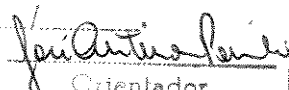


UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

**PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA ALIMENTANDO
CARGAS RESISTIVAS**

Autor: Carlos Gabriel Bianchin

Orientador: José Antenor Pomilio

Este exemplar corresponde a redação final da tese defendida por.....
..... e aprovada pela Comissão
Julgada em...../...../.....
 Orientador

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte integrante dos requisitos exigidos para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Campinas (SP), Outubro de 1997

UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	
Ti	unicamp
B47p	
V.	Ex.
TE. VED. BC/	32440
PROG.	286/97
C	☐
D	☒
PREÇO	R\$ 11,00
DATA	13/12/97
N.º CPD	

CM-00104265-1

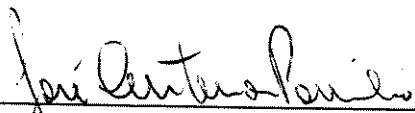
FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

B47p Bianchin, Carlos Gabriel
Pré-reguladores de fator de potência alimentando
cargas resistivas. / Carlos Gabriel Bianchin.--Campinas,
SP: [s.n.], 1997.

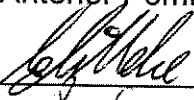
Orientador: José Antenor Pomilio
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Conversores a tiristor. 2. Fator de potência. 3.
Circuitos de comutação. 4. Eletrônica industrial. 5.
Eletrônica de potência. I. Pomilio, José Antenor. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

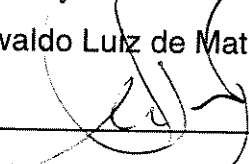
Banca Examinadora:



Prof. Dr. José Antenor Pomílio - Orientador



Prof. Dr. Ewaldo Luiz de Matos Mehl



Prof. Dr. Carlos Rodrigues de Souza

Aos meus pais, Antonio e Ana
e minha irmã Andresa

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer ao Prof. Dr. José Antenor Pomilio pela orientação, dedicação e sugestões no desenvolvimento deste trabalho.

A todos os colegas do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE), pela ajuda e inúmeros debates que resultaram em soluções técnicas.

Ao Prof. Dr. Sigmar Maurer Deckmann, que se empenhou na reestruturação do laboratório, proporcionando um adequado ambiente de trabalho a todos.

Ao amigo Célio Maschio, pelo apoio em todo o transcorrer de minha caminhada.

À paciência e atenção dispensada pelas secretárias Marilza Geraldino (DSCE) e Ana Flávia da Silva (DT).

À CAPES, pelo apoio financeiro.

À Ana Claudia dos Santos, pelo amor, carinho e compreensão.

RESUMO

Atualmente, os aparelhos eletro-eletrônicos de uso doméstico (iluminação e aquecimento) utilizam basicamente dois tipos de controle: liga-desliga e de fase. Tais controles podem fazer com que, na corrente drenada pelos aparelhos, sejam introduzidas harmônicas de baixa frequência com amplitudes acima dos limites estipulados pela norma IEC 1000-3-2, ou ainda produzam variação no nível de tensão de alimentação acima do estipulado pela norma IEC 1000-3-3.

Este trabalho apresenta algumas possíveis soluções a estes problemas utilizando conversores abaixadores de tensão atuando como pré-reguladores de fator de potência. Feita a seleção das topologias, faz-se um estudo comparativo buscando a mais adequada para estas aplicações. São apresentados os resultados teóricos e experimentais.

ABSTRACT

Electronic household appliances (illumination and heating) use basically two kinds of control: on-off and phase control. With phase control, the input current can present low frequency harmonics, with values above the limits determined by standard IEC 1000-3-2. On-off control can produce voltage fluctuations higher than the limits of standard IEC 1000-3-3.

This work presents some possible solutions using voltage step-down converters running as power factor preregulator. It is done a selection of suitable topologies, and a comparative study in order to choose the most adequate topology for those applications. Theoretical and experimental results are presented..

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIações

A_1	Atenuação necessária no filtro
A_2	Atenuação típica do filtro (por década)
a_n, b_n, e_n	Componentes da série de Fourier
B_M	Densidade de fluxo
C_0	Capacitor de saída
C_1	Capacitor do filtro de entrada (conversor buck)
C	Capacitor de transferência
CC	Corrente contínua (abr.)
CC-CC	Corrente contínua-Corrente contínua (abr.)
C_i	Capacitor de entrada
D	Diodo de chaveamento
$d(\%)$	Nível de flutuação de tensão
E	Tensão DC de alimentação
EST	Equipamento sob teste (abr.)
$\bar{e}_n$	Valor médio da componente n-ésima da corrente
f_c	Frequência de corte do filtro
FP	Fator de potência (abr.)
f_s	Frequência de chaveamento
f_x	Frequência da componente a ser atenuada
G	Gerador de energia
i_o, I_o	Corrente de saída (na carga), valor instantâneo
$\bar{I}_o, \overline{I_o}$	Corrente média de saída

i_2	Corrente no indutor L_2 (valor instantâneo)
$\overline{i_2}, I_2$	Corrente média no indutor L_2
I	Valor mínimo de corrente nos indutores L_i e L_2 em MCC (conversor $\hat{C}uk$)
i_D	Corrente no diodo D
IEC	“International Electrotechnical Committee” (abr.)
i_i	Corrente de entrada (valor instantâneo)
$\overline{i_i}$	Corrente média de entrada a cada ciclo de chaveamento
I_i, I_1	Corrente média de entrada (conversor $\hat{C}uk$ e buck, respectivamente)
$\hat{i}_i, I_{ipico}$	Corrente de pico no indutor L_i
$\hat{i}_2, I_{2pico}$	Corrente de pico no indutor L_2
IEM	Interferência Eletromagnética (abr.)
i_m	Corrente no início da carga do indutor L_i
i_M	Pico da corrente no transistor
i_T	Corrente no transistor T
k, k_e, k_i	Constante de projeto
k_1, k_2	Coeficientes de acoplamento
L	Indutância do elemento magnético
L_0, L_2	Indutância de saída
L_{11}	Indutância da bobina 1
L_{22}	Indutância da bobina 2
L_e	Indutância equivalente no conversor $\hat{C}uk$
L_i	Indutor de entrada (conversor $\hat{C}uk$)
L_i, L	Indutor do filtro (conversor buck)
LISN	“Line impedance stabilization network” (abr.)

L_L	Indutância devido ao fluxo ϕ_L
L_{x1}, L_{x2}	Indutâncias dos entreferros x_1 e x_2 , respectivamente.
M	Indutância mútua (conversor `Cuk acoplado)
MCC	Modo de condução contínua (abr.)
MCD	Modo de condução descontínua (abr.)
$MCDE$	Modo de condução descontínua na entrada (abr.)
$MCDES$	Modo de condução descontínua na entrada e na saída (abr.)
MLP	Modulação por largura de pulso (abr.)
n	Ordem harmônica
N	Número de espiras de uma bobina
N_1	Número de espiras da bobina de entrada
N_2	Número de espiras da bobina de saída
PFP	Pré-regulador de Fator de Potência (abr.)
p_i	Potência de entrada
p_o, P_o	Potência de saída
P_{pico}	Potência de pico na saída
R_0	Resistência de carga do conversor
R_a, R_n	Resistência da impedância de referência Z
R_{Li}	Resistência interna do indutor de entrada
R_{Lo}	Resistência interna do indutor de saída
R_{x1}	Relutância do entreferro x_1
R_{x2}	Relutância do entreferro x_2
R_{l1}	Relutância de dispersão no entreferro x_1
R_{l2}	Relutância de dispersão no entreferro x_2
R_l	Relutância de dispersão devido a ϕ_l

R_x	Relutância do entreferro x ($x=x_1=x_2$)
S	Área útil do núcleo
T	Transistor
TDH	Taxa de distorção harmônica (abr.)
t_T	Intervalo de condução do transistor
V_0	Tensão de saída
V_0'	Tensão de saída aumentada da queda sobre R_{L0}
V_{Opico}	Pico da tensão de saída
V_1, V_2	Fontes de alimentação das bobinas 1 e 2 respectivamente
V_{L0}	Tensão no indutor de saída
V_{L2}	Tensão sobre o indutor L_2
V_c	Tensão no capacitor de transferência
V_{ci}	Tensão no capacitor C_i
V_i	Tensão de entrada
V_i'	Tensão de entrada diminuída da queda sobre R_{Li}
V_g	Tensão de entrada retificada e filtrada
V_i, V_p	Pico da tensão de entrada
V_{ret}	Tensão na saída da ponte retificadora
x_a, x_n	Reatâncias da impedância de referência Z
x_1	Entreferro da bobina 1
x_2	Entreferro da bobina 2
x	Entreferro distribuído ($x=x_1=x_2$)
Z	impedância de referência
α	Constante de projeto
Δi_i	Variação de corrente no indutor L_i

$\Delta i_2, \Delta I_{L2}$	Variação da corrente no indutor L_2
ΔV	Variação de tensão sobre o capacitor C_1
ΔV_c	Variação de tensão sobre o capacitor C
ΔQ	Variação da carga em um capacitor
Δv_0	Variação da tensão de saída
ΔV_{rel}	Relação percentual entre a tensão de entrada e a variação de tensão sobre o capacitor
δ	Ciclo de trabalho do transistor
δ_2	Intervalo de condução do diodo em MCD, MCDE e MCDES
δ_{crit}	Ciclo de trabalho crítico
ϕ	Fluxo gerado em uma bobina de N espiras
ϕ_1	Ângulo entre a tensão de alimentação e a componente fundamental de corrente
ϕ_1, ϕ_2	Fluxos totais que atravessam as bobinas 1 e 2 respectivamente
ϕ_{11}	Fluxo que atravessa a bobina 1 com excitação somente nela
ϕ_{12}	Fluxo que atravessa a bobina 1 com excitação somente na bobina 2
ϕ_{21}	Fluxo que atravessa a bobina 2 com excitação somente na bobina 1
ϕ_{22}	Fluxo que atravessa a bobina 2 com excitação somente nela
ϕ_{l1}, ϕ_{l2}	Fluxos de dispersão nas bobinas 1 e 2 respectivamente
η	Rendimento do conversor
τ	Período de chaveamento

ÍNDICE

AGRADECIMENTOS	iv
RESUMO	v
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIACÕES	vi
1- INTRODUÇÃO	1
1.1- Uso de PFPs na Alimentação de Cargas Resistivas	2
2- PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA ALIMENTANDO CARGAS RESISTIVAS	8
2.1- Seleção de Topologias	8
2.2- Conversor buck	10
2.2.1- Modo de Condução Contínua	12
2.2.2- Modo de Condução Descontínua	15
2.2.3- Resultados de Simulação	18
2.3- Conversor `Cuk Abaixador	21
2.3.1- Modo de Condução Contínua	22
2.3.2- Modo de Condução Descontínua	23
2.3.3- Modo de Condução Descontínua no Indutor de Entrada	27
2.3.4- Modo de Condução Descontínua na Entrada e na Saída	29
2.3.5- Resultados de Simulação	31
2.3.6- Análise do Rendimento dos Conversores buck e `Cuk Abaixador	33

3- PROJETO DO CONVERSOR BUCK.....	39
3.1- Filtro de Entrada.....	39
3.2- Verificação do Nível de IEM.....	45
3.3- Filtro de Saída.....	47
3.4- Resultados Experimentais.....	50
4- PROJETO DO CONVERSOR `CUK ABAIXADOR DE TENSÃO.....	58
4.1- Conversor `Cuk Abaixador de Tensão.....	58
4.2- Exemplo de Projeto.....	61
4.3- Resultados Experimentais.....	62
4.4- Conversor `Cuk Abaixador de Tensão com Acoplamento Magnético das Indutâncias.....	69
4.4.1- Modelo do Indutor Acoplado.....	70
4.4.2- Projeto de Indutores Acoplados.....	74
4.5- Resultados Experimentais.....	81
5- CONCLUSÃO FINAL.....	87
5.1- Análise Comparativa e Conclusões.....	87
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	95

Capítulo 1

Introdução

Os Pré-reguladores de Fator de Potência (PFP) são conversores eletrônicos, cuja função é absorver uma corrente de entrada que acompanhe a forma de onda da tensão de entrada, emulando uma carga resistiva e possibilitando um fator de potência que tende à unidade.

O uso dos PFPs como estágio de entrada de fontes de tensão tem se difundido em aplicações que exijam o atendimento a regulamentações de Fator de Potência e de harmônicas[1]. Eles também podem operar em aplicações de fontes de corrente [2].

Os PFPs são conversores que normalmente operam com uma frequência de chaveamento alta, o que permite reduzir o tamanho dos elementos de filtragem (capacitores e indutores) do circuito, sendo derivados das topologias dos conversores CC-CC. No entanto, existem também circuitos que operam com chaveamento em baixa frequência [3,4], permitindo alto Fator de Potência mas com maior distorção harmônica.

A Tabela I faz a comparação de duas fontes de alimentação de mesma potência aparente [5]. Uma delas apresenta um estágio de entrada do tipo retificador com filtro capacitivo, o que implica em baixo Fator de Potência. A tensão CC obtida alimenta um pós-conversor CC-CC que é, por exemplo, uma fonte chaveada para alimentação dos circuitos internos do equipamento. A outra fonte utiliza um estágio de entrada com correção de fator de potência, o qual, obviamente apresenta perdas adicionais.

O resultado final é que o aumento do fator de potência (FP) compensa largamente o aumento das perdas no conversor adicional, implicando num expressivo incremento na potência ativa disponível para a carga.

Conclui-se, assim, que a correção do FP de uma fonte tem impacto positivo não apenas sobre a rede de alimentação, mas também para a carga alimentada e para uma maior eficiência como um todo, uma vez que permite maximizar a potência ativa transmitida pelo sistema.

Tabela I- Comparação entre fontes de alimentação sem e com correção de FP

Tipo de Fonte	Convencional	PFP
Potência aparente disponível	1440 VA	1440 VA
Fator de potência	0,65	0,99
Rendimento do PFP	-----	95 %
Rendimento da fonte	75 %	75 %
Potência ativa disponível	702 W	1015 W

1.1 Uso de PFPs na alimentação de cargas resisitivas

Diversos aparelhos eletrodomésticos apresentam-se como uma carga resisitiva: fornos e fogões elétricos, aquecedores, ferros, chuveiros, secadores, lâmpadas incandescentes, etc. Tipicamente a potência da carga varia entre 10 W e 4 kW.

Quando se faz necessário um controle de temperatura, é usual o emprego de termostatos bimetálicos ou um controle de ciclos inteiros, que fazem um controle tipo liga-desliga. O uso de controle de fase, por meio de triacs ou SCRs, é também comum.

Ambos os tipos de controle podem, potencialmente, violar normas internacionais que regulam a qualidade da energia elétrica. Mais especificamente, duas normas da Comissão Internacional de Eletrotécnica (IEC) são consideradas aqui:

- ◆ IEC 1000-3-2[6]: trata do nível de cada harmônica de corrente que pode ser injetada na rede pelos aparelhos eletrodomésticos.
- ◆ IEC 1000-3-3[7]: trata do nível de flutuação de tensão produzida por equipamentos elétricos e eletrônicos. Em termos de um controle liga-desliga, a norma estabelece quantas vezes o aparelho pode alterar o seu estado entre ligado e desligado. Aplica-se este padrão a aparelhos que mudam de estado mais de uma vez por hora e menos que 30 vezes por segundo.

Um exemplo dos distúrbios produzidos está mostrado na figura 1.1, onde considera-se uma carga resistiva de 1800W e 230V, que utiliza controle de fase, com um ângulo de disparo de 90° .

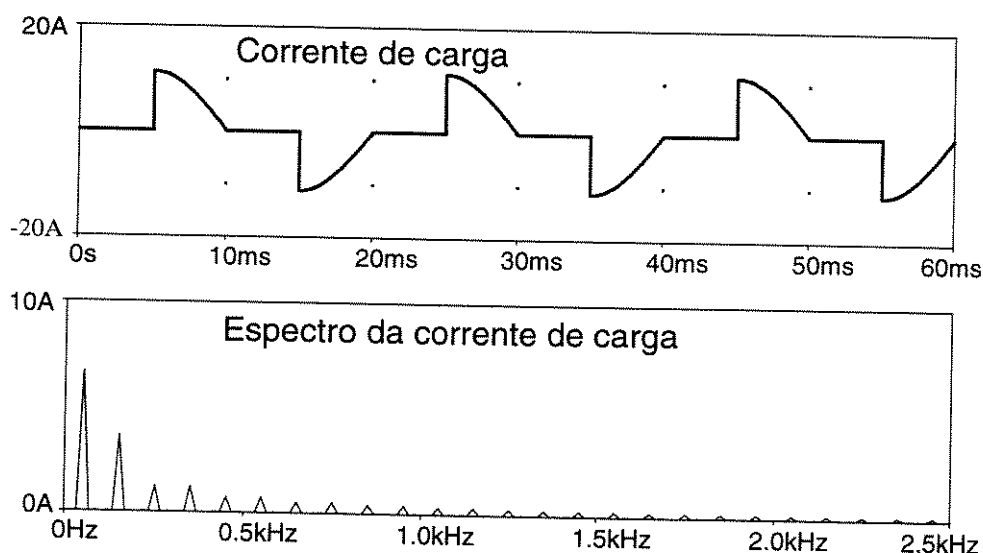


Figura 1.1- Controle de fase para carga resistiva: corrente de carga e respectivo espectro

Dada a forma de onda da corrente e o tipo de aplicação estudado, este equipamento é classificado na norma como classe A. Equipamentos classe B são ferramentas portáteis; classe C são aparelhos de iluminação e os de classe D são aqueles que absorvem uma corrente concentrada em torno dos ângulos de 90° e 270° da tensão (como nos retificadores com filtros capacitivos). Os demais equipamentos são classificados como classe A.

Pode-se notar claramente pela Tabela II, que todos os limites estipulados no padrão IEC 1000-3-2 são violados, não importando a componente harmônica que se esteja tratando.

Tabela II- Análise do espectro da corrente de carga

Harmônica	Frequência (HZ)	Componente de Fourier [A]	Limite IEC 1000-3-2 [A]
1	50	7,04	-
3	150	3,80	2,30
5	250	1,28	1,14
7	350	1,25	0,77
9	450	0,75	0,40
11	550	0,69	0,33
13	650	0,50	0,21
15	750	0,50	0,15
17	850	0,39	0,13
19	950	0,37	0,12

A Taxa de Distorção Harmônica (TDH), neste caso, é de 60,6 %, o que implica em um FP ruim.

Supondo uma tensão senoidal, o cálculo do FP é feito segundo a equação 1.1:

$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.1)$$

sendo que, ϕ_1 é a defasagem entre a tensão e a componente fundamental da corrente.

Assim, considerando-se que ϕ_1 é $32,48^\circ$ (resultado de simulação para ângulo de disparo de 90°), e substituindo o valor de TDH na equação 1.1, tem-se que $FP = 0,72$.

Por outro lado, se fosse utilizado controle do tipo liga-desliga, ter-se-ia uma flutuação de tensão (determinada pelo padrão IEC 1000-3-3) de 1,5 % considerando-se a impedância típica de rede estabelecida pela norma. Isso significa que o aparelho poderia alterar seu estado entre ligado e desligado no máximo 7 vezes por minuto, ainda segundo o mesmo padrão.

Esta impedância típica é definida na norma e seu circuito é mostrado na figura 1.2.

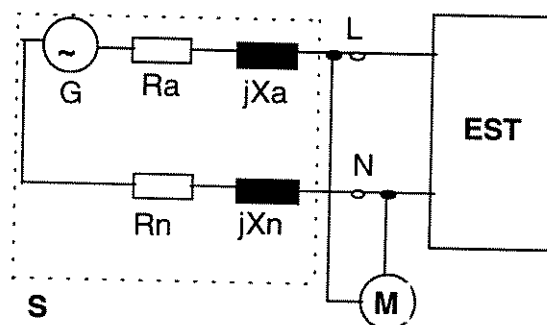


Figura 1.2- Impedância típica definida pela norma

onde:

EST- equipamento sob teste

M- equipamento de medida

S- fonte de energia consistindo de um gerador G e uma impedância de referência Z, com os elementos:

$R_a = 0,24\Omega$ $X_a = 0,15\Omega$ a 50 Hz

$R_n = 0,16\Omega$ $X_n = 0,10\Omega$ a 50 Hz

A relação entre a taxa de flutuação da tensão e o número de transições admitida pela norma é obtida da curva mostrada na figura 1.3.

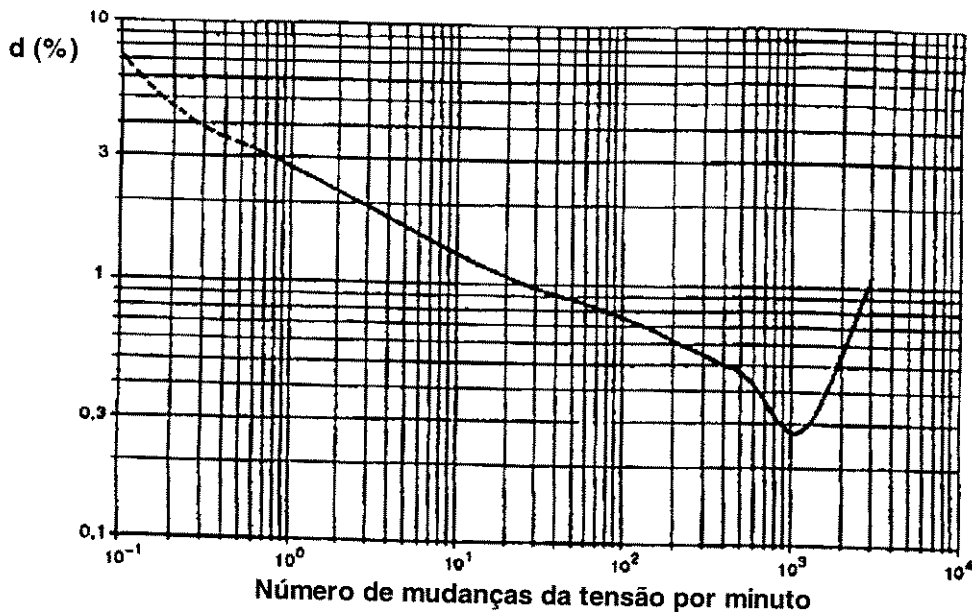


Figura 1.3- Relação entre a taxa de flutuação da tensão e o número de transições

Portanto, com base nos resultados estudados com os dois tipos de controle, verificou-se o interesse em buscar uma nova alternativa para a alimentação deste tipo de carga, no caso o uso de estrutura de PFP.

Optou-se por esta solução pois com os PFPs pode-se obter baixa distorção harmônica na corrente de entrada e alto fator de potência. Claro que para selecionar o conversor (PFP) adequado deve-se levar em consideração outros aspectos além dos citados acima, tais como:

- níveis de interferência eletromagnética (IEM);
- densidade de potência;
- complexidade de comando.

No capítulo 2 será feita uma análise, seguida de simulação, acerca das topologias possíveis para esse tipo de aplicação.

Uma vez selecionadas as topologias, é feito o dimensionamento dos componentes de cada uma delas, verificando seu funcionamento em protótipos, a partir dos quais são obtidos os resultados experimentais. Isso é feito no capítulo 3,

com o estudo do conversor *buck* e, no capítulo 4, com o estudo do conversor *Cuk* abaixador de tensão. Ainda no capítulo 4 estuda-se uma técnica alternativa para redução no *ripple* de corrente na entrada do conversor *Cuk* abaixador.

O capítulo 5 contém as conclusões deste trabalho.

Capítulo 2

Pré-reguladores de Fator de Potência

Alimentando Carga Resistiva

Neste capítulo analisam-se as topologias de conversores aplicáveis como Pré-reguladores de Fator de Potência (PFP) alimentando cargas resistivas.

Em seguida, após feita a seleção das topologias, faz-se uma análise matemática, na qual se mostra o comportamento da corrente de entrada. Essa análise é feita para as topologias selecionadas, nos modos de condução de interesse.

2.1- Seleção de Topologias

Pode-se iniciar essa seleção com a restrição mais básica, que é a necessidade de um conversor abaixador de tensão para efetuar o controle da potência entregue à carga. Considera-se essa restrição como básica pois o uso desses conversores está diretamente ligado a aplicações eletrodomésticas. Nestas aplicações o objetivo não é elevar a tensão, mas sim controlá-la entre 0V e o valor máximo fornecido pela alimentação local.

Com isso, já elimina-se a topologia *boost*, exatamente por se tratar de um conversor elevador de tensão.

Outras topologias de conversores que também podem ser eliminadas: *buck-boost*, *Cuk*, SEPIC e Zeta. O motivo que nos leva a eliminar essas topologias é seu

funcionamento como abaixador-elevador de tensão, dependendo para tal, apenas do valor do ciclo de trabalho.

Como citado anteriormente, há a necessidade de se operar com conversores abaixadores de tensão; portanto, nessas topologias devemos criar uma maneira de limitar o ciclo de trabalho do interruptor em 50 %. A questão, deste modo, é de segurança na operação do equipamento, pois se for ultrapassado este valor a carga poderá ser danificada. Eventualmente, em novos projetos, estes conversores poderiam ser utilizados, desde que contando com projetos específicos.

Para a aplicação em questão não há a necessidade de isolamento, e busca-se usar o menor número de interruptores; excluem-se assim as topologias "push-pull", "forward" e em ponte.

Com essas restrições, o que resta são as topologias abaixadoras de tensão não-isoladas com um interruptor.

A topologia *buck* (figura 2.1), embora seja a mais conhecida dentre os circuitos abaixadores de tensão, não é a única alternativa. Existe uma topologia derivada do conversor *Cuk* [8], que também comporta-se como abaixadora de tensão, como mostrado na figura 2.2.

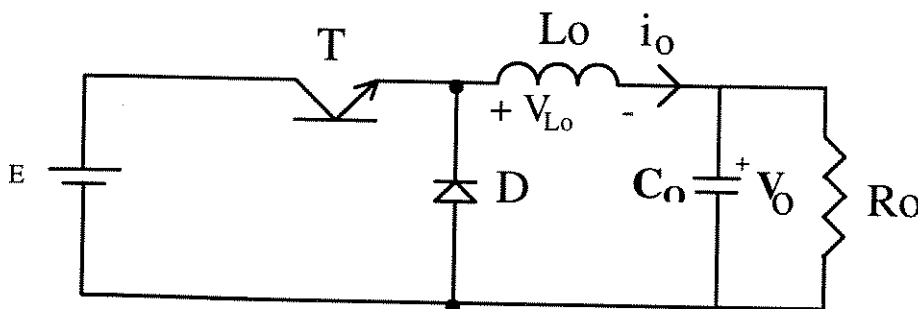


Figura 2.1- Conversor *buck* com entrada CC

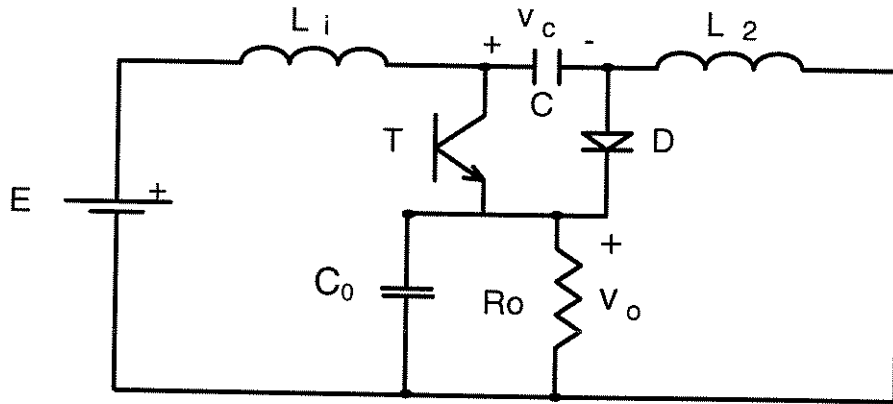


Figura 2.2- Conversor `Cuk abaixador de tensão com entrada CC

Uma consideração adicional sobre o comportamento da corrente de entrada e a conseqüente necessidade ou não de um filtro de alta frequência, tem sua justificativa baseada nos níveis de interferência eletromagnética (IEM) conduzida estipulados pelos padrões internacionais, em particular, o padrão IEC-CISPR 14[9]. Através desse padrão determina-se se o conversor está ou não dentro dos limites permissíveis.

No caso do conversor *buck*, há necessidade do uso de um filtro de entrada pois a corrente de entrada é recortada pelo transistor. Isso já não ocorre com o conversor `Cuk, pois a presença do indutor na entrada naturalmente realiza uma filtragem da corrente absorvida da fonte.

2.2- Conversor *buck*

Tem-se, na figura 2.3, um conversor *buck* operando como PFP, com filtro de entrada, alimentando uma carga resistiva. Esse filtro deve minimizar a circulação pela rede das componentes de alta frequência produzidas pelo chaveamento. O filtro não deve, porém, alterar a forma de onda da tensão presente na entrada do estágio *buck*, que deve ser igual à tensão retificada da rede. Esta é uma condição para obter elevado FP e baixa TDH, como se verá a seguir.

A função do capacitor C_0 é apenas limitar a ondulação de tensão (e portanto, da corrente) sobre a carga, em alta frequência. Isto é feito para reduzir os níveis de IEM na saída do conversor. Seu valor é pequeno o suficiente para que não afete a forma de onda em baixa frequência.

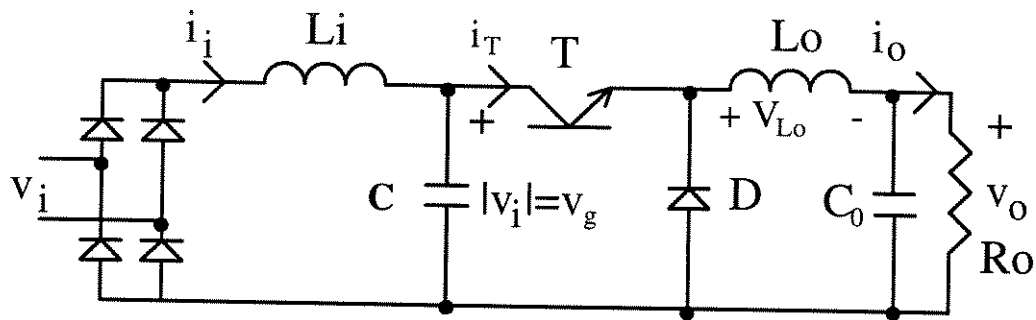


Figura 2.3- Conversor *buck* operando como PFP com filtro de entrada

Para o conversor *buck* operando como PFP tem-se dois modos possíveis de condução em relação à corrente pelo indutor L_o :

- modo contínuo
- modo descontínuo

O conversor *buck*, no modo de condução contínua, apresenta as seguintes etapas de funcionamento:

- 1- com o transistor ligado, o indutor L_o está se carregando, e a corrente que o atravessa é a mesma da carga;
- 2- quando o transistor desliga, imediatamente o indutor L_o inverte a polaridade de sua tensão e polariza diretamente o diodo D, que permite a continuidade da corrente pelo indutor. Neste ponto, o indutor começa a se descarregar, diminuindo sua corrente. Antes que o indutor se descarregue completamente, o transistor volta a ser ligado, reiniciando o ciclo.

No modo de condução descontínua, as etapas são as seguintes:

- 1- com o transistor ligado, o indutor L_0 está se carregando, e a corrente que o atravessa é a mesma da carga. A corrente inicial por L_0 é nula;
- 2- quando o transistor desliga, imediatamente o indutor L_0 inverte a polaridade de sua tensão e polariza diretamente o diodo D, que permite a continuidade da corrente por ele;

Neste ponto o indutor começa a se descarregar. O indutor se descarrega completamente antes do transistor religar;

- 3- o indutor permanece com corrente nula por um intervalo de tempo, após o qual o transistor é religado e inicia-se o ciclo novamente.

Para iniciar uma análise e verificar o comportamento do conversor *buck* como PFP considera-se que:

- ♦ a análise se faz em regime permanente;
- ♦ a frequência de chaveamento é muito maior que a da rede elétrica, de modo que pode-se considerar que as tensões de entrada e da carga são constantes durante cada ciclo de chaveamento;
- ♦ o circuito não apresenta perdas;
- ♦ o conversor opera com modulação por largura de pulso (MLP).

2.2.1- Modo de Condução Contínua

Este modo de condução caracteriza-se pelo fato de que a corrente pelo diodo não se anula durante o intervalo no qual o transistor está desligado. Desprezando a queda de tensão sobre L_i , em baixa frequência, as tensões da rede e na entrada do estágio *buck* são, respectivamente:

$$v_i = V_i \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.1)$$

$$v_g = V_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (2.2)$$

Os comportamentos idealizados da corrente que atravessa o transistor T e da tensão sobre L_0 são mostrados na figura 2.4. Note que a corrente média de entrada é igual à corrente média do transistor, uma vez que a corrente média no capacitor C_i , em regime, é nula.

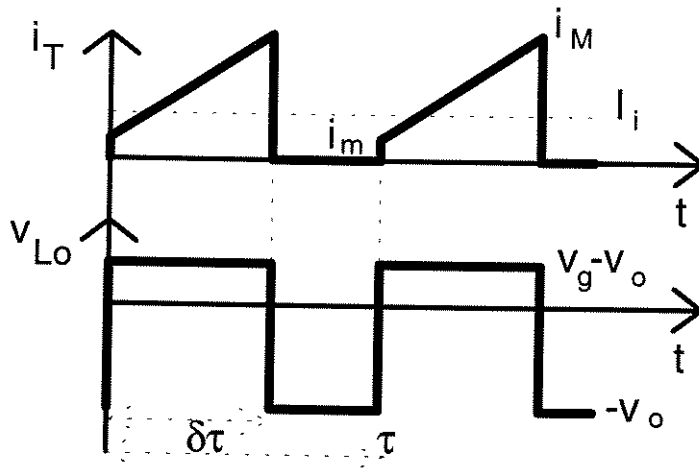


Figura 2.4- Formas de onda para modo de condução contínua

Sabe-se que, em regime permanente, a tensão média sobre um indutor é nula. Quando o transistor conduz (intervalo $\delta.\tau$) tem-se $v_{L0} = v_g - v_o$, e quando o diodo conduz, $v_{L0} = -v_o$. Assim, analisando a forma de onda de tensão sobre o indutor L_0 temos:

$$(v_g - v_o) \cdot \delta \cdot \tau = v_o \cdot (1 - \delta) \cdot \tau \quad (2.3),$$

onde δ é a largura de pulso do sinal MLP e τ é o período de chaveamento.

Operando 2.3 tem-se:

$$v_g \cdot \delta - v_o \cdot \delta = v_o - v_o \cdot \delta \quad (2.4),$$

ou:

$$\frac{v_0}{v_g} = \delta \quad (2.5)$$

Note-se que a tensão de saída, v_0 , tem a mesma forma da tensão de entrada, v_g , mas com amplitude menor.

Do balanço de potência em cada ciclo de chaveamento, considerando o circuito sem perdas, temos:

$$p_i = p_o \quad (2.6),$$

ou:

$$\bar{i}_i \cdot v_g = i_0^2 \cdot R_0 = \frac{v_0^2}{R_0} \quad (2.7)$$

onde $\bar{i}_i$ é a corrente média de entrada calculada a cada ciclo de chaveamento.

Substituindo as equações 2.2 e 2.5 em 2.7 tem-se:

$$\bar{i}_i = \frac{\delta^2 \cdot V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}{R_0} \quad (2.8)$$

Nota-se, pela equação acima, que a corrente de entrada segue a mesma forma da tensão, comprovando, portanto, o comportamento do circuito como o de um PFP.

2.2.2- Modo de Condução Descontínua

Neste modo de condução a corrente pelo diodo se anula, de modo que há um intervalo no qual não existe corrente pelo indutor L_0 . A corrente de carga é mantida pelo capacitor C_0 .

Aqui a corrente que atravessa o transistor T e a tensão em L_0 têm suas formas de onda mostradas na Figura 2.5.

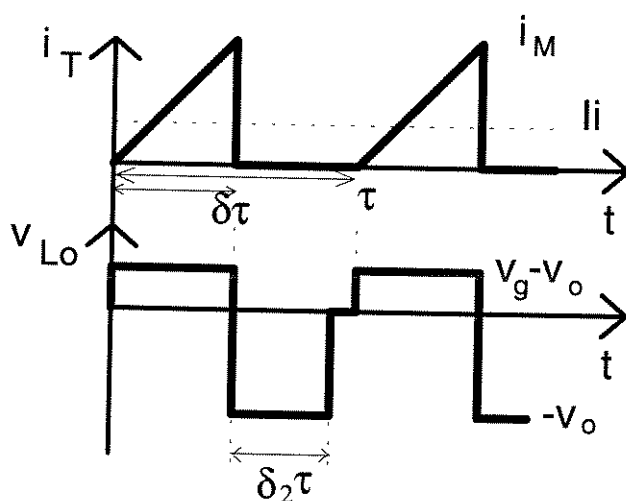


Figura 2.5- Formas de onda para modo de condução descontínua

Em regime permanente, a tensão média sobre o indutor L_0 , assim como no caso anterior, deve ser zero. Durante a condução do transistor, a tensão sobre L_0 é $(v_g - v_o)$. Quando T desliga, o diodo conduz durante o intervalo $\delta_2\tau$ e a tensão inverte de polaridade, valendo $-v_o$. Quando a corrente se anula a tensão sobre a indutância permanece em zero.

Assim, da Figura 2.5, tem-se:

$$(v_g - v_o) \cdot \delta \cdot \tau = v_o \cdot \delta_2 \cdot \tau \quad (2.9)$$

expandindo:

$$v_g \cdot \delta - v_0 \cdot \delta = v_0 \cdot \delta_2 \quad (2.10)$$

ou:

$$\frac{v_0}{v_g} = \frac{\delta}{\delta + \delta_2} \quad (2.11)$$

Da figura 2.5, podemos determinar o valor máximo da corrente i_M , que atravessa o indutor L_0 :

$$i_M = \frac{(v_g - v_0) \cdot \delta \cdot \tau}{L_0} = \frac{v_0 \cdot \delta_2 \cdot \tau}{L_0} \quad (2.12)$$

A corrente média de saída, que é a própria corrente pelo indutor L_0 , em cada ciclo de chaveamento, pode ser determinada a partir da corrente máxima i_M :

$$\overline{i_0} = \frac{i_M \cdot (\delta + \delta_2)}{2} \quad (2.13)$$

Substituindo $i_0 = v_0/R_0$ temos:

$$i_M = 2 \cdot \frac{v_0}{R_0} \cdot \frac{1}{(\delta + \delta_2)} \quad (2.14)$$

Igualando as equações 2.12 e 2.14 temos:

$$\delta_2^2 + \delta_2 \cdot \delta - \frac{2 \cdot L_0}{R_0 \cdot \tau} = 0 \quad (2.15)$$

Resolvendo a equação anterior:

$$\delta_2 = \frac{-\delta + \sqrt{\delta^2 + 4.K^2}}{2} \quad (2.16), \text{ onde:}$$

$$K = \sqrt{\frac{2.L_0}{R_0.\tau}} \quad (2.17)$$

Voltando com o resultado da equação 2.16 na equação 2.11 obteremos:

$$v_0 = \frac{2.\delta.v_g}{\delta + \sqrt{\delta^2 + 4.K^2}} \quad (2.18)$$

Do balanço de potência temos:

$$p_i = p_o \quad (2.19)$$

ou:

$$\bar{i}_i.v_g = \frac{v_0^2}{R_0} \quad (2.20)$$

Substituindo a equação 2.18 na equação acima temos:

$$\bar{i}_i = \frac{2.v_g}{R_0.(1 + \sqrt{1 + 2.\alpha} + \alpha)} \quad (2.21), \text{ onde:}$$

$$\alpha = \frac{2.K^2}{\delta^2} \quad (2.22)$$

Demonstra-se assim que, mesmo em modo descontínuo, o conversor *buck* opera como um PFP, pois a corrente média de entrada acompanha a forma de tensão.

O limite entre os modos de condução pode ser expresso em termos do ciclo de trabalho do transistor, determinando um ciclo de trabalho crítico (δ_{crit}).

Nesta situação $\delta_2 = 1 - \delta$, e o valor de δ_{crit} será encontrado usando este valor de δ_2 na equação 2.16:

$$\delta_{crit} = 1 - K^2 \quad (2.23)$$

Através do ciclo de trabalho crítico podemos notar que os dois modos de operação são bastante distintos, pois δ_{crit} é uma constante, dependendo apenas de parâmetros de projeto do conversor.

Isto significa que, dado um conversor e sua carga, para uma largura de pulso constante, tem-se sempre operação em um dos modos de condução, ou seja, dentro de um mesmo semi-ciclo da rede não coexistirão ambos os modos de condução, garantindo assim uma forma de onda de corrente que acompanha a forma da tensão

2.2.3- Resultados de Simulação

A simulação realizada no programa PSpice utilizou os seguintes valores para os componentes deste conversor no modo de condução contínua:

$$v_i = 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t)$$

$$R_o = 14,6 \Omega$$

$$P_o = 1100W$$

$$\tau = 20 \mu s (50kHz)$$

$$L_i = 1,45mH$$

$$C_i = 1 \mu F$$

$$L_o = 450 \mu H$$

$$C_o = 500nF$$

A Figura 2.6 mostra o comportamento da corrente nos indutores, L_i e L_o . A corrente em L_i corresponde à corrente de entrada. Pode-se notar que esta corrente apresenta uma forma de onda senoidal.

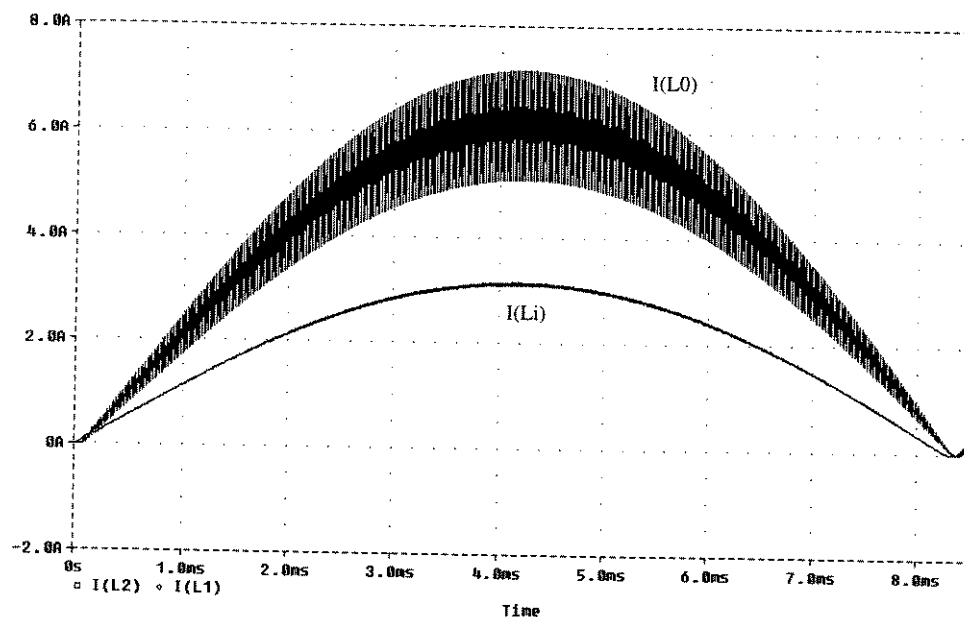


Figura 2.6- Corrente nos indutores L_i e L_o (modo de condução contínua)

Na Figura 2.7 é mostrado o comportamento das mesmas variáveis explicitadas acima, porém para o modo de condução descontínua usando os seguintes componentes:

$$v_i = 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t)$$

$$R_o = 14,6\Omega$$

$$P_o = 1100W$$

$$\tau = 20\mu s(50kHz)$$

$$L_i = 1,00mH$$

$$C_i = 200nF$$

$$L_o = 90\mu H$$

$$C_o = 100nF$$

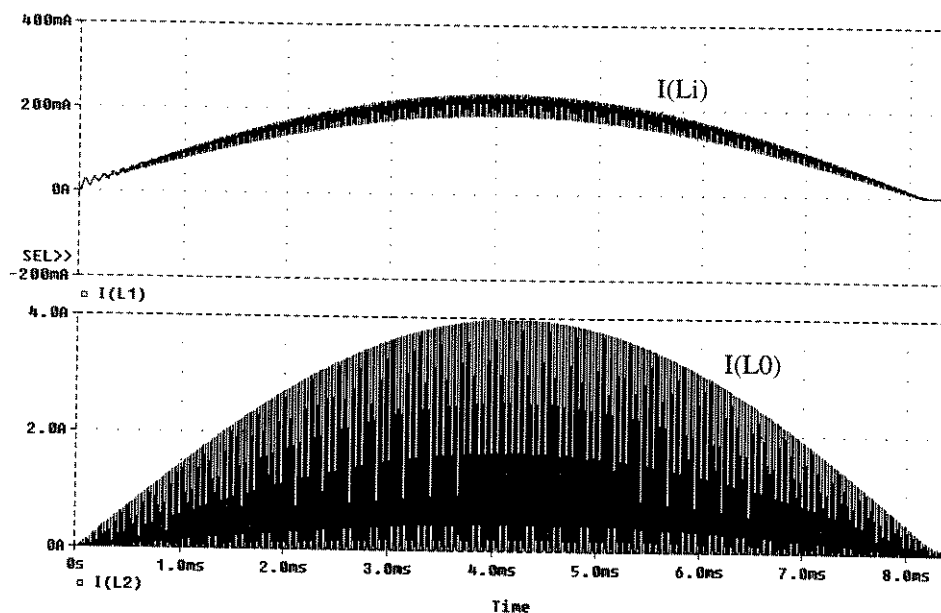


Figura 2.7- Corrente nos indutores L_i e L_o (modo de condução descontínua)

Das Figuras 2.6 e 2.7 podem-se obter os valores de pico das correntes médias de entrada, os quais valem, respectivamente 3,11 A e 210 mA. Esses valores podem ser comparados com os obtidos das equações 2.8 e 2.21, que valem respectivamente 3,09 A e 180 mA. As pequenas diferenças podem ser atribuídas às diversas não-linearidades presentes na simulação como, por exemplo, a presença de *ripple* de alta frequência sobre os capacitores, as quedas de tensão no transistor e no diodo, etc..

Pode-se ainda analisar a variação da tensão e potência de saída para os dois modos de condução em função do ciclo de trabalho, através da figura 2.8.

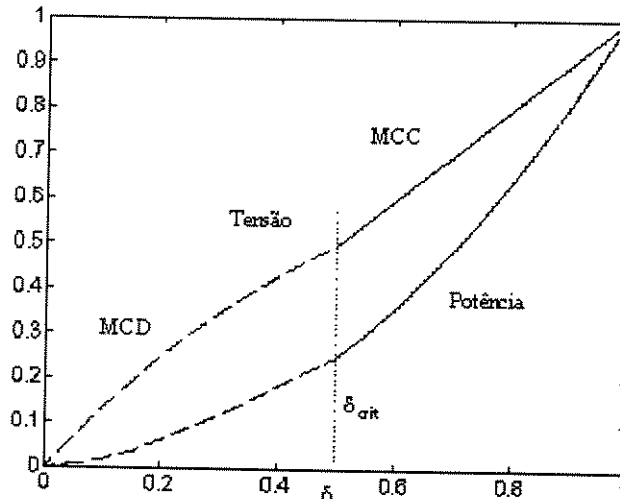


Figura 2.8- Tensão e potência de saída normalizadas para os modos de condução

Observa-se que, no modo de condução contínua, a tensão varia linearmente e a potência tem um comportamento quadrático. A passagem deste modo de condução para o modo de condução descontínua depende dos parâmetros do circuito que determinam o valor de δ_{crit} .

2.3- Conversor `Cuk Abaixador

Na figura 2.9 tem-se o conversor `Cuk para operação como abaixador de tensão.

A característica estática deste conversor é abaixadora de tensão e não-inversora, ou seja, a tensão de saída se apresenta menor e com a mesma polaridade da entrada. Um detalhe importante é que, como membro da família de conversores `Cuk, também neste conversor os valores instantâneos de tensão em ambos os indutores são os mesmos. Isso possibilitará o acoplamento magnético das indutâncias, que será discutido posteriormente[10].

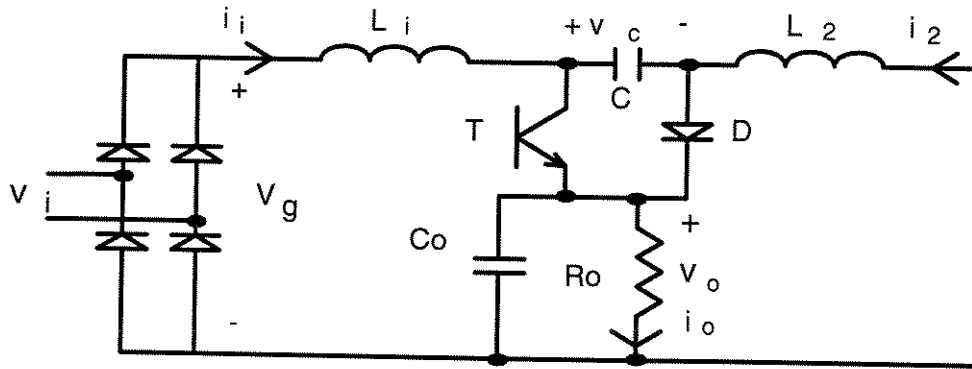


Figura 2.9- Conversor `Cuk abaixador de tensão

No caso do conversor `Cuk abaixador de tensão consideram-se 4 modos de condução:

- modo de condução contínua (MCC);
- modo de condução descontínua (MCD);
- modo de condução descontínua no indutor de entrada (MCDE);
- modo de condução descontínua na entrada e na saída (MCDES).

2.3.1- Modo de Condução Contínua (MCC)

Neste modo de condução têm-se as formas de onda, tanto para a corrente que atravessa o transistor T, quanto para a tensão sobre o indutor, iguais às que foram mostradas na topologia *buck* (figura 2.4). Aqui não importa qual indutor esteja sendo analisado pois, como dito anteriormente, ambos apresentam os mesmos valores instantâneos de tensão.

Isso implica que obtém-se as mesmas equações tanto para a característica estática quanto para a corrente média de entrada.

No modo de condução contínua o conversor apresenta as seguintes etapas de funcionamento:

- 1- com o transistor ligado o indutor L_i se carrega. O mesmo ocorre com o indutor L_2 , que retira energia do capacitor C, descarregando o mesmo;

2- quando o transistor desliga, os indutores imediatamente invertem a polaridade de suas tensões, polarizando diretamente o diodo. Uma vez polarizado diretamente, o diodo permite a continuidade da corrente para a carga.

Neste momento os indutores L_1 e L_2 começam a se descarregar. Aqui L_1 entrega energia a C , carregando-o;

Antes que os indutores se descarreguem totalmente o transistor volta a se religar, dando reinício ao processo.

2.3.2- Modo de Condução Descontínua (MCD)

No modo de condução descontínua tem-se as seguintes etapas de funcionamento:

1- com o transistor ligado o indutor L_1 se carrega. O mesmo ocorre com o indutor L_2 , que absorve energia do capacitor C , descarregando o mesmo;

2- quando o transistor desliga, os indutores imediatamente invertem a polaridade de suas tensões, polarizando diretamente o diodo. Uma vez polarizado diretamente, o diodo permite a continuidade da corrente para a carga;

Neste momento os indutores L_1 e L_2 começam a se descarregar. Aqui L_1 fornece energia para C , carregando-o;

Os indutores se descarregarão até o momento em que suas correntes forem iguais em módulo e opostas em sentido. Neste circuito apenas a corrente i_2 pode se inverter. Isso anulará a corrente pelo diodo e a corrente da carga será mantida pelo capacitor C_0 ;

3- como a soma das tensões na malha externa do conversor é nula, não há tensão aplicada sobre as indutâncias e a corrente permanece constante por um período de tempo, após o qual o transistor é religado e inicia-se o ciclo novamente.

Neste modo de condução a característica principal é que a corrente nos dois indutores não vai a zero, mas sim apresentam-se com o mesmo valor porém em sentidos opostos, o que se anula é a corrente pelo diodo. Isso é mostrado através da figura 2.10.

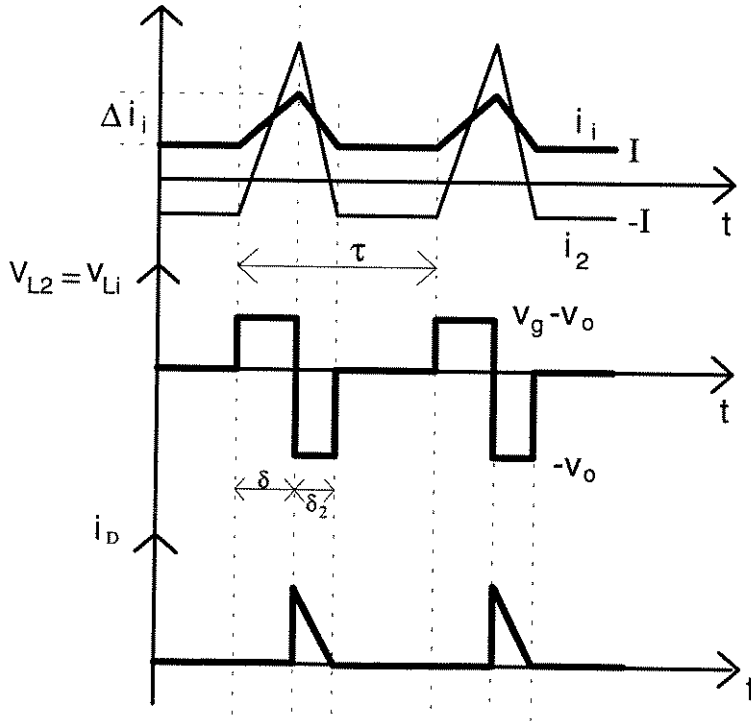


Figura 2.10- Formas de onda para o modo de condução descontínua

Aqui novamente as tensões antes e depois do retificador comportam-se respectivamente como:

$$v_i = V_i \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.24)$$

$$v_g = |v_i| = V_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (2.25)$$

Do balanço de tensão no indutor L_1 (poder-se-ia realizá-lo em L_2) obtém-se a característica estática do conversor;

$$(v_g - v_o) \cdot \delta \cdot \tau = v_o \cdot \delta_2 \cdot \tau \quad (2.26)$$

$$\frac{v_o}{v_g} = \frac{\delta}{\delta + \delta_2} \quad (2.27)$$

Do balanço de potência, calculado a cada ciclo de chaveamento, tem-se:

$$p_0 = v_0 \cdot \overline{i_0} = \frac{v_0^2}{R_0} \quad (2.28)$$

$$p_i = v_g \cdot \overline{i_i} \quad (2.29)$$

No caso do conversor Cuk abaixador de tensão tem-se que:

$$\overline{i_0} = \overline{i_i} + \overline{i_2} \quad (2.30)$$

Igualando as equações 2.28 e 2.29, e ainda substituindo nessa igualdade as equações 2.27 e 2.30, obtém-se:

$$\frac{\overline{i_i}}{\overline{i_2}} = \frac{\delta}{\delta_2} \quad (2.31)$$

Os valores médios das correntes que atravessam os indutores L_1 e L_2 , calculados a cada ciclo de chaveamento, são obtidos a partir das áreas sob as curvas dadas na figura 2.10. Assim tem-se que:

$$\overline{i_i} = \frac{(\delta + \delta_2) \cdot \delta}{2} \cdot \frac{(v_g - v_0) \cdot \tau}{L_1} + I \quad (2.32)$$

$$\overline{i_2} = \frac{(\delta + \delta_2) \cdot \delta}{2} \cdot \frac{(v_g - v_0) \cdot \tau}{L_2} - I \quad (2.33)$$

O objetivo é encontrar uma relação entre a corrente de entrada i_i e a tensão de entrada v_g . Desta forma somando-se (2.32) com (2.33):

$$\overline{i_i} + \overline{i_2} = \frac{\delta \cdot \tau \cdot (\delta + \delta_2) \cdot (v_g - v_0)}{2 \cdot L_e} \quad (2.34)$$

onde:

$$L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (2.35)$$

Na sequência, isola-se δ_2 na equação 2.31 e substitui-se o resultado na equação 2.34:

$$\bar{i}_i = \frac{\delta^2 \cdot \tau}{2 \cdot L_e} \cdot (v_g - v_0) \quad (2.36)$$

Para se determinar o valor do intervalo δ_2 utilizaremos o resultado anterior no balanço de potência ($p_i = p_0$):

$$v_g \cdot \frac{\delta^2 \cdot \tau}{2 \cdot L_e} \cdot (v_g - v_0) = \frac{v_0^2}{R_0} \quad (2.37)$$

onde obteremos o valor de δ_2 através da utilização da equação 2.27:

$$\delta_2 = \frac{-\delta + \sqrt{\delta^2 + 4 \cdot K_e^2}}{2} \quad (2.38)$$

onde:

$$K_e = \sqrt{\frac{2 \cdot L_e}{R_0 \cdot \tau}} \quad (2.39)$$

Substituindo a equação 2.38 em 2.27, e em seguida na equação 2.36 obtém-se:

$$\bar{i}_i = \frac{\delta^2 \cdot \tau}{2 \cdot L_e} \cdot \left(\frac{\sqrt{\delta^2 + 4 \cdot K_e^2} - \delta}{\sqrt{\delta^2 + 4 \cdot K_e^2} + \delta} \right) \cdot v_g \quad (2.40)$$

Portanto, pela equação 2.40, pode-se notar que o conversor *Cuk* abaixador de tensão opera no modo de condução descontínua como pré-regulador de fator de potência, pois a corrente média de entrada (calculada em cada período de chaveamento) segue a forma de onda da tensão da rede.

Aqui também acontece o que foi visto no conversor *buck*, ou seja, há uma separação entre os modos de condução, determinado por um ciclo de trabalho crítico (δ_{crit}).

Nestas condições tem-se que $\delta_2 = 1 - \delta$. Se substitui-se esse valor na equação 2.38 obtém-se o valor do ciclo de trabalho crítico:

$$\delta_{crit} = 1 - K_e^2 \quad (2.41)$$

Assim, mais uma vez, tem-se uma definição precisa entre os modos de condução, que depende apenas de parâmetros do conversor. Isso implica que o modo de operação do conversor não se altera durante cada semi-ciclo da rede.

2.3.3- Modo de Condução Descontínua no Indutor de Entrada (MCDE)

A característica principal é que a corrente de entrada irá se anular durante parte do período de chaveamento, mas continua a haver corrente pelo indutor L_2 . Observe-se que, devido à presença do retificador, a corrente por L_1 não pode se inverter. As formas de onda relativas a este modo de condução são mostradas na figura 2.11.

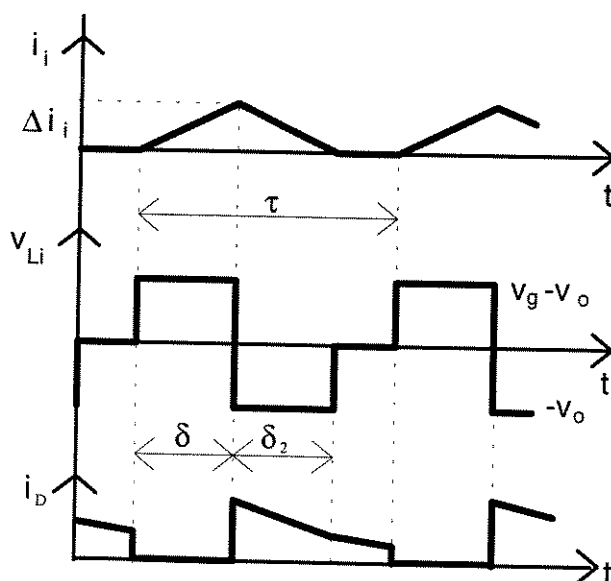


Figura 2.11- Formas de onda com a corrente de entrada descontínua

Comparando-se as figuras 2.10 e 2.11, vê-se que as tensões sobre o indutor L_1 são as mesmas, tanto durante o intervalo de condução da chave quanto do diodo. Neste caso as tensões instantâneas sobre os indutores não são idênticas, uma vez que continua a haver corrente por L_2 .

Aqui a variação de corrente sobre L_1 é chamada de Δi_i , e seu valor é igual ao da corrente máxima que atravessa o indutor:

$$\Delta i_i = \frac{(v_g - v_0) \cdot \delta \cdot \tau}{L_i} \quad (2.42)$$

Neste caso pode-se encontrar a corrente média de entrada a partir da área sob a curva de corrente da figura 2.11. Assim:

$$\bar{i}_i = \frac{(\delta + \delta_2) \cdot \tau \cdot \Delta i_i}{2 \cdot \tau} \quad (2.43)$$

Substituindo a equação 2.42 em 2.43 ter-se-á:

$$\bar{i}_i = \frac{(\delta + \delta_2) \cdot (v_g - v_0) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L_i} \quad (2.44)$$

expandindo tem-se:

$$\bar{i}_i = \frac{\{[\delta \cdot v_g - (\delta + \delta_2) \cdot v_0] + \delta_2 \cdot v_g\} \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L_i} \quad (2.45)$$

Do balanço de tensões em L_i tem-se:

$$\delta \cdot v_g - v_0 \cdot (\delta + \delta_2) = 0 \quad (2.46)$$

Substituindo a equação 2.46 em 2.45 tem-se:

$$\bar{i}_i = \frac{\delta_2 \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L_i} \cdot v_g \quad (2.47)$$

Pelo balanço de potência ($p_i = p_0$) tem-se:

$$\bar{i}_i \cdot v_g = \frac{v_0^2}{R_0} \quad (2.48)$$

Substituindo o valor da corrente média de entrada da equação 2.47 em 2.48 ter-se-á:

$$\frac{\delta^2}{(\delta + \delta_2)^2} = \frac{\delta_2 \cdot \delta \cdot \tau \cdot R_0}{2 \cdot L_i} \quad (2.49)$$

Definindo uma constante K_i como sendo:

$$K_i = \sqrt{\frac{2 \cdot L_i}{R_o \cdot \tau}} \quad (2.50)$$

e expandindo a equação 2.49 tem-se:

$$(\delta + \delta_2)^2 \cdot \delta_2 - K_i \cdot \delta = 0 \quad (2.51)$$

A resolução desta equação fornecerá o valor do intervalo δ_2 , que será:

$$\delta_2 = -\delta + \frac{K_i^2 + \sqrt{K_i^4 + 4 \cdot \delta^2 \cdot K_i^2}}{2 \cdot \delta} \quad (2.52)$$

Substituindo o valor de δ_2 encontrado na equação anterior em 2.47, e também substituindo a constante K_i ter-se-á:

$$\bar{i}_i = \frac{v_g}{R_o} \cdot \left(-\frac{\delta^2}{K_i} + \frac{K_i + K_i \cdot \sqrt{1 + 4 \cdot \frac{\delta^2}{K_i^2}}}{2} \right) \quad (2.53)$$

Mais uma vez fica claro que a corrente média de entrada segue a forma de onda da tensão de entrada. Isso implica que, mesmo neste modo de condução o conversor Cuk abaixador se comporta como um pré-regulador de fator de potência.

2.3.4- Modo de Condução Descontínua na Entrada e na Saída (MCDES)

Este modo de condução tem como característica a descontinuidade das correntes tanto no indutor de entrada L_1 , quanto no indutor L_2 . As formas de onda relativas a este modo de condução são mostradas na figura 2.12.

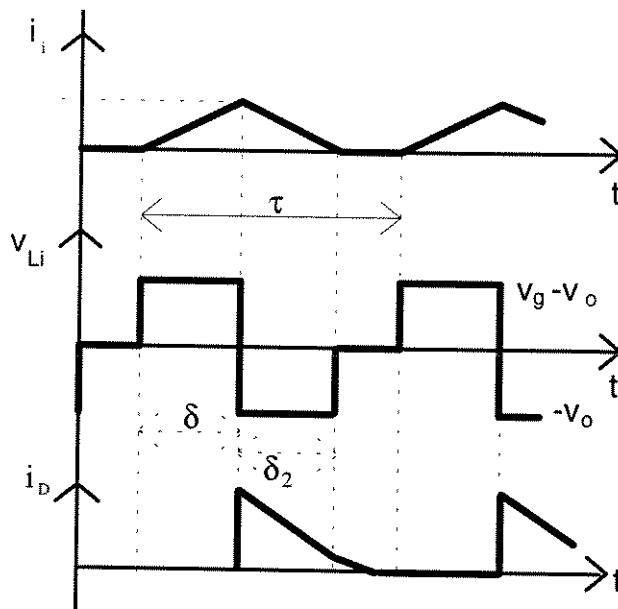


Figura 2.12- Formas de onda para o modo de condução descontínua na entrada e na saída

Deve ser observado que, como não há mudança na forma de onda de corrente de entrada e na tensão em L_i , a corrente média de entrada obedece à mesma equação 2.53.

No modo de condução anterior (MCDE) e neste modo (MCDES), as desvantagens, em comparação com MCC e MCD, são:

- tem-se maiores variações relativas na corrente de entrada, o que exige uma maior capacidade de atenuação dos filtros de IEM eventualmente necessários;
- tem-se maiores perdas devido ao maior valor eficaz das correntes que circulam.
- Como as tensões instantâneas sobre os indutores não são as mesmas, não é possível acoplar os indutores.
- Os diodos retificadores de entrada devem ser diodos rápidos, uma vez que comutam a cada ciclo de chaveamento.

Sendo assim, é razoável projetar um conversor onde, na excursão do ciclo de trabalho de 0 a 100%, os modos de condução possíveis sejam somente MCD e MCC. Isso portanto elimina esses dois modos de condução (MCDE e MCDES).

2.3.5- Resultados de Simulação

Os resultados foram obtidos com o conversor Cuk abaixador usando os seguintes valores:

$$v_i = 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t)$$

$$R_0 = 14,6\Omega$$

$$P_0 = 1100W$$

$$\tau = 20\mu s(50kHz)$$

$$L_i = 1,45mH$$

$$C = 200nF$$

$$L_2 = 450\mu H$$

$$C_0 = 100nF$$

Na figuras 2.13 tem-se o comportamento da corrente média de entrada para o modo de condução contínua, assim como um detalhe da corrente no diodo.

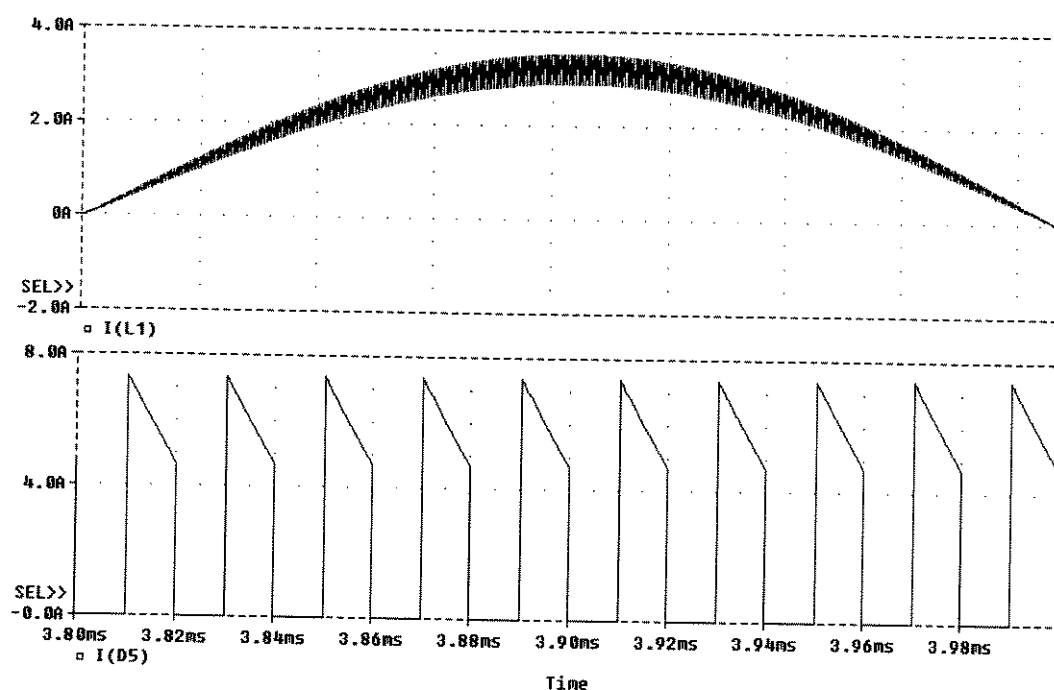


Figura 2.13- Formas de onda para o modo de condução contínua

Para verificar as formas de onda na operação no modo de condução descontínua foram utilizados os seguintes valores:

$$v_i = 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t)$$

$$R_0 = 14,6 \Omega$$

$$P_0 = 1100W$$

$$\tau = 20 \mu s (50 kHz)$$

$$L_i = 500 \mu H$$

$$C = 200 nF$$

$$L_2 = 90 \mu H$$

$$C_0 = 100 nF$$

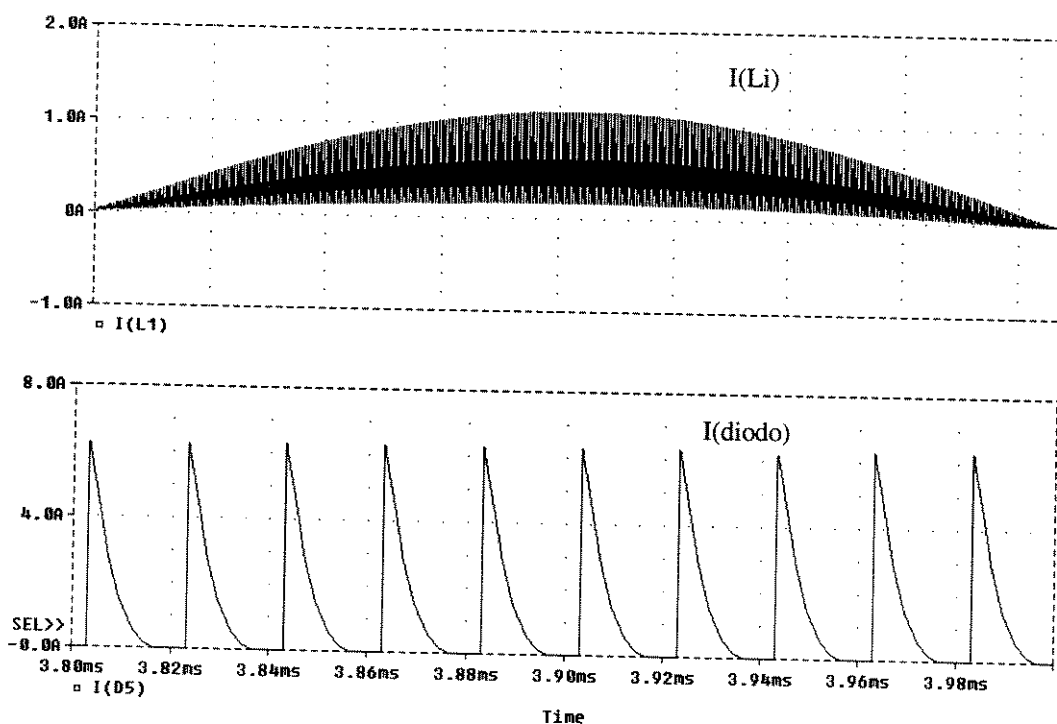


Figura 2.14- Formas de onda para o modo de condução descontínua

Note que, embora a corrente pelo diodo vá a zero, a corrente por L_i não se anula. A variação da corrente no diodo não é linear por causa da existência de *ripple* de alta frequência nas tensões dos capacitores.

Os valores médios das correntes de entrada, obtidos da simulação são, respectivamente 3,18 A e 500 mA. Esses valores podem ser comparados com os obtidos das equações 2.8 e 2.40, os quais são, respectivamente, 3,08 A e 433 mA.

Aqui, também tem-se diferenças entre os valores medidos e os calculados. São devidas às não-linearidades presentes no circuito simulado.

Pode-se ainda analisar o comportamento da tensão e da potência de saída para diferentes modos de condução possíveis através da figura 2.15.

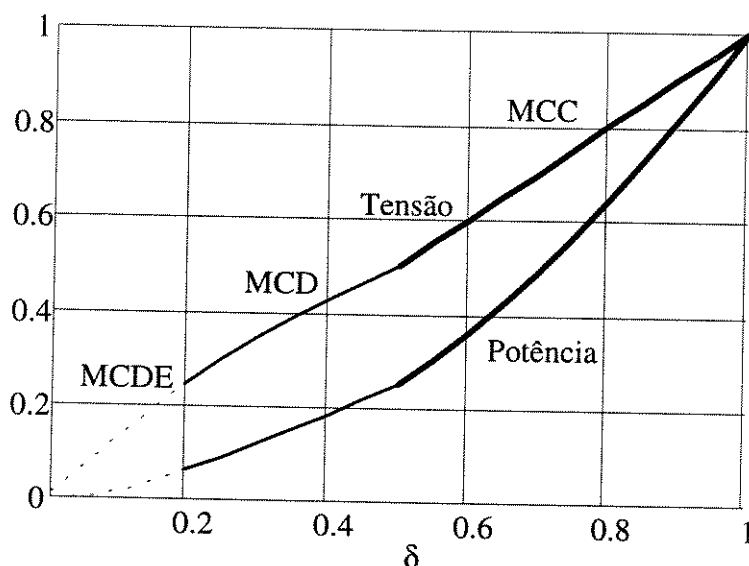


Figura 2.15- Tensão e potência de saída normalizadas para os modos de condução

2.3.6- Análise do rendimento dos conversores *buck* e *Cuk* abaixador

Um aspecto relevante a ser analisado é o do rendimento dos conversores quando são consideradas as perdas de potência nos componentes.

Observa-se que o número de componentes no conversor *buck* (com filtro de entrada) e no conversor *Cuk* abaixador é o mesmo. Além disso o transistor e o diodo são submetidos às mesmas correntes e tensões em ambos os circuitos. Consequentemente as perdas produzidas, para uma mesma frequência de comutação, potência de saída, tensão de entrada e carga, são as mesmas.

Os capacitores presentes no circuito, caso as ondulações de corrente sejam desprezíveis, também estão submetidos às mesmas condições de tensão e corrente, produzindo as mesmas perdas.

A diferença ocorre em relação aos indutores. No conversor *buck* a corrente total da carga passa por ambos os indutores. Já no conversor *Cuk* abaixador a corrente de saída é dividida pelos indutores. Por exemplo, para um $\delta=100\%$, no conversor *buck* a corrente passará por dois indutores, enquanto no *Cuk* passará apenas por L_i .

Assim, para iguais valores de L_i e L_o espera-se que o rendimento deste último conversor seja mais elevado, considerando as menores perdas de condução que apresenta.

As figuras 2.16 e 2.17 mostram as topologias incluindo as resistências série dos indutores.

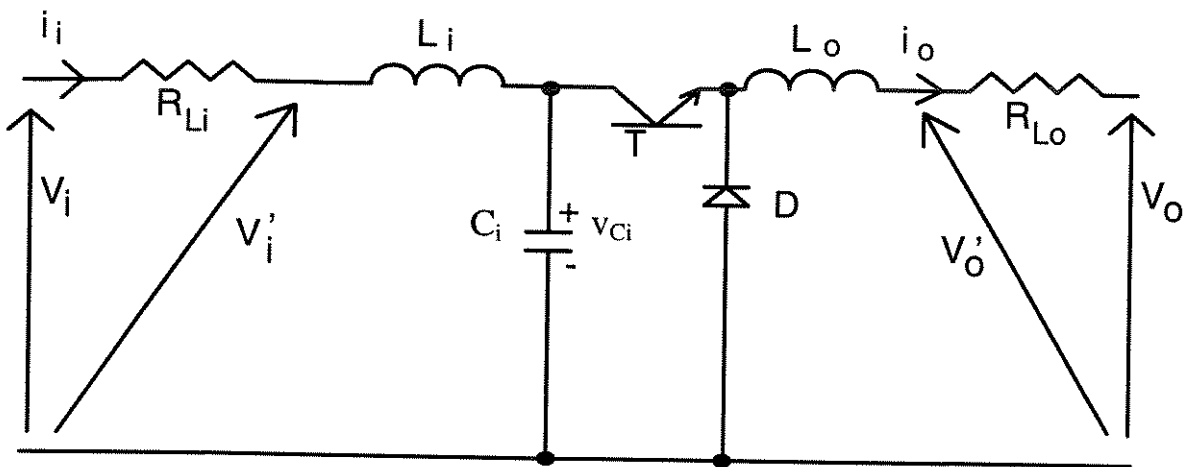


Figura 2.16- Conversor *buck*

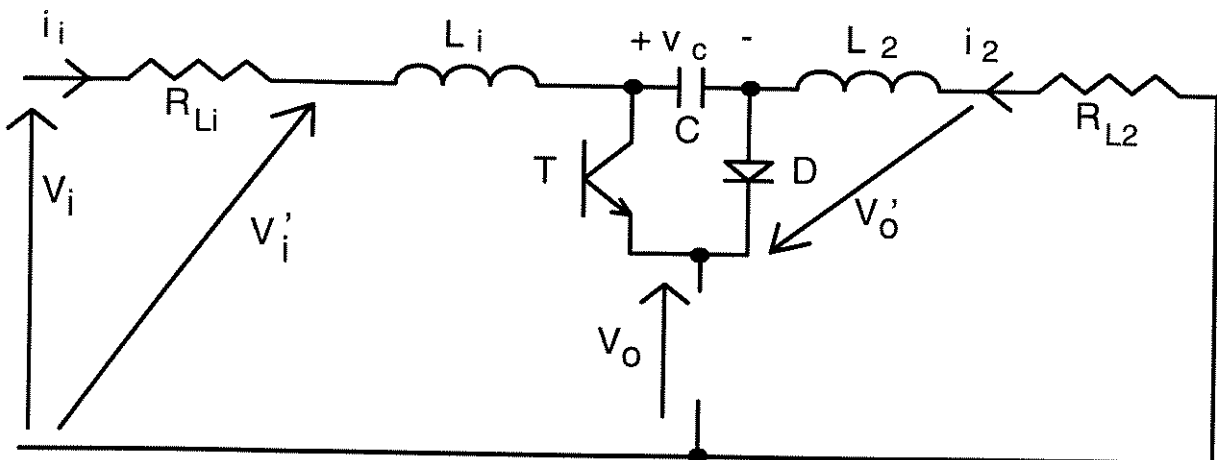


Figura 2.17- Conversor `Cuk abaixador de tensão

As relações de tensão vistas anteriormente são válidas também nestes circuitos, mas para as tensões v_i' e v_o' . A análise que se segue é válida no MCC, embora possa também ser feita para o MCD.

No caso da figura 2.16 tem-se as seguintes relações para as tensões de entrada e saída (v_i' e v_o'):

$$\begin{aligned} v_i' &= v_i - i_i \cdot R_{Li} \\ v_o' &= v_o + i_o \cdot R_{Lo} \end{aligned} \quad (2.54)$$

Do balanço de tensão no indutor L_0 obtém-se:

$$\delta \cdot (v_i' - v_o') = (1 - \delta) \cdot v_o' \quad (2.55)$$

Substituindo 2.54 em 2.55 tem-se:

$$v_o = \delta \cdot v_i - \delta \cdot i_i \cdot R_{Li} - i_o \cdot R_{Lo} \quad (2.56)$$

As correntes i_i e i_o podem ser escritas como sendo:

$$\begin{aligned} i_i &= \delta \cdot i_o \\ i_o &= \frac{v_o}{R_o} \end{aligned} \quad (2.57)$$

Substituindo 2.57 em 2.56:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{\delta}{\left(1 + \frac{R_{Lo}}{R_o} + \delta^2 \cdot \frac{R_{Li}}{R_o}\right)} \quad (2.58)$$

O rendimento é a relação entre a potência de saída e de entrada, que pode ser escrita como segue:

$$\eta = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{1}{\delta} \quad (2.59)$$

Substituindo 2.58 em 2.59, tem-se:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_{L0}}{R_0} + \delta^2 \cdot \frac{R_{Li}}{R_0}} \quad (2.60)$$

Para o conversor `Cuk da Figura 2.17 tem-se as seguintes relações para as tensões de entrada e de saída (v_i e v_o):

$$\begin{aligned} v_i' &= v_i - i_i \cdot R_{Li} \\ v_o' &= v_o + i_2 \cdot R_{L2} \end{aligned} \quad (2.61)$$

Do balanço de tensões obtém-se:

$$\delta \cdot (v_i' - v_o) = (1 - \delta) \cdot v_o' \quad (2.62)$$

Substituindo 2.61 em 2.62 tem-se:

$$v_o = \delta \cdot v_i - \delta \cdot R_{Li} \cdot i_i - e_2 \cdot R_{L2} + \delta \cdot i_2 \cdot R_{L2} \quad (2.63)$$

As correntes i_i , i_2 e i_o podem ser escritas como sendo:

$$\begin{aligned} i_i &= \delta \cdot i_o \\ i_2 &= (1 - \delta) \cdot i_o \\ i_o &= \frac{v_o}{R_0} \end{aligned} \quad (2.64)$$

Substituindo 2.64 em 2.63 chega-se a:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{\delta}{1 + \frac{R_{Li}}{R_0} \cdot \delta^2 + \frac{R_{L2}}{R_0} \cdot (1 - \delta) - \frac{R_{L2}}{R_0} \cdot \delta \cdot (1 - \delta)} \quad (2.65)$$

Aqui o rendimento também pode ser escrito de acordo com a equação 2.59.

Substituindo 2.65 em 2.59 tem-se:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_{Li}}{R_0} \cdot \delta^2 + \frac{R_{L2}}{R_0} \cdot (1 - \delta) - \frac{R_{L2}}{R_0} \cdot (1 - \delta)} \quad (2.66)$$

Se se considerar, por facilidade, que $R_{Li}=R_{L2}$ (R_{L0})= R , obter-se-á o aumento do rendimento proporcionado pelo conversor `Cuk em relação ao *buck*, mostrado na figura 2.18.

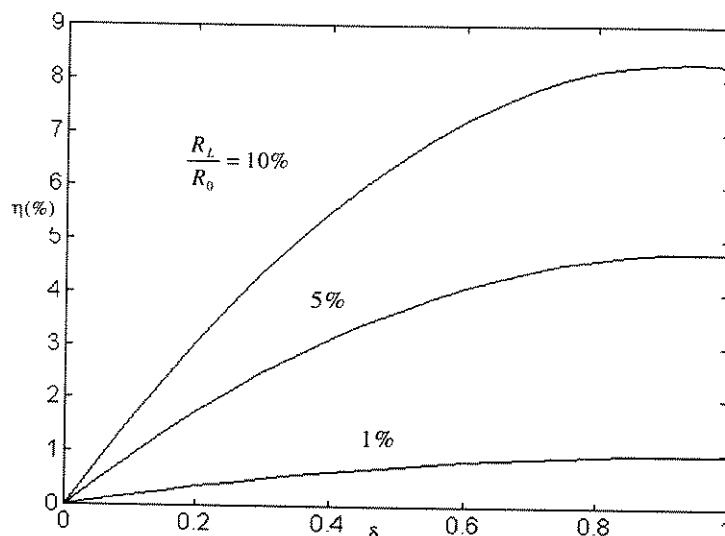


Figura 2.18- Melhoramento do rendimento do conversor `Cuk abaixador em relação ao *buck*, em MCC

Através da figura 2.18 pode-se notar que, em qualquer ciclo de trabalho, o conversor `Cuk abaixador sempre apresenta um rendimento maior que o do conversor *buck*.

Um outro fator de perdas a ser considerado são decorrentes dos núcleos dos indutores. Neste caso a vantagem é do conversor *buck* pois, idealmente, o indutor de entrada, por estar conectado entre pontos com o mesmo valor de tensão, não apresentaria tais perdas.

Utilizando material ferromagnético adequado à frequência de comutação e com uma seleção adequada do núcleo, estas perdas podem ser reduzidas. De qualquer forma, seu efeito deve ser mais significativo em baixas correntes, quando as perdas de condução não forem dominantes.

Analisando os conversores a partir dos resultados de simulação e analíticos, pode-se dizer que ambos operam como PFP. Porém eles apresentam vantagens e desvantagens, as quais fazem a diferença entre um e outro.

O primeiro ponto é o *ripple* da corrente de entrada, que no conversor *buck* é menor. Desta forma, os níveis de IEM serão maiores no conversor Cuk .

Outro ponto é a eficiência, que no conversor Cuk é maior.

Nos próximos capítulos são estudados e construídos protótipos dos conversores, verificando-se os resultados experimentais e comparando-os com os esperados do modelamento apresentado.

Capítulo 3

Projeto do Conversor *buck*

Neste capítulo tratar-se-á do dimensionamento dos componentes para que o conversor opere como PFP.

Também será feito, com base nas especificações realizadas, um exemplo de projeto. Serão apresentados os resultados experimentais do protótipo montado.

3.1- Filtro de Entrada

No caso deste conversor, em qualquer modo de condução ter-se-á a corrente de entrada descontínua, pois o transistor está em série com a alimentação. Isto implica, como já foi dito anteriormente, na necessidade de um filtro de entrada. Tal filtro deve ter duas características:

- ◆ filtrar as componentes de alta frequência da corrente de entrada, fazendo com que pela rede circule apenas a corrente média;
- ◆ não distorcer a forma de onda da tensão na entrada do conversor *buck*.

Uma vez que o objetivo central deste trabalho é estabelecer uma comparação entre as topologias *buck* e *Cuk* abaixadora de tensão, as considerações sobre o filtro de entrada do conversor *buck* se aterão ao dimensionamento de um filtro de 2ª ordem, do tipo LC. Isto permitirá, utilizando os mesmos componentes, fazer a análise comparativa com o conversor *Cuk*.

Em termos mais gerais, o filtro de entrada deve ser capaz de atender aos limites impostos por normas que regulamentam os níveis de IEM conduzida, no caso, a CISPR 14 [9].

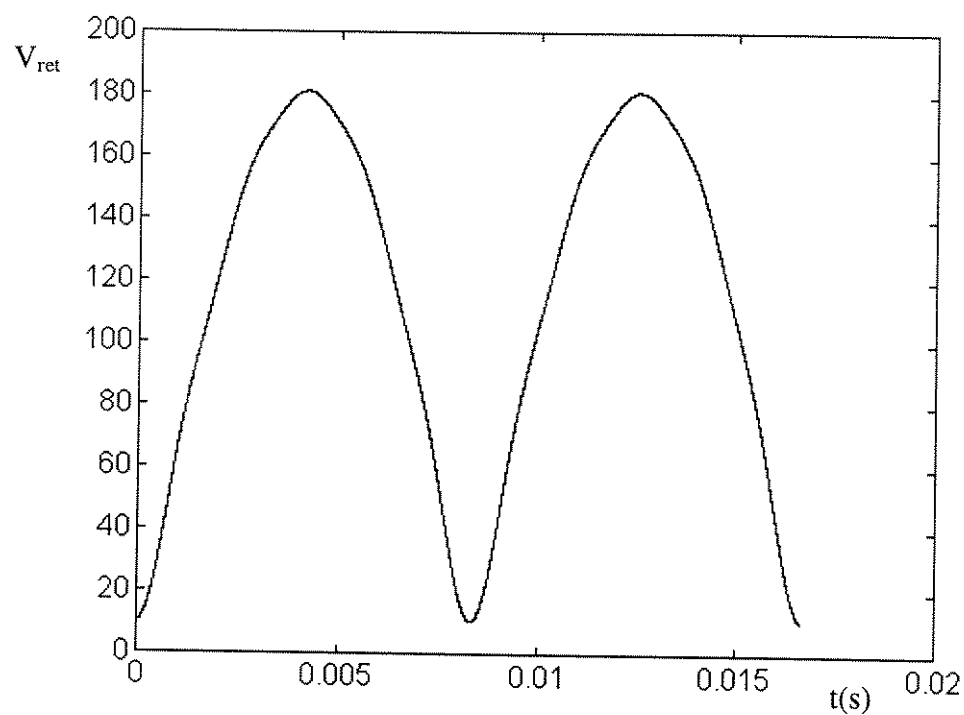
No entanto, se estes limites não puderem ser atendidos pelo filtro de 2ª ordem, a necessidade de se utilizar um estágio adicional de filtragem se aplicará tanto ao conversor *buck* quanto ao *Cuk*, de modo a não afetar a análise comparativa das topologias.

O filtro LC de entrada deve ser determinado de modo que a tensão na entrada do conversor *buck*, ou seja, após o filtro de entrada, apresente-se com a forma de uma onda senoidal retificada. Isto significa que o filtro deve ter uma frequência de corte que não distorça esta tensão.

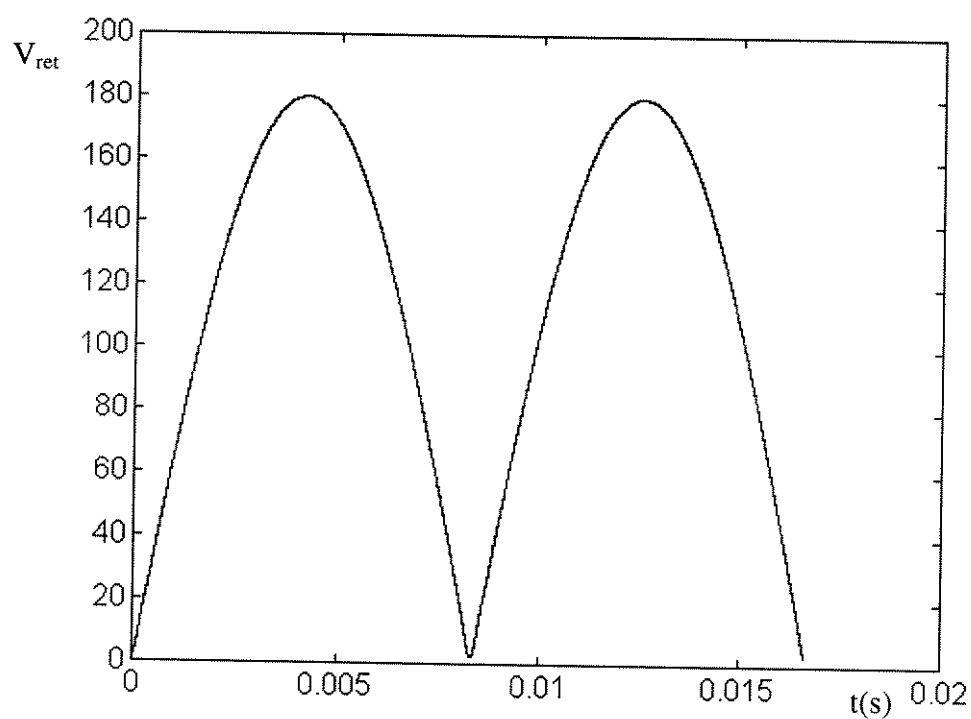
As Figuras 3.1(a) e 3.1(b) mostram a distorção em uma onda senoidal retificada quando são consideradas harmônicas até a 10ª e a 50ª ordem, respectivamente.

Através da Figura 3.1(b) pode-se concluir que o filtro deve possuir uma frequência de corte tal que algumas componentes harmônicas possam passar por ele, formando a onda senoidal retificada. Caso contrário a forma de onda resultante será distorcida, assim como mostrado na Figura 3.1(a).

Considere-se, então, que o filtro deve ter uma frequência de corte mínima em 3 kHz (50ª harmônica).



(a)



(b)

Figura 3.1- Distorção na onda senoidal retificada (a) 10 componentes harmônicas.

(b) 50 componentes harmônicas

A corrente de entrada do filtro LC é do tipo retangular, com uma amplitude i_0 , que tem uma variação senoidal, como mostra a Figura 3.2.

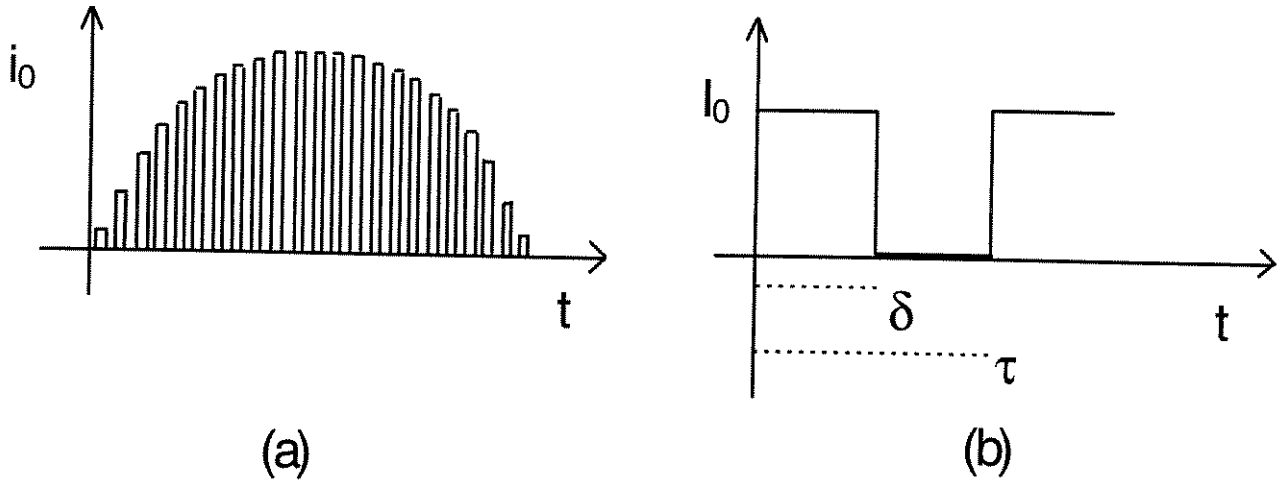


Figura 3.2- (a) Corrente de entrada do filtro (b) Detalhe desta corrente

A decomposição em série de Fourier da forma de onda da Figura 3.2(b) fornece as seguintes componentes espectrais:

$$a_n = \frac{i_0 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot n \delta)}{n \cdot \pi} \quad (3.1)$$

$$b_n = \frac{i_0 \cdot [1 - \cos(2 \cdot \pi \cdot n \delta)]}{n \cdot \pi} \quad (3.2)$$

As componentes harmônicas calculadas no pico da tensão de entrada são:

$$e_n = \frac{V_p \cdot \delta}{n \cdot \pi \cdot R_0} \cdot \sqrt{1 - \cos(2 \cdot n \cdot \pi \cdot \delta)} \quad (3.3)$$

Embora a largura do pulso seja constante, a amplitude da corrente, i_0 , varia com a tensão de entrada. O valor médio da componente e_n , calculado em cada semiciclo da rede é:

$$\bar{e}_n = \frac{2 \cdot V_p \cdot \delta}{n \cdot \pi^2 \cdot R_0} \cdot \sqrt{1 - \cos(2 \cdot n \cdot \pi \cdot \delta)} \quad (3.4)$$

A situação de pior caso, em termos do ciclo de trabalho, é obtida derivando 3.4 em relação a δ . A Figura 3.3 mostra a variação de algumas componentes espectrais em função de δ .

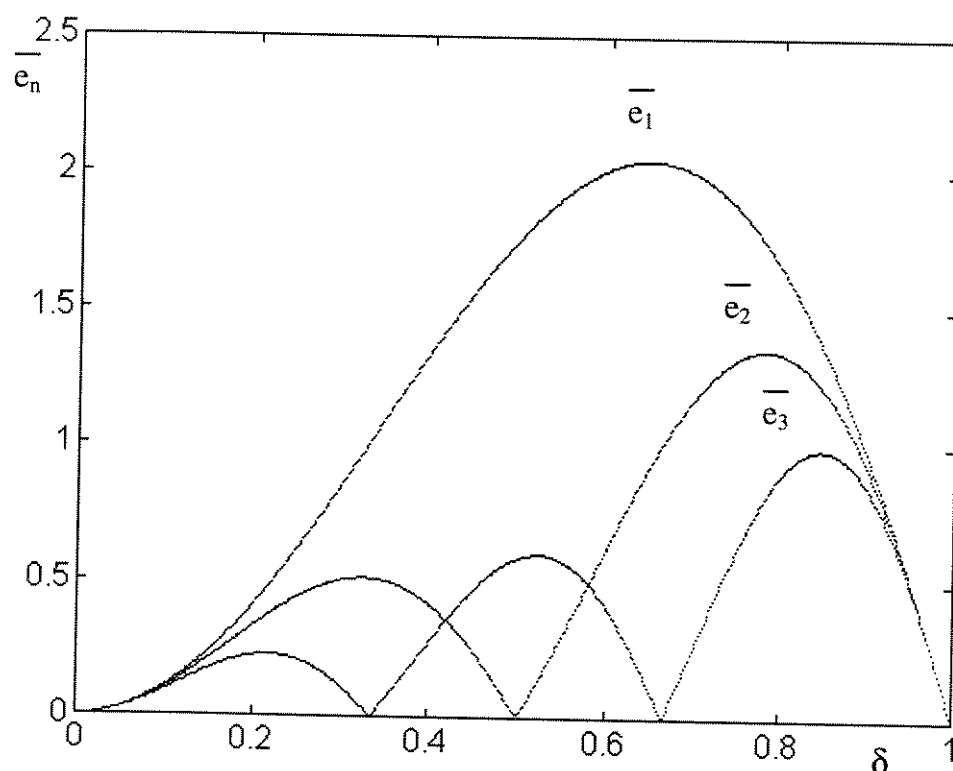


Figura 3.3- Amplitude das componentes harmônicas

Utilizando o circuito equivalente da Figura 3.4 o capacitor C_1 é escolhido de modo a manter o *ripple* de tensão, em alta frequência, em valores aceitáveis. Considerando a frequência de chaveamento, vamos admitir um *ripple* de 5% (em relação à tensão eficaz). A componente de corrente máxima, na frequência fundamental, ocorre para $\delta = 0,646$ (equação 3.4).

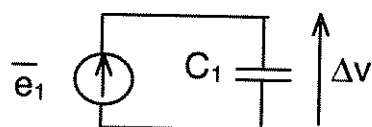


Figura 3.4- Componente fundamental sobre o capacitor C_1

Assim, pode-se escrever a queda de tensão sobre este capacitor como:

$$X_c = \frac{1}{\omega \cdot C_1} = \frac{\Delta v(\%) \cdot V}{e_{1max}} \quad (3.5)$$

O indutor, associado ao capacitor C_1 deve produzir uma frequência de corte f_c acima de 3kHz. Portanto:

$$L < \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_1} \quad (3.6)$$

Pode-se, na seqüência, verificar se o filtro LC é suficiente para que a norma de IEM seja atendida.

A norma CISPR 14 [9] determina, sob certas condições de teste, que o máximo nível de IEM conduzida, em 150 kHz é de 59 dB μ V (valor médio).

A análise que se segue supõe que toda a IEM é de modo diferencial e proveniente do processo de comutação. Sabe-se, no entanto, que outros fatores, como as ressonâncias produzidas nos chaveamentos do transistor e do diodo, também podem produzir componentes de alta frequência. Tais fenômenos não são considerados aqui. A IEM de modo comum pode ser minimizada por arranjos construtivos do conversor.

A componente harmônica a ser considerada é a primeira que adentra o limite da norma (150 kHz). Na verdade, uma análise mais rigorosa exigiria uma verificação também das demais componentes espectrais.

Conhecidos os parâmetros de projeto do conversor pode-se determinar o valor eficaz da componente espectral de interesse.

Considerando o método de medição estabelecido na norma, as componentes de alta frequência presentes na corrente circulam pela impedância de medição, mostrada na Figura 3.5 (LISN- Line Impedance Stabilization Network), provocando

uma queda de tensão (sobre uma resistência de 50Ω), que é, efetivamente, a medida de interesse.

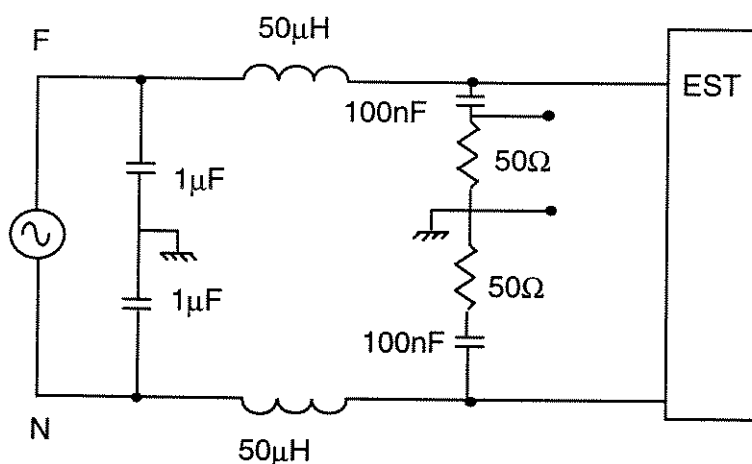


Figura 3.5- Circuito da LISN e EST (Equipamento Sob Teste)

Em 150 kHz a impedância da LISN é de $38,35 \angle 42^\circ \Omega$, de modo que, conhecida a componente da corrente nesta frequência, pode-se saber de quanto será a medição. Determina-se, então, qual deve ser a atenuação do filtro de saída do conversor para que o limite da norma seja respeitado.

Para uma dada ordem do filtro, obtém-se então, a frequência de corte necessária para ter a atenuação desejada. Determinam-se, a seguir, os valores dos componentes que devem ser selecionados de modo que a forma de tensão na entrada do estágio *buck* não seja distorcida em relação à tensão de saída do retificador.

3.2 Verificação do Nível de IEM

Considere um circuito alimentado por uma rede de 127 V ($V_p = 180$ V), com uma carga de 1,1 kW ($R_0 = 14,6 \Omega$). A frequência de comutação é de 50 kHz.

A componente harmônica a ser considerada é a terceira (150 kHz). Da equação 3.4 obtém-se o ciclo de trabalho que maximiza $\bar{e}_3$, que é $\delta = 0,847$.

A amplitude média da componente para esta largura de pulso é $\overline{e_3} = 1A$, o que implica num valor eficaz de 707 mA.

Esta corrente, ao fluir pela LISN, produz uma tensão de 150 dB μ V. Isto significa que o filtro de entrada deverá atenuar 91 dB μ V para atender à norma.

Consideremos inicialmente um filtro de 2^a ordem, que atenua 40 dB/déc:

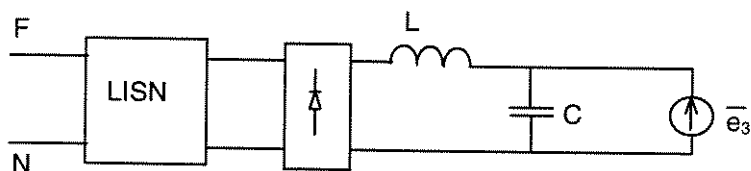


Figura 3.6- Filtro de 2^a ordem

A frequência de corte é dada pela equação abaixo:

$$f_c = \frac{f_x}{10^{A_1/A_2}} \quad (3.7)$$

onde:

f_c = frequência de corte do filtro

f_x = frequência da componente a ser atenuada

A_1 = atenuação necessária

A_2 = atenuação típica do filtro

Para o filtro de 2^a ordem a frequência de corte deverá ser de 800 Hz, o que leva a valores elevados de indutância e/ou capacitância. Como já foi dito, espera-se que a forma de onda sobre o capacitor (na entrada do conversor *buck*) mantenha-se a mais próxima possível da tensão de saída do retificador. Isto pode ser obtido quando a frequência de corte do filtro permitir a passagem das componentes harmônicas presentes na tensão de entrada. Podemos considerar que deve-se ter um filtro com resposta plana, no mínimo, até a 50^a harmônica (3 kHz), de modo a não distorcer significativamente a tensão e, consequentemente, a corrente.

Como isto não é satisfeito com um filtro de 2ª ordem deve-se verificar uma ordem superior.

Conforme já foi dito, este estágio adicional de filtragem, quando necessário no conversor *buck*, o seria também no conversor *Cuk*, de modo que não se caracterizaria como um elemento de diferenciação entre as topologias. Por esta razão não será aprofundado o estudo deste filtro.

Usando os dados indicados, o capacitor C_1 calculado de acordo com a equação 3.5 é de $1\mu\text{F}$.

O indutor máximo, que implica numa frequência de corte de 3 kHz, é de 2,8 mH.

3.3 - Filtro de Saída

No caso do indutor de saída (L_0) o que deve ser objetivado é a operação no modo de condução contínua, para um ciclo de trabalho δ , que deve ser maior ou igual a δ_{crit} .

Se se considera $\delta = \delta_{\text{crit}}$, a variação da corrente de saída é dada por:

$$\Delta i_0 = \frac{(v_i - v_o) \cdot \delta \cdot \tau}{L_0} \quad (3.8)$$

Nesta condição, a corrente média de saída (I_0), calculada em cada ciclo de chaveamento, é a metade de Δi_0 :

$$I_0 = \frac{(v_i - v_o) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L_0} \quad (3.9)$$

Substituindo a expressão da característica estática para essa situação, que é igual à do modo de condução contínua, tem-se:

$$I_0 = \frac{(1 - \delta) \cdot v_i \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L_0} \quad (3.10)$$

Lembrando que $v_0 = R_0 \cdot I_0$ e da característica estática, então pode-se reescrever a equação anterior e encontrar o mínimo valor de L_0 :

$$L_0 \geq \frac{(1 - \delta_{crit}) \cdot \tau \cdot R_0}{2} \quad (3.11)$$

Para o capacitor de saída (C_0) do conversor *buck* faz-se a especificação baseando-se no *ripple* de tensão desejado sobre a carga. Para tal, necessita-se calcular a quantidade de carga que ele acumula e, em seguida, descarrega, perfazendo o ciclo de chaveamento.

A Figura 3.7 mostra, na área escura, a quantidade de carga absorvida, e na clara, a carga entregue. No caso, a quantidade de carga que ele acumula e descarrega deve ser a mesma, pois assim não se terá variação na tensão média no capacitor.

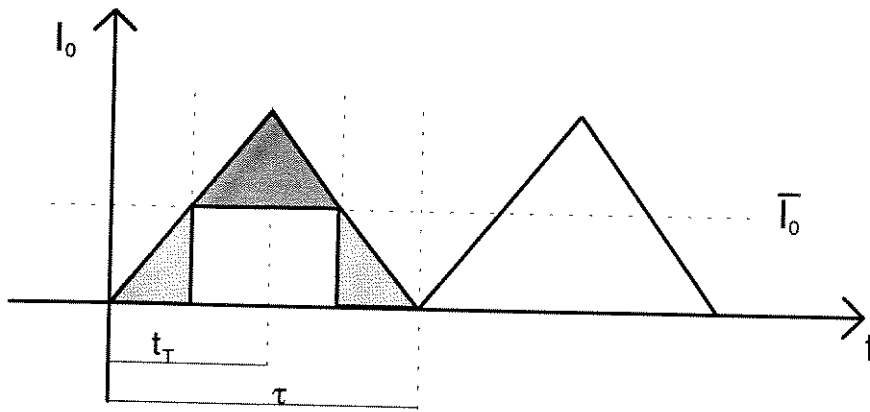


Figura 3.7- Quantidade de carga acumulada pelo capacitor C_0

A variação de carga é dada por:

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_0}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{t_\tau}{2} + \frac{\tau - t_\tau}{2} \right) = \frac{\Delta I_0 \cdot \tau}{8} \quad (3.12)$$

Pode-se também expor a variação de carga na forma:

$$\Delta v_0 = \frac{\Delta Q}{C_0} \quad (3.13)$$

A variação de corrente na saída é dada pela equação 3.8. Substituindo 3.8 e 3.12 na equação 3.13, ter-se-á:

$$\Delta v_0 = \frac{v_i \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau^2}{8 \cdot L_0 \cdot C_0} \quad (3.14)$$

Aplicando a característica estática e rearranjando a equação anterior, obtém-se:

$$C_0 = \frac{(1 - \delta) \cdot \tau^2 \cdot v_{0\text{pico}}}{8 \cdot L_0 \cdot \Delta v_0} \quad (3.15)$$

O valor do indutor L_0 , é dado pela equação 3.11. Para efetuar este cálculo deve-se especificar a carga R_0 , que será de 14,6 Ω . Esta carga resistiva será usada em todos os protótipos construídos. Pela equação 3.11 tem-se:

$$L_0 \geq 124 \mu H$$

No cálculo do capacitor é necessário ter o valor especificado do *ripple* de tensão desejado, que será de 10V. Mais uma vez tem-se um ciclo de trabalho de 0,646; e para este ciclo de trabalho a tensão de pico na saída será de 116,3V. Assim o valor mínimo do capacitor será:

$$C_0 = 457 nF$$

Ressalta-se que este valor de capacitor pode sofrer alguma mudança em seu valor pois, durante seu funcionamento será verificado se este não está alterando a forma de onda da tensão de saída.

3.4 Resultados Experimentais

Com base na análise feita anteriormente foi construído um protótipo do conversor *buck* com os seguintes dados:

$$v_i = 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$R_0 = 14,6\Omega$$

$$P_0 = 1100W$$

$$\tau = 20\mu s(50KHz)$$

$$L = 1,45mH$$

$$C_1 = 1\mu F$$

$$C_2 = 1\mu F$$

$$L_0 = 450\mu H$$

$$C_0 = 470nF$$

A Figura 3.8 mostra o circuito do protótipo que foi construído.

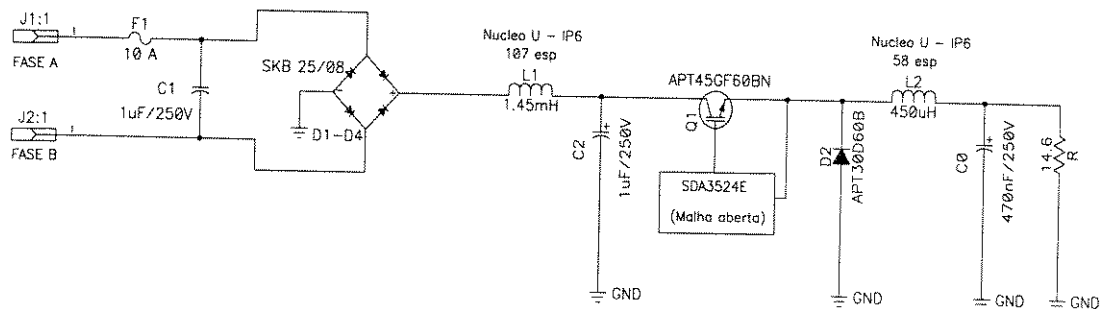


Figura 3.8- Protótipo construído em laboratório

A seguir são mostradas figuras relativas ao protótipo em questão. Ressalta-se que, as figuras abaixo foram retiradas do conversor com o ciclo de trabalho de 0,5.

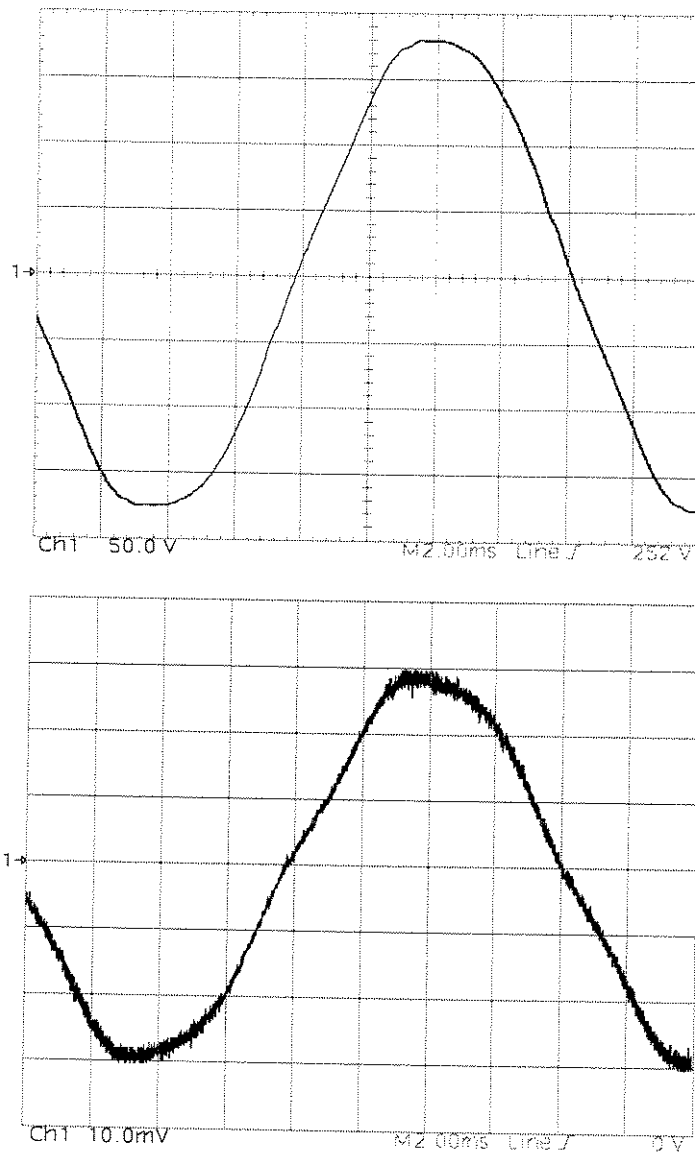


Figura 3.9- Tensão (50 V/div) e corrente de entrada (2 A/div)

Observe que algumas das distorções presentes na tensão são também observadas na corrente, como se espera.

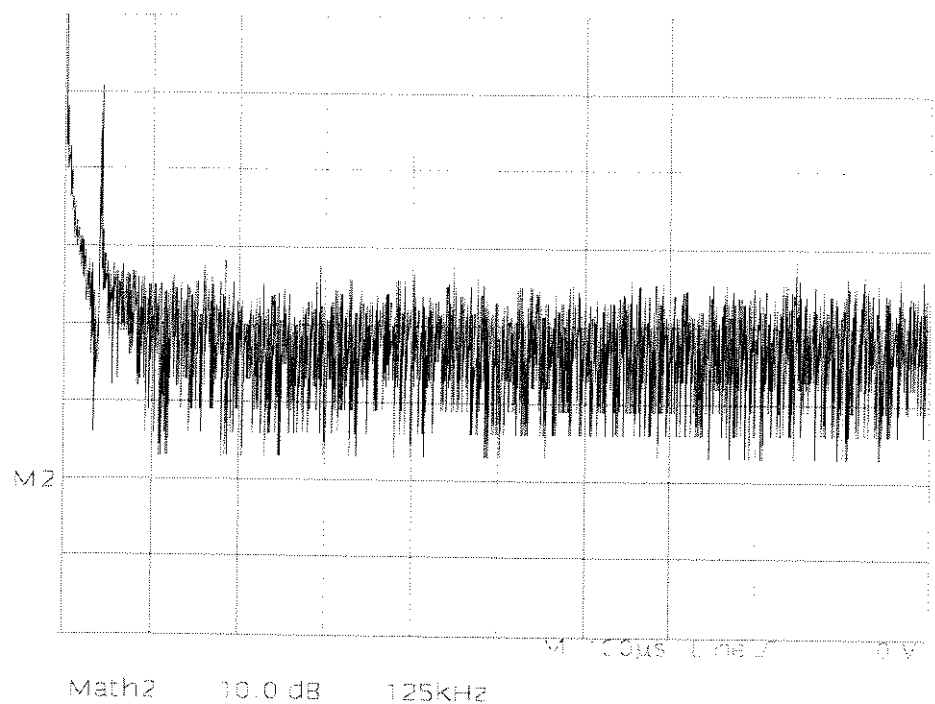


Figura 3.10- Espectro da corrente de entrada em alta frequência

Através da Figura 3.10 pode-se notar a presença da componente em 50 kHz; já as demais são muito pequenas, se confundindo com o ruído.

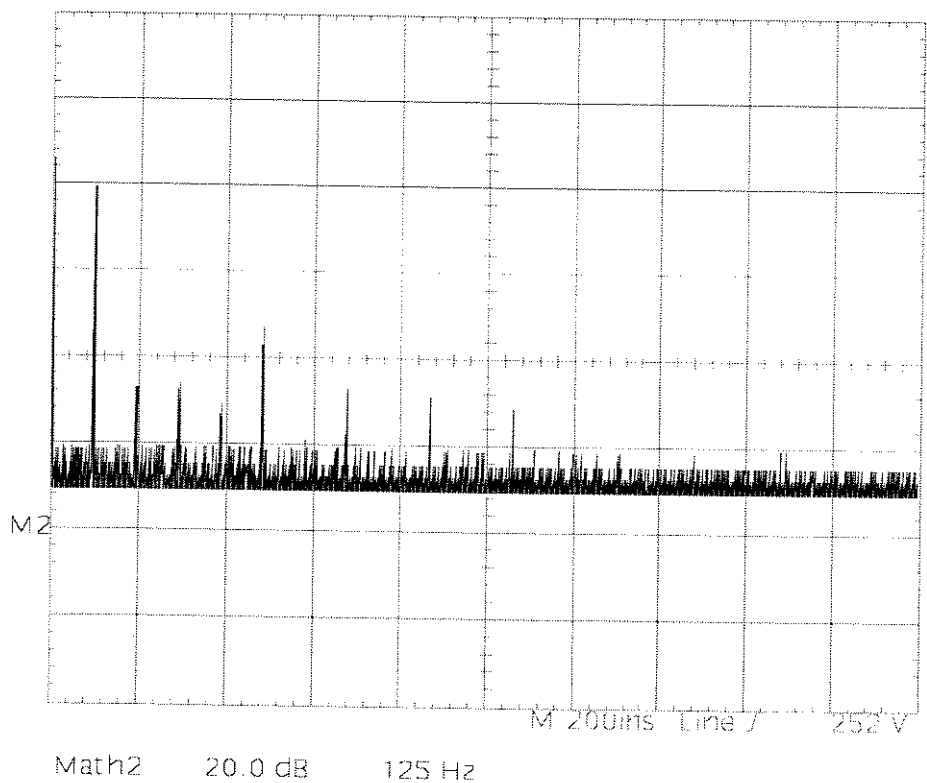


Figura 3.11- Espectro da corrente de entrada em baixa frequência

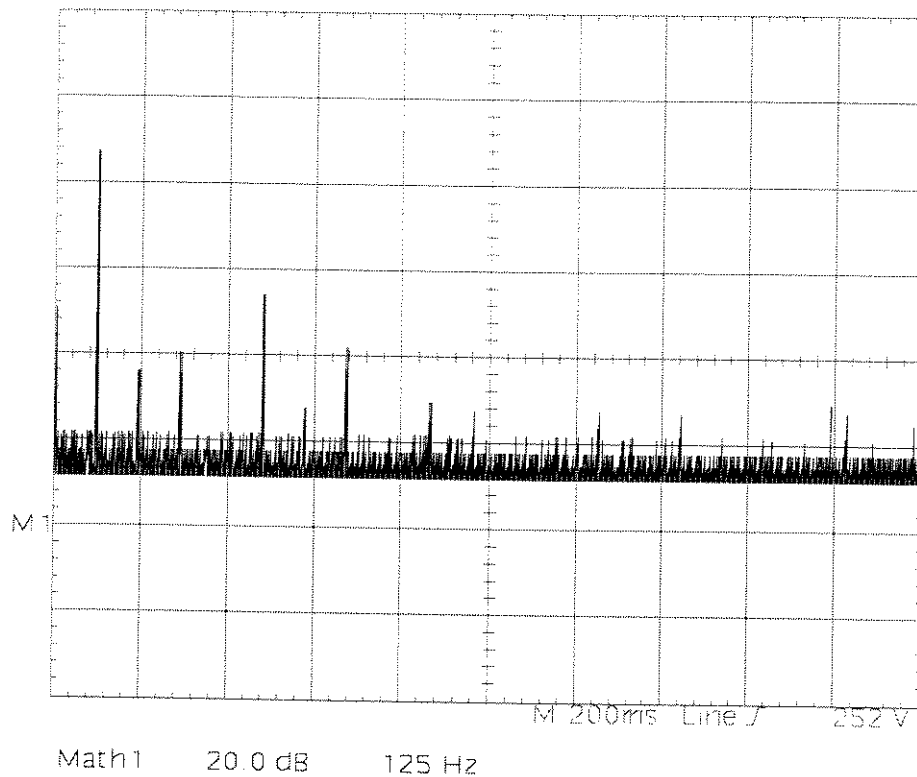


Figura 3.12- Espectro da tensão em baixa frequência

A Figura 3.11 mostra que a corrente de entrada possui harmônicas em baixa frequência com amplitudes consideráveis. Porém isso se deve à distorção presente na tensão que vem da rede, como visto na figura 3.12. A THD da tensão medida é de 2,8%.

Na Figura 3.13, tem-se o comportamento da tensão de saída para este conversor, no modo de condução contínua.

Pode ser notado, pela Figura 3.13, que a saída acompanha a forma de onda de uma onda senoidal retificada, reduzida do fator ciclo de trabalho δ . Como a forma de onda da corrente de entrada apresenta distorções, é esperado que a tensão de saída também apresente, já que a carga é resistiva.

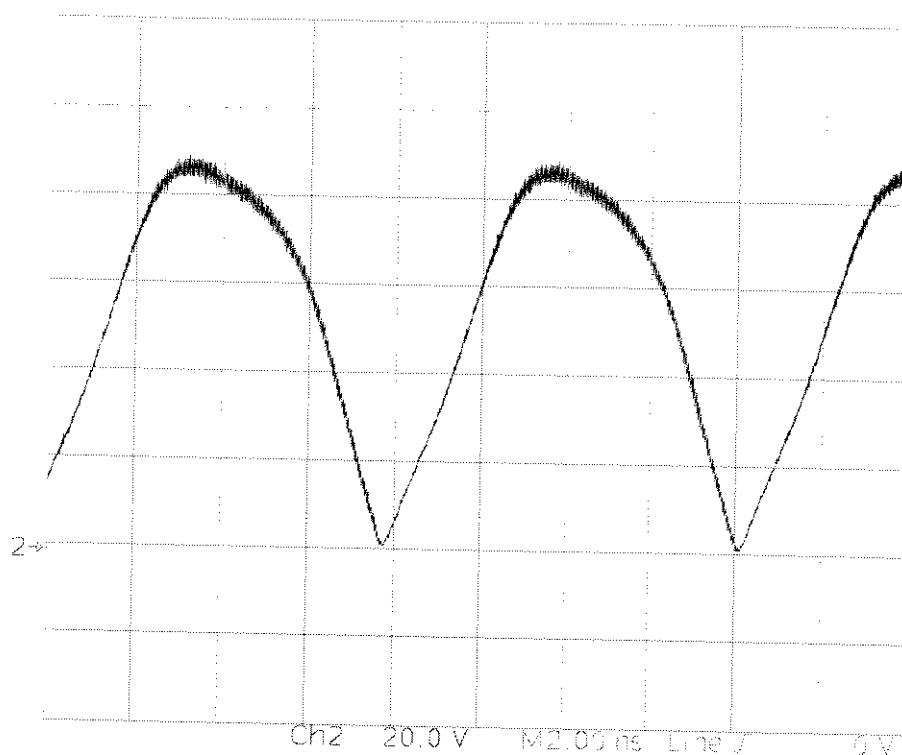


Figura 3.13- Tensão de saída (20 V/div)

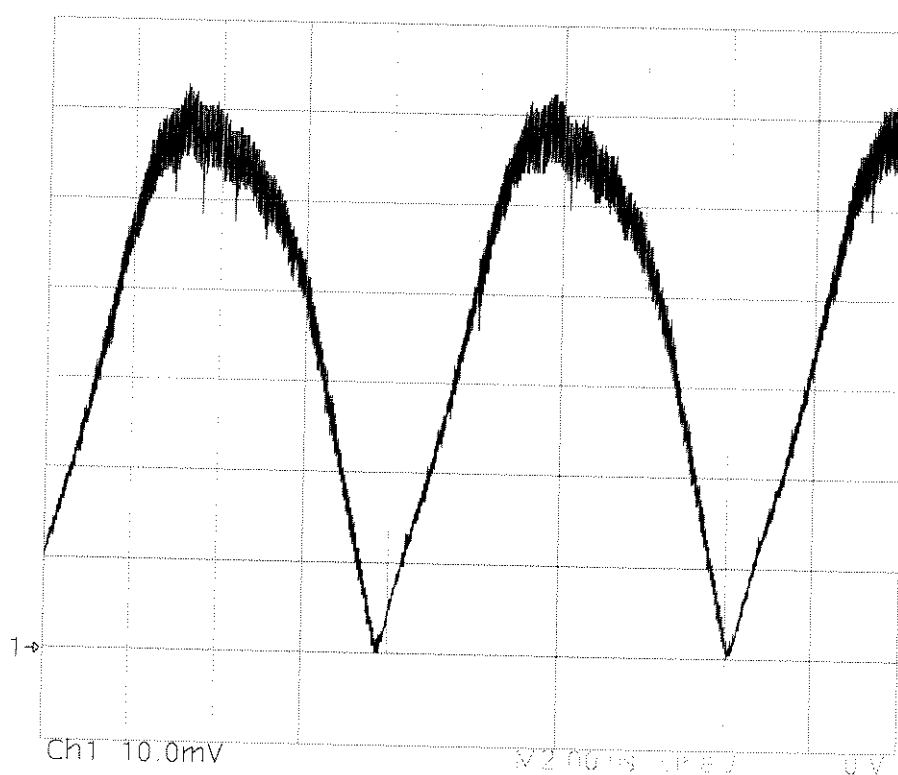


Figura 3.14- Corrente de saída (2 A/div)

No pico da forma de onda o *ripple* da corrente aumenta, e aparece uma pequena ressonância, que ocorre entre o indutor L_0 e o capacitor C_0 .

O rendimento do conversor é mostrado na Figura 3.15. Para ciclo de trabalho maior que 50% (25% da potência) o rendimento é sempre maior que 90%. Em $\delta=100\%$, não há perda de chaveamento. As perdas nesta situação, são de condução, essencialmente.

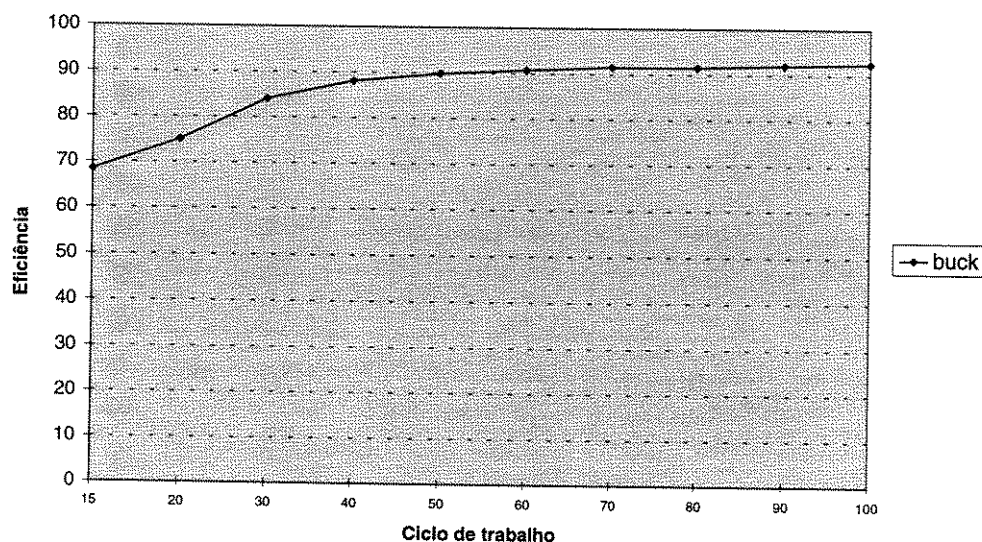


Figura 3.15- Rendimento do conversor *buck*

Outro ponto de avaliação é verificar como se comporta o fator de potência (FP) deste conversor em função do ciclo de trabalho. A Figura 3.16 mostra esse comportamento.

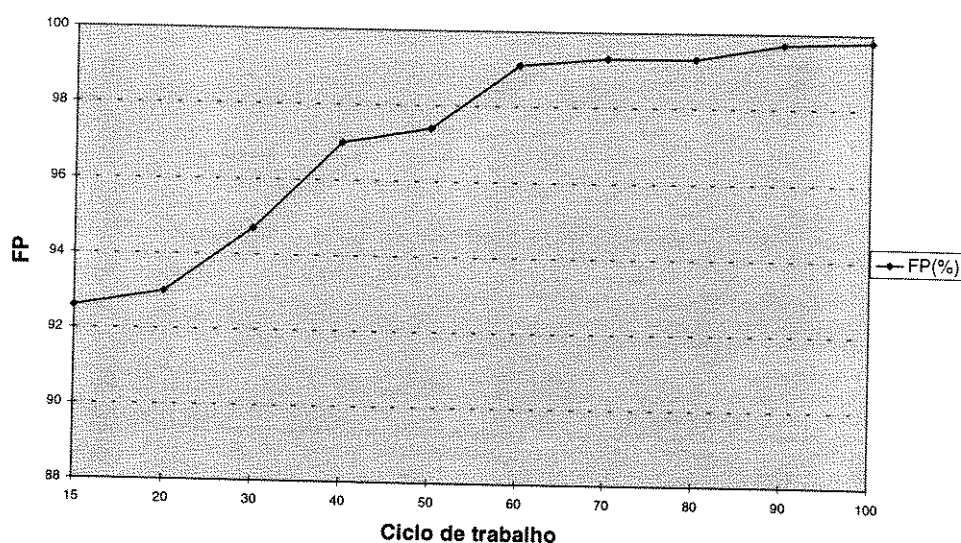


Figura 3.16- Fator de potência do conversor *buck*

A medição do fator de potência do conversor *buck* foi feita utilizando-se um osciloscópio digital, através do qual obtiveram-se os valores de potência média, tensão e corrente eficazes. Com as medidas da tensão e da corrente RMS calculou-se a potência aparente e, em seguida, o fator de potência.

Na Figura 3.16 tem-se um exemplo de medida com $\delta=0,5$.

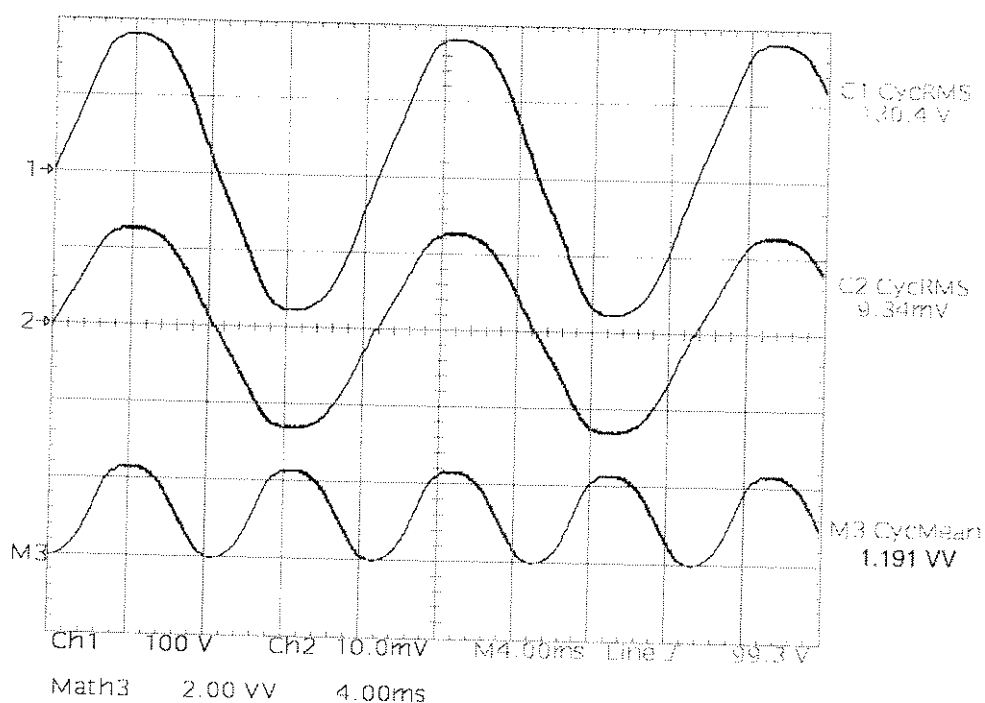


Figura 3.16- Tensão (100 V/div) e corrente (2 A/div) RMS, e potência ativa

As componentes de alta frequência da corrente não contribuem para a potência ativa. Uma vez que elas sempre estão presentes na corrente de linha, justifica-se uma diminuição do FP em baixos valores de δ . Foi observado também, para baixos valores de δ , um pequeno aumento na distorção da corrente em relação à tensão. Além disso, a componente de corrente capacitiva absorvida pelo capacitor do filtro de entrada torna-se mais significativa.

Todos esses fatores operam no sentido de reduzir o FP para baixos valores de ciclo de trabalho.

Capítulo 4

Projeto do Conversor `Cuk abaixador de Tensão

Neste capítulo tratar-se-á do dimensionamento dos componentes do conversor `Cuk abaixador de tensão.

Será construído um protótipo com base nos valores calculados e os resultados serão apresentados e analisados.

Por fim, será estudada a capacidade desta topologia para redução do *ripple* de corrente no indutor de entrada por meio do acoplamento de indutâncias [10].

4.1 Conversor `Cuk abaixador de tensão

No conversor `Cuk abaixador de tensão tem-se quatro componentes para dimensionar: o indutor de entrada (L_i), o indutor de saída (L_2), o capacitor de transferência de energia (C), e o capacitor de saída (C_0).

Aqui, mais uma vez, o objetivo é manter a operação do conversor no modo contínuo a partir de um valor de ciclo de trabalho crítico. Para tal inicia-se essa análise pelo indutor de entrada (L_i).

Do balanço de tensão em L_i tem-se:

$$v_i - v_0 = L_i \cdot \frac{\Delta i_i}{\delta \cdot \tau} \quad (4.1)$$

No modo contínuo vale a característica estática $v_0 = \delta \cdot v_i$. Substituindo esta equação na anterior tem-se:

$$L_i = \frac{v_i \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{\Delta i_i} \quad (4.2)$$

Pelo balanço de potência calculado em cada ciclo de chaveamento, supondo rendimento de 100%, tem-se:

$$v_i \cdot \bar{i}_i = \frac{v_i^2 \cdot \delta_{crit}^2}{R_0} \quad (4.3)$$

ou:

$$v_i = \frac{R_0 \cdot \bar{i}_i}{\delta_{crit}^2} \quad (4.4)$$

Substituindo 4.4 em 4.2 tem-se:

$$L_i \geq \frac{(1 - \delta_{crit}) \cdot \tau \cdot R_0}{\delta_{crit}} \cdot \frac{\bar{i}_i}{\Delta i_i} \quad (4.5)$$

onde o termo $\frac{\Delta i_i}{\bar{i}_i}$ é o *ripple* relativo da corrente de entrada.

O próximo componente a ser dimensionado é o indutor de saída L_2 . Para que o estágio de saída também opere em condução contínua, determina-se uma mínima indutância de saída. Partindo do balanço de tensão obtém-se:

$$L_2 = \frac{v_i \cdot (1 - \delta_{crit}) \cdot \delta_{crit} \cdot \tau}{\Delta i_2} \quad (4.6)$$

Já foi mostrado que $I_0 = I_i + I_2$. Na condição crítica pode-se escrever essa equação de correntes médias da seguinte maneira:

$$\frac{v_i \cdot \delta_{crit}}{R_0} = \frac{v_i \cdot \delta_{crit}^2}{R_0} + \frac{\Delta i_2}{2} \quad (4.7)$$

Nota-se que a corrente I_i é obtida da equação 4.4. Rearranjando esta equação tem-se:

$$\Delta i_2 = \frac{2 \cdot v_i \cdot \delta_{crit}}{R_0} \cdot (1 - \delta_{crit}) \quad (4.8)$$

Substituindo 4.8 em 4.6 obtém-se finalmente que:

$$L_2 \geq \frac{\tau \cdot R_0}{2} \quad (4.9)$$

Para dimensionar o capacitor de transferência toma-se o intervalo no qual a corrente que o atravessa é a corrente de entrada, ou seja, quando o transistor está desligado:

$$\Delta V_c = \frac{\bar{i}_i \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{C} \quad (4.10)$$

onde ΔV_c é a variação de tensão sobre o capacitor C.

Tomando-se o valor de $\bar{i}_i$ da equação 4.4, substituindo em 4.10 e reorganizando-a, obtém-se:

$$C = \frac{v_i}{\Delta V_c} \cdot \frac{\delta^2 \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{R_0} \quad (4.11)$$

Pode-se ainda chamar $\Delta V_c/v_i$ de ΔV_{rel} que exprime uma relação entre a tensão de entrada e a variação de tensão sobre o capacitor. Substituindo essa relação tem-se:

$$\Delta V_{rel} = \frac{\delta^2 \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{R_0 \cdot C} \quad (4.12)$$

O máximo valor da equação (4.12) é obtido pela derivada da mesma em relação a δ . Isso indica que o máximo será com $\delta=2/3$, o que dá um valor de C igual a:

$$C = \frac{0,148 \cdot \tau}{R_0 \cdot \Delta V_{rel}} \quad (4.13)$$

O capacitor de saída C_0 tem a função de reduzir o *ripple* da tensão de saída. Função essa idêntica à do capacitor na saída do conversor *buck*. Assim, como os parâmetros para início do cálculo são os mesmos, e tem-se nos dois conversores a

mesma característica estática, pode-se dimensionar o capacitor C_0 pela equação 3.11; bastando para tanto, trocar o indutor L_0 por L_2 .

4.2 Exemplo de projeto

No caso do indutor de entrada (L_i) o ciclo de trabalho crítico deve ser especificado. Aqui considerou-se arbitrariamente um ciclo de trabalho crítico de 10%. Desta forma o valor mínimo de L_i será:

$$L_{i_{min}} = 827,3\mu H$$

O capacitor de transferência de energia tem seu valor dado pela equação 4.13. Nesta equação deve-se definir o valor de ΔV_{rel} que, neste caso, será escolhido como sendo de 20%. Assim o valor de C será:

$$C = 1\mu F$$

O valor mínimo do indutor de saída é dado pela equação 4.9. Por ela seu valor será de:

$$L_2 \geq 146\mu H$$

Por último tem-se o capacitor de saída, cujo valor é o mesmo que no conversor *buck*, uma vez que utilizam-se os mesmos parâmetros para sua determinação:

$$C_0 = 432nF$$

4.3 Resultados experimentais

Para o conversor Cuk abaixador utilizaram-se componentes de acordo com os valores mencionados a seguir:

$$v_i = 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t)$$

$$R_o = 14,6 \Omega$$

$$P_o = 1100W$$

$$\tau = 20 \mu s (50KHz)$$

$$L_i = 1,45mH$$

$$C_1 = 1 \mu F$$

$$C = 1 \mu F$$

$$L_2 = 450 \mu H$$

$$C_o = 470nF$$

A Figura 4.1 mostra o circuito do protótipo que foi construído.

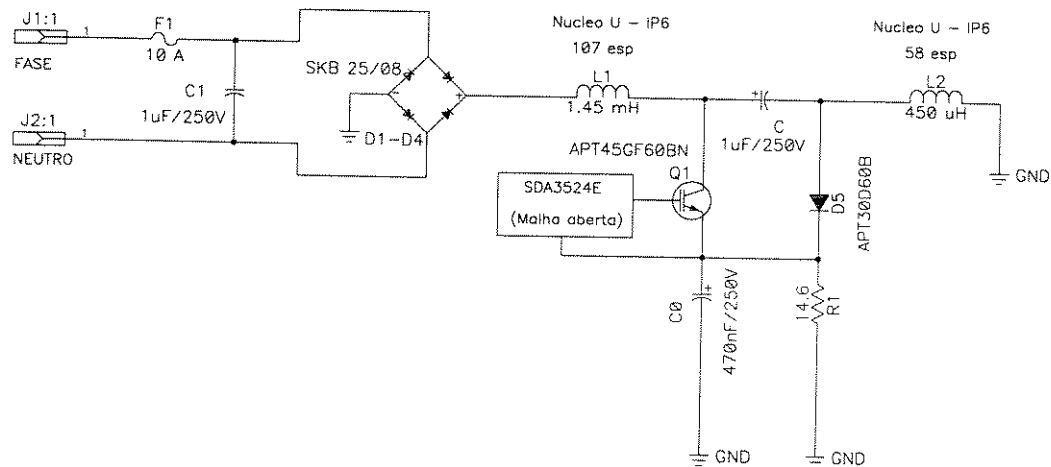


Figura 4.1- Protótipo construído em laboratório

A seguir são mostradas figuras relativas ao protótipo em questão. As formas de onda foram obtidas com o conversor operando no modo de condução contínua, com $\delta=0,5$.

Na Figura 4.2 tem-se, respectivamente, tensão de entrada e corrente na entrada e no indutor L_2 do conversor Cuk abaixador de tensão. A primeira observação é com relação ao *ripple* de corrente na entrada. Quando comparado à Figura 3.8 (conversor *buck*), nota-se um aumento principalmente no pico da onda. Isso faz com que esta corrente tenha um espectro em alta frequência com componentes de maior magnitude.

Na Figura correspondente à corrente no indutor L_2 está mostrado o detalhe do pico da onda, onde pode-se comparar o *ripple* com o da corrente na entrada, cujos valores estão próximos, em torno de 1 A.

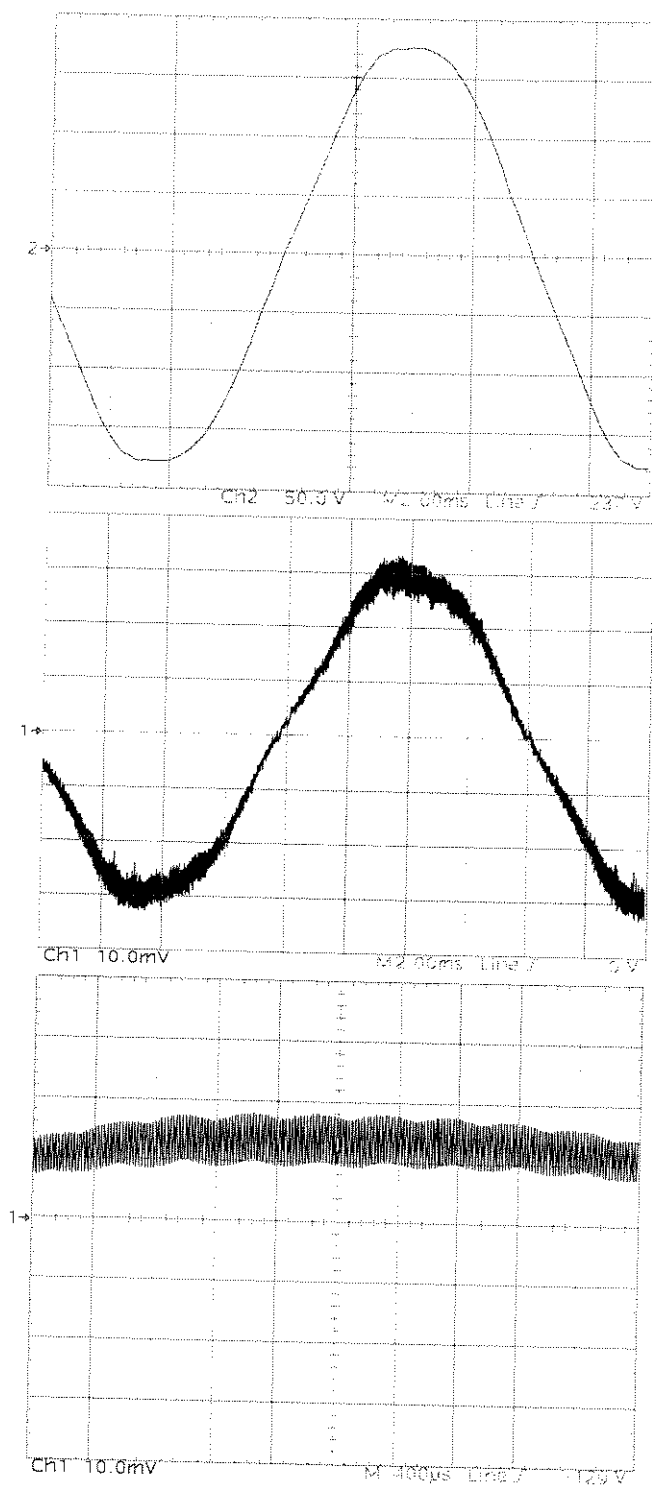


Figura 4.2- Tensão (50V/div) e Corrente de entrada (2A/div) e Corrente em L_2 (2A/div)

Nas Figuras 4.3, 4.4 e 4.5 tem-se o espectro da corrente de entrada em baixa e alta frequência, e o da tensão em baixa frequência.

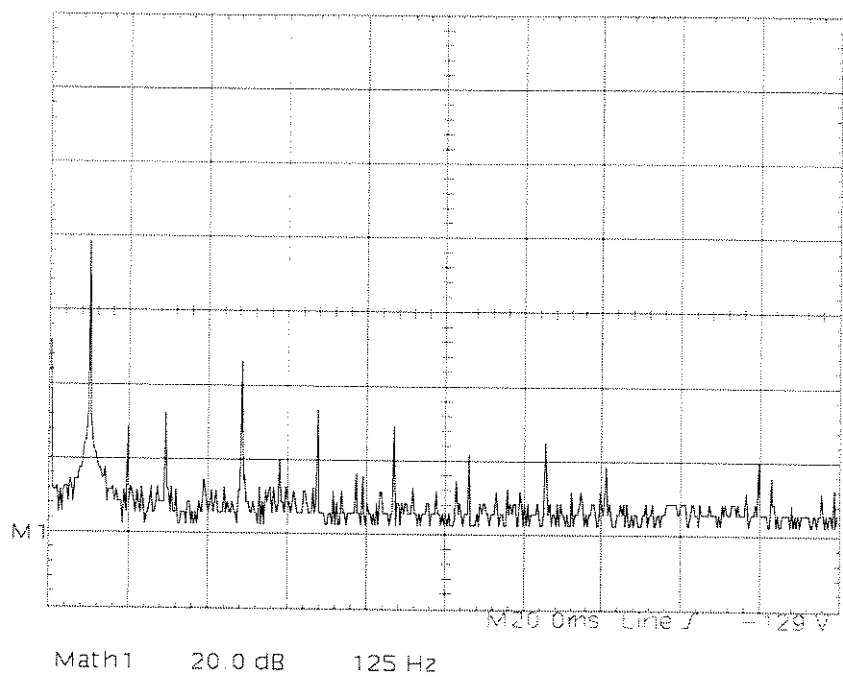


Figura 4.3- Espectro da corrente de entrada em baixa frequência

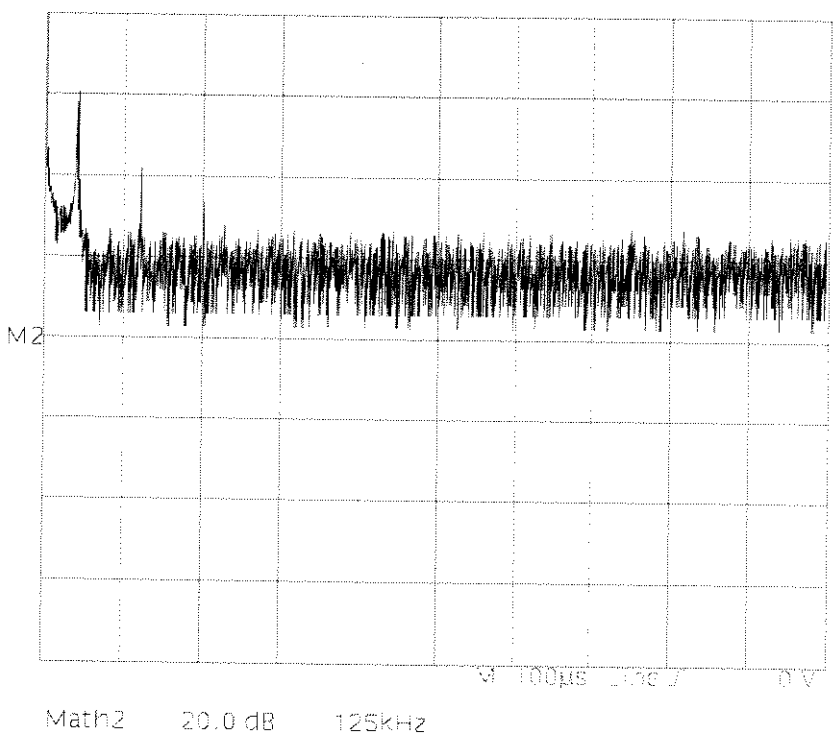


Figura 4.4- Espectro da corrente de entrada em alta frequência

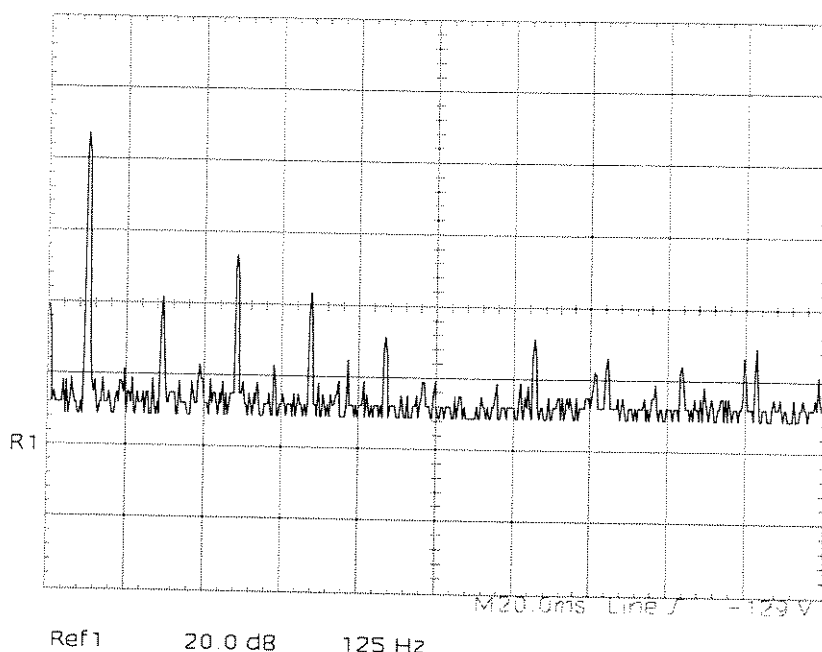


Figura 4.5- Espectro da tensão de entrada em baixa frequência

Na Figura 4.3 o que se nota é a presença de harmônicas em baixa frequência, o que se deve a distorções presentes na própria tensão da rede, como observado na Figura 4.5. A Figura 4.4 mostra que, realmente, o espectro da corrente de entrada apresenta harmônicas com amplitude maiores que as obtidas no conversor *buck* (Figura 3.9).

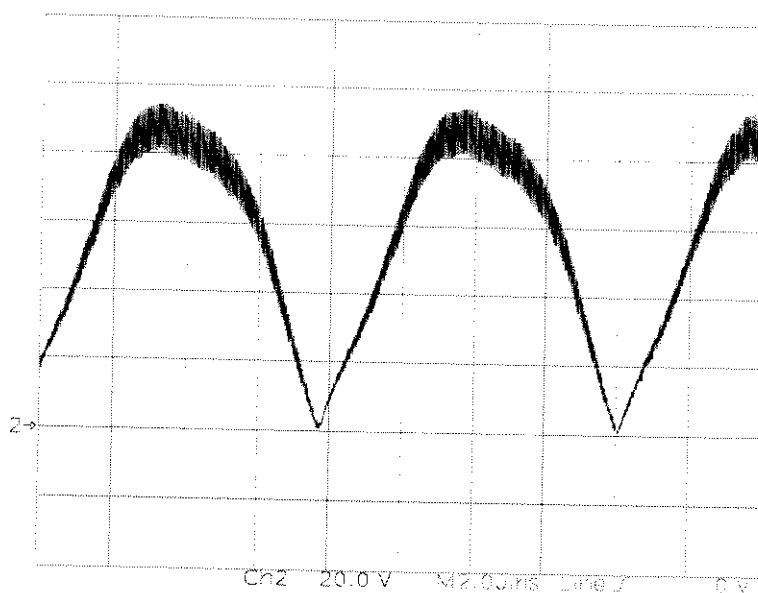


Figura 4.6- Tensão de saída (20 V/div)

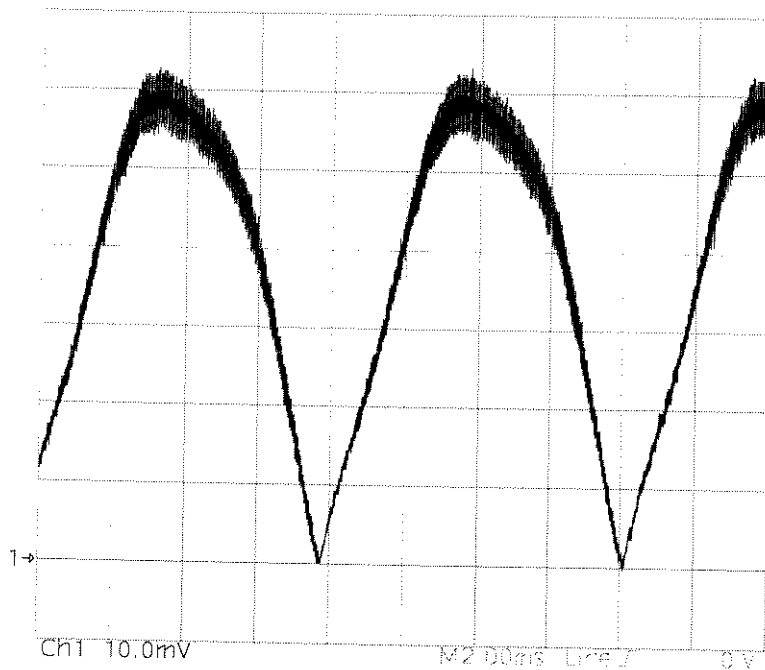


Figura 4.7- Corrente de saída (2 A/div)

A corrente de saída é a soma das duas correntes i_1 e i_2 ; e como ambas apresentam *ripple*, isso é passado para a corrente na saída. Como a carga é resistiva, a tensão de saída também conterá este *ripple* em sua forma de onda. Nota-se que a tensão apresenta uma deformação, principalmente no pico; o que se deve à deformação da corrente.

O comportamento do FP para este conversor, em função do ciclo de trabalho, é mostrado na Figura 4.8.

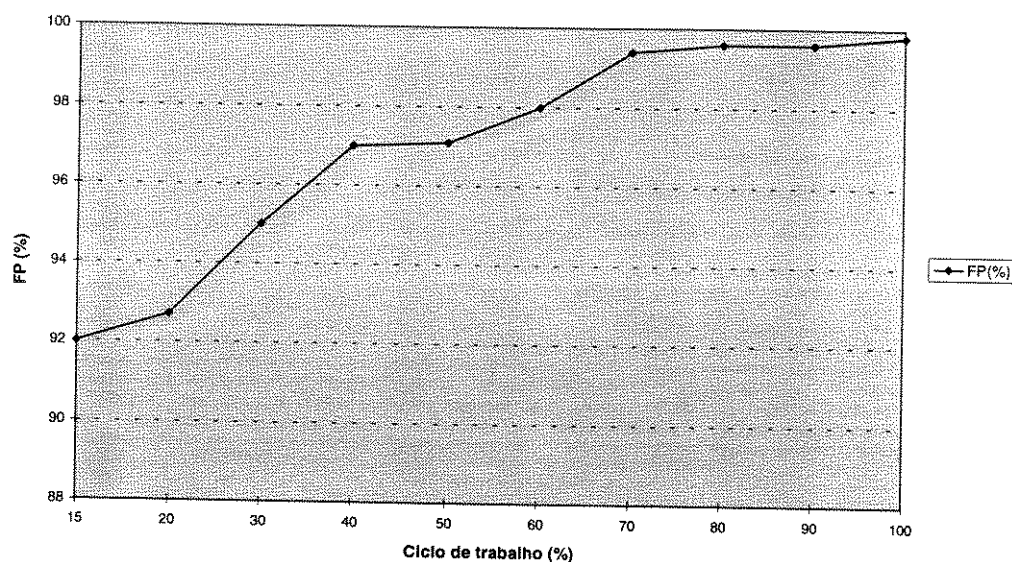


Figura 4.8- Fator de potência do conversor Cuk abaixador

As razões desta variação são as mesmas do conversor *buck*; os resultados são ligeiramente piores por causa do maior conteúdo espectral das componentes de alta frequência na corrente de entrada. Tais componentes aumentam o valor eficaz da corrente (aumentando a potência aparente) mas não produzem potência ativa.

Também foram realizadas medidas do rendimento do conversor que são mostradas na Figura 4.9.

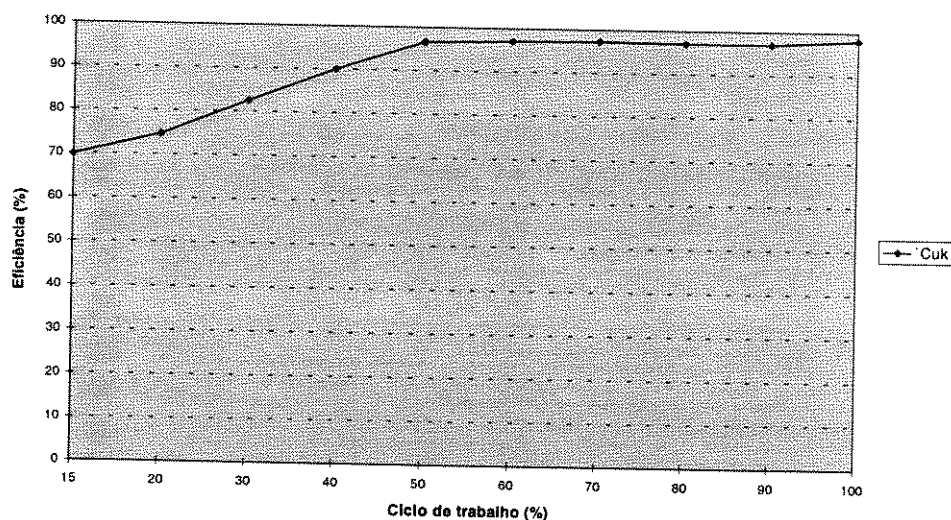


Figura 4.9- Rendimento para o conversor Cuk abaixador

O rendimento deste conversor apresenta uma queda em baixas potências, pois as perdas nos núcleos dos indutores, que ocorrem devido à variação de corrente, tornam-se expressivas em relação às perdas no cobre.

Com estes resultados pode-se estabelecer uma comparação entre os dois conversores, *buck* e $\hat{C}uk$. Note que ambos protótipos usam componentes idênticos.

O primeiro aspecto comparativo diz respeito à corrente de entrada. Como se esperava, no conversor *buck* tem-se um *ripple* menor. Isso leva a concluir que, caso se queira obter com o conversor $\hat{C}uk$ o mesmo *ripple* de corrente na entrada obtido no conversor *buck*, deve-se aumentar o valor do indutor de entrada; o que pode ser comprovado pela equação 4.5.

O segundo ponto é a eficiência. Neste caso o conversor $\hat{C}uk$ apresenta melhor resultado, comprovando a análise matemática realizada no capítulo 2 e sintetizada pelas equações 2.60 e 2.66.

Em termos do FP, ambos os conversores apresentam resultados muito próximos, embora o *buck* seja ligeiramente superior em baixas potências, também devido ao menor *ripple* da corrente.

4.4 Conversor $\hat{C}uk$ abaixador de tensão com acoplamento magnético das indutâncias

A análise e a metodologia de projeto que se segue foram obtidas da referência [10]. Eventualmente alguma passagem pode não estar detalhada em função de sua maior complexidade, sendo usado apenas o resultado final de interesse.

Por ser o assunto relativo ao projeto do acoplamento de indutâncias pouco difundido, faz-se aqui uma apresentação dos seus princípios físicos básicos.

4.4.1 Modelo do Indutor Acoplado

Em uma bobina com N espiras (Figura 4.10), a corrente i gera um fluxo ϕ . A relação entre a tensão e o fluxo é dada pela Lei de Faraday:

$$v = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (4.14)$$

O fluxo é proporcional à corrente que o gera, permitindo definir a indutância do elemento eletromagnético.

$$L = \frac{N \cdot \phi}{i} \quad (4.15)$$

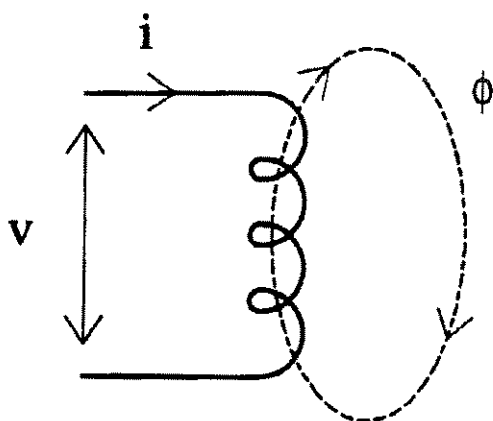


Figura 4.10- Indutor com bobina simples

As equações 4.14 e 4.15 podem ser combinadas para dar uma equação conhecida:

$$v = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.16)$$

Essas equações dão uma idéia do princípio de funcionamento de um transformador elétrico.

Para construir-se um indutor acoplado utiliza-se da mesma idéia de um transformador. No transformador aplica-se tensão em um dos lados (primário) e no outro (secundário), pela Lei de Faraday, obtém-se uma tensão induzida. No caso dos indutores acoplados, a idéia é aplicar tensão em ambas as bobinas. A diferença está no fato de que ambos os fluxos estarão no mesmo sentido, o que difere da idéia do transformador.

A Figura 4.11 fornece o modelo físico do circuito e a Figura 4.12 o modelo de relutâncias.

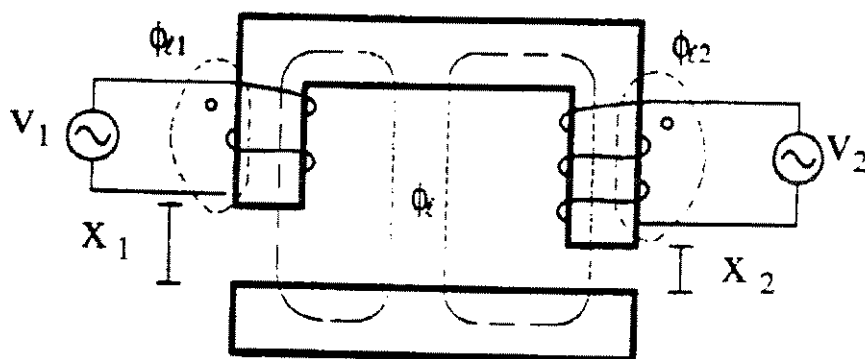


Figura 4.11- Modelo de fluxos

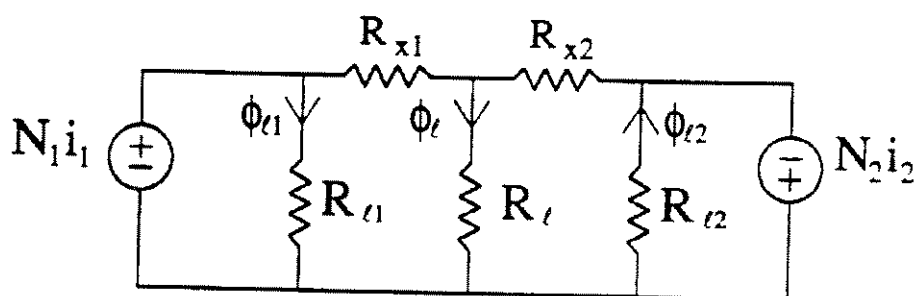


Figura 4.12- Modelo de relutâncias

Na Figura 4.11, os fluxos ϕ_{L1} , ϕ_{L2} e ϕ_L são dispersos, isto é, não atravessam ambos os enrolamentos. Na figura 4.12 estão incluídas as respectivas relutâncias de dispersão.

Podem-se definir os coeficientes de acoplamento entre os enrolamentos como:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{\phi_{21}}{\phi_{11}} \\ k_2 &= \frac{\phi_{12}}{\phi_{22}} \end{aligned} \quad (4.17)$$

onde ϕ_{21} é o fluxo que atravessa a bobina do secundário quando apenas o primário está excitado, produzindo um fluxo ϕ_{11} . ϕ_{12} e ϕ_{22} são definidos analogamente.

Quando ambos os enrolamentos são alimentados simultaneamente, e produzem fluxos que se somam, o fluxo total que atravessa as bobinas do primário e secundário são, respectivamente:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \phi_{11} + \phi_{12} \\ \phi_2 &= \phi_{22} + \phi_{21} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Usando 4.15 podem ser definidas as seguintes indutâncias:

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{N_1 \cdot \phi_{11}}{i_1} \\ L_{22} &= \frac{N_2 \cdot \phi_{22}}{i_2} \\ M &= \frac{N_2 \cdot \phi_{21}}{i_1} = \frac{N_1 \cdot \phi_{12}}{i_2} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Da Lei de Faraday (4.14), as tensões nos enrolamentos serão:

$$\begin{aligned} v_1 &= N_1 \cdot \frac{d\phi_1}{dt} \\ v_2 &= N_2 \cdot \frac{d\phi_2}{dt} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Substituindo 4.18 e 4.19 obtém-se:

$$\begin{aligned} v_1 &= L_{11} \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} \\ v_2 &= L_{22} \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} \end{aligned} \quad (4.21)$$

os coeficientes de acoplamento podem ser reescritos como:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{M}{L_{11}} \\ k_2 &= \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{M}{L_{22}} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Impondo a condição de tensões iguais nos enrolamentos, de 4.21 tem-se:

$$\frac{di_1}{dt} \cdot (L_{11} - M) = \frac{di_2}{dt} \cdot (L_{22} - M) \quad (4.23)$$

Observe que se desejar-se fazer com que a corrente i_1 seja contínua, isto é, não apresente variação ($\frac{di_1}{dt} = 0$), a condição que deve ser satisfeita é:

$$L_{22} - M = 0 \quad (4.24)$$

Substituindo 4.22 em 4.24 obtém-se:

$$k_2 = \frac{N_2}{N_1} \quad (4.25)$$

A condição expressa em 4.25 significa que a corrente i_1 apresentar-se-á livre de ondulação.

Obviamente pode-se fazer análise análoga para anular a ondulação na corrente i_2 , que leva à condição:

$$k_1 = \frac{N_1}{N_2} \quad (4.26)$$

A dificuldade do modelo mostrado em 4.11 é calcular as relutâncias de dispersão (R_{l1} , R_{l2} , e R_l). Esses valores podem ser obtidos somente empiricamente. A sua vantagem é que R_{l1} , R_{l2} , e R_l não dependem do entreferro, o que significa que, uma vez determinados tais valores para uma geometria de núcleo, pode-se utilizá-los nos cálculos sem preocupação com alterações nos seus valores. A ressalva, é claro, fica por conta da geometria que, se alterada, também alterará os valores de R_{l1} , R_{l2} , e R_l .

4.4.2 Projeto de Indutores Acoplados

Para iniciar este projeto deve-se antes escolher o tipo de núcleo com o qual ir-se-á trabalhar, pois isto determinará os valores de R_{l1} , R_{l2} , e R_l .

Além deste fato, a escolha do núcleo implica também na seleção dentre três opções:

- ① quando todo o entreferro está concentrado no indutor L_1 (entreferro no primário);
- ② quando todo o entreferro está concentrado no indutor L_2 (entreferro no secundário);
- ③ quando o entreferro está dividido igualmente entre os dois indutores (entreferro espaçado).

Neste trabalho, devido aos tipos de núcleos disponíveis, optou-se pelo entreferro espaçado, onde, da opção ③, $x_1=x_2$.

Para iniciar uma análise matemática, deve-se ressaltar que o coeficiente de acoplamento k_2 também pode ser reescrito de outra forma:

$$k_2 = \frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_2} \quad (4.27)$$

onde:

$\hat{I}_1$ = corrente de pico no indutor de entrada L_1 ;

$\hat{I}_2$ = corrente de pico no indutor L_2 .

A partir desta relação pode-se iniciar o trabalho de acordo com o método indicado em [10], com a suposição de qual perna do núcleo saturará primeiro. No caso, será suposto que a perna do primário saturará primeiro. Depois de feitos os cálculos, será verificado se realmente essa condição é satisfeita.

Sendo $x_1 = x_2 \Rightarrow R_{x1} = R_{x2} = R_x$, pode ser demonstrado que:

$$\phi_1 = \frac{N_1}{R_x + R_x // R_l} \cdot (\hat{I}_1 + \hat{I}_2)$$

$$\phi_2 = \frac{N_1}{R_x + R_x // R_l} \cdot \left(\frac{\hat{I}_1}{k_2} + \hat{I}_2 \cdot k_2 \right)$$

O fluxo ϕ_1 será maior (e, portanto, atingirá primeiro a saturação) caso:

$$(\hat{I}_1 + \hat{I}_2) > \frac{\hat{I}_1}{k_2} + \hat{I}_2 \cdot k_2$$

ou seja:

$$k_2 > \frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_2} \quad (4.28)$$

Aqui, como tensões de entrada e saída tem-se:

$$v_i = V_p \cdot \sin(\theta) \quad (4.29)$$

$$v_o = V_p \cdot \delta \cdot \sin(\theta) \quad (4.30)$$

Desta forma, tem-se as seguintes formas de onda para v_{L2} e para as correntes i_i e i_2 :

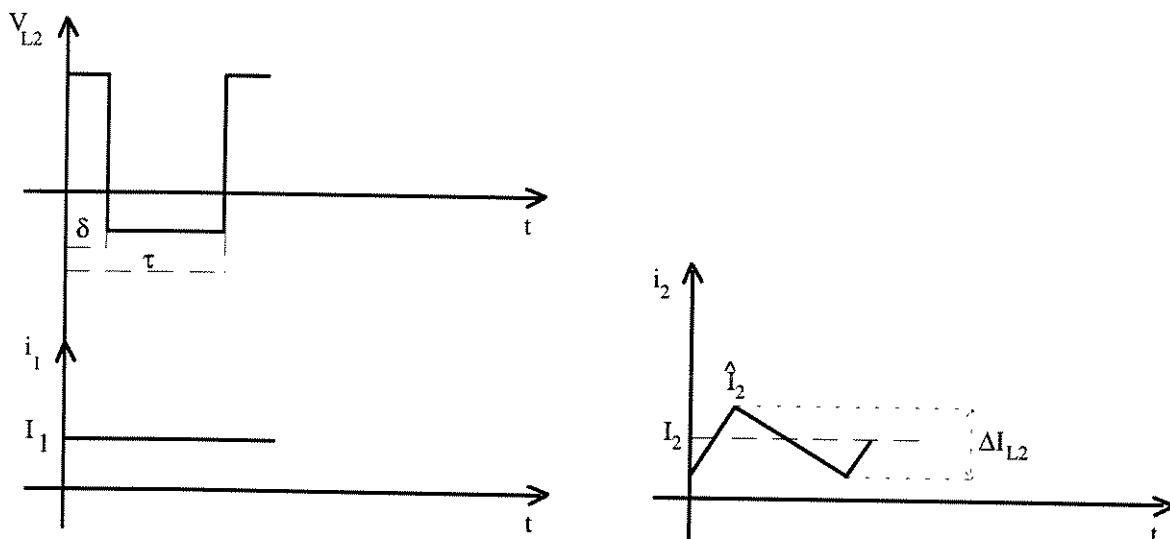


Figura 4.13- Tensões e correntes idealizadas nos indutores

Da Figura 4.13 fica claro que:

$$L_2 = \frac{\int_0^{\delta\tau} v_{L2} \cdot dt}{\Delta I_{L2}} = \frac{V_p \cdot (1-\delta) \cdot \delta \cdot \sin(\theta)}{\Delta I_{L2} \cdot f_s} \quad (4.31)$$

sendo que o ponto de máximo da equação 4.31 é obtido com $\delta=0,5$ e $\theta=90^\circ$. Neste ponto tem-se:

$$L_2 = \frac{V_p}{4 \cdot \Delta I_{L2} \cdot f_s} \quad (4.32)$$

Assim, para determinar L_2 necessita-se especificar um *ripple* aceitável de corrente em L_2 .

A obtenção da corrente $\hat{I}_1$ é feita pelo balanço de potência, desprezando-se as perdas no circuito; enquanto que a corrente $\hat{I}_2$ é determinada pela soma do valor médio e o *ripple* da corrente de saída, considerando $\delta=0,5$:

$$I_{ipico} = \frac{P_{pico}}{V_{pico}} = \frac{555}{127 \cdot \sqrt{2}} = 3A$$

$$I_{2pico} = \frac{P_{pico}}{V_{pico} \cdot \delta} = \frac{555}{127 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,5} = 6A$$

Considerando um *ripple* de $\pm 1A$, ter-se-á $I_{2pico} = 7A$.

A seguir especificam-se as correntes de pico máximas nos dois indutores:

$$\hat{I}_1 = 3A \quad (4.33)$$

$$\hat{I}_2 = 7A \quad (4.34)$$

De posse desses três últimos valores, e lembrando que foi estimado que a perna do primário saturará primeiro, tem-se:

① Substituindo os valores de $\hat{I}_1$ e $\hat{I}_2$ na equação 4.28 tem-se:

$$k_2 > 0,43 \quad (4.35)$$

② A seguir determina-se o número de espiras do secundário. Deve-se lembrar, para esse cálculo, da condição de saturação:

$$\begin{aligned} \phi_1 &\leq B_M \cdot S \\ \phi_2 &\leq B_M \cdot S \end{aligned} \quad (4.36)$$

O modelo de relutâncias permite calcular, por superposição, os valores dos fluxos em ambos enrolamentos, que serão:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \frac{N_1 \cdot \hat{I}_1}{R_{x1} + R_{x2} // R_L} + \frac{N_2 \cdot \hat{I}_2}{R_{x2} + R_{x1} // R_L} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{x1}} \\ \phi_2 &= \frac{N_2 \cdot \hat{I}_2}{R_{x2} + R_{x1} // R_L} + \frac{N_1 \cdot \hat{I}_1}{R_{x1} + R_{x2} // R_L} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{x2}} \end{aligned} \quad (4.37)$$

Sabe-se que o fluxo gerado por uma estrutura de indutores acoplados é dado por:

$$\phi_2 = \frac{L_2}{N_2} \cdot \left(\hat{I}_2 + k_2 \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \hat{I}_1 \right) \quad (4.38)$$

Com a condição de *ripple* zero satisfeita, pode-se substituir a equação 4.25 em 4.38:

$$N_2 = \frac{L_2}{\phi_2} \cdot (\hat{I}_2 + \hat{I}_1) \quad (4.39)$$

O fluxo é o produto entre a área do núcleo e a densidade do fluxo que, se substituído na equação 4.39, resulta:

$$N_2 = \frac{L_2}{B_M \cdot S} \cdot (\hat{I}_2 + \hat{I}_1) \quad (4.40)$$

③ O próximo passo é determinar o valor de R_x , que pode ser obtido a partir do modelo de indutâncias da Figura 4.14.

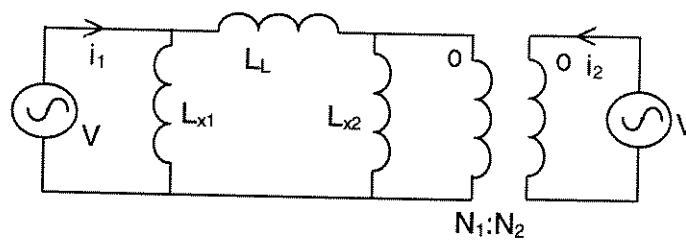


Figura 4.14- Modelo de indutâncias

Pela Figura 4.14, a indutância L_2 é:

$$L_2 = L_{x2} / (L_{x1} + L_L) \quad (4.41)$$

onde:

$$\begin{aligned}
 L_{x1} &= \frac{N_1^2}{R_{x1}} \\
 L_{x2} &= \frac{N_2^2}{R_{x2}} \\
 L_L &= \frac{N_1^2}{R_L}
 \end{aligned}
 \tag{4.42}$$

Substituindo 4.42 em 4.41 tem-se:

$$L_2 = \frac{N_2^2}{R_x + R_x // R_L} \tag{4.43}$$

④ A seguir, calcula-se a relutância do entreferro através da equação 4.43.

Desmembrando essa equação obtém-se:

$$R_x = -\left(R_L - \frac{N_2^2}{2 \cdot L_2}\right) + \sqrt{\frac{N_2^2 \cdot R_L}{L_2} + \left(R_L - \frac{N_2^2}{4 \cdot L_2}\right)^2} \tag{4.44}$$

⑤ O próximo passo é determinar o número de espiras do primário. Para tanto deve-se lembrar que, na condição de *ripple* zero no indutor de entrada, o modelo de relutância pode ser representado de acordo com a Figura 4.15:

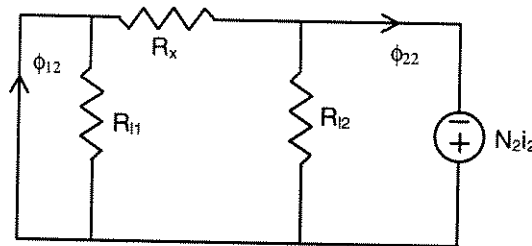


Figura 4.15- Modelo de relutância para $N_1 i_1 = 0$

Desta forma pode-se escrever a relação ϕ_{12}/ϕ_{22} como segue:

$$\frac{\phi_{12}}{\phi_{22}} = \frac{R_{L2}}{R_x + R_{L2}} \tag{4.45}$$

Aplicando a Lei de Faraday no primário e no secundário tem-se:

$$\begin{aligned}\phi_{12} &= \frac{1}{N_1} \cdot \int v_1 \cdot dt \\ \phi_{22} &= \frac{1}{N_2} \cdot \int v_2 \cdot dt\end{aligned}\tag{4.46}$$

Lembrando que $v_1=v_2$, e substituindo essa relação e 4.46 em 4.45, chega-se a:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_x} = k_2\tag{4.47}$$

de onde, rearranjando obtém-se :

$$N_1 = \frac{N_2 \cdot (R_L + R_x)}{R_L}\tag{4.48}$$

De posse destes resultados, podem-se calcular as variáveis do projeto, iniciando pela equação 4.32, de onde obtém-se o valor de L_2 . Para tanto deve-se lembrar que $V_p = 180V$, $f_s = 50 \text{ kHz}$ e admite-se como *ripple* aceitável $\Delta I_{L2} = 2A$. Assim, o valor de L_2 será:

$$L_2 = 450 \mu H\tag{4.49}$$

Com as equações 4.49, 4.33 e 4.34 calcula-se o número de espiras do secundário. Será utilizado um núcleo UU60 com área útil $S = 234 \text{ mm}^2$. A densidade de fluxo considerada será $B_M = 0,33 \text{ T}$. Substituindo esses resultados na equação 4.40 tem-se:

$$N_2 = 58 \text{ espiras}\tag{4.50}$$

De posse do número de espiras do secundário, calcula-se o valor da relutância do entreferro R_x pela equação 4.44. Para tanto, necessita-se do valor da relutância R_i ; que é obtido da referência [10], e vale $R_i = 5,71 (1/\mu H)$. Assim R_x será:

$$R_x = 4,85 [1/\mu H] \quad (4.51)$$

Com 4.51 pode-se determinar o valor do entreferro. Como visto anteriormente, $x_1=x_2$; sendo assim, o valor é obtido da equação abaixo:

$$R_x = \frac{x}{\mu_0 \cdot S} \quad (4.52)$$

onde $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-3} \mu H/mm$.

Substituindo os valores obtém-se:

$$x = 1,43 \text{ mm} \quad (4.53)$$

Finalmente, pode-se obter o número de espiras do primário, o que é feito pela equação 4.48. Substituindo os valores obtém-se:

$$N_1 = 107 \text{ espiras} \quad (4.54)$$

O coeficiente de acoplamento k_2 pode ser escrito segundo a equação 4.26. Substituindo os números das espiras N_1 e N_2 tem-se:

$$k_2 = 0,54 \quad (4.55)$$

o que satisfaz à condição de saturação dada pela equação 4.35.

4.5 Resultados experimentais

Um protótipo foi construído com base nos cálculos realizados.

Os dados para o conversor estão explicitados a seguir:

$$v_i = 127 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t)$$

$$R_0 = 14,6 \Omega$$

$$P_0 = 1100 \text{ W}$$

$$\tau = 20 \mu\text{s} (50 \text{ kHz})$$

$$N_1 = 107 \text{ espiras}$$

$$N_2 = 58 \text{ espiras}$$

$$x = 1,43 \text{ mm}$$

$$C = 1 \mu\text{F}$$

$$C_0 = 470 \text{ nF}$$

A Figura 4.16 mostra o diagrama esquemático do protótipo construído.

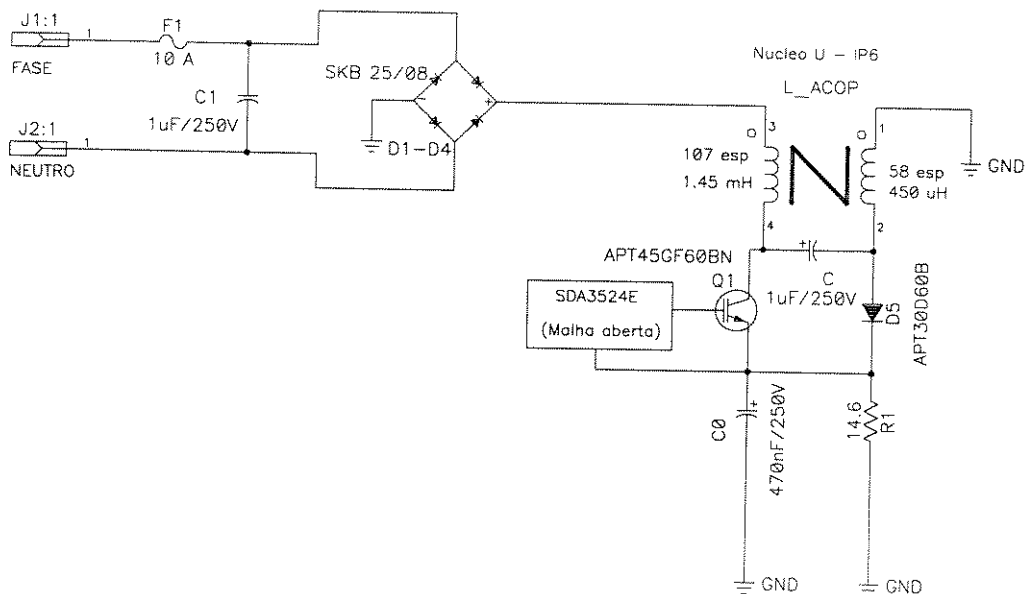


Figura 4.16- Diagrama esquemático do conversor `Cuk abaixador com indutores acoplados

A Figura 4.17 mostra o comportamento da corrente e da tensão de entrada para o conversor `Cuk abaixador com indutores acoplados.

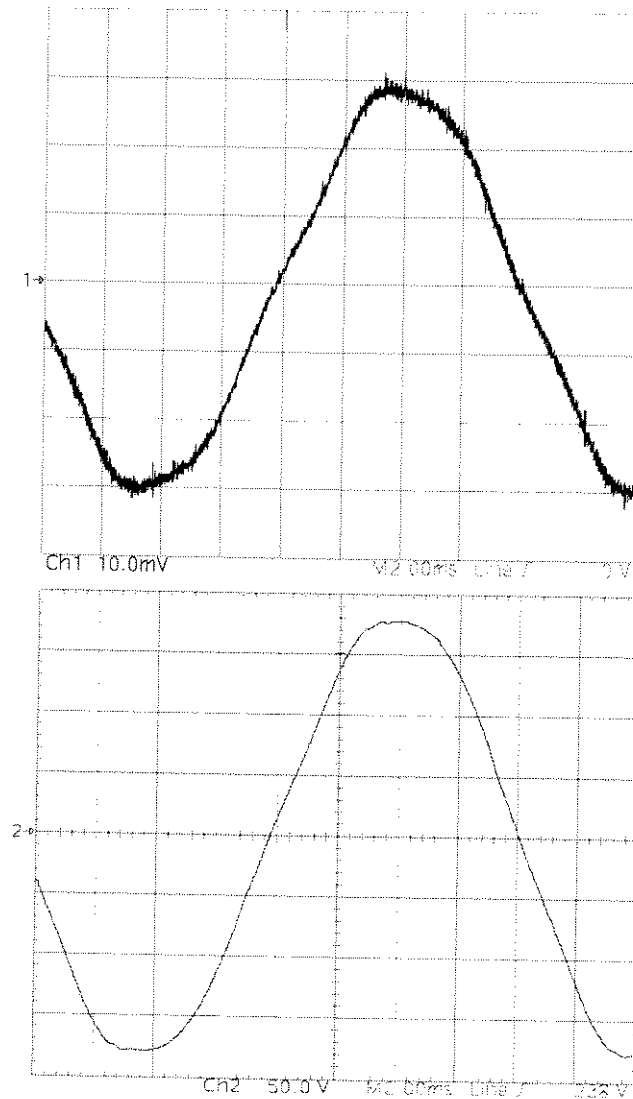


Figura 4.17- Corrente (2 A/div) e tensão de entrada (50 V/div)

A primeira colocação diz respeito à diminuição do *ripple* na corrente de entrada, que ocorre devido ao acoplamento magnético entre as indutâncias. O *ripple* está presente quase que todo no indutor L_2 . Isso reduz os níveis de IEM que o conversor injeta na rede.

Pelas Figuras anteriores, pode-se concluir que o conversor Cuk continua operando como PFP mesmo com a aplicação desta técnica de acoplamento magnético de indutâncias.

A seguir é mostrado o espectro em alta frequência da corrente de entrada.

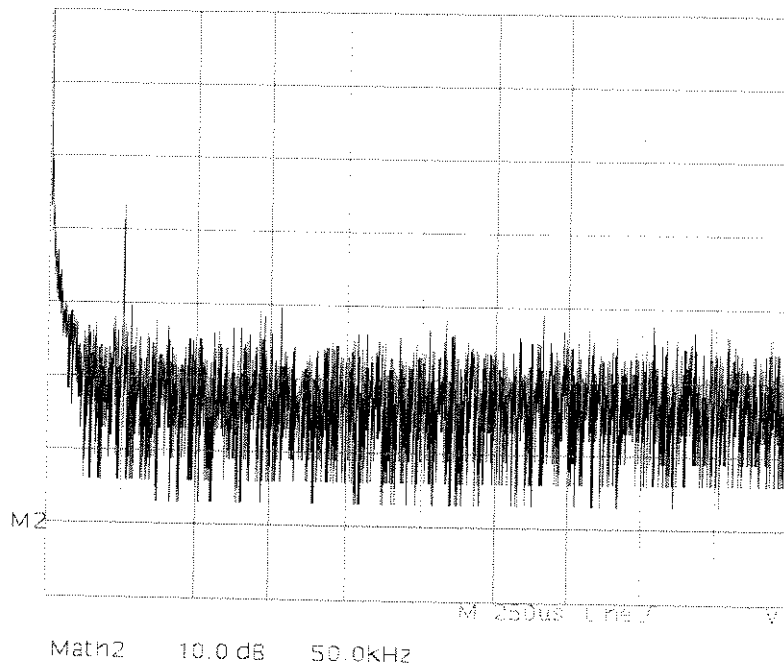


Figura 4.18- Espectro em alta frequência da corrente de entrada

Aqui nota-se apenas o destaque da componente em 50 kHz. As demais componentes harmônicas são bastante reduzidas.

Na Figura 4.19 tem-se o comportamento da corrente em L_2 que, devido à técnica de acoplamento magnético de indutâncias, apresenta maior *ripple* que no caso do conversor sem acoplamento.

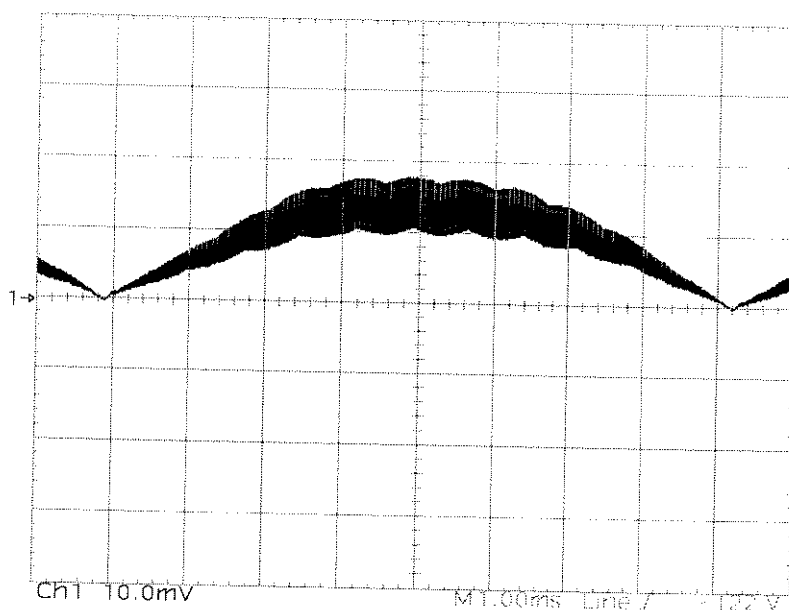


Figura 4.19- Corrente no indutor L_2 (2 A/div)

Outro ponto de avaliação é o rendimento deste conversor. A Figura 4.20 mostra que, quando comparado às Figuras 3.15 e 4.9, apresenta maior rendimento que os demais conversores em toda a faixa de ciclo de trabalho.

Em relação ao conversor *buck*, a melhoria já era esperada, de acordo com os estudos teóricos feitos no capítulo 2, já que foram utilizados componentes idênticos em ambos os protótipos.

Quanto ao conversor Cuk acoplado, a melhora se deve à redução da corrente eficaz de entrada, devido ao acoplamento magnético. O aumento da corrente eficaz na saída, por se dar em um indutor de menor resistência, é menos significativo.

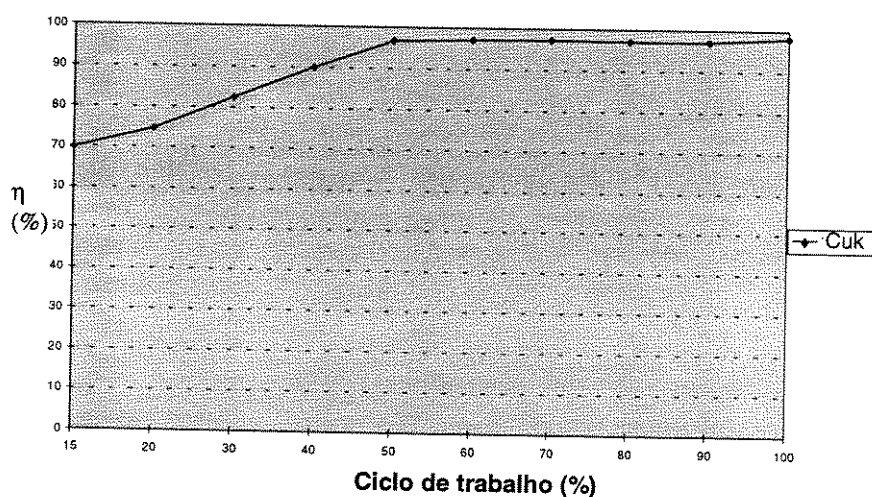


Figura 4.20- Rendimento do conversor Cuk abaixador com acoplamento

Na Figura 4.21 tem-se o comportamento do FP do conversor perante a variação do ciclo de trabalho. O menor *ripple* na corrente de entrada permite a melhoria no FP em baixa potência.

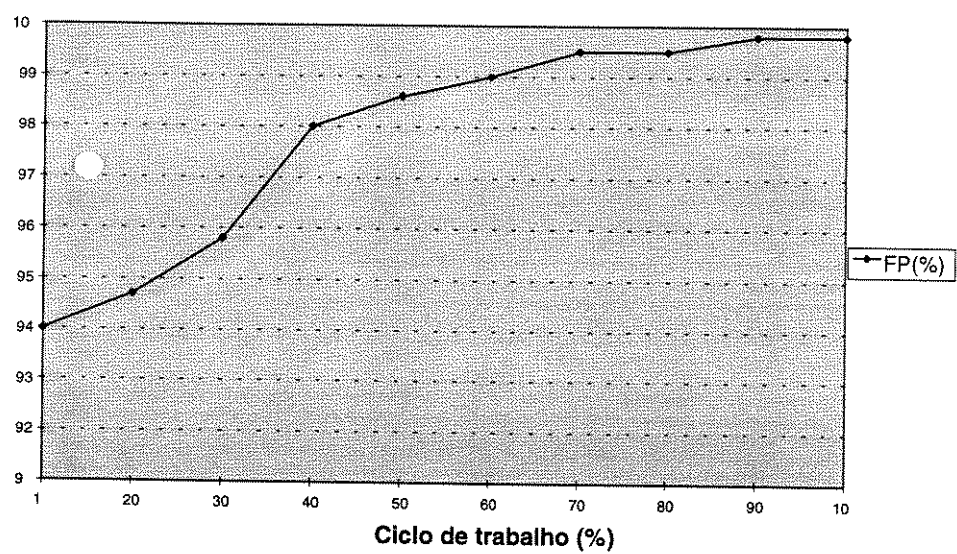


Figura 4.21- Fator de potência para o conversor Cuk abaixador

Capítulo 5

Conclusão Final

Este capítulo contém as considerações finais deste trabalho acerca do uso dos conversores analisados como PFPs e alimentando carga resistiva.

É feita uma comparação final entre eles, definindo as vantagens e desvantagens que estes oferecem para tal aplicação.

5.1 Análise Comparativa e Conclusões

Quando comparam-se os conversores *buck* e *Ćuk* abaixador de tensão com indutâncias acopladas podem-se ressaltar alguns aspectos comparativos:

➤ Componentes espectrais de alta frequência na corrente de entrada:

O conversor *Ćuk* abaixador com acoplamento ideal apresentaria componentes espectrais de alta frequência com amplitudes menores que as do conversor *buck*. Isso porque o acoplamento permite um aumento aparente na indutância de entrada, reduzindo sensivelmente o *ripple*.

Na prática, devido às não-linearidades do circuito, principalmente a ondulação da tensão nos capacitores, não é possível obter o anulamento total da ondulação na corrente.

A Figura 5.1 mostra uma comparação entre os três conversores (*buck*, *Ćuk* abaixador de tensão e *Ćuk* abaixador de tensão com indutâncias acopladas) com relação às componentes de alta frequência na corrente de entrada. Nela, percebe-se que o desempenho do conversor *Ćuk* abaixador com acoplamento, é praticamente igual ao do *buck*.

As componentes medidas em 50 kHz (frequência de chaveamento) são: 14 mA (*buck*), 20 mA ($\hat{C}uk$ acoplado) e 200 mA ($\hat{C}uk$). Ou seja, o acoplamento permite uma redução de 20 dB na ondulação da corrente.

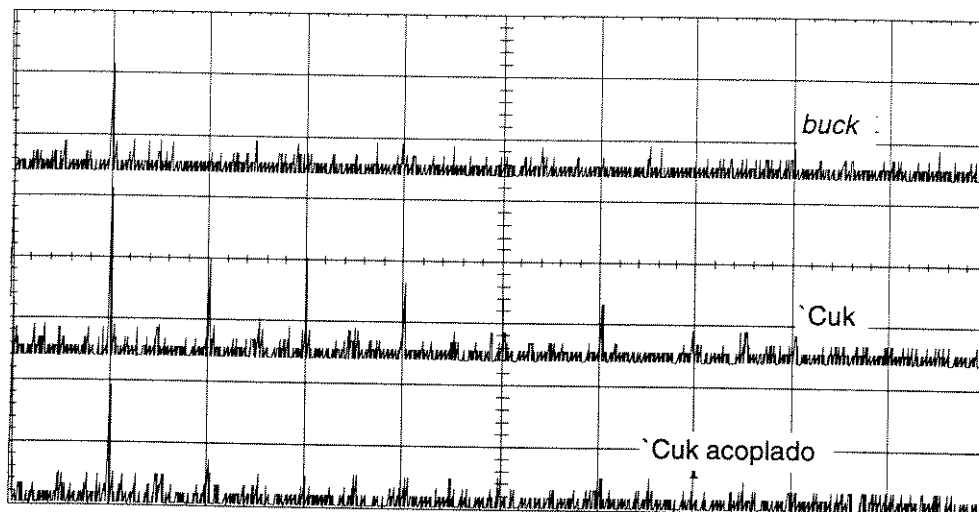


Figura 5.1 - Espectro em alta frequência das correntes de entrada (20 dB/div, 50 kHz/div)

No conversor *buck*, o filtro de entrada é responsável pela eliminação das componentes de alta frequência na corrente de entrada. A Figura 5.2 mostra o espectro em alta frequência da corrente de entrada do conversor; e nele, nota-se a presença de picos que se situam na faixa de MHz. Tais picos devem-se a ressonâncias produzidas nas comutações dos semicondutores. Tais componentes estão também presentes no conversor $\hat{C}uk$, uma vez que os esforços de tensão e de corrente são os mesmos em ambos os conversores.

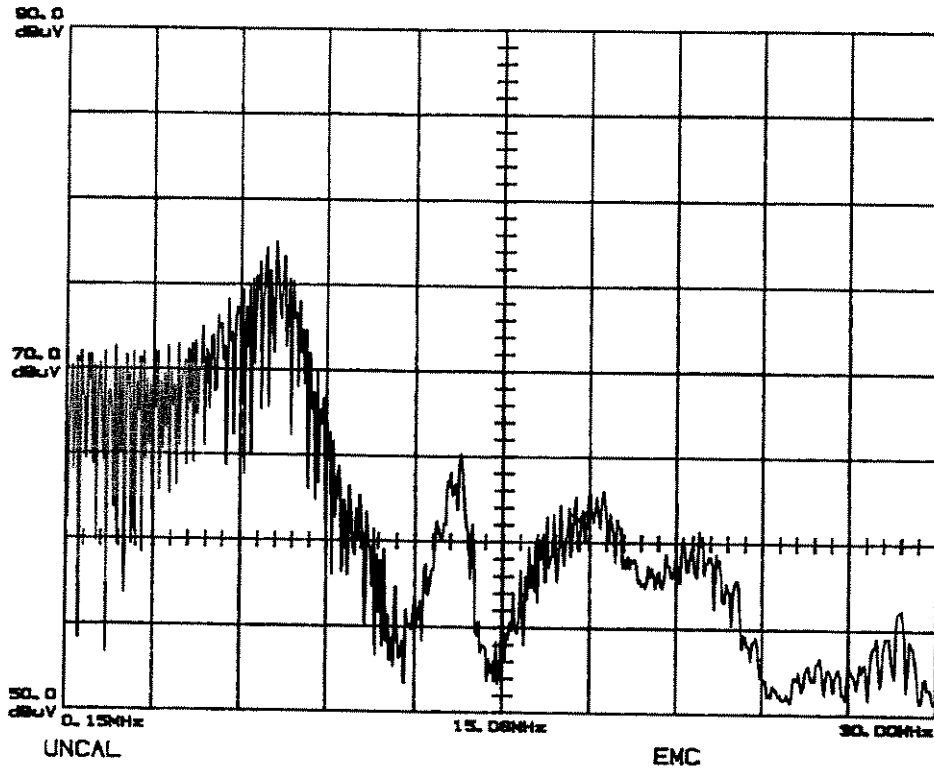


Figura 5.2 - Espectro em alta frequência da corrente de entrada sem circuito de auxílio à comutação

Para eliminar esses picos podem-se utilizar circuitos de auxílio à comutação. Na Figura 5.3, tem-se o mesmo espectro porém, com um circuito RC em paralelo com o diodo. Nota-se que os picos de maior frequência são significativamente reduzidos.

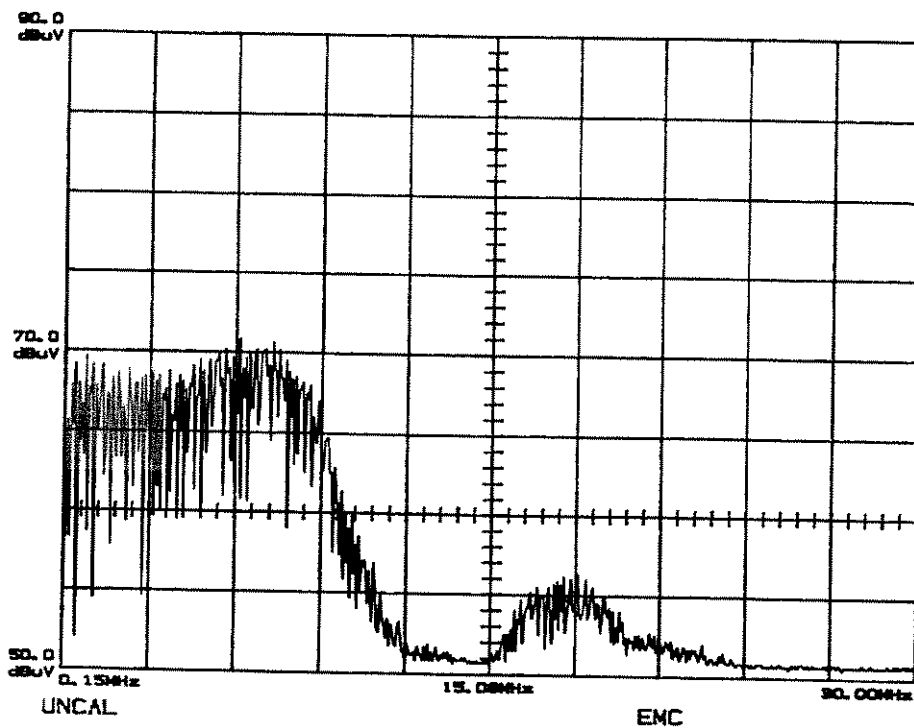


Figura 5.3 - Espectro em alta frequência da corrente de entrada com circuito de auxílio à comutação no diodo

Na Figura 5.4 tem-se o espectro da corrente de entrada adicionando um circuito RC entre o dreno e fonte do IGBT. A presença dos circuitos de auxílio à comutação minimiza os dois picos porém, as amplitudes das componentes harmônicas de alta frequência estão acima dos limites estabelecidos pela norma [9]. Isso leva a concluir que o filtro necessita de alterações.

Tais mudanças no filtro, como já foi dito, aplicam-se tanto ao conversor *buck* quanto ao *Cuk*, de modo que não se caracterizam como elementos que diferenciam as topologias.

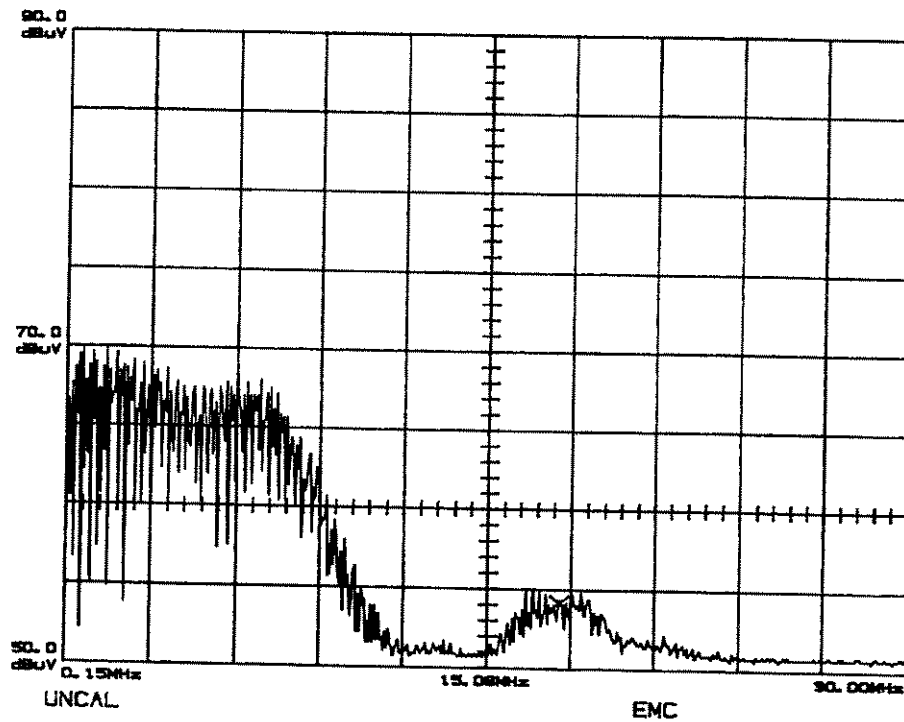


Figura 5.4 - Espectro em alta frequência da corrente de entrada com circuito de auxílio à comutação no transistor e no diodo

➤ Rendimento dos conversores:

O conversor Cuk abaixador acoplado tem melhor rendimento que o conversor *buck* na faixa de maiores ciclos de trabalho, como mostrado na Figura 5.5. Quando se tem um ciclo de trabalho mais estreito, o rendimento do Cuk se reduz devido às perdas nos núcleos magnéticos, que se tornam mais significativas que as perdas no cobre.

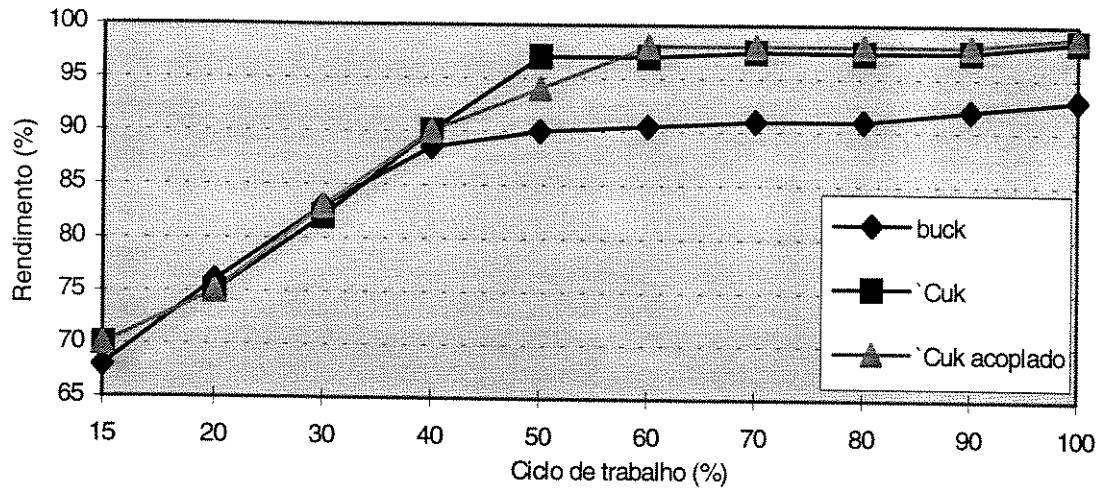


Figura 5.5 - Comparação do rendimento entre os conversores

➤ Fator de potência:

A Figura 5.6 mostra que todos os conversores operam como PFP. A operação do conversor *Cuk* sem acoplamento gera um FP ligeiramente menor que os demais devido ao aumento das componentes de alta frequência na corrente.

Principalmente em baixas correntes, o efeito do capacitor do filtro de entrada do conversor *buck* reduz ligeiramente o FP, o que já não ocorre com os conversores *Cuk*.

De qualquer forma todos os valores são bastantes aceitáveis.

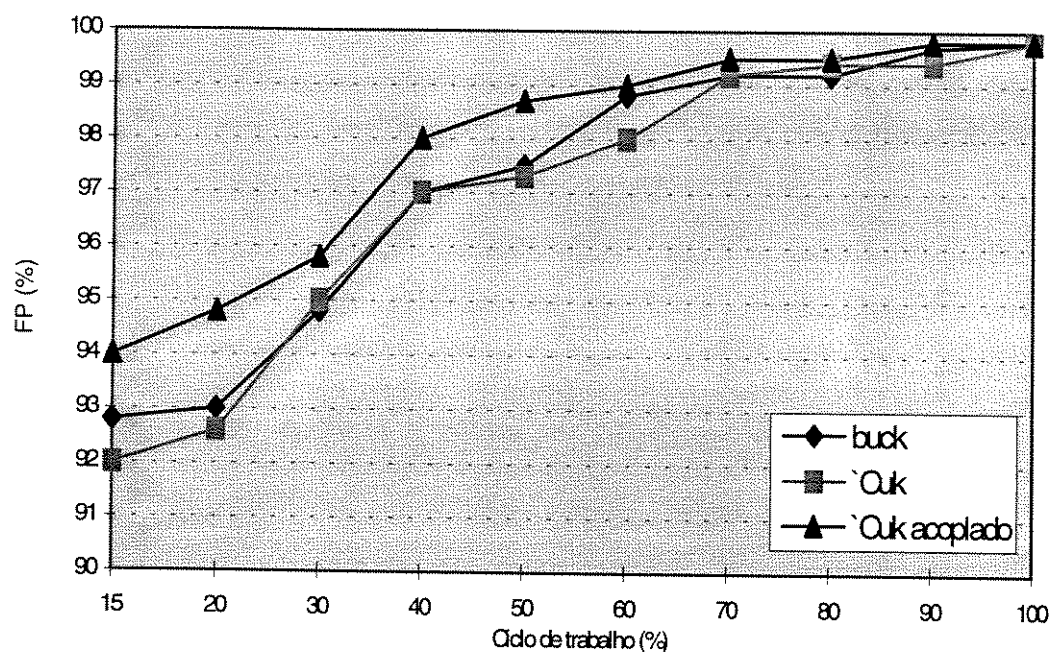


Figura 5.6 - Comparação entre os FPs dos conversores

➤ Distorção harmônica:

A tabela III mostra os valores limites especificados na norma IEC 1000-3-2 e os medidos nos conversores, numa situação de $\delta = 50\%$. Nota-se que os valores medidos obedecem às restrições da norma. Isto ocorre também para outras larguras de pulso.

Recorda-se que parte significativa de distorção de baixa frequência existe devido à distorção presente na tensão.

Tabela III - Componentes harmônicas de baixa frequência da corrente de entrada
dos três conversores

Harmônica	Frequência (HZ)	Conversor <i>buck</i> [A]	Conversor <i>Cuk</i> [A]	Limite IEC 1000-3-2 [A]
1	60	5,5	5,5	-
3	180	0,031	0,031	2,30
5	300	0,174	0,174	1,14
7	420	0,049	0,039	0,77
9	540	0,024	0,024	0,40
11	660	0,0195	0,0138	0,33
13	780	0,0155	0,0062	0,21
15	900	0,0123	0,0055	0,15
17	1020	0,0055	0,0055	0,13
19	1140	0,0055	0,0062	0,12

Com base nestes 4 itens analisados, pode-se dizer que o conversor *Cuk* abaixador com acoplamento dos indutores atende às expectativas, operando como PFP, e reunindo em si as vantagens dos conversores *Cuk* abaixador e *buck*.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. SEBASTIAN e M. JAUREGUIZAR: "An Overview of Power Correction in Single-Phase Off-Line Power Supply Systems". Proc. of IECON 94, Bologna, Italia, Setembro 1994, pp. 1688-1693.
- [2] J. A. POMILIO e G. SPIAZZI: "Low-loss Three-phase AC-DC Converter Feeding Inductive Load". Proc. of PESC'95, Atlanta, USA, June 1995.
- [3] I. SUGA, M.KIMATA, Y. OHNISHI e R. UCHIDA: "New Switching Method for Single-phase AC to DC Converter". IEEE PCC'93, Yokohama, Japan, 1993.
- [4] MEHL, E. L. M. e I. BARBI. An Improved High Power Factor and Low Cost Three-phase Rectifier; APEC'95, PP 835-841 vol. 2.
- [5] J. A. POMILIO: Apostila "Pré-reguladores de Fator de Potência", 1994, pp11-12.
- [6] IEC 1000-3-2 (1995) Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emission (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase).
- [7] IEC 1000-3-3 (1994) Part 3: Limits - Section 3: Limitation of voltage fluctuations and flicker in low voltage supply systems for equipment with rated current $\leq 16\text{A}$.
- [8] Z. ZHANG e S. CUK: "A High Efficiency 1,8 kW Battery Equalizer". Proc. of IEEE APEC'93, PP 221-227.
- [9] "Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbances Characteristics of Electrical Motor-operated and Thermal Appliances for Household and Similar Purposes, Electrical Tools and Electric Apparatus". International Electrotechnical Commission - IEC, International Special Committee on Radio Interference, Reference number CISPR 14, 1993.