

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

**RETIFICADOR TRIFÁSICO COM ELEVADO FATOR  
DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR CC-CC SEPIC  
NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

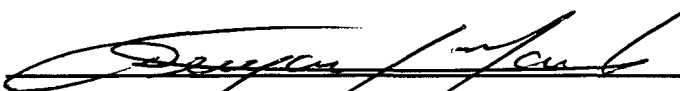
**ANDERSON HIDEKI DE OLIVEIRA**

**FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1996**

**RETIFICADOR TRIFÁSICO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O  
CONVERSOR CC-CC SEPIC NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA**

**ANDERSON HIDEKI DE OLIVEIRA**

**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO  
DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, ÁREA DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA ,  
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL  
PELO CURSO DE PÓS GRADUAÇÃO.**



**Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Ing.**

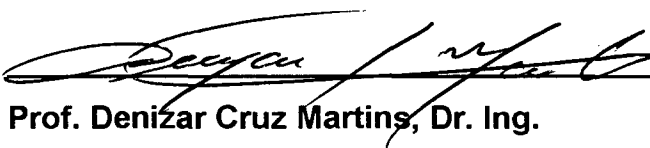
**ORIENTADOR**



**Prof. Adroaldo Raizer**

**COORDENADOR DO CURSO DE PÓS GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**BANCA EXAMINADORA:**



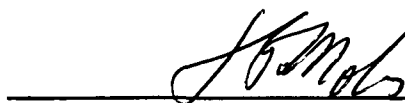
**Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Ing.**



**Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.**



**Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr. Ing.**



**Prof. Hari Bruno Mohr, Dr. Ing.**

Aos meus pais, Sebastião e Hiromi.

À minha noiva, Paula.

Aos meus sogros, Moacir e Elizabete.

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Denizar Cruz Martins, por ter me propiciado a oportunidade de realizar este trabalho.

Ao Prof. Ivo Barbi, pela dedicação, competência e espírito de trabalho, virtudes de um profissional exemplar.

Aos demais professores, técnicos e colegas do INEP, que contribuíram de uma ou outra forma na realização deste trabalho.

Aos meus pais, Sebastião e Hiromi, pela força e coragem com que enfrentaram todos os dias da nossa existência e por terem me propiciado todos estes anos de estudo.

À minha noiva, Paula, pelo apoio incondicional em todos os momentos da nossa união.

À todas as pessoas que de uma forma ou outra contribuíram para a realização deste trabalho.

À CAPES, pelo suporte financeiro.

# SUMÁRIO

Resumo.....	xii
Abstract.....	xiii
Simbologia.....	xiv
Introdução Geral.....	xviii

## CAPÍTULO I

### DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E DESCRIÇÃO DE ALGUNS SISTEMAS COM E SEM ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

1.1 - Introdução.....	1
1.2 - Definição do fator de potência.....	1
1.3 - Retificador trifásico convencional sem estágio de correção do fator de potência.....	3
1.4 - Retificador trifásico com filtro capacitivo e indutores de linha .....	4
1.5 - Retificador trifásico com filtro LC .....	5
1.6 - Retificador trifásico empregando o conversor CC-CC Sepic.....	6
1.6.1 - Retificador trifásico utilizando o conversor Sepic com indutores de linha.....	6
1.6.1.1 - Corrente de entrada em condução contínua.....	7
1.6.1.2 - Corrente de entrada em condução descontínua.....	7
1.6.2 - Retificador trifásico utilizando o conversor Sepic com apenas um indutor.....	8
1.7 - Conclusões.....	10

# CAPÍTULO II

## CONVERSOR CC-CC SEPIC OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

2.1 - Introdução.....	11
2.2 - Circuito básico do conversor CC-CC Sepic .....	11
2.3 - Etapas de funcionamento .....	12
2.3.1 - Primeira etapa: S conduzindo, Ds bloqueado .....	13
2.3.2 - Segunda etapa: S bloqueado, Ds conduzindo .....	14
2.3.3 - Terceira etapa: S bloqueado, Ds bloqueado.....	14
2.4 - Principais formas de onda .....	15
2.5 - Análise quantitativa do conversor CC-CC Sepic em MCD .....	16
2.5.1 - Correntes médias.....	18
2.5.1.1 - Corrente média de entrada.....	18
2.5.1.2 - Corrente média na indutância magnetizante do transformador.....	18
2.5.1.3 - Corrente média na chave S1.....	19
2.5.1.4 - Corrente média no capacitor C1.....	19
2.5.1.5 - Corrente média no diodo Ds.....	19
2.5.1.6 - Corrente média no capacitor de saída.....	20
2.5.2 - Correntes médias parametrizadas.....	20
2.5.2.1 - Correntes médias parametrizadas de entrada e na chave S1.....	20
2.5.2.2 - Correntes médias parametrizadas em Lm e no diodo Ds.....	21
2.5.2.3 - Corrente de circulação parametrizada.....	22
2.5.3 - Correntes eficazes.....	23
2.5.3.1 - Corrente de entrada eficaz.....	23
2.5.3.2 - Corrente eficaz na indutância magnetizante do transformador.....	24

2.5.3.3 - Corrente eficaz na chave S1.....	24
2.5.3.4 - Corrente eficaz no capacitor C1.....	24
2.5.3.5 - Corrente eficaz no diodo Ds.....	25
2.5.3.6 - Corrente eficaz no capacitor de filtragem Co.....	25
2.5.4 - Correntes eficazes parametrizadas.....	26
2.5.4.1 - Corrente eficaz de entrada parametrizada.....	26
2.5.4.2 - Corrente na indutância magnetizante parametrizada.....	27
2.5.4.3 - Corrente na chave S1 parametrizada.....	28
2.5.4.4 - Corrente no diodo Ds parametrizada.....	29
2.5.4.5 - Corrente no capacitor C1 parametrizada.....	29
2.5.4.6 - Corrente no capacitor Co parametrizada.....	30
2.5.5 - Correntes de pico.....	31
2.5.5.1 - Corrente de pico de entrada.....	31
2.5.5.2 - Corrente de pico na indutância magnetizante.....	31
2.5.5.3 - Corrente de pico na chave S1.....	32
2.5.5.4 - Corrente de pico no diodo Ds.....	32
2.5.6 - Correntes de pico parametrizadas.....	32
2.5.6.1 - Correntes de pico de entrada parametrizada.....	32
2.5.6.2 - Corrente de pico na indutância magnetizante parametrizada.....	33
2.5.6.3 - Corrente de pico na chave S1 parametrizada.....	35
2.5.6.4 - Corrente de pico no diodo Ds parametrizada.....	35
2.5.7 - Tensões máximas sobre os semicondutores.....	36
2.5.7.1 - Tensão máxima sobre S1.....	36
2.5.7.2 - Tensão reversa máxima sobre Ds.....	36
2.5.7.3 - Tensão reversa máxima sobre Dr.....	36
2.6 - Conclusões.....	37

## CAPÍTULO III

### CONVERSOR CC-CC SEPIC OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

3.1 - Introdução.....	38
3.2 - Operação no modo de condução contínua.....	38
3.2.1 - Primeira etapa: S conduzindo, Ds bloqueado.....	38
3.2.2 - Segunda etapa: S bloqueado, Ds conduzindo.....	39
3.3 - Principais formas de onda.....	40
3.4 - Análise quantitativa do conversor CC-CC Sepic em MCC.....	41
3.4.1 - Correntes médias.....	42
3.4.1.1 - Corrente média de entrada.....	42
3.4.1.2 - Corrente média na indutância magnetizante do transformador.....	43
3.4.1.3 - Corrente média na chave S1.....	43
3.4.1.4 - Corrente média no capacitor C1.....	43
3.4.1.5 - Corrente média no diodo Ds.....	43
3.4.1.6 - Corrente média no capacitor Co.....	44
3.4.2 - Correntes médias parametrizadas.....	44
3.4.2.1 - Correntes médias parametrizadas de entrada e na chave S1.....	44
3.4.2.2 - Correntes médias parametrizadas em Lm e no diodo Ds.....	45
3.4.3 - Correntes eficazes.....	47
3.4.3.1 - Corrente de entrada eficaz.....	47
3.4.3.2 - Corrente eficaz na indutância magnetizante do transformador.....	47
3.4.3.3 - Corrente eficaz na chave S1.....	48



3.4.3.4 - Corrente eficaz no capacitor C1.....	48
3.4.3.5 - Corrente eficaz no diodo Ds.....	48
3.4.3.6 - Corrente eficaz no capacitor de filtragem Co.....	49
3.4.4 - Correntes eficazes parametrizadas.....	49
3.4.4.1 - Corrente eficaz de entrada parametrizada.....	49
3.4.4.2 - Corrente na indutância magnetizante parametrizada.....	50
3.4.4.3 - Corrente na chave S1 parametrizada.....	51
3.4.4.4 - Corrente eficaz no capacitor C1 parametrizada .....	51
3.4.4.5 - Corrente eficaz no diodo Ds parametrizada.....	52
3.4.4.6 - Corrente no capacitor Co parametrizada.....	53
3.4.5 - Correntes de pico.....	53
3.4.5.1 - Corrente de pico de entrada.....	54
3.4.5.2 - Corrente de pico na indutância magnetizante.....	54
3.4.5.3 - Corrente de pico na chave S1.....	54
3.4.5.4 - Corrente de pico no diodo Ds.....	54
3.4.6 - Correntes de pico parametrizadas .....	55
3.4.6.1 - Correntes de pico de entrada parametrizada.....	55
3.4.6.2 - Corrente de pico na indutância magnetizante parametrizada.....	55
3.4.6.3 - Corrente de pico na chave S1 parametrizada.....	56
3.4.6.4 - Corrente de pico no diodo Ds parametrizada.....	57
3.4.7 - Tensões máximas sobre os semicondutores.....	57
3.4.7.1 - Tensão máxima sobre S1.....	57
3.4.7.2 - Tensão reversa máxima sobre Ds.....	58
3.4.7.3 - Tensão reversa máxima sobre Dr.....	58
3.5 - Conclusões.....	58

## CAPÍTULO IV

### CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR CC-CC SEPIC E ESTUDO DAS ONDULAÇÕES DE TENSÃO NOS CAPACITORES

4.1 - Introdução.....	58
4.2 - Corrente de comutação.....	59
4.3 - Característica de transferência estática do conversor Sepic.....	60
4.3.1 - Característica de transferência estática do conversor Sepic em MCD.....	60
4.3.2 - Característica de transferência estática do conversor Sepic em MCC.....	61
4.4 - Características externas do conversor Sepic.....	61
4.5 - Limite de condução contínua/descontínua.....	63
4.6 - Estudo das ondulações de tensão nos capacitores.....	64
4.6.1 - Ondulação de tensão nos terminais do capacitor C1.....	64
4.6.2 - Ondulação de tensão nos terminais do capacitor Co.....	66
4.7 - Conclusões.....	66

## CAPÍTULO V

### PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

5.1 - Introdução .....	67
5.2 - Procedimento de projeto.....	67
5.2.1 - Dados iniciais.....	68
5.2.2 - Ondulação da corrente no indutor de entrada.....	68
5.2.3 - Relação de transformação do transformador.....	70
5.2.4 - Cálculo do indutor de entrada $L_{in}$ .....	70
5.2.5 - Cálculo da indutância magnetizante do transformador.....	70

5.2.6 - Cálculo dos capacitores C1 e Co.....	71
5.2.7 - Escolha dos semicondutores.....	73
5.2.7.1 - Chave S1.....	73
5.2.7.2 - Diodo Ds.....	74
5.2.7.3 - Diodos retificadores.....	74
5.2.8 - Dissipadores.....	75
5.2.8.1 - Diodos retificadores.....	75
5.2.8.2 - Diodo Ds.....	76
5.2.8.3 - IGBT.....	77
5.3 - Considerações sobre o projeto dos elementos magnéticos.....	77
5.3.1 - Transformador.....	78
5.3.1.1 - Cálculo térmico.....	81
5.3.1.2 - Indutância de dispersão.....	82
5.3.2 - Indutor.....	83
5.3.2.1 - Cálculo térmico.....	84
5.4 - Grampeadores de tensão.....	85
5.4.1 - Grampeador de tensão em S1.....	85
5.4.2 - Grampeador de tensão em Ds.....	86
5.5 - Circuito de comando.....	87
5.5.1 - Transformador de pulso.....	88
5.6 - Circuito completo implementado.....	89
5.7 - Conclusões.....	90

## **CAPÍTULO VI**

### **RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS**

6.1 - Introdução.....	91
-----------------------	----

6.2 - Resultados de simulação.....	91
6.3 - Resultados experimentais.....	97
6.4 - Conclusões.....	101
CONCLUSÕES FINAIS.....	102
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	103

## **ANEXOS**

### **ANEXO I**

#### **MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC SEPIC NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA**

A.1 - Introdução.....	107
A.2 - A chave PWM.....	107
A.3 - Análise CC.....	109
A.4 - Função de transferência da saída em relação à variável de controle.....	110
A.5 - Representação do retificador trifásico/conversor CC-CC Sepic.....	113
A.6 - Valores de projeto.....	116

## RESUMO

Este trabalho apresenta a análise e implementação de um retificador trifásico, com controle de fluxo de energia através da modulação PWM, empregando o conversor CC-CC Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter) operando no modo de condução contínua (MCC) para a correção do fator de potência.

O principal atrativo do conversor CC-CC Sepic reside no fato de ser uma estrutura naturalmente isolada, que permite a regulação da tensão de saída com apenas um estágio de processamento de energia.

O princípio de operação, análise matemática, procedimento de projeto, simulação e resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de laboratório são apresentados.

## ABSTRACT

This work presents the analysis and implementation of a single-ended PWM three-phase rectifier, through the use of the DC/DC Sepic Converter (Single Ended Primary Inductance Converter) operating in continuous conduction mode (CCM) for power factor correction.

The main attractive of the Sepic converter is that it is a naturally isolated structure, which allows a regulated output voltage with only one power processing stage.

Principle of operation, mathematical analysis, design procedure, simulation and experimental results obtained from a laboratory prototype are presented.

## SIMBOLOGIA

$a$	Relação entre o indutor de entrada e a indutância magnetizante
$A_e$	Área da seção transversal do núcleo do transformador
$A_p$	Área ocupada pelo enrolamento primário do transformador
$A_w$	Área da janela do núcleo
$B$	Densidade de fluxo magnético
$C_f$	Capacitor de filtragem
$C_{g1}, C_{g2}$	Capacitores dos circuitos grameadores
$C_o$	Capacitor de filtragem de saída referenciado ao primário do transformador
$C_{os}$	Capacitor de filtragem de saída referenciado ao secundário do transformador
$C_1$	Capacitor de acoplamento do conversor CC-CC Sepic
$D$	Razão cíclica da chave S1
$D_{crit}$	Razão cíclica crítica
$D_{g1}, D_{g2}$	Diodos dos circuitos grameadores
$D_s$	Diodo de saída do conversor CC-CC Sepic
$D_{1.T}$	Intervalo de condução do diodo $D_s$ em MCD
$D_1-D_6$	Diodos retificadores
$FP$	Fator de potência
$f_s$	Frequência de chaveamento
$G$	Ganho estático
$i_c$	Corrente no capacitor $C_1$
$I_{C_{md}}$	Corrente média no capacitor $C_1$
$I_{C_{ef}}$	Corrente eficaz no capacitor $C_1$
$\overline{I_{C_{ef}}}$	Corrente eficaz no capacitor $C_1$ parametrizada
$i_{co}$	Corrente no capacitor $C_o$
$I_{CO_{md}}$	Corrente média no capacitor $C_o$
$I_{CO_{ef}}$	Corrente eficaz no capacitor $C_o$

$\overline{i_{Coef}}$	Corrente eficaz no capacitor $C_o$ parametrizada
$i_{com}$	Corrente de comutação
$i_{Ds}, i_D$	Corrente no diodo $D_s$
$i_{dmd}$	Corrente média no diodo $D_s$
$\overline{i_{def}}$	Corrente eficaz no diodo $D_s$ parametrizada
$\overline{i_{dmd}}$	Corrente média parametrizada em $D_s$
$i_{def}$	Corrente eficaz no diodo $D_s$
$i_{Ds_{pk}}$	Valor de pico da corrente no diodo $D_s$
$i_e$	Corrente no indutor de entrada do conversor CC-CC Sepic
$i_{ef}$	Corrente de entrada eficaz
$\overline{i_{ef}}$	Corrente eficaz de entrada parametrizada
$i_{emd}$	Corrente média no indutor $L_{in}$
$\overline{i_{emd}}$	Corrente média parametrizada no indutor $L_{in}$
$i_{eo}$	Corrente de circulação
$i_{e_{pk}}$	Valor de pico da corrente de entrada
$i_{in}$	Corrente de entrada
$i_{ef}$	Valor eficaz da corrente de entrada
$i_i(t)$	Corrente de entrada
$i_{i(1)ef}$	Valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada
$i_{Lm}$	Corrente na indutância magnetizante
$i_{Lm_{md}}$	Corrente média em $L_m$
$\overline{i_{lmef}}$	Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada
$\overline{i_{lmmd}}$	Corrente média parametrizada em $L_m$
$i_{lmef}$	Corrente eficaz em $L_m$
$i_{lm_{pk}}$	Valor de pico da corrente na indutância magnetizante
$i_o, i_{o_{md}}$	Corrente média de carga referenciado ao primário do transformador
$i_{os}$	Corrente de carga referenciado ao secundário do transformador



$I_s$	Corrente na chave S1
$I_{s_{md}}$	Corrente média em S1
$I_{s_{ef}}$	Corrente eficaz na chave S1
$I_{s_{pk}}$	Valor de pico da corrente na chave S1
$\overline{I_{s_{ef}}}$	Corrente eficaz na chave S1 parametrizada
J	Densidade de corrente
$K_p$	Fator de utilização do primário do transformador
$K_w$	Fator de utilização da área do primário do transformador
$L_{disp}$	Indutância de dispersão do transformador
$L_{eq}$	Indutância equivalente
$L_f$	Indutor de filtragem
$L_{in}$	Indutância de entrada do conversor CC-CC Sepic
$L_m$	Indutância magnetizante do transformador
$L_p$	Indutância magnetizante do transformador vista pelo primário
$L_s$	Indutância magnetizante do transformador vista pelo secundário
MCC	Modo de Operação em Condução Contínua
MCD	Modo de Operação em Condução Descontínua
N	Relação de transformação do transformador
$N_p$	Número de espiras do primário do transformador
$N_s$	Número de espiras do secundário do transformador
$P_{com}$	Perdas de comutação
$P_{cond}$	Perdas de condução
$P_{mag}$	Perdas magnéticas
$P_o$	Potência de saída
$R_{g1}, R_{g2}$	Resistores dos circuitos grampeadores
$R_o$	Resistência de carga referenciada ao primário do transformador
$R_{o_{crit}}$	Resistência de carga crítica

$R_{os}$	Resistência de carga referenciada ao secundário do transformador
$R_{se1}, R_{se2}$	Resistência série equivalente dos capacitores C1 e Co
$R_{th_{sa}}$	Resistência térmica dissipador-ambiente
$S_{cm}$	Área da seção transversal de um fio condutor
S1	Chave comandada do conversor CC-CC Sepic
TDH	Taxa de distorção harmônica
$V_{d_{max}}$	Tensão reversa máxima sobre o diodo Ds
$V_{dr_{max}}$	Tensão reversa máxima sobre os diodos retificadores
$V_{fase}$	Tensão de fase da rede de alimentação
$V_{in}$	Tensão média equivalente na entrada do conversor CC-CC Sepic
$V_{i_{ef}}$	Valor eficaz da tensão senoidal de entrada
$V_o$	Tensão de saída referenciado ao primário do transformador
$V_{os}$	Tensão de saída referenciado ao secundário do transformador
$V_{s_{pk}}$	Tensão máxima aplicada sobre a chave S1
V1, V2, V3	Tensões de fase da rede de alimentação
$\Delta Q_c$	Variação de carga do capacitor C1
$\Delta V_c$	Ondulação de tensão nos terminais do capacitor C1
$\Delta V_{co}$	Ondulação de tensão nos terminais do capacitor Co
$\ell$	Comprimento de uma espira
$\ell_t$	Comprimento médio de uma espira
$\eta$	Rendimento
$\theta_{(1)}$	Ângulo de deslocamento entre a tensão e a componente fundamental da corrente de entrada
$\Delta$	Profundidade de penetração de campos nos condutores
$\delta$	Entreferro do transformador
$\sum I_{i(n)}$	Somatório das harmônicas de corrente

# INTRODUÇÃO GERAL

Os sistemas de alimentação trifásicos, disponíveis em aplicações industriais, geralmente são mais indicados para sistemas de potências elevadas (acima de 1 kW), onde a conversão CA/CC tem sido dominada por retificadores convencionais a diodos e retificadores controlados a tiristores.

A característica da corrente de entrada destes retificadores cria problemas para a rede comercial de energia elétrica, dentre os quais podem ser destacados:

- Distorção da tensão de alimentação, devido aos altos picos de corrente requeridos pelo retificador, podendo prejudicar o funcionamento de outros equipamentos conectados ao mesmo ponto;
- Aumento das perdas nos elementos das redes de transmissão e distribuição;
- Redução do fator de potência na entrada do estágio retificador;
- Necessidade de geração de grandes quantidades de potência reativa, elevando os custos de todo o sistema;
- Diminuição do rendimento da estrutura devido ao elevado valor eficaz da corrente de entrada do retificador;
- Interferência eletromagnética em sinais de controle e comunicação.

Muitos trabalhos tem sido apresentados pela comunidade científica a fim de proporcionar a utilização de conversores CA/CC com fator de potência unitário para a rede CA e baixo conteúdo harmônico na corrente de linha [1,2,3].

Estes estudos são decorrentes de exigências das especificações militares e das agências governamentais de energia européias e americanas.

Neste trabalho apresenta-se a análise e desenvolvimento de uma estrutura retificadora trifásica de alto fator de potência, operando a frequência constante, com um único estágio de

processamento de potência, baseado no conversor CC/CC Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter).

No capítulo I são apresentadas equações que definem o fator de potência (FP) e a taxa de distorção harmônica (TDH) de estruturas genéricas e algumas técnicas de correção do FP.

No capítulo II são apresentadas as etapas de funcionamento do conversor CC-CC Sepic em condução descontínua (MCD), as análises quantitativas e qualitativas, e são gerados ábacos para o dimensionamento do referido conversor.

No capítulo III são apresentadas as etapas de funcionamento do conversor CC-CC Sepic em condução contínua (MCC), as análises quantitativas e qualitativas, e são gerados ábacos para o dimensionamento do referido conversor.

No capítulo IV são apresentadas as características externas do conversor CC-CC Sepic em MCD e MCC, os limites entre os modos de operação e um estudo das ondulações nos capacitores do referido conversor.

No capítulo V é apresentado um procedimento de projeto da estrutura proposta e um exemplo de projeto.

No capítulo VI são apresentados os resultados de simulação e experimentais do retificador trifásico proposto.

# CAPÍTULO I

## DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E DESCRIÇÃO DE ALGUNS SISTEMAS COM E SEM ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

### 1.1) INTRODUÇÃO:

O grande desenvolvimento da tecnologia dos conversores estáticos e dos componentes semicondutores possibilitaram o uso da eletrônica de potência na conversão CA-CC de energia para várias aplicações industriais. A utilização generalizada de retificadores de potência tende a provocar distorção harmônica das correntes drenadas da rede elétrica e, conseqüentemente, um baixo fator de potência. A estas correntes distorcidas, que representam uma nova forma de poluição, estão associados interferências eletromagnéticas e desperdício de energia nas linhas das empresas fornecedoras de energia elétrica. Sendo assim, pesquisas têm sido feitas a fim de produzir equipamentos mais eficientes e que busquem minimizar estes problemas. A seguir é apresentada a definição do fator de potência (FP) [4] e algumas técnicas de correção do FP.

### 1.2) DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA :

A figura 1.1 apresenta um diagrama de blocos com os principais parâmetros para a obtenção da definição do fator de potência [1].

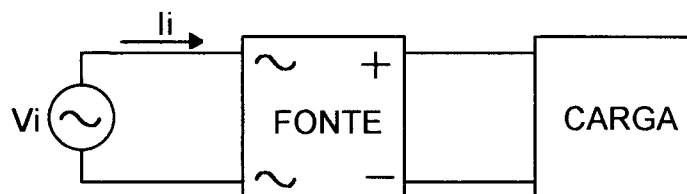


Figura 1.1 - Diagrama de blocos.

A equação que define o fator de potência é apresentada a seguir:

$$FP = \frac{V_{ief} \cdot i_{i(1)ef} \cdot \cos \theta_{(1)}}{V_{ief} \cdot I_{ief}} = \frac{i_{i(1)ef}}{I_{ief}} \cdot \cos \theta_{(1)} \quad (1.1)$$

onde:

$V_{ief}$  - Valor eficaz da tensão senoidal de entrada.

$i_{i(1)ef}$  - Valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada.

$I_{ief}$  - Valor eficaz da corrente de entrada.

$\theta_{(1)}$  - Ângulo de deslocamento entre a tensão e a componente fundamental da corrente de entrada.

Usualmente a corrente de entrada possui harmônicas. Assim:

$$i_i(t) = i_{i(1)} + \sum i_{i(n)} \quad (1.2)$$

onde:

$i_{i(t)}$  - Corrente de entrada.

$\sum i_{i(n)}$  - Somatório das harmônicas de corrente.

$$I_{ief}^2 = i_{i(1)ef}^2 + \sum i_{i(n)ef}^2 \quad (1.3)$$

$$FP = \frac{i_{i(1)ef}}{\sqrt{i_{i(1)ef}^2 + \sum i_{i(n)ef}^2}} \cdot \cos \theta_{(1)} \quad (1.4)$$

A taxa de distorção harmônica (TDH) é definida por:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum i_{i(n)ef}^2}}{i_{i(1)ef}} \quad (1.5)$$

Assim:

$$FP = \frac{\cos \theta_{(1)}}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.6)$$

Portanto, fator de potência unitário significa:

- Deslocamento entre  $V_i$  e  $i_{i(1)}$  igual a zero;
- Ausência de harmônica de corrente de entrada.

### 1.3) RETIFICADOR TRIFÁSICO CONVENCIONAL SEM ESTÁGIO DE CORRECÃO DO FATOR DE POTÊNCIA :

A figura 1.2 apresenta o retificador trifásico em ponte completa com filtro capacitivo na saída para redução de ondulações da tensão contínua. Seu uso é bastante difundido na indústria, já que representa a solução mais simples e barata para a obtenção de tensão contínua a partir de uma rede CA, principalmente em sistemas de grande porte.

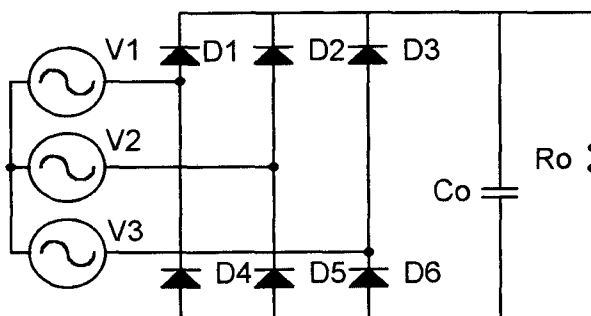


Figura 1.2 - Retificador trifásico convencional.

A corrente absorvida pelo retificador possui elevada taxa de distorção harmônica (TDH na ordem de 120%) e baixo fator de potência (FP na ordem de 0,65). As formas de onda de corrente e tensão de entrada são mostradas na figura 1.3.

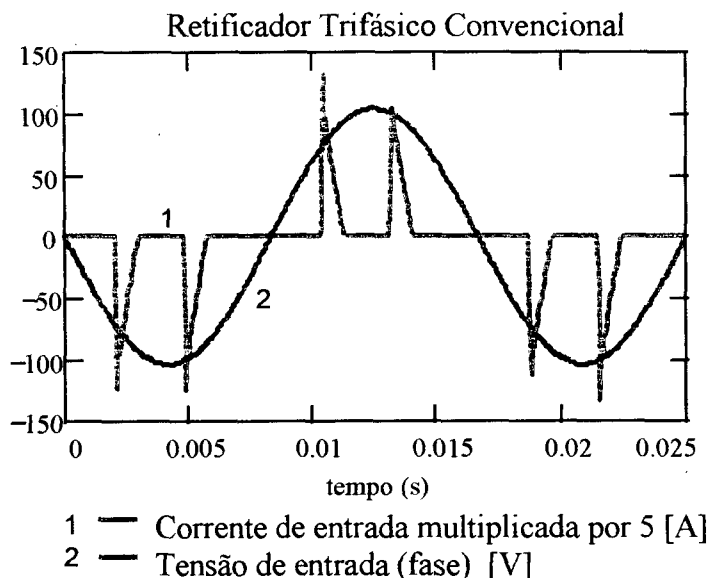


Figura 1.3 - Tensão e corrente de entrada do retificador da fig.1.2.

#### 1.4) RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO CAPACITIVO E INDUTORES DE LINHA:

Uma solução simples e robusta para o retificador trifásico convencional é apresentada na figura 1.4, onde são adicionados indutores em série com a rede. Um inconveniente desta estrutura é que a tensão média de saída torna-se dependente da corrente de carga.

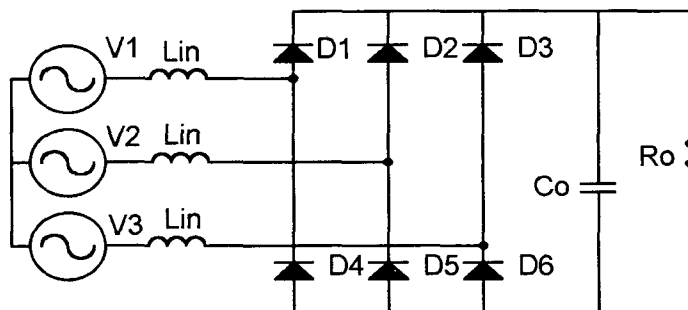


Figura 1.4 - Retificador trifásico com indutores de linha.

As formas de onda de tensão e corrente de entrada do retificador são apresentadas na figura 1.5.

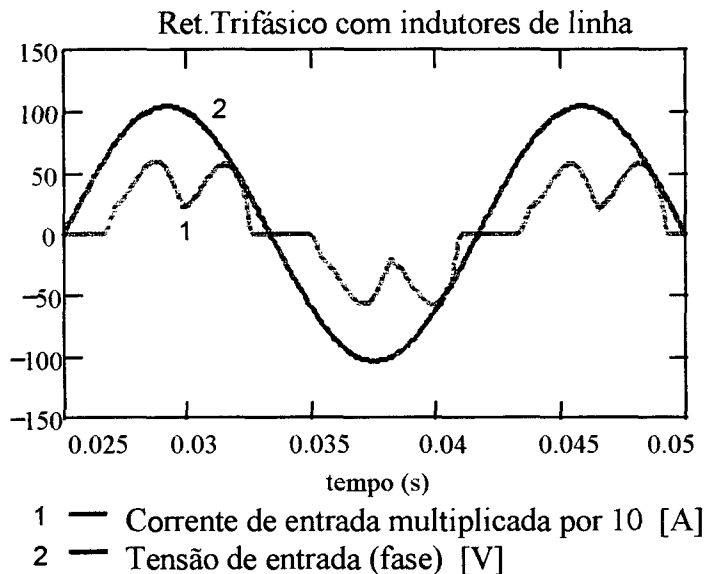


Figura 1.5 - Tensão e corrente de entrada do retificador com indutores de linha.

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada obtida para esta estrutura está em torno de 40% e o fator de potência em torno de 0,92.



### 1.5) RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO LC:

Adicionando-se um filtro LC na saída do retificador trifásico convencional obtém-se o circuito da figura 1.6, que apresenta um elevado fator de potência e uma tensão de saída independente da variação de carga.

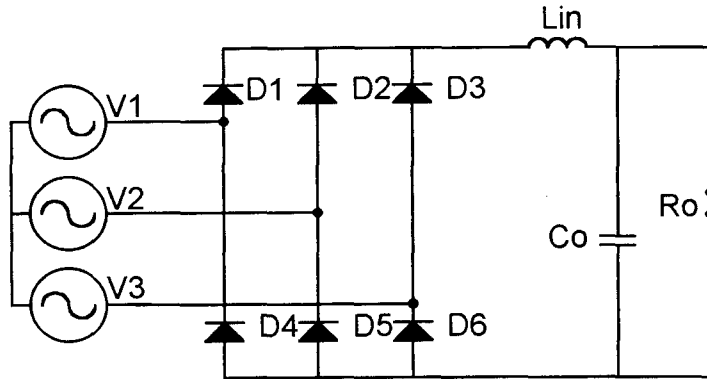


Figura 1.6 - Retificador trifásico com filtro LC.

As formas de onda da tensão e corrente de entrada podem ser vistas na figura 1.7.

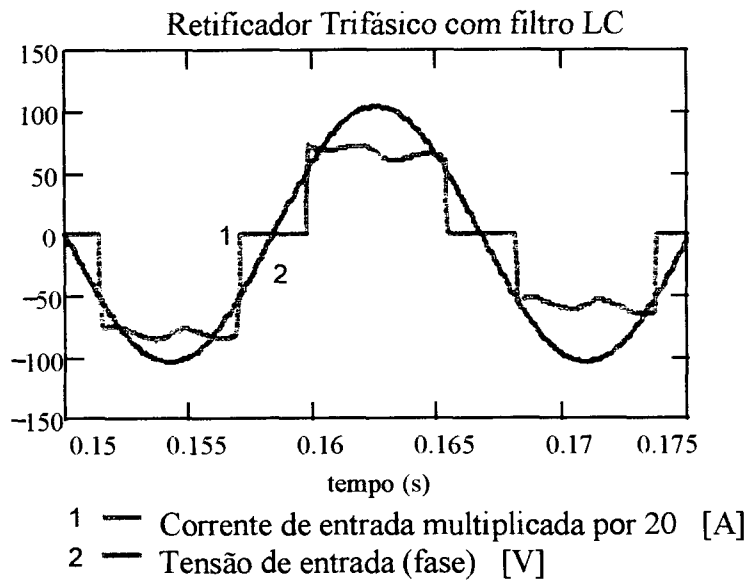


Figura 1.7 - Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico com filtro LC.

O fator de potência obtido para esta estrutura foi de 0,96 e TDH em torno de 30%.

Todas as estruturas retificadoras apresentadas neste capítulo apresentam como grande desvantagem a impossibilidade de regulação da tensão de saída.

## 1.6) RETIFICADOR TRIFÁSICO EMPREGANDO O CONVERSOR SEPIC:

O conversor CC-CC Sepic apresenta algumas características interessantes em aplicações de correção do fator de potência, dentre as quais podem ser destacadas:

- Conversor naturalmente isolado;
- Pode ser utilizado como abaixador ou elevador de tensão;
- Estrutura simples e robusta;

Podem ser utilizadas diferentes configurações e estratégias de operação do conversor, que são apresentadas a seguir.

### 1.6.1) Retificador trifásico utilizando o conversor Sepic com indutores de linha:

Posicionando-se o indutor de entrada do conversor CC-CC Sepic no lado CA do retificador trifásico obtém-se a estrutura da figura 1.8.

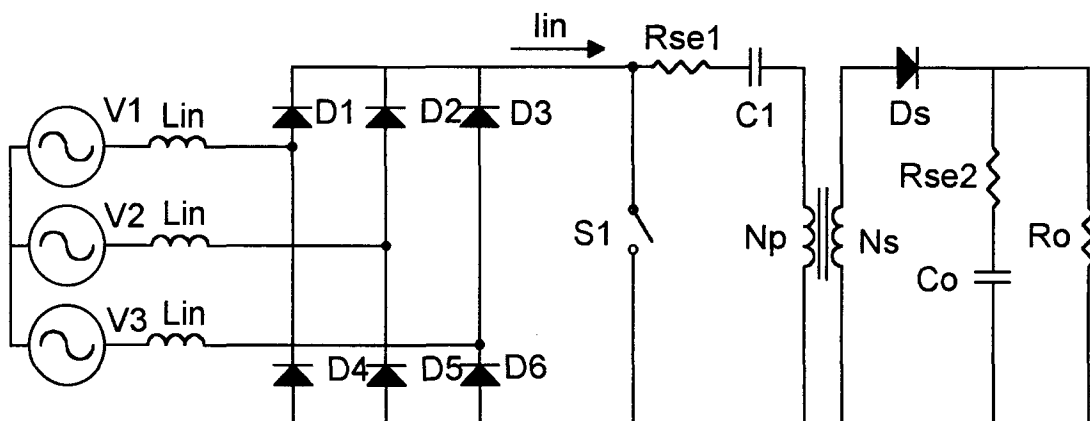


Figura 1.8 - Retificador trifásico empregando o conversor Sepic.

Pode-se operar esta estrutura de duas maneiras distintas:

- A corrente de entrada  $i_{lin}$  circula em condução contínua;
- A corrente de entrada  $i_{lin}$  circula em condução descontínua.

A seguir serão apresentados resultados obtidos por simulação para ambos os casos.

### 1.6.1.1) Corrente de entrada lin em condução contínua:

As formas de onda da tensão e corrente de entrada do retificador trifásico da figura 1.8, com corrente de entrada lin no modo de condução contínua, são apresentadas na figura 1.9.

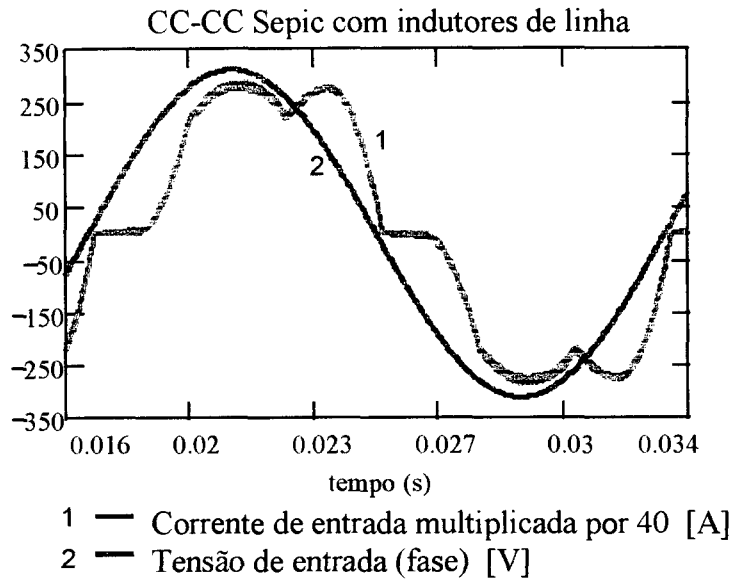


Figura 1.9 - Tensão e corrente de fase da estrutura da fig.1.8.

O fator de potência obtido para esta estrutura foi de 0,89 e a TDH foi de 20%.

### 1.6.1.2) Corrente de entrada lin em condução descontínua:

Para que a estrutura da figura 1.8 opere com a corrente lin em condução descontínua, deve-se empregar um filtro na entrada do retificador de modo a obter um elevado fator de potência e baixa TDH. Uma estrutura possível é apresentada na figura 1.10.

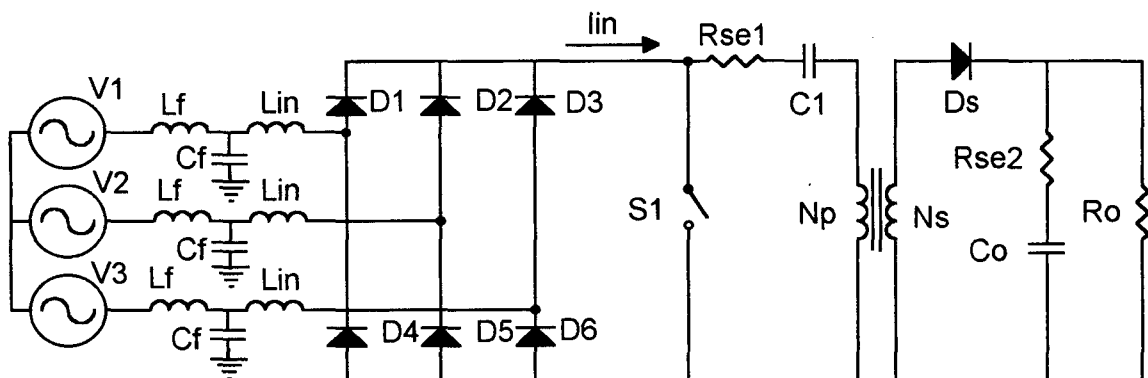


Figura 1.10 Retificador trifásico empregando o conversor Sepic.

As formas de onda da tensão e corrente de entrada do retificador trifásico da figura 1.10, com corrente de entrada lin no modo de condução descontínua, são apresentadas na figura 1.11.

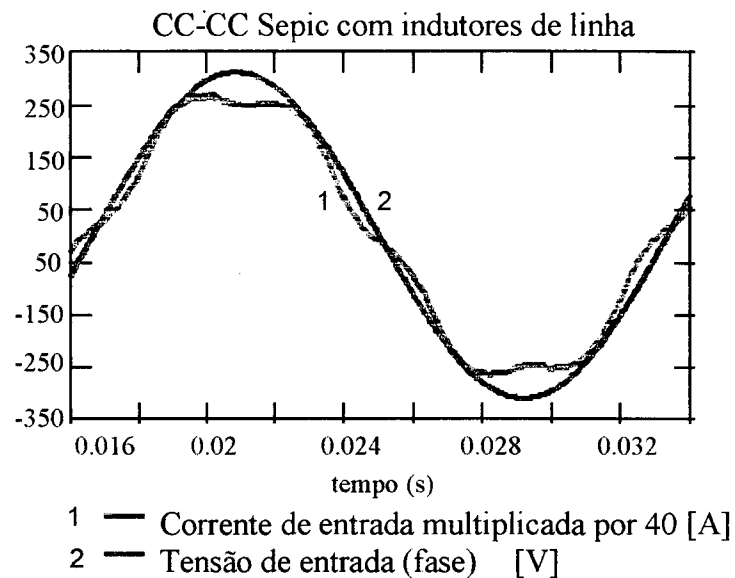


Figura 1.11 - Tensão e corrente de fase da estrutura da fig.1.10.

O fator de potência obtido para esta estrutura foi de 0,997 e a TDH foi de 7%.

Apesar do elevadíssimo fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica, a descontinuidade das correntes nos indutores e, conseqüentemente, elevados valores eficazes destas correntes, fazem com que as perdas em condução diminuam consideravelmente o rendimento desta estrutura.

### 1.6.2) Retificador trifásico utilizando o conversor Sepic com apenas um indutor:

Empregando-se apenas um indutor no lado CC do retificador, obtém-se o retificador apresentado na figura 1.12. Da mesma maneira que no caso anterior, a corrente neste indutor pode circular em condução contínua ou descontínua. Entretanto será apresentado apenas o resultado para condução contínua no indutor, já que a condução descontínua provoca um elevado valor eficaz de corrente e, conseqüentemente, uma redução no rendimento.

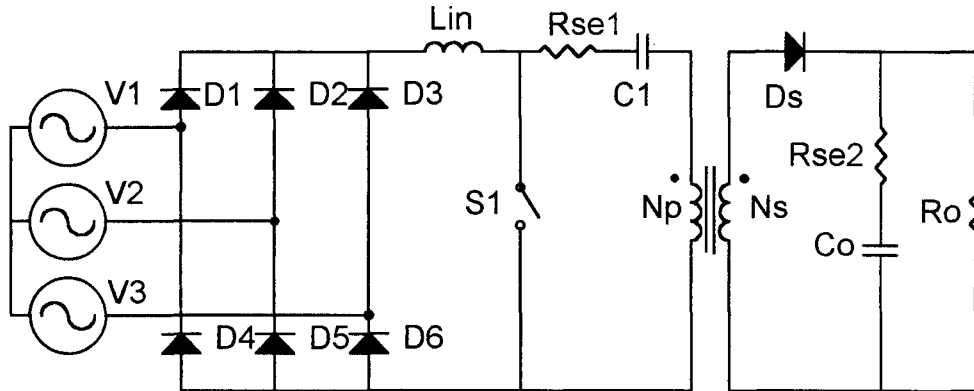


Figura 1.12 - Retificador trifásico empregando conversor CC-CC Sepic.

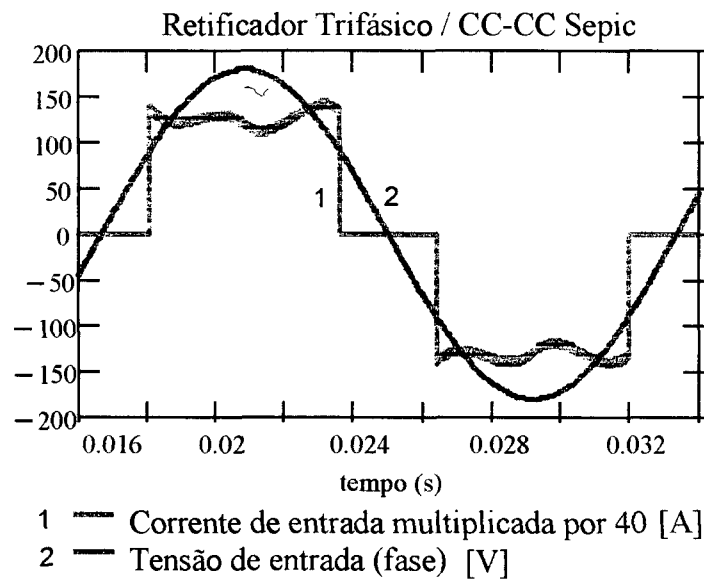


Figura 1.13 - Tensão e corrente de fase do retificador trifásico da figura 1.12.

O fator de potência obtido para esta estrutura foi de 0,956 e a TDH foi de 30%.

Resumindo:

ESTRUTURA	FIGURA	FATOR DE POTÊNCIA	TDH (%)
I	Figura 1.8	0,89	20
II	Figura 1.10	0,997	7
III	Figura 1.12	0,956	30

Figura 1.14 - FP e TDH das estruturas retificadoras trifásicas empregando o conversor CC-CC Sepic.

Através da figura 1.14 percebe-se que a estrutura II apresenta maior fator de potência e menor taxa de distorção harmônica em relação as demais estruturas. Entretanto, o elevado valor da corrente eficaz nos indutores de entrada, devido a descontinuidade da corrente nos mesmos, produz uma redução significativa no rendimento desta estrutura. Por este motivo, a estrutura escolhida neste trabalho para o estudo e implementação foi a estrutura III, que apresenta um elevado fator de potência e razoável taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

### **1.7) CONCLUSÕES:**

Neste capítulo foi apresentada a definição do fator de potência (FP) em estruturas genéricas e verificou-se que o mesmo é afetado tanto pela taxa de distorção harmônica da corrente absorvida por cargas não lineares como também pelo defasamento da componente fundamental da corrente drenada em relação à tensão de alimentação.

Várias estruturas retificadoras trifásicas foram propostas pelo INEP (Instituto de Eletrônica de Potência) [5, 6, 7], todas apresentando excelentes resultados quanto ao fator de potência e à taxa de distorção harmônica das correntes de entrada. Entretanto, devido a relativa complexidade destas estruturas para aplicações industriais, propõe-se uma estrutura extremamente simples baseada no conversor CC-CC Sepic.

## CAPÍTULO II

### CONVERSOR CC/CC SEPIC OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

#### 2.1) INTRODUÇÃO:

O conversor CC/CC Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter) originalmente foi desenvolvido e analisado para funcionamento como elevador de tensão, e para altas tensões de saída. Suas características estáticas são análogas ao conversor Cúk isolado, sendo uma estrutura de quarta ordem.

O conversor Sepic, que é naturalmente isolado, apresenta como grande vantagem o fato de processar toda a energia em um único estágio e possibilidade de operar como elevador ou abaixador de tensão.

Neste capítulo será feita a análise qualitativa e quantitativa do conversor CC/CC Sepic em condução descontínua e regime permanente, bem como a apresentação das suas principais formas de onda .

#### 2.2) CIRCUITO BÁSICO DO CONVERSOR CC-CC SEPIC:

A figura a seguir apresenta o circuito básico para o conversor CC-CC Sepic:

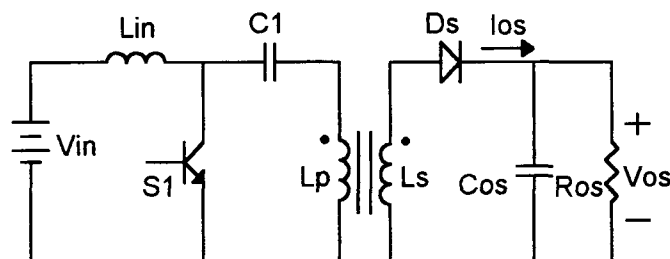


Figura 2.1 - Conversor CC/CC Sepic.

Referindo-se os parâmetros secundários do conversor para o lado primário tem-se o circuito equivalente da figura 2.2, onde:

$$R_o = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \cdot R_{os} \quad C_o = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \cdot C_{os} \quad V_o = \left(\frac{N_p}{N_s}\right) \cdot V_{os} \quad I_o = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \cdot I_{os}$$

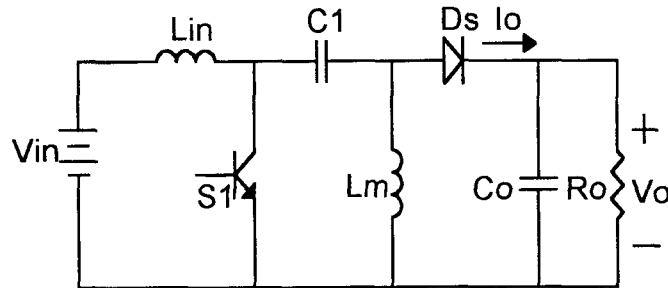


Figura 2.2 - Circuito equivalente do conversor CC/CC Sepic referenciado ao primário.

A seguir será apresentada a análise qualitativa do conversor Sepic em MCD.

### 2.3) ETAPAS DE FUNCIONAMENTO:

Considerando-se o modo de operação de condução descontínua e regime permanente, o conversor Sepic pode ser descrito por três etapas distintas de funcionamento, durante um período de chaveamento. A fim de facilitar o estudo da estrutura, serão consideradas as seguintes simplificações:

- A análise é feita para o circuito operando em regime permanente;
- Os semicondutores são considerados ideais;
- O transformador é representado por sua indutância magnetizante;
- As ondulações de tensão nos capacitores C1 e Co são consideradas nulas;
- As tensões de rede são consideradas constantes em um período de chaveamento do conversor;
- São desprezadas as perdas no conversor, ou seja, admite-se uma eficiência de 100%.



### 2.3.1) Primeira etapa (intervalo $0 < t < D.T$ ): S conduzindo, Ds bloqueado.

Durante o intervalo em que S conduz, o circuito equivalente para o conversor Sepic é o mostrado na figura 2.3.

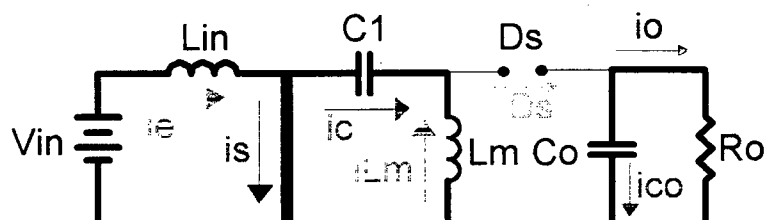


Figura 2.3 - Estrutura equivalente para a primeira etapa de funcionamento.

Esta primeira etapa tem como principais características:

- Os indutores  $L_{in}$  e  $L_m$  estão armazenando energia, provenientes de  $V_{in}$  e  $C_1$  respectivamente;
- A corrente no indutor de entrada  $L_{in}$  cresce linearmente com uma taxa de variação igual a  $V_{in}/L_{in}$ ;
- A corrente na indutância magnetizante  $L_m$  cresce linearmente com uma taxa de variação igual a  $V_{in}/L_m$ ;
- O capacitor  $C_1$  é dimensionado de modo que a ondulação de tensão em seus terminais seja desprezível para a análise qualitativa do conversor;
- Sendo assim, a tensão no capacitor  $C_1$  será a própria tensão de alimentação  $V_{in}$ ;
- A corrente na chave S é a soma das correntes nos indutores  $L_{in}$  e  $L_m$ ;
- O diodo  $D_s$  encontra-se bloqueado pois está reversamente polarizado com a tensão  $V_o + V_{in}$ ;
- O capacitor  $C_o$  está fornecendo a energia para a carga  $R_o$ ;
- A entrada em condução da chave S não é dissipativa, pois quando ela é comandada a conduzir, a corrente inicia-se de um valor nulo.

### 2.3.2) Segunda etapa (intervalo $D.T < t < (D+D1).T$ ): S bloqueado, Ds conduzindo.

Imediatamente após a chave ser comandada a bloquear, o diodo Ds entra em condução. O circuito equivalente para esta etapa de funcionamento é mostrado na figura 2.4.

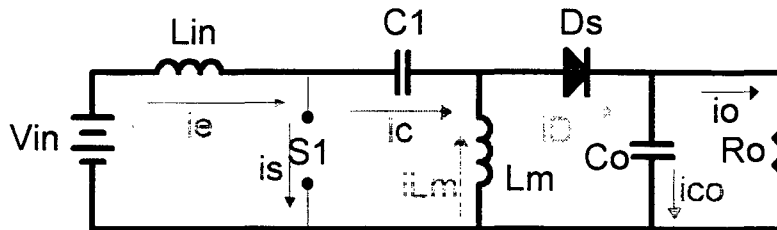


Figura 2.4 - Circuito equivalente para a segunda etapa de funcionamento.

A segunda etapa tem como principais características:

- A energia armazenada nos indutores  $L_{in}$  e  $L_m$ , durante a primeira etapa de funcionamento estão sendo entregues à carga;
- A tensão sobre a chave S é igual a  $(V_o+V_{in})$ ;
- A corrente de entrada  $i_e$  decresce linearmente com uma taxa de variação igual a  $V_o/L_{in}$ ;
- A corrente  $i_{L_m}$  decresce linearmente com uma taxa de variação igual a  $V_o/L_m$ ;
- A corrente sobre o diodo Ds é a soma das correntes  $i_e$  e  $i_{L_m}$ ;
- Esta etapa termina quando a corrente sobre o diodo Ds se anula;
- O bloqueio da chave S é dissipativa, pois só haverá a extinção da corrente quando a tensão em seus terminais for igual a  $(V_o+V_{in})$ .

### 2.3.3) Terceira etapa (intervalo $(D+D1).T < t < T$ ): S bloqueado, Ds bloqueado.

Este intervalo se inicia quando a corrente no diodo Ds se anula. O circuito equivalente desta etapa de funcionamento é mostrado na figura 2.5:

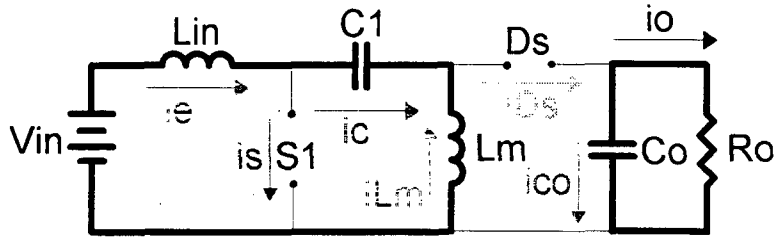


Figura 2.5 - Circuito equivalente para a terceira etapa de funcionamento.

A terceira etapa de funcionamento tem como principais características:

- Quando a corrente do diodo  $D_s$  se anula ( $i_e = -i_{L_m}$ ), ele se bloqueia;
- As correntes nos indutores  $L_{in}$  e  $L_m$  são constantes (tensão sobre os mesmos é nula);
- A tensão sobre a chave  $S$  durante esta etapa é a própria tensão de entrada  $V_{in}$ ;
- A tensão sobre o diodo  $D_s$  é a própria tensão de saída  $V_o$ ;
- A corrente dos indutores, durante esta etapa, é denominada de corrente de circulação;
- Esta etapa termina quando a chave  $S$  é comandada a conduzir.

## 2.4) PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA:

As figuras 2.6 e 2.7 apresentam as principais formas de onda do conversor Sepic no modo de operação descontinuo:

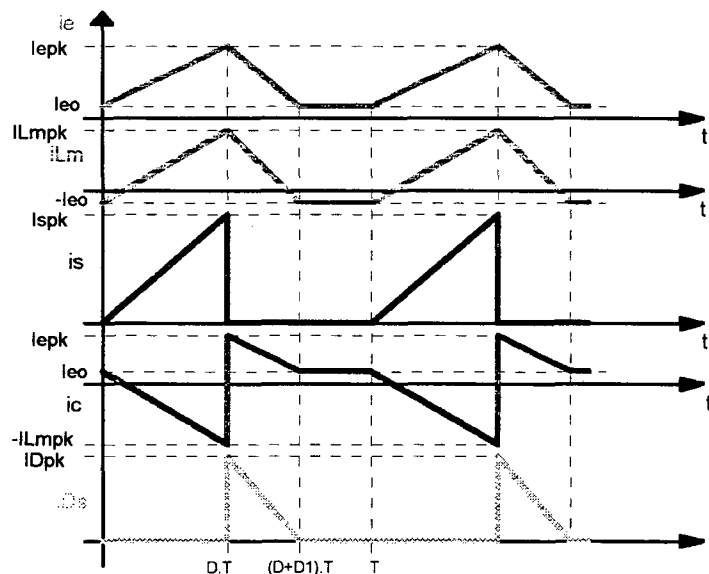


Figura 2.6 - Forma de onda das correntes no conversor Sepic em MCD.

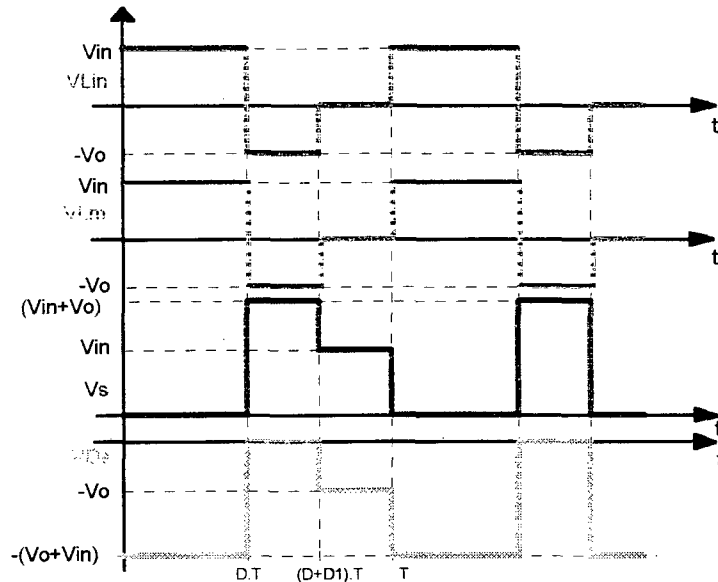


Figura 2.7 - Formas de onda das tensões no conversor Sepic em MCD.

## 2.5) ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC/CC SEPIC EM MCD:

Através da análise do funcionamento do conversor Sepic no modo de condução descontínua em regime permanente, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 i_e(t) &= i_{eo} + \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot t && \text{para } 0 < t < D \cdot T \\
 i_e(t) &= \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot (t - D \cdot T) + i_{eo} && \text{para } D \cdot T < t < (D+D_1) \cdot T \\
 i_e(t) &= i_{eo} && \text{para } (D+D_1) \cdot T < t < T
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

$$\begin{aligned}
 i_{Lm}(t) &= \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t - i_{eo} && \text{para } 0 < t < D \cdot T \\
 i_{Lm}(t) &= \frac{V_{in}}{L_m} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_m} \cdot (t - D \cdot T) - i_{eo} && \text{para } D \cdot T < t < (D+D_1) \cdot T \\
 i_{Lm}(t) &= -i_{eo} && \text{para } (D+D_1) \cdot T < t < T
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned}
 i_s(t) &= \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot t && \text{para } 0 < t < D \cdot T \\
 i_s(t) &= 0 && \text{para } D \cdot T < t < T
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

$$\begin{aligned}
 i_c(t) &= i_{eo} - \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t && \text{para } 0 < t < D \cdot T \\
 i_c(t) &= \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot (t - D \cdot T) + i_{eo} && \text{para } D \cdot T < t < (D+D_1) \cdot T \\
 i_c(t) &= i_{eo} && \text{para } (D+D_1) \cdot T < t < T
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

$$\begin{aligned}
i_{Ds}(t) &= 0 && \text{para } 0 < t < D.T \\
i_{Ds}(t) &= \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot D.T - \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot (t - D.T) && \text{para } D.T < t < (D+D1).T \\
i_{Ds}(t) &= 0 && \text{para } (D+D1).T < t < T
\end{aligned} \tag{2.5}$$

$$\begin{aligned}
v_{L.in}(t), v_{L.m}(t) &= V_{in} && \text{para } 0 < t < D.T \\
v_{L.in}(t), v_{L.m}(t) &= -V_o && \text{para } D.T < t < (D+D1).T \\
v_{L.in}(t), v_{L.m}(t) &= 0 && \text{para } (D+D1).T < t < T
\end{aligned} \tag{2.6}$$

$$\begin{aligned}
v_s(t) &= 0 && \text{para } 0 < t < D.T \\
v_s(t) &= V_{in} + V_o && \text{para } D.T < t < (D+D1).T \\
v_s(t) &= V_{in} && \text{para } (D+D1).T < t < T
\end{aligned} \tag{2.7}$$

$$\begin{aligned}
v_{Ds}(t) &= -(V_{in} + V_o) && \text{para } 0 < t < D.T \\
v_{Ds}(t) &= 0 && \text{para } D.T < t < (D+D1).T \\
v_{Ds}(t) &= V_o && \text{para } (D+D1).T < t < T
\end{aligned} \tag{2.8}$$

onde: D.T corresponde ao intervalo de condução da chave S;

D1.T corresponde ao intervalo de condução do diodo Ds

Admitindo-se uma eficiência de 100%, tem-se que:

$$V_{in} \cdot (I_{e_{md}} + I_{Lm_{md}}) \cdot D.T = V_o \cdot (I_{e_{md}} + I_{Lm_{md}}) \cdot D1.T \tag{2.9}$$

e obtém-se então a característica estática do conversor Sepic:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{e_{md}}}{I_{Lm_{md}}} = \frac{I_{e_{md}}}{I_{o_{md}}} = \frac{D}{D1} \tag{2.10}$$

onde:  $I_{e_{md}}$  é o valor médio da corrente de entrada.

$I_{Lm_{md}}$  é o valor médio da corrente na indutância magnetizante.

A seguir será feito o equacionamento das correntes médias nos principais pontos do conversor Sepic.

### 2.5.1) Correntes médias:

#### 2.5.1.1) Corrente média de entrada:

A partir de (2.1), pode-se determinar a corrente média de entrada  $i_{emd}$ :

$$i_{emd} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( i_{eo} + \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot t \right) dt + \int_0^{D1 \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot t + i_{eo} \right) dt + \int_0^{(1-(D+D1)) \cdot T} i_{eo} dt \right] \quad (2.11)$$

$$i_{emd} = \frac{V_{in} \cdot D^2 \cdot T + 2 \cdot D1 \cdot V_{in} \cdot D \cdot T - V_o \cdot D1^2 \cdot T + 2 \cdot i_{eo} \cdot L_{in}}{2 \cdot L_{in}} \quad (2.12)$$

A partir de 2.10 e 2.12:

$$i_{emd} = \frac{V_{in}}{2 \cdot L_{in}} \cdot D \cdot T \cdot (D + D1) + i_{eo} \quad (2.13)$$

#### 2.5.1.2) Corrente média na indutância magnetizante do transformador:

A partir de (2.2), pode-se calcular a corrente média na indutância magnetizante:

$$i_{Lmmd} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t \right) dt + \int_0^{D1 \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_m} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_m} \cdot t \right) dt \right] - i_{eo} \quad (2.14)$$

A partir de (2.10) e (2.14):

$$i_{Lmmd} = \frac{V_{in}}{2 \cdot L_m} \cdot D \cdot T \cdot (D + D1) - i_{eo} \quad (2.15)$$

Através das equações (2.10), (2.13) e (2.15) chega-se a expressão (2.16):

$$i_{eo} = \frac{V_{in} \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_{eq} \cdot (1 + a)} \cdot \left( a - \frac{D1}{D} \right) \quad (2.16)$$

onde:

$$a = \frac{L_{in}}{L_m} \quad \text{e} \quad L_{eq} = \frac{L_{in} \cdot L_m}{L_{in} + L_m}$$

Portanto, a partir da equação (2.16), as equações (2.13) e (2.15) podem ser simplificadas, obtendo-se:

$$I_{\text{emd}} = \frac{V_{\text{in}} \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_{\text{eq}}} \quad (2.17)$$

$$I_{\text{Lmmd}} = \frac{V_{\text{o}} \cdot D1^2 \cdot T}{2 \cdot L_{\text{eq}}} \quad (2.18)$$

### 2.5.1.3) Corrente média na chave S1:

A partir de (2.3), pode-se determinar a corrente média na chave S1:

$$I_{\text{Smd}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \frac{V_{\text{in}}}{L_{\text{eq}}} \cdot t \, dt \quad (2.19)$$

$$I_{\text{Smd}} = \frac{V_{\text{in}} \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_{\text{eq}}} \quad (2.20)$$

A corrente média na chave S é igual a corrente média de entrada.

### 2.5.1.4) Corrente média no capacitor C1:

A corrente média no capacitor C1 é nula, em regime permanente:

$$I_{\text{Cmd}} = 0 \quad (2.21)$$

### 2.5.1.5) Corrente média no diodo Ds:

A partir de (2.5) pode-se determinar a corrente média no diodo Ds:

$$I_{\text{dmd}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D1 \cdot T} \left( \frac{V_{\text{in}}}{L_{\text{eq}}} \cdot D \cdot T - \frac{V_{\text{o}}}{L_{\text{eq}}} \cdot t \right) dt \quad (2.22)$$

obtendo-se:

$$I_{dmd} = \frac{V_o \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_{eq}} \quad (2.23)$$

A corrente média no diodo é a própria corrente média de saída  $I_{o_{md}}$ .

#### 2.5.1.6) Corrente média no capacitor de saída:

A corrente média no capacitor de saída é nula, em regime permanente:

$$I_{co_{md}} = 0 \quad (2.24)$$

#### 2.5.2) Correntes médias parametrizadas:

A fim de facilitar o projeto do conversor Sepic, a seguir serão gerados ábacos das correntes médias parametrizadas.

##### 2.5.2.1) Correntes médias parametrizadas de entrada e na chave S1:

Através das correntes médias de entrada e na chave, pode-se obter a corrente de entrada parametrizada:

Parametrizando:

$$\overline{I_{emd}} = \overline{I_{smd}} = \frac{2 \cdot I_{o_{md}} \cdot L_{eq}}{V_{in} \cdot T} = D^2 \quad (2.25)$$

obtem-se assim o gráfico da figura 2.8.



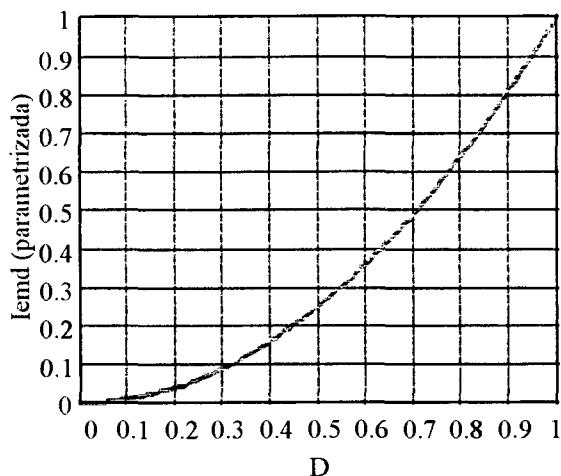


Figura 2.8 - Corrente média de entrada parametrizada, em função de D.

### 2.5.2.2) Correntes médias parametrizadas em Lm e no diodo Ds:

Através das expressões das correntes médias na indutância magnetizante e no diodo Ds pode-se obter a corrente magnetizante parametrizada.

Parametrizando:

$$\overline{I_{Lm_{md}}} = \overline{I_{d_{md}}} = \frac{2 \cdot I_{o_{md}} \cdot L_{e q}}{V_o \cdot T} = D^2 \quad (2.26)$$

obtem-se assim o gráfico da figura 2.9.

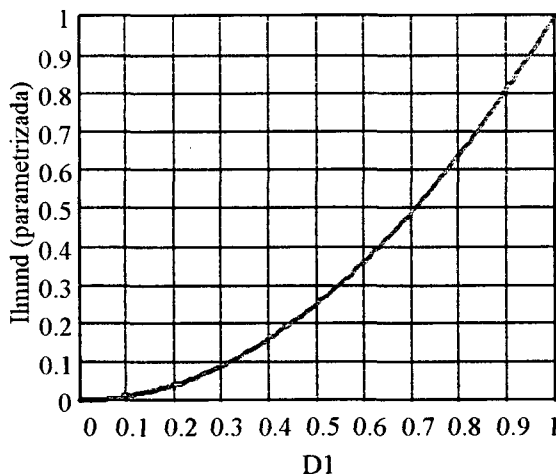


Figura 2.9 - Corrente média na indutância magnetizante parametrizada, em função de D1.

### 2.5.2.3) Corrente de circulação parametrizada:

A corrente que circula nos indutores  $L_{in}$  e  $L_m$  do conversor Sepic durante a terceira etapa de funcionamento (intervalo  $(D+D_1).T < t < T$ ) é denominada de corrente de circulação. Esta corrente varia conforme a expressão (2.16), que é novamente apresentada abaixo:

$$i_{eo} = \frac{V_{in}.D^2.T}{2.L_{eq}(1+a)} \cdot \left( a - \frac{D_1}{D} \right)$$

Parametrizando:

$$\overline{i_{eo}} = \frac{2.L_{eq}}{V_{in}.T} \cdot i_{eo} = \left( a - \frac{D_1}{D} \right) \cdot \frac{1}{(1+a)} \cdot D^2 \quad (2.27)$$

obtém-se então:

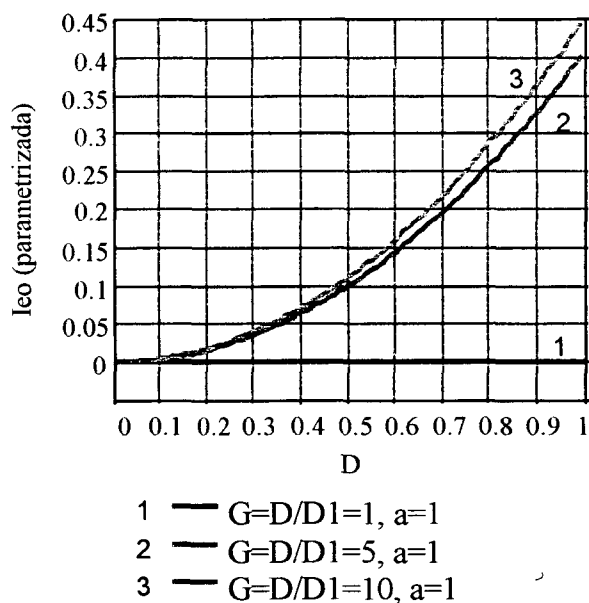


Figura 2.10- Corrente de circulação parametrizada, para diferentes valores de  $D_1$ , em função de  $D$ .

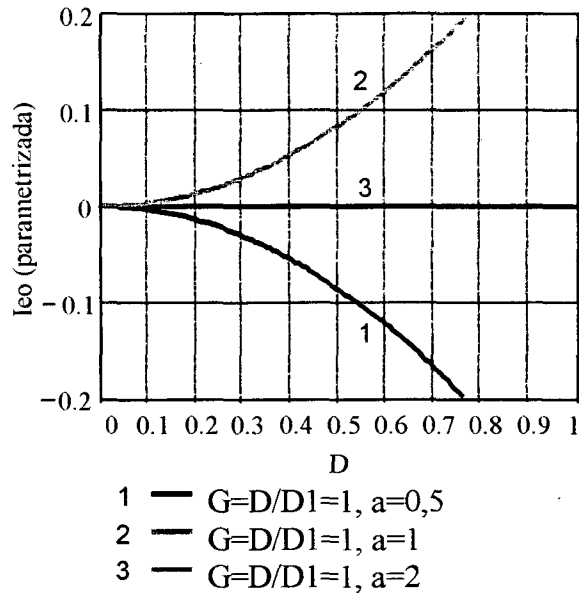


Figura 2.11- Corrente de circulação parametrizada, para diferentes valores de a, em função de D.

### 2.5.3) Correntes eficazes:

A seguir serão calculados as correntes eficazes nos componentes do circuito da figura

2.2.

#### 2.5.3.1) Corrente de entrada eficaz:

A partir de (2.1) pode-se determinar a corrente eficaz de entrada  $I_{ef}$ :

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( I_{eo} + \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D1 \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot t + I_{eo} \right)^2 dt + \int_0^{1-(D+D1) \cdot T} I_{eo}^2 dt \right]} \quad (2.28)$$

Resultando em (2.29):

$$I_{ef} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{3 \cdot V_{in} \cdot I_{eo} \cdot D^2 \cdot T \cdot L_{in} \cdot V_o + V_{in}^2 \cdot D^3 \cdot T^2 \cdot V_o + V_{in}^3 \cdot D^3 \cdot T^2 + 3 \cdot D^2 \cdot V_{in}^2 \cdot T \cdot I_{eo} \cdot L_{in} + 3 \cdot I_{eo}^2 \cdot L_{in}^2 \cdot V_o} \quad (2.29)$$

A partir de (2.16), (2.29) e algumas simplificações matemáticas, chega-se a expressão:

$$I_{\text{ef}} = \frac{V_{\text{in}} \cdot T \cdot D^2}{L_{\text{eq}}(a+1)} \cdot \sqrt{\frac{(D+D1)}{3D^2} + \frac{1}{4} \cdot \left[ (a^2 + 2a) - \left( \frac{D1^2 + 2D \cdot D1}{D^2} \right) \right]} \quad (2.30)$$

### 2.5.3.2) Corrente eficaz na indutância magnetizante do transformador:

A partir de (2.2) pode-se determinar a corrente eficaz na indutância magnetizante do transformador  $I_{\text{Imef}}$ :

$$I_{\text{Imef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{\text{in}}}{L_m} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D1 \cdot T} \left( \frac{V_{\text{in}}}{L_m} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_m} \cdot t - I_{\text{eo}} \right)^2 dt + \int_0^{(1-(D+D1)) \cdot T} (-I_{\text{eo}})^2 dt \right]} \quad (2.31)$$

A partir de (2.16) (2.31) e algumas simplificações matemáticas, chega-se a:

$$I_{\text{Imef}} = \frac{V_o \cdot T \cdot D1^2 \cdot a}{L_{\text{eq}}(a+1)} \cdot \sqrt{\frac{(D+D1)}{3D1^2} + \frac{1}{4} \cdot \left[ \left( \frac{1}{a} \right)^2 + \frac{2}{a} - \left( \frac{D^2 + 2D \cdot D1}{D1^2} \right) \right]} \quad (2.32)$$

### 2.5.3.3) Corrente eficaz na chave S1:

A partir de (2.3) pode-se determinar a corrente eficaz na chave S1:

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{\text{in}}}{L_{\text{eq}}} \cdot t \right)^2 dt} \quad (2.33)$$

$$\text{obtendo-se: } I_{\text{Sef}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{V_{\text{in}} \cdot T \cdot D^2}{L_{\text{eq}} \sqrt{D}} \quad (2.34)$$

### 2.5.3.4) Corrente eficaz no capacitor C1:

A partir de (2.4) pode-se determinar a corrente no capacitor C1:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( I_{eo} - \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D1 \cdot T} \left[ \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot t + I_{eo} \right]^2 dt + \int_0^{(1-(D+D1)) \cdot T} I_{eo}^2 dt \right]} \quad (2.35)$$

obtendo-se (2.36):

$$I_{Cef} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{\frac{L_{in}^2 \cdot V_{in}^2 \cdot D^3 \cdot T^2 + L_m^2 \cdot V_{in}^2 \cdot \frac{V_{in}}{V_o} \cdot D^3 \cdot T^2 + 3 \cdot L_m^2 \cdot \frac{V_{in}^2}{V_o} \cdot I_{eo} \cdot L_{in} \cdot D^2 \cdot T + 3 \cdot I_{eo}^2 \cdot L_{in}^2 \cdot L_m^2 - 3 \cdot L_{in}^2 \cdot I_{eo} \cdot L_m \cdot V_{in} \cdot D^2 \cdot T}{L_{in} \cdot L_m}} \quad (2.36)$$

A partir de (2.16), (2.36) e algumas simplificações matemáticas obtém-se:

$$I_{Cef} = \frac{V_{in} \cdot T \cdot D^2}{L_{eq} \cdot (1+a)} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} \cdot \left[ \frac{2 \cdot a \cdot D1}{D} - \left( \frac{D1}{D} \right)^2 - a^2 \right] + \frac{1}{3 \cdot D} \cdot \left( a^2 + \frac{D1}{D} \right)} \quad (2.37)$$

### 2.5.3.5) Corrente eficaz no diodo Ds:

A partir de (2.5) pode-se determinar a corrente no diodo Ds:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{D1 \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot t \right)^2 dt} \quad (2.38)$$

A partir de (2.38) obtém-se:

$$I_{Def} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{V_o \cdot T \cdot D1^2}{L_{eq} \cdot \sqrt{D1}} \quad (2.39)$$

### 2.5.3.6) Corrente eficaz no capacitor de filtragem Co:

Admitindo que toda a componente alternada da corrente do diodo Ds circule pelo capacitor de filtragem, a corrente eficaz  $I_{co_{ef}}$  pode ser calculada pela expressão a seguir:

$$I_{co_{ef}} = \sqrt{I_{Def}^2 - I_{md}^2} \quad (2.40)$$

Através de (2.23), (2.39) e (2.40) obtém-se:

$$I_{COef} = \frac{V_o D_1^2 T}{2 L_{eq}} \sqrt{\frac{4 - 3 D_1}{3 D_1}} \quad (2.41)$$

### 2.5.4) Correntes eficazes parametrizadas:

Assim como as correntes médias, a seguir serão criados ábacos das correntes eficazes parametrizadas para facilitar o projeto do conversor Sepic.

#### 2.5.4.1) Corrente eficaz de entrada parametrizada:

A partir de (2.17) e (2.30), obtém-se a seguinte parametrização:

$$\frac{I_{ef}}{I_{emd}} = \frac{I_{ef}}{I_{emd}} = \frac{2}{(a+1)} \cdot \sqrt{\frac{(D+D_1)}{3D^2} + \frac{1}{4} \left[ a^2 + 2a - \left( \frac{D_1^2 + 2D D_1}{D^2} \right) \right]} \quad (2.42)$$

A partir de (2.42) obtém-se os seguintes gráficos:

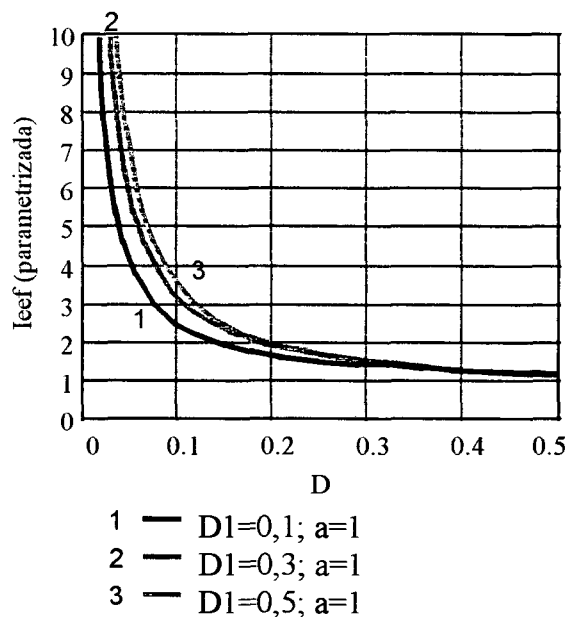


Figura 2.12 - Corrente eficaz de entrada parametrizada, para diferentes valores de D<sub>1</sub>, em função de D.

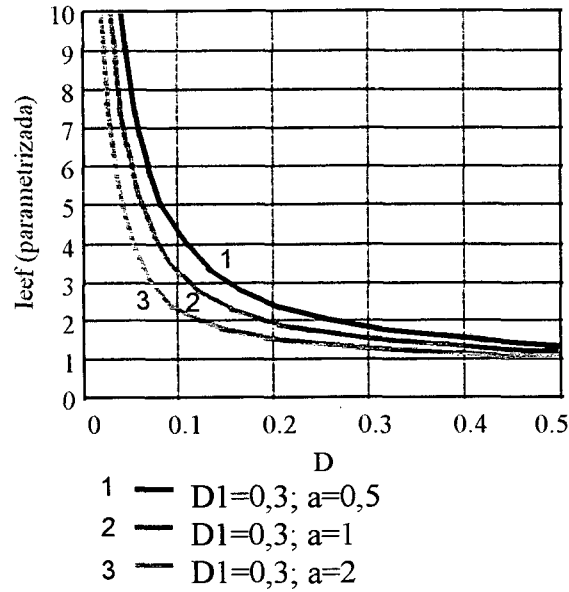


Figura 2.13 - Corrente eficaz de entrada parametrizada, para diferentes valores de  $a$ , em função de  $D$ .

#### 2.5.4.2) Corrente na indutância magnetizante parametrizada:

A partir de (2.18) e (2.32) obtém-se a seguinte parametrização:

$$\frac{I_{mef}}{I_{md}} = \frac{I_{mef}}{I_{md}} = \frac{2 \cdot a}{(a+1)} \cdot \sqrt{\frac{(D+D1)}{3 \cdot D1^2} + \frac{1}{4} \left[ \left( \frac{1}{a} \right)^2 + \frac{2}{a} - \left( \frac{D^2 + 2 \cdot D \cdot D1}{D1^2} \right) \right]} \quad (2.43)$$

A partir de (2.43) pode-se obter os gráficos:

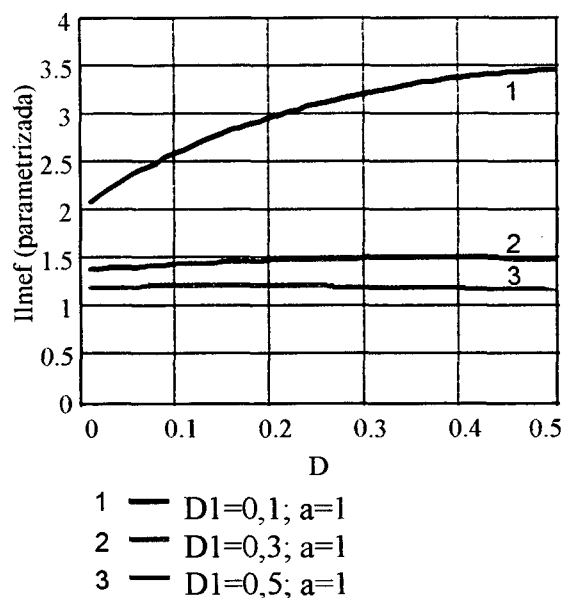


Figura 2.14 - Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada, para diferentes valores de  $D1$ , em função de  $D$ .

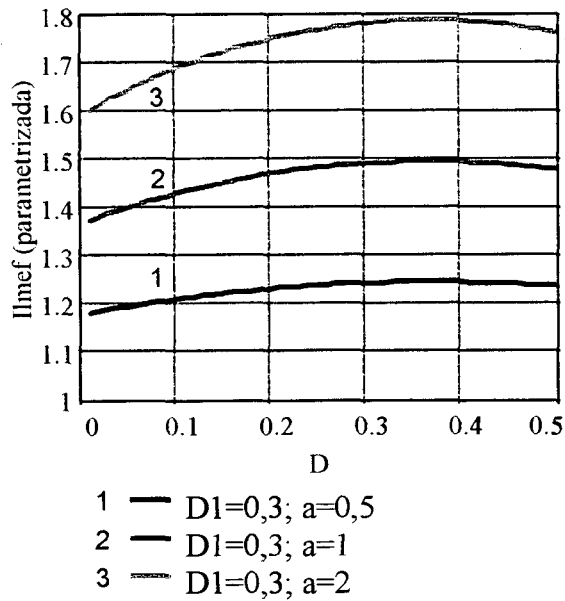


Figura 2.15 - Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada, para diferentes valores de a, em função de D.

### 2.5.4.3) Corrente na chave S1 parametrizada:

A partir de (2.20) e (2.34) obtém-se a seguinte parametrização:

$$\frac{I_{Sef}}{I_{Smd}} = \frac{I_{Sef}}{I_{Smd}} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{D}} \quad (2.44)$$

A partir de (2.44) obtém-se o seguinte gráfico:

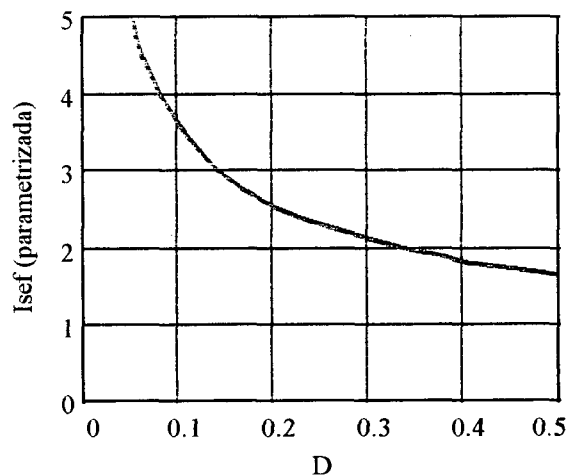


Figura 2.16 - Corrente eficaz na chave parametrizada, em função de D.



#### 2.5.4.4) Corrente no diodo Ds parametrizada:

A partir de (2.23) e (2.39) obtém-se a seguinte parametrização:

$$\overline{I_{Def}} = \frac{I_{Def}}{I_{Dmd}} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{D1}} \quad (2.45)$$

A partir de (2.45) obtém-se o seguinte gráfico:

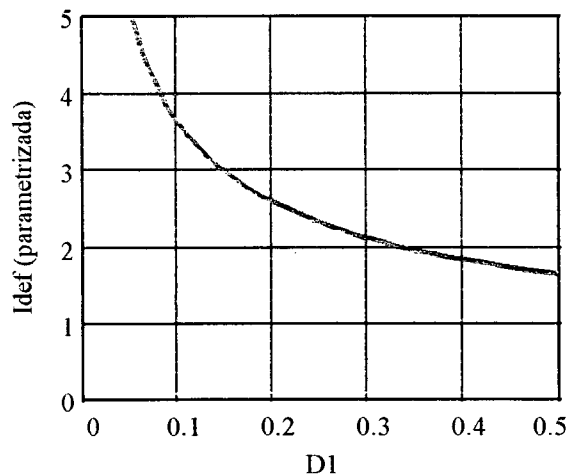


Figura 2.17 - Corrente eficaz no diodo parametrizada, em função de D1.

#### 2.5.4.5) Corrente no capacitor C1 parametrizada:

A partir de (2.17) e (2.37) obtém-se a seguinte parametrização:

$$\overline{I_{Cef}} = \frac{I_{Cef}}{I_{Cmd}} = \frac{2}{(1+a)} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} \cdot \left[ \frac{2aD1}{D} - \left( \frac{D1}{D} \right)^2 - a^2 \right] + \frac{1}{3D} \cdot \left( a^2 + \frac{D1}{D} \right)} \quad (2.46)$$

A partir de (2.46) obtém-se os seguintes gráficos:

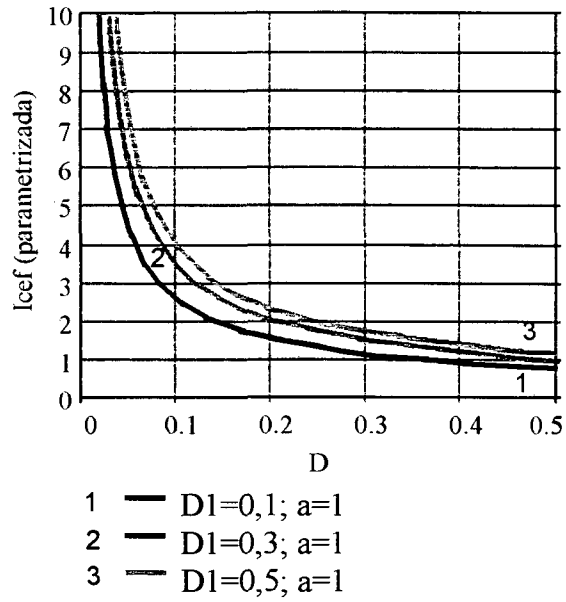


Figura 2.18 - Corrente eficaz no capacitor C1 parametrizada, para diferentes valores de D1, em função de D.

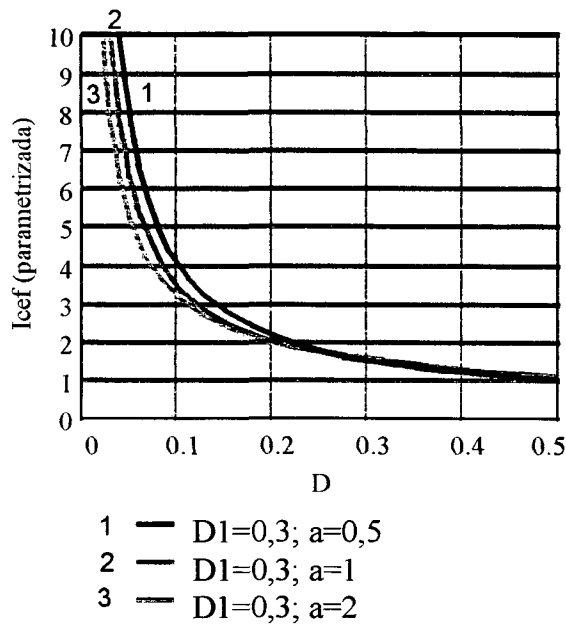


Figura 2.19 - Corrente eficaz no capacitor C1 parametrizada, para diferentes valores de a, em função de D.

#### 2.5.4.6) Corrente no capacitor $C_o$ parametrizada:

A partir de (2.23) e (2.41) obtém-se a seguinte parametrização:

$$\overline{I_{Coef}} = \frac{I_{Coef}}{I_{Dmd}} = \frac{I_{Coef}}{I_{omd}} = \sqrt{\frac{4-3.D1}{3.D1}} \quad (2.47)$$

A partir de (2.47) obtém-se o seguinte gráfico:

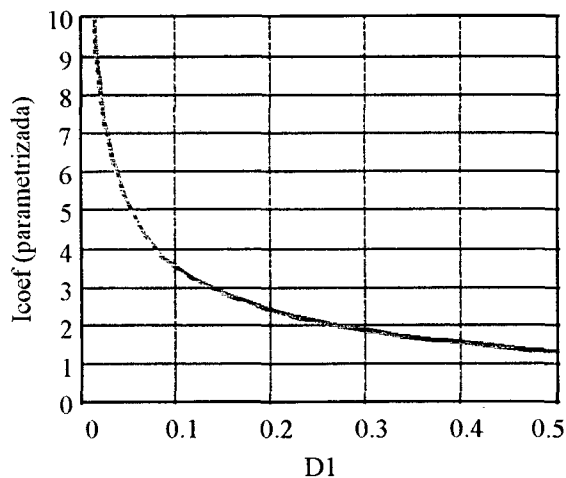


Figura 2.20 - Corrente eficaz no capacitor  $C_o$  parametrizada, em função de  $D1$ .

### 2.5.5) Correntes de pico:

A seguir serão apresentados os valores de pico das correntes do conversor Sepic operando em condução descontínua.

#### 2.5.5.1) Corrente de pico de entrada:

A corrente de pico de entrada pode ser obtida a partir de (2.1):

$$I_{epk} = \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D \cdot T + I_{eo} \quad (2.48)$$

#### 2.5.5.2) Corrente de pico na indutância magnetizante:

A corrente de pico na indutância magnetizante pode ser obtida a partir de (2.2):

$$I_{lm_{pk}} = \frac{V_{in}}{L_m} \cdot D \cdot T - I_{eo} \quad (2.49)$$

### 2.5.5.3) Corrente de pico na chave S1:

A corrente de pico na chave S1 pode ser obtida a partir de (2.3);

$$I_{Spk} = \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot D \cdot T \quad (2.50)$$

### 2.5.5.4) Corrente de pico no diodo Ds:

A corrente de pico no diodo Ds pode ser obtida a partir de (2.5):

$$I_{Dspk} = \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot D1 \cdot T \quad (2.51)$$

## 2.5.6) Correntes de pico parametrizadas:

A seguir serão apresentados os valores de pico parametrizados de corrente do conversor Sepic operando em condução descontínua.

### 2.5.6.1) Corrente de pico de entrada parametrizada:

Parametrizando a corrente de pico de entrada em relação a corrente média de entrada, obtém-se:

$$\frac{I_{epk}}{I_{emd}} = \frac{2}{(1+a)} \cdot \left( \frac{1}{D} + \frac{1}{2} \cdot \left( a - \frac{D1}{D} \right) \right) \quad (2.52)$$

A partir de (2.52) obtém-se os gráficos das figuras 2.21 e 2.22:

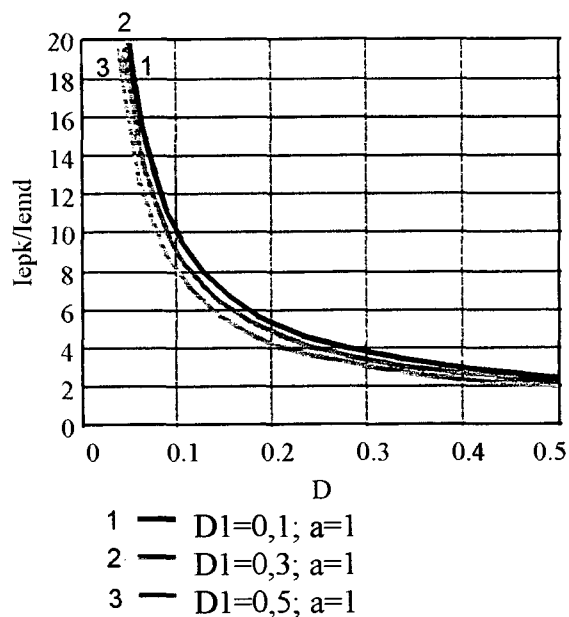


Figura 2.21 - Corrente de pico de entrada parametrizada, para diferentes valores de  $D1$ , em função de  $D$ .

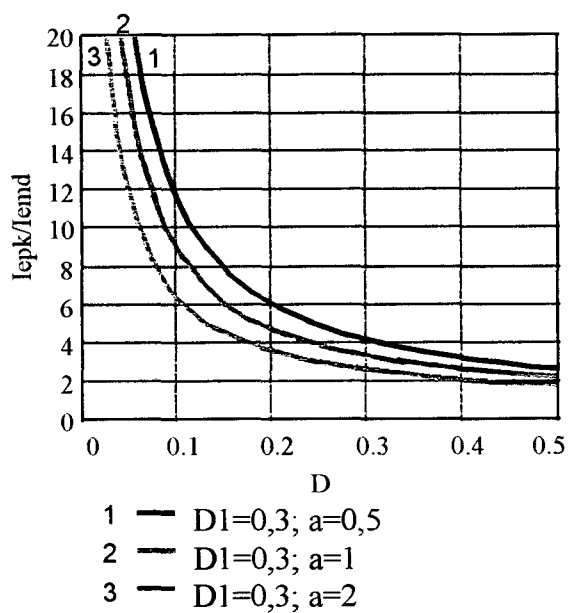


Figura 2.22 - Corrente de pico de entrada parametrizada, para diferentes valores de  $a$ , em função de  $D$ .

### 2.5.6.2) Corrente de pico na indutância magnetizante parametrizada:

Parametrizando a corrente de pico na indutância magnetizante em relação a corrente média de entrada, obtém-se:

$$\frac{I_{mpk}}{I_{omd}} = \frac{2a}{D1(1+a)} \cdot \left( 1 - \frac{D}{2} \cdot \left( 1 - \frac{D1}{aD} \right) \right) \quad (2.53)$$

A partir de (2.53) obtém-se o gráfico da figura 2.23 e 2.24:

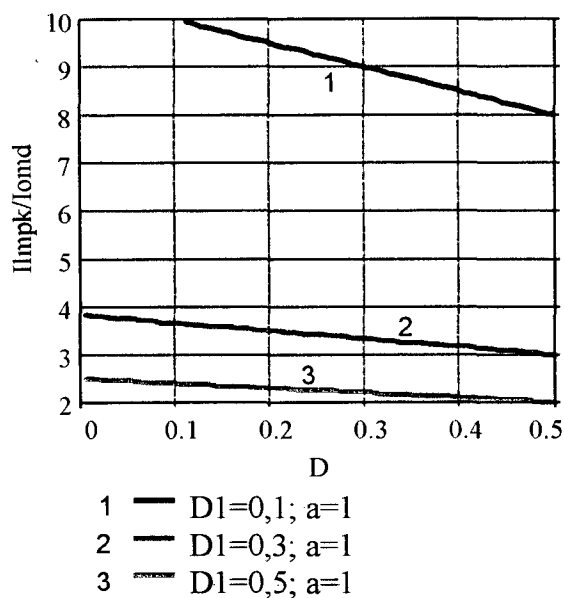


Figura 2.23 - Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada, para diferentes valores de D1, em função de D.

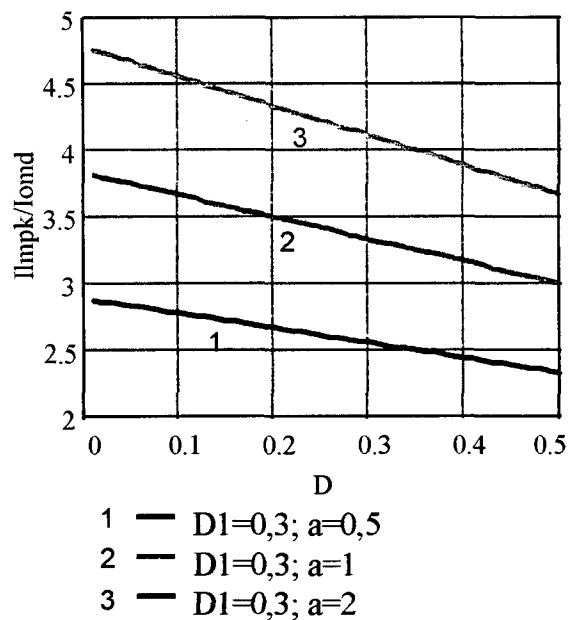


Figura 2.24 - Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada, para diferentes valores de a, em função de D.

### 2.5.6.3) Corrente de pico na chave S1 parametrizada:

Parametrizando a corrente na chave S1 em relação a sua corrente média, obtém-se:

$$\frac{I_{Spk}}{I_{Smd}} = \frac{2}{D} \quad (2.54)$$

A partir de (2.54) obtém-se o gráfico da figura 2.25:

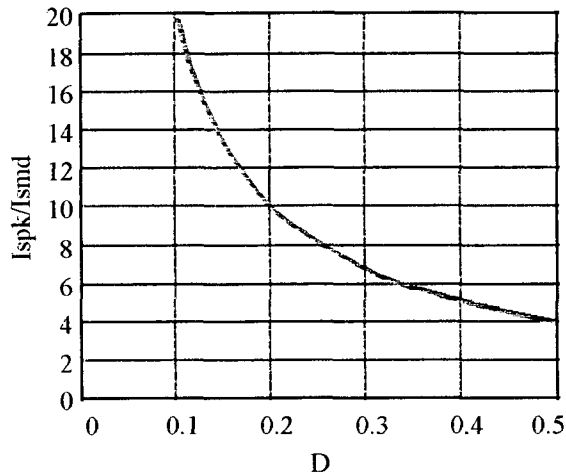


Figura 2.25 - Corrente na chave S1 parametrizada, em função de D.

### 2.5.6.4) Corrente de pico no diodo Ds parametrizada:

Parametrizando a corrente no diodo Ds em relação a sua corrente média, obtém-se:

$$\frac{I_{Dspk}}{I_{Dsmd}} = \frac{2}{D} \quad (2.55)$$

A partir de (2.55) obtém-se o gráfico da figura 2.26:

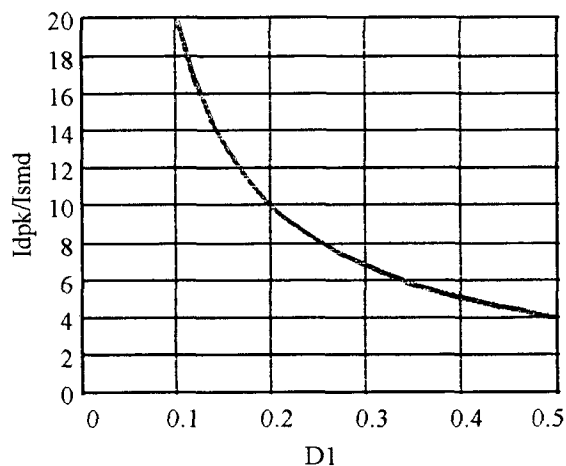


Figura 2.26 - Corrente no diodo Ds parametrizada, em função de D.

### **2.5.7) Tensões máximas sobre os semicondutores:**

A seguir serão apresentadas as tensões máximas sobre S1, Ds e os diodos retificadores.

#### **2.5.7.1) Tensão máxima sobre S1:**

A tensão máxima sobre S1 pode ser obtida a partir de (2.7):

$$V_{s \max} = V_{in} + N \cdot V_o \quad (2.56)$$

onde: N é a relação de transformação do transformador.

#### **2.5.7.2) Tensão reversa máxima sobre Ds:**

A tensão reversa máxima sobre Ds pode ser obtida a partir de (2.8):

$$V_{D \max} = \frac{V_{in}}{N} + V_o \quad (2.57)$$

#### **2.5.7.3) Tensão reversa máxima sobre Dr (diodos retificadores):**

A tensão reversa máxima sobre os diodos retificadores é dada por:

$$V_{Dr \max} = \sqrt{6} \cdot V_{fase} \quad (2.58)$$

onde  $V_{fase}$  é a tensão de fase da rede de alimentação.



## **2.6) CONCLUSÕES**

Neste capítulo foram apresentadas as análises quantitativas e qualitativas do conversor CC-CC Sepic em condução descontínua (MCD). Neste modo de operação, a corrente no diodo  $D_s$  se extingue antes do disparo da chave  $S_1$ , fazendo com que a entrada em condução da chave  $S_1$  não seja dissipativa. Além disso, não ocorre o fenômeno de recuperação reversa do diodo.

A operação em MCD faz com que a corrente no diodo  $D_s$  apresente um maior valor eficaz se comparado com o modo de condução contínua (MCC). Isto pode dificultar a escolha dos capacitores de filtragem, que devem possuir baixos valores de resistência série equivalente para minimizar a ondulação de tensão de saída em alta frequência.

## CAPÍTULO III

### CONVERSOR CC/CC SEPIC OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

#### 3.1) INTRODUÇÃO:

O modo de condução contínua (MCC) se caracteriza pela entrada de condução da chave S1 antes que a corrente do diodo Ds se anule, em um período de chaveamento e em regime permanente.

Neste capítulo será feita a análise qualitativa e quantitativa do conversor Sepic em MCC.

#### 3.2) OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA:

Considerando-se o modo de operação de condução contínua e regime permanente, o conversor Sepic pode ser descrito por duas etapas distintas de funcionamento, durante um período de chaveamento. Da mesma forma que a operação em MCD, são feitas as mesmas simplificações do item 2.3.

##### 3.2.1) Primeira etapa (intervalo $0 < t < D.T$ ): S conduzindo, Ds bloqueado.

Durante o intervalo em que S conduz, o circuito equivalente é o mostrado na figura 3.1.

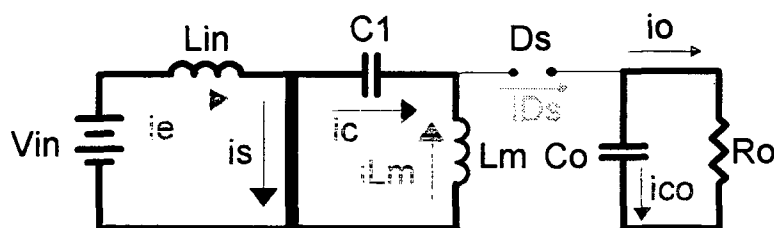


Figura 3.1 - Circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento.

Esta primeira etapa tem como principais características:

- Os indutores  $L_{in}$  e  $L_m$  estão armazenando energia, provenientes de  $V_{in}$  e  $C1$  respectivamente;
- A corrente no indutor de entrada  $L_{in}$  cresce linearmente com uma taxa de variação igual a  $V_{in}/L_{in}$ ;
- A corrente na indutância magnetizante  $L_m$  cresce linearmente com uma taxa de variação igual a  $V_{in}/L_m$ ;
- O capacitor  $C1$  é dimensionado de modo que a ondulação de tensão em seus terminais seja desprezível para a análise qualitativa do conversor;
- Sendo assim, a tensão no capacitor  $C1$  será a própria tensão de alimentação  $V_{in}$ ;
- A corrente na chave  $S$  é a soma das correntes nos indutores  $L_{in}$  e  $L_m$ ;
- O diodo  $D_s$  encontra-se bloqueado pois está reversamente polarizado com a tensão  $V_o + V_{in}$ ;
- O capacitor  $C_o$  está fornecendo a energia para a carga  $R_o$ ;
- A entrada em condução da chave  $S$  é dissipativa.

### 3.2.2) Segunda etapa (intervalo $D.T < t < T$ ): $S$ bloqueado, $D_s$ conduzindo.

Imediatamente após a chave ser comandada a bloquear, o diodo  $D_s$  entra em condução. O circuito equivalente para esta etapa de funcionamento é mostrado na figura 3.2.

A segunda etapa tem como principais características:

- A energia armazenada nos indutores  $L_{in}$  e  $L_m$ , durante a primeira etapa de funcionamento, está sendo entregue à carga;

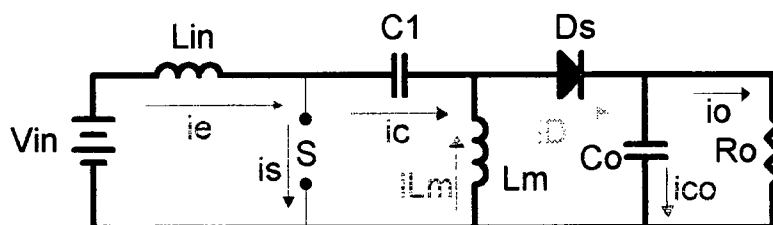


Figura 3.2 - Circuito equivalente para a segunda etapa de funcionamento.

- A tensão sobre a chave S é igual a  $(V_o+V_{in})$ ;
- A corrente de entrada  $i_e$  decresce linearmente com uma taxa de variação igual a  $V_o/L_{in}$ ;
- A corrente  $i_{L_m}$  decresce linearmente com uma taxa de variação igual a  $V_o/L_m$ ;
- A corrente sobre o diodo  $D_s$  é a soma das correntes  $i_e$  e  $i_{L_m}$ ;
- O bloqueio da chave S é dissipativa, pois só haverá a extinção da corrente quando a tensão em seus terminais for igual a  $(V_o+V_{in})$ .
- Esta etapa termina quando a chave S é comandada a conduzir, iniciando a primeira etapa de funcionamento novamente.

### 3.3) PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA:

As figuras 3.3 e 3.4 apresentam as principais formas de onda do conversor Sepic no modo de operação contínuo:

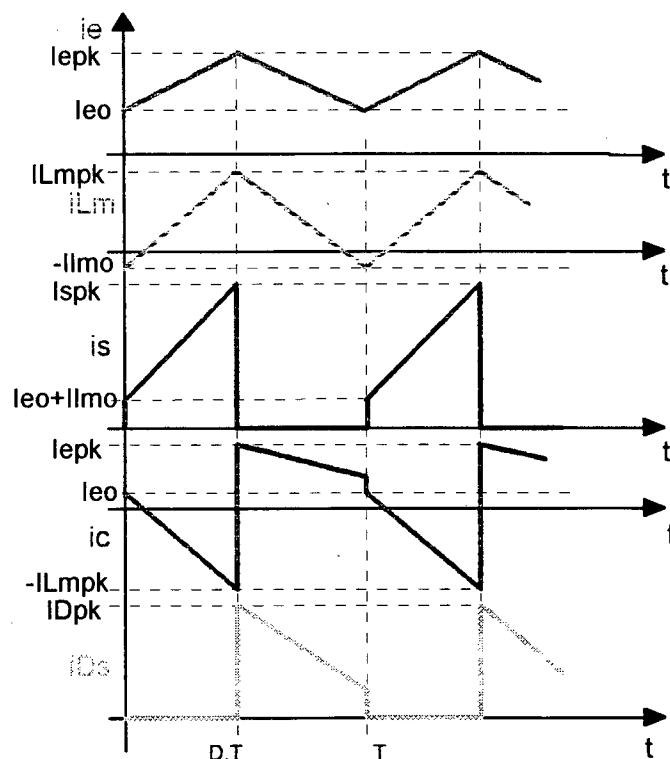


Figura 3.3 - Formas de onda das correntes no conversor CC-CC Sepic operando no modo de condução contínua.

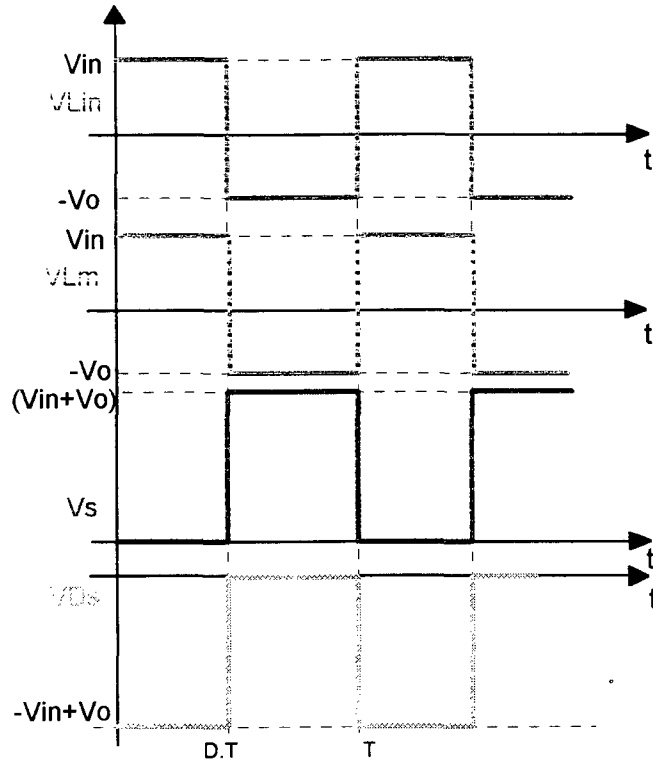


Figura 3.4 - Formas de onda das tensões no conversor CC-CC Sepic operando no modo de condução contínua.

### 3.4) ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC/CC SEPIC EM MCC:

Através da análise do funcionamento do conversor Sepic no modo de condução contínua em regime permanente, tem-se que:

$$i_e(t) = i_{eo} + \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot t \quad \text{para } 0 < t < D.T \quad (3.1)$$

$$i_e(t) = \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D.T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot (t - D.T) + i_{eo} \quad \text{para } D.T < t < T$$

$$i_{Lm}(t) = i_{lmo} + \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t \quad \text{para } 0 < t < D.T \quad (3.2)$$

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_{in}}{L_m} \cdot D.T - \frac{V_o}{L_m} \cdot (t - D.T) + i_{lmo} \quad \text{para } D.T < t < T$$

$$i_s(t) = \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot t + i_{so} + i_{lmo} \quad \text{para } 0 < t < D.T \quad (3.3)$$

$$i_s(t) = 0 \quad \text{para } D.T < t < T$$

$$i_c(t) = -\frac{V_{in}}{L_m} \cdot t - I_{lmo} \quad \text{para } 0 < t < D.T$$

$$i_c(t) = \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D.T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot (t - D.T) + I_{leo} \quad \text{para } D.T < t < T$$
(3.4)

$$i_{Ds}(t) = 0 \quad \text{para } 0 < t < D.T$$

$$i_{Ds}(t) = \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot D.T - \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot (t - D.T) + I_{leo} + I_{lmo} \quad \text{para } D.T < t < T$$
(3.5)

$$v_{L_{in}}(t), v_{L_m}(t) = V_{in} \quad \text{para } 0 < t < D.T$$

$$v_{L_{in}}(t), v_{L_m}(t) = -V_o \quad \text{para } D.T < t < T$$
(3.6)

$$v_s(t) = 0 \quad \text{para } 0 < t < D.T$$

$$v_s(t) = V_{in} + V_o \quad \text{para } D.T < t < T$$
(3.7)

$$v_{Ds}(t) = -(V_{in} + V_o) \quad \text{para } 0 < t < D.T$$

$$v_{Ds}(t) = 0 \quad \text{para } D.T < t < T$$
(3.8)

onde: D.T corresponde ao intervalo de condução da chave S1.

### 3.4.1) Correntes médias:

A seguir será feito o equacionamento das correntes médias do circuito da figura 2.2.

#### 3.4.1.1) Corrente média de entrada:

A corrente média de entrada pode ser calculada por:

$$I_{emd} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D.T} \left( \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot t + I_{leo} \right) \cdot dt + \int_0^{(1-D).T} \left( \left[ \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D.T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot t \right] + I_{leo} \right) \cdot dt \right]$$
(3.9)

Resultando em:

$$I_{emd} = \frac{V_{in} \cdot D.T}{2 \cdot L_{in}} + I_{leo}$$
(3.10)

### 3.4.1.2) Corrente média na indutância magnetizante do transformador:

A corrente média na indutância magnetizante pode ser calculada por:

$$I_{lm_{md}} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t + I_{lmo} \right) \cdot dt + \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[ \frac{V_{in}}{L_m} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_m} \cdot t + I_{lmo} \right] \cdot dt \right] \quad (3.11)$$

Resultando em:

$$I_{lm_{md}} = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L_m} + I_{lmo} \quad (3.12)$$

### 3.4.1.3) Corrente média na chave S1:

A corrente média na chave S1 pode ser calculada por:

$$I_{S_{md}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot t + I_{leo} + I_{lmo} \right) \cdot dt \quad (3.13)$$

Resultando em:

$$I_{S_{md}} = \frac{1}{2} \cdot D \cdot \frac{(V_{in} \cdot D \cdot T + 2 \cdot I_{leo} \cdot L_{eq} + 2 \cdot I_{lmo} \cdot L_{eq})}{L_{eq}} \quad (3.14)$$

### 3.4.1.4) Corrente média no capacitor C1:

A corrente média no capacitor C1 em regime permanente é nula.

### 3.4.1.5) Corrente média no diodo Ds:

A corrente média no diodo Ds é igual a corrente média de saída. Matematicamente, pode ser calculada por:

$$I_{Dmd} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left( \left( \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot t \right) + I_{eo} + I_{lmo} \right) \cdot dt \quad (3.15)$$

Resultando em:

$$I_{Dmd} = \frac{(1-D)}{2} \cdot \left( \frac{2 \cdot V_{in} \cdot D \cdot T + 2 \cdot I_{lmo} \cdot L_{eq} - V_o \cdot T + V_o \cdot D \cdot T + 2 \cdot I_{eo} \cdot L_{eq}}{L_{eq}} \right) \quad (3.16)$$

### 3.4.1.6) Corrente média no capacitor Co:

A corrente média no capacitor de filtragem é nula em regime permanente.

### 3.4.2) Correntes médias parametrizadas:

Para facilitar o projeto do conversor Sepic em condução contínua serão gerados ábacos das correntes médias parametrizadas.

#### 3.4.2.1) Correntes médias parametrizadas de entrada e na chave S:

Para que seja feito o projeto do conversor Sepic em MCC, deve-se especificar a ondulação da corrente de entrada:  $\frac{\Delta I_e}{2} = I_{emd} - I_{eo}$

Definindo-se a ondulação percentual da corrente de entrada:

$$\overline{\Delta I_e} = \frac{\Delta I_e / 2}{I_{emd}}$$

$$\text{obtem-se: } I_{eo} = (1 - \overline{\Delta I_e}) \cdot I_{emd} \quad (3.17)$$

De (3.10) e (3.17):

$$I_{emd} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{2 \cdot \overline{\Delta I_e} \cdot L_{in}} \quad (3.18)$$



$$\text{ou } \overline{\Delta i_e} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{2 \cdot L_{in} \cdot I_{emd}}$$

Parametrizando:

$$\overline{I_{emd}} = \frac{2 \cdot \overline{\Delta i_e} \cdot L_{in} \cdot I_{emd}}{V_{in} \cdot T} = D \tag{3.19}$$

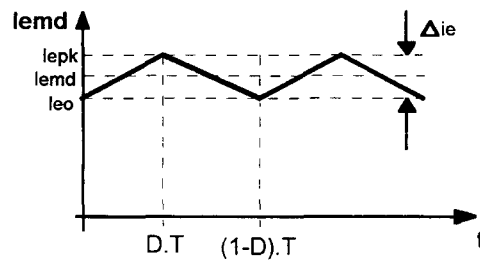


Figura 3.5 - Detalhe da corrente de entrada do conversor Sepic

Através de (3.19) pode-se obter o gráfico:

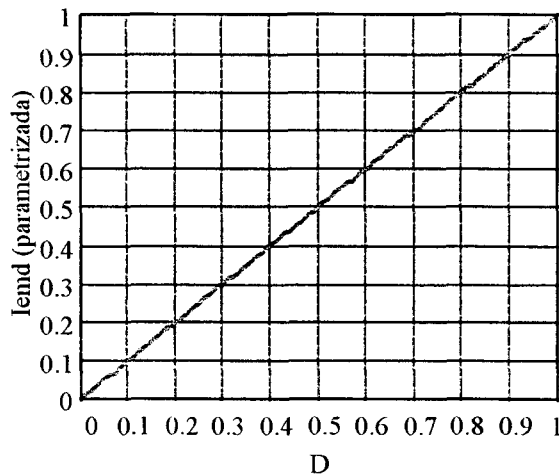


Figura 3.6 - Corrente média de entrada parametrizada, em função de D.

### 3.4.2.2) Correntes médias parametrizadas em $L_m$ e no diodo $D_s$ :

Da mesma forma em que foi feito para a corrente de entrada, pode-se parametrizar a corrente média na indutância magnetizante. Para isto, deve-se determinar a ondulação da

corrente magnetizante: 
$$\frac{\Delta I_{Lm}}{2} = I_{Lmmd} - I_{Lmo}$$

Definindo-se a ondulação percentual da corrente magnetizante:

$$\overline{\Delta i_{lm}} = \frac{\Delta i_{lm}/2}{I_{Lmmd}}$$

obtém-se:  $I_{lmo} = (1 - \overline{\Delta i_{Lm}}) \cdot I_{Lmmd}$  (3.20)

De (3.12) e (3.20):

$$I_{Lmmd} = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T}{2 \cdot \Delta i_{Lm} \cdot L_m} \quad (3.21)$$

ou  $\overline{\Delta i_{Lm}} = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T}{2 \cdot L_m \cdot I_{Lmmd}}$

Parametrizando:

$$\overline{i_{Lmmd}} = \frac{2 \cdot \overline{\Delta i_{Lm}} \cdot L_m \cdot I_{Lmmd}}{V_o \cdot T} = (1 - D) \quad (3.22)$$

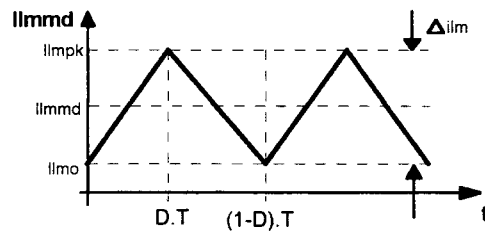


Figura 3.7 - Detalhe da corrente magnetizante do conversor Sepic.

Através de (3.22) pode-se obter o gráfico:

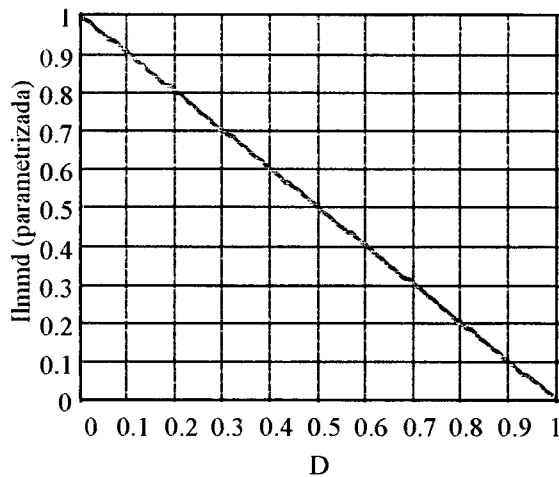


Figura 3.8 - Corrente média magnetizante parametrizada, em função de D.

### 3.4.3) Correntes eficazes:

A seguir será feito o equacionamento das correntes eficazes do circuito da figura 2.2.

#### 3.4.3.1) Corrente de entrada eficaz:

A partir de (3.1) pode-se determinar a corrente eficaz de entrada:

$$I_{eef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot t + I_{eo} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[ \left( \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_{in}} \cdot t + I_{eo} \right)^2 \right] \cdot dt \right]} \quad (3.23)$$

A partir de (3.10), (3.18) e algumas simplificações matemáticas, obtém-se:

$$I_{eef} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{2 \cdot \Delta i_e \cdot L_{in}} \cdot \sqrt{3 + (\Delta i_e)^2} \quad (3.24)$$

#### 3.4.3.2) Corrente eficaz na indutância magnetizante:

A partir de (3.2) pode-se determinar a corrente eficaz na indutância magnetizante:

$$I_{Imef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t + I_{lmo} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[ \left( \frac{V_{in}}{L_m} \cdot D \cdot T - \frac{V_o}{L_m} \cdot t + I_{lmo} \right)^2 \right] \cdot dt \right]} \quad (3.25)$$

A partir de (3.12), (3.20) e algumas simplificações matemáticas, obtém-se:

$$I_{Imef} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot \Delta i_{Lm} \cdot L_m} \cdot \sqrt{3 + (\Delta i_{Lm})^2} \quad (3.26)$$

### 3.4.3.3) Corrente eficaz na chave S1:

A partir de (3.3) pode-se determinar a corrente eficaz na chave S1:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot t + I_{leo} + I_{lmo} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.27)$$

A partir de (3.10), (3.17), (3.20) e algumas simplificações matemáticas, obtém-se:

$$I_{Sef} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{2 \cdot \overline{\Delta i_e} \cdot L_{in}} \cdot \frac{\sqrt{\left( \overline{\Delta i_e} \cdot D + \overline{\Delta i_{Lm}} \cdot (1-D) \right)^2 + 3}}{\sqrt{D}} \quad (3.28)$$

### 3.4.3.4) Corrente eficaz no capacitor C1:

A partir de (3.4) pode-se determinar a corrente eficaz no capacitor C1:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} \left( \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t + I_{lmo} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(1-D) \cdot T} \left( \frac{V_o}{L_{in}} \cdot t + I_{leo} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.29)$$

Simplificando:

$$I_{Cef} = \frac{\sqrt{3}}{3 \cdot \sqrt{D}} \cdot \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{2 \cdot \overline{\Delta i_e} \cdot L_{in}} \sqrt{D \cdot (1-D) \cdot (\overline{\Delta i_e})^2 + (1-D)^2 \cdot (\overline{\Delta i_{Lm}})^2 + 3 \cdot (1-D)} \quad (3.30)$$

### 3.4.3.5) Corrente eficaz no diodo Ds:

A partir de (3.5) pode-se determinar a corrente eficaz no diodo Ds:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left( \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot t + I_{leo} + I_{lmo} \right)^2 \cdot dt} \quad (3.31)$$

Resultando em:

$$I_{def} = \frac{\sqrt{3}}{3 \cdot \sqrt{(1-D)}} \cdot \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot \Delta i_{Lm} \cdot L_m} \cdot \left( \sqrt{(D \cdot \overline{\Delta i_e} + (1-D) \cdot \overline{\Delta i_{Lm}})^2 + 3} \right) \quad (3.32)$$

### 3.4.3.6) Corrente eficaz no capacitor Co:

A corrente eficaz no capacitor de filtragem de saída pode ser determinada a partir de:

$$I_{COef} = \sqrt{I_{def}^2 - I_{Omd}^2} \quad (3.33)$$

Resultando em:

$$I_{COef} = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot \Delta i_{Lm} \cdot L_m} \cdot \left[ \sqrt{\left( \frac{\sqrt{3}}{3 \cdot \sqrt{(1-D)}} \cdot \left( \sqrt{(D \cdot \overline{\Delta i_e} + (1-D) \cdot \overline{\Delta i_{Lm}})^2 + 3} \right) \right)^2 - 1} \right] \quad (3.34)$$

### 3.4.4) Correntes eficazes parametrizadas:

A fim de facilitar o projeto do conversor Sepic em condução contínua, serão gerados ábacos das correntes eficazes parametrizadas.

#### 3.4.4.1) Corrente eficaz de entrada parametrizada:

Parametrizando a equação (3.24) em relação a corrente média de entrada obtém-se:

$$\frac{I_{eef}}{I_{emd}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{3 + (\Delta i_e)^2} \quad (3.35)$$

A partir de (3.35) obtém-se o gráfico da figura 3.9:

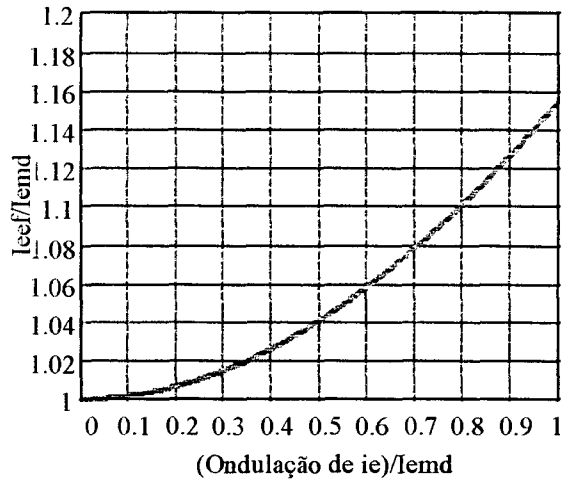


Figura 3.9 - Corrente de entrada eficaz parametrizada, em função da ondulação da corrente de entrada.

### 3.4.4.2) Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada:

Parametrizando a equação (3.26) em relação a corrente média na indutância magnetizante obtém-se:

$$\frac{I_{mef}}{I_{mmd}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{3 + (\Delta i_{Lm})^2} \quad (3.36)$$

A partir de (3.36) obtém-se o gráfico da figura 3.10:

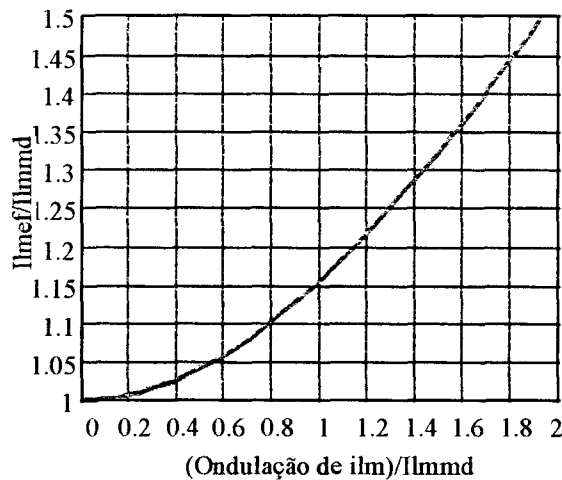


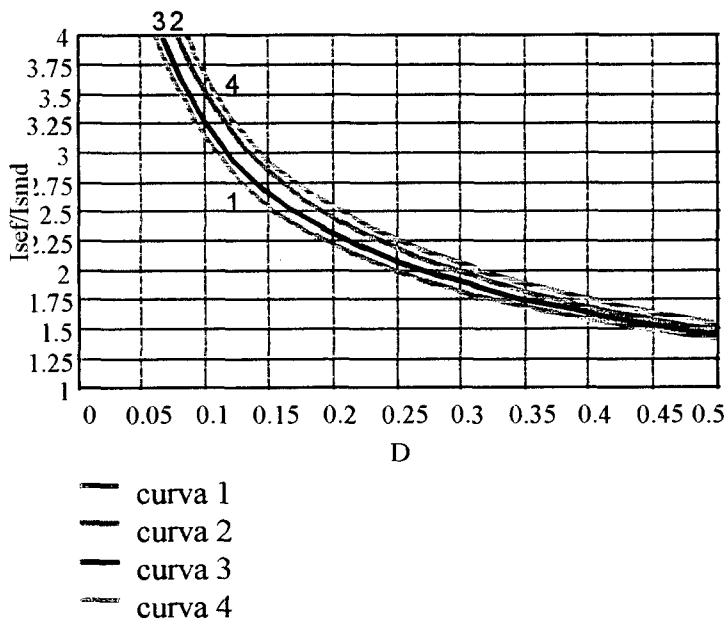
Figura 3.10 - Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada, em função da ondulação da corrente na magnetizante.

### 3.4.4.3) Corrente eficaz na chave S1 parametrizada:

Parametrizando a equação (3.28) em relação a corrente média na chave S1 obtém-se:

$$\frac{I_{Sef}}{I_{Smd}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{\sqrt{(\overline{\Delta i_e} \cdot D + \overline{\Delta i_{Lm}} \cdot (1-D))^2 + 3}}{\sqrt{D}} \quad (3.37)$$

A partir de (3.37) obtém-se o gráfico da figura 3.11:



**Dados:**

curva 1:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 0,25$$

curva 2:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 1$$

curva 3:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 0,25$$

curva 4:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 1$$

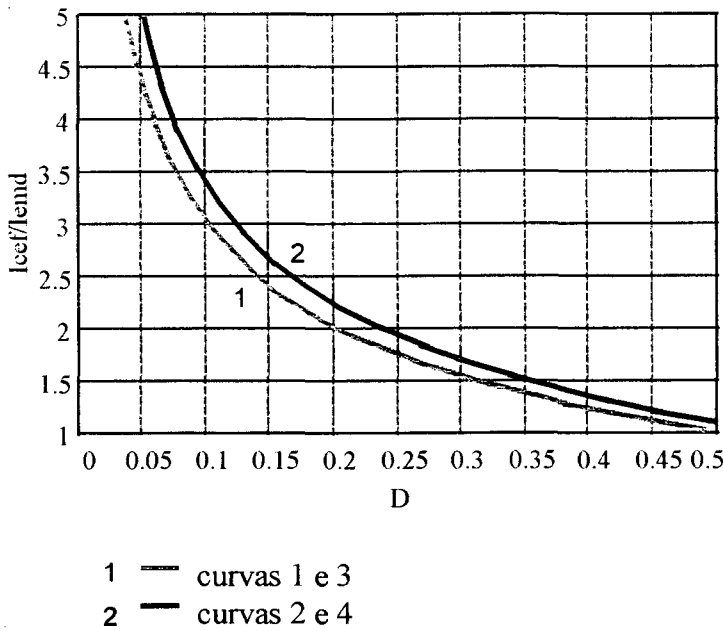
Figura 3.11 - Corrente eficaz na indutância magnetizante parametrizada, em função da ondulação da corrente na magnetizante.

### 3.4.4.4) Corrente eficaz no capacitor C1 parametrizada:

Parametrizando a equação (3.30) em relação a corrente média de entrada obtém-se:

$$\frac{I_{Cef}}{I_{Emd}} = \frac{\sqrt{3}}{3 \cdot \sqrt{D}} \cdot \sqrt{D \cdot (1-D) \cdot (\overline{\Delta i_e})^2 + (1-D)^2 \cdot (\overline{\Delta i_{Lm}})^2 + 3 \cdot (1-D)} \quad (3.38)$$

A partir de (3.38) obtém-se o gráfico da figura 3.12:



**Dados:**

curva 1:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 0,25$$

curva 2:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 1$$

curva 3:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 0,25$$

curva 4:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 1$$

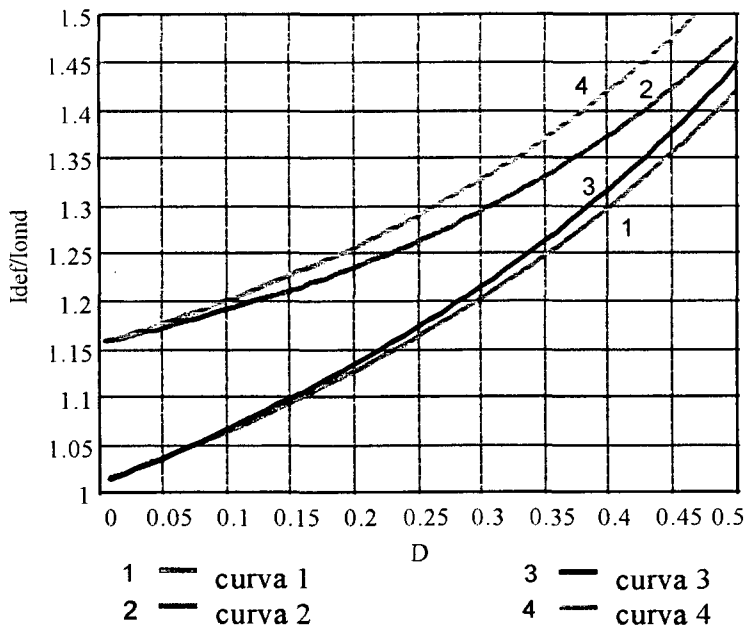
Figura 3.12 - Corrente eficaz no capacitor C1 parametrizada, em função de D.

### 3.4.4.5) Corrente eficaz no diodo Ds parametrizada:

Parametrizando a equação (3.32) em relação a corrente média de saída, obtém-se:

$$\frac{I_{def}}{I_{omd}} = \frac{\sqrt{3}}{3 \cdot \sqrt{(1-D)}} \cdot \sqrt{(D \cdot \overline{\Delta i_e} + (1-D) \cdot \overline{\Delta i_{lm}})^2 + 3} \quad (3.39)$$

A partir de (3.39) obtém-se o gráfico da figura (3.13):



**Dados:**

curva 1:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 0,25$$

curva 2:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 1$$

curva 3:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 0,25$$

curva 4:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 1$$

Figura 3.13 - Corrente eficaz no diodo Ds parametrizada, em função de D.

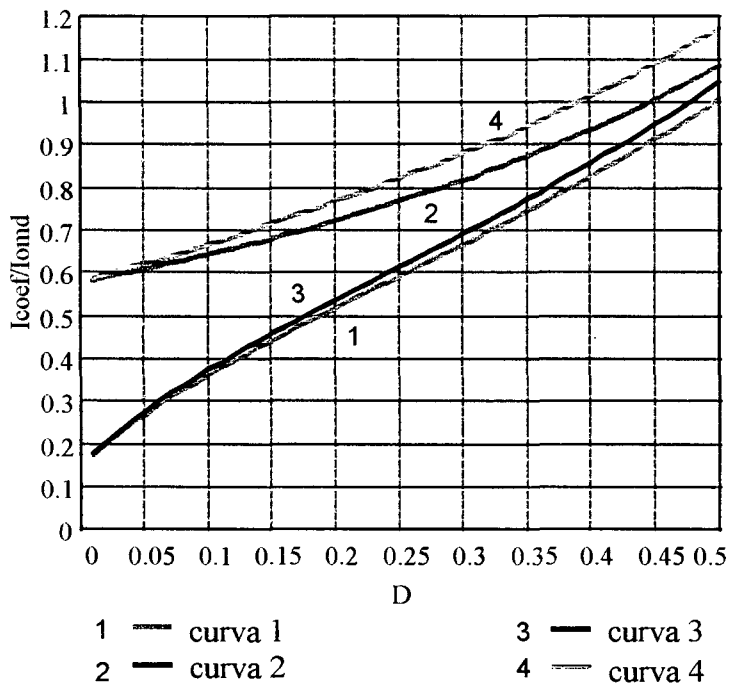


### 3.4.4.6) Corrente eficaz no capacitor de filtragem parametrizada:

Parametrizando a equação (3.34) em relação a corrente média de saída, obtém-se:

$$\frac{I_{Coef}}{I_{Omd}} = \sqrt{\frac{1}{3 \cdot (1-D)} \cdot \left( (D \cdot \overline{\Delta i_e} + (1-D) \cdot \overline{\Delta i_{lm}})^2 + 3 \right)} - 1 \quad (3.40)$$

A partir de (3.40) obtém-se o gráfico da figura 3.14:



**Dados:**

curva 1:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 0,25$$

curva 2:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 1$$

curva 3:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 0,25$$

curva 4:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{lm}} = 1$$

Figura 3.14 - Corrente eficaz no capacitor de filtragem parametrizada, em função de D.

### 3.4.5) Correntes de pico:

A seguir serão apresentados os valores de pico das correntes do conversor Sepic operando em condução contínua.

### 3.4.5.1) Corrente de entrada de pico:

A corrente de pico de entrada pode ser determinada a partir de (3.1), (3.17) e (3.18).

Assim:

$$I_{e_{pk}} = \left( \frac{1 + \overline{\Delta i_e}}{2 \cdot \overline{\Delta i_e}} \right) \cdot \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L_{in}} \quad (3.41)$$

### 3.4.5.2) Corrente de pico na indutância magnetizante:

A corrente de pico na magnetizante pode ser obtida a partir de (3.2), (3.20) e (3.21).

Assim:

$$I_{L_{mpk}} = \left( \frac{1 + \overline{\Delta i_{Lm}}}{2 \cdot \overline{\Delta i_{Lm}}} \right) \cdot \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{L_m} \quad (3.42)$$

### 3.4.5.3) Corrente de pico na chave S1:

A corrente de pico em S1 pode ser determinada a partir de (3.3), (3.17), (3.18), (3.20) e

(3.21):

$$I_{S_{pk}} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L_{eq}} \cdot \left[ 1 + \frac{1}{2 \cdot (1+a)} \cdot \frac{(1 - \overline{\Delta i_e})}{\overline{\Delta i_e}} + \frac{a}{2 \cdot (1+a)} \cdot \frac{(1 - \overline{\Delta i_{Lm}})}{\overline{\Delta i_{Lm}}} \right] \quad (3.43)$$

### 3.4.5.4) Corrente de pico no diodo Ds:

A corrente de pico no diodo Ds pode ser obtida de (3.5), (3.17), (3.18), (3.20) e (3.21).

$$I_{D_{pk}} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L_{eq}} \cdot \left[ 1 + \frac{1}{2 \cdot (1+a)} \cdot \frac{(1 - \overline{\Delta i_e})}{\overline{\Delta i_e}} + \frac{a}{2 \cdot (1+a)} \cdot \frac{(1 - \overline{\Delta i_{Lm}})}{\overline{\Delta i_{Lm}}} \right] \quad (3.44)$$

### 3.4.6) Correntes de pico parametrizadas:

A seguir serão determinados os valores de pico parametrizados de correntes no conversor Sepic em condução contínua.

#### 2.4.6.1) Corrente de pico de entrada parametrizada:

Parametrizando a equação (2.41) em relação a corrente média de entrada obtém-se:

$$\frac{I_{epk}}{I_{emd}} = (1 + \overline{\Delta i_e}) \quad (3.45)$$

A partir de (3.45) obtém-se o gráfico da figura 3.15:

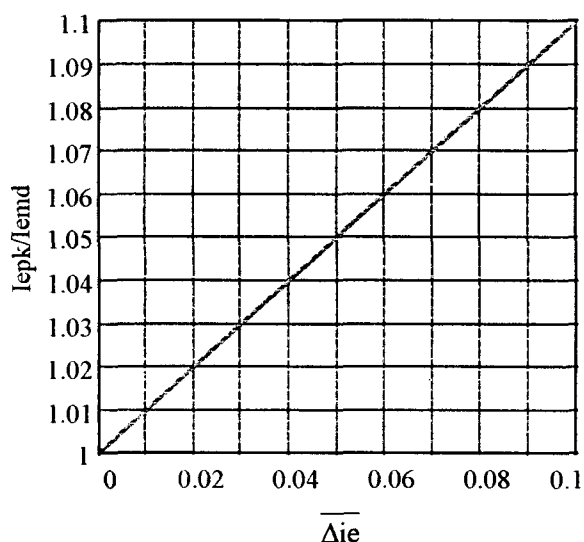


Figura 3.15 - Corrente de pico de entrada parametrizada.

#### 3.4.6.2) Corrente de pico na indutância magnetizante parametrizada:

Parametrizando a equação (3.42) em relação a corrente média na indutância magnetizante obtém-se:

$$\frac{I_{lm_{pk}}}{I_{lm_{md}}} = (1 + \overline{\Delta i_{Lm}}) \quad (3.46)$$

A partir de (3.46) obtém-se o gráfico da figura 3.16:

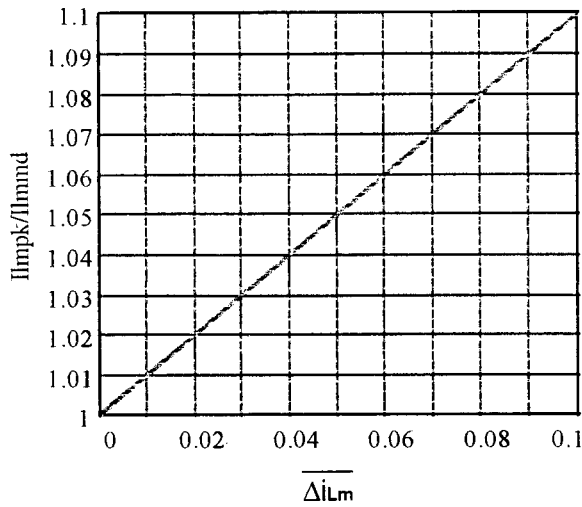


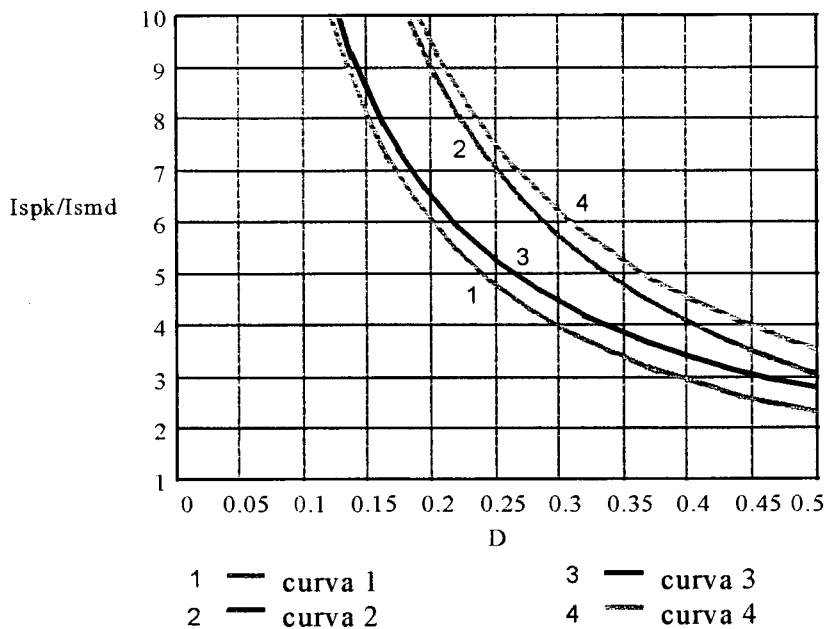
Figura 3.16 - Corrente de pico na indutância magnetizante parametrizada.

### 3.4.6.3) Corrente de pico na chave S1 parametrizada:

Parametrizando a equação (3.43) em relação a corrente média na chave S1 obtém-se:

$$\frac{I_{Spk}}{I_{Smd}} = \left[ (1 + \overline{\Delta i_e}) + (1 + \overline{\Delta i_{Lm}}) \cdot \frac{(1-D)}{D} \right] \quad (3.47)$$

A partir de (3.47) obtém-se o gráfico da figura 3.17:



**Dados:**

curva 1:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 0,25$$

curva 2:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 1$$

curva 3:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 0,25$$

curva 4:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 1$$

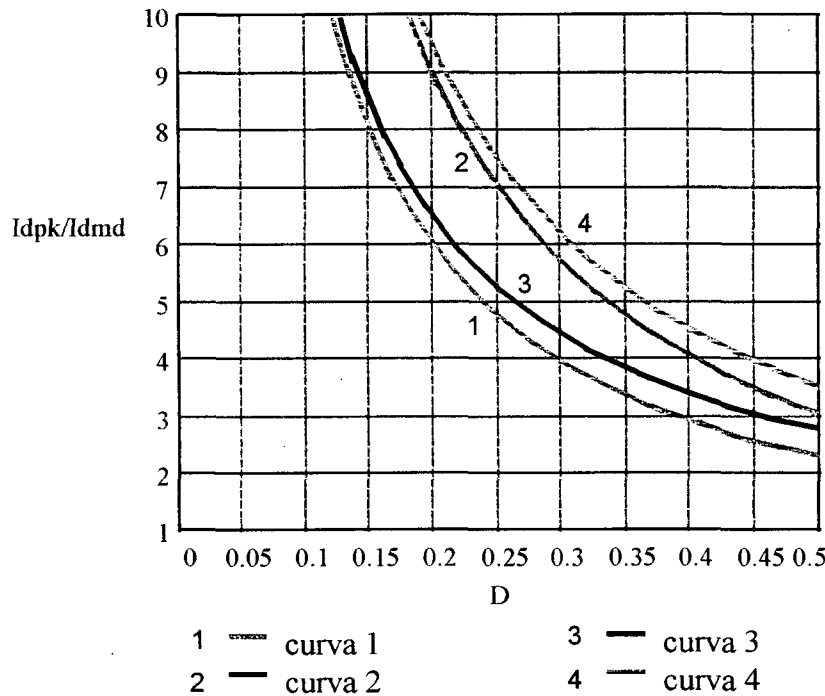
Figura 3.17 - Corrente de pico na chave S1 parametrizada.

### 3.4.6.4) Corrente de pico no diodo Ds parametrizada:

Parametrizando a equação (3.44) em relação a corrente média no diodo Ds obtém-se:

$$\frac{I_{Dspk}}{I_{Dsm}} = \left[ (1 + \overline{\Delta i_e}) + (1 + \overline{\Delta i_{Lm}}) \cdot \frac{(1-D)}{D} \right] \quad (3.48)$$

A partir de (3.48) obtém-se o gráfico da figura 3.18:



**Dados:**

curva 1:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 0,25$$

curva 2:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,025$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 1$$

curva 3:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 0,25$$

curva 4:

$$\overline{\Delta i_e} = 0,5$$

$$\overline{\Delta i_{Lm}} = 1$$

Figura 3.18 - Corrente de pico no diodo Ds parametrizada.

### 3.4.7) Tensões máximas sobre os semicondutores:

A seguir serão apresentadas as tensões máximas sobre S1, Ds e os diodos retificadores.

#### 3.4.7.1) Tensão máxima sobre S1:

A tensão máxima sobre S1 pode ser obtida a partir de (3.7):

$$V_{S \max} = V_{in} + N \cdot V_o \quad (3.49)$$

onde: N é a relação de transformação do transformador.

### 3.4.7.2) Tensão reversa máxima sobre Ds:

A tensão reversa máxima sobre Ds pode ser obtida a partir de (3.8):

$$V_{D\max} = \frac{V_{in}}{N} + V_o \quad (3.50)$$

### 3.4.7.3) Tensão reversa máxima sobre Dr (diodos retificadores):

A tensão reversa máxima sobre os diodos retificadores é dada por:

$$V_{Dr\max} = \sqrt{6} \cdot V_{fase} \quad (3.51)$$

onde  $V_{fase}$  é a tensão de fase da rede de alimentação.

## 3.5) CONCLUSÕES:

Neste capítulo foi apresentada a análise quantitativa e qualitativa do conversor CC-CC Sepic em condução contínua (MCC). Neste modo de operação, a chave S1 é disparada antes que a corrente no diodo Ds se anule, fazendo com que a sua entrada em condução seja dissipativa. Além disso, a chave deve ser dimensionada a fim de suportar a corrente de recuperação reversa do diodo Ds.

Outro aspecto importante do modo MCC se refere ao projeto do transformador, que exige um maior valor de indutância primária se comparado ao modo MCD.

## CAPÍTULO IV

### CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR CC-CC SEPIC E ESTUDO DAS ONDULAÇÕES DE TENSÃO NOS CAPACITORES

#### 4.1) INTRODUÇÃO:

Neste capítulo será apresentada a característica de transferência externa do conversor Sepic e uma análise dos limites entre condução contínua e descontínua. Este estudo será importante para se definir o valor de carga mínimo/máximo que garanta a condução contínua/descontínua.

Será apresentado também um estudo das ondulações de tensão nos capacitores de acoplamento e filtragem de saída.

#### 4.2) CORRENTE DE COMUTAÇÃO:

Através da análise do conversor Sepic operando em condução descontínua pode-se definir a corrente de comutação [8], onde se verifica a característica de descontinuidade de corrente, análoga ao modo de operação descontínua dos conversores convencionais. A corrente de comutação é dada pela equação (4.1) e apresentada na figura 4.1:

$$i_{com} = i_s + i_d \quad (4.1)$$

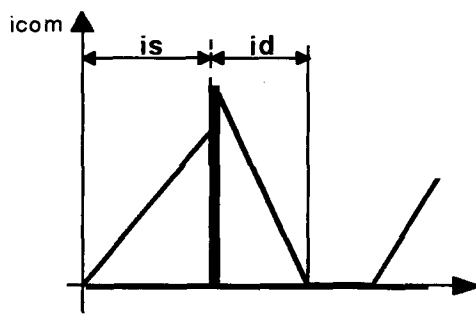


Figura 4.1 - Corrente de comutação para o conversor CC-CC Sepic no modo de condução descontínua e em regime permanente.

Observa-se pela figura 4.1 que a corrente no diodo  $D_s$  se anula antes que a chave  $S_1$  seja comandada a conduzir, caracterizando o modo de condução descontínua.

### 4.3) CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA DO CONVERSOR SEPIC:

A seguir serão calculadas as características de transferência estática do conversor Sepic em MCD e MCC.

#### 4.3.1) Característica de transferência estática do conversor Sepic em MCD:

A seguir será apresentada a característica de transferência estática do conversor CC-CC Sepic no modo de condução descontínua .

A partir da equação (2.23) obtém-se:

$$D_1 = \sqrt{K_1} \quad (4.2)$$

onde:  $K_1 = \frac{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s}{R_o}$

Portanto:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{D_1} = \frac{D}{\sqrt{K_1}} \quad (4.3)$$

A fig.4.2 apresenta a característica de transferência estática do conversor Sepic em MCD.

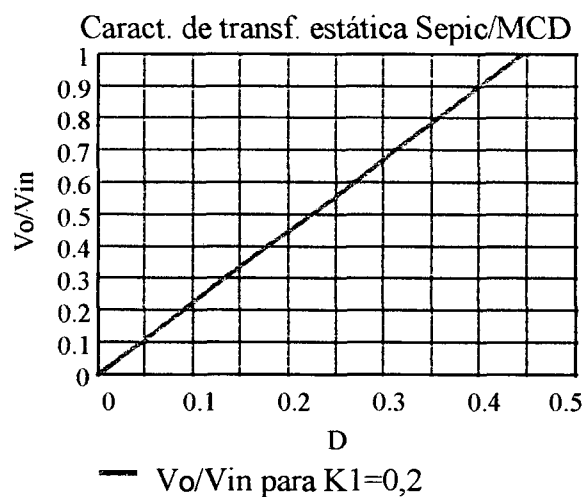


Figura 4.2 - Característica de transferência estática do conversor Sepic em MCD, em função de  $D$ .



Percebe-se pela figura 4.2 que o ganho estático, em função de D, varia linearmente no modo de condução descontinuo.

#### 4.3.2) Característica de transferência estática do conversor Sepic em MCC:

A seguir será apresentada a característica de transferência estática do conversor CC-CC Sepic no modo de condução contínua .

Através da conservação de fluxo magnético do transformador em regime permanente, tem-se que :

$$V_{in}.D.T = V_o.(1 - D).T$$

$$\text{Portanto: } \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (4.4)$$

A partir de (4.4) pode-se gerar o gráfico da figura 4.3.

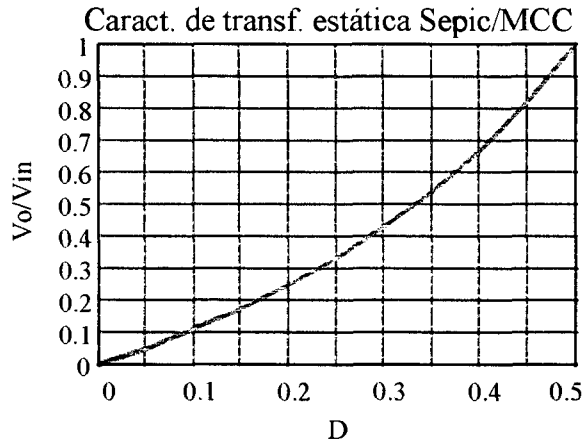


Figura 4.3 - Característica de transferência estática do conversor Sepic em MCC, em função de D.

#### 4.4) CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR SEPIC:

A seguir serão calculadas as características externas do conversor Sepic em MCD e MCC.

Admitindo-se uma eficiência de 100% temos:

$$V_{in} \cdot I_{emd} = V_o \cdot I_o$$

Portanto:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{emd}}{I_o} \quad (4.5)$$

A partir de (1.17) e (3.5):

$$D \cdot D1 = \frac{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s}{V_{in}} \cdot I_o \quad (4.6)$$

Denominando-se o termo  $D \cdot D1$  de corrente de carga normalizada  $\bar{I}_o$ , obtém-se:

$$\bar{I}_o = \frac{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s}{V_{in}} \cdot I_o = \frac{V_{in}}{V_o} \cdot D^2 \quad (4.7)$$

A expressão (4.7) é válida para a região de operação no modo descontínuo. Para o limite de descontinuidade tem-se que:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (4.8)$$

Isolando D:

$$D = \frac{G}{G+1} \quad (4.9)$$

Substituindo (4.9) em (4.7) obtém-se:

$$\bar{I}_o = \frac{G}{(G+1)^2} \quad (4.10)$$

Com as expressões (4.7) e (4.10) obtém-se o gráfico da figura 4.4.

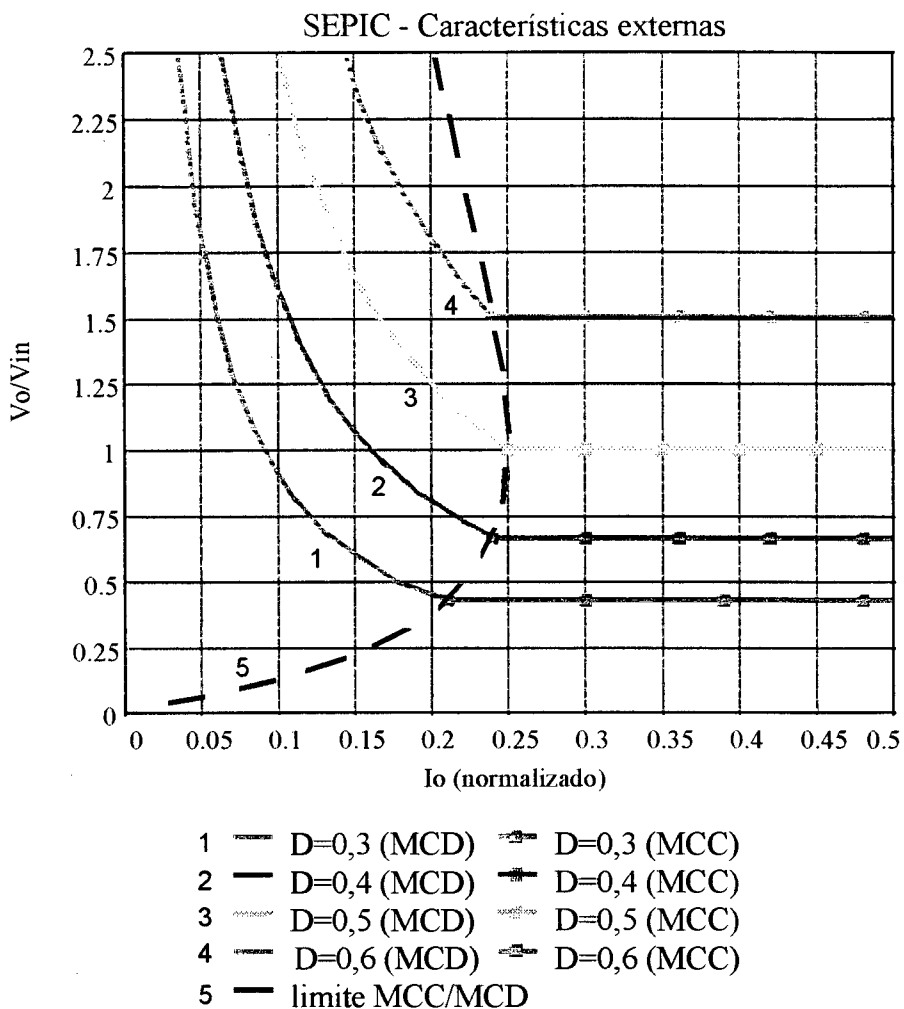


Figura 4.4 - Características externas do conversor Sepic em regime permanente.

Percebe-se a partir da figura 4.4 que no modo de condução contínua, o ganho estático de tensão independe da variação de carga.

#### 4.5) LIMITE DE CONDUÇÃO CONTÍNUA/DESCONTÍNUA:

A partir de (4.3) e (4.4).podem ser calculados o valor de resistência de carga crítica e o valor da razão cíclica crítica que delimita as regiões de condução descontínua/contínua. Igualando-se estas equações, obtém-se:

$$R_{0crit} = \frac{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s}{(1-D)^2} \quad (4.11)$$

$$D_{crit} = 1 - \sqrt{K1} \quad (4.12)$$

Portanto:

- Para  $D > D_{crit}$  - Condução contínua.
- Para  $D < D_{crit}$  - Condução descontínua.
- Para  $R_o > R_{ocrit}$  - Condução descontínua.
- Para  $R_o < R_{ocrit}$  - Condução contínua.

#### **4.6) ESTUDO DAS ONDULAÇÕES DE TENSÃO NOS CAPACITORES:**

O correto dimensionamento dos capacitores é muito importante para que o conversor opere corretamente e as ondulações de tensão nos capacitores devem ser especificadas no projeto. A seguir será feito o equacionamento destas ondulações para o conversor operando no modo de condução descontínua, que é o caso mais crítico.

##### **4.6.1) Ondulação de tensão nos terminais do capacitor C1:**

A área A, mostrada na figura 4.5, corresponde à quantidade de carga cedida pelo capacitor durante um período de chaveamento do conversor.

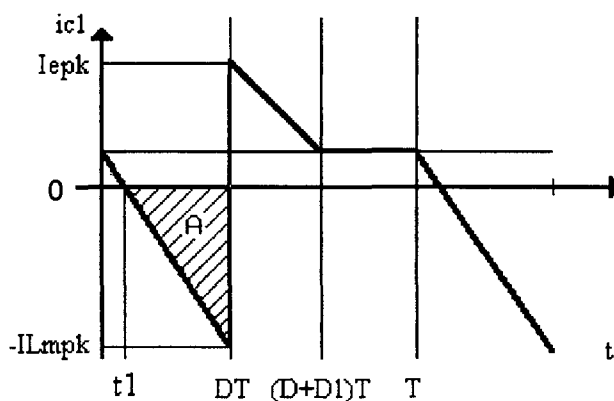


Figura 4.5 - Corrente no capacitor C1.

A variação de carga do capacitor C1 pode ser calculada através de (4.13):

$$\Delta Q_c = \int_{t_1}^{D.T} i_c(t) \cdot dt \quad (4.13)$$

Sabe-se de (2.49) que:

$$I_{mpk} = \frac{V_{in}}{L_m} \cdot D \cdot T - I_{eo}$$

Através da figura 4.5 pode-se afirmar que:

$$\frac{D \cdot T}{t_1} = \frac{I_{mpk} + I_{eo}}{I_{eo}}$$

Portanto:

$$t_1 = \frac{L_m}{V_{in}} \cdot I_{eo} \quad (4.14)$$

Substituindo (4.14) em (4.13) obtém-se:

$$\Delta Q_c = \frac{V_{in} \cdot (D \cdot T)^2}{2 \cdot L_m} - \frac{L_m \cdot I_{eo}^2}{2 \cdot V_{in}} \quad (4.15)$$

Substituindo-se (2.16) em (4.15) obtém-se:

$$\Delta Q_c = \frac{V_{in} \cdot D^2 \cdot T^2}{2 \cdot L_{eq} \cdot (a + 1)} \cdot \left[ a - \frac{(a \cdot D - D_1)^2}{4 \cdot a} \right] \quad (4.16)$$

mas:  $\Delta Q_c = C_1 \cdot \Delta V_c$ . Portanto:

$$C_1 = \frac{V_{in} \cdot D^2 \cdot T^2}{2 \cdot L_{eq} \cdot (a + 1) \cdot \Delta V_c} \cdot \left[ a - \frac{(a \cdot D - D_1)^2}{4 \cdot a} \right] \quad (4.17)$$

A equação (4.17) fornece o valor do capacitor C1 a partir da especificação do valor de ondulação de tensão nos terminais do mesmo. Geralmente adota-se a ondulação de tensão no capacitor em torno de 1% do valor médio de tensão em seus terminais, ou seja,  $\Delta V_c = 0,01 \cdot V_{c_{med}}$ . Este cálculo apresenta um cálculo bastante preciso para o dimensionamento do capacitor C1, onde o conversor opera em MCD. No caso do conversor operando em MCC, pode-se obter um resultado aproximado substituindo-se a variável D1 por (1-D).

#### 4.6.2) Ondulação de tensão nos terminais do capacitor Co:

A energia cedida ao capacitor Co ocorre durante o intervalo de tempo D1.T. Nos intervalos restantes o capacitor fornece a energia para a carga. Entretanto, durante este intervalo, a energia proveniente dos indutores também é fornecida à carga. Considerando que toda a componente alternada da corrente do diodo Ds passe pelo capacitor Co, pode-se afirmar que a variação de carga em seus terminais é dada por:

$$\Delta Q_{co} = \int_0^{D1.T} \left[ \left( \frac{V_{in}}{L_{eq}} \cdot D \cdot T \right) - \left( \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot t \right) - I_{omd} \right] dt \quad (4.18)$$

resultando em:

$$\Delta Q_{co} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot D1 \cdot N}{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s^2} - I_{omd} \cdot D1 \cdot T \quad (4.19)$$

mas:  $\Delta Q_{co} = C_o \cdot \Delta V_{co}$

Portanto:

$$C_o = \left( \frac{V_{in} \cdot D \cdot D1 \cdot N}{2 \cdot L_{eq} \cdot f_s^2} - D1 \cdot T \cdot I_{omd} \right) \cdot \frac{1}{\Delta V_{co}} \quad (4.20)$$

onde: N (=Np/Ns) é a relação de transformação do transformador.

Da mesma forma que o dimensionamento do capacitor C1, um resultado aproximado do valor de Co para o conversor operando em MCC pode ser obtido substituindo-se a variável D1 por (1-D).

#### 4.7) CONCLUSÕES:

Neste capítulo foram apresentadas as características externas do conversor CC-CC Sepic operando nos modos de condução contínua e descontínua, bem como o limite entre estes modos de operação. Foram definidos os valores de razão cíclica e de resistência de carga críticos, ou seja, valores que delimitam as regiões MCD e MCC e, finalmente, foram feitos estudos das ondulações de tensão nos terminais dos capacitores presentes no conversor Sepic.

# CAPÍTULO V

## PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

### 5.1) INTRODUÇÃO:

Neste capítulo é apresentado o procedimento de projeto do retificador trifásico baseado no conversor CC-CC Sepic em MCC. Adotou-se este modo de operação devido a menor corrente eficaz no diodo  $D_s$  e, conseqüentemente, menor ondulação de tensão em alta frequência no capacitor de filtragem  $C_o$  (devido a resistência série equivalente do capacitor), se comparado ao conversor operando em MCD.

São apresentados também os cálculos para o dimensionamento dos elementos magnéticos e semicondutores e um exemplo de projeto para um protótipo de 600W/60V.

### 5.2) PROCEDIMENTO DE PROJETO:

A seguir é apresentado um procedimento para projeto do retificador trifásico utilizando o conversor CC-CC Sepic em MCC, mostrado na figura 5.1.

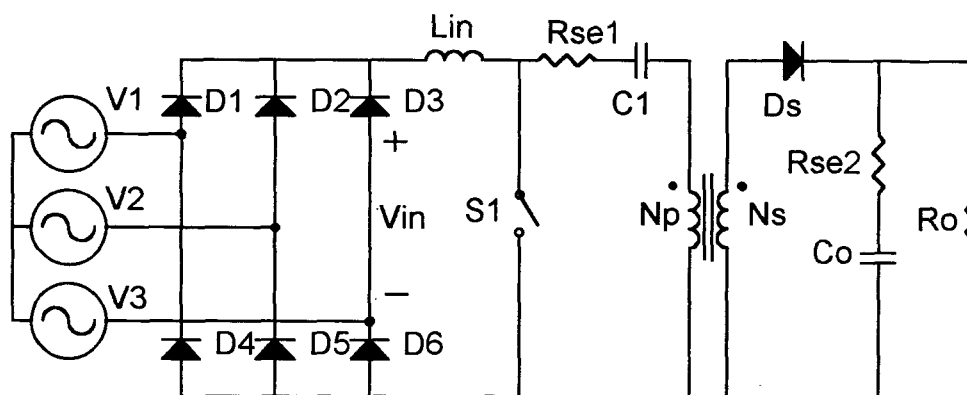


Figura 5.1 - Retificador trifásico empregando conversor CC-CC Sepic.

### 5.2.1) Dados iniciais:

Devem ser fornecidos os seguintes dados para que seja feito o projeto do conversor:

- Tensão eficaz de fase da rede  $V_{\text{fase}}$ : 73 [V]
- Tensão de saída  $V_o$ : 60 [V]
- Potência de saída  $P_o$ : 600 [W]
- Frequência de chaveamento  $f_s$ : 20 [kHz]
- Razão cíclica nominal  $D$ : 0,4.

### 5.2.2) Ondulação da corrente no indutor de entrada:

A ondulação da corrente no indutor de entrada,  $\overline{\Delta i_e}$ , afeta diretamente o fator de potência (FP) e a taxa de distorção harmônica (THD) da corrente de entrada do conversor.

Considerando:

- Rendimento de 100%;
- Tensão de entrada (fase) senoidal;
- Tensão média  $V_{in}$  igual a  $2,34 \cdot V_{ief}$ ;
- Deslocamento entre a fundamental da corrente e da tensão de entrada muito pequeno.

Assim, o fator de potência pode ser calculado por:

$$FP = \frac{P_o}{3 \cdot V_{ief} \cdot I_{ief}} \quad (5.1)$$

A corrente de entrada (fase) eficaz pode ser calculada por:

$$I_{ief} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left( \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{3 + \Delta i_e^2} \cdot I_{emd} \right)^2 \cdot dt} \quad (5.2)$$

Resultando em:

$$I_{ief} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3 + \Delta i_e^2} \cdot I_{emd} \quad (5.3)$$



De (5.1) e (5.3) obtém-se:

$$FP = \frac{2,34}{\sqrt{2 \cdot (3 + \overline{\Delta i e}^2)}} \quad (5.4)$$

A partir de (5.4) obtém-se o gráfico da figura 5.2.

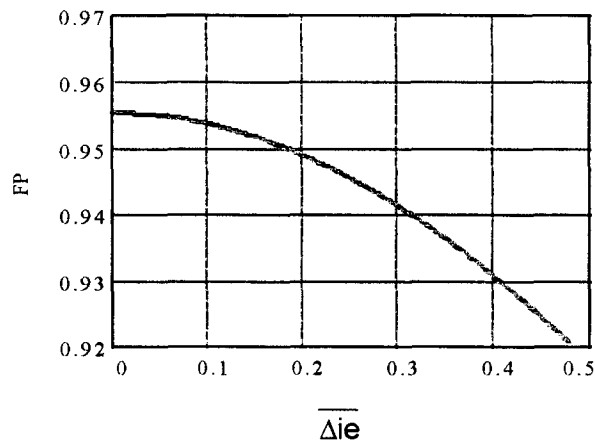


Figura 5.2 - Fator de potência em função da ondulação da corrente de entrada.

A partir de (4.6) e (5.4) pode-se calcular a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (TDH):

$$TDH = \sqrt{\frac{2 \cdot (3 + \overline{\Delta i e}^2)}{2,34^2}} - 1 \quad (5.5)$$

A partir de (5.5) obtém-se o gráfico da figura 5.3.

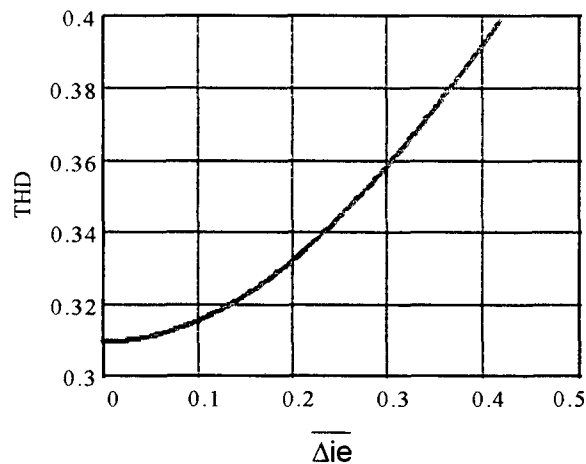


Figura 5.3 - TDH em função da ondulação da corrente de entrada.

Portanto, para se obter um fator de potência acima de 0,95 e uma taxa de distorção harmônica próximo a 30% deve-se escolher a ondulação  $\overline{\Delta i_e}$  menor que 10%. Neste projeto adotou-se  $\overline{\Delta i_e} = 2,5\%$ .

### 5.2.3) Relação de transformação do transformador:

A relação de transformação do transformador é dada por:

$$N = \frac{V_{in} \cdot D}{V_o \cdot (1 - D)} \quad (5.6)$$

Portanto: 
$$N = \frac{2,34.74 \cdot D}{60 \cdot (1 - 0,4)} = 1,9$$

### 5.2.4) Cálculo do indutor de entrada $L_{in}$

Para se calcular o valor do indutor de entrada deve-se determinar a corrente média de entrada. Considerando um rendimento de 100%, tem-se:

$$I_{emd} = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (5.7)$$

Portanto: 
$$I_{emd} = \frac{600}{2,34.74} = 3,5 \text{ [A]}$$

O valor de  $L_{in}$  é obtido através de (2.19), resultando em:

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot \overline{\Delta i_e} \cdot I_{emd} \cdot f_s} \quad (5.8)$$

Portanto: 
$$L_{in} = \frac{2,34.74 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,025 \cdot 3,5 \cdot 20000} = 0,019626 \text{ [H]}$$

### 5.2.5) Cálculo da indutância magnetizante do transformador

Para que seja calculado o valor da indutância magnetizante do transformador (referenciado ao primário), é necessário definir o valor da resistência de carga máxima que garanta o modo de condução contínua do conversor. Através do gráfico da figura 3.4 observa-se que o valor de corrente de carga normalizada crítica para  $D=0,4$  é igual a aproximadamente 0,24. Adotando-se o valor de  $\bar{I}_o$  nominal igual a 6 vezes maior que  $\bar{I}_o$  crítico obtém-se:

$$L_{eq} = \frac{2,34 \cdot V_{fase} \cdot V_o \cdot N \cdot \bar{I}_o}{2 \cdot f_s \cdot P_o} \quad (5.9)$$

Portanto:  $L_{eq} = \frac{2,34 \cdot 74 \cdot 60 \cdot 19 \cdot 6 \cdot 0,24}{2 \cdot 20000 \cdot 600} = 0,00118 \text{ [H]}$ .

mas:  $L_{eq} = \frac{L_{in} \cdot L_m}{L_{in} + L_m} \quad (5.10)$

Portanto:  $L_m = 0,00126 \text{ [H]}$

### **5.2.6) Cálculo dos capacitores C1 e Co:**

Considerando-se a ondulação de tensão nos terminais dos capacitores em torno de 1% do valor médio de tensão em seus terminais, obtém-se a partir de (3.17) e (3.20):

$$C1 = \frac{D^2 \cdot P_o}{0,01 \cdot (1-D) \cdot V_o^2 \cdot f_s \cdot N^2} \quad (5.11)$$

Portanto:  $C1 = \frac{0,4^2 \cdot 600}{0,01 \cdot (1-0,4) \cdot V_o^2 \cdot 20000 \cdot 19^2} \approx 62 \text{ [}\mu\text{F]}$

$$C_o = \frac{D^2 \cdot V_{in} \cdot P_o}{0,01 \cdot V_o^3 \cdot (1-D) \cdot f_s \cdot N} \quad (5.12)$$

Portanto:  $C_o = \frac{0,4^2 \cdot 2,34 \cdot 74 \cdot 600}{0,01 \cdot 160^3 \cdot (1-0,4) \cdot 20000 \cdot 19} \approx 340 \text{ [}\mu\text{F]}$

A partir da figura 2.12 obtém-se o valor eficaz da corrente em C1. Para  $D=0,4$ :

$$I_{cef} = 1,25 \cdot I_{emd} = 1,25 \cdot 3,5 = 4,375 \text{ [A]}$$

A tensão nominal aplicada sobre o capacitor C1 é igual a  $2,34 \cdot V_{\text{fase}}$ . Portanto:  $V_{C1} = 172$  [V]

Foram escolhidos dois capacitores ICOTRON, em paralelo, da série 84900 cujas principais características são:

- Tensão nominal: 400 [V]
- Tensão de pico: 440 [V]
- Capacitância nominal: 680 [ $\mu$ F]
- Corrente de ondulação máxima: 2,6 [A] (Corrigido para a frequência de 20 kHz)
- Resistência série equivalente máxima: 0,609 [ $\Omega$ ]
- Resistência série equivalente medida em laboratório: aprox. 0,07 [ $\Omega$ ]

A partir da figura 2.14 obtém-se o valor eficaz da corrente em Co. Para  $D=0,4$ :

$$I_{\text{Coef}} = 0,83 \cdot I_{\text{omd}} = 0,83 \cdot 10 = 8,3 \text{ [A]}$$

A tensão nominal que o capacitor Co deve suportar é 60 [V].

Foram escolhidos 3 capacitores ICOTRON, em paralelo, da série SLS 84000, cujas principais características são:

- Tensão nominal: 100 [V]
- Tensão de pico: 120 [V]
- Capacitância nominal: 3300 [ $\mu$ F]
- Corrente de ondulação máxima: 3,6 [A] (Corrigido para a frequência de 20 kHz)
- Resistência série equivalente máxima: 0,126 [ $\Omega$ ]
- Resistência série equivalente medida em laboratório: aprox. 0,01 [ $\Omega$ ]

Deve-se escolher os capacitores de saída Co que possuam baixos valores de resistência série equivalente, que são responsáveis pela ondulação de tensão em alta frequência.

## 5.2.7) Escolha dos semicondutores:

### 5.2.7.1) Chave S1:

A partir das figuras 2.11 e 2.17 podem ser calculadas as correntes eficaz e de pico na chave S1.

$$\text{Portanto } I_{\text{Spk}} = 2,9 \cdot I_{\text{emd}} = 2,9 \cdot 3,5 = 10,2 \text{ [A]}$$

$$I_{\text{sef}} = 1,6 \cdot I_{\text{emd}} = 1,6 \cdot 3,5 = 5,6 \text{ [A].}$$

A corrente média em S1 é a própria corrente  $I_{\text{emd}}$ . Assim:

$$I_{\text{Smd}} = I_{\text{emd}} = 3,5 \text{ [A]}$$

A tensão máxima que o IGBT deve suportar em regime permanente é apresentada a seguir:

$$V_{\text{Spk}} = V_{\text{in}} + N \cdot V_{\text{o}} = 2,34 \cdot V_{\text{fase}} + 19,60 \approx 285 \text{ [V]}$$

A chave utilizada foi o IGBT [17], série IRGBC40U, ultrarrápido, cujas características principais são apresentadas a seguir::

- Tensão máxima coletor-emissor: 600 [V]
- Corrente média de coletor ( $T_c=100^\circ\text{C}$ ): 20 [A]
- Corrente de pico: 160 [A]
- Resistência de condução  $r_{\text{ds(on)}}$ : < 0,2 [ $\Omega$ ]
- Tensão coletor-emissor em condução  $V_{\text{ce(on)}}$ : 2,2 [V]
- Potência máxima dissipada ( $T_c=100^\circ\text{C}$ ): 65 [W]
- Tempo de descida da corrente de coletor  $t_f$  (fall time): 140 [ns]
- Resistência térmica junção-cápsula  $R_{\text{thjc}}$ : 0,77  $^\circ\text{C/W}$
- Resistência térmica cápsula-dissipador  $R_{\text{thcd}}$ : 0,50  $^\circ\text{C/W}$
- Resistência térmica junção-ambiente  $R_{\text{thja}}$ : 80  $^\circ\text{C/W}$

### 5.2.7.2) Diodo Ds:

A partir das figuras 2.13 e 2.18 podem ser calculadas as correntes eficaz e de pico no diodo Ds.

Portanto:  $I_{dpk} = 1,88 \cdot I_{omd} = 1,88 \cdot 10 = 18,8 \text{ [A]}$

$$I_{def} = 1,3 \cdot I_{omd} = 1,3 \cdot 10 = 13 \text{ [A].}$$

A corrente média em Ds é a própria corrente de carga  $I_o$ . Portanto  $I_{dmd} = 10 \text{ [A]}$

A tensão máxima que o diodo deve suportar em regime permanente é apresentado a seguir:

$$V_{dspk} = \frac{V_{in}}{1,9} + V_o = \frac{(2,34 \cdot V_{fase})}{1,9} + 60 \approx 150 \text{ [V]}$$

Foi escolhido o diodo ultrarápido MUR1530 [18], cujas características principais são apresentadas a seguir:

- Tensão reversa máxima: 300 [V]
- Corrente média ( $T_c=150^\circ\text{C}$ ): 15 [A]
- Corrente de pico repetitiva ( $T_c=150^\circ\text{C}$ ): 30 [A]
- Resistência térmica junção-cápsula  $R_{th_{jc}}$ : 1,5  $^\circ\text{C/W}$
- Resistência aparente de condução  $r_f$ : 30 [ $\text{m}\Omega$ ]
- Tensão de joelho  $V_{TO}$ : 0,85 [V]
- Resistência térmica junção-cápsula  $R_{th_{ja}}$ : 60  $^\circ\text{C/W}$
- Temperatura máxima de junção  $T_{j_{máx}}$ : 150  $^\circ\text{C}$ .

### 5.2.7.3) Diodos retificadores Dr:

A corrente eficaz nos diodos retificadores pode ser calculada pela seguinte equação:

$$I_{dref} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left( \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{3 + \Delta i e^2} \cdot I_{emd} \right)^2 \cdot dt} \quad (5.13)$$

$$I_{dref} = \frac{I_{emd}}{3} \cdot \sqrt{3 + \Delta i e^2} \quad (5.14)$$

Portanto:

$$I_{dref} = 2,02 \text{ [A]}$$

A corrente média em cada diodo retificador é dada por:

$$I_{drmd} = \frac{I_{emd}}{3} = \frac{3,5}{3} = 1,17 \text{ [A]}$$

A tensão reversa sobre o diodo, em regime permanente, pode ser calculada por:

$$V_{drpk} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 73 \text{ [V]}$$

$$V_{drpk} \approx 180 \text{ [V]}$$

Os diodos da ponte retificadora não necessitam ser rápidos ou ultrarrápidos. Por isso, foram escolhidos os diodos retificadores SK3 G 04, da Semikron, cujas características principais são:

- Tensão reversa máxima: 400 [V]
- Corrente média ( $T_c=105^\circ\text{C}$ ): 4,3 [A]
- Corrente eficaz máxima: 6,7 [A]
- Resistência aparente de condução  $r_f$ : 30 [mΩ]
- Tensão de joelho  $V_{TO}$ : 0,85 [V]
- Resistência térmica junção-cápsula  $R_{thja}$ : 60 °C/W
- Temperatura máxima de junção  $T_{jmax}$ : 150 °C.

## 5.2.8) Dissipadores:

### 5.2.8.1) Diodos retificadores:

A potência dissipada nos diodos retificadores é dada por:

$$P_d = V_{TO} \cdot I_{drmd} + r_f \cdot I_{dref}^2 \quad (5.15)$$

Portanto:

$$P_d = 0,85 \cdot 1,2 + 0,03 \cdot 2,1^2 \approx 1,16 \text{ [W]}$$

A potência máxima que os diodos escolhidos suportam sem a utilização de dissipadores é dada por:

$$P_{d_{max}} = \frac{T_{j_{max}} - T_a}{R_{thja}} \quad (5.16)$$

$$P_{d_{max}} = \frac{150 - 30}{60} = 2 \text{ [W]}$$

Portanto, não há a necessidade de dissipadores para os diodos retificadores. De fato, o encapsulamento dos diodos retificadores SK3 não permitem o uso de dissipadores.

### 5.2.8.2) Diodo Ds:

A potência dissipada no diodo Ds, fornecida pelo fabricante (gráfico), é apresentada abaixo:

$$P_d \approx 9 \text{ [W]} \quad (\text{para } \frac{I_{pk}}{I_{av}} \approx 2)$$

A potência máxima que os diodos escolhidos suportam sem a utilização de dissipadores é dada por:

$$P_{d_{max}} = \frac{T_{j_{max}} - T_a}{R_{thja}} \quad (5.17)$$

$$P_{d_{max}} = \frac{150 - 30}{60} = 2 \text{ [W]}$$

O dissipador utilizado deve apresentar uma resistência térmica:



$$R_{thsa} \leq \frac{T_{jmax} - T_a}{P_d} - R_{thjc} - R_{thcs} \quad (5.18)$$

$$R_{thsa} \leq 13 - 1,5 - 0,5 = 11 \quad [^{\circ}C/W]$$

### 5.2.8.3) IGBT:

As perdas no IGBT se dividem em perdas em condução e perdas de comutação. As perdas em condução podem ser calculadas por (5.19):

$$P_{cond} = D \cdot (I_{smd} \cdot V_{ce(on)} + r_{ds(on)} \cdot I_{sef}^2) \quad (5.19)$$

$$P_{cond} = 0,4 \cdot (3,5,2,2 + 0,2,5,6^2) \approx 5,6 \quad [W]$$

As perdas de comutação podem ser calculadas por (5.20):

$$P_{com} = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_{spk} \cdot f \cdot t_f \quad (5.20)$$

$$P_{com} = \frac{1}{2} \cdot 172 \cdot 10,2 \cdot 20000 \cdot 140 \cdot 10^{-9} \approx 2,46 \quad [W]$$

A potência total dissipada pelo IGBT é dada por:

$$P_{total} = P_{com} + P_{cond} = 5,6 + 2,46 \approx 8,1 \quad [W]$$

O dissipador utilizado deve apresentar uma resistência térmica:

$$R_{thsa} \leq \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{total}} - R_{thjc} - R_{thcs}$$

$$R_{thsa} \leq 14,8 - 1,5 - 0,5 = 12 \quad [^{\circ}C/W]$$

## 5.3) CONSIDERAÇÕES SOBRE O PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS:

A seguir serão apresentados os cálculos para o dimensionamento do transformador e indutor de entrada.

### 5.3.1) Transformador:

Para que seja dimensionado o transformador do conversor Sepic, deve-se definir o produto  $A_e.A_w$ , que é obtido através do cálculo apresentado a seguir:

Densidade de corrente  $J$ :

$$J = \frac{N_p \cdot I_{pef}}{A_p} \quad (5.21)$$

onde:  $N_p$  é o número de espiras do primário;

$I_{pef}$  é o valor eficaz da corrente no primário;

$A_p$  é a área ocupada pelo enrolamento primário.

Pela lei de Faraday:

$$V_{in} = N_p \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (5.22)$$

onde:  $\phi$  é o fluxo magnético no núcleo;

$B$  é a densidade de fluxo magnético;

$A_e$  é a área da seção transversal do núcleo.

$$\text{mas: } \phi = B \cdot A_e \quad (5.23)$$

$$\text{Portanto: } V_{in} = N_p \cdot A_e \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t} \quad (5.24)$$

O intervalo  $\Delta t$  é o intervalo de tempo em que a chave S1 conduz. Assim:

$$V_{in} = N_p \cdot A_e \cdot \frac{\Delta B}{D \cdot T} \quad (5.25)$$

Isolando  $A_e$ :

$$A_e = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{N_p \cdot \Delta B} \quad (5.26)$$

A área ocupada pelo enrolamento primário  $A_p$  é definida pelo produto:

$$A_p = K_p \cdot K_w \cdot A_w \quad (5.27)$$

onde:  $K_p$  é o fator de utilização do primário;

$K_w$  é o fator de utilização da área do primário;

$A_w$  é a área da janela do núcleo.

De (5.21) e (5.27):

$$A_w = \frac{N_p \cdot I_{pef}}{J \cdot K_p \cdot K_w} \quad (5.28)$$

De (5.26) e (5.28) obtém-se o produto  $A_e \cdot A_w$  do transformador:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T \cdot I_{pef}}{\Delta B \cdot J \cdot K_p \cdot K_w} = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T \cdot I_{def}}{\Delta B \cdot J \cdot K_p \cdot K_w} \quad (5.29)$$

Considerando o rendimento  $\eta$  da fonte:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T \cdot I_{pef}}{\Delta B \cdot J \cdot K_p \cdot K_w \cdot \eta} = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T \cdot I_{def}}{\Delta B \cdot J \cdot K_p \cdot K_w \cdot \eta} \quad (5.30)$$

A bitola dos fios condutores pode ser escolhida através de:

$$S_{cm} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (5.31)$$

Para evitar o efeito pelicular, deve-se calcular a profundidade de penetração do campo nos condutores, na frequência de chaveamento:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (\text{para } T=100^\circ\text{C}) \quad (5.32)$$

Assim, a área máxima da seção transversal de um fio nesta frequência será:

$$A_{max} = \frac{\pi \cdot (2 \cdot \Delta)^2}{4} \quad (5.33)$$

O número de fios utilizados em paralelo pode ser obtido dividindo-se a área da seção transversal  $S_{cm}$  pela área da seção transversal do fio escolhido de acordo com (5.33).

O entreferro do transformador  $\delta$  pode ser calculado por:

$$\delta = \left( \frac{V_{in}.D}{\Delta B.f_s} \right)^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{A_e.L_m} \quad (5.34)$$

O cálculo do número de espiras do primário é obtido através de (5.26):

$$N_p = \frac{V_{in}.D.T}{N_p.\Delta B} \quad (5.35)$$

O cálculo do número de espiras do secundário é obtido através de (5.35):

$$N_p = \frac{N_p}{N} \quad (5.36)$$

Utilizando-se os dados de projeto:

- Tensão de fase da rede  $V_{fase}$ : 73 [V]
- Tensão de saída  $V_o$ : 60 [V]
- Potência de saída  $P_o$ : 600 [W]
- Frequência de chaveamento  $f_s$ : 20 [kHz]
- Razão cíclica nominal  $D$ : 0,4.

e adotando-se os seguintes valores:

- Rendimento  $\eta$ : 0,7
- Fator de utilização do primário  $K_p$  [9]: 0,5;
- Fator de utilização da área do primário  $K_w$  [9]: 0,4;
- Variação da densidade de fluxo magnético  $\Delta B$ : 0,11 [T]
- Densidade de Corrente  $J$ : 290 [A/cm<sup>2</sup>]

obtem-se como resultados:

- Produto  $A_e.A_w$ : 54,3 [cm<sup>4</sup>]
- Núcleo escolhido: E-65/78, IP6, Thornton [10] ( 2 núcleos 65/39 em paralelo)
- Entreferro  $\delta$ : 0,33 [mm]
- Número de espiras do primário  $N_p$ : 22 [esp.]
- Número de espiras do secundário  $N_s$ : 11 [esp.]

- Fios escolhidos: 3 fios AWG19 em paralelo para o enrolamento primário;  
11 fios AWG21 em paralelo para o enrolamento secundário.

### 5.3.1.1) Cálculo Térmico:

A elevação de temperatura no transformador se deve a soma das perdas magnéticas no núcleo e as perdas Joule nos condutores. Estas perdas são calculadas a seguir:

Perdas Joule:

$$P_j = R \cdot I_{ef}^2 = \frac{\rho}{S} \cdot \ell \cdot I_{ef}^2 = \frac{\rho}{S} \cdot N_e \cdot \ell_t \cdot I_{ef}^2 \quad (5.37)$$

onde:  $\rho$  é a resistividade elétrica do material;

$\ell$  é o comprimento do condutor;

$\ell_t$  é o comprimento médio de uma espira;

$N_e$  é o número de espiras

A partir de (5.37) obtém-se:

- Perdas Joule no primário ( $P_{jp}$ ): 1,67 [W]
- Perdas Joule no secundário ( $P_{js}$ ): 1,38 [W]

Perdas magnéticas [11]:

$$P_{mag} = V_e \cdot C_m \cdot f_s^x \cdot \Delta B^y \quad (5.38)$$

onde:  $V_e$  é o volume do núcleo;

$C_m$ ,  $x$ ,  $y$  são características do material magnético.

Para o material IP6 (23°C), as constantes  $C_m$ ,  $x$  e  $y$  equivalem a 69,63, 1,18 e 2,34 respectivamente.

A partir de (5.38) obtém-se:

- Perdas magnéticas no transformador: 11,1 [W]

Resistência Térmica do núcleo  $R_{th}$  [12]:

$$R_{th} = C_{th} \cdot V e^{-0,54} \quad (5.39)$$

onde:  $C_{th}$  é uma constante de valor 0,0351

A partir de (5.39) obtém-se:

- $R_{th} = 3,202 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$

Varição de temperatura no núcleo:

$$\Delta T = R_{th} \cdot (P_{mag} + P_{jp} + P_{js})$$

Portanto:

$$\Delta T = 45,2 \text{ [}^\circ\text{C]}$$

### 5.3.1.2) Indutância de dispersão:

A minimização da indutância de dispersão é importante na medida em que é a principal causa da sobretensão durante o bloqueio da chave S1. Para que se reduza esta indutância, podem ser adotados os seguintes procedimentos [13]:

- O enrolamento primário deve ser enrolado em uma bobina longa, conforme a figura 5.4, com o menor número de camadas possível e o enrolamento secundário o mais próximo possível, utilizando a menor isolamento permissível.

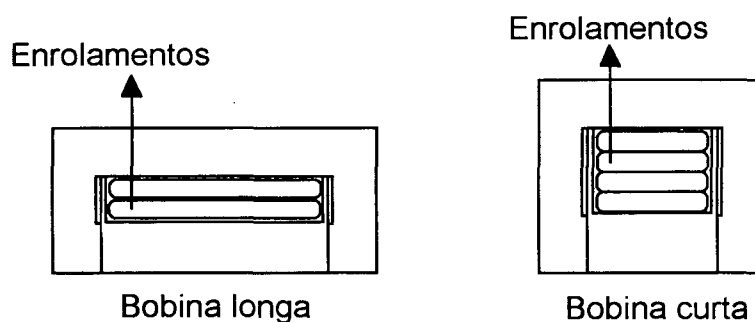


Figura 5.4 - Núcleos de bobina longa e bobina curta.

- Se forem necessárias várias camadas de enrolamento, elas devem ser divididos em seções e intercaladas conforme a figura 5.5.

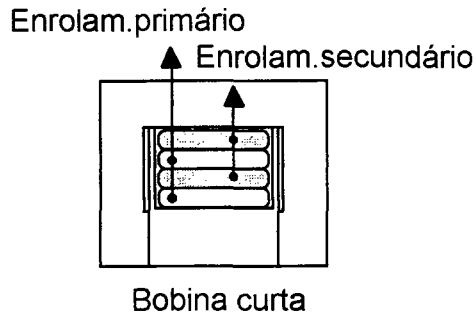


Figura 5.5 - Enrolamento de várias camadas.

### 5.3.2) Indutor:

A seguir serão apresentados os cálculos para o dimensionamento do indutor  $L_{in}$ .

A variação do fluxo magnético é obtido através de:

$$\Delta\phi = \frac{L_{in} \cdot \Delta I_e}{N_e} = \Delta B \cdot A_e \quad (5.40)$$

Isolando  $N_e$ :

$$N_e = \frac{L_{in} \cdot \Delta I_e}{\Delta B \cdot A_e} = \frac{L_{in} \cdot I_{epk}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (5.41)$$

A densidade de corrente  $J$  é dada por:

$$J = \frac{N_e \cdot I_{eef}}{A_p} = \frac{N_e \cdot I_{eef}}{A_w \cdot K_w} \quad (5.42)$$

Isolando  $N_e$ :

$$N_e = \frac{J \cdot A_w \cdot K_w}{I_{eef}} \quad (5.43)$$

De (5.41) e (5.43):

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{in} \cdot I_{epk} \cdot I_{eef}}{B_{max} \cdot J \cdot K_w} \quad (5.44)$$

Considerando uma pequena ondulação de corrente de entrada:

$$I_{epk} = I_{eef}$$

Portanto:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{in} \cdot I_{epk}^2}{B_{max} \cdot J \cdot K_w} \quad (5.45)$$

O número de espiras do indutor é obtido de (5.41):

$$N_e = \frac{L_{in} \cdot I_{epk}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (5.46)$$

O valor de entreferro é calculado através de:

$$\delta = \frac{N_e^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_{in}} \quad (5.47)$$

Utilizando-se os valores de projeto:

- Indutor de entrada  $L_{in}$ : 19,63 [mH]
- Corrente de pico no indutor  $L_{in}$ : 3,6 [A]
- e adotando-se os seguintes valores:
- Fator de utilização  $K_w$  [6]: 0,5;
- Densidade de fluxo magnético máxima  $B_{m\acute{a}x}$ : 0,28 [T]
- Densidade de Corrente  $J$ : 280 [A/cm<sup>2</sup>]

obtem-se como resultados:

- Produto  $A_e \cdot A_w$ : 64,9 [cm<sup>4</sup>]
- Núcleo escolhido: E-75/50, IP6, Thornton ( 2 núcleos 75/25 em paralelo)
- Entreferro  $\delta$ : 2,75 [mm]
- Número de espiras  $N_p$ : 202 [esp.]
- Fios escolhidos: 2 fios AWG19 em paralelo.

### 5.3.2.1) Cálculo Térmico:

A elevação de temperatura no indutor se deve a soma das perdas magnéticas no núcleo e as perdas Joule nos condutores.

A partir de (5.37) obtém-se:



- Perdas Joule no indutor ( $P_j$ ): 8,74 [W]

A partir de (5.38) obtém-se:

- Perdas magnéticas no indutor: 2,1 [W]

A partir de (5.39) obtém-se:

- $R_{th} = 2,93$  [°C/W]

Varição de temperatura no núcleo:

$$\Delta T = R_{th} \cdot (P_{mag} + P_j)$$

Portanto:

$$\Delta T = 31,6$$
 [°C]

#### 5.4) GRAMPEADORES DE TENSÃO:

Para evitar uma sobretensão na chave S1, devido às indutâncias parasitas e de dispersão do transformador, e no diodo Ds, devido ao fenômeno de recuperação reversa, foram utilizados grampeadores de tensão, que serão descritos a seguir.

##### 5.4.1) Grampeador de tensão em S1:

A principal causa da sobretensão na chave S1, durante o seu bloqueio, é a indutância de dispersão do transformador. Para minimizar o efeito desta indutância, foi utilizado o circuito grampeador mostrado na figura 5.6.

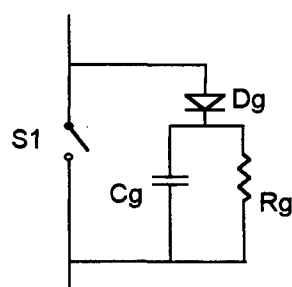


Figura 5.6 - Circuito grampeador de tensão na chave S1.

A seguir será apresentado o cálculo para o dimensionamento deste grampeador.

A energia armazenada na indutância de dispersão, em um período de chaveamento, deve ser dissipada no resistor Rg. Portanto:

$$\frac{L_{disp} \cdot I_{Spk}^2}{2 \cdot \eta^2} = \frac{Vg^2}{Rg \cdot fs} \quad (5.48)$$

O capacitor Cg pode ser escolhido de acordo com (5.49):

$$Cg = \frac{10}{fs \cdot Rg} \quad (5.49)$$

A indutância de dispersão medida em laboratório foi de:

$$L_{disp} = 16 \text{ } [\mu\text{H}]$$

Adotando:

- Tensão de grampeamento Vg: 360 [V],

obtem-se:

- Resistor de grampeamento Rg: 3,8 [kΩ]
- Capacitor de grampeamento Cg: 0,14 [μF]

Foram utilizados 4 resistores de 12 kΩ/10 W em paralelo e um capacitor de 150 nF.

#### **5.4.2) Grampeador de tensão em Ds:**

A corrente de recuperação reversa faz com que ocorra uma sobretensão no diodo Ds durante o seu bloqueio. As equações para o dimensionamento do circuito grampeador, mostrado na figura 5.7, são apresentadas a seguir [14]:

$$Pg = \frac{1}{2} \cdot fs \cdot CD_s \cdot (Vr)^2 \cdot \left[ \frac{(1 + \lambda)^2 \cdot (1 - \lambda)}{\lambda} \right] \quad (5.50)$$

$$\text{onde: } \lambda = \frac{Vg - VD_s}{VD_s} \quad (5.51)$$

Assim:

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} \quad (5.52)$$

$$C_g = \frac{10}{f_s \cdot R_g} \quad (5.53)$$

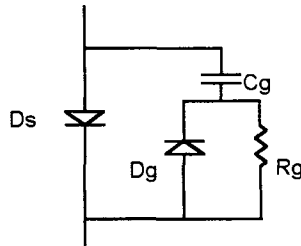


Figura 5.7 - Circuito grampeador de tensão em Ds.

Os valores de Rg2 e Cg2 utilizados foram 330 kΩ e 1,5 nF. O diodo Dg2 escolhido foi o MUR130 [14].

### 5.5) CIRCUITO DE COMANDO:

O CI utilizado para circuito de comando da chave S1 foi o UC3840. A seguir será apresentado o circuito completo de comando do IGBT.

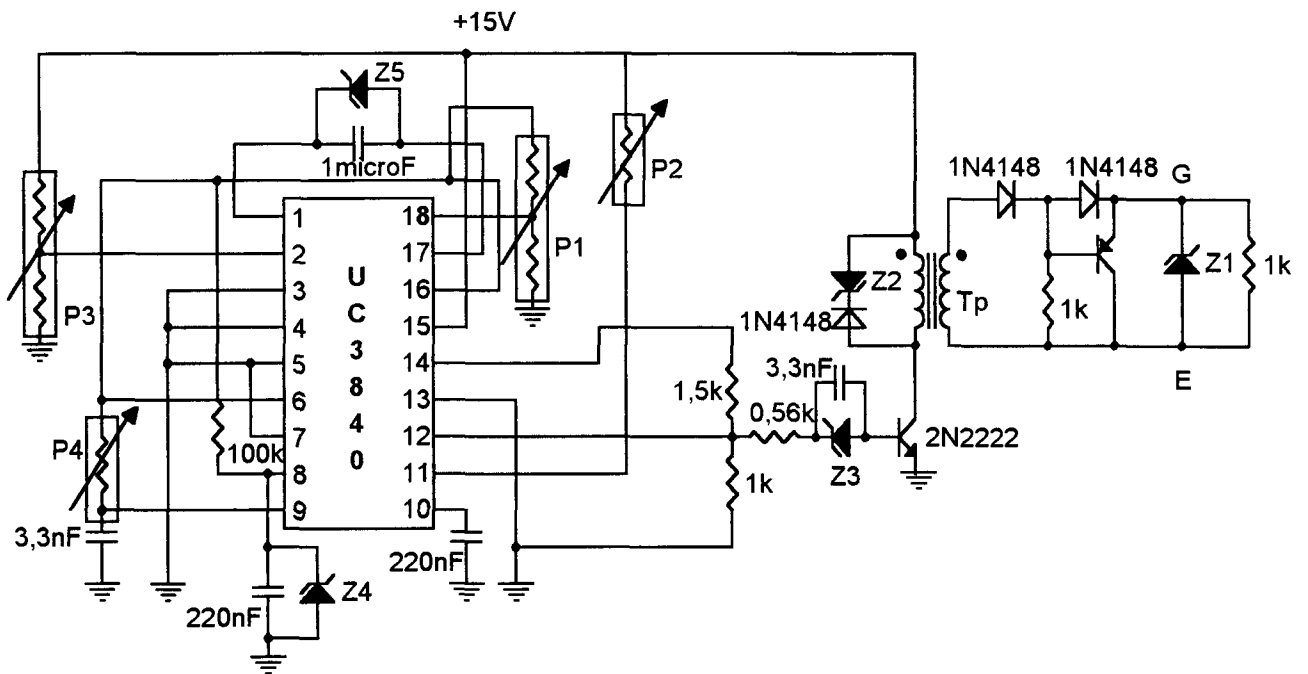


Figura 5.8 - Circuito de comando do IGBT.

onde : P1, P2, P3 e P4 são micropotenciômetros de valor 100 kΩ.

$$Z1 \text{ (Zener)} = 1N965$$

$$Z2 \text{ (Zener)} = 1N4747$$

$$Z3 \text{ (Zener)} = 1N746$$

$$Z4 \text{ (Zener)} = 1N746$$

$$Z5 \text{ (Zener)} = 1N750.$$

O UC3840 [15] é um circuito integrado que apresenta vários pinos para implementação de circuitos de proteção contra sobretensão, sobrecorrente, falha da fonte auxiliar de alimentação, partida progressiva e malhas de controle de feedback e feedforward.

### 5.5.1) Transformador de pulso:

As equações necessárias ao dimensionamento do transformador de pulso são apresentadas a seguir:

$$N_p = \frac{V \cdot \Delta t}{A \cdot \Delta B} \tag{5.54}$$

Considerando um núcleo toroidal:

$$l = \frac{2 \cdot \pi \cdot R}{N_p} \cdot H \tag{5.55}$$

Na equação (5.54),  $\Delta t$  representa o tempo necessário para a transferência de energia do primário para o secundário, ou seja, o tempo em que o pulso deve permanecer ativo.

O valor de  $\Delta B$  deve ser escolhido de maneira a não atingir a região de saturação do material magnético (curva BxH).

Considerando:

$$V = 15 \text{ [V]}$$

$$\Delta B = 0,15 \text{ [T]}$$

e utilizando o núcleo T-19 [7], cuja área de seção transversal é de  $24 \text{ mm}^2$ , obtém-se:

$N_p = 70$  espiras

Para que seja compensada a queda de tensão nos diodos do secundário (fig.5.8) adotou-se:

$N_s = 1,1 N_p = 77$  espiras.

### 5.6) CIRCUITO COMPLETO IMPLEMENTADO:

A seguir é apresentado o circuito completo implementado em laboratório:

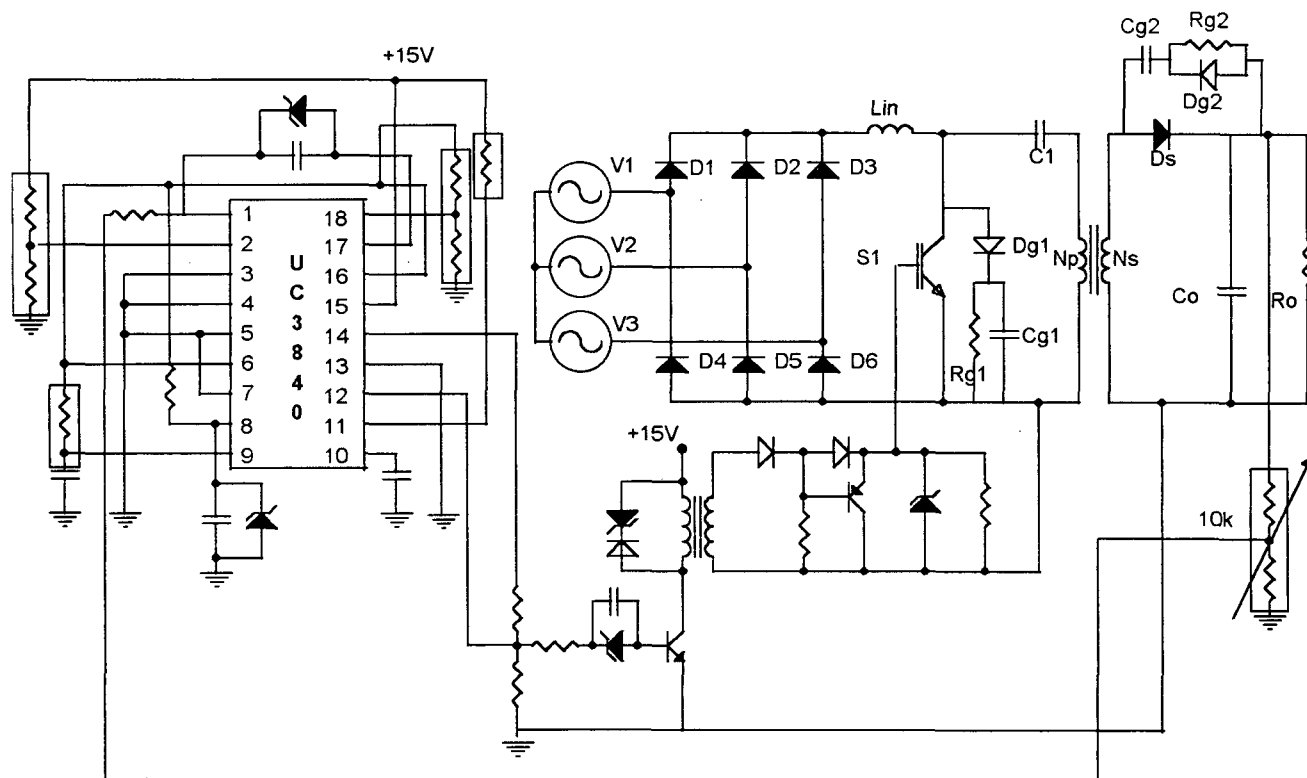


Figura 5.9 - Circuito implementado em laboratório.

## 5.7) CONCLUSÕES:

Neste capítulo foram apresentados o procedimento e exemplo de projeto do retificador trifásico utilizando o conversor CC-CC Sepic operando em condução contínua. Foram apresentadas também algumas considerações a respeito do dimensionamento dos elementos magnéticos e circuitos grampeadores. Não houve uma preocupação em obter uma otimização em relação as dimensões e desempenho do protótipo, mas sim validar as equações e o procedimento de projeto da estrutura.

# CAPÍTULO VI

## RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

### 6.1) INTRODUÇÃO:

A fim de validar as equações definidas nos capítulos anteriores foram feitas simulações no computador utilizando o programa PSPICE [16]. São apresentados também os resultados experimentais de um protótipo de 600 W.

### 6.2) RESULTADOS DE SIMULAÇÃO:

A figura 6.1 apresenta as formas de onda de tensão [V] e corrente [A] (multiplicada por 25) de fase do retificador trifásico utilizando o conversor CC-CC Sepic em MCC.

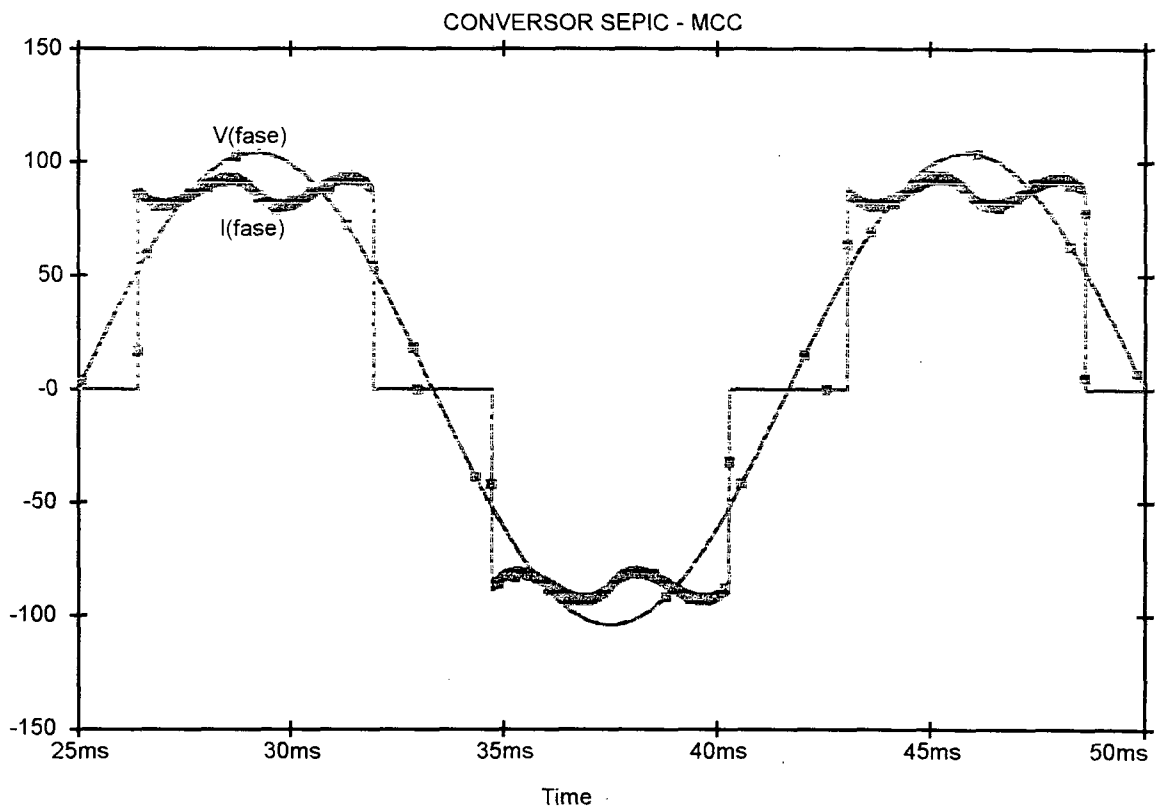


Figura 6.1 - Tensão e corrente de fase.

A figura 6.2 apresenta a forma de onda da corrente na chave S1. Observa-se que durante o intervalo de condução da chave a corrente cresce com uma taxa de variação igual a  $V_{in}/L_{in}$ .

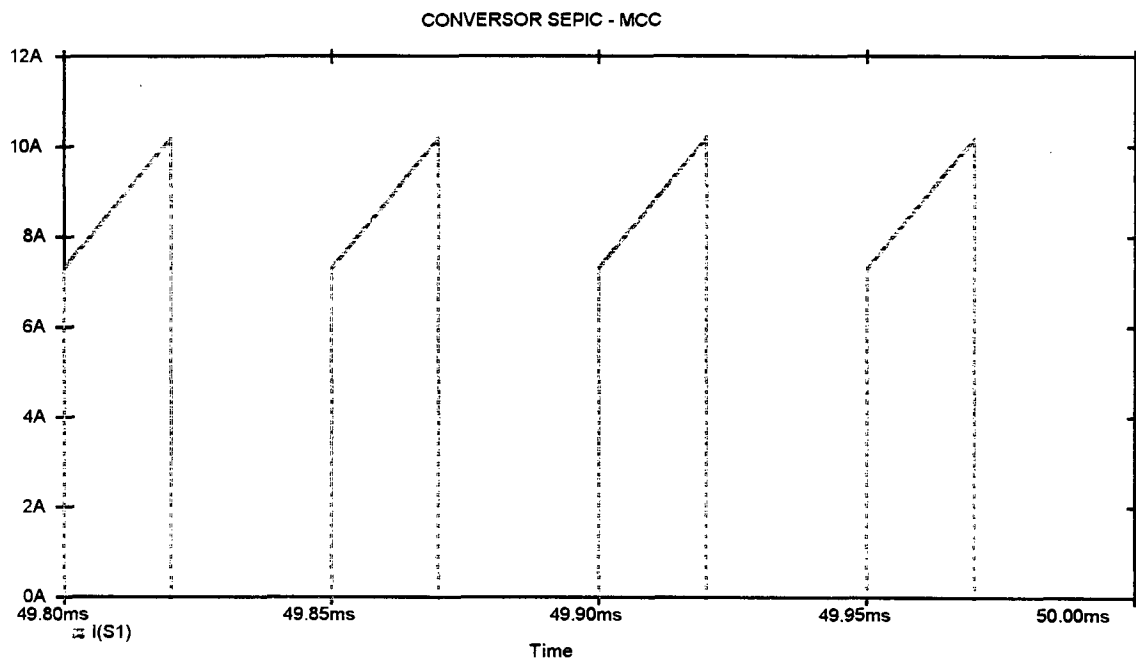


Figura 6.2 - Corrente na chave S1.

A figura 6.3 apresenta a forma de onda da tensão sobre a chave S1. Durante o bloqueio da chave, a tensão aplicada sobre os seus terminais é a soma da tensão equivalente de entrada ( $V_{in}$ ) e a tensão de saída ( $V_o$ ) referenciada ao primário do transformador.

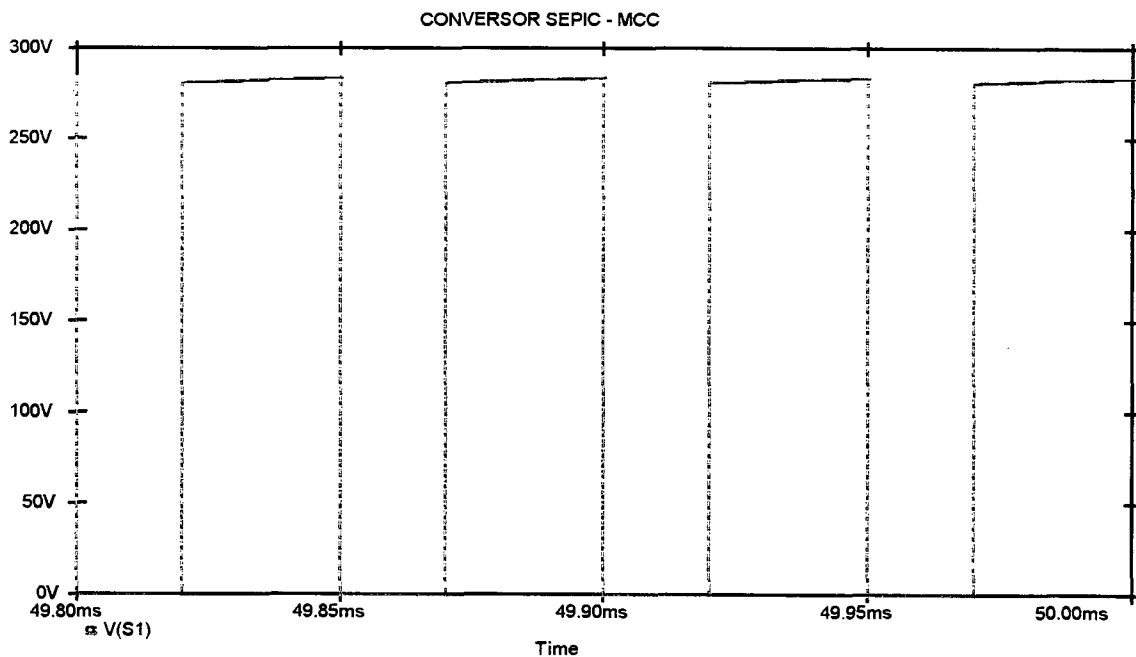


Figura 6.3 - Tensão sobre a chave S1.



A figura 6.4 apresenta a forma de onda da corrente no diodo Ds [A].

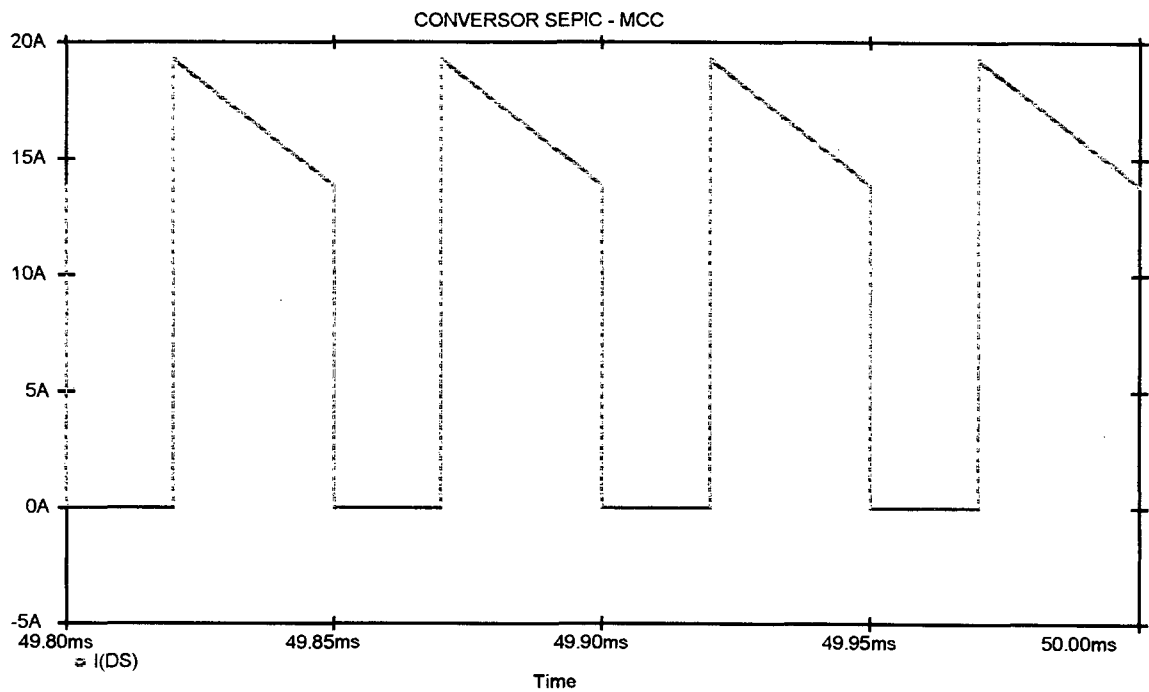


Figura 6.4 - Corrente no diodo Ds.

A figura 6.5 apresenta a forma de onda da tensão reversa sobre o diodo Ds [V], que é igual a soma da tensão de saída ( $V_o$ ) e a tensão equivalente de entrada ( $V_{in}$ ) referenciada ao secundário do transformador.

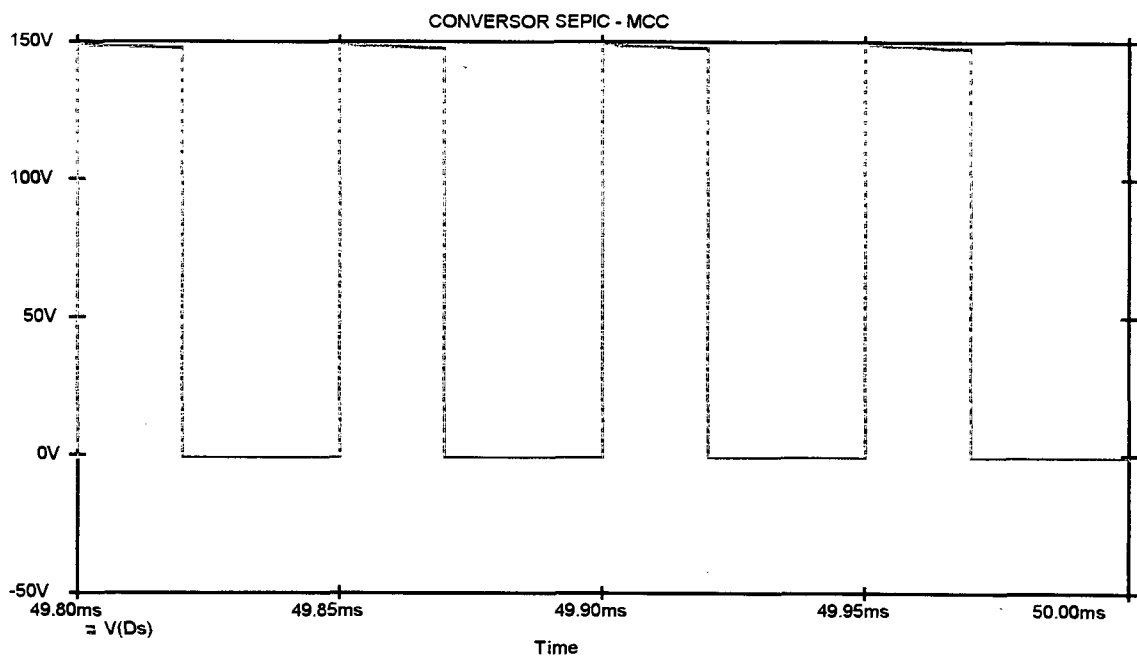


Figura 6.5 - Tensão reversa sobre o diodo Ds.

A figura 6.6 apresenta a forma de onda da corrente no capacitor C1 [A].

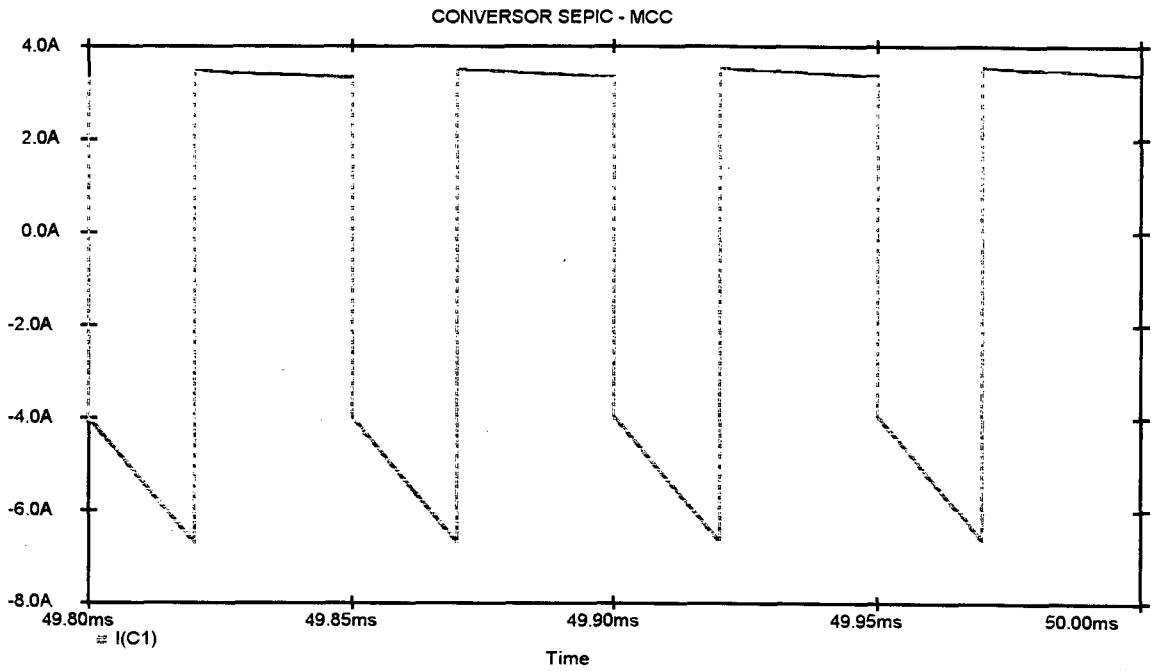


Figura 6.6 - Corrente no capacitor C1.

A figura 6.7 apresenta a forma de onda da tensão de saída [V], onde pode-se observar as ondulações de tensão nas frequências de chaveamento (20 kHz) e da rede de alimentação trifásica (360 Hz).

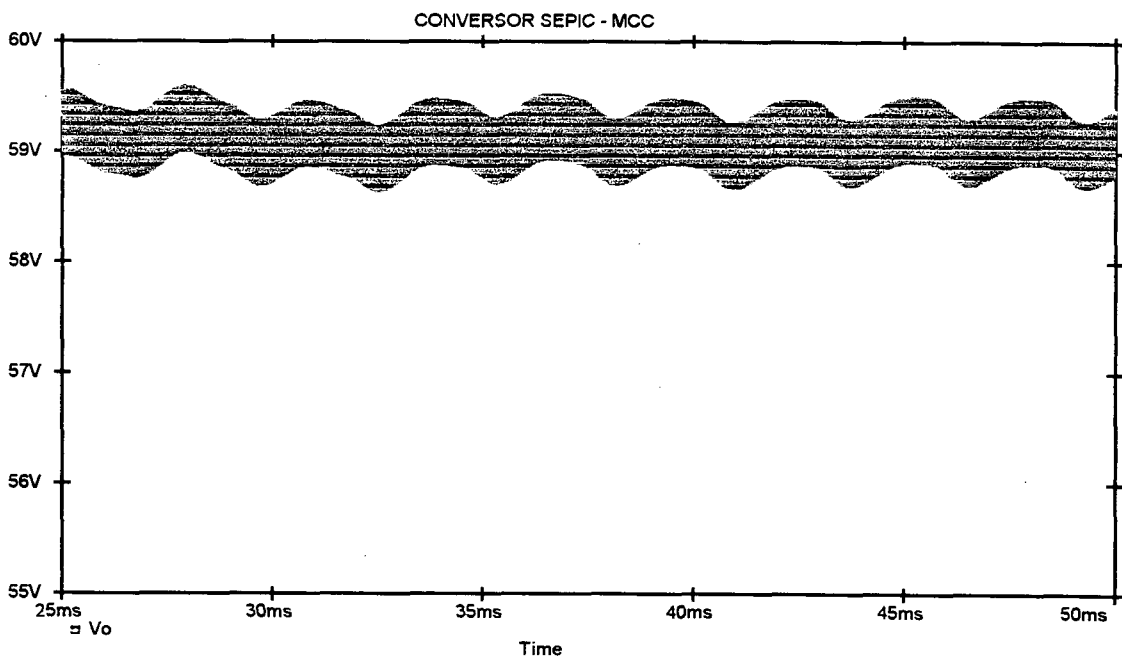


Figura 6.7 - Tensão de saída  $V_o$ .

A figura 6.8 apresenta a forma de onda da corrente nos diodos retificadores.

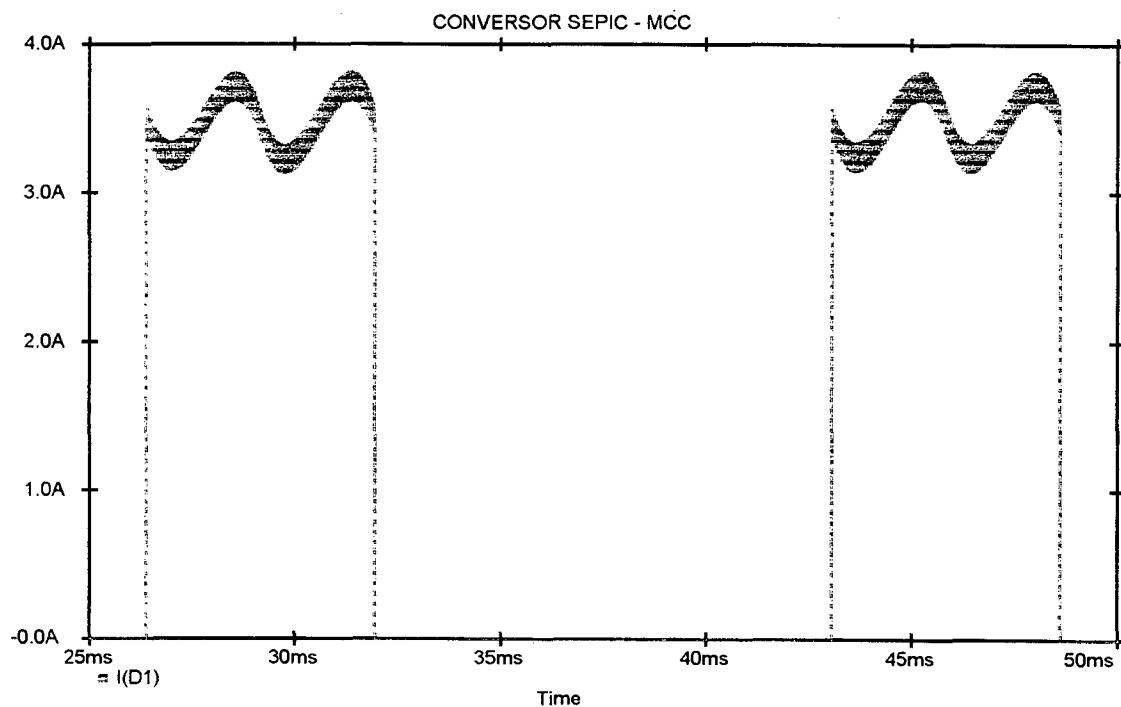


Figura 6.8 - Corrente nos diodos retificadores.

A figura 6.9 apresenta a forma de onda da tensão reversa sobre os diodos retificadores [V].

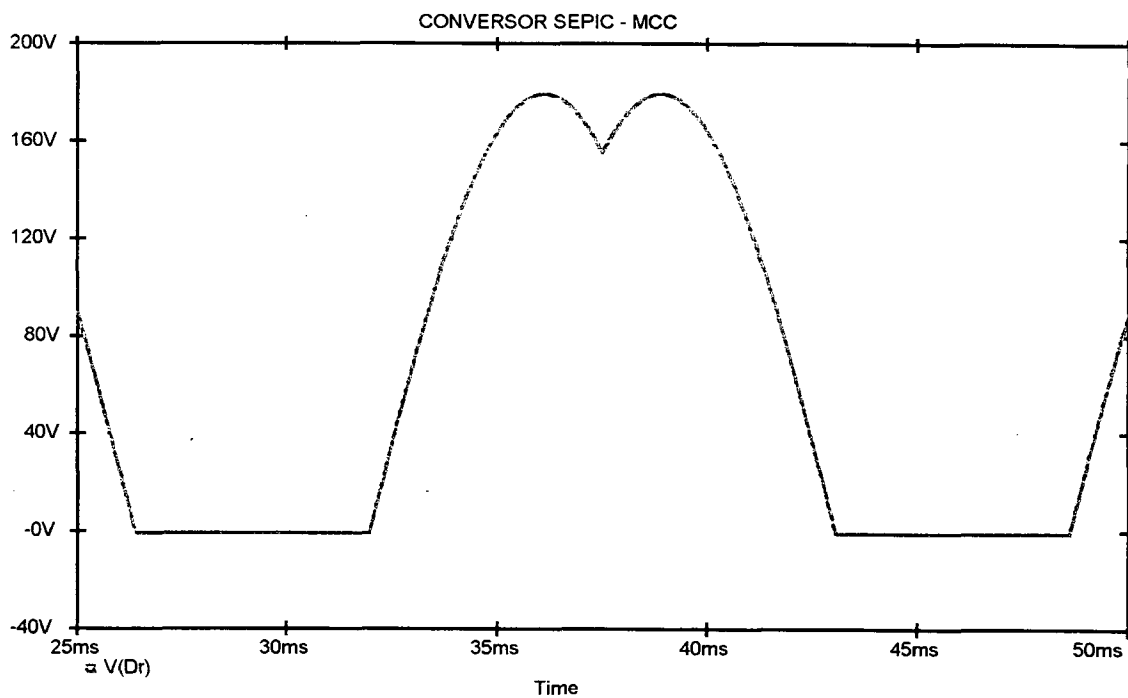


Figura 6.9 - Tensão reversa sobre os diodos retificadores.

As figuras 6.10 e 6.11 apresentam a forma de onda da corrente no indutor de entrada Lin.

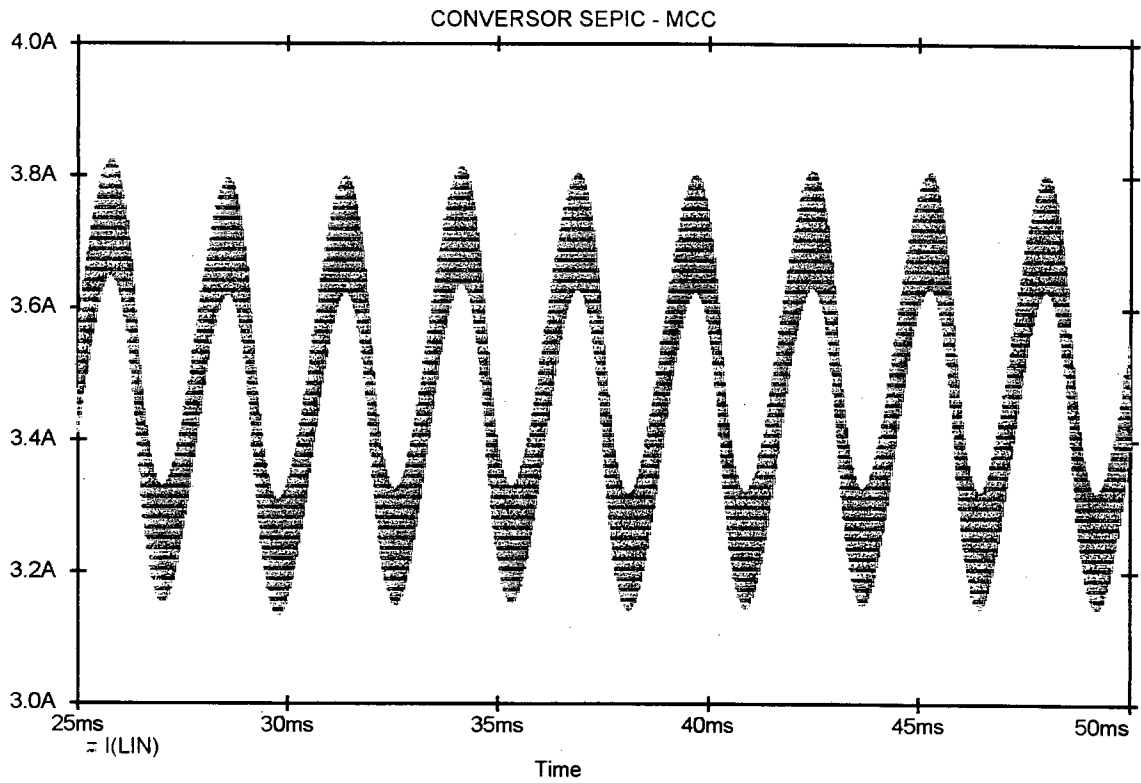


Figura 6.10 - Corrente no indutor de entrada Lin.

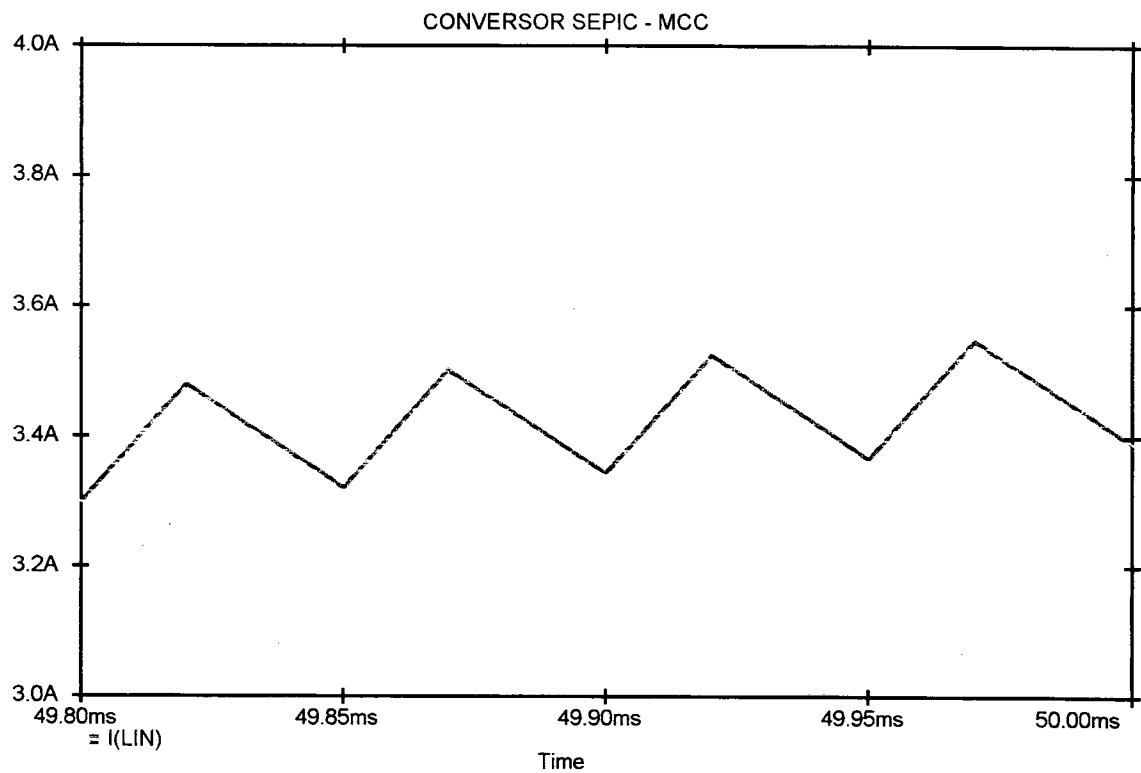


Figura 6.11 - Detalhe da corrente no indutor de entrada Lin.

A seguir é apresentada uma tabela comparativa entre os resultados teóricos e de simulação.

PARÂMETRO	TEÓRICO	SIMULAÇÃO
Corrente média em S1 [A]	3,50	3,48
Corrente eficaz em S1 [A]	5,55	5,53
Corrente de pico em S1 [A]	10,20	10,2
Corrente média em Ds [A]	10,00	9,89
Corrente eficaz em Ds [A]	12,96	12,79
Corrente de pico em Ds [A]	19,44	19,34
Corrente média nos diodos retificadores [A]	1,165	1,16
Corrente eficaz nos diodos retificadores [A]	2,019	2,008
Corrente de pico nos diodos retificadores [A]	3,584	3,548
Corrente eficaz de entrada (fase) [A]	2,855	2,84
Corrente eficaz no capacitor C1 [A]	4,31	4,29
Corrente eficaz no capacitor Co [A]	8,25	8,15
Tensão média de saída [V]	60	59,36
Tensão máxima sobre S1 [V]	286	284
Tensão reversa máxima sobre Ds [V]	150	150

Figura 6.12 - Tabela comparativa entre os valores teóricos e de simulação.

Dessa forma ficam comprovadas, à priori, as equações que descrevem as correntes e tensões no retificador trifásico utilizando o conversor Sepic em MCC.

### 6.3) RESULTADOS EXPERIMENTAIS:

A seguir serão apresentados os resultados experimentais de um protótipo de 600W de potência de saída e 60 V de tensão de saída.

A figura 6.13 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de fase obtidas experimentalmente. As saliências observadas na senóide de tensão ocorrem devido a utilização de diodos lentos na ponte retificadora trifásica (efeitos de comutação).

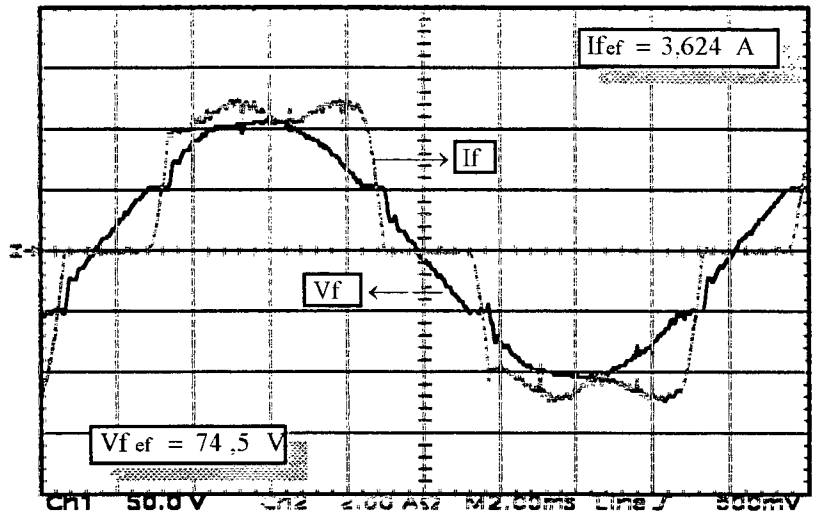


Figura 6.13 - Tensão e corrente de entrada (fase).

A figura 6.14 apresenta as formas de onda de corrente e tensão sobre a chave S1. Os picos de tensão sobre a chave são ocasionados pelas indutâncias parasitas e de dispersão do transformador. Para limitar estes picos foi utilizado um circuito grampeador.

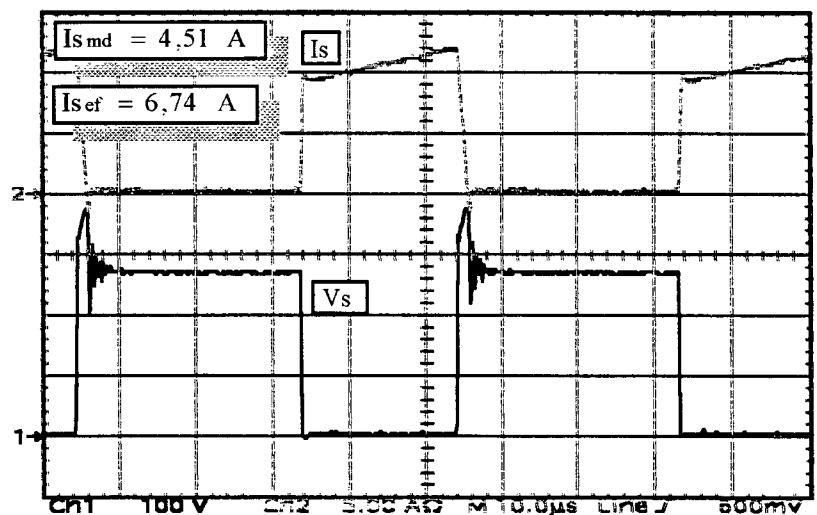


Figura 6.14 - Tensão e corrente na chave S1.

A figura 6.15 apresenta as formas de onda da corrente e tensão reversa sobre o diodo Ds. Os picos de tensão no bloqueio do diodo Ds ocorrem devido a corrente de recuperação reversa do diodo e para limitar estes picos também foi utilizado um circuito grampeador.

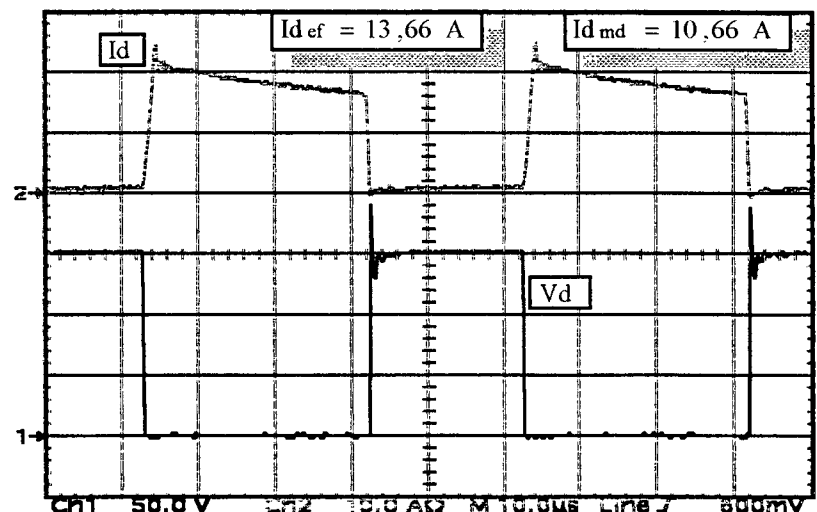


Figura 6.15 - Tensão e corrente no diodo Ds.

A figura 6.16 apresenta as formas de onda da corrente no indutor de entrada Lin.

A figura 6.17 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor.

A figura 6.18 apresenta a curva do fator de potência do protótipo de 600W/60V.

O fator de potência obtido para potência nominal ficou em torno de 0,96, o que torna esta estrutura bastante atrativa para aplicações industriais.

A figura 6.19 apresenta a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (fase) do retificador trifásico.

A figura 6.20 apresenta a curva do rendimento da estrutura, onde pode-se observar que para potência nominal de saída o rendimento obtido foi de 78%.

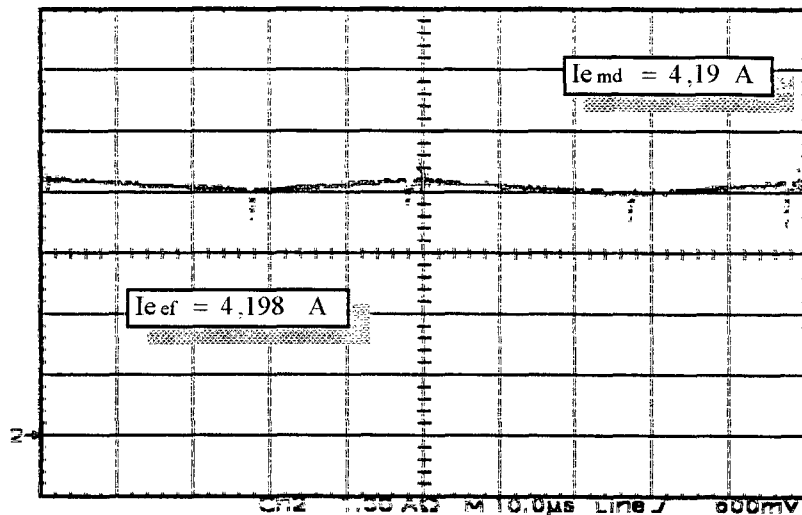


Figura 6.16 - Corrente no indutor de entrada Lin.

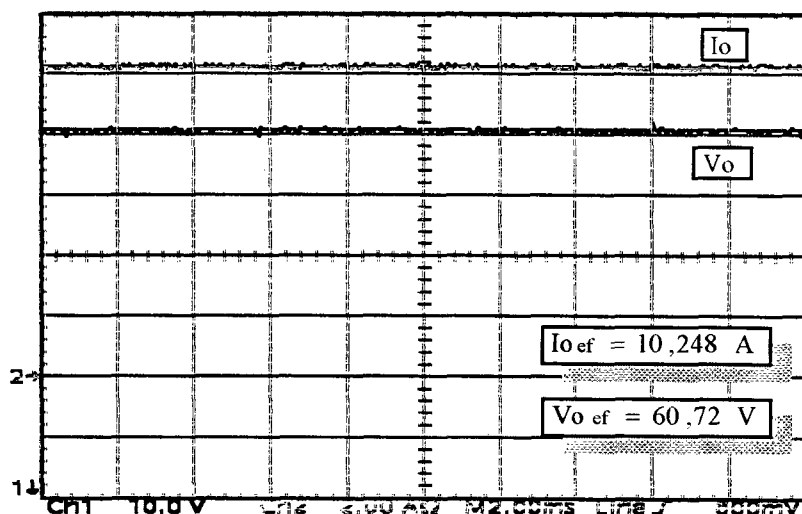


Figura 6.17 - Tensão e corrente de saída .

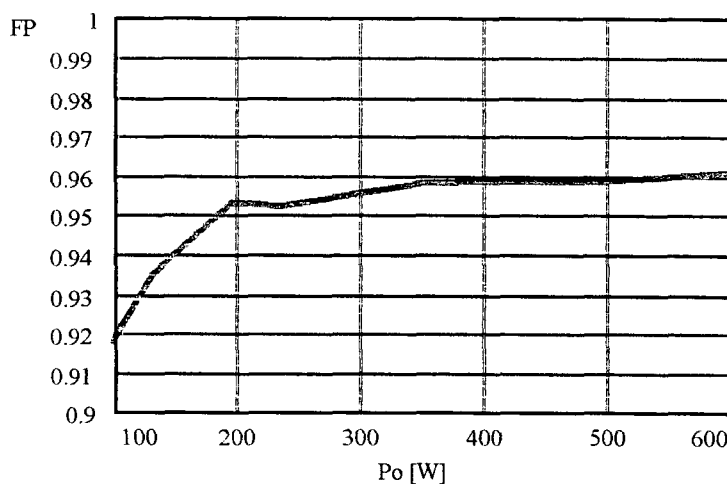


Figura 6.18 - Fator de potência do retificador.

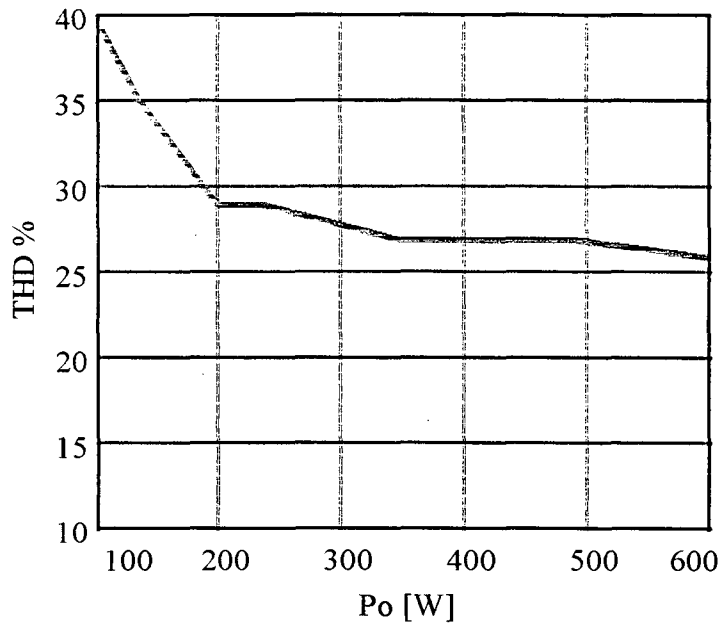


Figura 6.19 - Taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (fase).

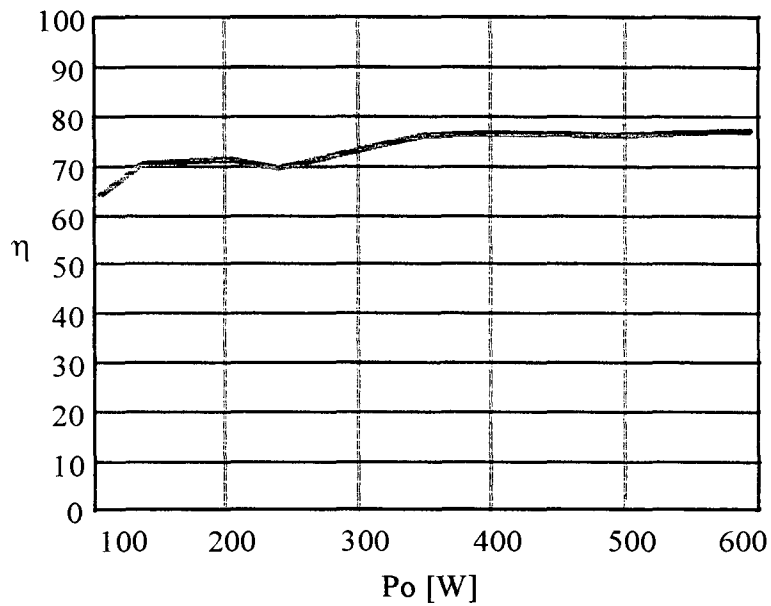


Figura 6.20 - Curva de rendimento.

Podem ser observadas algumas diferenças entre os valores experimentais e teóricos nas correntes do conversor. Isto ocorre devido as perdas internas do mesmo, pois o rendimento apresentado pela estrutura ficou em torno de 78% para carga nominal.



#### **6.4) CONCLUSÕES:**

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais de uma estrutura de 60V/600W. Os resultados obtidos por simulação (PSPICE) validam as equações e procedimento de projeto apresentados nos capítulos anteriores.

O rendimento da estrutura, em torno de 78% para carga nominal, não é elevado. Porém está dentro da faixa esperada para uma estrutura a comutação dissipativa.

## CONCLUSÕES FINAIS

Neste trabalho apresenta-se o desenvolvimento de um retificador trifásico utilizando o conversor CC-CC Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter) operando no modo de condução contínua, obtendo-se a correção do fator de potência através do emprego de uma única chave (IGBT) comandada. A estrutura proposta apresenta como características principais:

- Estrutura simples e de fácil implementação;
- Operação como abaixador ou elevador de tensão;
- Não é necessária a utilização de filtros entre a rede e a ponte de diodos;
- Estrutura naturalmente isolada;
- O número reduzido de componentes da estrutura aumenta a sua confiabilidade, tornando-a extremamente atrativa em aplicações industriais;
- Operação a frequência fixa;
- Regulação de tensão obtida através da modulação PWM convencional.

Os resultados obtidos por simulação e experimentalmente validam o procedimento de projeto proposto e comprovam os equacionamentos apresentados. Não se buscou a otimização do projeto em relação a dimensões e resposta transitória.

O fator de potência obtido foi bastante elevado, em torno de 0,96, e a taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente de entrada, em torno de 26%. Apesar desta TDH não ser muito reduzida, ela é bastante inferior a obtida pelos retificadores trifásicos convencionais com filtro capacitivo (TDH em torno de 100%).

Como sugestões para futuros estudos relacionados a esta estrutura, propõe-se:

- Investigar técnicas de controle para melhorar a resposta transitória do retificador;
- Implementação de circuitos de proteção;
- Otimização da estrutura quanto a desempenho, dimensões e custo.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:

- [1] PRASAD,A.R; ZIOGAS, P.D; MANIAS,S. "An Active Power Factor Correction Technique for Three Phase Diode Rectifiers". In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1989. PESC'89: Conference record, p.58-65.
- [2] PAN, C.T; CHEN, T.C. "Step-up/down Three Phase AC to DC Converter with Sinusoidal Input Current and Unity Power Factor". IEEE Proc. Electron. Power Appl., Vol.141, nº 2, March 1994.
- [3] MALESANI,L. et alli, "Single-Switch Three-Phase AC/DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability". IEEE - PESC'92, p. 279-285, June/1992.
- [4] BARBI, I.; FERRARI, A."Curso de Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação", LAMEP, julho de 1993, pp.:1-2.
- [5] MEHL, Ewaldo L.M. & BARBI, Ivo. An Improved High Power Factor And Low Cost Three-Phase Rectifier. Proceedings of the Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'95), IEEE, pp. 835-841, Dallas, March 1995.
- [6] MUNÓZ, Carlos A. B.; Barbi, Ivo."Uma Nova Estratégia para a Correção do Fator de Potência em Retificadores Trifásicos, Usando o Transformador de Inter-Fase de Linha (LIT). II Seminário de Eletrônica de Potência - SEP 95, pg. 98-104, agosto de 1995.
- [7] CONTRERAS, José G."Conversor CA/CC Trifásico, com Alto Fator de Potência, Frequência Fixa, Empregando um Único Estágio de Processamento de Potência". Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Sante Catarina, 1993.

- [8] CANESIN, C. A. "Fonte Chaveada com Múltiplas Saídas Isoladas e Fator de Potência Unitário com um Único Interruptor". Dissertação de Mestrado, LAMEP - UFSC -Brasil, 1990.
- [9] BARBI, IVO, 'Projeto de Fontes Chaveadas", Publicação Interna, LAMEP/UFSC, 1990.
- [10] THORNTON - "Catálogo de Ferrites".
- [11] FAGUNDES, J.C.; EBERT, C.L.; VIAROUGE, P. "Transformadores e Indutores para Alta Frequência: Critérios de Dimensionamento e Projeto Via Computador".II Seminário de Eletrônica de Potência", INEP, agosto de 1995, Florianópolis - SC.
- [12] GU, W.J; LIU, RUI."A Study of Volume and Weight vs. Frequency for High-Frequency Transformers".IEEE Proc.,1993.pp.1123-1129.
- [13] MCLYMAN, C.W.T. "Designing Magnetic Components for High Frequency DC-DC Converters". Kg Magnetics, Inc. USA, 1993.
- [14] COLLING,I. E. "Conversor CC-CC Meia-Ponte ZVS-PWM: Análise, Projeto e Experimentação". Dissertação de Mestrado, INEP, 1994.
- [15] "Linear Integrated Circuits Data and Application Handbook". Unitrode Integrated Circuits Corporation, April/1990.
- [16] "PSPICE - Circuit Analysis User's Guide".MicroSim Corporation, version 5.0, July, 1990.
- [17] IGBT Designer's Manual - Insulated Gate Bipolar Transistor. International Rectifier Corporation, 1994.

[18] Motorola Rectifier Device Data . 1st Edition, Motorola Inc.,1992.

[19] VORPÉRIAN, V., "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch". VPEC Seminar Tutorials, Virginia, 1988.

[20] CHETTY, P.R.K., "Modeling and Design of Switching Regulators", IEEE Transactions on Aerospace and Electric Systems, Vol. AES-18, No.3, May, 1982.

[21] SOKAL, O.N.; REDL, R.; KISLOVSKI, A.S. "Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters". Van Nostrand Reinhold, New York, USA, 1991.

## **ANEXOS**

## ANEXO I

### MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC SEPIC NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

#### **A.1) INTRODUÇÃO:**

Neste anexo é apresentada a modelagem do conversor CC-CC Sepic em condução contínua, objetivando a obtenção de um modelo de circuito elétrico equivalente a partir do qual é possível obter as funções de transferência necessárias para o projeto dos compensadores, utilizando-se técnicas de controle clássicos.

Os conversores CC-CC PWM constituem-se em sistemas não lineares devido a ação dos interruptores estáticos, sendo então necessário a aplicação de métodos de linearização do comportamento em torno de um ponto de operação. Existem várias técnicas para a modelagem de conversores estáticos [19, 20, 21]. Estes métodos não são rigorosos, ocorrendo perda de informação, pois ao invés de trabalhar-se com os valores instantâneos das grandezas tomam-se os valores médios calculados sobre um período de chaveamento. Este aspecto ( linearização em torno de um ponto de operação via substituição dos valores instantâneos por valores médios) limita a validade dos modelos obtidos para a situação de pequenas perturbações e baixa frequência, sempre relativos aos parâmetros do ponto de operação. Adotou-se neste trabalho o modelo da chave PWM [16].

#### **A.2) A CHAVE PWM:**

A chave PWM é a identificação de um componente não linear que possui três terminais, ativo, passivo e comum, que representa as características CC e de pequenos sinais da parte não linear do conversor. Uma grande vantagem do uso do modelo da chave PWM é o fato de permitir

que vários conversores possam ser analisados usando programas de análise de circuitos eletrônicos lineares simples (p.e. PSPICE).

A figura A.1 apresenta o modelo da chave PWM. As relações entre tensões e correntes da chave PWM permanecem as mesmas, independentes do tipo de conversor no qual é implementado. As designações dos terminais a, p e c referem-se a ativo, passivo e comum, respectivamente. A letra com o símbolo (~) representa o valor instantâneo da grandeza e os valores médios são representados com a grandeza em letra minúscula.

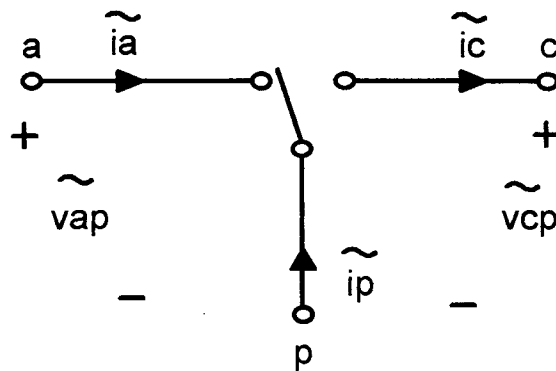


Figura A.1 - Chave PWM.

A figura A.2 apresenta o conversor CC-CC Sepic utilizando o modelo da chave PWM.

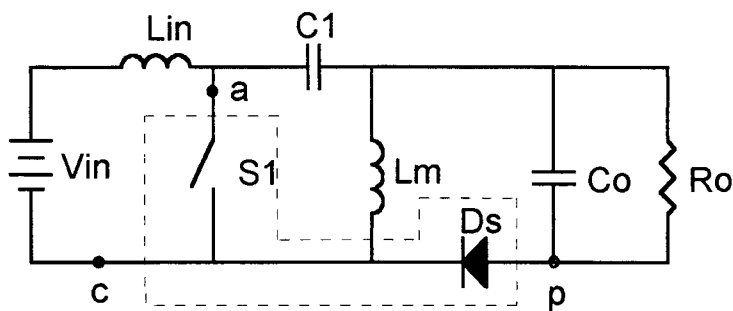


Figura A.2 - Conversor CC-CC Sepic e a chave PWM.

Nos conversores CC-CC as grandezas de maior interesse na determinação das características CC e CA para pequenas perturbações são os valores médios de tensões e correntes. A consideração de que as grandezas envolvidas variam com frequência bem inferior á frequência de chaveamento, no estudo do comportamento CA do conversor, simplifica e facilita a



análise. Para um conversor PWM em modo contínuo de operação (MCC) pode-se demonstrar que a corrente média  $i_a$  e a tensão média  $v_{cp}$  podem ser representadas pelas relações invariantes mostradas a seguir:

$$\begin{aligned} i_a &= d \cdot i_c \\ v_{cp} &= d \cdot (V_{ap} - i_c \cdot r_e \cdot d') \end{aligned} \quad (A.1)$$

onde:  $d$  é a razão cíclica de controle e  $d'$  é o complemento da razão cíclica ( $d'=1-d$ ).

$r_e$  é a resistência equivalente e varia conforme o conversor CC-CC.

### A.3) ANÁLISE CC:

Nas próximas seções o símbolo (^) representa uma pequena perturbação no valor médio da grandeza que está acompanhada por este sinal, enquanto que seu valor médio será representado pela correspondente em letra maiúscula (p.e.  $i_a = I_a$ ).

Assumindo-se razão cíclica constante  $d=D$  e que a corrente e tensão são perturbadas por uma variação da tensão de entrada ou da carga do conversor PWM, a partir de (A.1) a seguinte relação é obtida:

$$I_a + \hat{i}_a = D \cdot (I_c + \hat{i}_c) \quad (A.2)$$

Assim, com a relação acima e a expressão (A.1), e de modo similar para as tensões, obtém-se:

$$\begin{aligned} \hat{i}_a &= D \cdot \hat{i}_c \\ \hat{v}_{cp} &= D \cdot (\hat{V}_{ap} - \hat{i}_c \cdot r_e \cdot D') \end{aligned} \quad (A.3)$$

As expressões (A.3) correspondem ao modelo CC da chave PWM apresentado na figura A.3. Substituindo este modelo na figura A.2 obtém-se o modelo equivalente da figura A.4. A análise desta figura fornece como resultado a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{(1-D)}{D} + \frac{r_e}{R_o}} \quad (A.4)$$

As expressões (A.3) correspondem ao modelo CC da chave PWM apresentado na figura

A.3.

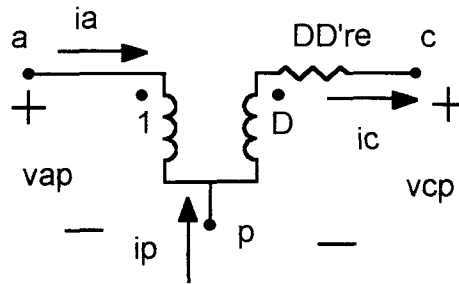


Figura A.3 - Modelo CC da chave PWM, em MCC.

Substituindo este modelo na figura A.2 obtém-se o modelo equivalente da figura A.4.

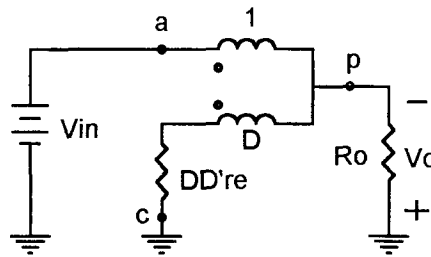


Figura A.4 - Modelo equivalente do conversor Sepic utilizando a chave PWM.

A análise desta figura fornece como resultado a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{(1-D)}{D} + \frac{r_e}{R_o}} \quad (A.4)$$

#### A.4) FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA SAÍDA EM RELAÇÃO À VARIÁVEL DE CONTROLE:

Admitindo que a razão cíclica seja submetida a uma pequena perturbação  $\hat{d}$ , a corrente  $i_c$  e as tensões  $v_{ap}$  e  $v_{cp}$  também serão perturbados da seguinte forma:

$$\hat{i}_a = D \cdot \hat{i}_c + i_c \cdot \hat{d} \quad (A.5)$$

$$\hat{v}_{cp} = D \cdot (\hat{v}_{ap} + i_{c, re} \cdot \hat{d} - i_{c, re} \cdot D') + \hat{d} \cdot (v_{ap} - i_{c, re} \cdot D') \quad (A.6)$$

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} + \hat{i}_{c, re} \cdot D' - V_{DD} \cdot \frac{\hat{d}}{D} \quad (A.7)$$

onde  $V_{DD} = V_{ap} + i_{c, re} \cdot (D - D')$

A partir destas expressões chega-se ao modelo CA da chave PWM para o modo contínuo de operação (MCC), representado pela figura A.5.

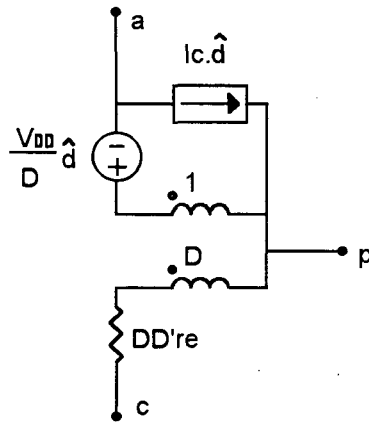


Figura A.5 - Modelo CA da chave PWM em MCC.

A figura A.2 pode ser redesenhada a fim de facilitar a visualização da chave PWM, obtendo-se a figura A.6.

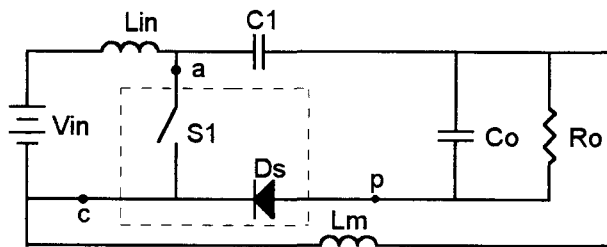


Figura A.6 - Conversor CC-CC Sepic e a chave PWM.

A partir de A.5 e A.6 obtém-se o modelo CA do conversor Sepic em condução contínua, mostrado na figura A.7.

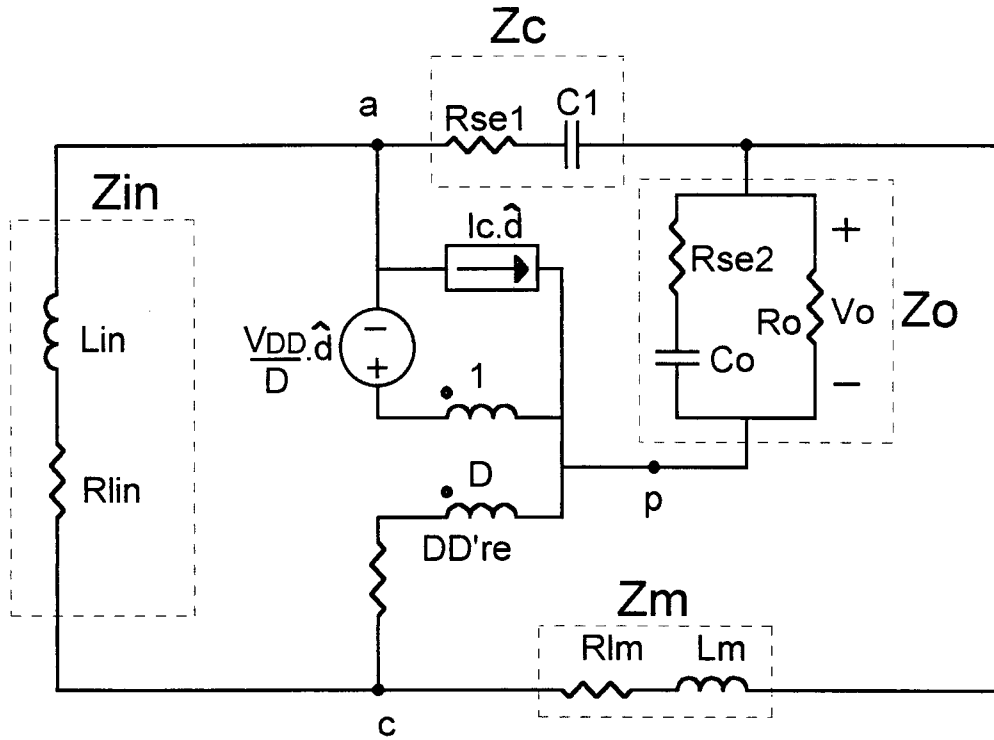


Figura A.7 - Modelo do conversor CC-CC Sepic em MCC.

A partir deste modelo pode-se determinar a função de transferência  $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$ , mostrada a seguir:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-\left[\left(\frac{Z_{in} + D' \cdot Z_c}{D \cdot Z_c + Z_m}\right) \cdot (D \cdot r_e \cdot I_c - V_D) + \left(\frac{D \cdot I_c \cdot Z_{in}}{D'} + I_c \cdot Z_{in} - V_D + D \cdot r_e \cdot I_c\right)\right]}{\left[\left(\frac{Z_{in} + D' \cdot Z_c}{D \cdot Z_c + Z_m}\right) \cdot \left(D' + \frac{(D \cdot r_e + Z_m)}{Z_o}\right) + \left(\frac{D}{D'} \cdot \frac{Z_{in}}{Z_o} + D' + \frac{D \cdot r_e}{Z_o}\right)\right]} \quad (A.8)$$

$$\begin{aligned} \text{onde: } Z_{in} &= R_{lin} + s \cdot L_{in} \\ Z_c &= R_{se1} + \frac{1}{s \cdot C_1} \\ Z_m &= R_{lm} + s \cdot L_m \\ Z_o &= \frac{R_o \cdot (1 + s \cdot R_{se2} \cdot C_o)}{1 + s \cdot C_o \cdot R_o} \end{aligned} \quad (A.9)$$

Substituindo (A.9) em (A.8), e desprezando  $R_{lin}$  e  $R_{lm}$ , obtém-se:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{A \cdot s^4 + B \cdot s^3 + C \cdot s^2 + D \cdot s + E}{F \cdot s^4 + G \cdot s^3 + H \cdot s^2 + I \cdot s + J} \quad (A.10)$$

onde:

$$A = L_m \cdot L_{in} \cdot C_1 \cdot K_2 \cdot C_o \cdot R_{se2} \cdot R_o \cdot (D - 1)$$

$$B = C_1 \cdot R_o \cdot (D - 1) \cdot (K_2 \cdot L_{in} \cdot C_o \cdot R_{se2} \cdot R_{se1} \cdot D + R_{se2} \cdot C_o \cdot K_1 \cdot L_m + K_2 \cdot L_{in} \cdot L_m + R_{se2} \cdot C_o \cdot K_1 \cdot L_{in})$$

$$C = R_o \cdot (D - 1) \cdot (K_2 \cdot L_{in} \cdot C_o \cdot R_{se2} \cdot D + K_2 \cdot L_{in} \cdot D \cdot C_1 \cdot R_{se1} + K_1 \cdot L_m \cdot C_1 + K_1 \cdot C_1 \cdot L_{in} + R_{se2} \cdot C_o \cdot K_1 \cdot C_1 \cdot R_{se1})$$

$$D = (-R_{se2} \cdot C_o \cdot K_1 - K_2 \cdot L_{in} \cdot D + K_2 \cdot L_{in} \cdot D^2 + D \cdot R_{se2} \cdot C_o \cdot K_1 + D \cdot K_1 \cdot C_1 \cdot R_{se1} - K_1 \cdot C_1 \cdot R_{se1}) \cdot R_o$$

$$E = (D - 1) \cdot R_o \cdot K_1$$

$$F = C_1 \cdot L_{in} \cdot L_m \cdot C_o \cdot R_o$$

$$G = (D - 1)^2 \cdot (L_{in} + L_m) \cdot C_1 \cdot R_o \cdot C_o \cdot R_{se2} \dots \\ + ((D^2 \cdot (re - R_{se1}) - D \cdot re) \cdot L_{in} + (-R_{se1} - D \cdot re + D^2 \cdot re + 2 \cdot R_{se1} \cdot D - D^2 \cdot R_{se1}) \cdot L_m) \cdot (-R_o \cdot C_o \cdot C_1) \dots \\ + L_m \cdot L_{in} \cdot C_1$$

$$H = ((R_{se2} - D^2 \cdot re - 2 \cdot R_{se2} \cdot D + R_{se2} \cdot D^2 + D \cdot re) \cdot C_1 \cdot C_o \cdot R_o + D^2 \cdot C_1 \cdot L_{in} + (-2 \cdot D + 1 + D^2) \cdot C_1 \cdot L_m) \cdot R_{se1} \dots \\ + ((D^2 \cdot C_o + (-2 \cdot D + 1 + D^2) \cdot C_1) \cdot L_{in} + ((-2 \cdot D + 1 + D^2) \cdot C_o + (-2 \cdot D + 1 + D^2) \cdot C_1) \cdot L_m) \cdot R_o \dots \\ + (-D^2 \cdot re + D \cdot re) \cdot C_1 \cdot L_{in} + (-D^2 \cdot re + D \cdot re) \cdot C_1 \cdot L_m$$

$$I = \left[ ((-D^2 + D) \cdot C_o \cdot re + (-2 \cdot D + 1 + D^2) \cdot (C_o \cdot R_{se2} + R_{se1} \cdot C_1)) \cdot R_o \dots \right] \\ + (-D^2 + D) \cdot re \cdot R_{se1} \cdot C_1 + D^2 \cdot L_{in} + (-2 \cdot D + 1 + D^2) \cdot L_m$$

$$J = R_o \cdot ((D^2 - 2 \cdot D) + 1) + D \cdot re \cdot (1 - D)$$

$$re = R_{se1} + \left( \frac{R_{se2} \cdot R_o}{R_{se2} + R_o} \right) ; \quad I_c = \frac{V_o}{R_o} \cdot \frac{I}{(1 - D)} ; \quad V_d = (V_{in} + V_o) + I_c \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot re ;$$

$$K_1 = D \cdot re \cdot I_c - V_d ; \quad K_2 = \frac{I_c}{(1 - D)}$$

## A.5) REPRESENTAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO-CONVERSOR CC-CC SEPIC:

O retificador trifásico utilizando o conversor Sepic é representado na figura A.8. É feita a amostragem de tensão, que passa por um divisor resistivo e um compensador, e então é comparada a uma rampa que determinará a razão cíclica de operação da chave S1. Portanto:

$$D = \frac{V_c}{V_s} \quad (A.11)$$

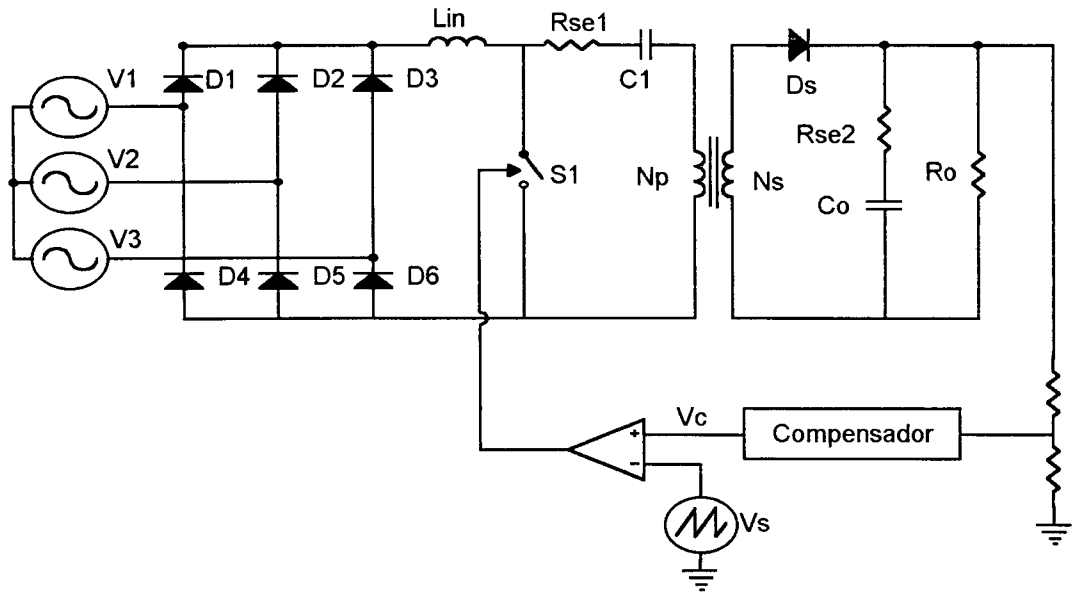


Figura A.8 - Retificador trifásico/Conversor Sepic.

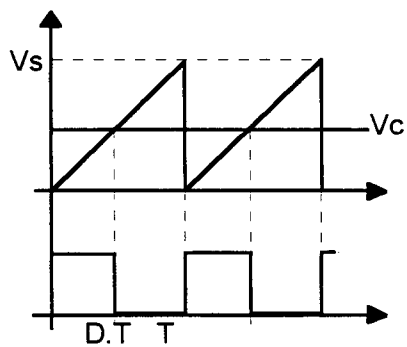


Figura A.9 - Geração da razão cíclica.

$$\frac{V_o}{D} = \frac{V_o}{V_c/V_s} \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{V_o}{V_c} = \frac{1}{V_s} \cdot \frac{V_o}{D} \quad (\text{A.13})$$

O diagrama de blocos do sistema é representado na figura A.10.

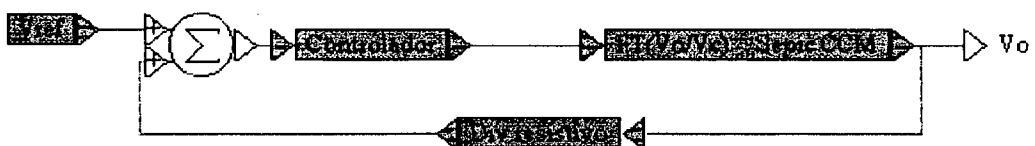


Figura A.10 - Diagrama de blocos do conversor e malha de controle.

A fim de comprovar a validade do modelo da chave PWM no conversor Sepic, foram feitas comparações entre o modelo matemático do conversor, em malha aberta, e os resultados obtidos por simulação (PSPICE). A curva de módulo em função da frequência é mostrada na figura A.11.

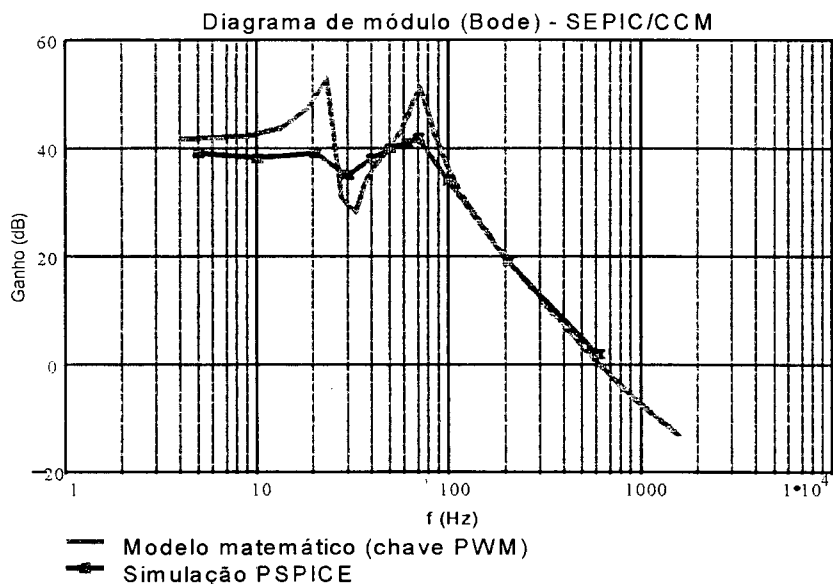


Figura A.11 - Gráfico de módulo do conversor Sepic em malha aberta.

Variando-se a razão cíclica de 0,4 para 0,42, observou-se a variação da tensão de saída em função do tempo, conforme a figura A.12.

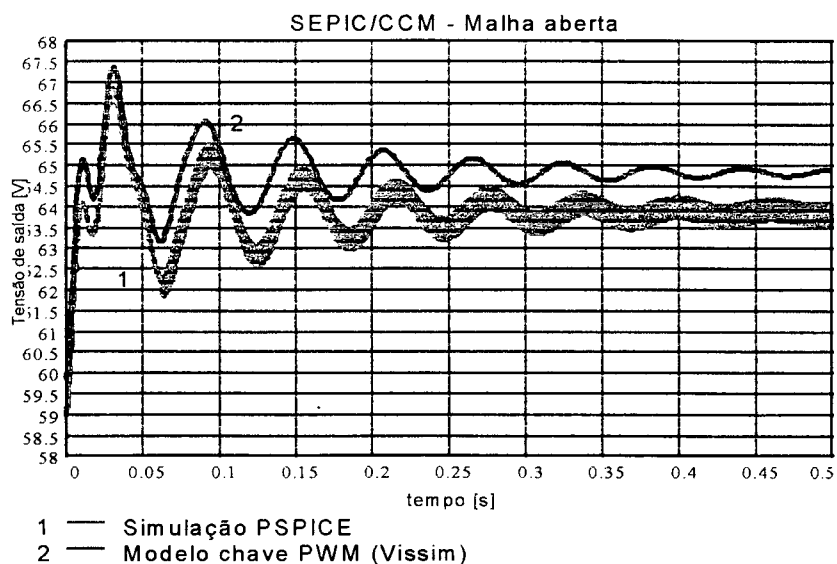


Figura A.12 - Resposta no tempo da tensão de saída para uma variação da razão cíclica de 0,4 para 0,42.

## A.6) VALORES DE PROJETO:

Substituindo os valores de projeto do conversor Sepic, obtém-se a função de transferência mostrada a seguir:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{(s^4 - 6485,57 \cdot s^3 + 167425881 \cdot s^2 + 578593408 \cdot s - 5917465916981)}{(s^4 + 87,823673 \cdot s^3 + 220997,23 \cdot s^2 + 4347478 \cdot s + 3975146695)} \cdot (-7,9434 \cdot 10^{-2})$$

A partir desta função de transferência pode-se fazer o projeto do compensador. Não é objetivo deste trabalho apresentar estudo de técnicas de controle. Por isso adotou-se como compensador apenas um controlador PI com elevado ganho em baixas frequências, conforme figura A.13:

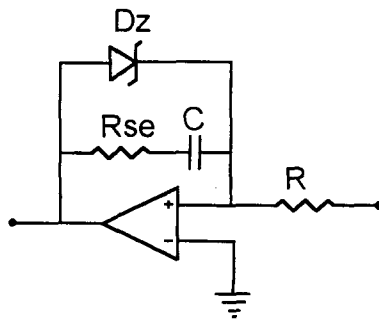


Figura A.13 - Compensador PI utilizado.

onde:  $R = 68 \text{ k}\Omega$   
 $C = 1 \mu\text{F}$   
 $R_{se} \approx 0$   
 $Dz = 1N749$