

# unesp

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

*DISSERTAÇÃO DE MESTRADO*  
*EM*  
*ENGENHARIA ELÉTRICA*

1210001177



Nº 57

*REATOR ELETRÔNICO COM ELEVADOS FATOR DE  
POTÊNCIA E RENDIMENTO PARA UM CONJUNTO DE  
LAMPADAS FLUORESCENTES TUBULARES DE 40W*  
ALUNO: ROGÉRIO RODRIGUES DOS SANTOS  
ORIENTADOR: CARLOS ALBERTO CANESIN

Te.1177

unesp 



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA - UNESP  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA - FEIS  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Reator Eletrônico com Elevados Fator de Potência e  
Rendimento, para um conjunto de Lâmpadas  
Fluorescentes Tubulares de 40W**

Rogério Rodrigues dos Santos

1210001177



Orientador:

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

*NRD-0010101 Fece.040/01*

UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA"	
SERVIÇO TÉCNICO DE BENS MATERIAIS E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE CHEGADA	DATA DE TOMBO
	31/3/01
REGISTRADO POR	NÚMERO
<i>Helia</i>	1177
AQUISIÇÃO	CLASSIFICAÇÃO
<i>Wobac R\$ 1000 Autôn</i>	S 237 N

*3010100 - materiais elétricos*

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - FEIS - UNESP como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de **MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**.

**Ilha Solteira(SP), Dezembro de 2000.**

*“Reator Eletrônico com Elevados Fator de Potência e Rendimento, para um conjunto de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares de 40W”*

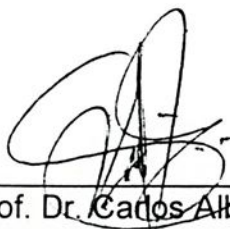
**Rogério Rodrigues dos Santos**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA – UNESP – COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA (ME).

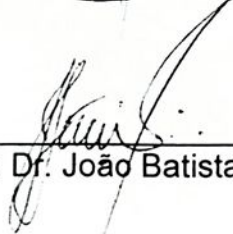


Prof. Dr. Antônio Padilha Feltrin – Coordenador

**COMISSÃO EXAMINADORA:**



Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin – Orientador



Prof. Dr. João Batista Vieira Júnior



Prof. Dr. José Carlos Rossi

Ilha Solteira – SP, dezembro de 2000.

## Índice

Agradecimentos .....	v
Simbologia .....	vi
Resumo .....	x
Abstract .....	xi
1. Introdução Geral .....	1
2. Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares com Elevado Fator de Potência, Comutação Não Dissipativa e Controle de Luminosidade .....	4
2.1. Introdução .....	4
2.2. Técnicas de Correção do Fator de Potência Aplicadas a Reatores Eletrônicos.....	5
2.2.1. Mínimo Valor para o Filtro Capacitivo do Estágio de Entrada.....	6
2.2.2. Estágio de Entrada com Filtro “Tipo Valley-Fill” .....	7
2.2.3. Estágio de Entrada com Conversor Boost Operando no Modo Descontínuo .....	8
2.2.4. Estágio de Entrada Retificador Operando no Modo de Condução Contínua.....	9
2.3. Um Novo Reator Eletrônico Empregando o Retificador ZCS-PWM Sepic Isolado, com Elevado Fator de Potência e Controle de Luminosidade.....	12
2.3.1. Técnicas de Controle de Luminosidade em Reatores Eletrônicos .....	14
3. Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM Isolado .....	16
3.1. Introdução .....	16
3.2. Análise do Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM Isolado .....	17
3.2.1. Análises Qualitativa e Quantitativa.....	21
3.2.2. Ganho Estático .....	33
3.3. Condições para Operação com Comutação ZCS.....	38
3.4. Conclusões.....	39
4. Controle por Corrente de Pico Imposta com Compensação de Rampa Aplicada ao Conversor Retificador Sepic ZCS-PWM .....	40
4.1. Introdução .....	40
4.2. Exemplo de Projeto .....	40
4.2.1. Dados.....	40
4.2.2. Elementos Ressonantes .....	40
4.2.3. Máximo valor de Ondulação Normalizada de Corrente através de $L(\overline{\Delta I_{L_{\max}}})$ .....	41
4.2.4. Cálculo das Indutâncias L e $L_M$ .....	42



4.2.5. - Constante de Compensação de Rampa ( $K_r$ ) e Inclinação da Rampa de Controle ( $m_C$ )	43
4.2.6. Corrente Média Normalizada Nominal na Saída do Estágio de Entrada ( $\overline{I_{CCnom}}$ ) e Corrente Normalizada de Pico de Referência Máxima ( $\overline{I_{ref\ max}}$ )	43
4.2.7. Cálculo da Capacitância de Acumulação ( $C_e$ )	44
4.2.8. Capacitância do Filtro de Saída ( $C_0$ )	45
4.3. Resultados de Simulação	45
4.3.1. Arquivo de Simulação	49
4.4. Conclusões	50
5. Inversor de Tensão do Estágio de Saída com Circuitos Osciladores	51
5.1. Introdução	51
5.2. Análise do Inversor Proposto	51
5.3. Análises Qualitativa e Quantitativa	54
5.3.1. Transitório de Partida	57
5.4. Metodologia de Projeto e Resultados de Simulação para o Estágio de Saída	58
5.4.1. Exemplo de Projeto	59
5.5. Conclusões	63
6. Resultados da Integração entre os Estágios de Entrada e Saída	64
6.1. Resultados de Simulação	64
6.1.1. Arquivo de simulação usado para o reator proposto (Pspice 4.02)	70
6.2. Resultados de Experimentais	71
6.2.1. Estágio de Entrada Retificador	71
6.2.2. Estágio de Saída Inversor	77
6.3. Conclusões finais e continuidade do trabalho	86
Referências Bibliográficas	88



## Agradecimentos

Ao professor Carlos Alberto Canesin, pelos ensinamentos recebidos, por sua orientação competente durante a elaboração deste trabalho e por sua amizade.

Aos professores João Batista Vieira Júnior e José Carlos Rossi pela participação na comissão examinadora e também pelas contribuições sugeridas para o enriquecimento deste trabalho.

Aos professores José Carlos Rossi e Luís Carlos Origa de Oliveira, pelas sugestões de grande valia, quando das participações nas bancas do estudo especial e do exame geral de qualificação.

Aos técnicos do Departamento de Engenharia Elétrica, pelo auxílio prestado durante a etapa de montagem do protótipo.

A todos colegas do curso de pós-graduação, em especial, ao Fábio Toshiaki Wakabayashi e Flávio Alessandro Serrão Gonçalves, pela amizade e companheirismo.

Aos meus pais Adão Rodrigues dos Santos, Leonora Guimarães dos Santos e minha irmã Rosemeire Rodrigues dos Santos, pelo eterno apoio, estímulo e compreensão que sempre demonstraram em todos os passos de minha vida.

A minha noiva Helaine Cristina de Souza da Silva, pelos incentivos e pela compreensão nos momentos de ausência.

A Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo – FAPESP, pelo apoio financeiro concedido para realização deste trabalho.



## Simbologia

### 1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
$\alpha_x$	Parâmetro de normalização utilizado para comutação ZCS	
$\beta$	Parâmetro de normalização de indutâncias	
$\eta$	Rendimento mínimo adotado	
$\eta\%$	Rendimento percentual	
$\omega_{0x}$	Frequência angular de ressonância	rad/s
$\delta$	Razão cíclica máxima em condução descontínua	
$\overline{\Delta I_{Lmáx}}$	Máxima ondulação normalizada de corrente através de L	
$\Delta T$	Intervalo de tempo máximo de controle do interruptor $S_p$	s
$\Delta t$	Intervalo de tempo	s
$\Delta t_{off}$	Intervalo de tempo destinado ao bloqueio dos interruptores $S_p$ e $S_a$	s
$\Delta V_x$	Varição máxima da tensão	V
$C_e$	Capacitância de acumulação	F
$C_{in}$	Capacitor de entrada	F
$C_0$	Capacitância do filtro de saída	F
$C_p$	Capacitor ressonante paralelo	F
$C_s$	Capacitor ressonante série	F
$D$	Razão cíclica eficaz efetiva do conversor Sepic convencional PWM	
$D_c$	Razão cíclica de comando	
$D_{ef}$	Razão cíclica eficaz	
$D_{S1}$	Diodo de roda livre (intrínseco ao Mosfet $S_1$ )	
$D_{S2}$	Diodo de roda livre (intrínseco ao Mosfet $S_2$ )	
$f$	Relação entre $f_s$ e $f_0$	
$f_{0x}$	Frequência de ressonância	Hz
$f_s$	Frequência de chaveamento	Hz
$f_{rede}$	Frequência da rede de corrente alternada	Hz
$I_{CC}$	Valor médio da corrente na carga	A
$\overline{I_{CC}}$	Corrente normalizada média na carga	

Símbolo	Significado	Unidade
$I_b$	Corrente de Base	A
$I_{in}$	Valor médio da corrente de entrada	A
$I_{in\ ef}$	Valor eficaz da corrente de entrada	A
$I_L$	Valor médio da corrente através do indutor L	A
$i_{Lr1}(t)$	Corrente instantânea no indutor $L_{r1}$	A
$i_{Lr2}(t)$	Corrente instantânea no indutor $L_{r2}$	A
$i_{Lr2\ máx}$	Valor máximo da corrente no indutor $L_{r2}$	A
$I_M$	Valor médio da corrente no indutor $L_M$	A
$I_p$	Valor de pico da corrente de entrada	A
$\overline{I_p}$	Corrente normalizada de pico de entrada	
$I_{ref}$	Corrente de pico de referência	A
$\overline{I_{ref}}$	Corrente normalizada de pico de referência	
$I_{ref\ máx}$	Corrente máxima de pico de referência	A
$\overline{I_{ref\ máx}}$	Corrente normalizada máxima de pico de referência	
$K_r$	Constante de compensação de rampa	
L	Indutância do filtro de entrada	H
$L_M$	Indutância de acumulação	H
$L_s$	Indutor ressonante série	H
$m_c$	Inclinação da rampa de compensação	A/ $\mu$ s
$P_{CC\ nom}$	Potência média nominal na carga	W
$P_{CC\ mín}$	Potência média mínima na carga	W
q	Ganho estático	
R	Resistor equivalente (modelo lâmpada)	$\Omega$
T	Período de chaveamento	s
t	Símbolo da unidade de base de tempo	S
$V_{AB}$	Tensão da entrada do circuito oscilador	V
$V_b$	Tensão de base	V
$V_{CC}$	Tensão de alimentação CC	V

Símbolo	Significado	Unidade
$V_{Ce}$	Tensão média no capacitor $C_e$	V
$v_{cr}(t)$	Tensão instantânea no capacitor $C_r$	V
$\overline{V_{in(ef)}}$	Tensão normalizada eficaz de entrada	
$V_{in(ef)-\min}$	Tensão eficaz mínima de entrada	V
$V_p$	Valor de pico da tensão de entrada	V
$V_{Sp}$	Tensão sobre o interruptor principal	V
$V_{Sa}$	Tensão sobre o interruptor auxiliar	V

## 2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
<b>C</b>	Capacitor
<b>D</b>	Diodo
<b>I</b>	Fonte de corrente
<b>L</b>	Indutor
<b>R</b>	Resistor
<b>S</b>	Interruptor ativo (controlado por comando)
$V_{in}$	Fonte de tensão de corrente contínua
$V_{in}(\omega t)$	Fonte de tensão de corrente alternada
$V_{CC}$	Tensão de alimentação CC para o circuito inversor

## 3. Acrônimos e Abreviaturas

	Significado
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CC/CC	Corrente contínua/Corrente contínua
CC/CA	Corrente contínua/Corrente alternada
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
FAPESP	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>

	Significado
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
RBSOA	<i>Reverse Bias Safe Operating Area</i>
PWM	<i>Pulse width modulated</i>
RMS	<i>Root mean square</i>
UNESP	Universidade Estadual Paulista
ZCS	<i>Zero current switching</i>
ZVS	<i>Zero voltage switching</i>

#### 4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas do SI (Sistema Internacional de Unidades)

Símbolo	Nome da Unidade
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
rad/s	radianos por segundo
s	Segundo
V	Volt
$\Omega$	Ohm

## Resumo

Este trabalho apresenta os principais resultados da análise e implementação de um novo reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes tubulares.

As principais características deste novo reator proposto são: comutações não dissipativas do tipo sob corrente nula para o estágio de entrada retificador e do tipo sob tensão nula para o estágio de saída inversor, correção ativa do fator de potência através da técnica de controle por corrente de pico imposta com compensação de rampa (fator de potência igual a 0,996, para carga nominal), reduzida taxa de distorção harmônica (6,73%, para carga nominal) na corrente drenada do sistema de corrente alternada, elevado rendimento (86%, para carga nominal), operação com até cinco lâmpadas fluorescentes tubulares de 40W, com pré-aquecimento de até 200ms, permitindo partida rápida e estabilização eficiente da corrente nas lâmpadas, ausência de efeito estroboscópico, atendendo as normas IEC 1000-3-2 e projeto de normas ABNT (03-034.02-11 e 03-034.02-12).

O reator emprega como estágio de entrada um retificador Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter), isolado, com uma célula de comutação do tipo ZCS (ZCS – Zero Current Switching) e modulação com frequência constante (PWM – Pulse Width Modulated), controlado pelo regulador UC3842. Como estágio de saída emprega um circuito inversor ressonante clássico em meia ponte, com comutação do tipo ZVS (ZVS – Zero Voltage Switching), controlado pelo regulador IR2155, com cinco circuitos osciladores de saída idênticos, para o acionamento de até cinco lâmpadas fluorescentes.

Neste contexto, são apresentados os principais resultados da análise, simulação e experimentais, que comprovam as características deste novo reator eletrônico proposto para múltiplas lâmpadas fluorescentes tubulares.

## Abstract

This work presents the main results of a new electronic ballast for tubular fluorescent multi-lamps, obtained from its theoretical analysis and implemented test unit.

The main operational characteristics of this new proposed electronic ballast are: Zero-Current-Switching (ZCS) for rectifier input stage and Zero-Voltage-Switching (ZVS) for inverter output stage, active power-factor correction using peak-current mode control with slope compensation (power factor equal to 0.996, at rated load), low Total-Harmonic-Distortion (T.H.D. equal to 6.73%, at rated load) in the input current drained from ac system, high efficiency (86% at nominal load), operating with one until five 40W fluorescent lamps, with 200ms preheating time, allowing a fast start-up process and an efficient lamp current stabilization, absence of stroboscopic effect, attending properly ABNT standard projects (03-034.02-11 and 03-034.02-12), and IEC 1000-3-2 standards.

This ballast employs an isolated Sepic Rectifier as input stage, generated from a ZCS commutation cell, modulated at constant frequency, and controled by UC3842 regulator. The output stage uses a classical half-bridge resonant inverter which presents ZVS commutation, and controlled by IR2155 regulator, with five identical output oscilator circuits, in order to activate one until five 40W fluorescent lamps.

In this context, the main results from theorectical analysis, simulations, and implemented test unit are presented, corroborating the characteristics of this proposed electronic ballast for tubular fluorescent multi-lamps.

## 1. Introdução Geral

A lâmpada fluorescente, em comparação com a incandescente, apresenta uma maior vida útil (MTBF-Mean Time Between Failure), e, principalmente uma maior “eficácia” luminosa, ou seja, maior relação lúmens/Watts, proporcionando uma maior “eficiência” energética, apesar de apresentar um maior custo inicial de instalação [01]. Observa-se que o custo de instalação das mesmas é amortizado, com resultados finais positivos (financeiramente), em relação às características vantajosas citadas anteriormente. Desta forma, a produção da lâmpada fluorescente que se iniciou no final da década de quarenta, teve real incremento nas décadas de setenta e oitenta, em constante evolução, como alternativa para a substituição da iluminação incandescente, principalmente em função da grande “economia energética” proporcionada pelas mesmas.

Desta forma, em meados da década de oitenta, foram também estabelecidos vários programas de “Conservação e Uso Racional de Energia Elétrica”, demonstrando que os custos dos investimentos em “estratégias viáveis de conservação de energia” são sempre inferiores aos de “produção” da mesma. Um estudo neste sentido demonstrou que cada quilowatt (kW) “adicional produzido” e entregue ao consumidor final (geração, transmissão e distribuição), custa aproximadamente US\$2,000.00 (dois mil dólares), e que, o custo para cada quilowatt “economizado” resulta em aproximadamente US\$200.00 (duzentos dólares) nos diversos programas de “conscientização” de uso racional de energia elétrica [02]. Neste contexto, basta verificarmos os bons resultados obtidos pelo Japão, onde no biênio 89/90 se consumiu 2(duas) lâmpadas fluorescentes para cada 1(uma) incandescente. Observa-se, infelizmente, que o mercado brasileiro, no mesmo período, consumiu cerca de 2(duas) lâmpadas fluorescentes para cada conjunto de 13(treze) incandescentes. Portanto, ainda hoje no Brasil (2000), esforços neste sentido de “racionalização” são extremamente importantes, principalmente em função da grave crise financeira em que nos encontramos, e, dos “inexistentes” recursos aplicados para o aumento da geração de energia elétrica.

Em função de suas características físicas de operação, as lâmpadas de descarga necessitam de uma elevada tensão em seus terminais no momento de “ignição”, muito maior do que a necessária para sua operação nominal. Desta forma, para que a lâmpada possa operar com um



bom rendimento luminoso, é necessário que sua corrente seja mantida nominal, necessitando-se, portanto, de um dispositivo que forneça a tensão necessária para a ignição da lâmpada e que depois proporcione a estabilização da corrente na mesma.

Atualmente (2000), no Brasil, os dispositivos mais utilizados para o acionamento das lâmpadas fluorescente são os reatores denominados de “convencionais”. Estes dispositivos apresentam reduzida eficiência energética, alto nível de ruído audível, grande peso e volume. Além destes inconvenientes, um sério problema adicional, principalmente para aplicações industriais, é a possibilidade de efeito estroboscópico em função da variação do fluxo luminoso da lâmpada fluorescente.

Com o objetivo de eliminar, ou, reduzir tais desvantagens, quando do uso dos denominados reatores “convencionais”, tem sido desenvolvidos nos últimos anos os reatores conhecidos como “eletrônicos”.

Os reatores eletrônicos impõem um fluxo luminoso na lâmpada de descarga através de um circuito oscilador em elevada frequência, resultando em maior eficiência luminosa com menor potência elétrica drenada do sistema de alimentação em corrente alternada, propiciando uma maior eficiência energética. Além desta considerável vantagem, propiciam uma compactação (menor peso e volume), eliminam os ruídos audíveis e efeito estroboscópico. Apesar destas vantagens, apresentam problemas de ruídos eletromagnéticos (devido operação em elevadas frequências), reduzido fator de potência e elevado custo, quando comparados com os “convencionais”.

Com o objetivo de oferecer uma alternativa de solução para os problemas anteriores, este trabalho se propõe a analisar e implementar um novo reator eletrônico para o acionamento de lâmpadas fluorescentes tubulares, permitindo elevado fator de potência, através da aplicação da técnica de controle por corrente de pico imposta e a possibilidade de reduzido nível de ruído eletromagnético, em função da operação no modo de condução contínua e aplicação de técnicas de comutação não dissipativas.

Observa-se que, atualmente (2000), os reatores denominados eletrônicos são responsáveis por 20% do mercado nacional de reatores para lâmpadas fluorescentes. Entretanto, além da grande maioria não apresentar os índices desejados de qualidade para o processamento eletrônico da energia elétrica (fator de potência, taxa de distorção harmônica da corrente de entrada,

rendimento, interferências eletromagnéticas, etc...), apresentam ainda um custo superior à duas vezes aquele para os reatores denominados convencionais.

Neste contexto, com os objetivos de redução de custos, peso e volume, este trabalho propõe um reator eletrônico que além de processar energia com índices adequados quanto à qualidade desejada e imposta por normas nacionais e internacionais, permite o acionamento de um conjunto de até cinco lâmpadas fluorescentes tubulares.



## 2. Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares com Elevado Fator de Potência, Comutação Não Dissipativa e Controle de Luminosidade

### 2.1. Introdução

No Brasil, a produção de energia elétrica apresentou, nos últimos 15 anos, um crescimento de aproximadamente 123%, enquanto que, no mesmo período, o consumo desta fonte de energia aumentou em aproximadamente 143%.

Dentre os vários segmentos da sociedade (industrial, comercial e residencial), o consumo de energia elétrica residencial tem apresentado os maiores crescimentos.

Neste contexto, a iluminação artificial é responsável em grande parte pela elevação do consumo de energia elétrica. Estima-se que 25% de todo consumo mundial esteja diretamente associado à iluminação artificial. No Brasil, a iluminação artificial representa cerca de 17% do consumo de energia elétrica, sendo que, em 70% das residências brasileiras, a iluminação é proporcionada somente por lâmpadas incandescentes, as quais se caracterizam por reduzida eficiência luminosa (relação lúmens por Watts).

Portanto, a iluminação residencial contribui significativamente para a necessidade de ampliação dos sistemas de distribuição, transmissão e geração de energia elétrica, impondo desta forma, ações de “conservação” de energia e pesquisas científicas que contribuam para o aumento da “eficiência” neste setor.

Neste contexto, as lâmpadas incandescentes vêm sendo substituídas por fluorescentes com melhores eficiências luminosas e maiores tempos de vida útil.

Como analisado anteriormente, a lâmpada fluorescente, como toda lâmpada de descarga, necessita de um dispositivo que forneça a tensão necessária para a ignição da mesma e que proporcione a estabilização de sua corrente, denominado de “reator para iluminação”.

Os “reatores para iluminação convencionais”, constituídos por um auto-transformador e associação com elementos reativos, proporcionam a elevada tensão de ignição (devido à característica corrente-tensão negativa da lâmpada fluorescente) e a necessária corrente nominal de operação. Entretanto, como analisado na introdução geral, estes dispositivos apresentam uma eficiência reduzida, além dos inconvenientes de ruído audível, possibilidade de efeito estroboscópico, grande peso e volume.

Desta forma, através da utilização de “reatores eletrônicos” (basicamente constituídos por um sistema retificador/inversor, operando em elevadas frequências de chaveamento), pode-se obter um sistema compacto e de elevada eficiência, proporcionando uma substancial economia de energia elétrica, sem as desvantagens citadas anteriormente para os reatores convencionais.

Um inconveniente inicial, nas aplicações com reatores eletrônicos, é o aumento na taxa de distorção harmônica da corrente drenada da rede de corrente alternada, com conseqüente redução do fator de potência da estrutura, quando comparado com o fator de potência quase unitário das lâmpadas incandescentes. Além deste fato, um inconveniente adicional é a possibilidade de aumento das interferências eletromagnéticas, devido ao emprego extensivo destes reatores.

Neste contexto, este trabalho tem o objetivo de propor o estudo e a implementação de um novo reator eletrônico que proporcione elevado fator de potência, com reduzida taxa de distorção harmônica na corrente drenada do sistema de corrente alternada e elevado rendimento através da incorporação de técnicas de comutação não dissipativas ao reator.

## **2.2. Técnicas de Correção do Fator de Potência Aplicadas a Reatores Eletrônicos**

Com o advento dos conversores estáticos em uma infinidade de aplicações, o “reator convencional” das lâmpadas fluorescentes vêm sendo substituídos pelos denominados “reatores eletrônicos” (Ballasts) (apesar de tecnicamente o termo “reator” não ser muito bem aplicado), resultando num grave problema adicional, devido à injeção de elevado conteúdo harmônico de corrente no sistema de energia (sistema de distribuição em corrente alternada), principalmente devido à natureza não linear deste conjunto “reator+carga(lâmpada fluorescente)” [03].

Os efeitos principais do elevado conteúdo harmônico são: Distorção na tensão de entrada (linha de corrente alternada), redução do fator de potência, elevado nível de terceiro harmônico na corrente de neutro no sistema de corrente alternada, deslocamento excessivo de correntes e tensões.

Com o baixo fator de potência de entrada ocorre uma inerente redução na potência útil e aumento da circulação de reativos pelo sistema de energia que, além de provocar um aumento das perdas nos condutores e interferências em demais cargas presentes nas vizinhanças, leva a uma necessidade no aumento da geração de potência, reduzindo a eficiência e aumentando o tamanho e custo dos sistemas de distribuição e geração.

Desta forma, basicamente motivados por exigências de “processamento de energia elétrica com qualidade” (elevado rendimento, elevado fator de potência, reduzida taxa de distorção



harmônica, baixa interferência eletromagnética, reduzido volume e peso, com elevada densidade de potência), impostas pelo próprio mercado e severas normas internacionais, muitas técnicas de correção do fator de potência têm sido apresentadas e aplicadas aos reatores eletrônicos, uma vez que o estágio de entrada dessas estruturas é, na maioria das vezes, composto de uma ponte de diodos associada a um elevado filtro capacitivo, proporcionando fator de potência relativamente baixo.

Apresenta-se a seguir algumas técnicas aplicadas à correção do fator de potência de reatores eletrônicos.

### 2.2.1. Mínimo Valor para o Filtro Capacitivo do Estágio de Entrada

A técnica do mínimo capacitor de entrada ( $C_{in}$ ), Figura 2.1, consiste na mudança do valor da capacitância do filtro de entrada do barramento CC, conectado à saída da ponte de diodos. O valor desta capacitância deve ser tal que a tensão de entrada seja reproduzida em seus terminais [04].

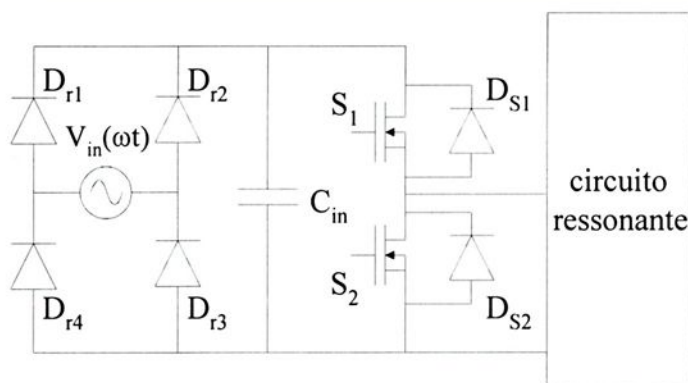


Figura 2.1 – Estágio de entrada, mínimo capacitor de entrada, aplicado à reator eletrônico.

Assim sendo, o estágio inversor passa a ser alimentado quase que diretamente pela tensão da rede CA, fazendo com que a corrente drenada da rede CA, tenha uma forma de onda senoidal, semelhante a da tensão de entrada, proporcionando elevado fator de potência.

Observa-se que este capacitor é necessário devido a ponte de diodos ser unidirecional em corrente, uma vez que, em uma das etapas de funcionamento do circuito inversor existe a circulação de corrente em sentido contrário ao da fonte de alimentação. Desta forma, sem o capacitor de entrada a corrente não teria caminho por onde circular, provocando sobretensões nos interruptores.

As principais formas de onda são apresentadas na Figura 2.2. Observa-se adicionalmente que o fator de crista para esta técnica pode se tornar um inconveniente.

As grandes desvantagens desta técnica são as limitações em potência e presença de efeito estroboscópico.

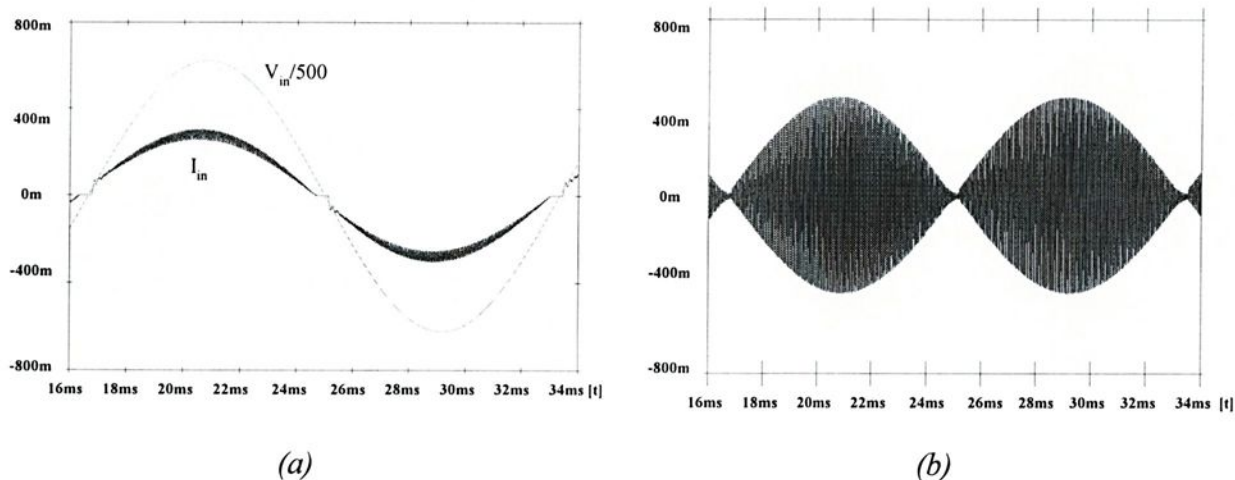


Figura 2.2 – Principais formas de onda, para a técnica de mínimo capacitor de entrada, (a) tensão e corrente de entrada, (b) corrente através da lâmpada.

### 2.2.2. Estágio de Entrada com Filtro “Tipo Valley-Fill”

Uma outra técnica para a correção do fator de potência do reator eletrônico utiliza-se de um filtro denominado de “Valley-Fill” [05], mostrado na Figura 2.3. Além disso, possibilita a diminuição do efeito estroboscópico.

Esta técnica de correção do fator de potência do reator eletrônico consiste no preenchimento dos vales na tensão retificada do barramento CC. Para valores da tensão de entrada de alimentação (rede CA), superiores à metade do seu valor de pico, o filtro deixa de atuar, permitindo assim, a utilização de capacitores de reduzida capacitância, em comparação com a estrutura convencional para o estágio de entrada com elevado filtro capacitivo. Em consequência, a estrutura apresentará significativa melhora para o fator de potência e permite a eliminação dos efeitos estroboscópicos.

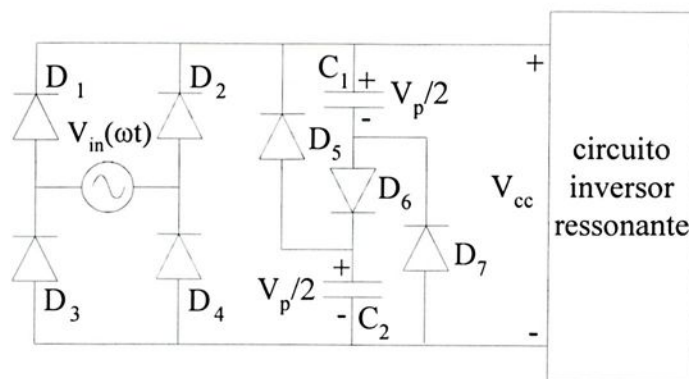


Figura 2.3 – Filtro “Valley-Fill” aplicado à reator eletrônico.

As principais formas de onda para esta técnica são apresentadas na Figura 2.4. Como desvantagens desta técnica podem ser apontados: a limitação em potência, e, uma taxa de distorção harmônica na corrente de entrada elevada que poderá não atender diversas normas.

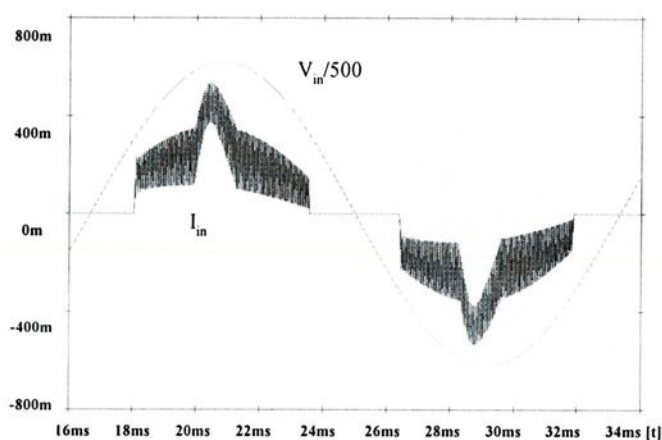


Figura 2.4 – Formas de onda da tensão e da corrente de entrada, para o estágio de entrada com filtro “Valley-Fill”.

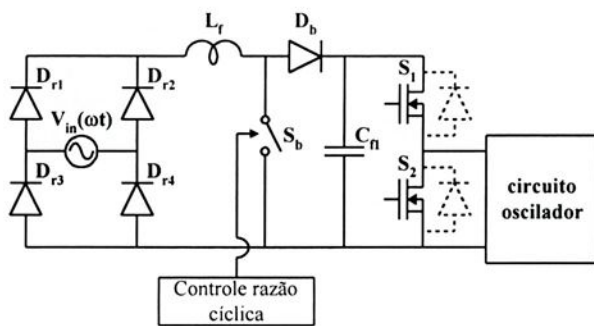
### 2.2.3. Estágio de Entrada com Conversor Boost Operando no Modo Descontínuo

Nesta técnica ativa, o conversor Boost opera com uma frequência constante e razão cíclica limitada. Em consequência, a corrente de pico no indutor Boost será proporcional à tensão instantânea da rede CA [06], conforme Figura 2.5.

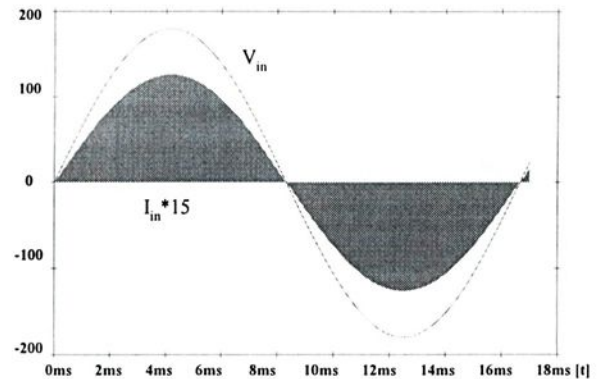
O conversor Boost, operando no modo descontínuo de condução, tem a vantagem de apresentar um circuito de controle mais simples, uma vez que apenas uma malha de regulação de tensão se faz necessária.

Este conversor apresenta algumas desvantagens, tais como:

- elevado valor eficaz de corrente nos semicondutores;
- maiores perdas em condução;
- aplicação restrita, pois a tensão de saída do conversor Boost deve ser necessariamente maior que a tensão de pico da rede CA;
- presença de uma componente significativa de baixa frequência (3<sup>o</sup> harmônica).



(a)



(b)

Figura 2.5 – Estágio de Entrada com conversor Boost no modo descontínuo:

(a) estrutura e (b) principais formas de onda (sem filtro de entrada).

#### 2.2.4. Estágio de Entrada Retificador Operando no Modo de Condução Contínua

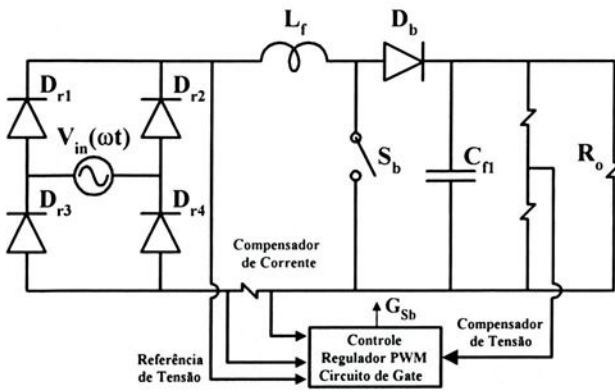
Nesta técnica ativa, a corrente de entrada agora é contínua. Dentre as técnicas de controle para o modo de condução contínua da corrente, destaca-se o controle por valores médios da corrente, geralmente aplicado ao conversor Boost.

A técnica de controle por valores médios da corrente, ocorre da seguinte forma: amostra-se a tensão de alimentação retificada da entrada e a considera como uma corrente de referência, fazendo com que a corrente de entrada siga esta forma de onda amostrada, proporcional às variações da carga e às variações da tensão de entrada, conforme Figura 2.6.

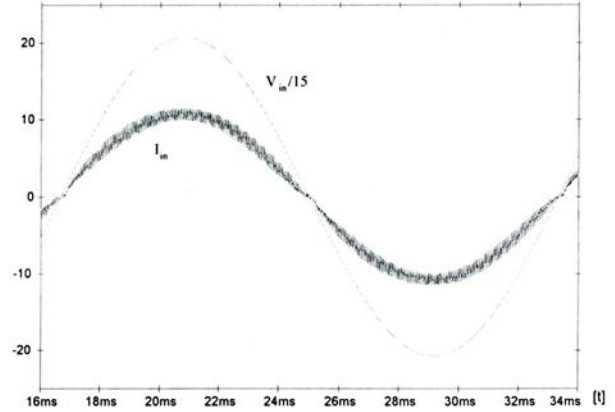
Esta técnica apresenta as seguintes características:

- operação com frequência constante;
- reduzida distorção harmônica;
- necessidade de sensorar a corrente no indutor Boost (redução da eficiência);

- compensador de corrente e tensão;
- redução dos esforços de corrente;
- reduzidos filtros de entrada;
- necessidade de um circuito multiplicador e laço interno de compensação de corrente;
- custo elevado e circuito complexo.



(a)



(b)

Figura 2.6 – Estágio de Entrada com conversor Boost no modo de controle por valores médios:

(a) estrutura e (b) principais formas de onda.

Uma outra técnica ativa, para correção do fator de potência, operando no modo de condução contínua, é a técnica de controle por valores de pico com compensação de rampa, aplicada a um reator eletrônico em [05].

Na Figura 2.7 apresentam-se as principais formas de onda envolvidas no controle por corrente de pico com compensação de rampa, aplicada ao conversor Sepic ZCS-PWM proposto e analisado, sem isolação, em [08].

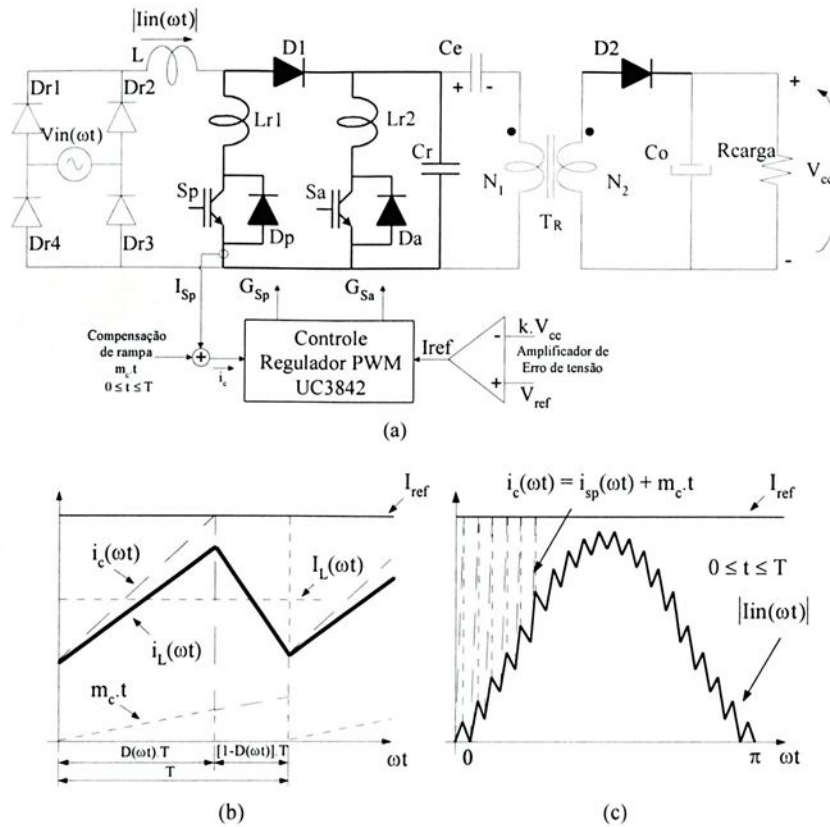


Figura 2.7 – (a) Conversor retificador Sepic ZCS-PWM isolado, com controle por corrente de pico com compensação de rampa, (b) Formas de onda principais de controle para um período de chaveamento e (c) Corrente através de  $L$  para um semi-período da rede de corrente alternada.

A Figura 2.7(a) apresenta o conversor Sepic ZCS-PWM com controle por corrente de pico com compensação de rampa, o qual comporá o reator proposto neste trabalho. Observa-se que o presente conversor apresenta comutação não dissipativa do tipo sob corrente nula, uma vez que, normalmente, as técnicas ativas “convencionais” para correção de fator de potência, operando em elevadas frequências, levam à um aumento das interferências eletromagnéticas (EMI – Electromagnetic Interference), além do inerente aumento das perdas durante o processo de comutação dos semicondutores [03, 07, 08 e 10]. Desta forma, com a técnica ZCS proposta obtém-se a redução das derivadas de tensões e correntes nos semicondutores da estrutura, proporcionando-se condições para a redução das interferências de origem eletromagnética, assim como, condições para a obtenção de elevado rendimento, em função da eliminação das perdas durante as comutações dos interruptores da estrutura.

A técnica de controle por corrente de pico, proposta para aplicação neste trabalho, apresenta as seguintes características básicas [07 até 09]:

- Somente a corrente no interruptor é sensorada, não havendo a necessidade de se sensorar a corrente no indutor de entrada (L). Com o uso de um sensor de corrente não resistivo é possível reduzir as perdas e aumentar a eficiência, porém, com maior volume e custo;
- Não há a necessidade de um compensador de erro para o laço de corrente, o que simplifica o projeto de controle;
- A corrente é instantaneamente limitada em cada período de funcionamento, permitindo proteção intrínseca de sobrecorrente e conseqüente aumento da confiabilidade, além de apresentar uma rápida resposta transitória,
- A taxa de distorção harmônica e o fator de potência dependem das variações na carga e da tensão de entrada.

Portanto, como para a correção do fator de potência e redução do conteúdo harmônico injetado no sistema de corrente alternada, para aplicações em médias até elevadas potências, e, baixas frequências (50-60Hz) do lado de corrente alternada, normalmente as técnicas ativas são as recomendadas [07], em relação às volumosas técnicas passivas, este trabalho analisa a técnica de controle por corrente de pico imposta ao reator proposto.

Desta forma, desde que a variação da tensão de entrada esteja entre +/-20%, é possível a obtenção de ótimos resultados com a técnica de controle por corrente de pico com compensação de rampa, sendo portanto, esta a técnica adotada para a correção do fator de potência do reator proposto que utiliza o conversor ZCS-PWM Sepic isolado, derivado daquele não isolado apresentado em [04], uma vez que os custos e a complexidade da técnica de controle por valores médios são itens que restringem suas possibilidades de implementação prática industrial para baixas e médias potências.

### ***2.3. Um Novo Reator Eletrônico Empregando o Retificador ZCS-PWM Sepic Isolado, com Elevado Fator de Potência e Controle de Luminosidade***

Na Figura 2.8 apresenta-se o novo “reator eletrônico” proposto para análise e implementação, permitindo elevado rendimento, elevado fator de potência e controle de luminosidade.

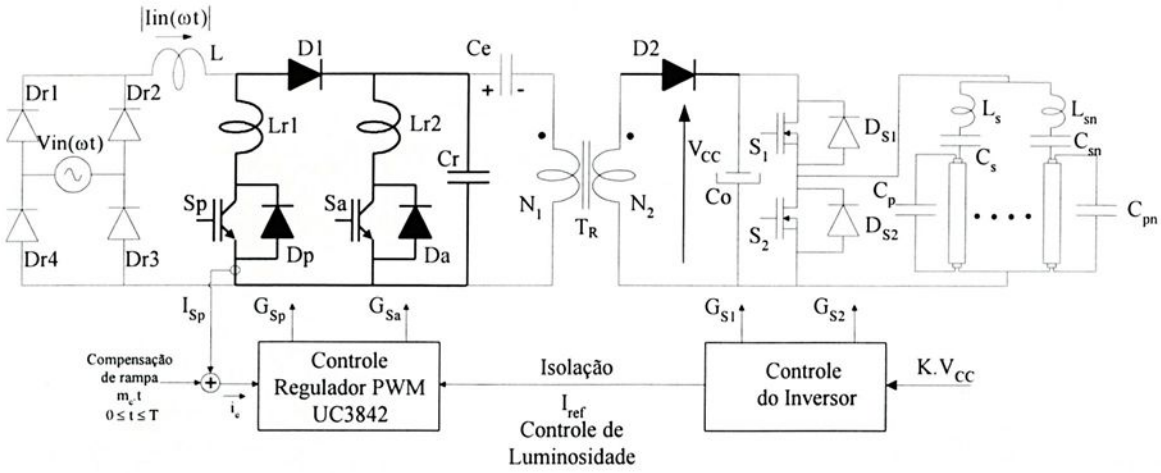


Figura 2.8 - Um novo reator eletrônico com elevados rendimento e fator de potência, permitindo o controle de luminosidade.

Conforme se verifica na Figura 2.8, o estágio de entrada (retificador Sepic) empregará interruptores do tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

Os interruptores do tipo IGBTs são preferidos, quando comparados com os MOSFETs (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistors) de potência, no que se refere à necessidade de redução de perdas em condução, principalmente para aplicações com tensões superiores à 500V (quanto maior a tensão suportável pelos MOSFETs, maior será sua resistência em condução ( $R_{ds\ con}$ ), portanto maiores as perdas em condução) sobre os interruptores, ou então, para potências superiores à 1kW [11].

A desvantagem dos IGBTs em relação aos MOSFETs, quanto aos maiores tempos de comutação, tem sido muito reduzida nos últimos anos, sendo possível hoje (2000) sua aplicação em frequências em torno de 200-250kHz, para aplicações com técnicas de comutação não dissipativa.

Mesmo com esta nova geração de IGBTs (quinta geração), o maior problema ainda é a corrente de cauda, a qual provoca atraso no bloqueio e conseqüente aumento nas perdas associadas a esta comutação. Portanto, para os IGBTs, recomenda-se a comutação do tipo ZCS [11].

A comutação do tipo ZCS elimina as perdas no bloqueio, assim como problemas com o redispário indevido do IGBT durante a presença ainda da corrente de cauda, principalmente para aplicações em elevadas potências e elevadas frequências de operação, aliviando portanto os

esforços que poderiam levar o componente a violar a região de segurança de polarização reversa (RSBOA), com conseqüente ruptura do mesmo.

A célula de comutação não dissipativa do tipo ZCS e modulação com frequência constante (PWM) proposta para utilização neste trabalho, foi desenvolvida e apresentada em [12], proporcionando a obtenção de conversores isolados, tais como o Buck-Boost, Sepic, Zeta e estruturas derivadas dos mesmos.

Portanto, para o estágio de entrada do “reator eletrônico” empregar-se-á o novo conversor Sepic ZCS-PWM, isolado, derivado da nova célula de comutação desenvolvida em [12] e da estrutura Sepic não isolada analisada em [11], e, para o estágio de saída, o clássico “inversor ressonante meia ponte”. Ao estágio de saída são associados circuitos ressonantes para o acionamento de um conjunto de lâmpadas fluorescentes (5 lâmpadas de 40W, como carga máxima). Observa-se que no estágio inversor utilizar-se-ão MOSFETs como elementos interruptores, em função das menores tensões sobre os interruptores neste estágio, e, em função da comutação ZVS proporcionada pelos circuitos ressonantes presentes para o acionamento das lâmpadas, e, apropriada para interruptores do tipo MOSFET.

### 2.3.1. Técnicas de Controle de Luminosidade em Reatores Eletrônicos

A tarefa de se realizar o controle de luminosidade em uma lâmpada fluorescente, não é uma das mais fáceis. A variação de luminosidade de uma lâmpada fluorescente abaixo de 30% de seu valor nominal, torna-se bastante complicado, devido a lâmpada normalmente perder a estabilidade a partir deste ponto [13].

Anderson em [13], obteve, variando a tensão de barramento CC entre 400V e 311V, uma variação de 54% na potência consumida pelo reator, o que conseqüentemente trouxe uma variação de 39% na luminosidade emitida pela lâmpada.

Dentre as técnicas de controle de luminosidade para as lâmpadas fluorescentes, destacam-se duas: controle através da variação da tensão no barramento CC (saída do estágio de entrada retificador, controle de tensão  $V_{cc}$ ) e controle através da variação da frequência de operação do estágio de saída inversor.



A técnica de variação de tensão no barramento CC, consiste em proporcionar uma variação de tensão, que será entregue ao inversor, mantendo-se o circuito oscilador inalterado. Com isso, variando-se a tensão no inversor, a potência entregue às lâmpadas também sofrerá uma variação, e, em conseqüência, o fluxo luminoso das mesmas também variará.

A outra técnica, nada mais é do que, mantendo-se agora a tensão no barramento CC fixa, proporcionar a variação da frequência de operação do inversor, mantendo-se o circuito oscilador também inalterado. Então, com a variação da frequência do inversor, altera-se o ganho do circuito oscilador, obtendo-se a redução da tensão aplicada em cada lâmpada com o aumento da frequência [14].

Apesar da variação da tensão no barramento CC não possibilitar grandes variações de luminosidade, esta será a técnica adotada neste trabalho para análise da possibilidade de controle de luminosidade com o retificador Sepic, em função de seu baixo custo e simplicidade para implementação prática.

Portanto, nos próximos capítulos, apresentar-se-ão as análises qualitativas e quantitativas para os estágios de entrada retificador, empregando o conversor Sepic ZCS-PWM, e para o de saída inversor, propondo-se metodologias de projeto para os mesmos.

### 3. Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM Isolado

#### 3.1. Introdução

A célula de comutação proposta para utilização no estágio de entrada, do tipo ZCS e modulação com frequência constante (PWM), conforme Figura 3.1, foi desenvolvida e apresentada em [12], proporcionando a obtenção de conversores isolados, tais como o Buck-Boost, Sepic, Zeta e outras estruturas derivadas dos mesmos, em função de se associar entre os nós (a) e (c) um elemento com características de fonte de tensão, entre os nós (b) e (c) com características de fonte de corrente e ao nó (b) um elemento com características de fonte de corrente.

A célula de comutação mostrada na Figura 3.1 tem como objetivos a eliminação dos principais problemas da técnica convencional ZCS, quais sejam: modulação em frequência, elevado nível de energia reativa em circulação e elevadas perdas em condução.

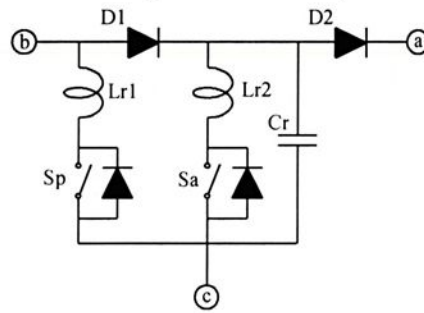


Figura 3.1 – Célula de comutação ZCS-PWM

Esta célula é apropriada para aplicações onde as tensões sobre os interruptores comandados são superiores à 500V, ou, para aplicações em torno de 1kW e acima, proporcionando elevado rendimento, comutações não-dissipativas e modulação com frequência constante. Observa-se que os problemas de recuperação reversa dos diodos, principalmente durante a entrada em condução do interruptor principal, são muitos reduzidos. Basicamente, a célula é formada por dois interruptores bidirecionais em corrente  $S_p$  e  $S_a$ , dois diodos  $D_1$  e  $D_2$ , dois indutores ressonantes  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  e um capacitor ressonante  $C_r$ .  $S_p$  é o interruptor principal, responsável pela transferência de potência para a carga, enquanto  $S_a$  é um interruptor auxiliar, de reduzido valor de corrente média, empregado para oferecer condições de comutações não dissipativas com frequência

constante para o interruptor principal, e, para ele mesmo, em conjunto com os elementos ressonantes.

### 3.2. Análise do Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM Isolado

Na Figura 3.2 apresenta-se o conversor Sepic ZCS-PWM isolado, aplicado à conversão CA/CC com controle por corrente de pico imposta com compensação de rampa e frequência de chaveamento constante, adotado para o estágio de entrada do reator proposto.

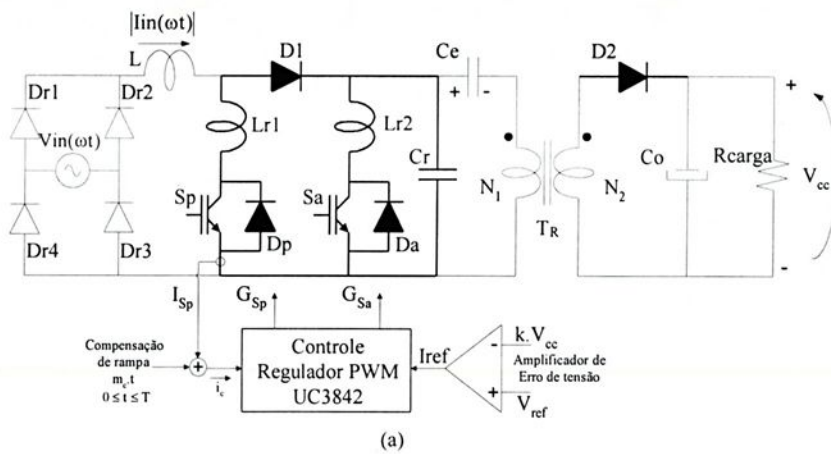


Figura 3.2 – Conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, com controle por corrente de pico e compensação de rampa.

Para simplificar a análise admite-se que:

- todos os componentes são ideais;
- o conversor encontra-se operando em regime permanente, com frequência de chaveamento ( $f_s$ ) constante (período  $T$  de chaveamento constante);
- a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da rede ( $f_{rede}$ ) de corrente alternada (CA);
- a fonte de tensão de entrada ( $V_{in}(\omega t)$ ) é considerada senoidal e sua associação com o retificador de entrada e indutância  $L$ , pode ser considerada como uma fonte de corrente senoidal retificada  $|I_{in}(\omega t)| = |I_p \cdot \text{sen}(\omega t)|$ , sendo  $I_p$  o valor de pico da corrente de entrada. Para um período de chaveamento genérico ( $T_i = T$ ), o valor desta fonte de corrente equivalente será considerada constante ( $|I_{in}(\omega T_i)|$ );
- a tensão de saída do estágio de entrada ( $V_{CC}$ ) é considerada constante;

- a corrente de pico de referência ( $I_{ref}$ ) é considerada constante durante um período da rede ( $T_{rede}$ ) de corrente alternada;
- $C_e$  é admitido como fonte de tensão constante  $V_{Ce}$ ;
- o transformador  $T_R$  é admitido ideal e com relação de transformação unitária ( $N_1=N_2$ ) podendo ser substituído pela sua indutância de magnetização  $L_M$ ;
- a indutância  $L_M$  é admitida como fonte de corrente constante  $I_M$ .

Considerando-se as condições simplificadoras anteriores, apresenta-se na Figura 3.3 o circuito idealizado do conversor retificador Sepic ZCS-PWM, o qual será utilizado para as análises qualitativa e quantitativa.

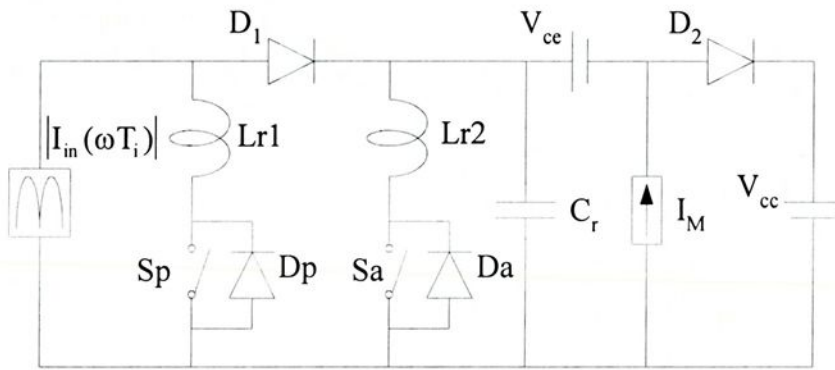


Figura 3.3 – Circuito idealizado para o retificador Sepic ZCS-PWM

Na Figura 3.4 tem-se as principais formas de onda idealizadas para o conversor proposto, de acordo com a análise das etapas de funcionamento apresentadas na Figura 3.5.

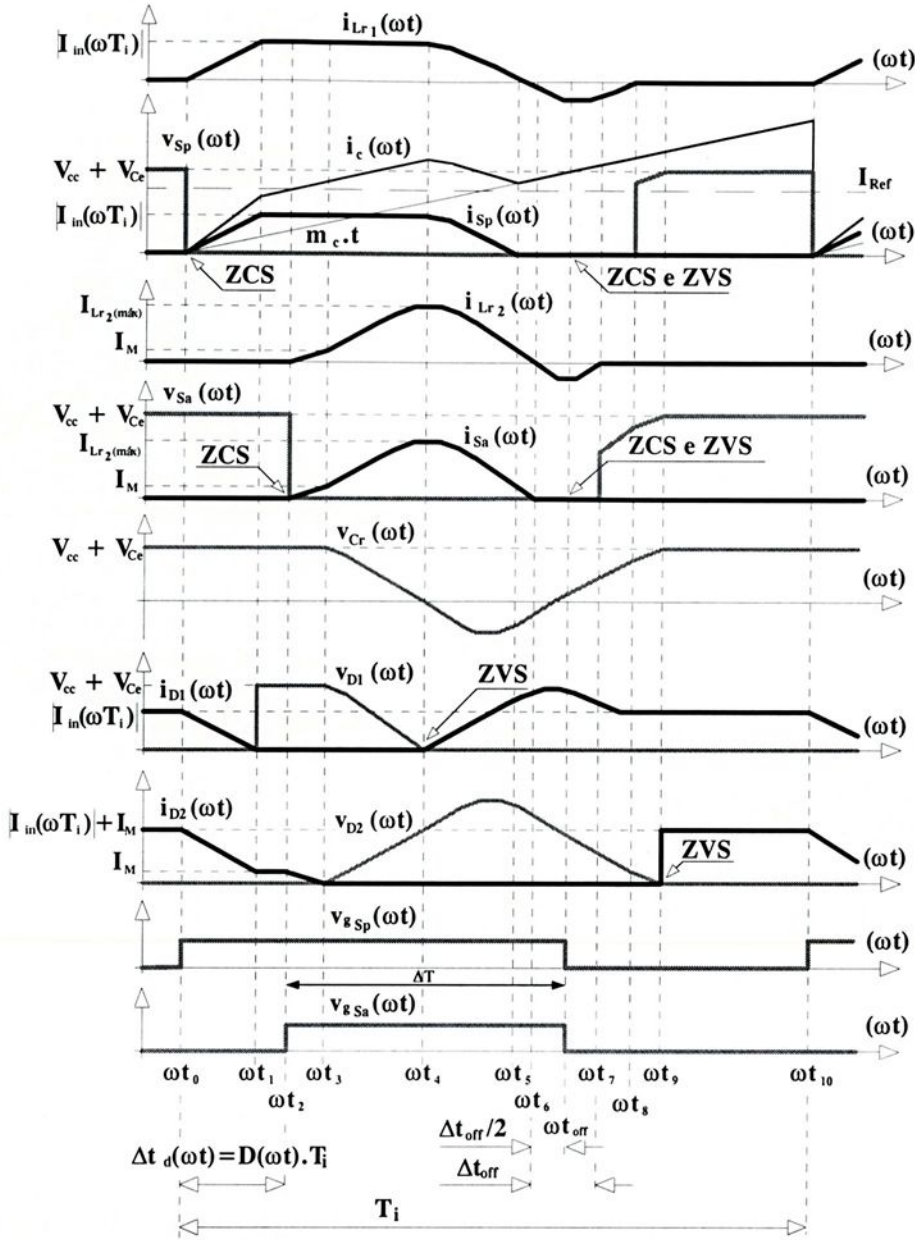


Figura 3.4 - Principais formas de onda idealizadas durante um período genérico de chaveamento ( $T_i$ )

Observa-se na Figura 3.4 que a ação de controle que propicia a entrada do interruptor auxiliar em  $\omega t = \omega t_2$ , ocorre quando  $i_c(\omega t_2) = I_{ref}$ . Adicionalmente, os interruptores principal e auxiliar serão comandados para o bloqueio somente após o intervalo de ressonância  $\Delta T$ , assegurando-se comutações não dissipativas tanto para  $S_p$  quanto para  $S_a$ .

Além disso, um fato importante a ser observado e destacado é que a máxima corrente através de  $S_p$  é igual à  $|I_{in}(\omega t)|_{máx} = I_p$ . Portanto menor do que aquela observada no conversor Sepic tradicional ( $|I_{in}(\omega t)|_{máx} + I_M$ ). Desta forma este novo conversor Sepic proporciona condições para a redução das perdas em condução, em relação ao Sepic convencional.

Portanto, através das comutações não-dissipativas e menores perdas em condução este conversor Sepic ZCS-PWM poderá se tornar mais compacto e com maior densidade de potência, comparando-se com o conversor Sepic convencional, para as mesmas condições de projeto.

A Figura 3.5 apresenta as dez etapas de funcionamento para o conversor Sepic ZCS-PWM em análise, onde o interruptor principal  $S_p$  inicia conduzindo em  $\omega t = \omega t_0$  e o interruptor auxiliar  $S_a$  em  $\omega t = \omega t_2$ . Observa-se que ambos os interruptores são bloqueados durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{\text{off}} = \Delta t_7 = t_7 - t_6$ .

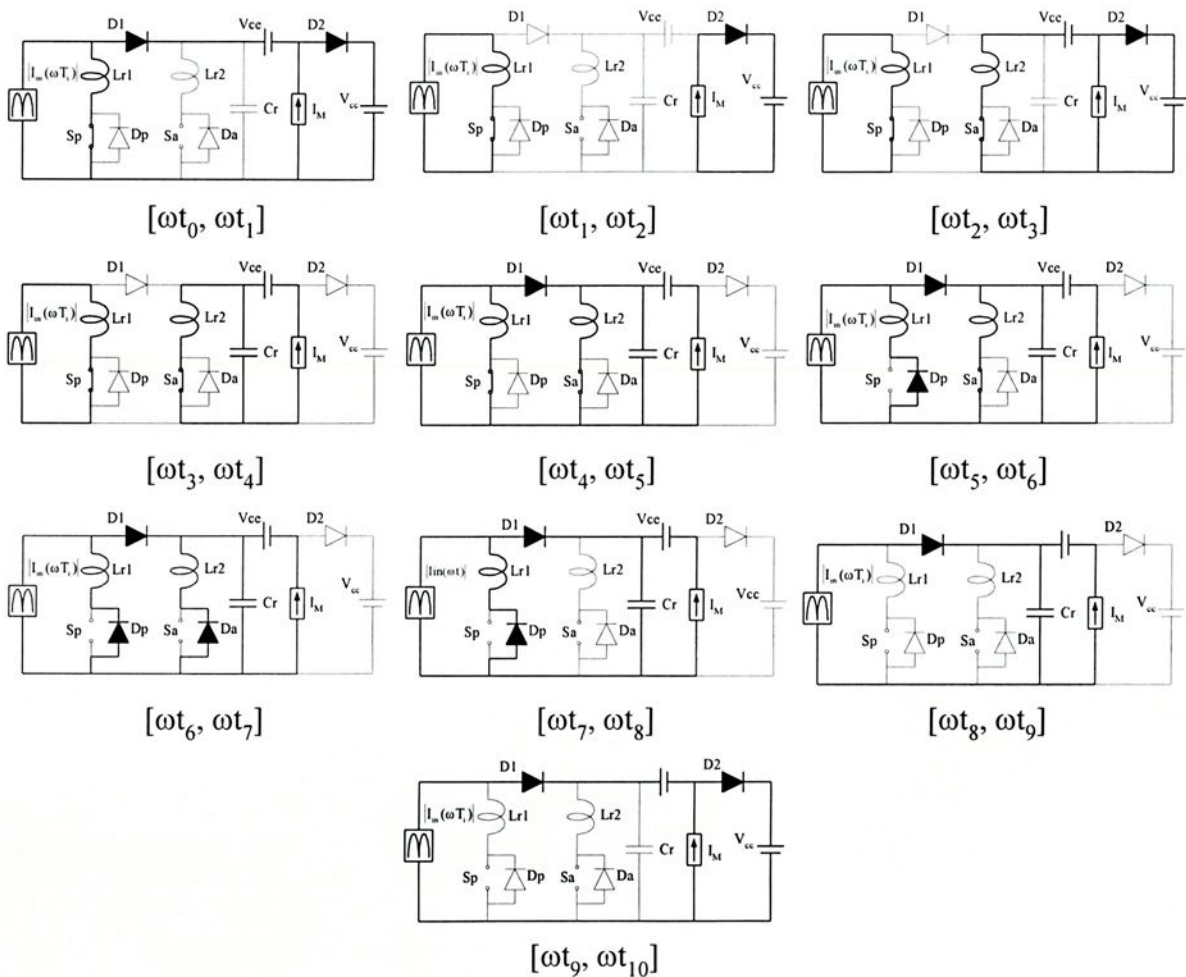
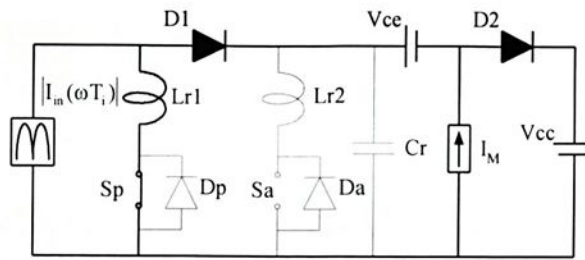


Figura 3.5 – Etapas de funcionamento do conversor retificador Sepic ZCS-PWM, durante um período genérico de chaveamento.

## 3.2.1. Análises Qualitativa e Quantitativa

Etapa 1:  $[\omega t_0, \omega t_1]$ , Figura 3.6Figura 3.6 – Intervalo  $[\omega t_0, \omega t_1]$ 

As condições iniciais são apresentadas em (3.1).

$$\left. \begin{aligned} i_{L_{r1}}(\omega t_0) &= 0 \\ i_{L_{r2}}(\omega t_0) &= 0 \\ v_{C_r}(\omega t_0) &= V_{CC} + V_{C_e} \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

No instante  $\omega t = \omega t_0$ ,  $S_p$  é comandado para a condução com corrente nula (ZCS) devido a presença de  $L_{r1}$ , iniciando-se a primeira etapa de funcionamento, conforme Figura 3.6. A corrente em  $L_{r1}$  evolui linearmente desde zero até  $|I_{in}(\omega T_i)|$  em  $\omega t = \omega t_1$ , quando neste instante a corrente no diodo  $D_1$  torna-se nula, provocando seu bloqueio, encerando a primeira etapa de funcionamento.

As equações que descrevem o comportamento do circuito no intervalo de tempo  $\Delta t_1$ , são as seguintes:

$$i_{L_{r1}}(\omega t) = \frac{V_{CC} + V_{C_e}}{L_{r1}} \cdot \omega t \quad (3.2)$$

$$i_{L_{r2}}(\omega t) = 0 \quad (3.3)$$

$$v_{C_r}(\omega t) = V_{CC} + V_{C_e} \quad (3.4)$$

O intervalo de tempo  $\Delta t_1 = (t_1 - t_0)$  é definido pela equação (3.5).

$$\Delta t_1 = \frac{|I_{in}(\omega T_i)| \cdot L_{r1}}{V_{CC} + V_{C_e}} \quad (3.5)$$

Definindo-se:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_r}} = \sqrt{\beta} \cdot \omega_{02} \quad (3.6)$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{r2} \cdot C_r}} \quad (3.7)$$

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \quad (3.8)$$

$$\alpha_1(\omega t) = \frac{|I_{in}(\omega t)|}{(V_{CC} + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (3.9)$$

$$\alpha_2 = \frac{I_{CC}}{(V_{CC} + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (3.10)$$

Então,

$$\alpha_{2m\acute{a}x} = \frac{I_{CCnom}}{(V_{CC} + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (3.11)$$

Onde:

$I_{CCnom}$  = corrente média nominal na saída do estágio de entrada.

A máxima corrente normalizada  $\alpha_1(\omega t)_{m\acute{a}x}$  é definida pela equação (3.12).

$$\alpha_{1m\acute{a}x} = \frac{I_p}{(V_{CC} + V_{Ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (3.12)$$

Onde:

$I_p$  = valor de pico da corrente de entrada.

Sendo que:

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{CCnom}}{\eta \cdot V_{in\ ef\ (min)}} \quad (3.13)$$

e,

$$I_{CCnom} = \frac{P_{CCnom}}{V_{CC}} \quad (3.14)$$

Onde:

$P_{CCnom}$  = potência média nominal na saída do estágio de entrada;

$\eta$  = rendimento mínimo adotado para o estágio de entrada;

$V_{in\ ef\ (min)}$  = mínimo valor eficaz para a tensão de entrada.

Para o intervalo genérico ( $T_i$ ) em análise, considera-se a corrente normalizada  $\alpha_1(\omega T_i)$ . Desta forma o intervalo de tempo desta primeira etapa pode ser definido pela equação:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha_1}{\beta \cdot \omega_{02}} \quad (3.15)$$

**Etapa 2:  $[\omega t_1, \omega t_2]$ , Figura 3.7**

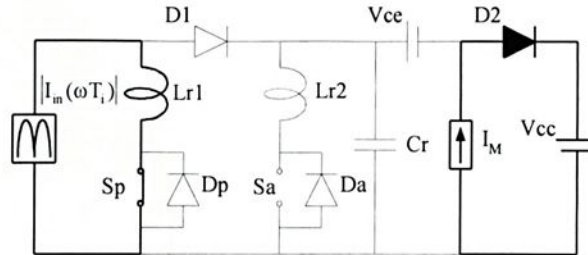


Figura 3.7 – Intervalo  $[\omega t_1, \omega t_2]$

As condições iniciais para esta etapa estão apresentadas em (3.16).

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(\omega t_1) &= |I_{in}(\omega T_i)| \\ i_{Lr2}(\omega t_1) &= 0 \\ i_{D2}(\omega t_1) &= I_M \\ v_{Cr}(\omega t_1) &= V_{CC} + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

Nesta etapa, mantendo-se o interruptor  $S_p$  em condução, não ocorrem mudanças nas variáveis de estado do conversor. Em  $\omega t = \omega t_2$ , o interruptor  $S_a$  é comandado para a condução, também com corrente nula (ZCS), em função da presença do indutor ressonante  $L_{r2}$ .

O intervalo de tempo  $\Delta t_2$  para esta etapa é definido pela equação (3.17).

$$\Delta t_2 = D_c(\omega T_i) \cdot T_i - \Delta t_1 \quad (3.17)$$

Onde:

$$T_i = \frac{1}{f_s} \quad (3.18)$$

Onde:

$D_c(\omega T_i)$  = razão cíclica de comando para o período genérico de funcionamento  $T_i$ ;

$T_i$  = período de funcionamento, ou período de chaveamento genérico, constante; e

$f_s$  = frequência de chaveamento.

O intervalo de tempo da segunda etapa,  $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ , será considerado como uma variável de controle para o conversor.

**Etapa 3:  $[\omega t_2, \omega t_3]$ , Figura 3.8**

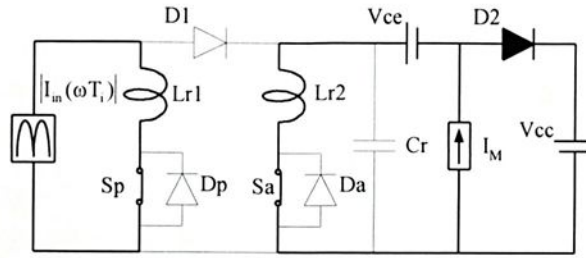


Figura 3.8 – Intervalo  $[\omega t_2, \omega t_3]$

As condições iniciais para esta terceira etapa de funcionamento estão apresentadas em (3.19).

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(\omega t_2) &= |I_{in}(\omega T_i)| \\ i_{Lr2}(\omega t_2) &= 0 \\ i_{D2}(\omega t_2) &= I_M \\ v_{Cr}(\omega t_2) &= V_{CC} + V_{Ce} \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

No instante  $\omega t = \omega t_2$ , o interruptor auxiliar  $S_a$  é comandado para a condução com corrente nula, conforme analisado anteriormente. Desta forma, de acordo com a Figura 3.8, ocorre a carga linear do indutor  $L_{r2}$ , até  $I_M$  em  $\omega t = \omega t_3$ .

A corrente através de  $L_{r2}$  durante esta etapa é dada pela equação (3.20)

$$i_{Lr2}(\omega t) = \frac{V_{CC} + V_{Ce}}{L_{r2}} \cdot \omega t \quad (3.20)$$

Partindo das equações (3.19) e (3.20), tem-se o intervalo de tempo desta etapa, conforme equação (3.22).

$$\Delta t_3 = (t_3 - t_2) \quad (3.21)$$

$$\Delta t_3 = \frac{I_M}{V_{CC} + V_{Ce}} \cdot L_{r2} \quad (3.22)$$

Para o conversor Sepic, pode-se considerar que  $I_M = I_{CC}$  [8]. Ou seja, os valores médios para as correntes na saída do estágio de entrada e indutância  $L_M$  são considerados iguais.

Desta forma:

$$\Delta t_3 = \frac{\alpha_2}{\omega_{02}} \quad (3.23)$$



$$i_{Lr2}(\omega t_4) = I_{Lr2 \text{ máx}} = I_4 = (V_{CC} + V_{Ce}) \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_{r2}}} + I_M \quad (3.27)$$

Desta forma,

$$I_4 = I_{CC} \cdot \left(1 + \frac{1}{\alpha_2}\right) \quad (3.28)$$

**Etapa 5:  $[\omega t_4, \omega t_5]$ , Figura 3.10**

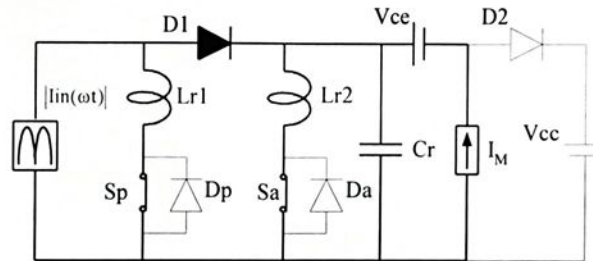


Figura 3.10 – Intervalo  $[\omega t_4, \omega t_5]$

As condições iniciais para esta etapa estão apresentadas em (3.29).

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(\omega t_4) &= |I_m(\omega T_i)| \\ i_{Lr2}(\omega t_4) &= I_4 \\ v_{Cr}(\omega t_4) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

Com a entrada de  $D_1$  em condução, com tensão nula (ZVS), as correntes através de  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  evoluem de forma ressonante com  $C_r$ , começando a decrescer. Nesta etapa  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  estão associados em paralelo.

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(\omega t) &= |I_m(\omega T_i)| \cdot \left[ 1 + \frac{\beta}{\alpha_1(\omega T_i)(1+\beta)} \cdot (\cos(\omega_{0eq} \cdot t) - 1) \right] \\ i_{Lr2}(\omega t) &= \frac{I_M}{\alpha_2} \cdot \left[ \frac{1}{(1+\beta)} \cdot (\cos(\omega_{0eq} \cdot t) - 1) + 1 + \alpha_2 \right] \\ v_{Cr}(\omega t) &= \frac{I_M}{\alpha_2} \cdot \sqrt{\frac{L_{req}}{C_r}} \cdot \text{sen}(\omega_{0eq} \cdot t) \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

A frequência angular de ressonância durante esta etapa de funcionamento é dada pela equação 3.31.

$$\omega_{0eq} = \frac{1}{\sqrt{L_{req} \cdot C_r}} = \sqrt{1 + \beta} \cdot \omega_{02} \quad (3.31)$$

Onde:

$$L_{req} = \frac{L_{r1} \cdot L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (3.32)$$

Em  $\omega t = \omega t_5$ , a corrente através de  $L_{r1}$  se anula. Assim:

$$\Delta t_5 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \arccos\left(1 - \frac{\alpha_1(\omega T_i) \cdot (1 + \beta)}{\beta}\right) \quad (3.33)$$

$$i_{Lr2}(\omega t_5) = I_5 = \frac{I_M}{\alpha_2 \cdot \beta} \cdot [\beta \cdot (1 + \alpha_2) - \alpha_1(\omega T_i)] \quad (3.34)$$

$$v_{Cr}(\omega t_5) = V_5 = \frac{(V_{CC} + V_{Ce})}{\beta} \cdot \sqrt{\alpha_1(\omega T_i) \cdot (2\beta - \alpha_1(\omega T_i) \cdot (1 + \beta))} \quad (3.35)$$

Para que esta etapa ocorra conforme formas de onda analisadas, propiciando as condições para comutação ZCS, é necessário que sejam atendidas as inequações (3.36) e (3.37), respectivamente.

$$\alpha_1(\omega T_i) < \frac{2\beta}{(1 + \beta)} \quad (3.36)$$

e,

$$\alpha_{1m\acute{a}x} < \beta \cdot (1 + \alpha_{2m\acute{a}x}) \quad (3.37)$$

### Etapa 6: $[\omega t_5, \omega t_6]$ , Figura 3.11

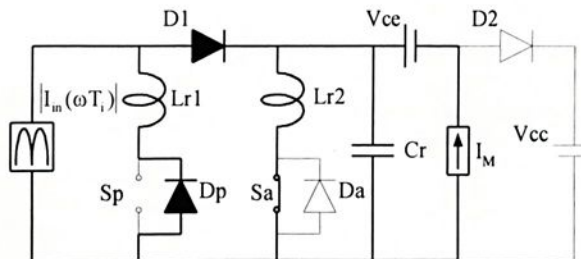


Figura 3.11 – Intervalo  $[\omega t_5, \omega t_6]$

Para esta etapa as condições iniciais estão estabelecidas na equação (3.38).

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(\omega t_5) &= 0 \\ i_{Lr2}(\omega t_5) &= I_5 \\ v_{Cr}(\omega t_5) &= V_5 \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

As correntes através de  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  continuam evoluindo de forma ressonante com  $C_r$ . A corrente através de  $L_{r1}$  inverte o seu sentido e flui agora através do diodo em anti-paralelo com  $S_p$ . As equações que descrevem a evolução das variáveis de estado continuam sendo aquelas definidas na etapa anterior.

No final desta etapa, em  $\omega t = \omega t_6$ , a corrente através de  $L_{r2}$  torna-se nula, então:

$$t_6 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \arccos[-\beta - \alpha_2 \cdot (1 + \beta)] \quad (3.39)$$

Para que a equação (3.39) seja válida durante um período da rede CA, a seguinte inequação deve ser atendida:

$$\alpha_{2m\acute{a}x} < \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \quad (3.40)$$

O intervalo de tempo desta etapa ( $\Delta t_6$ ) é dado pela equação (3.41).

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_{0eq}} \cdot \left\{ \arccos\{-[\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]\} - \arccos\left[1 - \alpha_1 \cdot (\omega T_i) \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}\right] \right\} \quad (3.41)$$

A corrente através de  $L_{r1}$  e a tensão em  $C_r$  no instante  $\omega t = \omega t_6$ , são dadas pelas equações (3.42) e (3.43) respectivamente.

$$i_{L_{r1}}(\omega t_6) = I_6 = |I_{in}(\omega T_i)| \cdot \left[ 1 - \frac{\beta}{\alpha_1} \cdot (\alpha_2 + 1) \right] \quad (3.42)$$

$$v_{C_r}(\omega t_6) = V_6 = -(V_{CC} - V_{C_e}) \cdot \sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2 \cdot \beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \quad (3.43)$$

### Etapa 7: $[\omega t_6, \omega t_7]$ , Figura 3.12

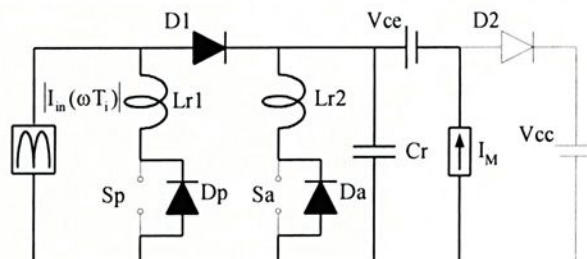


Figura 4.11 – Intervalo  $[\omega t_6, \omega t_7]$ .

Nesta etapa as condições iniciais são estabelecidas conforme (3.44).

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(\omega t_6) &= I_6 \\ i_{Lr2}(\omega t_6) &= 0 \\ v_{Cr}(\omega t_6) &= V_6 \end{aligned} \right\} \quad (3.44)$$

Nesta etapa a corrente através de  $L_{r2}$  inverte o seu sentido e flui através do diodo em anti paralelo com o interruptor auxiliar  $S_a$ .

Durante esta etapa os interruptores  $S_p$  e  $S_a$  são bloqueados conjuntamente de forma ZCS e ZVS. As equações que descrevem a evolução das variáveis de estado continuam sendo as mesmas da quinta e sexta etapas.

Em  $\omega t = \omega t_7$ , a corrente através de  $L_{r2}$  novamente se anula. Desta forma:

$$\omega_{0eq} \cdot t_6 + \omega_{0eq} \cdot t_7 = 2\pi \quad (3.45)$$

Assim,

$$t_7 = \frac{2\pi}{\omega_{0eq}} - t_6 \quad (3.46)$$

Como:

$$\Delta t_7 = t_7 - t_6 \quad (3.47)$$

Então:

$$\Delta t_7 = \frac{2}{\omega_{0eq}} \left\{ \pi - \arccos \left[ -(\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)) \right] \right\} \quad (3.48)$$

A corrente através de  $L_{r1}$  e a tensão em  $C_r$ , no instante  $\omega t = \omega t_7$ , são dadas pelas equações (3.49) e (3.50), respectivamente.:

$$i_{Lr1}(\omega t_7) = I_7 = |I_{in}(\omega T_i)| \left[ 1 - \frac{\beta}{\alpha_1(\omega T_i)} \cdot (1 + \alpha_2) \right] \quad (3.49)$$

$$v_{Cr}(\omega t_7) = V_7 = (V_{CC} + V_{Ce}) \cdot \sqrt{(1 - \beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1 + \beta)]} \quad (3.50)$$

Esta etapa se encerra quando a corrente através de  $L_{r2}$  torna-se novamente nula, bloqueando-se o diodo  $D_a$  e retirando o ramo de  $L_{r2}$  do circuito.

**Etapa 8:  $[\omega t_7, \omega t_8]$ , Figura 3.13**

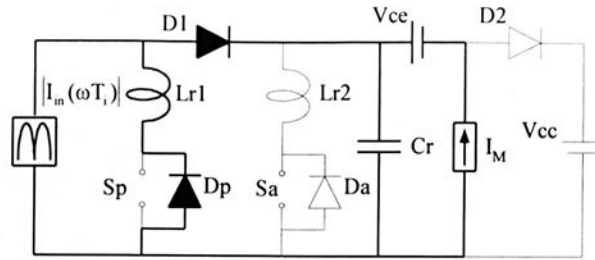


Figura 3.13 – Intervalo  $[\omega t_7, \omega t_8]$ .

As condições iniciais para esta etapa estão a seguir:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr1}(\omega t_7) &= I_7 \\ i_{Lr2}(\omega t_7) &= 0 \\ v_{Cr}(\omega t_7) &= V_7 \end{aligned} \right\} \quad (3.51)$$

As variáveis de estado que descrevem esta etapa estão representadas nas equações (3.52) e (3.53).

$$i_{Lr1}(\omega t) = \frac{|I_{in}(\omega T_i)|}{\alpha_1(\omega T_i)} \cdot \left. \begin{aligned} &\left[ \sqrt{\beta} \cdot \sqrt{(1-\beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1+\beta)]} \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \cdots \right. \\ &\left. - [\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)] \cdot \text{cos}(\omega_{01} \cdot t) + (\alpha_1(\omega T_i) + \alpha_2) \cdots \right] \\ &\left. \left[ \sqrt{\beta} \cdot V_R \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \right] \right\} \quad (3.52) \\ i_{Lr2}(\omega t) &= 0 \end{aligned}$$

$$v_{Cr}(\omega t) = (V_{CC} + V_{Ce}) \cdot \left. \begin{aligned} &\left\{ \sqrt{(1-\beta) - \alpha_2 \cdot [2\beta + \alpha_2 \cdot (1+\beta)]} \cdot \text{cos}(\omega_{01} \cdot t) \cdots \right\} \\ &+ \left[ \frac{\alpha_2}{\sqrt{\beta}} + \sqrt{\beta} \cdot (1 + \alpha_2) \right] \cdot \text{sen}(\omega_{01} \cdot t) \end{aligned} \right\} + V_{Ce} \cdot (\text{cos}(\omega_{01} \cdot t) - 1) \quad (3.53)$$

Adotando-se que:

$$\left. \begin{aligned} V_R &= \frac{V_{Ce}}{V_{Ce} + V_{CC}} \\ X &= \sqrt{(-\alpha_2 - \alpha_2 \cdot \beta + 1 - \beta) \cdot (\alpha_2 + 1)} \end{aligned} \right\} \quad (3.54)$$

A corrente através de  $L_{r1}$  evolui de forma ressonante com  $C_r$ , até que em  $\omega t = \omega t_8$  se anula, assim:

$$\Delta t_8 = \frac{2}{\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left\{ \frac{\sqrt{2\beta \cdot X \cdot V_R + \beta(1 + V_R^2) + \alpha_2 \cdot \beta(2 + \alpha_2) - \alpha_1(\omega T_i) \cdot (\alpha_1(\omega T_i) + 2\alpha_2) \cdots}}{\sqrt{\beta} \cdot (X + V_R)} \right. \\ \left. \frac{2\alpha_2 + \beta \cdot [1 + \alpha_2] + \alpha_1(\omega T_i)}{\alpha_1(\omega T_i)} \right\} \quad (3.55)$$

Portanto,

$$v_{Cr}(\omega t_8) = V_8 = \left\{ \begin{array}{l} (V_{CC} + V_{Ce}) \cdot \left[ \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1 + \beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta(1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \right] + \cdots \\ V_{Ce} \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{array} \right\} \quad (3.56)$$

Com a corrente  $i_{Lr1}$  se anulando em  $\omega t = \omega t_8$ , o diodo  $D_p$  se bloqueia e o ramo de  $L_{r1}$  é retirado do circuito, encerrando-se esta etapa.

**Etapa 9:  $[\omega t_8, \omega t_9]$ , Figura 3.14**

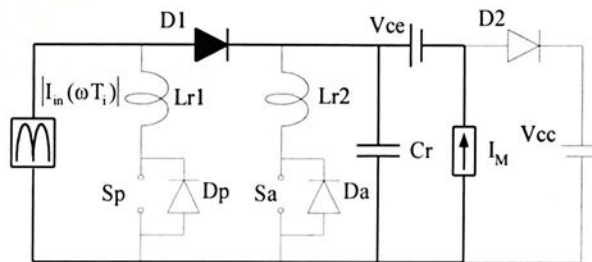


Figura 3.14 – Intervalo  $[\omega t_8, \omega t_9]$ .

As condições iniciais para esta etapa estão estabelecidas em (3.57).

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr1}(\omega t_8) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega t_8) = 0 \\ v_{Cr}(\omega t_8) = V_8 \end{array} \right\} \quad (3.57)$$

Nesta etapa ocorre a carga linear de  $C_r$  com corrente constante  $(|I_{in}(\omega T_i)| + I_M)$ :

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr1}(\omega t) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega t) = 0 \\ v_{Cr}(\omega t) = V_8 + \frac{|I_{in}(\omega T_i)| + I_M}{C_r} \cdot \omega t \end{array} \right\} \quad (3.58)$$

Em  $\omega t = \omega t_9$ , tem-se que  $v_{Cr}(\omega t_9) = V_{CC} + V_{Ce}$ , logo:

$$\Delta t_9 = \frac{(V_{CC} + V_{Ce}) - V_8}{|I_{in}(\omega T_i)| + I_M} \cdot C_r \quad (3.59)$$

Assim,

$$\Delta t_9 = \frac{1}{\omega_{02} \cdot (\alpha_1(\omega T_i) + \alpha_2)} \left[ \begin{array}{l} 1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1 + \beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ - \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta(1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ - V_R \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{array} \right] \quad (3.60)$$

Desta forma, em  $\omega t = \omega t_9$  o diodo  $D_2$  entra em condução com tensão nula (ZVS), encerrando-se esta etapa.

#### Etapa 10: $[\omega t_9, \omega t_{10}]$ , Figura 3.15

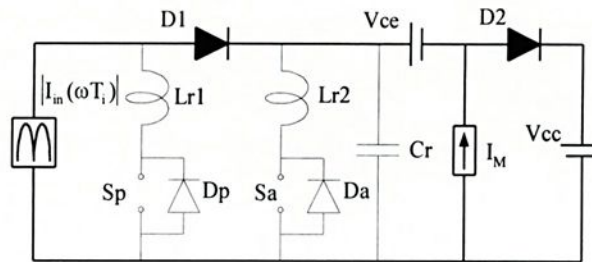


Figura 3.15 – Intervalo  $[\omega t_9, \omega t_{10}]$ .

As condições iniciais para esta etapa são estabelecidas em (3.61).

$$\left. \begin{array}{l} i_{Lr1}(\omega t_9) = 0 \\ i_{Lr2}(\omega t_9) = 0 \\ v_{Cr}(\omega t_9) = V_{CC} + V_{Ce} \end{array} \right\} \quad (3.61)$$

Esta é a principal etapa de transferência de potência para a saída do estágio de entrada, permanecendo as variáveis de estado inalteradas até que  $S_p$  seja novamente comandado para um novo período de funcionamento em  $\omega t = \omega t_{10}$ . O intervalo de tempo desta décima etapa é definido como:

$$\Delta t_{10} = T_i \cdot (1 - D_c(\omega T_i)) - \sum_{i=3}^9 \Delta t_i \quad (3.62)$$

Portanto, substituindo-se os  $\Delta t_i$  calculados, tem-se:

$$\Delta t_{10} = \left\{ \begin{array}{l} T_1(1 - D_c(\omega T_1)) \cdots \\ \left[ \alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} \cdot [2\pi - \arccos(-\beta - \alpha_2 \cdot (1+\beta))] \right] \cdots \\ \frac{1}{\omega_{02}} + \frac{2}{\sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left\{ \frac{\sqrt{2\beta X V_R + \beta(1+V_R^2) + \alpha_2 \beta(2+\alpha_2) - \alpha_1(\omega T_1) \cdot (\alpha_1(\omega T_1) + 2\alpha_2)} \cdots}{\sqrt{\beta} \cdot (X + V_R)} \right. \\ \left. \frac{2\alpha_2 + \beta[1 + \alpha_2] + \alpha_1(\omega T_1)}{\dots} \right\} \cdots \\ + \frac{1}{(\alpha_1(\omega T_1) + \alpha_2)} \left[ \frac{1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1+\beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots}{\sqrt{\beta}} \right. \\ \left. - \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta(1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \right. \\ \left. - V_R \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \right] \end{array} \right\} \quad (3.63)$$

### 3.2.2. Ganho Estático

O ganho estático do estágio de entrada em estudo, conversor CA/CC ZCS-PWM Sepic isolado, é definido pela equação (3.64).

$$q = a \cdot \frac{V_{CC}}{V_{in\,ef}} = a \cdot \frac{I_{in\,ef}}{I_{CC}} \quad (3.64)$$

Considerando-se que a relação de transformação (a) é unitária, assim:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = 1 \quad (3.65)$$

Onde:

$V_{in\,ef}$  = valor eficaz da tensão de entrada;

$V_{CC}$  = valor médio da tensão na saída do estágio de entrada;

$I_{in\,ef}$  = valor eficaz da corrente de entrada;

$I_{CC}$  = valor médio da corrente na saída do estágio de entrada.

Desta forma, consideraremos o ganho estático apenas para os valores eficazes do parâmetro  $\alpha_1$  e da razão cíclica  $D_c$ . O ganho estático será determinado através do cálculo da corrente média no capacitor de acumulação  $C_e$ , durante um período genérico de funcionamento do conversor.

Para que o conversor seja considerado em regime permanente tem-se que:

$$I_{C_{e\text{med}}} = 0 \quad (3.66)$$

Onde:

$I_{C_{e\text{med}}}$  = corrente média no capacitor  $C_e$ .

A corrente média através do capacitor de acumulação  $C_e$ , é obtida a partir da equação (3.67).

$$I_{C_{e\text{med}}} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^{\Delta t_1} [I_{in}(\omega T_i) - i_{Lr1}(\omega t)] d\omega t + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^{\Delta t_2} [I_{in}(\omega T_i) - i_{Lr1}(\omega t)] d\omega t + \dots \\ + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^{\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9} -I_M d\omega t + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^{\Delta t_{10}} I_{in}(\omega T_i) d\omega t \end{array} \right\} = 0 \quad (3.67)$$

Então, considerando-se um determinado ponto de operação na característica do ganho estático, onde se correlacionam apenas valores eficazes dos sinais de entrada e os valores médios de saída, tem-se que:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T_i} \cdot I_{in\text{ef}} \cdot \Delta t_1 - \frac{1}{T_i} \cdot \frac{(V_{CC} + V_{C_e})}{L_{r1}} \cdot \frac{\Delta t_1^2}{2} - \frac{1}{T_i} \cdot \frac{(V_{CC} + V_{C_e})}{L_{r2}} \cdot \frac{\Delta t_3^2}{2} - \dots \\ & \dots - \frac{1}{T_i} \cdot I_M \cdot (\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) + \frac{1}{T_i} \cdot I_{in\text{ef}} \cdot \Delta t_{10} = 0 \end{aligned} \quad (3.68)$$

De acordo com as equações (3.5) e (3.22), temos:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T_i} \cdot I_{in\text{ef}} \cdot \Delta t_1 - \frac{1}{2 \cdot T_i} \cdot I_{in\text{ef}} \cdot \Delta t_1 - \frac{1}{2 \cdot T_i} \cdot I_M \cdot \Delta t_3 - \dots \\ & \dots - \frac{1}{T_i} \cdot I_M \cdot (\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) + \frac{1}{T_i} \cdot I_{in\text{ef}} \cdot \Delta t_{10} = 0 \end{aligned} \quad (3.69)$$

Agrupando-se os termos,

$$I_{in\text{ef}} \cdot \left[ \frac{1}{2 \cdot T_i} \cdot \Delta t_1 + \frac{1}{T_i} \cdot \Delta t_{10} \right] = I_M \cdot \left[ \frac{1}{2 \cdot T_i} \cdot \Delta t_3 + \frac{1}{T_i} \cdot (\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) \right] \quad (3.70)$$

Sendo que a corrente média na saída do estágio de entrada ( $I_{CC}$ ) é igual a corrente média através de  $L_M$  ( $I_M$ ) [08], então:

$$q = \frac{I_{in\text{ef}}}{I_{CC}} = \frac{\frac{1}{2 \cdot T_i} \cdot \Delta t_3 + \frac{1}{T_i} \cdot (\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9)}{\frac{1}{2 \cdot T_i} \cdot \Delta t_1 + \frac{1}{T_i} \cdot \Delta t_{10}} \quad (3.71)$$

Desta forma, considerando-se que o ponto de operação na característica de ganho estático esteja também representado pela “razão cíclica de comando eficaz” ( $D_{cef}$ ), uma vez que a razão cíclica de comando ( $D_c$ ) é variável durante um semi-período da rede de corrente alternada, então de (3.62) tem-se que:

$$\Delta t_{10} = T_i \cdot (1 - D_{cef}) - (\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) \quad (3.72)$$

$$q = \frac{\frac{1}{2 \cdot T_i} \cdot \Delta t_3 + \frac{1}{T_i} \cdot (\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9)}{\frac{1}{2 \cdot T_i} \cdot \Delta t_1 + \frac{1}{T_i} \cdot [T_i \cdot (1 - D_{cef}) - (\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9)]} \quad (3.73)$$

Logo,

$$q = \frac{\frac{1}{T_i} \cdot \left( \frac{\Delta t_3}{2} + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9 \right)}{(1 - D_{cef}) + \frac{1}{T_i} \cdot \left[ \frac{\Delta t_1}{2} - (\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) \right]} \quad (3.74)$$

Assim:

$$q = \frac{\frac{1}{T_i} \cdot \left( -\frac{\Delta t_3}{2} + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9 \right)}{(1 - D_{cef}) + \frac{1}{T_i} \cdot \left[ \frac{\Delta t_1}{2} - (\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) \right]} \quad (3.75)$$

Finalmente, com as diversas equações para os intervalos  $\Delta t_i$ , tem-se que:

$$q = \frac{\frac{f}{2 \cdot \pi} \cdot \left( -\frac{\alpha_2}{2} + Z_1 \right)}{(1 - D_{cef}) + \frac{f}{2 \cdot \pi} \cdot \left( \frac{\alpha_{1ef}}{2 \cdot \beta} - Z_1 \right)} \quad (3.76)$$

Portanto, o ganho estático para o estágio de entrada é dado pela equação (3.77).

$$q = \frac{\frac{f}{2 \cdot \pi} \cdot \left( Z_1 - \frac{\alpha_2}{2} \right)}{1 - \left[ D_{cef} - \frac{f}{2 \cdot \pi} \cdot \left( \frac{\alpha_{1ef}}{2 \cdot \beta} - Z_1 \right) \right]} \quad (3.77)$$

Onde:

$$Z_1 = \left\{ \begin{array}{l} \alpha_2 + \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\sqrt{1+\beta}} \cdot [2\pi - \arccos(-\beta - \alpha_2 \cdot (1+\beta))] \cdots \\ + \frac{2}{\sqrt{\beta}} \cdot \arctan \left\{ \frac{\sqrt{2\beta \cdot X \cdot V_R + \beta(1+V_R^2) + \alpha_2 \cdot \beta(2+\alpha_2) - \alpha_{1ef}(\alpha_{1ef} + 2\alpha_2)} \cdots}{-\sqrt{\beta} \cdot (X + V_R)} \right. \\ \left. \frac{2\alpha_2 + \beta \cdot [1 + \alpha_2] + \alpha_{1ef}}{\dots} \right\} \cdots \\ + \frac{1}{(\alpha_{1ef} + \alpha_2)} \cdot \left[ \begin{array}{l} 1 - \sqrt{1 - \beta - \alpha_2(2\beta + \alpha_2(1+\beta))} \cdot \cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ - \frac{1}{\sqrt{\beta}} (\alpha_2 + \beta \cdot (1 + \alpha_2)) \cdot \text{sen}(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) \cdots \\ - V_R \cdot [\cos(\omega_{02} \cdot \sqrt{\beta} \cdot \Delta t_8) - 1] \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (3.78)$$

$D_{cef}$  = razão cíclica de comando eficaz, correspondente à tensão eficaz e corrente eficaz de entrada.

$$\alpha_{1ef} = \frac{I_{in\,ef}}{(V_{cc} + V_{ce})} \cdot \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}} \quad (3.79)$$

$$f = \frac{f_s}{f_0} \quad (3.80)$$

Na Figura 3.16 apresentam-se os ganhos estáticos teórico e obtido por simulação, em função da corrente de carga normalizada ( $\alpha_2$ ), tomando-se  $D_{cef}$  e  $V_{ce}$  como parâmetros, para especificados valores de  $\beta$  e  $f$ . Observa-se que para a obtenção da curva de  $q$  teórico foi considerado  $V_{ce}$  constante de acordo com as análises anteriores.

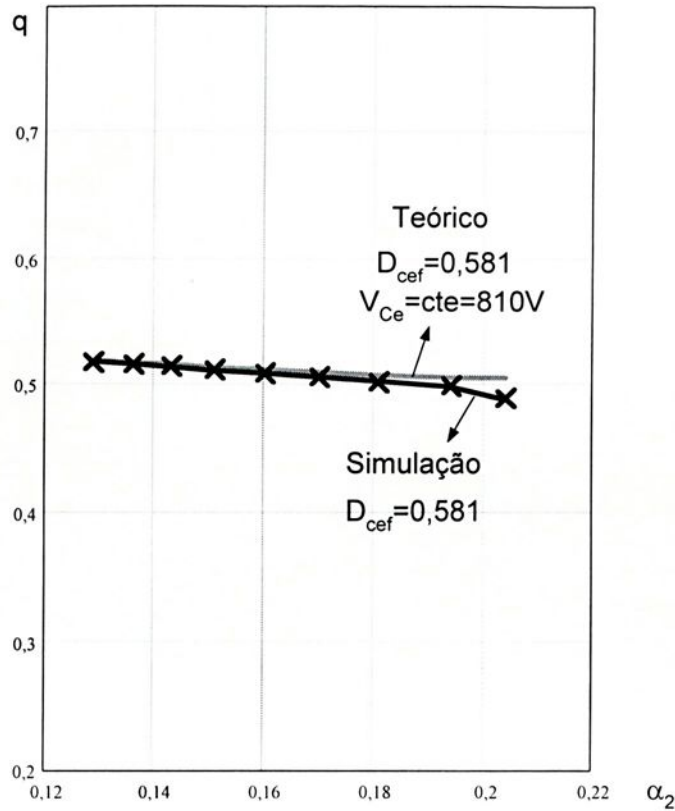


Figura 3.16 – Ganho estático em função de  $\alpha_2$ , considerando-se  $\beta = 0,4$  e  $f = 0,15$ , tomando-se  $D_{cef}$  e  $V_{Ce}$  como parâmetros para o resultado teórico.

Na Figura 3.17 apresenta-se a tensão média no capacitor  $C_e$ , em função do ganho estático  $q$  para os resultados de simulação. Verifica-se que com a variação da carga e conseqüentemente de  $q$ , o valor de  $V_{Ce}$  praticamente se mantém constante, fato este considerado na modelagem teórica.

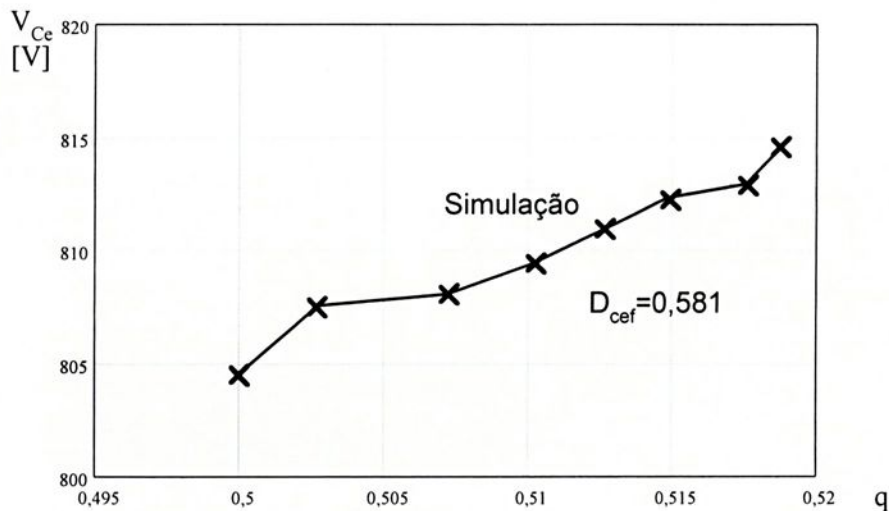


Figura 3.17 – Tensão média  $V_{Ce}$  em função de  $q$ , considerando-se  $\beta = 0,4$  e  $f = 0,15$ , tomando-se  $D_{cef}$  como parâmetro.

Na Figura 3.18 são apresentados os principais resultados da modelagem matemática para os elementos ressonantes e na Figura 3.19 os resultados obtidos através de simulação, comprovando-se assim a modelagem apresentada anteriormente.

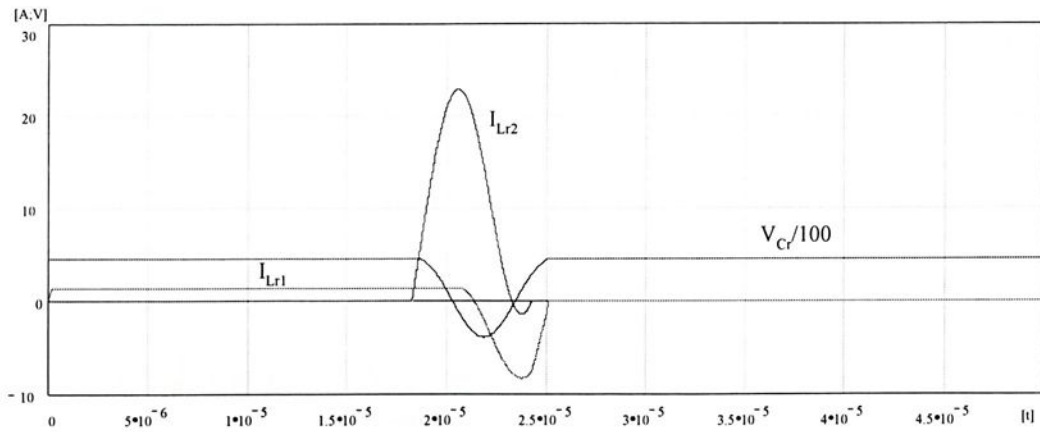


Figura 3.18 – Resultados de Modelagem Matemática

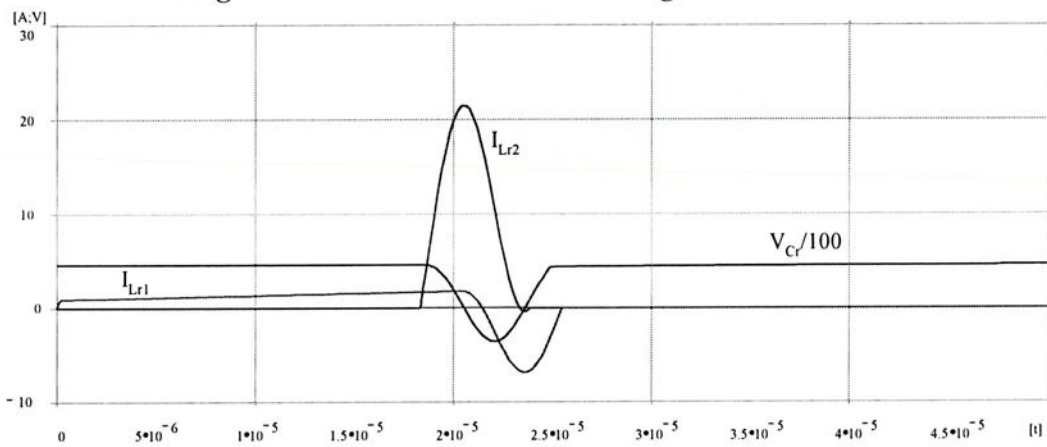


Figura 3.19 – Resultados de Simulação

### 3.3. Condições para Operação com Comutação ZCS

Para que o conversor em estudo opere com comutação do tipo ZCS em ambos os interruptores, deve-se atender as seguintes restrições:

$$\beta = \frac{L_{r2}}{L_{r1}} < 1 \quad (3.81)$$

$$\alpha_{1\text{máx}} < \beta \cdot (1 + \alpha_{2\text{máx}}) \quad (3.82)$$

$$\alpha_{2\text{máx}} < \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \quad (3.83)$$

### 3.4. Conclusões

Da análise desenvolvida e das simulações realizadas através do Pspice para o circuito proposto e do software “Mathcad” para as expressões analíticas que representam as etapas de funcionamento, pode-se apresentar as seguintes características para este conversor:

- a operação é com frequência constante;
- as comutações são não-dissipativas para ambos os interruptores  $S_p$  e  $S_a$ , sendo do tipo ZCS na entrada em condução, e, do tipo ZVZCS no bloqueio;
- a corrente através do interruptor principal ( $S_p$ ) é menor do que aquela apresentada pelo conversor Sepic “convencional”;
- existem esforços adicionais de tensão nos interruptores  $S_p$  e  $S_a$ , sendo que estes esforços são iguais à  $(V_{CC} + V_{Ce})$ ;
- neste conversor o valor médio de tensão em  $C_e(V_{Ce})$  é superior ao valor médio de  $|V_{in}(\omega t)|$ , sendo esta uma desvantagem em relação ao Sepic “convencional”, onde este valor é exatamente igual ao valor médio de  $|V_{in}(\omega t)|$ .



## 4. Controle por Corrente de Pico Imposta com Compensação de Rampa Aplicada ao Conversor Retificador Sepic ZCS-PWM

### 4.1. Introdução

Conforme estudos desenvolvidos por Lourival em [08], apresenta-se uma metodologia de projeto para o conversor CA/CC Sepic ZCS PWM com elevado fator de potência e controle por corrente de pico imposta com compensação de rampa.

Esta técnica permite que a estrutura opere com razão cíclica maior do que 50%, permitindo operação estável da estrutura em toda a faixa de operação, influenciando na taxa de distorção harmônica da corrente de entrada e, conseqüentemente, no fator de potência.

Esta técnica também oferece proteção intrínseca de corrente através do interruptor  $S_p$ , dispensando circuitos adicionais de proteção de sobrecorrente através do mesmo.

A metodologia, exemplo de projeto e resultados de simulação são apresentados para o conversor operando como abaixador de tensão.

### 4.2. Exemplo de Projeto

#### 4.2.1. Dados

$$V_{in(ef)} = 220V \pm 15\%; \quad V_{in(ef)min} = 187V; \quad f_{rede} = 60Hz; \quad f_s = 50kHz;$$

$$V_{CC} = 110V; \quad P_{CC} = 200W; \quad \eta = 0,95 \text{ e } \delta = 0,94.$$

Onde:

$\delta$  = razão cíclica máxima (limitação do UC3842).

#### 4.2.2. Elementos Ressonantes

De tal forma que a influência dos parâmetros ressonantes não seja elevada e satisfazendo as condições de operação, equações (3.8), (3.37) e (3.40), adota-se os seguintes parâmetros:

$$\alpha_{1ef} = 0,101; \quad \alpha_{2m\acute{a}x} = 0,251; \quad \beta = 0,4 \quad \text{e} \quad \frac{f_s}{f_{02}} = f = 0,15.$$

Portanto, das equações (3.7), (3.8), (3.10) e (3.11) tem-se que:

$$L_{r1} = 125,2\mu\text{H}; \quad L_{r2} = 50,09\mu\text{H} \quad \text{e} \quad C_r = 4,55\text{InF}.$$

#### 4.2.3. Máximo valor de Ondulaao Normalizada de Corrente através de $L(\overline{\Delta I_{L_{m\acute{a}x}}})$

O parâmetro ( $\lambda$ )  definido pela equaao (4.41).

$$\lambda = \frac{V_{CC}}{V_p} \quad (4.1)$$

Onde,

$V_p$  = tensão de pico de entrada.

Então, com os dados do item 4.2.1, tem-se que:  $\lambda = 0,354$ .

Conhecendo-se ( $\lambda$ ) e com a equaao (4.2), o máximo valor de ondulaao normalizada de corrente ( $\overline{\Delta I_{L_{m\acute{a}x}}}$ ) pode ser obtido através da Figura 4.1, para  $\lambda = 0,354$ .

$$\overline{\Delta I_L(\omega t)} = 2 \cdot \frac{|\text{sen}(\omega t)|}{\lambda + |\text{sen}(\omega t)|} \quad (4.2)$$

Então,  $\overline{\Delta I_{L_{m\acute{a}x}}} = 1,4774$ .

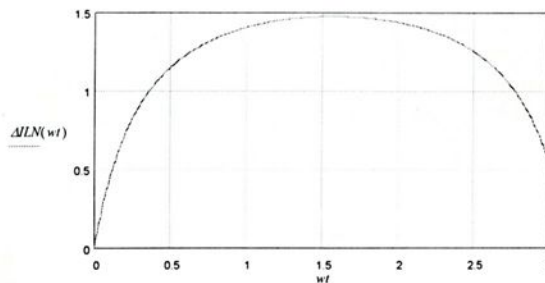


Figura 4.1 - Ondulaao normalizada de corrente através de  $L$ , em conduo contínua, para  $\lambda = 0,354$ .

4.2.4. Cálculo das Indutâncias L e L<sub>M</sub>

A ondulação de corrente através do indutor L, em condução contínua, é dada pela equação (4.3).

$$L = \frac{V_p \cdot T \cdot \overline{\Delta I_{L_{\max}}}}{\Delta I_{L_{\max}}} \quad (4.3)$$

Adotando-se:

$$\overline{\Delta I_{L_{\max}}} = 0,2 \cdot I_p \quad (4.4)$$

Com isso, tem-se que:

$$I_p = 1,592A \text{ e } \Delta I_{L_{\max}} = 0,318A.$$

Portanto, com os parâmetros especificados no item 4.2.1, conhecendo-se ( $\overline{\Delta I_{L_{\max}}}$ ) e ( $\Delta I_{L_{\max}}$ ), a indutância L pode ser obtida. Assim,

$$L = 29mH.$$

Com a equação (4.5) verifica-se a indutância equivalente mínima, para operação em condução contínua.

$$L_{eq} > \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot f_s \cdot P_{CCnom} \cdot (1 + \lambda)} \quad (4.5)$$

Onde,

$$L_{eq} = \frac{L \cdot L_M}{L + L_M} \quad (4.6)$$

Logo,

$$L_{eq} > 0,93mH.$$

Portanto, adota-se:

$$L = 20mH \text{ e } L_M = 20mH.$$

Então:

$$L_{eq} = 10,00mH.$$

Desta forma, com L e L<sub>M</sub> adotados garante-se a operação em condução contínua, como desejado, evitando-se os elevados valores para L, anteriormente calculado através de (4.3).

#### 4.2.5. - Constante de Compensação de Rampa ( $K_r$ ) e Inclinação da Rampa de Controle ( $m_c$ )

Com os parâmetros especificados no item 4.2.1, conhecendo-se ( $\lambda$ ), ( $I_p$ ) e ( $L$ ), a constante de compensação de rampa é obtida através da equação (4.7).

$$K_r = \frac{\bar{I}_p \cdot (1 + \lambda)}{2 \cdot [\delta \cdot (1 + \lambda) - \lambda]} \quad (4.7)$$

Onde,

$$\bar{I}_p = \frac{I_p}{I_b} \quad (4.8)$$

$$I_b = \frac{V_{CC} \cdot T}{2 \cdot L} = 0,055A. \quad (4.9)$$

Com isso, tem-se que:

$$K_r = 21,016.$$

A inclinação da rampa de controle ( $m_c$ ) é dada pela equação (4.10) [08].

$$m_c = \frac{K_r \cdot V_{CC}}{L} \quad (4.10)$$

Então,

$$m_c = 1,156 \cdot 10^5 \text{ A/s}.$$

#### 4.2.6. Corrente Média Normalizada Nominal na Saída do Estágio de Entrada ( $\overline{I_{CCnom}}$ ) e Corrente Normalizada de Pico de Referência Máxima ( $\overline{I_{ref\ max}}$ ).

Com os parâmetros especificados no item 4.2.1 e a corrente média nominal na saída do estágio de entrada ( $I_{CCnom}$ ) sendo dada pela equação (3.14), onde:

$$I_{CCnom} = \frac{P_{CCnom}}{V_{CC}}$$

Então, a corrente média normalizada nominal na saída do estágio de entrada é dada pela equação (4.11).

$$\overline{I_{CCnom}} = \frac{I_{CCnom}}{I_b} \quad (4.11)$$

Assim,

$$\overline{I_{CCnom}} = 33,058.$$

Com a equação (4.12) da “Lei de controle” desenvolvida em [8] e parâmetros definidos anteriormente, tem-se na Figura 4.2, para o correspondente valor da corrente média normalizada nominal na saída do estágio de entrada ( $\overline{I_{CCnom}}$ ), o valor da corrente normalizada de pico de referência máxima ( $\overline{I_{ref\ max}}$ ).

$$\overline{I_{CC}} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \lambda} \cdot \overline{I_{Lef}} \quad (4.12)$$

Logo,

$$\overline{I_{ref\ max}} = 39,93.$$

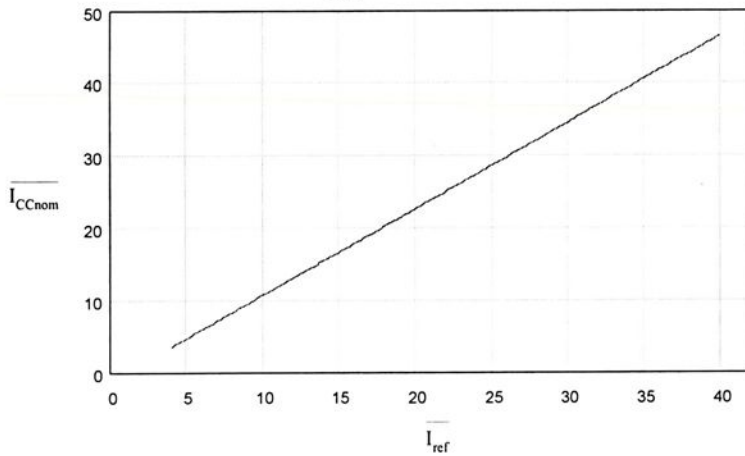


Figura 4.2 - Lei de controle normalizada para  $\lambda = 0,354$  e  $\delta = 0,94$ .

#### 4.2.7. Cálculo da Capacitância de Acumulação ( $C_e$ )

Com os parâmetros especificados ou calculados anteriormente e inequações (4.13), obtém-se a capacitância  $C_e$ .

$$C_e > \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} \quad (4.13)$$

e,

$$C_e \lll \frac{1}{L_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{rede})^2} \quad (4.14)$$

Então:

$$C_e > 989,5 \text{ pF}.$$

e,

$$C_e \lll 687,1 \mu\text{F}.$$

Logo, adota-se que:

$$C_e = 22 \mu\text{F}.$$

#### 4.2.8. Capacitância do Filtro de Saída ( $C_0$ )

A capacitância ( $C_0$ ), requerida para se obter uma ondulação especificada na tensão de saída do estágio de entrada ( $\Delta V_{CC}$ ) menor do que 6%, é dada pela equação (4.15).

$$C_0 > \frac{P_{CC}}{4 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_{CC} \cdot \Delta V_{CC}} \quad (4.15)$$

Onde:

$$\Delta V_{CC} = 6\% \cdot V_{CC}$$

Logo,

$$C_0 > 365,4 \mu\text{F}.$$

Desta forma, adota-se:

$$C_0 = 680 \mu\text{F}.$$

#### 4.3. Resultados de Simulação

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas em simulação.

Na Figura 4.3 apresentam-se a corrente e tensão de entrada, para um período da rede de corrente alternada, para a condição de carga nominal do estágio de entrada.

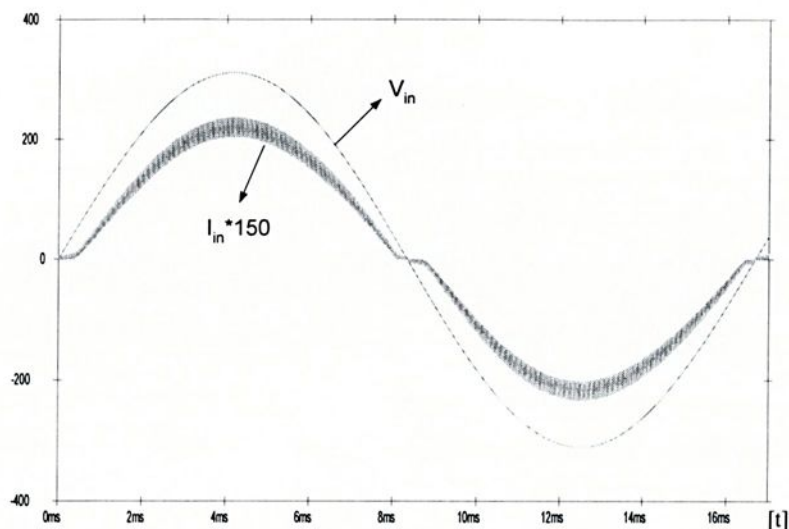


Figura 4.3 – Tensão e corrente de entrada, para carga nominal.

Observa-se na Figura 4.3 que a forma de onda da corrente de entrada está praticamente em fase com a tensão, comportando-se de forma senoidal, e, com um “ripple” em alta frequência reduzido.

As Figuras 4.4 e 4.5 apresentam os detalhes de comutação para os interruptores principal e auxiliar.

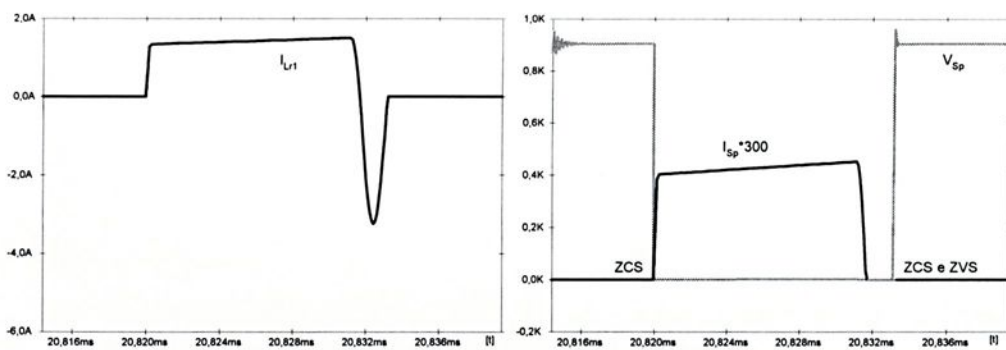


Figura 4.4 – Correntes através de  $L_{r1}$  e  $S_p$  e tensão sobre  $S_p$ , para carga nominal.

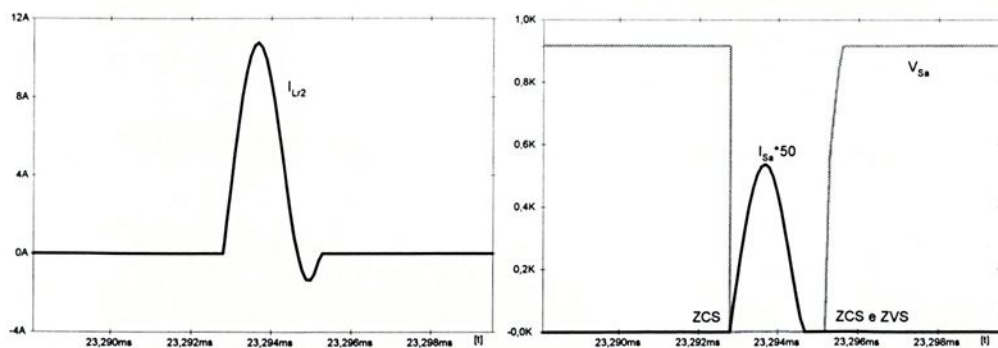


Figura 4.5 – Correntes através de  $L_{r2}$  e  $S_a$  e tensão sobre  $S_a$ , para carga nominal.

Nas Figuras 4.4 e 4.5 verifica-se que ocorrem comutações não dissipativas do tipo ZCS, na entrada em condução, tanto para  $S_p$  como também para  $S_a$ , e também comutações do tipo ZCS e ZVS, durante bloqueio dos dois interruptores.

Na Figura 4.6 apresentam-se os detalhes das comutações para os diodos  $D_1$  e  $D_2$ , verificando-se que são do tipo ZVS na entrada em condução.

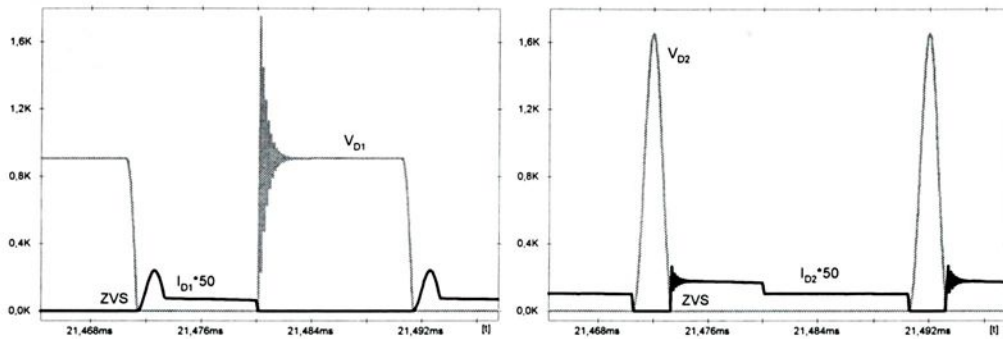


Figura 4.6 – Correntes e tensões sobre os diodos  $D_1$  e  $D_2$ , para carga nominal.

Na Figura 4.7 tem-se a tensão de saída do estágio de entrada, correspondente à carga nominal (Potência nominal).

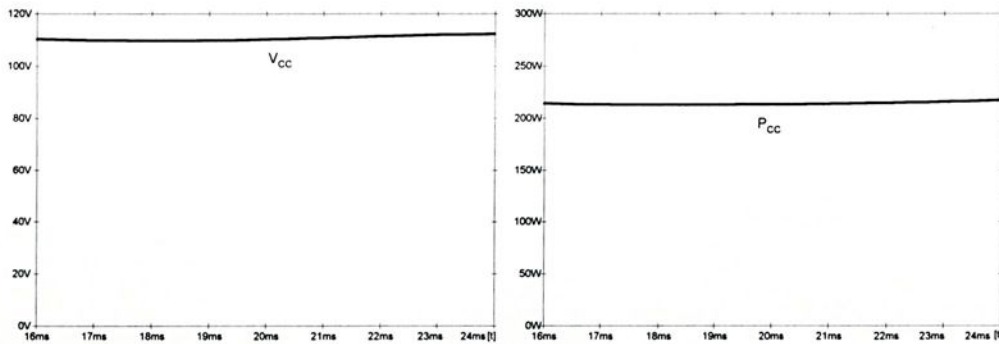


Figura 4.7 – Tensão e Potência de saída do estágio de entrada, para carga nominal.

Adicionalmente, verifica-se na Figura 4.6 que além de  $D_1$  e  $D_2$  comutarem de forma ZVS, os efeitos de recuperação reversa dos mesmos sobre os interruptores  $S_p$  e  $S_a$  são reduzidos.

Na Figura 4.8 apresentam-se os principais sinais de controle para um período genérico de funcionamento.

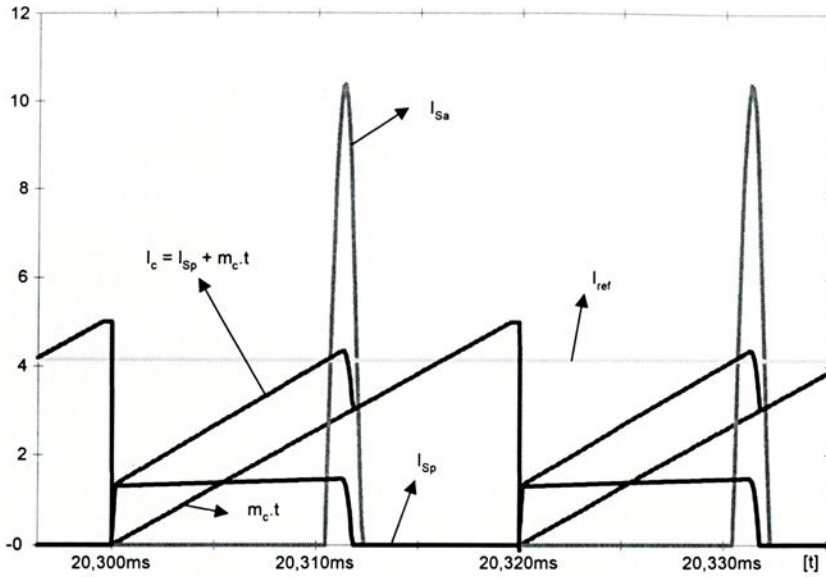


Figura 4.8 – Principais sinais de controle para a técnica de controle por valores de pico com compensação de rampa.

Conforme se verifica na Figura 4.8, com a aplicação da técnica de compensação de rampa possibilitou-se a operação estável do conversor, mantendo-se a comutação não dissipativa durante todo o período da rede de corrente alternada e elevado fator de potência, conforme se verificou nas formas de onda apresentadas na Figura 4.3.

## 4.3.1. Arquivo de Simulação

## Retificador Sepic ZCS-PWM Isolado

```

*Circuito de Potencia
VIN 30 40 SIN(0 311 60 0 0 0)
D3 30 1 DIODE
D4 40 1 DIODE
D5 0 30 DIODE
D6 0 40 DIODE
VL1 1 1A 0
L 1A 2 20m IC=0
Co 3A 0 680u IC=110
LM 100 0 20m ic=-1.818
CE 3 100 22u IC=800
D1 2 3 DIODE
S1 2B 0 50A 0 SWITCH
DSS1 2A 2B DIODE1
DS1 0 2A DIODE
LR1 2 2A 125.2u IC=0
LR2 3 3B 50.09u IC=0
D2 100 3A DIODE
CR 3 0 4.551n IC=910
S2 3C 0 50B 0 SWITCH
DSS2 3B 3C DIODE1
DS2 0 3B DIODE
RL 3A 0 60.5
*Circuito de Controle
*Sensor
HS1 4 0 VL1 1
RIS1 4 0 10K
*Compensação Rampa
VR 5 0 PULSE (0 5.0 0 19.5u 50n 450n 20u)
RIR 5 0 10K
EIC 6 0 POLY(2) 4 0 5 0 0 1 1
RIC 6 0 10K
*Comparador
VREF 7 0 4.14
RREF 7 0 10K
EC 8 0 7 6 1
RC 8 0 10K
ECAUX 9 0 TABLE {V(8)} = (-1,0) (-.1E-2,5) (0,8) (.1E-2,10)
(.1,15)
RCAUX 9 0 10K
*Controle PWM
VCL 10 0 PULSE (0 5 0 50n 50n 19.9u 20u)
RCL 10 0 10K
EG 20 0 TABLE {V(9,10)} = (-1,0) (-.1E-2,5) (0,8) (.1E-2,10)
(.1,15)
RG 20 0 1MEG
EGA 20A 0 POLY(1) 20 0 15 -1
RGA 20A 0 1MEG
EGB 20B 0 POLY(1) 20A 0 15 -1
RGB 20B 0 1MEG
*Derivador
CD 20A 21 55p
RD 21 0 5K
*Oscilador
DM1 21 22 DIODE
DM2 0 23 DIODE1
RM1 22 0 53K
RM2 25 22 53K
RM3 23 25 210K
CM1 23 0 13p IC=0.0
EM 25 0 TABLE {V(22)-V(23)} = (-200u,-12) (-125u,-12) (0.0,-12)
(+200u,12)
RM5 25 26 10K
RM6 26 0 1MEG
E50 50 0 TABLE {V(26)} = (-.1E-2,0) (-.1E-3,0) (0.0,10) (.1E-2,12)
(.1,15)
R50 50 0 1MEG
*Sinal de Controle
ES2 50B 0 50 0 1
RS2 50B 0 10K
ES1 50A 0 POLY(2) 20B 0 50B 0 0 1 1
RS1 50A 0 10K
*Modelos e Parametros
.MODEL SWITCH VSWITCH (Ron=0.1 Roff=1E6 Von=1.0
Voff=0.5)
.MODEL DIODE D (Rs=24m Cjo=0) ; *ipsp*
.MODEL DIODE1 D (Rs=1.0 TT=0 VJ=0.7 cjo=0p) ; *ipsp*
.LIB
.IC V(23)=0.0
.TRAN 100n 34m 16m 100n UIC ; *IPSP*
.PROBE I(VIN) I(L) V(3A) I(LM) V(3) I(S1) V(2A) V(50A) I(LR1)
I(LR2) V(3)
.PROBE I(D1) V(100) V(2) I(D2) V(3B) V(50B) I(S2) V(30) V(40)
V(2B) V(3C)
.PROBE V(1) V(1A) V(4) V(5) V(6) V(7) V(8) V(9) V(10) V(20)
V(20A) V(20B)
.PROBE V(21) V(22) V(23) V(25) I(RIS1) I(RIR) I(RIC) I(RREF)
I(RCAUX)
.options acct itl4 = 100 itl5 = 0
+ chgtol = 1.000p pivtol = 1.000p reltol = 5.000m vntol = 2.000m ;
*ipsp*
.END

```

#### 4.4. Conclusões

Da análise dos resultados de simulação, pode-se comprovar a ocorrência de comutações não dissipativas e do tipo ZCS para os interruptores principal e auxiliar, e também comutações não dissipativas do tipo ZVS para os diodos  $D_1$  e  $D_2$ , durante todo o período de rede de corrente alternada.

Os efeitos de recuperação reversa de  $D_1$  e  $D_2$  sobre os interruptores principal e auxiliar são reduzidos.

Conforme Figura 4.3, a corrente de entrada apresenta-se como uma forma senoidal e com reduzida distorção harmônica, possibilitando, portanto a obtenção de elevado fator de potência.

A compensação de rampa proporciona operação estável da estrutura, uma vez que em regime permanente as tensões e correntes são estabelecidas como em projeto, não se verificando comportamento oscilatório indesejado na corrente de entrada.

## 5. Inversor de Tensão do Estágio de Saída com Circuitos Osciladores

### 5.1. Introdução

O princípio básico dos reatores eletrônicos consiste em se alimentar uma lâmpada através de uma tensão alternada de frequência elevada (20kHz a 60kHz). Portanto, a principal desvantagem em relação aos “reatores convencionais” é a necessidade de um circuito mais complexo.

Os circuitos capazes de promover esta tensão alternada de frequência elevada, baseiam-se em uma das seguintes topologias:

- inversor flyback;
- circuito ressonante fonte de corrente;
- circuito ressonante alimentado por tensão.

A estrutura do inversor flyback não é muito utilizada devido ocorrerem sobretensões nos interruptores e elevadas perdas durante as comutações [04]. Portanto, necessitando de transistores de potência de alta tensão, elevam os custos da estrutura.

O circuito ressonante fonte de corrente possui a vantagem de suportar cargas abertas ou curto-circuitadas. Mas, devido à necessidade de um indutor adicional, aumenta o volume da estrutura e o seu custo torna-se elevado [04], não apresentando então vantagens significativas.

Uma das mais utilizadas topologias diz respeito ao circuito ressonante alimentado por tensão, conforme Figura 5.1, devido sua simplicidade e baixo custo.

Neste sentido, apresentaremos a seguir a análise para esta estrutura, operando na configuração meia-ponte, ou, “half-bridge”.

### 5.2. Análise do Inversor Proposto

Devido características propostas para este trabalho, escolheu-se, dentre as configurações possíveis para o estágio de saída, a configuração em meia ponte para o inversor de saída, uma vez que é uma tecnologia dominada e também bastante apta para o processamento de potências da ordem de 50W até 500W.

Considera-se para análise do inversor proposto, as seguintes hipóteses simplificadoras:

- A operação do conversor é em regime permanente;
- O capacitor de filtragem do estágio de entrada, retificador Sepic, será considerado como uma fonte de tensão  $V_{CC}$ ;
- Os interruptores e elementos passivos (R, L e C) serão considerados ideais.

Seja o inversor de tensão com circuito oscilador, apresentado na Figura 5.1, onde o estágio inversor é composto por dois interruptores bidirecionais em corrente, um indutor ( $L_s$ ) e dois capacitores ( $C_s$  e  $C_p$ ).

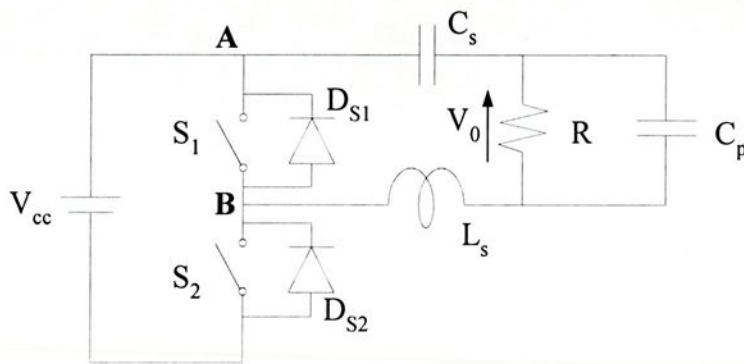


Figura 5.1 – Inversor de tensão.

Onde:

$V_{CC}$  = tensão de alimentação CC (saída do conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM);

$S_1, S_2$  = interruptores de potência (MOSFETs);

$D_{S1}, D_{S2}$  = diodos de roda livre (intrínsecos aos Mosfets  $S_1$  e  $S_2$ );

$L_s$  = indutor ressonante série;

$C_s$  = capacitor ressonante série;

$C_p$  = capacitor ressonante paralelo;

$R$  = resistor equivalente que representa o modelo da lâmpada fluorescente quando alimentada em elevadas frequências.

A lâmpada fluorescente é uma carga não linear com uma característica tensão-corrente negativa. Para a modelagem correta, torna-se necessário o levantamento das características estáticas e dinâmicas das lâmpadas fluorescentes.

A Figura 5.2 apresenta a característica estática da lâmpada fluorescente de 40W (40WT12), onde em regime permanente tem uma característica V-I hiperbólica, em ambas as direções [04].

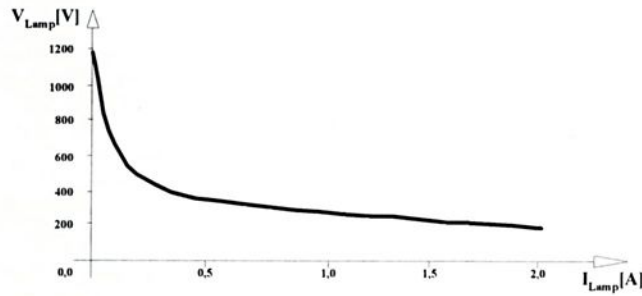


Figura 5.2 – Característica estática da lâmpada fluorescente de 40W.

Quando se liga a lâmpada, tem-se o fenômeno denominado de ignição. Durante o processo de ignição a corrente na lâmpada fluorescente é baixa, devido à elevada resistência interna, uma vez que, o gás no interior da lâmpada ainda não está ionizado. Aplicando-se uma sobretensão na lâmpada, verifica-se a ionização do gás, com isso a resistência interna diminui e a corrente atinge o valor de operação.

Para frequências maiores, a coluna de descarga não chega a alcançar uma condição de equilíbrio estático. Por esta razão, utiliza-se a característica dinâmica para representar a lâmpada, característica esta que depende das taxas de variação da tensão e corrente.

A Figura 5.3 mostra a característica dinâmica de uma lâmpada de 40W, funcionando em alta frequência [04].

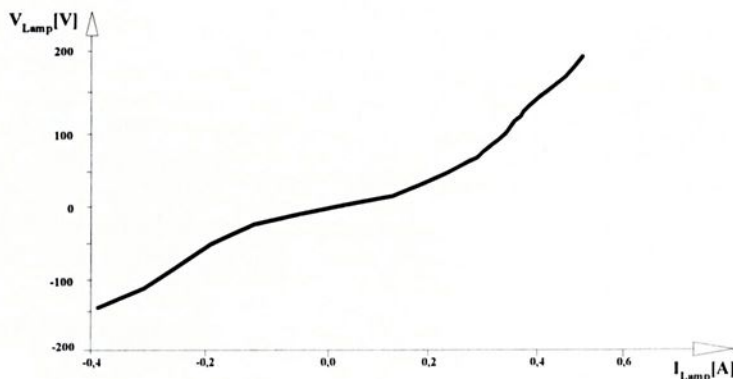


Figura 5.3 – Característica dinâmica, em regime, da lâmpada fluorescente de 40W.

Observa-se que a característica tensão (versus) corrente possui uma característica quase-linear, permitindo o modelamento da lâmpada de forma resistiva, com um valor dado pelos seus valores eficazes de tensão e corrente.

### 5.3. Análises Qualitativa e Quantitativa

As análises são desenvolvidas com a apresentação das etapas de funcionamento e das principais formas de onda do inversor proposto.

As etapas de funcionamento do circuito inversor, para a operação em regime permanente, são apresentadas a seguir:

#### Etapa 1: $[t_0, t_1]$ , Figura 5.4

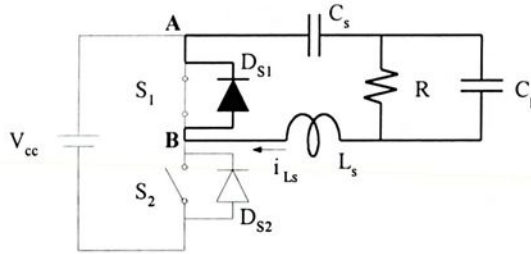


Figura 5.4 – Intervalo  $[t_0, t_1]$ .

Em  $t = t_0$ , durante a condução de  $D_{S1}$ , o interruptor  $S_1$  é comandado para a condução de forma ZVS. Devido ao sentido da corrente através de  $L_s$  ( $i_{Ls}$ ), o diodo  $D_{S1}$  continua conduzindo. Portanto, a tensão  $V_{AB}$  é nula e a corrente através de  $D_{S1}$  começa a se reduzir até que, em  $t = t_1$ , torna-se nula, com o conseqüente bloqueio de  $D_{S1}$ .

#### Etapa 2: $[t_1, t_2]$ , Figura 5.5

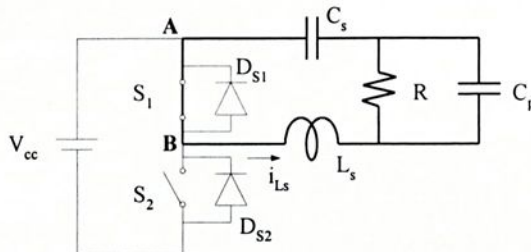


Figura 5.5 – Intervalo  $[t_1, t_2]$ .

No início desta etapa, em  $t = t_1$ , devido condução de  $S_1$ , a corrente  $i_{L_s}$  inverte seu sentido. Neste instante,  $D_{S1}$  é bloqueado com corrente e tensão nulas. A tensão  $V_{AB}$  continua sendo nula, até que em  $t = t_2$ , o interruptor  $S_1$  é bloqueado e  $S_2$  é comandado para a condução.

**Etapa 3:  $[t_2, t_3]$ , Figura 5.6**

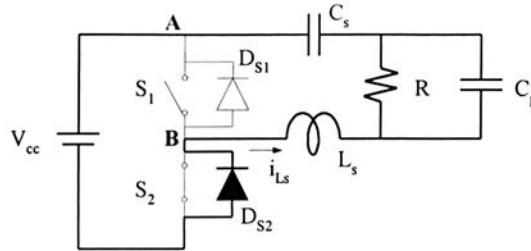


Figura 5.6 – Intervalo  $[t_2, t_3]$ .

Em  $t = t_2$ ,  $S_2$  é comandado para a condução de forma ZVS, uma vez que  $D_{S2}$  assume a corrente  $i_{L_s}$ , devido bloqueio de  $S_1$ . Desta forma, com  $D_{S2}$  conduzindo, a tensão  $V_{AB}$  tem o seu valor igual à  $V_{CC}$ .

Desta forma, a corrente através de  $D_{S2}$  se reduz até que, em  $t = t_3$ , torna-se nula e  $D_{S2}$  é bloqueado com corrente e tensão nulas.

**Etapa 4:  $[t_3, t_4]$ , Figura 5.7**

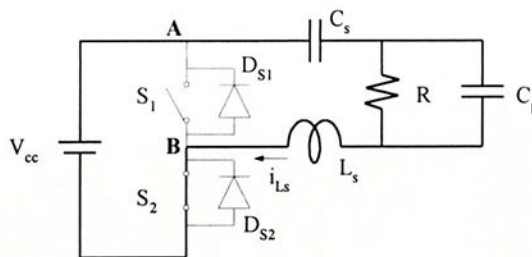


Figura 5.7 – Intervalo  $[t_3, t_4]$ .

Com o interruptor  $S_2$  comandado para a condução em  $t = t_2$ , assume a corrente  $i_{L_s}$  em  $t = t_3$ , devido bloqueio de  $D_{S2}$ , permitindo a inversão do sentido da corrente através de  $L_s$ . Nesta etapa a tensão  $V_{AB}$  continua sendo igual a  $V_{CC}$ .

Esta etapa encerra-se em  $t = t_4$  quando  $S_2$  é bloqueado e  $S_1$  comandado novamente para a condução. Desta forma, devido bloqueio de  $S_2$ ,  $D_{S1}$  assume a corrente através de  $L_s$ , completando-se um período de funcionamento da estrutura.

Na Figura 5.8 apresentam-se as principais formas de onda das etapas de funcionamento para um período de chaveamento.

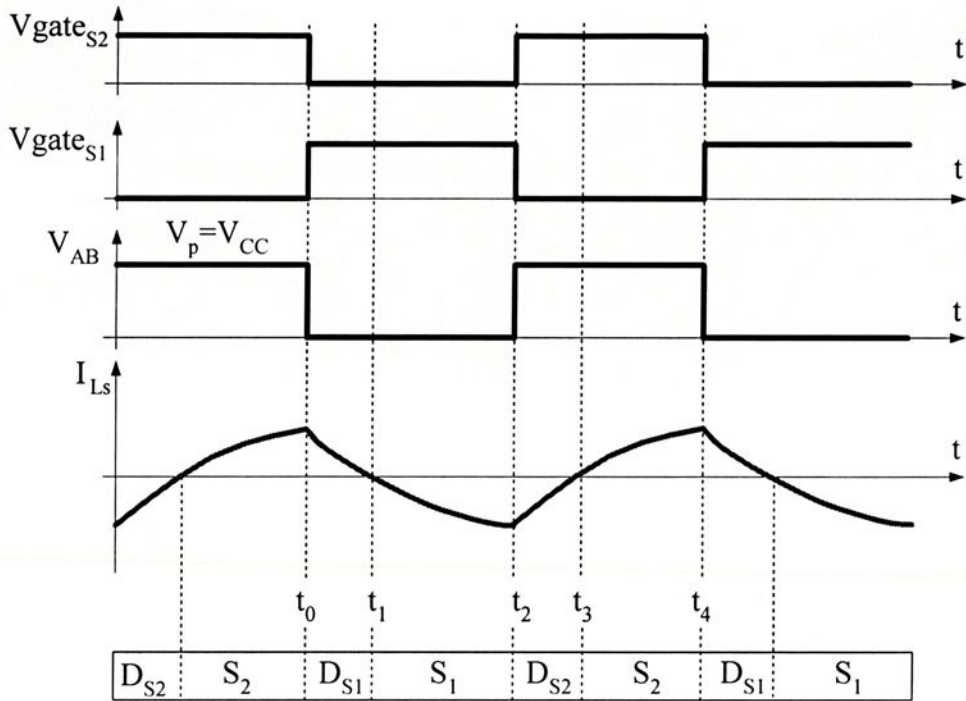


Figura 5.8 – Principais formas de onda das etapas de funcionamento do estágio inversor.

Portanto, a tensão na entrada do circuito oscilador ( $V_{AB}$ ), tem o seu valor igual a  $V_{CC}$ , durante meio período de funcionamento, e, é igual a zero no decorrer do outro meio período. Desta forma, a tensão de entrada do circuito oscilador é “quadrada” e assimétrica.

A tensão quadrada de alimentação do circuito oscilador ( $V_{AB}$ ), pode ser escrita através de uma série de Fourier, como mostra a equação (5.1).

$$V_{AB}(\omega t) = \frac{4 \cdot V_{CC}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2 \cdot n - 1)} \cdot \text{sen}[(2 \cdot n - 1) \cdot \omega t] \quad (5.1)$$

Logo, a componente fundamental da tensão de alimentação do circuito oscilador é dada pela equação (5.2), como segue:

$$V_{AB\text{fundamental}}(\omega t) = \frac{2 \cdot V_{cc}}{\pi} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.2)$$

A Figura 5.9 nos mostra como é formada a onda quadrada ( $V_{AB}$ ) a partir de suas componentes harmônicas. Na Figura 5.9(a) tem-se apenas a componente fundamental e na Figura 5.9(b) tem-se o somatório de todas as componentes até a ordem  $n = 50$ .

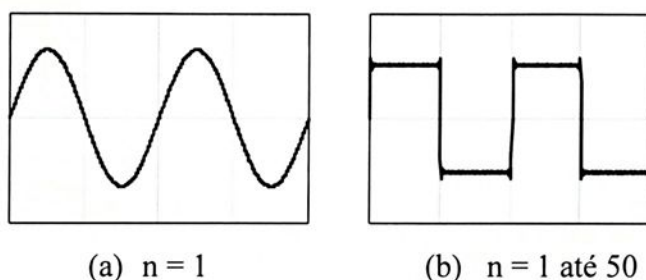


Figura 5.9 – Tensão de alimentação do circuito oscilador ( $V_{AB}$ ).

### 5.3.1. Transitório de Partida

Durante o transitório de partida, os capacitores  $C_s$  e  $C_p$  estão em série formando um capacitor equivalente  $C_{eq}$ .

Uma vez que a lâmpada fluorescente necessita de uma elevada tensão de ignição para sua ionização, e, sendo esta tensão em média média, 5 vezes a tensão eficaz de operação da lâmpada em regime permanente, tem-se que limitar tal tensão durante o transitório de ignição.

Desta forma, para uma frequência de chaveamento, durante o transitório de partida, igual à frequência de ressonância, a corrente em  $L_s$  e a tensão no capacitor equivalente  $C_{eq}$  serão sempre crescentes, tendendo ao infinito e não limitada. Contudo, ao atingir a tensão nominal de ignição da lâmpada, a mesma acenderá, encerrando o transitório de partida [06].

Entretanto, se a frequência de ressonância for ligeiramente maior, durante o transitório, que a frequência de chaveamento dos interruptores, ocorre um fenômeno conhecido como “batimento”, de acordo com a Figura 5.10, podendo-se limitar os valores de pico da tensão de ignição, uma vez que estes valores de pico são “modulados” de forma senoidal em função da diferença entre estas frequências (de ressonância e chaveamento).

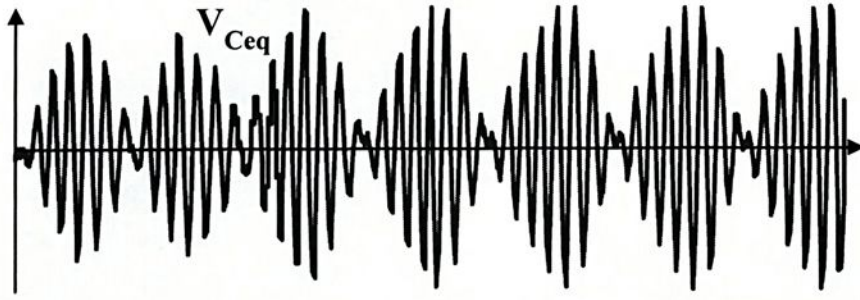


Figura 5.10 – Fenômeno do “batimento”.

Portanto, quanto menor for esta diferença entre as frequências, contudo diferente de zero, menores serão os valores de tensão sobre a lâmpada durante o processo de partida, e, vice-versa.

#### 5.4. Metodologia de Projeto e Resultados de Simulação para o Estágio de Saída

Uma metodologia de projeto para os componentes do circuito oscilador ( $L_s$ ,  $C_s$  e  $C_p$ ) é apresentada a seguir. Devemos antes adotar algumas simplificações:

- considera-se apenas a componente fundamental da tensão  $V_{AB}$ ;
- a lâmpada fluorescente continuará sendo considerada como um resistor de valor infinito na partida e de valor definido pelos valores eficazes da tensão e corrente através da lâmpada, em regime permanente.

##### Na partida

A frequência de ressonância na partida é dada pela equação (5.3).

$$f_{os} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_s \cdot \left( \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \right)}} \quad (5.3)$$

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 (5.4).

$$f_{osr} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (5.4)$$

Para termos um atraso da corrente em relação à tensão, para podermos ter comutação do tipo ZVS nos interruptores, é necessário que a frequência de chaveamento seja maior que a frequência do ramo série. Assim, adota-se:

$$f_s = 4.f_{osr} \quad (5.5)$$

Com isso, a partir das equações (5.3 à 5.5), podemos obter uma relação entre  $C_s$  e  $C_p$ . Então:

$$C_s = 15.C_p \quad (5.6)$$

De (5.4) e (5.5) obtemos a equação (5.7), que fornece a relação entre  $L_s$  e  $C_s$ . Portanto:

$$L_s = \frac{16}{C_s \cdot (2\pi \cdot f_s)^2} \quad (5.7)$$

$$C_s = 15 \cdot \frac{V_{0ef}}{V_{ABef}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot R} \quad (5.8)$$

Onde:

$f_s$  = frequência de chaveamento;

$R$  = resistência equivalente da lâmpada;

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

$V_{ABef}$  = valor eficaz da tensão de entrada do circuito oscilador.

Com isso, pode-se obter valores de projeto para os componentes do circuito oscilador, em função da tensão e corrente nominais da lâmpada, frequência de chaveamento, e, também da tensão de entrada do circuito oscilador.

#### 5.4.1. Exemplo de Projeto

##### (a) Dados

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

$f_s = 50kHz$  (frequência de chaveamento);

$P_0 = 200W$  (potência de saída);

$V_{ABef} = 49,517V$  (valor eficaz da tensão de entrada do circuito oscilador).

### (b) Elementos Ressonantes

Com as equações (5.6), (5.7) e (5.8), especificam-se os componentes do circuito oscilador. O valor eficaz da tensão de entrada do circuito oscilador, necessária às equações anteriores, é obtido a partir da equação (5.2).

Então:

$$C_s = 350,6\text{nF}, \quad C_p = 23,38\text{nF} \quad \text{e} \quad L_s = 462,3\mu\text{H}.$$

### (c) Resultados de Simulação

A Figura 5.11 apresenta a tensão na entrada do circuito oscilador, onde se observa a forma de onda quadrada e assimétrica.

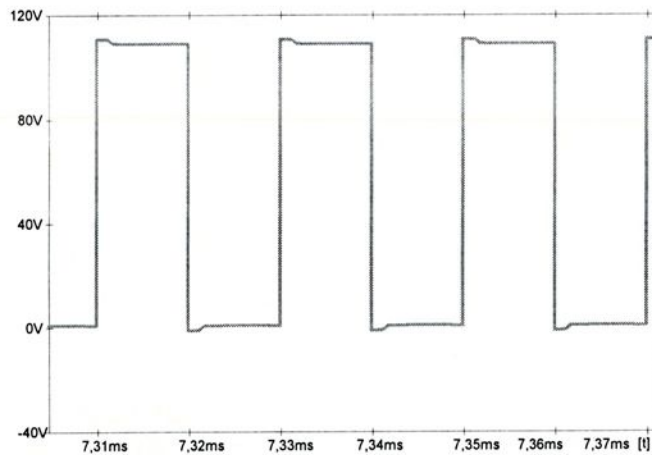


Figura 5.11 – Tensão de alimentação do circuito oscilador ( $V_{AB}$ ).

A Figura 5.12 apresenta a forma de onda de tensão sobre o capacitor de partida  $C_p$ , que evolui de forma senoidal, de acordo com a tensão de alimentação do circuito oscilador.

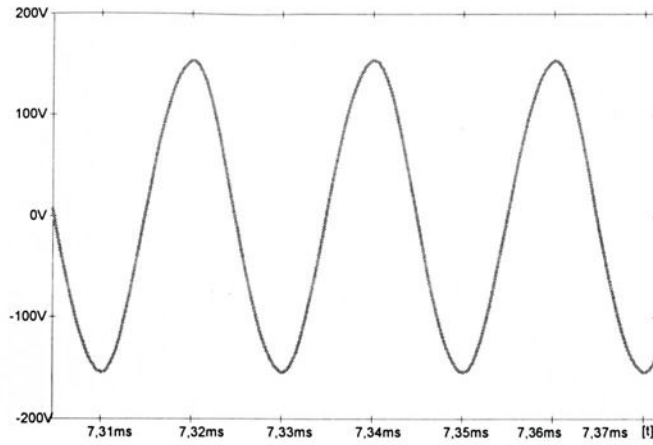


Figura 5.12 – Tensão sobre o capacitor  $C_p$ .

Na Figura 5.13, apresenta-se o valor eficaz da tensão sobre a lâmpada, cujo valor é de  $110V_{\text{eficazes}}$ , de acordo com o projeto.

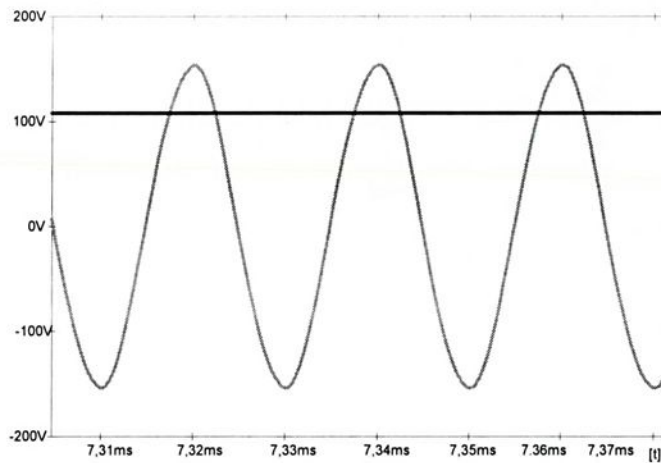


Figura 5.13 – Tensão sobre o capacitor  $C_p$ , e valor eficaz desta tensão.

Na Figura 5.14 apresentam-se as tensões e correntes através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . Verifica-se nesta figura que as comutações para os mesmos são do tipo ZVS, durante a entrada em condução.

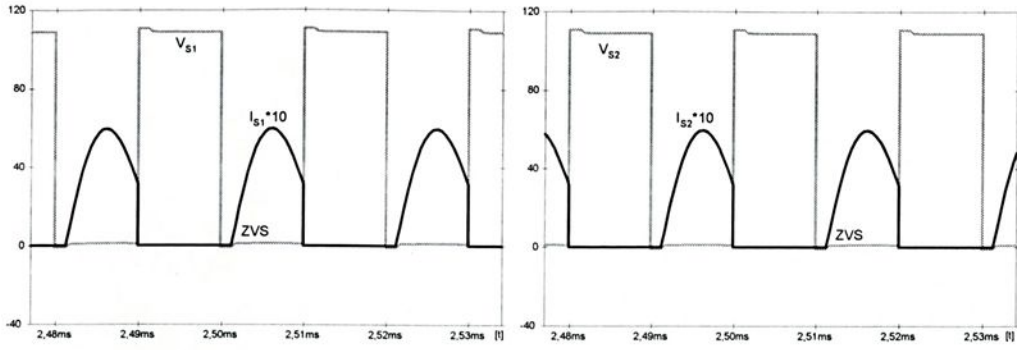


Figura 5.14 – Tensão e corrente através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

A Figura 5.15 apresenta as formas de onda das tensões e correntes através dos diodos em anti-paralelo com  $S_1$  e  $S_2$ , verificando-se o bloqueio dos mesmos com corrente e tensão nulas.

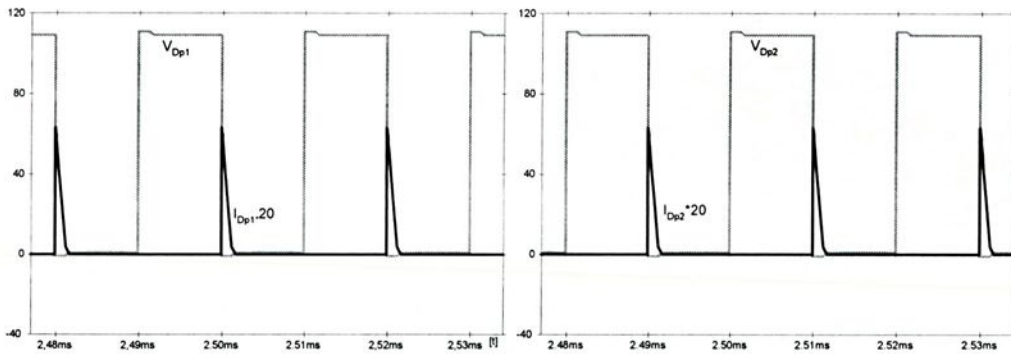


Figura 5.15 – Tensão e corrente através dos diodos em anti-paralelo com  $S_1$  e  $S_2$ .

Observa-se na Figura 5.16 a potência média em uma das lâmpadas, do conjunto de cinco lâmpadas e circuitos osciladores, onde a somatória das potências individuais desse conjunto resulta numa potência total de aproximadamente 200W.

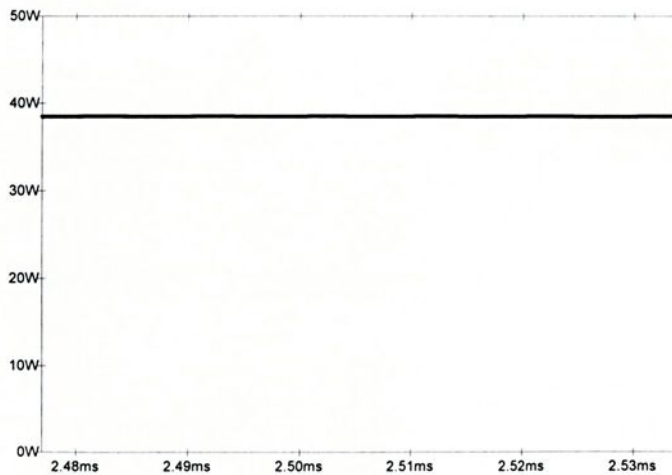


Figura 5.16 – Potência média em uma das lâmpadas do conjunto proposto.

**(d) Arquivo de Simulação Pspice**

Estágio de saída inversor	
Vin 3a 0 110	Lrd 106d 3a 462.3u
S1a 3a 102a 101a 102a chave	Crđ 107d 103a 350.6n
Ds1a 102a 103a diodo	Cpd 106d 107d 23.38n
Dp1a 103a 3a diodo	Rod 106d 107d 302.5
Vg1a 101a 102a pulse(0 5 0 1n 1n 9.9u 20u)	
S2a 103a 105a 104a 105a chave	Lre 106e 3a 462.3u
Ds2a 105a 0 diodo	Cre 107e 103a 350.6n
Dp2a 0 103a diodo	Cpe 106e 107e 23.38n
Vg2a 104a 105a pulse(0 5 10u 1n 1n 9.9u 20u)	Roe 106e 107e 302.5
Lra 106a 3a 462.3u	
Cra 107a 103a 350.6n	.model chave vswitch(ron=0.01 roff=1MEG Von=4 Voff=2)
Cpa 106a 107a 23.38n	.model diodo d(cjo=1p vj=0.01 rs=0.01 tt=0)
Roa 106a 107a 302.5	.tran 500n 5m 0m 500n uic; *ipsp*
Lrb 106b 3a 462.3u	.options itl4=100 itl5=0 abstol=10u reltol=1m chgtol=1n; *ipsp*
Crđ 107b 103a 350.6n	.end
Cpb 106b 107b 23.38n	
Rob 106b 107b 302.5	
Lrc 106c 3a 462.3u	
Cre 107c 103a 350.6n	
Cpc 106c 107c 23.38n	
Roc 106c 107c 302.5	

**5.5. Conclusões**

Foram apresentadas neste capítulo as etapas de funcionamento do circuito inversor de saída, considerando-se a lâmpada como um resistor equivalente de carga.

A partir da análise da tensão de alimentação do circuito oscilador ( $V_{AB}$ ), foi proposta uma metodologia de projeto para os componentes deste circuito oscilador.

Pela análise das formas de onda obtidas por simulação, comprovam-se o funcionamento deste estágio, demonstrando-se válida a técnica de projeto proposta.

Neste estágio de saída tem-se as vantagens das tensões nos interruptores não serem superiores à tensão de alimentação do estágio inversor ( $V_{CC}$ ) e as comutações dos mesmos serem do tipo ZVS, possibilitando a obtenção de elevado rendimento para este estágio.

## 6. Resultados da Integração entre os Estágios de Entrada e Saída

### 6.1. Resultados de Simulação

Neste item apresentam-se os principais resultados de simulação para a integração entre os estágios de entrada (retificador Sepic ZCS-PWM isolado) e estágio de saída inversor, projetado e analisado nos capítulos anteriores, resultando no reator proposto.

Na Figura 6.1 tem-se o circuito completo projetado, com todos os seus parâmetros, para o reator eletrônico proposto neste trabalho.

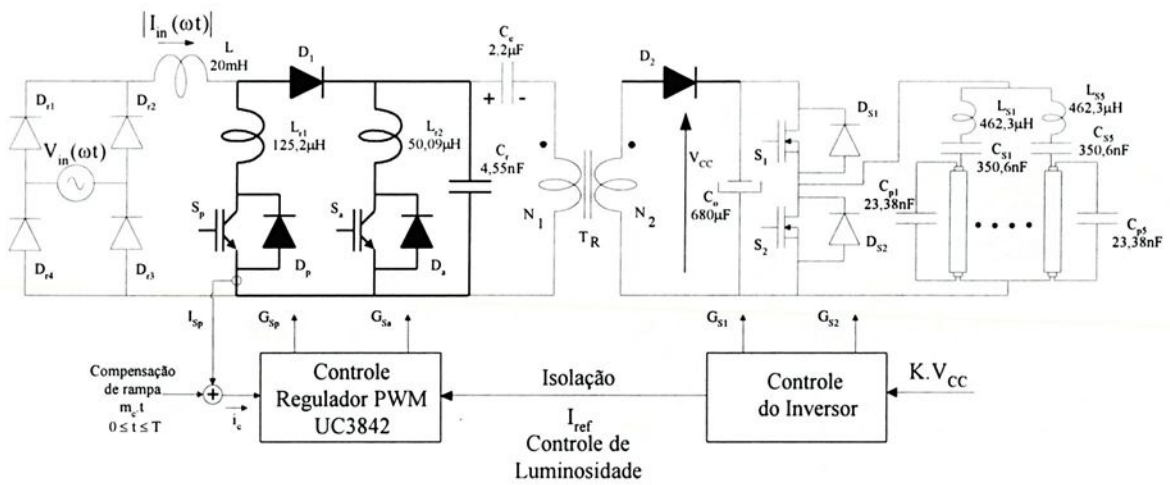


Figura 6.1 – Circuito completo projetado para o reator proposto.

Na Figura 6.2, apresentam-se a corrente e tensão de entrada, para um período da rede de corrente alternada.

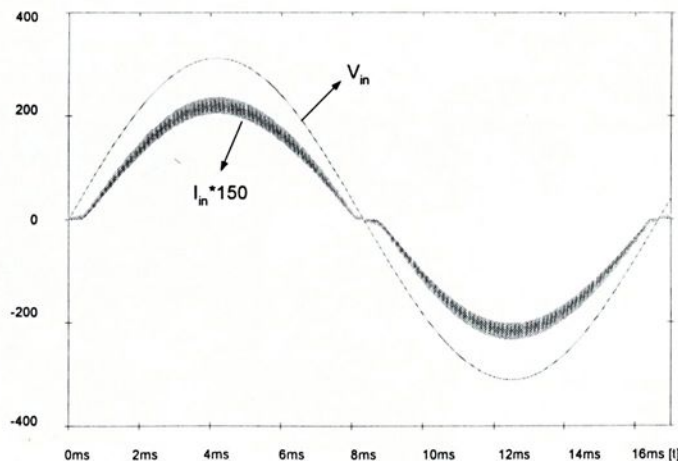


Figura 6.2 – Tensão e corrente de entrada, para carga nominal.

Analisando a Figura 6.2, observa-se que a forma de onda da corrente de entrada está praticamente em fase com a tensão, possui característica praticamente senoidal, resultando em elevado fator de potência, com reduzida taxa de distorção harmônica na corrente de entrada.

As Figuras 6.3(a) e 6.3(b) apresentam as tensões e correntes através do interruptor principal, em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo de zero e próximo do valor de pico, respectivamente.

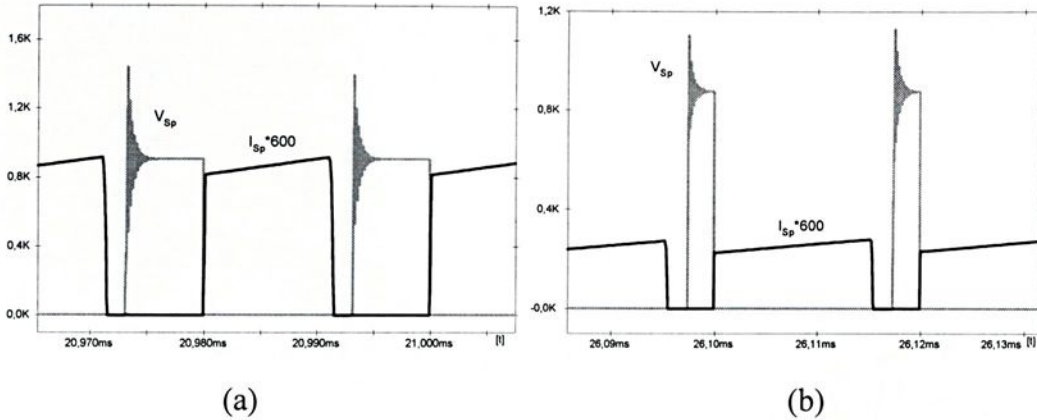


Figura 6.3 – (a)  $V_{Sp}$  e  $I_{Sp}$  em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo de zero,  
(b)  $V_{Sp}$  e  $I_{Sp}$  em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo do valor de pico.

Nas Figuras 6.3(a) e 6.3(b), verifica-se que ocorrem comutações não dissipativas para o interruptor  $S_p$ , do tipo ZCS na entrada em condução e comutações do tipo ZCS e ZVS durante o bloqueio, durante todo o período de variação da tensão de entrada alternada.

As Figuras 6.4(a) e 6.4(b) apresentam as tensões e correntes através do interruptor auxiliar, em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo de zero e próximo do valor de pico, respectivamente.

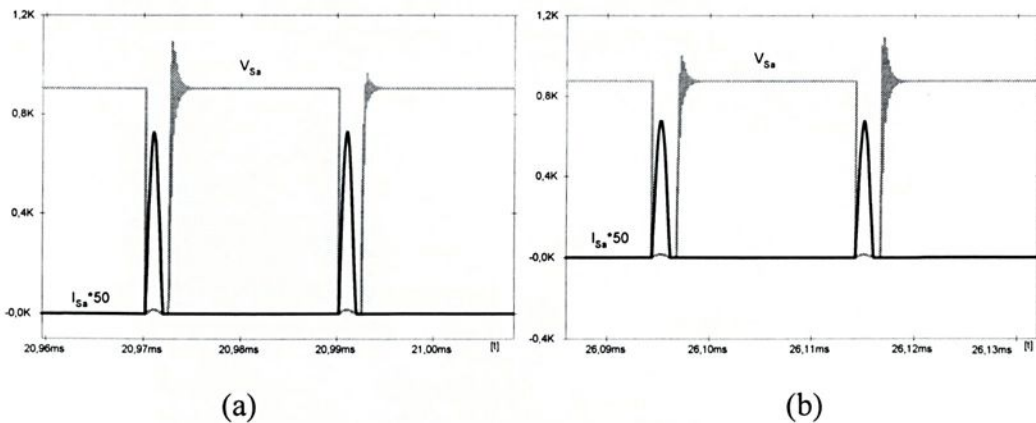


Figura 6.4 – (a)  $V_{Sa}$  e  $I_{Sa}$  em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo de zero,  
(b)  $V_{Sa}$  e  $I_{Sa}$  em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo do valor de pico.

Nas Figuras 6.4(a) e 6.4(b), verifica-se que ocorrem comutações não dissipativas para o interruptor  $S_a$  do tipo ZCS na entrada em condução e comutações do tipo ZCS e ZVS durante o bloqueio, durante todo o período da variação da tensão de entrada alternada.

As Figuras 6.5(a) e 6.5(b) apresentam os detalhes das comutações para o diodo  $D_1$ , da célula de comutação do estágio de entrada Sepic, em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo de zero e próximo do valor de pico, respectivamente. Verifica-se nestas figuras que a comutação de  $D_1$  é do tipo ZVS, durante a entrada em condução.

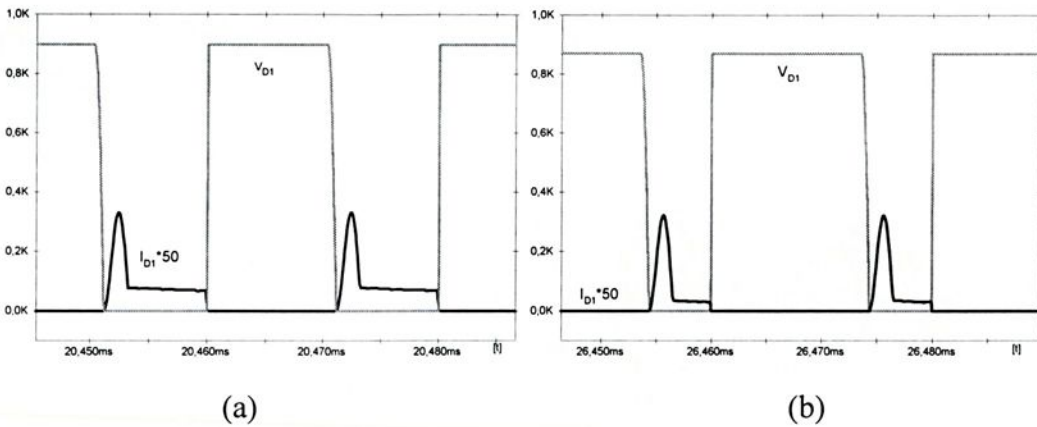


Figura 6.5 – (a)  $V_{D1}$  e  $I_{D1}$  em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo de zero,  
(b)  $V_{D1}$  e  $I_{D1}$  em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo do valor de pico.

As Figuras 6.6(a) e 6.6(b) apresentam os detalhes das comutações para o diodo  $D_2$ , da célula de comutação do estágio de entrada Sepic, em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo de zero e próximo do valor de pico, respectivamente. Como se observa nestas figuras, a comutação de  $D_2$ , durante a entrada em condução, é do tipo ZVS.

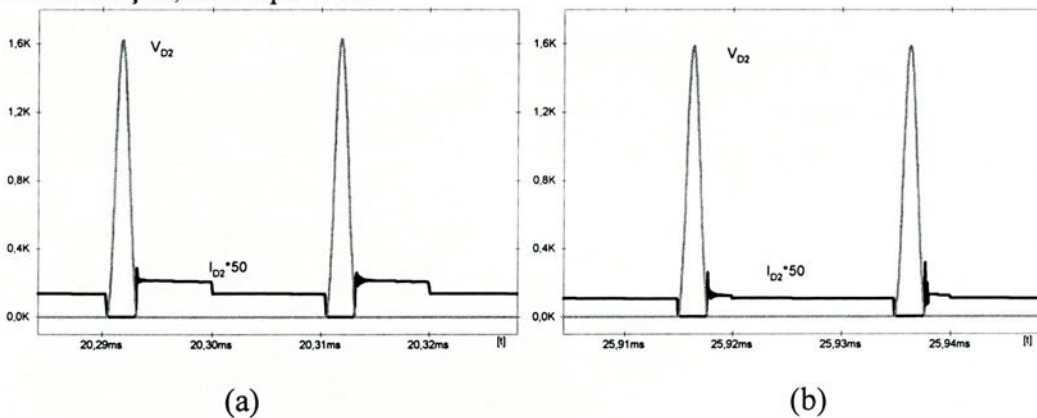


Figura 6.6 – (a)  $V_{D2}$  e  $I_{D2}$  em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo de zero,  
(b)  $V_{D2}$  e  $I_{D2}$  em torno de  $V_{in}(\omega t)$  próximo do valor de pico.

A Figura 6.7 apresenta a tensão na entrada do circuito oscilador ( $V_{AB}$ ), a tensão sobre o capacitor de partida  $C_{p1}$  e o seu valor eficaz.

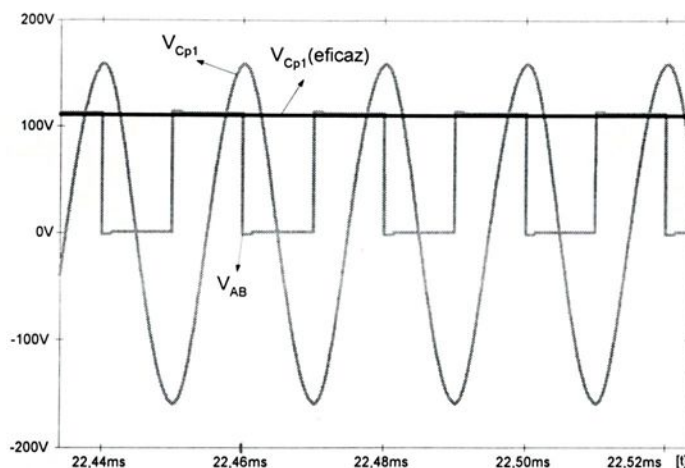


Figura 6.7 – Tensão de alimentação do circuito oscilador ( $V_{AB}$ ),  
Tensão sobre o capacitor  $C_{p1}$  e seu valor eficaz.

Na Figura 6.7 observa-se a forma de onda quadrada e assimétrica da tensão na entrada do circuito oscilador, a tensão sobre o capacitor  $C_{p1}$ , de um dos estágios osciladores, que evolui senoidalmente com a tensão de entrada do circuito oscilador, e, o seu correspondente valor eficaz (em torno de 115V).

A Figura 6.8 apresenta as formas de onda da tensão sobre o capacitor  $C_{p1}$ , da tensão sobre o capacitor  $C_{s1}$  e da corrente através do indutor ressonante  $L_{s1}$ , de um dos estágios ressonantes.

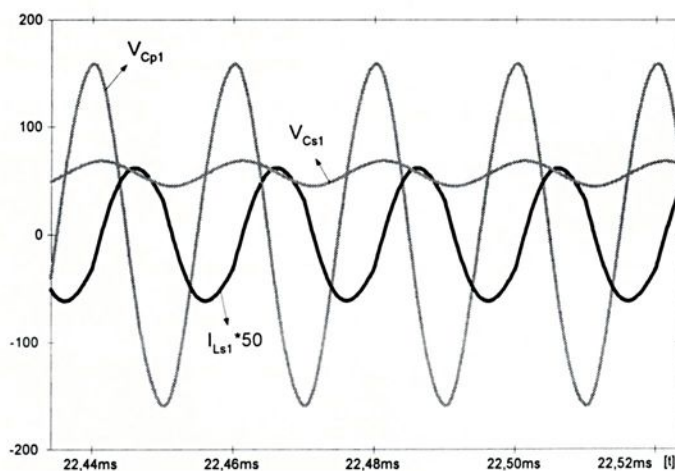


Figura 6.8 – Tensão sobre o capacitor  $C_{p1}$ ,  
tensão sobre o capacitor  $C_{s1}$  e corrente através do indutor  $L_{s1}$ .

As Figuras 6.9(a) e 6.9(b) apresentam as tensões e correntes através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , respectivamente.

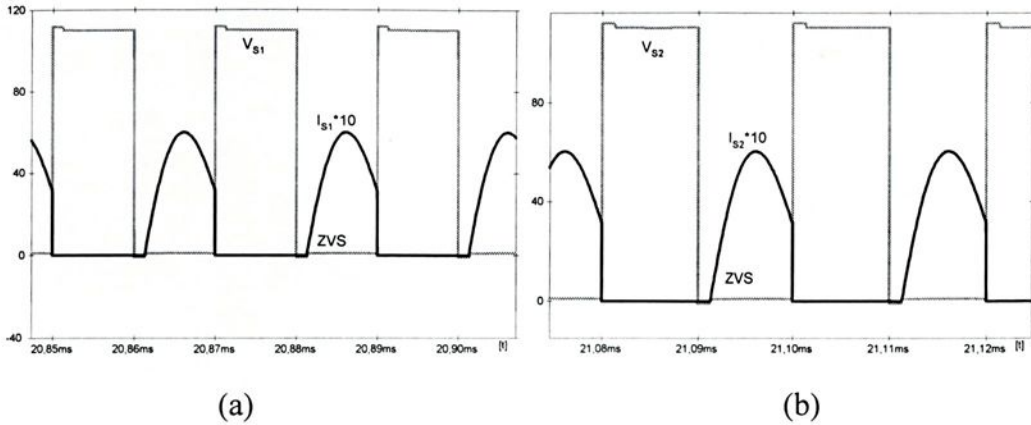


Figura 6.9 – Tensão e corrente através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

Verifica-se nas Figuras 6.9(a) e 6.9(b) que, em ambos os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , ocorrem comutações não dissipativas do tipo ZVS, na entrada em condução.

As Figuras 6.10(a) e 6.10(b) apresentam as tensões e correntes através dos diodos em anti-paralelos com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , respectivamente.

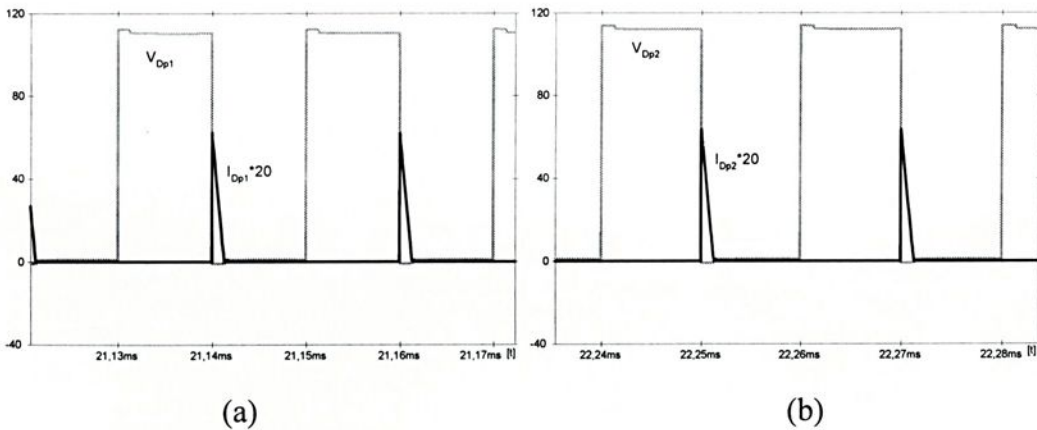


Figura 6.10 – Tensão e corrente através dos diodos em anti-paralelo com  $S_1$  e  $S_2$ .

Observa-se nas Figuras 6.10(a) e 6.10(b) que ambos os diodos em anti-paralelo com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são bloqueados com corrente nula e tensão nulas.

A Figura 6.11 apresenta a potência média em uma das lâmpadas do conjunto de cinco.

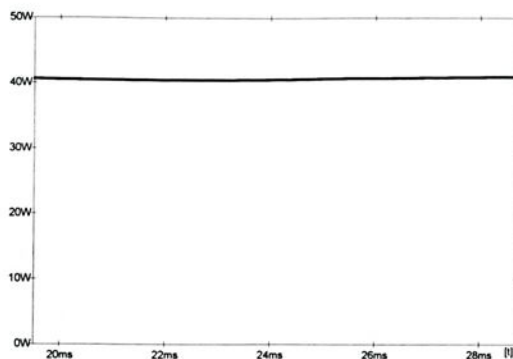


Figura 6.11 – Potência média em uma das lâmpadas do conjunto.

Na Figura 6.11 tem-se a potência drenada por uma das lâmpadas do conjunto, cujo valor é de 40W, verifica que este valor é superior ao da Figura 5.16, devido à tensão do circuito oscilador ( $V_{AB}$ ) ser maior. Observa-se que a potência na saída do estágio de entrada é maior do que o somatório das cargas impostas pelas lâmpadas (que consideradas com características quase-linear, permitem um modelamento através de circuito resistivo, consumindo somente potência ativa), uma vez que os conjuntos osciladores necessitam de potência reativa para funcionar, proporcionada pela associação do estágio inversor. Neste contexto, a eficiência do estágio de saída se reduz, o que, mais uma vez, justifica a necessidade de um estágio de entrada de elevada eficiência, com o objetivo de propiciar uma melhor eficiência para o conjunto.

## 6.1.1. Arquivo de simulação usado para o reator proposto (Pspice 4.02)

Apresenta-se a seguir, a listagem do programa de simulação Pspice do novo reator eletrônico empregando o retificador ZCS-PWM Sepic Isolado.

Novo Reator Eletronico Empregando Retificador Sepic ZCS-PWM Isolado	
*Circuito de Potencia VIN 30 40 SIN(0 311 60 0 0 0) D3 30 1 DIODE D4 40 1 DIODE D5 0 30 DIODE D6 0 40 DIODE VL1 1 1A 0 L 1A 2 8m IC=0 Co 3A 0 680u IC=110 LM 100 0 8m ic=-3.091 CE 3 100 22u IC=800 D1 2 3 DIODE S1 2B 0 50A 0 SWITCH DSS1 2A 2B DIODE1 DS1 0 2A DIODE LR1 2 2A 89.35u IC=0 LR2 3 3B 35.74u IC=0 D2 100 3A DIODE CR 3 0 6.378n IC=910 S2 3C 0 50B 0 SWITCH DSS2 3B 3C DIODE1 DS2 0 3B DIODE *Circuito Controle *Sensor HS1 4 0 VL1 1 RIS1 4 0 10K *Compensação Rampa VR 5 0 PULSE (0 5.0 0 19.5u 100n 400n 20u) RIR 5 0 10K EIC 6 0 POLY(2) 4 0 5 0 0 1 1 RIC 6 0 10K *Comparador VREF 7 0 4.14 RREF 7 0 10K EC 8 0 7 6 1 RC 8 0 10K ECAUX 9 0 TABLE {V(8)} = (-.1,0) (-.1E-2,5) (0,8) (.1E-2,10) (.1,15) RCAUX 9 0 10K *Controle PWM VCL 10 0 PULSE (0 5 0 100n 100n 19.9u 20u) RCL 10 0 10K EG 20 0 TABLE {V(9,10)} = (-.1,0) (-.1E-2,5) (0,8) (.1E-2,10) (.1,15) RG 20 0 1MEG EGA 20A 0 POLY(1) 20 0 15 -1 RGA 20A 0 1MEG EGB 20B 0 POLY(1) 20A 0 15 -1 RGB 20B 0 1MEG *Derivador CD 20A 21 55p RD 21 0 5K *Oscilador DM1 21 22 DIODE DM2 0 23 DIODE1 RM1 22 0 53K RM2 25 22 53K RM3 23 25 210K CM1 23 0 13p IC=0.0 EM 25 0 TABLE {V(22)-V(23)} = (-200u,-12) (-125u,-12) (0.0,-12) (+200u,12) RM5 25 26 10K RM6 26 0 1MEG	E50 50 0 TABLE {V(26)} = (-.1E-2,0) (-.1E-3,0) (0.0,10) (.1E-2,12) (.1,15) R50 50 0 1MEG *Sinal Controle ES2 50B 0 50 0 1 RS2 50B 0 10K ES1 50A 0 POLY(2) 20B 0 50B 0 0 1 1 RS1 50A 0 10K *Ballasts S1a 3a 102a 101a 102a chave Ds1a 102a 103a diodo Dp1a 103a 3a diodo Vg1a 101a 102a pulse(0 15 0u 100n 100n 9.8u 20u) S2a 103a 105a 104a 105a chave Ds2a 105a 0 diodo Dp2a 0 103a diodo Vg2a 104a 105a pulse(0 15 10u 100n 100n 9.8u 20u) *Primeiro Conjunto Oscilador Lra 106a 3a 462.3u Cra 107a 103a 350.6n Cpa 106a 107a 23.38n Roa 106a 107a 302.5 *Segundo Conjunto Oscilador Lrb 106b 3a 462.3u Crb 107b 103a 350.6n Cpb 106b 107b 23.38n Rob 106b 107b 302.5 *Terceiro Conjunto Oscilador Lrc 106c 3a 462.3u Crc 107c 103a 350.6n Cpc 106c 107c 23.38n Roc 106c 107c 302.5 *Quarto Conjunto Oscilador Lrd 106d 3a 462.3u Crd 107d 103a 350.6n Cpd 106d 107d 23.38n Rod 106d 107d 302.5 *Quinto Conjunto Oscilador Lre 106e 3a 462.3u Cre 107e 103a 350.6n Cpe 106e 107e 23.38n Roe 106e 107e 302.5 *Modelos e Parametros .MODEL SWITCH VSWITCH (Ron=0.1 Roff=1E6 Von=1.0 Voff=0.5) .model diodo d(cjo=1p vj=0.01 rs=0.01 tt=0) .model chave vswitch(ron=0.01 roff=1MEG Von=4 Voff=2) .MODEL DIODE D (Rs=24m Cjo=0) ; *ipsp* .MODEL DIODE1 D (Rs=1.0 TT=0 VJ=0.7 cjo=0p) ; *ipsp* .LIB .IC V(23)=0.0 .TRAN 100n 34m 0m 100n UIC ; *IPSP* .PROBE I(VIN) I(L) I(LM) I(LR1) I(LR2) I(S1) I(S2) I(D1) I(D2) .PROBE V(3A) V(50A) V(50B) V(2A) V(3B) V(3) V(100) V(2) .PROBE I(S1A) I(DP1A) I(S2A) I(DP2A) I(LRA) I(ROA) .PROBE V(101A) V(102A) V(103A) V(104A) V(105A) V(106A) V(107A) .PROBE I(LRC) I(ROC) V(107C) V(106C) .options itl4 = 200 itl5 = 0 abstol = .02 + chgtol = 300.000p reltol = 5.000m vntol = 2.000m ; *ipsp* .END

## 6.2. Resultados Experimentais

### 6.2.1. Estágio de Entrada Retificador

Na Figura 6.12 é apresentado o circuito de potência implementado do conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM com controle por corrente de pico imposta com compensação de rampa e frequência de chaveamento constante, adotado para o estágio de entrada do reator eletrônico proposto.

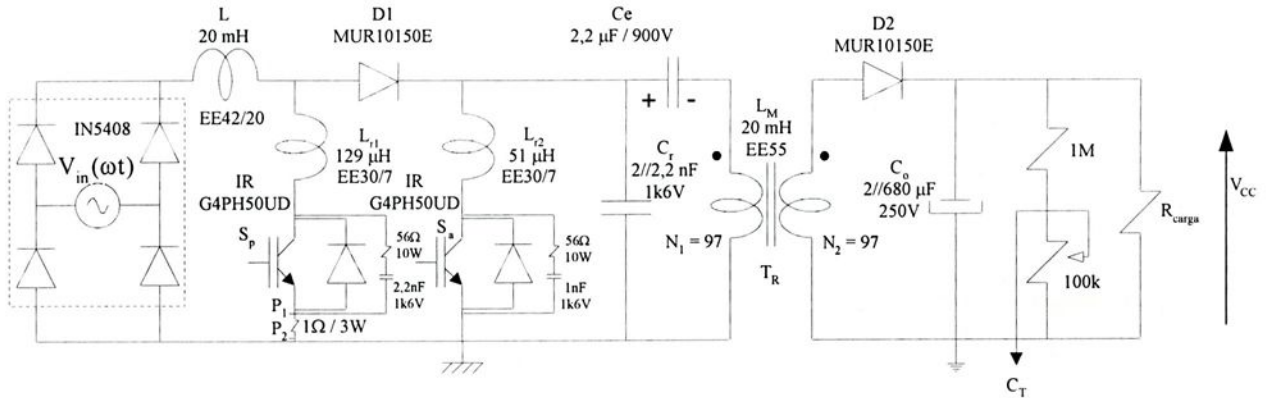


Figura 6.12 – Circuito de potência do conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, utilizado no estágio de entrada do reator eletrônico.

Nas Figuras 6.13(a) e 6.13(b) apresentam-se a circuitagem do regulador UC3842, utilizado para o controle da corrente de entrada por valores de pico, e os circuitos de comando de “gate” com a lógica para a comutação ZCS proposta, respectivamente.

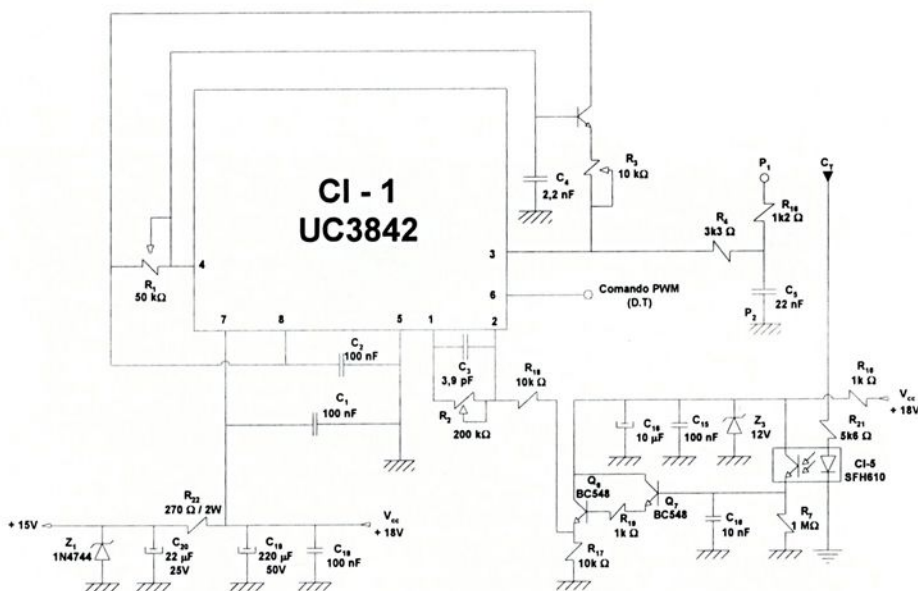


Figura 6.13(a) – Circuito parcial de comando – regulador UC3842.

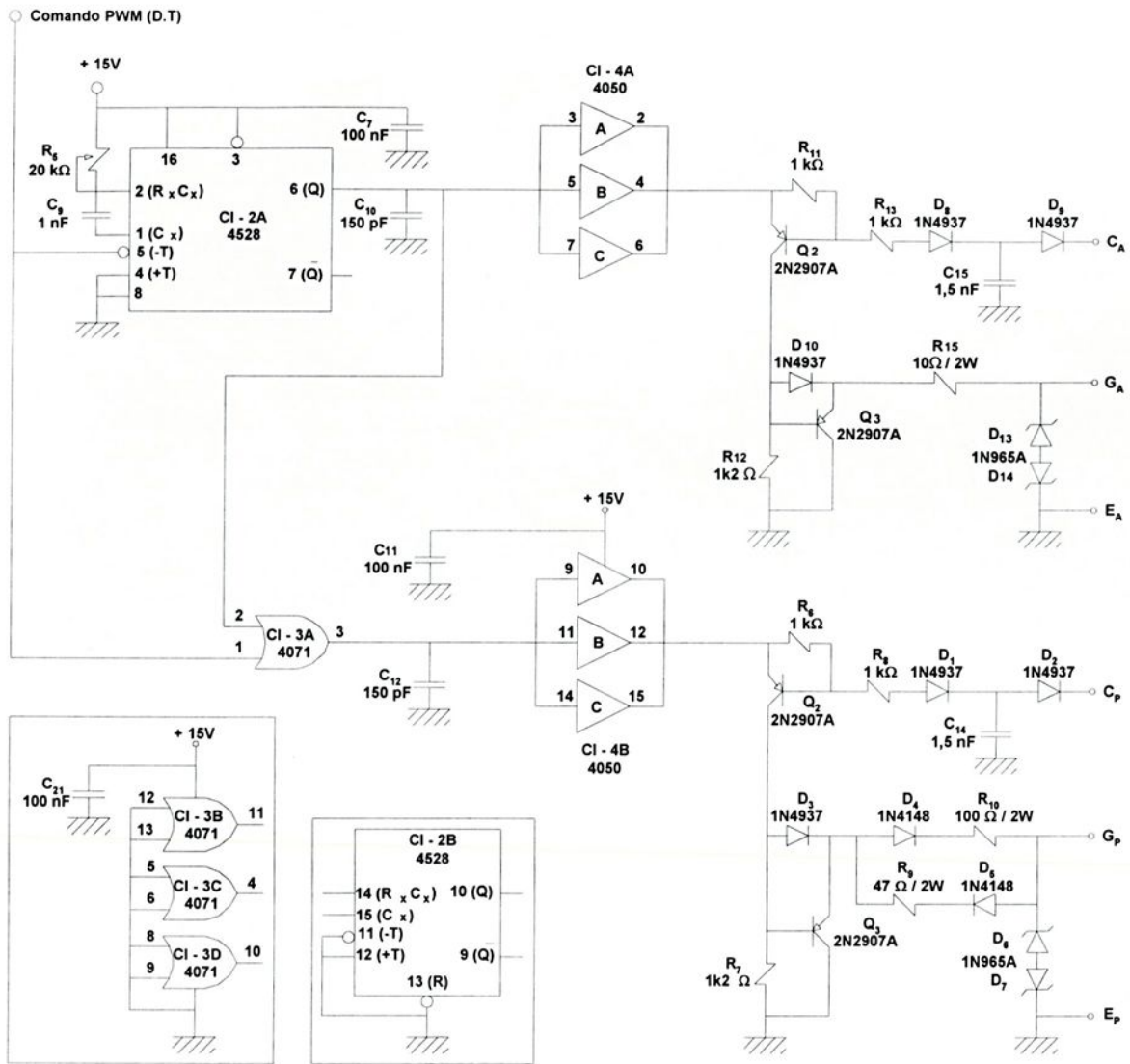
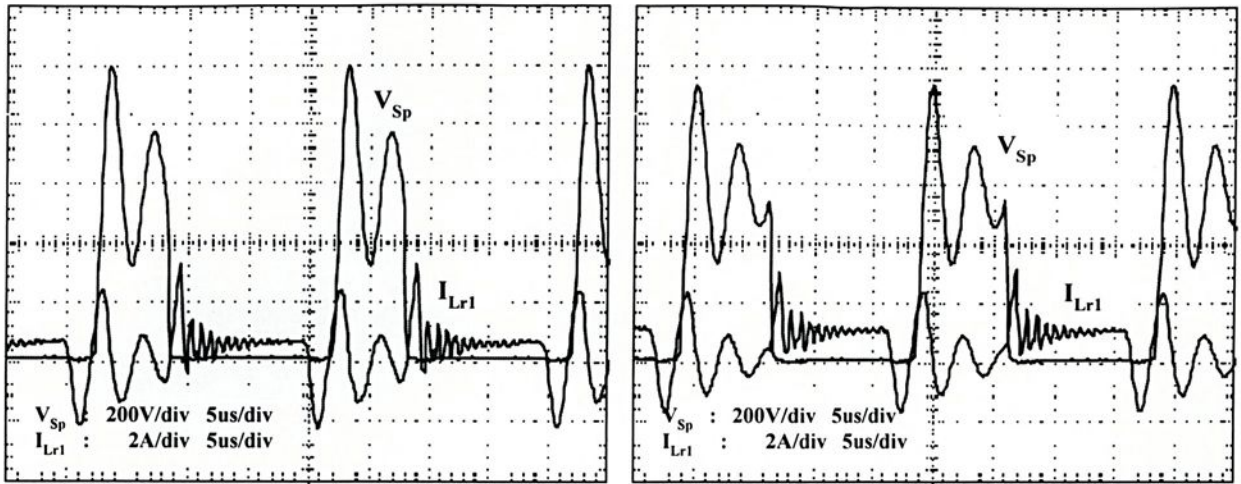


Figura 6.13(b) – Circuitos de gate para os interruptores principal e auxiliar e lógica de comando para o conversor CA/CC Sepic ZCS-PWM, utilizado no estágio de entrada do reator eletrônico.

As Figuras 6.14(a) e 6.14(b) apresentam os resultados experimentais obtidos para a tensão sobre o interruptor principal  $S_p$  e a corrente através de  $L_{r1}$  nos seguintes casos: tensão de entrada em torno de seu valor mínimo, e, em torno de seu valor máximo, respectivamente, em condição de carga nominal.



(a)

(b)

Figura 6.14 – Tensão sobre o interruptor principal  $S_p$  e corrente através de  $L_{r1}$ , com carga nominal: (a) próximo a  $V_{in}(\omega t) = 0$ , e, (b) próximo a  $V_{in}(\omega t) = V_p$ .

Conforme os resultados experimentais obtidos, verificados na Figura 6.14, comprovam-se que as comutações para o interruptor principal  $S_p$  é do tipo ZCS na entrada em condução e ZCS e ZVS durante o bloqueio, durante todo o período de variação da tensão de entrada alternada.

Na Figura 6.15 apresenta-se os resultados experimentais obtidos para tensão sobre o interruptor auxiliar  $S_a$  e a corrente através de  $L_{r2}$ .

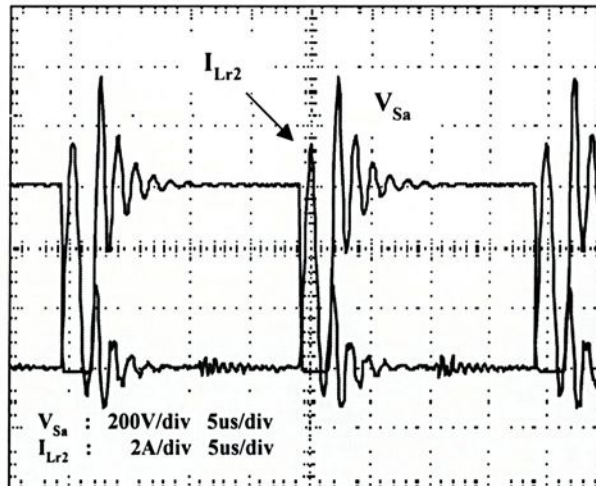


Figura 6.15 – Tensão sobre o interruptor  $S_a$  e corrente através de  $L_{r2}$ , com carga nominal.

Conforme Figura 6.15, os resultados experimentais obtidos para o interruptor auxiliar  $S_a$  comprovam que as comutações para o mesmo são do tipo ZCS na entrada em condução e ZCS e ZVS durante o bloqueio. Observa-se que as formas de onda de corrente e tensão sobre  $S_a$  são

praticamente constantes durante todo o período da rede de corrente alternada. Desta forma, as comutações são mantidas durante todo este período da rede de corrente alternada.

Na Figura 6.16 apresenta-se os resultados para a tensão sobre  $S_p$  durante alguns períodos da rede de CA, verificando-se que a máxima tensão está em torno de 752V.

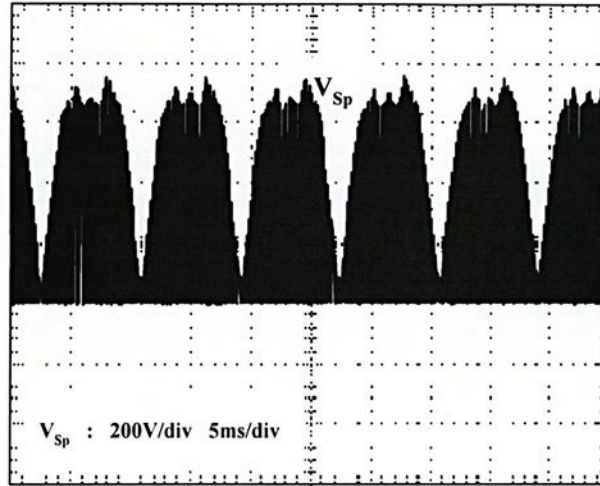


Figura 6.16 – Tensão sobre o interruptor principal  $S_p$ .

Na Figura 6.17 apresenta-se os resultados para a tensão sobre  $S_a$  durante alguns períodos da rede de CA, verificando-se que a máxima tensão está em torno de 816V. Como se verifica nesta figura, e, como comentado anteriormente, a tensão e corrente através de  $S_a$  são praticamente constantes, uma vez que determinam uma energia constante, durante todo o período da rede de CA, para propiciar condições de comutação não dissipativa tanto para  $S_a$  quanto para  $S_p$ .

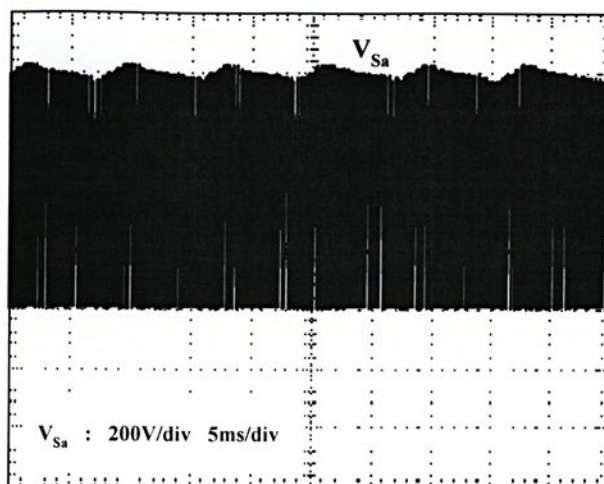


Figura 6.17 – Tensão sobre o interruptor auxiliar  $S_a$ .

Portanto, conforme Figuras 6.16 e 6.17, verifica-se que os esforços de tensão sobre os interruptores principal e auxiliar são bastante elevados, o que implica numa significativa desvantagem para esta estrutura.

Na Figura 6.18 apresentam-se os resultados experimentais para a tensão e corrente de entrada, em condição de carga nominal.

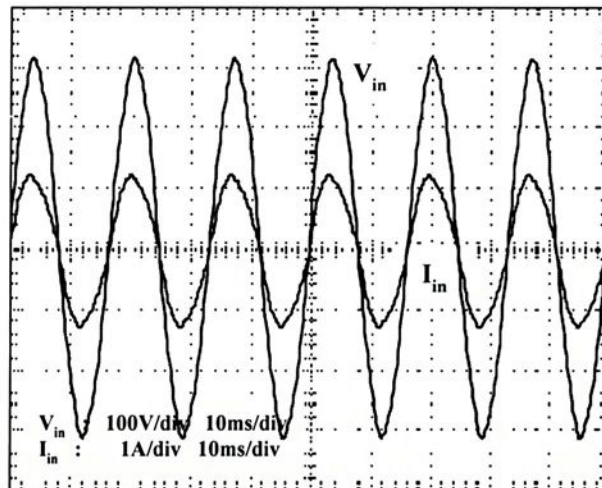


Figura 6.18 – Corrente ( $I_{in}$ ) e tensão ( $V_{in}$ ) de entrada, para carga nominal.

Observando a forma de onda da corrente de entrada, apresentada na Figura 6.18, verifica-se que a mesma apresenta comportamento senoidal, com reduzida defasagem angular, e, portanto, espera-se que o fator de potência seja elevado.

Para avaliar o fator de potência resultante, apresentam-se nas Figuras 6.19 e 6.20, as análises harmônicas das formas de onda para a corrente e tensão de entrada, respectivamente, em função dos resultados apresentados na Figura 6.18.

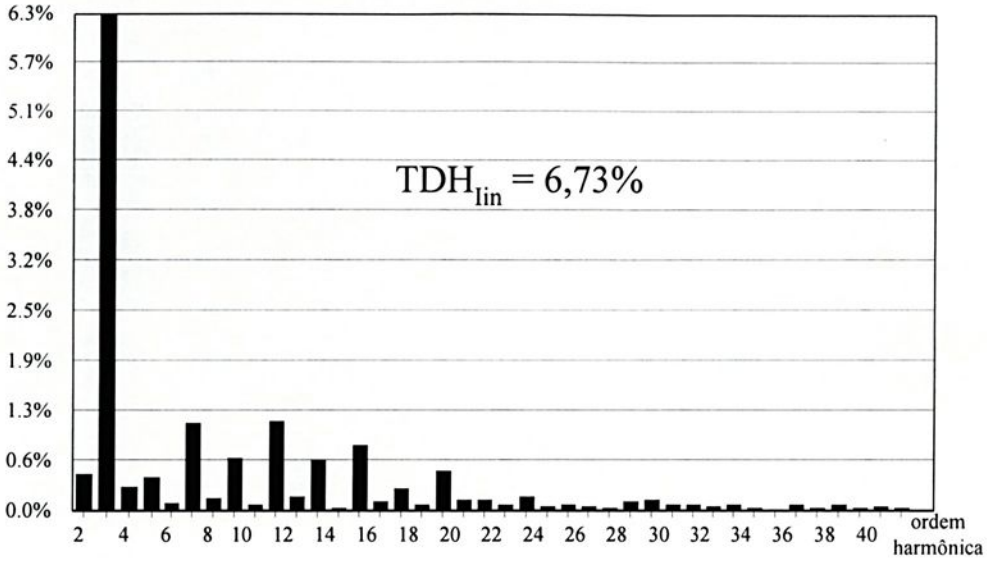


Figura 6.19 – Espectro harmônico experimental percentual da corrente de entrada em relação à fundamental, para carga nominal.

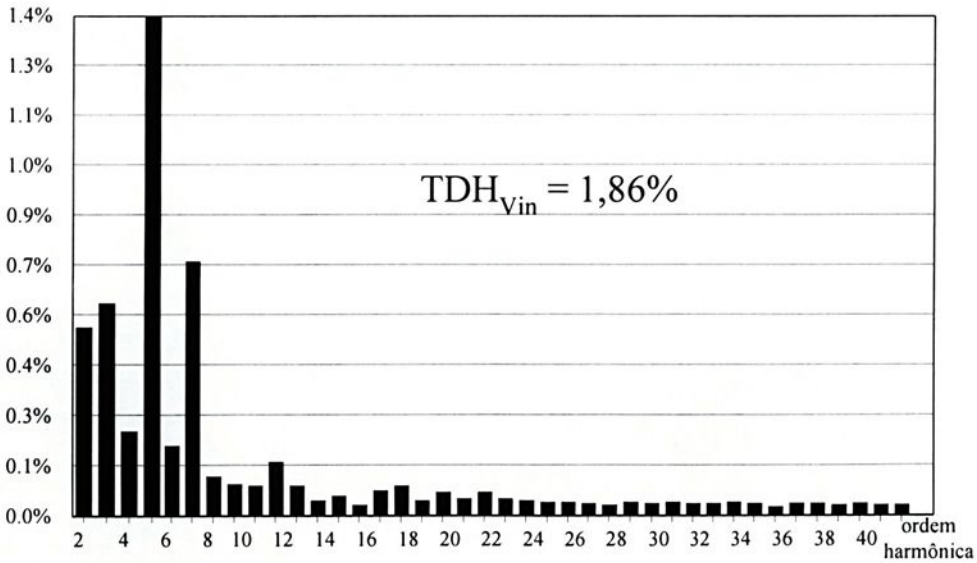


Figura 6.20 – Espectro harmônico experimental percentual da tensão de entrada em relação à fundamental, para carga nominal.

Conforme resultados apresentados nas Figuras 6.19 e 6.20, a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada é de 6,73% e a taxa de distorção harmônica total da tensão de entrada é de 1,86%. Com estes resultados, o fator de potência é de 0,996, para carga nominal.

Na Figura 6.21 apresentam-se os valores absolutos eficazes para as componentes harmônicas do conversor proposto, comparados com aqueles normatizados pela IEC 1000-3-2.

IEC – Classe D		
Vin = 220V e Po = 200W		
Ordem Harmônica	Corrente Máxima da Componente Harmônica (Valores Eficazes)	
	IEC 1000-3-2 Valores Relativos (mA/W)	Sepic ZCS – PWM Valores Absolutos (A)
2		0,000042
3	3,4	0,000554
4		0,0000278
5	1,9	0,000038
7	1,0	0,000100
9	0,5	0,0000606
11	0,35	0,0000101
13	0,296	0,0000584
15	0,256	0,0000734

*Figura 6.21 – Valores eficazes relativos do conteúdo harmônico normatizados pela norma IEC-1000-3-2, e os valores eficazes absolutos obtidos experimentalmente da corrente de entrada, para carga nominal.*

Os resultados apresentados na Figura 6.21 demonstram que o conversor Sepic ZCS-PWM atende com bastante folga os requisitos da norma IEC 1000-3-2, quanto ao conteúdo harmônico da corrente de entrada.

Como o conversor é projetado para trabalhar com potência constante, avaliou-se experimentalmente o rendimento do estágio de entrada apenas para a condição nominal. O rendimento nesta condição foi de aproximadamente 90%.

### 6.2.2. Estágio de Saída Inversor

Na Figura 6.22 é apresentado o circuito de potência do estágio inversor (half-bridge), adotado para o estágio de saída do reator eletrônico proposto.

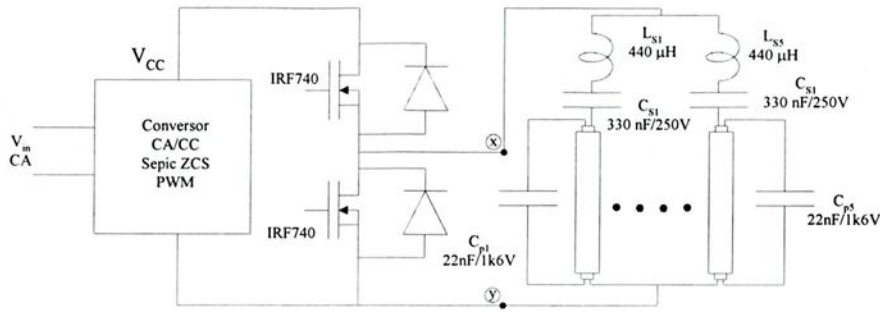


Figura 6.22 – Circuito de potência do estágio inversor (*half-bridge*), para cinco lâmpadas fluorescentes.

Na Figura 6.23 apresenta-se o circuito de comando, para os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , do estágio de saída.

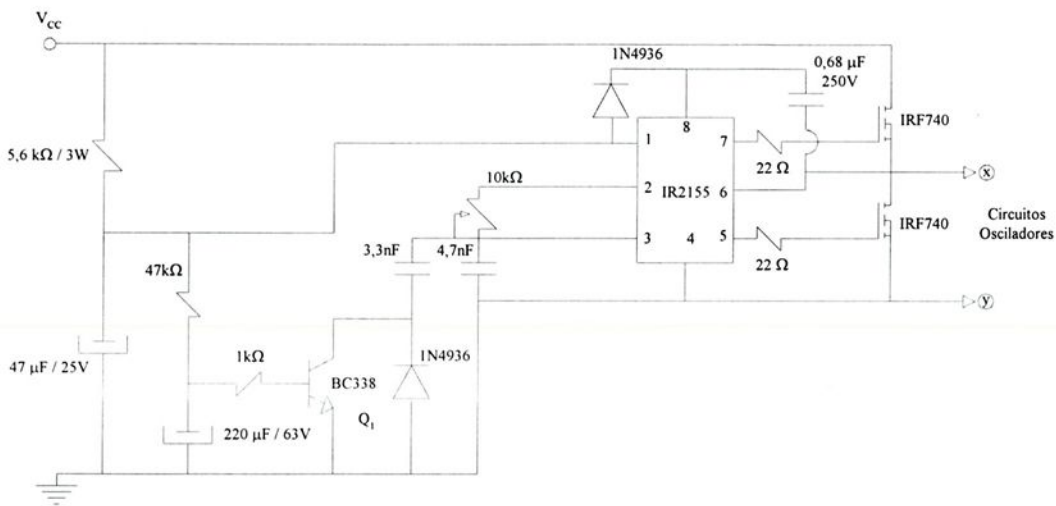


Figura 6.23 – Circuito de controle para o interruptor  $S_1$  e  $S_2$ , utilizado no estágio de saída do reator eletrônico.

Observa-se que o circuito de controle apresentado na Figura 6.23 incorpora um circuito auxiliar para a partida do conjunto de lâmpadas, propiciando o pré-aquecimento do conjunto antes do batimento e início do processo de ignição das lâmpadas. Desta forma, durante a partida a frequência do oscilador IR2155 é elevada (em torno de 75kHz), permitindo o pré-aquecimento do conjunto de lâmpadas (em torno de 200ms), e logo após, com a condução de  $Q_1$ , a frequência se estabelece em torno de 50kHz, permitindo a ignição do conjunto, com uma eficiente estabilização das correntes através das lâmpadas.

Na Figura 6.24 apresenta-se a corrente total fornecida ao inversor.

Informa-se que as lâmpadas utilizadas são da GE – General Electric, modelo 40W – T12 / super luz do dia.

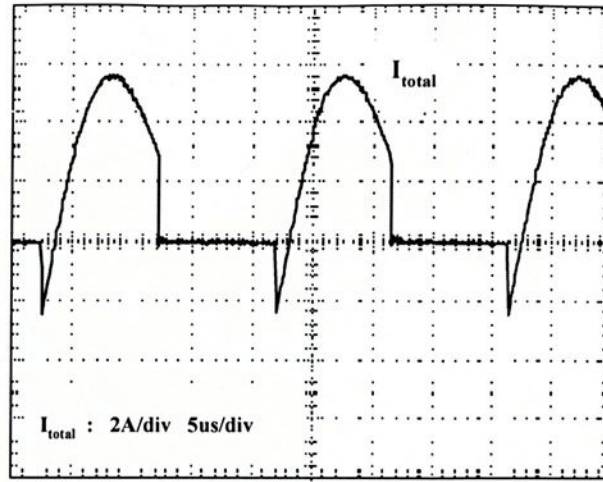


Figura 6.24 – Corrente total fornecida ao inversor.

Como se verifica na Figura 6.24, durante pequena fração de tempo, a corrente é negativa, o que significa que a energia está sendo devolvida para o filtro capacitivo do estágio de entrada retificador, melhorando a eficiência do conjunto.

A Figura 6.25 apresenta a tensão na saída do estágio inversor. Observa-se a forma de onda quadrada e assimétrica da tensão na entrada do circuito oscilador, sendo seu valor eficaz em torno de 50V.

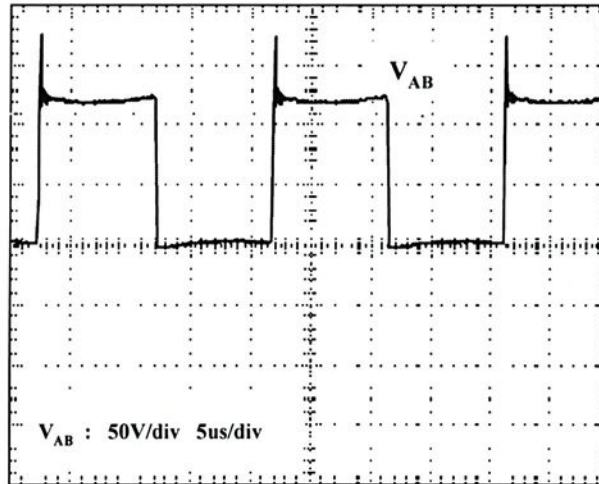


Figura 6.25– Tensão na saída do estágio inversor.

Apresenta-se na Figura 6.26 a corrente total fornecida ao conjunto de osciladores (filtro). Nesta figura verifica-se o comportamento praticamente senoidal da corrente de alimentação do conjunto da lâmpadas, corrente esta em elevada frequência (50kHz).

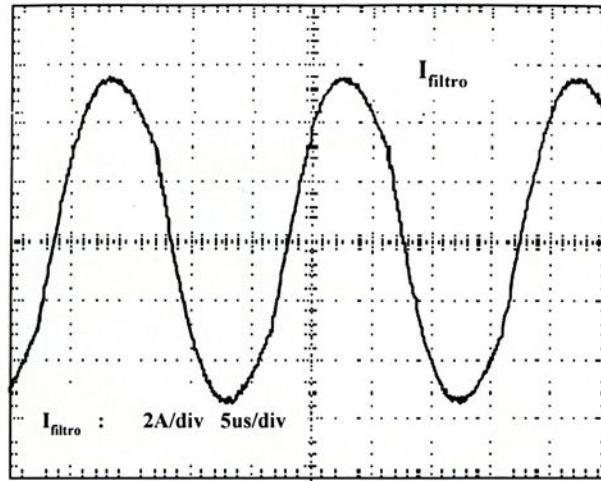


Figura 6.26– Corrente total do conjunto de osciladores.

A Figura 6.27 apresenta a tensão e a corrente através do interruptor  $S_1$ .

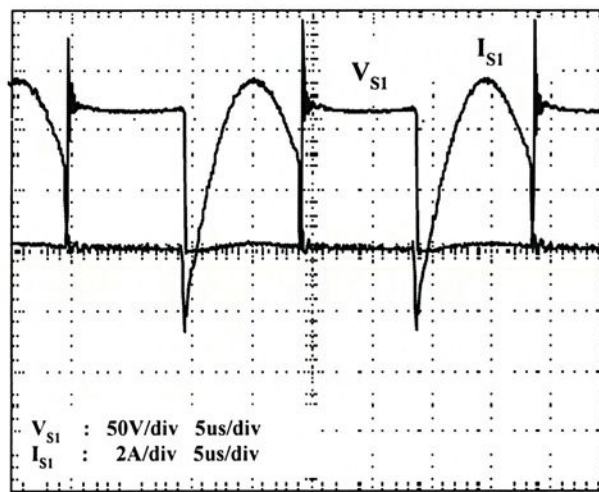


Figura 6.27– Tensão e corrente através do interruptor  $S_1$ .

Observa-se na Figura 6.27 que o interruptor  $S_1$  comuta de forma ZVS, na entrada em condução, reduzindo-se as perdas no estágio de saída.

A Figura 6.28 apresenta o detalhe da comutação do interruptor  $S_1$ , durante a entrada em condução, verificando-se a comutação não dissipativa ZVS.

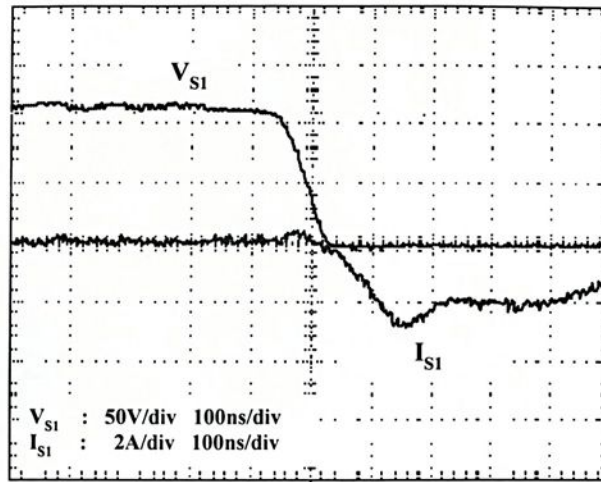


Figura 6.28 – Detalhe da comutação do interruptor  $S_1$ , durante entrada em condução.

A Figura 6.29 apresenta a tensão e a corrente através do interruptor  $S_2$ .

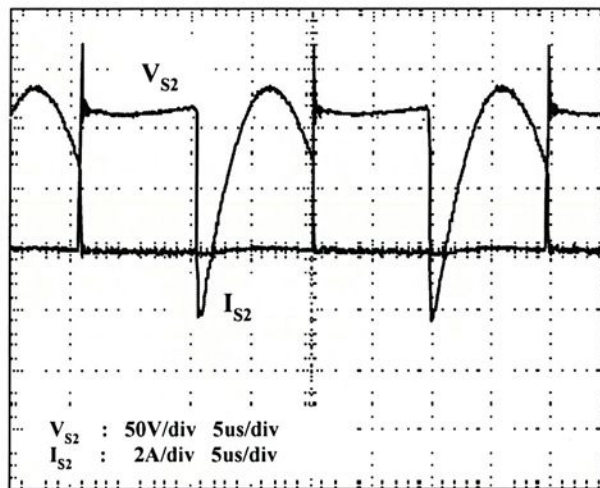


Figura 6.29– Tensão e corrente através do interruptor  $S_2$ .

Observa-se na Figura 6.29 que o interruptor  $S_2$  também comuta de forma não dissipativa (ZVS), na entrada em condução.

A Figura 6.30 apresenta o detalhe da comutação do interruptor  $S_2$ , durante a entrada em condução, de forma ZVS.

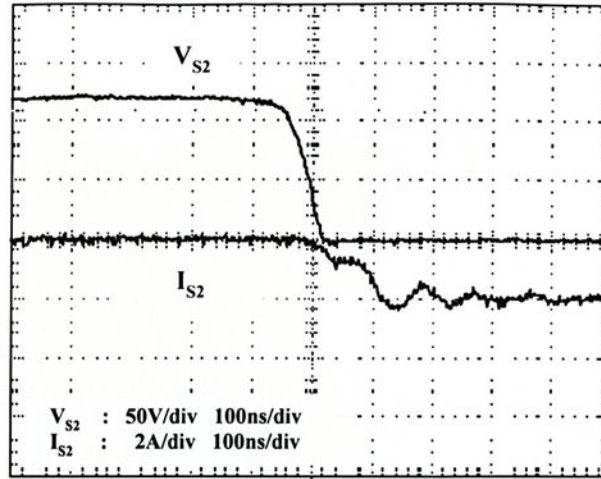


Figura 6.30 – Detalhe da comutação do interruptor  $S_2$  durante a entrada em condução.

A Figura 6.31 apresenta a tensão sobre uma das lâmpadas durante o processo de partida. Para obter-se a partida progressiva da lâmpada e conseqüentemente o pré-aquecimento dos filamentos, utilizou-se a técnica de capacitor paralelo comutado no estágio de comando do oscilador IR2155, conforme Figura 6.23.

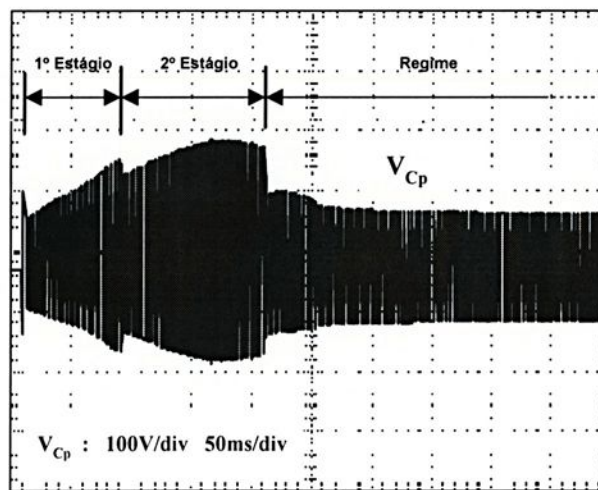


Figura 6.31 – Tensão sobre uma das lâmpadas durante a partida.

Verifica-se na Figura 6.31 os diferentes estágios de partida. Durante o primeiro estágio (em torno de 75ms) inicia-se o processo de aquecimento, o qual se completa durante o segundo estágio (em torno de 125ms) resultando num processo de partida rápida em torno de aproximadamente 200ms.

Na Figura 6.32, apresentam-se a tensão e corrente total através de uma das lâmpadas, após a partida. A corrente total de entrada na lâmpada é o somatório das correntes através da coluna de gás ( $I_{Lampada}$ ) e a corrente através dos eletrodos do capacitor paralelo  $C_p$ .

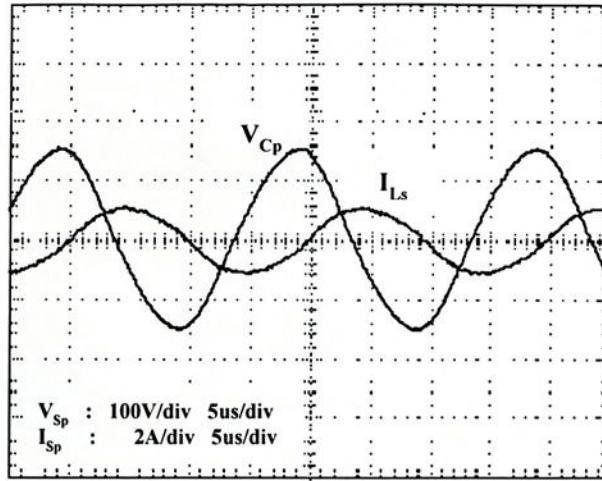


Figura 6.32 – Tensão e corrente total de entrada, através de uma das lâmpadas.

Em regime permanente, o valor eficaz da tensão na lâmpada está em torno de 107V, a corrente eficaz em torno de 0,782A e a corrente de pico é de aproximadamente 1,256A.

Desta forma o fator de crista da estrutura proposta é de 1,42.

Com a corrente eficaz através da coluna de gás igual à aproximadamente 0,264A, tem-se que a potência ativa drenada pela mesma é de aproximadamente 30W, e, a resistência equivalente (R) para a lâmpada 40WT12 é de aproximadamente 405 $\Omega$ , para alimentação em 50kHz.

A Figura 6.33 apresenta o detalhe do fenômeno do batimento, o qual limita a tensão durante o transitório de ignição, extraído dos resultados apresentados na Figura 6.31.

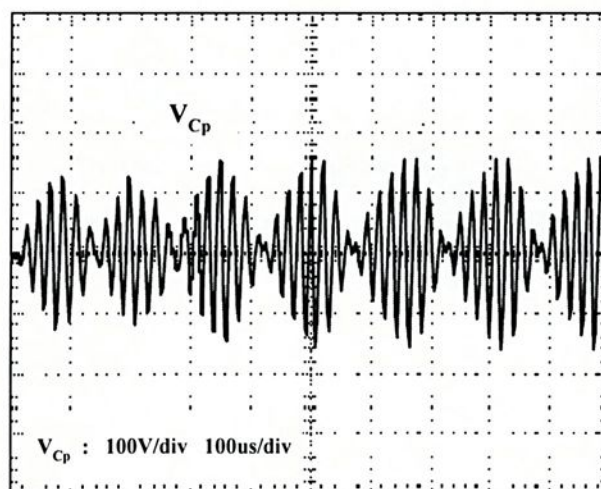


Figura 6.33 – Fenômeno do batimento.

Conforme resultados apresentados na Figura 6.33, a tensão pico-a-pico sobre a lâmpada, durante o processo de batimento, esta em torno de 400V.

O rendimento experimental do estágio de saída foi avaliado para a condição de carga nominal, sendo de aproximadamente 95%. Desta forma, o rendimento global para o reator proposto é de 86%. Portanto, apesar de ser um rendimento elevado para um sistema baseado em topologia de dois estágios, apontamos como os principais responsáveis para o baixo rendimento do estágio de entrada, os elevados esforços de tensão nos semicondutores e o emprego de IGBTs com diodos intrínsecos em anti-paralelo lentos e com elevada corrente de recuperação reversa, provocando perdas excessivas sobre os interruptores durante o processo de bloqueio.

Finalmente informa-se que não foi possível a operação estável do conjunto quando se provocava variação de tensão na saída do estágio de entrada (retificador Sepic), basicamente devido restrições da técnica de controle por corrente de pico, proposta para obtenção de elevado fator de potência para o conjunto.

Desta forma, como a variação da tensão no barramento CC é altamente dependente da compensação de rampa, necessária para a estabilidade do retificador Sepic, e, como esta variação não foi eficiente para o controle de luminosidade, tomou-se a decisão de suprimi-la das características gerais propostas para este reator eletrônico.

A Figura 6.34 apresenta o novo reator eletrônico Sepic ZCS-PWM, implementado para um conjunto de cinco lâmpadas fluorescentes.

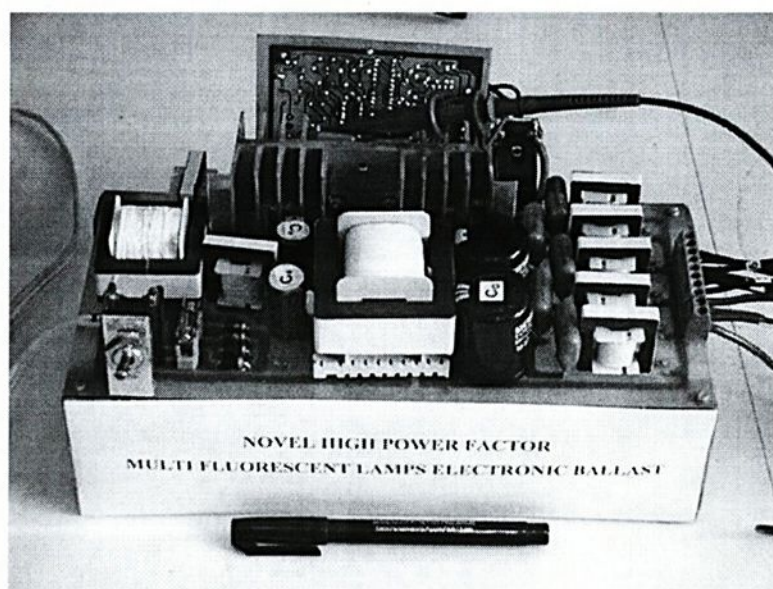
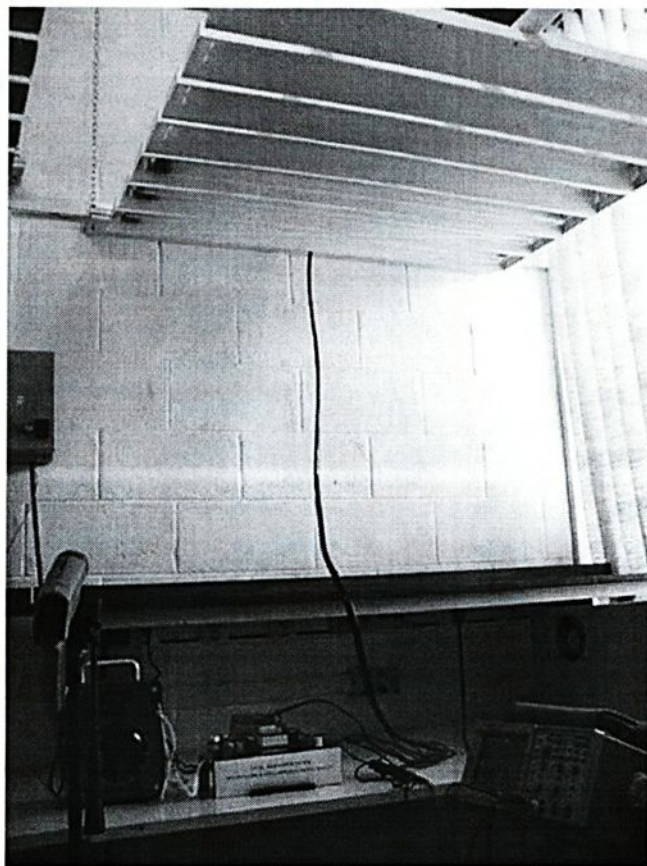


Figura 6.34 – Reator eletrônico Sepic ZCS-PWM para 5 (cinco) lâmpadas fluorescentes implementado.

Na Figura 6.35 observa-se o conjunto de lâmpadas fluorescentes para testes e o termômetro digital (RAYNGER MX4) para análise da temperatura dos eletrodos das lâmpadas (à esquerda).



*Figura 6.35 – Conjunto de testes para o acionamento de cinco lâmpadas fluorescentes de 40W.*

Observa-se que um importante fator para a vida média das lâmpadas fluorescentes é a temperatura de seus eletrodos. Como o reator proposto impõe uma corrente através das lâmpadas com uma frequência de 50kHz, e, devido as características dos elementos ressonantes do circuito de saída inversor, que determinam as características de partida das lâmpadas, torna-se importantíssimo a avaliação da temperatura dos eletrodos das mesmas.

Avaliando-se, para comparação, a temperatura dos eletrodos de lâmpadas fluorescentes tubulares de 40W (de mesmas características que aquelas usadas para o reator proposto), alimentadas por reator eletromagnético convencional, verificou-se que após duas horas de funcionamento ininterrupto, a temperatura registrada foi de 46,2 °C.

Da mesma forma, avaliando-se a temperatura dos eletrodos, agora com as lâmpadas sendo alimentadas pelo reator proposto, durante o mesmo tempo de funcionamento (2 horas), a temperatura registrada foi de 47,3 °C.

Portanto, pode-se concluir que as condições estabelecidas para o pré-aquecimento e ignição das lâmpadas são eficazes e que a corrente de manutenção das mesmas encontra-se adequada às características desejadas em regime permanente. Observa-se ainda que a pequena diferença de temperatura pode estar associada às distâncias, diferentes, em que as medidas foram realizadas e à possível pequena diferença de luminosidade, não avaliada neste trabalho, contudo, aparentemente visível.

Torna-se importante destacar ainda que, avaliando-se outras luminárias com diferentes lâmpadas de 40W – T12, e, diferentes reatores eletromagnéticos convencionais, foram observadas temperaturas dos eletrodos pouco acima de 50 °C, durante o mesmo tempo de funcionamento.

### **6.3. Conclusões finais e continuidade do trabalho**

Diante da análise realizada, através dos equacionamentos, das simulações e dos resultados experimentais, tanto para os estágios de entrada e saída, quanto para o circuito completo para o novo reator eletrônico pode-se apresentar algumas conclusões:

- ocorrem comutações não dissipativas do tipo ZCS na entrada em condução e comutações não dissipativas do tipo ZCS e ZVS, durante o bloqueio, tanto para o interruptor principal quanto para o auxiliar, pertencentes ao estágio de entrada;
- as comutações são do tipo ZVS para os diodos  $D_1$  e  $D_2$  do estágio de entrada;
- as comutações são do tipo ZVS para os interruptores do estágio de saída inversor;
- a modulação é com frequência constante;
- obtém-se correção ativa do fator de potência, observada pelas formas de onda da corrente do estágio de entrada;
- a corrente através do interruptor principal do estágio de entrada é menor do que aquela apresentada pelo conversor Sepic tradicional;
- o acionamento das lâmpadas fluorescentes foi eficiente;
- não foi possível o controle de luminosidade através da variação da tensão de saída do estágio de entrada, devido problemas de estabilidade do conversor Sepic;

• como desvantagem, observa-se que existem esforços adicionais de tensão sobre os interruptores principal e auxiliar do estágio de entrada.

Como continuidade do trabalho, propõe-se:

A implementação da estrutura CA/CC Sepic com a rotação da célula de comutação conforme Figura 6.34, com os objetivos de redução dos esforços de tensão nos semicondutores, e, o projeto de circuitos osciladores na saída com características distintas, com o objetivo de reduzir os reativos em circulação naquele estágio. Acredita-se ainda que com esta modificação o conversor Sepic possibilite a variação da tensão de saída (barramento CC, entrada do inversor), com operação estável, permitindo o controle de luminosidade. Uma desvantagem para esta estrutura é a necessidade de circuitos de comando de “gate” isolados.

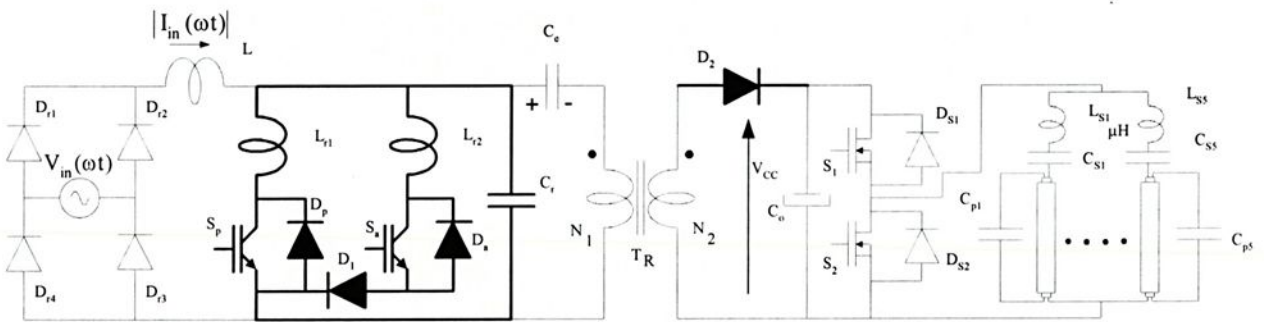


Figura 6.34 – Conversor CA/CC Sepic modificado aplicado à reator para múltiplas lâmpadas fluorescentes.

## Referências Bibliográficas

- [01] Carrière, L. A. e Rea, M., "Economics of Switching Fluorescent Lamps", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, nº 3, 1988, pp. 370-379;
- [02] "Conservação de Energia, Uma Realidade Irreversível", Revista Iluminação Brasil, nº 28, Março/Abril, 1991;
- [03] Malesani, L. et alli, "Single-Ended Soft-Switching Electronic Ballasts With Unity Power Factor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, nº 2, 1993, pp. 382-388;
- [04] Caballero, D. R., "Sistemas Eletrônicos de Iluminação Fluorescente: Topologias, Análise, Projeto e Experimentação", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Florianópolis, UFSC, 1992;
- [05] Spangler, J.; Hussain, B. e Behera, A. K., "Electronic Fluorescent Ballast Using a Power Factor Correction Techniques for Loads Greater Than 300Watts", IEEE APEC RECORDS, 1991, pp. 393-399;
- [06] Alves, J. A., "Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto Fator de Potência", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Florianópolis, UFSC, 1996;
- [07] Redl, R., "Low-Cost Line Harmonics Reduction", IEEE APEC SEMINAR 7, 1995, 71 pgs.;
- [08] Santos Sobrinho, L. T. dos, "Conversor CA/CC Abaixador de Tensão com Comutação Não Dissipativa e Fator de Potência Elevado, Através da Técnica de Controle por Corrente de Pico", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UNESP – FEIS, 1998;
- [09] Canesin, C. A. e Barbi, I., "Analysis and Design of Constant-Frequency Peak-Current-Controlled High-Power-Factor Boost Rectifier With Slope Compensation", IEEE APEC RECORDS, 1996, pp. 807-813;
- [10] Wu, T. et alli, "High-Efficiency Low-Stress Electronic Dimming Ballasts for Multiple Fluorescent Lamps", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 14, nº 1, 1999, pp. 160-167;



[11] Santos Sobrinho, L. T. dos; Kitamura, R. A. e Canesin, C. A., "A New HPF ZCS-PWM Sepic Rectifier Using Peak-Current and Average-Current Mode Controls – A Comparative Analysis", Anais do COBEP, 1999, pp. 405-410;

[12] Wakabayashi, F. T. e Canesin, C. A., "A New Family of Zero-Current-Switching PWM Converters and a Novel HPF ZCS-PWM Boost Rectifier", IEEE APEC RECORDS, 1999, pp. 605-611;

[13] André, A. S., "Reator Eletrônico para Duas Lâmpadas Fluorescentes de 110W com Controle de Luminosidade e Alto Fator de Potência", Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Florianópolis, UFSC, 1997;

[14] Gules, R.; Barbi, I. e Simões, E. M., "Sistema de Iluminação em Alta Frequência para um Grupo de Lâmpadas Fluorescentes, com Controle de Luminosidade e Elevado Fator de Potência", Anais do SEP'98, INEP-UFSC, Florianópolis, pp. 132-138;

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA - UNESP  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
AV. BRASIL, 56 - CAIXA POSTAL 31  
15385-000 - ILHA SOLTEIRA - SP**

