda. *Catálogo de Ferrite*. 1. ed. Vinhedo, 1994.
- [14] SGS-THOMSON MICROELECTRONICS. *High Voltage Fast Switching NPN Power Transistor*, BUL(K)38D. 1997.
- [15] MOTOROLA, INC. *Ultra Fast Rectifier Diodes*, MUR150. 1995.
- [16] MOTOROLA, INC. *NPN Bipolar Transistor for Switching Power Supply Applications*, MJE13007. 1995.
- [17] ANDRÉ, A. S.; PERIN, A. J.; *Relatório de Atividades Realizadas entre Outubro de 1997 e Setembro de 1999*. Publicação interna do Instituto de Eletrônica de Potência – Relatório do programa RHAE/CNPq de processo no. 360467/97-0 – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1999.

[18] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *Reatores eletrônicos alimentados em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares – Prescrições de desempenho e segurança*, Projetos 03:034.02-011 e 03:034.02-012. Rio de Janeiro, 1998.

[19] MOTOROLA, INC. *Efficient Safety Circuit for Electronic Ballast*, AN1601. Toulouse, 1996.