

FEEC

**Faculdade de Engenharia
Elétrica e de Computação**

UNICAMP

Novas Aplicações e Características de Conversores Derivados da Célula 'Cuk

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica e de Computação como parte dos
requisitos para a obtenção do título de Livre-
Docente na área de Eletrônica de Potência

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Mauro Sérgio Miskulin

Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis F²

Prof. Dr. Edison Roberto Cabral da Silva

Prof. Dr. Benjamim Rodrigues Menezes

Prof. Dr. Arnaldo José Perin

JOSÉ ANTENOR POMILIO

Departamento de Sistemas e Controle de Energia
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Universidade Estadual de Campinas

Campinas, Novembro de 1998

12096166
-252-

FEEC

39222

229/99 X

R\$ 11,00

27/10/99

CM-00136863-B

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

P771n Pomilio, José Antenor
Novas aplicações e características de conversores
derivados da célula Cuk. / José Antenor Pomilio.--
Campinas, SP: [s.n.], 1998.

Tese (Livre-docência) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Fontes de alimentação (Eletrônica). 2. Eletrônica de
potência. 3. Fator de potência. I. Universidade Estadual
de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação. II. Título.

*“Caminante, son tus heullas el camino y nada más;
caminante, no hay camino, se hace camino al andar.
Al andar se hace camino y al volver la vista atrás
se ve la senda que nunca se ha de volver a pisar.
Caminante, no hay camino, sino estelas en la mar...”*

Antonio Machado (in *Cantares*)

RESUMO

São apresentados circuitos baseados na célula básica do conversor 'Cuk, explorando novas aplicações e identificando novas propriedades. Os diversos conversores têm como características comuns a busca de alternativas para obtenção de comutação suave e de uma interface com a rede que apresente elevado fator de potência. Aplicações não usuais como fontes de corrente e fontes de potência são apresentadas, incluindo modelamentos e resultados experimentais.

ABSTRACT

Circuit topologies based on the 'Cuk's cell are presented. These circuits explore unusual applications as current and power sources. New properties of the converters are identified. In general the converters present soft-commutations and high power factor. Modeling and experimental results are presented.

Conteúdo

1. CONVERSOR 'CUK.....	15
1.1 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS	15
1.1.1 <i>Modo de condução contínua - MCC.....</i>	16
1.1.2 <i>Dimensionamento de C_a.....</i>	17
1.1.3 <i>Dimensionamento de L_1.....</i>	18
1.1.4 <i>Cálculo de L_2.....</i>	19
1.1.5 <i>Cálculo de C_o.....</i>	19
1.1.6 <i>Modo de condução descontinua - MCD</i>	19
1.2 ACOPLAMENTO DE INDUTÂNCIAS.....	22
1.3 CONVERSOR COM ISOLAÇÃO.....	26
1.4 CONCLUSÕES	27
2. CONVERSOR 'CUK OPERANDO COMO FONTE DE CORRENTE, COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA DE ENTRADA, BAIXAS PERDAS DE COMUTAÇÃO E ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA	29
2.1 INTRODUÇÃO	29
2.2 CONVERSOR 'CUK PARA ALIMENTAÇÃO DE CARGA INDUTIVA.....	30
2.2.1 <i>Equações básicas</i>	30
2.3 A QUESTÃO DA COMUTAÇÃO	35
2.3.1 <i>A proteção de sobretensão e seu uso para obter desligamento a tensão nula</i>	36
2.4 CONTROLE DO CONVERSOR.....	39
2.5 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO.....	40
2.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	41
2.7 CONCLUSÕES	44
3. CONVERSOR 'CUK ISOLADO, COM COMUTAÇÃO SUAVE, OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA.....	45
3.1 INTRODUÇÃO	45
3.2 CONVERSOR 'CUK COMO PFP MONOFÁSICO.....	46
3.3 CIRCUITO AUXILIAR PARA COMUTAÇÃO SUAVE NO DESLIGAMENTO.....	49
3.3.1 <i>Circuito auxiliar.....</i>	49
3.3.2 <i>Seleção dos componentes do circuito auxiliar</i>	51
3.3.3 <i>Condição para obter comutação sob tensão nula</i>	55
3.4 PROCEDIMENTO DE PROJETO.....	55
3.4.1 <i>Projeto do circuito de potência.....</i>	56
3.4.2 <i>Dimensionamento do circuito auxiliar</i>	56
3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	57
3.6 CONCLUSÕES	60
4. CONVERSOR 'CUK COM CAPACITOR FLUTUANTE E COMUTAÇÃO SUAVE.....	61
4.1 INTRODUÇÃO	61
4.1.1 <i>Fonte de Tensão com Alto Fator de Potência.....</i>	61
4.1.2 <i>Carga Eletrônica Regenerativa</i>	63
4.2 CONVERSOR COM CAPACITOR FLUTUANTE OPERANDO EM MCC.....	64
4.3 COMUTAÇÃO SUAVE.....	65
4.3.1 <i>Obtenção das Comutações Suaves</i>	65
4.3.2 <i>Etapas de Operação</i>	66
4.4 OPERAÇÃO COMO FONTE DE TENSÃO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA.....	69
4.4.1 <i>Versão Não-Isolada.....</i>	69
4.4.2 <i>Versão Isolada</i>	71
4.5 OPERAÇÃO COMO CARGA ELETRÔNICA REGENERATIVA	72
4.5.1 <i>Estratégia de Controle</i>	73
4.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	75
4.6.1 <i>Fonte de Tensão.....</i>	75
4.6.2 <i>Carga Eletrônica.....</i>	77
4.7 CONCLUSÕES	81

5. CONVERSOR 'CUK ABAIXADOR DE TENSÃO – ALIMENTAÇÃO DE CARGA RESISTIVA.....	83
5.1 ALIMENTAÇÃO DE CARGAS RESISTIVAS	83
5.2 CONVERSOR 'CUK COMO ABAIXADOR DE TENSÃO	83
5.3 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS	84
5.3.1 <i>Modo de Condução Contínua</i>	84
5.3.2 <i>Modo de Condução Descontínua</i>	86
5.3.3 <i>Modo de Condução Descontínua no Indutor de Entrada</i>	89
5.3.4 <i>Modo de Condução Descontínua na Entrada e na Saída</i>	91
5.3.5 <i>Resultados de Simulação</i>	92
5.4 PROJETO DO CONVERSOR 'CUK ABAIXADOR DE TENSÃO	94
5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	96
5.6 CONVERSOR 'CUK ABAIXADOR DE TENSÃO COM ACOPLAMENTO DAS INDUTÂNCIAS.....	100
5.6.1 <i>Resultados experimentais</i>	100
5.7 CONCLUSÕES	103
6. CONCLUSÕES.....	105
7. APÊNDICE: PROJETO DE INDUTORES ACOPLADOS.....	107
7.1 EXEMPLO DE PROJETO	111
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	113

AGRADECIMENTOS

Este trabalho reúne os resultados de diversas pesquisas realizadas pelo autor e por colaboradores.

Desejo agradecer especialmente aos estudantes Edson Adriano Vendrúsculo e Carlos Gabriel Bianchin, e aos colegas Giorgio Spiazzi, Leopoldo Rossetto, Paolo Tenti e Luigi Malesani, todos eles co-autores dos trabalhos que basearam esta tese.

Os resultados experimentais foram quase todos obtidos no Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica, cuja boa infra-estrutura e funcionamento deve-se ao empenho, principalmente, do prof. Sigmar M. Deckmann.

O suporte financeiro à realização destas pesquisas proveio de diversas fontes, especialmente da FAPESP, através de projetos de pesquisa e de infra-estrutura, do CNPq e da CAPES, através das taxas acadêmicas, e da própria Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

A todos, meu agradecimento.

Relação de siglas e símbolos utilizados

B_M : densidade de campo magnético máxima
 C_a : capacitor intermediário
 C_b : capacitor intermediário no conversor com isolamento
 C_c : capacitor do circuito de comutação suave
 C_e : capacitor equivalente (refletido ao primário) em conversor com isolamento
 CI : Circuito Integrado
 C_i : capacitor de entrada, colocado junto ao retificador
 C_o : capacitor de saída
 C_s : capacitor de ajuda à comutação
 $D, D_1, D_2, D_{c1}, D_{c2}$: diodos
 D_i : diodo do estágio de entrada
 D_o : diodo do estágio de saída
 E : tensão cc de entrada do conversor
 e_i : erro de corrente
 e_v : erro de tensão
 FP : Fator de Potência
 f : frequência de chaveamento
 I_c : corrente pelo capacitor do circuito auxiliar
 I_{fp} : valor de pico da corrente de fase
 I_{Lc} : corrente pelo indutor do circuito auxiliar
 i_{L1}, i_{L2} : corrente pelos indutores L_1 e L_2
 $\hat{I}_1, \hat{I}_2$: valores máximos (de pico) pelos indutores L_1 e L_2 , respectivamente
 I_i : valor médio da corrente de entrada
 IEM : Interferência Eletro-Magnética
 I_o : valor médio da corrente de saída
 $\hat{I}_r$: valor de pico da corrente de saída do retificador
 I_r : valor médio da corrente retificada, calculada a cada ciclo de chaveamento
 I_x : valor de manutenção da corrente pelos indutores no modo de condução descontínua
 $\bar{i}_i$: valor médio da corrente de entrada, calculada a cada ciclo de chaveamento
 i_i : valor instantâneo da corrente de entrada
 $\bar{i}_o$: valor médio da corrente de saída, calculada a cada ciclo de chaveamento
 i_r : corrente de saída do retificador
 $\bar{i}_2$: valor médio da corrente pelo indutor L_2 , calculada a cada ciclo de chaveamento
 K : fator de proporcionalidade entre corrente de saída e largura de pulso
 K_e, K_i : parâmetro adimensional para estudo da descontinuidade
 k_1 e k_2 : coeficientes de acoplamento de indutâncias
 L_c : indutor do circuito de comutação suave
 L_d : indutância de dispersão do transformador
 L_e : indutância equivalente do conversor 'Cuk'
 L_i : indutor de entrada colocados no lado alternado
 L_s : indutância de magnetização do secundário do transformador
 L_1, L_2 : indutâncias do conversor 'Cuk'
 $L_{11}, L_{22}, L_{12}, L_{21}$: indutâncias do modelo de indutores acoplados
 M : indutância mútua entre bobinas acopladas
 MCC : Modo de Condução Contínua
 MCD : Modo de Condução Descontínua
 $MCDE$: Modo de Condução Descontínua na Entrada
 $MCDES$: Modo de Condução Descontínua na Entrada e na Saída
 m : relação de conversão de tensão (V_o/V_i)

N : relação de espiras
 N_1, N_2, N_p, N_s : número de espiras de indutor/transformador
 P : potência
 P_o : potência de saída
 PPF : Pré- regulador de Fator de Potência
 PWM : Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
 $R_{L1}, R_{L2}, R_L, R_{x1}, R_{x2}$: relutâncias
 R_o : resistor de saída (carga)
 r_i : ondulação relativa da corrente de entrada
 r_v : ondulação relativa da tensão de saída
 S : área transversal do núcleo magnético
 T : transistor
 T_c : transistor do circuito auxiliar
 T_i : transistor do estágio de entrada
 T_o : transistor do estágio de saída
 t_D : tempo de condução do diodo
 t_T : tempo de condução do transistor
 t_x : tempo de interrupção da condução
 V : valor eficaz da tensão de linha
 V_a : tensão no capacitor C_a
 V_b : tensão no capacitor C_b
 $V_c, \hat{V}_C$: tensão máxima no capacitor do circuito auxiliar para comutação suave
 V_i : tensão de pico da entrada ca (senoidal)
 V_o : tensão de saída (valor cc)
 V_{op} : valor de pico da tensão de saída (capítulo 4)
 $\hat{V}_T$: tensão máxima nos terminais (coletor/emissor, dreno/fonte) de transistor
 v_a, v_b, v_c : tensões alternadas da rede trifásica
 v_D : tensão nos terminais do diodo
 v_g : tensão de saída de retificador monofásico
 $v_i, |v_i|$: tensão alternada da rede monofásica e seu módulo
 v_L : valor instantâneo da tensão sobre uma das indutâncias (L_1 ou L_2)
 $v_o(t)$: tensão de saída senoidal (capítulo 4)
 v_T : tensão nos terminais (coletor/emissor, dreno/fonte) de transistor
 x : entreferro de núcleo magnético
ZVS: "Zero Voltage Switching" (Comutação sob Tensão Nula)
 Z_c : impedância característica do circuito formado pela indutor e pelo capacitor do circuito auxiliar
 Z_d : impedância característica do circuito formado pela indutância de dispersão e pelo capacitor do circuito auxiliar
 δ : ciclo de trabalho (largura de pulso, razão cíclica)
 δ_c : ciclo de trabalho crítico
 δ_i : ciclo de trabalho aplicado ao interruptor de entrada
 δ_o : ciclo de trabalho aplicado ao interruptor de saída
 δ_s : ciclo de saída "visto" pela saída
 δ_2 : ciclo de trabalho relativo à condução do diodo
 $\Delta I, \Delta i$: variação (pico-a-pico) da corrente, na frequência de chaveamento
 ΔV : variação (pico-a-pico) da tensão
 ϕ : fluxo magnético
 θ : ângulo da tensão (senoidal) de entrada (igual a $\omega_i t$)
 τ : período de chaveamento
 ω_c : frequência angular determinada pelo indutor e pelo capacitor do circuito auxiliar
 ω_d : frequência angular determinada pela indutância de dispersão e pelo capacitor do circuito auxiliar

ω_e : frequência angular determinada pela indutância equivalente e pelo capacitor do circuito auxiliar

ω_1 : frequência angular da tensão da rede ca

APRESENTAÇÃO

Quando a Eletrônica de Potência aprofunda seus estudos sobre detalhes topológicos, numa infinidade de circuitos, para além de um mero exercício intelectual, estão também evoluções que trazem sua contribuição para um uso mais racional da energia e, em consequência, para uma possível melhoria na qualidade de vida neste planeta.

Esta Tese tem como ponto de convergência o uso do conversor 'Cuk (e suas variações) como Pré-regulador de Fator de Potência – PFP - em diferentes aplicações: fontes de corrente, fonte de potência, fonte de tensão.

Uma vez que a maior parte dos resultados aqui apresentados já foi publicada em revistas e/ou congressos, o objetivo desta Tese de Livre-Docência é agregar os resultados de maneira a poder dar ao leitor uma visão mais ampla das potencialidades e da versatilidade do conversor 'Cuk.

Após uma revisão do conversor básico, conforme foi descrito por seu inventor, Slobodan 'Cuk, no IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'77, são feitas, nos capítulos subseqüentes, apresentações de diversas novas aplicações do conversor, que permitiram descobrir novas propriedades da topologia.

Assim, o capítulo 2 trata de uma fonte de corrente, utilizando um conversor ca-c, com entrada trifásica, empregando a célula 'Cuk. No capítulo 3 tem-se uma fonte de tensão com isolamento em alta frequência, operando como PFP e comutação suave. No capítulo 4, apresenta-se uma extensão da topologia básica para o chamado conversor com "capacitor flutuante", que emprega 2 transistores. Novamente tem-se a presença de comutação suave. As aplicações são uma fonte de corrente e uma fonte de tensão com alto fator de potência. No capítulo 5 tem-se um conversor operando como fonte de potência, alimentando carga resistiva, no qual é explorada a possibilidade do acoplamento das indutâncias do conversor. No capítulo 6 são apresentados comentários finais e as conclusões desta tese.

Um apêndice foi incluído para apresentar uma metodologia de projeto de indutores acoplados, utilizados no capítulo 5.

1. CONVERSOR 'CUK

O conversor 'Cuk [1], cuja topologia é mostrada na figura 1.1, foi apresentado por seu inventor, Slobodan 'Cuk, no IEEE PESC'77, tendo sido, então, denominado de “uma nova topologia ótima de conversor cc-cc chaveado”. Nos anos que se seguiram houve um intenso estudo das propriedades deste circuito. Mesmo recentemente, como se verá no transcorrer desta tese, novas propriedades tem sido descobertas, mantendo aceso o interesse pela exploração das diversas potencialidades deste circuito.

Em relação aos conversores básicos (“buck”, “boost” e “buck-boost”), o conversor 'Cuk utiliza um número maior de componentes. A transferência de energia da fonte para a carga é feita por meio de um capacitor. A posição relativa do transistor, com o emissor no potencial baixo da entrada, facilita seu acionamento. A inversão que ocorre na polaridade da tensão de saída também pode ser conveniente para a realimentação desta variável em um circuito de controle em malha fechada.

Devido à presença de dois indutores, tanto a corrente de entrada quanto a de saída podem apresentar baixa ondulação. Além disso, ambos indutores estão sujeitos ao mesmo valor instantâneo de tensão, de modo que é possível construí-los num mesmo núcleo. Este acoplamento magnético permite, com projeto adequado, eliminar a ondulação de corrente em um dos enrolamentos. Os interruptores devem suportar a soma das tensões de entrada e saída e também a soma das correntes.

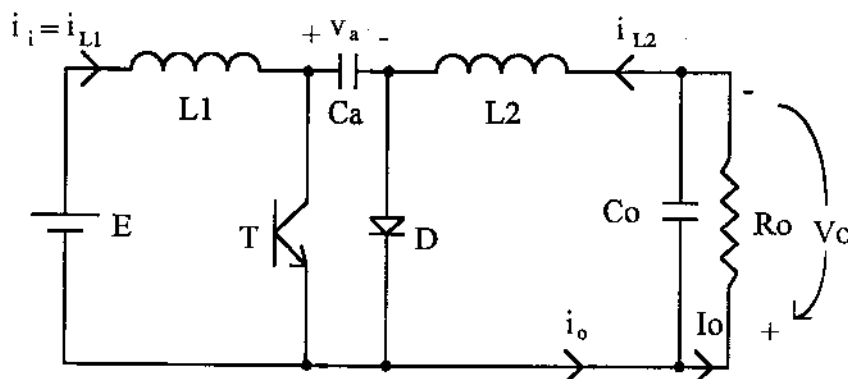


Figura 1.1 Conversor 'Cuk.

1.1 Características estáticas

Em regime, como as tensões médias sobre os indutores são nulas, a tensão média sobre o capacitor C_a é: $V_a = E + V_o$.

Com o transistor desligado, i_{L1} e i_{L2} fluem pelo diodo. C_a se carrega, recebendo energia de L_1 . A energia armazenada em L_2 alimenta a carga.

Quando o transistor é ligado, o diodo D desliga e i_{L1} e i_{L2} fluem por T. Como $V_a > V_o$, C_a se descarrega, transferindo energia para L_2 e para a saída. L_1 acumula energia retirada da fonte.

A figura 1.2 mostra as formas de onda de corrente nos modos de condução contínua e descontínua. Note-se que no modo descontínuo a corrente pelos indutores não se anula, mas sim ocorre uma inversão em uma das correntes, que irá se igualar à outra. Na verdade, a descontinuidade é caracterizada pelo anulamento da corrente pelo diodo, fato que ocorre também nas outras topologias mencionadas [2].

Quando a corrente do diodo se anula, existe corrente apenas pela malha externa do conversor. Nesta malha, sendo desprezíveis as ondulações de tensão sobre os capacitores a soma das tensões aplicadas aos indutores é nula, de modo que não ocorre variação no valor da corrente por eles.

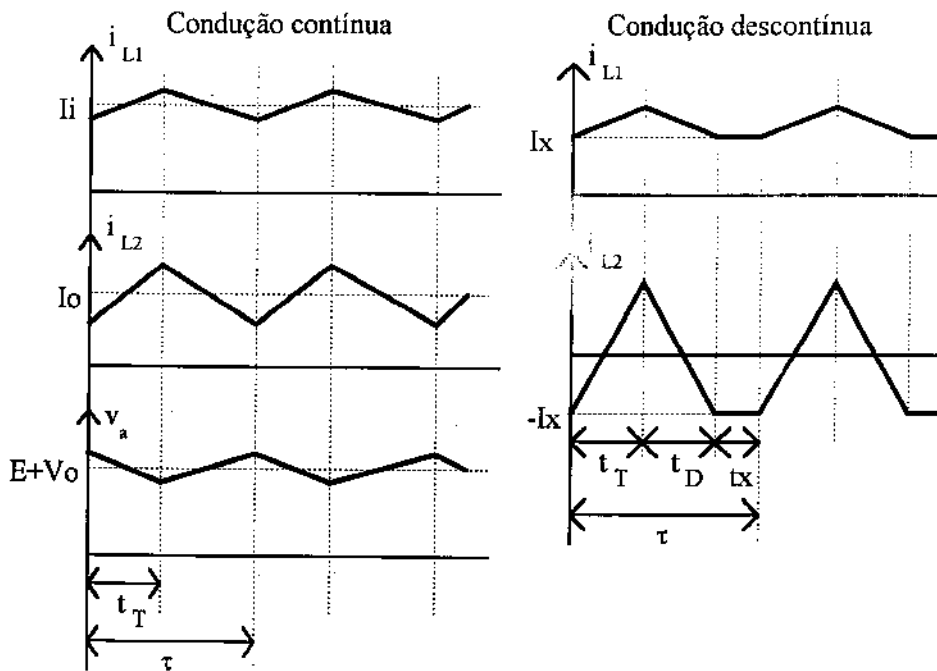


Figura 1.2 Formas de onda do conversor 'Cuk nos modos de condução contínua e descontínua

1.1.1 Modo de condução contínua - MCC

Esta análise pode ser feita fazendo-se o balanço de tensões em qualquer dos indutores, uma vez que os valores instantâneos de tensão são os mesmos em ambos componentes.

Quando T conduz: $v_L = E$, (durante t_T)

Quando D conduz: $v_L = -V_o$, (durante $\tau - t_T$)

$$\frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{V_o \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad (1.1)$$

O ciclo de trabalho é definido como:

$$\delta = \frac{t_T}{\tau} \quad (1.2)$$

Logo:

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \quad (1.3)$$

Observa-se que o conversor tem uma característica abaixadora-elevadora de tensão. Para um ciclo de trabalho menor que 50% a tensão de saída é menor do que a de entrada, enquanto entre 50 e 100%, a tensão de saída é maior do que a de entrada.

Do balanço de potência, ou seja, considerando que a potência de entrada é igual à de saída, obtém-se uma relação entre as correntes:

$$I_i = I_o \cdot \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (1.4)$$

1.1.2 Dimensionamento de C_a

Considerando modo de condução contínua, os elementos do circuito podem ser calculados como segue.

O valor mínimo de C_a deve ser tal que ele não se descarregue totalmente durante a condução do transistor, T. Considerando i_{L1} e i_{L2} praticamente constantes, a variação da tensão é linear. A figura 1.3 mostra a tensão no capacitor numa situação de condução crítica, ou seja, quando sua carga é totalmente esgotada.

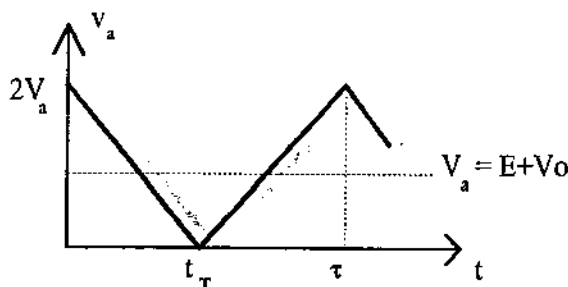


Figura 1.3 Tensão no capacitor intermediário numa situação crítica.

$$V_a = E + V_o \quad (1.5)$$

No condição limite, com C_a sendo descarregado pela corrente de saída:

$$I_o = I_{L2} = C_a \cdot \frac{2 \cdot (E + V_o)}{t_T} \quad (1.6)$$

Substituindo (1.3) e, para que, adicionalmente, a ondulação de tensão seja pequena sobre este capacitor:

$$C_{a \min} \gg \frac{I_{o \max} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot E} \quad (1.7)$$

1.1.3 Dimensionamento de L_1

Considere-se C_a grande o suficiente para que sua ondulação de tensão na frequência de chaveamento possa ser considerada desprezível. L_1 deve ser tal que não permita que i_{L1} se anule dentro de cada ciclo de chaveamento. A figura 1.4 mostra a corrente por L_1 numa situação crítica, ou seja, quando ao final do intervalo de condução do diodo a corrente chega ao zero e, imediatamente, o transistor é religado.

Partindo de condição inicial nula, o valor da corrente ao final do intervalo de condução do transistor é:

$$I_{L1 \max} = \frac{E \cdot t_T}{L_1} \quad (1.8)$$

O valor médio da corrente por este indutor é:

$$I_i = I_{Li} = \frac{I_{L1 \max}}{2} \quad (1.9)$$

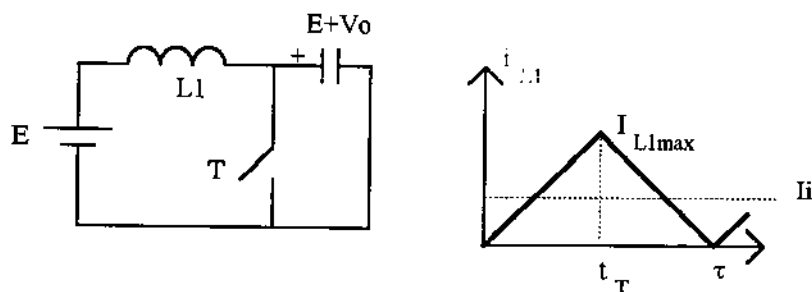


Figura 1.4 Corrente por L_1 em situação crítica.

Assim, pode-se escrever para a indutância:

$$L_1 = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot I_i} \quad (1.10)$$

Substituindo (1.4) tem-se o valor da indutância L_1 que permite, na mínima corrente de carga, o funcionamento no MCC:

$$L_{1 \min} = \frac{E \cdot \tau \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_{o \min}} \quad (1.11)$$

1.1.4 Cálculo de L_2

Analogamente à análise anterior, obtém-se para L_2 :

$$L_{2\min} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_{O\min}} \quad (1.12)$$

1.1.5 Cálculo de C_o

Quanto ao capacitor de saída, ele pode ser determinado a partir da variação da tensão admitida, lembrando-se que enquanto a corrente pelo indutor L_2 for maior que I_o (corrente na carga, suposta constante) o capacitor se carrega e, quando for menor, o capacitor se descarrega, levando a uma variação de tensão ΔV_o .

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{2} \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{\tau \cdot \Delta i_{L2}}{8} \quad (1.13)$$

A variação da corrente é:

$$\Delta i_{L2} = \frac{E \cdot t_T}{L_2} \quad (1.14)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta Q}{C_o \cdot V_o} = \frac{\tau^2 \cdot (1 - \delta)}{8 \cdot L_2 \cdot C_o} \quad (1.15)$$

Observe que ΔV_o não depende da corrente. Da eq. (1.15) pode-se obter o valor da capacitância de saída que permite obter a ondulação desejada na tensão.

1.1.6 Modo de condução descontínua - MCD

Neste modo de condução, como já foi dito, ocorre uma inversão no sentido da corrente por uma das indutâncias, levando a zero a corrente pelo diodo. Na figura 1.5 mostram-se formas de onda típicas para as correntes pelos indutores. Neste caso inverteu-se a corrente pelo indutor do lado da saída.

Quando T conduz: $v_L = E$, (durante t_T)

Quando D conduz: $v_L = -V_o$, durante $(\tau - t_T - t_x)$.

Do balanço de tensão sobre as indutâncias tem-se:

$$V_o = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau}{1 - \delta - \frac{t_x}{\tau}} = \frac{E \cdot \delta}{\delta_2} \quad (1.16)$$

$$\text{onde } \delta_2 = 1 - \delta - \frac{t_x}{\tau} = \frac{t_D}{\tau} \quad (1.17)$$

Considerando as formas de onda mostradas na figura 1.5, a corrente máxima de entrada ocorre ao final do intervalo de condução do transistor:

$$i_{L1\max} = \frac{E \cdot t_T}{L_1} + I_X \quad (1.18)$$

Tendo a corrente de entrada uma forma triangular, seu valor médio é dado por:

$$I_i = \frac{E \cdot \delta \cdot (\delta + \delta_2) \cdot \tau}{2 \cdot L_1} + I_X \quad (1.19)$$

Para a corrente de saída tem-se:

$$i_{L2\max} = \frac{E \cdot t_T}{L_2} - I_X \quad (1.20)$$

Seu valor médio é:

$$I_o = \frac{E \cdot \delta \cdot (\delta + \delta_2) \cdot \tau}{2 \cdot L_2} - I_X \quad (1.21)$$

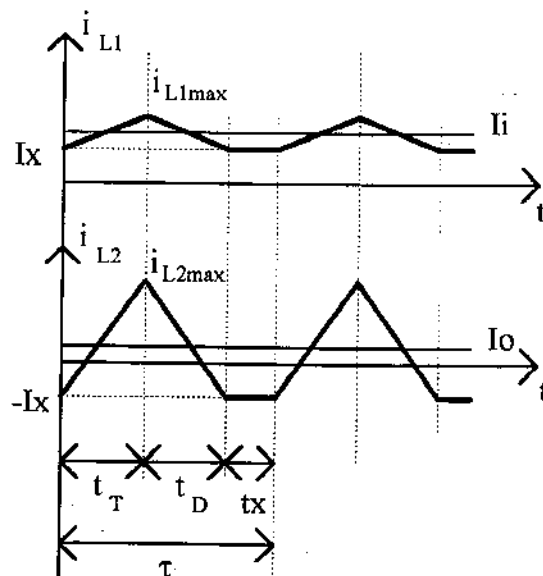


Figura 1.5 Formas de onda de corrente no modo de condução descontínua.

Considerando o balanço de potência tem-se:

$$\frac{I_i}{I_o} = \frac{\delta}{\delta_2} \Rightarrow I_i = \frac{I_o \cdot \delta}{\delta_2} \quad (1.22)$$

Demonstra-se que a tensão de saída obedece à seguinte equação:

$$V_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L_e \cdot I_o} \quad (1.23)$$

$$\text{onde } L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (1.24)$$

A duração do intervalo de condução do diodo é dada por:

$$\delta_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot L_e}{R_o \cdot \tau}} = \sqrt{K_e} \quad (1.25)$$

Uma interessante característica do conversor 'Cuk operando no modo de condução descontínua é que ele funciona como uma fonte de potência constante:

$$P_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L_e} \quad (1.26)$$

A relação saída/entrada pode ser rescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{\sqrt{K_e}} \quad (1.27)$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do modo de condução contínua para o de condução descontínua é dado por:

$$\delta_c = 1 - \sqrt{K_e} = 1 - \delta_2 \quad (1.28)$$

De maneira análoga pode-se determinar um K_e crítico, ou seja, para uma dada largura de pulso, qual conjunto de parâmetros implica na operação no modo de condução contínua ou descontínua:

$$K_{e_c} = (1 - \delta)^2 \quad (1.29)$$

Na transição entre os modos de condução tem-se:

$$K_e = \frac{2 \cdot L_e \cdot I_o}{V_o \cdot \tau} = K_{e_c} = (1 - \delta)^2 = \left(\frac{E \cdot \delta}{V_o} \right)^2 \quad (1.30)$$

Pode-se, assim, determinar uma corrente de carga que implique em operação no MCC:

$$I_o \geq \frac{E \cdot \tau \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot L_e} \quad (1.31)$$

Da expressão anterior obtém-se que para uma corrente $I_o > \frac{E \cdot \tau}{8 \cdot L_e}$, que ocorre quando $\delta=0,5$, tem-se sempre condução contínua.

A figura 1.6 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K_e . Note-se que valores pequenos de K_e estão relacionados com valores reduzidos de indutância, de frequência de chaveamento, e/ou elevada resistência de carga, o que implica baixa corrente de saída, levando o conversor a operar no MCD. O sistema operará sempre no MCC quando $K_e > 1$.

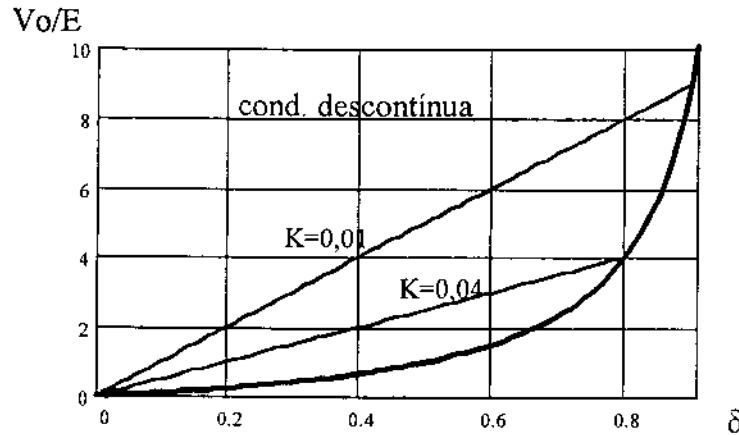


Figura 1.6 Característica estática do conversor 'Cuk nos modos de condução contínua e descontinua, para diferentes valores de K .

Na figura 1.7 tem-se a variação da tensão de saída com a corrente de carga. Note-se que a condução descontinua tende a ocorrer para pequenos valores de I_o . Existe um limite para I_o acima do qual a condução é sempre contínua e a tensão de saída não é alterada pela corrente.

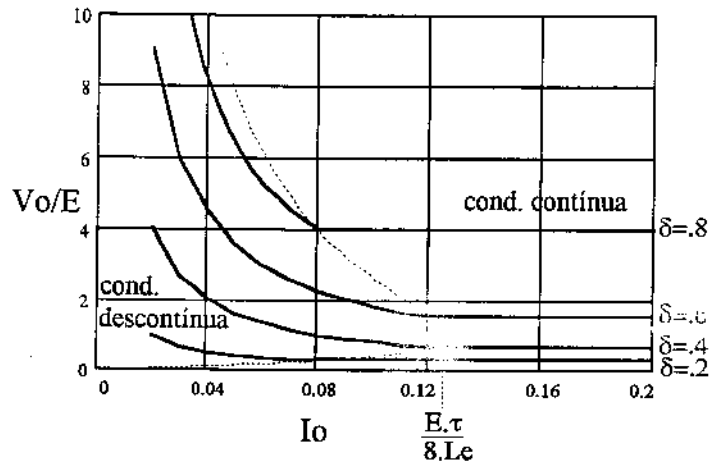


Figura 1.7 Característica de saída do conversor abaixador-elevador de tensão, normalizada em relação a $(E \cdot \tau / L_e)$.

1.2 Acoplamento de indutâncias

Devido ao fato de que os valores instantâneos das tensões sobre os elementos magnéticos do conversor 'Cuk apresentam-se idênticos, é possível a montagem de ambos enrolamentos em um único núcleo [3]. Este acoplamento faz com que ocorra uma interação entre os fluxos produzidos, sendo possível, com um projeto adequado do

elemento magnético, cancelar-se a ondulação de corrente em uma das bobinas. Obviamente a outra bobina tem aumentada sua ondulação de corrente.

A análise que se segue foi obtidas da referência [4]. Eventualmente alguma passagem pode não estar detalhada em função de sua maior complexidade, sendo usado apenas o resultado final de interesse.

Em uma bobina com N espiras (figura 1.8), a corrente i gera um fluxo ϕ . A relação entre a tensão e o fluxo é dada pela Lei de Faraday:

$$v = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (1.32)$$

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

$$L = \frac{N \cdot \phi}{i} \quad (1.33)$$

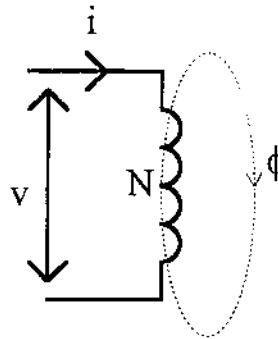


Figura 1.8 Indutor com bobina simples.

Conseqüentemente, a tensão nos terminais de uma indutância é:

$$v = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.34)$$

Diferentemente do que ocorre em um transformador, no qual aplica-se tensão em um dos lados (primário) e no outro (secundário) 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 os fluxos produzidos pelas correntes que circulam nos enrolamentos estarão no mesmo sentido, o que difere do transformador.

A figura 1.9 fornece o modelo físico do circuito e a figura 1.10 o modelo de relutâncias.

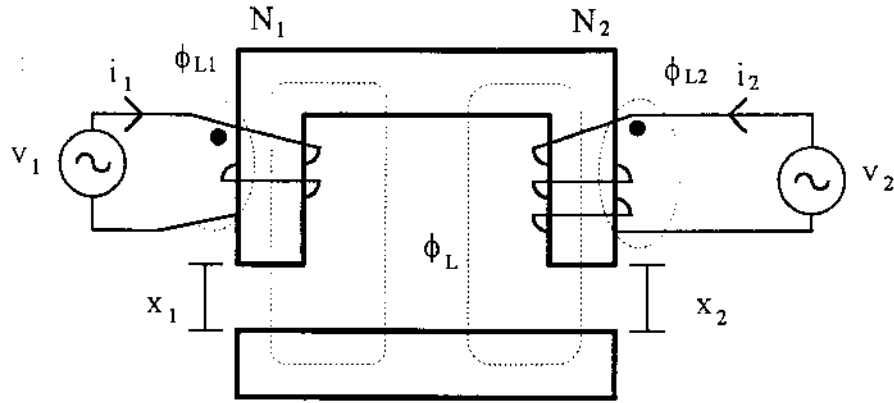


Figura 1.9 Modelo de fluxos.

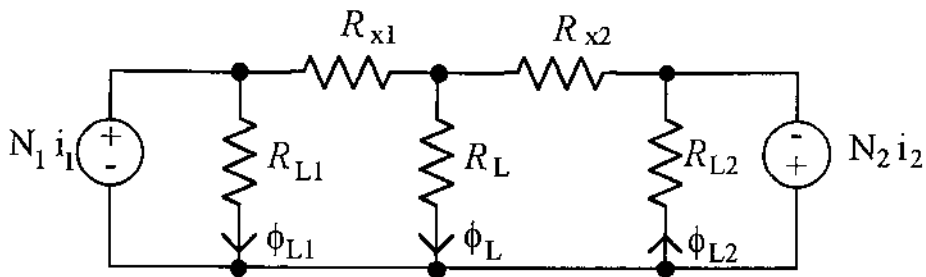


Figura 1.10 Modelo de relutâncias.

Na figura 1.9 os fluxos ϕ_{L1} , ϕ_{L2} e ϕ_L são dispersos, isto é, não atravessam ambos enrolamentos. Na figura 1.10 estão incluídas as respectivas relutâncias de dispersão.

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

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{\phi_{21}}{\phi_{11}} \\ k_2 &= \frac{\phi_{12}}{\phi_{22}} \end{aligned} \quad (1.35)$$

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

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

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \phi_{11} + \phi_{12} \\ \phi_2 &= \phi_{22} + \phi_{21} \end{aligned} \quad (1.36)$$

Pode-se definir as seguintes indutâncias:

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{N_1 \cdot \phi_{11}}{i_1} \\ L_{22} &= \frac{N_2 \cdot \phi_{22}}{i_2} \\ M &= \frac{N_2 \cdot \phi_{21}}{i_1} = \frac{N_1 \cdot \phi_{12}}{i_2} \end{aligned} \quad (1.37)$$

As tensões nos enrolamentos serão:

$$\begin{aligned} v_1 &= N_1 \cdot \frac{d\phi_1}{dt} \\ v_2 &= N_2 \cdot \frac{d\phi_2}{dt} \end{aligned} \quad (1.38)$$

Substituindo (1.36) e (1.37) obtém-se:

$$\begin{aligned} v_1 &= L_{11} \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} \\ v_2 &= L_{22} \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} \end{aligned} \quad (1.39)$$

os coeficientes de acoplamento podem ser reescritos como:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{M}{L_{11}} \\ k_2 &= \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{M}{L_{22}} \end{aligned} \quad (1.40)$$

Impondo a condição de tensões iguais nos enrolamentos, de (1.39) tem-se:

$$\frac{di_1}{dt} \cdot (L_{11} - M) = \frac{di_2}{dt} \cdot (L_{22} - M) \quad (1.41)$$

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

$$L_{22} - M = 0 \quad (1.42)$$

Substituindo (1.40) em (1.42) obtém-se:

$$k_2 = \frac{N_2}{N_1} \quad (1.43)$$

Esta condição implica que a corrente i_1 será sem ondulação.

Pode-se fazer análise similar para anular a ondulação na corrente i_2 , o que leva à condição:

$$k_1 = \frac{N_1}{N_2} \quad (1.44)$$

A dificuldade deste modelamento é determinar as relutâncias de dispersão (R_{L1} , R_{L2} , e R_L). Esses valores normalmente são obtidos empiricamente. R_{L1} , R_{L2} , e R_L não dependem do entreferro e devem ser determinados para cada geometria de núcleo.

O procedimento de projeto de indutores acoplados está indicado no apêndice A.

1.3 Conversor com isolação

Em muitas aplicações é necessário que a saída esteja eletricamente isolada da entrada, fazendo-se uso de transformadores. Em alguns casos o uso desta isolação implica na alteração do circuito para permitir um adequado funcionamento do transformador, ou seja, para evitar a saturação do núcleo magnético. Relembre-se que não é possível interromper bruscamente o fluxo magnético produzido pela força magneto-motriz aplicada aos enrolamentos [5].

No conversor 'Cuk a isolação se faz pela introdução de um transformador no circuito. Utilizam-se 2 capacitores para a transferência da energia da entrada para a saída. A figura 1.11 mostra o circuito. A tensão média sobre o capacitor C_a é a própria tensão de entrada, enquanto sobre C_b tem-se a tensão de saída. A presença dos capacitores em série com ambos enrolamentos garante que a corrente média por eles é nula, fazendo com que a variação de fluxo no transformador seja bipolar.

Note que quando T conduz, a tensão em N_p é $V_a=E$ (em N_s tem-se $V_a.N_s/N_p$). Quando D conduz, a tensão em N_s é $V_b=V_o$ (em N_p tem-se $V_b.N_p/N_s$).

Uma vez que a corrente pelos enrolamentos sofre variações abruptas quando das comutações dos semicondutores, a indutância de dispersão do transformador produz surtos de tensão que devem ser devidamente limitados para proteção dos componentes do circuito.

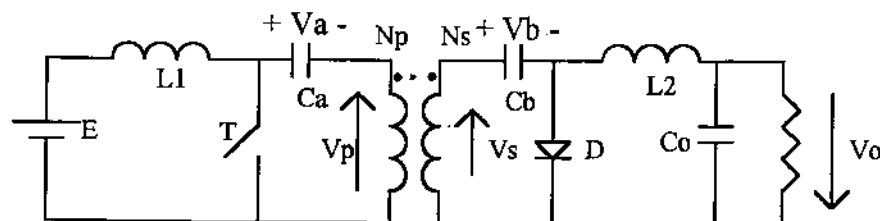


Figura 1.11 Conversor 'Cuk com isolação

A tensão de saída, no modo de condução contínua, é dada por:

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \quad (1.45)$$

Também no modo de condução descontínua pode-se realizar a isolação da mesma forma.

1.4 Conclusões

As análises e resultados aqui apresentados descrevem, essencialmente, o comportamento do conversor Cuk como apresentado em 1977 por seu descobridor. Foram apontadas as características mais relevantes e que facilitarão o acompanhamento dos capítulos seguintes.

Das diversas propriedades descritas, deve-se ressaltar, por causa de sua exploração nos capítulos que se seguem, as seguintes:

- a capacidade do conversor em operar com baixa ondulação de corrente, mesmo quando operando no modo de condução descontínua;
- a possibilidade do acoplamento das indutâncias;
- facilidade de introdução de isolação elétrica.

Na sequência desta Tese serão apresentadas análises e resultados que ampliam a aplicação deste conversor, seja em termos da identificação de novas propriedades, seja em aplicações não usuais.

2. CONVERSOR 'CUK OPERANDO COMO FONTE DE CORRENTE, COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA DE ENTRADA, BAIXAS PERDAS DE COMUTAÇÃO E ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA

2.1 Introdução

O uso de eletromagnetos para a produção de campos magnéticos de grande estabilidade (variações menores que 0,1%) é usual em algumas aplicações como microscópios eletrônicos de varredura e aceleradores de partículas. O objetivo de tais magnetos é o de direcionar ou focalizar feixes de partículas (normalmente elétrons). A produção de campos estáveis está diretamente relacionada com a estabilidade da corrente que alimenta o magneto.

Apresenta-se aqui uma aplicação do conversor 'Cuk, na qual se tem uma operação como fonte de corrente cc de alta estabilidade. As indutâncias do conversor são, no lado da entrada, colocadas em cada fase de alimentação; no lado da saída, é a própria carga.

A solução proposta para a realização desta fonte de corrente incorpora algumas outras características como: a entrada é conectada a uma rede trifásica, e o conversor opera de modo a garantir um elevado fator de potência; uma isolação em alta frequência é realizada, incluindo-se um circuito auxiliar para limitar as sobretensões produzidas pela indutância de dispersão do transformador e, ao mesmo tempo, permitir redução nas perdas de chaveamento do conversor.

Aplicações deste circuito, devido à isolação em alta frequência, ficam limitadas a potências relativamente baixas (1 a 2 kW), mas que atendem às necessidades de alimentação de alguns tipos de magnetos presentes nos sistemas citados anteriormente.

Este trabalho foi iniciado durante um estágio de pós-doutoramento junto ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Pádua, Itália, financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Est. de São Paulo - FAPESP. Foi publicado nos anais do 9º Congresso Brasileiro de Automática, Vitória -ES, 1994 [34]; no IEEE Power Electronics Specialists Conference, Atlanta - EUA, 1995 [35] e no IEEE Transactions on Power Electronics, em junho de 1996 [36]. O co-autor dos artigos é Giorgio Spiazzi.

2.2 Conversor 'Cuk para alimentação de carga indutiva

A topologia é essencialmente um conversor 'Cuk com transformador, tendo na entrada um retificador trifásico, conforme mostrado na figura 2.1.

Esta topologia apresenta vários aspectos interessantes: alto fator de potência (desde que se opere em condução descontínua nos indutores de entrada), uma única chave comandada, controle com frequência fixa, isolamento em alta frequência. Como pontos negativos tem-se a comutação dissipativa e o "stress" de tensão e de corrente a que ficam sujeitos os interruptores.

O uso deste conversor como fonte de tensão foi apresentado em [6].

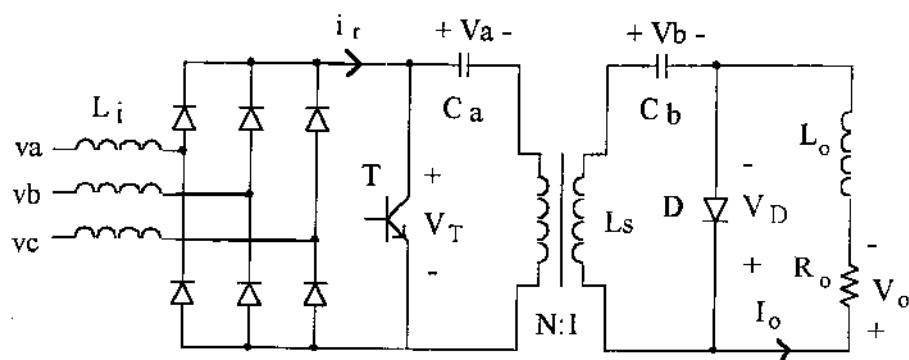


Figura 2.1. Conversor 'Cuk, isolado, com entrada trifásica

2.2.1 Equações básicas

O equacionamento desenvolvido na sequência é feito a partir das seguintes suposições: condução descontínua nos indutores de entrada; condução contínua na saída (durante o tempo em que o interruptor T está aberto, há sempre corrente por D); tensão constante, com ondulação desprezível nos capacitores; interruptores ideais; operação em regime. O ciclo de trabalho é denominado δ . O período de chaveamento é τ . A tensão de alimentação (valor RMS de linha), V . A indutância da carga é L_o e R_o é sua componente resistiva. A ondulação na corrente de saída é suficientemente pequena para se poder considerar I_o constante.

a) Tensão sobre a chave T

Quando a chave T está aberta, a tensão aplicada em seus terminais é dada pela soma da tensão presente no capacitor C_a (V_a) com a tensão do capacitor C_b (V_b) multiplicada pela relação de transformação N .

$$V_T = V_a + N \cdot V_b \quad (2.1)$$

b) Tensão média aplicada à carga

Com a chave T fechada, durante o intervalo $\delta\tau$, a tensão aplicada à carga é:

$$v_D = V_T/N, \quad 0 < t < \delta\tau \quad (2.2)$$

No restante do período a tensão é nula. Assim, a tensão média sobre a carga será:

$$V_o = R_o \cdot I_o = \frac{V_T \cdot \delta}{N} \quad (2.3)$$

c) Corrente média de entrada

O tipo de descontinuidade que se tem neste circuito é diferente daquela apresentada no capítulo 1. Neste caso não ocorre inversão no sentido de nenhuma das correntes. A corrente de saída é constante, enquanto a corrente de entrada se anula.

Consideremos, por facilidade, um instante em que duas das tensões de entrada tem o mesmo valor. Neste caso, a corrente de saída do retificador tem uma forma triangular como mostra a figura 2.2.

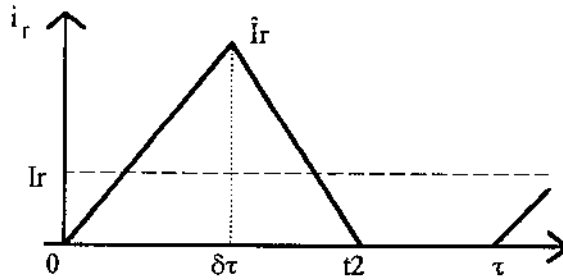


Figura 2.2. Forma de onda da corrente de saída do retificador.

O valor de pico da corrente e o instante t_2 são dados por:

$$\hat{I}_r = \frac{2 \cdot E \cdot \delta \cdot \tau}{3 \cdot L_i} \quad (2.4)$$

$$t_2 = \frac{V_T \cdot \delta \cdot \tau}{V_T - E} \quad (2.6)$$

onde E é a tensão média na saída do retificador.

$$E = \frac{3\sqrt{2} \cdot V}{\pi} \quad (2.5)$$

I_r é a corrente média de entrada, calculada a cada ciclo de chaveamento:

$$I_r = \frac{t_2 \cdot \hat{I}_r}{2 \cdot \tau} \quad (2.7)$$

d) Tensão média sobre a carga

Supondo um circuito sem perdas tem-se que as potências de entrada e de saída são iguais:

$$P_o = V_o \cdot I_o = R_o \cdot I_o^2 = E \cdot I_r \quad (2.8)$$

Do balanço de potência obtém-se a seguinte relação:

$$V_o = \frac{E\delta}{N} + \frac{E^2 \delta^2 \tau}{3 \cdot Li \cdot I_o} \quad (2.9)$$

Embora a corrente do retificador, para outros valores de tensões de entrada, apresente, na descida, 2 trechos lineares, estudos anteriores [6] mostram que o erro na determinação de V_o dado pela equação (2.9) é menor que 1% em qualquer situação.

e) Relação entre I_o e δ

Substituindo (2.3) em (2.9) obtém-se:

$$I_o = \frac{\delta E}{2 \cdot R_o \cdot Li \cdot N} \left[Li + \sqrt{Li \left(Li + \frac{4}{3} R_o \cdot N^2 \cdot \tau \right)} \right] \quad (2.10)$$

Observe que a relação entre a corrente de saída e a largura de pulso é constante, o que é um resultado bastante interessante do ponto de vista da característica estática do conversor.

$$I_o = K \cdot \delta \quad (2.11)$$

O valor de K é dado por:

$$K = \frac{\sqrt{3} \cdot V}{\pi \cdot N \cdot R_o} \cdot \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot R_o \cdot \tau \cdot N^2}{3 \cdot Li}} \right] \quad (2.12)$$

Substituindo (2.11) em (2.3) tem-se:

$$V_T = K \cdot R_o \cdot N \quad (2.13)$$

Este é outro resultado importante, qual seja, a tensão a ser suportada pelo interruptor é constante, o que diferencia o comportamento deste circuito em relação à operação como fonte de tensão, no qual a tensão V_T cresce com o aumento do ciclo de trabalho.

f) Condução contínua na saída

Durante a condução do transistor, o diodo de saída está bloqueado. A corrente pelo secundário do transformador é a própria corrente de saída. Quando a chave T abre, o diodo entra em condução. Por ele circula a corrente de saída somada à corrente refletida do primário (por onde circula a corrente de entrada).

Quando a corrente do primário se anula (condução descontínua), deixa de haver corrente pelo primário. No lado do secundário, uma vez que o diodo de saída continua a conduzir, a corrente pelo capacitor C_b se inverte, desmagnetizando o núcleo e descarregando o capacitor. Esta corrente cresce com uma inclinação determinada pela indutância do enrolamento de secundário (supondo a tensão V_b praticamente constante).

Se esta corrente atingir o valor da corrente de saída (suposta constante), o diodo deixa de conduzir, fazendo surgir um circuito ressonante formado pelo capacitor C_b e pela soma das indutâncias do secundário e da carga. Esta ressonância, em uma frequência relativamente baixa (pois a indutância da carga pode ter valor elevado), impõe uma componente oscilatória na corrente de saída, a qual deve ser evitada.

A fim de não permitir tal fenômeno, e dado que, em regime, a tensão V_b é igual à tensão V_o , pode-se especificar uma indutância mínima do secundário do transformador para que não ocorra condução descontínua na saída.

$$L_s > R_o \cdot \tau \left[\frac{V_T(1 - \delta) - E}{V_T - E} \right] \quad (2.14)$$

L_s deve ser calculado para o mínimo ciclo de trabalho.

g) Ondulação de corrente de saída

Com o diodo em condução, a tensão aplicada sobre a componente indutiva da carga é a própria queda sobre a resistência do indutor. A ondulação relativa de corrente é:

$$\frac{\Delta I}{I_o} = \frac{R_o \cdot \tau}{L_o} (1 - \delta) \quad (2.15)$$

h) Máxima indutância de entrada

A garantia de condução descontínua na entrada é obtida pela seleção adequada dos indutores L_i . A condição limite é que o instante t_2 seja igual ao período de chaveamento, τ . Esta análise deve ser feita no pior caso, que é no momento em que a

tensão de linha é máxima. Neste instante, supondo uma corrente com forma praticamente senoidal, a corrente de ingresso vale $\sqrt{3}/2$ de seu valor máximo, como se observa na figura 2.3. A forma de onda da corrente de saída do retificador é triangular, como mostrado na figura 2.2, ou seja, a corrente flui pela fase cuja tensão é máxima (em módulo) e retorna pelas outras duas fases (que apresentam tensões iguais), distribuindo-se igualmente entre elas. A indutância equivalente no circuito é $1,5.L_i$.

Considerando o balanço de potência e que as correntes médias de entrada têm uma forma senoidal e estão em fase com a tensão das respectivas fases, pode-se escrever:

$$P_o = V \cdot \frac{I_{fp}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} \quad (2.16)$$

onde I_{fp} é o valor de pico da corrente de entrada (já filtrada das componentes de alta frequência).

Neste ponto de operação e no caso de condução crítica ($t_2 = \tau$), tem-se da figura 2.2 que:

$$I_r = \frac{\hat{I}_r}{2} = I_{fp} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.17)$$

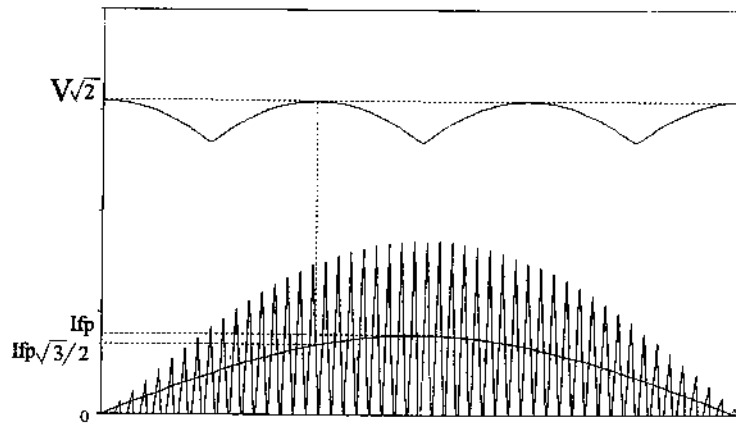


Figura 2.3. Formas de onda da tensão retificada e da corrente de linha

Obtendo I_{fp} de (2.16) e lembrando que a tensão de linha (valor de pico) está aplicada numa indutância $1,5.L_i$ durante um intervalo $\delta\tau$, o máximo valor da indutância de entrada que permite operação com corrente descontínua na entrada será:

$$L_i = \frac{2 \cdot V^2 \cdot \delta\tau}{3 \cdot P_o} \quad (2.18)$$

Como se verá na sequência desta análise, a escolha de uma indutância elevada (dentro dos limites calculados), conduz a uma menor relação de espiras do transformador e uma menor corrente pelo transistor. Por outro lado, uma indutância pequena aumenta a corrente de pico de entrada e reduz a alteração no ciclo de trabalho introduzida pelo circuito de comutação suave.

i) Relação de transformação

Da equação (2.10) obtém-se uma expressão para a relação de transformação, N . Observe-se que, neste caso, tanto a corrente de saída, como o respectivo ciclo de trabalho são considerados parâmetros de projeto.

$$N = \frac{\delta I_o E}{R_o I_o^2 - \delta^2 E^2 \cdot \frac{\tau}{3 L_i}} \quad (2.19)$$

2.3 A questão da comutação

O fato do transistor estar submetido a uma tensão elevada praticamente impõe o uso de um IGBT. Um MOSFET para alta tensão, apresenta tipicamente uma elevada resistência de condução, implicando em significativas perdas. Um IGBT, por apresentar uma queda de tensão praticamente constante quando conduzindo, produz menores perdas de condução, por outro lado, o seu processo de desligamento, apresenta um fenômeno de "tail" (cauda) de corrente, que pode tornar as perdas de desligamento bastante significativas, as quais, no entanto, podem ser minimizadas por algum procedimento de comutação não-dissipativa.

Por esta razão, a busca de uma alternativa para se obter comutação suave, especialmente no desligamento, se torna importante [7]. No que se refere à entrada em condução, uma possibilidade de que seja suave, é que se realize a corrente nula, o que pode ocorrer se se permitir um comportamento de condução descontínua na saída. Tal situação, como já foi dito, pode ser indesejável para aplicações deste tipo, mas pode ser perfeitamente aceitável em outras situações [8].

O uso de comutação suave permite ainda uma redução nos níveis de interferência eletromagnética [9]. A necessidade de filtros na entrada do circuito

(trifásico), a fim de obter uma corrente praticamente senoidal na rede também auxilia a redução da IEM conduzida.

2.3.1 A proteção de sobretensão e seu uso para obter desligamento a tensão nula

A figura 2.4 mostra o diagrama do conversor, incluindo o circuito não-dissipativo empregado para a limitação dos picos de tensão que ocorrem no desligamento da chave T, devido, principalmente, à indutância de dispersão do transformador. Inclui-se também o diagrama de blocos do circuito de controle da corrente de saída. As principais formas de onda do circuito estão na figura 2.5.

Este circuito foi proposto em [6] para limitar a sobretensão sobre o transistor. Naquele caso, o capacitor C_c apresentava valor elevado, de modo a manter uma tensão praticamente constante em seus terminais. A energia absorvida pelo capacitor (vinda da indutância de dispersão do transformador) era, posteriormente, reaproveitada pelo circuito, de modo que o limitador de tensão era não-dissipativo.

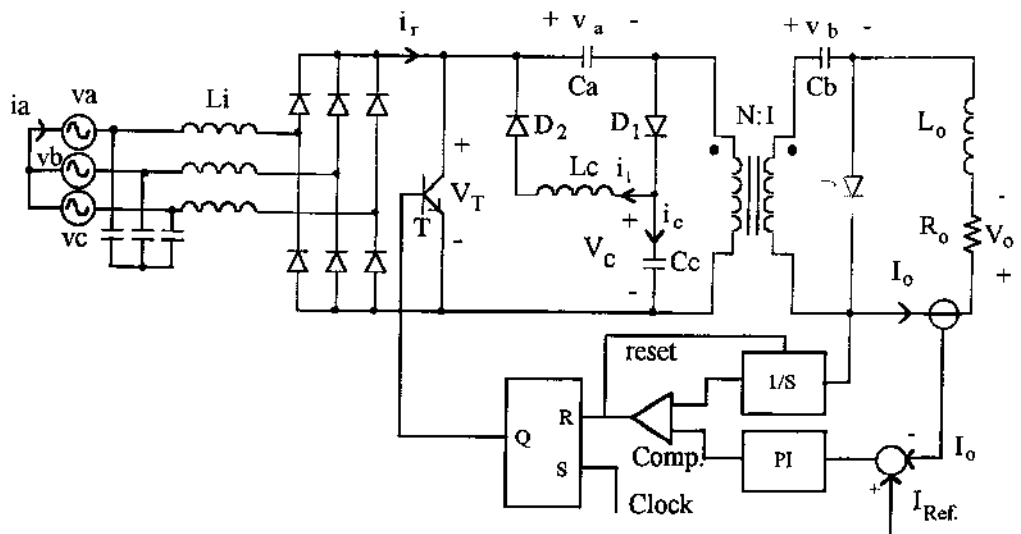


Figura 2.4 Conversor incluindo o circuito para desligamento a tensão nula e a malha de controle.

É possível, mantendo a capacidade de limitação do pico de tensão, fazer este circuito funcionar de modo a garantir um desligamento da chave T sob tensão nula. Observe-se que o desligamento é a comutação mais crítica, uma vez que ocorre quando a corrente pela chave é máxima, quando ocorrem sobre-tensões e quando existe o fenômeno de "tail" da corrente do IGBT.

Para a análise da figura 2.4, suponhamos inicialmente que a indutância de dispersão, L_d , seja nula. Consideremos que ao final do intervalo em que o transistor está desligado a corrente de saída do retificador seja nula, que a tensão V_c seja igual à tensão de saída refletida ao primário e que o diodo de saída esteja em condução.

Quando T entra em condução, o capacitor C_c ressoa com L_c . Pelo interruptor circula a soma da corrente do retificador com a componente ressonante e com a corrente de saída refletida (D está bloqueado). No instante T1 a tensão V_c atinge o valor $-V_a$ e o diodo D1 entra em condução. Supondo $C_a \gg C_c$, a tensão sobre L_c se torna praticamente constante (igual a V_a) e sua corrente decai linearmente. Ao final do tempo de condução (em T2), o transistor se abre sob tensão nula. O capacitor C_c se carrega com uma corrente praticamente constante. Em T3 a tensão no primário atinge o valor da tensão de saída (refletida), levando o diodo de saída à condução. No intervalo entre T3 e T6 a corrente do retificador vai a zero.

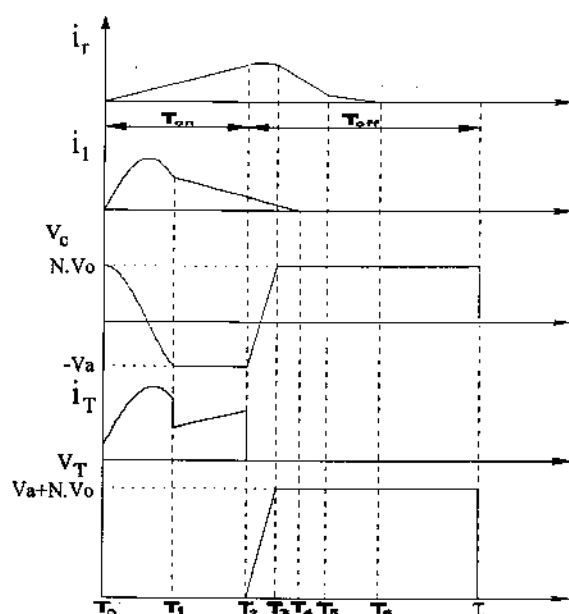


Figura 2.5 Principais formas de onda do conversor com circuito auxiliar.

Caso ideal (sem sobretensão)

Na verdade, a presença da indutância de dispersão faz com que, no instante T3, ao ocorrer a inversão do sentido da corrente pelos enrolamentos do transformador, surja um pico de tensão, o qual é limitado pela presença do capacitor C_c , e eleva sua tensão acima do valor $N.V_o$.

A condição para que se obtenha sempre desligamento a tensão nula é:

$$N \cdot V_o = V_c > V_a \quad (2.20)$$

Sem considerar a sobretensão, esta condição equivale a $\delta > 0,5$.

Esta restrição não é muito severa pois, via de regra, para um melhor aproveitamento do material magnético do transformador, a operação em regime se faz em torno deste ponto. Já para situações transitórias, em que o ciclo de trabalho é menor do que 50%, o que ocorre é que a tensão com a qual C_c se carrega é inferior àquela necessária para realizar a comutação sem perdas, constituindo-se num fator de redução das perdas de desligamento, mas não sua eliminação.

Considerando a presença da sobretensão, o máximo ciclo de trabalho que ainda garante uma comutação sob tensão nula será inferior a 50%. A amplitude da tensão sobre o capacitor C_c depende do valor de sua capacitância. Com uma dada indutância de dispersão, a tensão pode ser expressa em função da impedância do circuito formado por C_c e a referida indutância, chamada aqui de L_d .

A tensão sobre C_c é dada por:

$$V_c = V_o \cdot N + Z_c \left(\frac{I_o}{N} + \hat{I}_r \right) \quad (2.21)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_d}{C_c}} \quad (2.22)$$

Como as correntes são função do ciclo de trabalho, com (2.21) é possível determinar, em função de Z_c , o mínimo δ que permite ainda comutação a tensão nula.

Como se nota na figura 2.5, a presença do capacitor C_c retarda ligeiramente a entrada em condução do diodo de saída, o que significa, do ponto de vista da carga, um maior ciclo de trabalho em relação àquele do transistor.

A duração do processo de carga de C_c é, no entanto, constante, sendo dada por:

$$\Delta t_1 = T_3 - T_2 = \frac{R_o \cdot K \cdot C_c \cdot L_i \cdot N^2}{E \cdot \tau \cdot N + K \cdot L_i} \quad (2.23)$$

Pequenos valores para C_c , embora elevem a sobretensão, reduzem esta mudança na largura de pulso. O ciclo de trabalho efetivamente "visto" pela saída é:

$$\delta_s = \delta + \frac{\Delta t_1}{2 \cdot \tau} \quad (2.24)$$

2.4 Controle do conversor

Dois fatores devem ser considerados para a escolha e projeto do sistema de controle: a imunidade a transitórios rápidos provenientes da rede e a possibilidade de variação da corrente de saída.

Uma vez que se deseja trabalhar com frequência fixa, facilitando o dimensionamento do transformador e dos elementos de filtragem, um controle tipo histerese não é possível, a menos que se usem estratégias especiais para manter a frequência constante como, por exemplo, a modulação da janela de histerese em função do valor da corrente média [10].

Uma outra possibilidade é se fazer um controle PWM, pela comparação do erro de corrente instantâneo com uma onda triangular [11]. Neste caso também existe um erro na corrente média, mas que pode ser limitado a um valor aceitável pelo ajuste do ganho do amplificador de erro de corrente. Consegue-se também cancelar dentro de cada período os efeitos de variações rápidas na tensão de entrada. No entanto, para que o erro na corrente média esteja dentro dos limites estabelecidos, o ganho deve ser igual ao inverso do erro máximo, o que pode representar um valor excessivamente elevado.

Estratégias de controle que utilizam o valor instantâneo da corrente apresentam algumas limitações relacionadas à sensibilidade do medidor de corrente, o qual deve ser capaz de discriminar pequenas variações e responder a frequências elevadas. Tem-se ainda a presença de componentes de alta frequência na corrente, produzidas por ressonâncias entre as indutâncias do circuito e das conexões com a capacitância parasita da carga e do diodo. Tais oscilações, que ocorrem a cada mudança da tensão aplicada à carga, podem afetar o comportamento do chaveamento caso tenham amplitude superior ao limite de corrente estabelecido [12].

As referências [13,14] apresentam a técnica de controle "one-cycle" na qual, a fim de se garantir a menor variação possível na tensão de saída se faz um controle de tal tensão a cada ciclo de chaveamento.

A idéia básica é que, em regime, a tensão média sobre o diodo de saída é igual à tensão média da carga. Quando se inicia cada período de chaveamento, a tensão sobre o diodo vai sendo integrada (bloco 1/S na figura 2.4). Ao ser atingido o valor de referência (que garante a tensão de saída desejada), a chave T é aberta pelo restante do período.

Esta técnica de controle proporciona o desacoplamento, do ponto de vista do controle, entre os estágios de entrada e de saída. A saída comporta-se como um conversor seguidor de tensão. Um problema é a possibilidade de instabilidade, advinda da presença de um circuito de segunda ordem no estágio de entrada. No caso do circuito aqui apresentado isto nunca ocorre uma vez que o modo de operação com condução descontínua na entrada impossibilita tal comportamento instável.

Na alimentação de carga indutiva em corrente, o controle "one-cycle" tem como inconveniente a necessidade de 2 malhas: uma de tensão (tensão instantânea sobre o diodo de saída) e uma de corrente. A malha de corrente corrigiria o erro devido à mudança no valor da componente resistiva da carga (devido a variações de temperatura). Por outro lado, a não interferência dos sinais de alta frequência presentes na corrente sobre o controle é um fator bastante positivo, uma vez que na malha de corrente é necessária apenas uma medida precisa do seu valor médio, e não do valor instantâneo.

2.5 Dimensionamento do circuito

a) Dados iniciais da carga e do conversor

Limites da corrente de carga: I_{omax} , I_{omin}

Ondulação relativa da corrente: $\Delta I_o / I_o$

Característica da carga: R_o , L_o

Tensão nominal de alimentação: V

Frequência de chaveamento: $f = 1/\tau$

Ciclo de trabalho a I_{omax} : δ_{max}

b) Escolha de L_i

A partir da equação (2.18) determina-se a máxima indutância L_i .

c) Determinação da relação de espiras, N

Usando a equação (2.19) determina-se a relação de espiras do transformador.

d) Tensão aplicada sobre a chave T e ao diodo D

Utilizando (2.13) determina-se a tensão V_T . Na verdade, na presença de indutância de dispersão do transformador, surgirão picos de tensão no momento do desligamento da chave. Tais picos, de valor potencialmente muito elevado, deverão ser restritos a níveis aceitáveis com o uso do circuito auxiliar. Quanto ao diodo, a tensão sobre ele é dada por (2.2).

e) Determinação da mínima indutância do enrolamento do secundário, L_s

Utilizando (2.14) determina-se o mínimo valor da indutância do secundário do transformador. Este valor, juntamente com a relação de espiras, a frequência de chaveamento e a potência, permite o dimensionamento do transformador.

f) Escolha dos capacitores C_a e C_b

A determinação destes capacitores é feita seguindo um procedimento usual, baseado na variação admitida na tensão, considerando a frequência de operação e a corrente pelo componente.

Refletindo a capacitância C_b ao primário, define-se uma capacitância equivalente:

$$C_e = \frac{C_a \cdot C_b}{C_a \cdot N^2 + C_b} \quad (2.25)$$

Sendo ΔV_e a variação admitida na tensão sobre este capacitor equivalente, e lembrando que durante o intervalo em que a chave T está conduzindo ocorre uma descarga a corrente constante (I_o/N), tem-se que:

$$C_e \geq \frac{I_o \cdot \delta \cdot \tau}{N \cdot \Delta V_e} \quad (2.26)$$

Retornando a (2.25) e escolhendo-se um dos valores de capacitância, determina-se o outro.

2.6 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais apresentados a seguir foram obtidos em um conversor operando com as seguintes características:

Tensão de entrada: 220V (valor eficaz de linha)

Frequência de chaveamento: 50 kHz

Corrente nominal de saída: 10A

Carga: $4\ \Omega$, 4 mH (400 W)

C_a : 1 μ F; C_b : 56 μ F; C_c : 20 nF

L_i : 330 μ H; L_s : 50 μ H; L_c : 160 μ H

N: 7,4

A figura 2.6 mostra tensão e corrente de fase, após um filtro capacitivo colocado antes dos indutores de entrada, podendo-se verificar a reduzida distorção da corrente e uma defasagem praticamente nula. O fator de potência medido, à potência nominal foi de 0,98.

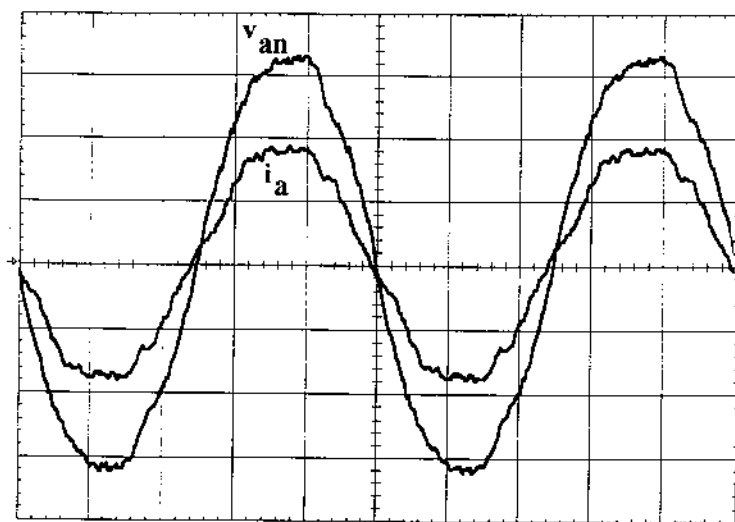


Figura 2.6. Tensão (50V/div) e corrente de fase (1A/div) Horiz.: 4ms/div

A figura 2.7 mostra a corrente e a tensão no capacitor do circuito de limitação da sobretensão. Nota-se a corrente praticamente constante que circula por ele no intervalo de carga da capacitor. A descarga ocorre de modo ressonante até que a tensão negativa se iguale à tensão V_a , quando a corrente praticamente cessa de circular por C_c .

A figura 2.8 mostra corrente e tensão sobre o IGBT, vendo-se claramente o desligamento sob tensão nula e o "tail" de corrente. Note-se que a corrente inicial não é nula, apresentando um valor igual à corrente de saída refletida ao primário do transformador. A sobretensão é de aproximadamente 150V.

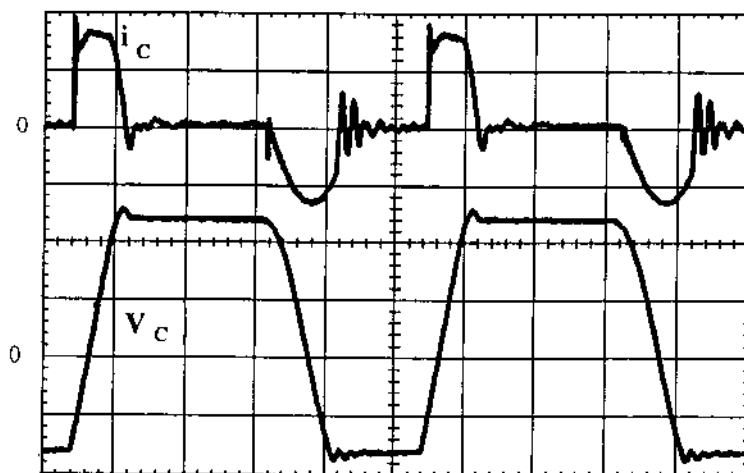


Figura 2.7. Corrente e tensão no capacitor C_c (5A/div) e (200V/div) Horiz.: 4μs/div

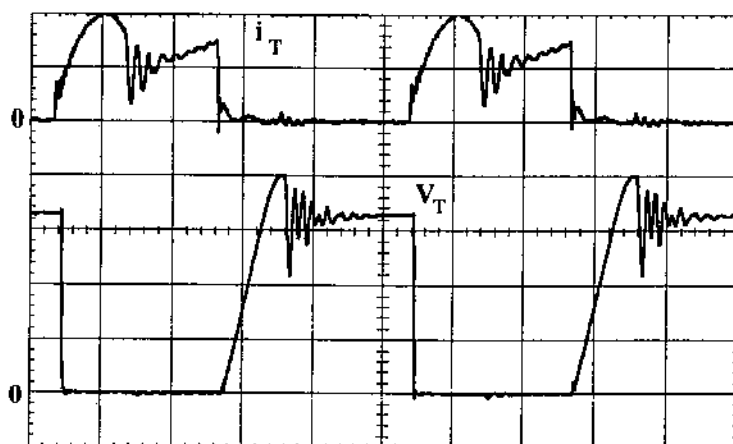


Figura 2.8. Corrente (2A/div) e tensão (200V/div) no interruptor. Horiz.: 4μs/div.

A eficiência medida do conversor, à potência nominal foi de 90%.

No que se refere ao controle, a figura 2.9 mostra o resultado com controle "one-cycle". Nota-se que não é obtida uma rejeição total da perturbação em baixa frequência, o que se confirma pela análise do espectro. No entanto, o resultado é também satisfatório, havendo uma componente em 150 Hz de apenas 1,35 mA. Dada a baixa constante de tempo elétrica da carga (1 ms), a ondulação da corrente apresenta um valor de $\pm 0,05\%$ da corrente nominal, o que, para as aplicações consideradas, é aceitável.

A ação do controle altera a largura de pulso ciclo a ciclo. Caso esta variação seja muito grande, poderá haver um impacto sobre a forma de onda da corrente de entrada. No entanto, como se pode observar na figura 2.6, a alteração é pequena, não chegando a produzir uma distorção significativa, pois a variação na largura do pulso tem apenas que compensar a variação na tensão retificada.

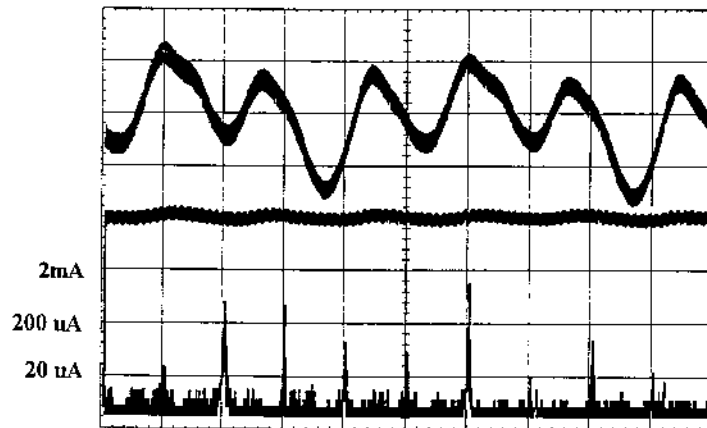


Figura 2.9 Ondulação da corrente de saída (20mA/div). Horz.: 2ms/div

Traço superior: operação com ciclo de trabalho constante

Traço médio: operação com controle "one-cycle"

Traço inferior: espectro da corrente de saída com controle "one-cycle"(50 Hz/div)

2.7 Conclusões

O estudo realizado demonstra a adequação da topologia para a alimentação de cargas indutivas. A propriedade de manter fixa a tensão sobre o interruptor comandado e a relação linear entre a largura de pulso e a corrente de saída são duas características importantes.

O elevado fator de potência é naturalmente conseguido pela condução descontínua da corrente de entrada.

O inconveniente de um desligamento sujeito a elevados picos de potência é drasticamente reduzido com a solução proposta para o circuito de limitação da sobretensão. Tal implementação permite elevar a eficiência do circuito. O método de controle utilizado permite uma boa rejeição de transitórios e perturbações de baixa frequência presentes na rede, embora necessite de realimentações de tensão e de corrente.

3. CONVERSOR 'CUK ISOLADO, COM COMUTAÇÃO SUAVE, OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA

3.1 Introdução

Os conversores ca/cc que apresentam elevado fator de potência e corrente senoidal de entrada têm recebido grande atenção devido às restrições impostas por normas internacionais de qualidade de energia.

Várias topologias podem ser utilizadas para a implementação de conversores que atendam a tais exigências, a mais difundida sendo a elevadora de tensão ("boost"). Quando se requer isolamento entre entrada e saída, bem como proteção contra sobre-corrente e na partida, os conversores SEPIC e 'Cuk são boas alternativas. A figura 3.1 mostra o conversor 'Cuk operando como PFP monofásico, com saída isolada.

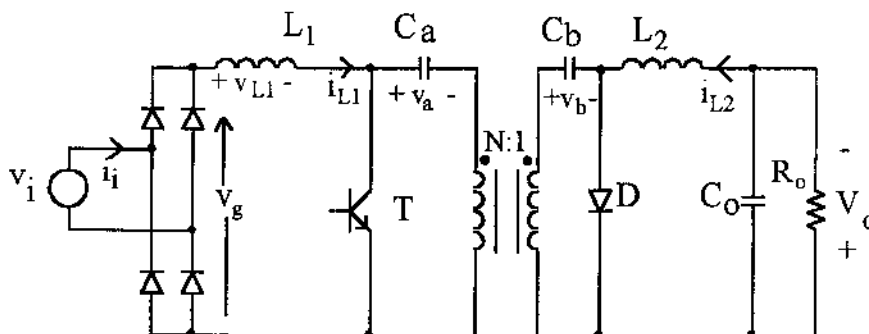


Figura 3.1 Conversor 'Cuk isolado, operando como PFP

Quando operando no modo de condução descontínua [15 - 17], tais circuitos oferecem, adicionalmente, outras vantagens: corrente média de entrada com a mesma forma da tensão (fator de potência idealmente unitário); baixa ondulação em alta frequência; operação com ciclo de trabalho e frequência constantes; não há necessidade de realimentação de corrente para funcionamento como PFP; comutação suave (sob corrente nula) na entrada em condução do transistor e no desligamento do diodo de saída.

Este trabalho foi realizado durante o estágio de pós-doutoramento junto ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Pádua. Um artigo relativo a este trabalho foi publicado e apresentado na Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON'94, Bolonha, Itália [8]. Seu co-autor é Giorgio Spiazzi, da Universidade de Pádua, Itália.

Como desvantagens tem-se os elevados valores de sobre-corrente, devido à operação no MCD. Em circuitos com isolamento tem-se também uma sobretensão nos interruptores devido à indutância de dispersão do transformador, tornando necessário o uso de interruptores de alta tensão.

Conforme já foi dito no capítulo anterior, os IGBTs podem ser empregados, com vantagem de apresentar menor queda de tensão (e menor custo) que MOSFETs equivalentes. No entanto, por causa do conhecido fenômeno da “cauda” de corrente, seu desligamento apresenta significativa perda de potência, acabando por limitar o aumento na frequência de chaveamento.

Em [18] um circuito limitador de tensão (“clumper”) foi utilizado para limitar a sobretensão produzida pela indutância de dispersão do transformador. Neste capítulo apresenta-se uma modificação de tal circuito, de modo a permitir comutação sob tensão nula no desligamento do transistor e, portanto, na entrada em condução do diodo de saída. Desta forma, todas as comutações tornam-se suaves, incluindo aquelas dos interruptores auxiliares introduzidos no circuito. A presença de comutações suaves adicionalmente reduz a emissão de interferência eletromagnética (IEM), o que é outro fator relativo à qualidade de energia que deve ser observado nos conversores eletrônicos em geral [9].

3.2 Conversor 'Cuk como PFP monofásico

Na análise que se segue considera-se que a frequência de chaveamento é muito superior à frequência da rede, de modo que podem-se considerar os valores médios das variáveis, em cada ciclo de chaveamento, ao invés de seus valores instantâneos. Estuda-se apenas o caso de operação no MCD.

O conversor mostrado na figura 3.1 é uma versão isolada do conversor 'Cuk, alimentado por uma rede monofásica, da qual se obtém, por hipótese, uma tensão senoidal. Todos os componentes são especificados em função da frequência de chaveamento, exceto o capacitor de saída, C_o , que deve ser grande o suficiente para filtrar a componente com o dobro da frequência da rede ali presente [15].

As tensões nos demais capacitores do circuito são:

$$v_a(\theta) = v_g(\theta) = |v_i| = V_i \cdot |\sin(\theta)|, \quad \text{onde } \theta = \omega_i t \quad (3.1)$$

$$v_b = V_o \quad (3.2)$$

Observe que se está supondo que a tensão sobre o capacitor C_a acompanha a forma da tensão de entrada (retificada). No lado da saída, a tensão média sobre C_b é igual a V_o .

Quando operando no MCD, as formas de onda de ambos indutores são como as mostradas na figura 3.2 [2]. O comportamento do circuito é o seguinte: quando o interruptor T é acionado (sob corrente nula), o diodo de saída, que já estava desligado porque sua corrente era nula, fica reversamente polarizado. As correntes pelos indutores crescem linearmente (assumindo uma ondulação de tensão desprezível sobre os capacitores). Quando o interruptor é desligado, tais correntes circulam pelo diodo e diminuem (também de modo linear). Aquela que estiver circulando pela indutância de menor valor se inverterá e, quando se igualar à corrente da outra indutância, o diodo desligará (sob corrente nula). A partir deste instante, como a tensão na malha externa do conversor é nula, as correntes permanecem constantes pelo restante do período. Neste circuito, como a corrente de entrada não pode se inverter devido à presença do retificador, a inversão deve ocorrer na corrente da indutância de saída.

O valor médio da corrente de entrada é [16]:

$$\bar{i}_{L1}(\theta) = v_g(\theta) \cdot \frac{\delta^2 \cdot \tau}{2 \cdot L_e} \quad (3.3)$$

Onde τ é o período de chaveamento, δ é a largura de pulso.

$$L_e = \frac{N^2 \cdot L_1 \cdot L_2}{L_1 + N^2 \cdot L_2} \quad (3.4)$$

Esta relação mostra que, para frequência e ciclo de trabalho constantes, a corrente média de entrada é proporcional à tensão de entrada, assegurando um fator de potência unitário.

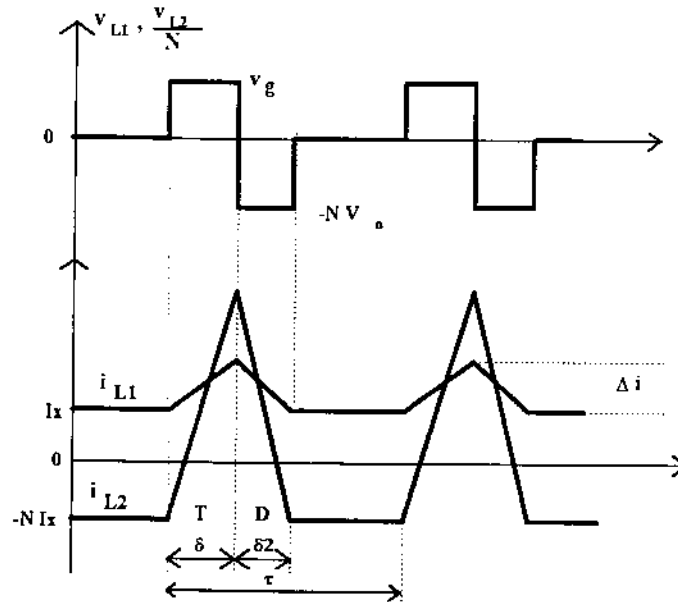


Figura 3.2 Tensão e corrente sobre os indutores em MCD para o conversor Cuk

3.2.1.1 Limites para operação no MCD

Definamos os seguintes parâmetros adimensionais [15, 17 e 2]:

$$m \equiv \frac{V_o}{V_i} \quad \text{Relação de conversão de tensão} \quad (3.5)$$

$$K_e \equiv \frac{2 \cdot L_e}{R_o \cdot \tau} \quad (3.6)$$

Analogamente ao que foi feito no capítulo 1 (eq. 1.27), pode-se escrever:

$$m = \frac{\delta}{\sqrt{K_e}} \quad (3.7)$$

o que mostra que, como outros conversores operando no MCD, a tensão de saída varia com a carga.

Para que se assegure operação no MCD em qualquer situação, os parâmetros do conversor devem conduzir a um parâmetro K_e tal que [17]:

$$K_e < \frac{N^2}{2 \cdot (m \cdot N + 1)^2} \quad (3.8)$$

Uma vez que o valor da indutância equivalente L_e pode ser obtido de (3.6) e (3.8), do valor desejado para a ondulação relativa da corrente de entrada, r_i (pico a pico), a indutância de entrada, L_1 é obtida:

$$L_1 = \frac{2L_c}{\delta \cdot r_i} \quad (3.9)$$

Com referência à figura 3.2, é importante notar que a corrente i_x deve ser maior que zero. Caso contrário, o funcionamento do conversor se altera. Como a corrente i_{L1} não pode ser negativa, devido ao retificador de entrada, tem-se uma restrição adicional para o mínimo valor de L_1 :

$$L_1 > \frac{L_2 \cdot N}{m} \quad (3.10)$$

3.3 Circuito auxiliar para comutação suave no desligamento

No circuito apresentado, a presença do transformador leva ao surgimento de picos de tensão, e subsequentes oscilações, devido à reação da indutância de dispersão contra variações bruscas na corrente pelos enrolamentos. A figura 3.3 mostra o conversor com o circuito auxiliar proposto que permite comutação sob tensão nula (no desligamento do transistor) e, ao mesmo tempo, limita a sobretensão produzida.

Note-se que ambos transistores estão referenciados a um mesmo potencial. Adicionalmente, utiliza-se um mesmo sinal de acionamento para ambos, de modo que não existe qualquer aumento de complexidade no circuito de comando.

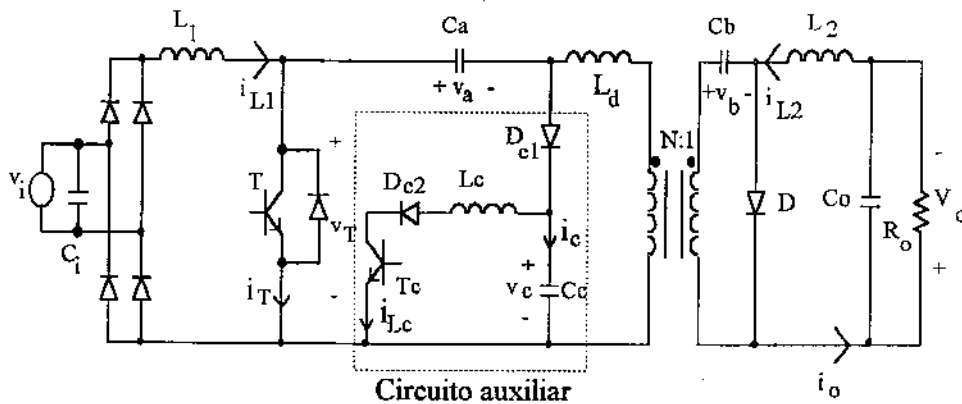


Figura 3.3 Conversor 'Cuk com circuito auxiliar para comutação suave.

3.3.1 Circuito auxiliar

A figura 3.4 mostra formas de onda simuladas para o conversor 'Cuk. Ao final do ciclo de chaveamento, ou seja, antes do transistor ligar novamente, a tensão no

capacitor C_C é igual à tensão de saída refletida ao lado do primário somada à sobretensão produzida pela indutância de dispersão. O diodo de saída está desligado. No instante t_0 ambos transistores são ligados sob corrente nula.

Intervalo t_0-t_1 :

O capacitor C_C começa um intervalo ressonante com o indutor L_C . Em t_1 , sua tensão atinge o valor $-v_a$, que é a tensão presente no capacitor C_a , e D_{C1} começa a conduzir.

Intervalo t_1-t_3 :

A corrente pelo indutor i_{L_C} divide-se entre C_a e C_C , fluindo quase totalmente por T_C , D_{C2} , T , C_a e D_{C1} (pois $C_a \gg C_C$), e diminui linearmente para zero (instante t_2) com uma inclinação $-v_a/L_C$. Note que o circuito auxiliar não causa aumento na tensão ou na corrente do interruptor principal. Pelo contrário, a corrente total por ele é diminuída.

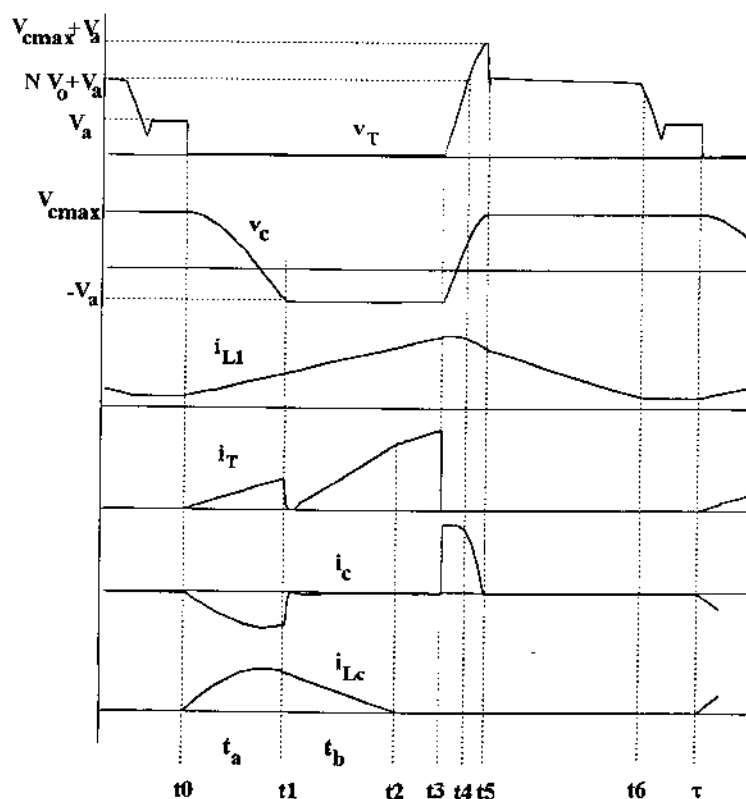


Figura 3.4 Formas de onda do conversor com circuito auxiliar durante cada ciclo de comutação

Intervalo t_3 - t_4 :

Em t_3 , o interruptor principal é desligado sob tensão nula, e o auxiliar, sob corrente nula. A corrente circula por D_{C1} para recarregar o capacitor C_c . Como a corrente neste pequeno intervalo de tempo é praticamente constante, a tensão varia linearmente. Quando v_c se iguala à tensão de saída (refletida ao primário) o diodo D começa a conduzir (instante t_4), de modo que a corrente pelo transformador inverte de sentido.

Intervalo t_4 - t_5 :

A tensão v_c cresce acima do valor da tensão refletida devido à ressonância entre L_d e C_c . A sobretensão resultante depende da corrente pela indutância e da impedância característica do circuito ressonante. A duração deste intervalo é $\frac{1}{4}$ do período de ressonância.

Intervalo t_5 - t_6 :

Em t_5 , diodo D_{C1} cessa de conduzir e a corrente i_{L1} flui pelo transformador até que a corrente pelo diodo de saída se anule (operação no MCD).

Intervalo t_6 - τ :

O diodo de saída desliga sob corrente zero. A tensão refletida ao primário torna-se zero e a tensão aplicada à chave principal cai para v_a .

3.3.2 Seleção dos componentes do circuito auxiliar

Definamos os seguintes parâmetros:

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{L_d C_c}}, \quad Z_d = \sqrt{\frac{L_d}{C_c}}, \quad \omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}}, \quad Z_c = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}}, \quad \omega_e = \frac{1}{\sqrt{L_e C_c}}$$

3.3.2.1 Capacitor C_c

O valor deste capacitor é escolhido considerando a sobretensão admitida sobre o transistor. A máxima tensão sobre C_c , tomando em conta o efeito da indutância de dispersão, pode ser estimada como:

$$\hat{V}_c = N \cdot V_o + \frac{V_i}{L_c} \delta \cdot \tau \cdot Z_d \quad (3.13)$$

A tensão máxima aplicada ao transistor principal é:

$$\hat{V}_T \equiv V_i + \hat{V}_c \quad (3.14)$$

É importante notar que, devido ao processo de carga de C_C , o diodo de saída entra em condução com um atraso (intervalo t_3 - t_4) em relação ao desligamento do transistor. Isto significa um efetivo aumento do ciclo de trabalho “visto” pela saída. O atraso aumenta para cargas leves e próximo ao cruzamento com o zero da tensão de entrada. Este fenômeno não afeta o funcionamento do circuito como PFP, mas impõe um limite superior para o valor de C_C , o qual, de for muito elevado, produzirá uma distorção significativa na forma de onda da corrente de entrada.

3.3.2.2 Indutor L_c

Indutor L_c é um parâmetro crítico pois deve ser escolhido de modo a permitir o anulamento de sua corrente durante o mínimo intervalo de condução das chaves, isto é, considerando a figura 3.4:

$$t_a + t_b < \delta \cdot \tau \quad (3.15)$$

Não é possível obter uma expressão analítica exata para esta indutância, no entanto, uma aproximação de pior caso pode ser feita. Durante o intervalo t_a , C_C e L_c ressoam até que a tensão em C_C atinja $-v_a$. Conhecendo a tensão $V_{cmax}(\theta)$ presente em C_C antes do intervalo de condução da chave, pode-se calcular t_a :

$$t_a = \frac{1}{\omega_c} \cdot \arccos \left[-\frac{1}{\gamma(\theta)} \right] \quad (3.16)$$

onde

$$\gamma(\theta) = \frac{V_{cmax}(\theta)}{v_g(\theta)} \quad (3.17)$$

Em t_1 , a corrente i_{Lc} começa a diminuir de forma praticamente linear, sob a ação da tensão v_a . Assim pode-se escrever:

$$t_b = \frac{L_c \cdot I_p(\theta)}{v_g(\theta)} \quad (3.18)$$

onde $I_p(\theta)$ é o valor da corrente i_{Lc} no instante t_1 , sendo dado por:

$$I_p(\theta) = \frac{V_{c_{\max}}(\theta)}{Z_c} \cdot \sin(\omega_c t_1) = \frac{v_g(\theta)}{Z_c} \cdot \sqrt{\gamma(\theta)^2 - 1} \quad (3.19)$$

Como se vê, para encontrar o máximo valor do intervalo $t_a + t_b$, deve-se conhecer o comportamento da tensão $V_{c_{\max}}(\theta)$. Para este fim, note que, próximo ao cruzamento da tensão da rede com o zero, quando tanto i_{L1} quanto i_{L2} são baixos, não há suficiente energia para carregar C_c até o valor NV_o , assim não ocorre ressonância entre a indutância de dispersão e C_c , uma vez que o diodo de saída não chega a conduzir e não há inversão no sentido da corrente no transformador. Deve-se inicialmente determinar o intervalo, em relação ao semi-período da rede, no qual esta situação ocorre. O circuito equivalente durante o intervalo t_3 - t_4 é mostrado na figura 3.5.

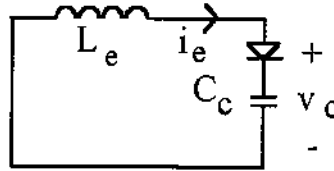


Figura 3.5. Circuito equivalente no intervalo t_3 - t_4 .

As condições iniciais são:

$$i_e(0) = \frac{v_g(\theta)}{L_e} \cdot \delta\tau,$$

$$v_c(0) = -v_g(\theta)$$

A tensão v_c atinge seu valor máximo quando i_e se anula:

$$V_{c_{\max}}(\theta) = v_g(\theta) \cdot [\delta \cdot \tau \cdot \omega_c \cdot \sin(\alpha) - \cos(\alpha)] \quad (3.20)$$

onde $\alpha = \pi + \arctg(-\delta \cdot \tau \cdot \omega_c)$.

A partir da relação $V_{c_{\max}}(\theta_1) = NV_o$ pode-se encontrar o valor do ângulo θ_1 abaixo do qual a tensão sobre C_c não atinge o valor necessário para levar o diodo de saída à condução e, portanto, a tensão $V_{c_{\max}}(\theta)$ é dada por (3.20):

$$\theta_1 = \arcsin \left[\frac{N \cdot V_o}{V_i \cdot [\delta \cdot \tau \cdot \omega_c \cdot \sin(\alpha) - \cos(\alpha)]} \right] \quad (3.21)$$

Para $\theta_1 < \theta < \pi - \theta_1$, o diodo de livre-circulação D começa a conduzir, permitindo a ressonância entre L_d e C_c . Note entretanto que, para ângulo θ ligeiramente maiores que θ_1 , a sobretensão em C_c não é máxima, desde que o "overshoot" é interrompido pelo

3.4.1 Projeto do circuito de potência

- 1) Escolher um valor para a largura de pulso máxima, $\delta_{\max}$;
- 2) Calcular m usando (3.5);
- 3) Calcular o mínimo N usando a igualdade em (3.25); determinar o máximo N usando (3.13) e (3.14), supondo $Z_d=0$;
- 4) Encontrar o valor de K_e de (3.7) usando a mínima resistência de carga e verificar a condição (3.8). Se não for satisfeita, escolher um valor diferente para $\delta_{\max}$;
- 5) Conhecendo K_e , calcular L_e de (3.6);
- 6) Calcular L_1 de (3.9);
- 7) Calcular L_2 de (3.4);
- 8) Verificar a condição (3.12); se não for satisfeita, um menor valor para a ondulação da corrente de entrada deve ser arbitrado.

Capacitores C_a e C_b são selecionados considerando a ondulação na tensão, em alta frequência. Quanto ao capacitor de saída, ele é dimensionado considerando a frequência da rede ao invés da frequência de comutação. Assim, dada a ondulação relativa de tensão, r_v (pico-a-pico), tem-se:

$$C_o = \frac{1}{\omega_i \cdot r_v \cdot R_{o\min}} \quad (3.27)$$

3.4.2 Dimensionamento do circuito auxiliar

Das considerações anteriores, a escolha dos valores para o circuito auxiliar pode ser feita de acordo com o seguinte procedimento:

- 1) Do máximo esforço de tensão permitido para o interruptor principal e das equações (3.13 e 3.14), calcula-se o valor de C_e e verifica-se a inequação (3.26);
- 2) Calcular o mínimo ciclo de trabalho em correspondência à máxima resistência de carga, usando (3.7);
- 3) Calcular θ_1 usando (3.21) para a mínima largura de pulso;
- 4) Encontrar o valor do parâmetro $\gamma(\theta_1)$ de (3.17) e (3.22);
- 5) Calcular o valor da indutância L_c de (3.23) usando o mínimo ciclo de trabalho.

3.5 Resultados Experimentais

Um protótipo de 250W foi construído com as seguintes especificações:

$$V_i = 120 \times \sqrt{2} \text{ V}$$

$$V_o = 50 \text{ V}$$

$$R_{\text{omax}} = 62,5 \, \Omega, R_{\text{omin}} = 10 \, \Omega,$$

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

$$\hat{V}_T = 800 \text{ V}$$

Ondulação da corrente de entrada: 30%

Seguindo o procedimento de projeto, os valores calculados são:

Relação de espiras do transformador: 5:1

Indutância de dispersão do transformador (valor medido): $L_d = 13 \, \mu\text{H}$.

Largura de pulso nominal: $\delta = 0,5$ ($P_o = 250\text{W}$)

Mínima largura de pulso: $\delta = 0,2$ ($P_o = 40\text{W}$)

$$L_1 = 1,9 \text{ mH}$$

$$L_2 = 6,2 \, \mu\text{H}$$

$$L_c = 30 \, \mu\text{H}$$

$$C_a = 500 \text{ nF}$$

$$C_b = 50 \, \mu\text{F}$$

$$C_o = 1000 \, \mu\text{F}$$

$$C_c = 20 \text{ nF}$$

A figura 3.8 mostra a corrente e a tensão da linha. A distorção na corrente nas proximidades do cruzamento com o zero deve-se à limitação imposta pela indutância L_1 . Como esta indutância é de valor relativamente elevado, em baixas tensões de entrada, a taxa de crescimento da corrente fica reduzida, de modo que a corrente média não é capaz de acompanhar a tensão. Além disso, tem-se a não operação efetiva no MCD, devido à não entrada em condução do diodo de saída. Mesmo com tal distorção, obtém-se um elevado fator de potência. O valor medido, com potência nominal, foi superior a 0,99.

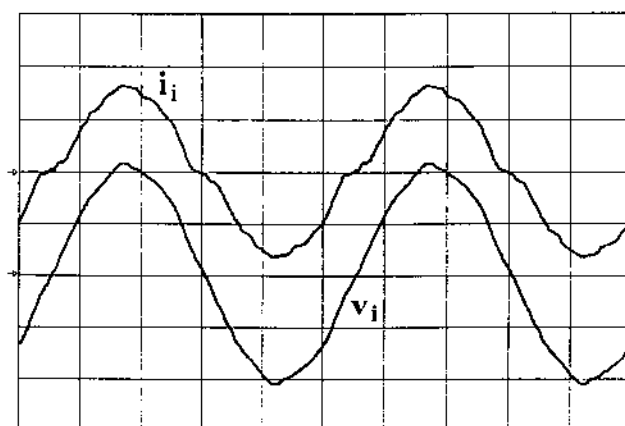


Figura 3.8. Corrente (filtrada) (2A/div) e tensão da linha (100V/div), Horiz.: 4 ms/div.

A figura 3.9 mostra a corrente de entrada do retificador, incluindo as componentes do chaveamento em alta frequência. A expectativa de uma ondulação de 30% é atendida. O espectro identifica tais componentes. Note que, mesmo operando no MCD, a ondulação da corrente é reduzida.

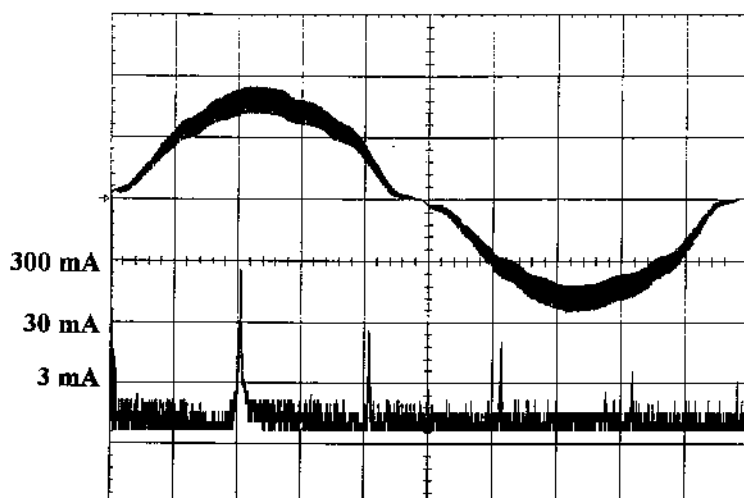


Figura 3.9. Corrente de entrada do retificador (2A/div, 2ms/div) e seu espectro (25 kHz/div).

As formas de onda que se seguem foram obtidas quando a tensão de entrada encontrava-se em seu pico. Nesta situação tem-se os máximos valores instantâneos de tensão e de corrente pelos dispositivos.

A figura 3.10 mostra o comportamento do circuito auxiliar. Note que o processo de carga do capacitor C_c ocorre a corrente praticamente constante, enquanto a inversão (de positivo para negativo) da tensão segue uma variação senoidal.

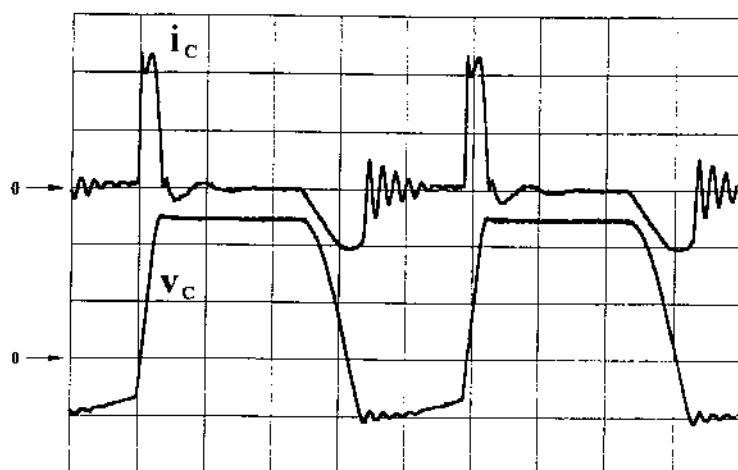


Figura 3.10. Corrente (5 A/div) e tensão (200 V/div) no capacitor C_c . Horiz.: 4 μ s/div

A figura 3.11 mostra formas de onda no interruptor principal. O desligamento sob tensão nula e a entrada em condução sob corrente nula são claros. A cauda de corrente do IGBT está registrada na figura e o desligamento tipo ZVS reduz as perdas nesta transição, embora não as anule [7].

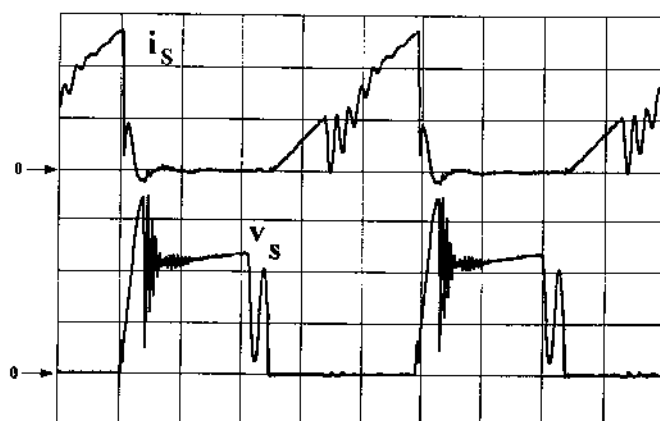


Figura 3.11. Corrente (5 A/div) e tensão no transistor principal (200 V/div).

Horiz.: 4 μ s/div

A figura 3.12 mostra a variação da eficiência e do fator de potência (FP) do conversor em função da potência de saída. O FP medido foi, na mínima potência, de 0,98 e maior que 0,99 na potência nominal. O rendimento é relativamente baixo, principalmente por causa do elevado valor da corrente eficaz no secundário do transformador, que eleva as perdas em tal enrolamento.

A figura 3.13 ilustra as perdas calculadas (medidas e/ou estimadas) para o conversor, na potência nominal. Tanto para o circuito principal quanto para o

transformador há uma parcela de perdas que, por dependerem das tensões presentes no conversor, são praticamente constantes. Outra parcela, que varia com a corrente, se altera com a potência de saída. As perdas no circuito auxiliar são 24% do total. Tais perdas pesam significativamente no rendimento do conversor, mas é importante ressaltar que elas não são proporcionais à potência de saída, de modo que pode-se esperar um rendimento melhor em potência mais elevada.

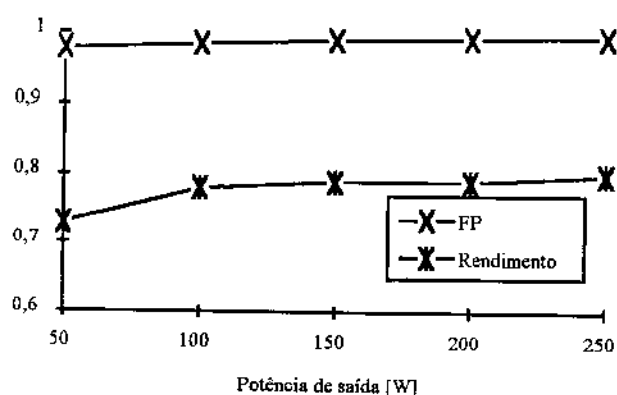


Figura 3.12. Rendimento e Fator de Potência do conversor vs. Potência de saída.

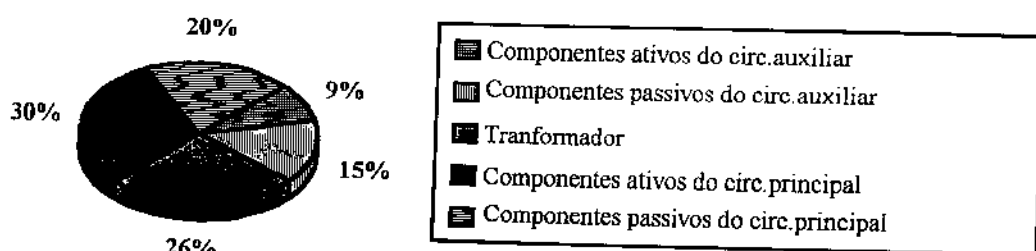


Figura 3.13. Distribuição das perdas no conversor.

3.6 Conclusões

O uso do circuito auxiliar proposto, além de limitar as sobre-tensões, permite obter comutações suaves no conversor. Uma elevada frequência de comutação, mesmo empregando IGBTs é possível, mantendo uma eficiência razoável. A possibilidade do uso de um mesmo sinal de comando para ambos os transistores também é uma característica interessante do circuito apresentado. Apesar de algumas distorções na corrente de entrada, o fator de potência é próximo da unidade.

4. CONVERSOR 'CUK COM CAPACITOR FLUTUANTE E COMUTAÇÃO SUAVE

4.1 Introdução

Circuitos que permitem o controle independente da corrente de entrada e da corrente de saída podem ser implementados utilizando a filosofia dos conversores com capacitor flutuante [19]. Nestes conversores a transferência de energia da entrada para a saída é feita por meio de um capacitor, similar ao que ocorre no conversor 'Cuk básico. Entretanto, existe um intervalo de tempo no qual o capacitor está desconectado do resto do circuito, ou seja, não ocorre carga nem descarga. Este intervalo, chamado de flutuação, é garantido pela presença de um par adicional de chaves no circuito.

Neste capítulo, o conversor 'Cuk com capacitor flutuante é estudado para a implementação de dois circuitos: uma fonte de tensão com alto fator de potência e uma carga eletrônica regenerativa. O primeiro é um conversor CA/CC, e o segundo é obtido a partir do primeiro, invertendo as posições de entrada e saída. Ambos fazem uso da possibilidade de se estabelecerem duas malhas de controle desacopladas, uma para o estágio de entrada e outra para o estágio de saída. A densidade de potência do circuito pode ser aumentada utilizando uma alta frequência de chaveamento, sem acarretar perda de eficiência, devido à propriedade desta topologia apresentar comutações suaves sem a necessidade de circuitos auxiliares.

São descritas as características estáticas do conversor e uma maneira simples de obter comutação suave. Na sequência descreve-se o funcionamento do conversor 'Cuk com capacitor flutuante operando como fonte de tensão e, a seguir, operando como carga eletrônica. Os resultados, obtidos de protótipos, são também apresentados.

4.1.1 Fonte de Tensão com Alto Fator de Potência

O conversor elevador de tensão ("boost") operando como pré-regulador de fator de potência, para uma entrada monofásica, trabalhando no modo de condução contínua é o circuito mais popular nesta aplicação. Isto decorre principalmente da pequena

Este trabalho foi parte da dissertação de mestrado de Edson Adriano Vendrusculo. Foram publicados trabalhos no COBEP'95 [37] e no IEEE PESC'96 [25] sobre a aplicação como carga eletrônica regenerativa; no IEEE ISIE'96 [38] e no CBA'96 [39] sobre a aplicação como fonte de tensão com alto fator de potência. O aspecto da comutação suave foi publicado na IEEE Transactions on Industrial Electronics [40], na edição de junho de 1998. O trabalho completo foi publicado na revista Eletrônica de Potência, da SOBRAEP, em julho de 1997 [41].

amplitude da ondulação em alta frequência da corrente de entrada, o que minimiza as exigências de filtros de interferência eletromagnética conduzida. A estratégia de controle necessita de uma referência senoidal de corrente, a qual vem multiplicada pelo sinal de erro da tensão de saída [20]. Inúmeros circuitos integrados dedicados já foram desenvolvidos para esta aplicação. A operação nos modos de condução descontínua [21] e no modo crítico [22] tem como inconveniente a maior ondulação de corrente na frequência de chaveamento, exigindo filtros de IEM maiores. Por outro lado, os circuitos de controle do tipo PWM (modulação por largura de pulso), utilizados quando se opera no MCD, são mais simples. Em qualquer situação, o capacitor de saída possui elevada capacitância, uma vez que deve atenuar uma ondulação de 120Hz.

Um inconveniente do conversor elevador de tensão é a impossibilidade de apresentar uma saída eletricamente isolada por meio de um transformador que opere em alta frequência.

Como este circuito é um pré-conversor, a tensão de saída serve como alimentação para um pós-conversor, geralmente com topologia abaixadora de tensão, o qual fornecerá as tensões de saída exigidas pela aplicação específica. É em tal estágio que, quando necessário, pode ser realizada a isolamento elétrica, por meio de conversores do tipo "forward", "push-pull", etc.

Outros pré-reguladores que podem apresentar reduzida ondulação na corrente de entrada são os conversores 'Cuk e SEPIC [8, 15, 16 e 23]. Pode-se obter elevado fator de potência e baixa ondulação em alta frequência operando tanto em condução contínua quanto em condução descontínua. Ambos conversores permitem isolamento em alta frequência. A figura 4.1 mostra o conversor 'Cuk operando como PFP. Recorde-se que a operação no MCD, para este conversor não implica em maiores ondulações de corrente na entrada [24].

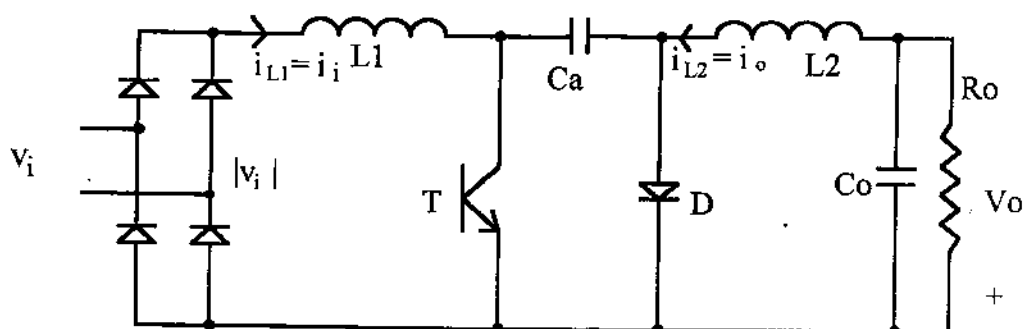


Figura 4.1. Conversor 'Cuk como PFP.

Pode ainda ser necessário um pós-regulador, especialmente para melhorar a resposta dinâmica contra variações na carga, bem como promover uma regulação mais precisa em caso de múltiplas saídas.

Os conversores com capacitor flutuante são uma alternativa para a solução dos problemas citados. O circuito possui 2 interruptores os quais controlam, respectivamente, o pré e o pós-regulador, de maneira independente. A topologia permite uma isolação em alta frequência e o circuito, com o comando adequado, possibilita comutações suaves sem aumento nos esforços dos componentes e sem a necessidade de circuitos adicionais [25].

4.1.2 Carga Eletrônica Regenerativa

Indústrias que produzem equipamentos tais como: "no-break", fontes de alimentação e estabilizadores de tensão, precisam testar seus produtos antes de colocá-los no mercado. Estes testes aumentam os custos de produção, dado o tempo dispensado e a energia consumida.

Normalmente os testes são realizados utilizando como carga um elemento que dissipa energia, por exemplo, resistores de potência. Isto acarreta perda de energia elétrica por geração de calor e aumento da necessidade de refrigeração do ambiente onde estão instaladas estas cargas.

Face a este custo, estão surgindo alternativas para substituir a carga dissipativa por conversores que reciclem a energia, ou seja, a energia absorvida pelo equipamento sob teste é devolvida à rede. Os chamados *Regeneradores de Energia* são, então, co-geradores de eletricidade, logo, a qualidade da energia injetada na rede torna-se importante [26].

A aplicação de regeneradores é justificada satisfatoriamente, dado que os custos de construção e instalação são abatidos do custo da energia elétrica. O retorno do investimento pode se dar a curto prazo, dependendo do fator de utilização e do rendimento do regenerador [27].

4.2 Conversor com capacitor flutuante operando em MCC

A figura 4.2 mostra o conversor 'Cuk com capacitor flutuante com entrada e saída CC.

Em MCC, a característica estática do conversor 'Cuk tradicional (sem T_o e D_o) para um ciclo de trabalho δ_i aplicado ao interruptor T_i , é:

$$V_o = V_i \cdot \frac{\delta_i}{1 - \delta_i} \quad (4.1)$$

A presença de T_o e D_o introduz um novo intervalo controlável no qual o capacitor C_a permanece desconectado do circuito. O estágio de entrada realiza uma função elevadora de tensão, tendo a tensão sobre C_a como saída:

$$V_a = \frac{V_i}{1 - \delta_i} \quad (4.2)$$

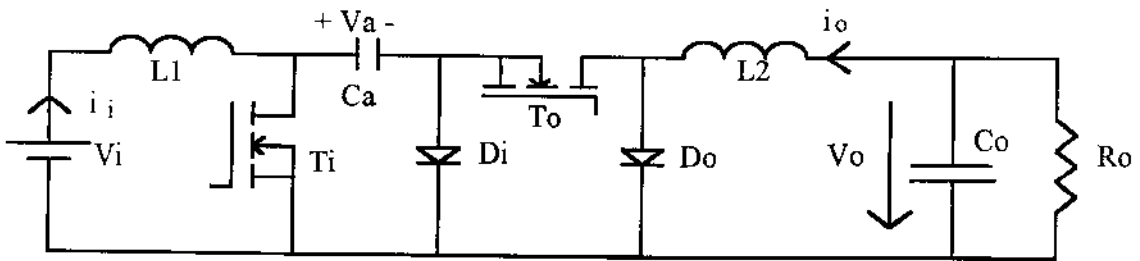


Figura 4.2 Conversor 'Cuk com capacitor flutuante.

O estágio de saída tem uma característica abaixadora de tensão em relação a V_a :

$$V_o = V_a \cdot \delta_o \quad (4.3)$$

onde δ_o é o ciclo de trabalho de T_o .

A relação entre a entrada e a saída mantém uma característica elevadora-abaixadora de tensão, mas com dois comandos separados:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta_o}{1 - \delta_i} \quad (4.4)$$

Os sinais de comando são síncronos. Para a correta operação do conversor é necessário que:

$$\delta_i \geq \delta_o \quad (4.5)$$

A razão para isto é que o capacitor C_a só se encontra conectado de forma a enviar energia para o estágio de saída durante a condução de T_i . Quando o diodo D_i conduz, a tensão de entrada do conversor abaixador será nula.

Do balanço de carga obtém-se uma relação entre as correntes médias de entrada e de saída, I_i e I_o , respectivamente:

$$I_i \cdot (1 - \delta_i) = I_o \cdot \delta_o \quad (4.6)$$

A corrente de entrada é controlada por δ_i , enquanto a de saída é controlada por δ_o . Durante o intervalo $(\delta_o \cdot \tau$ - onde τ é o período de chaveamento) T_o conduz e o capacitor C_a é descarregado pela corrente I_o . Quando T_o desliga (T_i ainda está em condução) a corrente pelo capacitor é zero e sua tensão permanece constante. Durante o intervalo $[(1-\delta_i) \cdot \tau]$ ambos transistores estão desligados e a corrente de entrada recarrega C_a .

4.3 Comutação suave

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação do conversor 'Cuk com capacitor flutuante e as formas de onda de tensão e corrente, obtidas por simulação.

A atenuação ou eliminação dos picos de potência na comutação dos dispositivos semicondutores permite que maiores frequências de chaveamento possam ser utilizadas, aumentando a densidade de potência do conversor. A redução das perdas de comutação implica numa significativa melhoria na eficiência.

4.3.1 Obtenção das Comutações Suaves

Tipicamente, as comutações suaves são obtidas adicionando-se chaves auxiliares ao circuito [28]. Isto normalmente aumenta o custo e acrescenta complexidade ao circuito de comando. Portanto, a possibilidade de obtenção de comutações suaves sem a necessidade da adição de componentes auxiliares é relevante.

Neste caso, as comutações suaves do tipo ZVS ("zero voltage switching") são obtidas de duas maneiras: através da introdução do capacitor de comutação C_s e por um ajuste no sinal de comando da chave T_i . A figura 4.3 mostra o circuito com a adição do capacitor de comutação C_s . Para simplificar a análise, capacitor de saída e a carga foram substituídos por uma fonte com tensão equivalente. Neste caso, o papel do diodo D_i é feito pelo diodo reverso de T_o . Quando T_i é desligado, a corrente de entrada flui através deste diodo. Embora com um componente a menos, o inconveniente desta solução é

aumentar as perdas de condução, uma vez que a corrente de entrada deve atravessar 2 diodos.

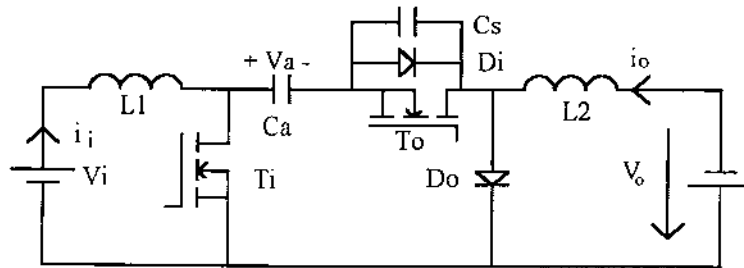


Figura 4.3 Conversor 'Cuk com capacitor flutuante com comutação suave.

1) Capacitor C_s - A adição do capacitor C_s , em paralelo com a chave T_o , possibilita obter a maioria das comutações suaves aqui apresentadas, quais sejam: desligamento de T_o , entrada em condução de D_o , desligamento de T_i , entrada em condução de D_i .

Na verdade, o capacitor C_s é um complemento à capacitância parasita C_{ds} (dreno para fonte) do transistor T_o utilizado, de tecnologia MOS. Seu valor deve ser ajustado, uma vez que o valor adequado depende não só do MOSFET, mas também do circuito de acionamento.

2) Sinal de comando de T_i - Uma característica de operação deste conversor é o sincronismo, ou seja, as duas chaves são acionadas na mesma frequência. Entretanto, a introdução de um atraso no sinal de disparo de T_i , em relação ao sinal de T_o , acrescenta duas comutações suaves ao circuito, quais sejam: a entrada em condução de T_o e o desligamento de D_i . Este atraso é da ordem de centenas de nanosegundos e garante que a chave T_o seja ligada enquanto o diodo D_i ainda está conduzindo.

As figuras 4.4 a 4.8 mostram os diferentes estágios de operação do conversor, enquanto na figura 4.9 tem-se algumas formas de onda que permitem verificar as ocorrências de comutações suaves.

4.3.2 Etapas de Operação

Etapa 1 - Capacitor de transferência de energia (C_a) carregando - A corrente de entrada carrega o capacitor de transferência de energia C_a , como mostra a figura 4.4.

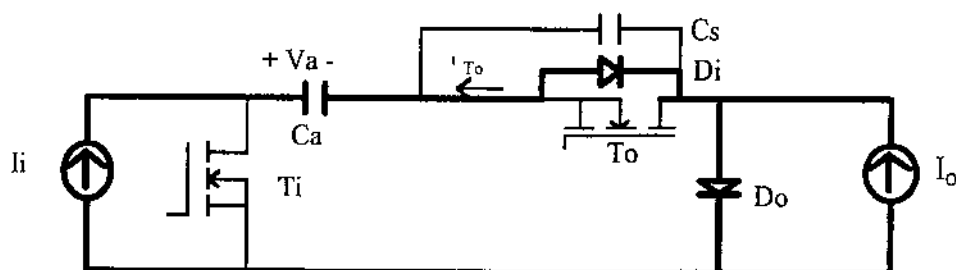


Figura 4.4 Primeira etapa de operação

Enquanto o diodo D_i está conduzindo, a chave T_o recebe o sinal de comando, ligando sob tensão nula. A corrente deixará de passar por D_i e efetivamente circulará por T_o quando a chave T_i ligar. O diodo D_i desliga então sob tensão nula.

Etapa 2 - Capacitor de transferência de energia (C_a) descarregando - A figura 4.5 mostra a descarga do capacitor C_a pela corrente de saída I_o .

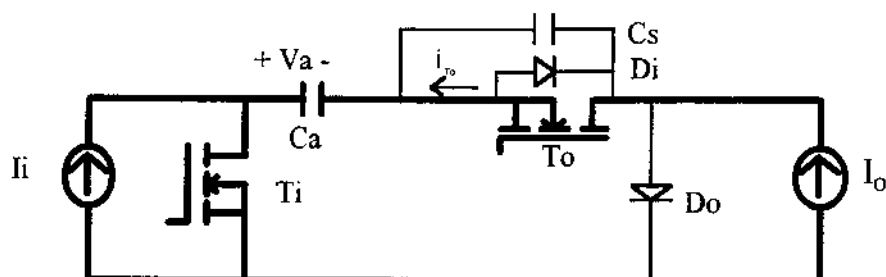


Figura 4.5 Segunda etapa de operação

Neste estágio T_i liga dissipando energia, pois a tensão V_a é aplicada sobre dreno e fonte de T_i , através de D_o que estava conduzindo no momento da transição. O diodo D_o desliga dissipando energia, pois é polarizado reversamente pela tensão v_a através de T_o e T_i .

Etapa 3 - Capacitor de comutação (C_s) carregando - Neste estágio a chave T_o é desligada sob tensão nula, devido ao capacitor C_s entre dreno e fonte.

O capacitor C_s é carregado pela corrente I_o como ilustrado na figura 4.6.

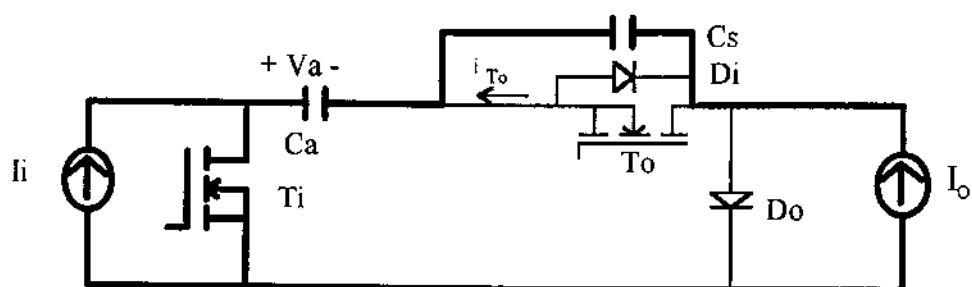


Figura 4.6 Terceira etapa de operação

Etapa 4 - Capacitor de transferência de energia (C_a) fluando - A figura 4.7 ilustra este estágio onde não há circulação de corrente pelo capacitor C_a .

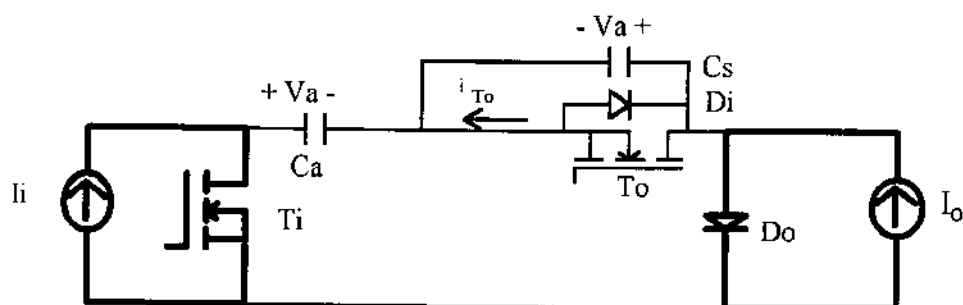


Figura 4.7 Quarta etapa de operação

Nesta etapa o diodo D_o , inicialmente polarizado reversamente pela tensão v_a através de T_i e T_o , entra em condução sob tensão nula, quando o capacitor C_s carrega-se com a tensão V_a , pela passagem da corrente I_o .

Etapa 5 - Capacitor de comutação (C_s) descarregando - A figura 4.8 mostra o capacitor C_s sendo descarregado pela corrente I_i .

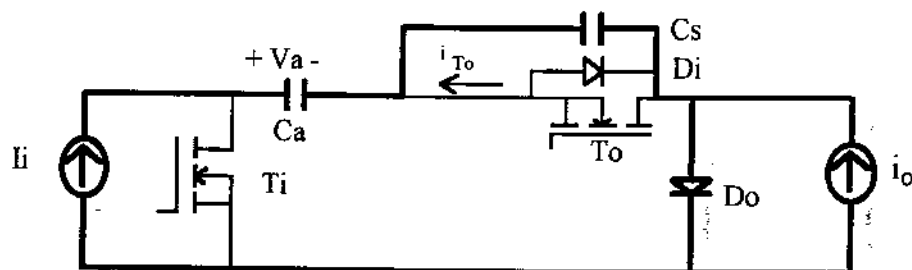


Figura 4.8 Quinta etapa de operação

Neste estágio a chave T_i desliga sob tensão nula. Isto ocorre devido aos capacitores, que estão carregados com a mesma tensão v_a , mas com a polaridade contrária, estarem aplicados sobre T_i através de D_o . O capacitor C_s é descarregado e

depois carregado pela passagem da corrente de entrada I_i até polarizar diretamente o diodo D_i , levando-o à condução sob tensão nula.

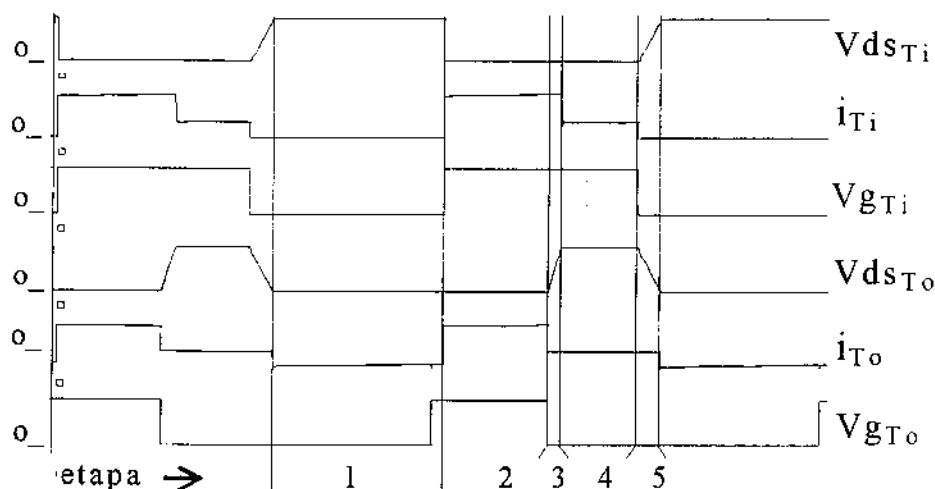


Figura 4.9 Tensão, corrente e sinal de comando nos transistores T_i e T_o .

Em suma, a topologia apresenta comutações suaves sem a necessidade de circuitos auxiliares. Apenas duas comutações são dissipativas dentre as oito existentes. Elementos parasitas, como a capacitância parasita de dreno-fonte do transistor T_o , são absorvidos pelo circuito.

4.4 Operação como fonte de tensão com alto fator de potência

4.4.1 Versão Não-Isolada

A Figura 4.10 mostra o conversor 'Cuk com capacitor flutuante operando como fonte de tensão com alto fator de potência de entrada.

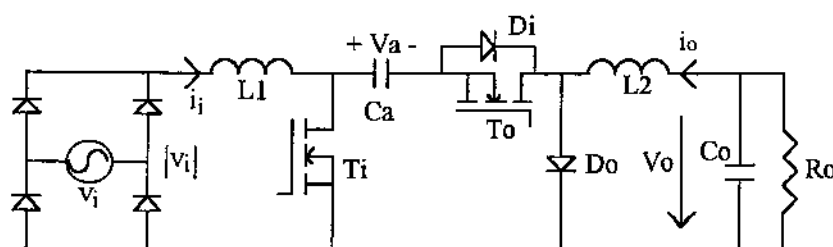


Figura 4.10 Conversor 'Cuk com capacitor flutuante operando como fonte de tensão com alto fator de potência.

4.4.1.1 Estratégias de Controle

Uma corrente de entrada com forma senoidal pode ser obtida usando-se um circuito integrado projetado para o controle de conversores elevadores de tensão no MCC. Como a corrente de entrada é contínua, os diodos da ponte retificadora não precisam ser de comutação rápida.

A tensão a ser monitorada pelo circuito de controle é v_a . O capacitor C_a deve ser grande o suficiente para absorver a ondulação de 120 Hz à potência nominal. O estágio de saída é alimentado por este capacitor e a tensão de saída pode ser regulada por um CI que opere em PWM.

4.4.1.2 Critérios para Projeto

O ciclo de trabalho δ_i deve ser ajustado para ser o mais longo possível, considerando-se a máxima tensão a ser aplicada sobre T_i . Um valor elevado para δ_i significa uma maior faixa para a variação de δ_o .

A largura de pulso do transistor de entrada é variável dentro de cada semi-ciclo da rede sendo dada por:

$$\delta_i(\theta) = 1 - \frac{|V_i \cdot \sin(\theta)|}{V_a} \quad (4.7)$$

Seu valor mínimo depende da relação entre a tensão de pico da entrada, V_i e a tensão desejada no capacitor. Pode-se escrever para δ_o :

$$\delta_o \leq 1 - \frac{V_i}{V_a} \quad (4.8)$$

Na condição limite em que $\delta_o = \delta_i$ tem-se que $v_a = v_i + V_o$, que é a relação de tensão típica do conversor 'Cuk convencional.

O indutor de entrada é calculado de modo a limitar a ondulação da corrente (ΔI_{iMAX}):

$$L_1 \geq \frac{V_i \cdot \tau \cdot \left[\sin(\theta) - \frac{V_i}{V_a} \cdot \sin^2(\theta) \right]}{\Delta I_{iMAX}} \quad (4.9)$$

Para o indutor de saída, a operação no modo contínuo se dá a partir da definição de uma mínima corrente de carga, I_{omin} :

$$L_2 \geq \frac{V_a \cdot \delta_o \cdot (1 - \delta_o) \cdot \tau}{2 \cdot I_{omin}} \quad (4.10)$$

Considerando a frequência de chaveamento, o capacitor de saída é definido em função da ondulação da tensão admitida,

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - \delta_o) \cdot \tau^2}{8 \cdot L_2 \cdot \Delta V_o} \quad (4.11)$$

Considerando o conversor sem perdas, o capacitor C_a é determinado, a partir da ondulação admitida (em 120 Hz) para a corrente máxima de saída:

$$C_a = \frac{I_{oMAX}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot \Delta V_a} \quad (4.12)$$

Um pequeno capacitor C_i é colocado na saída do retificador para filtrar a tensão que será observada pelo circuito de controle, a fim de evitar problemas de ruído. Este capacitor também é utilizado na versão isolada, descrita a seguir.

4.4.2 Versão Isolada

O conversor 'Cuk permite isolamento pela inserção de um transformador de alta frequência, como mostrado na figura 4.11.

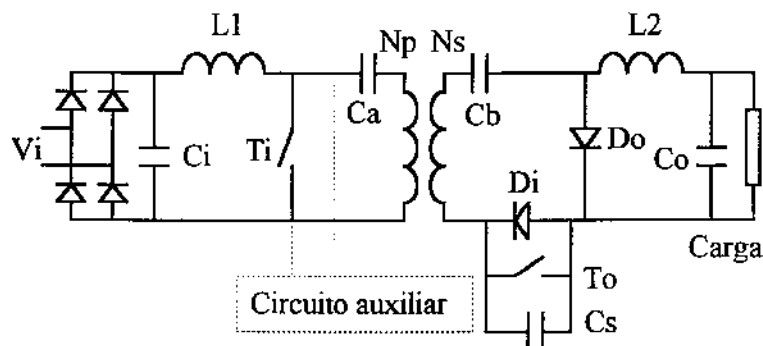


Figura 4.11 Topologia de conversor 'Cuk com capacitor flutuante com isolamento em alta frequência.

Neste caso, se operando no modo de condução descontínua, garante-se a desmagnetização do núcleo a cada ciclo [8]. Este modo de funcionamento também permite manter reduzida a ondulação em alta frequência na corrente de entrada. Para tanto, a corrente do indutor de saída deve inverter de polaridade. A operação em MCD garante a comutação do diodo D_o sob corrente nula. A entrada em condução de T_i será, neste caso, também sob corrente nula. Ou seja, todas as comutações se tornam suaves. No entanto, a operação no modo descontínuo implica em elevados picos de corrente no lado do secundário, aumentando as perdas por condução. Assim, não necessariamente a eficiência global será maior neste caso.

O controle do estágio de entrada é feito por circuitos integrados comerciais do tipo PWM. A largura de pulso é ajustada de modo a estabilizar a tensão presente em C_b . Sobre C_a deve-se ter uma tensão que acompanhe a forma de onda da entrada (senóide retificada).

Múltiplas saídas podem ser obtidas, cada uma delas com um pós-regulador próprio. As indutâncias de dispersão do transformador produzem sobre-tensões nos momentos em que T_i e T_o são desligados. Um circuito “snubber” ou um limitador de tensão deve ser usado com o objetivo de limitar o pico de tensão que se observa sobre os transistores [6].

A operação no MCC é possível mas requer cuidados adicionais na determinação do ciclo de trabalho do transistor de entrada a fim de evitar a saturação do transformador. Isto pode ocorrer caso a tensão sobre a capacitância C_a não acompanhe corretamente a forma da tensão V_i , a qual é usada para determinar δ_i [29].

4.5 Operação como carga eletrônica regenerativa

A figura 4.12 mostra o conversor ‘Cuk com capacitor flutuante operando como regenerador de energia. A corrente de entrada I_i , drenada da fonte de tensão V_i , é contínua. A corrente no indutor de saída (i_o), na entrada do inversor de corrente, é da forma senoidal retificada. O inversor de corrente é a interface com a rede, permitindo transformar a corrente CC (i_o) numa corrente CA, em fase com a tensão da rede.

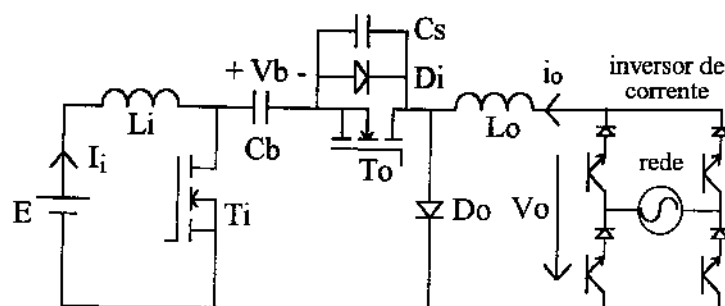


Figura 4.12 Conversor ‘Cuk com capacitor flutuante operando como carga eletrônica regenerativa

4.5.1 Estratégia de Controle

4.5.1.1 Controle da corrente de entrada

O primeiro estágio do regenerador de energia é um conversor CC/CC elevador de tensão. Um circuito integrado que opera em modulação por largura de pulso é utilizado para controlar a corrente de entrada, ou seja, simular a carga desejada, como mostra a figura 4.13.

Se a referência de corrente I_{ref} é alterada, o ciclo de trabalho δ_i varia, por ação da malha de controle, a fim de adequar a corrente média I_i ao nível desejado. Quando a corrente I_i atinge o valor desejado, δ_i retorna ao seu valor original, uma vez que E e v_a são, por hipótese, constantes.

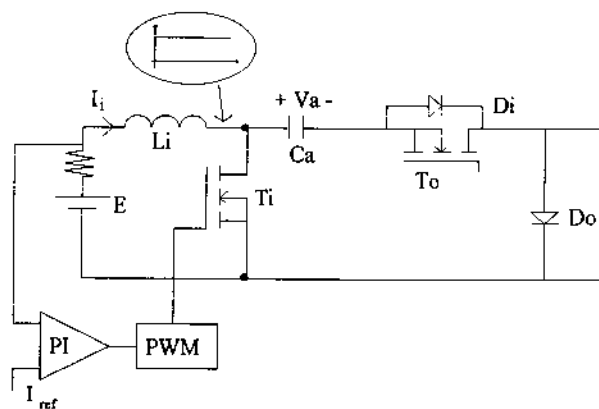


Figura 4.13 Circuito de controle da corrente de entrada.

Em regime permanente o ciclo de trabalho do estágio de entrada é constante, independente da corrente média de entrada:

$$\delta_i = 1 - \frac{E}{V_a} \quad (4.13)$$

4.5.1.2 Controle da corrente de saída

Este controle atua sobre o segundo estágio do regenerador, como mostra a figura 4.14. Este estágio é um conversor abaixador de tensão. O controle mantém o balanço de potência entre entrada e saída e garante uma corrente senoidal na saída.

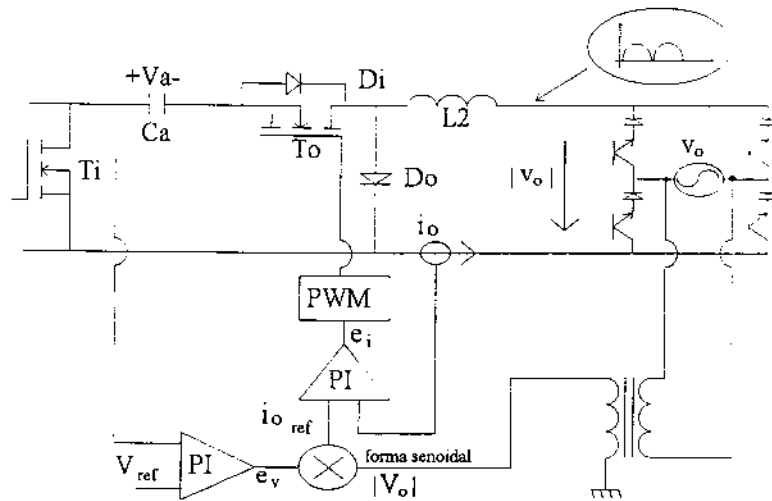


Figura 4.14 Circuito de controle da corrente de saída.

A tensão no capacitor C_a é mantida igual à tensão de referência V_{ref} . Um aumento ou decréscimo de e_v significa menos ou mais energia devolvida à rede, respectivamente, através do decréscimo ou aumento da amplitude da referência da corrente de saída, i_{oref} . A forma de onda de i_{oref} é obtida multiplicando o sinal de erro de tensão (e_v) por um sinal com a forma da tensão de saída retificada. Este controle é implementado utilizando um circuito integrado, adaptando-se os sinais de controle, desenvolvido para aplicações em correção de fator de potência [27].

4.5.1.3 Critérios Para Projeto

O mínimo valor de v_a é estabelecido considerando que o ciclo de trabalho δ_o , da chave T_o , precisa ser menor que δ_p , o ciclo de trabalho da chave T_i . Seu valor máximo depende da tensão V_T a que as chaves serão submetidas.

A tensão no capacitor C_a é mantida constante pelo circuito de controle. Como a tensão de saída varia, a característica abaixadora de tensão do estágio de saída precisa ser mantida:

$$v_o(t) = V_{op} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (4.14)$$

$$V_T \geq V_a \geq \frac{V_{op}}{\delta_o} \quad (4.15)$$

A indutância de entrada é calculada para a operação do conversor no modo de condução contínua para uma potência mínima, P_{min} :

$$L_1 \geq \frac{V_i^2 \cdot \delta_i \cdot \tau}{2 \cdot P_{min}} \quad (4.16)$$

A capacitância C_a é determinada de acordo com a ondulação de tensão Δv_a , considerando a frequência da rede:

$$C_a \geq \frac{P_{\max}}{2 \cdot \omega_i \cdot V_a \cdot \Delta V_a} \quad (4.17)$$

A indutância de saída é calculada para limitar a ondulação de alta frequência da corrente de saída, Δi_o . No MCC, a ondulação é:

$$\Delta i_o = \frac{(V_a - v_o) \cdot \delta_o \cdot \tau}{L_2} \quad (4.18)$$

$$\delta_o = \frac{v_o(t)}{V_a} \quad (4.19)$$

A ondulação de corrente será máxima quando $v_o(t) = v_a/2$. Usando as equações (4.18) e (4.19), para este valor de v_o , a indutância de saída é:

$$L_2 \geq \frac{V_a \cdot \tau}{4 \cdot \Delta i_o} \quad (4.20)$$

4.6 Resultados experimentais

4.6.1 Fonte de Tensão

4.6.1.1 Conversor não-isolado

Um protótipo não-isolado foi construído com as seguintes características:

- Tensão de alimentação: 110V/60Hz
- Tensão de saída: 50V
- Potência de saída: 500W
- Frequência de chaveamento: 100 kHz

As especificações dos componentes empregados na montagem são: $L_1 = 1,3 \text{ mH}$; $L_2 = 670 \text{ } \mu\text{H}$; $C_a = 150 \text{ } \mu\text{F}$ e $C_o = 1000 \text{ } \mu\text{F}$. O valor da capacitância C_s é 2 nF. O CI utilizado no controle do estágio de entrada é o L4981, enquanto a saída é comandada por um LM3525. A figura 4.15 mostra a tensão e a corrente de entrada. O elevado fator de potência é evidente. A distorção harmônica total da corrente é menor que 10%, resultando num fator de potência maior que 0,99. A distorção observada próximo ao cruzamento com zero é devida ao capacitor C_i e à própria ação do controlador. O espectro em baixa frequência da corrente está indicado na figura 4.16.

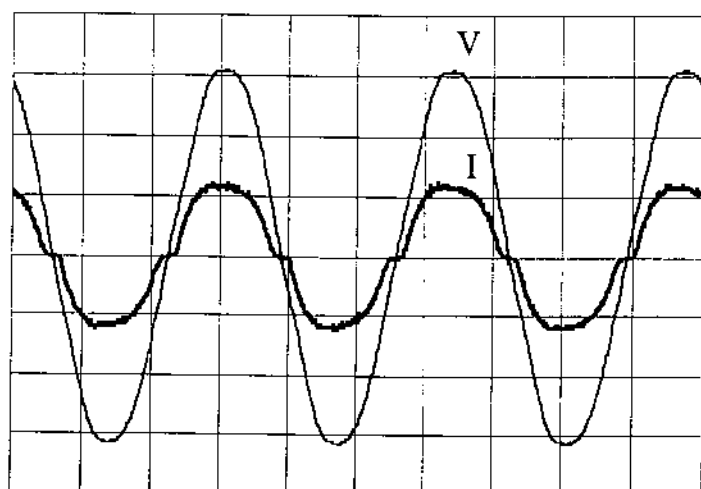


Figura 4.15 Tensão (50 V/div.) e corrente (5 A/div.) de linha. Horiz.: 5 ms/div.

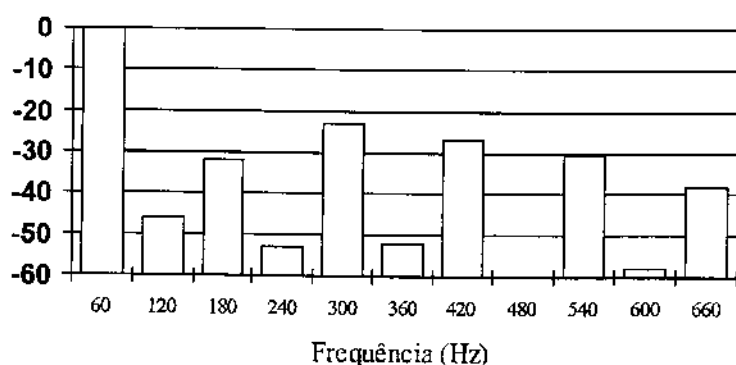


Figura 4.16 Espectro da corrente de entrada (dB)

O rendimento medido é mostrado na figura 4.17 para diversos níveis de potência de entrada. Mesmo operando a 100 kHz obtém-se, para uma larga faixa de potência, uma eficiência superior a 91%. Este valor pode ser aumentado através da redução das perdas nos núcleos magnéticos, utilizando-se ferrites mais adequadas a frequências de chaveamento elevadas.

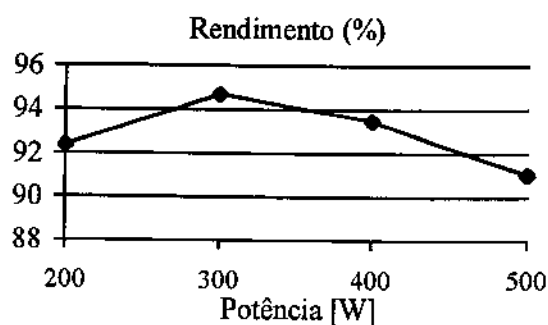


Figura 4.17 Rendimento medido do conversor.

4.6.1.2 Conversor com saída isolada

A figura 4.18 indica novamente a corrente e a tensão de entrada, para um conversor com saída isolada com as mesmas características do conversor não-isolado (transformador 1:1), operando com potência de entrada de 250 W. As seguintes especificações dos componentes foram alteradas: $L_o = 10 \mu\text{H}$; $C_a = 10 \mu\text{F}$; $C_b = 200 \mu\text{F}$.

A operação no modo descontinuo garante o elevado fator de potência. O rendimento medido nesta potência foi de 86%. Confirma-se assim que a elevação das perdas de condução, devido à operação no MCD, são maiores que o ganho obtido fazendo todas as comutações serem suaves.

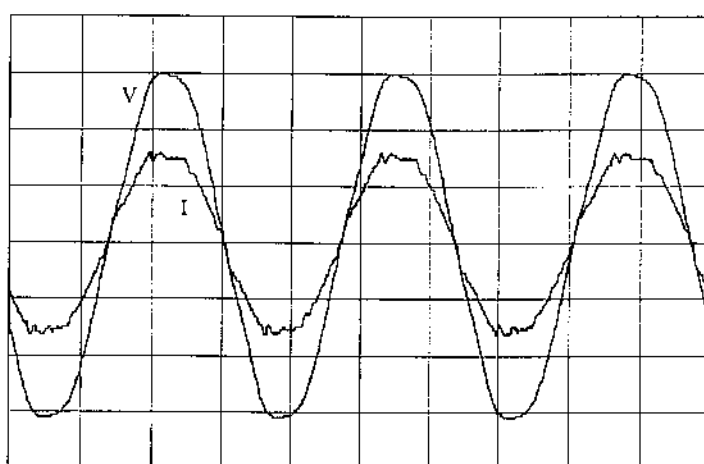


Figura 4.18 Tensão (50V/div) e corrente (2A/div) de entrada em conversor isolado, operando no MCD. Escala horizontal: 5ms/div.

4.6.2 Carga Eletrônica

De acordo com os critérios para projeto, um protótipo foi construído considerando os seguintes parâmetros:

- $E = 150 \text{ V}$,
- $V_o(t) = 110 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)$
- $P_{\max} = 1000 \text{ W}$,
- $P_{\min} = 225 \text{ W}$
- $\tau = 10 \mu\text{s}$ (100 kHz)

O circuito é aquele mostrado na figura 4.12. Os componentes utilizados foram: $L_1 = 1,3 \text{ mH}$, $L_2 = 670 \mu\text{H}$, $C_a = 200 \mu\text{F}$

Os indutores foram construídos com núcleos de ferrite com material do tipo IP12. O valor da capacitância C_s é 2 nF. O atraso para ligar a chave T_i em relação à chave T_o é 500 ns. O inversor de corrente é comandado pelo circuito integrado TCA780.

As formas de onda a seguir foram obtidas para a potência de 1000 W (potência de entrada). A figura 4.19 mostra as formas de onda de tensão e corrente no transistor T_o . A comutação ZVS, no desligamento, é garantida pelo capacitor C_s . Durante a condução do diodo intrínseco, D_i , o transistor recebe o sinal de porta. Quando T_i liga, o diodo D_o desliga e a corrente através de T_o inverte o sentido. A oscilação presente na forma de onda de tensão ocorre devido à ressonância entre C_s e as indutâncias parasitas. O pico de corrente é causado pela recombinação reversa do diodo D_o .

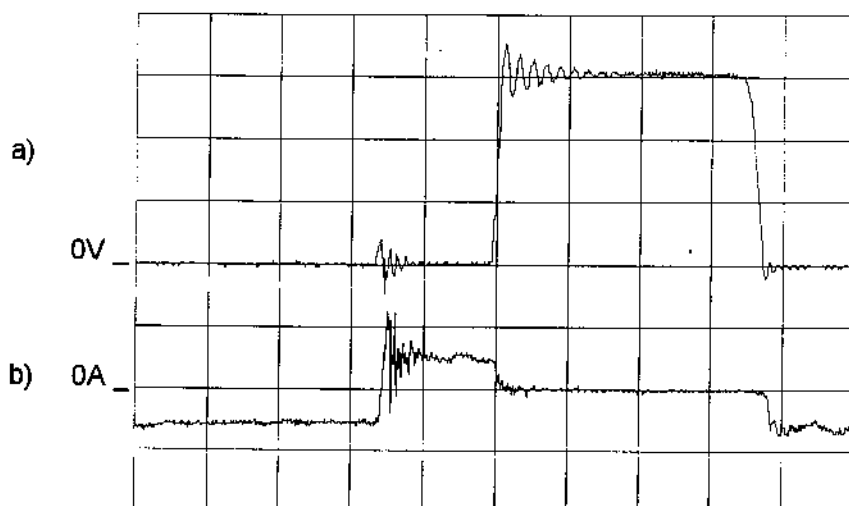


Figura 4.19 Chave T_o : a) tensão (100V/div); b) corrente (10A/div).

Escala horizontal: 1μs/div.

Os efeitos de elementos parasitas, inerentes ao "lay-out" de circuitos, são problemas comuns em protótipos de bancada e mesmo em montagens finais. A indutância L_p , na figura 4.20, representa a soma das indutâncias parasitas distribuídas ao longo da malha M.

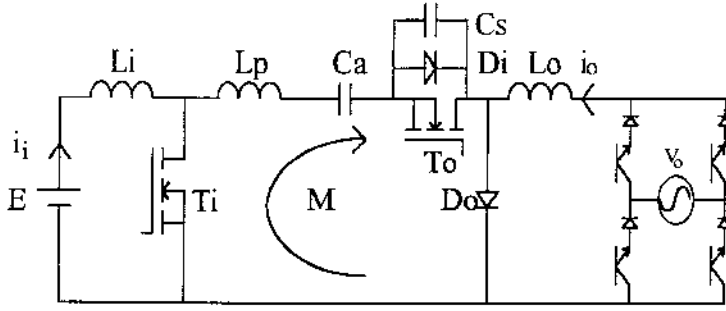


Figura 4.20 Conversor com indutância parasita L_p

Note que o efeito das indutâncias parasitas, presentes nos ramos onde estão L_1 e L_2 , é absorvido pelos indutores.

As formas de onda de tensão e corrente no transistor T_i são mostradas na figura 4.21. O desligamento sob tensão nula é claro. Devido às indutâncias parasitas, o transistor liga com um atraso no crescimento da corrente reduzindo as perdas nesta comutação. A figura 4.22 mostra esta comutação em detalhes.

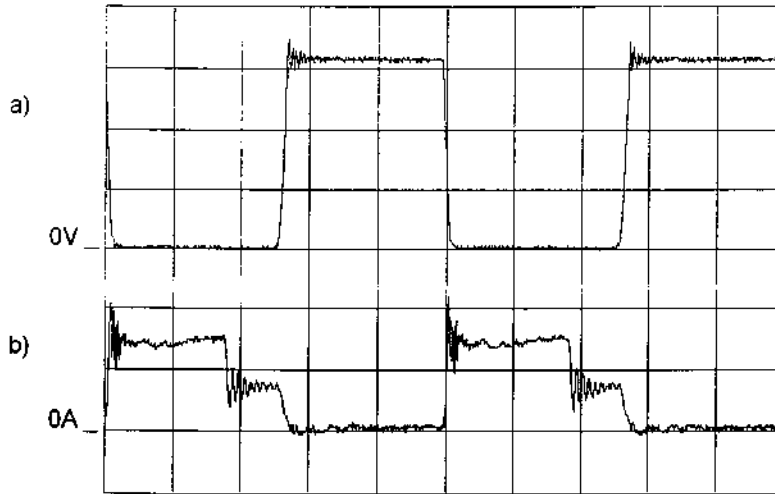


Figura 4.21 Chave T_i : a) tensão (100 V/div.); b) corrente (10 A/div.).

Escala horizontal: 2 μ s/div.

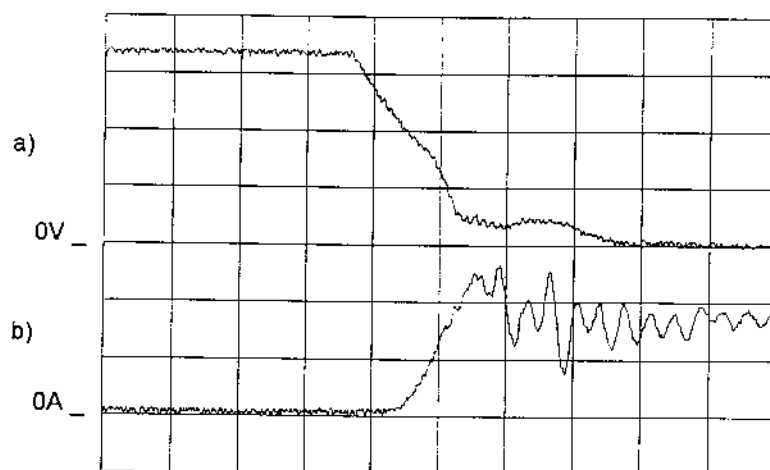


Figura 4.22 Comutação de T_1 : a) tensão (100 V/div.); b) corrente (10 A/div.).

Escala horizontal: 100ns/div.

A figura 4.23 mostra as formas de onda de tensão e a corrente injetada na rede.

A curva de corrente apresenta uma descontinuidade na transição por zero, causado pelo capacitor de comutação C_s que, para pequenas correntes tem um processo de carga pela corrente i_o muito lento, afetando o ciclo de trabalho efetivo do diodo D_o e distorcendo a forma da corrente.

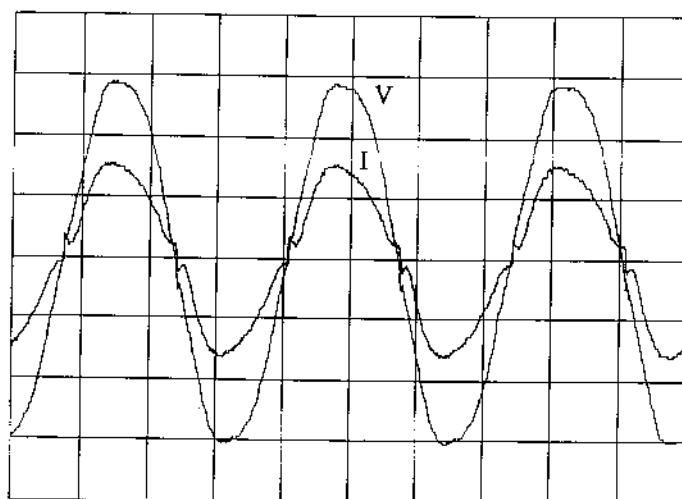


Figura 4.23 Tensão (50 V/div.) e corrente injetada na rede (5 A/div.).

Escala horizontal: 5 ms/div.

A figura 4.24 mostra o espectro da corrente de saída, que é praticamente constante para toda a faixa de potência. A distorção harmônica total da corrente de saída é 8,8%. O rendimento medido, para uma potência de entrada de 1 kW, foi de 92%.

Considerando apenas o conversor com capacitor flutuante (sem o inversor de corrente) a eficiência foi de 95%.

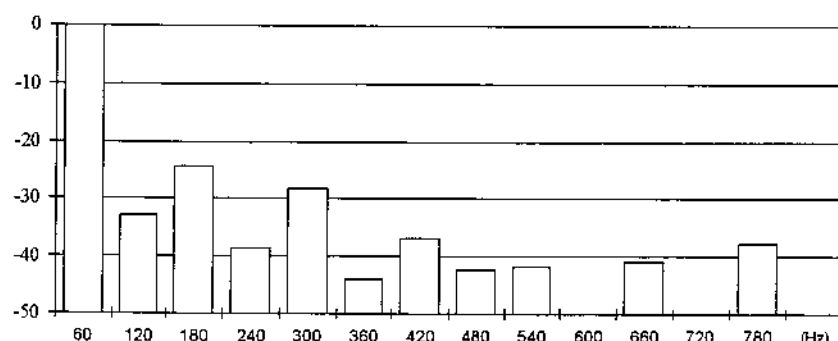


Figura 4.24 Espectro da corrente de saída (dB)

A fim de avaliar o desempenho do conversor quanto às ações de controle utilizadas, obteve-se a resposta para a aplicação de um degrau no sinal de referência da corrente de entrada. A figura 4.25 mostra a resposta do sistema.

A boa estabilidade do sistema é observada na curva superior, onde a corrente de entrada varia de 3 a 6,6A, com o tempo de acomodação de 1ms.

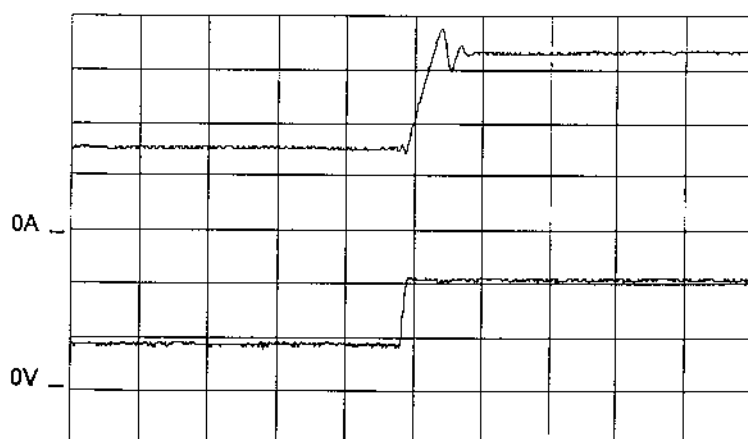


Figura 4.25 Curva superior: corrente de entrada (2 A/div.). Curva inferior: sinal de referência (2 V/div.). Escala horizontal: 1 ms/div.

4.7 Conclusões

O conversor Cuk com capacitor flutuante é uma topologia interessante para ser usada em situações em que as correntes de entrada e de saída precisam ser controladas independentemente. O controle é facilmente implementado através de circuitos

integrados comerciais. Os conversores podem operar com altas frequências de chaveamento e elevado rendimento, devido à comutação suave, do tipo ZVS, dos semicondutores. As comutações são obtidas sem a necessidade de circuitos auxiliares. Elementos parasitas, de um modo geral, são absorvidos pelo circuito e auxiliam na obtenção das comutações suaves.

Na operação como Regenerador de Potência, o conversor emula uma carga, drenando a corrente necessária e injetando na rede uma corrente com alto fator de potência e baixa distorção harmônica.

Uma descontinuidade na passagem por zero, na corrente injetada na rede, é provocada pelo capacitor de comutação C_s , e pode causar picos de tensão indesejáveis se na saída do regenerador houver uma reatância indutiva significativa. Se a saída for conectada diretamente à rede, os picos observados são desprezíveis.

O conversor 'Cuk com capacitor flutuante, com as posições de entrada e saída invertidas, em relação à operação como regenerador, é utilizado como fonte de tensão. O conversor pode operar com característica abaixadora ou elevadora de tensão obtendo-se elevado fator de potência.

A introdução de isolamento em alta frequência é possível, inclusive com múltiplas saídas. Operando no modo de condução descontínua todas as comutações são suaves, mas elevam-se as perdas por condução. Além disso, deve-se limitar as sobre-tensões produzidas pelas indutâncias de dispersão do transformador.

5. CONVERSOR 'CUK ABAIXADOR DE TENSÃO – ALIMENTAÇÃO DE CARGA RESISTIVA

5.1 Alimentação de cargas resistivas

Este estudo foi motivado pela consulta de um fabricante de aparelhos eletrodomésticos de aquecimento resistivo ("grill", forno elétrico, etc.). Tais aparelhos deveriam estar em conformidade com normas internacionais de compatibilidade eletromagnética

Dentre os tipos usuais de controle de temperatura tem-se o controle liga-desliga, geralmente feito a partir de termostatos bimetalicos. Este sistema potencialmente viola os limites estabelecidos na norma IEC 1000-3-3 [30] para a flutuação de tensão. Outra possibilidade é fazer um controle de fase, por meio de tiristores. Este método potencialmente ultrapassa os limites de correntes harmônicas definidos na norma IEC 1000-3-2 [31].

A alternativa então encontrada foi o uso de pré-reguladores de fator de potência, assegurando uma corrente senoidal na entrada e permitindo um controle da potência sobre a carga. Observe-se que, dada a elevada inércia térmica típica de tais aparelhos, a forma de onda da corrente sobre a resistência de carga não é relevante.

Por razões de segurança do usuário, foi decidido utilizar estruturas abaixadoras de tensão, de modo que a máxima tensão disponível sobre a carga fosse a própria tensão de alimentação. O estudo feito em [32] compara os desempenhos de duas estruturas deste tipo, uma baseada no conversor abaixador de tensão convencional ("buck") e outra que utiliza uma modificação no conversor 'Cuk, de modo a se obter a mesma característica estática [33].

Neste capítulo apresentam-se apenas os resultados relativos a este último conversor, de modo a manter-se a unidade temática desta tese.

5.2 Conversor 'Cuk como abaixador de tensão

Alterando-se as conexões entre as tensões de entrada e de saída em relação à estrutura básica da célula 'Cuk pode-se obter outras características de conversão de

Este trabalho foi inicialmente desenvolvido durante o pós-doutoramento junto ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Pádua – Itália. Posteriormente foi aprofundado na dissertação de mestrado de Carlos Gabriel Bianchin [32], aprovada em setembro de 1997. Os resultados foram publicados nos seguintes eventos: COBEP'95 [42], PEDES'96 [43], PCC'97 [44] e PESC'97 [45].

tensão. O conversor 'Cuk para operação como abaixador de tensão está mostrado na figura 5.1, numa aplicação com alimentação pela rede, de modo a configurar um conversor com elevado fator de potência. A célula básica é composta pelos indutores L_1 e L_2 , pelo capacitor C_a , pelo transistor T e pelo diodo D.

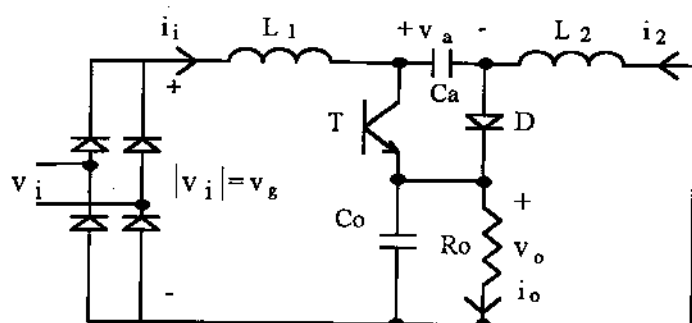


Figura 5.1 Conversor 'Cuk abaixador de tensão.

5.3 Características estáticas

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.

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).

Observe que, dada a presença do retificador na entrada não é possível a inversão da corrente por L_1 .

5.3.1 Modo de Condução Contínua

Neste modo de condução têm-se as formas de onda, tanto para a corrente pelo transistor T, quanto para a tensão sobre o indutor, mostradas na figura 5.2. Não importa qual indutor esteja sendo analisado pois, como dito anteriormente, ambos apresentam os mesmos valores instantâneos de tensão.

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

- com o transistor ligado, a corrente pelo indutor L_1 aumenta. O mesmo ocorre com o indutor L_2 , que retira energia do capacitor C_a , descarregando o mesmo;
- quando o transistor desliga, os indutores imediatamente invertem a polaridade de suas tensões, polarizando diretamente o diodo, o que permite a continuidade da corrente para a carga.

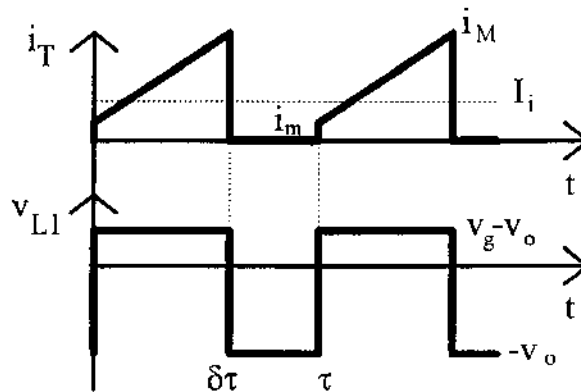


Figura 5.2 Formas de onda para modo de condução contínua

As correntes pelos indutores L_1 e L_2 começam a diminuir. L_1 entrega energia a C_a , carregando-o; antes que a corrente pelo diodo se anule o transistor volta a conduzir, continuando o processo.

A tensão de entrada tem a forma senoidal e, após a retificação, torna-se a tensão de entrada do conversor.

$$v_i = V_i \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (5.1)$$

$$v_g = V_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (5.2)$$

Sabe-se que, em regime permanente, a tensão média sobre um indutor é nula. Quando o transistor conduz (intervalo $\delta \cdot \tau$) tem-se $v_{L1} = v_g - v_o$, e quando o diodo conduz, $v_{L1} = -v_o$. Assim, analisando a forma de onda de tensão sobre o indutor L_1 temos:

$$(v_g - v_o) \cdot \delta \cdot \tau = v_o \cdot (1 - \delta) \cdot \tau \quad (5.3)$$

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

$$v_g \cdot \delta - v_o \cdot \delta = v_o - v_o \cdot \delta \quad (5.4)$$

ou:

$$\frac{v_o}{v_g} = \delta \quad (5.5)$$

Note-se que a tensão de saída, v_o , 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:

$$p_i = p_o \quad (5.6)$$

ou:

$$\bar{i}_i \cdot v_g = \bar{i}_o^2 \cdot R_o = \frac{v_o^2}{R_o} \quad (5.7)$$

onde $\bar{i}_i$ e $\bar{i}_o$ são as correntes médias de entrada e de saída calculadas a cada ciclo de chaveamento.

Substituindo as equações (5.2) e (5.5) em (5.7) tem-se:

$$\bar{i}_i = \frac{\delta^2 \cdot V_i \cdot |\sin(\omega \cdot t)|}{R_o} \quad (5.8)$$

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.

5.3.2 Modo de Condução Descontínua

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

- com o transistor ligado as correntes por L_1 e L_2 aumentam.
- quando o transistor desliga, os indutores imediatamente invertem a polaridade de suas tensões, polarizando diretamente o diodo e permitindo a continuidade da corrente para a carga. Neste momento os indutores L_1 e L_2 começam a se descarregar. L_1 fornece energia para C_a , 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_o ;
- 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 5.3.

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

$$(v_g - v_o)\delta\tau = v_o\delta_2\tau \quad (5.9)$$

$$\frac{v_o}{v_g} = \frac{\delta}{\delta + \delta_2} \quad (5.10)$$

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

$$p_o = v_o \cdot \bar{i}_o = \frac{v_o^2}{R_o} \quad (5.11)$$

$$p_i = v_g \cdot \bar{i}_i \quad (5.12)$$

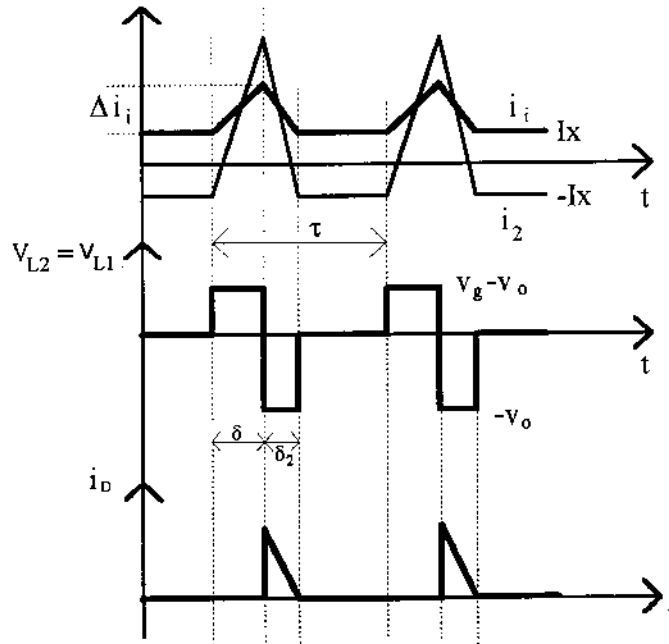


Figura 5.3 Formas de onda para o modo de condução descontinua

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

$$\bar{i}_o = \bar{i}_i + \bar{i}_2 \quad (5.13)$$

Igualando as equações (5.11) e (5.12), e ainda substituindo nessa igualdade as equações (5.10) e (5.13), obtém-se:

$$\frac{\bar{i}_i}{\bar{i}_2} = \frac{\delta}{\delta_2} \quad (5.14)$$

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 5.3. Assim tem-se que:

$$\bar{i}_1 = \frac{(\delta + \delta_2)\delta}{2} \cdot \frac{(v_g - v_o)\tau}{L_1} + I_x \quad (5.15)$$

$$\bar{i}_2 = \frac{(\delta + \delta_2)\delta}{2} \cdot \frac{(v_g - v_o)\tau}{L_2} - I_x \quad (5.16)$$

O objetivo é encontrar uma relação entre a corrente de entrada i_i e a tensão de entrada v_g . Desta forma somando-se (5.15) com (5.16):

$$\bar{i}_1 + \bar{i}_2 = \frac{\delta \cdot \tau (\delta + \delta_2) (v_g - v_o)}{2.L_e} \quad (5.17)$$

onde:

$$L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (5.18)$$

Na seqüência, isola-se δ_2 em (5.14) e substitui-se o resultado em (5.17):

$$\bar{i}_1 = \frac{\delta^2 \cdot \tau}{2.L_e} (v_g - v_o) \quad (5.19)$$

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

$$v_g \cdot \frac{\delta^2 \cdot \tau}{2.L_e} (v_g - v_o) = \frac{v_o^2}{R_o} \quad (5.20)$$

de onde se obtém o valor de δ_2 através de (5.10):

$$\delta_2 = \frac{-\delta + \sqrt{\delta^2 + 4.K_e^2}}{2} \quad (5.21)$$

onde:

$$K_e = \sqrt{\frac{2.L_e}{R_o \cdot \tau}} \quad (5.22)$$

Substituindo (5.21) em (5.10), e em seguida em (5.19) obtém-se:

$$\bar{i}_1 = \frac{\delta^2 \cdot \tau}{2.L_e} \left(\frac{\sqrt{\delta^2 + 4.K_e^2} - \delta}{\sqrt{\delta^2 + 4.K_e^2} + \delta} \right) v_g \quad (5.23)$$

Portanto, 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.

Há uma separação entre os modos de condução, determinado por um ciclo de trabalho crítico (δ_c).

Nestas condições tem-se que $\delta_2 = 1 - \delta$. Substituindo esse valor em (5.21) obtém-se o valor do ciclo de trabalho crítico:

$$\delta_c = 1 - K_e^2 \quad (5.24)$$

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 semiciclo da rede.

5.3.3 Modo de Condução Descontínua no Indutor de Entrada

A característica principal deste modo de funcionamento é que a corrente de entrada se anula 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 5.4.

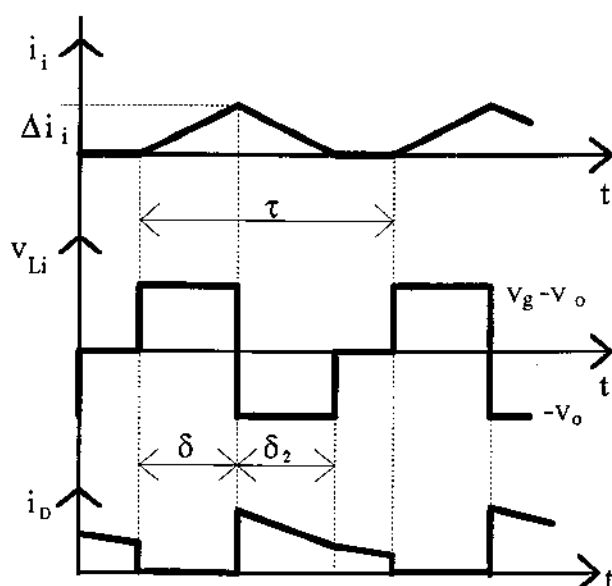


Figura 5.4 Formas de onda com a corrente de entrada descontínua

Comparando-se as figuras 5.3 e 5.4, vê-se que as tensões sobre o indutor L_1 são as mesmas, tanto durante o intervalo de condução da chave quanto do diodo. Deste modo, tem-se no MCDE a mesma característica estática do modo de condução descontínua. 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:

$$\Delta i_i = \frac{(v_g - v_o) \delta \cdot \tau}{L_1} \quad (5.25)$$

Neste caso pode-se encontrar a corrente média de entrada a partir da área sob a curva de corrente da figura 5.4. Assim:

$$\bar{i}_i = \frac{(\delta + \delta_2) \cdot \tau \cdot \Delta i_i}{2 \cdot \tau} \quad (5.26)$$

Substituindo (5.25) em (5.26) tem-se:

$$\bar{i}_i = \frac{(\delta + \delta_2)(v_g - v_o) \delta \cdot \tau}{2 L_1} \quad (5.27)$$

Pode-se reescrever a característica estática do conversor para este modo de condução como segue:

$$\delta \cdot v_g - v_o \cdot (\delta + \delta_2) = 0 \quad (5.28)$$

Substituindo (5.28) em (5.27) tem-se:

$$\bar{i}_i = \frac{\delta_2 \cdot \delta \cdot \tau}{2 L_1} \cdot v_g \quad (5.29)$$

Pelo balanço de potência tem-se:

$$\bar{i}_i \cdot v_g = \frac{v_o^2}{R_o} \quad (5.30)$$

Substituindo o valor da corrente média de entrada (5.27) em (5.30) tem-se:

$$\frac{\delta^2}{(\delta + \delta_2)^2} = \frac{\delta_2 \cdot \delta \cdot \tau \cdot R_o}{2 L_1} \quad (5.31)$$

Definindo uma constante K_i como sendo:

$$K_i = \sqrt{\frac{2 L_1}{R_o \cdot \tau}} \quad (5.32)$$

Rearranjando (5.31) tem-se:

$$(\delta + \delta_2)^2 \cdot \delta_2 - K_i \cdot \delta = 0 \quad (5.33)$$

A resolução desta equação fornece o valor do intervalo δ_2 :

$$\delta_2 = -\delta + \frac{K_i^2 + \sqrt{K_i^4 + 4\delta^2 K_i^2}}{2\delta} \quad (5.34)$$

Substituindo o valor de δ_2 encontrado na equação anterior em (5.29), e também substituindo a constante K_i tem-se:

$$\bar{i}_i = \frac{v_g}{R_o} \left(-\frac{\delta^2}{K_i} + \frac{K_i + K_i \sqrt{1 + 4 \frac{\delta^2}{K_i^2}}}{2} \right) \quad (5.35)$$

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.

5.3.4 Modo de Condução Descontínua na Entrada e na Saída

Este modo de condução tem como característica a descontinuidade das correntes tanto no indutor L_1 , quanto em L_2 . As formas de onda relativas a este modo de condução são mostradas na figura 5.5.

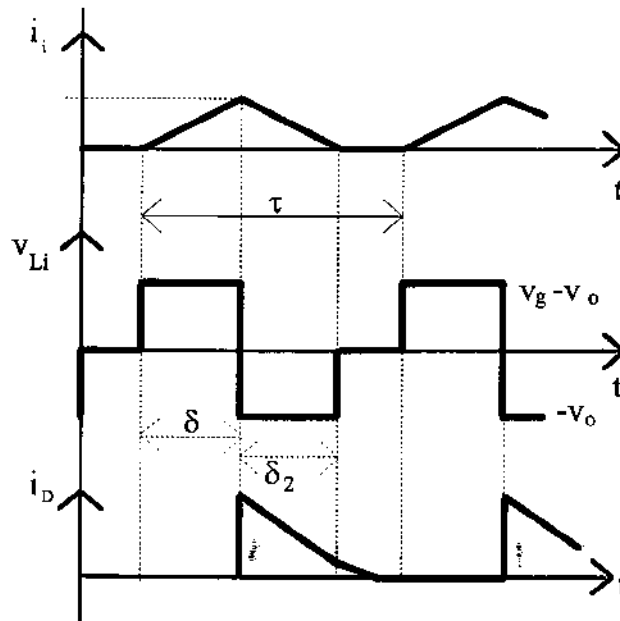


Figura 5.5 Formas de onda para o modo de condução descontínua na entrada e na saída

Deve ser observado que, como não há mudança na forma de onda de corrente de entrada e na tensão em L_1 , a corrente média de entrada obedece à mesma equação (5.35).

No modo de condução anterior (MCDE) e neste modo (MCDES), as desvantagens 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;
- 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.

5.3.5 Resultados de Simulação

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

$$\begin{aligned} v_i &= 127\sqrt{2}\sin(2\pi\cdot 60\cdot t) & L_1 &= 1,45\text{mH} \\ R_o &= 14,6\Omega & C_a &= 200\text{nF} \\ P_o &= 1100\text{W} & L_2 &= 450\mu\text{H} \\ \tau &= 20\mu\text{s}(50\text{kHz}) & C_o &= 100\text{nF} \end{aligned}$$

Na figura 5.6 tem-se o comportamento da corrente média de entrada para o modo de condução contínua, assim como um detalhe da corrente no diodo.

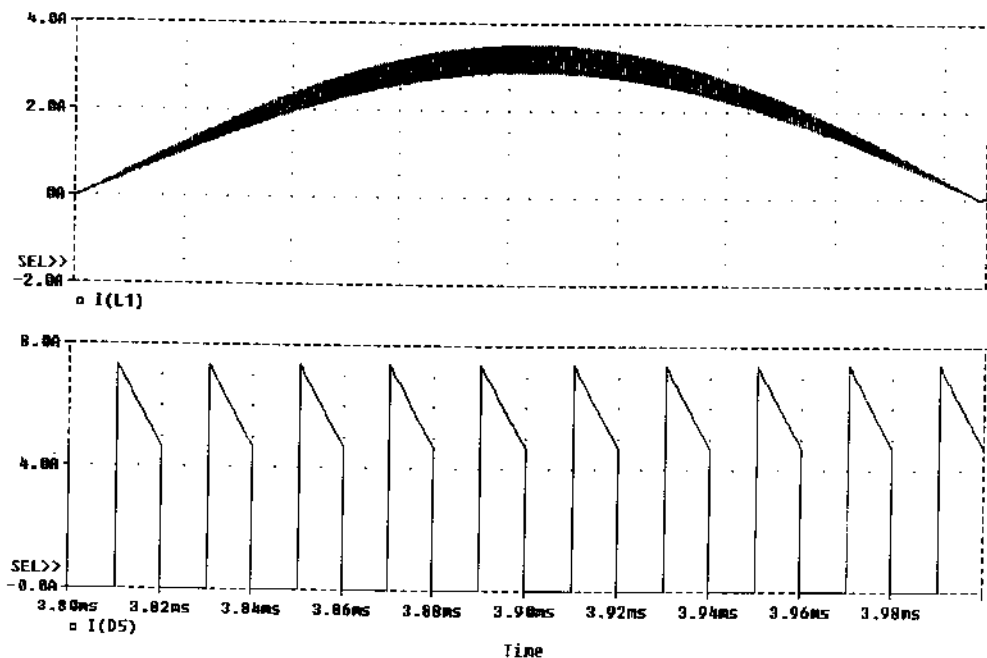


Figura 5.6 Formas de onda para o modo de condução contínua

Para verificar as formas de onda na operação no modo de condução descontínua, mostradas na figura 5.7, foram utilizados os seguintes valores:

$$L_1 = 500\mu\text{H}$$

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

$$C_a = 200\text{nF}$$

$$R_o = 14,6\Omega$$

$$L_2 = 90\mu\text{H}$$

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

$$C_o = 100\text{nF}$$

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

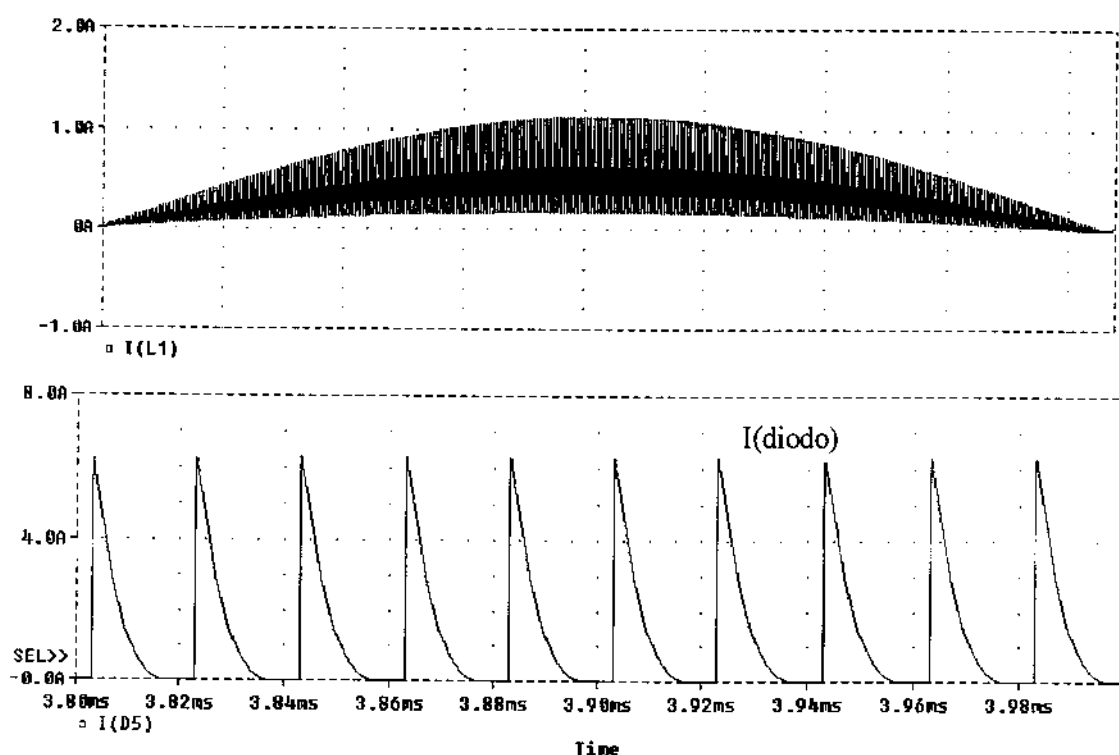


Figura 5.7 Formas de onda para o modo de condução descontínua

Note que, embora a corrente pelo diodo vá a zero, a corrente por L_1 não se anula. A variação da corrente no diodo não é linear por causa da existência da ondulação de alta frequência na tensão dos capacitores.

Pode-se ainda analisar o comportamento da tensão e da potência de saída para os diferentes modos de condução possíveis através da figura 5.8.

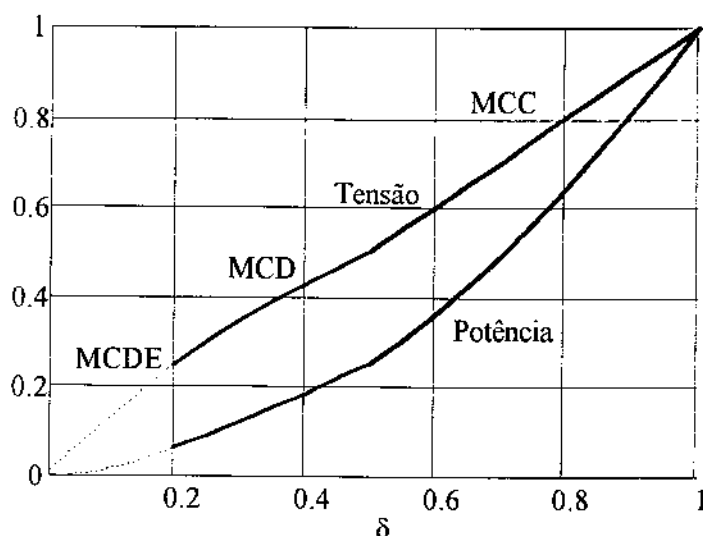


Figura 5.8 Tensão e potência de saída normalizadas para os diferentes modos de condução

5.4 Projeto do Conversor 'Cuk abaixador de tensão

No conversor 'Cuk abaixador de tensão tem-se quatro componentes para dimensionar: o indutor de entrada (L_1), o indutor de saída (L_2), o capacitor de transferência de energia (C_a), e o capacitor de saída (C_o).

A partir de um valor arbitrado de ciclo de trabalho crítico, deseja-se manter a operação do conversor no MCC.

Do balanço de tensão em L_1 tem-se:

$$v_g - v_o = L_1 \cdot \frac{\Delta i_i}{\delta \cdot \tau} \quad (5.36)$$

No MCC vale a característica estática $v_o = \delta \cdot v_g$. Substituindo esta equação em (5.36) tem-se:

$$L_1 = \frac{v_g \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{\Delta i_i} \quad (5.37)$$

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

$$v_g \cdot \bar{i}_i = \frac{v_g^2 \cdot \delta_c^2}{R_o} \quad (5.38)$$

ou:

$$v_g = \frac{R_o \cdot \bar{i}_i}{\delta_c^2} \quad (5.39)$$

Substituindo (5.39) em (5.37) tem-se um critério para a determinação da indutância de entrada:

$$L_1 \geq \frac{(1-\delta_c)\tau R_o}{\delta_c} \cdot \frac{\bar{i}_i}{\Delta i_i} \quad (5.40)$$

onde o termo $\frac{\Delta i_i}{\bar{i}_i}$ é a ondulação relativa da corrente de entrada.

Para que o estágio de saída também opere em condução contínua, determina-se uma mínima indutância L_2 . Partindo do balanço de tensão obtém-se:

$$L_2 = \frac{v_g \cdot (1-\delta_c) \delta_c \cdot \tau}{\Delta i_2} \quad (5.41)$$

Já foi mostrado que a corrente média de saída é a soma das correntes médias em cada indutor. Na condição crítica pode-se escrever essa equação de correntes médias da seguinte maneira:

$$i_o = i_1 + i_2 \Rightarrow \frac{v_g \cdot \delta_c}{R_o} = \frac{v_g \cdot \delta_c^2}{R_o} + \frac{\Delta i_2}{2} \quad (5.42)$$

Rearranjando esta equação tem-se:

$$\Delta i_2 = \frac{2 \cdot v_g \cdot \delta_{crit}}{R_o} \cdot (1-\delta_{crit}) \quad (5.43)$$

Substituindo (5.43) em (5.41) obtém-se uma expressão para a escolha da indutância L_2 :

$$L_2 \geq \frac{\tau R_o}{2} \quad (5.44)$$

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

$$\Delta V_a = \frac{\bar{i}_i \cdot (1-\delta) \tau}{C_a} \quad (5.45)$$

onde ΔV_a é a variação de tensão sobre o capacitor C_a . O pior caso se dá no pico da tensão de entrada, quando a corrente de entrada também é máxima.

Tomando-se o valor de $\bar{i}_i$ de (5.39), substituindo em (5.45) obtém-se:

$$C_a = \frac{V_i}{\Delta V_a} \cdot \frac{\delta^2 \cdot (1-\delta) \tau}{R_o} \quad (5.46)$$

$\Delta V_{Ca}/V_i$ exprime uma relação entre a tensão de entrada e a variação de tensão sobre o capacitor (ΔV_{rel}). Substituindo tem-se:

$$\Delta V_{rel} = \frac{\delta^2 (1-\delta) \tau}{R_o \cdot C_a} \quad (5.47)$$

O máximo valor de (5.47) é obtido pela derivada da mesma em relação a δ . Isso indica que o máximo ocorre para $\delta=2/3$, o que leva a um valor de C_a igual a:

$$C_a = \frac{0,148 \cdot \tau}{R_o \cdot \Delta V_{rel}} \quad (5.48)$$

Para o capacitor de saída (C_o) faz-se a especificação em função da ondulação de tensão desejado sobre a carga.

Aplicando a expressão da característica estática no MCC e definindo uma ondulação de tensão, tem-se uma expressão análoga à que foi apresentada no capítulo 1:

$$C_o = \frac{(1-\delta) \tau^2 \cdot V_{op}}{8 \cdot L_2 \cdot \Delta V} \quad (5.51)$$

5.5 Resultados experimentais

Para o protótipo do conversor 'Cuk' abaixador de tensão utilizaram-se componentes de acordo com os valores a seguir:

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

$$R_o = 14,6 \Omega$$

$$P_o = 1100W$$

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

$$L_1 = 1,45mH$$

$$C_a = 1 \mu F$$

$$C_o = 470nF$$

$$L_2 = 450 \mu H$$

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 $\delta=0,5$.

Nas figuras 5.9, 5.10 e 5.11 tem-se, respectivamente, tensão de entrada, a corrente na entrada e no indutor L_2 . Na figura correspondente à corrente no indutor L_2 está mostrado o detalhe do pico da onda, onde pode-se comparar a ondulação com o da corrente na entrada, cujos valores estão próximos, em torno de 1 A.

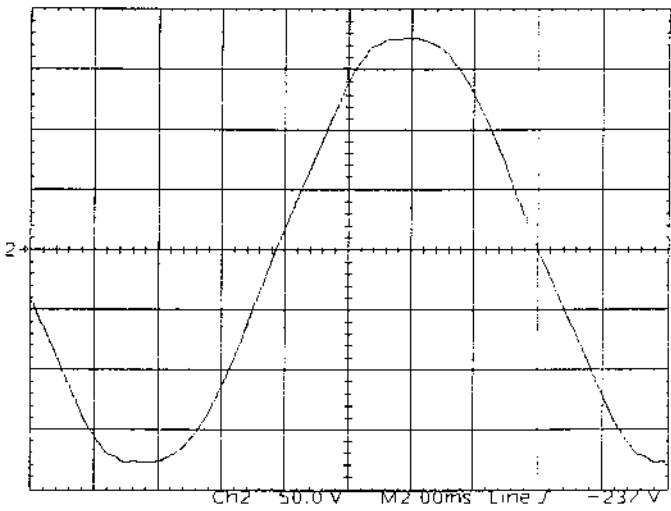


Figura 5.9 Tensão de entrada (50V/div), 2 ms/div.

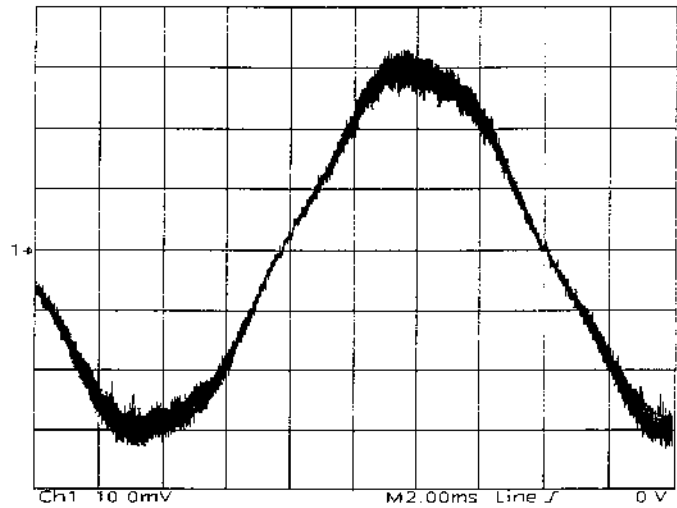


Figura 5.10 Corrente de entrada (1A/div), 2 ms/div.

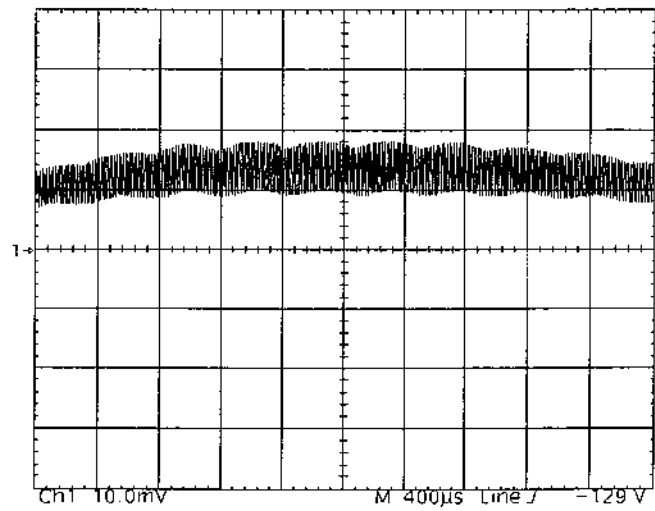


Figura 5.11 Corrente em L_2 (detalhe) (2 A/div), 500 μ s/div.

Nas figuras 5.12, 5.13 e 5.14 tem-se o espectro da corrente de entrada em baixa e alta frequência, e o da tensão em baixa frequência.

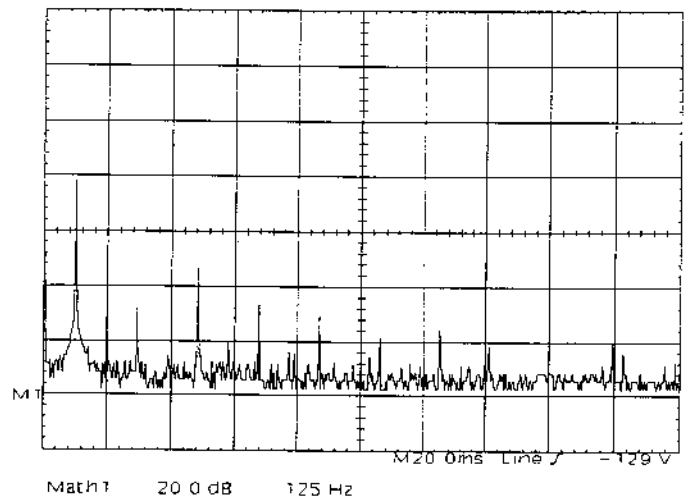


Figura 5.12 Espectro da corrente de entrada em baixa frequência

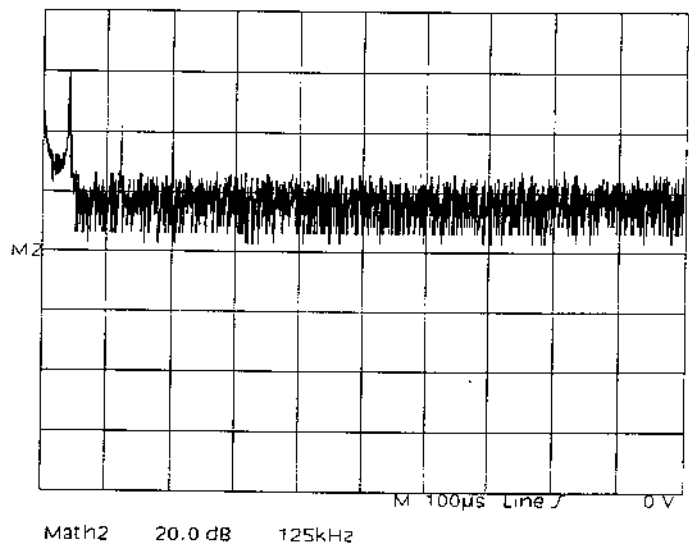


Figura 5.13 Espectro da corrente de entrada em alta frequência

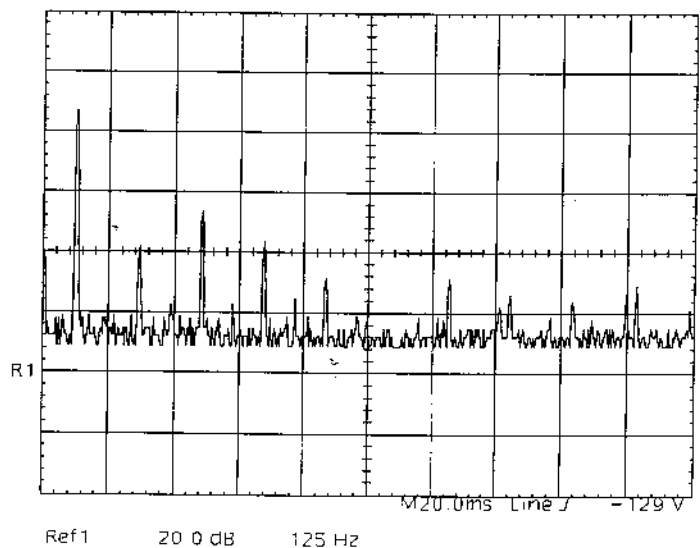


Figura 5.14 Espectro da tensão de entrada em baixa frequência

Na figura 5.12 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 5.14.

Na figura 5.15 tem-se a tensão e a corrente de saída. Esta última é a soma das duas correntes i_1 e i_2 ; e como ambas apresentam ondulação, isso também ocorre na corrente na saída. Como a carga é resistiva, a tensão de saída também conterá uma ondulação 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 5.16.

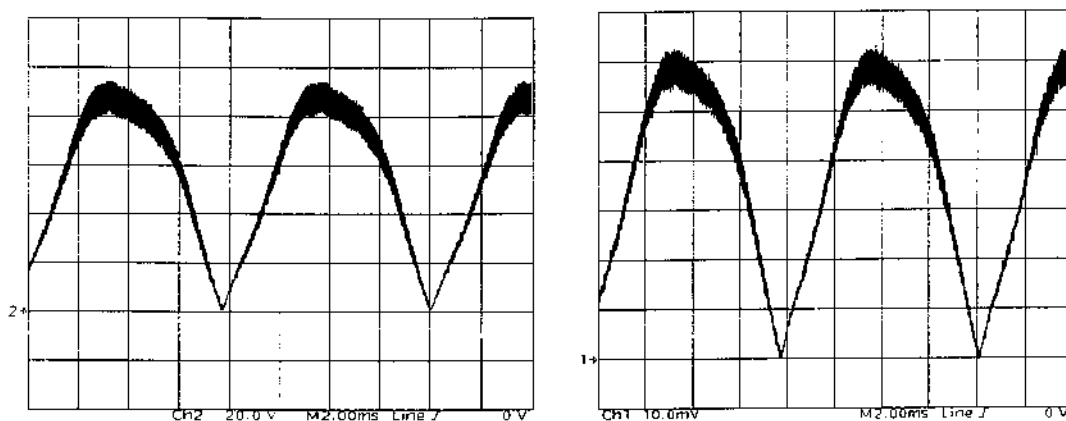


Figura 5.15 Tensão (20 V/div) e corrente de saída (1 A/div)

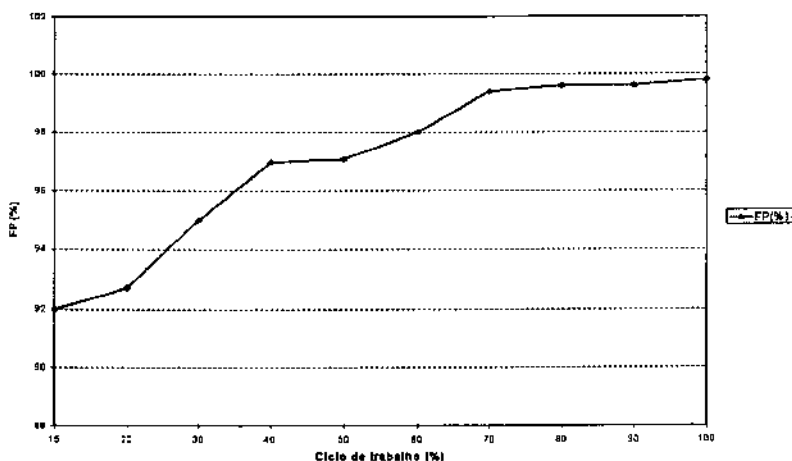


Figura 5.16 Fator de potência em função do ciclo de trabalho.

As componentes de alta frequência da corrente não contribuem para a potência ativa. Tais componentes aumentam o valor eficaz da corrente (aumentando a potência aparente) mas não produzem potência ativa. Uma vez que elas sempre estão presentes na corrente de linha, justifica-se uma diminuição do FP em baixos valores de δ .

Também foram realizadas medidas do rendimento do conversor que são mostradas na figura 5.17.

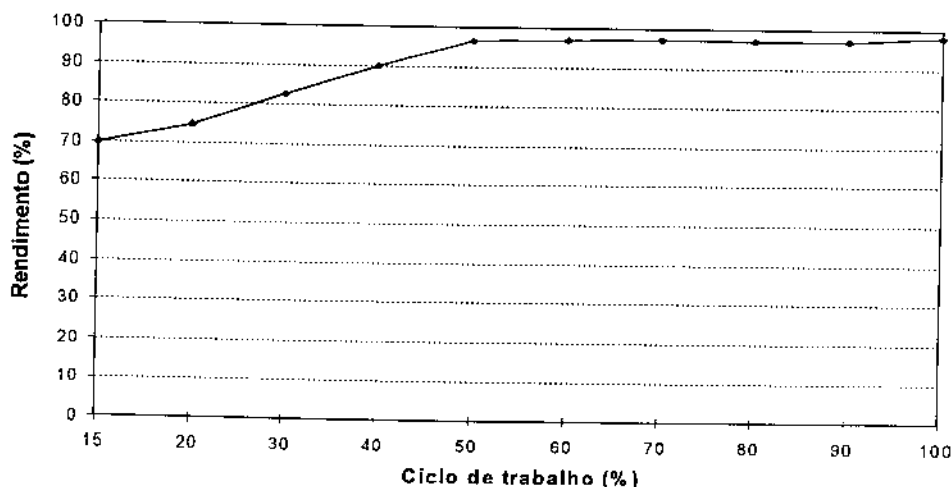


Figura 5.17 Rendimento para o conversor 'Cuk abaixador

O rendimento deste conversor apresenta uma queda em baixas potências, pois as perdas no núcleo dos indutores tornam-se expressivas em relação às perdas no cobre.

5.6 Conversor 'Cuk abaixador de tensão com acoplamento das indutâncias

Utilizando o procedimento apresentado no Apêndice A, e utilizando os parâmetros indicados no exemplo de projeto, foi implementado um elemento magnético acoplando as indutâncias L_1 e L_2 .

5.6.1 Resultados experimentais

Os dados para o conversor são:

$v_i = 127\sqrt{2}\sin(2\pi \cdot 60 \cdot t)$	$N_1 = 145\text{espiras}$
$R_o = 14,6\Omega$	$N_2 = 65\text{espiras}$
$P_o = 1100\text{W}$	$x = 2,07\text{mm}$
$\tau = 20\mu\text{s}(50\text{kHz})$	$C_a = 1\mu\text{F}$
	$C_o = 470\text{nF}$

A figura 5.18 mostra o comportamento da corrente e da tensão de entrada para o conversor com indutores acoplados.

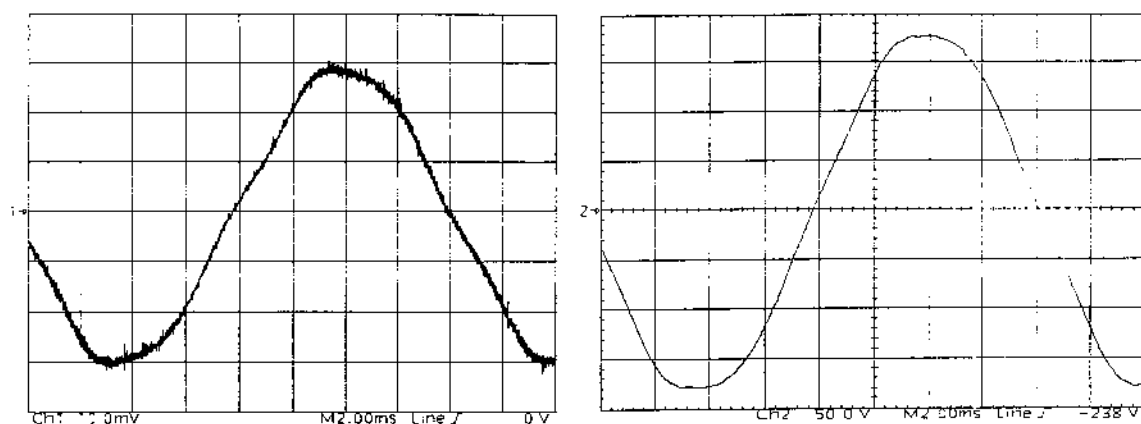


Figura 5.18 Corrente (1 A/div) e tensão de entrada (50 V/div).

Observa-se claramente a diminuição da ondulação na corrente de entrada, que ocorre devido ao acoplamento magnético entre as indutâncias. A ondulação está presente quase que toda 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.

Na figura 5.19 é mostrado o espectro em alta frequência da corrente de entrada. Nota-se apenas a componente em 50 kHz. As demais componentes harmônicas são bastante reduzidas.

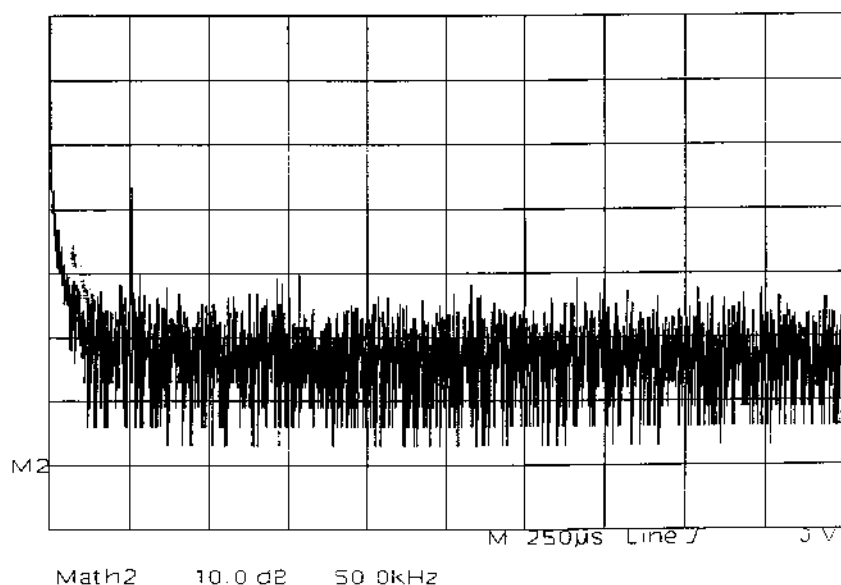


Figura 5.19 Espectro em alta frequência da corrente de entrada.

Na figura 5.20 tem-se o comportamento da corrente na carga que, devido à técnica de acoplamento magnético de indutâncias, apresenta maior ondulação que no caso do conversor sem acoplamento.

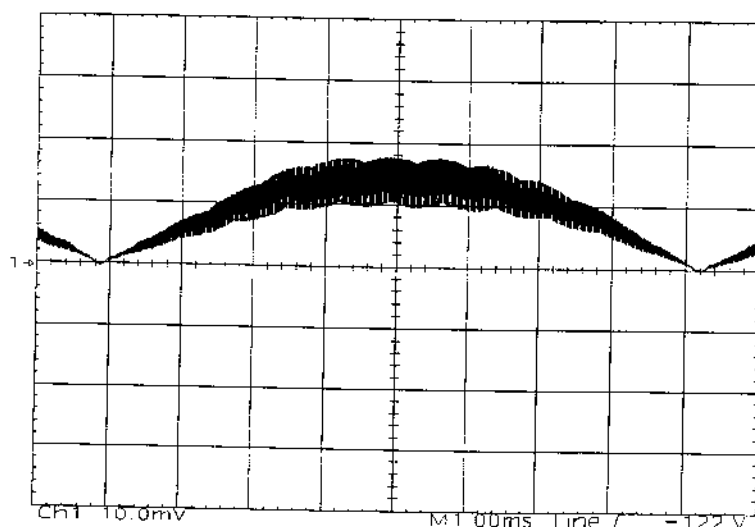


Figura 5.20 Corrente na carga (5 A/div)

Outro ponto de avaliação é o rendimento deste conversor. A figura 5.21 mostra que, quando comparado ao circuito sem acoplamento, apresenta maior rendimento em toda a faixa de ciclo de trabalho. 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.

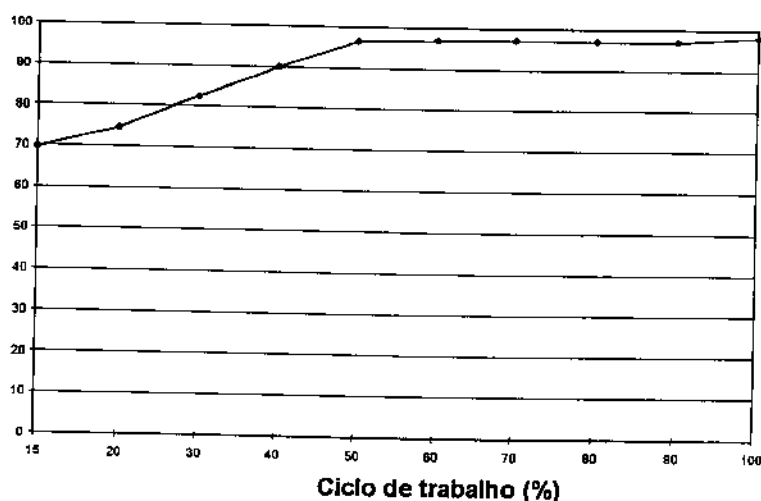


Figura 5.21 Rendimento do conversor com acoplamento magnético das indutâncias.

Na figura 5.22 tem-se o comportamento do FP do conversor perante a variação do ciclo de trabalho. A menor ondulação na corrente de entrada permite um melhor FP em baixa potência, em relação ao circuito sem acoplamento.

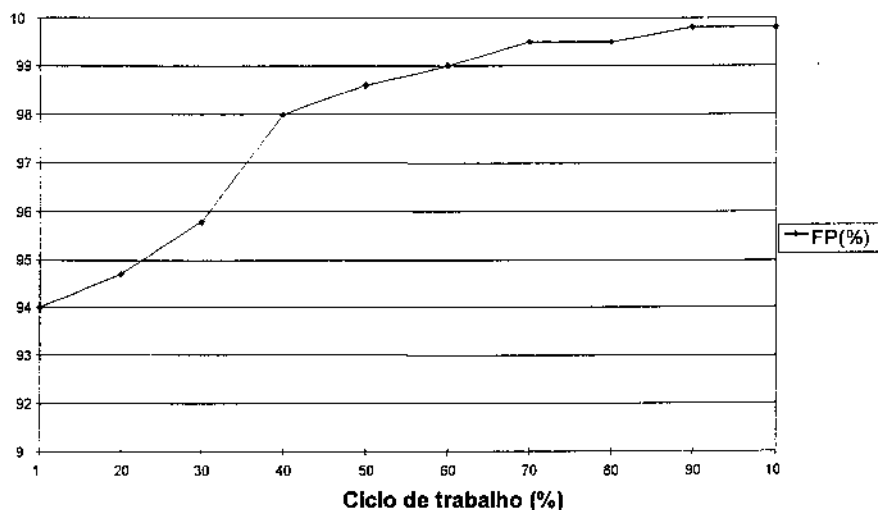


Figura 5.22 Fator de potência para o conversor 'Cuk abaixador.

5.7 Conclusões

Os resultados aqui apresentados demonstram a capacidade do conversor 'Cuk, em sua configuração abaixadora de tensão, em operar como pré-regulador de fator de potência quando alimentando uma carga resistiva. Isto se dá nos diversos modos de operação possíveis.

O circuito foi estudado e implementado em duas versões: uma com os indutores separados e outra com acoplamento. Observou-se que este último apresentou melhor desempenho em termos de rendimento e fator de potência de entrada, o que se explica pelo menor valor da corrente eficaz de entrada, que ocorre devido à redução da ondulação de alta frequência presente na corrente.

6. CONCLUSÕES

O objetivo principal desta Tese foi o de reunir e consolidar diversos trabalhos de pesquisa realizados nos últimos 4 anos e que se basearam no conversor 'Cuk para seu desenvolvimento.

No aspecto técnico, pode-se dizer que os estudos efetuados focalizaram, com maior destaque, a busca de conversores com elevado fator de potência e comutação suave.

A importância destes aspectos transcende a questão meramente tecnológica. A obtenção de conversores que, em sua interface com o sistema elétrico, apresentem um fator de potência unitário, significa um aproveitamento ótimo da energia produzida, minimizando as perdas de transmissão de energia. Na mesma direção vai a busca por conversores com maior rendimento.

Voltando ao aspecto técnico, após uma revisão dos princípios de funcionamento de tal conversor, como foi inicialmente feito pelo seu inventor (capítulo 1), passou-se à apresentação de novas características e aplicações identificadas para este circuito.

No capítulo 2, a célula básica do conversor 'Cuk, foi utilizada numa aplicação como fonte de corrente. O estágio de entrada foi ligado a um retificador trifásico, deslocando-se (e desmembrando) a indutância para o lado CA, de modo a se obter um elevado fator de potência. Isto ocorre porque o circuito opera num modo de condução descontínua em relação à corrente de entrada. Em tal situação, obtém-se uma relação linear entre a largura de pulso e o valor médio da corrente de saída. Esta interessante característica não havia sido identificada anteriormente na literatura. O circuito utilizado também empregava um transformador de alta frequência. O problema dos surtos de tensão provocados pela indutância de dispersão foram resolvidos por meio de um circuito limitador o qual, além de absorver a energia procedente de tal indutância, protegendo os componentes do circuito, adicionalmente permite que o desligamento do transistor se dê sob tensão nula.

No capítulo 3 foi apresentada uma fonte de tensão, com alto fator de potência, isolamento elétrica e comutações suaves. O funcionamento no modo de condução descontínua permite que o transistor entre em condução sob corrente nula (o diodo desliga nesta mesma condição). Já um novo circuito auxiliar, usado para limitar a sobre-tensão produzida pela indutância de dispersão do transformador, também permitia

desligamento do transistor sob tensão nula (e, conseqüentemente, a entrada em condução do diodo também era suave). Este circuito auxiliar, além de conciliar tais funções, utilizava uma única chave ativa, a qual estava referenciada ao mesmo potencial do transistor principal e utilizava o mesmo sinal de comando, de modo que não houve qualquer aumento de complexidade no circuito de comando do conversor. Todas as comutações do circuito auxiliar também eram suaves.

O capítulo 4 trouxe o conversor 'Cuk com capacitor flutuante em duas aplicações novas: como fonte de tensão com alto fator de potência e como fonte de corrente, funcionando como regenerador de potência. A principal contribuição deste capítulo provavelmente tenha sido a identificação da possibilidade de obter comutações suaves (6 dentre as 8 que ocorrem a cada ciclo), sem necessidade de qualquer circuito auxiliar. Isto é feito simplesmente controlando adequadamente o comando dos dois transistores presentes no circuito. Em termos das aplicações, foram determinados limites para o funcionamento do conversor seja como fonte de tensão, seja como fonte de corrente. Tais aplicações do conversor com capacitor flutuante também não haviam sido previamente descritas na literatura.

No capítulo 5 foi apresentada uma variação topológica do conversor, a qual apresentava uma característica abaixadora de tensão. Como novidade, tinha-se seu uso como uma fonte de potência, alimentando uma carga resistiva, para fins de produção de calor. Demonstrou-se que, quando alimentado a partir de uma rede monofásica, tal circuito opera com alto fator de potência em qualquer modo de operação (foram identificados quatro modos distintos). Foi aplicado o princípio do acoplamento de indutâncias, obtendo-se uma significativa redução da ondulação de corrente de entrada, o que implica em minimizar a necessidade de filtros de IEM.

Concluindo, pode-se dizer que as novas propriedades e aplicações identificadas nestes circuitos apontam, uma vez mais, para a versatilidade do conversor 'Cuk. Não deixa de ser surpreendente que, mais de 20 anos após a sua descoberta, ainda seja possível encontrar novas frentes de pesquisa baseadas nesta topologia.

Espera-se que as contribuições aqui apresentadas tenham servido como suporte para a formação de pesquisadores competentes e responsáveis e para um desenvolvimento tecnológico que caminhe no sentido de procurar soluções que preservem e melhorem as condições de vida da humanidade.

7. APÊNDICE: PROJETO DE INDUTORES ACOPLADOS

O passo inicial é a escolha do tipo de núcleo, pois isto determina os valores de R_{l1} , R_{l2} , e R_l . A escolha do núcleo implica também numa configuração na qual pode-se ter:

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

Seguindo o método indicado em [4], inicia-se o dimensionamento dos indutores com a hipótese 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 essa condição é satisfeita. Consideremos o circuito equivalente mostrado na figura A.1.

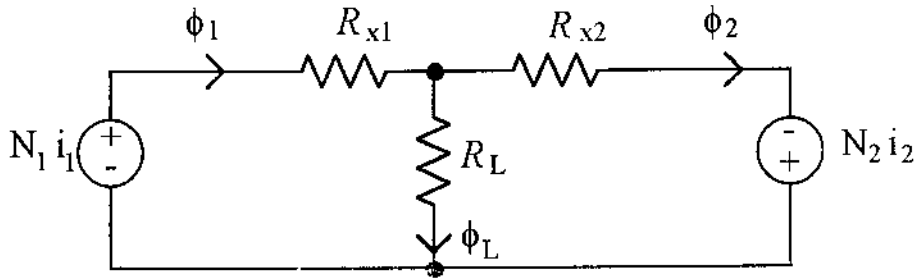


Figura A.1 Modelo de relutâncias.

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

$$\phi_1 = \frac{N_1 \cdot \hat{I}_1}{R_{x1} + R_{x2} // R_L} + \frac{N_2 \cdot \hat{I}_2}{R_{x2} + R_{x1} // R_L} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{x1}} \quad (A.1)$$

$$\phi_2 = \frac{N_2 \cdot \hat{I}_2}{R_{x2} + R_{x1} // R_L} + \frac{N_1 \cdot \hat{I}_1}{R_{x1} + R_{x2} // R_L} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{x2}}$$

onde:

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

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

Da eq. (1.43), a condição de ondulação nula de i_1 é:

$$k_2 = \frac{N_2}{N_1} \quad (A.2)$$

Suponhamos o caso de entreferro igualmente espaçado, $x_1 = x_2$, de onde $R_{x1} = R_{x2} = R_x$.

O coeficiente de acoplamento k_2 é a relação entre o fluxo do primário, ϕ_1 e o fluxo de secundário, ϕ_2 , sob a condição de circuito aberto no primário. Esta condição é equivalente a curto-circuitar a força magneto-motriz $N_1 i_1$ no modelo de relutâncias. Isto vale também para a relação entre ϕ_2 e ϕ_1 , com circuito aberto no secundário, para se obter a condição de ondulação nula de corrente em i_2 . Segue-se então que:

$$k_2 = \frac{R_L}{R_L + R_x} \quad (A.3)$$

Considerando (A.2) e (A.3), o par de eqs. (A.1) pode ser rescrito como:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \frac{N_1}{R_x + R_x // R_L} (\hat{I}_1 + \hat{I}_2) \\ \phi_2 &= \frac{N_1}{R_x + R_x // R_L} \left(\frac{\hat{I}_1}{k_2} + \hat{I}_2 \cdot k_2 \right) \end{aligned} \quad (A.4)$$

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

$$(\hat{I}_1 + \hat{I}_2) > \frac{\hat{I}_1}{k_2} + \hat{I}_2 \cdot k_2 \quad (A.5)$$

ou seja:

$$k_2 > \frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_2} \quad (A.6)$$

Desta forma, tem-se as seguintes formas de onda para v_{L2} e para as correntes i_1 e i_2 :

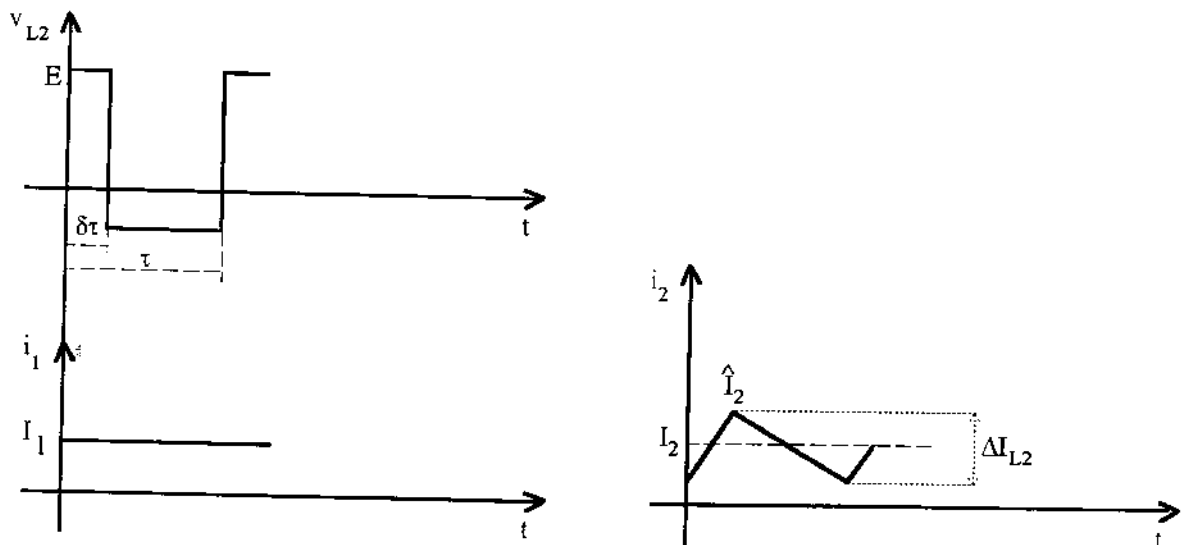


Figura A.2 Tensões e correntes idealizadas nos indutores.

Da figura A.2 fica claro que:

$$L_2 = \frac{\int_0^{\delta\tau} v_{L2} \cdot dt}{\Delta I_{L2}} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau}{\Delta I_{L2}} \quad (A.7)$$

sendo que o ponto de máximo da equação anterior é obtido com $\delta=0,5$. Neste ponto tem-se:

$$L_2 = \frac{E \cdot \tau}{2 \cdot \Delta I_{L2}} \quad (A.8)$$

Assim, para determinar L_2 necessita-se especificar uma ondulação aceitável de corrente neste indutor.

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

$$\begin{aligned} I_1 = \hat{I}_1 &= \frac{P_{o\max}}{E} \\ \hat{I}_2 &= \frac{P_{o\max}}{V_o} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \end{aligned} \quad (A.9)$$

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 $\hat{I}_2$ verifica-se o valor de k_2 (A.6).
- ② A seguir determina-se o número de espiras do secundário. Deve-se lembrar, para esse cálculo, da condição de saturação:

$$\begin{aligned} \phi_1 &\leq B_M \cdot S \\ \phi_2 &\leq B_M \cdot S \end{aligned} \quad (A.10)$$

onde S é a sessão transversal do núcleo e B_M é a densidade de campo magnético com que se deseja trabalhar.

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

$$\phi_2 = \frac{L_2}{N_2} \left(\hat{I}_2 + k_2 \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \hat{I}_1 \right) \quad (A.11)$$

Com a condição de ondulação zero satisfeita, tem-se:

$$N_2 = \frac{L_2}{\phi_2} \cdot (\hat{I}_2 + \hat{I}_1) \quad (A.12)$$

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

$$N_2 = \frac{L_2}{B_M \cdot S} (\hat{I}_2 + \hat{I}_1) \quad (A.13)$$

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

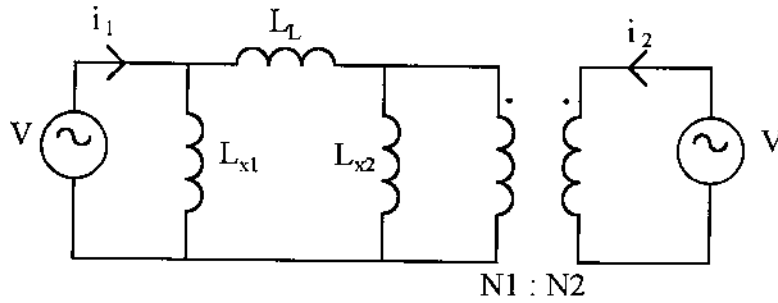


Figura A.3 Modelo de indutâncias.

Pela figura A.3, a indutância L_2 é:

$$L_2 = L_{x2} // (L_{x1} + L_L) \quad (A.14)$$

onde:

$$\begin{aligned} L_{x1} &= \frac{N_1^2}{R_{x1}} \\ L_{x2} &= \frac{N_2^2}{R_{x2}} \\ L_L &= \frac{N_1^2}{R_L} \end{aligned} \quad (A.15)$$

Substituindo (A.13) em (A.14) tem-se:

$$L_2 = \frac{N_2^2}{R_x + R_x // R_L} \quad (A.16)$$

A seguir, calcula-se a relutância do entreferro através da equação (A.16). Desmembrando essa equação obtém-se:

$$R_x = -\left(R_L - \frac{N_2^2}{2L_2}\right) + \sqrt{\frac{N_2^2 R_L}{L_2} + \left(R_L - \frac{N_2^2}{4L_2}\right)^2} \quad (A.17)$$

(4) O próximo passo é determinar o número de espiras do primário. Com (A.20) pode-se determinar o valor do entreferro. Como visto anteriormente, $x_1 = x_2$; sendo assim, o valor é obtido da equação abaixo:

$$R_x = \frac{x}{\mu_0 \cdot S} \quad (\text{A.20})$$

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

Da igualdade entre (A.2) e (A.3) tem-se:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{R_L}{R_L + R_x} = k_2 \quad (\text{A.18})$$

de onde, rearranjando obtém-se :

$$N_1 = \frac{N_2 \cdot (R_L + R_x)}{R_L} \quad (\text{A.19})$$

Substituindo os números das espiras N_1 e N_2 verifica-se se k_2 satisfaz à condição de saturação inicialmente suposta.

7.1 Exemplo de projeto

Este projeto será feito considerando a aplicação realizada no capítulo 5. Neste caso tem-se um conversor abaixador de tensão, com uma tensão de entrada do tipo senoidal retificada. O projeto é feito na situação de pior caso, que é quando a tensão de entrada e, consequentemente, as correntes de entrada e de saída estão em seus valores máximos. Em termos da ondulação da corrente por L_2 , o pior caso ocorre com $\delta=0,5$. Consideremos os seguintes parâmetros:

$$V_i = 180 \text{ V}$$

$$f = 50 \text{ kHz}$$

$$\Delta I_{L2} = 4 \text{ A}$$

$$R_o = 14,6 \Omega \text{ (} P_o = 1100 \text{ W @ } 127 \text{ V)}$$

Reescreve-se (A.9) como:

$$\hat{I}_1 = \delta^2 \cdot \frac{V_i}{R_o}$$

$$\hat{I}_2 = \frac{\delta \cdot V_i}{R_o} + \frac{\Delta I_{L2}}{2}$$

Os valores são, respectivamente, 3,08 A e 8,16 A.

Utilizando (A.8) determina-se a indutância $L_2 = 450 \mu\text{H}$.

Calcula-se, a seguir, o número de espiras do secundário.

Tome-se um núcleo UU60 com área útil $S = 234 \text{ mm}^2$. A densidade de fluxo será $B_M = 0,33 \text{ T}$. Substituindo esses resultados na equação pertinente tem-se $N_2 = 65$ espiras.

De posse do número de espiras do secundário, calcula-se o valor da relutância do entreferro R_x . Para tanto, necessita-se do valor da relutância R_L , que é obtido da referência [4] e vale $R_L = 5,71 \text{ (1/}\mu\text{H)}$.

Assim R_x será $R_x = 7,03 \text{ [1/}\mu\text{H]}$.

Pode-se, então, determinar o valor do entreferro o qual, sendo igualmente distribuído leva a $x_1 = x_2$.

O entreferro total é $x = 2,07 \text{ mm}$.

Finalmente, pode-se obter o número de espiras do primário: $N_1 = 145$ espiras

Verifica-se o coeficiente de acoplamento: $k_2 = 0,45$, o que satisfaz à condição de saturação da perna do núcleo sobre a qual está colocado o enrolamento primário (N_1), pois a relação entre $\hat{I}_1$ e $\hat{I}_2$ é de 0,38.

As formas de onda relativas à implementação deste dispositivo estão mostradas nas figuras 5.18 e 5.29.

8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. 'Cuk e R. D. Middlebrook: "A New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter". Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'77, 14 a 17 de Junho de 1977, Palo Alto, USA.
- [2] S. 'Cuk: "Discontinuous Inductor Current Mode in the Optimum Topology Switching Converter". Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'78, 15 a 18 de Junho de 1978, Syracuse, USA, pp. 105-123.
- [3] S. 'Cuk e R. D. Middlebrook: "Coupled-inductor and other Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter", Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2 a 6 de Outubro de 1977, Los Angeles, USA.
- [4] E. Santi: "Magnetics and Control in Power Electronics", Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, Pasadena, USA, 1993.
- [5] R. D. Middlebrook e S. 'Cuk: "Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter". Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC'78, 15 a 18 de Junho de 1978, Syracuse, USA.
- [6] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, I. Toigo, and F. Dal Lago: "Single-Switch Three-Phase AC/DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability". Proc. of INTELEC '92, Oct. 1992, Washington, USA, pp. 279-285
- [7] K. Heumann, Ch. Keller and R. Sommer: "Behavior of IGBT Modules in Zero-Voltage-Switch Applications". Proc. of PESC '92, Jun. 1992, Toledo, Spain, pp. 19-25
- [8] J.A.Pomílio and G. Spiazzi: "Soft-Commutated 'Cuk and SEPIC Converters as Power Factor Preregulators". Proc. of IECON '94, Bologna, Italy, Sept. 1994
- [9] P. Caldeira, R. Liu, D. Dalal and W.J. Gu: "Comparison of EMI Performance of MLP and Resonant Power Converters". Proc. of PESC '93, Seattle, USA, Jun. 1993, pp. 134-140
- [10] L. Malesani and P. Tenti: "A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency". Proc. of IEEE-IAS Annual Meeting, USA, Oct. 1987, pp. 851-855

- [11] D.O'Sullivan, H.Spruyt and A.Crausaz: "MLP Conductance Control". Proc. of PESC '88, April 1988, pp.351-359
- [12] J.A. Pomilio, D. Wisnivesky and A.C. Lira: "A Novel Topology for the Bending Magnets Power Supply at LNLs". IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. 39, no. 5, Oct. 1992, pp. 1506-1511
- [13] K. M. Smedley and S. Ćuk: "One-Cycle Control of Switching Converters". Proc. of PESC '91, Cambridge, USA, Jun 1991, pp.888-896
- [14] E. Santi and S. Ćuk: "Modeling of One-Cycle Controlled Switching Converters". Proc. of INTELEC '92, Oct. 1992, Washington, USA, pp. 131-138
- [15] D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, F.S. dos Reis and J. Uceda: "Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode". Proc. of IECON '92, pp. 283-288
- [16] M. Brkovic and S. Ćuk: "Input Current Shaper Using Cuk Converter". Proc. of INTELEC '92, Oct. 1992, Washington, USA, pp. 532-539
- [17] J. Sebastián, J.A. Cobos, P. Gil and J. Uceda: "The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC-to-DC Converters Used as Power Factor PreRegulators". Proc. of PESC '92, Toledo, Spain, June 29 to July 3, 1992, pp.1061-1070
- [18] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi and P. Tenti: "Three-phase Power Factor Controller with Minimum Output Voltage Distortion". Proc. of INTELEC '93, Paris, France, Sept. 1993, pp. 463-468
- [19] L.D. Stevanovic, S. Ćuk, "Capacitive Idling Converters with Decoupled Input Voltage and Output Load Regulation Loops", Anais do IEEE PESC '93, Seattle 1993.
- [20] J.M. Bourgeois, "Circuits for Power Factor Correction with Regards to Mains Filtering", Application Note SGS-Thomson, Abril 1993.
- [21] I. Barbi, A.F. de Souza, "Curso de Correção de Fator de Potência em Fontes de Alimentação", INEP, Florianópolis 1995.
- [22] B. Mammano, L. Dixon, "Choose the Optimum Topology for High Power Factor Supplies", PCIM, pp. 8-18, Março 1991.
- [23] C.A. Canesin, I. Barbi, "A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a Single Switch", Anais do IEEE APEC'91, pp. 430-436.

- [24] S. 'Cuk, R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modeling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode", *Anais do IEEE PESC'77*, pp. 36-57, 1977.
- [25] E.A. Vendrusculo, J.A. Pomilio, "Regenerative Electronic Load for Power Sources Testing", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Junho 1996.
- [26] G.A. Sullivan, "Power Recycling: Safety and Quality Imperatives", *Power Quality Conference*, Setembro 1992.
- [27] C.A. Ayres, I. Barbi, "Power Recycler for DC Power Supplies Burn-in Test", 3º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP '95, Dezembro 1995.
- [28] C.A. Canesin, I. Barbi, "Comparison of Experimental Losses Among Six Different Topologies for a 1.6kW Boost Converter, Using IGBT's", *Anais do IEEE PESC '95*, pp 1265-1271, Junho 1995.
- [29] G. Spiazzi, P. Mattavelli, "Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on SEPIC and 'Cuk Converters in Continuous Conduction Mode", *Anais do IAS'94*, pp. 1084-1089.
- [30] 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 $\leq 16A$.
- [31] IEC 1000-3-2 (1995) Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emission (equipment input current $\leq 16A$ per phase).
- [32] C. G. Bianchin: "Pré-Reguladores de Fator de Potência Alimentando Cargas Resistivas". Dissertação de Mestrado, FEEC – UNICAMP, 1997.
- [33] Z. Zhang e S. 'Cuk: "A High Efficiency 1,8 kW Battery Equalizer". *Anais do IEEE APEC'93*, pp. 221-227.
- [34] J. A. Pomilio e G. Spiazzi: "Conversor AC/DC Trifásico, com Baixas Perdas de Comutação e Elevado Fator de Potência, Alimentando Carga Indutiva". *Anais do 6º Congresso Latino-Americano de Controle Automático e 10º Congresso Brasileiro de Automática*, Rio de Janeiro, Setembro de 1994.
- [35] J. A. Pomilio e G. Spiazzi: "Low-loss single-switch three-phase AC-DC converter feeding inductive load". *Anais do IEEE PESC'95*, Atlanta - EUA, Junho 1995.
- [36] J. A. Pomilio e G. Spiazzi: "High-precision Current Source Using Low-Loss Single-Switch Three-phase AC-DC Converter", *IEEE Trans. on Power Electronics*. July 1996, vol. 11, Number 4, pp. 561-566.

- [37] J. A. Pomílio e E. A. Vendrusculo: "Regenerative Electronic Load for Didatic Electric Machines Laboratory". Anais do 3º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, São Paulo, Dezembro de 1995.
- [38] J. A. Pomílio e E. A. Vendrusculo: "Low-Loss High Power Factor Voltage Supply Using a Capacitive Idling Converter". Anais do IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'96, Varsóvia, Polônia, 17 a 20 de Junho de 1996.
- [39] E. A. Vendrusculo e J. A. Pomílio: "Fonte de Tensão com alto fator de potência e comutação suave utilizando conversor com capacitor flutuante". Anais do 11º Congresso Brasileiro de Automática, São Paulo, 2 a 6 Setembro de 1996.
- [40] E. A. Vendrusculo e J. A. Pomílio: "Soft-Commutation in Capacitive Idling Converters". Aceito para publicação na IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol 45, no. 3, June 1998, pp 521-522.
- [41] E. A. Vendrusculo e J. A. Pomílio: "Conversores com Capacitor Flutuante e Comutação Suave: Aplicações em Fonte de Tensão com Alto Fator de Potência e Carga Eletrônica Regenerativa". Eletrônica de Potência, vol 2, no. 1, Junho de 1997, pp. 13-22.
- [42] J. A. Pomílio e C. G. Bianchin: "Power Factor Preregulators Feeding Resistive Load". Anais do 3º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. São Paulo, Dezembro de 1995.
- [43] G. Spiazzi, L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, J. A. Pomílio e C. Bocchiola: "High-Quality Rectifier for Resistive Loads". Anais do International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth - PEDES '96, New Delhi, India, 8 - 11 Janeiro 1996.
- [44] L. Rossetto, L. Malesani, G. Spiazzi, J. A. Pomílio and M. Monacchi: "High-Efficiency Power Supply for Resistive Loads with Sinusoidal Input Current". International Power Conversion Conference - PCC'97, Nagaoka, Japan, August 1997.
- [45] C. G. Bianchin and J. A. Pomílio: "Power Factor Regulators for Heating Applications". IEEE Power Electronics Specialists Conference, Saint Louis, USA, Junho de 1997.