

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

**CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA USANDO O  
CONVERSOR BOOST PARA TENSÃO DE ENTRADA  
110/220V**

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

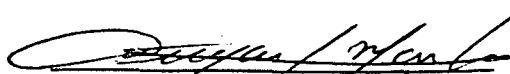
CARLOS AMABLE MUÑOZ BRAVO

FLORIANÓPOLIS -SC- DEZEMBRO DE 1993

# CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA USANDO O CONVERSOR BOOST PARA TENSÃO DE ENTRADA 110/220V

CARLOS AMABLE MUÑOZ BRAVO

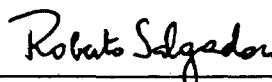
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO  
TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA  
ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-  
GRADUAÇÃO.



Prof. Denizar Cruz Martinz, Dr.  
ORIENTADOR

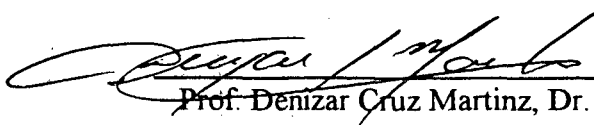


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
CO-ORIENTADOR



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.  
Coordenador do curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

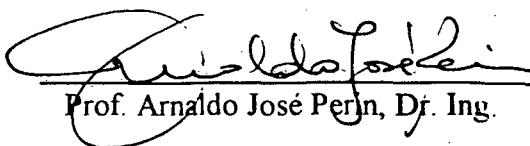
BANCA EXAMINADORA



Prof. Denizar Cruz Martinz, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

A meu pai, Calilo, que deus  
tenha em seu reino.

A meus avôs Amable e Maria.

A minha mãe Delhy e irmãos,  
Meridalba, Samaria e Alejandro

A minha esposa Yenny, para  
todos eles este logro.

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barvi, por sua amizade e força inspiradora de vontades e trabalho, e pelas valiosas e oportunas, contribuições e opiniões, durante a realização deste trabalho;

Ao Orientador da dissertação Prof. Denizar Cruz Martins, por sua amizade e valiosa colaboração na organização geral do trabalho, marcando a roteiro em cada uma de suas etapas;

A minha esposa Yenny por sua paciência e pelas palavras de conforto nos momentos difíceis;

A meus colegas e amigos José Contreras e Oswaldo Cáceres, por suas valiosas opiniões e companheirismo;

A meus colegas e amigos do curso que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho; Em especial aos colegas Adriano Peres, Claudiner Seixas e Dalton Vidor pela amizade e experiência transmitida que muito ajudaram para o sucesso deste trabalho;

Ao Corpo Técnico do LAMEP (Pacheco, Adenir, Coelho) pela boa vontade com que sempre me auxiliaram;

À Universidade dos Andes, pelo apoio financeiro.

S U M A R I O

RESUMO .....ix

ABSTRACT .....x

SIMBOLOGIA .....xi

INTRODUÇÃO.....xvi

CAPÍTULO 1 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA .....1

1.1.INTRODUÇÃO .....2

1.2.ESTUDO DO CONVERSOR BOOST TRADICIONAL .....2

1.2.1.CONVERSOR CC-CC BOOST .....2

1.2.1.1.OPERAÇÃO .....3

1.2.2.CONVERSOR CA-CC BOOST, ANÁLISE  
QUALITATIVA PARA DCM .....7

1.2.2.1.CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA .....7

1.2.2.3.HIPÓTESES SIMPLIFICATIVAS .....12

1.2.2.4.COMPORTAMENTO DAS PRINCIPAIS GRANDEZAS  
ELÉTRICAS .....12

1.2.2.5.RELAÇÃO DAS TENSÕES .....13

1.2.2.6.CORRENTE MÉDIA NA CHAVE .....13

1.2.2.7.CORRENTE MÉDIA NO DIODO  
(CORRENTE DE SAÍDA) .....14

1.2.2.8.CORRENTE EFICAZ NA CHAVE .....15

1.2.2.9.CORRENTE EFICAZ NO DIODO BOOST .....15

1.2.2.10.CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR.....16

1.2.2.11.CORRENTE EFICAZ NA ENTRADA .....16

1.2.2.12.POTÊNCIA DE SAÍDA  
E FATOR DE POTÊNCIA .....17

1.2.2.13.INDUTÂNCIA CRÍTICA .....	18
1.2.2.13.ESTIMAÇÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA ....	18
1.2.2.14.TENSÃO MÉDIA EFETIVA EM FONTES CHAVEADAS EM DCM .....	19
1.3.ESTUDO DA ESTRUTURA PROPOSTA PARA DUPLA-TENSÃO (110-220) .....	21
1.3.1.ESTRUTURA PROPOSTA.....	21
1.3.2.TOPOLOGIA EM 220V.....	23
1.3.3.TOPOLOGIA EM 110V.....	23
1.4.GERAÇÃO DE ÁBACOS.....	25
1.4.1.COMENTÁRIO SOBRE OS ÁBACOS .....	33
1.5.CONCLUSÃO.....	34
CAPÍTULO 2 PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	36
2.1.INTRODUÇÃO .....	37
2.2.DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS PARA PROJETO .....	37
2.3.ESCOLHA E DEFINIÇÃO DOS COMPONENTES .....	38
2.3.1.BOOST TRADICIONAL .....	38
2.3.2.ESTRUTURA PROPOSTA .....	39
2.3.3.FILTRO DE ENTRADA .....	41
2.3.4.PROJETO DO INDUTOR BOOST .....	42
2.3.5.PROJETO DO INDUTOR DE FILTRAGEM .....	45
2.3.6.PROJETO DOS SEMICONDUTORES E CÁLCULO DE PERDAS .....	47
2.3.7.RESUMO DOS RESULTADOS .....	51
2.4.CONCLUSÃO .....	52

CAPÍTULO 3 DEFINIÇÃO E PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO, CONTROLE E PROTEÇÃO.....	54
3.1.INTRODUÇÃO .....	55
3.2.CIRCUITO DE COMANDO E CONTROLE .....	55
3.2.1.CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO .....	56
3.2.2.CIRCUITO MODULADOR POR LARGURA DE PULSOS (PWM) .....	60
3.2.3.CIRCUITO LIMITADOR DA RAZÃO CÍCLICA .....	61
3.2.4.CIRCUITO LIMITADOR DA CORRENTE DE PARTIDA ("INRUSH") .....	62
3.2.5.CIRCUITO DE PARTIDA PROGRESSIVA .....	63
3.2.6.CIRCUITO DE COMANDO DE "GATE" DO MOSFET.....	64
3.2.7.FONTE AUXILIAR .....	65
3.2.8.CIRCUITO DE COMANDO E POTÊNCIA COMPLETO ....	68
3.3.CONCLUSÃO .....	69
CAPÍTULO 4 ANÁLISE POR SIMULAÇÃO NÚMERICA .....	71
4.1.INTRODUÇÃO .....	72
4.2.SIMULAÇÃO DO SISTEMA .....	72
4.3.CONCLUSÃO .....	81
CAPÍTULO 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	82
5.1.INTRODUÇÃO .....	83
5.2.PROTÓTIPO IMPLEMENTADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.	83
5.2.1.ESFORÇOS NAS CHAVES .....	84
5.2.2.TESTE DA PARTIDA .....	85
5.2.3.FONTE AUXILIAR .....	87

5.2.5.COMPENSADOR .....	87
5.2.5.FATOR DE POTÊNCIA E RENDIMENTO .....	88
5.2.6.CONFRONTO COM A NORMA IEC 555-2 .....	91
5.3.CONCLUSÃO.....	93
CONCLUSÃO GERAL .....	94
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	96



## RESUMO

O presente trabalho apresenta o estudo e projeto de um circuito Corretor de Fator de Potência (PFC) usando o conversor Boost, para dupla-tensão na entrada (110-220V), operando no modo descontinuo (DCM).

É proposto e analisado um circuito de topologia variável, aplicável ao conversor Boost e outros conversores básicos, que permite obter um melhor uso dos semicondutores, para 110V e 220V, e melhorar custos e volume.

Foram obtidos ábacos para facilitar o projeto do conversor.

Os estudos analíticos foram comprovados por resultados de simulação numérica e através da realização de um protótipo de laboratório.

## ABSTRACT

This work presents the study and design of a Power Factor Corrector (PFC) circuit using the Boost converter operating in Discontinuous Conduction Mode (DCM) with bi-voltage (100V-220V) input.

A variable topology circuit is proposed and analysed and applied to the Boost converter and another basic converter, in order to obtain a better use of the power semiconductor, to 110V and 220V, and affordable cost and volume.

Nomograms have been obtained to facilitate the converter design.

Analytical studies have been verified through numerical simulation result by means of laboratory prototype essays.

## SIMBOLOGIA

- $A_e$  - Área efetiva da perna central do núcleo em  $\text{cm}^2$ .
- $A_w$  - Área da janela do carretel em  $\text{cm}^2$ .
- $B$  - Densidade de fluxo magnético máxima.
- $C_f$  - Capacitor do filtro de entrada.
- $C_o$  - Capacitor de saída.
- $d$  - Diâmetro do condutor.
- $D$  - Razão cíclica.
- $D_{cr}$  - Razão cíclica crítica.
- $D_{pc}$  - Razão cíclica para a pior condição da corrente.
- $E$  - Tensão de entrada CC.
- $f_c$  - Frequência de corte do filtro de entrada.
- $FP, fp$  - Fator de potência.
- $f_p$  - Frequência do polo.
- $f_{pc}$  - Frequência do polo do compensador.
- $f_r$  - Frequência da rede.
- $f_s, f_c$  - Frequência de chaveamento.
- $f_z$  - Frequência do zero
- $f_{zc}$  - Frequência do zero do compensador.
- $I_{D1}$  - Corrente pelo diodo 1.
- $I_{Def}$  - Corrente eficaz no diodo para um período de chaveamento.
- $I_{Def}$  - Corrente eficaz no diodo para um período de

- rede.
- $I_{Dmd}$  - Corrente média no diodo para um período de chaveamento.
- $I_{Dmd}$  - Corrente média no diodo para um período de rede.
- $i_{IN}$  - Corrente instantânea de entrada.
- $I_{IN}$  - Corrente eficaz na entrada.
- $I_L$  - Corrente através do indutor boost.
- $I_{Lef}$  - Corrente eficaz no diodo para um período de chaveamento.
- $I_{Lef}$  - Corrente eficaz na indutância para um período de rede.
- $I_{Lmd}$  - Corrente média no diodo para um período de chaveamento.
- $I_{Lmd}$  - Corrente média na indutância para um período de rede.
- $I_{S1}$  - Corrente pela chave 1.
- $I_{Sef}$  - Corrente eficaz na chave para um período de chaveamento.
- $I_{Sef}$  - Corrente eficaz na chave para um período de rede.
- $I_{Smd}$  - Corrente média na chave para um período de chaveamento.
- $I_{Smd}$  - Corrente média na chave para um período de rede.
- $I_o$  - Corrente média na saída.
- $I_p$  - Corrente de pico.

$I_{Cpkm}$	- Corrente de pico média instantânea no capacitor.
$J$	- Máxima densidade de corrente.
$J_K$	- Constante definida segundo (3.4).
$K$	- Constante menor que 1.
$K_w$	- Fator de utilização da janela.
$L$	- Indutância boost.
$L_{cr}$	- Indutância boost crítica.
$L_f$	- Indutância do filtro de entrada.
$l_t$	- Comprimento médio de uma espira
$l_g$	- Entreferro.
$L_t$	- Comprimento médio de uma espira.
$n_s$	- Número de condutores em paralelo.
$N$	- Número de espiras.
$P_C$	- Perda no núcleo.
$P_w$	- Perda nos enrolamentos.
$P_{IN}$	- Potência de entrada.
$P_{DC}$	- Potência cedida pela fonte CC.
$P_L$	- Potência cedida pela indutância.
$P_o, P_{md}$	- Potência total de saída.
$P_1$	- Perda em condução.
$P_2$	- Perda em comutação
$Q$	- Fator de qualidade.
$R_o$	- Resistência de carga.
$R_{cd}$	- Resistência cápsula dissipador.
$R_{da}$	- Resistência dissipador ambiente.
$R_{eq}$	- Resistência equivalente do conversor.

- $R_{jc}$  - Resistência junção cápsula.
- $R_t$  - Resistência térmica do núcleo.
- $r_t$  - Relação de transformação
- $S_T$  - Seção total do condutor.
- $T$  - Período de chaveamento.
- $T_a$  - Temperatura ambiente.
- $T_J$  - Temperatura da junção.
- $t_a$  - Tempo da chave aberta.
- $t_f$  - Tempo de condução da chave.
- $t_z$  - Tempo de decrescimento a zero da corrente no diodo.
- THD - Taxa de distorção harmônica.
- $V_{AUmax}$  - Tensão máxima da fonte auxiliar.
- $V_C$  - Tensão sobre o capacitor de saída.
- $V_{CC}$  - Tensão contínua de entrada.
- $V_D$  - Tensão sobre o diodo.
- $V_e$  - Volume do núcleo.
- $v_{IN}$  - Tensão de entrada.
- $V_{IN}$  - Tensão eficaz na entrada.
- $V_{mde}$  - Tensão média efetiva.
- $V_O$  - Tensão no barramento DC.
- $V_p$  - Tensão de pico na entrada.
- $V_{pt}$  - Tensão de pico para topologia em 220V na entrada.
- $V_{pl}$  - Tensão de pico para topologia em 110V na entrada .
- $V_{ref}$  - Tensão de referência.

- $W$  - Energia armazenada.
- $w$  - Frequência angular da rede.
- $w_S$  - Frequência angular de corte para o filtro na entrada
- $y(\alpha)$  - Equação transcendental
- $z(\alpha)$  - Equação transcendental
- $\alpha$  - Relação entre a tensão de pico na entrada e a tensão no barramento DC.
- $\delta$  - Profundidade de penetração
- $\Delta V_{CT}$  - Oscilação da tensão no capacitor de saída, definida de pico a pico.
- $\Delta T$  - Elevação da temperatura.
- $\phi$  - Ângulo de defasagem entre as fundamentais de tensão e corrente.
- $\rho$  - Resistividade do condutor.
- $\mu_0$  - Permeabilidade do vácuo.
- $\eta$  - Rendimento.

## INTRODUÇÃO:

O presente trabalho é uma síntese dos resultados obtidos a partir do estudo e realização de um circuito corretor de fator de potência usando o conversor Boost, para dupla-tensão na entrada (110-220V), operando no modo descontinuo.

Na atualidade os sistemas de alimentação CA alimentam uma grande quantidade de cargas não lineares. As cargas não lineares, além de degradar a tensão na rede, reduzem o fator de potência, não devido ao deslocamento da corrente fundamental em relação á tensão, mas sim pela natureza pulsante da corrente de entrada [1], isto traz desvantagens e inconvenientes para o usuário e para o fornecedor de energia.

No passado, como na atualidade, são muitos os esforços feitos para estudar estruturas que permitam apresentar à rede fator de potência unitário; é assim que surgido diferentes métodos para obter a correção ativa do fator de potência [2],[3],[4] e [5].

O conversor comumente usado para obter alto fator de potência é o conversor Boost [6],[7],[8] e [9], tendo em vista sua facilidade de projeto, a existência no mercado de Circuitos Integrados (CI) que facilitam o comando e controle do mesmo, e que permitem manter uma tensão de saída constante frente a uma grande variação da tensão de entrada. Mas o uso desse conversor com uma variação na entrada de 95-245V, faz com que o



dimensionamento dos componentes seja feito para a condição extrema, 95V, e para as especificações de potência nominal de saída as chaves operam com bastante folga, isto é, ocorre o super-dimensionamento das mesmas.

Este trabalho pretende analisar uma nova topologia, aplicável ao conversor Boost, mas possivelmente aplicável a outros conversores básicos, que permita atingir, nos semicondutores, esforços similares para 110V e 220V, melhorando custos e volume do conversor e mantendo sua característica de corretor do fator de potência.

Foram desenvolvidos diferentes métodos para o uso e aplicação do conversor Boost [10],[11],[12],[13] e [14]. Neste trabalho é mostrado o conversor Boost em condução descontínua e frequência de comutação fixa.

Os objetivos básicos deste trabalho consistem na análise da estrutura proposta, em condução descontínua e frequência de chaveamento fixa, em estabelecer uma metodologia de projeto e comparar com o conversor tradicional. Além disso, busca-se avaliar o seu desempenho quanto à faixa de atuação para variação da tensão de entrada e quanto a sua eficiência, robustez, volume, etc., através da confecção de um protótipo para as seguintes especificações:

$V_{in} = 95-245V$ , 60Hz,  $P_o = 500 W$ ,  $f_s = 50 kHz$ .

Cinco Capítulos são destinados ao estudo da estrutura:

No Capítulo 1 é feita uma revisão geral do conversor Boost convencional CC-CC e CA-CC. É mostrado o equacionamento das diferentes grandezas elétricas para o circuito corretor do fator de potência operando em condução descontínua (DCM). É apresentada a estrutura proposta e suas etapas de funcionamento. E, finalmente, são apresentados ábacos das grandezas normalizadas que facilitam o projeto do conversor Boost.

No Capítulo 2 é apresentado o projeto da estrutura proposta e do conversor Boost convencional, mostrando o uso dos ábacos. São definidos os componentes da estrutura proposta e da convencional. São comparados os resultados.

A seguir, no Capítulo 3 são descritas as diferentes funções a cumprir com o circuito de comando e controle. É feito um estudo da compensação. Apresenta-se o circuito completo de comando, controle e potência.

No Capítulo 4 é feito um estudo por simulação numérica, comparando com os resultados obtidos na teoria.

E, finalmente, no Capítulo 5 são mostrados e analisados os resultados obtidos através de um protótipo de laboratório. Valores de pico de corrente e tensão, taxa de distorção harmônica, obtidos na simulação são comparados com os resultados práticos. É feito um confronto com a Norma IEC 555-2.

**CAPÍTULO 1**  
**ANALISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA**

## 1.1. INTRODUÇÃO:

Apresenta-se neste capítulo a análise quantitativa e qualitativa do conversor Boost em condução descontínua e frequência de comutação fixa. Mostra-se seus principais conceitos básicos e sua aplicação na correção do fator de potência. Apresenta-se uma nova estrutura baseada no conversor Boost. Aplicando os conceitos básicos faz-se o estudo para a estrutura proposta, gerando seu modelo matemático. Para se ter uma melhor visão do comportamento da estrutura foram gerados ábacos das diferentes grandezas elétricas. Para o estudo analítico usou-se as referências [14],[15] e [16].

## 1.2. ESTUDO DO CONVERSOR BOOST TRADICIONAL

### 1.2.1. CONVERSOR CC-CC BOOST

A palavra boost tem o significado de ultrapassagem de certo nível, poderia ser aplicado a uma enchente, mas em engenharia elétrica aplica-se àqueles fenômenos onde a tensão de saída é maior que a de entrada por qualquer outro mecanismo diferente do uso de um transformador. O conversor em estudo tem a característica de apresentar sempre uma tensão de saída maior do que a de entrada e é assim que ganhou seu nome.

A estrutura básica do conversor Boost é composta por um indutor, uma fonte, um interruptor  $S_1$ , um diodo de saída, um capacitor e a carga. conforme é mostrado na Fig. 1.1.

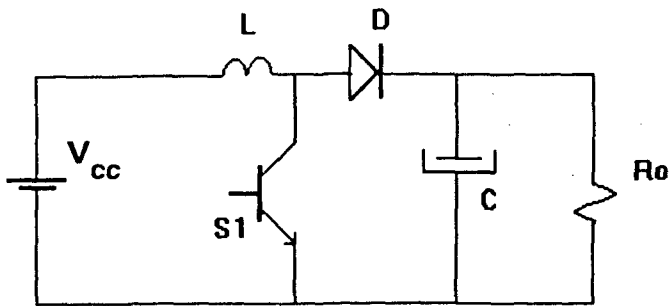


Fig. 1.1 : Estrutura básica do conversor Boost

### 1.2.1.1. OPERAÇÃO:

A tensão de saída é maior que a tensão CC de entrada, logo pode-se avaliar qualitativamente que quando o interruptor S1 conduz por um tempo  $t_f$ , D é inversamente polarizado e a corrente no indutor cresce linearmente até um valor de pico ( $I_p$ ), o qual representa uma energia armazenada dada por:

$$I_p = V_{cc} \cdot \frac{t_f}{L} \quad (1.1)$$

$$W = L \cdot \frac{I_p^2}{2} \quad (1.2)$$

Onde  $W$  é dado em (Joule),  $L$  em (Henry),  $I_p$  em (Ampere). Durante o tempo  $t_f$  a corrente de carga é fornecida totalmente pelo capacitor  $C$ ; que é escolhido suficientemente grande para fornecer a corrente de carga no tempo  $t_f$  com a mínima queda de tensão especificada. Quando S1 é bloqueado, dado que a corrente no indutor não pode variar instantaneamente, a tensão em  $L$  se inverte (troca de polaridade) com a intenção de manter a corrente constante. Agora com a tensão imposta pelo indutor, o diodo D1 é polarizado e conduz; logo, a

energia armazenada no indutor é transferida ao capacitor e à carga.

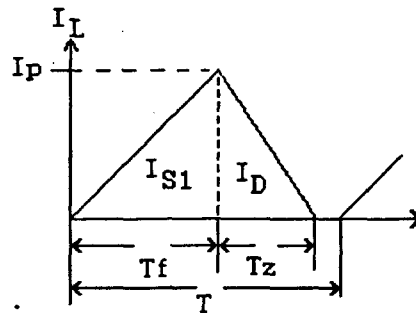


Fig. 1.2: Forma de onda da corrente para o conversor Boost (DCM)

$I_{S1}$  = corrente pela chave  $T$  = período de chaveamento

$I_D$  = corrente pelo diodo  $t_f$  = Tempo de condução, Chave

$I_L$  = corrente no indutor  $t_z$  = Tempo de condução, Diodo

Durante o tempo  $t_z$  há ainda energia fornecida pela fonte  $V_{CC}$ , como poderá ser visto nos itens seguintes.

A tensão de saída é regulada ao controlar o tempo de condução de S1 dentro do laço de realimentação. Se a carga é incrementada, o tempo de condução é automaticamente incrementado para fornecer a maior energia requerida pela carga. Se a tensão  $V_{CC}$  decresce e não é mudado o tempo de condução, a corrente de pico e também a energia armazenada em L diminuem e a tensão de saída decairá, mas o laço de realimentação detecta a pequena diminuição da tensão de saída e incrementa o tempo de condução  $t_f$  para mantê-la constante.

Se a corrente no indutor zera antes da próxima condução de S1 significa que toda a energia armazenada no indutor foi transferida à saída, e diz-se que o conversor

está operando no modo descontínuo. A quantidade de energia ( $W$ ) transferida à carga no tempo  $T$  (período de chaveamento) representa a potência. Se toda a energia (equação (1.2)) é levada à carga uma vez por período, então a potência desenvolvida pela indutância e pela carga é ( assumindo 100% de eficiência ):

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot I_P^2}{T} \quad (1.3)$$

Durante o tempo de descida da corrente até zero ela também circula pela fonte  $V_{CC}$ , fato que faz a fonte fornecer uma parcela de potência ( $P_{CC}$ ) igual ao produto de  $V_{CC}$  com a corrente média durante o tempo  $t_z$ .

Assim:

$$P_{DC} = \left[ \frac{I_P}{2} \cdot \frac{t_z}{T} \right] \cdot V_{CC} \quad (1.4)$$

logo a potência total fornecida à carga é

$$P_o = P_L + P_{CC} = \frac{L \cdot I_P^2}{2 \cdot T} + \left[ \frac{I_P}{2} \cdot \frac{t_z}{T} \right] \cdot V_{CC} \quad (1.5)$$

substituindo (1.1) em (1.5)

$$P_o = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot L \cdot T} \cdot (t_r + t_z) \cdot t_r \quad (1.6)$$

Para garantir que a corrente no indutor anula-se antes do próximo período, faz-se  $t_z + t_r = K \cdot T$ , onde  $K$  é menor que 1. Assim para uma carga fixa e uma tensão de entrada especificada tem-se:

$$V_o = V_{CC} \cdot \sqrt{\frac{K \cdot R_o \cdot t_r}{2 \cdot L}} \quad (1.7)$$

Assim, o laço de realimentação responderá segundo a relação (1.7) para manter a tensão de saída constante.

Toda a análise acima é válida só para o modo de operação descontinuo, "Discontinuous Conduction Mode" (DCM).

Definindo  $\alpha = \frac{V_{CC}}{V_o}$ , pode-se obter para DCM:

$$t_z = t_r \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (1.8)$$

a última relação será útil numa análise mais detalhada que será apresentada mais à frente.

Se a corrente não se anular antes do próximo período diz-se que o circuito opera no modo contínuo, "Continuous Conduction Mode" (CCM). Em CCM a corrente apresenta, nos semicondutores, uma forma de rampa superposta a um degrau, conforme é mostrado na Fig. 1.3; e, assim, as perdas por comutação são maiores.

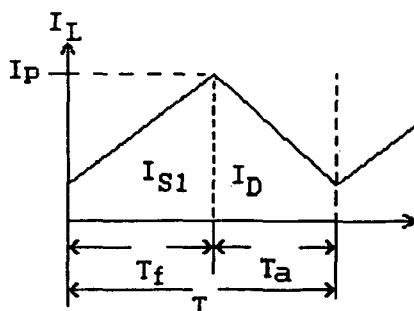


Figura 1.3: Forma de onda da corrente para o conversor Boost (CCM)

$I_{S1}$  = corrente na chave       $T$  = período de chaveamento  
 $I_D$  = corrente no diodo       $t_f$  = Tempo de condução da chave  
 $I_L$  = corrente no indutor       $t_a$  = Tempo da chave aberta



## 1.2.2. CONVERSOR CA-CC BOOST, ANÁLISE QUALITATIVA PARA DCM

O Conversor Boost aparentemente não teria um amplo uso pelo fato de, em poucas ocasiões, se precisar de altas tensões de saída obtidas a partir de baixas tensões de entrada. Mas com a necessidade de tornar as fontes chaveadas como uma carga de alto fator de potência para a rede, o conversor Boost tornou-se bastante popular no mundo inteiro.

### 1.2.2.1. CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA:

O fato de se usar só uma ponte retificadora para produzir um nível CC gera um fator de potência baixo na entrada, em torno de 0,65. O circuito transfere potência só em pequenos intervalos de condução, o que produz uma degradação da tensão de linha CA devido ao alto valor RMS da corrente e a elevada distorção harmônica. Com as novas normas a este respeito (IEC 555-2), a distorção harmônica introduzida na linha pelas fontes comutadas deve-se manter rigorosamente em baixos valores.

Mas por que corrigir o Fator de Potência? Corrigir o fator de potência traz significantes benefícios tanto às estações geradoras como ao usuário final. Abaixando a corrente RMS na linha, a potência máxima disponível pode crescer de 30% a 40%, o que permite operar com equipamentos de maior potência com a mesma fiação. A redução das correntes harmônicas leva a uma melhor utilização do cobre dos transformadores de distribuição

(reduz a corrente no neutro), e melhora a forma de onda da tensão e a regulação sob carga. Ainda permite incrementar a densidade de carga numa instalação existente sem nenhuma troca na fiação. Esses benefícios trarão uma substancial redução de custos que gerarão os fundos necessários para pagar os circuitos de correção do fator de potência (PFC).

O fator de potência (fp), supondo a tensão perfeitamente senoidal, é definido como sendo a relação entre a corrente eficaz fundamental ( $I_{ef(1)}$ ) e a corrente eficaz total ( $I_{eft}$ ) vezes o fator ( $\cos \phi_{(1)}$ ) de deslocamento entre a tensão e a corrente fundamental:

$$FP = \frac{I_{ef(1)}}{I_{eft}} \cdot \cos \phi_{(1)} \quad (1.9)$$

Nos circuitos PFC, geralmente o fator de deslocamento é unitário.

A taxa de distorção harmônica é definida como:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum I_{ef(n)}^2}}{I_{ef(1)}} \quad (1.10)$$

Assim

$$FP = \frac{\cos \phi_{(1)}}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (1.11)$$

Para corrigir o fator de potência e diminuir o alto conteúdo harmônico usam-se métodos com circuitos passivos (filtros), ou ativos (pré-reguladores CA-CC PFC). De forma geral, o método com circuitos ativos é de menor

custo, mais eficiente e de menor peso que os filtros passivos.

A estrutura mais popular para a correção ativa do fator de potência, para potências moderadas, é o conversor Boost, o qual oferece um bom compromisso entre complexidade, tamanho, eficiência e custo para a maioria das aplicações desde 500 W até 1500 W. O conversor Boost usado como pré-regulador para PFC apresenta melhores características de que outras topologias, até o momento:

1. extremamente simples;
2. tem o menor número de componentes semicondutores;
3. oferece uma margem ampla na tensão de entrada mantendo a saída regulada;
4. são disponíveis no mercado circuitos de controle com boas características.

Pode-se operar no modo descontínuo (DCM) ou no modo contínuo (CCM); também são chamados como seguidor de tensão ou multiplicador, respectivamente, isto devido a forma de se obter a lei de controle em cada caso.

No multiplicador a corrente no indutor é contínua com um ripple pequeno comparado com a corrente na rede CA, a corrente no indutor é constantemente monitorada e controlada para que siga uma referência senoidal proporcional ao sinal retificado da rede CA. O multiplicador do laço de realimentação é usado para controlar o nível do sinal de referência senoidal de

corrente, de acordo com a sinal de erro da tensão de saída (Fig. 1.4).

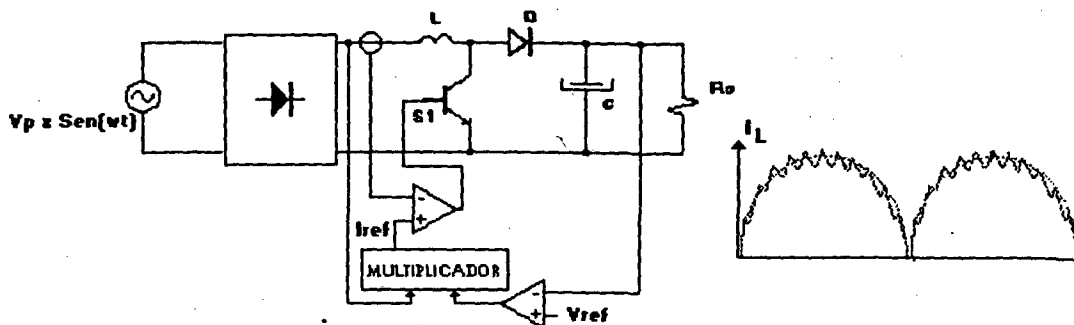


Figura 1.4: Circuito básico do conversor Boost (CCM), multiplicador, para correção do fator de potência. Corrente no indutor.

No seguidor de tensão, modo descontinuo, o tempo de condução é controlado diretamente pelo sinal de erro da tensão de saída. (Fig. 1.5). A comutação é feita a uma frequência muito maior que 60 ou 50 Hz. Assim, no intervalo de condução a tensão na saída do retificador é essencialmente constante.

Para DCM, segundo a equação (1.1), a indutância e o tempo de condução são fixos, a corrente de pico seguirá naturalmente a forma da tensão de saída do retificador, ou seja, uma senóide retificada.

Comparativamente o seguidor de tensão apresenta um esquema de controle mais simples, pois só requer um laço de controle da tensão de saída para o ajuste do tempo de condução. E ainda mais, devido ao fato de apresentar condução descontínua, ele evita os problemas de recuperação reversa do diodo Boost e diminui as altas perdas de chaveamento características do modo contínuo.

Em contrapartida o seguidor de tensão apresenta um valor eficaz maior na chave, portanto as perdas em condução, quando se usa transistores de tecnologia MOSFET, são maiores que no caso do multiplicador.

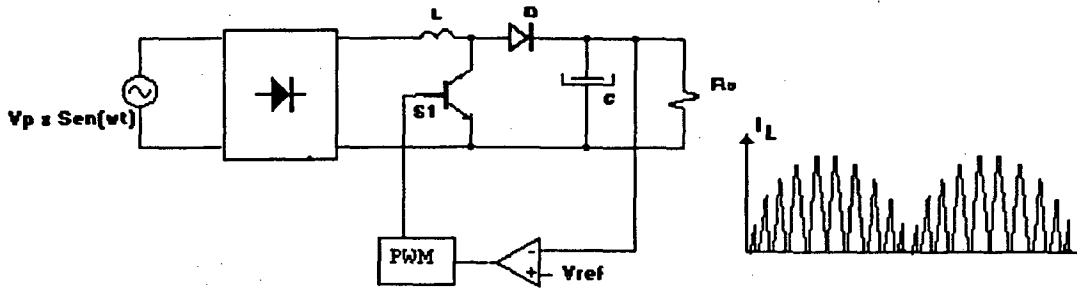


Figura 1.5: Circuito básico do conversor Boost (DCM), seguidor de tensão, para correção do fator de potência. Corrente no indutor.

Lembrando que na entrada de cada conversor tem-se um filtro na frequência de chaveamento, no multiplicador ter-se-á na rede uma onda de corrente senoidal com pouca distorção harmônica. No seguidor de tensão a corrente não é puramente senoidal devido a modulação da corrente no indutor durante a descida.

Para estimar o FP, a TDH e definir os componentes da estrutura, é necessário conhecer o comportamento da corrente de entrada, bem como em cada componente. Nas seções seguintes será mostrada a análise matemática do conversor em DCM para estabelecer seu modelo e assim definir as características do conversor.

### 1.2.2.3. HIPÓTESES SIMPLIFICATIVAS:

Resume-se aqui as hipóteses feitas no estudo geral da estrutura:

- frequência de chaveamento muito maior que a da rede;
- Capacitor de saída suficientemente grande para manter sua tensão constante num período de chaveamento;
- Tensão de entrada constante num período de

chaveamento;  $v_{IN} = V_P \cdot \text{Sen}(\phi)$       $V_{IN} = \frac{V_P}{\sqrt{2}}$

- Carga constante;
- Semicondutores ideais.

### 1.2.2.4. COMPORTAMENTO DAS PRINCIPAIS GRANDEZAS ELÉTRICAS:

Com a presença da ponte retificadora as etapas de funcionamento são iguais tanto para o ciclo positivo como para o negativo da rede. A forma de onda da corrente num período de chaveamento é igual a mostrada na Fig 1.2, lembrando que a tensão de entrada varia em cada período e portanto a corrente de pico e o tempo  $t_z$  também. Na Fig 1.6 é mostrada a tensão de entrada, a corrente no indutor e a tensão na chave num instante qualquer.

Assim a equação (1.2) e a equação (1.8) ficam :

$$I_p = V_p \cdot \frac{t_r}{L} \cdot \text{Sen}(\phi) \quad (1.12)$$

$$t_z = t_r \cdot \frac{\alpha \cdot \text{Sen}(\phi)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(\phi)} \quad (1.13)$$

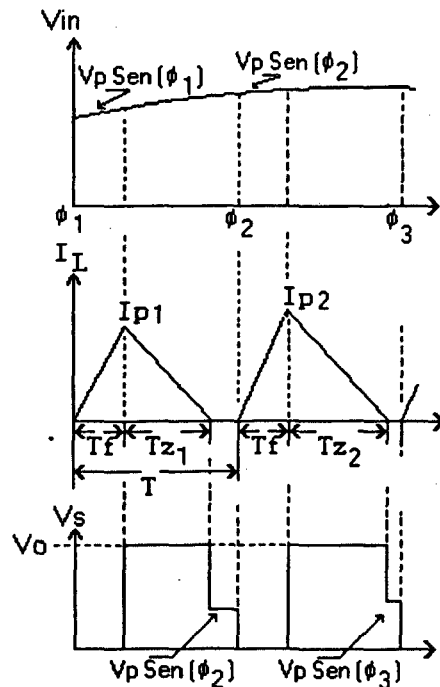


Fig. 1.6 :Comportamento da corrente no indutor e da tensão na chave

### 1.2.2.5. RELAÇÃO DAS TENSÕES :

Na análise em CC faz-se a relação de tensão de entrada versus tensão de saída. Em CA relaciona-se o pico da entrada versus tensão de saída. Assim:

$$\alpha = \frac{V_P}{V_o} \quad (1.14)$$

### 1.2.2.6. CORRENTE MÉDIA NA CHAVE:

Num período de chaveamento tem-se:

$$I_{Smd} = \frac{I_P \cdot t_r}{2 \cdot T} \quad (1.15)$$

sendo a razão cíclica definida por:

$$D = \frac{t_r}{T} \quad (1.16)$$

e substituindo (1.13) e (1.16) em (1.15) tem-se:

$$I_{Smd} = \frac{V_P \cdot D^2 \cdot \text{Sen}(\phi)}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (1.17)$$

Num período da rede ter-se-á:

$$I_{Smd} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_s} \cdot \int_0^{\pi} \text{Sen}(\phi) \cdot d\phi \quad (1.18)$$

$$I_{Smd} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_s} \quad (1.19)$$

Normalizando para

$$\frac{V_O}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L}$$

$$\bar{I}_{Smd} = 2 \cdot \alpha \cdot D^2 \quad (1.20)$$

### 1.2.2.7. CORRENTE MÉDIA NO DIODO (CORRENTE DE SAÍDA):

Num período de chaveamento tem-se:

$$I_{Dmd} = \frac{I_P \cdot t_Z}{2 \cdot T} \quad (1.21)$$

e substituindo (1.13), (1.14) e (1.16) em (1.21) tem-se:

$$I_{Dmd} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \frac{\alpha \cdot \text{Sen}^2(\phi)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(\phi)} \quad (1.22)$$

Num período da rede

$$I_{Dmd} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_s} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\alpha \cdot \text{Sen}^2(\phi)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(\phi)} \cdot d\phi \quad (1.23)$$

$$I_{Dmd} = I_O = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_s} \cdot \left[ -2 - \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2}{\alpha \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \left( \frac{\pi}{2} + \text{tg}^{-1} \left( \frac{\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right) \right] \quad (1.24)$$

$$y(\alpha) = \left[ -2 - \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2}{\alpha \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \left( \frac{\pi}{2} + \text{tg}^{-1} \left( \frac{\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right) \right] \quad (1.25)$$



Normalizando  $\bar{I}_{Dmd} = \bar{I}_O = D^2 \cdot y(\alpha) \cdot \alpha$  (1.26)

### 1.2.2.8. CORRENTE EFICAZ NA CHAVE:

Num período de chaveamento tem-se:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_f} \left( \frac{V_P \cdot \text{Sen}(\phi)}{L} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (1.27)$$

$$I_{Sef} = \frac{V_P \cdot \text{Sen}(\phi)}{L \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (1.28)$$

Num período da rede

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{V_P \cdot \text{Sen}(\phi)}{L \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \right)^2 \cdot d\phi} \quad (1.29)$$

$$I_{Sef} = \frac{V_P}{\sqrt{2} \cdot L \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (1.30)$$

Normalizando  $\bar{I}_{Sef} = \pi \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D^3}{3}}$  (1.31)

### 1.2.2.9. CORRENTE EFICAZ NO DIODO BOOST:

A expressão da corrente na descida é:

$$i_D = I_P - \frac{(V_O - V_P \cdot \text{Sen}(\phi))}{L} \cdot t \quad (1.32)$$

para um período de chaveamento tem-se:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_f} i_D^2 \cdot dt} \quad (1.33)$$

Substituindo (1.32), (1.12), (1.13) e (1.14) em (1.33) chega-se a:

$$I_{Def} = \frac{V_P}{L \cdot f_s} \sqrt{\frac{\alpha \cdot D^3}{3} \cdot \frac{\text{Sen}^3(\phi)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(\phi)}} \quad (1.34)$$

Num período da rede tem-se:

$$I_{Def} = \frac{V_P}{L \cdot f_s} \sqrt{\frac{\alpha \cdot D^3}{3} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \left( \frac{\text{Sen}^3(\phi)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(\phi)} \right)^2 \cdot d\phi} \quad (1.35)$$

$$I_{Def} = \frac{V_P}{\pi \cdot L \cdot f_s} \sqrt{\frac{D^3}{3} \cdot \pi \cdot \left[ \frac{y(\alpha)}{\alpha} - \frac{\pi}{2} \right]} \quad (1.36)$$

E normalizando: 
$$\bar{I}_{Def} = 2 \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3} \cdot \pi \cdot \left[ \frac{y(\alpha)}{\alpha} - \frac{\pi}{2} \right]} \quad (1.37)$$

#### 1.2.2.10. CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR

O valor eficaz da corrente no indutor pode se escrever como:

$$I_{Lef} = \sqrt{I_{Sef}^2 + I_{Def}^2} \quad (1.38)$$

substituindo (1.30) e (1.36) em (1.38) consegue-se:

$$I_{Lef} = \frac{V_P}{\pi \cdot L \cdot f_s} \sqrt{\frac{\pi \cdot y(\alpha) \cdot D^3}{3 \cdot \alpha}} \quad (1.39)$$

Normalizando 
$$\bar{I}_{Lef} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot y(\alpha) \cdot D^3}{3 \cdot \alpha}} \quad (1.40)$$

#### 1.2.2.11. CORRENTE EFICAZ NA ENTRADA:

Lembrando a presença do filtro na entrada do conversor, pode-se admitir o valor instantâneo da corrente de entrada como o valor médio da corrente no indutor num período de chaveamento, então:

$$I_{Lmd} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \frac{\text{Sen}(\phi)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(\phi)} \quad (1.41)$$

$$i_{IN} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \frac{\text{Sen}(wt)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(wt)} \quad (1.42)$$

Onde  $wt$  é a frequência angular da rede. A corrente eficaz fica:

$$I_{IN} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{\text{Sen}(wt)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(wt)} \right)^2 \cdot dwt} \quad (1.43)$$

$$z(\alpha) = \int_0^{\pi} \left( \frac{\text{Sen}(wt)}{1 - \alpha \cdot \text{Sen}(wt)} \right)^2 \cdot dwt \quad (1.44)$$

$$z(\alpha) = \left[ \frac{2}{\alpha \cdot (1 - \alpha^2)} + \frac{\pi}{\alpha^2} + \frac{2 \cdot \alpha^2 - 1}{\alpha^2 \cdot (1 - \alpha^2)} \cdot \frac{2}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \left( \frac{\pi}{2} + \text{tg}^{-1} \left( \frac{\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right) \right] \quad (1.45)$$

$$I_{IN} = \frac{V_O \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \alpha \cdot \sqrt{\frac{z(\alpha)}{\pi}} \quad (1.46)$$

Normalizando  $\bar{I}_{IN} = D^2 \cdot \alpha \cdot \sqrt{\pi \cdot z(\alpha)}$  (1.47)

#### 1.2.2.12. POTÊNCIA DE SAÍDA E FATOR DE POTÊNCIA:

Conhecida a corrente de saída (1.24), pode-se obter a potência de saída que é igual á potência ativa de entrada, admitindo 100% no rendimento, :

$$P_O = P_{IN} = I_O \cdot V_O = \frac{V_O \cdot V_P \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_s} \cdot y(\alpha) = \frac{V_O^2 \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_s} \cdot y(\alpha) \cdot \alpha \quad (1.48)$$

Normalizando  $\bar{P}_O = D^2 \cdot y(\alpha) \cdot \alpha$  (1.49)

O fator de potência, além de (1.9), pode ser expresso como:

$$f_p = \frac{P_{IN}}{V_{IN} \cdot I_{IN}} = \sqrt{\frac{2}{\pi \cdot z(\alpha)}} \frac{y(\alpha)}{\alpha} \quad (1.50)$$

### 1.2.2.13. INDUTÂNCIA CRÍTICA:

A condição crítica é dada pela razão cíclica limite que garanta a descida da corrente até zero. Isto é o limite entre condução contínua e descontínua. Assim:

$$D_{cr} = (1 - \alpha) \quad (1.51)$$

Tomando L de (1.48), tem-se:

$$L = \frac{V_o^2 \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot P_o \cdot f_s} \cdot \alpha \cdot y(\alpha) \quad (1.52)$$

aplicando (1.51) em (1.52) tem-se:

$$L_{cr} = \frac{V_o^2 (1 - \alpha)^2}{2 \cdot \pi \cdot P_o \cdot f_s} \cdot \alpha \cdot y(\alpha) \quad (1.53)$$

Normalizando  $\bar{L}_{cr} = (1 - \alpha)^2 \cdot \alpha \cdot y(\alpha) \quad (1.54)$

### 1.2.2.13. ESTIMAÇÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA:

Uma análise harmônica da corrente no diodo apresentaria uma componente harmônica em 120 Hz importante, a qual causa a presença de uma ondulação de 120 Hz na tensão de saída. Das expressões no diodo boost pode-se obter a sua corrente de pico média instantânea; subtraindo a corrente média de saída, se obtém a corrente de pico média instantânea no capacitor; se se considera esta como a corrente de pico, a corrente (componente de 120 Hz) no capacitor pode ser escrita como:

$$I_{Cpkm} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \left( \frac{\alpha}{1-\alpha} - \frac{y(\alpha)}{\pi} \right) \quad (1.55)$$

$$\frac{\Delta V_C}{2} = I_{Cpkm} \cdot X_C \quad C = \frac{2 \cdot I_{Cpkm}}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \Delta V_C} \quad (1.56)$$

Assim:

$$C_o \cong \frac{V_o \cdot D^2 \cdot \alpha}{4 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_s \cdot f_r \cdot \Delta V_{CT}} \left( \frac{\alpha \cdot \pi}{(1-\alpha)} - y(\alpha) \right) \quad (1.57)$$

Onde  $\Delta V_{CT}$  é a ondulação máxima no capacitor de saída e  $f_r$  a frequência da rede, fazendo  $f_r = 60$  Hz e usando (1.24), tem-se:

$$C_o \cong \frac{I_o}{120 \cdot \pi \cdot \Delta V_{CT}} \left( \frac{\alpha \cdot \pi}{(1-\alpha) \cdot y(\alpha)} - 1 \right) \quad (1.58)$$

Normalizando para  $\frac{I_o}{\Delta V_{CT}}$  tem-se:

$$\bar{C}_o \cong \frac{1}{120 \cdot \pi} \left( \frac{\alpha \cdot \pi}{(1-\alpha) \cdot y(\alpha)} - 1 \right) \quad (1.59)$$

#### 1.2.2.14. TENSÃO MÉDIA EFETIVA EM FONTES CHAVEADAS EM DCM:

Uma grandeza de uso comum na definição das características de circuitos elétricos é o valor médio da tensão de entrada. Geralmente conhecendo-se a forma de onda da tensão de entrada é possível determinar o valor médio da mesma, mas nem sempre o valor assim obtido é útil. Mostra-se na Fig. 1.7, o comportamento da corrente no indutor e potência instantânea num conversor Boost, ao qual se aplica duas formas de ondas diferentes na

entrada. O valor médio da tensão na entrada poderia ser qualquer, maior ou menor que  $E$ , mas o produto  $v.i$  só é possível na presença de ambas magnitudes no tempo. Assim, quando se diz que o produto da tensão média pela corrente média é igual á potência consumida, isto é válido quando ambas magnitudes estão presentes em todo o período de estudo.

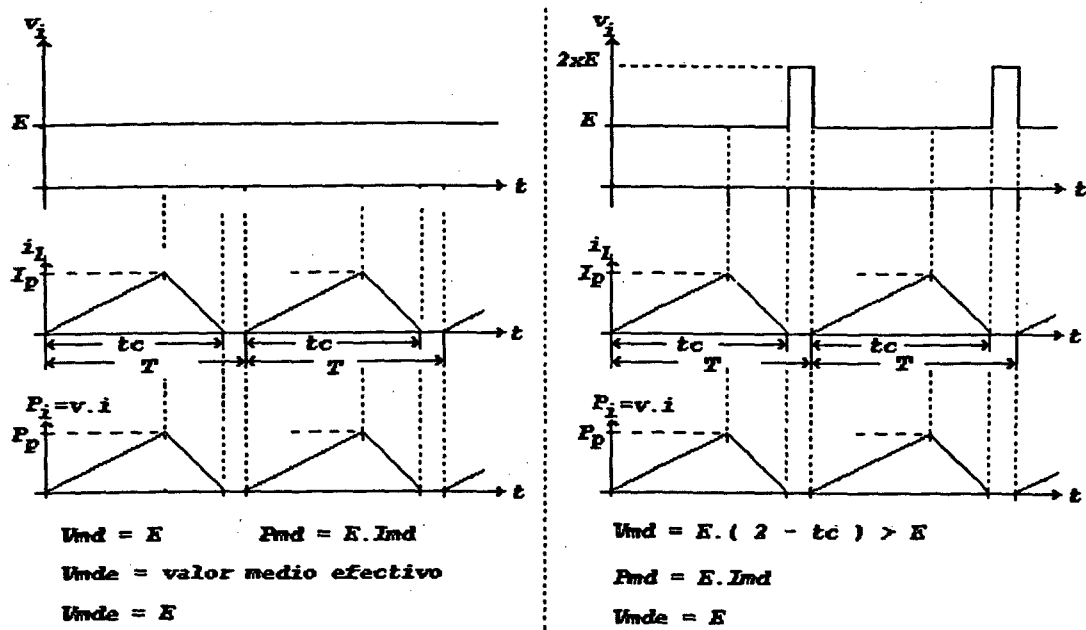


Fig.1.7 : Valor médio na entrada e valor médio efetivo

Logo, em DCM tem-se uma tensão diferente da tensão média que multiplicada pela corrente média produz a potência consumida; a essa tensão se coloca o nome de tensão média efetiva, que é o valor médio da tensão nos intervalos em que está presente a corrente.

No caso de fontes chaveadas em DCM PFC, usando o conversor Boost, o valor médio da tensão na saída da ponte retificadora é bem conhecido (1.60).

A fonte só fornece energia em pequenos intervalos de tempo e o valor médio efetivo é possível de se obter se for conhecida a potência de saída (1.48) e a corrente média no indutor (1.61) :

$$V_{md} = \left( \frac{2}{\pi} \cdot V_P \right) \quad (1.60)$$

$$I_{L_{md}} = \frac{V_P \cdot D^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_s} \cdot (2 + y(\alpha)) \quad (1.61)$$

$$V_{mde} = \frac{P_o}{I_{L_{md}}} \quad (1.62)$$

$$V_{mde} = \frac{V_P}{\alpha} \frac{y(\alpha)}{(2 + y(\alpha))} \quad (1.63)$$

### 1.3. ESTUDO DA ESTRUTURA PROPOSTA PARA DUPLA-TENSÃO (110V-220V)

#### 1.3.1. ESTRUTURA PROPOSTA

O objetivo básico deste trabalho é estudar a estrutura dada na Fig.1.8, em DCM, fazendo uma análise comparativa com a estrutura tradicional.

Basicamente consiste no mesmo Boost, mas que em conjunto com uma ponte retificadora e duas chaves faz em sua saída um dobrador de tensão, o qual é selecionado como tal por meio de um interruptor. Espera-se com isto reduzir os esforços de tensão nas chaves e melhorar o rendimento e o volume, em comparação com o tradicional.

O indutor  $L_f$  e o capacitor  $C_f$  são os componentes do pré-filtro na frequência de chaveamento. O indutor Boost

foi dividido em duas partes, assim como, o capacitor de saída. Comutando o interruptor S3 faz-se a troca de topologia necessária em concordância com a tensão de entrada. As chaves S1 e S2 são acionadas simultaneamente para abrir e fechar, com frequência

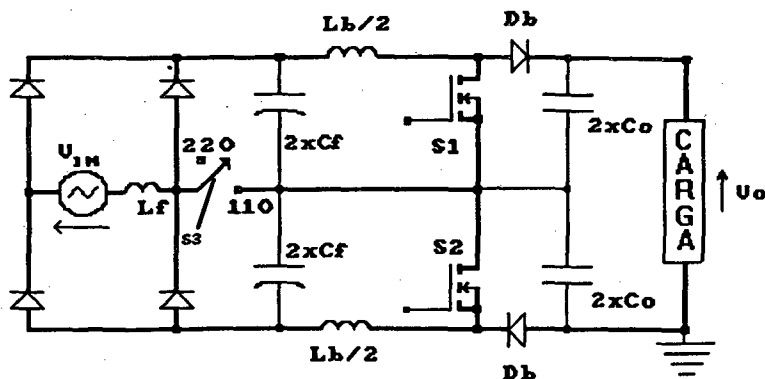


Fig. 1.8 Estrutura proposta para Vin 100V 220V

constante, e razão cíclica ajustável segundo as variações de carga ou tensão de pico da rede.

### 1.3.2. TOPOLOGIA EM 220V

Ao posicionar o interruptor para 220V na entrada (o interruptor pode ser mecânico ou eletrônico) tem-se basicamente o Boost, só que com metade da tensão nas chaves e no capacitor de saída.

Na Fig. 1.9 mostra-se as etapas de funcionamento para tensão positiva na rede, para um período de chaveamento.

Para a tensão da rede negativa a análise é igual, só que os diodos ativos da ponte são D5 e D6.



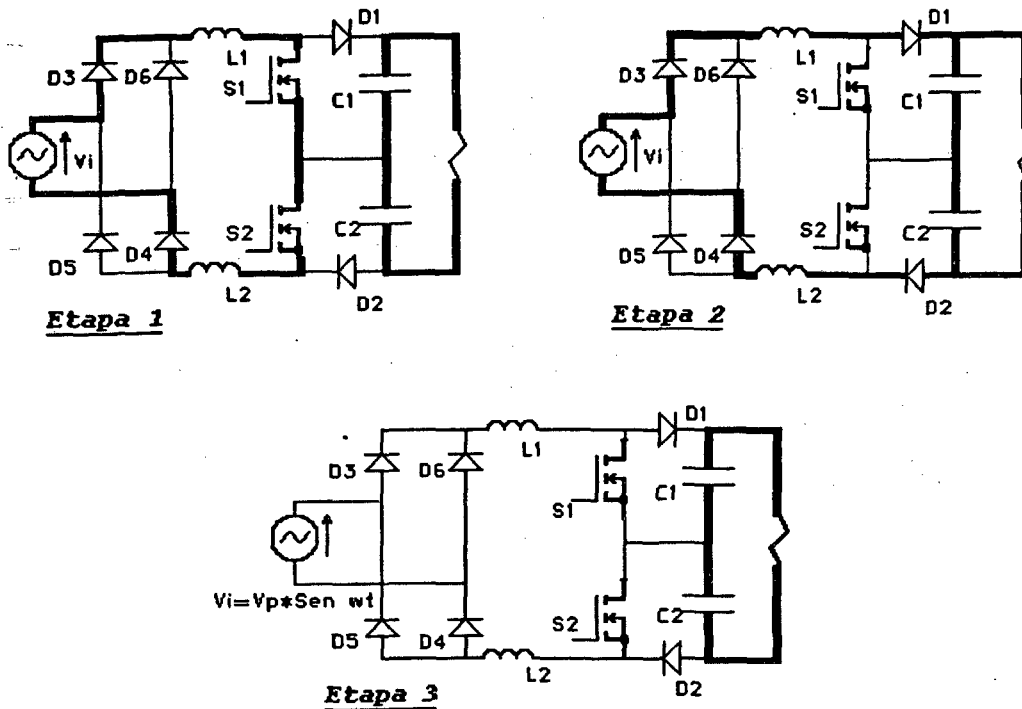


Fig. 1.9 Etapas de funcionamento em 220V

	Condução	Bloqueio
Etapa 1	$S1, S2, D3, D4$	$D1, D2, D5, D6$
Etapa 2	$D1, D2, D3, D4$	$S1, S2, D5, D6$
Etapa 3	--	$S1, S2, D1, D2, D3, D4, D5, D6$

A análise quantitativa feita para o Boost tradicional é aplicável aqui, lembrando que :

$$L=L_b=L_1+L_2 \quad C=C_o=C_1//C_2 \quad (1.64)$$

$$\text{Tensão de pico} \quad V_P=V_{Pl} \quad (1.65)$$

### 1.3.3. TOPOLOGIA EM 110V

Ao posicionar o interruptor para 110V na entrada, tem-se agora em cada meio ciclo da rede, um Boost tradicional, mas com metade da potência e tensão de saída, as etapas para o ciclo positivo da rede estão mostradas na Fig. 1.10. Aqui a análise quantitativa tem uma pequena variação, dado o fato de se ter em cada Boost transferência de energia só em meio ciclo da rede e com

metade da tensão de saída. Assim, nas definições do valor médio e eficaz das correntes, deve-se tomar o período completo da rede, lembrando que:

$$L_1 = L_2 = \frac{L}{2} \quad C_1 = C_2 = 2 \cdot C_0 \quad (1.66)$$

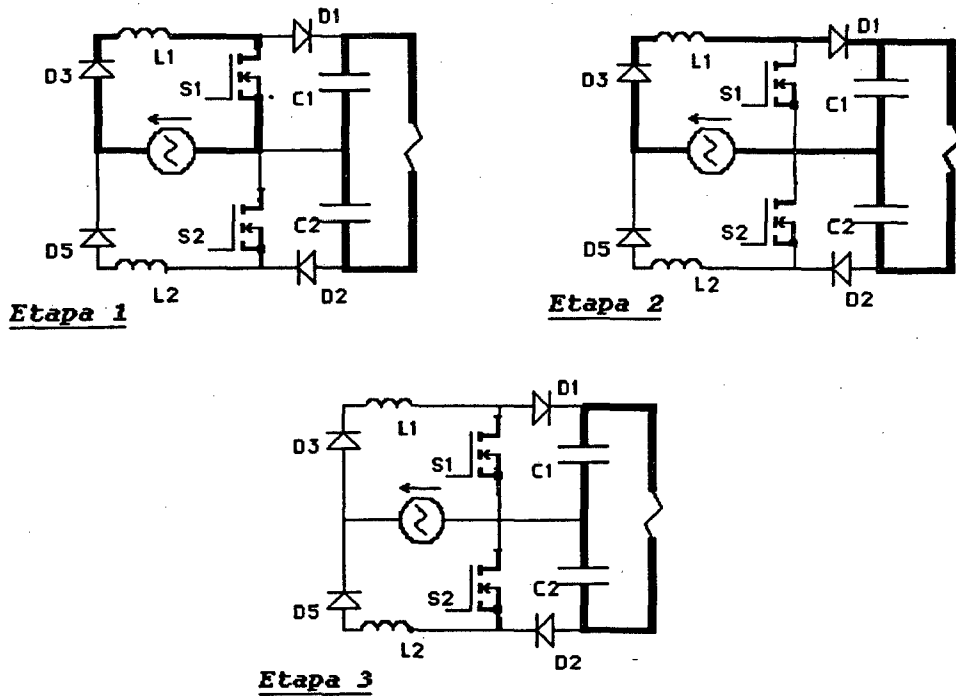


Fig. 1.10 Etapas de funcionamento em 110V

	Conduz	Bloqueio
Etapa 1	S1, S2, D3	D1, D2, D5
Etapa 2	D1, D3	S1, S2, D5
Etapa 3	--	S1, S2, D1, D2, D3, D5

Tensão de saída de cada Boost  $V_{\alpha} = \frac{V_o}{2} \quad (1.67)$

Tensão de pico de cada Boost  $V_{Pl} = \frac{V_{Pl}}{2} \quad (1.68)$

Relação de tensões  $\alpha_l = \frac{V_{Pl}}{V_{\alpha}} = \frac{V_{Pl}}{V_o} = \alpha \quad (1.69)$

Aplicando o que foi dito anteriormente e fazendo uma comparação das grandezas entre as topologias em 110V e 220V para igual potência e tensão na saída tem-se:

$$D_l = \sqrt{2} \cdot D_k \quad (1.70)$$

Onde o sufixo *l* e *k* se referem à topologia em 110V ou 220V, respectivamente.

Valores eficazes das correntes no indutor, chaves e diodo Boost são relacionadas por:

$$I_{efl} = \sqrt{2} \cdot I_{efk} \quad (1.71)$$

Valores médios das correntes no indutor, chaves e diodo Boost são relacionadas por:

$$I_{mdl} = I_{mdk} \quad (1.72)$$

Valores de pico das corrente no indutor, chaves e diodo Boost são relacionadas por:

$$I_{Pl} = \sqrt{2} \cdot I_{Pk} \quad (1.73)$$

Valor eficaz da corrente na rede ( admitindo o filtro na entrada) são relacionadas por:

$$I_{iefl} = 2 \cdot I_{iefk} \quad (1.74)$$

A expressão do fator de potência não é afetada pela troca na topologia; assim, para a mesma relação de tensões o fator de potência que apresenta o conversor é igual, em 110V ou 220V, para uma mesma potência e tensão na saída. É importante salientar aqui que com as relações acima podem-se usar ábacos feitos para o Boost tradicional e deles obter os valores da estrutura proposta.

#### 1.4. GERAÇÃO DE ÁBACOS

Para simplificar o uso dos ábacos, além da normalização feita para as correntes, acrescenta-se mais

uma em relação à corrente de saída ( $\bar{I}_o$ ) (1.26), assim é só tomar os dados do ábaco e multiplicar por  $I_o$  para obter o valor em Amperes. A margem da relação de tensões é mostrada de 0,3 até 1, faixa esta aceitável para o projeto de um Boost tradicional PFC. Apresenta-se a seguir as equações e os ábacos respectivos.

Potência de saída:

Reescreve-se aqui a equação (1.49)

$$\bar{P}_o = D^2 \cdot y(\alpha) \cdot \alpha \quad (1.49)$$

$$\text{Fator de normalização} = \frac{V_o^2}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_s}$$

Na Fig. 1.11 é mostrado o resultado gráfico da equação (1.49) com  $D$  como parâmetro, a linha tracejada indica o limite entre condução contínua e descontínua.

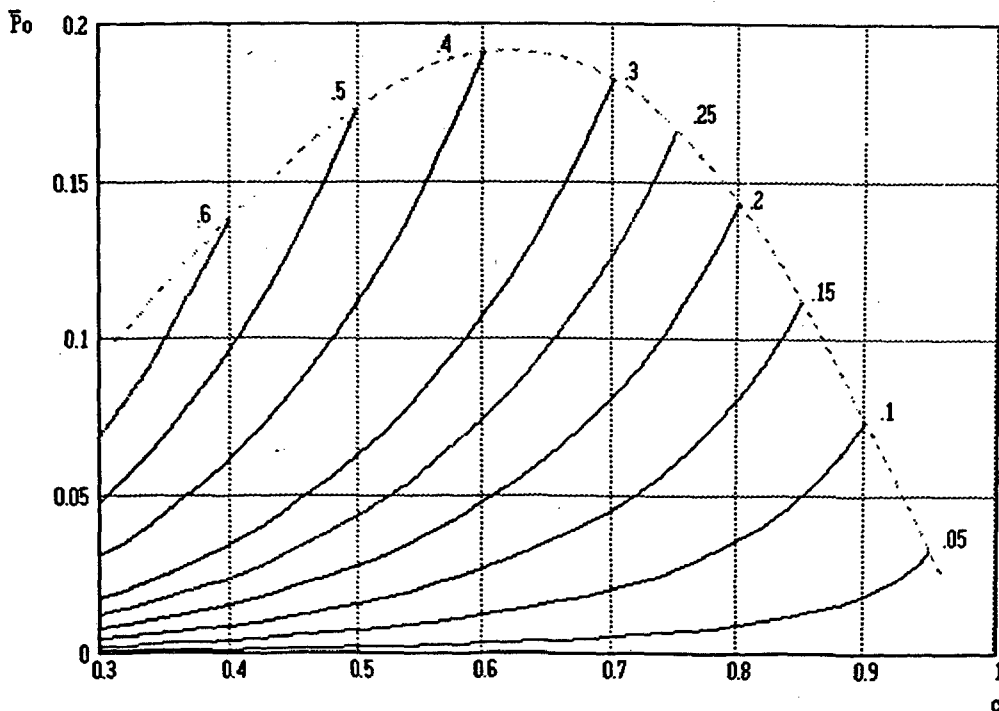


Fig. 1.11 Potência de saída normalizada com  $D$  como parâmetro.

Indutância crítica:

Obtém-se aqui o valor da indutância total

Reescreve-se a equação (1.54)

$$\bar{L}_{cr} = (1-\alpha)^2 \cdot \alpha \cdot y(\alpha) \quad (1.54)$$

$$\text{Fator de normalização} = \frac{V_o^2}{2 \cdot \pi \cdot P_o \cdot f_s}$$

O ábaco da indutância crítica da Fig 1.12 é válido para o Boost tradicional (estrutura em 220V). Mas devido a troca de topologia, na estrutura proposta, a condição crítica é presente para a estrutura em 110V. Assim, o ábaco da indutância crítica, aplicando (1.70) e mantendo a mesma normalização, é dividido pelo fator 2 :

$$\bar{L}_{cr} = (1-\alpha)^2 \cdot \frac{\alpha}{2} \cdot y(\alpha) \quad (1.75)$$

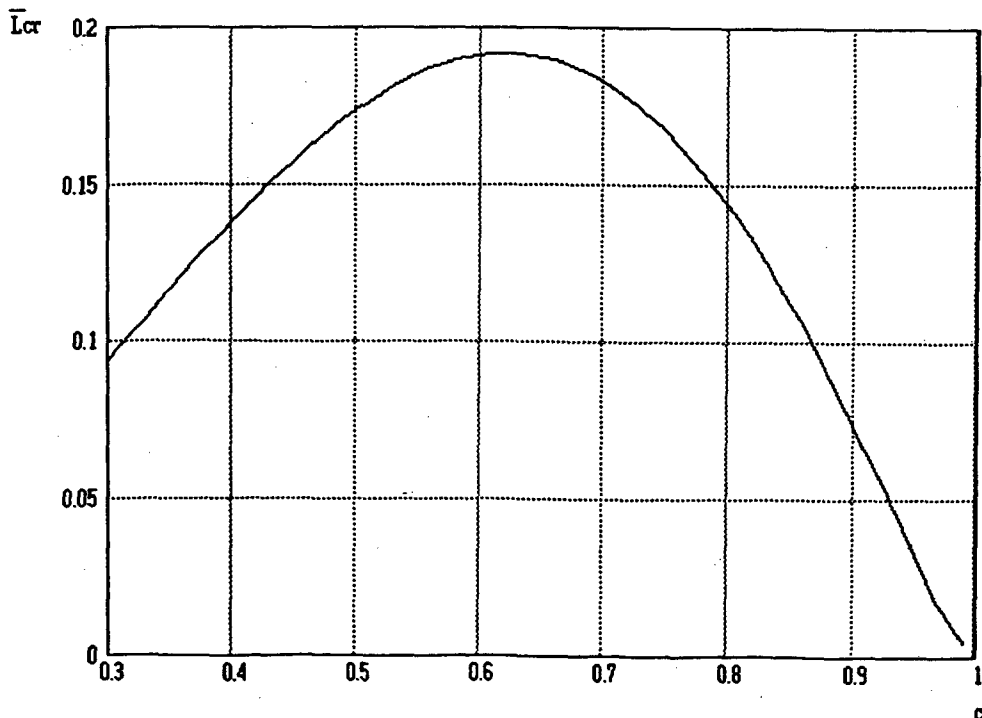


Fig. 1.12 Indutância crítica total normalizada para o Boost tradicional

Corrente eficaz e de pico na entrada:

Na Fig. 1.13 é apresentado o ábaco para a corrente de pico e eficaz na entrada (admitindo a presença de um filtro ideal na entrada do conversor na frequência de chaveamento).

$$\bar{I}_{IN_o} = \frac{\sqrt{\pi \cdot z(\alpha)}}{y(\alpha)} \quad (1.76)$$

$$\bar{I}_{IN_{pk}} = \frac{\pi}{(1-\alpha) \cdot y(\alpha)} \quad (1.77)$$

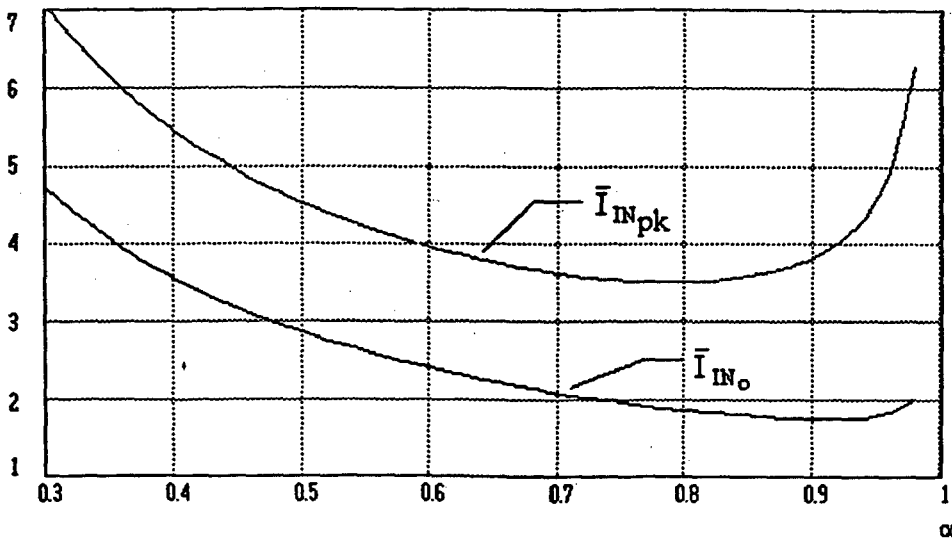


Fig. 1.13 Corrente eficaz e de pico na entrada

Corrente eficaz no Indutor:

$$\bar{I}_{Lef_o} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\pi}{3 \cdot D \cdot y(\alpha) \cdot \alpha}} \quad (1.78)$$

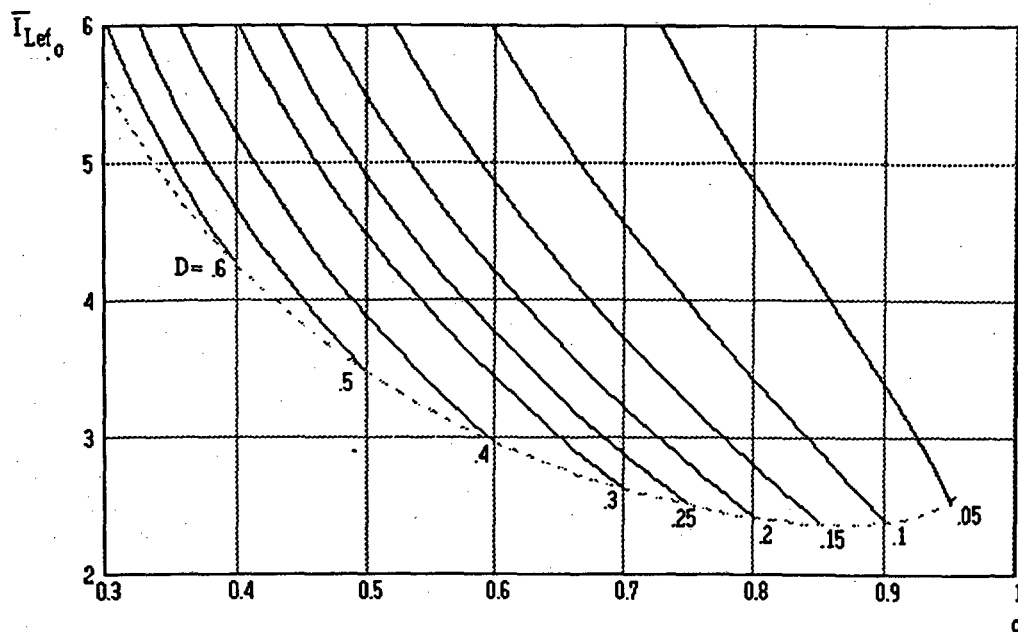


Fig. 1.14 Corrente eficaz no indutor com D como parâmetro

Corrente eficaz na chave:

$$\bar{I}_{sef0} = \frac{\pi \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3 \cdot D \cdot y(\alpha)}} \quad (1.79)$$

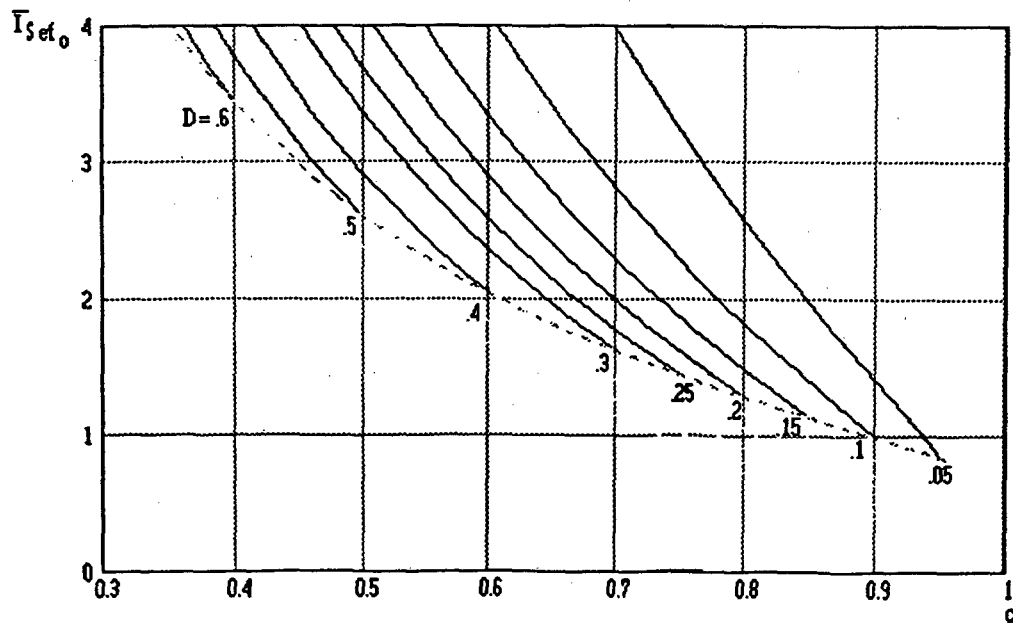


Fig.1.15 Corrente eficaz na chave com D como parâmetro

Corrente eficaz no diodo Boost:

$$\bar{I}_{D_{efo}} = \frac{2}{y(\alpha)} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{3 \cdot D} \left[ \frac{y(\alpha)}{\alpha} \frac{\pi}{2} \right]} \quad (1.80)$$

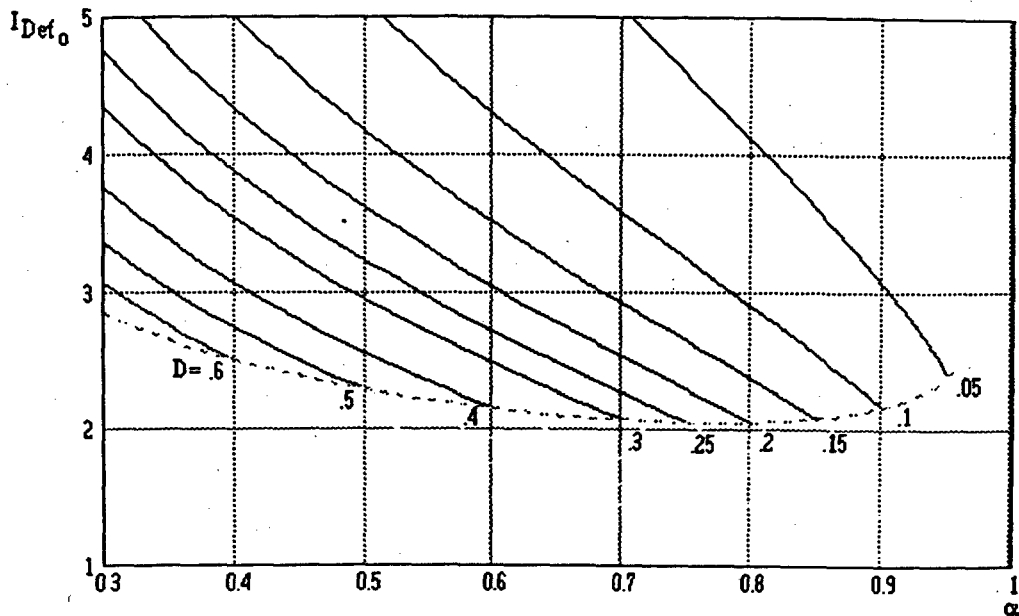


Fig. 1.16 Corrente eficaz no diodo Boost com  $D$  como parâmetro

Corrente média no indutor:

$$\bar{I}_{L_{mdo}} = \frac{(2+y(\alpha))}{y(\alpha)} \quad (1.81)$$

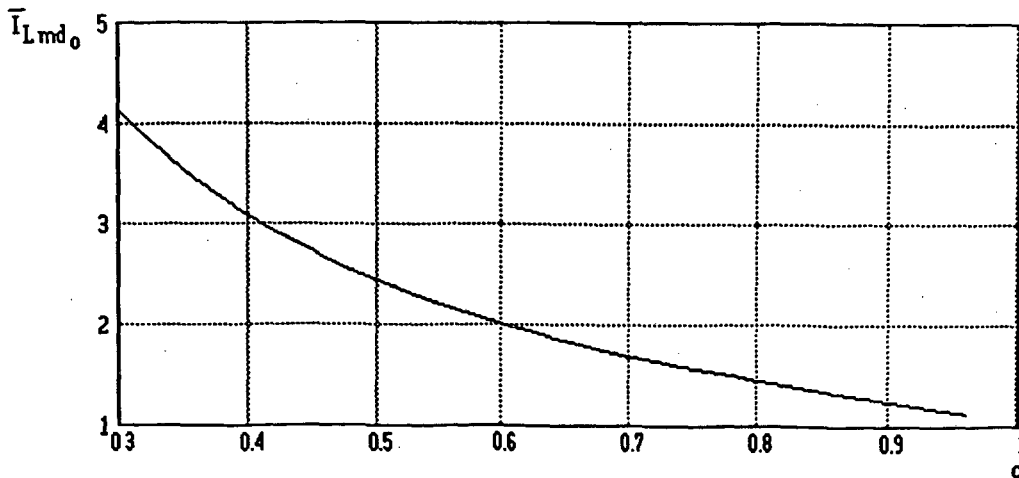


Fig. 1.17 Corrente média no indutor.



Corrente média na chave:

$$\bar{I}_{Smd_o} = \frac{2}{Y(\alpha)} \quad (1.82)$$

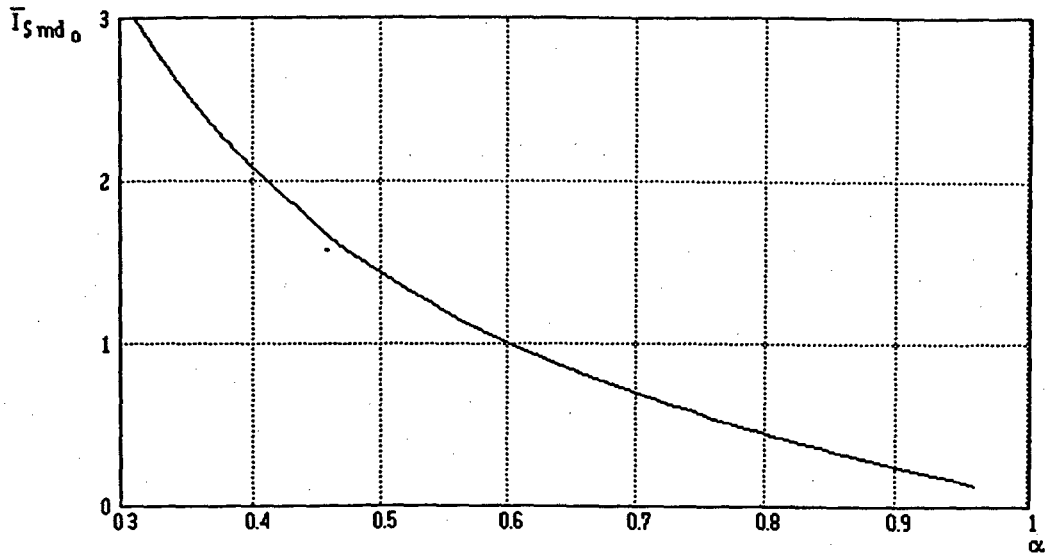


Fig.1.18 Corrente média na chave.

Corrente de pico na indutância:

$$\bar{I}_{Lpk_o} = \frac{2 \cdot \pi}{D \cdot y(\alpha)} \quad (1.83)$$

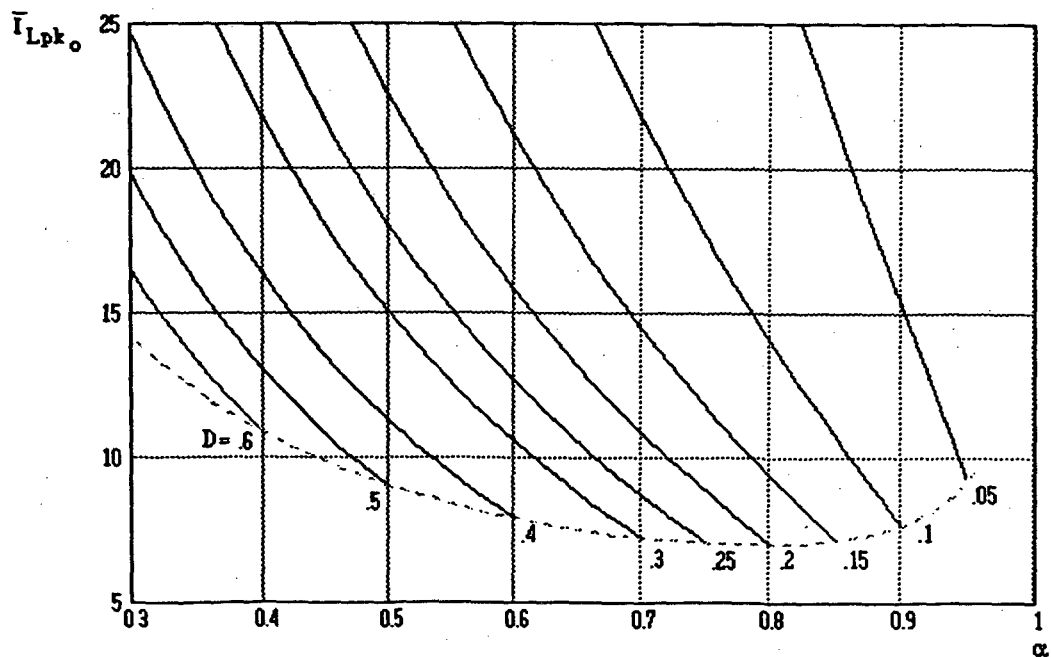


Fig.1.19 Corrente de pico normalizada na indutância.

Capacitor na saída:

$$\bar{C}_o \cong \frac{1}{120 \cdot \pi} \left( \frac{\alpha \cdot \pi}{(1-\alpha) \cdot y(\alpha)} - 1 \right) \quad (1.84)$$

Fator de normalização :  $\frac{I_o}{\Delta V_{CT}}$

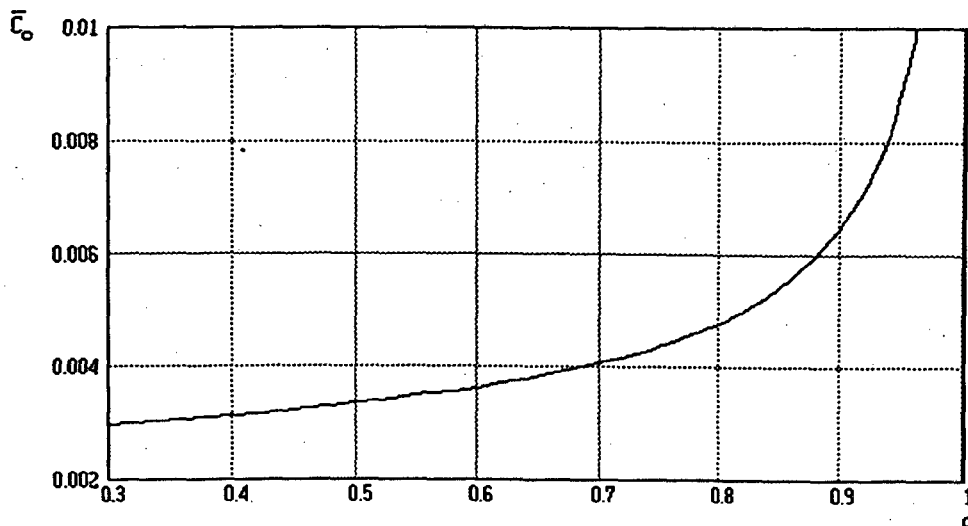


Fig.1.20 Capacitor da saída normalizado.

Fator de potência:

$$fp = \frac{P_{IN}}{V_{IN} \cdot I_{IN}} = \sqrt{\frac{2}{\pi \cdot z(\alpha)}} \frac{y(\alpha)}{\alpha} \quad (1.50)$$

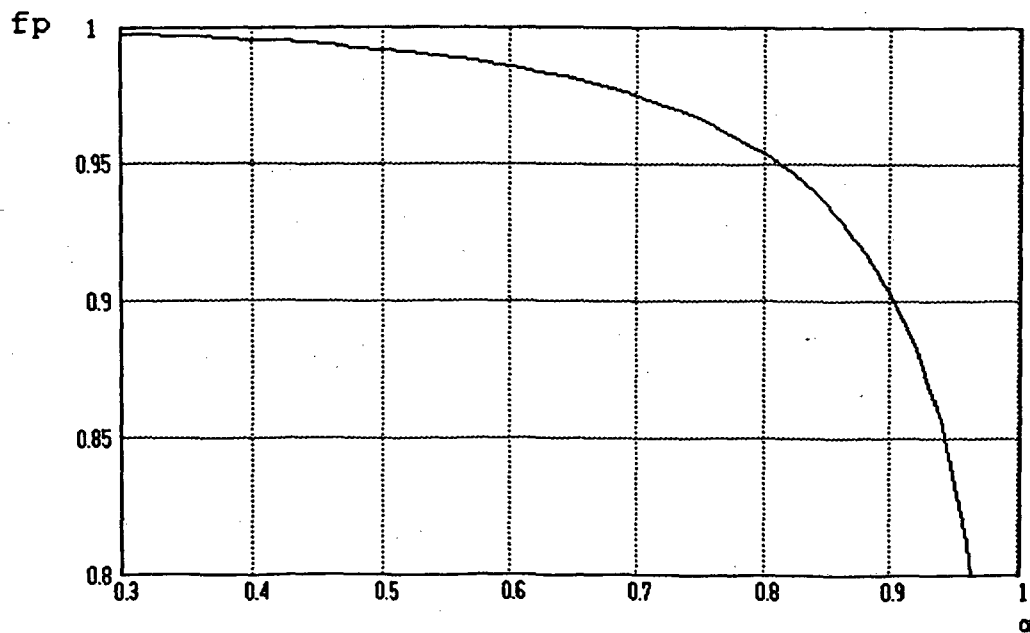


Fig.1.21 fator de potência.

Taxa de distorção harmônica:

$$\text{TDH} = \frac{1}{f_p} \sqrt{1 - f_p^2} \quad (1.85)$$

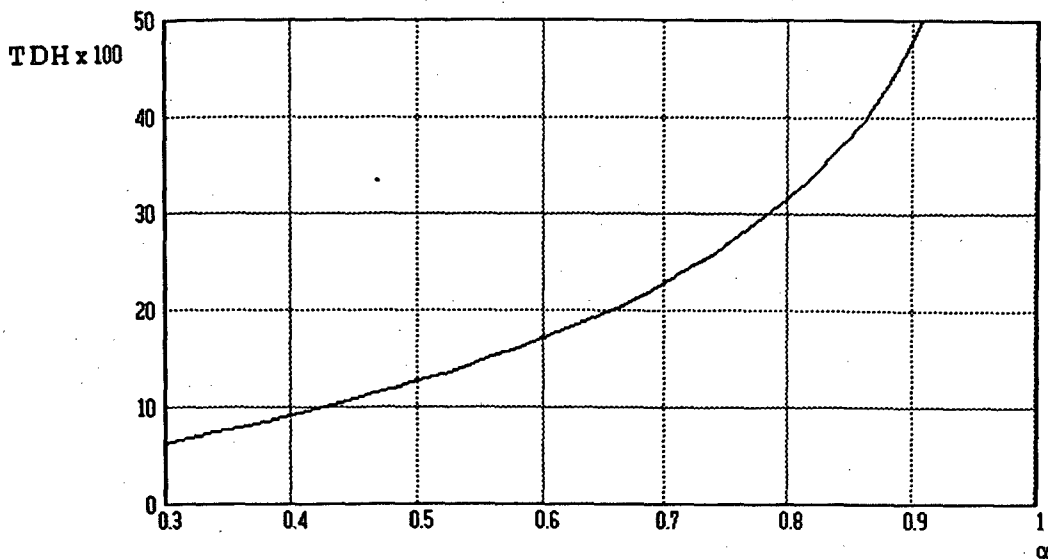


Fig.1.22 Taxa de distorção harmônica.

Comentário sobre os ábacos:

O ábaco da Fig. 1.11 fornece informações úteis para o projeto da estrutura; assim, para a mesma potência na saída, pode-se dizer que:

- Para uma relação de tensões menor que 0,6 , a condição crítica (limite de descontinuidade) se encontra ao diminuir a tensão na entrada

- Para uma relação de tensões maior que 0,6 , a condição crítica (limite de descontinuidade) se encontra ao aumentar a tensão na entrada

O acima exposto é muito importante, pois permite fixar um critério de projeto, isto é , se o conversor a projetar tem variações da relação de tensão sempre acima

de 0,6, o projeto do indutor crítico é feito para a máxima tensão na entrada e os esforços máximos de corrente para a mínima tensão. Para relação de tensões menor que 0,6 todo o projeto é para mínima tensão

Dos ábacos do fp e TDH pode-se dizer que estas grandezas só dependem da relação de tensão; assim com saída regulada pode-se variar a carga que o fp e TDH permanecem constantes. Além disso quanto maior a tensão de saída,  $\alpha$  pequeno, aparecerá na rede melhores características, ou seja, alto fator de potência. Isto pode ser um inconveniente, pois implicará em tensões elevadas na saída, para uma dada tensão de entrada.

### 1.5. CONCLUSÃO

- O conversor Boost em DCM permite fazer a correção ativa do fator de potência.

- O modo de operação descontinuo tem as seguintes vantagens:

.-Frequência fixa, otimiza o projeto dos indutores;

.-Não precisa de malha de corrente, controle simplificado;

.-A extinção da corrente ocorre naturalmente,

fasem com que as perdas por comutação sejam reduzidas.

Como principal desvantagem, apresenta alto valor eficaz e de pico da corrente nos componentes.

- Para se obter alto fator de potência tem-se que usar tensões de saída elevadas, em relação a tensão de entrada.

- Em DCM, para relação de tensão menor que 0,9 tem-se fator de potência maior que 0,9 e TDH menor que 50%.

- O fator de potência e a TDH dependem da relação de tensões e independem da carga.

- O produto tensão média vezes corrente média em DCM nem sempre representa a potência consumida.

- Consegue-se com a estrutura proposta reduzir os esforços de tensão nos semicondutores.

- A estrutura proposta aumenta o número de componentes, portanto a confiabilidade em relação ao conversor Boost convencional é menor, mas pode diminuir o custo total.

- Com os mesmos ábacos pode-se projetar o Boost tradicional e o conversor proposto.

## **CAPÍTULO 2**

### **PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA**

## 2.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo são descritos os passos para projeto da estrutura proposta na Fig. 1.8 e para o Boost tradicional. Assim, tem-se uma idéia comparativa no uso dos ábacos para ambas as estruturas.

São obtidos os esforços teóricos nos componentes e feita a seleção comercial.

Ao final é feita uma comparação dos resultados obtidos concernente à esforços, rendimento teórico e volume.

As metodologias de projeto usadas aqui são descritas nas referencias [16] e [17]

## 2.2. DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS PARA PROJETO

As especificações para projeto são:

$$P_o = 500 \text{ watts} \quad V_o = 400 \text{ volt} \quad +/- 2\%$$

$$V_{IN} = 110/220 \text{ volt} \quad +/- 12.5\% \quad 60 \text{ Hz}$$

$$f_c = 50 \text{ KHz}$$

Normas IEC 555-2

A potência adotada é um parâmetro arbitrário à título de exemplo, a tensão de saída foi escolhida por ser ela uma tendência no projeto de PFC com o conversor Boost. A porcentagem de variação da tensão de entrada foi arbitrária e a frequência de chaveamento foi escolhida pelas limitações do circuito de comando.

Duas especificações importantes são o fator de potência e a taxa de distorção harmônica, mas elas não são dadas diretamente pela norma IEC 555-2. O confronto

com a norma necessita de uma análise harmônica da corrente, o que escapa do objetivo deste capítulo e é feita no capítulo 5.

Para o conversor Boost em DCM,  $f_p$  e TDH são decorrentes das especificações de tensão de entrada e saída dadas, segundo os ábacos da Fig 1.20 e Fig. 1.21.

## 2.3. ESCOLHA E DEFINIÇÃO DOS COMPONENTES

### 2.3.1. BOOST TRADICIONAL:

Com os dados acima tem-se:

$$I_o = 1,25 \text{ Amp}$$

$$V_{pmin} = 136 \text{ V}$$

$$V_{pmax} = 350 \text{ V}$$

Assim a relação de tensões, dado indispensável para o uso dos ábacos, fica:

$$\alpha_{MIN} = 0,340$$

$$\alpha_{MAX} = 0,875$$

Analisando o ábaco da indutância crítica (Fig. 1.12), o valor mínimo da indutância para garantir condução descontínua se encontra em  $\alpha_{MAX}$ ,  $\bar{L}_{cr} \cong 0,095$ , assim, aplicando o fator de normalização tem-se :

$$L_{cr} = \frac{400^2}{2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 50000} \cdot 0,1 = 97 \mu\text{H}$$

Com o  $\alpha$  usado para a condição crítica e o ábaco para Capacitância do filtro de saída, (Fig. 1.20), tem-se uma estimativa do seu valor, para  $\Delta V_{Ct} = 8$  volt. :

$$\bar{C}_o = 0,0055 \quad C_o \cong 860 \mu\text{F}$$



Com esses resultados tem-se definidos os valores dos componentes passivos do Boost tradicional. Para definir os semicondutores e as características do indutor é preciso conhecer os esforços máximos de corrente nos mesmos, que ocorre para a mínima tensão de entrada. Assim, para obter o ponto de operação busca-se no ábaco da Fig. 1.11, para a mesma potência  $\bar{P}_O$ , para condição crítica da indutância, e o  $\alpha_{MIN}$ , a razão cíclica correspondente:

$$D \cong 0,62$$

Assim dos ábacos das Fig. 1.13 a Fig 1.19 tem-se :

Tabela 2.1 : Valores obtidos dos ábacos para o Boost tradicional

$\bar{I}_{Lef_0} \cong 5$	$I_{Lef} = 6,25$	Amp
$\bar{I}_{IN_0} \cong 4$	$I_{IN} = 5$	Amp
$\bar{I}_{Sef_0} \cong 4,5$	$I_{Sef} = 5,63$	Amp
$\bar{I}_{Def_0} \cong 2,75$	$I_{Def} = 3,44$	Amp
$\bar{I}_{Lmd_0} \cong 3,5$	$I_{Lmd} = 4,38$	Amp
$\bar{I}_{Smd_0} \cong 2,5$	$I_{Smd} = 3,13$	Amp
$\bar{I}_{Lpk_0} \cong 13$	$I_{Lpk} = 16,3$	Amp

A tensão de pico do diodo Boost e da chave principal fica definida pela tensão de saída, e a tensão de pico da ponte retificadora é definida pela rede.

### 2.3.2. ESTRUTURA PROPOSTA:

Diferentemente do Boost tradicional, os limites de variação da relação de tensão são definidos pelos

extremos da tensão num dos níveis de tensão de entrada, segundo (1.64). Assim:

$$V_{pmin} = 272 \text{ V}, \quad V_{pmax} = 350 \text{ V}$$

Assim a relação de tensões, fica:

$$\alpha_{MIN} = 0,680, \quad \alpha_{MAX} = 0,875$$

Analisando o ábaco da indutância crítica (Fig. 1.12), o valor mínimo, para garantir condução descontínua se encontra em  $\alpha_{MAX}$ ,  $\bar{L}_{cr} \cong 0,095$ . Lembrando que o ábaco é afetado por um fator 2, e aplicando a normalização tem-se:

$$L_{cr} = L_1 + L_2 = 48 \mu\text{H} \quad L_1 = 24 \mu\text{H}$$

Com uma boa aproximação no valor do filtro de saída pode-se usar o valor do capacitor obtido para o Boost tradicional, lembrando:

$$C_1 = C_2 = 2 \cdot C_0 \cong 1600 \mu\text{F}$$

Com esses resultados define-se os valores dos componentes passivos da estrutura proposta. Para definir os semicondutores e as características dos indutores é preciso conhecer os esforços máximos de corrente neles. Isto ocorre para a topologia em 110V com mínima tensão de entrada. Assim, para usar os mesmos ábacos do Boost tradicional deve-se referir o valor crítico em 110V para 220v conforme as relações dadas no parágrafo (1.3.3) para obter os valores dos ábacos. Assim, o valor crítico ocorre para  $V_{max}$ , logo a razão cíclica crítica é:

$$D_{cr} = (1 - \alpha_{MAX}) = 0,125 \quad (2.1)$$

Segundo (1.65):

$$D_t = 0,088$$

Do ábaco da Fig. 1.11 tem-se  $\bar{P}_0 = 0.05$  decorrente de  $\alpha_{MAX}$  e  $D_t$ . Contudo, a pior condição em corrente é para  $\alpha_{MIN}$ , logo com o mesmo  $\bar{P}_0$ , tem-se:

$$D_{pc_t} \cong 0,17$$

Assim, dos ábacos das Fig. 1.13 a 1.19 e (1.65) tem-se:

Tabela:2.2 Valores obtidos dos ábacos para a estrutura proposta  
CORRENTES

Parametrizada	referida 220V	referida 110V	
$\bar{I}_{Lef_0} \cong 3.8$	$I_{Lef} = 4.75$	5.65	Amp
$\bar{I}_{IN_0} \cong 2.2$	$I_{IN} = 2.75$	5.5	Amp
$\bar{I}_{Sef_0} \cong 2.4$	$I_{Sef} = 3$	3.57	Amp
$\bar{I}_{Def_0} \cong 2.9$	$I_{Def} = 3.63$	4.32	Amp
$\bar{I}_{Lmd_0} \cong 1.8$	$I_{Lmd} = 2.25$	2.25	Amp
$\bar{I}_{Smd_0} \cong .8$	$I_{Smd} = 1$	1	Amp
$\bar{I}_{Lpk_0} \cong 15$	$I_{Lpk} = 18.8$	26.6	Amp

A tensão de pico, para os diodo Boost e as chaves principais, fica definida pela metade da tensão de saída, e na ponte retificadora é igual ao tradicional.

### 2.3.3. FILTRO DE ENTRADA:

Usa-se um filtro LC na entrada para eliminar as harmônicas de corrente da frequência de chaveamento. Deve-se ter cuidado na escolha dos componentes do filtro para que o mesmo não provoque quedas de tensão ou

deslocamento da corrente. A estrutura apresenta maior solicitação de corrente para a topologia em 110V. Fixando L e C para esta condição ter-se-á um pequeno deslocamento da corrente para a topologia em 220V. A resistência equivalente apresentada em 110V é:

$$r_o = \frac{V_p}{I_p} = \frac{132}{26.6} = 5 \Omega \quad (2.2)$$

Coloca-se o pólo duplo do filtro, uma década abaixo da frequência de chaveamento:

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{10} = 31415 \text{ rad/seg} \quad (2.3)$$

Valor do capacitor:

$$C_f = \frac{I}{r_o \cdot 2 \cdot \omega_s} = 3 \mu\text{F} \quad (2.4)$$

Valor da indutância (na prática deve-se considerar que já existe um valor típico de indutância de linha):

$$L_f = \frac{I}{\omega_s^2 \cdot C_f} = 340 \mu\text{H} \quad (2.5)$$

#### 2.3.4. PROJETO DO INDUTOR BOOST:

Dados:

$f_c = 50 \text{ KHz}$       Frequência de chaveamento

$I_{Lef} = 5,7 \text{ Amp}$       Corrente eficaz

$I_{Lpk} = 26,6 \text{ Amp}$       Corrente de pico

$L = 24 \mu\text{H}$       Valor da indutância

$B = 0,24 \text{ T}$       Variação máxima da densidade do fluxo

$J = 350 \text{ Amp/cm}^2$       Densidade máxima de corrente

$K_w = 0,7$  Fator de utilização da janela

Estimação do núcleo:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lef} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_m \cdot J_m} = 0,619 \text{ cm}^4 \quad (2.6)$$

O produto das áreas obtido leva a escolha do núcleo E 30/14 da THORNTON. Ao finalizar o projeto detecta-se uma elevação excessiva da temperatura. Portanto, o núcleo foi trocado para E 42/15. Mostra-se o projeto do indutor para esse núcleo.

Adotando o núcleo E 42/15, cujos dados são:

$l_t = 8,7 \text{ cm}$  Comprimento médio da espira

$V_e = 17,10 \text{ m}^3$  Volume do núcleo

$A_e A_w = 2,84 \text{ cm}^4$  Produto das áreas

$A_e = 1,81 \text{ cm}^2$  Área da perna central

$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$  Área da janela do carretel

Cálculo do número de espiras:

$$N = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot 10^4}{B_m \cdot A_e} = 14,6 \quad (2.7)$$

adotou-se  $N = 14$

Cálculo do entreferro:

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot A_e \cdot 10^{-9}}{2 \cdot L} = 0,093 \text{ cm} \quad (2.8)$$

Escolha do condutor:

A seção total do condutor será:

$$S_T = \frac{I_{Lef}}{J_m} = 0,01629 \text{ cm}^2 \quad (2.9)$$

Levando em conta o efeito Skin, a profundidade de penetração para 75°C será:

$$\delta = \frac{7}{\sqrt{fc}} = 0,0313 \text{ cm} \quad (2.10)$$

o diâmetro máximo do fio é  $d = 2 \cdot \delta = 0,062 \text{ cm}$ ; usa-se o fio comercial  $d = 0,051 \text{ cm}$  com seção de cobre  $S_c = 0,002047 \text{ cm}^2$ , cuja resistividade a 100 °C é  $\rho = 0,001125 \text{ } \Omega/\text{cm}$ . Assim o número de fios por espira será:

$$n_s = \frac{S_T}{S_c} \cong 8 \text{ fios} \quad (2.11)$$

Pelo fato de ter um número considerável de espiras é inevitável, usando o mesmo núcleo, o emprego de múltiplas camadas. Assim, tem que se considerar o efeito de proximidade como outro fator que aumenta as perdas no cobre; para considerá-las, com boa precisão, no projeto, tem que se fazer um estudo da geometria do enrolamento dos campos magnéticos enlaçados por camada.

Aqui foi feito um ajuste experimental, aumentando o número de fios para 14. O resultado experimental obtido foi satisfatório.

Cálculo térmico:

Com os dados acima e as seguintes constantes e equações pode-se estimar a elevação de temperatura no indutor, assim:

Constantes de perdas no núcleo:

$K_h = 4 \cdot 10^{-5}$  Cte. perdas por Histerese

$K_e = 4 \cdot 10^{-10}$  Cte. perdas por correntes parasitas

Perdas nos enrolamentos:

$$P_w = I_{ef}^2 \cdot N \cdot l_t \cdot \frac{\rho}{n_s} = 0,31 \text{ watts} \quad (2.12)$$

Perdas no núcleo:

$$P_c = B_m^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_c + K_e \cdot f_c^2) \cdot V_e = 1,67 \text{ watts} \quad (2.13)$$

Resistência térmica do núcleo:

$$R_T = 23 \cdot A_e A_w^{-0,37} = 15,6 \text{ } ^\circ\text{C/watts} \quad (2.14)$$

Elevação da temperatura

$$\Delta_T = (P_c + P_w) \cdot R_T = 30,9 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.15)$$

que é uma elevação aceitável.

### 2.3.5. PROJETO DO INDUTOR DE FILTRAGEM:

Segue-se um procedimento similar ao realizado para o indutor Boost, só que a frequência é a da rede; mesmo usando núcleo de ferrite, pode-se usar a densidade de fluxo máxima permitida e desconsiderar as perdas no núcleo, além de usar um só fio por espira, dado que o efeito skin e de proximidade podem ser desconsiderados para baixa frequência. Assim:

Dados:

$f_c = 60 \text{ Hz}$                       Frequência da rede

$I_{Lef} = 5,7 \text{ Amp}$                       Corrente eficaz

$I_{Lpk} = 9,3 \text{ Amp}$                       Corrente de pico

$L = 350 \text{ } \mu\text{H}$                       Indutância

$B = 0,4 \text{ T}$                       Variação máxima da densidade do

fluxo

$J = 450 \text{ Amp/cm}^2$                       Densidade máxima de corrente

$K_w = 0,7$  Fator de utilização da janela

Estimação do núcleo:

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lef} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_m \cdot J_m} = 1,473 \text{ cm}^4 \quad (2.16)$$

O produto das áreas obtido leva à escolha do núcleo E 42/15, da THORNTON.

Cálculo do número de espiras:

$$N = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot 10^4}{B_m \cdot Ae} = 44,96 \quad (2.17)$$

adotou-se  $N = 45$

Cálculo do entreferro:

$$lg = \frac{4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot Ae \cdot 10^{-9}}{2 \cdot L} = 0,06 \text{ cm} \quad (2.18)$$

Escolha do condutor:

A seção total do condutor será:

$$S_T = \frac{I_{Lef}}{J_m} = 0,01267 \text{ cm}^2 \quad (2.19)$$

Usa-se o fio comercial  $d = 0,129 \text{ cm}$  com seção de cobre  $S_c = 0,013088 \text{ cm}^2$ , cuja resistividade a  $100 \text{ }^\circ\text{C}$  é  $\rho = 0,000176 \text{ } \Omega/\text{cm}$ .

Perdas nos enrolamentos:

$$P_w = I_{ef}^2 \cdot N \cdot l_t \cdot \rho = 2,14 \text{ watts} \quad (2.20)$$

Resistência térmica do núcleo:

$$R_T = 23 \cdot AeAw^{-0.37} = 15,6 \text{ }^\circ\text{C/watts} \quad (2.21)$$

Elevação da temperatura

$$\Delta_T = P_w \cdot R_T = 33,5 \text{ }^\circ\text{C} \quad (2.22)$$

elevação aceitável.



### 2.3.6. PROJETO DOS SEMICONDUTORES E CÁLCULO DE PERDAS:

Mostra-se aqui o projeto dos componentes para a estrutura proposta.

#### Ponte retificadora:

Para selecionar a ponte precisa-se conhecer sua corrente média e tensão de pico. A corrente média nos diodos da ponte é igual à corrente média no indutor Boost para a topologia em 110V e igual à metade para a topologia em 220V; assim o pior caso é para 110V. A tensão de pico é igual ao pico máximo da rede; aqui, o pior caso é para 220V

Assim:

$$I_m = 2.25 \text{ Amp}$$

$$I_{ef} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 3.9 \text{ Amp} \quad (2.23)$$

$$V_{pm} = 353 \text{ Volt}$$

$$V_{ef} = 220 \text{ Volt}$$

Selecionando uma ponte SEMIKRON SKB 7/08, adotando uma tensão de condução  $V_F = 1.5$  volt e desconsiderando sua resistência interna, tem-se:

$$P_{PR} = 2 \cdot I_m \cdot V_F = 6,75 \text{ watts} \quad (2.24)$$

$$R_{jc} = 2,2 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

$$R_{cd} = 0,3 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

$$T_j = 120 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_a = 55 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_{ja} = \frac{(T_c - T_a)}{P_{PR}} = 9,63 \text{ } ^\circ\text{C/w} \quad (2.25)$$

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jd} = 7 \text{ } ^\circ\text{C/w} \quad (2.26)$$

Usa-se um dissipador com resistência térmica menor do que a calculada.

Diodo Boost:

Para o projeto do diodo Boost precisa-se conhecer sua corrente média, corrente e tensão de pico, além disso, o diodo deve ser rápido. A corrente média é igual a corrente de saída que é pequena, mas a corrente de pico repetitiva é crítica; assim a escolha fica definida pela corrente de pico.

$$I_{FRM} = 27 \text{ Amp.}$$

$$I_m = 1,25 \text{ Amp.}$$

$$V_{pm} = 200 \text{ Volts}$$

Seleciona-se o diodo da MOTOROLA MUR1530 ou similar com as seguintes características:

$$I_{FRM} = 30 \text{ Amp.}$$

$$V_F = 1,12 \text{ Volts}$$

$$V_{RRM} = 300 \text{ Volts}$$

Assim:

$$P_{DB} = 2 \cdot I_m \cdot V_F \cong 2,8 \text{ watts} \quad (2.27)$$

$$R_{jc} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

$$R_{cd} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

$$T_j = 120 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_a = 55 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_{ja} = \frac{(T_c - T_a)}{P_{DB}} = 42 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jd} = 40 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

O resultado mostra que precisa-se de um dissipador muito pequeno. Aproveita-se o mesmo dissipador usado para as chaves principais.

Chave principal:

Os dados necessários para a seleção das chaves são sua corrente eficaz, sua corrente de pico, assim como sua tensão de pico. Tomando-as da Tabela 2.2 e acrescentando um fator na corrente eficaz de 1,1 para considerar um rendimento de 90% na estrutura, (considera-se este fator aqui, devido a ser o componente mais sensível ao valor eficaz da corrente e pode apresentar as maiores perdas, o que definirá o volume da estrutura), tem-se :

$$I_{\text{sef}} = 3,57 \cdot 1,1 = 3,9 \text{ Amp}$$

$$I_{\text{pk}} = 26,6 \text{ Amp}$$

$$V_p = 200 \text{ Volt}$$

A maior preocupação na seleção da chave (MOSFET), dado o elevado valor eficaz da corrente, é usar aquela com a menor resistência de condução, para garantir um bom rendimento. Uma chave IRF644 ou similar poderia aplicar-se aqui. Suas características são:

$$I_m = 12,5 \text{ Amp}$$

$$V_{\text{DSS}} = 275 \text{ Volt}$$

$$r_{\text{DS(on)}} \cong 0,5 \Omega \quad (100 \text{ }^\circ\text{C})$$

$$C_{\text{oss}} = 350 \text{ pF}$$

$$t_r = 200 \text{ nseg}$$

$$t_f = 200 \text{ nseg}$$

tr e tf são estimativas levando em conta os possíveis retardos no comando. Como a entrada em condução é sob corrente nula, no cálculo de perdas não se toma o tempo tr.

$$T_j = 110 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_a = 55 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_{jc} = 1 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

$$R_{cd} = 1 \text{ } ^\circ\text{C/w} \quad (\text{pasta térmica e mica isolante})$$

As perdas na chave são :

Perdas em condução:

$$P_c = I_{ef}^2 \cdot r_{DS(on)} = 7,6 \text{ watts.}$$

Perdas de comutação:

$$P_{CM} = \frac{f_c}{2} \cdot t_f \cdot I_m \cdot V_o = 1 \text{ watts.}$$

Perdas adicionais:

$$P_{ad} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{off}^2 \cdot f_c = 0,35 \text{ watts.}$$

Potência de perdas totais:

$$P_{TC} = P_c + P_{CM} + P_{ad} = 8.96 \text{ watts.}$$

Assim, colocando as duas chaves no mesmo dissipador:

$$R_{ja} = \frac{(T_c - T_a)}{2 \cdot P_{TC}} = 3 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

$$R_{da} = R_{ja} \cdot \frac{R_{jd}}{2} = 2 \text{ } ^\circ\text{C/w}$$

Pelo fato de se ter no mesmo dissipador os diodos Boost, eles vão contribuir para a temperatura no dissipador aumentar. Assim, usa-se um dissipador com

resistência térmica menor do que a calculada. Escolhe-se um dissipador Kp 1,25 da SEMIKRON ou similar.

### 2.3.7. RESUMO DOS RESULTADOS:

A seguir mostra-se uma tabela comparativa com os principais valores obtidos, para o Boost tradicional e a estrutura proposta.

Tabela 2.3: COMPARAÇÃO DA ESTRUTURA PROPOSTA E O BOOST TRADICIONAL

Po=500 w		Correntes (Amp)		Componentes		Perdas(Watt)	
		Tradicional	Proposto	Tradicional	Proposto	Tradicional	Proposto
CHAVE Principal	RMS	6.2	3,9	IRF451	2 x	35	2 x
	AVG	3,1	1		IRF 644		9
	Pico	16,3	26,6		$r_{on} = 0,7$		$r_{on} = 0,5$
DIODO Boost	RMS	3,44	4,32	UR1550	2 x	1,88	2 x
	AVG	1,25	1,25		MUR1530		1,88
	Pico	16,3	26,6				
PONTE Retificadora	RMS	3,5	3,9	SKB 7/08	SKB 7/08	6,6	6,75
	AVE	2,2	2,3				
	Pico	7	9				
INDUTOR Boost	Pico	16,3	26,6	97 uH	24 uH	2,7	2 x
	RMS	6,25	5,65	E 55	2 x E42/15		2
Tensão Máxima	Chave		450 V	250 V			
	Diodo		450 V	250 V			
Dissipador*	---		Kp 0.4 2000 g	Kp 1.25 420 g			
Perdas Totais						46,2	32,5

\* O dissipador (onde estão colocados os diodos e as chaves) é único, A ponte retificadora tem seu próprio dissipador e é igual para as duas estruturas

### Análise e comentários da Tabela 2.3

A seleção dos MOSFET foi feita para se ter um custo similar nas chaves ( $IRF451 \cong 9.75\$$   $IRF644 \cong 4.4\$ \times 2$ ).

A comparação está centrada no rendimento e volume, mas se a escolha é feita para ter um rendimento similar é evidente que o custo da chave no Boost tradicional ficaria bem maior.

Como pode-se observar na Tabela 2.3, consegue-se redução nas perdas e uma grande diminuição no volume, isto para um custo similar em componentes.

Pode-se concluir então que a estrutura proposta atinge os objetivos pretendidos.

Até aqui pode-se colocar como desvantagens da estrutura proposta o elevado valor da corrente de pico e o aumento do número de componentes.

Para diminuir o valor eficaz da corrente na ponte retificadora, coloca-se o capacitor do filtro de entrada depois da ponte retificadora.

## **2.4. CONCLUSÃO**

- As normalizações usadas facilitam o uso dos ábacos.
- Os ábacos permitem o projeto do Boost tradicional e da estrutura proposta.
- O projeto é simples.
- As principais grandezas na escolha dos semicondutores são a corrente de pico, corrente eficaz e tensão de pico.

- A corrente de pico é maior na estrutura proposta.
- A corrente eficaz em cada chave é menor na estrutura proposta.
- As perdas na chave principal da estrutura proposta são reduzidas.
- Para um custo similar nos semicondutores, o volume da estrutura proposta é bem menor.
- Em geral logra-se o objetivo de reduzir volume e esforços nas chaves.

### **CAPÍTULO 3**

## **DEFINIÇÃO E PROJETO DOS CIRCUITOS DE COMANDO, CONTROLE E PROTEÇÃO**



### 3.1. INTRODUÇÃO:

Apresenta-se aqui a definição e o projeto dos circuitos de comando para a estrutura proposta.

Pretende-se com o comando e controle fazer a regulação da tensão na saída do conversor ( barramento CC), controlar a corrente de pico na partida ("inrush"), gerar uma partida progressiva e fornecer sua própria alimentação.

Para o comando dos interruptores de potência (MOSFETs) emprega-se transformadores de pulso, visto que as chaves não têm um terra comum. O comando é do tipo PWM, à frequência constante e usa-se para isto o CI 3524 que gera a modulação necessária.

Na análise e projeto do compensador e dos circuitos de proteção usou-se as referências [16],[18] e [19].

### 3.2. CIRCUITO DE COMANDO E CONTROLE

As principais funções a cumprir com o circuito de comando e controle são:

- Compensação.
- Modulação por largura de pulso (PWM).
- Limitação do valor da razão cíclica.
- Limitação da corrente na partida.
- Partida progressiva.
- Comando de "gate" dos MOSFETs.
- Fonte Auxiliar.

Cada uma destas funções é descrita a seguir.

### 3.2.1. CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO:

Os principais componentes que definem a resposta dinâmica deste conversor são o capacitor de saída e a carga.

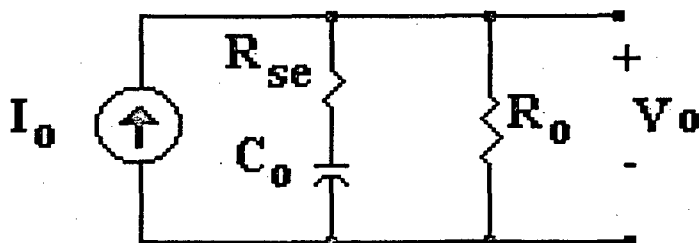


Fig. 3.1 Circuito equivalente da saída do conversor

O estágio de saída do conversor pode ser representado de acordo com a Fig. 3.1. Assim, na saída do conversor tem-se um pólo definido pelo valor do capacitor e da resistência de carga, e um zero definido pelo valor do capacitor e pela sua resistência série equivalente. Em geral usa-se o método de compensação de pólos e zeros, isto é, colocar no compensador pólos e zeros contrapostos aos do conversor. Um circuito compensador que faz isto é mostrado na Fig. 3.2. Os diagramas de Bode generalizados dos comportamentos do estágio de saída e do compensador estão mostrado na Fig. 3.3. As frequências de corte podem ser obtidas como segue:

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_o \cdot C_o} \quad (3.1)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{se} \cdot C_o} \quad (3.2)$$

Pelo fato da tensão na entrada ser variável, tem-se

na saída uma ondulação de 120Hz, a qual, se for compensada, geraria uma distorção na corrente de entrada. Para evitar isto coloca-se, no compensador, um pólo dominante uma década abaixo de 120 Hz.

Para se obter a função de transferência do conversor é necessário conhecer o ganho estático do mesmo. Fazendo em (1.48)  $P_o = \frac{V_o^2}{R_o}$  e  $D = \frac{V_c}{V_s}$ , pode-se

obter o ganho CC em malha aberta como:

$$\frac{V_o}{V_c} = \frac{V_p}{V_s \cdot \sqrt{\pi \cdot J_K}} \cdot \sqrt{\frac{y(\alpha)}{\alpha}} \quad (3.3)$$

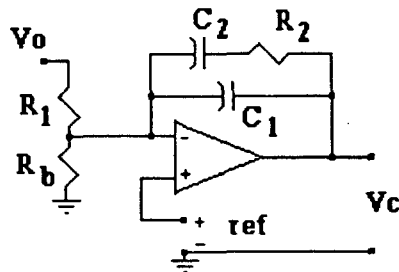


Fig. 3.2 Circuito de compensação

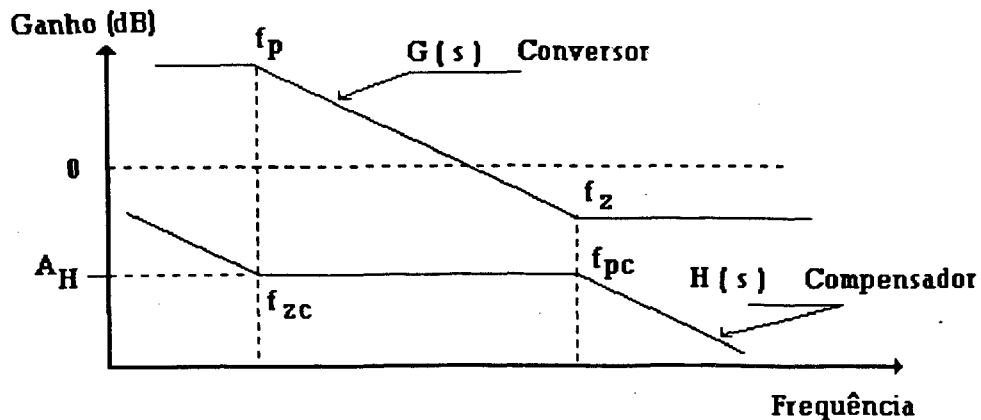


Fig. 3.3 Diagramas de Bode generalizados

onde  $V_c$  é a tensão de controle,  $V_s$  é a tensão de pico da rampa de comparação no CI 3524, e  $J_K$  é definido como segue:

$$J_k = \frac{2 \cdot L \cdot f_c}{R_o} \quad (3.4)$$

Pelas características do CI 3524, usando só uma saída, o máximo valor da razão cíclica é 0,5 para  $V_S$  igual a 5 V. Assim, o pico equivalente de  $V_S$  é 10 V.

Para definir o compensador faz-se o seguinte:

-Obtém-se a função de transferência do conversor para as condições extremas. Para este conversor é a característica com maior ganho a 120 Hz.

-Define-se o ganho do compensador em sua região horizontal ( $A_H$ ), para que o produto  $G \cdot H$  gere uma atenuação de, no mínimo, 40 dB a 120Hz.

-Verifica-se se o produto  $G \cdot H$  obtido tem uma margem de fase entre  $45^\circ$  e  $90^\circ$  para garantir estabilidade.

Assim, fazendo uso dos dados do conversor projetado obtém-se a função de transferência do mesmo para as condições de maior ganho; os dados usados são:  $\alpha = 0.875$   
 $L = 50 \mu\text{H}$ ,  $C_o = 800 \mu\text{F}$ ,  $R_{se} = 0.1 \Omega$ ,  $R_{omin} = 320 \Omega$   
 $R_{omax} = 3200 \Omega$ ,  $V_p = 350 \text{ V}$ ,  $V_S = 10 \text{ V}$ ,  $f_c = 50 \text{ KHz}$

a.- Baixa carga e máxima tensão na entrada:

$$G(s) = \frac{451.3 \cdot (0.00008 \cdot s + 1)}{(2.56 \cdot s + 1)} \quad (3.5)$$

b.- Máxima carga e máxima tensão na entrada:

$$G(s) = \frac{1427 \cdot (0.00008 \cdot s + 1)}{(2.56 \cdot s + 1)} \quad (3.6)$$

Pode-se observar na fig. 3.4 que o maior ganho a 120Hz obtém-se para máxima carga.

Para que o produto tenha -40 dB a 120Hz, o ganho do compensador deve ser de -50 dB a 120Hz; colocando o pólo do compensador em 12 Hz, o ganho  $A_H$  fica em -30 dB.

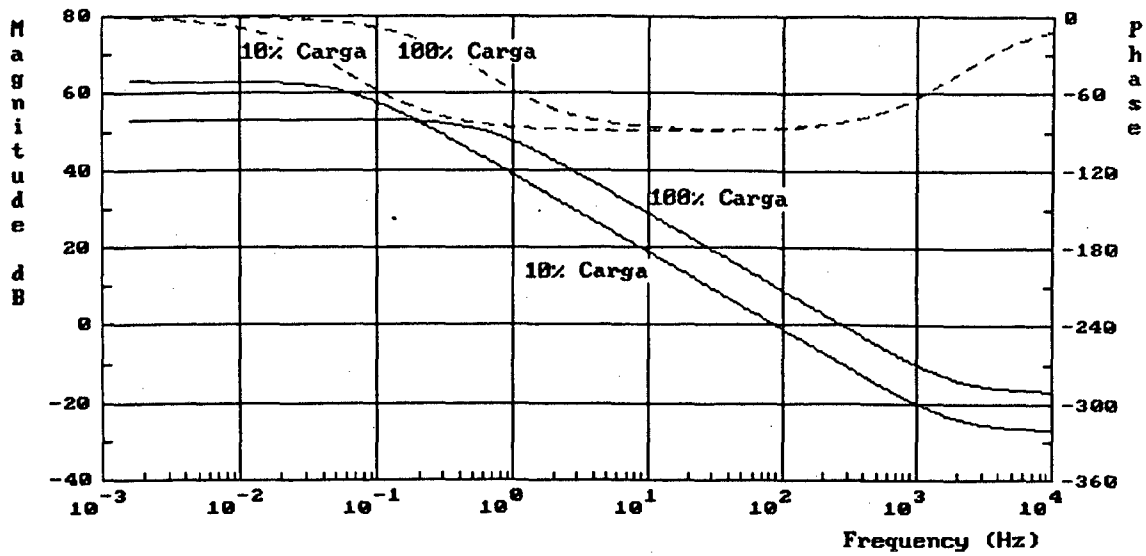


Fig. 3.4 Diagrama de Bode do conversor para máxima e mínima carga

Os parâmetros do compensador podem ser obtidos a partir das equações abaixo:

$$\text{Frequência do zero, } f_{zc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (3.7)$$

$$\text{Frequência do pólo, } f_{pc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (3.8)$$

$$\text{Ganho na região horizontal } A_H = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.9)$$

Assim, colocando a frequência do zero em 0.2Hz, os dados do compensador são:

$$R_1 = 470 \text{ K}\Omega, \quad R_2 = 15 \text{ K}\Omega, \quad C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}, \quad C_2 = 47 \text{ }\mu\text{F}$$

Cuja função de transferência, dada na Fig. 3.5, fica:

$$H(s) = \frac{0.04527 \cdot (0.705 \cdot s + 1)}{(0.015 \cdot s + 1)} \quad (3.10)$$

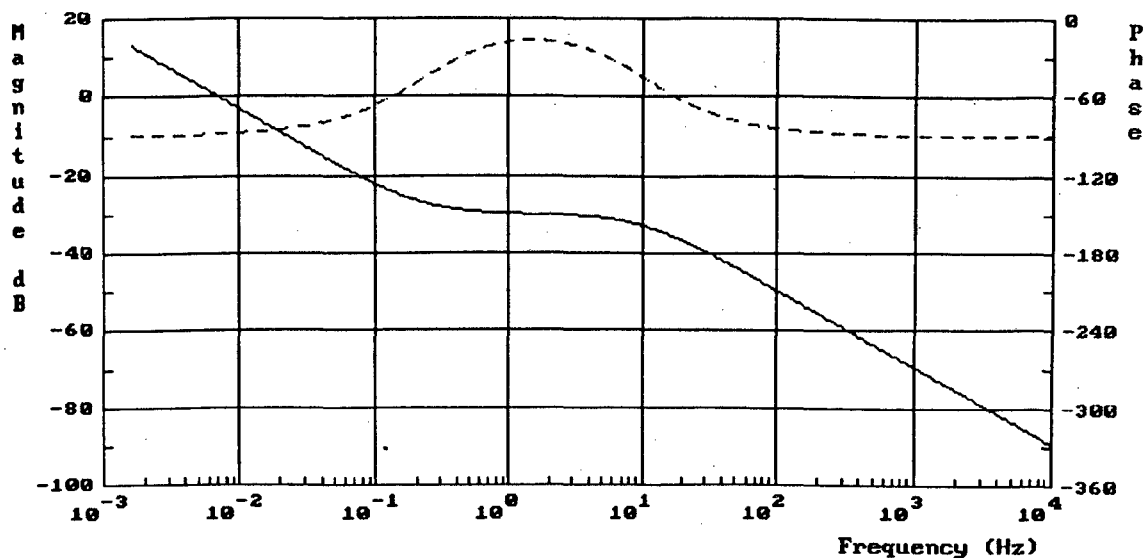


Fig. 3.5 Diagrama de Bode do compensador

O produto  $G \cdot H$  é mostrado na Fig. 3.6, onde pode-se observar que a margem de fase varia entre  $50^\circ$  e  $75^\circ$ .

A resposta dinâmica do conversor é lenta.

O circuito é implementado aproveitando o amplificador de transcondutância interno do CI 3524.

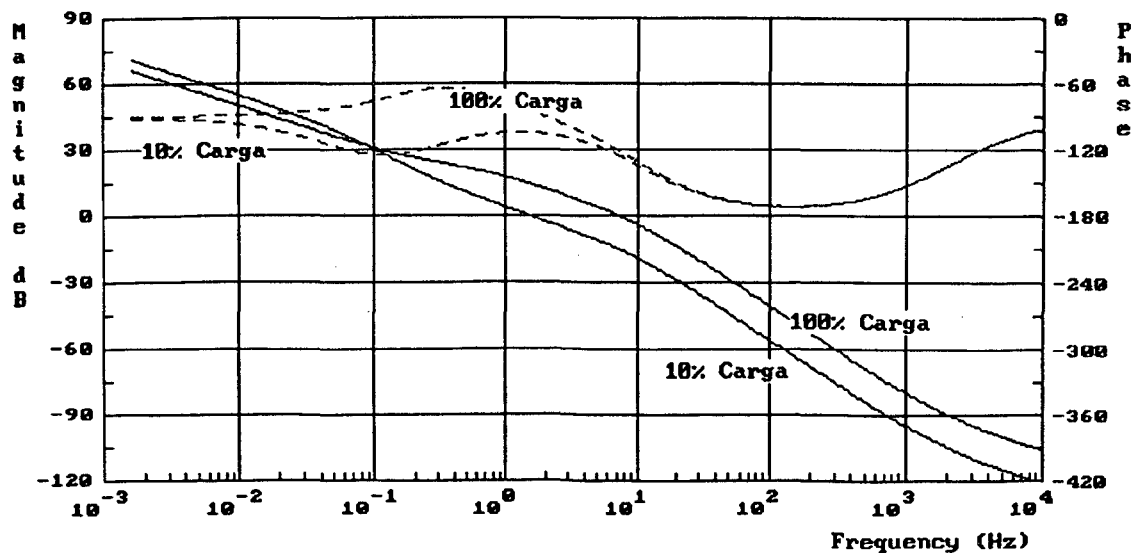


Fig. 3.6 Diagrama de Bode do produto  $G \cdot H$

### 3.2.2. CIRCUITO MODULADOR POR LARGURA DE PULSOS (PWM):

O objetivo é conceber um circuito onde se quer um

pulso de saída de largura modulada por uma tensão de controle. As funções necessárias são obtidas pelo uso do CI 3524 que tem duas saídas complementares; usando uma só, pode-se obter uma razão cíclica máxima próxima de 0.5, que é suficiente para este caso. O oscilador interno é fixado por uma rede RC externa, a uma frequência de 100 KHz, o que dará 50KHz em cada saída. Na Fig. 3.7 é mostrado o CI com os componentes usados no oscilador (pinos 6 e 7) e os componentes do compensador e limitador (pinos 1 e 9).

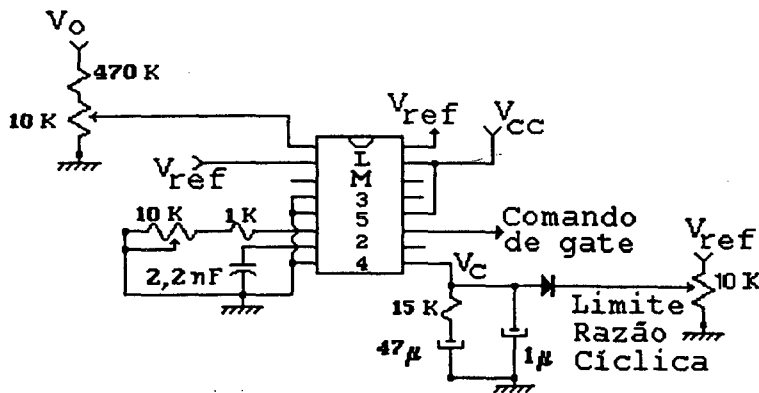


Fig. 3.7 CI 3524, usado para gerar o controle PWM

### 3.2.3. CIRCUITO LIMITADOR DA RAZÃO CÍCLICA:

Este circuito é muito útil para os ensaios iniciais do protótipo. A finalidade de se colocar um limitador da razão cíclica são duas: primeiro, fazer o controle manual em malha aberta para testar o princípio de funcionamento da estrutura; segundo, proteção na hora de testar a estrutura em malha fechada.

A qualquer falha no laço de realimentação, a tensão no pino 9 do CI 3524 é limitada para a máxima razão

cíclica projetada. Embora o CI 3524 já tenha um limite próprio para a razão cíclica ( $\cong 0.45$ ). Para o projeto feito, o valor da máxima razão cíclica teórica é 0,24; dando uma margem para o rendimento, colocou-se o limitador em 0,3. Na Fig. 3.7 é mostrado o circuito.

### 3.2.4. CIRCUITO LIMITADOR DA CORRENTE DE PARTIDA ("INRUSH"):

Basicamente consiste em colocar em série com o conversor, no instante inicial, uma resistência limitadora de corrente nos diodos, Fig. 3.8. Além disso, faz funcionar o circuito como simples retificador, para elevar a tensão no capacitor de saída ao máximo possível antes de iniciar as comutações nas chaves. Este último requisito é devido ao fato de que começar a comutação das chaves tendo baixa tensão na saída pode fazer com que o conversor entre em condução contínua e a corrente atinge valores inaceitáveis; assim, limita-se a possibilidade do conversor atingir ou permanecer muito tempo em condução contínua. Durante este tempo bloqueia-se o CI 3524 para evitar a comutação das chaves.

Quando a amostra da tensão de saída atingir um valor pré-estabelecido, envia-se uma ordem (comparador LM311) para um relé curto-circuitar a resistência limitadora, além de Q1 liberar a tensão de referência e Q2 desbloquear a saída do CI 3524 para assim iniciar o chaveamento. Os contatos do relé devem suportar a corrente e a tensão de entrada do conversor.



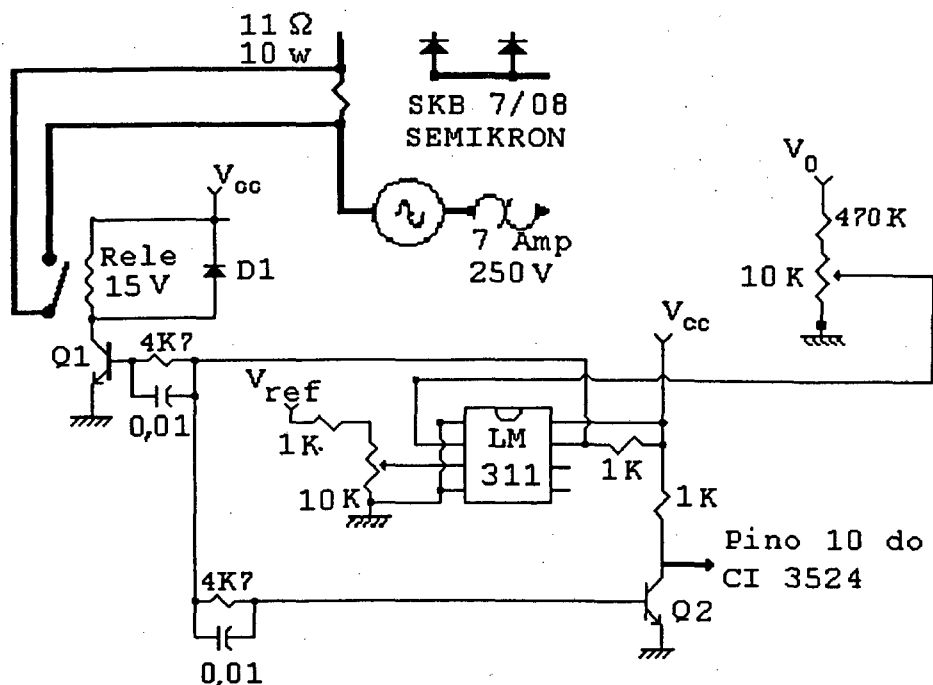


Fig. 3.8 Circuito limitador da corrente na partida

### 3.2.5. CIRCUITO DE PARTIDA PROGRESSIVA:

Como foi dito acima o conversor poderia entrar em CCM durante a partida. Para contornar isto se faz um circuito para partida progressiva, Fig. 3.9, que consiste em incrementar lentamente ( 200 a 500ms ) a referência da tensão de comando,  $V_{ref}$  (pino 2 do CI 3524). Quando o circuito da partida (pino 7 do LM 311) dá

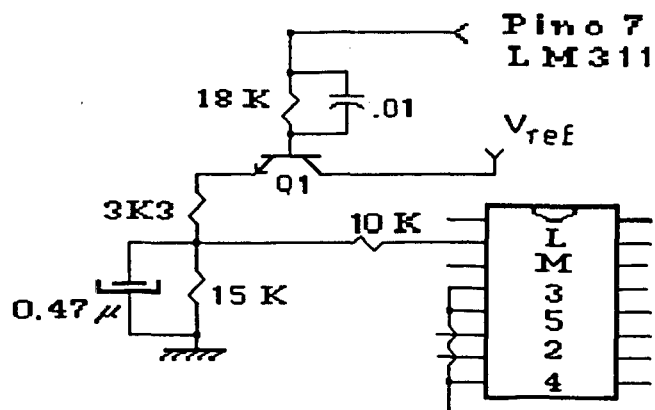


Fig. 3.9 Partida progressiva

o sinal ao transistor Q1 para colocar tensão na referência, o capacitor é carregado, assim a razão cíclica cresce lentamente e a tensão de saída incrementar-se-á também lentamente, evitando assim o risco de se colocar o conversor em CCM.

### 3.2.6. CIRCUITO DE COMANDO DE "GATE" DO MOSFET.

Usa-se um só comando para as duas chaves, mas como elas não têm o mesmo terra, ele é isolado por um transformador de pulso com dois secundários, capaz de manter constante a tensão nas saídas, para a frequência de comutação e o valor máximo da razão cíclica .

Para comandar o transformador de pulsos e obter tempos de subida e descida rápidos, além de consumir pouca corrente de "gate", usa-se um MOSFET de baixa tensão. Na Fig. 3.10 mostra-se o circuito de comando de "gate".

Para reduzir o tempo de entrada em condução e bloqueio dos MOSFETs de potência colocou-se na saída de cada secundário um circuito com diodo rápido e transistor pnp; assim, quando se ativa o primário do transformador de pulsos carrega-se rapidamente o capacitor intrínseco de "gate" de cada MOSFET e o retardo fica definido pela constante de tempo do capacitor de "gate" e a resistência em série ao primário.

Ao abrir o primário, o secundário inverte a polaridade colocando em condução o transistor pnp, descarregando

rapidamente o capacitor de "gate".

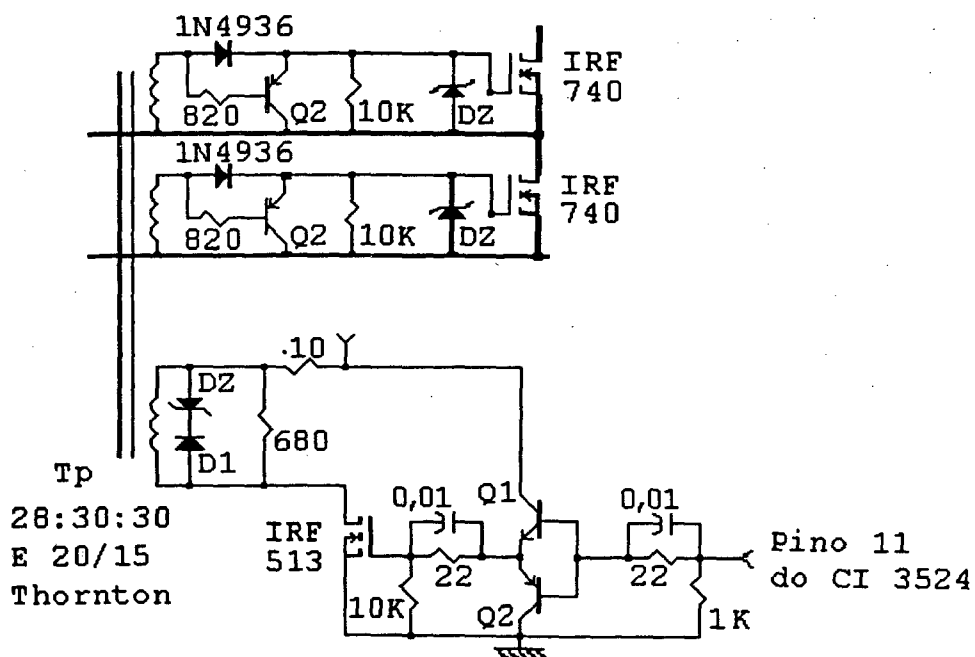


Fig. 3.10 Comando de "gate"

O funcionamento deste comando de "gate" é ótimo para razão cíclica fixa ou de pouca variação, mas neste caso a variação é ampla, o que compromete o funcionamento do circuito para razão cíclica baixa; assim, o circuito coloca um limite mínimo para o valor da razão cíclica. Experimentalmente tem-se o mínimo tempo de condução, com controle, de 1  $\mu$ seg, que representa uma razão cíclica de 0,05, equivalente a uma carga mínima de 50 watt. Os diodos zener são para limitar a tensão nos "gates" dos MOSFETs de potência e limitar a tensão "dreno-source" do MOSFET que ativa o transformador de pulsos. O transformador é feito em um núcleo E 20/15 com relação de 28:30:30 e um fio 25 AWG.

### 3.2.7. FONTE AUXILIAR:

O circuito precisa de uma fonte de tensão de 15V para alimentar os circuitos de comando e controle.

Na Fig. 3.11 é mostrado o circuito usado para se conseguir a tensão requerida.

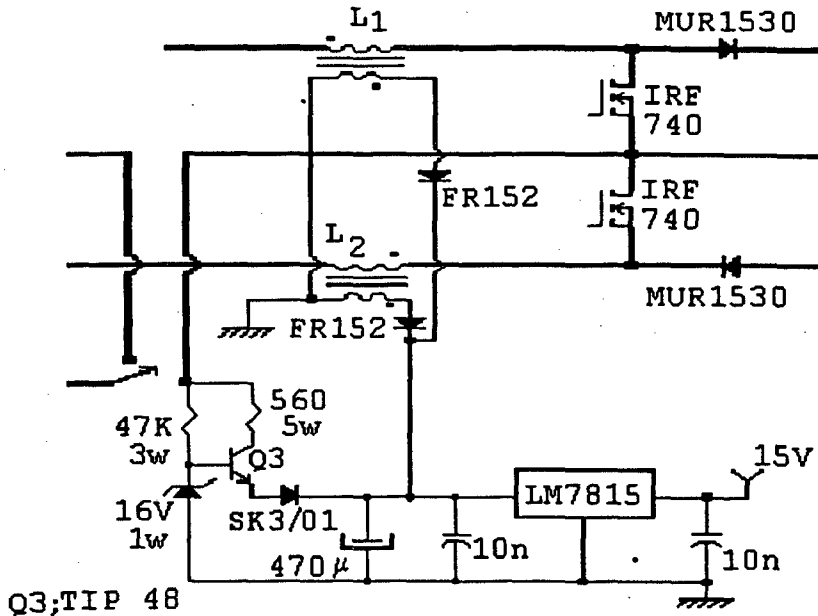


Fig. 3.11 Fonte Auxiliar

No instante inicial, "inrush", o comando é alimentado por um regulador linear feito com zener e transistor. Ao se liberar o chaveamento aproveita-se o indutor Boost para se obter uma fonte de alimentação. Assim, acrescentando um enrolamento auxiliar em cada indutor consegue-se induzir neles tensões ao fechar e abrir a chave principal.

Ter-se-á tensão induzida no secundário quando houver corrente variável no indutor Boost. Tomando o instante em que a corrente cresce, nos terminais do indutor tem-se aplicada a tensão da rede, assim se induz uma tensão no

enrolamento auxiliar igual à tensão instantânea de linha dividido por  $r_t$ . Para conhecer  $r_t$  é só estabelecer os limites da tensão na fonte auxiliar. Assim, a mínima tensão para garantir que o transistor do regulador da partida (Q3) não trabalhe em regime é de 16 V. Dando uma margem pela ondulação da tensão no capacitor da saída, tomou-se 19 V; então, para a mínima tensão de pico na entrada, tem-se:

$$r_t = \frac{V_{Pmin}}{V_{AUmin}} = \frac{135}{19} \cong 7 \quad (3.11)$$

Dos dados do indutor Boost é conhecido seu número de espiras,  $N=14$ . Assim, o número de espiras do secundário fica em  $N_s= 2$ . Por outro lado, fixado o número de espiras, tem-se que garantir que a máxima tensão induzida não exceda a especificada pelo fabricante do regulador linear usado. Assim :

$$V_{AUmax} = \frac{V_{Pmax}}{r_t} = \frac{175}{7} \cong 25 \text{ Volt} \quad (3.12)$$

Esta tensão não excede os limites do regulador LM 7815, mas faz com que se dissipe uma potência nele, exigindo o uso de um pequeno dissipador. A corrente média requerida pelo comando e controle é pequena , foi estimada em 300 mA, o fio usado no secundário são dois condutores em paralelo de bitola 25 AWG.

No Boost tradicional tem-se uma dificuldade maior para se implementar a fonte auxiliar, pelo fato dela ter que suportar toda a faixa de variação da tensão de entrada. Na estrutura proposta a variação é absorvida

pela chave seletora 110V-220V e a fonte auxiliar implementada terá na sua entrada o equivalente a uma onda completa de tensão de 110V e a variação da tensão ficaria só á admissível num dos níveis de tensão (exemplo. 110 +/- 15%).

### 3.2.8. CIRCUITO DE COMANDO E POTÊNCIA COMPLETO:

A Fig. 3.12 mostra o circuito completo do protótipo implementado no laboratório

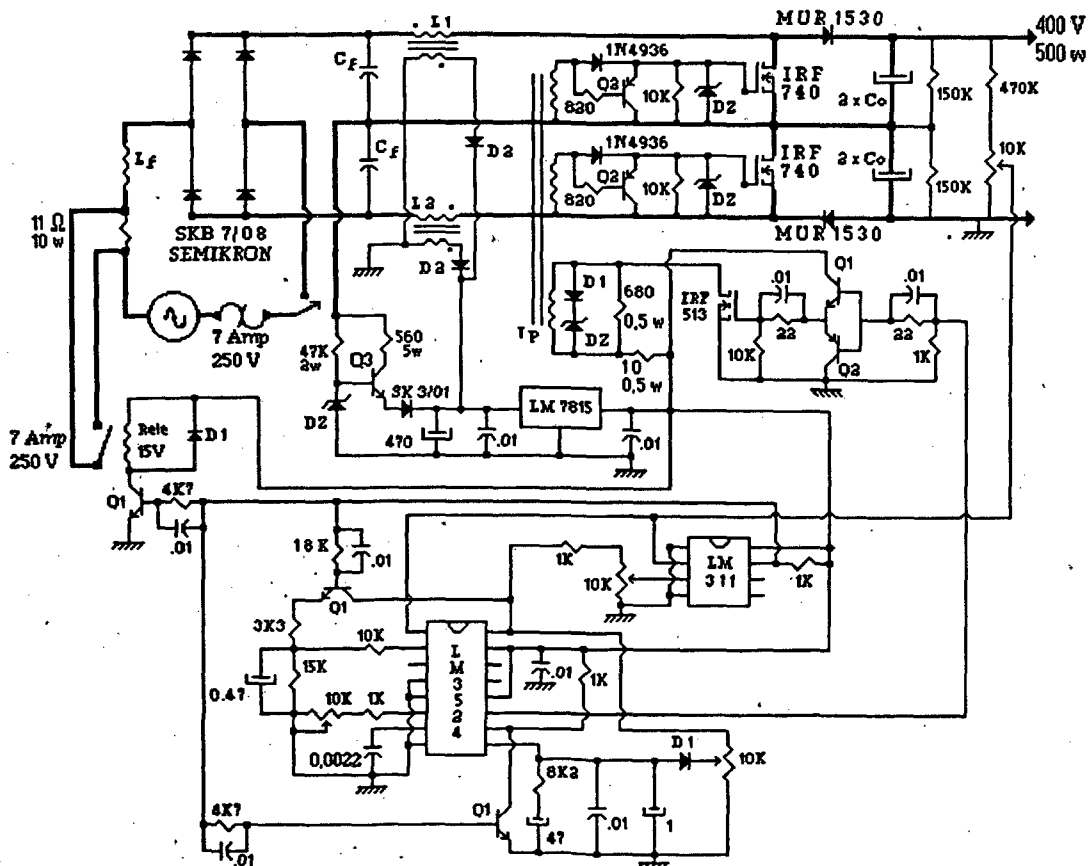


Fig. 3.13 Circuito completo

Na continuação tem-se um resumo dos componentes não especificados na Fig. 3.13. Todos os capacitores mostrados na fig 3.13 são em µF e as resistências em Ω e 1/4 w, onde não se especifique o contrário.

Diodos : DZ, Zener 16 V 1w

D1, 1N4001

D2, FR152

Transistores:

Q1, BC 337

Q2, BC 327

Q3, TIP 48

Indutor Boost e enrolamento auxiliar:

$N_p = 14$  espiras x 17 fios 25 AWG

$N_s = 2$  espiras x 2 fios 25 AWG

Núcleo E 42/15 THORNTON

Transformador de pulsos: (Tp)

28:30:30 um fio 25 AWG

Núcleo E 20/15 THORNTON

### 3.3. CONCLUSÃO:

-O compensador projetado permite manter regulada a tensão na saída.

-O estudo do compensador mostra que o sistema é estável.

-A resposta dinâmica é lenta.

-O erro estático é reduzido.

-O circuito compensador é simples de implementar.

-Com um circuito simples é possível manter limitada a corrente na partida.

-O circuito de comando de "gate" dos MOSFET de potência usado, limita as características do conversor.

-A fonte auxiliar projetada fornece a energia requerida pelo circuito de comando e controle, evitando o uso de volumosos transformadores.

-Em geral o circuito de comando e controle cumpre com os objetivos planejados, além de ser simples.

-Poderia se acrescentar outras proteções para dar maior confiabilidade ao circuito de comando.



## **CAPÍTULO 4**

### **ANÁLISE POR SIMULAÇÃO NÚMERICA**

## 4.1. INTRODUÇÃO

A finalidade deste capítulo é comprovar o estudo teórico realizado no Capítulo 1.

O estudo por simulação numérica permite testar o conversor e qualquer circuito em inúmeras condições, até naquelas impossíveis de se manter na prática, por exemplo, a simulação de ensaios que seriam destrutivos. Além disso, permite fazer um ajuste mais apurado do projeto.

Foram feitas simulações com auxílio dos software SCVOLT e PSPICE [20],[21].

## 4.2. SIMULAÇÃO DO SISTEMA:

Para a comprovação por simulação são feitos estudos para cada uma das topologias que o conversor apresenta (estrutura para 110V ou 220V) com 400V na saída e as seguintes condições:

- Mínima tensão na entrada e máxima carga.
- Máxima tensão na entrada e máxima carga.
- Máxima tensão na entrada e 50% de carga.

Para cada uma das condições apresentadas anteriormente, obtém-se, dos ábacos, os resultados mostrados nas tabelas 4.1 e 4.2.

Os valores das tabelas pressupõe o uso de um indutor igual ao obtido pelo ábaco de indutância crítica, ou seja, 24  $\mu\text{H}$ , e uma frequência de comutação de 50 KHz.

Tabela 4.1 Estrutura em 220 V

Tensão de pico na rede (V)	$\alpha$	Potência na saída (W)	Razão cíclica	Corrente de pico no indutor (Amp)	Corrente de pico na entrada (Amp)	TDH (%)
272	0,68	500	0,17	18,75	4,75	22
350	0,875	500	0,09	13,75	4,75	42
350	0,875	250	0,065	9,3	2,38	42

Tabela 4.2 Estrutura em 110 V

Tensão de pico na rede (V)	$\alpha$	Potência na saída (W)	Razão cíclica	Corrente de pico no indutor (Amp)	Corrente de pico na entrada (Amp)	TDH (%)
136	0,68	500	0,226	26,5	9,5	22
174	0,875	500	0,125	19,4	9,5	42
174	0,875	250	0,09	13,2	4,75	42

Como mostra o equacionamento obtido no Capítulo 1, as grandezas elétricas dependem do produto  $L \cdot f_s$ ; assim, mantido o produto constante, pode-se usar qualquer  $f_s$  com sua correspondente indutância e obter os mesmos resultados.

A finalidade de se usar alta frequência é reduzir o tamanho dos elementos indutivos e diminuir o valor dos componentes do filtro na entrada, além de poder tratar o conversor como um sistema contínuo.

O volume físico dos componentes não é problema em uma simulação numérica, além dos filtros poderem ser ideais. Assim, para reduzir o tempo de computação e facilitar o uso dos arquivos gerados, tomou-se para as simulações uma frequência de chaveamento de 5 KHz e o filtro na entrada foi projetado para eliminação das harmônicas de ordem superior a vigésima.

Assim usam-se os seguintes dados:

$$L_1 = L_2 = 240 \mu\text{H}$$

$$C_o = 800 \mu\text{F}$$

$$R_o = 320 \Omega \text{ ou } 640 \Omega$$

$$f_s = 5 \text{ KHz}$$

As simulações são feitas assumindo chaves ideais.

Nas Fig. 4.1 a 4.6 são mostrados; o comportamento da tensão de saída, da corrente no indutor para um período da rede e da corrente no indutor e da tensão na chave para um período de chaveamento, nas diferentes condições estabelecidas.

Pode-se observar como os valores pico de corrente e tensão e formas de ondas concordam com os resultados teóricos, mostrando a validade do modelo matemático usado.

Na Fig. 4.3 observa-se como a condição crítica é presente para a estrutura em 110V e máxima tensão na entrada; de acordo com este resultado, é bom deixar uma pequena margem menor no valor do indutor para evitar se colocar em condução contínua.

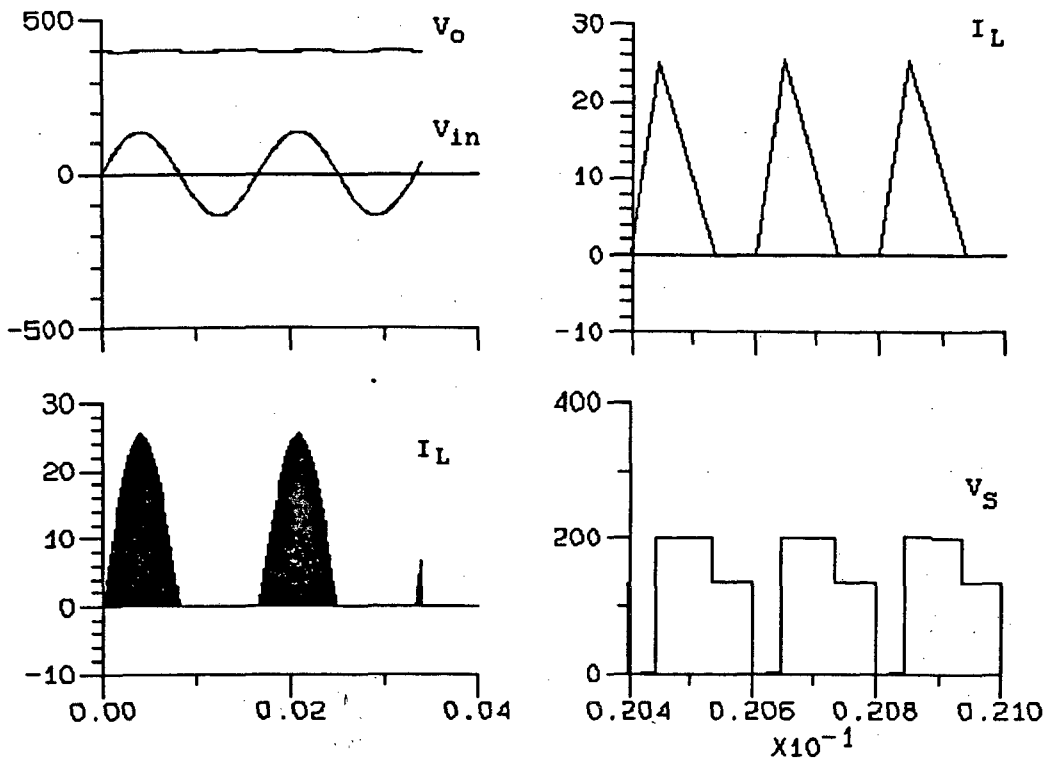


Fig. 4.1 Resultados da simulação para  $V_p=136V$ ,  
estrutura para 110V e 100% de carga

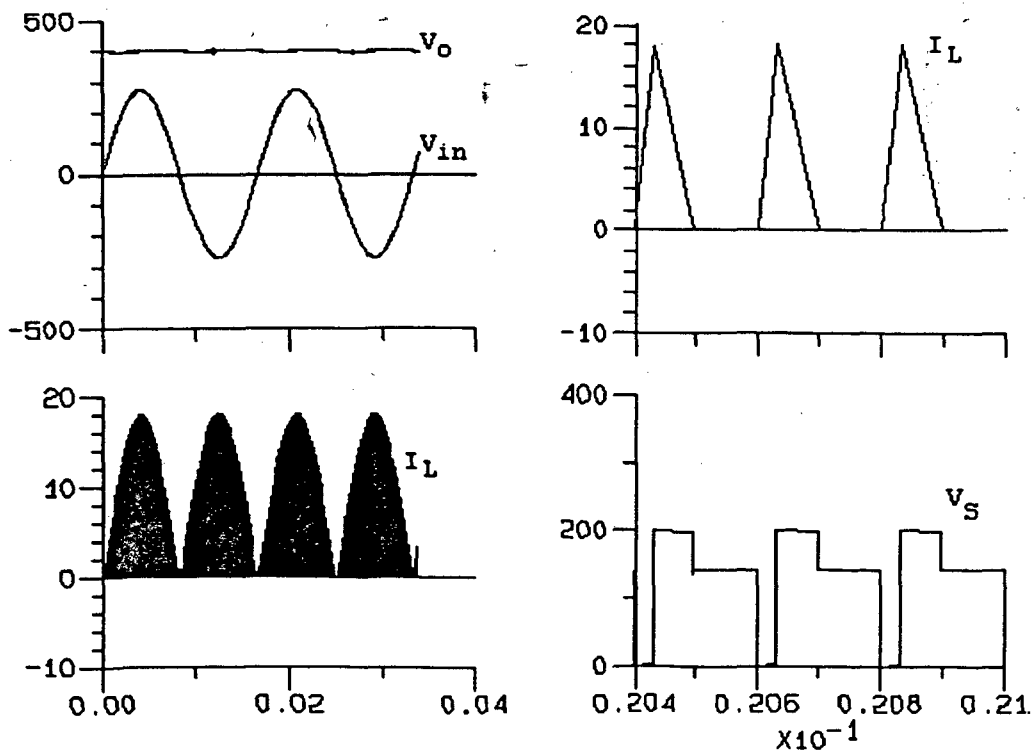


Fig. 4.2 Resultados da simulação para  $V_p=272V$ ,  
estrutura para 220V, e 100% de carga.

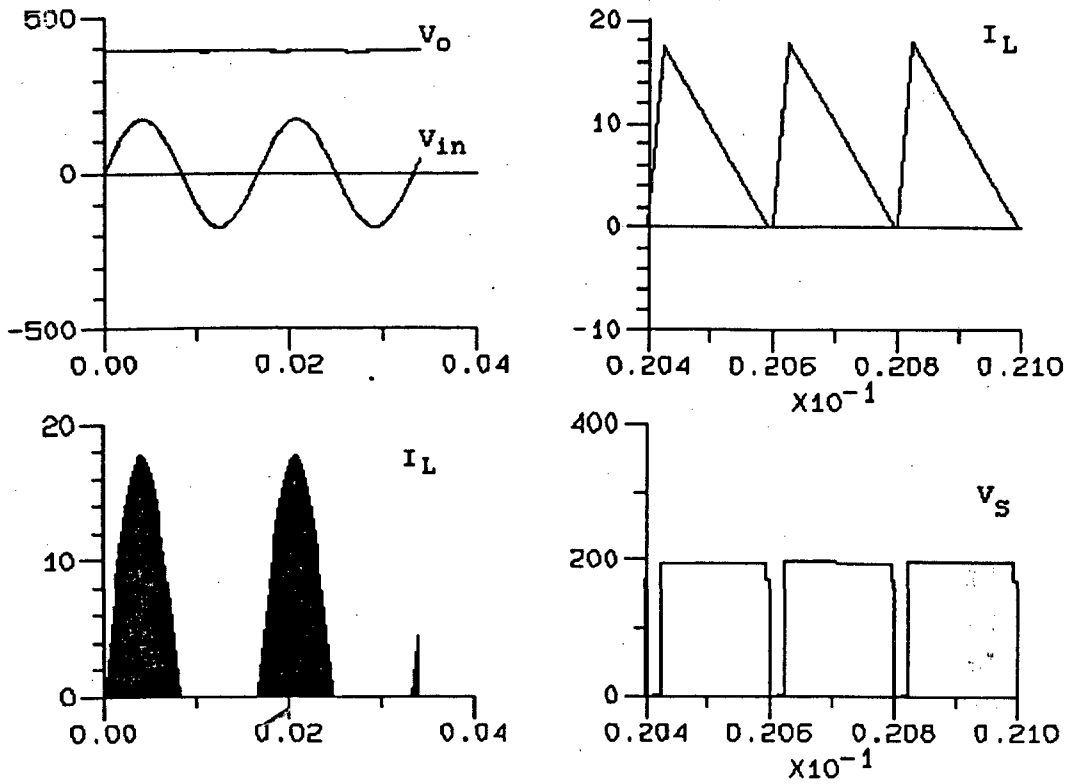


Fig. 4.3 Resultados da simulação para  $V_p=174V$ , estrutura para 110V e 100% de carga.

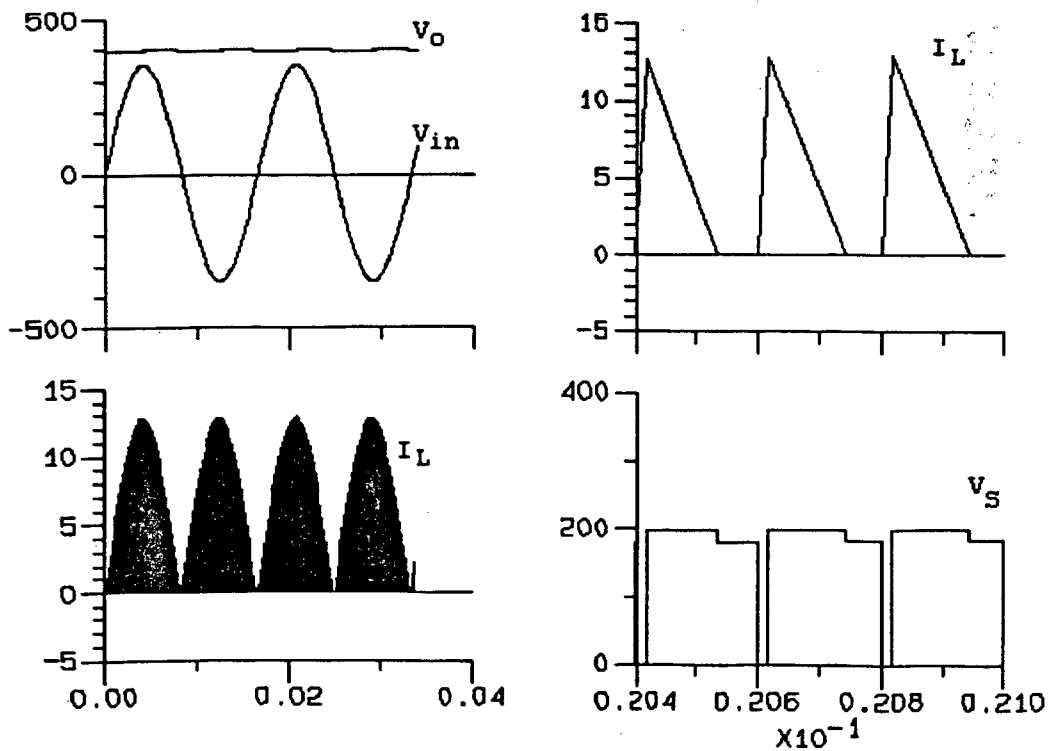


Fig. 4.4 Resultados da simulação para  $V_p=350V$ , estrutura para 110V e 100% de carga.

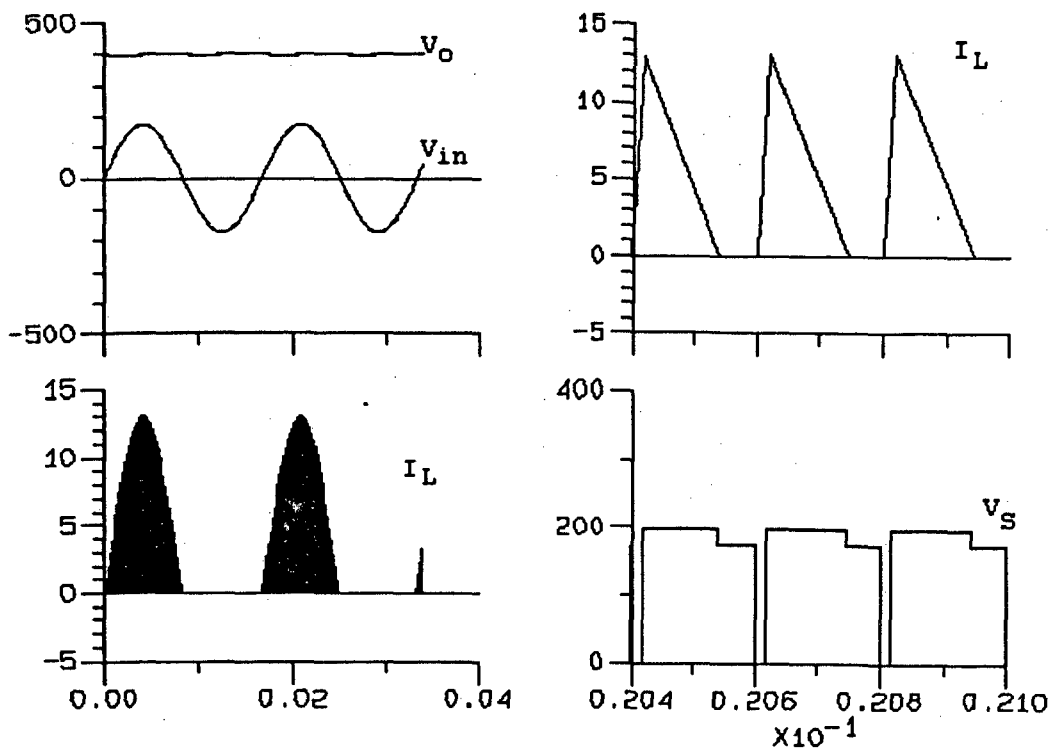


Fig. 4.4 Resultados da simulação para  $V_p=174V$ ,  
estrutura para 110V e 50% de carga

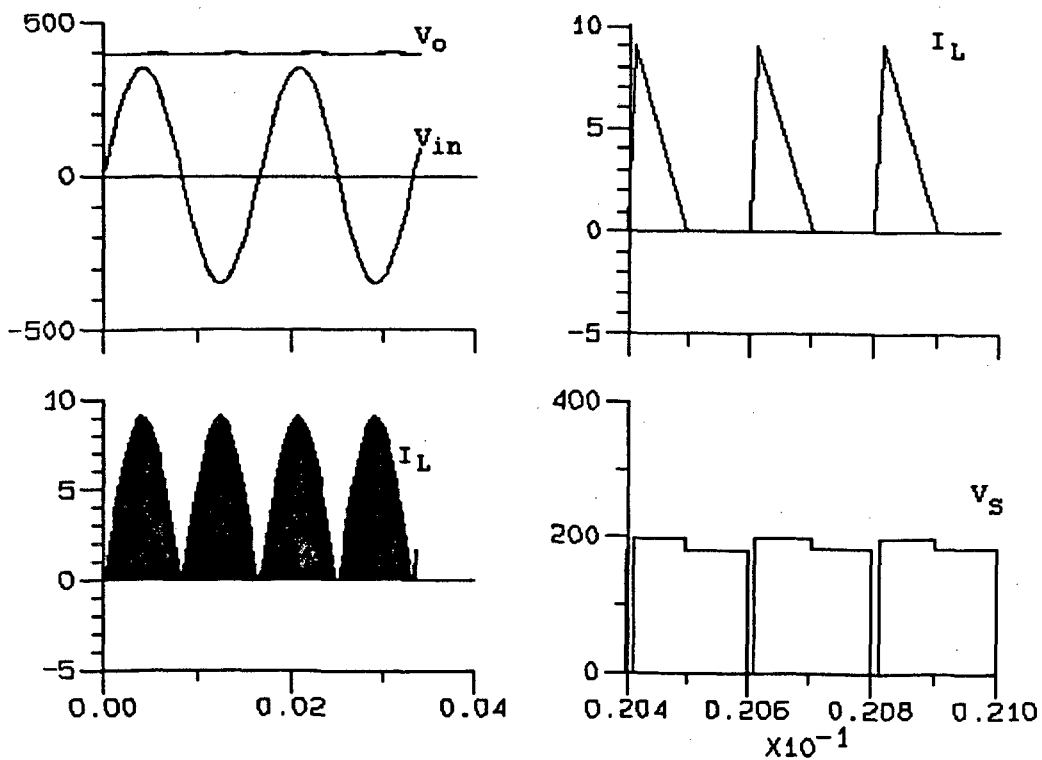


Fig. 4.6 Resultados da simulação para  $V_p=350V$ ,  
estrutura para 110V e 50% de carga

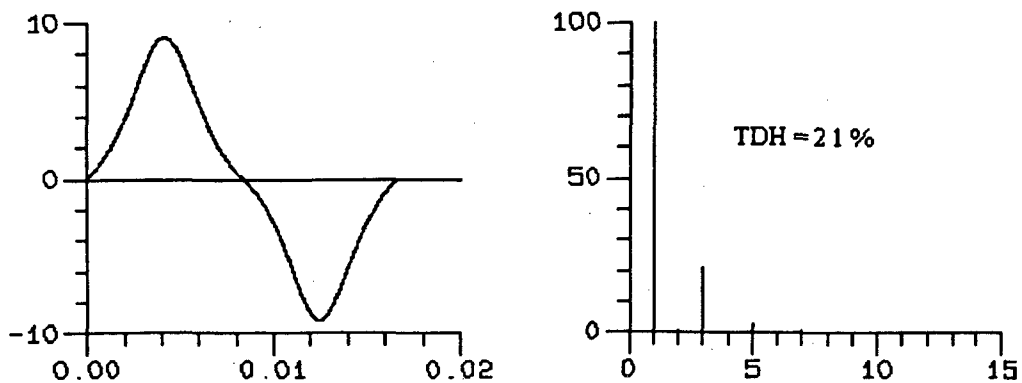


Fig. 4.7 Análise harmônica da corrente na entrada de conversor para  $V_p=136V$ , estrutura para 110V e 100% de carga

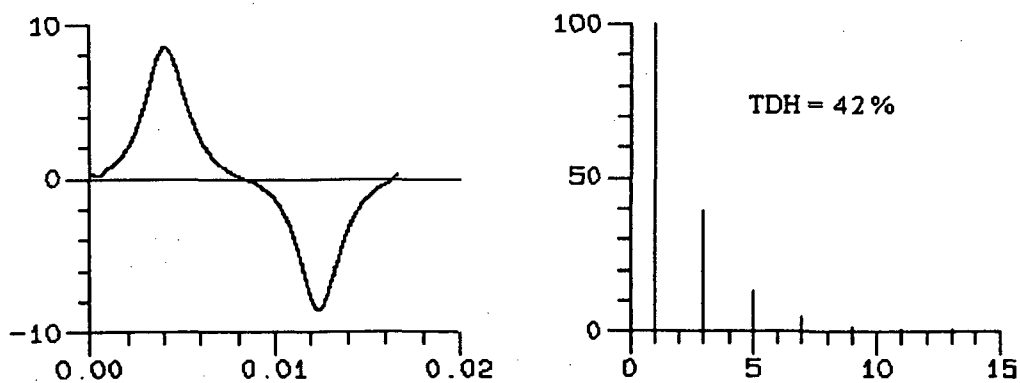


Fig. 4.8 Análise harmônica da corrente na entrada de conversor para  $V_p=174V$ , estrutura para 110V e 100% de carga

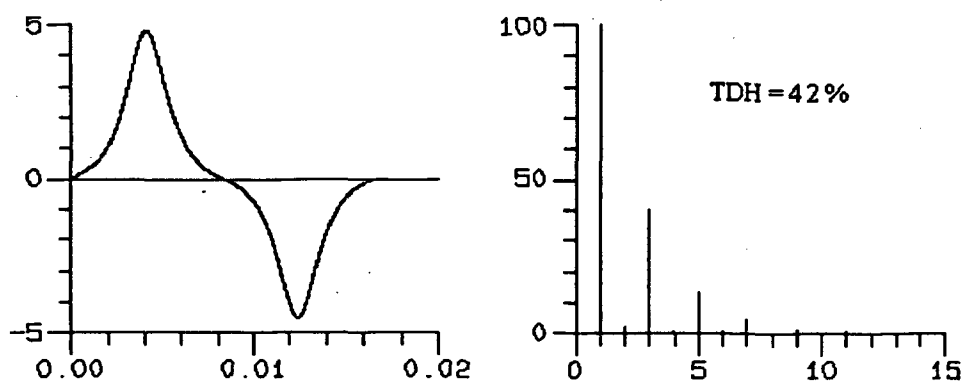


Fig. 4.9 Análise harmônica da corrente na entrada de conversor para  $V_p=174V$ , estrutura para 110V e 50% de carga



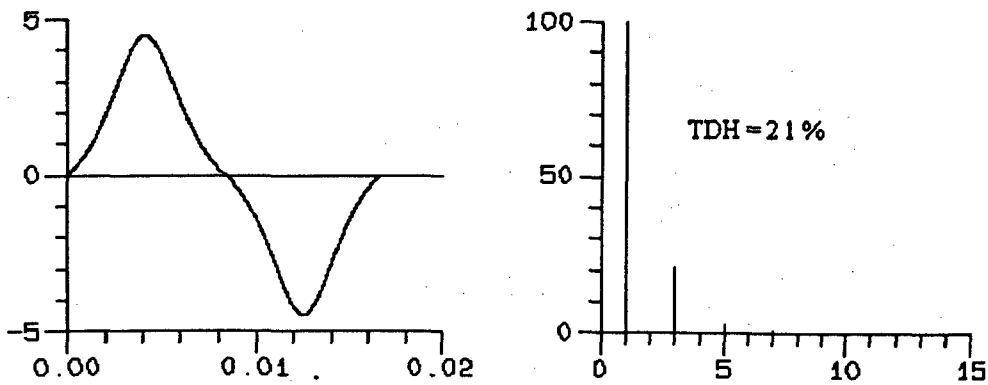


Fig. 4.10 Análise harmônica da corrente na entrada de conversor para  $V_p=272V$ , estrutura para 220V e 100% de carga

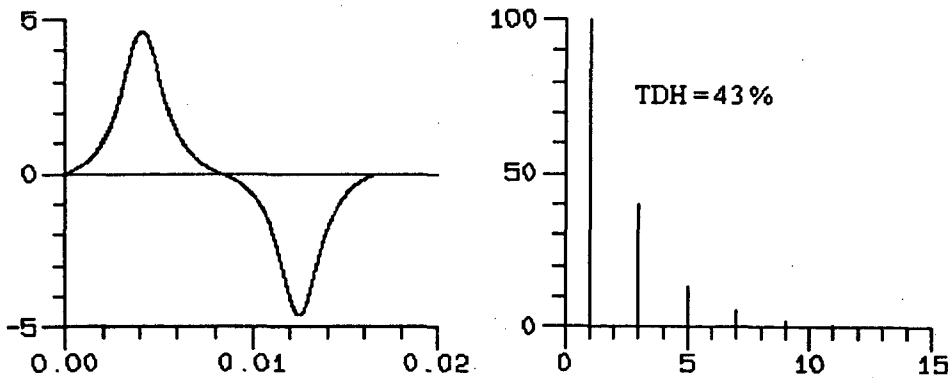


Fig. 4.11 Análise harmônica da corrente na entrada de conversor para  $V_p=350V$ , estrutura para 220V e 100% de carga

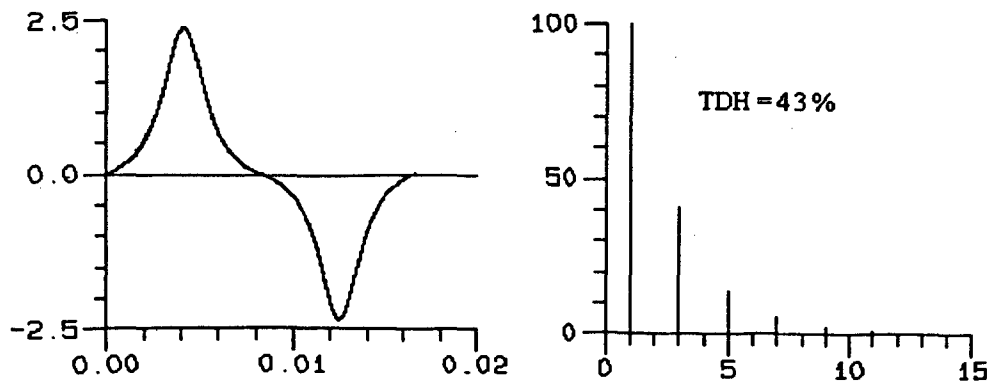


Fig. 4.12 Análise harmônica da corrente na entrada de conversor para  $V_p=350V$ , estrutura para 220V e 50% de carga

Nas Fig. 4.7 à Fig. 4.12 mostra-se a corrente na entrada para cada caso, com sua respectiva análise harmônica. Os resultados mostram como a análise teórica da TDH e da corrente de pico na entrada, são validas.

Na Fig. 4.13 é mostrado o resultado de simulação da estrutura para 220V com o compensador, para carga variando de 50% a 100%.

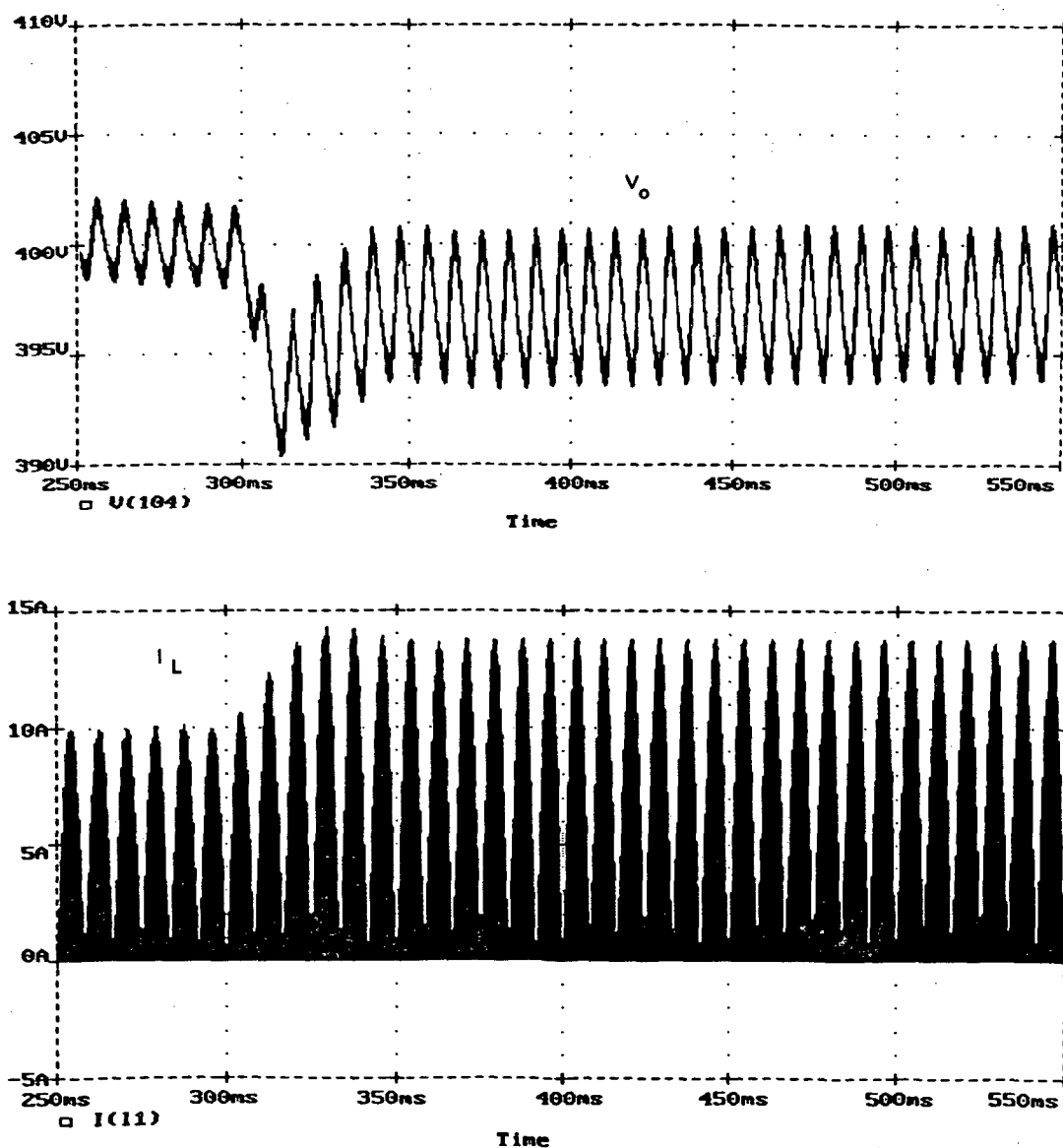


Fig. 4.13 Resultados da simulação do compensador, com  $V_p=342V$ , estrutura para 220V, variação de 50% para 100% de carga

O resultado mostra, a lenta dinâmica do conversor, que demora de 100mseg à 150mseg para estabilizar a tensão de saída, mas não produz sobretensões, mostrando um bom desempenho e confirmando o estudo feito por teoria.

Com o software usado (PSPICE), para a obtenção do resultado mostrado na Fig. 4.13, usando um microcomputador PC 80486, de 50MHz, o resultado foi obtido após de 8 horas de simulação, além do arquivo resultante ser difícil de manejar.

É importante ressaltar que, se forem usados os dados reais de projeto, ficaria complicado de se manejar, num microcomputador tipo PC, os resultados de simulação com frequência de comutação igual a 50KHz.

### 4.3. CONCLUSÃO

- Os resultados de simulação confirmam o estudo feito por teoria.
- É conveniente diminuir o valor da indutância para evitar de se colocar na condição crítica.
- A taxa de distorção harmônica , e por tanto o fator de potência, independe da carga.
- O tempo gasto, em computação, para simular fontes comutadas em malha fechada é elevado.
- O compensador mostra um comportamento estável.
- A dinâmica do conversor é lenta.

## **CAPÍTULO 5**

### **RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

## 5.1. INTRODUÇÃO

São apresentados aqui os resultados obtidos através de um protótipo de laboratório do conversor proposto.

São mostradas aquisições feitas a partir de um osciloscópio de memória e um microcomputador.

É mostrado o comportamento do fator de potência, estabilidade e rendimento .

Todas as aquisições são para tensão de saída em 400V, fixada pela malha de controle.

Além do osciloscópio, medidas são feitas com amperímetros, wattímetros e voltímetros de ferro móvel classe 0,5 .

## 5.2. PROTÓTIPO IMPLEMENTADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Baseado nos resultados obtidos nos Capítulos 2 e 3, foi desenvolvido um protótipo de laboratório.

Por não se ter disponível a chave principal MOSFET IRF 644 foi usado o MOSFET IRF 740, que tem uma resistência de condução maior; isto faz com que o rendimento fique comprometido, embora o interesse do protótipo seja comprovar o princípio de funcionamento.

Foi mantido o dissipador projetado para o IRF 644 prejudicando um pouco o funcionamento do conversor em regime térmico. Para manter o funcionamento, nas piores condições, foi necessário o uso de ventilação forçada.

Observou-se que os principais componentes geradores de calor são as chaves, os indutores, a ponte retificadora e o regulador da fonte auxiliar, com importância na mesma ordem.

Deve-se ter cuidado na disposição dos componentes de potência ( Chave principal e diodo de saída) para evitar a presença, entre eles, de indutâncias parasitas que possam gerar picos elevados de tensão. Se for o caso do pico da tensão ser incompatível com os semicondutores, pode-se acrescentar um pequeno circuito grampeador, dado que a energia envolvida na comutação é muito pequena.

Embora no protótipo procurou-se obter a menor distância entre os componentes, observou-se um pico de 250 volt sobre a chave, no bloqueio. A sobretensão foi obtida para o pior caso, isto é, para a máxima corrente de bloqueio na chave. Assim, em função desses dados, o resultado não chega a comprometer seriamente o funcionamento dos semicondutores usados .

Os componentes que ocupam maior volume são os capacitores de saída e o dissipadores das chaves principais. Eles ocupam mais do 50% do volume total do conversor.

### 5.2.1. ESFORÇOS NAS CHAVES:

A Fig. 5.1 apresenta um detalhe da corrente no indutor e da tensão no MOSFET, para uma tensão na saída de 400 V e carga de 500 watt, com tensão nominal na entrada. O detalhe foi obtido no pico da tensão da rede.

Verifica-se uma frequência de 50 KHz. A relação entre os valores de pico e da razão cíclica estão próximos dos valores obtidos na teoria (0,70), e a tensão sobre a chave é cerca de 50% da tensão de saída. Ainda tendo na saída os 400 V, a divisão das tensões nos capacitores da

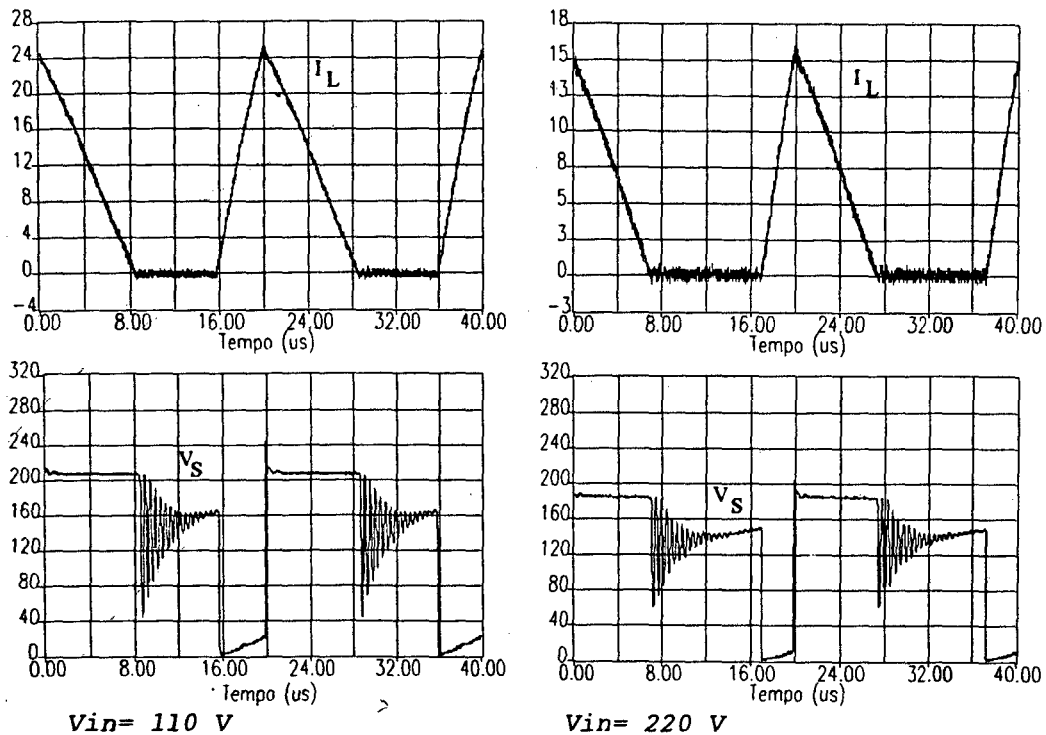


Fig. 5.1 Detalhe da corrente no indutor (Amp) e a tensão no MOSFET (Volt)

saída não é exatamente 50%. Observa-se uma pequena diferença, devido à entrada em condução das chaves não ser exatamente igual, isto por efeitos de dispersão natural dos parâmetros intrínsecos das chaves, ou seja, é praticamente impossível conseguir duas chaves realmente idênticas. Aliás, a diferença observada pode ser considerada pequena, ou seja, 209 V para 190 V .

### 5.2.2. TESTE DA PARTIDA:

Para mostrar o funcionamento da partida foi realizada uma aquisição, a qual pode-se observar na Fig. 5.1. O pico inicial de corrente aqui é relativamente pequeno, aliás ele depende do instante no qual for ligado o conversor. O segundo pico da corrente não é alterado, ele sempre ocorre quando a tensão da rede passa pelo seu valor máximo.

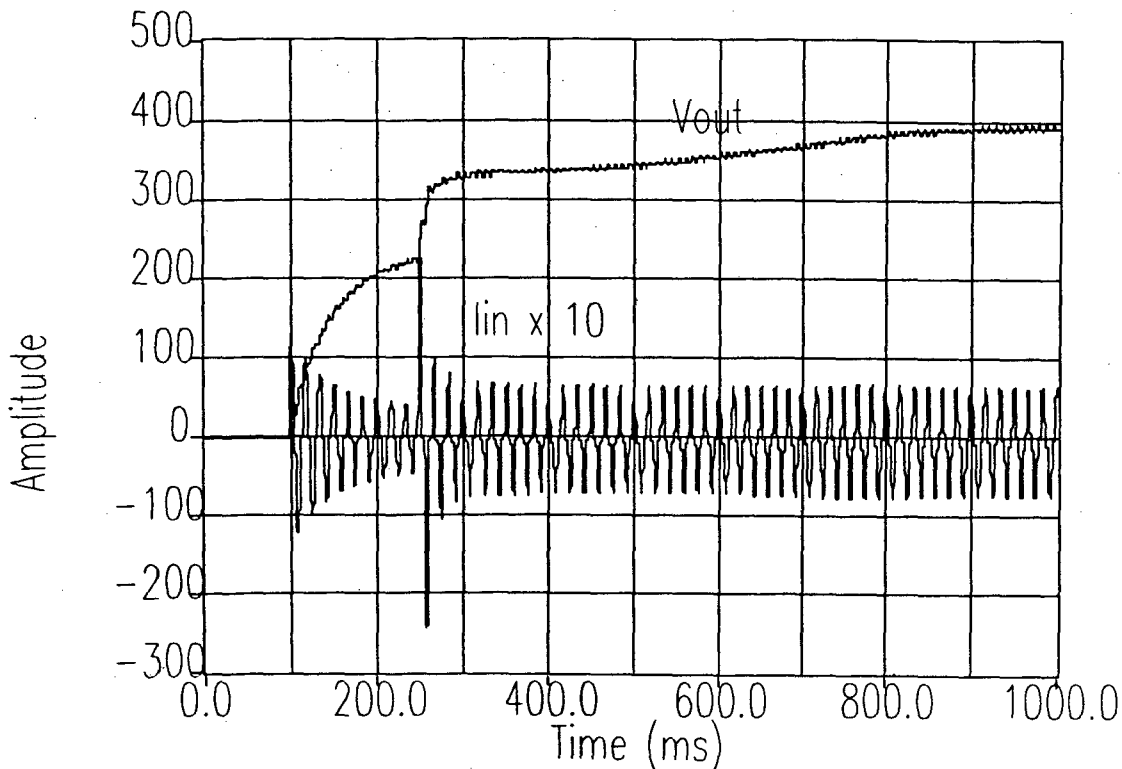


Fig. 5.1 Aquisição da partida para  $V_{in} = 124 V$  e 100% carga,  $V_{out}$  (Volt)  $I_{in}$  (Amp)

Observa-se que com os componentes usados tem-se uma partida relativamente lenta, quase 1 seg. Aliás, atinge-se o objetivo de manter a corrente, na partida, em valores admissíveis pelos semicondutores. O maior atraso



é provocado pelo circuito de partida progressiva. Se for necessário uma partida mais rápida, é só ajustar os valores dos componentes.

Na partida o conversor foi testado para as diferentes condições da tensão de entrada, obtendo-se um resultado similar ao mostrado na Fig. 5.1

### 5.2.3. FONTE AUXILIAR:

A técnica usada para obter a fonte auxiliar evitando o uso de transformador adicional faz com que ela ocupe um volume reduzido. Com a fonte auxiliar projetada, o funcionamento da estrutura foi autônomo e estável em toda a faixa de variação da tensão de entrada.

Foi detectado elevação da temperatura, no dissipador do regulador LM 7815, quando a tensão na entrada atinge seu máximo valor, aliás esse fenômeno era o esperado segundo o dito no projeto da mesma.

A fonte é robusta e apresenta baixo volume. A não ser pelo dissipador do regulador, o volume que ocupa é desprezível.

### 5.2.5. COMPENSADOR:

O funcionamento foi estável para toda a faixa de variação da tensão de entrada, mantendo a tensão de saída automaticamente regulada em 400 Volt.

Para mostrar o funcionamento da compensação foi feita uma aquisição da tensão na saída e da corrente na entrada variando-se a carga de 45% para 95% e retornando

a 45%, conforme Fig. 5.2 e Fig. 5.3. O resultado mostra o bom desempenho do compensador. Como era de se esperar a malha de controle é lenta, embora não apresente elevadas sobretensões. Assim o controle é robusto.

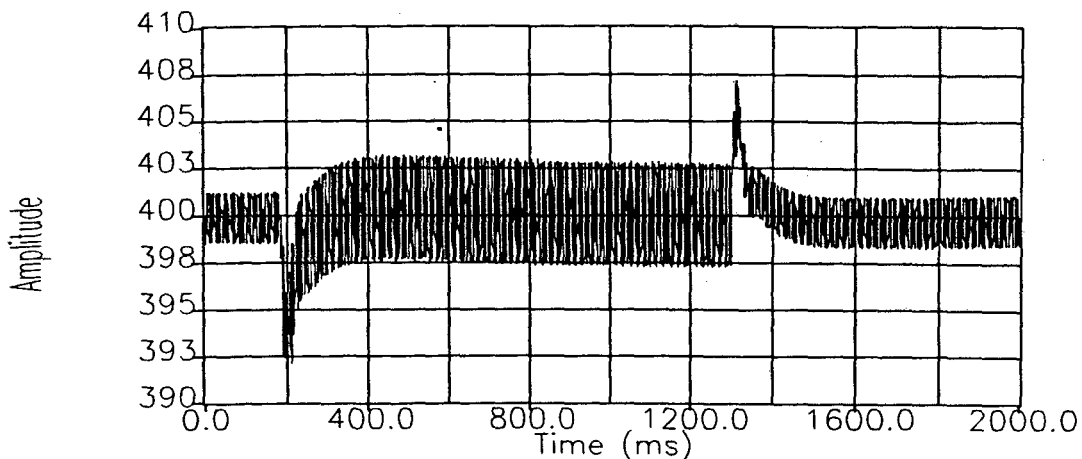


Fig. 5.2 Aquisição da tensão de saída ao variar a carga de 45% a 95% para  $V_{in} = 124 V$

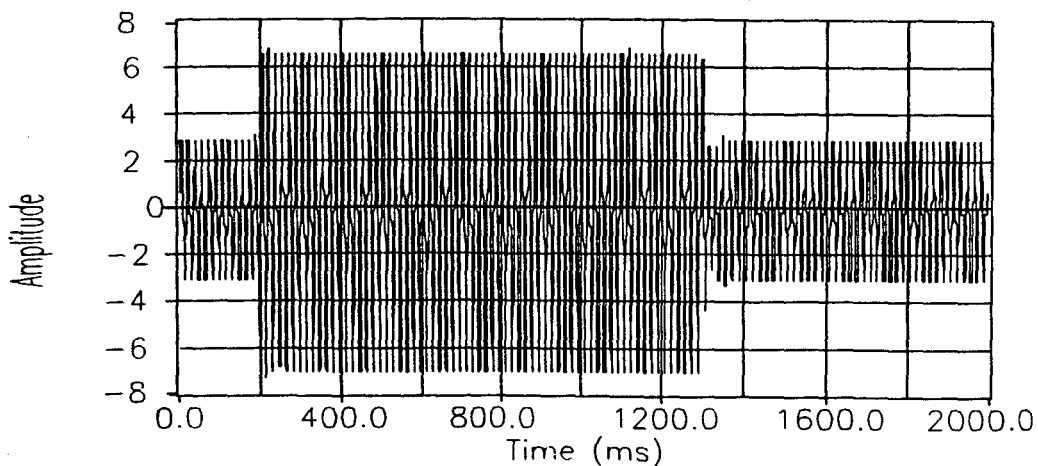


Fig. 5.3 Aquisição da corrente na entrada do conversor ao variar a carga de 45% a 95% para  $V_{in} = 124 V$

### 5.2.5. FATOR DE POTÊNCIA E RENDIMENTO:

O fator de potência, devido à distorção harmônica, obtém-se fazendo uma análise harmônica da corrente de entrada. Foram feitas aquisições e as análises harmônicas

para diferentes condições de tensão de entrada e de carga.

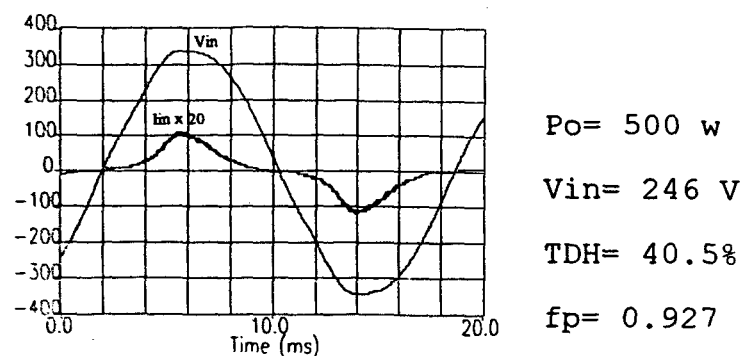
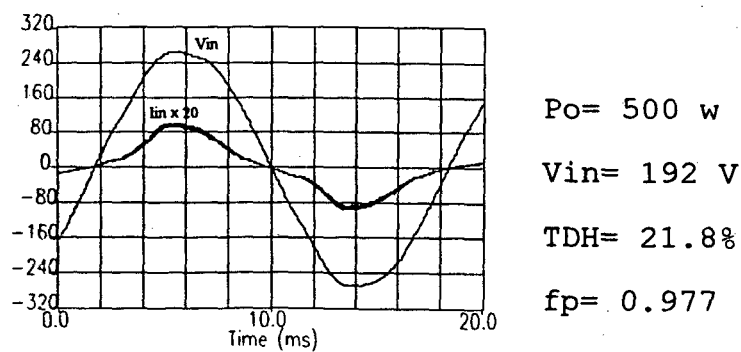
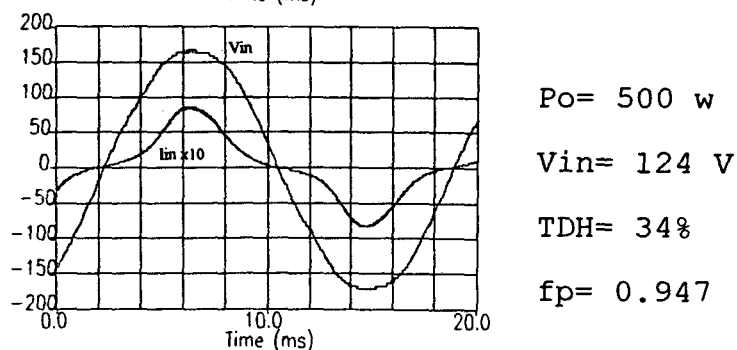
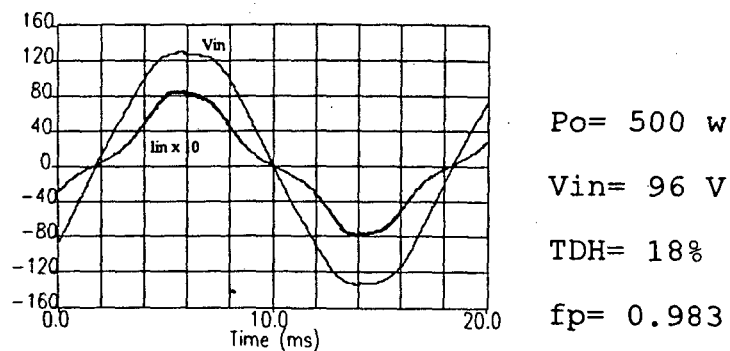


Fig. 5.3 Aquisição da corrente e tensão na entrada

A Fig. 5.3 mostra as formas de ondas de corrente e tensão para 100% de carga e os extremos da tensão de

entrada. Observando-se a Fig. 5.3 verifica-se que a pior condição no fator de potência ocorre quando o nível da tensão de entrada aumenta. Esta observação está em concordância com os resultados obtidos teoricamente.

Tabela 5.1 Topologia para 110V:

Vin (Volt)	Iin (Amp)	TDH (%)	Pin (watt)	Vo (Volt)	Io (Amp)
96	2.25	20.9	220	400	0.5
96	3.45	19.8	330	400	0.75
96	5.45	18.7	485	400	1.10
96	6	17.9	530	400	1.20
124	5.3	34	530	400	1.30

Tabela 5.2 Topologia para 220V:

Vin (Volt)	Iin (Amp)	TDH (%)	Pin (watt)	Vo (Volt)	Io (Amp)
192	1.10	20.9	215	400	0.5
192	1.65	21.3	320	400	0.75
192	2.45	21.8	470	400	1.10
192	2.90	21.8	550	400	1.30
248	2.30	48	520	400	1.30

Para o estudo do rendimento tomou-se como pior condição aquela que gera a máxima corrente nos componentes, isto é, para mínima tensão na entrada ( $V_{in}=110-12.5\%$  ou  $V_{in}=220-12.5\%$ ). Os resultados experimentais são apresentados nas Tabelas 5.1 e 5.2. Pode-se observar nelas como a TDH, para uma mesma tensão na entrada, varia pouco com as variações de carga.

Com os resultados experimentais pode-se obter a seguintes tabelas:

Tabela 5.3 Rendimento e fator de potência;  $V_{in} = 96 V$

Po (watt)	Pin (watt)	$\eta$ (%)	fp
200	220	90.9	0.979
300	330	90.9	0.981
440	485	90.7	0.983
480	530	90.5	0.984

Tabela 5.4 Rendimento e fator de potência;  $V_{in} = 192 V$

Po (watt)	Pin (watt)	$\eta$ (%)	fp
200	210	95.2	0.979
300	330	93.7	0.978
440	470	93.6	0.978
520	550	95.5	0.977

Os resultados mostram:

- O rendimento da estrutura é acima de 90%,
- O fator de potência independe da carga.
- O fp é o mesmo para as duas topologias.

#### 5.2.6. CONFRONTO COM A NORMA IEC 555-2:

A pior condição de distorção da corrente ocorre para a máxima tensão de entrada. Assim, apresenta-se como continuação uma comparação do resultado experimental com a norma IEC 555-2, para a máxima tensão na entrada e 100% de carga.

Tabela 5.5 : Comparação dos resultados experimentais da tensão na entrada com a norma, Vin= 248.

Ordem da Harmônica	Valor Absoluto Medido (V)	Valor Relativo Medido (%)	Norma IEC555-2 (%)	Observações
1	345,8	100,00	-	--
3	0,450	0,1301	0,9	Satisfaz
5	6,320	1,8277	0,4	Não satisfaz

Tabela 5.6 : Comparação dos resultados experimentais da corrente na entrada com a norma Vin= 248 V

Ordem da Harmônica	Valor absoluto Medido (Amp)	Norma IEC555-2 (248 V) (Amp)	Observações
1	2,11013	--	--
2	0,00826	0,2782	Satisfaz
3	0,81340	1,0016	Satisfaz
4	0,01008	0,1391	Satisfaz
5	0,23490	0,5565	Satisfaz
7	0,10140	0,4173	Satisfaz
9	0,04505	0,2782	Satisfaz
11	0,03038	0,1669	Satisfaz
13	0,00737	0,1391	Satisfaz
15	0,01052	0,1206	Satisfaz

Como pode-se observar na Tabela 5.6 a norma IEC 555-2 é plenamente satisfeita, embora a tensão da rede fique fora da norma. Contudo, verifica-se que a distorção provocada pela 3ª harmônica da corrente está muito próxima do valor estipulado pela norma. Isto significa que para potências maiores o valor da 3ª harmônica obtida com o protótipo pode não se ajustar dentro da Norma IEC 555-2.

### 5.3. CONCLUSÃO

- Em geral o sistema é bem comportado.
- Os resultados obtidos confirmam as análises teóricas.
- O circuito de comando e controle obtido cumpre suas funções.
- O compensador é robusto e mostra um bom desempenho, entretanto, sua resposta é relativamente lenta.
- O rendimento obtido é bom.
- Obtém-se um alto fator de potência, de 0,9 até 0,98.
- Em ambos os níveis de tensão a estrutura apresenta características similares.
- Pequenas indutâncias parasitas geram sobretensões nos componentes.
- A divisão da tensão de saída entre os capacitores não é exatamente 50%.
- A norma IEC 555-2 é satisfeita.

## CONCLUSÃO GERAL.

Tendo o conversor Boost, como PFC, ampla aceitação por projetistas e fabricantes de fontes, é importante apresentar soluções e análises que fazem o projeto de fontes fácil e viável. Este trabalho apresenta uma solução que diminui os esforços de tensão e corrente nos componentes mantendo o fator de potência alto, além de dispor de uma fonte para dupla tensão de entrada, que é um bom atrativo comercial, pois o mesmo pode ser usado em quase tudo o mundo.

Usando DCM e modulação por largura de pulsos, a estrutura apresentada mostra-se interessante para aplicações de baixa potência (<600W), mudando para CCM é possível trabalhar com potências maiores, mas isto traz maiores perdas e complicações na montagem e no controle. Ainda, tem-se no mercado circuitos integrados dedicados que facilitarão o projeto, mas isto não foi explorado neste trabalho.

Dos resultados até aqui obtidos, pode-se concluir:

- O conversor Boost DCM permite a correção ativa do fator de potência, com mínimas perdas de comutação.
- O uso de ábacos facilita o projeto.
- Para uma mesma tensão e potência de saída, o conversor Boost convencional apresenta elevados esforços de tensão e corrente nos componentes.
- A estrutura proposta reduz os esforços elétricos.
- A fonte auxiliar é robusta e aproveita o indutor boost como transformador.
- O circuito de comando e controle é simples.



- O protótipo implementado é robusto apresentando um comportamento estável.

- Com a estrutura proposta e DCM logra-se:

**Vantagens:**

.- Alto fator de potência, de 0,9 a 0,98, e TDH <45%.

.- Optimiza o uso das chaves, pois os esforços nos componentes da célula Boost, tanto para a topologia em alta tensão como para a topologia em baixa tensão, são similares e os valores médios das correntes são iguais.

.- Reduz o volume total da estrutura comparado com a tradicional.

**Desvantagens:**

.- Maior corrente de pico nos componentes da célula Boost.

.- Desequilíbrio no divisor capacitivo da tensão de saída.

.- Aumento no número de componentes.

- Para potências menores que 600W, a norma IEC 555-2 é satisfeita.

- A solução obtida pode-se aplicar a outros conversores básicos. Em efeito foi também analisada para uma fonte tipo Fly Back, mas não é apresentado aqui esta análise pois escapa dos objetivos centrais deste trabalho.

- Os resultados obtidos mostram que a estrutura proposta atinge os objetivos planejados.

Para continuidade deste trabalho sugere-se:

-O estudo com maiores frequências a fim de diminuir perdas e volume.

-Estudar a estrutura com outros conversores básicos e em outros modos de operação, como por exemplo; DCM frequência variável, CCM frequência fixa ou variável, comutação sobre tensão nula ZVS, etc.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁICAS

[1]. Lorenzo C. "Power Factor, Harmonic Distortion Causes, Effects and Considerations", INTELEC, pp 506-513, 1992.

[2]. Martin F. Schlecht and Brett A. Miwa, "Active Power Factor Correction for Switching Power Supplies", Transactions on Power Electronics, vol. pe- 2, No. 4, October 1987.

[3]. Ray Ridley, "Active Power Factor Correction", Seminar 5, APEC 92.

[4]. Seixas, C. M. and Barbi, I. - "Analysis of a Power Factor Correction System Employing the Multiphase Boost Converter Operating in Discontinuous Conduction at Constant Frequency", COBEP, 1993.

[5]. Péres, A., Martins, D. C. and Barbi, I. "Zeta Converter With High Power Factor Operating in Discontinuous Conduction Mode", COBEP, 1993.

[6]. K. Kit Sum, "Power Factor Correction For Single-Phase Input Power Supplies", PCIM, December 1989.

[7]. David Maliniak: "D. C. Supply Line Power Factor Near Unity", Electronic Design, May 28, 1992.

[8]. Larry Rinehart, "A Unique Power Module Improves The Performance of Boost Derived Power Factor Correction", Applications Engineering Manager, Power Conversion, Proceedings Sep 1992.

[9]. Jade H. Alberkrack and Steven M. Barrow, "An Economical Controller Corrects Power Factor", Power Conversion Proceedings, September 1992.

[10]. Ivo Barbi, S.A. Oliveira da Silva, "Sinusoidal Line Current Rectification at United Power Factor With Boost Quasi-Resonant converters", DEEL - LAMEP, UFSC-Florianópolis Brazil, 1990.

[11]. C. Zhou, R. B. , Ridley and F. C. Lee, "Design and Analysis of an Active Unity Power Factor Correction Circuit", VPEC, 1989.

[12]. J. Sebastián, J. A. Cobos, P. Gil and J. Uceda, "The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC-TO-DC Converters Used as Power Factor Preregulators", PESC. 1992.

[13]. Ikuro Suga, M Kimata, Y Ohnishi, R Uchida , "New Switching method for single-phase AC to DC converter", PCC-Yokohama 1993.

[14]. Kwang Hwa Liu, Yung-Lin "Current Waveform Distortion in power Correction Circuits employing discontinuous mode Boost Converters", IEEE PESC Record, 1989.

[15]. Abraham I. Pressman. "Switching Power Supply Design" Mc Graw Hill. 1991.

[16]. Seixas, C. M. "Análise e projeto de um sistema de correção de fator de potência utilizando o conversor Boost em condução descontínua e frequência constante" Documento Interno, UFSC/LAMEP. Florianópolis 1992.

[17]. Barbi, I. "Apostila de fontes chaveadas", Publicação Interna, UFSC, LAMEP, 1990.

[18]. Marty Brown "Practical Switching Power Supply Design ", Academic Pres, INC, 1990.

[19]. Seixas, C. M. "Análise e projeto de um sistema de correção de fator de potencia utilizando o conversor Boost multifase em condução descontínua e frequência constante" Dissertação de Mestrado, UFSC/LAMEP. Florianópolis 1993.

[20]. Denizar Cruz Martins y Alexandre Ferrari de Souza, " Manual de Utilização do Programa SCVOLT", DEEL - LAMEP, UFSC - Florianópolis, Brasil, 1992.

[21]. Tuinenga, Paul W "A guide to circuit simulation and analysis using PSPICE", Prentice Hall, 1988.

[22]. Harris - "Power MOSFET Data Book", 1991.

[23]. National Semiconductor - "Linear Data Book", 1992.

[24]. National Semiconductor - "CMOS Integrated Circuits Data Book", USA, 1978.

[25]. Motorola Semiconductors - "TMOS Power MOSFET Transistor Data", USA, 1985.

[26]. Motorola Semiconductors - "Rectifier and Zeners Diodes Data Book", USA, 1988.

[27]. Thornton - "Catálogo de ferrites".

[28]. Icotron - "Catálogo de capacitores".

[29]. Semikron - "Semicondutores de potência", 1990.

[30]. Unitrode - "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", 1986.