

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

UNIDADE RETIFICADORA DE ALTA PERFORMANCE;
1500W - 25A, PARA TELECOMUNICAÇÕES.

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

PAULO ROBERTO GAIDZINSKI

FLORIANÓPOLIS - AGOSTO DE 1993

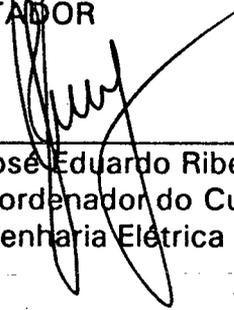
UNIDADE RETIFICADORA DE ALTA PERFORMANCE, 1500W - 25A, PARA
TELECOMUNICAÇÕES.

PAULO ROBERTO GAIDZINSKI

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



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
ORIENTADOR



Prof. José Eduardo Ribeiro Cury, Dr. D'Etat
Sub-Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

A meus pais, Altair e Leudite.

A meus irmãos, Ana Paula e Marco.

AGRADECIMENTOS

Ao professor e amigo Ivo Barbi, pela oportunidade de trabalhar sob sua competente orientação;

Ao professor Arnaldo José Perin, pelo convite ao curso, amizade e sua prontidão em servir;

A todos os demais professores do LAMEP pelas contribuições prestadas durante o desenvolvimento deste trabalho;

Ao CNPq pelo apoio financeiro e a PHB ELETRÔNICA LTDA. pelo fornecimento de componentes;

Aos colegas, pela saudável amizade e convivência durante este período. Em especial à Alexandre Ferrari de Souza, Alvaro Ghedim, José Luís de Freitas Vieira e Peter Mantovaneli Barbosa;

Aos técnicos do LAMEP pelo incansável auxílio na montagens dos protótipos.

SUMÁRIO

RESUMO	VIII	
ABSTRACT	IX	
SIMBOLOGIA	X	
INTRODUÇÃO GERAL	1	
CAPÍTULO I		
CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EMPREGANDO CONVERSOR BOOST		
OPERANDO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM CONTROLE POR		
CORRENTE MÉDIA.		3
1.1 - INTRODUÇÃO.	3	
1.2 - CLASSIFICAÇÃO E SELEÇÃO DO CIRCUITO DE CORREÇÃO DO		
FATOR DE POTÊNCIA.	4	
1.3 - CARACTERÍSTICAS DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO		
FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM		
CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA.	5	
1.4 - ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR BOOST DE ALTO		
FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM		
CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA.	6	
1.5 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST DE ALTO		
FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM		
CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA.	8	
1.5.1 - Indutor Boost.	9	

1.5.2 - Capacitor de Armazenagem do Conversor Boost.	12
1.5.3 - Elementos Externos ao Circuito Integrado UC3854. . .	12
1.5.4 - Dimensionamento da Chave do Conversor Boost.	16
1.5.5 - Dimensionamento do Diodo do Conversor Boost.	18
1.6 - PROJETO.	18
1.6.1 - Cálculos Preliminares.	18
1.6.2 - Indutor Boost.	19
1.6.3 - Capacitor de Armazenagem do Conversor Boost.	20
1.6.4 - Shunt.	20
1.6.5 - Elementos Externos ao UC3854.	20
1.6.6 - Chave do Conversor Boost.	22
1.6.7 - Diodo do Conversor Boost.	22
1.6.8 - Cálculo do Snubber.	23
1.6.9 - Cálculo do Dissipador.	23
1.7 - SIMULAÇÃO.	24
1.8 - IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA.	24
1.8.1 - Esquema.	26
1.8.2 - Medidas Elétricas e Térmicas.	27
1.8.3 - Curva de Rendimento.	27
1.8.4 - Curvas de Transitório de Partida.	28
1.8.5 - Curvas de Regime.	28
1.8.6 - Espectros da Tensão e Corrente de Entrada.	29
1.9 - CONCLUSÃO.	30

CAPÍTULO II

CONVERSOR BOOST DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO

CONTÍNUA COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA.	31
2.1 - INTRODUÇÃO.	31
2.2 - TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO.	32
2.3 - PROJETO.	36
2.4 - SIMULAÇÃO.	38
2.5 - IMPLEMENTAÇÃO.	39
2.5.1 - Esquema.	40

2.5.2 - Medidas Elétricas e Térmicas.	41
2.5.3 - Curva de Rendimento.	41
2.5.4 - Curvas.	41
2.6 - CONCLUSÃO.	43

CAPÍTULO III

ESTUDO DE UM CONVERSOR CC/CC DE ALTA PERFORMANCE.	44
3.1 - INTRODUÇÃO.	44
3.2 - CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR CC/CC DE ALTA PERFORMANCE.	45
3.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.	47
3.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA.	51
3.4.1 - Característica de Saída.	51
3.4.2 - Comutação do Braço Direito.	52
3.4.3 - Comutação do Braço Esquerdo.	53
3.4.4 - Função de Transferência do Conversor.	53
3.5 - PROJETO.	56
3.5.1 - Cálculo do Transformador.	57
3.5.2 - Cálculo do Indutor Ressonante.	59
3.5.3 - Dimensionamento dos MOSFETs de Potência.	61
3.5.4 - Indutor Auxiliar de Comutação	63
3.5.5 - Indutância Auxiliar de Comutação	64
3.5.6 - Indutor de Filtragem.	64
3.5.7 - Capacitor de Filtragem.	65
3.5.8 - Capacitor de Bloqueio em Série com o Transformador	66
3.5.9 - Capacitores de Bloqueio dos Circuitos Auxiliares de Comutação.	66
3.5.10 - Resistores de Amortecimento.	67
3.5.11 - Retificador de Saída.	67
3.5.12 - Grampeador do Retificador de saída.	68
3.6 - SIMULAÇÃO.	70
3.7 - CONCLUSÃO.	72

CAPÍTULO IV

ESTUDO DO PARALELISMO DE FONTES CHAVEADAS.	73
4.1 - INTRODUÇÃO.	73
4.2 - CLASSIFICAÇÃO E CARACTERÍSTICAS DE FONTES DE TENSÃO OPERANDO EM PARALELO.	74
4.3 - MODELAGEM DO CONTROLE DO MODO CORRENTE.	76
4.4 - PROJETO.	81
4.5 - SIMULAÇÃO.	87
4.6 - CONCLUSÃO.	91

CAPÍTULO V

EXPERIMENTAÇÃO DO CONVERSOR CC/CC COM CONTROLE NO MODO CORRENTE ACOPLADO AO CONVERSOR BOOST.	92
5.1 - INTRODUÇÃO.	92
5.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC/CC CONTROLADO PELO MODO CORRENTE.	92
5.3 - CONVERSOR COMPLETO.	97
5.4 - CONCLUSÃO.	99

CONCLUSÃO GERAL	100
------------------------------	------------

APÊNDICE

ESTUDO DO EFEITO DA INDUTÂNCIA BOOST SOBRE A ESTABILIDADE DO CONVERSOR BOOST COM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA INSTANTÂNEA.	101
-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	------------

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.	104
-----------------------------------------	------------

RESUMO

Este trabalho enfatiza o desenvolvimento de uma unidade retificadora em alta frequência para aplicação em centrais telefônicas com capacidade de 1500W.

O retificador é composto por um estágio pré-regulador de fator de potência com correção ativa e um outro estágio formado por um conversor CC/CC para isolar e adequar o nível da tensão de saída.

A correção ativa é realizada por um conversor boost operando em condução contínua, modulado por largura de pulso com controle por corrente média e comutação sob tensão nula (BOOST-HPF-CCM-PWM-ZVS), proporcionando fator de potência praticamente unitário pela baixa distorção harmônica da corrente drenada da rede.

O conversor CC/CC é formado pela topologia em ponte completa com comutação sob tensão nula, modulado por largura de pulso e controlado por deslocamento de fase (FB-ZVS-PWM-PS). Para possibilitar o paralelismo entre as unidades retificadoras realiza-se o controle pelo modo corrente deste conversor, permitindo distribuição uniforme da corrente de carga entre as unidades.

Baixo peso e volume, compatibilidade de custo e baixos níveis de interferência são características da estrutura proposta.

ABSTRACT

This work focuses the development of a 1500 Watts rectifier unit with high switching frequency for telecommunications applications.

The rectifier is composed by a power factor correction pre-regulator with active correction and by a DC-DC converter in order to isolate and adequate the level of the output voltage.

The active correction is achieved by a zero-voltage switching boost converter operating in continuous conduction mode, pulse width modulated with average current control (BOOST-HPF-CCM-PWM-ZVS), propitiating power factor almost unity due to the low harmonic distortion of the current drained from the AC maines.

The DC-DC converter is composed by the zero-voltage switching full-bridge topology, pulse width modulated and controlled by phase shift (FB-ZVS-PWM-PS). In order to obtain the parallel connection between the rectifier units the current mode control was chosen, allowing uniform current distribution between the units.

Low weight and size, cost compatibility and low interference levels are some characteristics of the proposed rectifier unit.

SIMBOLOGIA

a - relação de espiras do autotransformador;

A_e - área do entreferro;

A_w - área da janela;

B - indução magnética;

C_{iss} - capacitância intrínseca de entrada do MOSFET;

C_{oss} - capacitância intrínseca de saída do MOSFET;

D - razão cíclica fornecida pelo controle;

\dot{D} - taxa de variação da razão cíclica de controle;

D_{ef} - razão cíclica efetiva;

\dot{D}_{ef} - taxa de variação da razão cíclica efetiva;

\dot{D}_i - taxa de variação da razão cíclica em relação à corrente primária;

\dot{D}_v - taxa de variação da razão cíclica em relação à tensão de entrada;

$d(\theta)$ - razão cíclica em função do ângulo de rede;

$d'(t)$ - razão cíclica complementar em função do tempo;

f_c - frequência de corte;

f_p - frequência do pólo;

f_r - frequência de ressonância;

f_s - frequência de chaveamento;

f_z - frequência do zero;

G_{AMP_i} - ganho do amplificador de corrente;
 $G (S)$ - função de transferência do conversor;
 $H_i (S)$ - função de transferência da malha de corrente;
 I_{COMmd} - corrente média de comutação;
 $i_D (t)$ - corrente no diodo do conversor boost em função do tempo;
 I_{Def} - corrente eficaz no diodo do conversor boost;
 I_{Dmd} - corrente média no diodo do conversor boost;
 $i_i (t)$ - corrente de entrada em função do tempo;
 I_{ief} - corrente eficaz de entrada;
 I_{ip} - corrente de pico na entrada;
 I_o - corrente de saída;
 I'_o - corrente de saída refletida para o primário;
 $I_{proteção}$ - corrente limite de entrada;
 I_{Sef} - corrente eficaz na chave do conversor boost;
 I_{Smd} - corrente média na chave do conversor boost;
 I_{Sp} - corrente de pico na chave do conversor boost;
 J - densidade de corrente;
 K_a - fator de sobrepasso de corrente na chave auxiliar;
 K_p - fator de utilização do primário;
 K_t - fator de topologia;
 K_u - fator de utilização da janela do núcleo;
 K_w - fator de utilização da janela;
 lg - entreferro;

N - número de espiras;

N_p - número de espiras do primário;

N_s - Número de espiras do secundário;

n - relação de transformação;

$P_{PERDA_{Dcond}}$ - potência de perda no diodo por condução;

$P_{PERDA_{Scom}}$ - potência de perda na chave por comutação;

$P_{PERDA_{Scond}}$ - potência de perda na chave por condução;

P_O - potência de saída;

$P_{TOTAL_{PERDAS}}$ - potência total de perdas;

R_{DSon} - resistência dreno-source com a chave habilitada;

$R_I(S)$ - função de transferência do regulador de corrente no domínio da frequência;

$R_V(S)$ - função de transferência do regulador de tensão no domínio da frequência;

R_{thCD} - resistência térmica cápsula-dissipador;

R_{thDA} - resistência térmica dissipador-ambiente;

R_{thJC} - resistência térmica junção-cápsula;

S_p - seção do primário;

S_s - seção do secundário;

T_A - temperatura ambiente;

T_J - temperatura de junção;

$t_{partida}$ - tempo de partida;

t_{rr} - tempo de recuperação reversa;

T_s - período de chaveamento;

V_a - variação da tensão de saída do compensador de tensão;

V_C - tensão de controle PWM;

V_D - tensão de pico da onda dente de serra;

$V_{DS_{off}}$ - tensão dreno-source aberto;

V_F - queda de tensão sobre o retificador;

V_I - tensão de entrada;

\dot{V}_I - taxa de variação da tensão de entrada no tempo;

$V_{I_{ef}}$ - tensão eficaz de entrada;

V_{Ip} - tensão de pico na entrada;

V_O - tensão de saída;

\dot{V}_O - taxa de variação da tensão de saída no tempo;

V_{O_r} - ripple da tensão de saída;

V_{REF} - tensão de referência;

V_{REV} - tensão reversa;

V_S - tensão na chave do boost;

Z_O - impedância característica;

Δ - profundidade de penetração;

ΔB_{max} - excursão de fluxo magnético máximo;

ΔD - perda de razão cíclica;

ΔI - variação de corrente;

$\overline{\Delta I}$ - variação de corrente parametrizada;

η - rendimento;

$j\omega$ - parte imaginária das raízes da equação característica do conversor;
 μ_0 - permeabilidade magnética do ar;
 ω - frequência angular da rede;
 ω_c - frequência angular de corte da malha interna;
 ω_l - frequência angular de corte do regulador de tensão;
 ω_n - frequência angular dos pólos do conversor CC/CC;
 ω_z - frequência angular do zero;
 $\omega_{z_{RV}}$ - frequência angular do zero do compensador de tensão;
 σ - parte real das raízes da equação característica do conversor;
 τ_l - constante de tempo da malha de corrente simplificada;
 θ - ângulo de rede;
 ξ - fator de amortecimento;
 \otimes - seção transversal do condutor.

SUB-ÍNDICES

ef - valor eficaz;

max - valor máximo;

md - valor médio;

min - valor mínimo;

pk - valor de pico.

INTRODUÇÃO GERAL

Tradicionalmente as unidades retificadoras empregadas em centrais telefônicas são formadas por simples retificadores controlados à tiristor. Estes possuem grande robustez e confiabilidade, em contrapartida são volumosos e apresentam ruído audível por operarem com frequência baixa (frequência de rede).

A utilização de conversores de alta frequência permite uma redução considerável de volume e a eliminação de ruídos audíveis, entretanto, proporcionam níveis de interferência eletromagnética e de rádio frequência que devem ser reduzidos para tal operação a partir do emprego de filtros e blindagem.

Outra exigência que deve ser cumprida é a elevação do fator de potência com a redução de harmônicas da corrente drenada de rede que é muito elevada em ambos os casos.

O objetivo desta dissertação é propor uma unidade retificadora para aplicação em centrais telefônicas de alta confiabilidade, pequeno peso e volume, níveis de interferência reduzidos, alto fator de potência e que permita distribuição uniforme de corrente quando conectadas em paralelo.

Desenvolve-se uma unidade pré-reguladora composta de um conversor boost de alto fator de potência operando no modo de condução contínua, frequência fixa com controle por corrente média e comutação sob tensão nula. Este estágio proporciona baixa distorção harmônica da corrente de rede implicando em um elevado fator de potência, atendendo às normas impostas pela TELEBRÁS.

O estágio CC/CC é composto de um conversor em ponte completa com comutação sob tensão nula operando em frequência fixa com modulação por

largura de pulso e controle do fluxo de potência por deslocamento de fase.

A unidade retificadora deve possibilitar o paralelismo com equalização de correntes entre si a fim de facilitar a expansão do sistema de alimentação. Portanto apresenta-se uma técnica de controle do conversor CC/CC que permite tal funcionamento.

Estudos, projetos, simulações e implementações de protótipos são apresentados neste trabalho.

CAPÍTULO I

CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EMPREGANDO CONVERSOR BOOST OPERANDO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA.

1.1 - INTRODUÇÃO.

Atualmente as concessionárias de energia elétrica vêm exigindo crescentes elevações no fator de potência para consumidores industriais. Seguindo esta mesma linha as normas no ramo de telecomunicações ficam cada vez mais rigorosas, exigindo alto fator de potência, baixa distorção harmônica da corrente drenada da rede e baixa emissão de ruído à rede.

Com base nestas exigências, existe a necessidade de acoplarmos ao conversor isolado um estágio de correção do fator de potência de alta qualidade. O diagrama simplificado da fonte completa é apresentado na figura 1.1.

Especificamente, trataremos aqui da correção do fator de potência para cargas não lineares (ponte retificadora), cujo fator de potência é baixo (aproximadamente 0,62) devido a alta taxa de distorção harmônica da corrente. A demanda deste tipo de carga cresce significativamente no mercado, implicando em grandes desperdícios de energia elétrica.

Será empregado para a correção um conversor do tipo boost (elevador de tensão) de alto fator de potência, operando no modo de condução contínua com

controle por corrente média e modulação por largura de pulso (BOOST-HPF-CCM-PWM). Utilizar-se-á o circuito integrado Unitrode UC3854 apropriado para executar tal controle.

Análise, projeto e implementação de um protótipo deste conversor são apresentados neste capítulo.

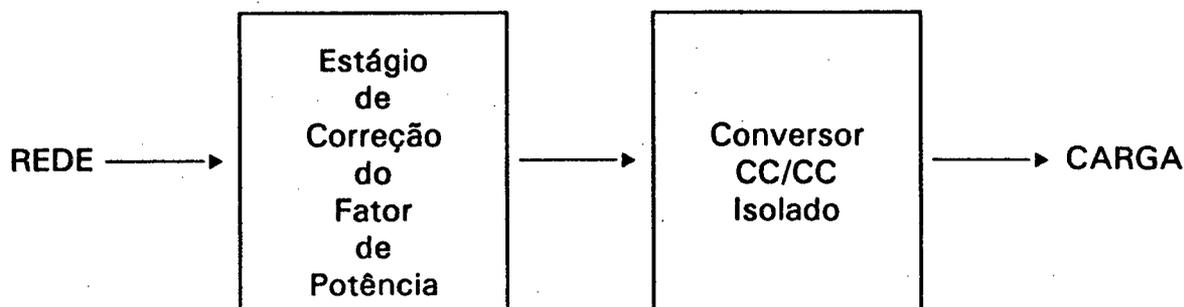


Figura 1.1 - Diagrama simplificado da fonte completa.

1.2 - CLASSIFICAÇÃO E SELEÇÃO DO CIRCUITO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.

Generalizando os tipos de correção do fator de potência, podemos classificá-los basicamente em dois tipos:

_ Correção Passiva - realizada por um filtro (geralmente passa-baixa) que utiliza apenas componentes passivos (R, L e C). São volumosos e pesados devido à baixa frequência de corte do filtro envolvido. Caracterizam-se pela robustez e simplicidade. Este tipo de correção ainda é insuficiente para determinadas aplicações onde deseja-se menor conteúdo harmônico da corrente.

_ Correção Ativa - utilizam componentes não lineares (semicondutores) e passivos, existindo imposição da corrente de entrada. Diferenciam-se por variações topológicas e formas de controle. Quando comparados à correção passiva possuem menor volume e maior complexidade. Permitem fator de potência praticamente

unitário pela baixa distorção harmônica gerada.

Para a aplicação ao conversor, os requisitos exigidos para a escolha deste estágio são:

- _ Distorção harmônica da corrente de entrada deve respeitar a norma IEC 555-2;
- _ Alto rendimento, compactibilidade;
- _ Custo compatível com o mercado.

Com base nestes compromissos, realizar-se-á correção ativa do fator de potência. A topologia proposta para ser empregada é um conversor boost operando em condução contínua com controle por corrente média.

1.3 - CARACTERÍSTICAS DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA.

Este conversor é alocado entre o retificador e o capacitor de armazenagem. O diagrama simplificado envolvendo potência e controle é mostrado na figura 1.2.

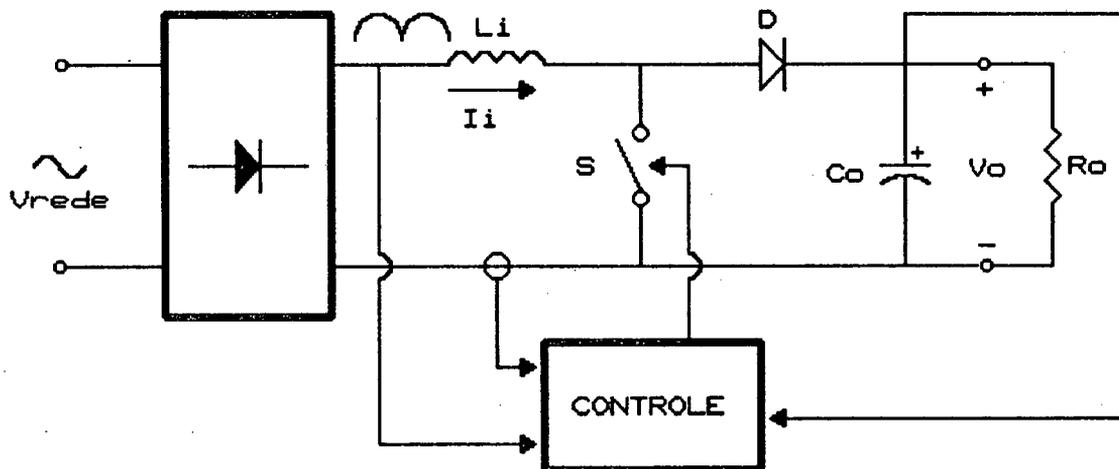


Figura 1.2 - Diagrama simplificado de um conversor boost de alto fator de potência em condução contínua com controle por corrente média.

O funcionamento é baseado no controle da chave S , impondo uma corrente

ao indutor L , em fase com a tensão da rede retificada e de mesma forma de onda. Mais detalhes serão descritos a seguir.

A topologia boost em condução contínua apresenta algumas vantagens perante as demais, entre elas:

- _ Frequência de operação constante proporciona otimização de elementos reativos e facilita o projeto de filtros;

- _ Corrente de entrada contínua introduz à rede baixa interferência eletromagnética (EMI) e baixa interferência de rádio frequência (RFI), reduzindo o filtro de entrada;

- _ Tensão máxima da chave é igual a tensão de saída;

- _ Os componentes estão sujeitos à correntes eficazes inferiores quando comparados com o conversor boost em condução descontínua, portanto, as perdas de condução são menores;

- _ Tensão de saída maior que o nível CC retificado da linha proporciona uma menor capacitância de armazenagem no barramento e reduz as correntes nos componentes do conversor CC/CC;

- _ Potência e controle possuem a mesma referência de terra, assim o drive PWM não necessita de isolamento.

Como desvantagens:

- _ Modelagem complexa (potência e controle são não lineares);

- _ Comutação dissipativa;

- _ Topologia boost inviabiliza um soft-start e proteção.

Para executar a partida do conversor completo foi elaborado um retificador com soft-start. Detalhes deste circuito são encontrados a seguir.

1.4 - ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR BOOST DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA.

Nesta seção será descrito o princípio de funcionamento do conversor,

enfocando-se suas realimentações.

O circuito de potência emprega um boost convencional com comutação dissipativa operando no modo de condução contínua. Para realizar o referido controle é utilizado o circuito integrado Unitrode UC3854, que foi desenvolvido especificamente para correção do fator de potência de circuitos que drenam da rede correntes não senoidais.

O funcionamento deste circuito integrado é baseado na geração de uma corrente de referência que irá monitorar a corrente de entrada. Esta referência é resultado de um multiplicador-divisor com as seguintes entradas (figura 1.3):

- _ Sincronismo (entrada A) - define o formato e frequência da corrente de referência.

- _ Sinal do Regulador de Tensão (entrada B) - ajusta a amplitude da corrente de referência conforme a variação de carga.

- _ Realimentação da Tensão de Entrada (entrada C) - a rede retificada é atenuada e filtrada, informando ao multiplicador-divisor um nível CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Através desta entrada ajusta-se a amplitude da corrente de referência conforme a tensão de entrada.

Portanto, quando houver acréscimo de carga a amplitude da corrente de referência cresce, ou ainda, se mantivermos carga constante e a tensão de rede cair, implica na elevação da amplitude da mesma. Garante-se assim uma tensão de saída praticamente constante.

Por um shunt amostra-se a corrente de entrada que será regulada linearmente de acordo com a referência (malha de corrente). O resultado é uma tensão de controle que informa ao drive PWM a razão cíclica necessária para tal funcionamento.

O drive PWM é composto de um comparador, gerador de onda dente de serra e um circuito de comando apropriado para MOSFET de potência.

Outras funções complementares do circuito integrado UC3854, são:

- _ Regulador para a tensão de referência;
- _ Comparador para proteção;
- _ Habilitador compatível com lógica TTL;
- _ Soft-start. No caso de topologia boost a ação desta função só ocorre quando o capacitor de armazenagem estiver carregado com a tensão de pico da

rede.

A figura 1.3 mostra um diagrama generalizado de um conversor boost com o controle especificado.

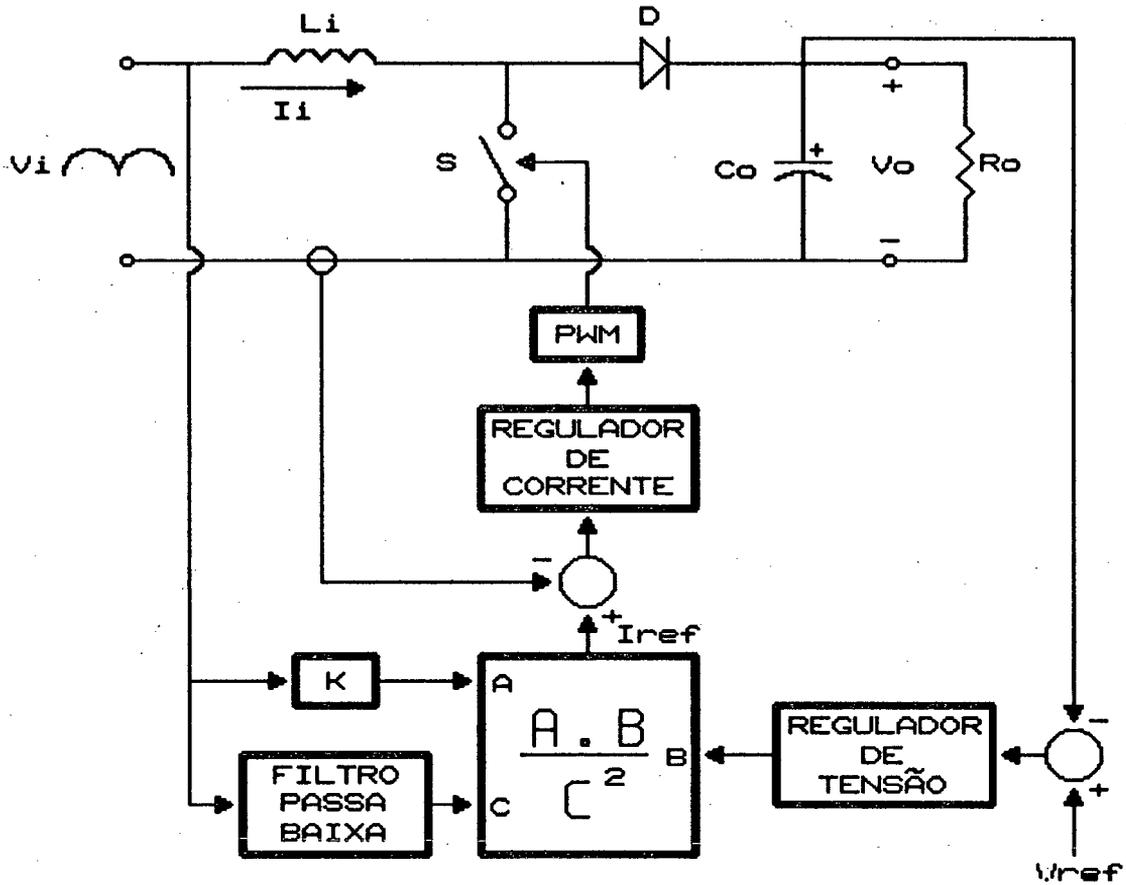


Figura 1.3 - Diagrama generalizado de um conversor boost de alto fator de potência em condução contínua com controle por corrente média.

1.5 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA.

De maneira simplificada foi elaborado uma metodologia capaz de possibilitar

o projeto do conversor envolvido. O esquema do conversor com seu respectivo controle é apresentado na figura 1.4.

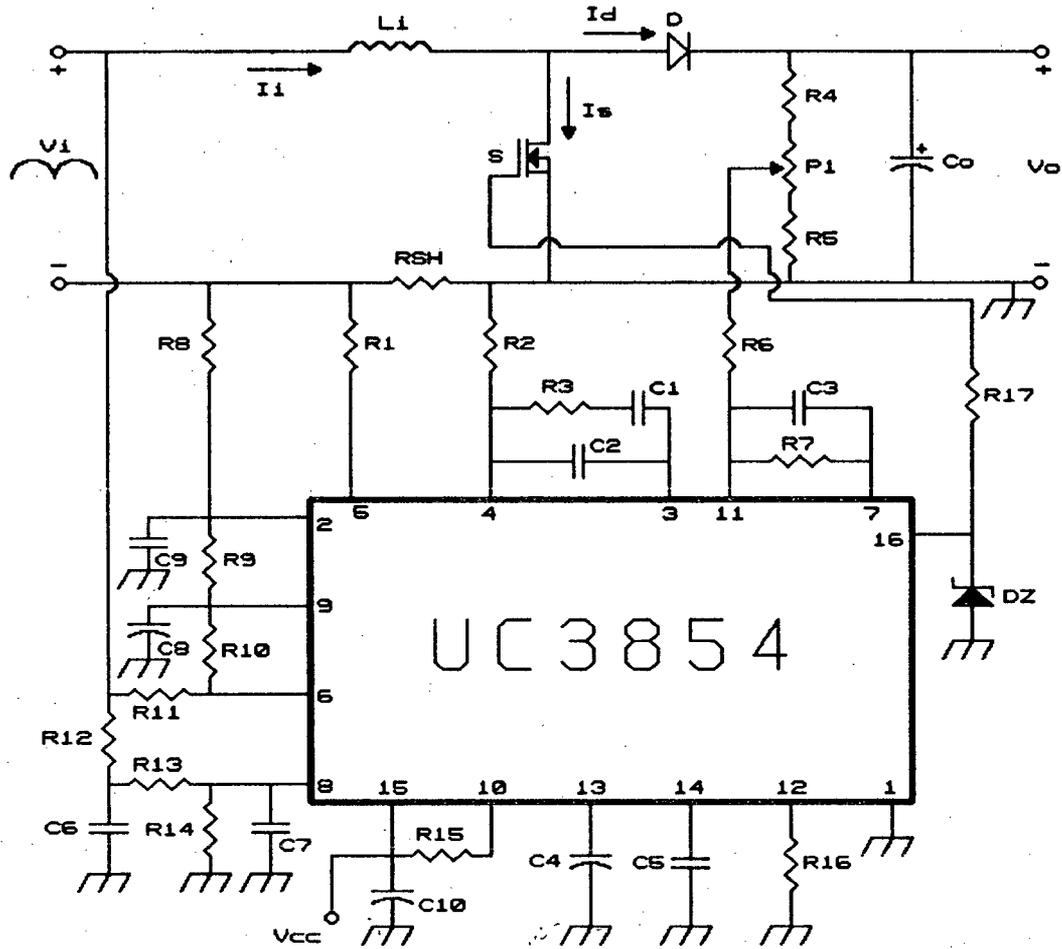


Figura 1.4 - Esquema do conversor boost proposto.

1.5.1 - Indutor Boost.

A corrente que flui pelo indutor é caracterizada por uma forma senoidal retificada representada por uma componente de baixa frequência (duas vezes a frequência da rede), sobreposta a uma pequena componente de alta frequência (frequência de chaveamento).

O valor da indutância deve ser calculado em função da variação máxima de corrente. Sabe-se que para o conversor boost em condução contínua o ganho

estático é dado por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (1.1)$$

Assim:

$$d(\theta) = 1 - \frac{V_{ip} \text{sen}(\theta)}{V_o} \quad \text{para } 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \quad (1.2)$$

A expressão 1.2 define a razão cíclica para um período completo de funcionamento do conversor boost HPF-CCM-PWM, o equivalente a meio período de rede. Apresenta-se a curva relacionada por esta expressão para os seguintes valores:

$$V_{ip} = 311V \quad V_o = 400V$$

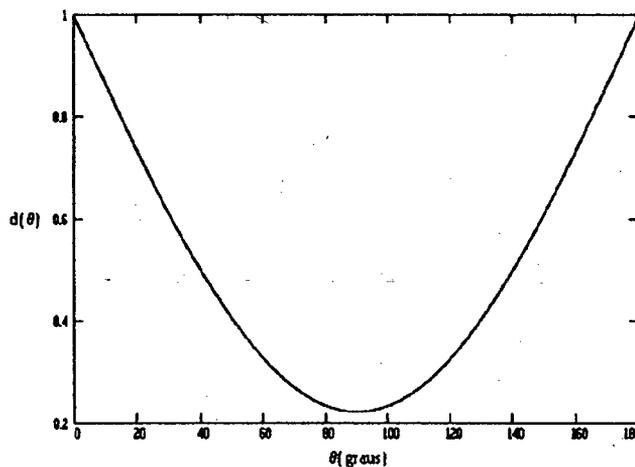


Figura 1.5 - Razão cíclica para um período de funcionamento.

Quando a chave S está fechada, vale:

$$V_{ip} \text{sen}(\theta) = L_i \frac{di}{dt} \quad (1.3)$$

Para um período de funcionamento:

$$V_{ip} \text{sen}(\theta) = L_i \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (1.4)$$

Onde:

$$\Delta t = D T_s \quad (1.5)$$

Usando as expressões 1.2, 1.4 e 1.5, tem-se:

$$\frac{L_l \Delta I}{V_{lp} T_s} = \text{sen}(\theta) - \frac{V_{lp}}{V_o} \text{sen}^2(\theta) \quad (1.6)$$

O termo a esquerda desta expressão pode ser definido como variação de corrente parametrizada ($\overline{\Delta I}$). Apresenta-se a curva definida por esta relação:

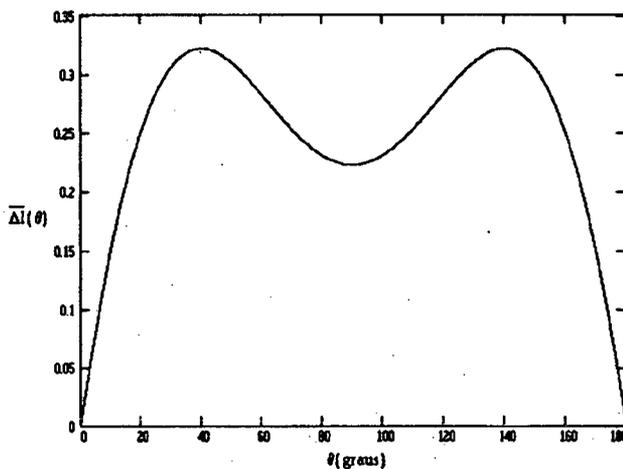


Figura 1.6 - Variação de corrente parametrizada para um período de funcionamento.

Esta curva mostra que as máximas variações de corrente ocorrem aproximadamente para θ igual a 40° e 140° onde $\overline{\Delta I} = 0,32$. Portanto, para os valores especificados a indutância pode ser definida pela seguinte expressão:

$$L_l = \frac{0,32 V_{lp}}{\Delta I_{\max} f_s} \quad (1.7)$$

A variação de corrente (ΔI) é recomendada estar na faixa de 20% da corrente de pico [1], ou seja:

$$\Delta I_{\max} = 0,20 I_{lp} \quad (1.8)$$

O procedimento para o cálculo físico do indutor pode ser simplificado usando o mesmo procedimento de cálculo de indutores de filtragem. Desta forma; o produto $A_e A_w$, o número de espiras e o entreferro podem ser calculados pelas expressões 1.9, 1.10 e 1.11, respectivamente.

$$A_e A_w = \frac{L_l I_{l_{p_{max}}} I_{l_{of_{max}}}}{K_w B_{max} J_{max}} \cdot 10^4 \quad [cm^4] \quad (1.9)$$

$$N = \frac{L_l I_{l_{p_{max}}} \cdot 10^4}{B_{max} A_e} \quad (1.10)$$

$$l_g = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L_l} \cdot 10^{-2} \quad [cm] \quad (1.11)$$

1.5.2 - Capacitor de Armazenagem do Conversor Boost.

A capacitância C_o é definida em função do ripple de 120Hz estipulado.

$$C_o = \frac{P_o}{240\pi V_o V_{o_r}} \quad (1.12)$$

A fim de se evitar problemas de controle é indicado um ripple inferior a 5% da tensão de saída.

1.5.3 - Elementos Externos ao Circuito Integrado UC3854.

De acordo com o manual do fabricante [1], o cálculo dos componentes auxiliares ao circuito integrado podem ser assim estabelecidos:

Os resistores $R_1 = R_2$, R_{16} e R_{SH} definem a corrente máxima de entrada (valor de pico).

$$I_{l_{p_{max}}} = \frac{1,875 R_1}{R_{16} R_{SH}} \quad (1.13)$$

OBS: O termo constante 1,875 é metade do valor aplicado em [1], pois seu projeto é válido para a excursão de 110 à 220V nominais.

O resistor R_{16} acompanhado do capacitor C_5 definem a frequência PWM.

$$f_s = \frac{1,25}{R_{16} C_5} \quad (1.14)$$

Como compensador da malha de corrente é utilizado uma rede RC, estabelecendo dois pólos e um zero. A figura 1.7 mostra em detalhe o circuito de compensação de corrente, juntamente com seu diagrama assintótico de Bode.

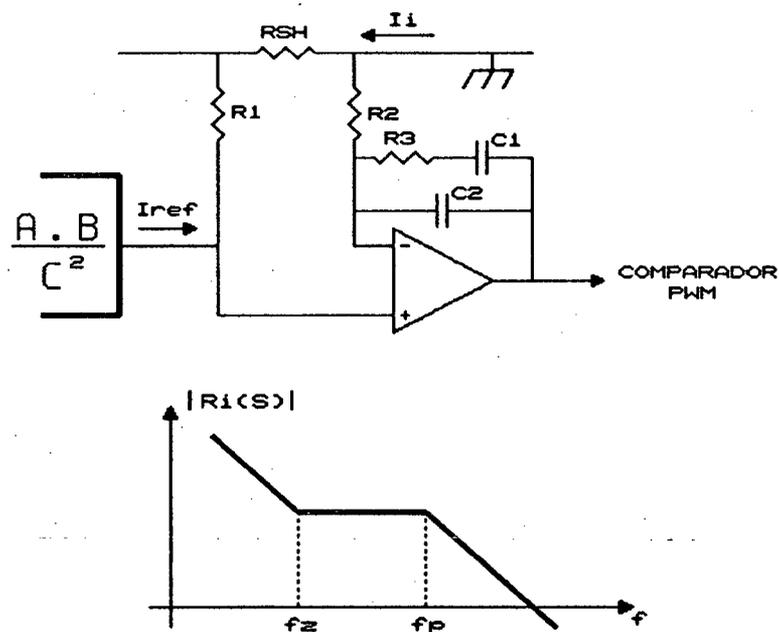


Figura 1.7 - Compensador de corrente.

O projeto deste compensador é realizado de acordo com os seguintes critérios:

- _ O ganho de faixa plana, entre o zero e o pólo, deve ser de 18dB.
- _ A frequência do zero deve ser alocada em alguns kilohertz, sendo o suficiente para reproduzir com boa fidelidade a corrente senoidal retificada (120Hz).
- _ Um dos pólos está na origem e o outro deve ser alocado em uma frequência dez vezes maior que a frequência do zero, que por sua vez deve garantir uma frequência de cruzamento bem abaixo da frequência de chaveamento.

Apresenta-se o modelo de pequenos sinais desta malha para o conversor

proposto no apêndice.

As expressões 1.15, 1.16, 1.17 e 1.18 representam o referido regulador.

$$R_I(S) = \frac{-(R_3 C_1 S + 1)}{R_2 (C_1 + C_2) S \left(\frac{R_3 C_1 C_2}{C_1 + C_2} S + 1 \right)} \quad (1.15)$$

$$20 \log \frac{R_3}{R_2} = 18dB \quad (1.16)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (1.17)$$

$$f_p = 10 f_z = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_3 C_1 C_2} \quad (1.18)$$

A compensação de tensão é feita por um filtro passa baixa, conforme mostrado na figura 1.8. Este deve possuir frequência de corte muito baixa a fim de evitar ripple de 120Hz na saída. As expressões 1.19, 1.20, 1.21 e 1.22 definem o regulador de tensão.

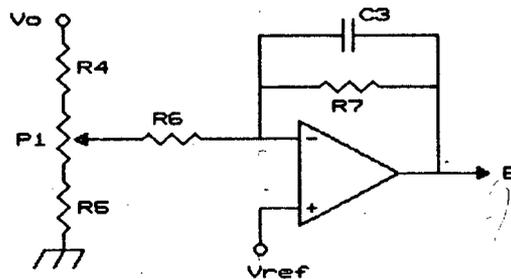


Figura 1.8 - Compensador de tensão.

$$R_V(S) = \frac{-R_7}{R_6 (R_7 C_3 S + 1)} \quad (1.19)$$

$$R_6 C_3 = \frac{10 V_O V_{REF}}{240\pi V_O} \quad (1.20)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{P_O V_{REF}}{V_O^2 V_a C_O R_6 C_3}} \quad (1.21)$$

$$R_7 = \frac{1}{2\pi f_c C_3} \quad (1.22)$$

Onde V_a é a variação da tensão na saída do compensador de tensão. Os resistores R_4 , R_5 e o potenciômetro P_1 ajustam o nível da tensão de saída.

Os componentes R_{12} , R_{13} , R_{14} , C_6 e C_7 formam um filtro atenuador com dois pólos em 12Hz que informará ao circuito integrado um valor CC proporcional ao valor da tensão eficaz da rede. Seus valores são fornecidos pelo fabricante para uma variação da tensão de 75 à 275V_{max}.

Os resistores R_8 e R_9 são responsáveis pela proteção de sobre-corrente na chave. Eles formam um divisor resistivo entre a tensão gerada pelo shunt (imagem da corrente de entrada) e a tensão de referência. O resultado é comparado de maneira que quando houver excesso de corrente na entrada desabilite o drive de gate. A expressão 1.23 define esta proteção.

$$\frac{V_{REF}}{R_9} = \frac{I_{proteção} R_{SH}}{R_8} \quad (1.23)$$

Com a finalidade de desacoplar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção, utilizar-se-á os capacitores C_8 e C_9 , respectivamente.

No terminal de sincronismo é mantido internamente um valor CC de 6 V. O resistor de sincronismo (R_{11}) será definido para uma corrente máxima de 400 μ A.

$$R_{11} = \frac{V_{ip} + 6}{400\mu A} \quad (1.24)$$

Recomenda-se um resistor entre os terminais de sincronismo e tensão de referência (R_{10}) com resistência em torno de 25% do valor da resistência de sincronismo, ou seja:

$$R_{10} = 0,25 R_{11} \quad (1.25)$$

O resistor R_{15} conectado entre Vcc e o terminal de "enable" mantém o CI sempre habilitado.

O capacitor de soft-start (C_4) determina o tempo em que a tensão de referência, partindo de zero, atinge o seu valor nominal. Vale lembrar que esta função não permite a partida direta do conversor, pois necessitaríamos que o capacitor de armazenagem estivesse pré-carregado com a tensão de pico da rede. Neste caso, será definido a capacitância máxima para que o sistema venha operar em condições normais após a partida realizada pelo retificador controlado.

$$C_4 = \frac{7 \cdot 10^{-6} t_{partida}}{V_{REF}} \quad (1.26)$$

A resistência de gate (R_{17}) deve estar na faixa de 20Ω para acionar o MOSFET de potência.

1.5.4 - Dimensionamento da Chave do Conversor Boost.

O MOSFET pode ser definido a partir de uma simplificação da razão cíclica para o semi-ciclo senoidal [2]. A figura 1.9 mostra a razão cíclica complementar (d') simplificada.

$$d'(t) = 1 - d(t) = \left| \frac{V_{ip}}{V_o} \text{sen}(\omega t) \right| \quad (1.27)$$

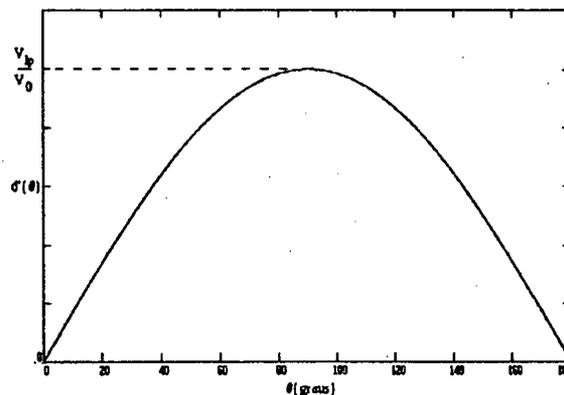


Figura 1.9 - Razão cíclica complementar simplificada para cada semi-ciclo de rede.

Com base nesta simplificação, podemos definir com relativa margem de exatidão a corrente eficaz máxima sobre a chave. Para facilitar, calcular-se-á inicialmente o valor eficaz da corrente no diodo.

$$i_D(t) = d'(t) i_l(t) \quad (1.28)$$

Sabe-se que para a máxima corrente na chave, tem-se:

$$d'(t) = \frac{V_{Ip_{\min}}}{V_O} \text{sen}(\omega t) \quad ; \quad \text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (1.29)$$

$$i_l(t) = I_{Ip_{\max}} \text{sen}(\omega t) \quad ; \quad \text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (1.30)$$

Assim:

$$I_{Def_{\min}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (d'(t) i_l(t))^2 d\omega t} \quad (1.31)$$

Resulta em:

$$I_{Def_{\min}} = \sqrt{\frac{3}{8} \frac{V_{Ip_{\min}} I_{Ip_{\max}}}{V_O}} \quad (1.32)$$

Sabe-se que:

$$I_{Ief} = \sqrt{I_{Sef}^2 + I_{Def}^2} \quad (1.33)$$

Logo:

$$I_{Sef_{\max}} = \sqrt{I_{Ief_{\max}}^2 - \frac{3}{8} \left(\frac{V_{Ip_{\min}} I_{Ip_{\max}}}{V_O} \right)^2} \quad (1.34)$$

A corrente máxima repetitiva pode ser obtida simplesmente pela expressão:

$$I_{Sp_{\max}} = I_{Ip_{\max}} \quad (1.35)$$

A tensão máxima sobre a chave é a própria tensão de saída, portanto:

$$V_{S_{\max}} = V_O \quad (1.36)$$

1.5.5 - Dimensionamento do Diodo do Conversor Boost.

O diodo é dimensionado em função de sua corrente média e tensão reversa máxima.

$$I_{Dmd} = \frac{P_o}{V_o} \quad (1.37)$$

$$V_{REV_{max}} = V_o \quad (1.38)$$

Com estas expressões torna-se possível o projeto completo do conversor boost proposto, envolvendo os estágios de potência e controle.

1.6 - PROJETO.

Nesta seção é apresentado o projeto completo do estágio de correção do fator de potência para o conversor CC/CC isolado. As especificações do projeto são apresentadas:

$$P_o = 1600W$$

$$V_o = 400V$$

$$f_s = 70KHz$$

$$V_{lef} = 220V_{RMS} \pm 15\%$$

$$\eta \geq 0,95$$

1.6.1 - Cálculos Preliminares.

Inicia-se o projeto com a determinação da corrente de entrada. Calcular-se-á seu valor eficaz e de pico, nominal e máximo.

$$I_{\text{ref}} = \frac{P_o}{\eta V_{\text{ref}}} = \frac{1600}{0,95 \cdot 220} = 7,7A$$

$$I_{\text{ref,max}} = \frac{P_o}{\eta V_{\text{ref,min}}} = \frac{1600}{0,95 \cdot (0,85 \cdot 220)} = 9,0A$$

$$I_{\text{ip}} = \sqrt{2} I_{\text{ref}} = \sqrt{2} \cdot 7,7 = 10,9A$$

$$I_{\text{ip,max}} = \sqrt{2} I_{\text{ref,max}} = \sqrt{2} \cdot 9,0 = 12,7A$$

1.6.2 - Indutor Boost.

O valor da indutância pode ser obtido a partir de valores nominais.

$$\Delta I_{\text{max}} = 0,20 \cdot 10,9 = 2,2A$$

$$L_l = \frac{0,32 \cdot 311}{2,2 \cdot 70 \cdot 10^3} = 650 \mu H$$

O núcleo é calculado para indução máxima de 0,25 Tesla e densidade de corrente máxima de 300A/cm².

$$A_o A_w = \frac{650 \cdot 10^{-6} \cdot 12,7 \cdot 9,0 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,25 \cdot 300} = 14,2 \text{cm}^4$$

Assim escolhe-se o núcleo de ferrite EE-65/26 IP6 da THORNTON, com os seguintes parâmetros:

$$A_o = 5,32 \text{cm}^2 \quad A_w = 3,70 \text{cm}^2 \quad A_o A_w = 19,7 \text{cm}^4$$

Logo:

$$N = \frac{650 \cdot 10^{-6} \cdot 12,7 \cdot 10^4}{0,25 \cdot 5,32} = 62 \text{ espiras}$$

$$l_g = \frac{62^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,32 \cdot 10^{-2}}{650 \cdot 10^{-6}} = 0,4 \text{cm}$$

$$\text{ou: } \frac{lg}{2} = 2mm$$

Resta dimensionar a bitola do fio.

$$\otimes L_f = \frac{I_{\text{ref max}}}{J_{\text{max}}} = \frac{9,0}{300} = 0,030cm^2$$

Utilizar-se-á dois fios em paralelo de seção 15 AWG. Observa-se que não existe o problema de efeito pelicular pois a frequência da componente fundamental da corrente possui apenas 120Hz.

1.6.3 - Capacitor de Armazenagem do Conversor Boost.

Admitindo um ripple de saída de 2%, tem-se:

$$C_o = \frac{1600}{240\pi \cdot 400 \cdot (0,02 \cdot 400)} = 663\mu F$$

Usando $C_o = 680\mu F$, tem-se $V_{o_r} = 7,8V$

1.6.4 - Shunt.

Para evitar maiores problemas de lay-out, será utilizado um shunt com resistência relativamente alta para o nível de potência envolvido. Este será composto de 10 resistores em paralelo de 1Ω , ou seja:

$$R_{SH} = 100m\Omega$$

1.6.5 - Elementos Externos ao UC3854.

Para $R_{16} = 15K\Omega$, tem-se:

$$R_1 = R_2 = \frac{12,7 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 0,100}{1,875} \approx 10K\Omega$$

Com a frequência de chaveamento especificada:

$$C_5 = \frac{1,25}{15 \cdot 10^3 \cdot 70 \cdot 10^3} \approx 1,2nF$$

O compensador de corrente é calculado com o zero alocado em 3KHz.

$$R_3 = 10 \cdot 10^3 \cdot \log^{-1} \frac{18}{20} \approx 82K\Omega$$

$$f_z = 3KHz = \frac{1}{2\pi \cdot 82 \cdot 10^3 \cdot C_1}$$

$$C_1 = 680pF$$

$$f_p = 10 \cdot 3 \cdot 10^3 = \frac{680 \cdot 10^{-12} + C_2}{2\pi \cdot 82 \cdot 10^3 \cdot 680 \cdot 10^{-12} \cdot C_2}$$

$$C_2 = 68pF$$

Quanto a malha de tensão tem-se:

$$R_6 C_3 = \frac{10 \cdot 7,8 \cdot 7,5}{240\pi \cdot 400} = 1,94ms$$

Arbitrando-se $C_3 = 100nF$, tem-se $R_6 = 18K\Omega$

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1600 \cdot 7,5}{400^2 \cdot 4 \cdot 680 \cdot 10^{-6} \cdot 18 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}} = 19,7Hz$$

$$R_7 = \frac{1}{2\pi \cdot 19,7 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} \approx 82K\Omega$$

Limitando em 15A a corrente de entrada, tem-se:

$$\frac{7,5}{R_9} = \frac{15 \cdot 0,100}{R_8}$$

$$\frac{R_8}{R_9} = 0,2$$

Fazendo $R_9 = 10K\Omega$, tem-se $R_8 = 2,2K\Omega$

$$R_{11} = \frac{220 \cdot \sqrt{2} + 6}{400^{-6}} = 820 K\Omega$$

$$R_{10} = 0,25 \cdot 820 \cdot 10^3 = 220 K\Omega$$

O capacitor de soft-start será calculado para um tempo de partida estipulado em 1 segundo.

$$C_4 = \frac{7 \cdot 10^{-6} \cdot 1}{7,5} = 1 \mu F$$

1.6.6 - Chave do Conversor Boost.

$$I_{Sef_{max}} = \sqrt{9,0^2 - \frac{3}{8} \cdot \left(\frac{0,85 \cdot 220 \cdot \sqrt{2} \cdot 12,7}{400} \right)^2} = 7,4 A$$

$$I_{Sp_{max}} = 12,7 A$$

$$V_{S_{max}} = 400 V$$

Com base nestes dados, escolhe-se o MOSFET da International Rectifier IRFP460, que além de atender as especificações acima possui baixa resistência de condução. Seus parâmetros:

$$\begin{array}{lll} V_{DS_{max}} = 500 V & I_{Smd} = 12 A @ 100^\circ C & R_{thJC} = 0,50^\circ C/W \\ t_r = 81 ns & t_f = 65 ns & R_{DS_{on}} = 0,46 @ 100^\circ C \end{array}$$

1.6.7 - Diodo do Conversor Boost.

$$I_{Dmd} = \frac{1600}{400} = 4 A$$

$$V_{REV_{max}} = 400 V$$

Será utilizado o diodo ultra-fast da Motorola MUR850.

$$I_{Dmd} = 8A \quad V_{REV_{max}} = 500V \quad I_{D_{max}} = 16A$$

$$t_{rr} = 60ns \quad R_{thJC} = 2^{\circ}C/W \quad V_D = 1,5V @ 25^{\circ}C$$

1.6.8 - Cálculo do Snubber.

A fim de reduzir as perdas de comutação sobre a chave e evitar sobre-tensão sobre mesma é empregado um snubber dissipativo convencional. Os cálculos dos elementos são realizados conforme [3]. Especifica-se:

$$C_{SB} = 1nF \quad R_{SB} = 100\Omega / 10W$$

$$P_{R_{SBdiss}} = 5,6W \quad D_{SB} \Rightarrow MUR850$$

1.6.9 - Cálculo do Dissipador.

O dissipador abrigará a chave e o diodo. Inicialmente, calcularemos as perdas de condução e comutação no MOSFET e a perda de condução no diodo.

$$P_{PERDA_{Scond}} = R_{DS_{on}} I_{Sef_{max}}^2 = 0,46 \cdot 7,4^2 = 25,2W$$

$$P_{PERDA_{Scom}} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) I_{COMmd} V_{DS_{off}}$$

$$P_{PERDA_{Scom}} = \frac{70 \cdot 10^3}{2} \cdot (81 \cdot 10^{-9} + 65 \cdot 10^{-9}) \cdot (12,7 \cdot \frac{2}{\pi}) \cdot 400 = 16,5W$$

$$P_{PERDA_{Dcond}} = V_D I_{Dmd} = 1,5 \cdot 4 = 6W$$

As perdas de comutação no diodo são desprezadas devido ao pequeno tempo de recuperação do componente empregado.

A resistência térmica do dissipador será calculada para uma temperatura ambiente de 40°C e temperatura de junção de 100°C. Por efeito de simplificação utilizar-se-á no cálculo a resistência junção-cápsula do MOSFET, pois é o componente que mais radiará calor.

$$T_J - T_A = P_{TOTAL_{PERDAS}} (R_{thJC} + R_{thCD} + R_{thDA})$$

$$100 - 40 = (25,2 + 16,5 - 5,6 + 6) \cdot (0,5 + 0,2 + R_{thDA})$$

$$R_{thDA} = 0,7^{\circ}C/W$$

1.7 - SIMULAÇÃO.

Devido a dificuldade de simulação do sistema completo com todas as realimentações, a simulação é simplificada utilizando-se apenas a malha de corrente com referência de corrente imposta.

A tensão e corrente de entrada em meio ciclo de rede para carga nominal é apresentada. Percebe-se a perfeita regulação de corrente comprovando o funcionamento.

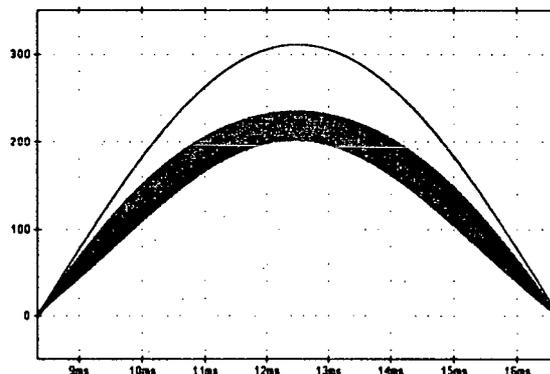


Figura 1.10 - Tensão e corrente (*20) de entrada para meio ciclo de rede.

1.8 - IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA.

Os resultados de implementação do estágio de entrada, envolvendo

retificador com soft-start e o conversor boost, são aqui apresentados.

A partida do conversor será realizada a partir de uma ponte mista atacando-se regressivamente os tiristores de 180° a 0°. Assim, limita-se a corrente de inrush durante a carga do capacitor de armazenagem do conversor boost, protegendo os componentes do mesmo.

A figura 1.11 mostra o esquema do retificador com soft-start. O comando é realizado pelo circuito integrado TCA780 (comparador PWM). Os transistores fazem com que após a partida os tiristores permaneçam sempre habilitados. Garante-se assim um ângulo mínimo de ataque exatamente igual a 0° para proporcionar o funcionamento perfeito do conversor boost. O transitório de partida da corrente de entrada e tensão de saída do boost proporcionada por este circuito é apresentado a seguir.

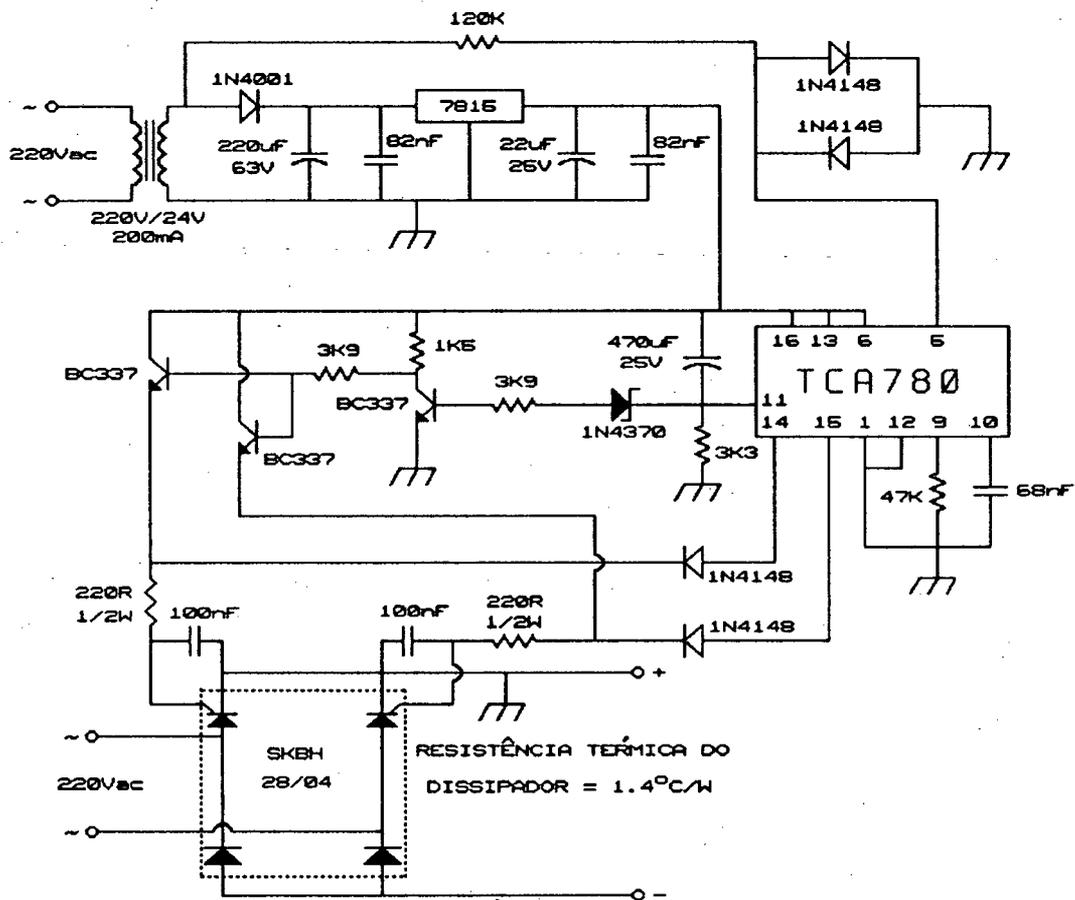


Figura 1.11 - Esquema do retificador com soft-start.

1.8.1 - Esquema.

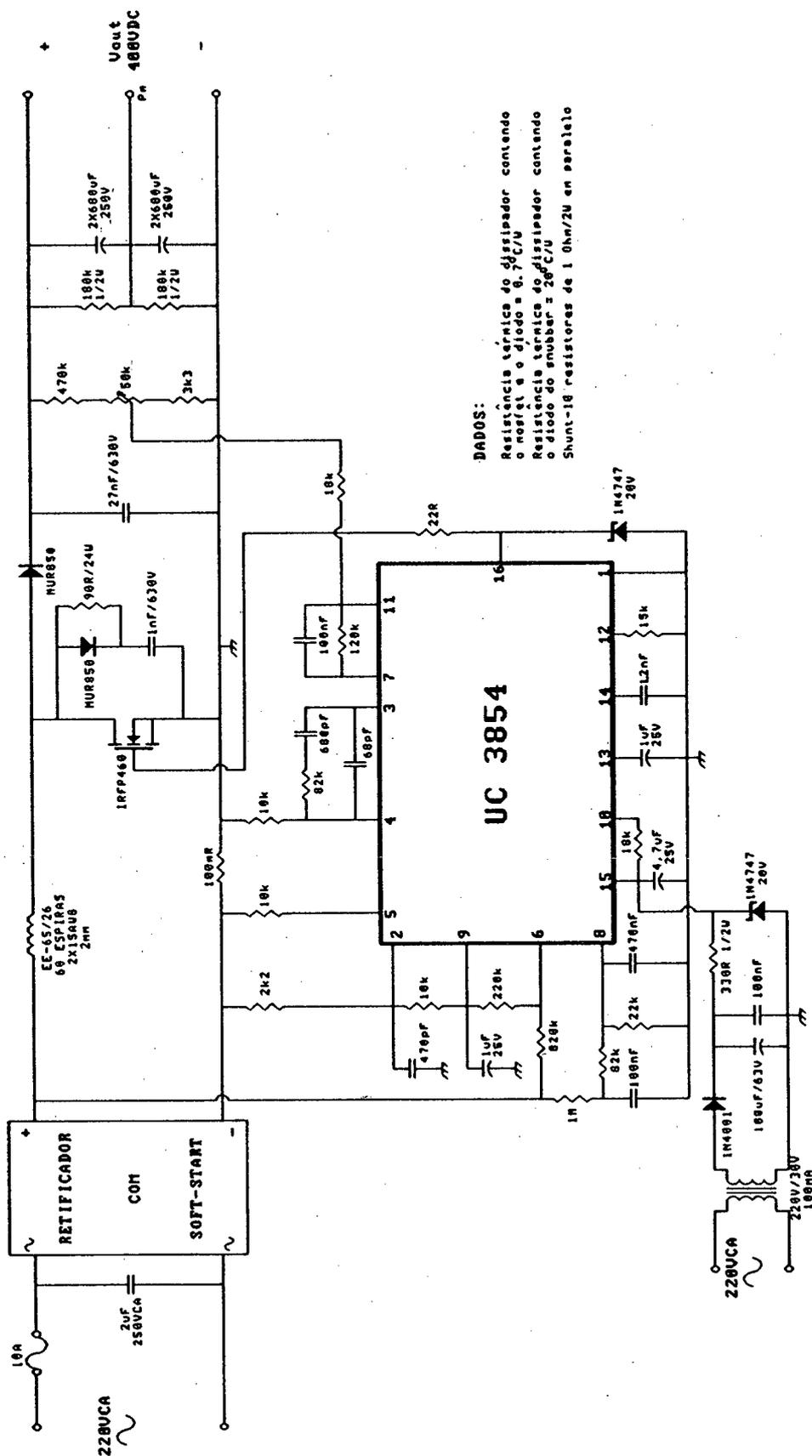


Figura 1.12 - Esquema completo do conversor boost proposto.

1.8.2 - Medidas Eléctricas e Térmicas.

- _ Tensão de saída com 10% da carga nominal: 420V
- _ Tensão de saída com carga nominal: 380V
- _ Frequência de chaveamento: 77KHz
- _ Indutância (medida no pico da senóide): 300 μ H
- _ Temperatura de regime no dissipador abrigando o MOSFET e o diodo: 64°C
- _ Temperatura de regime no dissipador abrigando a ponte mista do retificador com soft-start: 59°C
- _ Temperatura no cobre do indutor boost: 53°C
- _ Temperatura no ferrite do indutor boost: 41°C
- _ Temperatura ambiente: 27°C

1.8.3 - Curva de Rendimento.

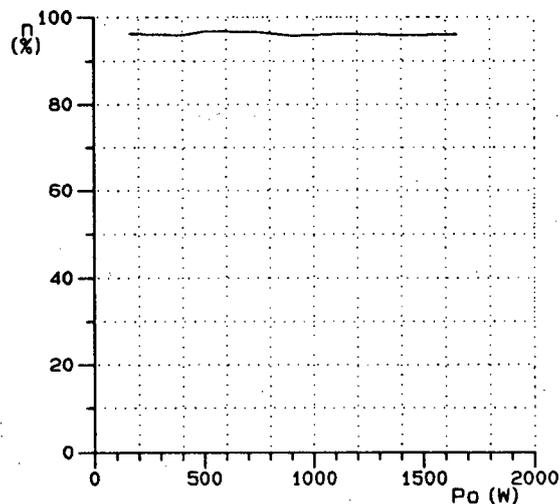


Figura 1.13 - Curva experimental de rendimento.

O rendimento do conversor envolvendo o retificador e o conversor boost está na faixa de 96%, praticamente constante para toda faixa de carga.

1.8.4 - Curvas de Transitório de Partida.

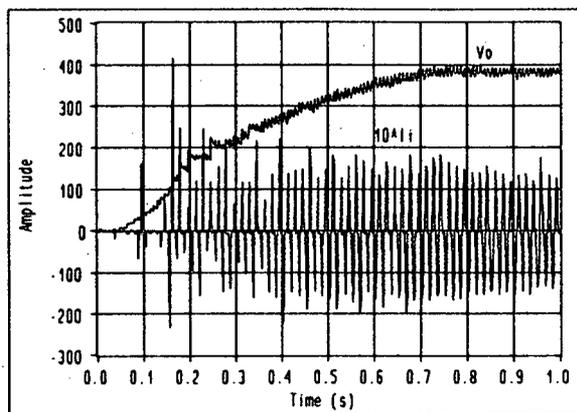


Figura 1.14 - Transitório de partida do conversor para carga nominal.

Tensão de saída;

Corrente de entrada (*10).

1.8.5 - Curvas de Regime.

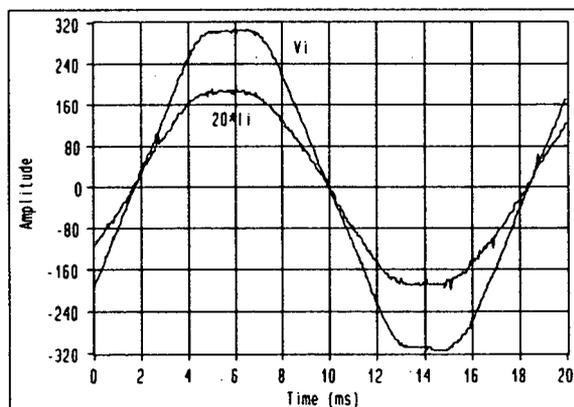


Figura 1.15 - Tensão e corrente (*20) de entrada para carga nominal.

1.8.6 - Espectros da Tensão e Corrente de Entrada.

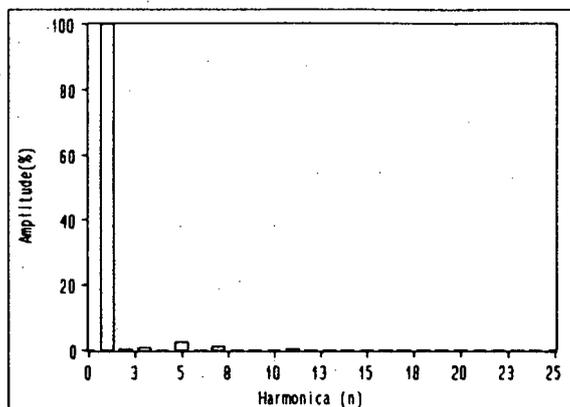


Figura 1.16 - Espectro harmônico da tensão de entrada.

$$TDH = 2,838\%$$

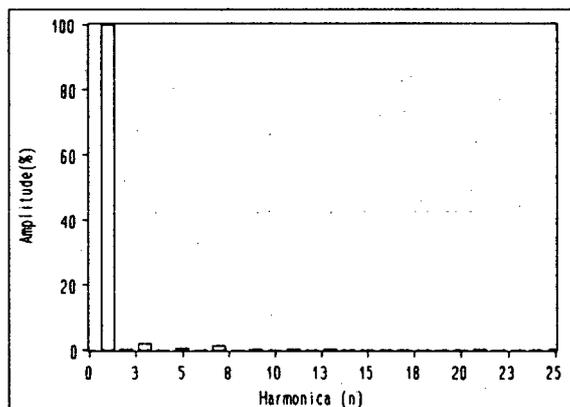


Figura 1.17 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

$$TDH = 2,752\%$$

Os resultados apresentados comprovam a excelente eficiência do conversor na correção do fator de potência.

Neste caso, particularmente, a taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente de entrada ficou menor que a da tensão. Isto ocorre em função da atenuação da quinta harmônica de tensão pela malha de corrente.

1.9 - CONCLUSÃO.

Pode-se afirmar que conforme proposto, este estágio de entrada enquadra-se perfeitamente para tal aplicação, obedecendo os critérios previamente estabelecidos. Imposição de corrente através do conversor boost no modo de condução contínua com frequência fixa emula com precisão uma carga resistiva. A corrente drenada de rede é de alta qualidade com baixa distorção harmônica.

Operação a frequência fixa proporciona maior facilidade no projeto de filtros contra rádio interferência.

A facilidade proporcionada pelo circuito integrado UC3854 na implementação prática do controle proposto deve ser considerada.

O transitório de partida do conversor a plena carga produz uma corrente apenas duas vezes maior que a nominal, protegendo o circuito de um elevado inrush.

O rendimento é alto e praticamente constante para toda faixa de carga, estando na faixa de 96%.

Possíveis problemas de instabilidade no controle da corrente podem ocorrer. O mesmo não acontece em conversores boost operando em condução descontínua, crítica ou ainda em condução contínua com controle por histerese.

CAPÍTULO II

CONVERSOR BOOST DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA.

2.1 - INTRODUÇÃO.

O conversor boost no modo de condução contínua proporciona redução dos níveis de interferência eletromagnética e de rádio interferência (EMI e RFI). Entretanto essas interferências ainda são elevadas para aplicações em telecomunicações, exigindo filtros volumosos de entrada.

A fim de reduzir os ruídos irradiados e conduzidos oriundos do chaveamento, propõe-se o emprego de uma célula que torna a comutação sob tensão nula (ZVS - Zero Voltage Switching) na chave principal [4].

Outra vantagem proporcionada é a redução de peso e volume do dissipador que envolve a chave principal, devido praticamente a nulidade das perdas de comutação.

Neste capítulo será apresentado a análise, projeto, simulação e implementação de uma célula de comutação ZVS aplicada ao conversor boost de alto fator de potência e em condução contínua.

2.2 - TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO.

A topologia básica da célula de comutação proposta para aplicação ao conversor boost de alto fator de potência é apresentada na figura 2.1.

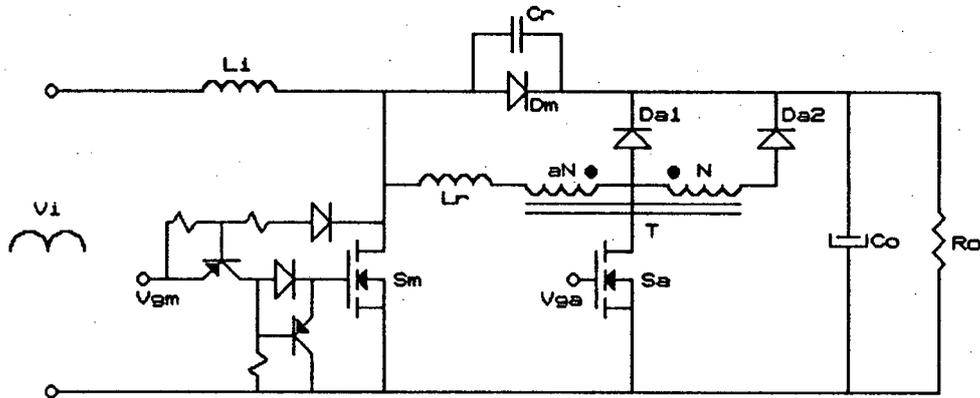


Figura 2.1 - Diagrama de potência do conversor boost com célula de comutação.

Onde:

V_i - tensão de entrada retificada;

L_i - indutor boost;

S_m - chave principal do conversor boost;

D_m - diodo principal;

S_a - chave auxiliar;

L_r - indutor ressonante;

C_r - capacitor ressonante;

D_{a1} , D_{a2} - diodos auxiliares;

T - auto-transformador;

C_o - capacitor de filtragem;

R_o - resistência de carga.

A chave principal usa o conceito de tiristor dual [5], a fim de realizar comutação ZVS.

A célula de comutação é composta por um indutor ressonante, capacitor ressonante, autotransformador, chave auxiliar e dois diodos auxiliares. Estes componentes são dimensionados para uma pequena potência quando comparados com a que envolve o conversor boost.

Para emular uma fonte de tensão requerida para operação correta do circuito, utiliza-se um auto-transformador.

A fim de simplificar a análise, faz-se as seguintes suposições:

- _ Todos os semicondutores são ideais;
- _ O indutor boost é considerado como uma fonte de corrente com o valor I_L , pois a corrente no indutor é praticamente constante para um período de chaveamento;
- _ O auto-transformador é considerado como uma fonte de tensão ideal;
- _ A dispersão do auto-transformador é desprezível.

As etapas de operação são descritas a seguir e apresentadas na figura 2.2.

Primeira Etapa: (t₀,t₁) (Transferência de Energia)

Durante esta etapa o diodo principal conduz a corrente de entrada transferindo energia para a carga. Os demais semicondutores estão bloqueados.

Segunda Etapa: (t₁,t₂) (Etapa Linear)

No instante t₁, as chaves S_m e S_a são habilitadas, porém apenas S_a conduz instantaneamente, pois a tensão sobre C_{oss} é igual a V_O neste instante. A chave S_a entra em condução sob corrente nula (ZCS - Zero Current Switching).

A corrente sobre L_r cresce linearmente, enquanto que a corrente sobre D_m decresce na mesma taxa. Esta etapa termina quando a corrente em L_r atinge o

valor da corrente de entrada.

Terceira Etapa: (t2,t3) (Etapa Ressonante)

Quando a corrente em L_r atinge o valor da corrente de entrada, a corrente sobre D_m torna-se nula. Com isto inicia a ressonância entre L_r , C_r e C_{oss} . O capacitor C_r começa a se carregar e C_{oss} a descarregar. A corrente sobre L_r atinge um valor superior ao valor da corrente de entrada. Esta etapa termina quando a tensão sobre C_{oss} se anula.

Quarta Etapa: (t3,t4) (Etapa Linear)

Quando a tensão sobre C_{oss} atinge zero, o diodo intrínseco ao MOSFET entra em condução. A corrente sobre L_r começa a decrescer linearmente com a tensão V_o / a aplicada a seus terminais. Esta etapa termina quando a corrente ressonante atinge o valor da corrente de entrada.

Quinta Etapa: (t4,t5) (Etapa Linear)

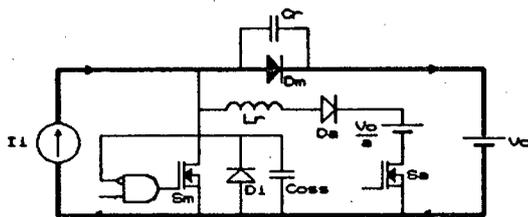
No instante t4 a chave principal entra em condução sob tensão nula. Sua corrente cresce linearmente até atingir o valor da corrente de entrada, enquanto que a corrente sobre L_r decresce na mesma taxa até anular-se.

Sexta Etapa: (t5,t6) (Etapa de Acumulação de Energia)

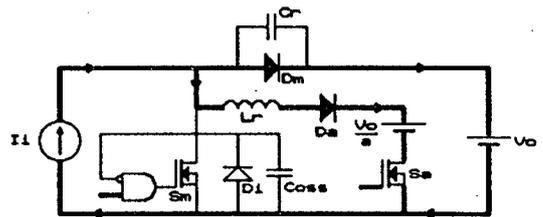
A corrente de entrada flui apenas por S_m , os demais semicondutores encontram-se bloqueados. Nesta etapa o indutor de entrada L_r acumula energia.

Sétima Etapa: (t6,t0) (Etapa Linear)

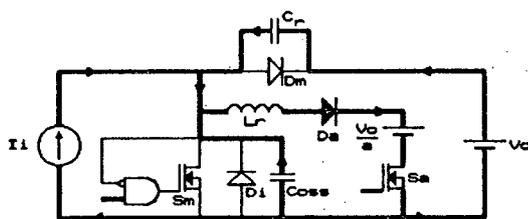
A chave principal é bloqueada. O capacitor C_r se descarrega e C_{oss} se carrega, ambos linearmente com a corrente de carga. Esta etapa termina quando a tensão sobre C_r se anula, iniciando o próximo ciclo de operação.



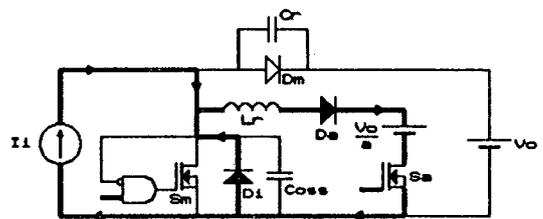
Primeira etapa



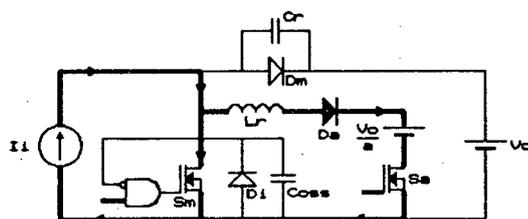
Segunda etapa



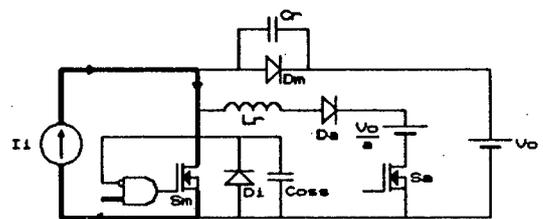
Terceira etapa



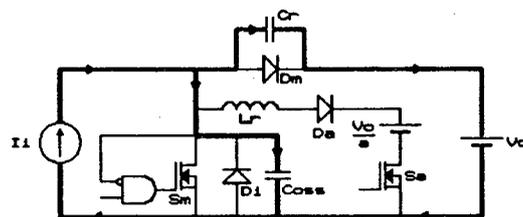
Quarta etapa



Quinta etapa



Sexta etapa



Sétima etapa

Figura 2.2 - Etapas de funcionamento do conversor boost ZVS.

A figura 2.3 apresenta as principais formas de ondas, onde pode-se observar que não existe esforço de tensão nas chaves.

O sinal de gate da chave auxiliar possui tempo fixo e é gerado em sincronismo com o sinal principal, simplificando o circuito de comando.

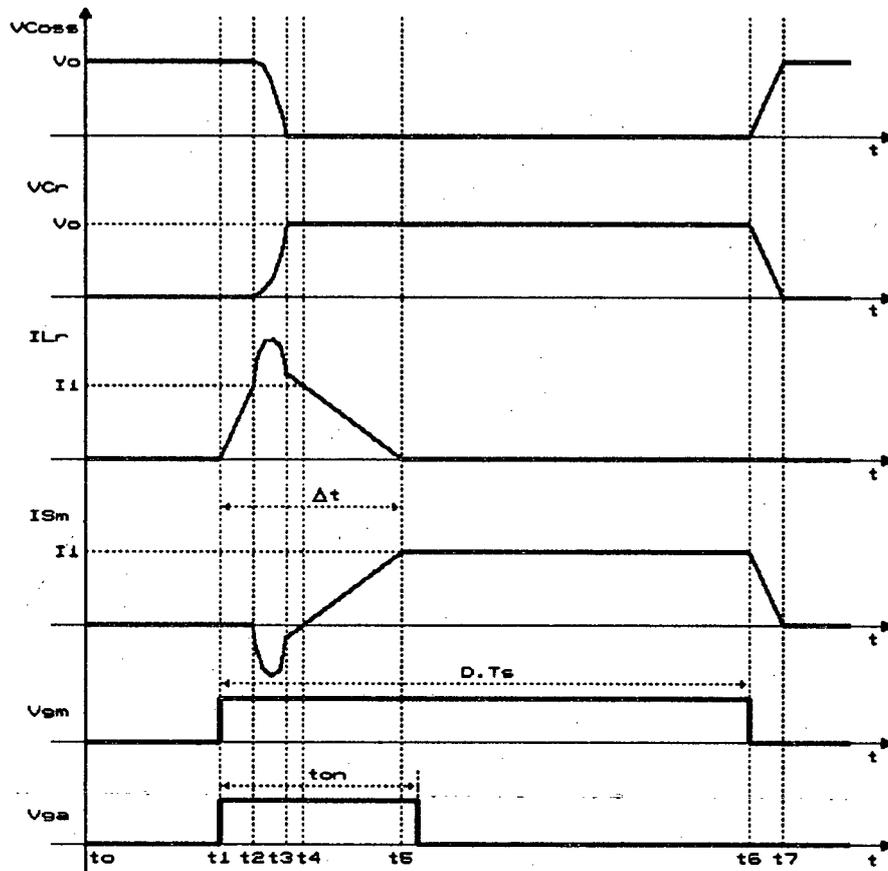


Figura 2.3 - Principais formas de onda do conversor boost ZVS.

2.3 - PROJETO.

As expressões que definem os valores dos elementos ressonantes para o conversor boost podem ser obtidas a partir da dualidade das expressões deduzidas para um buck [4]. Calcula-se conforme segue:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \Delta t} \left(\frac{\alpha}{1-a} + \beta + \frac{b}{a} + \frac{\alpha}{a} \right) \quad (2.1)$$

$$\Delta t = t_5 - t_1 \quad (2.2)$$

$$\alpha = \frac{(1-a)^2}{K_a - (1-a)} \quad (2.3)$$

$$\beta = \cos^{-1} \left(\frac{-a}{(1-a)} \right) \quad (2.4)$$

$$b = (1-a) \operatorname{sen}(\beta) \quad (2.5)$$

$$L_r = \frac{\alpha V_O}{2\pi f_r I_{lp}} \quad (2.6)$$

$$C_r = \frac{I_{lp}}{2\pi f_r \alpha V_O} \quad (2.7)$$

Onde:

f_r - frequência de ressonância;

Δt - intervalo de tempo estipulado para a chave principal conduzir a corrente de entrada (figura 2.3);

a - relação de espiras do autotransformador;

α , β e b - parâmetros de projeto;

K_a - fator de sobrepasso de corrente na chave auxiliar;

V_O - tensão de saída;

I_{lp} - corrente de entrada de pico nominal.

Conforme [4] a relação de transformação deve estar no intervalo entre 0 e 0,5. Por resultados de simulação e experimentais, observa-se que $a = 1/3$ é a melhor escolha. O intervalo de tempo Δt é definido em função da mínima razão cíclica fornecida pelo controle ao conversor:

$$\Delta t < D_{\min} T_s = \left(1 - \frac{V_{Ip_{\max}}}{V_o} \right) T_s = 1,5\mu s$$

Arbitra-se:

$$\Delta t = 0,5\mu s$$

Considerando a inexistência de sobrepasso de corrente na chave auxiliar ($K_a = 1$), tem-se:

$$f_r = 3,13MHz \quad L_r = 2,5\mu H \quad C_r = 1nF$$

O tempo de duração do pulso de comando da chave auxiliar (t_{on}) deve estar entre o seguinte intervalo:

$$\begin{aligned} \Delta t < t_{on} < D_{\min} T_s \\ 0,5\mu s < t_{on} < 1,5\mu s \end{aligned}$$

Define-se:

$$t_{on} = 1\mu s$$

A utilização de comutação ZVS propicia a redução do volume do dissipador. A nova resistência térmica é calculada desprezando-se as perdas de comutação, aplicando-se os mesmos parâmetros adotados no capítulo I, tem-se:

$$T_J - T_A = P_{TOTAL_PERDAS} (R_{thJC} + R_{thCD} + R_{thDA})$$

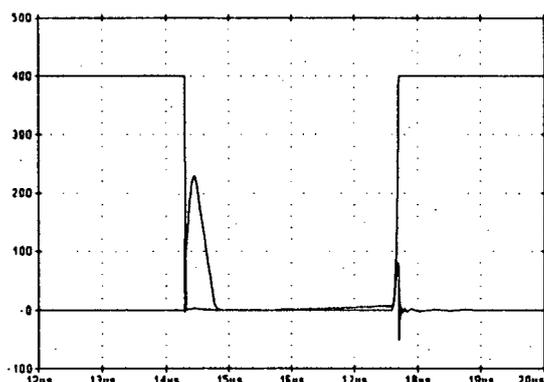
$$100 - 40 = (25,2 + 6) \cdot (0,5 + 0,2 + R_{thDA})$$

$$R_{thDA} = 1,2^\circ C/W$$

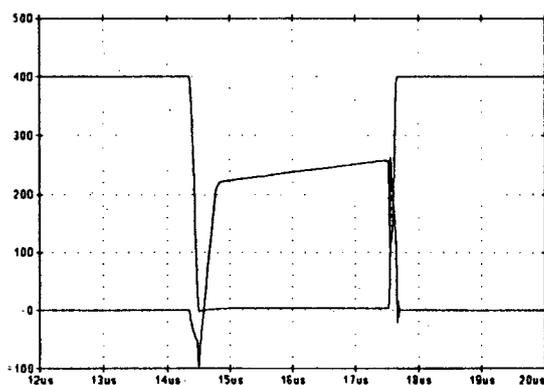
2.4 - SIMULAÇÃO.

Por simplificação a simulação da célula de comutação é realizada em um conversor boost CC/CC não realimentado. Simula-se o ponto de operação mais crítico que se encontra no pico da senóide, onde a razão cíclica é mínima e a

corrente de comutação é máxima. Apresenta-se as comutações nas chaves auxiliar e principal, comprovando o funcionamento.



*Figura 2.4 - Tensão e corrente (*20) na chave auxiliar.*



*Figura 2.5 - Tensão e corrente (*20) na chave principal.*

2.5 - IMPLEMENTAÇÃO.

Os resultados de implementação do conversor boost de alto fator de potência, condução contínua, controle por corrente média com frequência fixa e comutação ZVS são apresentados. O dimensionamento físico do autotransformador e indutor ressonante foram realizados via simulação:

2.5.1 - Esquema.

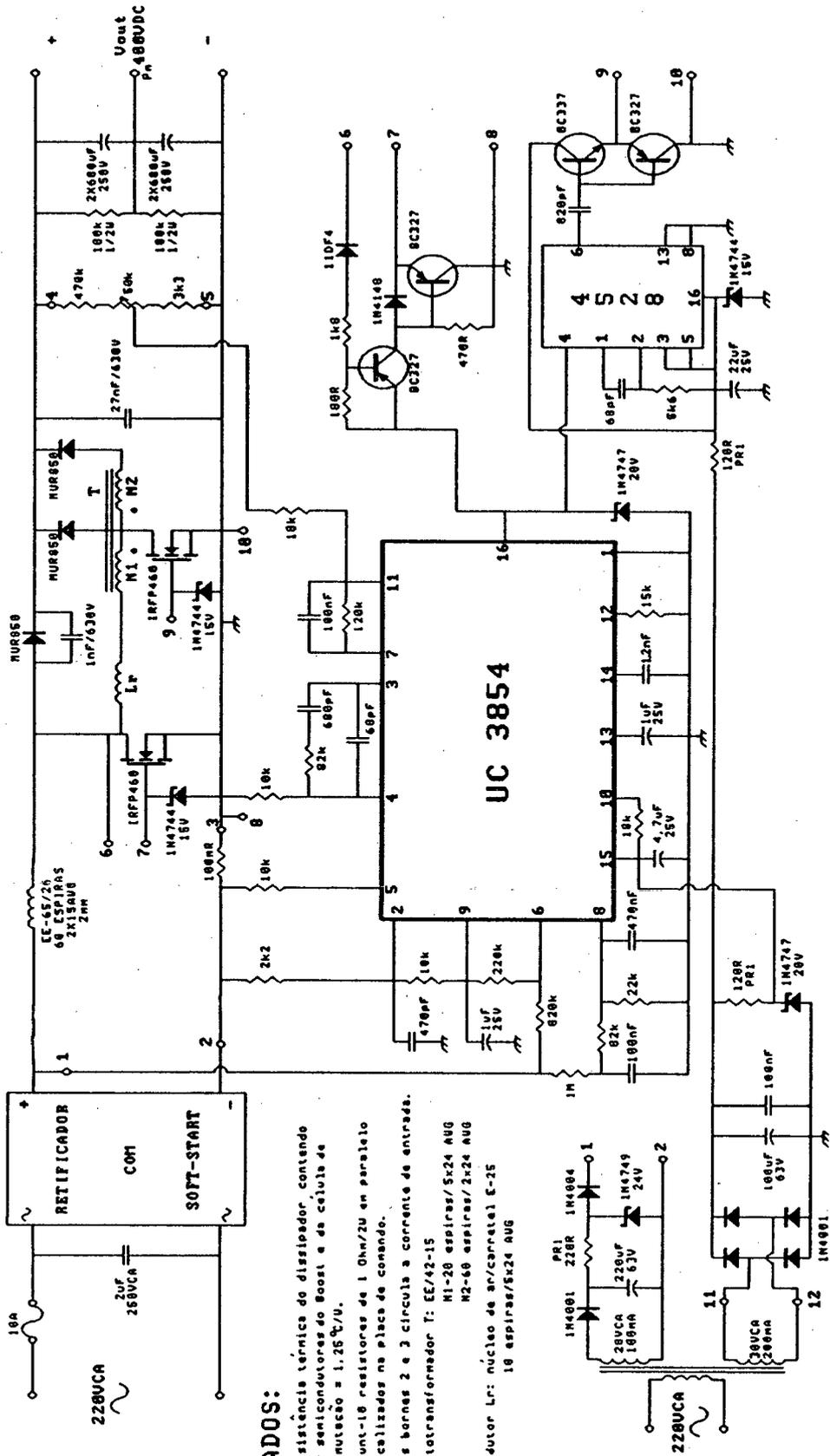


Figura 2.6 - Esquema do conversor boost ZVS.

2.5.2 - Medidas Eléctricas e Térmicas.

_ Frequência de chaveamento: 77KHz

_ Tempo de sinal de gate da chave auxiliar: $1\mu\text{s}$

_ Temperatura de regime do dissipador abrigando os semicondutores do boost e da célula de comutação: 67°C

_ Temperatura ambiente: 30°C

2.5.3 - Curva de Rendimento.

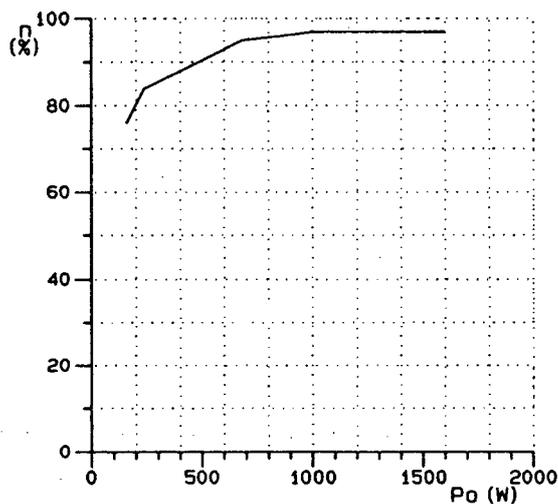


Figura 2.7 - Curva experimental de rendimento.

Observa-se que o rendimento diminui para cargas leves quando comparados com o conversor convencional. Este fato é explicado pelas perdas de condução nos elementos que compõem a célula de comutação. Entretanto o rendimento a plena carga é excelente, estando na faixa de 97%.

2.5.4 - Curvas.

Tensão e corrente de entrada para carga nominal e as comutações nas chaves auxiliar e principal são apresentadas.

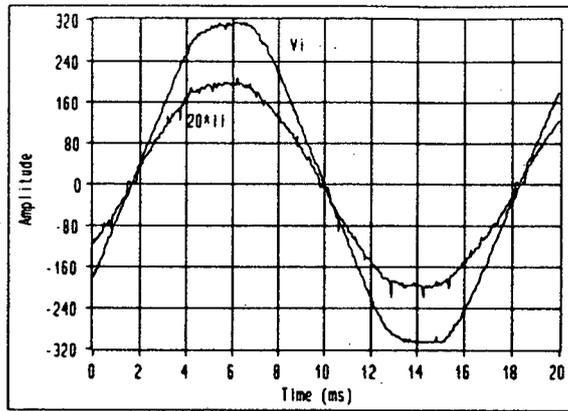


Figura 2.8 - Tensão e corrente de entrada (*20) do conversor boost ZVS.

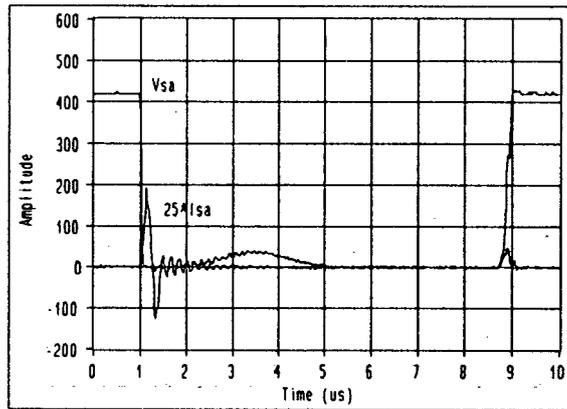


Figura 2.9 - Tensão e corrente (*25) sobre a chave auxiliar.

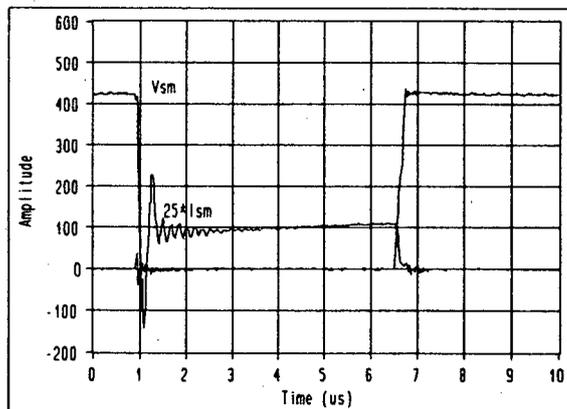


Figura 2.10 - Tensão e corrente (*25) sobre a chave principal.

O esquema do conversor (figura 2.6) apresenta uma fonte auxiliar conectada ao barramento de tensão retificada. Esta fonte se faz necessária devido a descontinuidade da corrente de entrada quando a tensão de rede cruza o zero. Sem ela, não existiria energia suficiente armazenada em L_r para descarregar o capacitor de saída do MOSFET mantendo-o bloqueado (tiristor dual). Esta fonte garante a comutação nestes intervalos.

As aquisições mostradas nas figuras 2.9 e 2.10 comprovam a comutação ZCS na chave auxiliar e a comutação ZVS na chave principal, respectivamente.

2.6 - CONCLUSÃO.

Comutação ZVS proporciona redução de ruídos emitidos e praticamente torna nula as perdas de comutação. Com isto reduz-se o volume do filtro de entrada e o dissipador que abriga a chave principal.

A operação correta exige a conexão de uma fonte auxiliar de pequena capacidade ao barramento de tensão retificada para evitar que esta tensão se torne nula. Esta é a principal desvantagem desta célula aplicada ao conversor proposto. Com isto produz-se corrente de entrada nula para tensões de entrada baixas (< 24V), porém o alto fator de potência e a baixa taxa de distorção harmônica são preservados.

A simplicidade do circuito de comando é sem dúvida a grande vantagem desta estrutura quando comparada com outras topologias [6].

Não existem esforços de tensão sobre as chaves. Quanto à corrente é praticamente desprezível.

CAPÍTULO III

ESTUDO DE UM CONVERSOR CC/CC DE ALTA PERFORMANCE.

3.1 - INTRODUÇÃO.

As fontes de alimentação empregadas em centrais telefônicas representam um enorme volume quando isoladas por transformador de baixa frequência. Neste caso controla-se a transferência de energia por retificadores a tiristor.

A fim de reduzi-las em peso e volume, têm-se concentrado esforços em projetos de conversores de alta frequência para substituição destes conversores tradicionais. Entretanto, a utilização de conversores que operam em alta frequência proporcionam interferência eletromagnética e menor rendimento, ambos devido a comutação dos semicondutores envolvidos.

Para superar estas dificuldades mencionadas, utiliza-se um conversor CC/CC operando com chaveamento sob tensão nula [7], reduzindo significativamente os ruídos irradiados e conduzidos e as perdas de comutação.

Este capítulo apresenta a análise, projeto e simulação de um conversor em ponte completa de 25A/57.6V, operando em frequência constante, controlado por modulação de largura de pulso com deslocamento de fase e comutação sob tensão nula (FB-ZVS-PWM-PS).

3.2 - CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR CC/CC DE ALTA PERFORMANCE.

A topologia do conversor em ponte completa apresentada na figura 3.1 é sem dúvida a mais adequada para aplicações em potência elevada (> 1KW) e alta frequência de chaveamento (> 50KHz).

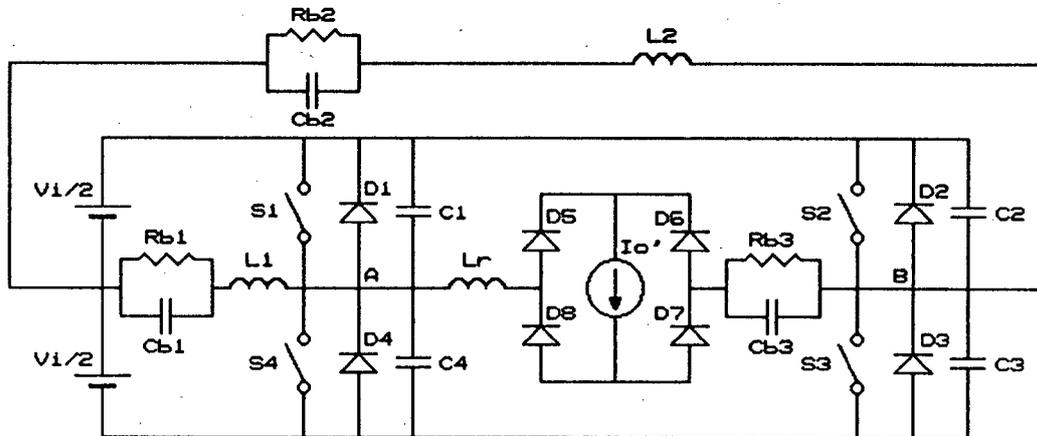


Figura 3.1 - Diagrama básico do estágio de potência do conversor FB-ZVS-PWM.

Onde:

V_1 - Fonte de alimentação de entrada;

S_1 , S_2 , S_3 e S_4 - Chaves principais;

D_1 , D_2 , D_3 e D_4 - Diodos de regeneração;

C_1 , C_2 , C_3 e C_4 - Capacitores de ressonância;

L_r - Indutor de ressonância;

L_1 e L_2 - Indutores de auxílio a comutação;

C_{b1} , C_{b2} e C_{b3} - Capacitores de bloqueio de nível CC;

R_{b1} , R_{b2} e R_{b3} - Resistores de amortecimento;

D_5 , D_6 , D_7 e D_8 - Diodos retificadores de saída;

I_o' - Corrente de carga refletida ao primário.

As chaves principais operam como tiristor dual e o controle do fluxo de potência é realizado por deslocamento de fase entre as chaves diagonalizadas.

Este conversor apresenta as seguintes características:

_ Comutação sob tensão nula proporciona níveis mais baixos de interferência eletromagnética e de rádio frequência (EMI e RFI);

_ Praticamente não existem perdas de comutação, portanto, a elevação da frequência para redução dos componentes magnéticos e capacitivos é realizada sem comprometer o rendimento;

_ A máxima tensão sobre as chaves é igual ao valor da fonte de alimentação e sua corrente de pico é igual a corrente de saída refletida ao primário do transformador;

_ Apresenta uma característica de saída desejável para o controle, pois a relação entre a corrente de saída e a razão cíclica se comporta linearmente;

_ O comando dos MOSFETs de potência emprega o princípio de tiristor dual [5], evitando a utilização de tempo morto para o comando de chaves complementares. Este tempo se faz necessário no conversor convencional para não ocorrer curto-circuito de braço. A figura 3.2 apresenta o referido circuito de comando, onde a habilitação do MOSFET depende não apenas do controle, mas também da "nulidade" da tensão dreno-source.

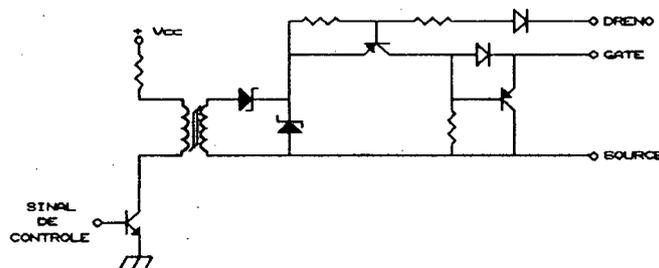


Figura 3.2 - Circuito de comando de MOSFET usando o princípio do tiristor dual.

_ Para garantir comutação ZVS em toda faixa de carga, utiliza-se indutores auxiliares que funcionam como fonte de corrente durante as comutações;

_ A indutância refletida ao secundário do transformador provoca sobretensões nos diodos retificadores devido ao tempo de recuperação desses componentes. Para evitar este problema utiliza-se circuitos grampeadores.

3.3 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.

A fim de simplificar a análise, considera-se:

- _ Todos os semicondutores são ideais;
- _ Os capacitores auxiliares de bloqueio são considerados curto-circuito na frequência de operação;
- _ Para o conversor o filtro de saída é considerado como uma fonte de corrente;
- _ As capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs são iguais e constantes;
- _ A indutância de dispersão do transformador está incluída na indutância ressonante;
- _ A corrente de magnetização do transformador é desprezível;
- _ Os indutores auxiliares são considerados fontes de corrente durante a comutação.

A figura 3.3 e 3.4 apresentam as etapas de operação correspondentes a meio período de chaveamento e as principais formas de ondas, respectivamente. As etapas são descritas a seguir:

Primeira Etapa: (t₀,t₁) (Transferência de Energia)

Nesta etapa S_1 , S_3 , D_5 e D_7 transferem energia para a carga. A tensão V_{AB} é positiva e seu valor é igual a tensão de entrada.

Segunda Etapa: (t₁,t₂) (Etapa Linear)

Esta etapa inicia quando a chave S_1 é bloqueada. A tensão sobre C_1 cresce linearmente de zero à V_I , enquanto que sobre C_4 decresce de V_I à zero. A corrente sobre o indutor L_r permanece constante, com valor igual a I'_O . A comutação deste braço é realizada com o auxílio da corrente de carga (comutação não crítica).

Terceira Etapa: (t2,t3) (Roda Livre)

Quando a tensão sobre C_4 se anula, D_4 entra em condução tornando a tensão V_{AB} nula. Após este instante a chave S_4 poderá receber sinal de comando. Durante esta etapa a corrente I'_O se mantém em roda livre através dos diodos retificadores. A corrente sobre L_r permanece constante, sendo conduzida por D_4 , S_3 e a ponte retificadora.

Quarta Etapa: (t3,t4) (Etapa Ressonante)

Quando S_3 é bloqueada, inicia uma ressonância entre C_2 , C_3 e L_r . Neste instante o indutor L_2 deve possuir energia suficiente para realizar a comutação deste braço, uma vez que a corrente de carga se encontra em roda livre (comutação crítica). A etapa termina quando a tensão sobre C_2 se anula.

Quinta Etapa: (t4,t5) (Etapa Linear)

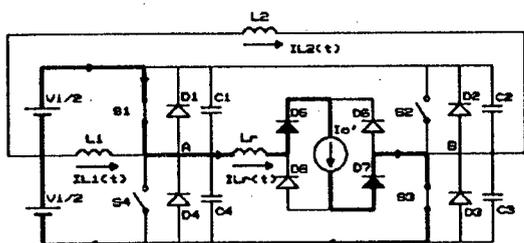
Quando a tensão sobre C_2 atinge zero, D_2 entra em condução tornando a tensão V_{AB} negativa com valor igual a tensão de entrada. A corrente sobre L_r decresce linearmente até se anular. Nesta etapa a chave S_2 deve ser habilitada.

Sexta Etapa: (t5,t6) (Etapa Linear)

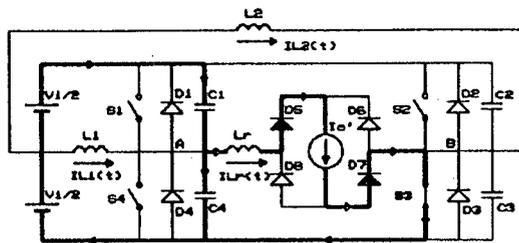
No instante t5 a corrente sobre L_r é nula com derivada negativa, S_2 e S_4 começam a conduzi-la sob tensão nula, a ponte retificadora continua em roda livre. Esta etapa se finda quando a corrente sobre L_r atinge $-I'_O$.

Sétima Etapa: (t6,t7) (Transferência de Energia)

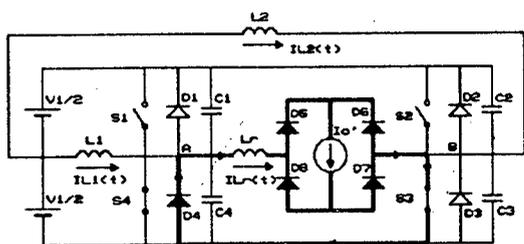
Quando a corrente em L_r atinge $-I_o'$, a roda livre da corrente de carga termina. S_2, S_4, D_6 e D_8 transferem energia para a carga.



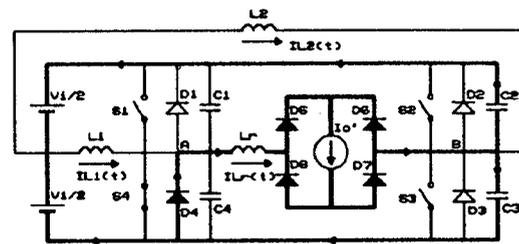
Primeira etapa



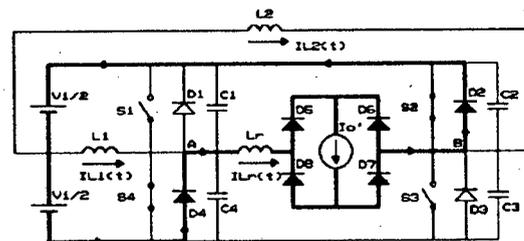
Segunda etapa



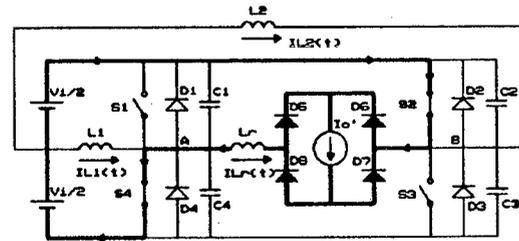
Terceira etapa



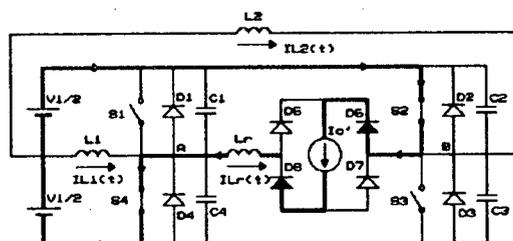
Quarta etapa



Quinta etapa



Sexta etapa



Sétima etapa

Figura 3.3 - Etapas de funcionamento do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

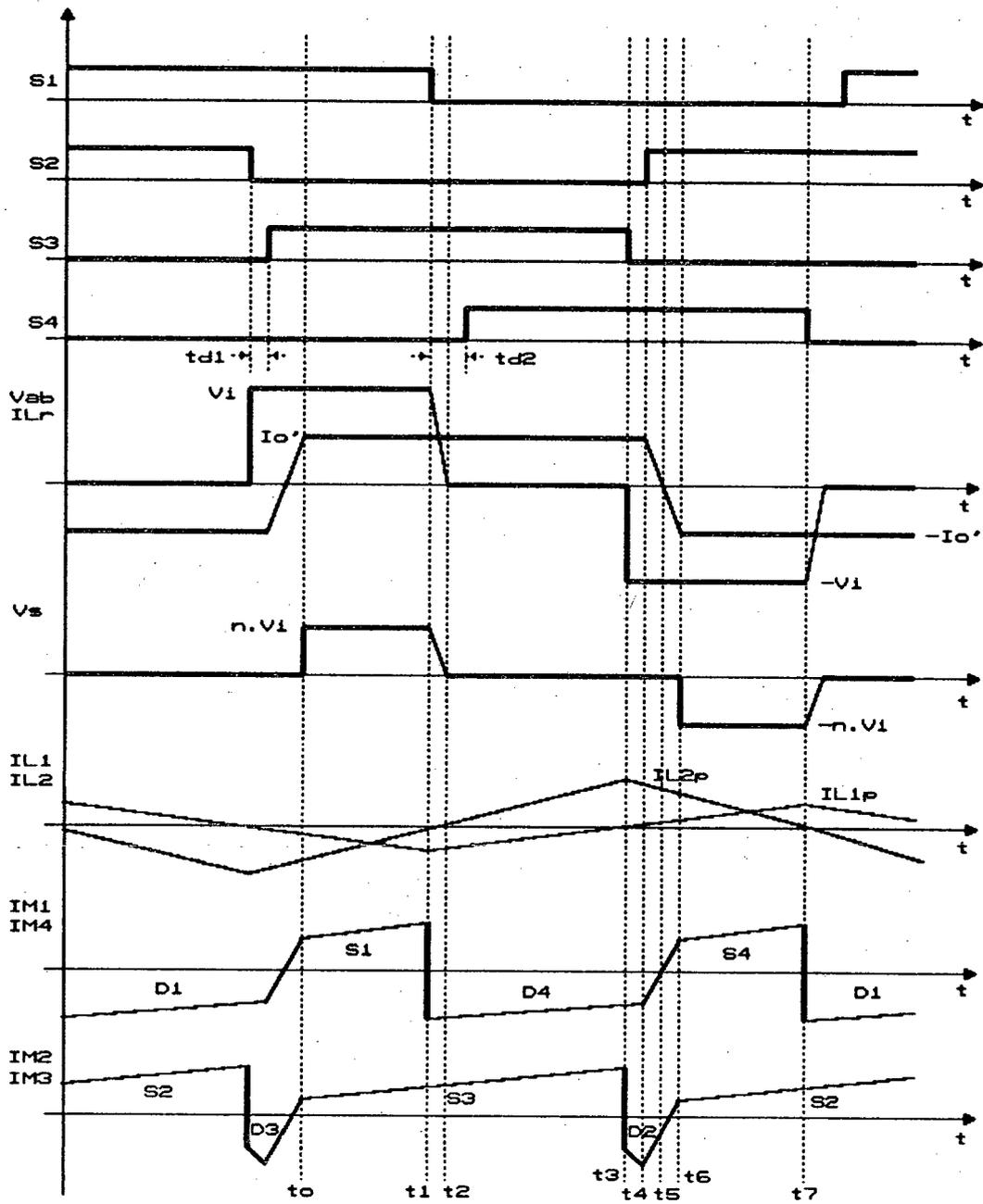


Figura 3.4 - Principais formas de ondas do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

3.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA.

3.4.1 - Característica de Saída.

A variação linear da corrente sobre o indutor ressonante L_r , provoca uma redução na razão cíclica efetiva na carga. A figura 3.5 mostra em detalhe este fenômeno.

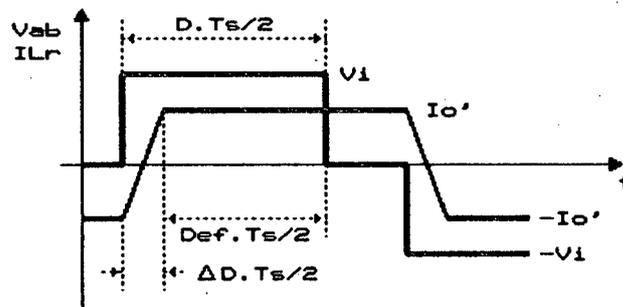


Figura 3.5 - Tensão e corrente no braço A-B.

Assim:

$$V_I = L_r \frac{2 I_O}{\Delta t} \frac{N_s}{N_p} \quad (3.1)$$

Onde:

$$\Delta t = \Delta D \frac{T_s}{2} \quad (3.2)$$

Sabe-se que o conversor apresenta a seguinte função de transferência:

$$V_O = V_I D_{ef} \frac{N_s}{N_p} \quad (3.3)$$

$$D_{ef} = D - \Delta D \quad (3.4)$$

Com as expressões 3.1, 3.2, 3.3 e 3.4 encontra-se a equação da característica de saída do conversor:

$$V_o = V_i \frac{N_s}{N_p} \left(D - \frac{4 f_s L_r I_o}{V_i} \frac{N_s}{N_p} \right) \quad (3.5)$$

3.4.2 - Comutação do Braço Direito.

A comutação do braço direito é realizada com o transformador curto-circuitado pelos diodos retificadores de saída. No instante de comutação o indutor L_2 deve possuir energia suficiente para realizar a comutação, a fim de garantir que os capacitores completem a ressonância até atingirem os valores desejados. O circuito equivalente desta comutação é apresentado na figura 3.6.

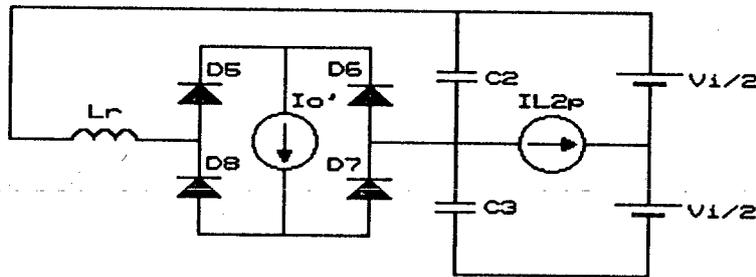


Figura 3.6 - Circuito equivalente da comutação do braço direito.

A condição necessária para comutação sob tensão nula em toda faixa de carga é dada pela inequação 3.6.

$$I_{L2p} \geq \frac{V_{I_{max}}}{\sqrt{3} Z_o} \quad (3.6)$$

Onde:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.7)$$

$$C_r = C_1 + C_4 = C_2 + C_3 \quad (3.8)$$

3.4.3 - Comutação do Braço Esquerdo.

Esta comutação ocorre com o auxílio da corrente de carga I_o' , portanto é menos crítica que a comutação do braço direito. O circuito equivalente é apresentado:

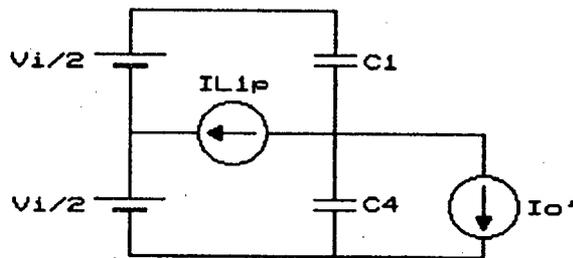


Figura 3.7 - Circuito equivalente da comutação do braço esquerdo.

A condição imposta para perfeita comutação é dada pela expressão:

$$I_{L1p} \geq \frac{C_r V_{L_{max}}}{\Delta t_{1_{max}}} \quad (3.9)$$

Onde:

$\Delta t_{1_{max}}$ - tempo de duração desta comutação.

3.4.4 - Função de Transferência do Conversor.

A função de transferência do conversor pode ser obtida a partir do circuito equivalente apresentado na figura 3.8. Este circuito representa um conversor PWM controlado por deslocamento de fase [8].

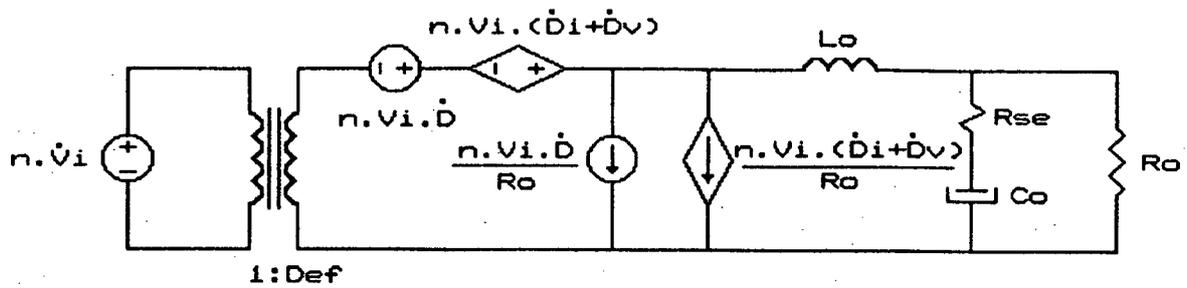


Figura 3.8 - Circuito equivalente de um conversor PWM-PS.

Onde:

D_{ef} - razão cíclica efetiva;

\dot{D} - taxa de variação da razão cíclica de controle;

\dot{D}_I - taxa de variação da razão cíclica em relação à corrente do primário;

\dot{D}_V - taxa de variação da razão cíclica em relação à tensão de entrada;

\dot{V}_I - taxa de variação da tensão de entrada no tempo;

L_O - indutor de filtragem;

C_O - capacitor de filtragem;

R_{SE} - resistência série equivalente, intrínseca ao capacitor de filtragem;

R_O - resistência de carga.

A partir deste modelo de pequenos sinais obtém-se a característica dinâmica de controle do referido conversor, ou seja, a relação entre a corrente de saída e a tensão de controle PWM.

Para extrair o modelo simplificado, pode-se considerar a variação da tensão de entrada desprezível, bem como a variação da razão cíclica em relação a esta tensão. Com base nestas afirmações tem-se:

$$\dot{V}_I = 0$$

$$\dot{D}_V = 0$$

Define-se:

$$\dot{D}_{ef} = \dot{D} + \dot{D}_I + \dot{D}_V \quad (3.10)$$

$$\dot{D}_1 = - \frac{4 n L_r f_s}{V_I} \frac{\dot{V}_O}{R_O} \quad (3.11)$$

Onde:

$$n = \frac{N_s}{N_p} \quad (3.12)$$

Com estas considerações o circuito equivalente torna-se simplificado:

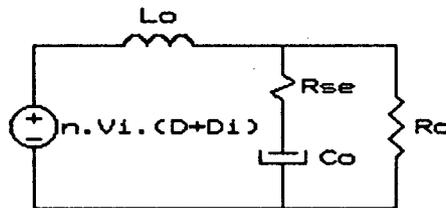


Figura 3.9 - Circuito simplificado do conversor PWM-PS.

A partir deste circuito, determina-se a relação dinâmica entre a tensão de saída e a razão cíclica efetiva:

$$\frac{\dot{V}_O}{\dot{D}_{ef}} = \frac{n V_I (C_O R_{SE} S + 1)}{C_O L_O \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_O} \right) S^2 + \left(C_O R_{SE} + \frac{L_O}{R_O} \right) S + 1} \quad (3.13)$$

A figura 3.10 mostra a tensão de controle e o sinal de dente de serra. Estes são comparados para definir a razão cíclica de controle.

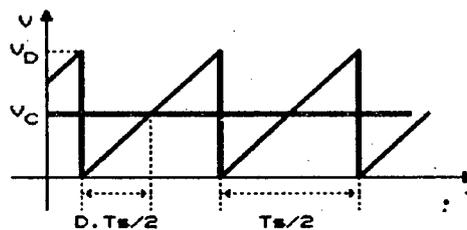


Figura 3.10 - Sinais de comparação PWM.

Portanto:

$$D = \frac{V_C}{V_D} \quad (3.14)$$

Sabe-se que:

$$V_O = n (D + D_1) V_I \quad (3.15)$$

Usando as expressões 3.11, 3.14 e 3.15 obtém-se:

$$\frac{V_O}{V_C} = \frac{\frac{n V_I}{V_D}}{1 + \frac{4 n^2 L_r f_s}{R_O}} \quad (3.16)$$

Este é o ganho estático associado entre a tensão de saída e a tensão de controle. Aplicando este ganho a dinâmica do conversor e sabendo que tensão e corrente estão relacionadas apenas pela carga, tem-se:

$$G (S) = \frac{i_o}{\dot{V}_C} = \frac{\frac{n V_I}{V_D R_O}}{1 + \frac{4 n^2 L_r f_s}{R_O}} \cdot \frac{(C_O R_{SE} S + 1)}{C_O L_O \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_O} \right) S^2 + \left(C_O R_{SE} + \frac{L_O}{R_O} \right)} \quad (3.17)$$

Esta expressão define a dinâmica entre a corrente de saída e a tensão de controle do conversor, sendo posteriormente utilizada para o projeto do controle.

3.5 - PROJETO.

O projeto do conversor aqui apresentado é o mesmo utilizado em

conversores em ponte convencionais [7].

As especificações do projeto para a aplicação são as seguintes:

$$V_{I_{max}} = 420V$$

$$V_{I_{min}} = 380V$$

$$V_o = 57,6V$$

$$V_{O_{min}} = 52V$$

$$I_o = 25A$$

$$f_s = 100KHz$$

$$\eta = 0,90 \quad (\text{rendimento m\u00ednimo})$$

3.5.1 - C\u00e1lculo do Transformador.

O transformador de alta frequ\u00eancia ser\u00e1 formado por um enrolamento prim\u00e1rio e um secund\u00e1rio com ponto m\u00e9dio.

O produto de \u00e1reas do n\u00facleo pode ser obtido usando a seguinte express\u00e3o:

$$A_e A_w = \frac{P_{I_{max}}}{K_t K_u K_p J_{max} \Delta B_{max} 2 f_s} \cdot 10^4 \quad [cm^4] \quad (3.18)$$

Onde:

A_e - \u00e1rea efetiva da perna central do n\u00facleo;

A_w - \u00e1rea da janela;

$$P_{I_{max}} = \frac{P_{O_{max}}}{\eta} = 1600W \quad - \text{pot\u00eancia m\u00e1xima de entrada};$$

$$P_{O_{max}} = 57,6 \cdot 25 = 1440W \quad - \text{pot\u00eancia m\u00e1xima de sa\u00edda};$$

$$K_t = \frac{I_{prim} (CC)}{I_{prim} (eficaz)} \quad - \text{fator de topologia};$$

K_u - fator de utiliza\u00e7\u00e3o da janela do n\u00facleo;

K_p - fator de utiliza\u00e7\u00e3o do prim\u00e1rio;

$K_t = 1$; $K_v = 0,4$ e $K_p = 0,41$ (para o conversor em ponte completa);

$J_{\max} = 300 \text{ A/cm}^2$ - densidade de corrente máxima;

$\Delta B_{\max} = 0,12 \text{ T}$ - excursão da densidade de fluxo máxima;

$f_s = 100 \text{ KHz}$ - frequência de chaveamento.

Com estes valores resulta: $A_e A_w = 13,6 \text{ cm}^4$

Para reduzir a elevação de temperatura escolhe-se um núcleo maior.

EE-65/39 IP6 THORNTON

$$A_e = 7,98 \text{ cm}^2 \quad A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

O número mínimo de espiras do primário é calculado pela expressão:

$$N_p \geq \frac{V_{l_{\min}} \cdot 10^4}{2 A_e \Delta B_{\max} f_s} \quad (3.19)$$

Substituindo os valores, tem-se:

$$N_p \geq 19,8$$

Para obter a relação de transformação:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,9 (V_{l_{\min}} - V_F) D_{\max}}{V_{O_{\max}} + V_F} \quad (3.20)$$

Onde:

$V_F = 1 \text{ V}$ - queda de tensão sobre o retificador;

$D_{\max} = 0,85$ - razão cíclica máxima.

Assim, tem-se:

$$n = 5$$

Com as relações obtidas determinamos o número de espiras correspondentes ao primário e secundário. Vale ressaltar que o secundário possui ponto médio.

$$N_p = 20 \text{ espiras}$$

$$N_{s_1} = N_{s_2} = 4 \text{ espiras}$$

Pode-se dimensionar a seção dos condutores que compõem os

enrolamentos usando as seguintes expressões:

$$S_p = \frac{I_{pk}}{J_{max}} = \frac{n I_o}{J_{max}} \quad (3.21)$$

$$S_s = \frac{I_{s\alpha}}{J_{max}} = \frac{I_o}{\sqrt{2} J_{max}} \quad (3.22)$$

Para evitar o efeito pelicular e minimizar o efeito de proximidade deve-se associar fios em paralelo, formando o fio Litz.

A profundidade de penetração é obtida pela equação:

$$\Delta = 7,5 \sqrt{\frac{1}{f_s}} \quad (3.23)$$

Assim tem-se:

$$\Delta = 0,02372 \text{ cm}$$

Utiliza-se o fio 24 AWG que possui um raio de 0,0255cm. Portanto:

$$\otimes p \Rightarrow 9 \times 24 \text{ AWG}$$

$$\otimes s \Rightarrow 30 \times 24 \text{ AWG}$$

3.5.2 - Cálculo do Indutor Ressonante.

O valor da indutância ressonante é obtido a partir da perda de razão cíclica (ΔD).

$$L_r = \frac{\Delta D V_{I_{min}}}{4 n f_s I_o} \quad (3.24)$$

Assumindo uma perda de razão cíclica em torno de 10%, tem-se:

$$L_r = 20 \mu H$$

Determinação do núcleo:

$$A_e A_w = \frac{L I_{pk} I_{ef}}{K_w B_{max} J_{max}} \cdot 10^4 \quad [\text{cm}^4] \quad (3.25)$$

Onde:

L - valor da indutância;

I_{pk} - corrente de pico no indutor;

I_{ef} - corrente eficaz no indutor;

K_w - fator de enrolamento;

B_{max} - densidade de fluxo máxima;

J_{max} - densidade de corrente máxima.

Para obter a corrente de pico:

$$I_{L_r(pk)} = n \left(I_o + \frac{\Delta I_o}{2} \right) \quad (3.26)$$

Com uma variação da corrente de carga em 10% de seu valor nominal, tem-se:

$$I_{L_r(pk)} = 5,25A$$

Fazendo:

$$K_w = 0,7$$

$$B_{max} = 0,06T$$

$$J_{max} = 300A/cm^2$$

Obtém-se:

$$A_e A_w = 0,42cm^4$$

O núcleo escolhido deve acomodar suas espiras em camada única para eliminar o efeito de proximidade. Neste caso foi escolhido o seguinte núcleo:

EE-42/15 IP6 THORNTON

$$A_e = 1,81cm^2 \quad A_w = 1,57cm^2$$

O número de espiras do indutor ressonante é obtido através da equação:

$$N = \frac{L I_{pk} \cdot 10^4}{B_{max} A_e} \quad (3.27)$$

Logo:

$$N_{L_r} = 10 \text{ espiras}$$

Este enrolamento deve possuir a mesma fiação do primário do transformador, ou seja:

$$\otimes L_r = 9 \times 24 \text{ AWG}$$

O entreferro pode ser calculado usando a seguinte equação:

$$lg = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L_R} \cdot 10^{-2} \quad [\text{cm}] \quad (3.28)$$

Sendo o núcleo do tipo EE, deve-se dividir o valor calculado por dois.

Portanto:

$$\frac{lg}{2} = 0,6 \text{ mm}$$

3.5.3 - Dimensionamento dos MOSFETs de Potência.

Para operar com frequência de chaveamento de 100KHz e os níveis de tensão e corrente de projeto o MOSFET é sem dúvida a melhor escolha. Este componente possui diodo e capacitância intrínseca, dispensando o emprego físico dos diodos de regeneração e das capacitâncias ressonantes que compõem esta topologia.

Procura-se minimizar as perdas de condução com a utilização de MOSFETs de baixa resistência dreno-source. A corrente eficaz de dreno pode ser calculada pela expressão:

$$I_{d_{ef}} = n I_o \sqrt{\frac{D_{\max}}{2}} \quad (3.29)$$

$$I_{d_{ef}} = 3,3 \text{ A}$$

A máxima tensão dreno-source é igual a tensão máxima de entrada, portanto:

$$V_{ds_{\max}} = V_{I_{\max}} \quad (3.30)$$

$$V_{ds_{\max}} = 420 \text{ V}$$

A corrente de pico máxima no dreno é igual a corrente de pico primária:

$$I_{d_{pk}} = I_{L_r(pk)} \quad (3.31)$$

$$I_{d_{pk}} = 5,25A$$

Com estes dados foi escolhido o MOSFET IRFP460 da International Rectifier que possui os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= 500V & I_d &= 12A @ 100^\circ C \\ I_{d_{pk}} &= 80A & R_{ds_{on}} &= 0,46\Omega @ 100^\circ C \\ C_{iss} &= 4100pF & C_{oss} &= 480pF \\ R_{thJC} &= 0,5^\circ C/W & t_{on} &= 23\mu s \end{aligned}$$

Para uma temperatura ambiente de $40^\circ C$, definiremos a resistência térmica do dissipador que abrigará os quatro MOSFETs. Inicialmente calcula-se a perda de condução em apenas um semiconductor:

$$P_{PERDA_{cond}} = R_{ds_{on}} I_d^2 \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} P_{PERDA_{cond}} &= 5W \\ R_{thDA} &= \frac{T_J - T_A}{P_{PERDA_{cond}}} - R_{thJC} - R_{thCD} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Fazendo:

$$T_J = 100^\circ C/W$$

$$R_{thCD} = 0,2^\circ C/W$$

Tem-se:

$$R_{thDA} = 11,3^\circ C/W$$

Portanto para quatro MOSFETs:

$$R_{thDA_{total}} = 2,8^\circ C/W$$

3.5.4 - Indutor Auxiliar de Comutação L_2 .

O valor da indutância é determinado conforme a expressão:

$$L_2 = \frac{\frac{V_{L_{\max}}}{2}}{4 f_s I_{L2p}} \quad (3.34)$$

Onde:

$$I_{L2p} = V_{L_{\max}} \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \quad (3.35)$$

$$C_r = 2 C_{oss} \quad (3.36)$$

Assim:

$$L_2 = 180 \mu H$$

O indutor pode ser dimensionado com o uso das expressões 3.25, 3.27 e 3.28, com os seguintes valores:

$$I_{pk} = I_{L2p} = 2,9A$$

$$I_{ef} = \frac{I_{pk}}{\sqrt{3}} = 1,67A \quad (\text{onda triangular})$$

$$K_w = 0,7$$

$$B_{\max} = 0,12T$$

$$J_{\max} = 300A/cm^2$$

Logo:

$$A_o \cdot A_w = 0,35cm^4$$

EE-30/14 IP6 THORNTON

$$A_o = 1,2cm^2 \quad A_w = 0,85cm^2$$

O número de espiras, seção do condutor e entreferro são calculados com o mesmo procedimento utilizado no cálculo de L_r .

$$N_{L_2} = 37 \text{ espiras}$$

$$\otimes L_2 \Rightarrow 3 \times 24 \text{ AWG}$$

$$\frac{lg}{2} = 0,5 \text{ mm}$$

3.5.5 - Indutância Auxiliar de Comutação L_1 .

Assumindo um tempo máximo de comutação de 300ns podemos determinar a corrente de pico neste indutor usando a expressão 3.9.

$$I_{L1p} = 1,34 \text{ A}$$

A indutância é obtida pela equação:

$$L_1 = \frac{\frac{V_{L_{\max}}}{2}}{4 f_s I_{L1p}} \quad (3.37)$$

Logo:

$$L_1 = 390 \mu \text{ H}$$

Aplicando o mesmo procedimento de cálculo realizado no item anterior, tem-se:

EE-30/07 IP6 THORNTON

$$A_e = 0,60 \text{ cm}^2 \quad A_w = 0,85 \text{ cm}^2$$

$$N_{L_1} = 73 \text{ espiras}$$

$$\otimes L_1 \Rightarrow 2 \times 24 \text{ AWG}$$

$$\frac{lg}{2} = 0,5 \text{ mm}$$

3.5.6 - Indutor de Filtragem.

A indutância é definida a partir de uma ondulação de corrente estipulada em 10% do valor da corrente nominal de carga.

$$L_o = \frac{(V_{o_{\max}} + V_F) \cdot (1 - D_{\min})}{2 f_s \Delta I_o} \quad (3.38)$$

Onde:

$$D_{\min} = \frac{N_p (V_{o_{\min}} + V_F)}{N_s V_{i_{\max}}} \quad (3.39)$$

Logo:

$$L_o = 45 \mu H$$

A corrente neste indutor apresenta uma pequena ondulação de alta frequência sobreposta a um nível de corrente contínua. Para estas condições de operação, pode-se considerar:

$$B_{\max} = 0,3T \quad \text{e} \quad J_{\max} = 450A/cm^2$$

Seguindo a mesmo procedimento, tem-se:

EE-55/21 IP6 THORNTON

$$A_e = 3,54cm^2 \quad A_w = 2,50cm^2$$

$$N_{L_o} = 11 \text{ espiras}$$

$$\otimes L_o \rightarrow 11 \times 20 \text{ AWG}$$

$$\frac{lg}{2} = 0,6mm$$

3.5.7 - Capacitor de Filtragem.

A capacitância deve satisfazer às especificações de ripple na frequência de chaveamento, ditadas por normas de telecomunicações.

Determina-se como segue:

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_o}}{8 f_s \Delta V_o} \quad (3.40)$$

Para $\Delta V_o = 0,2V$, tem-se:

$$C_o = 15 \mu F$$

A máxima resistência série equivalente deve ser:

$$R_{SE_{max}} = \frac{\Delta V_O}{\Delta I_{L_O}} \quad (3.41)$$

$$R_{SE_{max}} = 80m\Omega$$

Para obter resistência série equivalente menor que este valor, utiliza-se quatro capacitores em paralelo de 220 μ F/63V da série HFC - ICOTRON.

3.5.8 - Capacitor de Bloqueio em Série com o Transformador.

A determinação desta capacitância deve ser feita considerando-se a máxima queda de tensão.

$$C_{b3} = \frac{n I_O}{2 f_s \Delta V_{C_{max}}} \quad (3.42)$$

Assumindo uma queda de 4%, tem-se:

$$\Delta V_{C_{max}} = 0,04 V_{I_{min}} \quad (3.43)$$

Assim:

$$C_{b3} = 2\mu F$$

3.5.9 - Capacitores de Bloqueio dos Circuitos Auxiliares de Comutação.

O valor da capacitância pode ser determinada com a utilização da seguinte expressão:

$$C_{b_{aux}} = \frac{I_{L_p}}{4 f_s \Delta V_{C_{aux}}} \quad (3.44)$$

$$\Delta V_{C_{aux}} = 0,04 \frac{V_{I_{min}}}{2} \quad (3.45)$$

$$I_{Lp} = I_{L2p} \quad (3.46)$$

Logo:

$$C_{b_{max}} = C_{b1} = C_{b2} = 1\mu F$$

3.5.10 - Resistores de Amortecimento.

Para evitar oscilações em baixa frequência devido aos capacitores de bloqueio e os indutores, utiliza-se resistores em paralelo com estes capacitores. O resistor de amortecimento para o primário do transformador pode ser obtido pela equação:

$$R_{b3} = \frac{V_{l_{min}}}{n I_o D_{max}} \quad (3.47)$$

$$R_{b3} = 100\Omega$$

Quanto aos resistores para as redes auxiliares:

$$R_{b1} = R_{b2} = \frac{\frac{V_{l_{min}}}{2}}{I_{Lp}} \quad (3.48)$$

$$R_{b1} = R_{b2} = 68\Omega$$

3.5.11 - Retificador de Saída.

A corrente média que flui por um dos diodos é a metade do valor da corrente de carga.

$$I_{D_{md}} = \frac{I_o}{2} \quad (3.49)$$

$$I_{D_{md}} = 12,5A$$

O tempo de recuperação deve ser muito pequeno a fim de diminuir as perdas de comutação. Utiliza-se diodos ultra-rápidos da MOTOROLA MUR1530 com os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} I_{md} &= 15A & V_{REV_{max}} &= 300V \\ t_{rr} &= 60ns & C_d &= 200pF \\ R_{thJC} &= 1,5^{\circ}C/W & V_F &= 1,12V \end{aligned}$$

Resta dimensionar a resistência térmica do dissipador que deve abrigar os dois diodos retificadores

$$P_{PERDA_{cond}} = V_F I_{D_{md}} \quad (3.50)$$

$$P_{PERDA_{cond}} = 14W$$

Resulta-se com estes valores em um dissipador com resistência térmica igual a:

$$R_{thDA} = 1,25^{\circ}C/W$$

3.5.12 - Grampeador do Retificador de saída.

A indutância refletida ao secundário provoca sobre-tensões nos diodos retificadores. Este circuito pode ser determinado pelas seguintes expressões.

$$V_{s_{max}} = n V_{l_{max}} \quad (3.51)$$

$$P_{diss} = f_s C_d (2 V_{s_{max}})^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 (1 - \mu)}{\mu} \quad (3.52)$$

$$\mu = \frac{V_g - 2 V_{s_{max}}}{2 V_{s_{max}}} \quad (3.53)$$

Onde:

$V_{s_{max}}$ - tensão máxima no secundário;

V_g - tensão de grampeamento;

P_{diss} - potência dissipada no grampeador;

C_d - capacitância dos diodos retificadores.

Portanto:

$$P_{diss} = 2,16W$$

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_{diss}} \quad (3.54)$$

$$R_g = 22K\Omega$$

O capacitor pode ser determinado pela equação:

$$\frac{1}{R_g C_g} = 0,1 f_s \quad (3.55)$$

$$C_g = 10nF$$

O circuito de potência do conversor em ponte completa é apresentado:

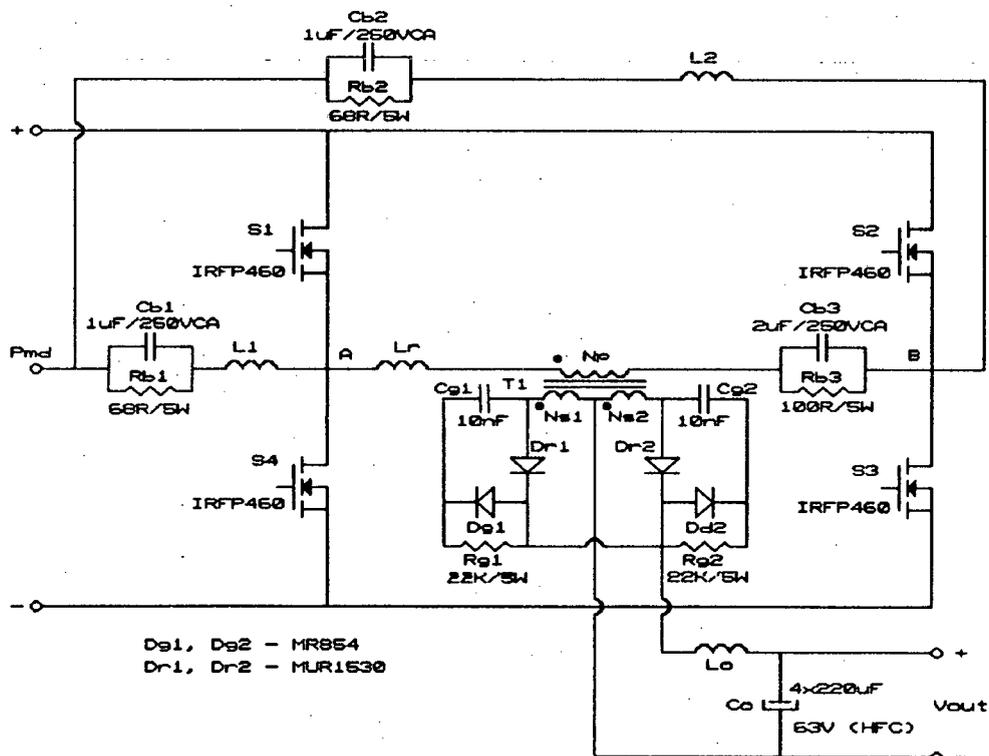
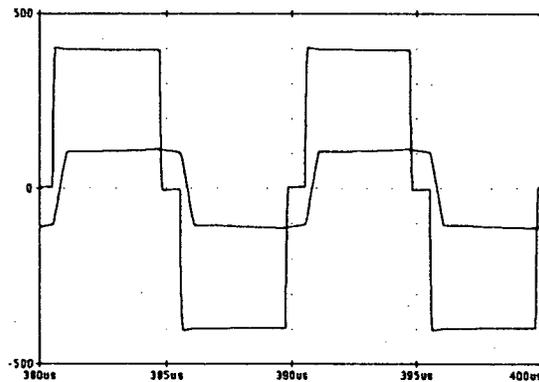


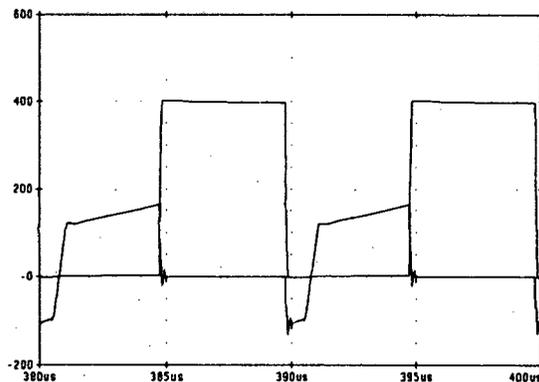
Figura 3.11 - Esquema do estágio de potência.

3.6 - SIMULAÇÃO.

Para efeito de comprovação das grandezas envolvidas, o circuito projetado foi simulado. A simulação foi realizada em malha aberta com razão cíclica fixa para carga nominal. Os resultados das principais formas de ondas são aqui apresentadas.



*Figura 3.12 - Tensão e corrente (*20) entre os pontos A e B.*



*Figura 3.13 - Tensão e corrente (*20) sobre S_1 - comutação no braço esquerdo.*

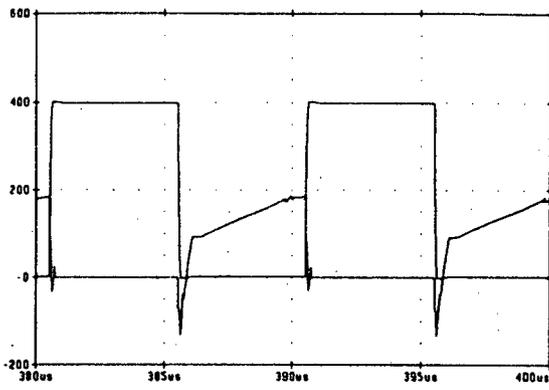


Figura 3.14 - Tensão e corrente (*20) sobre S_2 - comutação no braço direito.

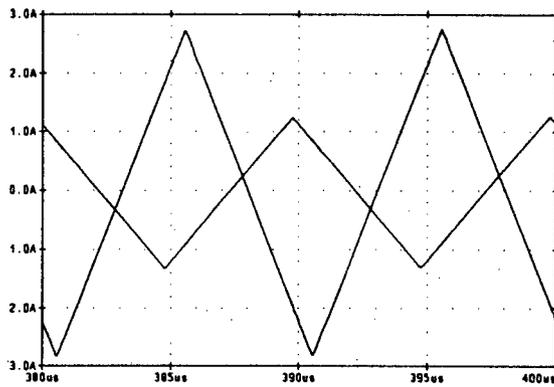


Figura 3.15 - Correntes nos indutores auxiliares.

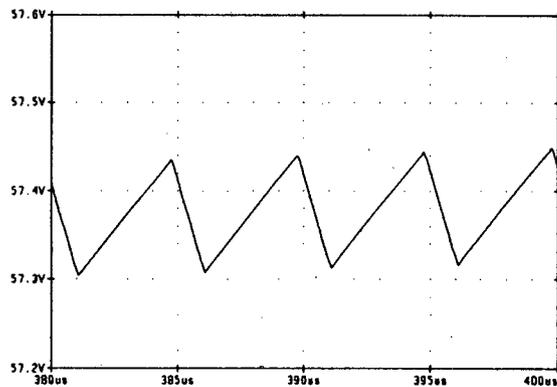


Figura 3.16 - Tensão de saída.

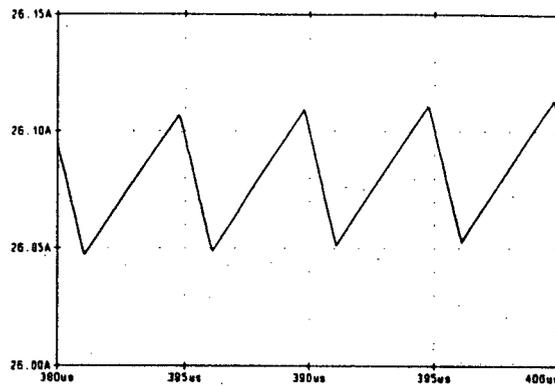


Figura 3.17 - Corrente de saída.

Os resultados apresentam o perfeito funcionamento do conversor com comutação sob tensão nula.

3.7 - CONCLUSÃO.

A utilização de comutação ZVS propicia um elevado rendimento em uma frequência de chaveamento relativamente alta. Com isto as dimensões do conversor são bastante reduzidas, tornando-o atrativo comercialmente.

O comando com princípio de tiristor dual evita a possibilidade de curto-circuito de braço, elevando a confiabilidade e simplificando o circuito de comando.

Outra vantagem da comutação ZVS é a redução dos níveis de interferência eletromagnética e de rádio frequência (EMI e RFI). Este fato implica em redução de volume dos filtros de entrada empregados ao conversor para aplicação em telecomunicações.

CAPÍTULO IV

ESTUDO DO PARALELISMO DE FONTES CHAVEADAS.

4.1 - INTRODUÇÃO.

O emprego de uma única unidade retificadora para suprir grande demanda torna-se inconveniente tanto por aspecto tecnológico quanto financeiro. Portanto é de suma importância que nestas aplicações os conversores utilizados permitam o paralelismo com distribuição de corrente uniforme entre si. Desta maneira possibilita-se facilidade na expansão do sistema e garante-se ininterruptão em caso de falha de uma unidade, proporcionando maior confiabilidade.

Fontes chaveadas ou lineares com controle convencional não permitem fornecimento de correntes equalizadas quando conectadas a um mesmo barramento, inviabilizando o paralelismo. A condição necessária para tal funcionamento é torná-las com característica de fonte de corrente com tensão controlada.

A fim de proporcionar essa condição emprega-se um controle que regula a tensão de saída com imposição de corrente, onde as malhas de tensão e corrente são associadas em cascata, operando simultaneamente, sendo este conhecido como controle do modo corrente de conversores estáticos.

Apresenta-se neste capítulo modelagem, projeto e simulação do referido

controle para o conversor CC/CC envolvido.

4.2 - CLASSIFICAÇÃO E CARACTERÍSTICAS DE FONTES DE TENSÃO OPERANDO EM PARALELO.

Fontes chaveadas ou lineares apresentam resistência interna muito baixa, frequentemente menores que $1m\Omega$ [9]. Nestas fontes o controle é realizado pela monitoração da tensão de saída sendo que a corrente não é controlada, apenas limitada. Como consequência, quando conectadas em paralelo, a fonte com um nível de tensão sensivelmente maior que as demais fornecerá toda corrente de carga para demandas inferiores a sua potência nominal. As restantes começam a liberar corrente apenas quando a tensão do barramento decresce a um nível na qual foram ajustadas.

Somente o ajuste preciso da tensão de saída poderia proporcionar o funcionamento correto, entretanto, este torna-se impossível pois pode variar com a temperatura, componentes e outros parâmetros não controláveis.

Portanto, a associação direta proporciona inconvenientes ao sistema de energia. Entre eles, pode-se citar:

- _ Sobrecarregamento de algumas fontes enquanto que outras operam a vazio.
- _ Em caso de pane em uma delas o sistema completo de energia é desativado.

A associação em paralelo de conversores CC/CC pode ser classificada basicamente em dois métodos de operação:

- _ Operação Mestre Escravo;
- _ Operação Redundante.

Pode-se defini-las como:

Operação Mestre Escravo - Nesta operação uma delas é denominada mestre e as demais escravo. A unidade mestre é ajustada para uma tensão de saída um pouco maior que as demais definindo a tensão de barramento e as outras funcionam como fonte de corrente com tensão controlada.

Em caso de pane na unidade mestre o sistema é desativado, sendo uma grande desvantagem.

Operação Redundante - São conectadas n fontes, onde $n \geq 2$ para uma demanda máxima de $n - 1$ fontes. O controle dos conversores é realizado pelo modo corrente impondo-se divisão forçada. Este método é o mais indicado, seu diagrama básico é apresentado na figura 3.1.

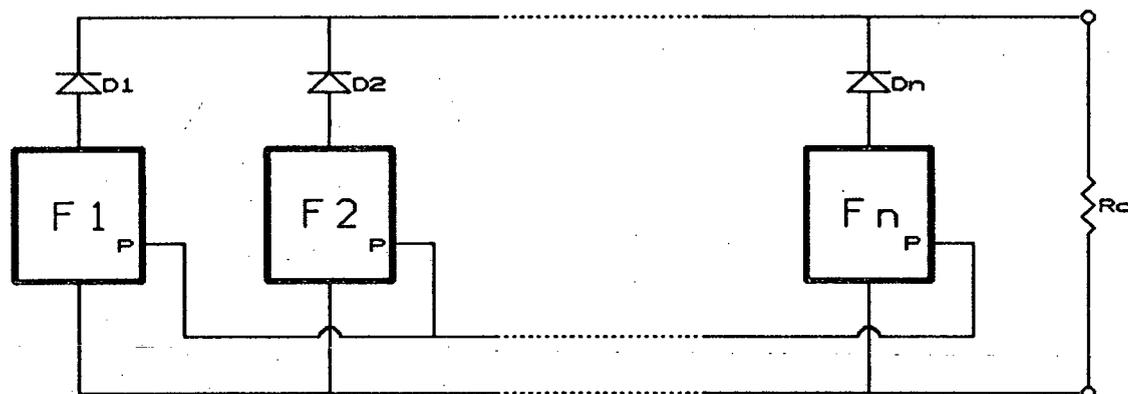


Figura 4.1 - Conexão redundante de fontes em paralelo.

O método de operação redundante atende completamente as exigências de paralelismo, apresentando como desvantagem a utilização de diodos nas saídas das unidades retificadoras que conduzem a corrente de carga proporcionando perdas consideráveis de condução. No entanto garantem continuidade de funcionamento em caso de pane em uma das fontes, aumentando a confiabilidade do sistema.

Através do terminal P acessa-se o sinal da corrente de referência que deve ser igual para todas as unidades, portanto existe a necessidade de interligação entre esses terminais.

Especificamente, no caso de aplicação de unidades retificadoras para

carregar baterias é dispensável a utilização de uma fonte a mais, ou seja, pode-se dimensionar a capacidade instalada para a demanda nominal. Nesta aplicação a confiabilidade aumenta pois em caso de mais de uma fonte falhar o sistema não é comprometido imediatamente.

4.3 - MODELAGEM DO CONTROLE DO MODO CORRENTE.

Na conexão de fontes chaveadas em paralelo, o controle da corrente de saída se faz necessário. A figura 4.2 mostra o diagrama de blocos de um conversor CC/CC com controle no modo corrente. Neste controle existe uma malha interna onde a corrente é regulada e outra externa que regula a tensão impondo a referência de corrente.

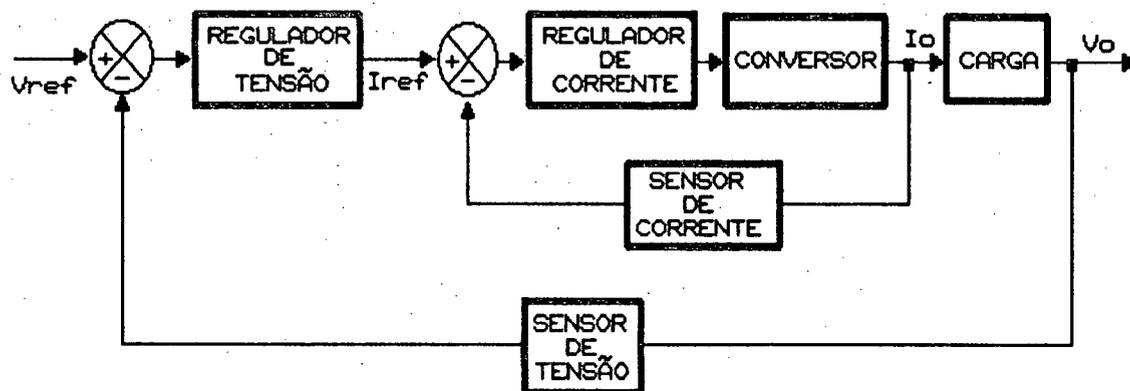


Figura 4.2 - Diagrama de blocos de um conversor CC/CC controlado no modo corrente.

A partir deste controle possibilita-se a conexão de n fontes com imposição de corrente idênticas entre si. A figura 4.3 mostra este método de

controle aplicado a dois conversores [10].

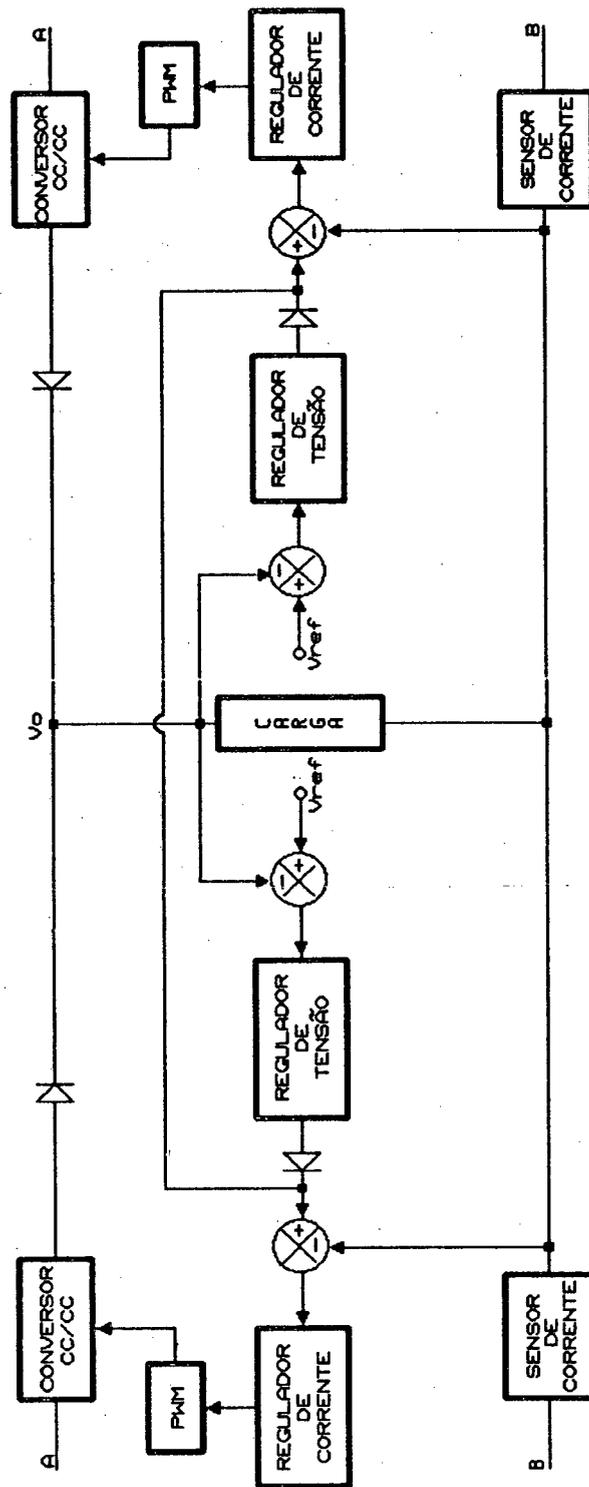


Figura 4.3 - Diagrama de blocos de dois conversores CC/CC controlados pelo modo corrente associados em paralelo.

O projeto deste controle é baseado no modelo do conversor. Enfoca-se aqui conversores com filtro LC de saída que possuem a seguinte função de transferência:

$$G(S) = K_s \cdot \frac{\frac{S}{\omega_z} + 1}{\frac{S^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad (4.1)$$

Onde:

- K_s - ganho estático;
- ω_z - frequência do zero;
- ω_n - frequência dos pólos complexos;
- ξ - coeficiente de amortecimento.

Genericamente esta função apresenta o diagrama do lugar das raízes mostrado na figura 4.4.

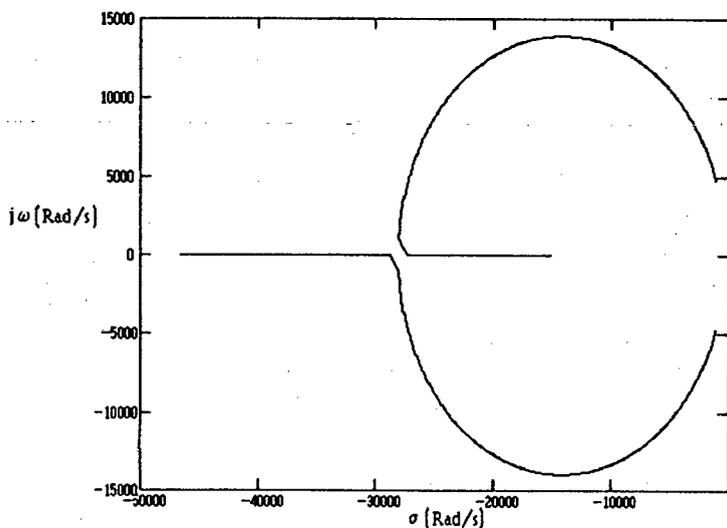


Figura 4.4 - Lugar das raízes do conversor.

Quanto ao regulador de corrente, observa-se que um simples controlador proporcional poderia satisfazer as condições da malha de corrente, pois o conversor é completamente estável e com determinado ganho pode-se torná-lo um sistema

de segunda ordem sem sobrepasso, alocando-se as raízes sobre o eixo real.

No entanto, a frequência do zero do conversor provocado pela resistência série equivalente do capacitor de filtragem é muito imprecisa, variando com a temperatura e de componente para componente. Este fato nos levaria na prática a mais um ponto de ajuste tornando-se extremamente inconveniente.

Para solucionar este problema usa-se um compensador do tipo PID (Proporcional - Integral - Derivativo), fixando com maior precisão o ponto de operação. Este compensador possui dois pólos e dois zeros sendo que a maneira mais conveniente de alocá-los é a seguinte:

Pólos - Um na origem para garantir erro nulo ao degrau e outro cancelando o zero do conversor;

Zeros - Ambos com a mesma frequência dos pólos complexos do conversor, porém sobre o eixo real.

Com este posicionamento faz-se com que o subsistema que compreende o regulador de corrente e o conversor se transforme em um sistema de primeira ordem. Para que isto ocorra, basta utilizar um ganho apropriado que faça com que as raízes estejam sobre o eixo real, assim, evita-se sobrepasso da corrente de saída quando submetido a um degrau aplicado à referência de corrente. O circuito compensador de corrente é apresentado na figura 4.5.

A frequência de corte (ganho = 0dB) define a constante de tempo do modelo simplificado. Essa frequência deve ser muito menor que a frequência de chaveamento respeitando a teoria de amostragem. Por testes efetivados via simulação comprova-se que quando a malha externa (de tensão) é fechada, necessita-se que a malha de corrente tenha frequência de corte dez vezes menor que a frequência de chaveamento. As expressões 4.2, 4.3 e 4.4 representam a função de transferência do regulador de corrente, a função de transferência da malha fechada de corrente e a constante de tempo simplificada desta malha, respectivamente.

$$R_I (S) = \frac{ (R_3 C_2 S + 1) \cdot (R_2 C_1 S + 1) }{ (R_1 + R_2) C_2 S \left(\frac{ R_1 R_2 }{ R_1 + R_2 } C_1 S + 1 \right) } \quad (4.2)$$

$$H_I (S) = \frac{ I_O (S) }{ I_{REF} (S) } = \frac{ 1 }{ \tau_I S + 1 } \quad (4.3)$$

$$\tau_I = \frac{1}{\omega_c} \quad (4.4)$$

Onde:

τ_I - constante de tempo da malha de corrente simplificada;

ω_c - frequência de corte do subsistema envolvendo regulador de corrente e conversor.

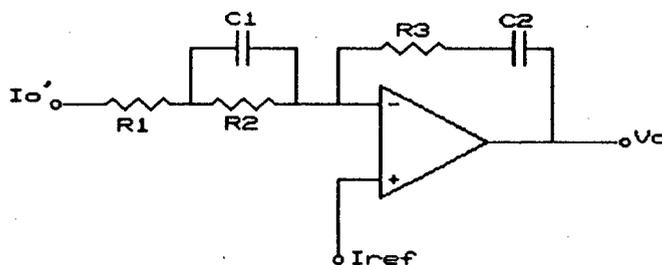


Figura 4.5 - Circuito compensador de corrente.

No que diz respeito à malha de tensão, a restrição que devemos obedecer é que ela deve ser mais lenta que a malha de corrente, em outras palavras, o sinal procedente do regulador de tensão (referência de corrente) deve ser praticamente constante quando ocorre regulação de corrente. Esta restrição é típica em reguladores associados em cascata onde a malha externa deve ser muito mais lenta, a fim de desacoplar as malhas. Simplificadamente podemos utilizar um compensador do tipo PI (Proporcional - Integral), com as seguintes especificações:

- _ Pólo na origem garantindo erro nulo ao degrau de referência de tensão;
- _ Frequência de corte do regulador de tensão (ω_I) muito menor que a frequência de corte da malha de corrente (ω_c);

_ Frequência do zero maior que a frequência de corte do próprio regulador, caso contrário não teríamos cruzamento em 0dB.

A expressões 4.5, 4.6, 4.7, 4.8 e 4.9 definem o regulador de tensão para um projeto simplificado. Apresenta-se sua topologia na figura 4.6.

$$R_V(S) = \frac{R_6 C_3 S + 1}{R_4 C_3 S} \quad (4.5)$$

$$\frac{V_O}{V_{REF}} = \frac{R_4 + R_5}{R_5} \quad (4.6)$$

$$\omega_l = \frac{1}{R_4 C_3} \quad (4.7)$$

$$\omega_{Z_{RV}} = \frac{1}{R_6 C_3} \quad (4.8)$$

$$\omega_l = \frac{1}{5} \omega_c \quad (4.9)$$

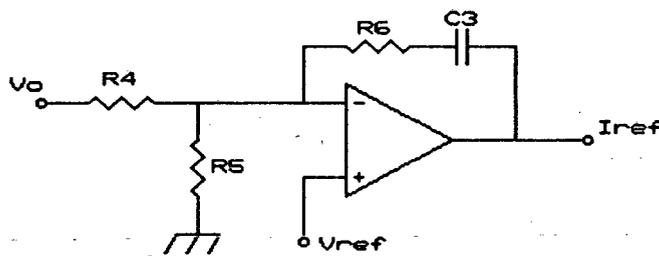


Figura 4.6 - Circuito compensador de tensão.

Através destas expressões pode-se projetar o controle no modo corrente com boa fidelidade.

4.4 - PROJETO.

Com base nas expressões fornecidas na seção anterior é realizado o projeto

do controle para o conversor CC/CC de alta performance descrito no capítulo III.

Inicialmente é apresentado o modelo do conversor com base nos seus parâmetros de projeto.

$$G(S) = \frac{\frac{n V_I}{V_D R_O}}{1 + \frac{4 n^2 L_r f_s}{R_O}} \cdot \frac{C_O R_{SE} S + 1}{C_O L_O \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_O}\right) S^2 + \left(C_O R_{SE} + \frac{L_O}{R_O}\right) S + 1}$$

Para:

$$V_I = 400V$$

$$f_s = 100KHz$$

$$n = \frac{4}{20}$$

$$C_O = 880\mu F$$

$$L_O = 45\mu H$$

$$R_O = 2,2\Omega \quad (\text{carga nominal})$$

$$R_{SE} = 80m\Omega$$

$$L_r = 20\mu H$$

$$V_D = 2,1V \quad (\text{catálogo do regulador PWM LM3525})$$

Temos:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{C_O L_O \left(1 + \frac{R_{SE}}{R_O}\right)}} = 4936rad/s$$

$$\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_n = 4936rad/s$$

$$\xi = \frac{\left(C_O R_{SE} + \frac{L_O}{R_O}\right) \omega_n}{2} = 0,224$$

$$K_S = \frac{\frac{n V_I}{V_D R_O}}{1 + \frac{4 n^2 L_r f_s}{R_O}} = 15,1$$

$$f_{p1} = f_{p2} = \frac{\omega_n}{2\pi} = 786\text{Hz}$$

$$\omega_z = \frac{1}{C_O R_{SE}} = 14205\text{rad/s}$$

$$f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = 2262\text{Hz}$$

Logo:

$$G(S) = 15,1 \cdot \frac{(70,4 \cdot 10^{-6} \cdot S + 1)}{41,04 \cdot 10^{-9} \cdot S^2 + 90,86 \cdot 10^{-6} \cdot S + 1}$$

O diagrama de bode do conversor é apresentado na figura 4.7.

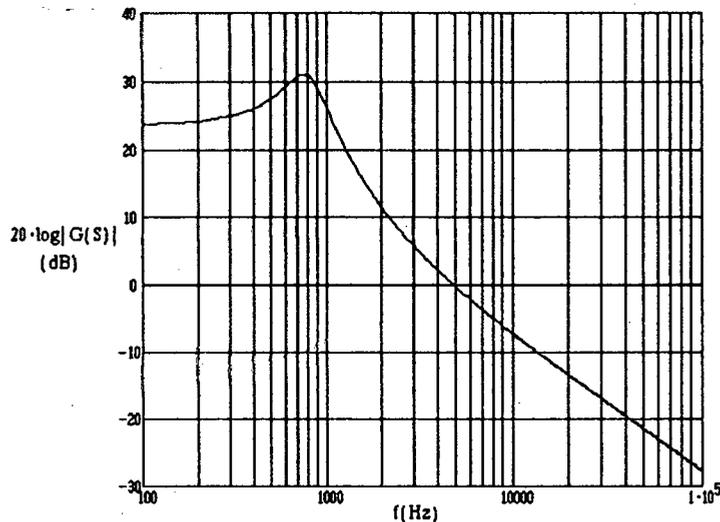


Figura 4.7 - Diagrama de bode do conversor CC/CC.

O regulador de corrente deve possuir a seguinte função de transferência:

$$R_l (S) = K_l \cdot \frac{ (S + \omega_n) \cdot (S + \omega_n) }{ S (S + \omega_z) }$$

A constante K_l é definida para uma frequência de cruzamento de 10KHz ($f/10$) do subsistema compreendendo regulador de corrente e conversor. Como esta frequência é maior que as que envolvem a função dinâmica do conversor (caso particular), tem-se:

$$K_l = \frac{1}{G (10KHz)} = \frac{1}{-7,5dB} = \frac{1}{0,42} = 2,4$$

Assim:

$$R_l (S) = 2,4 \cdot \frac{ (S + 4936) \cdot (S + 4936) }{ S (S + 14205) }$$

Igualando-se com a expressão 4.2, tem-se:

$$R_3 C_2 = \frac{1}{\omega_n} = \frac{1}{4936} s$$

$$R_2 C_1 = \frac{1}{\omega_n} = \frac{1}{4936} s$$

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 = \frac{1}{\omega_z} = \frac{1}{14205} s$$

$$\frac{1}{(R_1 + R_2) C_2} = \frac{K_l \omega_n^2}{\omega_z} = 4116 rad/s$$

Fazendo $C_1 = 15nF$, tem-se:

$$R_2 = 15K\Omega$$

$$R_1 = 6,8K\Omega$$

$$C_2 = 12nF$$

$$R_3 = 18K\Omega$$

O diagrama de bode do regulador de corrente, juntamente com o diagrama

de bode do regulador associado ao conversor são apresentados nas figuras 4.8 e 4.9 respectivamente.

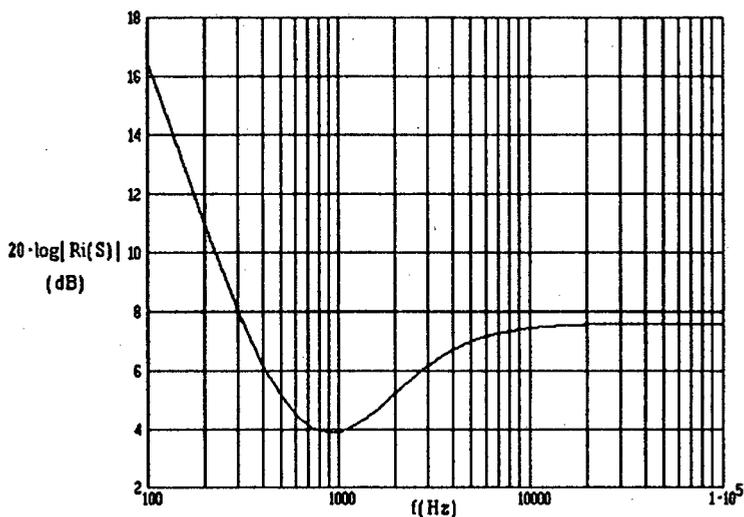


Figura 4.8 - Diagrama de bode do regulador de corrente.

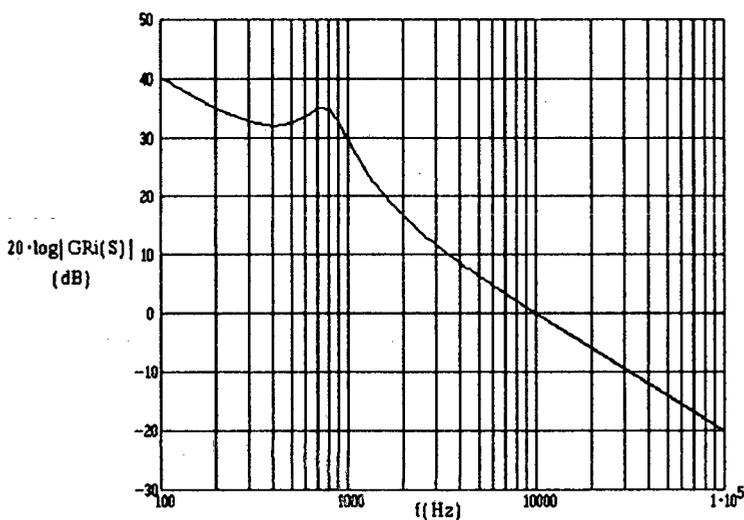


Figura 4.9 - Diagrama de bode do regulador de corrente associado ao conversor.

Para dimensionar o regulador de tensão, iniciamos com o cálculo de sua frequência de corte:

$$\omega_l = \frac{1}{5} \omega_c = 12566 \text{ rad/s}$$

Para $V_{REF} = 3V$, $V_O = 57,6V$ e fazendo $R_4 = 22K\Omega$, tem-se:

$$R_5 = \frac{R_4 V_{REF}}{V_O - V_{REF}} \approx 1,2K\Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{R_4 \omega_l} \approx 3,9nF$$

A frequência do zero deve ser maior que a frequência de corte do regulador. Definindo em 5KHz, tem-se:

$$R_6 = \frac{1}{C_3 \omega_{zRV}} \approx 8,2K\Omega$$

Apresenta-se na figura 4.10 o diagrama de bode do referido regulador, projetado para uma frequência de corte de 2KHz.

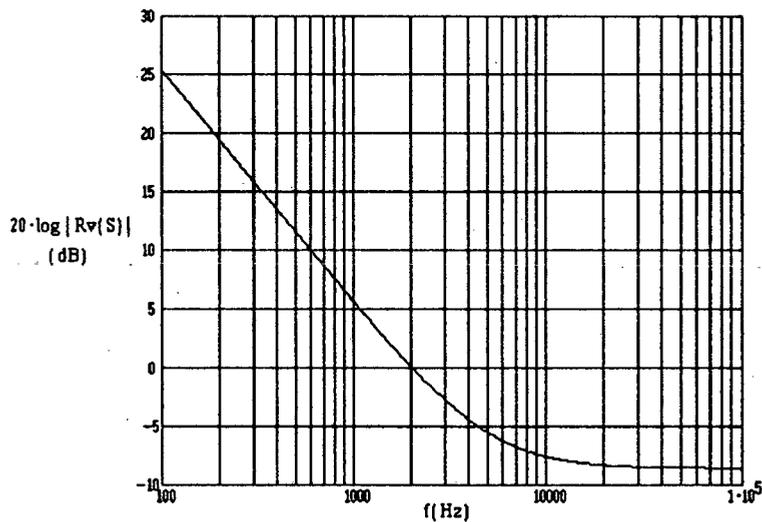


Figura 4.10 - Diagrama de bode do regulador de tensão.

Resta calcular o ganho do amplificador de corrente que pode ser definido em função da amplitude máxima do sinal de controle da corrente de referência imposto pelo regulador de tensão, ou seja:

$$G_{AMP_I} = \frac{I_{REFSAT}}{I_{ONOM} R_{SH}} \left(\frac{V}{V} \right)$$

Na prática o valor de I_{REF_SAT} é dado em função de um zener conectado à saída do regulador de tensão.

$$G_{AMP_1} = \frac{3,3}{25 \cdot 0,002} = 66$$

Desta forma limita-se a corrente máxima de carga, protegendo o conversor contra sobrecorrente. Para implementá-lo basta utilizar um simples amplificador não inversor com o referido ganho.

A figura 4.11 mostra o circuito completo do controle no modo corrente para o conversor proposto.

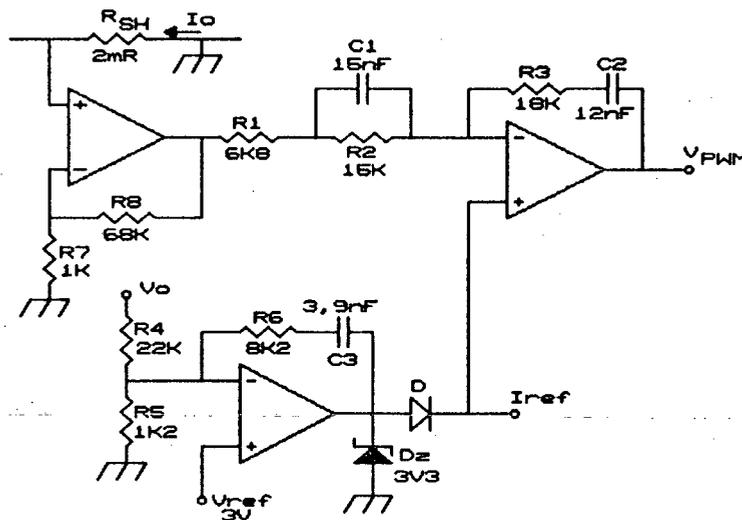


Figura 4.11 - Circuito de controle no modo corrente para o conversor CC/CC proposto.

4.5 - SIMULAÇÃO.

Objetiva-se a partir da utilização de um simples conversor buck PWM comprovar via simulação o funcionamento do controle projetado. Pode-se afirmar que do ponto de vista de controle a utilização de um conversor controlado por

largura de pulso convencional ou por deslocamento de fase é o mesmo. Portanto a utilização deste artifício simplifica a simulação dispensando o uso de componentes digitais.

Os resultados apresentados referem-se a partida do conversor sob meia carga, aplicando-se uma variação de carga após o regime para atingir plena carga, ou seja, aplica-se um degrau de carga de 50% do seu valor nominal. O diagrama simplificado das topologias simuladas com um e dois conversores são apresentadas.

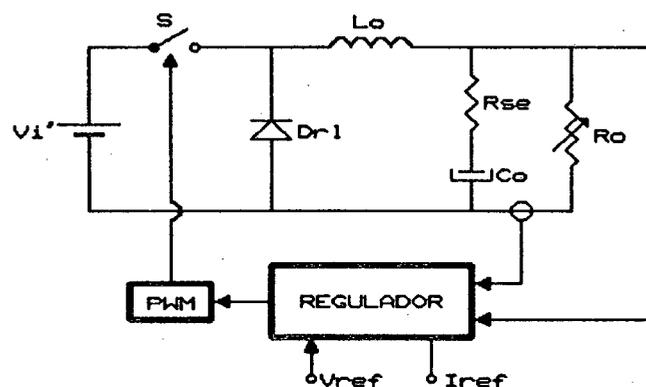


Figura 4.12 - Diagrama básico de um buck PWM controlado no modo corrente.

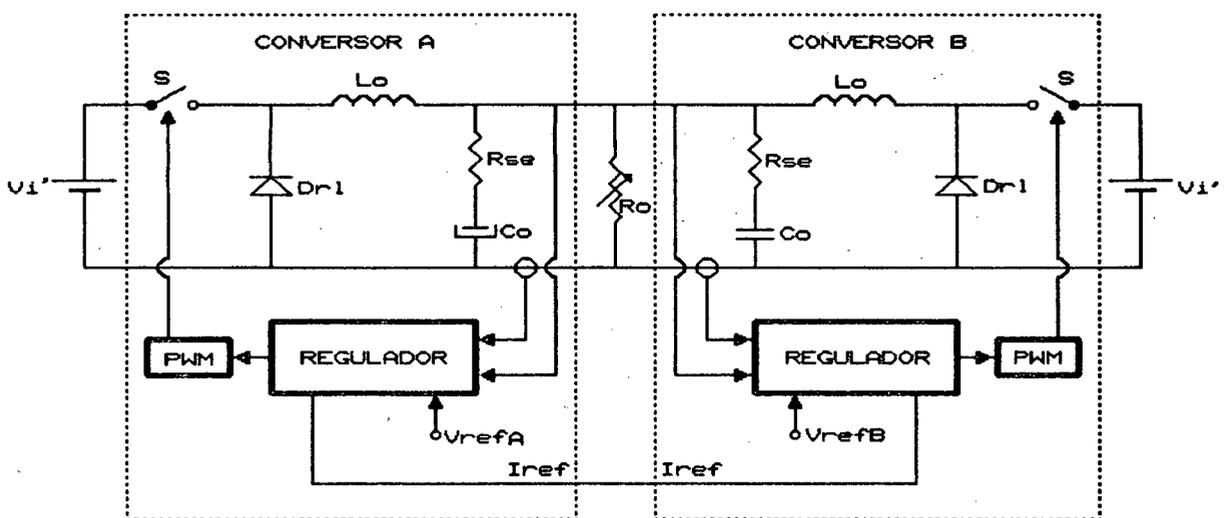
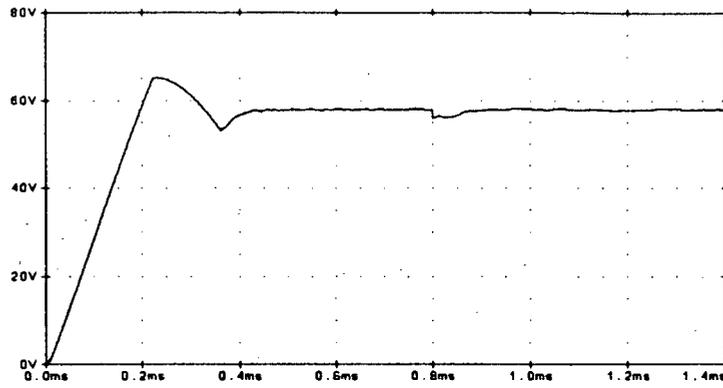
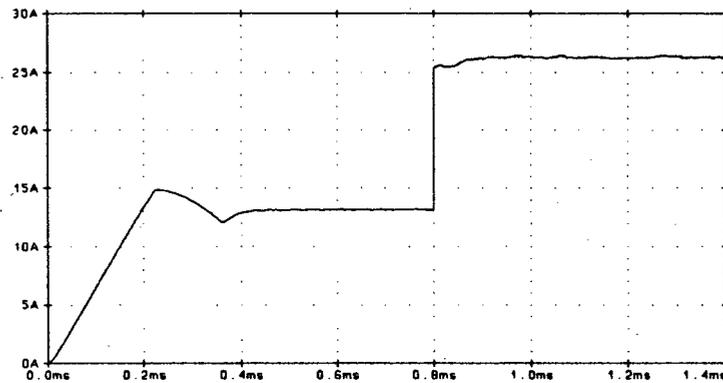


Figura 4.13 - Diagrama básico de dois conversores buck controlados no modo corrente conectados em paralelo.

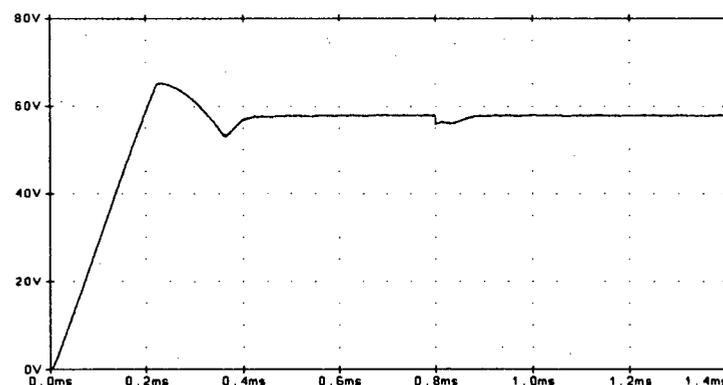


a - Tensão de saída.

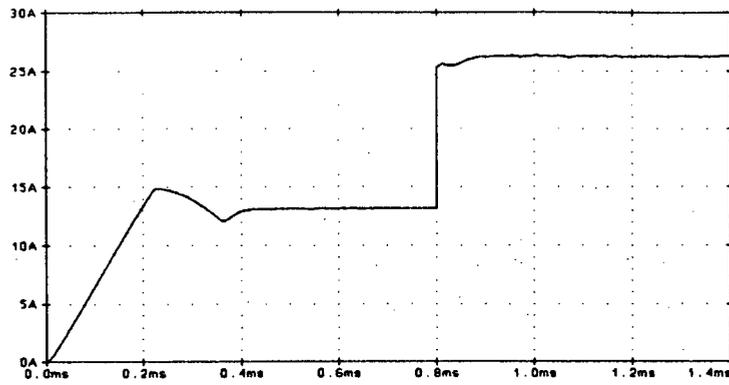


b - Corrente de carga

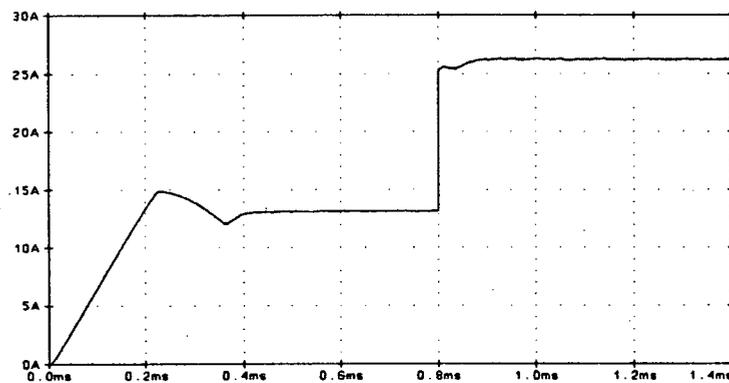
Figura 4.14 - Curvas de simulação de um conversor controlado no modo corrente, para transitório de 50% a 100% da carga nominal.



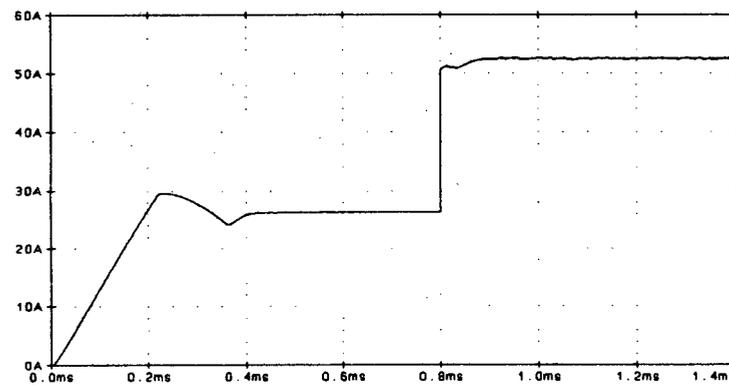
a - Tensão de saída.



b - Corrente fornecida pelo conversor A.



c - Corrente fornecida pelo conversor B.



d - Corrente de carga.

Figura 4.15 - Curvas de simulação de dois conversores controlados no modo corrente associados em paralelo para transitório de 50% a 100% da carga nominal.

Pelos resultados comprova-se a perfeita regulação da tensão de saída e a precisa distribuição de corrente entre os conversores, mesmo operando com referências de tensão diferentes.

4.6 - CONCLUSÃO.

Este tipo de controle é o mais adequado para o paralelismo, proporcionando uma divisão de corrente entre as fontes com ótima precisão, mesmo para diferentes referências de tensão entre os conversores.

A corrente de carga é controlada e limitada, dispensando a utilização de circuitos auxiliares de proteção contra sobrecorrente.

A técnica proposta para o projeto do controle é extremamente simples e oferece boa fidelidade.

Por simulação comprova-se um erro estático praticamente nulo para variações de carga. O erro dinâmico está na faixa de 5% para um degrau de 50% da carga nominal, respeitando as normas para aplicação em telecomunicações.

CAPÍTULO V

EXPERIMENTAÇÃO DO CONVERSOR CC/CC COM CONTROLE NO MODO CORRENTE ACOPLADO AO CONVERSOR BOOST.

5.1 - INTRODUÇÃO.

Apresenta-se neste capítulo resultados de experimentação do conversor CC/CC de alta performance (FB-ZVS-PWM-PS) com controle pelo modo corrente.

Realiza-se também a experimentação do conversor CC/CC acoplado ao estágio pré-regulador de alto fator de potência (BOOST-HPF-ZVS-CCM-PWM) com lógica de partida definida.

5.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC/CC CONTROLADO PELO MODO CORRENTE.

O esquema (potência e controle) e as principais formas de onda do conversor CC/CC de alta performance para carga nominal são apresentados:

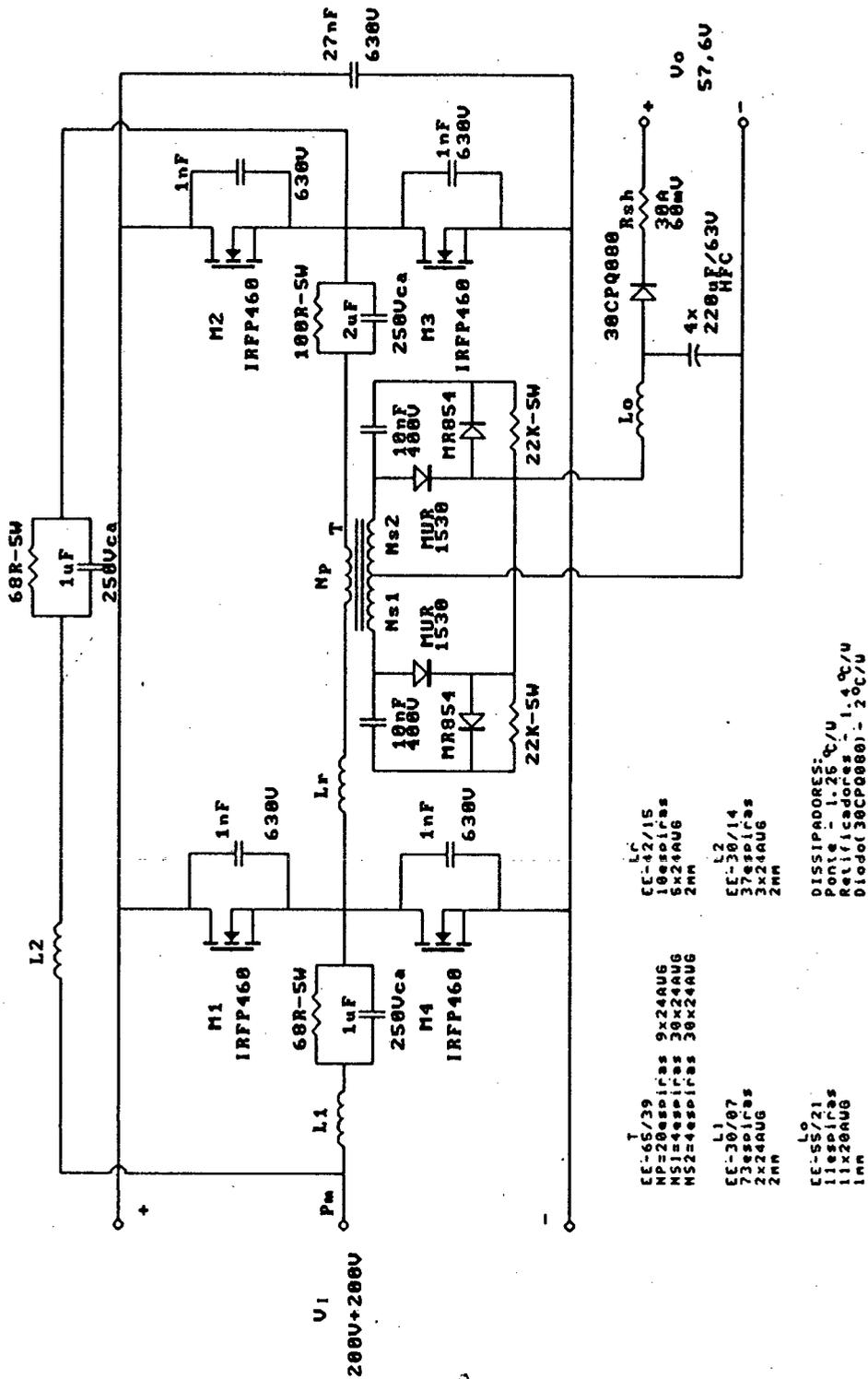


Figura 5.1 - Esquema do estágio de potência do conversor CC/CC.

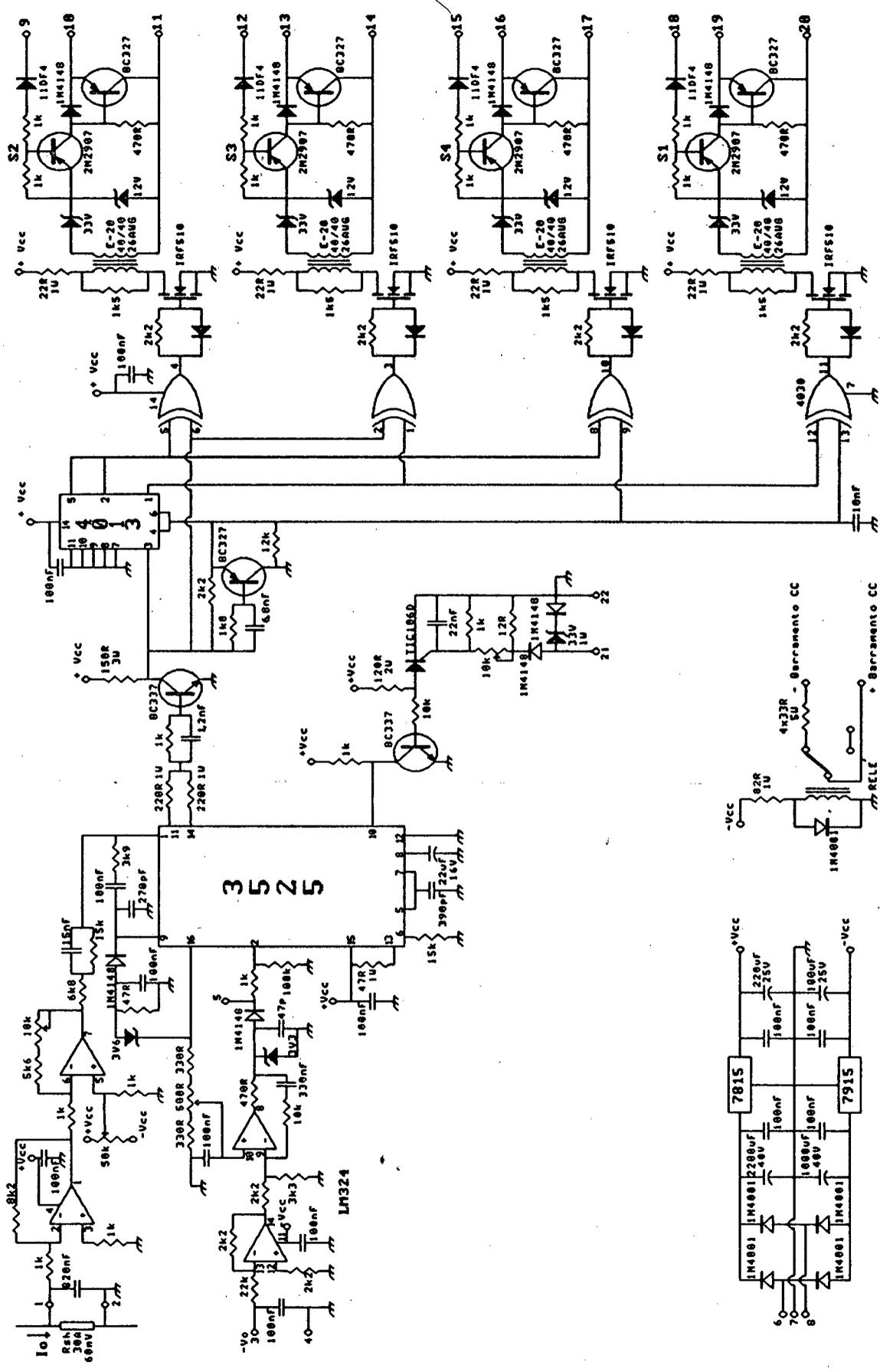
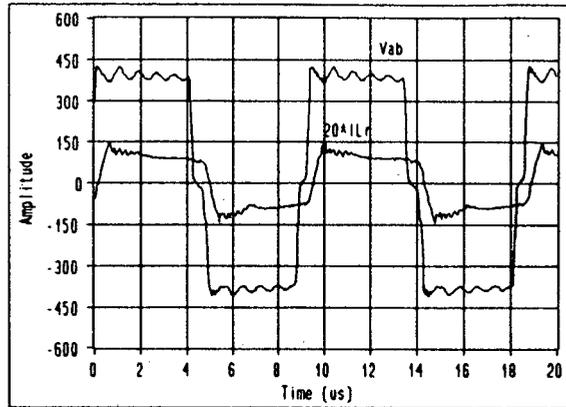


Figura 5.2 - Esquema do controle no modo corrente.



*Figura 5.3 - Tensão e corrente (*20) entre os pontos A e B para carga nominal.*

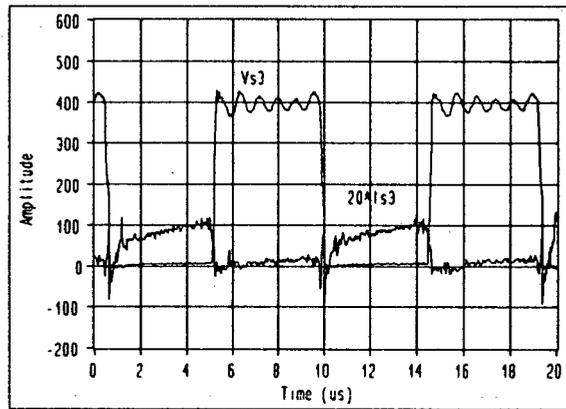


Figura 5.4 - Tensão e corrente sobre o MOSFET M3 para carga nominal.

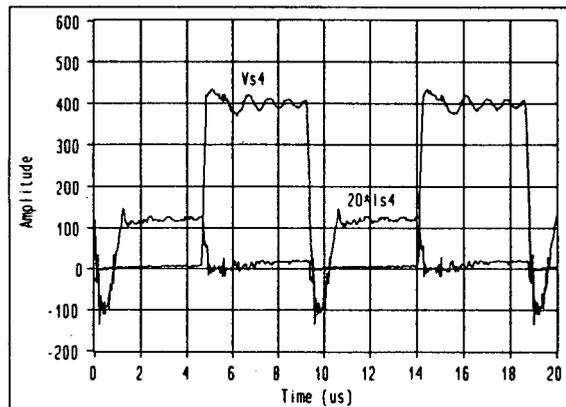


Figura 5.5 - Tensão e corrente sobre o MOSFET M4 para carga nominal.

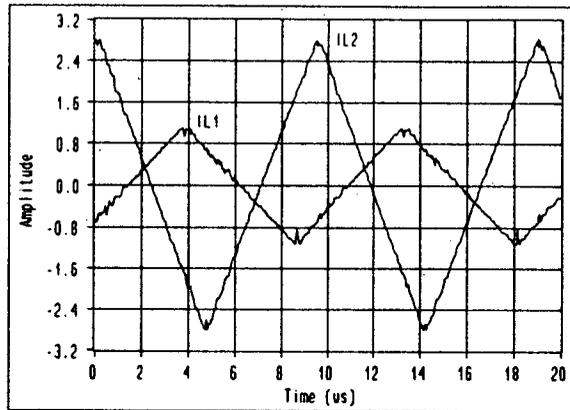


Figura 5.6 - Corrente nos indutores auxiliares.

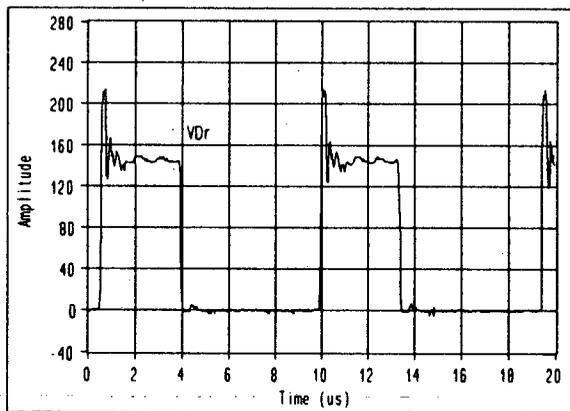


Figura 5.7 - Tensão sobre o diodo retificador com a utilização de grameador.

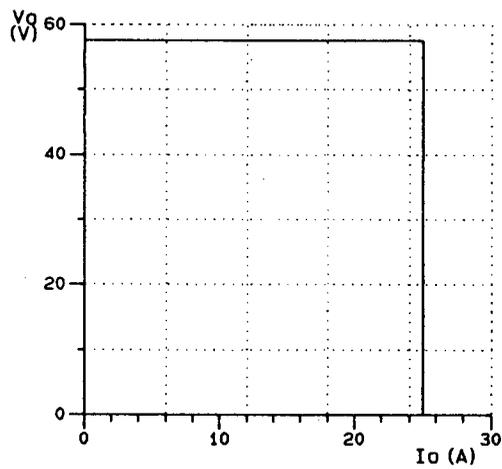


Figura 5.8 - Característica V_{x1} do conversor em malha fechada.

Na prática as malhas de tensão e corrente foram tornadas mais lentas em função do ripple de 120Hz presente no barramento de corrente contínua, caso contrário origina-se uma pequena instabilidade no controle do conversor CC/CC pois o controle responde a estas oscilações.

A figura 5.3 apresenta basicamente a tensão e corrente no primário do transformador de alta frequência para carga nominal, confirmando o resultado de simulação.

Na figura 5.4 é mostrado a tensão e corrente sobre um MOSFET pertencente ao braço de comutação crítica e na figura 5.5 sobre um MOSFET do braço considerado não crítico, para ambos os casos a comutação não é dissipativa.

As correntes sobre os indutores auxiliares de comutação estão apresentadas na figura 5.6, os valores medidos ratificam os calculados.

A tensão sobre um dos diodos retificadores é mostrado na figura 5.7, onde observa-se a atuação do circuito grampeador projetado para 220V.

A característica de saída do conversor mostrada na figura 5.8 representa o comportamento do mesmo em malha fechada para toda faixa de carga, inclusive sobrecarga e curto-circuito. Observa-se que o conversor quando curto-circuitado limita a corrente de saída no seu valor nominal. Caso deseje-se minimizar a corrente de curto, um circuito auxiliar de proteção pode ser implementado atuando sobre o sinal da corrente de referência de todas as unidades a serem conectadas em paralelo, tornando-o praticamente nulo. Portanto, pode-se "anular" a corrente de curto-circuito produzida pelos conversores protegendo-se com melhor eficiência o barramento.

5.3 - CONVERSOR COMPLETO.

O diagrama de blocos representando os estágios da unidade retificadora proposta é apresentado na figura 5.9:

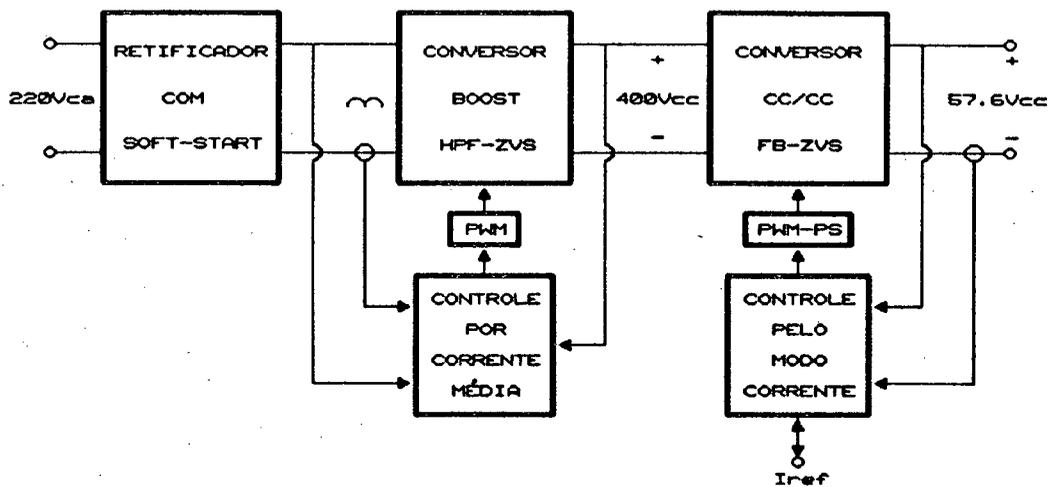


Figura 5.9 - Diagrama de blocos do conversor completo.

O circuito parte automaticamente sem necessidade de uma lógica de partida, entretanto um circuito auxiliar para descarregar o banco capacitivo do barramento CC é necessário para viabilizar a repartida do conversor em um menor intervalo de tempo.

O rendimento do conversor completo está em torno de 92%, conforme mostra a figura 5.10. Considera-se este um excelente valor.

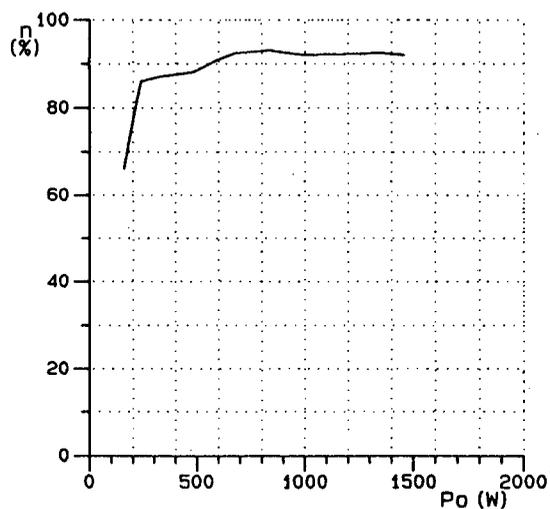


Figura 5.10 - Rendimento total do conversor.

5.4 - CONCLUSÃO.

Conforme esperado, os resultados de implementação do conversor CC/CC com controle pelo modo corrente satisfazem as exigências de regulação (erro estático $< 1\%$).

Em caso de curto-circuito os conversores controlados pelo modo corrente permitem uma proteção mais eficaz quando comparados com os conversores com controle convencional utilizando "foldback". Este fato pode levar ao dimensionamento de um barramento CC para corrente de curto fornecida apenas pelas baterias conectadas ao mesmo.

O rendimento obtido é extremamente elevado ($> 90\%$).

CONCLUSÃO GERAL

Apresentou-se uma unidade retificadora para aplicação em centrais telefônicas formada basicamente por dois estágios, ambos operando em frequência fixa e com comutação sob tensão nula para toda faixa de carga.

Para aplicações rigorosas (baixa TDH) e estruturas monofásicas, o conversor boost em condução contínua com controle por corrente média é uma excelente opção.

Implementação de uma nova técnica de comutação sob tensão nula foi utilizada no conversor boost de alto fator de potência.

Foi introduzido uma simples metodologia para projeto de controle no modo corrente de conversores estáticos.

A partida do conversor completo é extremamente simples, não necessitando de uma lógica, apenas de um retificador em ponte mista com soft-start.

APÊNDICE

ESTUDO DO EFEITO DA INDUTÂNCIA BOOST SOBRE A ESTABILIDADE DO CONVERSOR BOOST COM CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA INSTANTÂNEA.

Para minimizar o volume do indutor boost opera-se com a saturação do ferrite. Este fato faz com que a indutância decresça com o aumento da corrente, possuindo seu valor mínimo no pico da senóide de rede.

Podemos comprovar a instabilidade em função do modelo de pequenos sinais do conversor boost operando em condução contínua com controle por corrente média [2, 11 e 12], onde a função de transferência que descreve a malha de corrente é dada por:

$$H_i(s) = \frac{\omega_l R_{SH} V_O}{V_D L_i s^2} \cdot \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{Q_n \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \right) \quad (\text{A.1})$$

Onde:

$$\omega_l = \frac{1}{R_2 (C_1 + C_2)}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_3 C_1}$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2}$$

$$Q_n = -\frac{2}{\pi}$$

$$\omega_n = \frac{\pi}{T_s}$$

R_2 , R_3 , C_1 e C_2 - componentes do compensador de corrente conforme apresentado na figura 1.7;

R_{SH} - Resistência shunt;

V_O - Tensão de saída;

V_D - Amplitude da onda dente de serra;

L_l - Indutância boost;

T_s - Período de chaveamento.

O pólo do compensador pode ser desprezado quando localizado acima da metade da frequência de chaveamento. Utilizando-se os parâmetros do conversor apresentado no capítulo I, podemos plotar curvas de ganho (diagrama de bode) para diferentes valores de indutâncias, como mostra a figura A.1.

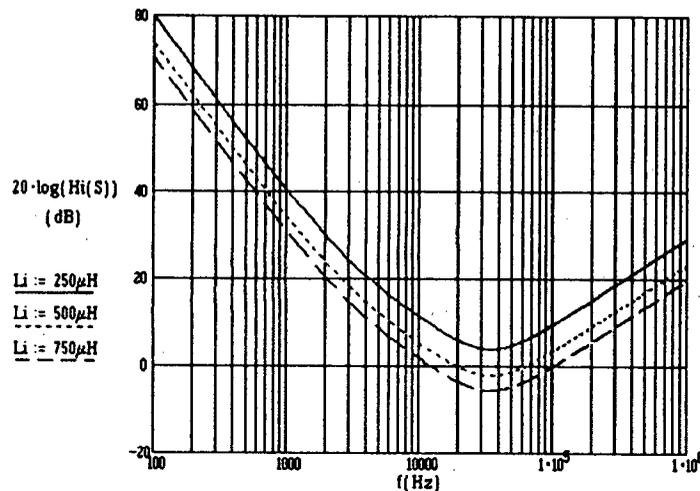


Figura A.1 - Diagrama de bode da malha de corrente para o conversor boost em condução contínua com controle por corrente média para diferentes valores de indutância.

Comprova-se que existe um valor de indutância mínima limite para evitar a

perda de estabilidade, pois abaixo deste valor não ocorre frequência de cruzamento.

Por simulação podemos ratificar este fenômeno. A figura A.2 apresenta um detalhe da corrente de entrada do conversor operando normalmente ($650\mu\text{H}$), enquanto que a figura A.3 apresenta a instabilidade devido ao baixo valor da indutância boost ($200\mu\text{H}$). Percebe-se neste caso que a razão cíclica altera-se abruptamente de um período de chaveamento para o outro.

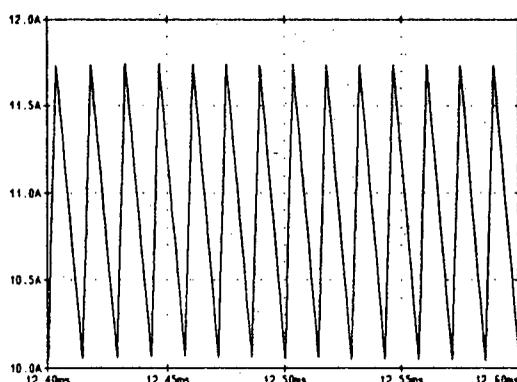


Figura A.2 - Detalhe da corrente no indutor boost operando com estabilidade.

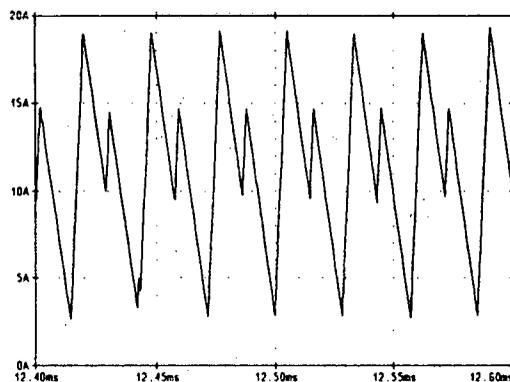


Figura A.3 - Detalhe da corrente no indutor boost operando sem estabilidade.

Pode-se concluir que o valor da indutância pode levar o conversor boost controlado por corrente média instantânea à instabilidade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] - SILVA, C. S.. "Power Factor Correction with the UC3854". 1991. Application Note, Unitrode. Lexington, MA, EUA.

[2] - HULIEHEL, F. A.; LEE, F. C.; CHO, H. B.. "Small-Signal Modeling of the Single-Phase Boost High Power Factor Converter with Constant Frequency Control". 1992. IEEE PESC'92 Records. Toledo, Espanha.

[3] - BARBI, I.. "Apostila de Fontes Chaveadas". 1990. LAMEP, UFSC, Florianópolis-SC.

[4] - MARTINS, D. C.; BRILHANTE, J. A.; SEIXAS, F. M.; BARBI, I.. "Buck PWM Converter Using a New ZVS Commutation Cell- Design and Experimentation". 1993. COBEP'93. Uberlândia-MG.

[5] - BOYER, S.; FOCH, H.; METZ, M.. "Chopper and PWM Inverter Using GTOs in Dual Thyristor Operation". 1987. EPE'87 Conference Records. Grenoble, França.

[6] - HUA, G.; LEU, C. S.; LEE, F. C.. "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters". 1992. IEEE PESC'92 Records. Toledo, Espanha.

[7] - VIEIRA, J. L. F.; GABIATTI, G.; BARBI, I.. "On the Design and Experimentation of a High Performance 25A/48V Rectifier Unit". 1992. INTELEC'92. Washington, EUA.

[8] - VLATKOVIC, V.; SABATÉ, J.; RIDLEY, R.; LEE F. C.; CHO, B. H.. "Small Signal Analisis of the Phase-Shifted PWM Converter". 1992. IEEE

[9] - BILLINGS, K. H.. "Switchmode Power Supply Handbook". 1989. Ed. Mc Graw Hill.

[10] - KOETSCH, P.. "Current-mode Control Lets a Power Supply be Paralleled for Expansion, Redundancy". 1985. Electronic Design.

[11] - REDL, R.; KISLOVSKI, A. S.. "Source Impedance and Current-Control Loop Interaction in High-Frequency Power Factor Correctors". 1992. PESC'92 Records. Toledo, Espanha.

[12] - ZHOU, C.; JOVANOVIC, M. M.. "Design Trade-offs Continuous Current-Mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits". 1992. HFPC'92. San Diego, California, EUA.

[13] - VIEIRA, J. L. F.; BARBI, I.. "Concepção, Análise e Projeto de Sistemas de Alimentação em CC de Alto Desempenho com Altas Frequências e Potências". Tese de Doutorado em Ciências, Universidade Federal de Santa Catarina, 1993. Florianópolis-SC.

[14] - MOTOROLA, "Rectifier and Zener Diodes Data". 1987. Arizona, EUA.

[15] - ICOTRON, " Catálogo de Capacitores ". 1987. Gravataí-RS.

[16] - THORNTON, "Catálogo de Ferrites". São Paulo-SP.

[17] - SEMIKRON, "Data Book". 1989. Carapicuíba-SP.

[18] - NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION, "Linear Data Book". Santa Clara, California.

[19] - TEXAS INSTRUMENTS - CMOS, "Data Sheet". 1979. Alemanha.

[20] - HARRIS, "Power MOSFETs". 1992. Florida, EUA.

[21] - INTERNATIONAL RECTIFIER, "Power Semiconductors Product Digest", 1992-1993. Florida, EUA.