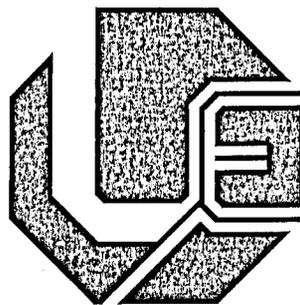


MON
621.3
F866n
TES!MEM

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



UMA NOVA PROPOSTA DE OSCILADOR DE
POTÊNCIA CHAVEADO COM COMUTAÇÃO
SUAVE

Luiz Carlos Gomes de Freitas

JULHO

2003

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UMA NOVA PROPOSTA DE OSCILADOR DE
POTÊNCIA CHAVEADO COM COMUTAÇÃO
SUAVE

Luiz Carlos Gomes de Freitas¹

Texto da dissertação apresentada à Universidade Federal de Uberlândia, perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Ciências. Aprovada em 16 de Julho de 2003.

Banca examinadora:

Ernane Antonio Alves Coelho, Dr. - Orientador (UFU)

Luiz Carlos de Freitas, Dr. (UFU)

João Batista Vieira Jr., Dr. (UFU)

Valdeir José Farias, Dr. (UFU)

João Carlos de Oliveira, Dr. (UFU)

José Antônio Lambert, Dr. (UFMT)

¹A bolsa de estudo para esta pesquisa foi concedida pela CAPES. Brasil.

UMA NOVA PROPOSTA DE OSCILADOR DE POTÊNCIA CHAVEADO COM COMUTAÇÃO SUAVE

Luiz Carlos Gomes de Freitas ²

Texto da dissertação apresentada à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho
Orientador

Prof. Alcimar Barbosa Soares, Ph.D.
Coordenador do curso de Pós-Graduação

²A bolsa de estudo para esta pesquisa foi concedida pela CAPES, Brasil.

Dedicatória

*Aos meus pais Luiz Carlos e Maria Aparecida,
Ao meu avô João Gomes de Moura que sempre foi um pai,
À minha esposa Elisângela,
À toda minha família,
pelo incentivo, apoio e por nunca terem duvidado que este dia chegaria.*

Agradecimentos

A DEUS, que sempre está comigo.

Aos meus amigos de laboratório: Fábio, Carlos, João "Pará", Vinícius, Evandro, Luiz Henrique, João Américo, Alexandre, Élcio, Aniel, Márcio, Cleber, Élvio e Nei, que além de ajuda me trouxeram muito conhecimento.

Ao meu Pai e aos professores João Batista Vieira Jr., Valdeir José Farias, Ernane Antônio Alves Coelho, João Carlos de Oliveira do Grupo de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia por todo apoio e conhecimento transmitido.

A todos aqueles que contribuíram de alguma forma, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho.

À CAPES-MEC (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior do Ministério da Educação e Cultura) por conceder-me a bolsa de estudo durante esta pesquisa.

Resumo

Gomes de Freitas, L. C. Uma Nova Proposta de Oscilador de Potência Chaveado com Comutação Suave FEELT-UFU, Uberlândia - Brasil, 2003, 150p.

Esta dissertação de mestrado apresenta uma nova proposta de oscilador de potência chaveado com comutação suave. Este conversor foi denominado Conversor Boost EIE Auto-oscilante e apresenta como principal característica o fato de a corrente de oscilação ter sido desviada das chaves principais permitindo um sensível redução das perdas por condução. Este conversor apresenta ainda baixo custo uma vez que técnicas de auto-oscilação foram utilizadas permitindo o acionamento das chaves sem a utilização de circuitos de partida e circuitos de controle.

Foram estudadas duas aplicações práticas deste conversor, aplicado como estágio inversor de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas fluorescentes comerciais, em especial lâmpadas fluorescentes tubulares a vapor de mercúrio, e aplicado como fonte auxiliar auto-oscilante de baixa potência em malha aberta. Com relação à aplicação como estágio inversor para reatores eletrônicos, foram realizados estudos sobre circuitos estabilizadores e estágios pré-reguladores. São apresentados guias de projeto para o conversor Boost EIE Auto-oscilante e para o Circuito de Estabilização LCC, resultados obtidos por simulação e os resultados obtidos experimentalmente através da construção de quatro protótipos em laboratório.

Palavras-chave

Oscilador de Potência, Circuitos Auto-oscilantes. Conversores CC-CA. Inversores.
Reatores Eletrônicos e Fontes Auxiliares Auto-oscilantes.

Abstract

Gomes de Freitas, L. C. A New Proposal of Comutated Power Oscillator with Soft-switching, FEELT-UFU, Uberlândia - Brazil, 2003, 150p.

This work presents a new proposal of switched power oscillator with soft-switching. This new converter was named Self-oscillating Boost EIE Converter and its main operational characteristic is that the oscillation current has been diverted from the main switches allowing a substantial reduction of the conduction losses. Since self-oscillating techniques are used, this converter presents low cost because there is no need to use auxiliary start devices and control circuits.

Two different kinds of application were studied, applied as an Inverter Stage for Electronic Ballast for Fluorescent Lamps and applied as a Self-oscillating Auxiliary Low Open Loop Power Supply. Applied as an inverter stage for electronic ballast, studies about establisher circuits and pre-regulators circuits were developed. Design guide line of the Self-oscillating Boost EIE Converter and LCC circuit are presented. Simulations results and experimental results of four different prototypes built at laboratory are also included in this work.

Keywords

Power Oscillator, Self-oscillating Circuits, CC-CA Converters, Inverters, Electronic Ballast and Self-oscillating Auxiliary Power Supply.

Conteúdo

Sumário	ix
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xvi
Simbologia	xvii
1 Introdução Geral	1
1.1 Considerações Iniciais	1
1.2 Estrutura da Dissertação	3
1.2.1 Capítulo 2	3
1.2.2 Capítulo 3	4
1.2.3 Capítulo 4	4
1.2.4 Capítulo 5	5
1.2.5 Capítulo 6	5
1.2.6 Capítulo 7	5
1.2.7 Anexo A	6
2 Introdução Às Lâmpadas Fluorescentes	7
2.1 Introdução	7
2.2 Características Gerais das Lâmpadas Fluorescentes	8
2.2.1 Construção das Lâmpadas	8
2.2.2 Componentes e Suas Funções	9

2.2.3	Detalhes de Funcionamento	9
2.3	Características Elétricas	10
2.3.1	Característica Estática	11
2.3.2	Característica Dinâmica	11
2.3.3	Característica de Partida	13
2.3.4	Característica de Operação da Lâmpada em Regime	14
2.3.5	Estabilização da Corrente na Lâmpada	16
2.4	Conclusão	16
3	Oscilador de Potência Chaveado com Comutação Suave	17
3.1	Introdução	17
3.2	Escolha do Conversor CC-CA	18
3.2.1	Conversores Boost EIE	20
3.2.2	Conversor Boost EIE Auto-oscilante	23
3.3	Análise Quantitativa e Qualitativa do Conversor Boost EIE Auto-oscilante	24
3.3.1	Princípio de Operação e Etapas de Funcionamento	24
3.3.2	Análise Matemática	33
3.3.3	Exemplo de Projeto	37
3.3.4	Resultados de Simulação e Experimentais	40
3.3.5	Circuito de Ataque de Gatilho	42
3.4	Conversor Boost EIE Auto-oscilante Aplicado como Fonte Auxiliar de Baixa Potência em Malha Aberta	46
3.4.1	Introdução	46
3.4.2	Resultados de Simulação e Experimentais	47
3.4.3	Considerações de Projeto da Fonte Auxiliar Auto-oscilante	50
3.5	Conclusão	53
4	Conversor Boost EIE Auto-oscilante Aplicado como Estágio Inversor de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes Comerciais	55
4.1	Introdução	55

4.2	Circuito de Estabilização Série Ressonante (SR)	56
4.3	Circuito de Estabilização Série Ressonante com a Lâmpada em Paralelo(SRPL)	58
4.4	Circuito de Estabilização Série-Paralelo Ressonante (LCC)	59
4.5	Metodologia de Projeto e Resultados de Simulação para o Estágio de Saída LCC	60
4.6	Conversor Boost EIE Auto-oscilante Integrado ao Circuito LCC	67
4.7	Projeto do Circuito LCC através do Estudo da Resposta em Freqüência	71
4.8	Conclusão	77
5	Correção de Fator de Potência	79
5.1	Introdução	79
5.2	Técnicas para Correção de Fator de Potência	81
5.2.1	Pré-regulador Boost	82
5.2.2	Filtro Valley-Fill	89
5.2.3	Pré-regulador Buck-Boost	95
5.3	Estudo Comparativo das Técnicas de CFP Apresentadas	99
5.4	Conclusão	101
6	Integração dos Estágios de Correção do Fator de Potência, Conversor Boost EIE Auto-oscilante e Circuito de Estabilização LCC	103
6.1	Introdução	103
6.2	Conversor Boost EIE Auto-oscilante Aplicado como Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Comerciais	105
6.3	Integração dos Estágios de Correção do Fator de Potência, Conversor Boost EIE Auto-oscilante e Circuito LCC	109
6.3.1	Resultados de Simulação	109
6.3.2	Resultados Experimentais	111
6.4	Conclusão	115
7	Conclusão Geral	116

A Dimensionamento dos Dispositivos Semicondutores do Conversor Boost

EIE Auto-oscilante	124
A.1 Dimensionamento dos diodos D_1 e D_2	124
A.1.1 Cálculo da corrente média nos diodos D_1 e D_2	124
A.1.2 Cálculo do valor de pico da corrente nos diodos D_1 e D_2	125
A.1.3 Cálculo do valor eficaz da corrente nos diodos D_1 e D_2	126
A.2 Dimensionamento das chaves M_1 e M_2	126
A.2.1 Cálculo da corrente média nas chaves M_1 e M_2	126
A.2.2 Cálculo do valor de pico da corrente nas chaves M_1 e M_2	127
A.2.3 Cálculo do valor eficaz da corrente nas chaves M_1 e M_2	127
A.2.4 Cálculo da tensão sobre as chaves M_1 e M_2	127

Lista de Figuras

2.1	Característica estática de uma lâmpada fluorescente.	11
2.2	Característica dinâmica de uma lâmpada fluorescente.	12
2.3	Vida útil da lâmpada fluorescente X fator de crista de corrente	15
3.1	Circuito Oscilante e Forma de Onda Teórica da Tensão de Carga.	19
3.2	Diagrama de Blocos Simplificado do Oscilador de Potência Chaveado.	20
3.3	Conversor Boost EIE.	20
3.4	Conversor Boost EIE Rearranjado.	21
3.5	Conversor Boost EIE associado à um circuito oscilante LC série.	22
3.6	Conversor Boost EIE Auto-oscilante.	23
3.7	Correntes i_{L_b} e $i_{l_{os}}$, e tensões nos capacitores de auxílio à comutação C_{R1} e C_{R2}	25
3.8	Primeira etapa de funcionamento.	26
3.9	Segunda etapa de funcionamento.	28
3.10	Terceira etapa de funcionamento.	30
3.11	Quarta etapa de funcionamento.	31
3.12	Quinta etapa de funcionamento	31
3.13	Sexta etapa de funcionamento.	32
3.14	Corrente i_{L_b} no indutor de Boost.	41
3.15	Corrente e Tensão na Chave M_1	42
3.16	Corrente e Tensão na Chave M_2	42
3.17	Tensão na Carga.	43
3.18	Conversor Boost EIE auto-oscilante.	43

3.19	Primeira opção de circuito de ataque gatilho.	14
3.20	Corrente de Oscilação $i_{L_{os}}$ e Tensão no Gatilho da Chave M_1	14
3.21	Segunda opção de circuito de ataque gatilho.	15
3.22	(a) Corrente de oscilação $i_{L_{os}}$ e sinal de gatilho V_g , (b) Sinais de gatilho aplicados à chaves M_1 e M_2 respectivamente.	46
3.23	Conversor Boost EIE Auto-oscilante Aplicado como Fonte Auxiliar de Baixa Potência em Malha Aberta.	48
3.24	Circuito de saída utilizando diodos zener.	49
3.25	Tensão e Corrente na Chave M_1	50
3.26	Tensão e Corrente na Chave M_2	50
3.27	Tensões nos Enrolamentos Primário e Secundário do Transformador.	51
3.28	Tensões de Saída V_1 e V_2	51
3.29	Corrente i_{L_b} teórica - Considerações de projeto para a fonte auxiliar auto-oscilante.	52
4.1	Circuito Série Ressonante.	57
4.2	Circuito Série Ressonante com a carga em paralelo.	58
4.3	Circuito Série-Paralelo Ressonante.	59
4.4	Diagrama de blocos simplificado ilustrando o tipo de alimentação do circuito LCC.	60
4.5	Tensão de alimentação do circuito LCC.	65
4.6	Tensão sobre o capacitor C_p	66
4.7	Tensões e correntes nas chaves M_1 e M_2	66
4.8	Potência instantânea na lâmpada.	67
4.9	Conversor Boost EIE Auto-oscilante integrado ao circuito de estabilização LCC.	68
4.10	Tensão no capacitor de oscilação C_{os} e tensão no capacitor paralelo C_p (50V/div) - Tempo:10us.	69
4.11	Tensões e correntes nas chaves M_1 e M_2 do Conversor Boost EIE Auto-oscilante integrado ao circuito LCC.	69
4.12	Tensão (50V/div) e corrente (0,5A/div) na lâmpada - Tempo:10us.	70
4.13	Tensão no capacitor C_p (100V/div) destacando o tempo de partida da lâmpada - Tempo:100ms.	70

4.14	Resposta em frequência do circuito de estabilização LCC.	74
4.15	Tensão (50V/div) e corrente (0,5A/div) na lâmpada - Tempo:10us.	77
5.1	(a)Pré-regulador Boost com correção de fator de potência por corrente de pico. (b)Forma de onda teórica da corrente de alimentação CA.	83
5.2	(a)Pré-regulador Boost com correção de fator de potência por <i>Hysteresis</i> . (b)Forma de onda teórica.	85
5.3	(a)Pré-regulador Boost com controle PWM. (b)Forma de onda teórica.	86
5.4	(a)Pré-regulador Boost com correção de fator de potencia natural. (b)Forma de onda teórica da corrente no indutor de Boost.	87
5.5	(a)Filtro Valley-Fill - Topologia Básica, (b)Forma de onda teórica.	90
5.6	(a)Primeira etapa de funcionamento, (b)Segunda etapa de funcionamento.	91
5.7	(a)Filtro Valley-Fill Modificado - VFM, (b)Forma de Onda Teórica VFM.	93
5.8	(a)Filtro Valley-Fill com Correção do Fator de Crista VF-CFC. (b)Forma de onda teórica.	95
5.9	Topologia básica do conversor Buck-Boost.	96
5.10	(a)Pré-regulador Buck-Boost com correção de fator de potência natural (b)Forma de onda teórica da corrente no indutor L.	98
6.1	Diagrama de blocos de um moderno circuito para o acionamento de lâmpadas fluorescentes.	106
6.2	Diagrama de blocos esquemático representando os estágios que constituem o reator eletrônico proposto.	107
6.3	Reator eletrônico proposto.	107
6.4	Corrente i_{in} e tensão v_{in} de alimentação.	109
6.5	Espectro harmônico da corrente de alimentação CA.	110
6.6	Tensão e corrente nas chaves M_1 e M_2	111
6.7	Tensão e corrente na lâmpada.	112
6.8	Tensão e corrente de alimentação do reator eletrônico com CFP e espectro harmônico da corrente de alimentação	113

6.9	Corrente(2A/div) no indutor L_{bb} - Tempo:2ms	113
6.10	Tensões e corrents nas chaves M_1 e M_2	114
6.11	Tensões nos capacitore C_{os} e C_p e Tensão e corrente na lâmpada	114
A.1	Forma de onda teórica da corrente i_{Lb} - Análise matemática	125

Lista de Tabelas

3.1	Especificações técnicas de projeto	37
3.2	Conversor Boost EIE Auto-oscilante - Parâmetros ajustados	41
3.3	Fonte Auxiliar Auto-oscilante - Parâmetros Ajustados	49
4.1	Conversor Boost EIE Auto-oscilante integrado ao circuito LCC - Parâmetros ajustados	68
4.2	Especificações da American National Standards Institute para Vários Tipos de Lâmpadas Fluorescentes.	73
4.3	Quadro comparativo dos métodos de projeto do circuito de estabilização LCC	76
5.1	Quadro comparativo da técnicas de correção do fator de potência apresentadas	100
6.1	Conversor Boost EIE Auto-oscilante integrado ao Estágio de Correção do Fator de Potência e ao Circuito LCC - Parâmetros ajustados	110

Simbologia

CAPÍTULO 2

$v_{partida}$ – tensão de partida das lâmpadas fluorescentes

$v_{nominal}$ – tensão nominal na lâmpada

$i_{nominal}$ – corrente nominal na lâmpada

FC – fator de crista de corrente na lâmpada

CAPÍTULO 3

EIE – fonte de tensão, fonte de corrente e fonte de tensão

IE – fonte de corrente e fonte de tensão

EI – fonte de tensão e fonte de corrente

V_{in} – tensão de entrada

L – indutor do conversor Boost EIE

C – capacitor do conversor Boost EIE

R – carga puramente resistiva

S_1 – chave 1 ideal do conversor Boost EIE

S_2 – chave 2 ideal do conversor Boost EIE

D_1 – diodo 1 do conversor Boost EIE

D_2 – diodo 2 do conversor Boost EIE

C_1 – capacitor de filtro do conversor Boost EIE Rearranjado

C_2 – capacitor de saída do conversor Boost EIE Rearranjado

L_{os} – indutância indutor de oscilação

C_{os} – capacitância do capacitor de oscilação

C_{R1} – capacitância do capacitor de auxílio à comutação 1

C_{R2} – capacitância do capacitor de auxílio à comutação 2

C_f – capacitância do capacitor de filtro do conversor Boost EIE Auto-oscilante

L_b – indutância do indutor de Boost

L_{S1} – indutância do enrolamento secundário 1

L_{S2} – indutância do enrolamento secundário 2

L_{S3} – indutância do enrolamento secundário 3

M_1 – mosfet 1 do conversor Boost EIE Auto-oscilante

M_2 – mosfet 2 do conversor Boost EIE Auto-oscilante

I_{L_b} – corrente no indutor L_b do conversor Boost EIE Auto-oscilante

$I_{L_{os}}$ – corrente no indutor L_{os} do conversor Boost EIE Auto-oscilante

$V_{C_{R1}}$ – tensão no capacitor de auxílio à comutação 1 do conversor Boost EIE Auto-oscilante

$V_{C_{R2}}$ – tensão no capacitor de auxílio à comutação 2 do conversor Boost EIE Auto-oscilante

$I_{L_{os}(mx)}$ – valor máximo da corrente no indutor L_{os} do conversor Boost EIE Auto-oscilante

$I_{L_{os}(mn)}$ – valor mínimo da corrente no indutor L_{os} do conversor Boost EIE Auto-oscilante

D_{S1} – diodo intrínscico da chave M_1 do conversor Boost EIE Auto-oscilante

D_{S2} – diodo intrínscico da chave M_2 do conversor Boost EIE Auto-oscilante

P_0 – potência de saída

V_0 – tensão de saída

R_{carga} – resistência de carga

P_{out} – potência de saída

P_{in} – potência de entrada

I_{in} – corrente de entrada

$I_{Lb(avg)}$ – valor médio da corrente no indutor L_b

T_S – período de chaveamento

I_p – valor de pico da corrente no indutor L_b

$I_{Los(avg)}$ – valor médio da corrente no indutor L_{os}

Δi – variação de corrente no indutor L_b

Δt – variação de tempo

f_S – frequência de chaveamento

D – razão cíclica

ω_S frequência angular de chaveamento

$I_{Lb(pico)}$ – valor de pico da corrente no indutor L_b

η – rendimento

v_{M_1} – tensão na chave M_1

v_{M_2} – tensão na chave M_2

i_{M_1} – corrente na chave M_1

i_{M_2} – corrente na chave M_2

V_Z – tensão de zener

V_g – tensão de gatilho

V_1 – tensão de saída 1

V_2 – tensão de saída 2

V_3 – tensão de saída 3

V_4 – tensão de saída 4

L_1 – indutância do enrolamento primário do transformador da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

L_2 – indutância do enrolamento secundário do transformador da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

L_3 – indutância do enrolamento terciário do transformador da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

D_3 – diodo 3 da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

D_4 – diodo 4 da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

D_5 – diodo 5 da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta
 D_6 – diodo 6 da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta
 C_3 – capacitância do capacitor 3 da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

C_4 – capacitância do capacitor 4 da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

C_5 – capacitância do capacitor 5 da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

C_6 – capacitância do capacitor 6 da Fonte Auxiliar Auto-oscilante de Baixa Potência em Malha Aberta

R_1 – carga resistiva 1

R_2 – carga resistiva 2

R_3 – carga resistiva 3

R_4 – carga resistiva 4

D_{Z1} – diodo zener 1

D_{Z2} – diodo zener 2

I_R – corrente de ressonância

$I_{R(pico)}$ – valor de pico da corrente de ressonância

C_R – capacitância do capacitor de ressonância

L_R – indutância do indutor de ressonância

CAPÍTULO 4

C_S – capacitância do capacitor série

L_S – indutância do indutor série

C_P – capacitância do capacitor paralelo

CA – corrente alternada

CC – corrente contínua

CFP – correção de fator de potência

- f_{os} – frequência de ressonância na partida
 f_{osr} – frequência de ressonância do ramo série
 $V_{C_{os}}$ – tensão no capacitor C_{os}
 V_{C_p} – tensão no capacitor C_p
 Q_S – fator de qualidade do circuito LCC
 ω_0 – frequência angular de ressonância
 u – razão entre a frequência angular de chaveamento e frequência angular de ressonância

CAPÍTULO 5

- D_1 – diodo 1 da ponte retificadora
 D_2 – diodo 2 da ponte retificadora
 D_3 – diodo 3 da ponte retificadora
 D_4 – diodo 4 da ponte retificadora
 L_b – indutor do pré-regulador Boost
 D_5 – diodo de roda livre do pré-regulador Boost
 S – chave ideal do pré-regulador Boost
 C – capacitor de saída do pré-regulador Boost
 C_F – capacitor de filtro no barramento CC do pré-regulador Boost
 C_{v1} – capacitor de filtro 1 no barramento CC do Filtro Valley-Fill
 C_{v2} – capacitor de filtro 2 no barramento CC do Filtro Valley-Fill
 D_{v1} – diodo 1 do Filtro Valley-Fill
 D_{v2} – diodo 2 do Filtro Valley-Fill
 D_{v3} – diodo 3 do Filtro Valley-Fill
 V_{CC} – tensão no barramento CC
 V_p – tensão de pico
 I_{C_v} – corrente nos capacitores C_{v1} e C_{v2} do Filtro Valley-Fill
VFM – Filtro Valley-Fill Modificado

VF-CFC – Filtro Valley-Fill com Correção de Fator de Cresta
 THD_I – total distorção harmônica da corrente de alimentação
MCC – modo de condução contínuo
MCD – modo de condução descontínuo
FP – fator de potência

CAPÍTULO 6

C_{CC} – capacitor no barramento CC do pré-regulador Boost
 L_f – indutância do indutor de filtro de entrada
 C_f – capacitância do capacitor de filtro de entrada
 L_{bb} – indutância do indutor do pré-regulador Boost
 M_3 – mosfet do pré-regulador Boost
 D_{p1} – diodo 1 da ponte retificadora
 D_{p2} – diodo 2 da ponte retificadora
 D_{p3} – diodo 3 da ponte retificadora
 D_{p4} – diodo 4 da ponte retificadora
 $i_{L_{bb}}$ – corrente no indutor do pré-regulador Boost
 v_L – tensão na lâmpada
 i_L – corrente na lâmpada

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Considerações Iniciais

A performance das lâmpadas fluorescentes cresce quando reatores eletrônicos são usados em substituição aos reatores magnéticos. Como os reatores eletrônicos se caracterizam por operarem em alta frequência, consegue-se um aumento da eficiência luminosa, em torno de 10%, com menor potência elétrica drenada do sistema de alimentação em corrente alternada, propiciando uma melhor eficiência energética [11], [16], [18], [22].

Além de reduzir o consumo de energia elétrica, tem-se uma redução de tamanho e peso do sistema através da substituição do reator magnético pelo reator eletrônico tornando o equipamento mais compacto. Consegue-se ainda eliminar os ruídos audíveis e o efeito estroboscópico. A eliminação desses dois últimos proporciona maior conforto e maior segurança em ambientes de trabalho e industriais.

É possível observar que atualmente (2002), os denominados reatores eletrônicos usa-

dos no acionamento de lâmpadas fluorescentes estão se tornando cada vez mais populares no mercado. No entanto, a grande maioria não apresenta os índices desejados de qualidade para o processamento eletrônico de energia elétrica (alto fator de potência, baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, alto rendimento, baixa interferência eletromagnética, etc...).

Com o objetivo de oferecer uma alternativa de solução para os problemas supracitados e ainda reduzir os custos de implementação destes equipamentos, este trabalho apresenta uma nova proposta de oscilador de potência auto-oscilante com comutação suave, alto rendimento e baixo custo aplicado como estágio inversor de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas fluorescentes comerciais, em especial lâmpadas fluorescentes a vapor de mercúrio. Este conversor, quando comparado com topologias já existentes, apresenta como principal vantagem o fato de a corrente de oscilação ter sido desviada das chaves principais permitindo uma sensível redução das perdas por condução. Este conversor apresenta ainda baixo custo uma vez que, através da utilização de técnicas de auto-oscilação, o acionamento das chaves se dá sem a utilização de circuitos de partida e circuitos de controle.

Uma outra aplicação do conversor proposto neste trabalho diz respeito a sua utilização como fonte auxiliar de média potência em malha aberta. A maioria dos conversores de elevada potência necessita de uma fonte auxiliar capaz de suprir a energia requerida por circuitos de controle e circuitos de acionamento de chaves. Comumente, são utilizadas fontes lineares que utilizam-se de grandes transformadores de baixa frequência, em geral 60 Hz. Conseqüentemente, tem-se maior custo e um aumento considerável do tamanho e

do peso do equipamento final.

Com o intuito de solucionar estes problemas, a utilização de conversores de baixa potência operando com frequências de chaveamento elevadas tem se tornado bastante atrativa. Além disso, utilizando-se dispositivos auto-oscilantes, conversores de alta eficiência e baixo custo podem ser facilmente produzidos. Desta maneira, desenvolve-se neste trabalho, uma nova topologia de fonte auxiliar auto-oscilante de baixa potencia em malha aberta mais compacta, de menor peso e tamanho e menor custo.

Concluindo, o conversor desenvolvido nesta dissertação, se caracteriza por ter uma grande variedade de aplicações.

1.2 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação é dividida em sete capítulos incluindo este capítulo introdutório e mais um anexo.

1.2.1 Capítulo 2

Trata-se de um capítulo introdutório sobre lâmpadas fluorescentes tubulares apresentando uma breve abordagem dos aspectos físicos e construtivos das mesmas, destacando-se as lâmpadas fluorescentes tubulares a vapor de mercúrio de baixa pressão. O objetivo principal deste capítulo é mostrar seu funcionamento, dando ênfase às características elétricas e suas classificações. Inicialmente serão apresentados seus detalhes construtivos e conceitos sobre a descarga do gás. Posteriormente serão apresentadas suas características de

partida e em regime permanente.

1.2.2 Capítulo 3

Na busca de novas alternativas topológicas, buscando sempre otimizar a operação e reduzir custos dos conversores, este capítulo apresentará uma nova topologia de oscilador de potência auto-oscilante com chaveamento suave e reduzidas perdas por condução denominado conversor Boost EIE auto-oscilante, originado da associação entre o conversor Boost EIE e um circuito LC série ressonante. Nele é apresentado uma análise quantitativa e qualitativa do conversor proposto alimentando uma carga puramente resistiva assim como também um exemplo de projeto e resultados obtidos por simulação e experimentalmente.

Ainda neste capítulo, serão apresentados os estudos referentes à aplicação desta nova proposta de oscilador de potência chaveado operando como fonte auxiliar auto-oscilante de média potência em malha aberta.

1.2.3 Capítulo 4

Neste capítulo, é apresentado, uma análise simplificada dos circuitos de estabilização série ressonante (SR), série ressonante com a carga em paralelo (SRPL) e circuito de estabilização série-paralelo ressonante LCC (circuito LCC). Um exemplo de projeto do circuito de estabilização LCC e os resultados, de simulação e experimentais, obtidos quando da integração deste circuito ao conversor Boost EIE auto-oscilante alimentando uma lâmpada fluorescente comercial são apresentados.

1.2.4 Capítulo 5

Face à atual necessidade de se projetar conversores com alto fator de potência, este capítulo apresenta algumas das mais conhecidas técnicas de correção de fator de potência utilizando-se os pré-reguladores Boost e Buck-Boost, e o filtro Valley-Fill. Um estudo comparativo entre essas técnicas foi realizado visando a escolha da técnica mais barata e de fácil implementação, sem perder de vista a eficiência das mesmas quanto à correção de fator de potência, distorção harmônica total da corrente de alimentação e fator de crista da corrente na lâmpada.

1.2.5 Capítulo 6

Finalizando os estudos realizados durante o desenvolvimento desta dissertação, este capítulo apresenta os resultados alcançados através da integração dos estágios de correção do fator de potência, conversor Boost EIE auto-oscilante e do circuito de estabilização LCC, dando origem a uma nova topologia de reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes comerciais. Dentre esses resultados, estão incluídos os resultados obtidos por simulação e através de protótipo construído em laboratório alimentando uma lâmpada fluorescente a vapor de mercúrio de 40 W.

1.2.6 Capítulo 7

Este capítulo apresenta as conclusões gerais sobre este trabalho.

1.2.7 Anexo A

Este anexo se dedica à apresentação das equações utilizadas para o dimensionamento dos componentes do conversor proposto.

Capítulo 2

Introdução Às Lâmpadas

Fluorescentes

2.1 Introdução

Neste capítulo introdutório será apresentada uma breve abordagem dos aspectos físicos e construtivos das lâmpadas de descarga, destacando-se as lâmpadas fluorescentes tubulares a vapor de mercúrio de baixa pressão. O objetivo principal deste capítulo é mostrar seu funcionamento, dando ênfase às características elétricas e suas classificações. Inicialmente serão apresentados seus detalhes construtivos e conceitos sobre a descarga do gás. Posteriormente serão apresentadas suas características de partida e em regime

2.2 Características Gerais das Lâmpadas Fluorescentes

2.2.1 Construção das Lâmpadas

As lâmpadas fluorescentes tubulares de descarga a vapor de mercúrio de baixa pressão são comumente chamadas lâmpadas fluorescentes. Quanto ao emissor possuem dois tipos:

Catodo quente: caracterizada pela emissão termoiônica;

Catodo frio: caracterizada pela emissão através do efeito de campo elétrico;

Lâmpadas sem eletrodo.

As lâmpadas fluorescentes tubulares quanto a forma podem ser: reta, em U ou circulares. A lâmpada é constituída por um tubo de vidro, suportado em suas extremidades pelo conjunto coletor-emissor de elétrons. No interior do tubo contém vapor de mercúrio a baixa pressão e uma mistura de gases inertes. O gás inerte além de facilitar a ignição da lâmpada, protege os filamentos contra o bombardeamento excessivo de íons e aumenta a eficiência do processo de emissão da radiação ultravioleta.

Os eletrodos têm como função facilitar a transferência da corrente dos condutores de alimentação para o gás. Nas lâmpadas do tipo catodo quente, os eletrodos são compostos por um filamento de tungstênio (devido a seu elevado ponto de fusão) em forma espiral, revestido com óxido (de bário, estrôncio e cálcio) e pequenas hastes metálicas que fun-

cionam como coletores de íons e impedem o rápido enegrecimento das extremidades da lâmpada. As paredes internas do tubo são revestidas com um pó conhecido como "fósforo", um composto orgânico que, quando excitado por uma linha de radiação ultra-violeta do espectro de mercúrio, emite radiação visível com uma cor específica [15].

2.2.2 Componentes e Suas Funções

Tubo de vidro: sustentação mecânica e contenção do gás;

Conjunto coletor e emissor: coletar e emitir elétrons;

Vapor de mercúrio: emitir radiação ultravioleta;

Gás inerte: Diminuir o livre caminho médio, não deixando os átomos de mercúrio atingirem a outra extremidade sem ocorrer nenhuma colisão, o que só aumentaria o aquecimento da superfície;

Filamentos: aquecer a lâmpada, aumentando o número de íons elétrons disponíveis;

Hastes metálicas: impedir o rápido enegrecimento das extremidades da lâmpada;

Fósforo: transformar a radiação ultravioleta em luz visível.

2.2.3 Detalhes de Funcionamento

A ignição da descarga acontece quando um gradiente de potencial elevado é aplicado entre as extremidades da lâmpada. A descarga passa a ser autosustentada quando o processo de geração íons e elétrons independe dos elétrons contidos no gás, antes do processo.

Os elétrons são acelerados em direção ao anodo e se chocam com átomos, excitando-

os ou até ionizando-os. Desta forma observa-se no gás a presença de elétrons, íons e átomos nos seus diversos níveis excitados. A emissão de radiação ocorre nas transições entre estados de maior energia para níveis mais estáveis do átomo de mercúrio, devido ao choques entre átomos.

Certos átomos mais complexos, como o mercúrio, permanecem em determinados estados excitados, chamados de metaestáveis, entre $100 \mu s$ e $1.0s$. Como estes átomos podem receber energia, mas têm certa dificuldade em perdê-la, sua energia média é alta. Ao entrar em contato com outros átomos, eles podem excitá-los ou mesmo ionizá-los. Desta forma os estados metaestáveis perdem energia e mudam de estado, podendo voltar ao estado fundamental com a emissão de uma linha ressonante. A radiação emitida é definida pelo termo ressonante, sendo que o mercúrio apresenta duas linhas ressonantes com comprimento de onda de $253,7nm$ e $184,9nm$ (radiação ultravioleta). A radiação ultravioleta de $253,7nm$ emitida pela coluna de descarga é transformada em luz visível através da absorção pelo revestimento de fósforo [15].

2.3 Características Elétricas

O comportamento elétrico da lâmpada pode ser analisado através das curvas de tensão e corrente ($V \times I$) que podem ser divididas em características estáticas e dinâmicas.

2.3.1 Característica Estática

A característica estática representa o comportamento da lâmpada quando é alimentada em baixa frequência, na qual possuem constantes de tempo lentas, o que permite a lâmpada assegurar uma condição de equilíbrio durante a descarga.

A lâmpada quando alimentada em 60 Hz repete o processo de ignição 120 vezes por segundo. Toda a vez que a tensão da rede assume valor inferior ao valor de arco, a descarga cessa e retira, periodicamente, energia do processo de emissão de luz [15].

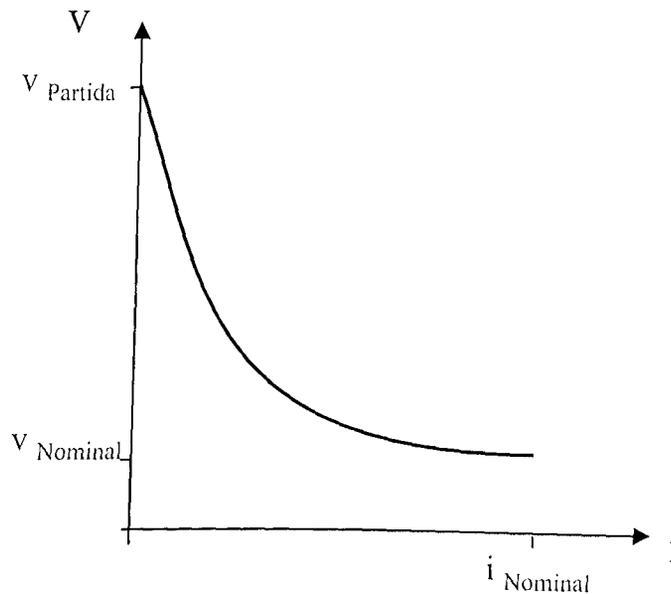


Figura 2.1: Característica estática de uma lâmpada fluorescente.

2.3.2 Característica Dinâmica

Devido a constantes de tempo menores, a coluna de descarga não chega a alcançar uma condição de equilíbrio estático. Frequências relativamente elevadas são necessárias para se estabelecer um estado de equilíbrio intermediário de forma que as flutuações durante

o ciclo sejam insignificantes. Ao contrário do que ocorre na lâmpada incandescente, a resistência efetiva da lâmpada fluorescente depende do estado de ionização do gás, o que a torna não só relacionada com a corrente que circula instantaneamente, mas também com a corrente no instante imediatamente anterior.

A característica dinâmica, ao contrário da estática, não é uma propriedade intrínseca do tubo, mas também da forma de onda da tensão aplicada, sendo que uma lâmpada de descarga não possui apenas uma característica dinâmica, mas um número infinito delas. Conforme mostrado na Fig. 2.2, nota-se que a característica dinâmica passa pela origem.

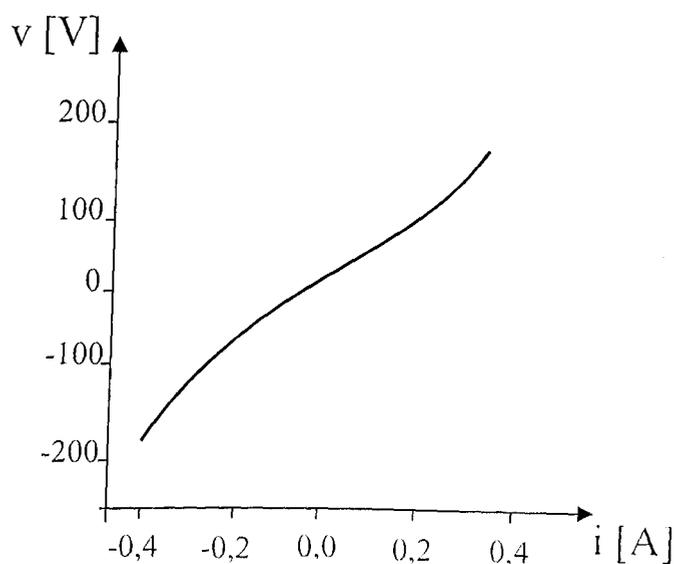


Figura 2.2: Característica dinâmica de uma lâmpada fluorescente.

Uma possível explicação para este fato é admitir a descarga flutuando em torno de uma condição intermediária. O elevado estágio de ionização do gás demanda um certo tempo para decair a zero e, admitindo-se uma frequência suficientemente elevada, a descarga não cessa mesmo quando a corrente se anula. Com o aumento da frequência, gradualmente se estabelece um estado de ionização médio e as flutuações em torno do valor médio da

resistência da lâmpada se tornam cada vez menores e insignificantes para frequências superiores a 3kHz [15].

2.3.3 Característica de Partida

Contrário à crença popular, a partida da lâmpada não consome uma grande energia. Embora a corrente de partida de uma lâmpada fluorescente seja cinco vezes maior do que em regime permanente, isto só ocorre durante meio ciclo da rede (1/120 s). Portanto, a energia extra consumida é desprezível para análise econômica [6].

A característica de partida da lâmpada é um dos principais fatores que influenciam no tempo de vida útil da mesma, por isso deve-se definir sua aplicação e escolher o tipo de partida mais adequada.

A partida da lâmpada depende da temperatura dos eletrodos, sendo que valores abaixo de 700 °C ou acima de 1000 °C podem reduzir o tempo de vida pelo aumento da taxa de perda da cobertura emissiva dos eletrodos [13].

Os reatores devem possuir uma partida adequada e operar a lâmpada sob uma relativa faixa de variação de condições de uso. Os reatores eletrônicos, quanto a partida, são basicamente divididos em três classes: partida rápida, partida com pré-aquecimento e partida instantânea.

Partida Rápida:

Os reatores com partida rápida possuem tensão independente de aquecimento dos eletrodos com enrolamentos integrando o projeto, aquecendo os eletrodos da lâmpada

durante a partida e permanecendo em regime permanente.

Partida Com Pré-aquecimento:

Os reatores com partida com pré-aquecimento possuem aquecimento dos eletrodos durante o processo de partida, mas não em regime permanente.

Partida Instantânea:

Os reatores com partida instantânea, ou partida sem pré-aquecimento dos filamentos, ao contrário do outros dois, não possuem aquecimento dos eletrodos da lâmpada, tanto na partida quanto em regime. A partida neste caso depende exclusivamente de uma tensão elevada sobre os eletrodos[10]. O intervalo de tempo da transição do estágio de descarga luminescente e o estabelecimento do arco entre os filamentos depende da tensão de circuito aberto e da impedância interna do reator.

A descarga luminescente, ou seja, a amplitude da corrente e sua duração no processo de partida são as principais causas do enegrecimento excessivo das extremidades da lâmpada e conseqüente redução da sua vida útil. Para minimizar os danos provocados por este efeito, deve-se limitar o intervalo de partida, aplicando-se uma tensão de circuito aberto suficientemente elevada para partir a lâmpada [1], [12].

2.3.4 Característica de Operação da Lâmpada em Regime

A elevação da corrente aumenta a reabsorção da radiação ressonante e provoca uma despopulação dos estados metaestáveis. Para correntes muito baixas a eficiência cai devido

à redução excessiva da pressão parcial de vapor de mercúrio. A forma de onda de corrente tem influência sobre a vida útil da lâmpada. O fator de crista FC (relação entre o valor de pico e o valor eficaz) elevado danifica os eletrodos reduzindo a vida útil da lâmpada. A envoltória da tensão na lâmpada não pode possuir uma ondulação muito grande, o que pode causar cintilação. A medida desta ondulação aparece no fator de crista da onda.

De acordo com [15], com um FC em torno de 2.1, tem-se a lâmpada fluorescente operando em torno de 60% à 70% da sua vida útil, como pode ser observado na Fig. 2.3 obtida durante experimentos feitos em [28].

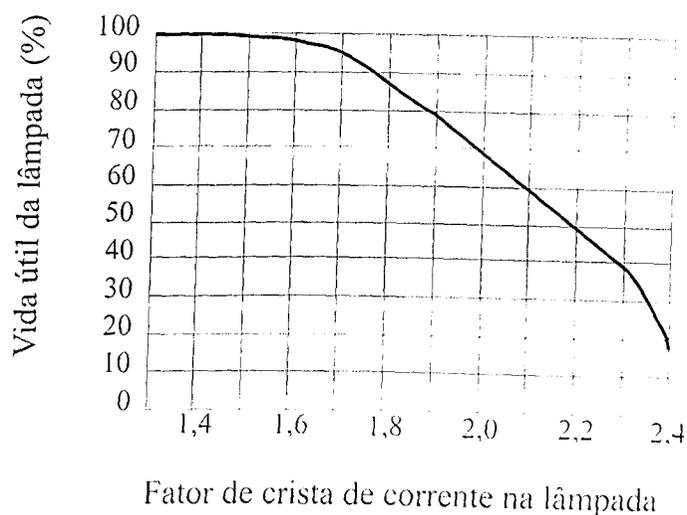


Figura 2.3: Vida útil da lâmpada fluorescente X fator de crista de corrente

Portanto, observando-se a Fig. 2.3 um reator eletrônico deve operar com fator de crista menor que 1,7, garantido desta maneira, que a vida útil da lâmpada especificada pelos fabricantes seja assegurada.

2.3.5 Estabilização da Corrente na Lâmpada

Devido a característica dinâmica negativa das lâmpadas fluorescentes, observa-se, a partir do momento em que o gás contido no interior do tubo é ionizado, um aumento indefinido da corrente na lâmpada levando à deteriorização dos eletrodos e a conseqüente danificação da lâmpada. Portanto, torna-se necessário, a utilização de um elemento estabilizador ligado em série com o tubo de descarga para limitar a corrente [15].

No capítulo 5 será apresentada uma análise dos principais circuitos de estabilização utilizados para limitar a corrente na lâmpada.

2.4 Conclusão

Este capítulo, com base em vários outros trabalhos, apresentou, de maneira superficial, as principais características das lâmpadas fluorescentes com o intuito de proporcionar um melhor entendimento das mesmas.

Procurou-se ainda, expor as características de operação das lâmpadas de descarga objetivando mostrar as condições em que devem operar os conversores a serem aplicados como reatores eletrônicos para o acionamento de lâmpadas fluorescentes.

Capítulo 3

Oscilador de Potência Chaveado com Comutação Suave

3.1 Introdução

Pode-se afirmar que existem duas topologias básicas de conversores CC-CC chaveados que são: o abaixador de tensão ou Buck, e o elevador de tensão, conhecido por Boost. Da combinação das estruturas básicas foram desenvolvidos os conversores Buck-boost, Cúk, Sepic e o Zeta. O conversor em ponte ou Full-bridge e os conversores isolados como o Forward e o Push-pull, são derivações do conversor abaixador [21].

Na busca de novas alternativas topológicas, foi criada uma nova célula ativa a duas chaves chamada EIE dando origem à uma nova família de conversores CC-CC PWM, denominada família de conversores EIE. Estes conversores se caracterizam por apresentarem um estágio de fonte de tensão de entrada (E), um estágio de fonte de corrente (I) e um

estágio de fonte de tensão de saída (E) proporcionando o controle das duas variáveis de estado, tensão e corrente de saída [14], [5].

Dentre os conversores que fazem parte desta nova família, destaca-se o conversor Boost EIE. Deve-se salientar a importância desta abordagem pois constitui o suporte para o desenvolvimento dos estudos relacionados ao entendimento do objeto principal deste trabalho, o conversor Boost EIE associado à um circuito oscilante dando origem a uma nova proposta de oscilador de potência chaveado com comutação suave. Este conversor possui várias aplicações como por exemplo, fontes auxiliares de baixa potência em malha aberta e reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes comerciais, as quais serão apresentadas nos capítulos seguintes.

Dentro deste contexto, será apresentado neste capítulo uma nova topologia de oscilador de potência chaveado com comutação suave e reduzidas perdas por condução originado da associação entre o conversor Boost EIE e um circuito oscilante em uma malha externa.

3.2 Escolha do Conversor CC-CA

A proposta deste trabalho tem como objetivo o projeto de um conversor CC-CA operando em alta frequência e que, dentre outras aplicações, seja capaz de acionar uma lâmpada de descarga satisfazendo índices adequados quanto à qualidade de processamento de energia imposta por normas nacionais e internacionais [1], [12]. Conforme exposto em [15], as lâmpadas de descarga são cargas que requerem uma alimentação com corrente alternada senoidal. Uma forma de se obter este tipo de alimentação é mostrada na Fig.

3.1.

A Fig. 3.1 mostra um circuito oscilante LC que, por si só não é capaz de dar continuidade ao fornecimento de energia à uma dada carga devido ao amortecimento imposto pela mesma. Necessita-se portanto, de um conversor capaz de fornecer energia à carga e ao mesmo tempo dar continuidade à oscilação. Neste contexto, o conversor Boost EHE será utilizado como uma fonte de corrente controlada fornecendo a energia requerida pelo circuito oscilante e pela carga.

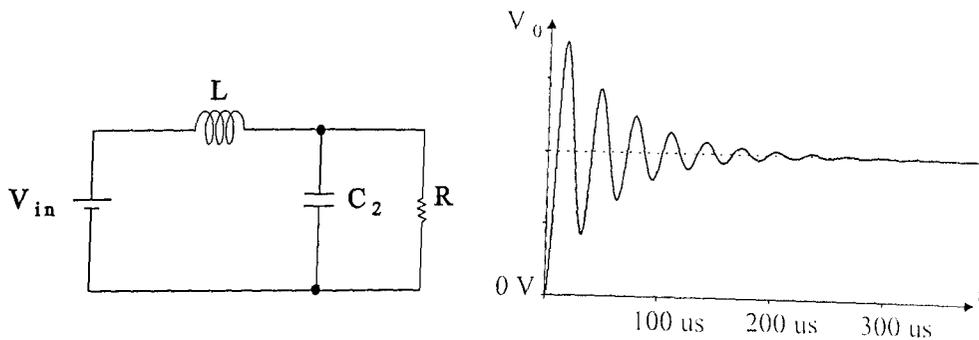


Figura 3.1: Circuito Oscilante e Forma de Onda Teórica da Tensão de Carga.

Com o intuito de se conservar o princípio da oscilação ilustrado na Fig. 3.1 e garantir que a mesma não sofra amortecimento, deve-se buscar um arranjo topológico capaz de fazê-lo. A Fig. 3.2 ilustra o diagrama de blocos esquemático que simboliza as partes constituintes de tal topologia.

Neste esquema, o primeiro bloco simboliza a fonte de alimentação CA não regulada, o segundo e terceiro bloco representam a ponte retificadora e o capacitor de filtro. O quarto bloco se refere ao conversor CC-CC capaz de fornecer a energia necessária para dar continuidade à oscilação, e ao mesmo tempo, fornecer a energia necessária à carga. O quinto bloco representa o circuito oscilante e o sexto bloco se refere a um filtro passa

alta. O sétimo bloco representa a carga.

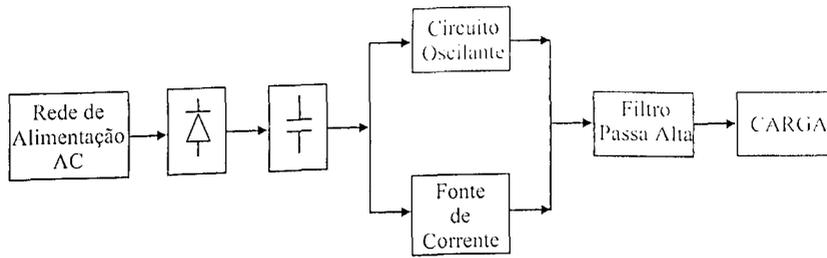


Figura 3.2: Diagrama de Blocos Simplificado do Oscilador de Potência Chaveado.

A saída da ponte retificadora alimenta o circuito oscilante e a fonte de corrente controlada, e ambos fornecem energia à carga. O circuito oscilante será composto por um indutor e um capacitor em série como mostrado na Fig. 3.1. A fonte de corrente controlada será implementada utilizando-se o conversor Boost EIE apresentado na Fig. 3.4.

3.2.1 Conversores Boost EIE

O conversor Boost EIE mostrado na Fig. 3.3 teve origem durante a análise sistemática de uma célula básica feita em [14], [5].

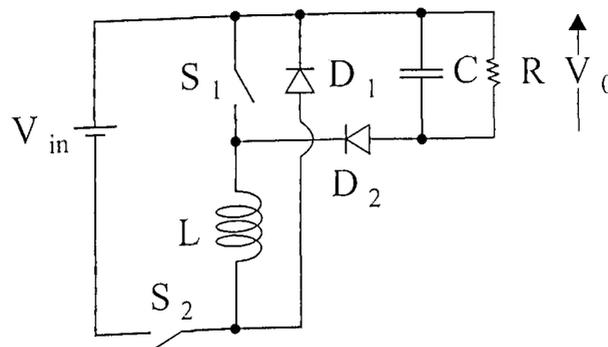


Figura 3.3: Conversor Boost EIE.

O arranjo mostrado na Fig. 3.3 possui características indesejáveis, tais como:

- *circuitos de realimentação e controle mais complexos;*
- *incompatibilidade com cargas que não operam com o ponto de referência flutuante.*

No intuito de resolver estes problemas, o circuito apresentado na Fig. 3.3 foi rearranjado obtendo-se a topologia apresentada na Fig. 3.4.

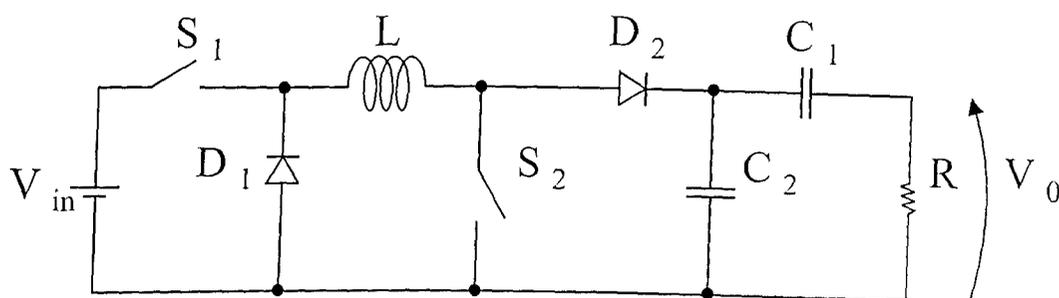


Figura 3.4: Conversor Boost EIE Rearranjado.

Desta maneira tem-se o conversor Boost EIE sem qualquer alteração em suas características operacionais e extingue-se os problemas anteriormente citados, embora em publicações na literatura especializada, o mesmo seja abordado como sendo um conversor Buck + Boost conectado em cascata [27]. Desta forma, tem-se o conversor Buck EI clássico quando as chaves S_1 e S_2 estão permanentemente abertas e os diodos D_1 e D_2 em condução plena. Conseqüentemente, o conversor Boost IE básico se faz presente com o fechamento das chave S_1 e S_2 , que por sua vez bloqueiam o diodos D_1 e D_2 .

Adicionando-se um circuito oscilante LC série como mostrado na Fig. 3.4, tem-se o conversor Boost EIE aplicado como oscilador de potência chaveado. A topologia ilustrada na Fig. 3.5 sintetiza o diagrama de blocos apresentado na Fig. 3.2, ou seja, tem-se uma fonte de corrente controlada (conversor Boost EIE) associado a um circuito oscilante LC série em uma malha externa, de maneira que a carga é alimentada por uma fonte de tensão senoidal caracterizando-se um conversor CC-CA.

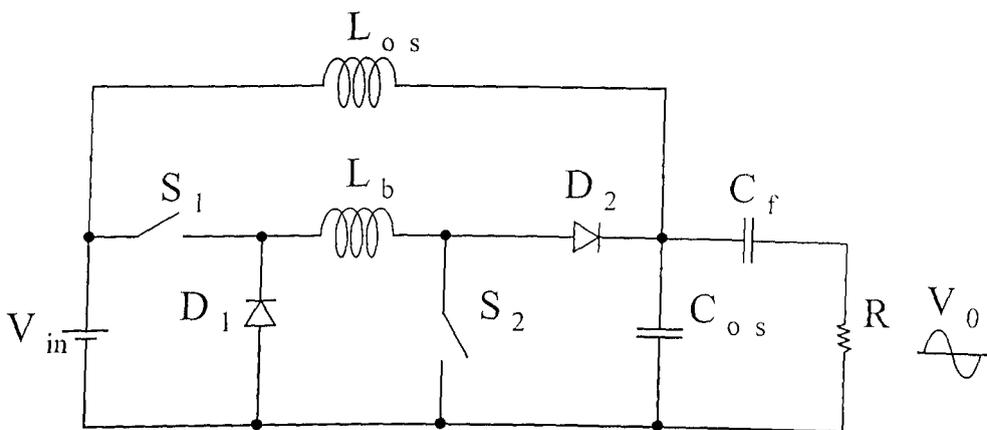


Figura 3.5: Conversor Boost EIE associado à um circuito oscilante LC série.

Uma vez escolhido o conversor CC-CA mostrado na Fig. 3.5, foram realizadas as modificações necessárias para que este conversor opere como um conversor auto-oscilante. Desta maneira, foi desenvolvido a topologia mostrada na Fig. 3.6, uma nova proposta de oscilador de potência chaveado com comutação suave que, a partir de agora, será referenciado neste trabalho como sendo um conversor Boost EIE Auto-oscilante.

3.2.2 Conversor Boost EIE Auto-oscilante

O funcionamento do conversor mostrado na Fig. 3.6 pode ser compreendido como sendo formado por dois estágios. O primeiro estágio se caracteriza como sendo um circuito LC série ressonante em uma malha externa. No segundo estágio, tem-se o conversor Boost EIE, com comutação suave, operando em modo descontínuo de condução e funcionando como uma fonte de corrente controlada fornecendo a energia necessária para a carga e ao mesmo tempo, dando continuidade à oscilação.

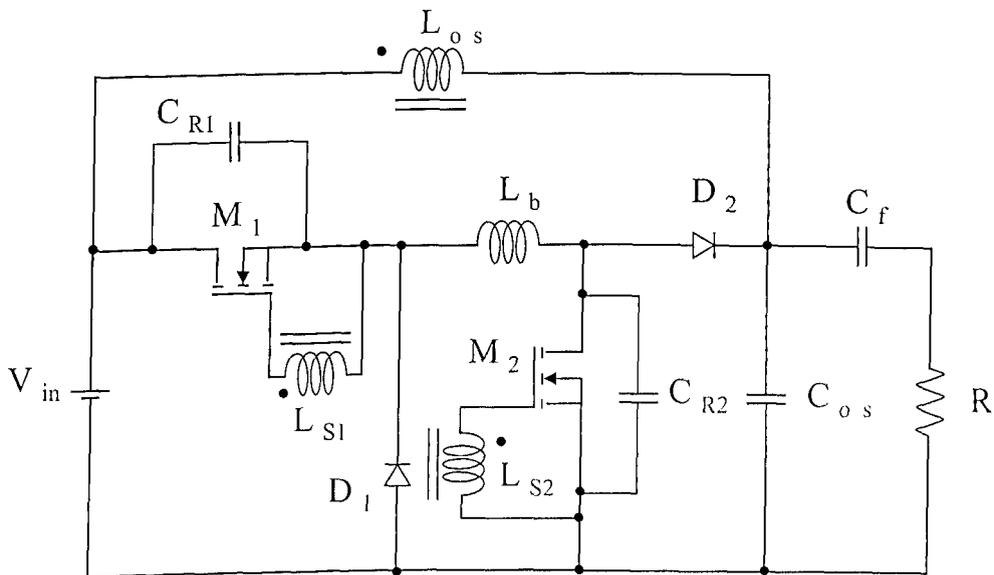


Figura 3.6: Conversor Boost EIE Auto-oscilante.

O conversor Boost EIE auto-oscilante é composto por duas chaves M_1 e M_2 que, quando estão fechadas, promovem o armazenamento de energia pelo indutor de Boost L_b . Dois diodos ultra-rápidos D_1 e D_2 que, quando polarizados diretamente, promovem a transferência de energia do indutor de Boost para o capacitor C_{os} e a carga R .

Os capacitores C_{R1} e C_{R2} em paralelo com as chaves M_1 e M_2 , são capacitores de

auxílio à comutação e em nada interferem no processamento de energia deste conversor. Os indutores L_{s1} e L_{s2} estão acoplados magneticamente ao indutor L_{os} e são responsáveis pela tensão de ataque de gatilho das chaves M_1 e M_2 .

O indutor de Boost L_b , como já foi dito, é o elemento armazenador de energia e o indutor L_{os} , juntamente com o capacitor C_{os} , formam o circuito oscilante e são os elementos responsáveis pela determinação da frequência de operação do conversor Boost EIE auto-oscilante. O capacitor C_f pode ser entendido como sendo o filtro passa-alta responsável pela filtragem do nível CC de tensão observado no capacitor C_{os} .

Na próxima seção, será realizado um estudo detalhado das etapas de operação que esclarecerá o princípio de funcionamento do conversor apresentado na Fig. 3.6.

3.3 Análise Quantitativa e Qualitativa do Conversor Boost EIE Auto-oscilante

3.3.1 Princípio de Operação e Etapas de Funcionamento

A Fig. 3.7, composta das formas de onda de corrente no indutor de oscilação $i_{L_{os}}$, corrente no indutor de Boost i_{L_b} e tensão nos capacitores de auxílio à comutação $v_{C_{M1}}$ e $v_{C_{R2}}$, permite visualizar de forma clara as seis etapas de operação observadas em um período completo de chaveamento. Estas etapas foram definidas pelos intervalos de tempo $[t_0 - t_1]$, $[t_1 - t_2]$, $[t_2 - t_3]$, $[t_3 - t_4]$, $[t_4 - t_5]$ e $[t_5 - t_0]$.

Para estabelecer o princípio de operação deste conversor, as seguintes considerações

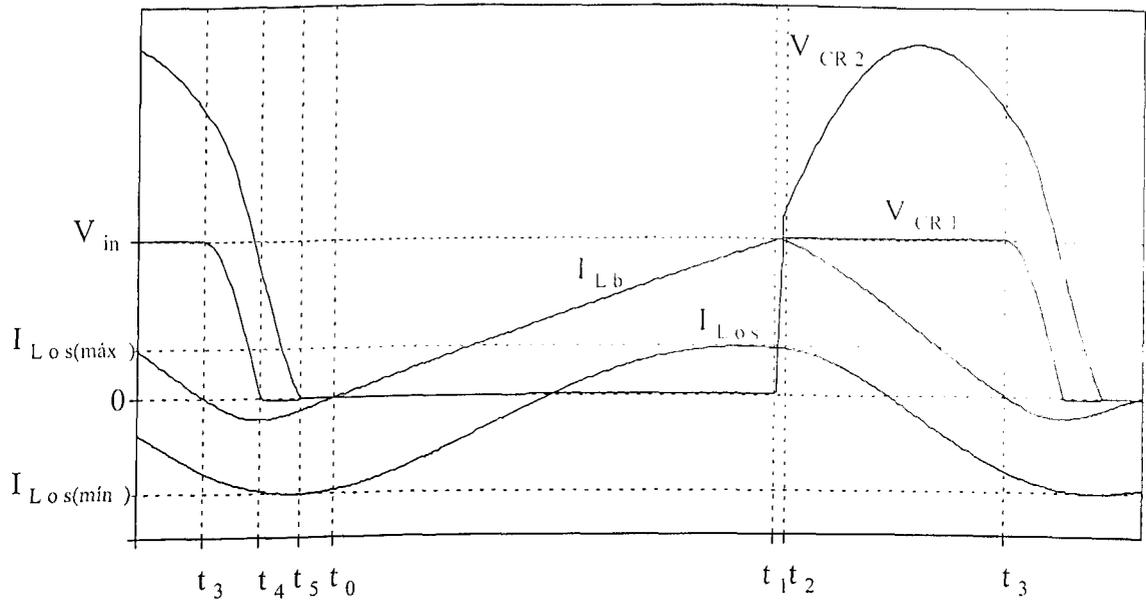


Figura 3.7: Correntes i_{L_b} e $i_{L_{os}}$, e tensões nos capacitores de auxílio à comutação C_{R1} e C_{R2} .

devem ser feitas:

- as chaves M_1 e M_2 operam com uma frequência de chaveamento fixa e com razão cíclica igual a 0,5;
- a fonte de tensão V_{in} é considerada uma simples fonte de tensão CC sem ripple de tensão.

Desta maneira, e considerando-se um único ciclo de chaveamento, o funcionamento do conversor Boost EIE auto-oscilante proposto pode ser ilustrado por meio de seis etapas de funcionamento. No sentido de orientar a análise operacional do conversor proposto, as seis etapas de operação serão descritas a seguir.

⇒ Primeira etapa (intervalo $t_0 - t_1$) - crescimento linear da corrente i_{L_b} :

A Fig. 3.8 ilustra o circuito equivalente relativo à primeira etapa de operação.

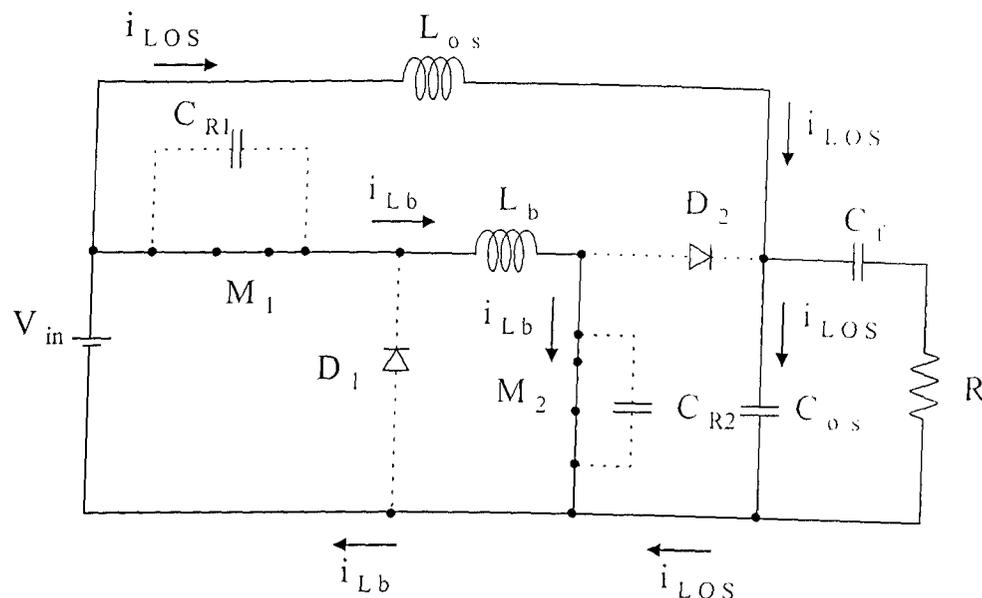


Figura 3.8: Primeira etapa de funcionamento.

Nesta etapa, tem-se dois circuitos operando simultaneamente. O primeiro circuito, denominado como circuito oscilante, é composto pela fonte de tensão contínua V_{in} , pelo indutor de oscilação L_{os} , pelo capacitor de oscilação C_{os} , pelo capacitor de filtro passa alta C_f e pela carga R . O segundo circuito, denominado como conversor Boost EIE, é composto pela fonte de tensão contínua V_{in} , pelas chaves M_1 e M_2 e o indutor de Boost L_b .

Devido a derivada positiva da corrente $i_{L_{os}}$ (intervalo de tempo compreendido entre $t_0 - t_1$), as chaves M_1 e M_2 se encontram fechadas no tempo $t = t_0$. Desta maneira,

3.3 Análise Quantitativa e Qualitativa do Conversor Boost EIE Auto-oscilante 27

a corrente i_{L_b} cresce linearmente devido a tensão V_{in} aplicada fazendo com que haja a transferência de energia da fonte de tensão V_{in} para o indutor de Boost L_b .

O tempo de condução das chaves M_1 e M_2 é definido pelo pulso de tensão gerado pelos indutores L_{s1} e L_{s2} devido a derivada positiva da corrente $i_{L_{os}}$. A etapa termina quando a corrente $i_{L_{os}}$, devido a oscilação com o capacitor C_{os} , tem sua derivada invertida desativando as chaves M_1 e M_2 .

⇒ Segunda etapa (intervalo $t_1 - t_2$) - abertura das chaves sob tensão zero:

As chaves M_1 e M_2 saem de condução devido à inversão da derivada da corrente $i_{L_{os}}$ e da conseqüente extinção dos pulsos de tensão no gatilho das mesmas. Assim, a corrente i_{L_b} através do indutor de Boost L_b é desviada das chaves M_1 e M_2 para os capacitores de auxílio à comutação C_{R1} e C_{R2} promovendo a carga dos mesmos com corrente constante e igual ao valor de pico da corrente i_{L_b} .

Esta etapa termina quando a tensão $v_{C_{R1}}$, sobre o capacitor C_{R1} , atinge V_{in} e a tensão $v_{C_{R2}}$, sobre o capacitor C_{R2} , atinge uma tensão cujo valor é determinado pela tensão de saída $v_{C_{os}}$ sobre o capacitor C_{os} no instante de tempo $t = t_2$. A Fig. 3.9 ilustra o circuito equivalente à esta etapa de operação.

⇒ Terceira etapa (intervalo $t_2 - t_3$) - decrescimento linear da corrente i_{L_b} :

O terceiro estágio de operação começa enquanto as chaves M_1 e M_2 ainda estão abert-

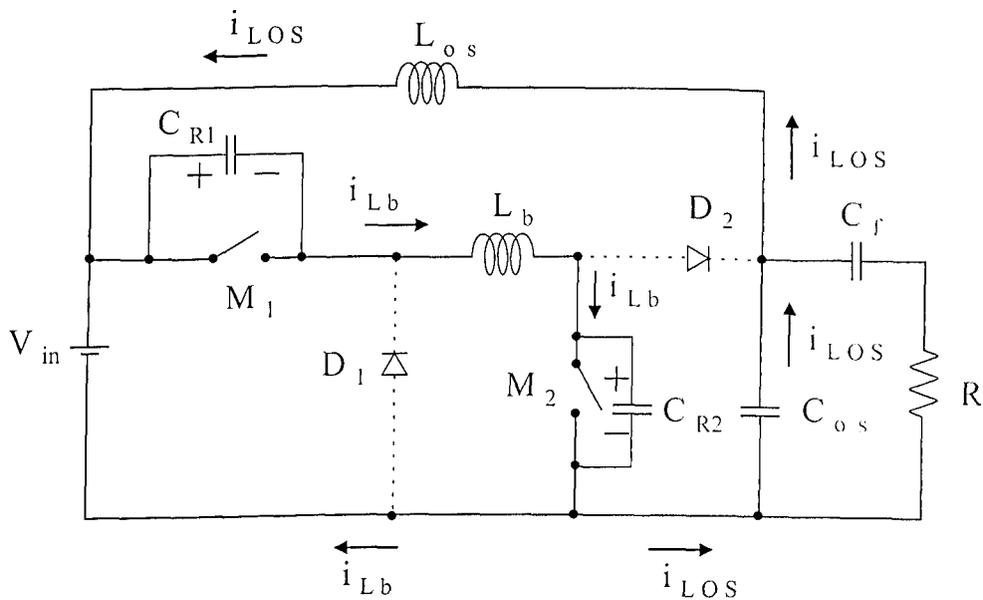


Figura 3.9: Segunda etapa de funcionamento.

tas e os diodos D_1 e D_2 são polarizados diretamente. Assim sendo, a energia que foi armazenada pelo indutor de Boost L_b durante o primeiro estágio, é entregue à carga R e ao capacitor de oscilação C_{os} por meio dos diodos ultra-rápidos D_1 e D_2 . Isto assegura a continuidade da oscilação e o fornecimento de energia à carga R .

Neste momento de análise, é interessante que se faça uma comparação entre o princípio de funcionamento deste conversor com um homem empurrando uma criança em um balanço que realiza um trabalho semelhante a um pêndulo. A cada momento em que a criança ou o balanço tende à diminuir a sua amplitude, o homem exerce uma força capaz de manter o balanço com amplitude constante. Este é o mesmo papel exercido pelo indutor de Boost L_b com relação à amplitude da oscilação da tensão de saída $v_{C_{os}}$. A injeção de energia em forma de corrente, realizada pela fonte de corrente controlada (conversor Boost EIE), impede que a tensão de oscilação $v_{C_{os}}$ sofra uma atenuação e tenha a sua

amplitude reduzida. Desta maneira, a fonte de corrente controlada fornece mais energia ao capacitor de oscilação C_{os} e à carga R dando continuidade à oscilação e mantendo a potência de saída constante.

Ao final do segundo estágio de operação, os diodos D_1 e D_2 são polarizados diretamente fazendo com que a corrente i_{L_b} decresça linearmente promovendo a transferência da energia armazenada no indutor de Boost L_b para o capacitor de oscilação C_{os} e à carga R. Desta maneira, garante-se que amplitude de oscilação da tensão $v_{C_{os}}$, necessária à alimentação da carga R na potência imposta pelo estágio Boost seja mantida.

A tensão $v_{C_{R1}}$ permanece com valor constante e igual a V_{in} , enquanto que a tensão $v_{C_{R2}}$ acompanha a tensão de saída $v_{C_{os}}$. Esta etapa termina quando a corrente i_{L_b} , no instante de tempo $t = t_3$, passa por zero novamente. A Fig. 3.10 ilustra o circuito equivalente à esta etapa.

⇒ *Quarta etapa (intervalo $t_3 - t_4$) - ressonância entre C_{R1} , C_{R2} , L_b e V_{in} :*

Este estágio começa quando a corrente i_{L_b} passa por zero no instante de tempo $t = t_3$. Durante esta etapa, uma oscilação entre os capacitores de auxílio à comutação C_{R1} e C_{R2} e o indutor de Boost L_b através da fonte de tensão V_{in} tem início. Inicia-se portanto, a descarga dos capacitores de auxílio à comutação C_{R1} e C_{R2} através dos diodos intrínsecos D_{S1} e D_{S2} . Enquanto isso, a derivada da corrente $i_{L_{os}}$ continua com valor negativo e portanto, as chaves M_1 e M_2 ainda se encontram desativadas. Este estágio se finda quando

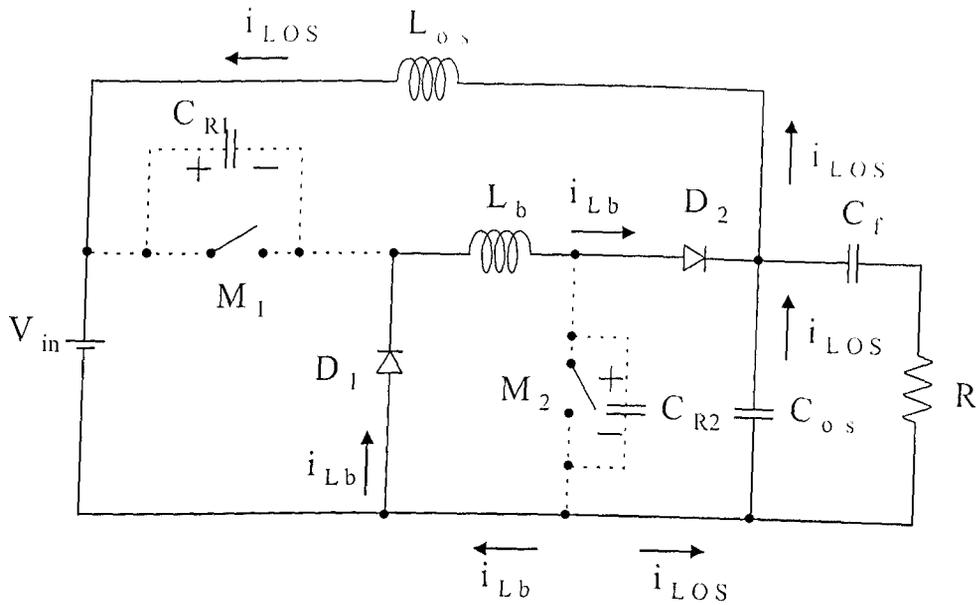


Figura 3.10: Terceira etapa de funcionamento.

a tensão $v_{C_{R1}}$ atinge zero no instante de tempo $t = t_4$. A Fig. 3.11 ilustra o circuito equivalente à esta etapa.

⇒ *Quinta etapa (intervalo $t_4 - t_5$) - completa descarga do capacitor de auxílio à comutação C_{R2} :*

Durante esta etapa de operação, tem-se a descarga completa do capacitor de auxílio à comutação C_{R2} através dos diodos intrínsecos D_{S1} e D_{S2} . Este estágio se finda quando a tensão $v_{C_{R2}}$ atinge zero e a corrente de oscilação $i_{L_{0s}}$ tem sua derivada invertida novamente. A Fig. 3.11 ilustra o circuito equivalente à esta etapa.

⇒ *Sexta etapa (intervalo $t_5 - t_0$) - fechamento das chaves M_1 e M_2 com zero de*

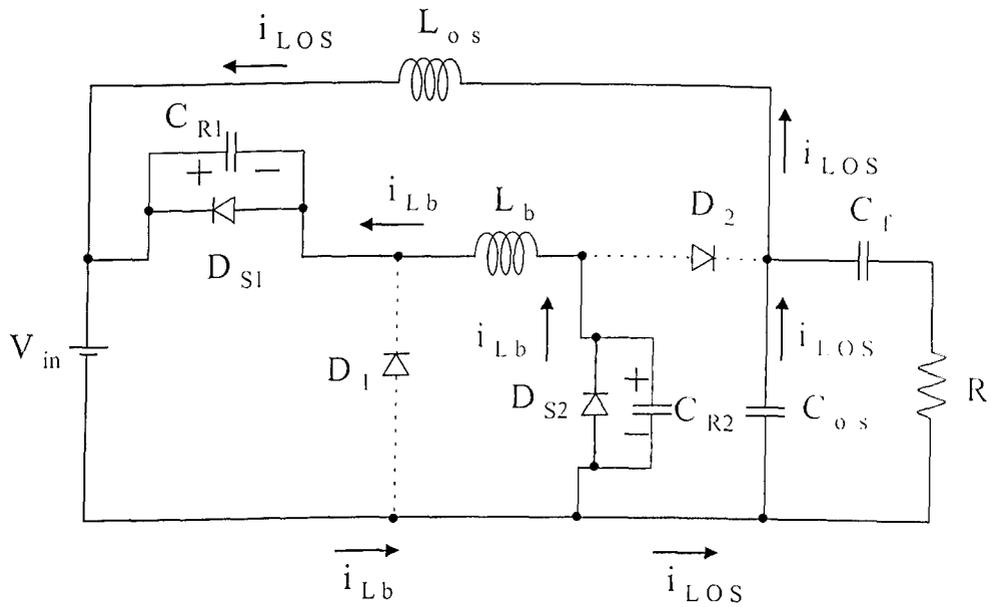


Figura 3.11: Quarta etapa de funcionamento.

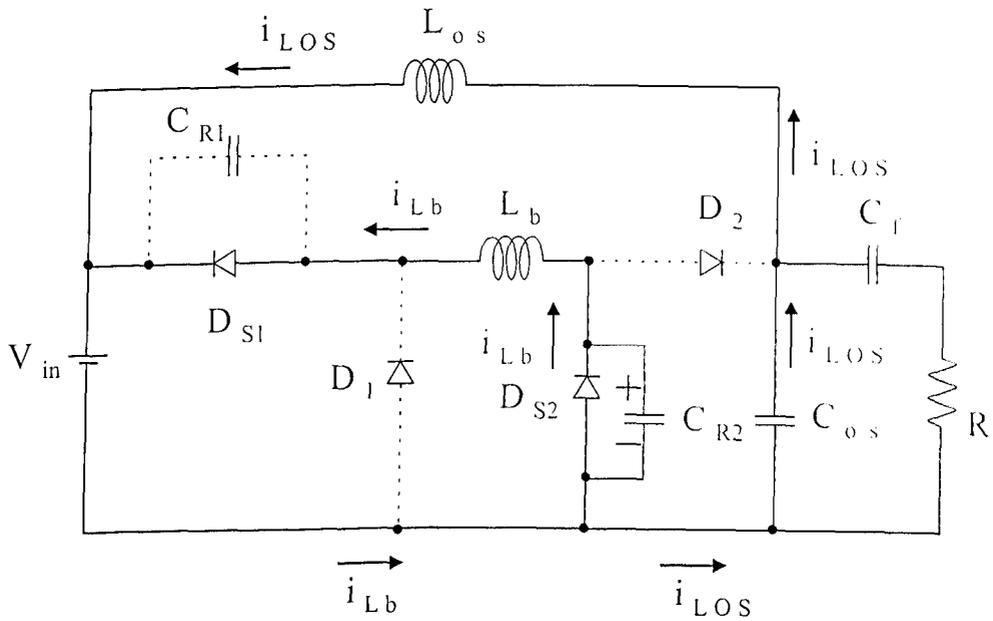


Figura 3.12: Quinta etapa de funcionamento

tensão e corrente:

3.3 Análise Quantitativa e Qualitativa do Conversor Boost EIE Auto-oscilante 32

Ao final do estágio anterior, quando a derivada da corrente $i_{L_{os}}$ assume valor positivo, tem-se um pulso de tensão aplicado ao gatilho das chaves M_1 e M_2 simultaneamente, fazendo com as mesmas entrem em condução. É válido ressaltar que, devido a inversão da corrente i_{L_b} , tem-se os diodos intrínsecos D_{S1} e D_{S2} em condução e portanto, propiciando o fechamento das chaves M_1 e M_2 com zero de tensão e corrente garantindo a comutação suave das mesmas e dando início a um novo período de chaveamento. A Fig. 3.13 ilustra o circuito equivalente à esta etapa.

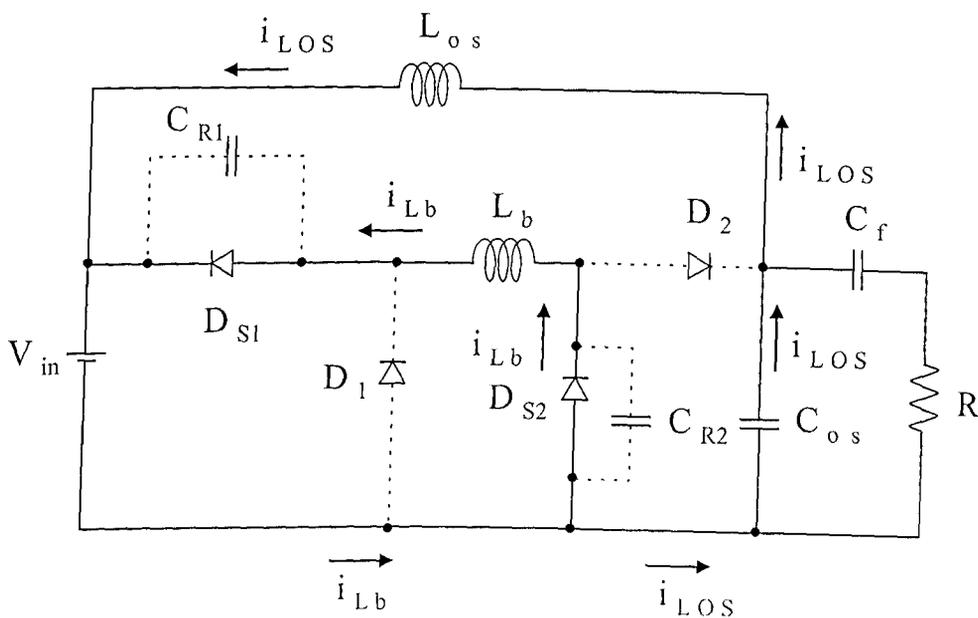


Figura 3.13: Sexta etapa de funcionamento.

Durante toda a operação deste conversor é possível perceber que as chaves apenas conduzem a corrente de carga ou corrente i_{L_b} através do indutor de Boost, isto significa que as mesmas processam apenas a energia entregue à carga o que deve ser entendido como uma redução das perdas por condução quando se compara este conversor com ou-

tras topologias de conversores auto-oscilantes já existentes. Isto pôde ser observado com detalhes nas Figs. 3.8, 3.9, 3.10, 3.11, 3.12 e 3.13.

3.3.2 Análise Matemática

Qualquer estudo envolvendo o projeto de um determinado dispositivo ou equipamento eletro-eletrônico, tem como início as especificações técnicas desejadas, como por exemplo, potência de saída, tensão de alimentação e frequência de chaveamento. Desta maneira, a análise matemática que se segue, poderá ser utilizada como um guia de projeto do conversor Boost EIE auto-oscilante proposto neste trabalho uma vez que, o dimensionamento dos componentes é realizado em função da potência de saída deste conversor.

O conversor Boost EIE auto-oscilante se caracteriza por ser um conversor de potência constante de entrada, ou seja, mesmo que haja uma variação na impedância da carga, este conversor continuará transferindo para a saída, a potência para a qual ele foi projetado. Portanto, admitindo-se que haja uma variação no valor da impedância da carga como por exemplo um circuito aberto, a potência fornecida à mesma será mantida constante em função de um aumento no valor eficaz da tensão aplicada à carga. Da mesma maneira, diminuindo-se o valor da impedância da carga, tem-se uma diminuição do valor eficaz da tensão na mesma. Pode-se concluir que a tensão de saída se adapta à nova condição de carga tal que a relação da equação 3.1 sempre seja respeitada.

$$P_0(\text{eficaz}) = \frac{V_0(\text{eficaz})^2}{R_{\text{carga}}} \quad (3.1)$$

Portanto, a melhor maneira de se projetar este conversor é através do cálculo da potência de saída. Para dar-se início à esta análise, é considerado que a potência de entrada P_{in} é igual à potência de saída P_{out} . Portanto, a potência de saída será matematicamente descrita em função da corrente de entrada I_{in} . É ainda necessário salientar que, para efeito de simplificação e sem incorrer em erros significativos que poderiam invalidar o modelo de projeto proposto, a corrente de oscilação $i_{L_{os}}$ será considerada simétrica, garantindo-se uma razão cíclica igual a 0,5.

$$P_{out} = P_{in} \quad (3.2)$$

$$P_{in}(eficaz) = V_{in}(eficaz) \times I_{in}(eficaz) \quad (3.3)$$

Assim como tem sido descrito, o único responsável pela transferência de energia da fonte de alimentação para a carga é o indutor de Boost L_b e portanto, é possível calcular a potência de saída P_{out} através da corrente média do indutor de Boost $I_{L_b}(avg)$ de acordo com a seguinte equação:

$$I_{L_b}(avg) = \frac{1}{T_S} \times \left(\frac{I_p \times T_S}{2} \right) \quad (3.4)$$

onde: T_S é o período de chaveamento e I_p é o valor de pico da corrente i_{L_b} .

Observa-se que a oscilação entre os capacitores C_{R1} e C_{R2} e o indutor de Boost L_b pode ser desconsiderada nesta análise matemática por não ter influência significativa no processo de transferência de energia. Em contrapartida, neste roteiro de projeto, será feita uma consideração em relação à corrente média de oscilação $I_{L_{os}}$ (avg), como pode ser observado na Eq. 3.5.

Ao se considerar a corrente média de oscilação $i_{L_{os}}$ (avg), pretende-se ilustrar que nem toda a energia processada pelo indutor de Boost é entregue à carga e portanto, parte da corrente i_{L_b} se soma à corrente de oscilação $i_{L_{os}}$ fazendo com que haja uma pequena parcela de potência reativa fluindo pelo circuito. Entretanto, em termos de projeto, essa pequena parcela de energia que não é entregue à carga pode ser desprezada sem incorrer em erros significativos no dimensionamento do indutor de Boost e conseqüentemente, sem incorrer em erros significativos no cálculo da potência de entrada deste conversor.

Portanto, considerando-se a corrente de entrada I_{in} igual à metade da corrente média do indutor de Boost I_{L_b} (avg), uma vez que o mesmo só acumula energia durante meio período de condução da corrente i_{L_b} , a corrente de entrada I_{in} pode ser calculada de acordo com a seguinte equação:

$$I_{in} = \frac{1}{T_S} \times \left(\frac{I_p \times T_S}{4} \right) - I_{Los(avg)} \quad (3.5)$$

Considerando-se que haja uma escolha adequada do capacitor de oscilação C_{os} e o indutor de oscilação L_{os} , é possível calcular o período de chaveamento T_S de acordo com a seguinte equação:

$$T_S = 2 \times \pi \times \sqrt{L_{os} \times C_{os}} \quad (3.6)$$

O valor da corrente de pico I_p pode ser calculado de acordo com a seguinte equação:

$$I_p = \frac{V_{in} \times T_S}{L_b * 2} \quad (3.7)$$

$$V_{in} = L_b \times \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.8)$$

$$\Delta t = \frac{T_S}{2}, \Delta i = I_p \quad (3.9)$$

Portanto a potência de saída é calculada de acordo com a seguinte equação:

$$P_{out} = V_{in} \times \left[\frac{T_S}{4} \times \left(\frac{V_{in}}{2 \times L_b} \right) \right] \quad (3.10)$$

$$P_{out} = \frac{(V_{in})^2 \times T_S}{8 \times L_b} \quad (3.11)$$

3.3.3 Exemplo de Projeto

Como exemplo de projeto, serão considerados os dados apresentados na Tab. 3.1.

Tabela 3.1: Especificações técnicas de projeto

Parâmetros Ajustados	
Tensão de entrada, V_{in}	150 V
Potência de saída, P_{out}	70 W
Frequência de chaveamento, f_S	40,0 kHz
Razão cíclica, D	0,55

Como pôde-se observar na Fig. 3.7, o conversor Boost EIE auto-oscilante apresentado neste trabalho não opera com razão cíclica exatamente igual a meio, portanto, neste exemplo de projeto será considerado uma razão cíclica D igual a 0,55.

(a) Dimensionamento do indutor de Oscilação L_{os} e do capacitor de oscilação C_{os} :

Desejando-se trabalhar com frequência de chaveamento f_S igual a 40 kHz e priorizando-se o menor valor de corrente de oscilação $i_{L_{os}}$ objetivando-se um melhor rendimento, faz-se:

$$C_{os} = 56\text{nF} \quad (3.12)$$

$$\omega_S = \frac{1}{\sqrt{L_{os} \times C_{os}}} \quad (3.13)$$

$$(40 \times 10^3 \times 2 \times \pi)^2 = \frac{1}{L_{os} \times 56 \times 10^{-9}} \quad (3.14)$$

$$L_{os} = 283\mu\text{H} \quad (3.15)$$

(b) Cálculo do período de chaveamento T_S :

Das Eqs. 3.12 e 3.15, tem-se

$$T_S = 2 \times \pi \times \sqrt{(283 \times 10^{-6}) \times (56 \times 10^{-9})} \quad (3.16)$$

$$T_S = 25\mu\text{s} \quad (3.17)$$

(c) Cálculo da corrente de pico do indutor de Boost I_{L_b} (pico):

$$I_{Lb}(pico) = \frac{T_{on} \times V_{in}}{L_b} \quad (3.18)$$

(d) Cálculo da corrente média do indutor de Boost $I_{Lb}(avg)$:

$$I_{Lb}(avg) = \frac{1}{T_S} \times \left(\frac{I_{Lb}(pico) \times T_{on}}{2} \right) \quad (3.19)$$

(e) Cálculo da corrente de entrada I_{in} :

$$I_{in} = I_{Lb}(avg) \times D = \frac{1}{T_S} \times \left(\frac{I_{Lb}(pico) \times T_{on}}{2} \right) \times D \quad (3.20)$$

$$I_{in} = \frac{D}{T_S} \times \left[\frac{(T_{on})^2 \times V_{in}}{2 \times L_b} \right] \quad (3.21)$$

(f) Cálculo do indutor de Boost L_b :

Das Eqs. 3.2 e 3.21, e considerando-se um rendimento de 90%, tem-se

$$P_{out} = V_{in} \times \left\{ \frac{D}{T_S} \times \left[\frac{(T_{on})^2 \times V_{in}}{2 \times L_b} \right] \right\} \quad (3.22)$$

$$L_b = V_{in} \times \left\{ \frac{D}{T_S} \times \left[\frac{(T_{on})^2 \times V_{in}}{2 \times P_{out}} \right] \right\} \quad (3.23)$$

$$L_b = \frac{(V_{in})^2 \times (T_{on})^2 \times D}{2 \times T_S \times P_{out}} \quad (3.24)$$

$$L_b = \frac{(150)^2 \times (13,75 \times 10^{-6})^2 \times 0,55}{2 \times (25 \times 10^{-6}) \times 77,78} \quad (3.25)$$

Portanto,

$$L_b = 601,62\mu\text{H} \quad (3.26)$$

3.3.4 Resultados de Simulação e Experimentais

Um protótipo do conversor Boost EIE auto-oscilante mostrado na Fig. 3.6 alimentando uma carga puramente resistiva, foi construído com os parâmetros ajustados e apresentados na Tab. 3.2.

Uma simulação digital, com os mesmos parâmetros ajustados para o protótipo foi realizado utilizando-se o programa de simulação PSpice no intuito de promover uma boa comparação com os resultados experimentais. Assim sendo, ao se observar as formas de onda apresentadas a seguir, constata-se que há uma boa aproximação entre os resultados de simulação e experimentais confirmando a eficiência do exemplo de projeto apresentado na seção anterior.

A operação em modo descontínuo de condução pode ser observada nas Figs. 3.14(a) e 3.14(b), que, mostram a corrente i_{L_b} obtida por simulação e experimentalmente respectivamente.

A corrente e a tensão nas chaves M_1 e M_2 obtidas por simulação são mostradas nas Figs. 3.15(a) e 3.16(a). Os resultados obtidos experimentalmente são mostrados nas Figs. 3.15(b) e 3.16(b) onde verifica-se que o fechamento das chaves M_1 e M_2 com zero de tensão

Tabela 3.2: Conversor Boost EIE Auto-oscilante - Parâmetros ajustados

Conversor Boost EIE Auto-oscilante	
Tensão de entrada, V_{in}	150 V
Potência de saída, P_{out}	70 W
Frequência de chaveamento, f_0	40,0 kHz
Indutor de Boost, L_b	550 μ H
Indutor de oscilação, L_{os}	300 μ H
Capacitor de oscilação, C_{os}	56 nF
Capacitores, C_{R1} and C_{R2}	3,9 nF
Capacitor série, C_f	1 μ F
Chaves, M_1 e M_2	IRF740
Carga resistiva, R	180 Ω
Diodo, D_1	UF4007
Diodo, D_2	UF5404

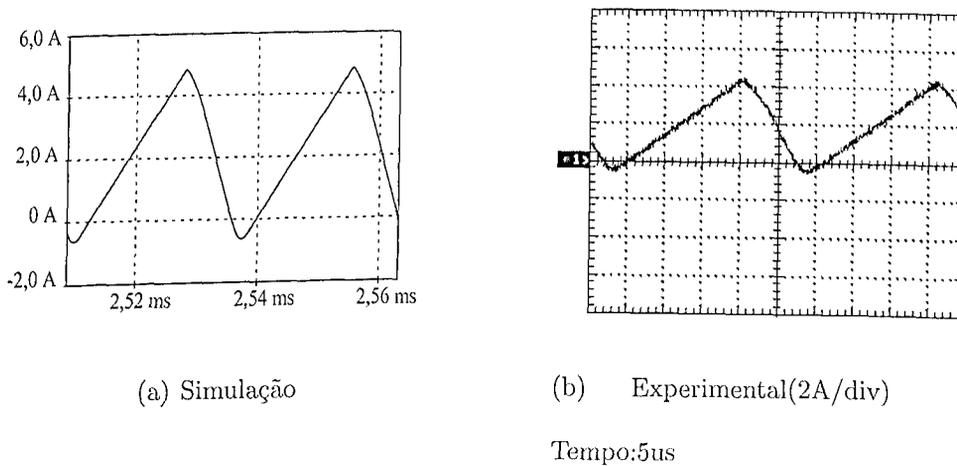
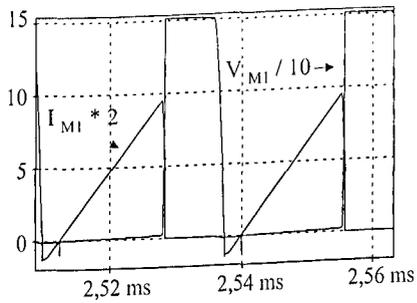


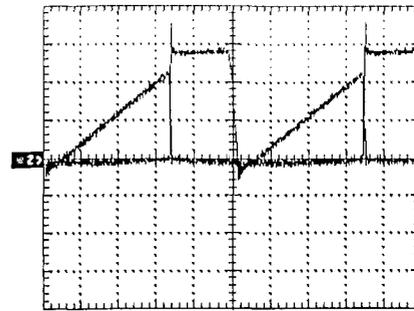
Figura 3.14: Corrente i_{L_b} no indutor de Boost.

e zero de corrente e a abertura das mesmas com zero de tensão. Verifica-se ainda uma excelente concordância entre os resultados obtidos por simulação e experimentalmente. As características de tensão na carga puramente resistiva alimentada pelo conversor Boost EIE auto-oscilante podem ser observadas nas Figs. 3.17(a) e 3.17(b).

Com relação ao acionamento das chaves M_1 e M_2 , são apresentados nas Figs. 3.20(a) e



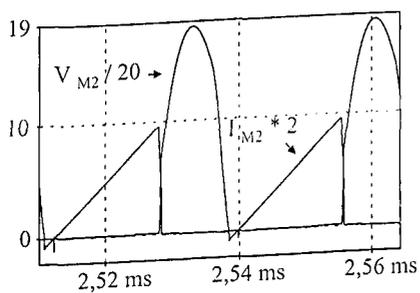
(a) Simulação



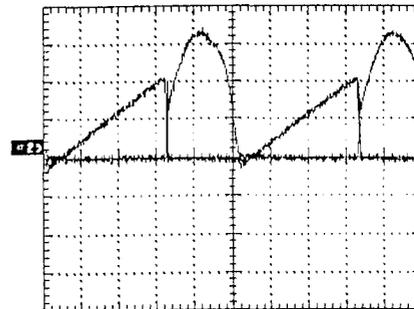
(b) Experimental (2A/div),

(50V/div) - Tempo:5us

Figura 3.15: Corrente e Tensão na Chave M_1 .



(a) Simulação



(b) Experimental (2A/div),

(100V/div) - Tempo:5us

Figura 3.16: Corrente e Tensão na Chave M_2 .

3.20(b), obtidas por simulação e experimentalmente, a corrente de oscilação $i_{L_{os}}$ e o pulso de tensão aplicado no gatilho da chave M_1 . Observa-se que o pulso é aplicado durante a derivada positiva da corrente de oscilação.

3.3.5 Circuito de Ataque de Gatilho

A Fig. 3.18 apresenta o conversor Boost EIE auto-oscilante.

O circuito de ataque de gatilho implementado em laboratório é mostrado na Fig. 3.19.

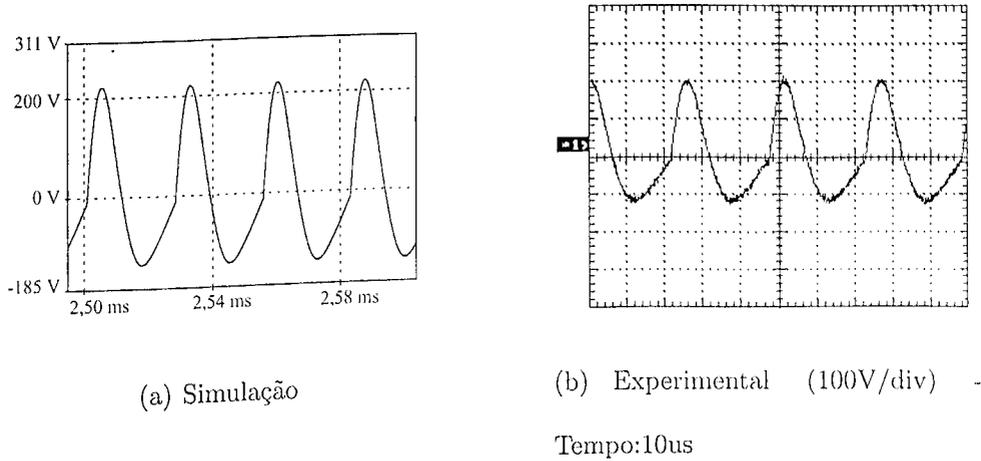


Figura 3.17: Tensão na Carga.

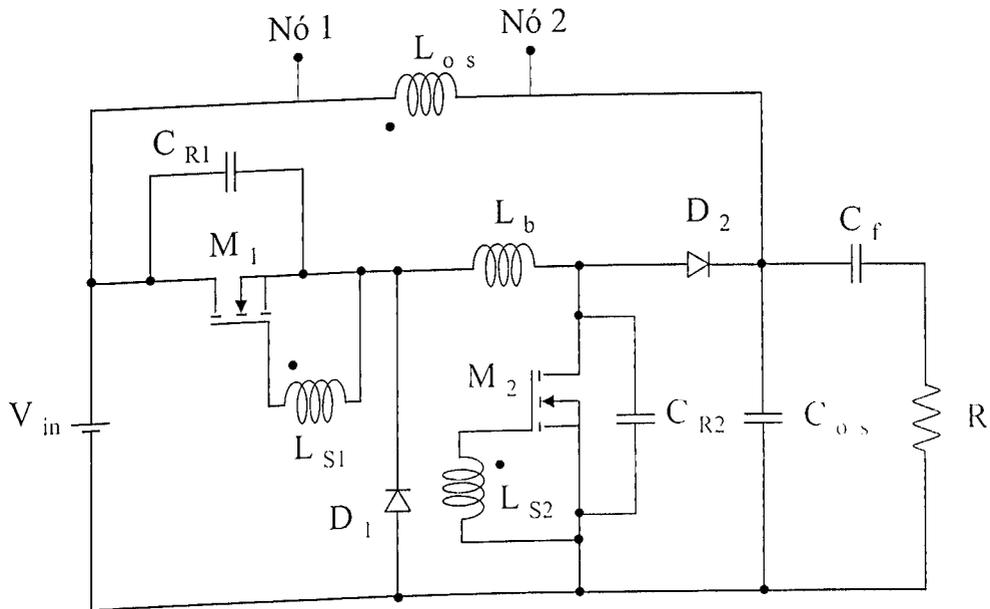


Figura 3.18: Conversor Boost EIE auto-oscilante.

Esta topologia foi utilizada para a obtenção dos resultados experimentais apresentados neste trabalho.

A Fig. 3.19 apresenta a forma de onda de tensão no gatilho das chaves M_1 e M_2 . Esperava-se que, assim que a tensão de zener fosse maior que a tensão de alimentação do circuito da Fig. 3.19, o transistor BC327 entrasse em condução fornecendo um caminho de

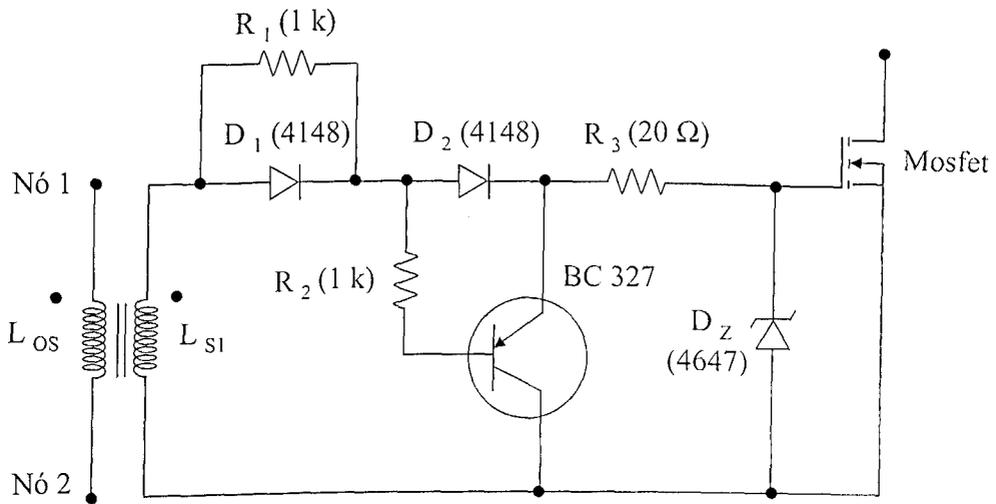
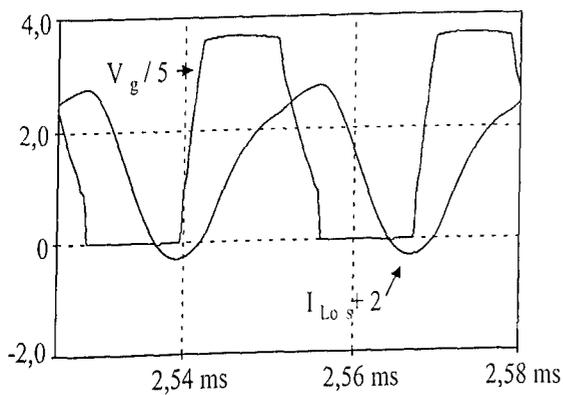
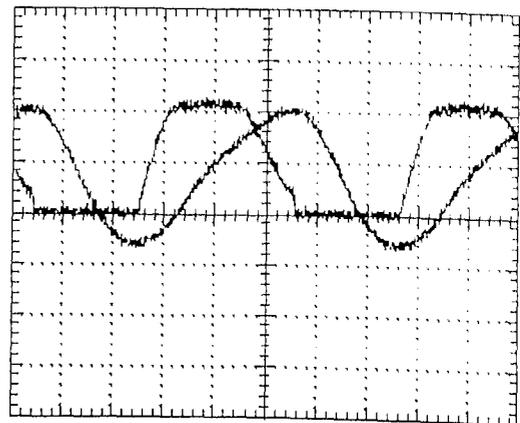


Figura 3.19: Primeira opção de circuito de ataque gatilho.

descarga para a capacitância do gatilho das chaves M_1 e M_2 . Entretanto, isto não acontece uma vez que a tensão de coletor-emissor acompanha a tensão de entrada e portanto, tem-se a descida do sinal de gatilho muito lenta contribuindo para a redução da eficiência do conversor proposto.



(a) Simulação



(b) Experimental - Tempo: 5μs

Figura 3.20: Corrente de Oscilação $i_{L_{os}}$ e Tensão no Gatilho da Chave M_1

No intuito de solucionar este problema e através de estudos realizados por simula-

ção, foi implementado um novo circuito de ataque de gatilho apresentado na Fig. 3.21. Esta topologia utiliza um enrolamento terciário (L_{S3}) para fornecer a corrente de base necessária para que o transistor BC337 entre em condução. Este enrolamento, assim como o enrolamento L_{S1} é acoplado magneticamente ao indutor de oscilação L_{Os} .

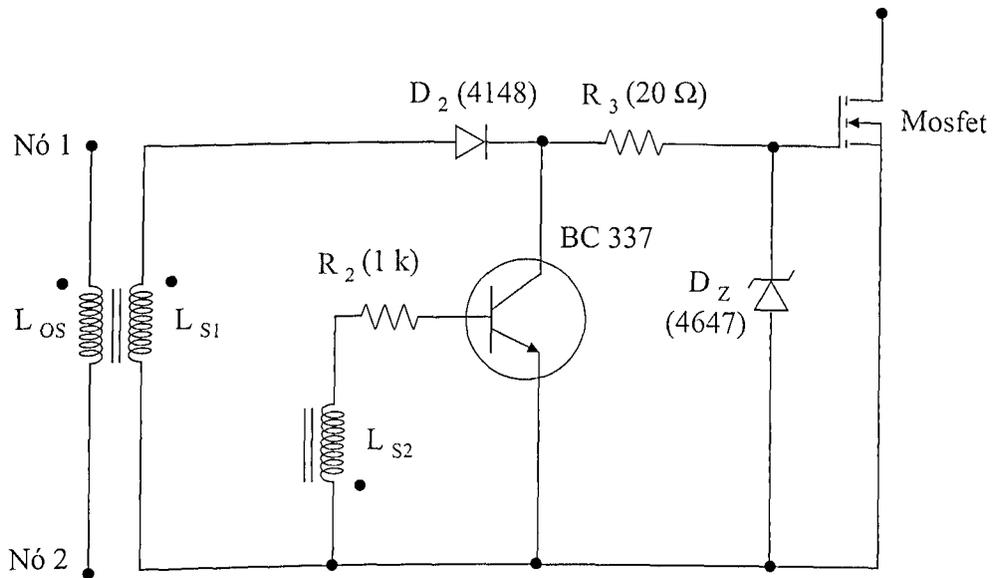


Figura 3.21: Segunda opção de circuito de ataque de gatilho.

Como pode-se observar na Fig. 3.22(a), utilizando-se esta topologia de circuito de ataque de gatilho, consegue-se um tempo de descida do sinal de gatilho muito rápida melhorando-se portanto comutação das chaves M_1 e M_2 do conversor mostrado na Fig. 3.18.

O fato de se obter um tempo de subida do sinal de gatilho muito grande não é problema, uma vez que quando este sinal é aplicado nas chaves M_1 e M_2 , os diodos intrínsecos das respectivas chaves se encontram em condução tornando possível a entrada em condução com zero de tensão e corrente. A Fig. apresenta os sinais de gatilho obtidos

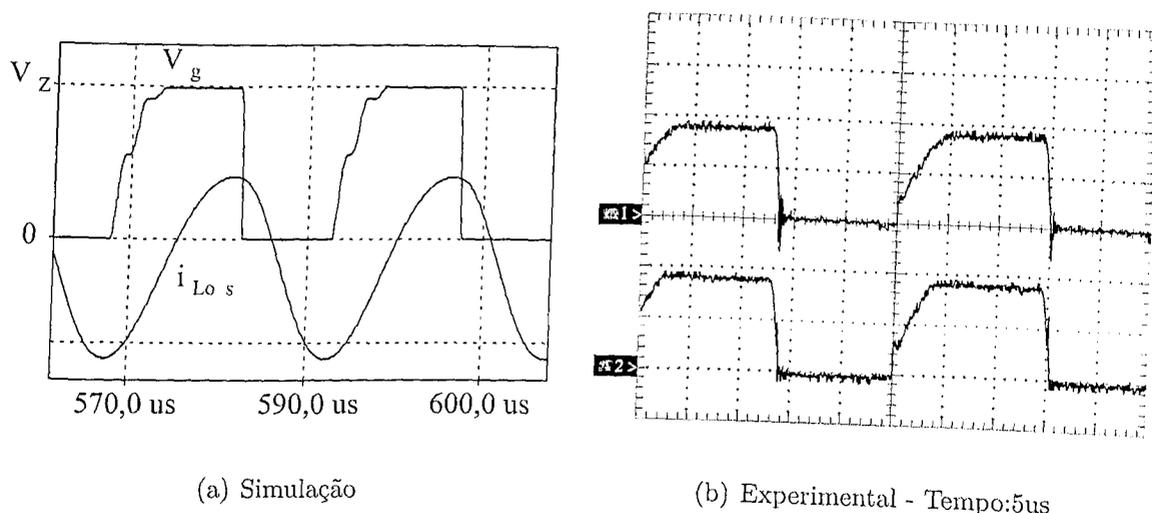


Figura 3.22: (a) Corrente de oscilação $i_{L_{os}}$ e sinal de gatilho V_g , (b) Sinais de gatilho aplicados à chaves M_1 e M_2 respectivamente.

experimentalmente através da implementação do circuito apresentado na Fig. 3.21.

Através de estudos feitos por simulação e experimentalmente, observou-se que a utilização do circuito de ataque de gatilho apresentado na Fig. 3.21 fez com que a eficiência do conversor Boost EIE auto-oscilante melhorasse sensivelmente.

3.4 Conversor Boost EIE Auto-oscilante Aplicado como Fonte Auxiliar de Baixa Potência em Malha Aberta

3.4.1 Introdução

A maioria dos conversores de potências maiores, necessitam de uma fonte auxiliar capaz de suprir a energia necessária para circuitos de controle e circuitos de acionamento de chaves. Comumente, são utilizadas fontes lineares que utilizam grandes transformadores

de baixa frequência, em geral 60 Hz. Conseqüentemente, tem-se maior custo e um aumento considerável do tamanho e do peso do equipamento final.

Com o intuito de solucionar este problema, a utilização de conversores de baixa potência operando com frequências de chaveamento elevadas tem se tornado bastante atrativa. Além disso, utilizando-se técnicas de auto-oscilação, conversores de alta eficiência e baixo custo podem ser facilmente produzidos [3]. Dentro deste contexto, desenvolve-se neste trabalho, uma nova topologia de fonte auxiliar auto-oscilante de média potência em malha aberta utilizando-se o conversor Boost EIE auto-oscilante apresentado na seção anterior.

3.4.2 Resultados de Simulação e Experimentais

A Fig. 3.23 apresenta a topologia proposta a qual se caracteriza por ser bastante econômica e de fácil implementação. Um protótipo de 15.7 W do conversor proposto foi construído em laboratório com os parâmetros apresentados na Tab. 3.3. Trata-se de duas fontes de tensões simétricas e isoladas de +15 V e -12 V. Esta diferença que há entre os valores de tensão de saída se dá em função da injeção de energia no capacitor C_{os} que acontece durante o semiciclo positivo da tensão no enrolamento primário do transformador. Isto faz com que o valor de pico positivo da tensão seja maior, como pode ser observado nas Figs. 3.17(a) e 3.17(b), é válido destacar que, na maioria das aplicações, isto não implica em nenhum problema. Os resultados obtidos por simulação e experimentalmente serão apresentados a seguir.

Nesta aplicação, é interessante que se faça uma consideração em relação ao transformador de saída utilizado. Conforme exposto anteriormente, este conversor trabalha com

Tabela 3.3: Fonte Auxiliar Auto-oscilante - Parâmetros Ajustados

Fonte Auxiliar Auto-oscilante	
Tensão de entrada, V_{in}	180 V
Potência de saída, P_{out}	15,7 W
Frequência de chaveamento, f_0	40,0 kHz
Tensão de saída, V_1 e V_3	+15,0 V
Tensão de saída, V_2 e V_4	-12,0 V
Indutor de Boost, L_b	1,6 mH
Indutor de oscilação, L_{os}	300 μ H
Capacitor de oscilação, C_{os}	56 nF
Capacitor, C_{R1}	9,4 nF
Capacitor, C_{R2}	2,2 nF
Capacitores, C_3, C_4, C_5, C_6	47 μ F
Capacitor série, C_f	1 μ F
Chaves, M_1 e M_2	IRF740
Carga resistiva, R_1, R_2, R_3, R_4	47 Ω
Diodo, D_1	UF4007
Diodo, D_2	UF5404

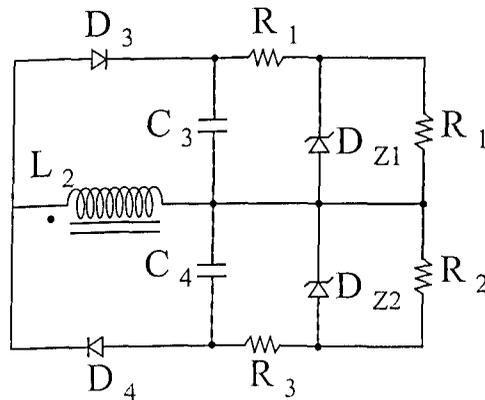
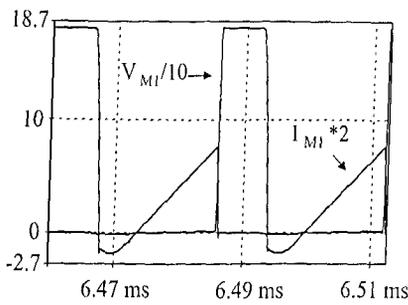
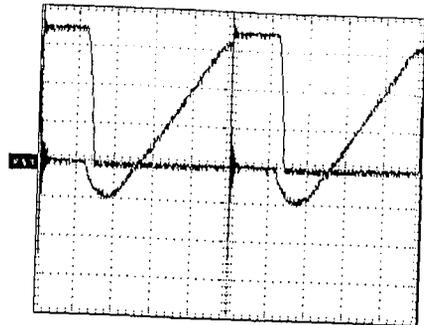


Figura 3.24: Circuito de saída utilizando diodos zener.

nas Figs. 3.28(a) e 3.28(b).

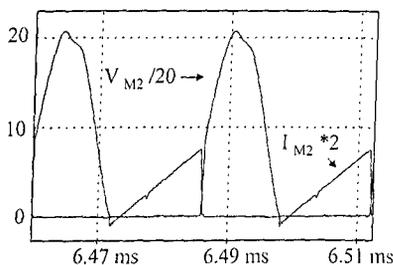


(a) Simulação

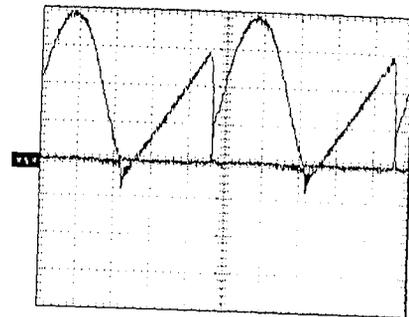


(b) Experimental - (50V/div, (1A/div) - Tempo:5us

Figura 3.25: Tensão e Corrente na Chave M_1 .



(a) Simulação

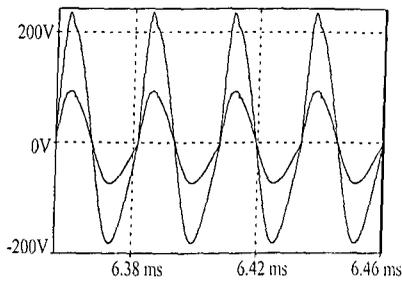


(b) Experimental - (100V/div, (1A/div) - Tempo:5us

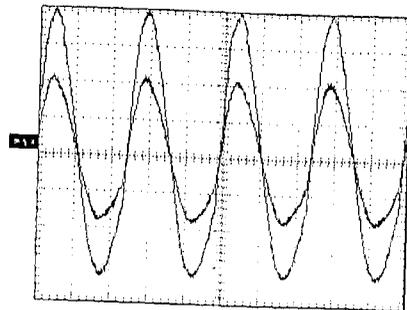
Figura 3.26: Tensão e Corrente na Chave M_2 .

3.4.3 Considerações de Projeto da Fonte Auxiliar Auto-oscilante

Nesta aplicação, é interessante que se faça uma consideração em relação ao transformador de saída utilizado. Conforme exposto anteriormente, este conversor trabalha com potência constante de saída e portanto a transferência de energia independe da relação de espiras deste transformador. Assim sendo, o valor da tensão de saída é determinado pela relação apresentada na Eq. 3.1, portanto, deve-se projetar os enrolamentos secundário e terciário de maneira que se tenha um valor mínimo de tensão V_{CE} no regulador linear de

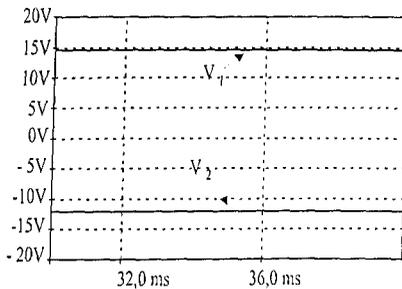


(a) Simulação (V_{L_2} vezes 20)

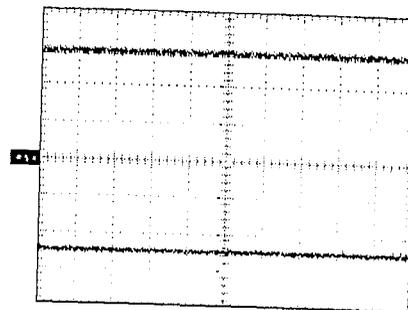


(b) Experimental - (50V/div).
(10V/div) - Tempo:10us

Figura 3.27: Tensões nos Enrolamentos Primário e Secundário do Transformador.



(a) Simulação



(b) Experimental - (5V/div)

Figura 3.28: Tensões de Saída V_1 e V_2 .

tensão para otimizar o rendimento deste conversor.

No intuito de manter a frequência de chaveamento inalterada, o enrolamento primário deve ser projetado de maneira que sua impedância seja alta quando comparada com a impedância do capacitor C_{os} . No projeto da fonte auxiliar auto-oscilante apresentado neste trabalho, utilizou-se $L_1 = 1,6\text{mH}$, $L_2 = L_3 = 15 \mu\text{H}$.

Deve-se salientar que, quanto menor for o capacitor C_{os} de maneira que a relação representada pela Eq. 3.13 seja mantida constante e a tensão $v_{C_{os}}$ seja a mais simétrica possível, maior será o rendimento da fonte auxiliar auto-oscilante apresentada neste trabalho.

Com relação ao dimensionamento do indutor de Boost L_b deve-se fazer uma consideração em relação à corrente de ressonância entre os capacitores de auxílio a comutação C_{R1} e C_{R2} e o indutor de Boost L_b . Uma vez que a fonte auxiliar auto-oscilante se caracteriza por ser um conversor de baixa potência, a corrente média de ressonância assume valor considerável em relação à corrente média no indutor de Boost $I_{L_b}(\text{avg})$. Como a corrente média de ressonância não realiza trabalho, tem-se um erro significativo no dimensionamento do indutor de Boost L_b tornando-se necessário alguns ajustes.

Destaca-se na Fig. 3.29 o período T_R de ressonância entre os capacitores de auxílio a comutação C_{R1} e C_{R2} e o indutor de Boost L_b .

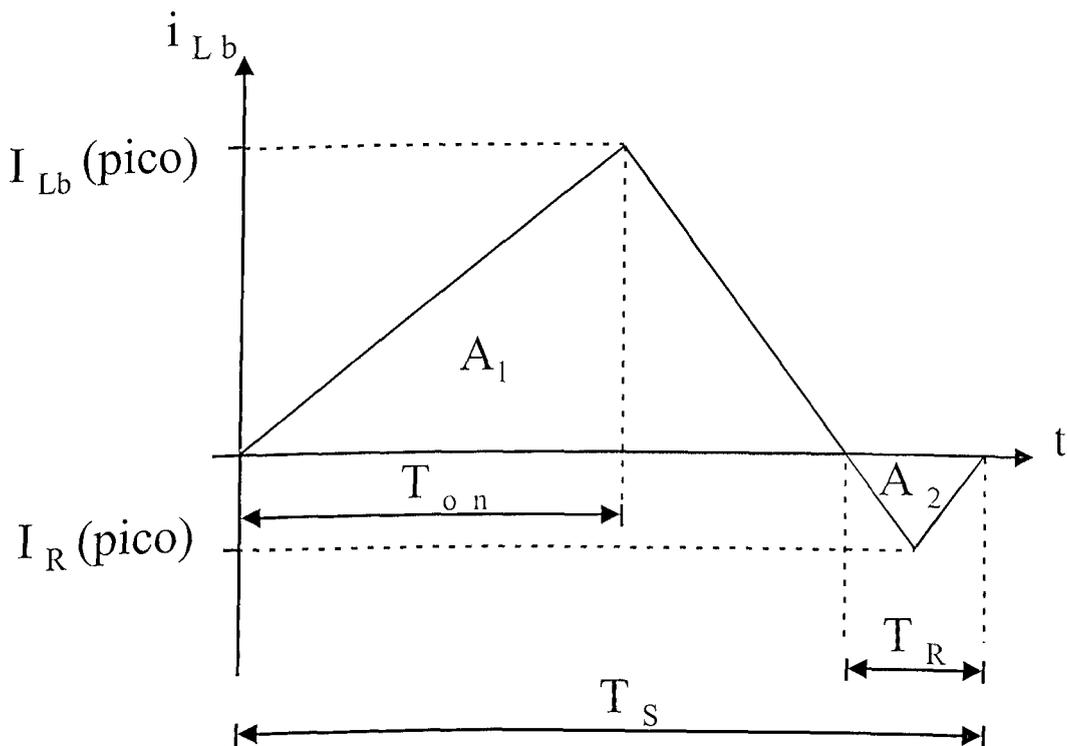


Figura 3.29: Corrente i_{L_b} teórica - Considerações de projeto para a fonte auxiliar auto-oscilante.

O valor da corrente de pico de ressonância pode ser calculado como se segue

$$I_R(\text{pico}) = V_{in} \times \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \quad (3.27)$$

Onde:

$$C_R = C_{eq} = \frac{C_{R1} \times C_{R2}}{C_{R1} + C_{R2}} \quad (3.28)$$

$$L_R = L_b \quad (3.29)$$

Portanto, quanto menor for o valor da capacitância equivalente C_{eq} , menor será o valor de pico da corrente de ressonância $I_R(\text{pico})$ e conseqüentemente, menor será o valor médio da corrente de ressonância $I_R(\text{avg})$. Para o projeto da fonte auxiliar auto-oscilante apresentado nesta seção, deve-se considerar o valor da corrente média do indutor de Boost $i_{L_b}(\text{avg})$ igual a 80% do valor calculado pela Eq. 3.19. Destaca-se ainda que, neste tipo de aplicação, o conversor Boost EIE auto-oscilante opera com razão cíclica D exatamente igual a meio.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma nova proposta de oscilador de potência chaveado com comutação suave denominado conversor Boost EIE auto-oscilante. Este conversor opera em modo contínuo de condução e é resultado de uma associação entre um circuito LC série ressonante, e um conversor Boost EIE operando como fonte de corrente controlada em malha aberta.

O conversor proposto neste trabalho possui várias aplicações, dentre elas destaca-se a aplicação como estágio inversor de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes e a aplicação como fonte auxiliar auto-oscilante de baixa potência. É válido ressaltar que, a fonte de corrente controlada opera em malha aberta.

O conversor Boost EIE auto-oscilante aplicado como fonte auxiliar auto-oscilante de média potência se apresenta como sendo mais econômico, de menor peso e tamanho quando comparado com as fontes auxiliares que usam transformadores de baixa frequência. A não necessidade de circuito auxiliar de partida para o disparo das chaves M_1 e M_2 , representa economia tanto para aplicação como fonte auxiliar auto-oscilante quanto para a aplicação como estágio inversor de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes comerciais. Portanto, esta nova proposta de oscilador de potência chaveado com comutação suave é bastante atrativa para a indústria uma vez que este conversor é bastante eficaz nas aplicações supracitadas.

Durante o estudo realizado sobre o princípio de operação do conversor Boost EIE auto-oscilante, constatou-se que a corrente de oscilação $i_{L_{os}}$ é desviada das chaves M_1 e M_2 fazendo com que as mesmas sejam submetidas apenas à energia entregue à carga, reduzindo as perdas por condução, embora uma parcela desprezível da corrente de oscilação passe pela chave M_1 .

A comutação suave pôde ser alcançada usando-se capacitores de auxílio à comutação adequados em paralelo com as chaves, o que foi comprovado em resultados de simulação e experimentais. Uma boa aproximação entre estes resultados foi apresentada comprovando a eficiência do guia de projeto apresentado.

Capítulo 4

Conversor Boost EIE Auto-oscilante Aplicado como Estágio Inversor de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes Comerciais

4.1 Introdução

O primeiro capítulo deste trabalho apresentou as características das lâmpadas de descarga, ficando evidenciada a necessidade de utilização de elementos estabilizadores de corrente, pois, devido a sua característica dinâmica negativa, observa-se um crescimento indefinido da corrente na lâmpada caso esses elementos não façam parte do equipamento. Este comportamento faz com que a corrente na lâmpada cresça até atingir o valor máximo

fornecido pela fonte de alimentação e, conseqüentemente, danificando a lâmpada. Uma outra característica importante das lâmpadas de descarga diz respeito à necessidade de se ter um gradiente de tensão bastante elevado aplicado em seus terminais para estabelecer uma condição de ionização dos gases contidos no interior do tubo caracterizando a partida da lâmpada. Em regime, a lâmpada deve ficar submetida à sua tensão nominal.

Portanto, o circuito de estabilização, funcionando como uma impedância em série com a lâmpada, além de fornecer uma tensão capaz de acionar a lâmpada, tem como finalidade limitar o fator de crista da corrente na lâmpada, aumentar a eficiência e conservar sua vida útil [15].

Neste capítulo serão apresentados, de maneira resumida, os principais circuitos estabilizadores para reatores eletrônicos amplamente estudados pela literatura especializada [4], [7], [8], [29], visando sempre satisfazer as condições necessárias para o correto funcionamento das lâmpadas fluorescentes tubulares. Deve-se ressaltar que, os circuitos de estabilização de baixa frequência são ligados diretamente ao sistema de energia influenciando no fator de potência de forma significativa. Já os reatores eletrônicos, como possuem o estágio de correção de fator de potência separado do estágio de estabilização, um alto fator de potência no circuito ressonante não é necessário.

4.2 Circuito de Estabilização Série Ressonante (SR)

Uma das principais condições para assegurada a vida útil das lâmpadas fluorescentes tubulares é evitar que a corrente apresente alto fator de crista, o que danificaria seu

eletrodos. Dentro deste contexto, é apresentado nesta seção o circuito de estabilização série ressonante o qual pode ser observado na Fig. 4.1. O circuito de estabilização série ressonante é constituído de um capacitor C_S e um indutor L_S ligados em série com a lâmpada, representada por um elemento puramente resistivo.

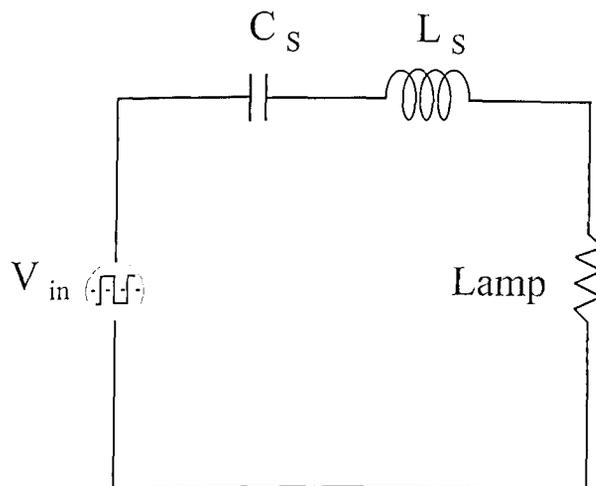


Figura 4.1: Circuito Série Ressonante.

Este circuito apresenta boas condições para o funcionamento da lâmpada em regime permanente sendo capaz de limitar a corrente na lâmpada e assegurar um baixo fator de crista, entretanto, não produz o elevado gradiente de tensão requerido na partida da lâmpada para ionizar o gás contido no interior do tubo, o que inviabiliza tecnicamente sua aplicação.

A limitação de corrente na lâmpada será tanto maior quanto maior for a diferença da frequência de chaveamento em relação à frequência natural do circuito ressonante.

4.3 Circuito de Estabilização Série Ressonante com a Lâmpada em Paralelo(SRPL)

O circuito de estabilização mostrado na Fig. 4.2, é constituído de um capacitor C_p em paralelo com a lâmpada, e um indutor L_s ligado em série. Este circuito apresenta como principal característica, a capacidade de fornecer o nível de tensão suficiente para realizar partida das lâmpadas fluorescentes tubulares. Em contrapartida, o circuito série ressonante apresenta características bem desfavoráveis à sua operação em regime permanente, como por exemplo, permitir a circulação de corrente contínua na lâmpada, uma vez que a alimentação em corrente contínua das lâmpadas de descarga provoca, ao longo do tempo, um desgaste excessivo dos eletrodos da mesma, reduzindo sua vida útil [15].

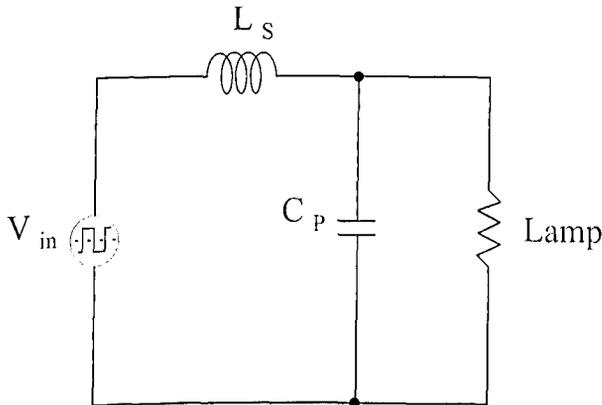


Figura 4.2: Circuito Série Ressonante com a carga em paralelo.

Esse circuito apresenta uma boa proteção contra curto-circuito até para frequências próximas da frequência ressonante. Caso haja um curto-circuito na carga, tem-se conseqüentemente, um curto-circuito no capacitor C_p , fazendo com que o mesmo saia de operação ficando apenas o indutor L_s como limitador natural da corrente na lâmpada.

4.4 Circuito de Estabilização Série-Paralelo Ressonante (LCC)

O circuito de estabilização série-paralelo ressonante mostrado na Fig. 4.3 sintetiza, em apenas um circuito, a característica de limitação de corrente do circuito série ressonante juntamente com a característica de partida do circuito série-paralelo ressonante.

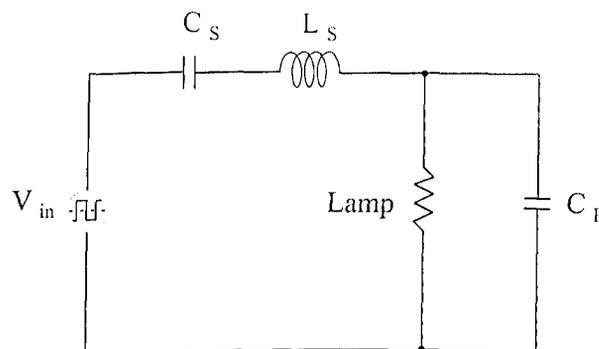


Figura 4.3: Circuito Série-Paralelo Ressonante.

Esse circuito, antes da partida da lâmpada, possui um baixo fator de qualidade devido à resistência da lâmpada ser praticamente infinita. Desse modo, quando projetado para operar numa frequência próxima à ressonante, consegue-se elevadas tensões sobre os terminais da lâmpada, caracterizando-se um comportamento semelhante ao circuito SRPL durante a partida. Partindo-se a lâmpada, sua resistência cai radicalmente, ficando com valores inferiores à reatância capacitiva em paralelo com a mesma fazendo com que o circuito LCC passe a ter, em regime permanente, um comportamento similar ao circuito série ressonante (SR). Por essa razão, este circuito é adequado para aplicação como circuito de estabilização em reatores eletrônicos.

4.5 Metodologia de Projeto e Resultados de Simulação para o Estágio de Saída LCC

O caso mais comum de projeto do filtro de saída dos reatores eletrônicos, diz respeito ao uso do inversor Half-Bridge associado à um circuito de estabilização LCC. Neste caso, tem-se uma onda quadrada alimentando o circuito mostrado na Fig. 4.3 e portanto, faz-se necessário a análise de Fourier da mesma [29], [9] para se obter a equação da componente fundamental da tensão de alimentação do circuito LCC.

Para o conversor proposto neste trabalho, apresentado no capítulo 3, a forma de onda de tensão na saída do oscilador de potência (fonte de alimentação do circuito LCC) é uma senóide de alta frequência livre de componentes harmônicas. Desta maneira, tem-se o circuito de estabilização LCC alimentado por uma fonte de tensão senoidal, como mostrado no diagrama de blocos esquemático apresentado na Fig. 4.4. Portanto, para efeito de projeto do circuito LCC a ser aplicado como circuito de estabilização, é necessário apenas que se faça uma análise tradicional de circuitos elétricos alimentados por tensão alternada.

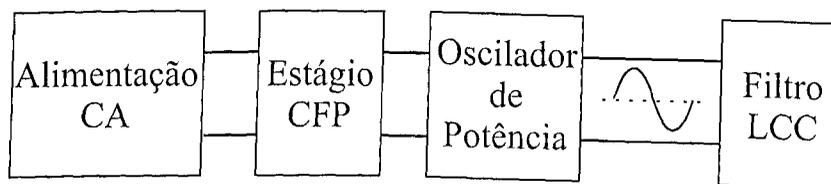


Figura 4.4: Diagrama de blocos simplificado ilustrando o tipo de alimentação do circuito LCC.

Dentro deste contexto, uma metodologia de projeto para os componentes do filtro LCC (L_s , C_s e C_p), será apresentada a seguir [9], [2]. Deve-se antes adotar algumas simplifi-

cações:

- considera-se a tensão de alimentação do circuito LCC uma fonte de tensão senoidal de alta frequência e livre de componentes harmônicas;
- a lâmpada fluorescente continuará sendo considerada como um resistor de valor infinito na partida e, em regime permanente será considerado um resistor de valor definido pelo valor eficaz de tensão e corrente através desta.

Na partida:

A frequência de ressonância na partida é dada pela relação:

$$f_{os} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_s \times \left(\frac{C_s \times C_p}{C_s + C_p} \right)}} \quad (4.1)$$

A frequência de ressonância na partida, será igual à frequência de chaveamento em regime permanente (f_s).

Em regime permanente:

A frequência do ramo série é dada pela equação 4.2 em virtude da saída de operação

do capacitor C_p .

$$f_{osr} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_s \times C_s}} \quad (1.2)$$

No caso dos inversores Half-Bridge, para se ter um atraso da corrente em relação à tensão, visando manter uma comutação suave nas chaves, é necessário que a frequência de chaveamento f_s seja maior que a frequência do ramo série f_{osr} . Isto não se aplica ao oscilador de potência proposto neste trabalho pois o mesmo já opera com característica de comutação suave nas chaves. Entretanto, sabe-se que, ao se projetar o circuito LCC para operar com uma frequência natural 4 (quatro) vezes menor que a frequência de chaveamento f_s do circuito inversor, consegue-se minimizar a distorção harmônica da corrente na lâmpada contribuindo portanto, para o aumento de sua vida útil [29], [23].

Além disso, como foi visto no capítulo 3, a frequência de chaveamento f_s do oscilador de potência chaveado é função dos parâmetros C_{os} e L_{os} . Ao se utilizar o circuito LCC em paralelo com o capacitor C_{os} , observa-se uma alteração na frequência f_s devido à alteração da impedância resultante. Porém, ao se projetar o circuito de estabilização LCC para operar com frequência natural 4(quatro) vezes menor que a frequência de chaveamento f_s , faz-se com que o circuito LCC possua uma alta impedância e portanto, a impedância resultante se aproxima da impedância do capacitor C_{os} mantendo-se a frequência de chaveamento f_s praticamente inalterada. Portanto, esta consideração será mantida, e a relação entre a frequência de ressonância do ramo série e frequência de chaveamento será

dada pela Eq. 4.3.

$$f_s = 4 \times f_{osr} \quad (4.3)$$

Desta maneira, a partir das equações 4.1 à 4.3. pode-se obter uma relação entre C_s e C_p . Assim, tem-se:

$$C_s = 15 \times C_p \quad (4.4)$$

De 4.2 e 4.3 obtém-se a equação 4.5. que fornece a relação entre L_s e C_s . Portanto:

$$L_s = \frac{16}{C_s \times (2 \times \pi \times f_s)^2} \quad (4.5)$$

$$C_s = 15 \times \left(\frac{V_{0(ef)}}{V_{in(ef)}} \right) \times \left(\frac{1}{2 \times \pi \times f_s \times R} \right) \quad (4.6)$$

Onde:

f_s = frequência de chaveamento;

R = resistência equivalente da lâmpada;

$V_{0(ef)}$ = valor eficaz da tensão sobre a lâmpada;

$V_{in(ef)}$ = valor eficaz da tensão de entrada do filtro de saída.

De posse deste dados, pode-se obter os valores de projeto para os componentes do circuito LCC, em função da tensão e corrente nominais da lâmpada, da frequência de chaveamento, e, também da tensão de alimentação do circuito de estabilização LCC.

Exemplo de Projeto

(a) Dados:

$V_{0(ef)} = 110 \text{ V}$ (valor eficaz da tensão na lâmpada);

$f_s = 40 \text{ kHz}$ (frequência de chaveamento);

$P_0 = 40 \text{ W}$ (potência de saída);

$V_{in(ef)} = 120 \text{ V}$ (valor eficaz da tensão de entrada do filtro de saída).

(b) Elementos Ressonantes:

Através das equações 4.4, 4.5 e 4.6, especificam-se os componentes do filtro de saída. O cálculo do valor eficaz da tensão de alimentação do filtro LCC necessária às equações

anteriores, é obtido a partir do guia de projeto apresentado no capítulo 3, onde se projeta o indutor de Boost do conversor Boost EIE auto-oscilante para operar com com potência de saída igual a 40 W e uma carga com impedância equivalente igual a 302,5 Ω .

Tem-se portanto:

$$C_s = 182,0 \text{ nF}, C_p = 12,1 \text{ nF e } L_s = 1,38 \text{ mH}.$$

(c) Resultados de Simulação:

A tensão de alimentação do filtro LCC, sem o nível CC, é mostrada na Fig. 4.5. Trata-se de uma forma de onda puramente senoidal e portanto, livre de componentes harmônicas. A diferença entre o valor de pico da tensão no semiciclo positivo e o valor de pico da tensão no semiciclo negativo, é compensada pela equivalência entre a energia contida em ambos os semiciclos.

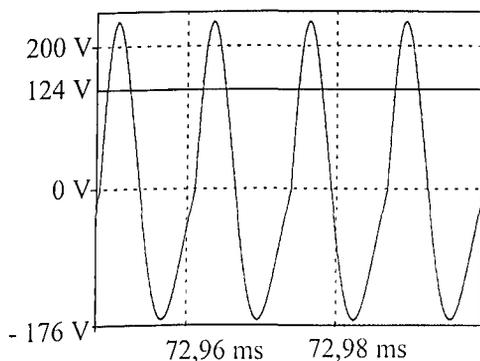


Figura 4.5: Tensão de alimentação do circuito LCC.

A Figura 4.6 apresenta a forma de onda de tensão sobre o capacitor de partida C_p e o

valor eficaz da mesma.

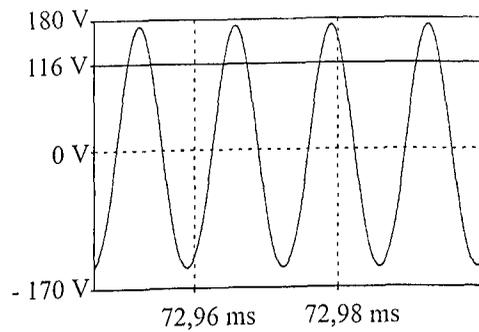
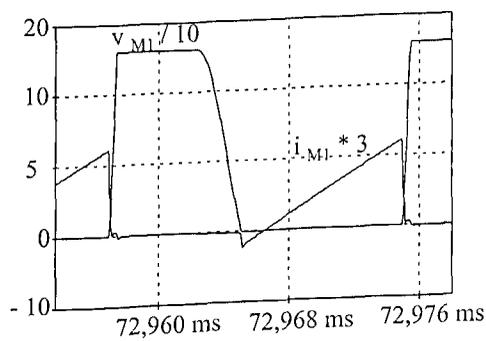
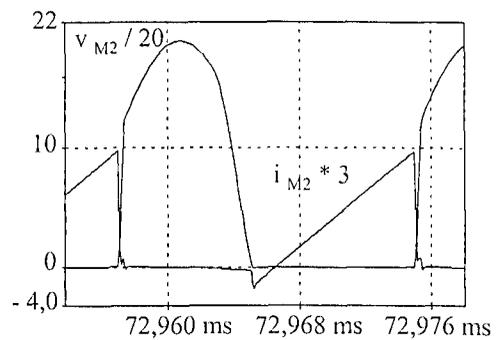


Figura 4.6: Tensão sobre o capacitor C_p

Na Figura 4.7 as formas de onda de tensões e correntes nas chaves M_1 e M_2 do oscilador de potência são apresentadas com intuito de demonstrar que a comutação suave das mesmas foi mantida.



(a) Chave M_1



(b) Chave M_2

Figura 4.7: Tensões e correntes nas chaves M_1 e M_2 .

Finalizando, a Figura 4.8 apresenta a potência instantânea na lâmpada.

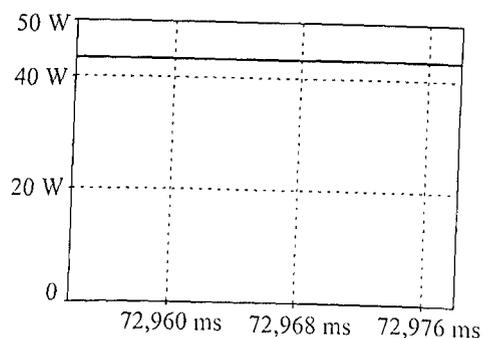


Figura 4.8: Potência instantânea na lâmpada.

4.6 Conversor Boost EIE Auto-oscilante Integrado ao Circuito LCC

A Fig. 4.9 apresenta o oscilador de potência chaveado integrado ao circuito de estabilização LCC, tendo como carga uma lâmpada fluorescente tubular. Com o intuito de comprovar a metodologia de projeto do circuito LCC apresentada neste capítulo, um protótipo do conversor mostrado na Fig. 4.9 foi construído em laboratório com os parâmetros ajustado de acordo com os dados apresentados na Tab. 4.1. Para a realização do ensaio, utilizou-se uma lâmpada fluorescente tubular da marca OSRAM Universal de 40 W de potência.

Objetivou-se com este experimento, a comprovação da eficiência do circuito LCC projetado com base nas Eqs. 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 e 4.6, com relação ao fator de crista da corrente na lâmpada e com relação ao acionamento da mesma.

A Fig. 4.10 ilustra a tensão no capacitor C_{os} e a tensão no capacitor C_p em paralelo com a lâmpada. Visto pelo circuito LCC, o capacitor C_{os} opera como uma fonte de tensão senoidal de alta frequência e com valor eficaz igual a 120 V. O valor eficaz da tensão no

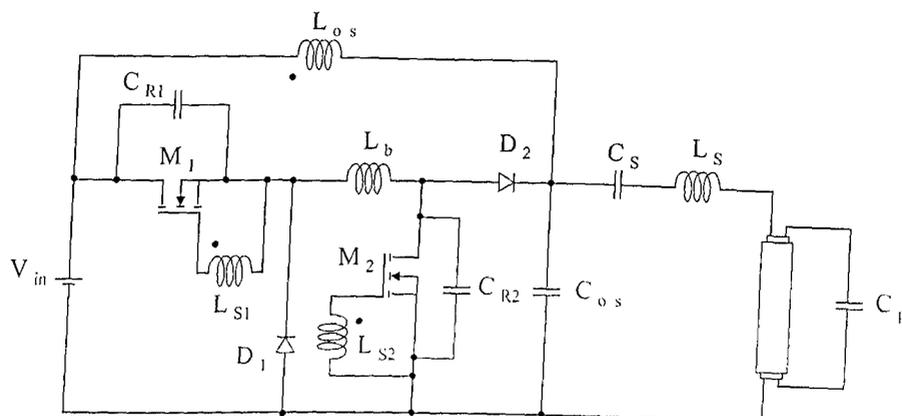


Figura 4.9: Conversor Boost EIE Auto-oscilante integrado ao circuito de estabilização LCC.

Tabela 4.1: Conversor Boost EIE Auto-oscilante integrado ao circuito LCC - Parâmetros ajustados

Conversor Boost EIE Auto-oscilante	
Tensão de entrada, V_{in}	180 V
Potência de saída, P_{out}	40 W
Frequência de chaveamento, f_0	40,0 kHz
Indutor de Boost, L_b	690 μ H
Indutor de oscilação, L_{os}	500 μ H
Capacitor de oscilação, C_{os}	56 nF
Capacitores, C_{R1} and C_{R2}	3,9 nF
Chave, M_1	IRF740
Chave, M_2	IRFG30
Diodo, D_1	UF4007
Diodo, D_2	UF5404
Filtro LCC	
Capacitor série, C_s	180 nF
Indutor Série, L_s	1,3 mH
Capacitor Paralelo, C_p	9,5 nF

capacitor C_p é igual a 105 V.

As tensões e correntes nas chaves M_1 e M_2 são apresentadas nas Figs. 4.11(a) e 4.11(b) comprovando-se que a comutação suave foi mantida.

A tensão e corrente na lâmpada são apresentadas na Fig. 4.12 sendo que o valor de

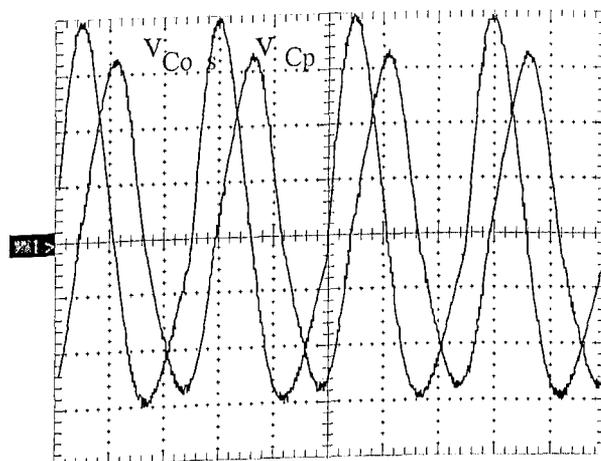
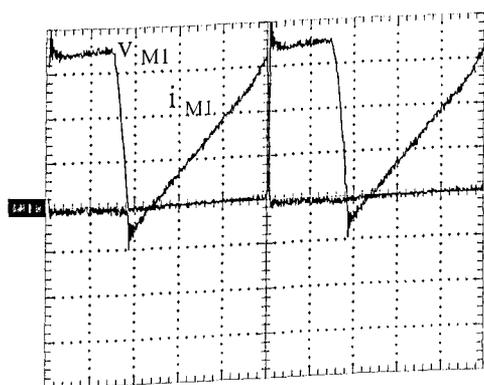
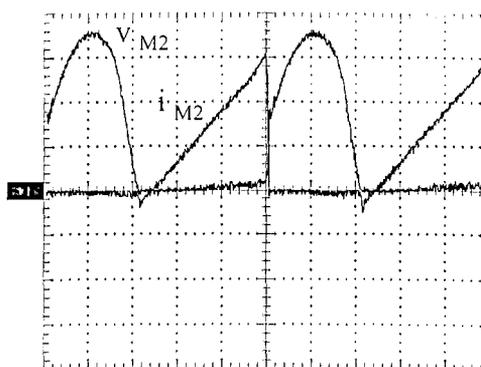


Figura 4.10: Tensão no capacitor de oscilação C_{os} e tensão no capacitor paralelo C_p (50V/div)

- Tempo:10us.



(a) Tensão (50V/div) e corrente (1A/div)
na chave M_1



(b) Tensão (100V/div) e corrente (1A/div)
na chave M_2

Figura 4.11: Tensões e correntes nas chaves M_1 e M_2 do Conversor Boost EIE Auto-oscilante integrado ao circuito LCC.

pico da corrente na lâmpada é igual a 0,420 A e o seu valor eficaz é de 0.303 A. Portanto, verifica-se que o fator de crista obtido é igual 1,38. A potência eficaz obtida na lâmpada foi de 31,81 W.

Com relação ao tempo de descarga da lâmpada, que, de acordo com [12], [1], deve ser

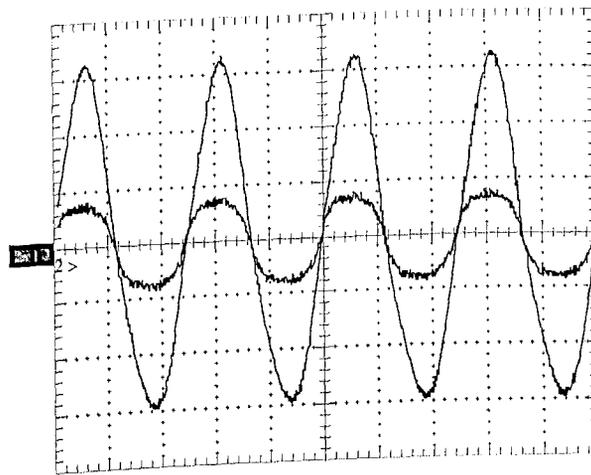


Figura 4.12: Tensão (50V/div) e corrente (0,5A/div) na lâmpada - Tempo:10 μ s.

menor do que 100ms para que não haja um desgaste excessivo dos eletrodos, a Fig. 4.13 ilustra a tensão no capacitor C_p antes e depois da partida da lâmpada. Observa-se que o tempo decorrido entre o instante inicial, e o instante em que se tem a completa ionização dos gás contido no interior do tubo e, conseqüentemente, a partida da lâmpada, é menor que 100 ms.

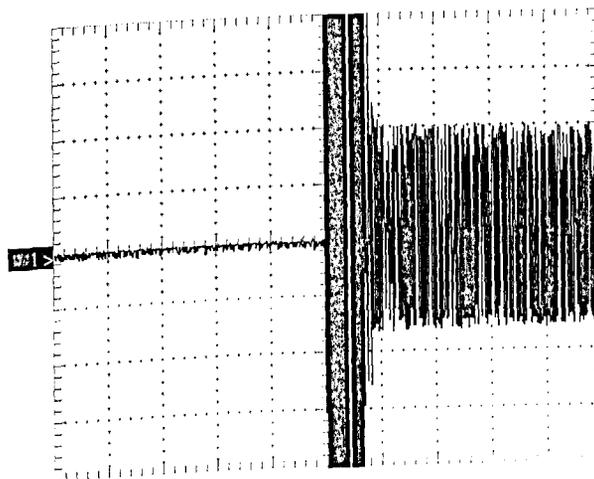


Figura 4.13: Tensão no capacitor C_p (100V/div) destacando o tempo de partida da lâmpada -

Tempo:100ms.

Como pôde-se observar, a potência elétrica obtida na lâmpada foi inferior aos 40 W descritos pelo fabricante (31,81 W), desta maneira, será apresentado um outro método de projeto do circuito de estabilização LCC utilizando-se sua resposta em frequência com o objetivo de aprimorar os cálculos de seus parâmetros (L_S , C_S e C_P) e fazer com que a lâmpada opere em condições nominais. [29], [7], [26].

4.7 Projeto do Circuito LCC através do Estudo da Resposta em Frequência

A resposta em frequência do circuito de estabilização LCC apresenta o ganho estático $G_{(j\omega)}$ em função da razão entre a frequência angular de chaveamento (ω_S) e a frequência angular de ressonância do ramo série (ω_0). Através destes valores, é possível definir um determinado fator de qualidade (Q_S) que melhor se ajusta às necessidades de projeto dos parâmetros do circuito LCC (ganho de tensão e relação entre as frequências angulares de chaveamento e de ressonância do ramo série).

Utilizando-se a equação do ganho estático do circuito LCC apresentada em 4.7, é possível traçar o gráfico da resposta em frequência do circuito LCC conforme apresentado em [26], [29], [7].

Através da resposta em frequência do circuito LCC e uma vez definido o fator de qualidade, determina-se os valores dos parâmetros do circuito LCC (L_S , C_S e C_P) utilizando as Eqs. 4.8, 4.9, 4.10.

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\left\{ \left[1 + \left(\frac{C_P}{C_S} \right) \times (1 - u^2) \right]^2 + Q_S \times \left(u - \frac{1}{u} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (4.7)$$

onde $u = \omega_S/\omega_0$, $Q_S = \omega_0 L_S/R_{eq}$

$$C_S = \frac{1}{Q_S \times \omega_0 \times R_{eq}} \quad (4.8)$$

$$C_P = \frac{C_S}{N^2 - 1} \quad (4.9)$$

onde $N = u$

$$L_S = \frac{1}{\left(\frac{C_S \times C_P}{C_S + C_P} \right) \times (2 \times \pi \times f_S)} \quad (4.10)$$

Exemplo de Projeto

Especificações de Projeto:

$V_{0(ef)} = 104 \text{ V}$ (valor eficaz da tensão na lâmpada);

$f_s = 40 \text{ kHz}$ (frequência de chaveamento);

$$P_0 = 40 \text{ W (potência de saída);}$$

$$V_{in(ef)} = 120 \text{ V (valor eficaz da tensão de entrada do filtro de saída).}$$

(a) Cálculo da Resistência Equivalente da Lâmpada (R_{eq})

Como apresentado em [25] e, de acordo com a American National Standards Institute (ANSI), há várias especificações de corrente e de tensão de operação das lâmpadas fluorescentes tubulares variando de acordo com, suas características construtivas, com a potência para a qual ela foi projetada e com o tipo de partida. Parte destas informações são apresentada na Tab. 4.2.

Tabela 4.2: Especificações da American National Standards Institute para Vários Tipos de Lâmpadas Fluorescentes.

Potência Nominal (Watts)	Tipo	V_{OP} (Volts)	I_{OP} (Amperes)
40	T12	104	0,425
38	T8	195	0,425

Desta maneira, observa-se que uma lâmpada fluorescente de 40 W de potência e de partida instantânea, possui, em condições nominais de operação, uma corrente de operação de 425 mA e uma tensão de operação em torno de 104 V garantindo-se que a lâmpada tenha a sua operação otimizada. Portanto, o projeto apresentado a seguir levará em conta a corrente de operação (I_{op}) em torno de 420 mA e potência nominal de 40 W para

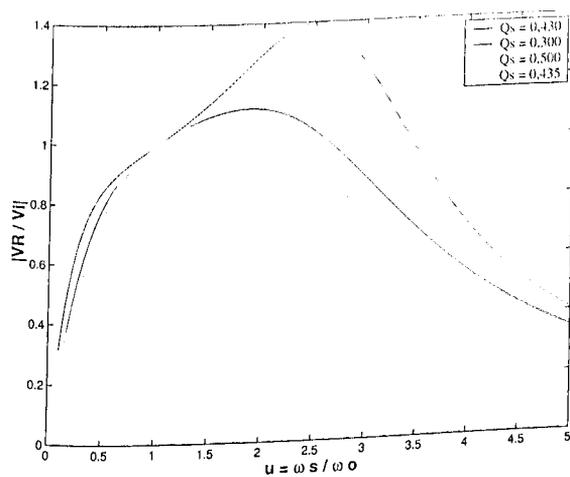
o cálculo da resistência equivalente da lâmpada como se segue:

$$P_L = \frac{V^2}{R_{eq}} \tag{4.11}$$

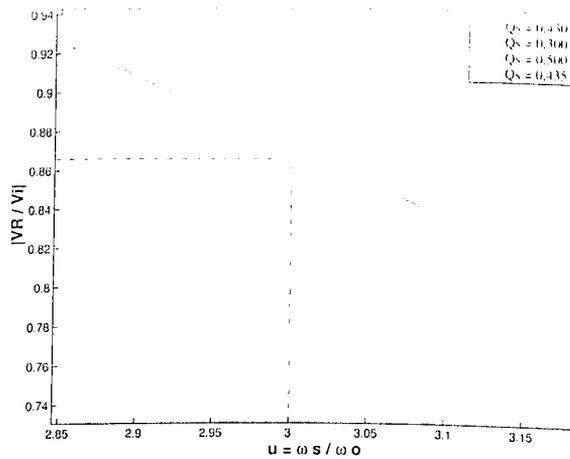
$$R_{eq} = 226\Omega \tag{4.12}$$

(b) Determinação do Fator de Qualidade (Q_S)

Conforme apresentado nas especificações de projeto, para um ganho estático $G_{(j\omega)}$ igual a 0,8667 e para $u = 3$, tem-se



(a)



(b)

Figura 4.14: Resposta em frequência do circuito de estabilização LCC.

Portanto, tem-se

$$Q_S = 0,435(\text{aproximadamente}) \quad (4.13)$$

(c) Cálculo de C_S

$$C_S = \frac{1}{0,435 \times 2 \times \pi \times 13,33 \times 10^3 \times 226} \quad (4.14)$$

$$C_S = 121,4\text{nF} \quad (4.15)$$

(d) Cálculo de C_P

$$C_P = \frac{121,4 \times 10^{-9}}{3^2 - 1} \quad (4.16)$$

$$C_P = 15,1\text{nF} \quad (4.17)$$

(e) Cálculo de L_S

$$L_S = \frac{Q_S \times R_{eq}}{\omega_0} \quad (4.18)$$

$$L_S = 1,17\text{mH} \quad (4.19)$$

(f) Comparação entre os dois métodos de projeto do circuito LCC apresentados

Tabela 4.3: Quadro comparativo dos métodos de projeto do circuito de estabilização LCC

Métodos de Projeto	Valores de Projeto do Circuito LCC		
	C_S	C_P	L_S
Primeiro Método	180 nF	12,1 nF	1,38 mH
Resposta em Frequência	121,4 nF	13,9 nF	1,17 mH
Valores do Protótipo	95 nF	9,4 nF	1,3 mH

De acordo com os dados apresentados na Tab. 4.3, observa-se que a alteração mais significativa ocorreu para o valor do capacitor C_S . Através de estudos realizados experimentalmente, foi constatado que um valor mais próximo de 94 nF para o capacitor C_S possibilitou uma maior corrente de operação na lâmpada e conseqüentemente, a condição de operação nominal da mesma foi alcançada (corrente eficaz de operação em torno de 423 mA e tensão eficaz de operação em torno de 102,4 V). Possibilitando uma melhor comparação entre os resultados experimentais obtidos, a Fig. 4.15 apresenta a tensão e a corrente na lâmpada implementando-se o circuito LCC com $C_S = 180$ nF 4.15(a) e $C_S = 95$ nF 4.15(b).

É possível observar que houve um aumento significativo no valor de pico da corrente na lâmpada e conseqüentemente, houve uma redução no valor de pico da tensão na lâmpada. Com relação ao capacitor de partida C_P , durante as análises feitas em laboratório,

4.8 Conclusão

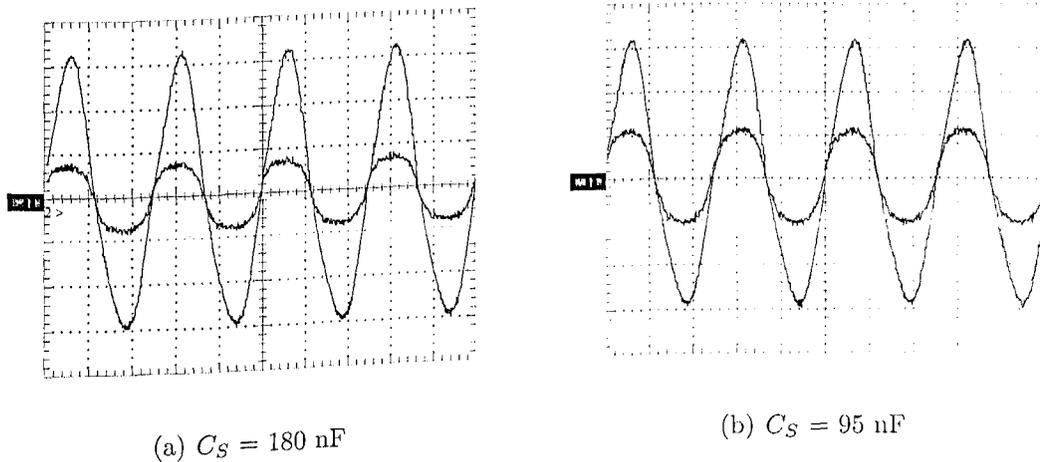


Figura 4.15: Tensão (50V/div) e corrente (0,5A/div) na lâmpada - Tempo:10us.

concluiu-se que um valor de 9,0 nF possibilita um tempo de partida melhor (em torno de 100 ms).

4.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado de forma breve e resumida, um estudo de alguns dos principais circuitos de estabilização comumente utilizado em reatores eletrônicos. Duas metodologias de projeto foram apresentadas, sendo que a primeira delas se baseia na tensão de operação da lâmpada, e a segunda se baseia na corrente de operação da lâmpada e no ganho estático do circuito LCC. Ambas se mostram bastante satisfatória, uma vez que o fator de crista da corrente na lâmpada ficou bem abaixo de 1,7 e ainda, o tempo de partida da lâmpada para uma tensão de 800 V pico a pico ficou abaixo de 100ms, garantindo que a lâmpada opere sob ótimas condições e assegurando que sua vida útil seja preservada. Entretanto, o método da resposta em frequência (segunda metodologia de projeto do circuito LCC) apresentou melhores resultados no que se refere à potência

elétrica fornecida à lâmpada tornando possível a operação da lâmpada em torno de 40 W

O conversor Boost EIE auto-oscilante mostrado no capítulo 3 aplicado como estágio inversor de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas fluorescentes comerciais, apresentou ótimas características de operação uma vez que a comutação suave das chaves foi mantida. Os resultados de simulação e experimentais apresentados estão em concordância comprovando a eficácia das metodologias de projeto do filtro LCC apresentadas.

Capítulo 5

Correção de Fator de Potência

5.1 Introdução

O termo *fator de potência* tem sua origem na teoria básica de circuitos elétricos em corrente alternada CA. Quando um fonte de alimentação CA supre energia a uma carga R puramente resistiva associada à uma indutância ou capacitância, a corrente alternada de entrada sofre um defasamento angular ϕ em relação à tensão de entrada. De acordo com [25], para um valor *rms* da tensão de entrada V_i e da corrente de entrada I_i , a potência aparente obtida da rede é $V_i \times I_i$.

Mas a potência real consumida ou potência ativa da carga é calculada por $V_i \times I_i \times \cos(\phi)$. Apenas a componente da corrente de entrada em fase com a tensão de carga ($I_i \times \cos(\phi)$) contribui com a potência ativa da carga. Em circuitos elétricos de corrente alternada lineares, a magnitude do fator de potência é dada por $\cos(\phi)$. Entretanto, quando essa mesma fonte de alimentação supre uma carga de natureza não linear, um elevado

conteúdo harmônico de corrente é injetado no sistema de energia. Em consequência da presença de tais harmônicos, tem-se os seguintes efeitos relevantes:

- distorção da tensão de entrada (rede CA);
- redução do fator de potência;
- elevado nível de terceiro harmônico (corrente de sequência zero) nas fases do sistema de corrente alternada, elevando conseqüentemente a corrente de neutro;
- e deslocamento de fase excessivo de correntes e tensões.

Com a redução do fator de potência, tem-se um significativo aumento da corrente eficaz fornecida pelo sistema o que significa que o excesso de energia fornecida pela fonte é armazenado nos componentes reativos do conjunto carga e é posteriormente devolvido à fonte, resultando em, um aumento das perdas nos dispositivos condutores e semicondutores, interferência em demais cargas presentes na vizinhança além de caracterizar um aumento no consumo e queda na eficiência do equipamento.

Portanto, uma vez que o estágio de entrada (ponte retificadora e elevado filtro capacitivo) da topologia proposta neste trabalho se caracteriza por proporcionar um fator de potência relativamente baixo e um elevado nível de distorção harmônica da corrente de alimentação CA, não satisfazendo as exigências de processamento de energia elétrica

com qualidade (elevado rendimento, elevado fator de potência, reduzida taxa de distorção harmônica, baixa interferência eletromagnética) impostas por normas internacionais e nacionais, serão apresentadas neste capítulo, algumas técnicas de correção de fator de potência.

Um alto fator de potência é obtido quando a corrente de entrada de um equipamento é senoidal e está em fase com a tensão de entrada. Distorções na forma de onda da corrente de alimentação CA e defasamento desta mesma corrente em relação à tensão de alimentação provocam redução do fator de potência. Portanto, o estágio de correção do fator de potência tem como objetivo fazer com que a corrente acompanhe a forma de onda da tensão de entrada, obtendo assim um alto fator de potência. Outra importante finalidade desse estágio é controlar os níveis de tensão no barramento CC que é alimentado por ele.

Neste capítulo, uma vez que as técnicas de correção de fator de potência a serem apresentadas já são bastante conhecidas na literatura, pretende-se estabelecer uma visão geral relativa à aplicação das mesmas.

5.2 Técnicas para Correção de Fator de Potência

Várias pesquisas relacionadas à implementação de dispositivos capazes de otimizar a operação de reatores eletrônicos para a iluminação fluorescente têm sido realizadas [19], [20], [8], [29], tanto em âmbito nacional quanto internacional. A seguir, serão apresentadas as técnicas mais comuns de correção de fator de potência, tornando possível uma

comparação entre elas objetivando-se menor custo e eficiência.

5.2.1 Pré-regulador Boost

A correção do fator de potência é classificada de acordo com a forma de onda da corrente do indutor de Boost, podendo ser de modo contínuo e de modo descontínuo. As principais técnicas, relativas ao pré-regulador Boost e utilizadas para se obter operação dos conversores com alto fator de potência, são apresentadas resumidamente a seguir. O conversor Boost em si, pode ser estudado detalhadamente em [25],[26].

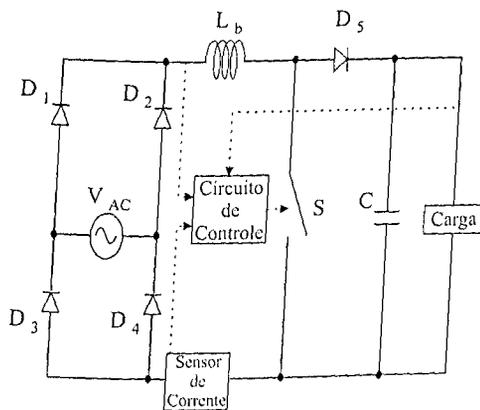
O conversor Boost pode operar em dois modos de condução, modo de condução contínuo e descontínuo. Operando em modo de condução contínuo, este conversor, dentro dos limites não muito rígidos de precisão e velocidade de resposta, permite a regulação de tensão no barramento CC simultaneamente à correção do fator de potência. Isto é possível através de um circuito de controle com realimentação da tensão de entrada, tensão do barramento CC e da corrente de entrada. Como a corrente não vai a zero, a cada período de chaveamento é possível, através da variação da razão cíclica ou da frequência de chaveamento e usando-se uma estratégia de controle adequada, fazer com que a corrente de entrada acompanhe a tensão de entrada.

Controle do Pico de Corrente

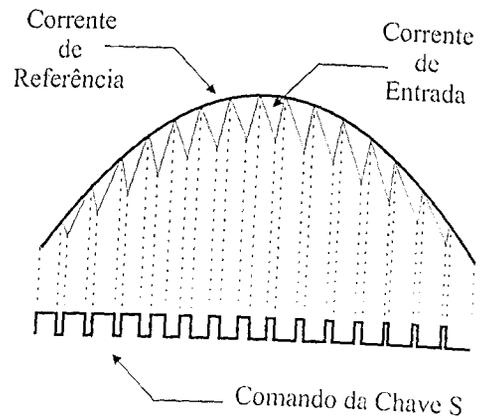
Este método se baseia na monitoração do pico de corrente de um sinal operando com

freqüência fixa até atingir uma corrente de referência e pode ser visto com detalhes em [23], [24].

Através de um sensor de corrente é feita a amostragem da corrente de entrada, e quando esta corrente atingir uma determinada corrente de referência, obtida através de um divisor resistivo, a chave é bloqueada. O fechamento da chave é determinado pela própria freqüência de chaveamento. A forma de onda da corrente de entrada pode ser observada na Fig. 5.1(b).



(a)



(b)

Figura 5.1: (a)Pré-regulador Boost com correção de fator de potência por corrente de pico, (b)Forma de onda teórica da corrente de alimentação CA.

O método de controle por pico de corrente apresenta algumas vantagens e desvantagens:

1) Vantagens:

- alto fator de potência;

- distorção harmônica da corrente de entrada (THD_I) próximo de zero ;

2) Desvantagens:

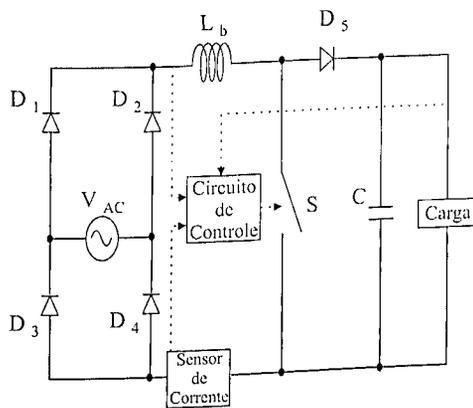
- esquema de controle complicado, fazendo-se necessário um sensor de corrente e multiplicador para a regulação de tensão de saída.

Modulação por histerese

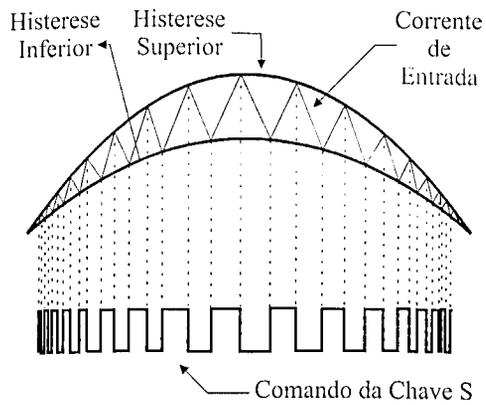
O princípio da modulação por histerese pode ser visto em [24] e se baseia na monitoração da corrente de entrada dentro de uma determinada faixa, denominada de faixa de histerese. Esse controle cria duas correntes de referência senoidais em fase com a tensão de entrada, mas com amplitudes diferentes, gerando assim a faixa de histerese. A obtenção da faixa de histerese se dá através da utilização de circuitos divisores resistivos, fazendo a amostragem da tensão de entrada senoidal. A Figura 5.2 representa o modelo de monitoração de corrente através da faixa de histerese.

Quando a corrente de entrada tende a ficar maior que o valor máximo da faixa de histerese, a chave se abre e a corrente decresce até alcançar o valor inferior da faixa de histerese. Neste instante, tem-se o fechamento da chave fazendo com que a corrente de entrada volte a crescer.

Este princípio de modulação impõe o uso de sensores de corrente para monitorar a



(a)



(b)

Figura 5.2: (a) Pré-regulador Boost com correção de fator de potência por *Histerese*, (b) Forma de onda teórica.

corrente de entrada, sendo que estes sensores podem ser, simplesmente, uma resistência R_S ou um transformador de corrente associado à um retificador de precisão.

O método de controle da corrente por histerese apresenta as seguintes características:

1) Vantagens:

- alto fator de potência;

2) Desvantagens:

- frequência variável;
- necessidade de sensor de corrente e de multiplicador para a regulação de tensão de

saída, tornando complexo o esquema do circuito de controle.

Modulação por Largura de Pulso (PWM) Senoidal

Este tipo de técnica de controle consiste em variar o tempo de bloqueio ou condução da chave senoidalmente. Obtém-se a abertura ou fechamento da chave pela comparação de uma onda triangular ou dente de serra, com uma onda senoidal, fazendo com que a razão cíclica tenha uma variação senoidal. Este tipo de controle foi aplicado em [24]. A Figura 5.3(b), representa o comportamento deste tipo de modulação.

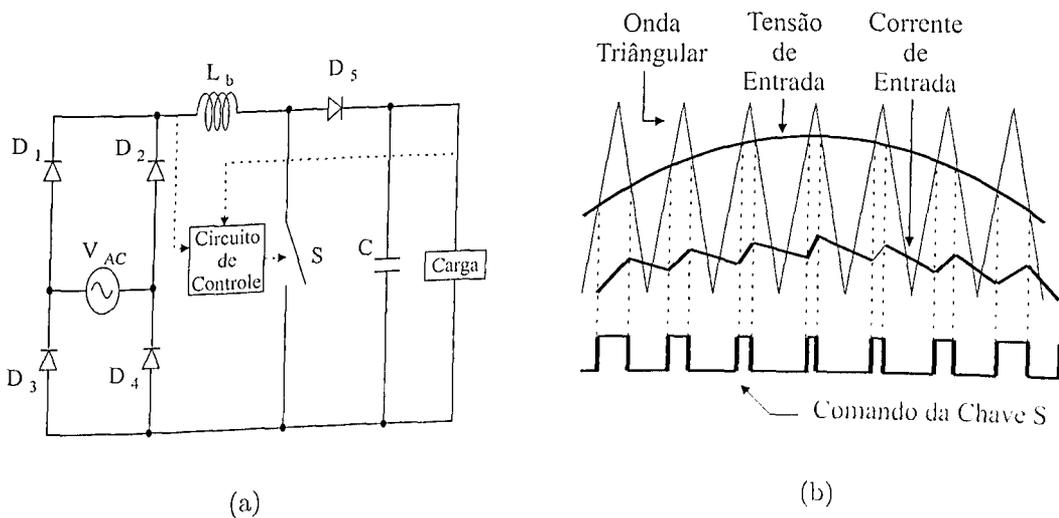


Figura 5.3: (a) Pré-regulador Boost com controle PWM, (b) Forma de onda teórica.

A modulação por largura de pulso senoidal apresenta as seguintes características:

- modo de operação contínuo e descontínuo;
- frequência fixa;

- fator de potência razoável devido a distorção harmônica de corrente;
- fácil implementação.

O conversor Boost operando em modo de condução descontínuo (MCD) e em malha aberta, não permite a regulação de tensão no barramento CC, já a correção do fator de potência pode existir quando esse conversor vem acompanhado por um filtro [29].

A Figura 5.4(b) mostra a forma de onda da corrente no indutor de Boost quando este conversor opera em modo de condução descontínuo.

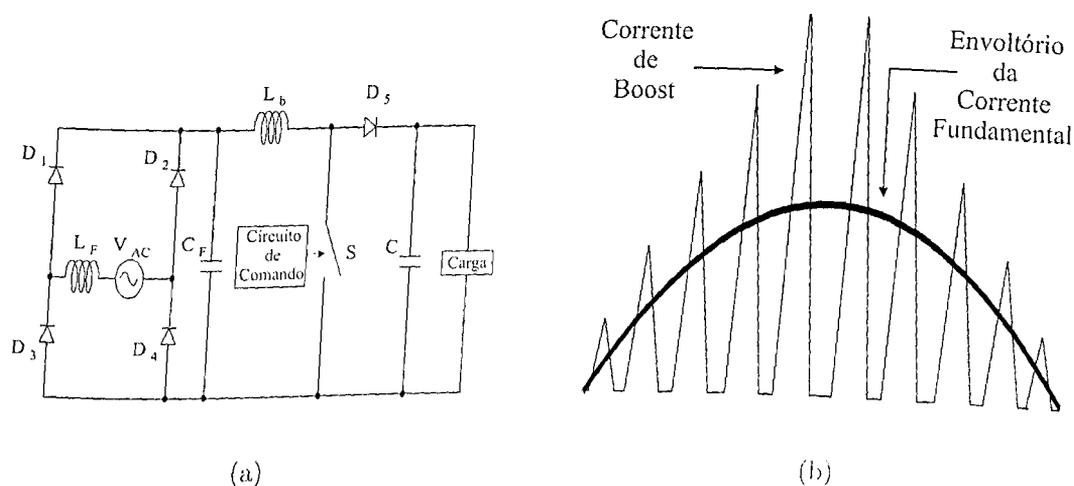


Figura 5.4: (a)Pré-regulador Boost com correção de fator de potência natural, (b)Forma de onda teórica da corrente no indutor de Boost.

A frequência de operação do conversor é bem superior a frequência da rede de alimentação, desta forma, para um período de chaveamento, a tensão de entrada pode ser considerada constante. No momento em que a chave S é fechada, a corrente cresce linear-

mente no indutor de Boost L_b , sendo sua taxa de crescimento proporcional a tensão de entrada. Com a abertura da chave S, a corrente no indutor de Boost decresce linearmente até assumir valor igual à zero, caracterizando assim a operação em modo descontínuo.

Garantindo-se que a corrente no indutor de Boost mantenha a descontinuidade durante todo o período da tensão de entrada, pode-se afirmar que a amplitude da corrente neste indutor possui um envoltório senoidal e em fase com a tensão de entrada. Isso ocorre devido a proporcionalidade da taxa de crescimento da corrente no indutor L_b com a tensão de entrada. Para que a forma de onda de corrente no indutor mantenha a proporcionalidade com a forma de onda da tensão de entrada, o período de condução da chave deve ser constante, ou seja, a razão cíclica deve permanecer constante.

O estágio de entrada utilizando o pré-regulador Boost operando em modo descontínuo apresenta as seguintes vantagens e desvantagens:

1) Vantagens:

- não há necessidade de realimentações de tensões e de correntes;
- alto fator de potência;
- o circuito de controle menos complexo.

2) Desvantagens:

- a corrente fornecida apresenta alta componente harmônica na frequência de chaveamento e nas frequências múltiplas;
- pequenas variações de tensão no barramento CC;
- necessidade de se utilizar um filtro passa baixa na entrada.

5.2.2 Filtro Valley-Fill

Através de estudos realizados em [19], [20], [8], o estágio de entrada utilizando um filtro *Valley-Fill* tem demonstrado ser uma alternativa bastante atrativa para o mercado de massa de reatores eletrônicos. Dentre as várias vertentes deste filtro, serão apresentadas as mais importantes e eficientes do ponto de vista de correção do fator de potência, distorção harmônica da corrente de entrada e fator de crista.

Filtro Valley-Fill Básico

A denominação *Valley-Fill* se deve ao fato de que a corrente de entrada se espalha ou preenche quase todo o semi-período da rede de alimentação, diferindo da situação onde se emprega o filtro capacitivo convencional. Neste último, tem-se uma elevada corrente de surto durante os curtos intervalos de carga do capacitor de filtragem.

A primeira topologia apresentada na Fig. 5.5(a) diz respeito à configuração mais simples do filtro *Valley-Fill* e será utilizada para o entendimento do princípio de funcionamento do mesmo. O resistor R_0 representa o conjunto oscilador de potência + circuito estabilizador e lâmpada.

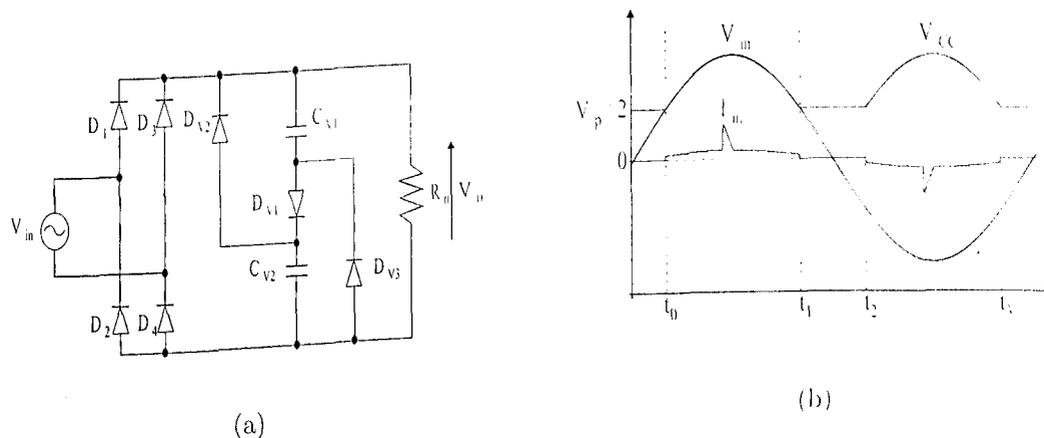


Figura 5.5: (a) Filtro Valley-Fill - Topologia Básica, (b) Forma de onda teórica.

As formas de onda teórica da tensão e da corrente da rede de alimentação CA e da tensão no barramento CC são apresentadas na Fig 5.5(b). O seu funcionamento pode ser compreendido como sendo dividido em duas regiões:

- Região direta ($t_0 - t_1$):

Essa região corresponde ao intervalo em que a tensão da rede de alimentação CA possui valor superior ao valor da tensão nos capacitores C_{v1} e C_{v2} . Portanto, o diodo D_{v1} é polarizado diretamente e os capacitores C_{v1} e C_{v2} são carregados em série pela rede CA com valor máximo de $V_p/2$ menos a queda de tensão no diodo D_{v1} , sendo que V_p é valor de pico da tensão de alimentação. O restante do circuito também é alimentado pela rede CA;

- Região de vale ($t_1 - t_2$):

Na região de vale, a tensão da rede de alimentação CA assume valor menor do que a tensão nos capacitores C_{v1} e C_{v2} . Desta maneira, o diodo D_{v1} é polarizado reversamente e os diodos D_{v2} e D_{v3} são polarizados diretamente, fazendo com que o fornecimento de energia à carga seja feito pelos capacitores C_{v1} e C_{v2} , agora em paralelo. Durante essa etapa, a corrente proveniente da rede CA é igual a zero e a tensão no barramento CC é igual a tensão no capacitor C_{v1} ou C_{v2} .

As duas etapas de operação estão ilustradas nas Figs. 5.6(a) e 5.6(b) respectivamente.

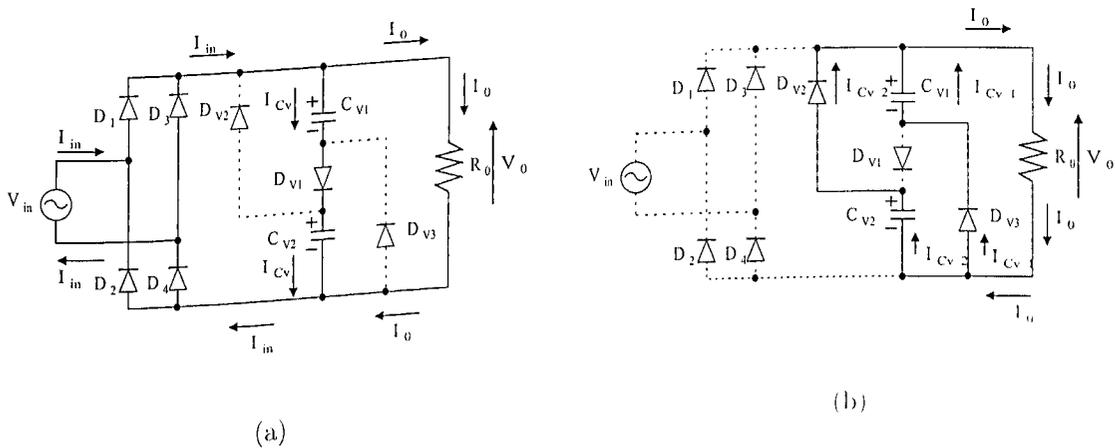


Figura 5.6: (a)Primeira etapa de funcionamento, (b)Segunda etapa de funcionamento.

Este arranjo fora amplamente estudado em [19] e não apresentou resultados satisfatórios com relação ao fator de crista (maior do que 2,1), distorção harmônica (46,7%) e baixo fator de potência (0,91).

Existem muitas variações do filtro *Valley-Fill*, todas elas com seus respectivos índices

referentes a fator de crista, distorção harmônica da corrente de entrada e fator de potência. Dentre elas, apresenta-se a seguir duas topologias estudadas em [19], [20].

Filtro Valley-Fill Modificado - VFM

A topologia mostrada na Fig. 5.7(a) refere-se ao filtro *Valley-Fill Modificado* (VFM). Este arranjo difere da topologia básica apenas pela presença do resistor R_v ligado em série com o diodo D_{v1} , tendo como função limitar os picos de corrente de alimentação da rede CA provocados pela carga dos capacitores C_{v1} e C_{v2} . Conforme observado em [8], [20], o VFM apresenta algumas vantagens e desvantagens:

1) Vantagens:

- elevado fator de potência (da ordem de 0,97);
- baixa distorção harmônica da corrente de entrada (THD_I da ordem de 27%).

2) Desvantagens:

- fator de crista maior do que 1,7 (da ordem de 2,3).

Para maiores valores de R_v , tem-se uma melhora do fator de potência e um menor THD_I , porém, em contrapartida, tem-se um aumento da potência dissipada no mesmo

diminuindo a eficiência do conversor.

As formas de ondas teóricas de corrente e tensão de alimentação, assim como também a forma de onda de tensão no barramento CC, são mostradas na Fig. 5.7(b). O intervalo de tempo compreendido entre t_0 e t_1 , representa o período em que a tensão da rede alimentação CA, durante o semiciclo positivo, fornece energia para a carga e para os capacitores C_{v1} e C_{v2} . O mesmo acontece durante o semiciclo negativo no intervalo de tempo compreendido entre t_2 e t_3 .

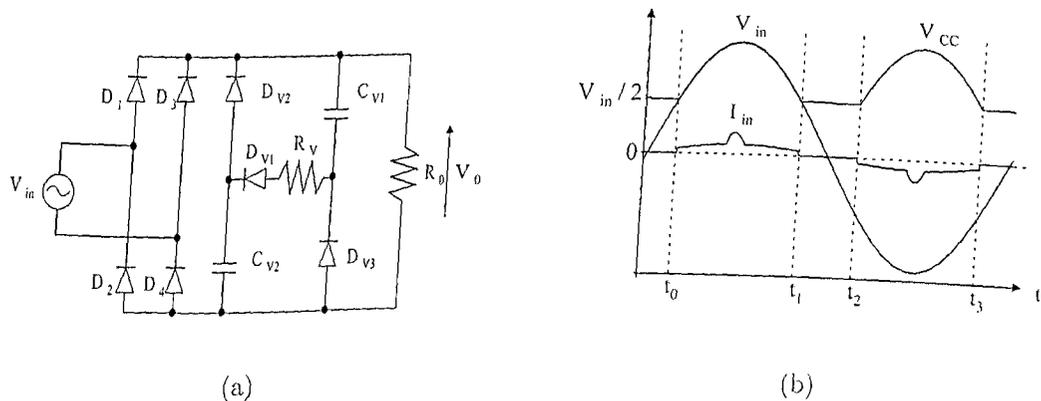


Figura 5.7: (a) Filtro Valley-Fill Modificado - VFM, (b) Forma de Onda Teórica VFM.

Filtro Valley-Fill com Correção do fator de Crista - VF-CFC

A topologia mostrada na Fig. 5.8(a) refere-se ao filtro *Valley-Fill com Correção do Fator de Crista (VF-CFC)* e se apresenta como sendo uma opção para corrigir o problema de se ter um elevado fator de crista (FC) da corrente nas lâmpadas fluorescentes, como foi citado no item anterior referente à topologia apresentada na 5.7(a).

Existe uma grande gama de estudos propostos recentemente com intuito de comprovar as vantagens do filtro *Valley-Fill* sem incorrer na desvantagem de se ter um elevado FC,

como pode ser visto em [17], [30], [31]. No entanto, a grande maioria destes projetos apresenta um elevado custo, pois faz uso de técnicas complexas para a melhoria de FC.

O circuito ilustrado na Fig. 5.8(a), refere-se à topologia apresentada em [19] e trata-se de um arranjo capaz de reduzir o FC através do ajuste da tensão no barramento CC.

Este arranjo consiste apenas de um capacitor de filtro C_{v1} , dois diodos rápidos D_{v1} e D_{v2} e um resistor R_v , resultando em um menor número de componentes e menor custo. Assim como na topologia do item anterior, pode-se destacar algumas vantagens e desvantagens do *VF-CFC*.

1) Vantagens:

- baixo fator de crista (da ordem de 1,61).

2) Desvantagens:

- elevada potência dissipada no resistor R_v ;
- baixo fator de potência (da ordem de 0,80).
- elevada taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (THD_I da ordem de 78%).

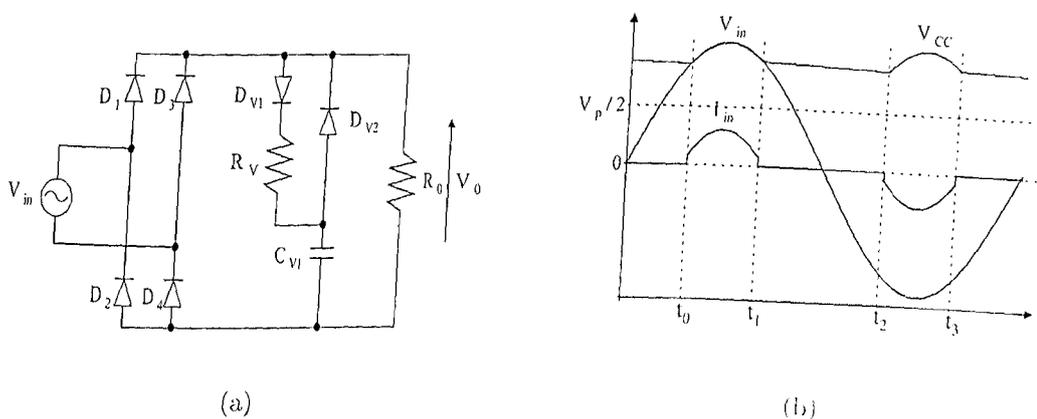


Figura 5.8: (a) Filtro Valley-Fill com Correção do Fator de Crista VF-CFC. (b) Forma de onda teórica.

Ao contrário do que acontece no *VFM*, o resistor R_v pode ser muito exigido em termos de potência dissipada reduzindo a eficiência total do circuito (reator eletrônico). No arranjo apresentado na Fig. 5.8(a), o resistor R_v irá controlar tanto o FP quanto o FC havendo portanto, um compromisso na escolha deste parâmetro.

As formas de ondas teóricas de corrente e tensão de alimentação, assim como também a forma de onda de tensão no barramento CC, são mostradas na Fig. 5.8(b). Os instantes de tempo compreendido entre t_1 e t_0 representam o período em que a tensão da rede de alimentação, durante o semiciclo positivo, fornece energia para a carga e para os capacitores C_{v1} e C_{v2} . O mesmo acontece durante o semiciclo negativo no período compreendido entre t_2 e t_3 .

5.2.3 Pré-regulador Buck-Boost

O conversor Buck-Boost fornece tensão de saída que pode ser menor ou maior que a tensão de entrada, daí o nome Buck-Boost de origem da língua inglesa. A polaridade

da tensão de saída é oposta à tensão de entrada, razão pela qual o pré-regulador Buck-Boost é também conhecido como *regulador inversor*. Este conversor apresenta um estágio intermediário de acumulação de energia do tipo indutivo o que permite alimentar uma carga com características de fonte de tensão a partir de uma fonte de tensão de entrada.

A Fig. 5.9 mostra a configuração básica do conversor Buck-Boost.

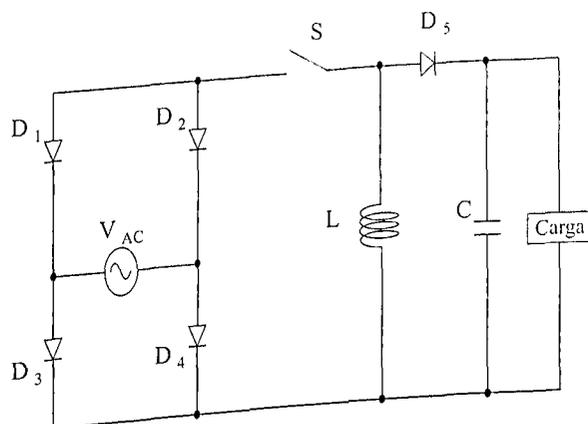


Figura 5.9: Topologia básica do conversor Buck-Boost.

A operação do circuito mostrado na Fig. 5.9 pode ser dividida em dois modos de operação. Durante o modo de operação 1, tem-se a chave S fechada (em condução) e o diodo D_5 se encontra reversamente polarizado. A corrente no indutor L cresce linearmente em razão da tensão V_{DC} aplicada, essa etapa pode ser definida como etapa de acumulação de energia no indutor L.

O segundo modo de operação, inicia-se com a abertura da chave S, e a energia que foi acumulada no indutor L durante a primeira etapa de operação, é transferida para o capacitor de saída C e para a carga através do diodo de roda livre D_5 , caracterizando-se o estágio de transferência de energia.

O conversor Buck-Boost pode operar em dois modos de condução: modo de condução

contínuo (MCC) e modo de condução descontínuo (MCD). Em MCC, a corrente no indutor L é contínua, mas a corrente de entrada permanece descontínua. Devido à característica contínua da corrente de entrada, o uso desse conversor em MCC o torna inviável para correção do fator de potência.

Operando em modo de condução descontínuo (MCD), o conversor Buck-Boost pode ser utilizado como estágio de correção de fator de potência em função da descontinuidade da corrente que flui pelo indutor L . A vantagem desse conversor é possibilitar a regulação de tensão no capacitor de saída C para valores maiores ou menores que o valor de pico da tensão de entrada. Portanto, quando comparado com o pré-regulador Boost, o conversor Buck-Boost, operando com uma razão cíclica fixa e igual a meio, permite que a tensão do barramento CC seja menor do que o valor de pico da tensão de alimentação. Desta maneira, é possível a utilização de chaves com menor capacidade de isolamento e menor custo. A Fig. 5.10(a) mostra o conversor Buck-Boost operando em modo descontínuo de condução, destacando-se a não necessidade de se utilizar malhas de realimentação. A forma de onda teórica da corrente no indutor L é mostrada na Fig. 5.10(b). No conversor Buck-Boost a corrente de entrada mais a corrente no diodo equivalem à corrente no indutor L . Durante a descarga do indutor L , o mesmo não fica mais em série com a tensão de entrada.

O estágio de entrada utilizando o pré-regulador Buck-Boost operando em modo descontínuo apresenta as seguintes vantagens e desvantagens:

1) Vantagens:

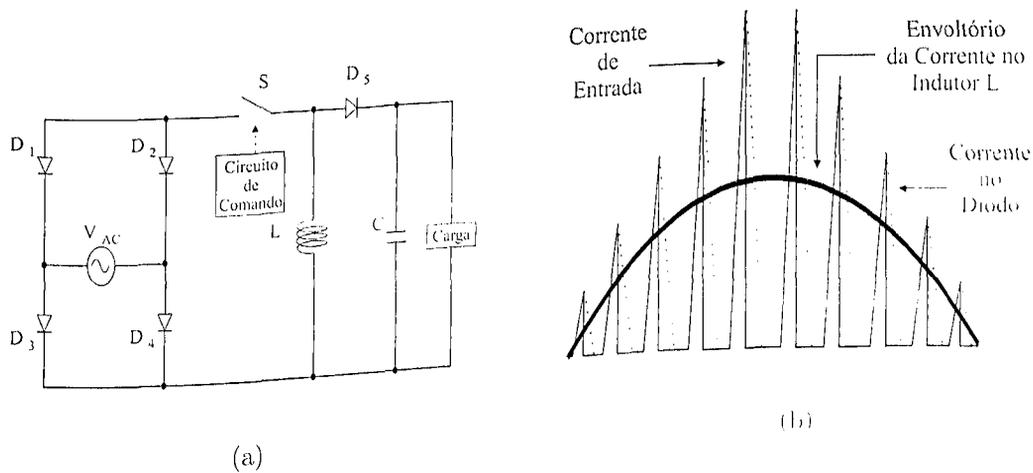


Figura 5.10: (a) Pré-regulador Buck-Boost com correção de fator de potência natural (b) Forma de onda teórica da corrente no indutor L.

- não há necessidade de realimentações de tensões e de correntes;
- alto fator de potência;
- o circuito de controle menos complexo;
- possibilidade se trabalhar com menores valores de tensão no barramento CC;
- melhor regulação da tensão no barramento CC;

2) Desvantagens:

- a corrente fornecida apresenta alta componente harmônica na frequência de chavea-

mento e nas frequências múltiplas;

- necessidade de um filtro passa baixa na entrada.

5.3 Estudo Comparativo das Técnicas de CFP Apresentadas

Nesta seção será apresentado um estudo comparativo das técnicas de correção de fator de potência (CFP) apresentadas neste capítulo. Este estudo foi realizado com o intuito de destacar as vantagens e desvantagens de cada estratégia apresentada com relação a custo de implementação e eficiência quanto a correção do fator de potência FP, fator de crista FC e taxa de distorção harmônica da corrente de entrada THD_I . Todos esse dados podem ser observados no quadro resumo da Tab. 5.1.

O pré-regulador Boost, operando no modo de condução descontínuo (MCD) e proporcionando uma correção natural do fator de potência, não faz uso de circuitos de controle, o que viabiliza economicamente sua aplicação. Por outro lado, o conversor Boost implica em uma tensão no barramento CC superior ao valor de pico da tensão de entrada fazendo-se necessário a utilização de chaves semicondutoras com maior capacidade de isolamento, resultando em custo final elevado.

O filtro Valley-Fill com correção do fator de crista VF-CFC é ótima estratégia para limitar o fator de crista (FC) da corrente das lâmpadas fluorescentes porém, tem-se um

Tabela 5.1: Quadro comparativo das técnicas de correção do fator de potência apresentadas

Itens Avaliados	Técnicas de Correção do Fator de Potência			
	Boost (MCD)	Buck-Boost (MCD)	VFM	VF-CFC
Custo	Baixo	Baixo	Baixo	Baixo
FC	$\leq 1,7$	$\leq 1,7$	em torno de 2,1	$\leq 1,7$
FP	0,99	0,99	0,92	0,80
THD_I	Baixo	Baixo	Relativamente baixo	Elevado

baixo fator de potência (FP) e uma taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (THD_I) relativamente alta.

O filtro Valley-Fill modificado VFM é bastante viável economicamente, com elevado fator de potência e baixo THD_I porém, com um fator de crista FC maior do que 1,7 (valor máximo recomendado pelos fabricantes de lâmpadas fluorescentes). De acordo com [15], com um FC em torno de 2,1, tem-se a lâmpada fluorescente operando em torno de 60% à 70% da sua vida útil, como pôde ser observado na Fig. 2.3 obtida durante experimentos feitos em [28] e apresentada no capítulo 2.

O pré-regulador Buck-Boost operando em MCD apresenta um custo por unidade de componente similar ao do conversor Boost operando em MCD porém, do ponto de vista técnico, este conversor além de apresentar resultados satisfatórios com relação à FP, FC e THD_I , tem como principal vantagem, a capacidade de operar com valores de tensão no barramento CC menores do que o valor de pico da tensão de entrada e com uma boa

5.4 Conclusão

regulação, tornando bastante viável a sua aplicação como estágio pré-regulador do reator eletrônico proposto neste trabalho. Entretanto, o conversor Buck-Boost aplicado como estágio de entrada do conversor Boost EIE Auto-oscilante, torna obrigatório o uso de um circuito de pré-carga do capacitor de saída.

5.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas algumas das mais conhecidas técnicas de correção de fator de potência usando-se os pré-reguladores Boost e Buck-Boost e variações do filtro Valley-Fill. Foi realizada uma comparação entre todas elas objetivando-se facilidade de implementação, fator de potência elevado, baixa distorção harmônica da corrente de entrada, baixo fator de crista e acima de tudo, baixo custo e eficiência.

O filtro Valley-Fill modificado aplicado como estágio de entrada se mostrou como sendo uma estratégia de correção de fator de potência de fácil implementação, de baixo custo e capaz de fazer com que o conversor proposto neste trabalho opere com alto fator de potência e com uma distorção harmônica da corrente de entrada relativamente baixa. no entanto, um alto fator de crista da corrente na lâmpada o torna inviável tecnicamente visto que a lâmpada teria sua vida útil reduzida de 30 a 40 %. É válido destacar que, nesta aplicação um valor mínimo de tensão no barramento CC é necessário. Portanto, através de estudos realizados por simulação, observou-se que o THD_I da corrente de entrada aumentava sensivelmente (na faixa de 40%) ocasionando uma redução do fator de potência ($FP=0,92$).

O pré-regulador Boost mostrou-se bastante eficiente e capaz de satisfazer todos os requisitos de processamento de energia com qualidade e apresenta como principal desvantagem a necessidade de se trabalhar com elevados valores de tensão no barramento CC tornando obrigatório o uso de chaves com maior capacidade de isolação. Por outro lado, não é necessário que utilize um circuito de pré-carga do capacitor de saída. Portanto, comparando-se os custos acrescidos ao reator eletrônico utilizando o pré-regulador Boost com uma chave com maior capacidade de isolação, com o reator eletrônico utilizando o pré-regulador Buck-Boost com um circuito de pré-carga adicional, conclui-se que a utilização do conversor Boost como estágio de entrada é mais econômica e de fácil implementação.

Para a escolha da melhor técnica de correção de fator de potência, foram priorizados elevado fator de potência, baixo custo e facilidade de projeto e implementação com o intuito de obter um equipamento adequado às normas técnicas com relação ao processamento de energia com qualidade, sendo viável economicamente para aplicação no mercado reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Dentro deste contexto, o pré-regulador Boost apresentou os melhores resultados e será portanto, utilizado como estágio de correção do fator de potência do reator eletrônico proposto neste trabalho.

Capítulo 6

Integração dos Estágios de Correção do Fator de Potência, Conversor Boost EIE Auto-oscilante e Circuito de Estabilização LCC

6.1 Introdução

Devido ao colapso do abastecimento de energia elétrica ocorrido no Brasil durante o ano de 2002, tornou-se público que as cargas residenciais contribuem significativamente para a necessidade de ampliação dos sistemas de distribuição, transmissão e geração de energia elétrica, fazendo-se necessário a implementação de programas de utilização racional da energia em conjunto com investimentos em pesquisas científicas que contribuam para o au-

mento da eficiência do sistema como um todo. Dentre as cargas residenciais, a iluminação residencial destaca-se por ocupar lugar significativo referente ao percentual representado por este tipo de carga em relação à demanda total de energia elétrica no Brasil e no mundo. Por essa razão, as lâmpadas incandescentes vêm sendo substituídas por fluorescentes uma vez que as mesmas se caracterizam por apresentarem maior eficiência luminosa e maior tempo de vida útil.

Os reatores convencionais, utilizados para o acionamento das lâmpadas fluorescentes, além de serem muito pesados e grandes para esta aplicação, apresentam baixo rendimento, elevado ruído audível e causam o chamado efeito estroboscópico, um sério problema operacional, principalmente em instalações industriais, em virtude da variação do fluxo luminoso da lâmpada fluorescente.

Objetivando-se a eliminação dos problemas supracitados, várias pesquisas tem sido realizadas com o intuito de se desenvolver mecanismos mais eficientes para o acionamento das lâmpadas fluorescentes, os chamados reatores eletrônicos. Os reatores eletrônicos se caracterizam por operarem em alta frequência tornando possível a eliminação dos ruídos audíveis e do efeito estroboscópico, redução de peso e volume do equipamento, além de um significativo aumento da eficiência luminosa das lâmpadas fluorescentes.

Entretanto, em virtude da operação em elevada frequência, os reatores eletrônicos comerciais encontrados no mercado, apresentam problemas de ruídos eletromagnéticos, reduzido fator de potência, pouco eficientes e com reduzida vida útil. Em contrapartida, os reatores eletrônicos capazes de resolver estes problemas, na sua maioria, se apresentam como sendo de elevado custo inviabilizando sua aplicação na indústria.

Dentro deste contexto, neste capítulo será apresentada uma nova proposta de reator eletrônico resultante da integração dos estágios de correção do fator de potência (CFP), Oscilador de Potência e Filtro de Saída (LCC) apresentados anteriormente neste trabalho. Desta integração, obtém-se um reator eletrônico auto-oscilante, com reduzidas perdas por condução, com alto fator de potência, baixo custo e de fácil implementação.

6.2 Conversor Boost EIE Auto-oscilante Aplicado como Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Comerciais

A composição básica dos reatores eletrônicos de alto fator de potência é apresentada no diagrama de blocos esquemático apresentado na Fig. 6.1. Estes dispositivos são comumente constituídos de um estágio de retificação, um filtro de entrada, um estágio de correção do fator de potência, um estágio inversor e um circuito de estabilização.

Como pode ser observado, constata-se que, em geral, circuitos de partida e circuitos de controle são utilizados para o acionamento das chaves do estágio inversor [4], [8], [29], [15]. A aplicação de tais dispositivos, embora bastante eficientes, faz com que cada vez mais a utilização destes equipamentos em escala comercial se torne inviável. Face a este problema, objetivou-se o desenvolvimento de uma nova topologia de reator eletrônico auto-oscilante de baixo custo e que, ao mesmo tempo, fosse capaz de acionar uma lâmpada fluorescente comercial respeitando os índices de processamento de energia elétrica com

6.2 Conversor Boost EIE Auto-oscilante Aplicado como Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Comerciais

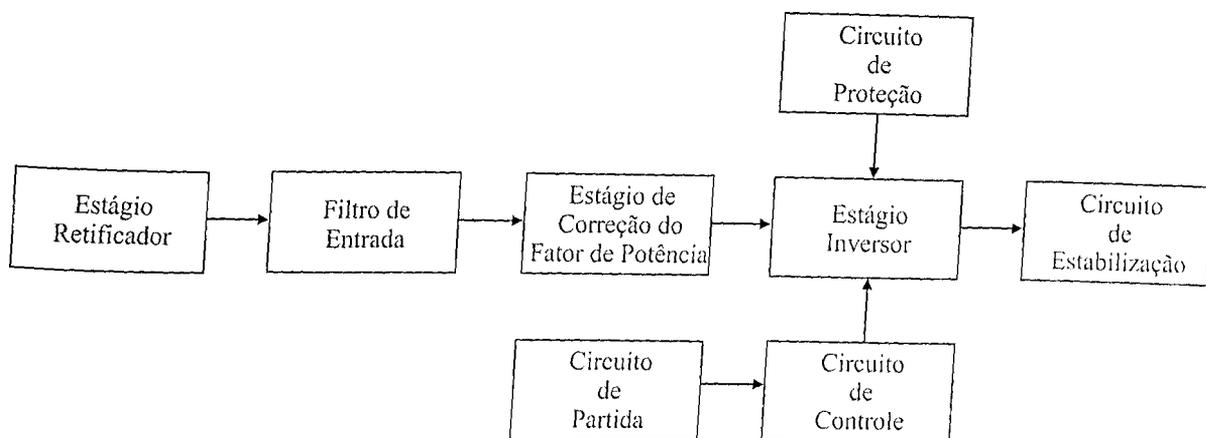


Figura 6.1: Diagrama de blocos de um moderno circuito para o acionamento de lâmpadas fluorescentes.

qualidade estabelecidos por normas nacionais e internacionais [1], [12].

O reator eletrônico para o acionamento de uma lâmpada fluorescente comercial proposto neste trabalho é apresentado na Fig. 6.3. O diagrama de blocos esquemático apresentado na Fig. 6.2 ilustra a composição deste conversor: um estágio de retificação (ponte retificadora a diodos), um filtro de entrada (filtro LC), um estágio de correção de fator de potência (conversor Boost), um estágio inversor (conversor Boost EIE auto-oscilante) e um circuito de estabilização (filtro LCC série-paralelo).

O filtro de entrada $L_f C_f$, é responsável pela atenuação das harmônicas de alta frequência, provenientes da operação das chaves em alta frequência.

Como foi apresentado no capítulo 4, o conversor Boost, operando em modo descontínuo de condução, se caracteriza como sendo um estágio de correção do fator de potência natural bastante eficiente e de baixo custo. O capacitor C_{CC} , na saída do conversor Boost, é a fonte de alimentação CC do conversor Boost EIE auto-oscilante.

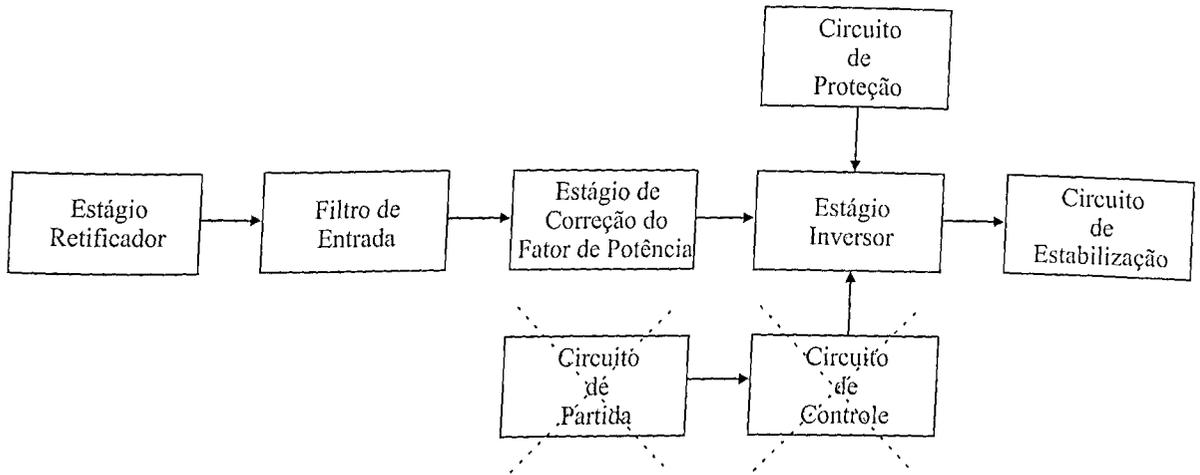


Figura 6.2: Diagrama de blocos esquemático representando os estágios que constituem o reator eletrônico proposto.

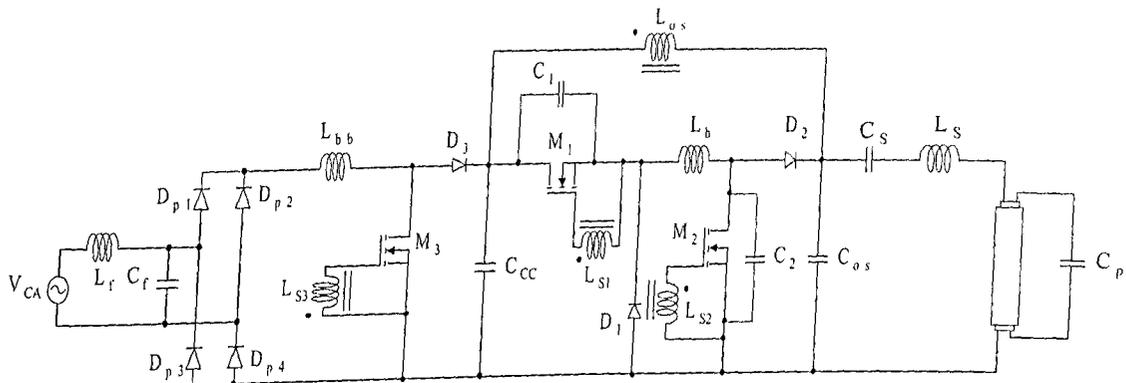


Figura 6.3: Reator eletrônico proposto.

A aplicação do conversor Boost como estágio de entrada ao invés de se utilizar o conversor Buck-Boost, apresenta como principal vantagem a não necessidade de se implementar um circuito de pré-carga do capacitor C_{CC} . Em contrapartida, tem-se a chave M_2 submetida à uma tensão muito elevada em virtude de o conversor Boost operar necessariamente como um conversor elevador. Porém, como foi exposto no capítulo 1, isto não inviabiliza sua aplicação analisando-se a relação custo/benefício quando com-

parado ao conversor Buck-Boost utilizado como estágio de entrada.

A necessidade de uma terceira chave pode ser eliminada através de uma melhor integração entre os conversores do estágio de entrada e do estágio inversor. Uma topologia alternativa para a integração do estágio inversor e o estágio de entrada utilizando-se apenas duas chaves e alimentando duas lâmpadas fluorescentes comerciais já se encontra em desenvolvimento apresentando ótimos resultados de simulação.

Como estágio inversor, utilizou-se o conversor Boost EIE auto-oscilante que, como mostrado no capítulo 3, opera como um conversor CC-CA capaz de alimentar o circuito LCC e a lâmpada. O capacitor C_{os} opera como uma fonte de tensão CA senoidal alimentando o circuito de estabilização LCC.

O sinal de gatilho para o acionamento da chave M_3 , assim como o sinal de gatilho para acionamento das chaves M_1 e M_2 , é obtido através dos indutores L_{s1} , L_{s2} e L_{s3} acoplados magnéticamente ao indutor L_{os} não havendo necessidade de se utilizar um circuito auxiliar de comando das chaves reduzindo os custos e facilitando a implementação deste conversor apresentado na Fig. 6.3.

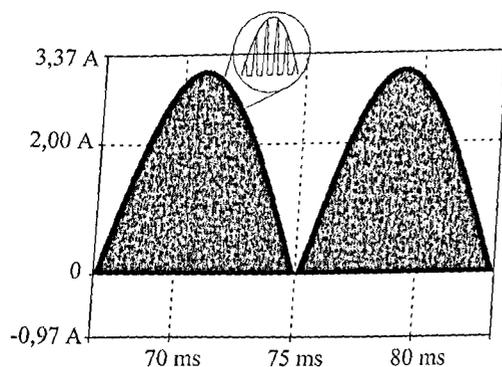
O circuito de estabilização LCC, é utilizado no intuito de limitar o nível de corrente na lâmpada que, conforme apresentado no capítulo 2, apresenta uma característica dinâmica negativa.

6.3 Integração dos Estágios de Correção do Fator de Potência, Conversor Boost EIE Auto-oscilante e Circuito LCC

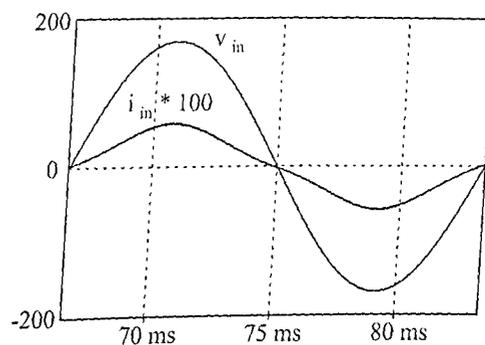
6.3.1 Resultados de Simulação

O conversor Boost EIE auto-oscilante integrado ao conversor Boost (estágio de correção do fator de potência) e o circuito de estabilização LCC foi simulado utilizando-se o programa PSpice e com os parâmetros ajustados conforme ilustrado na Tab. 6.1.

Os resultados obtidos por simulação referentes à utilização do conversor Boost operando em modo descontínuo de condução como estágio de correção de fator de potência, são apresentados nas Figs. 6.4 e 6.5. Observa-se que foi possível obter um alto fator de potência aliado à uma baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, da ordem de 0,98 e 12% respectivamente.



(a) Corrente no indutor L_{bb} em modo descontínuo



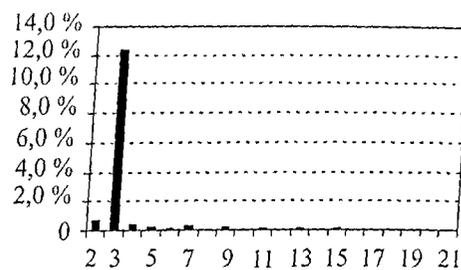
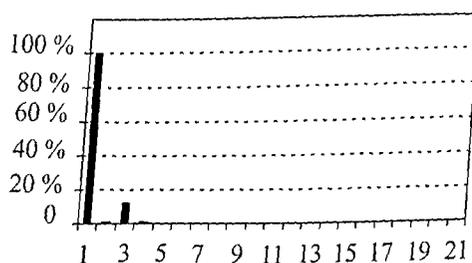
(b) Envoltório da corrente de alimentação CA e tensão de alimentação

Figura 6.4: Corrente i_{in} e tensão v_{in} de alimentação.

6.3 Integração dos Estágios de Correção do Fator de Potência, Conversor Boost EIE Auto-oscilante e Circuito LCC

Tabela 6.1: Conversor Boost EIE Auto-oscilante integrado ao Estágio de Correção do Fator de Potência e ao Circuito LCC - Parâmetros ajustados

Oscilador de Potência	
Tensão de entrada CA, V_{in}	155 V (pico)
Potência de saída, P_{out}	40 W
Frequência de chaveamento, f_S	40,0 kHz
Indutor de Boost, L_b	1,4 mH
Indutor de oscilação, L_{os}	500 μ H
Capacitor de oscilação, C_{os}	56 nF
Capacitor, C_{R1}	3,9 nF
Capacitor, C_{R2}	2,2 nF
Chave, M_1	IRF740
Chave, M_2	IRFG30
Diodo, D_1	UF4007
Diodo, D_2	UF5404
Filtro LCC	
Capacitor série, C_s	180 nF
Indutor Série, L_s	1,38 mH
Capacitor Paralelo, C_p	12 nF
Estágio de Entrada	
Indutor, L_f	2,5 mH
Capacitor, C_f	680 nF
Ponte Retificadora, $D_{p1}, D_{p2}, D_{p3}, D_{p4}$	1N4007
Indutor L_{bb}	550 μ H
Capacitor C_{CC} ,	50 μ F



(a) Em relação a frequência fundamental

(b) Apenas as componentes harmônicas

Figura 6.5: Espectro harmônico da corrente de alimentação CA.

6.3 Integração dos Estágios de Correção do Fator de Potência, Conversor Boost EIE Auto-oscilante e Circuito LCC 11

Objetivando-se ilustrar as condições de operação das chaves M_1 e M_2 do oscilador de potência, são apresentadas na Fig. 6.6 a corrente e a tensão em cada uma das chaves. Observa-se que, neste tipo de aplicação, a chave M_2 fica submetida à uma tensão de aproximadamente 600 V. Por outro lado, verifica-se que a comutação suave das chaves foi mantida.

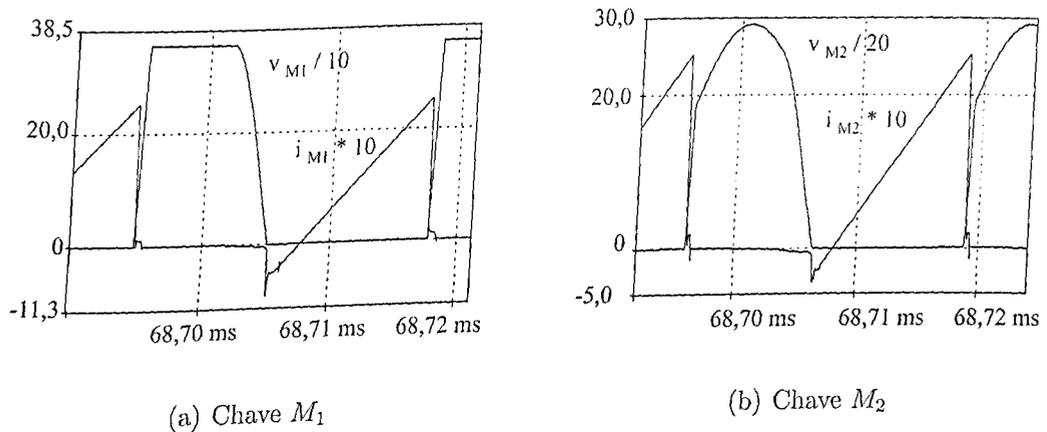


Figura 6.6: Tensão e corrente nas chaves M_1 e M_2 .

A Fig. 6.7 apresenta as condições de operação da lâmpada, modelada como uma resistência pura e calculada baseando-se nos valores eficazes da tensão nominal e da corrente nominal da lâmpada em regime permanente. É possível verificar que o reator eletrônico proposto opera com baixo fator de crista (1,41) da corrente na lâmpada, uma vez que seu valor de pico é igual a 0,6 A e seu valor eficaz é igual a 0,423 A. Desta maneira, garante-se que a vida útil da lâmpada é preservada.

6.3.2 Resultados Experimentais

No intuito de comprovar experimentalmente a eficiência e as características operacionais do conversor apresentado na Fig. 6.3, um protótipo deste conversor foi construído

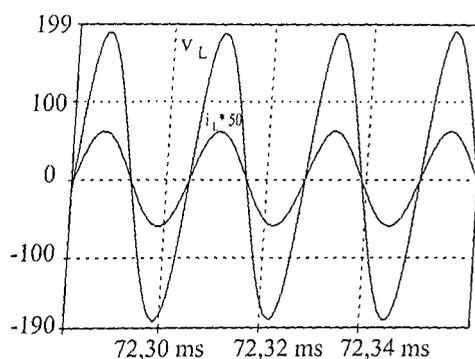


Figura 6.7: Tensão e corrente na lâmpada.

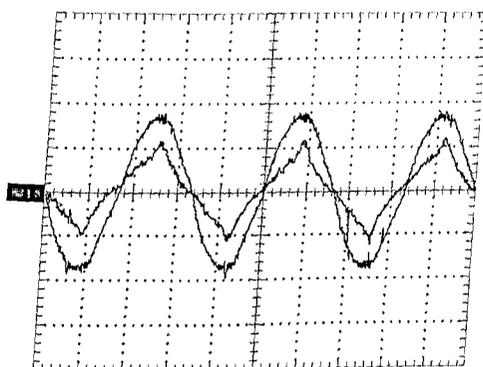
em laboratório com os parâmetros ajustados durante os estudos realizados por simulação.

Na bancada, observou-se que o conversor proposto operando com um valor de tensão no barramento CC em torno de 300 V apresentava ótimas condições de operação do ponto de vista do sistema, ou seja, baixa distorção harmônica da corrente de alimentação e alto fator de potência. Em contrapartida, a operação do conversor Boost EIE Auto-oscilante como estágio inversor apresentou uma sensível redução na sua eficiência e na eficiência luminosa da lâmpada.

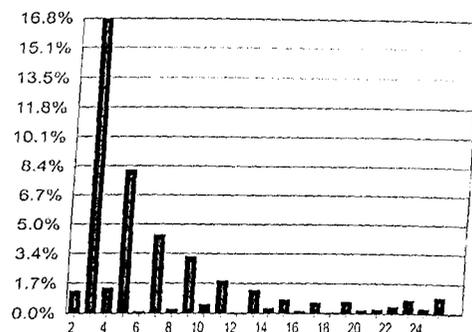
Por esta razão, um novo protótipo foi construído operando com um valor de tensão no barramento CC em torno de 160 V, buscando otimizar a operação do conversor Boost EIE Auto-oscilante. A Fig. 6.8 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de alimentação (6.8(a)) e o seu espectro harmônico (6.8(b))

Por se tratar de um conversor Boost (estágio Pré-regulador) operando com razão cíclica igual a 0,55 e, limitando-se o valor de tensão no barramento CC em 160 V, não foi possível alimentar o estágio pré-regulador do reator eletrônico proposto com tensão nominal de 127 V. Operando nestas condições, este conversor apresentou ótimas características

6.3 Integração dos Estágios de Correção do Fator de Potência, Conversor Boost EIE Auto-oscilante e Circuito LCC



(a) Tensão(50V/div) e corrente(2A/div) de alimentação - Tempo:5ms



(b) Espectro harmônico da corrente de alimentação

Figura 6.8: Tensão e corrente de alimentação do reator eletrônico com CFP e espectro harmônico da corrente de alimentação

operacionais analisando-se a carga e o conversor Boost EIE Auto-oscilante. Entretanto, como pode ser observado na Fig. 6.9, a corrente no indutor do pré-regulador Boost, indutor L_{bb} , apresentou momentos de continuidade acarretando uma distorção harmônica na corrente de alimentação na faixa de 17%, como apresentado na Fig. 6.8(b). Por estes motivos, a integração do conversor Boost EIE Auto-oscilante ao conversor pré-regulador Boost se mostrou inviável tecnicamente.

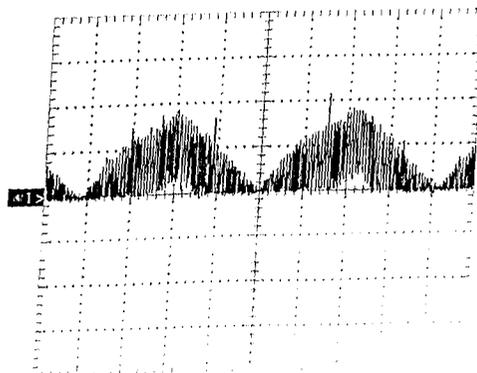
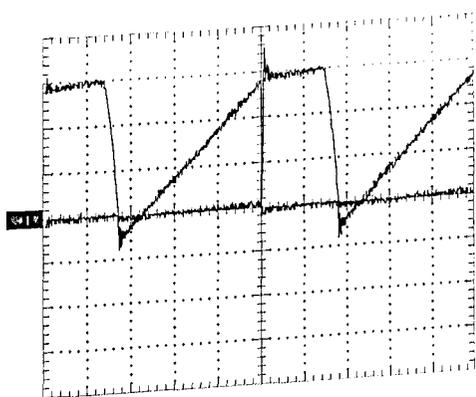
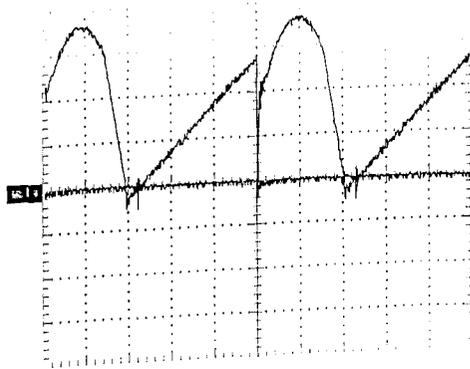


Figura 6.9: Corrente(2A/div) no indutor L_{bb} - Tempo:2ms

A Fig. 6.10 apresenta as formas de onda de tensões e correntes nas chaves M_1 e M_2 do conversor Boost EIE Auto-oscilante mostrando que a característica de chaveamento suave foi mantida.

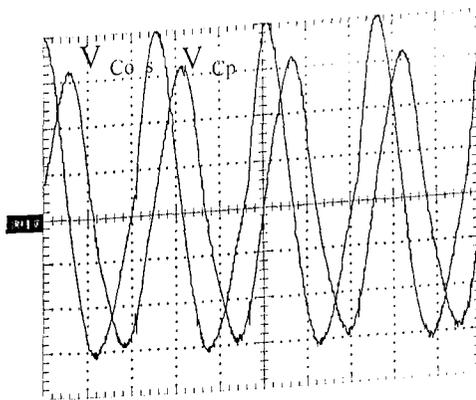


(a) Tensão(50V/div) e corrente(1A/div) na chave M_1 - Tempo:5us

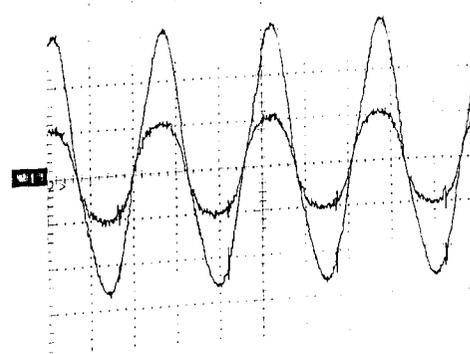


(b) Tensão(100V/div) e corrente(1A/div) na chave M_2 - Tempo:5us

Figura 6.10: Tensões e correntes nas chaves M_1 e M_2



(a) Tensões(50V/div) nos capacitores C_{0s} e C_p - Tempo:10us



(b) Tensão(50V/div) e corrente(500mA/div) na lâmpada - Tempo:10us

Figura 6.11: Tensões nos capacitores C_{0s} e C_p e Tensão e corrente na lâmpada

6.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais referentes à aplicação do conversor Boost EIE auto-oscilante (estágio inversor) integrado, ao conversor Boost operando em modo descontínuo de condução (estágio de entrada) e a um circuito de estabilização LCC. Este conversor foi projetado para alimentação de lâmpadas fluorescentes comerciais, caracterizando um reator eletrônico de elevado fator de potência. Entretanto, foi possível observar que a integração do conversor Boost EIE Auto-oscilante ao conversor pré-regulador Boost se mostrou inviável tecnicamente uma vez que o mesmo não pôde ser alimentado diretamente na rede de 127 V e, ao mesmo tempo operar com elevada eficiência.

Por este motivos, e ainda assim buscando uma economia de componentes e aumento de eficiência, objetivou-se o desenvolvimento de uma topologia alternativa para a integração do estágio inversor (conversor Boost EIE auto-oscilante) e o estágio de entrada utilizando-se apenas duas chaves e alimentando duas lâmpadas fluorescentes comerciais em paralelo. Este conversor já se encontra em desenvolvimento e com ótimos resultados obtidos por simulação.

Capítulo 7

Conclusão Geral

Este trabalho objetivou-se em apresentar uma nova proposta de oscilador de potência chaveado com comutação suave denominado conversor Boost EIE Auto-oscilante. Este conversor opera em modo descontínuo de condução e é resultado de uma associação entre um circuito oscilante LC série ressonante, e um conversor Boost EIE operando como fonte de corrente controlada em malha aberta.

O conversor Boost EIE auto-oscilante possui várias aplicações, dentre elas destaca-se a aplicação como fonte auxiliar auto-oscilante de baixa potência em malha aberta e a aplicação como estágio inversor de reatores eletrônicos para a alimentação de lâmpadas fluorescentes comerciais.

Um protótipo de fonte auxiliar auto-oscilante de baixa potência de 15,7 W de potência de saída foi construído em laboratório. Este conversor se apresentou como sendo mais econômico, de menor peso e tamanho quando comparado com as fontes auxiliares que usam transformadores de baixa frequência. Além disso, a não necessidade de circuito auxiliar

de partida para o disparo das chaves, representa economia tanto para aplicação como fonte auxiliar quanto para a aplicação como estágio inversor de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes comerciais, tornando esta nova proposta de oscilador de potência chaveado bastante atrativa para a indústria e eficaz para as aplicações supracitadas.

Procurou-se ainda, com base em vários outros trabalhos, apresentar as principais características das lâmpadas fluorescentes buscando um melhor entendimento das mesmas e, apresentando suas características operacionais, objetivou-se mostrar as condições em que devem operar os conversores a serem aplicados como reatores eletrônicos para o acionamento de lâmpadas fluorescentes. Dentro deste contexto, no capítulo 4, apresentou-se os resultados experimentais e de simulação referentes à aplicação do conversor Boost EIE Auto-oscilante como estágio inversor de reatores eletrônicos associado a um circuito de estabilização LCC alimentando uma lâmpada fluorescente comercial de 40 W.

Nesta aplicação, os resultados apresentados comprovam a eficiência do conversor Boost EIE Auto-oscilante uma vez que, em condições nominais de operação ($v_L(\text{eficaz}) = 102 \text{ V}$ e $i_L(\text{eficaz}) = 0,420 \text{ A}$), o fator de crista da corrente na lâmpada obtido foi igual a 1,41 e o tempo de partida da lâmpada ficou abaixo de 100ms, garantindo-se que a lâmpada opere sob ótimas condições e assegurando que sua vida útil seja preservada.

Tanto na aplicação como fonte auxiliar auto-oscilante como na aplicação como estágio inversor de reatores eletrônicos, o conversor Boost EIE Auto-oscilante apresentou ótimas características de operação uma vez que a comutação suave das chaves e reduzidas perdas por condução foram mantidas.

No sentido de adequar a aplicação do conversor Boost EIE auto-oscilante como estágio

inversor de reatores eletrônicos atendendo as exigências técnicas constantes de normas, tais como aquelas apresentadas em [12] e [1], foram apresentadas no capítulo 5 algumas das mais conhecidas técnicas de correção de fator de potência utilizando-se os pré-reguladores Boost e Buck-Boost e variações do filtro Valley-Fill. Foi realizada uma comparação entre essas técnicas de correção de fator de potência objetivando-se facilidade de implementação, fator de potência elevado, baixa distorção harmônica da corrente de entrada, baixo custo e eficiência.

Dando início ao estudo de uma nova topologia de reator eletrônico com alto fator de potência, foi apresentado no capítulo 6 os resultados de simulação referentes à aplicação do conversor Boost EIE Auto-oscilante como estágio inversor associado ao conversor Boost, operando em modo descontínuo de condução, como estágio de entra. Foi possível observar que os resultados experimentais obtidos quando da integração do conversor Boost EIE Auto-oscilante ao estágio pré-regulador Boost não foram satisfatórios do ponto de vista técnico tornando sua aplicação inviável.

No entanto, este estudo tornou possível o desenvolvimento de um reator eletrônico a duas chaves e com alto fator de potência, utilizando-se o conversor Boost EIE Auto-oscilante como estágio inversor. Este conversor já se encontra em desenvolvimento dando continuidade aos trabalhos realizados durante o desenvolvimento desta dissertação de mestrado.

Bibliografia

- [1] ABNT - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR 14417 e 14418 - Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares / Prescrições de Desempenho*, Dezembro 1999.
- [2] ANDRÉ, A.S.; ARAÚJO, M. P. A. . B. I. Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de potência para duas lâmpadas fluorescentes de 65 w. *CBA-2000*, 2000.
- [3] BILLINGS, K. *Switchmode Power Supply Handbook*. 2 ed., 1999.
- [4] BISOGNO, F. E. Topologia para uliminação fluorescente utilizando conversor boost-push-pull integrado com um único interruptor. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, 2001.
- [5] BISSOCHI JR., C.A.;VICENZI, F. V. J. J. L. A new family of eie converters. *COBEP-02*, 2002.
- [6] CARRIÈRE, L. A. & REA , M. S. Economics of switching fluorescent lamps. *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 24, no. 3, May-June 1988.

- [7] DA SILVA, F. V. R. Inversor série ressonante em meia ponte com comutação suave aplicado à fonte chaveada de alta potência. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU)- Faculdade de engenharia Elétrica, Fevereiro 2003.
- [8] DA SILVA, H. C. Reator eletrônico com alto fator de potência utilizando um pré-regulador boost não convencional operando em modo contínuo de operação. Dissertação de Mestrado, Univesidade Federal de Uberlândia (UFU)- Faculdade de Engenharia Elétrica, Abril 2001.
- [9] DOS SANTOS, R. R. Reator eletrônico com elevados fator de potência e rendimento, para um conjunto de lâmpadas fluorescentes tubulares de 40 w. Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista (UNESP)- Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (FEIS), Dezembro 2000.
- [10] HAMMER, E. E. Fluorescent lamp starting voltage relationship at 60 hz and high frequency. *Journal of the Illuminating Engineering Society - IES*, October 1983.
- [11] HAMMER, E.E.; MCGOWAN, T. Characteristics of various f40 fluorescent systems at 60 hz and high frequency. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 1A-21, no., 1985.
- [12] IEC - INTERNATIONAL ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. *IEC 6100-3-2 - Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emissions/equipments input current 16 A per phase*, Dezembro 1999.
-

- [13] JI, Y.; DAVIS, R.; O'ROURKE, C. & CHUI, E. W. M. Compability testing of fluorescent lamp and ballast systems. *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 35, no. 6, November-December 1999.
- [14] JÚNIOR, C. A. B. *Proposta de Uma Nova Família de Conversores Denominados EIE: Aplicações em Áudio, Análise Genérica e Resultados Experimentais*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Janeiro 2003.
- [15] KAISER, W. *Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência para Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares - Uma Metodologia de Projeto*. Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo (USP), 1988.
- [16] KAZIMIEREZUK, M.K.; SZARANIEK, W. Electronic ballast for fluorescent lamps. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no., 1993.
- [17] KHERALUWALA, M.H.; EL-HAMAMSY, S. Modified valley-fill high power factor electronic ballast for compact fluorescent lamps. *PESC'95*, vol. 1, no., 1995.
- [18] LASKAI, L.; PRTEL, I. Discharge lamp ballasting. *IEEE-PESC'95*, 1995.
- [19] MARQUES, R.N.; BRAGA, A. Valley-fil filters applied to electronic ballasts. *IEEE Induscon 2000*, November 6-9.
- [20] MARQUES, R.N.; BRAGA, A. Valley-fil filters derived electronic ballasts - a comparative study. *IEEE Induscon 2002*, July 3-5.
-

BIBLIOGRAFIA

- [21] MOHAN, N.; UNDELAND, T. R. W. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2 ed., 1995.
- [22] NHO, E.C.; JEE, K. C. G. New soft-switching for high efficiency electronic ballast with simple structure. *Int. J. Electron*, vol. 71, no., 1991.
- [23] PEREIRA, A. A. Conversor forward auto ressonante - pwm operando com fator de potência unitário. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Uberlândia - Faculdade de Engenharia Elétrica, abril 1995.
- [24] PINTO, J. A. C. Análise, projeto e montagem de uma fonte chaveada com alto fator de potência e chaveamento não dissipativo utilizando conversor boost entrelaçado como pré-regulador. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU)- Faculdade de engenharia Elétrica, abril 1993.
- [25] PRESSMAN, A. I. *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill, 2 ed., 1998.
- [26] RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. Makron Books, 2 ed., 1999.
- [27] SEBASTIÁN, J.; VILLEGAS, P. J. . H. M. M. Corrección del factor de potencia en sistemas de alimentación monofásicos. *COBEP-97 ISBN 85-7041-132-A*, 1997.
- [28] STURN, G. *Vorschaltgeraete und schaltungen fuer niederspannungs entladungslampen*. Mannheim, BBC Pres, 1974.
-

- [29] VILELA, J. A. Desenvolvimento e análise de topologias não-convencionais para reatores eletrônicos. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia (UFU)- Faculdade de Engenharia Elétrica, Fevereiro 2003.
- [30] WOOD, P. Fluorescent lamp design using passive p.f.c. and crest factor control. *Application Note - AN-998, International Rectifier.*
- [31] YOUN, Y.; CHAE, G. & CHO, G. A unity power factor electronic ballast for fluorescent lamp having improved valley-fill and valley-boost converter. *PESC'97*, no. CD-ROM, 1997.

Apêndice A

Dimensionamento dos Dispositivos

Semicondutores do Conversor Boost

EIE Auto-oscilante

A.1 Dimensionamento dos diodos D_1 e D_2

A.1.1 Cálculo da corrente média nos diodos D_1 e D_2

$$I_{L_o}(avg) = I_{D_1}(avg) = I_{D_2}(avg) \quad (A.1)$$

$$I_{D_1}(avg) = \frac{1}{T_S} \times \left(\int_0^{T_{on}} i_{L_b}(t) dt \right) \quad (A.2)$$

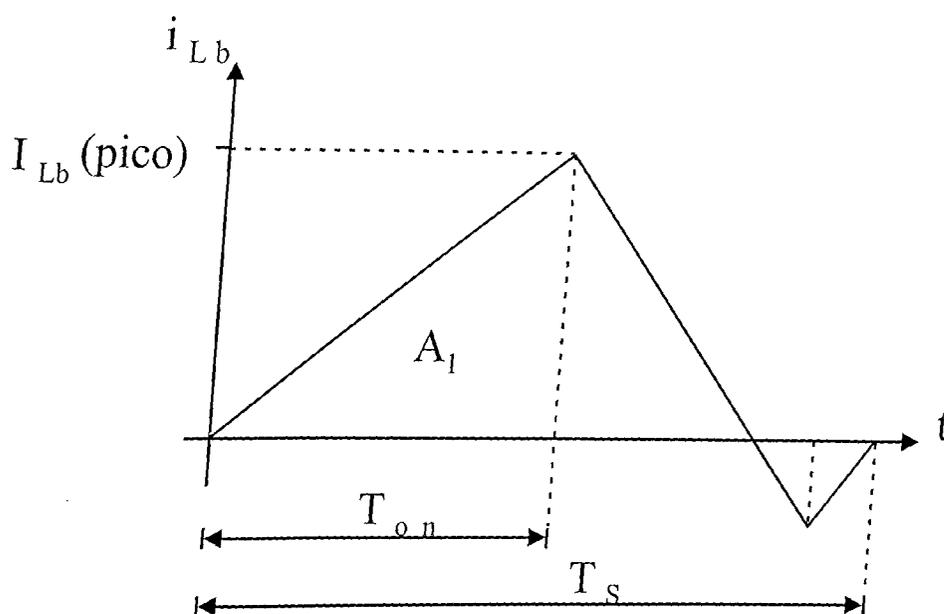


Figura A.1: Forma de onda teórica da corrente i_{Lb} - Análise matemática

$$I_{D_1}(\text{avg}) = \frac{1}{T_s} \times \left[\frac{V_{in}}{L_b} \times \frac{(T_{on})^2}{2} \right] \quad (\text{A.3})$$

A.1.2 Cálculo do valor de pico da corrente nos diodos D_1 e D_2

$$I_{L_b}(\text{pico}) = I_{D_1}(\text{pico}) = I_{D_2}(\text{pico}) \quad (\text{A.4})$$

$$I_{D_1}(\text{pico}) = \frac{T_{on} \times V_{in}}{L_b} \quad (\text{A.5})$$

A.1.3 Cálculo do valor eficaz da corrente nos diodos D_1 e D_2

$$I_{D_1}(\text{eficaz}) = I_{D_2}(\text{eficaz}) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \times \left\{ \int_0^{T_{on}} [i_{L_b}(t)]^2 dt \right\}} \quad (\text{A.6})$$

$$I_{D_1}(\text{eficaz}) = \frac{V_{in}}{L_b} \times \sqrt{\frac{1}{T_S} \times \int_0^{T_{on}} t^2 dt} \quad (\text{A.7})$$

$$I_{D_1}(\text{eficaz}) = \frac{V_{in}}{L_b} \times \sqrt{\frac{1}{T_S} \times \frac{(T_{on})^3}{3} \times \frac{(T_S)^2}{(T_S)^2}} \quad (\text{A.8})$$

$$I_{D_1}(\text{eficaz}) = \frac{V_{in}}{L_b \times f_S} \times \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (\text{A.9})$$

A.2 Dimensionamento das chaves M_1 e M_2 A.2.1 Cálculo da corrente média nas chaves M_1 e M_2

$$I_{L_b}(\text{avg}) = I_{M_1}(\text{avg}) = I_{M_2}(\text{avg}) \quad (\text{A.10})$$

$$I_{M_1}(\text{avg}) = \frac{1}{T_S} \times \left(\int_0^{T_{on}} i_{L_b}(t) dt \right) \quad (\text{A.11})$$

$$I_{M_1}(\text{avg}) = \frac{1}{T_S} \times \left[\frac{V_{in}}{L_b} \times \frac{(T_{on})^2}{2} \right] \quad (\text{A.12})$$

A.2.2 Cálculo do valor de pico da corrente nas chaves M_1 e M_2

$$I_{L_b}(\text{pico}) = I_{M_1}(\text{pico}) = I_{M_2}(\text{pico}) \quad (\text{A.13})$$

$$I_{M_1}(\text{pico}) = \frac{T_{on} \times V_{in}}{L_b} \quad (\text{A.14})$$

A.2.3 Cálculo do valor eficaz da corrente nas chaves M_1 e M_2

$$I_{M_1}(\text{eficaz}) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \times \left\{ \int_0^{T_{on}} [i_{L_b}(t)]^2 dt \right\}} \quad (\text{A.15})$$

$$I_{M_1}(\text{eficaz}) = \frac{V_{in}}{L_b} \times \sqrt{\frac{1}{T_S} \times \int_0^{T_{on}} t^2 dt} \quad (\text{A.16})$$

$$I_{M_1}(\text{eficaz}) = \frac{V_{in}}{L_b} \times \sqrt{\frac{1}{T_S} \times \frac{(T_{on})^3}{3} \times \frac{(T_S)^2}{(T_S)^2}} \quad (\text{A.17})$$

$$I_{M_1}(\text{eficaz}) = \frac{V_{in}}{L_b \times f_S} \times \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (\text{A.18})$$

A.2.4 Cálculo da tensão sobre as chaves M_1 e M_2

$$V_{M_1} = V_{in} \quad (\text{A.19})$$

$$V_{M_2} = V_0(\text{pico}) + V_{in} \quad (\text{A.20})$$