

UM CONVERSOR CC-CC FLYBACK-PUSH-PULL MELHORADO ALIMENTADO EM CORRENTE

Domingo A. Ruiz-Caballero e Ivo Barbi

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

Departamento de Engenharia Elétrica

Instituto de Eletrônica de Potência

Tel.: (55) 48-231.9204 - Fax : (55) 48-234.5422

Caixa postal: 5119

E-mail: ivo@inep.ufsc.br

88.040-970 - Florianópolis - SC - Brasil.

RESUMO- Este artigo apresenta um conversor CC-CC *flyback-push-pull* melhorado alimentado em corrente cujas principais vantagens em comparação com o *flyback-push-pull* alimentado em corrente convencional são a redução do número de diodos de saída, correntes de entrada e saída com ondulação nula quando operando em $D=0,5$, e modelo matemático unificado para representar os modos *buck* e *boost* de operação em condução contínua. São apresentadas também a análise matemática, a metodologia de projeto e um exemplo com resultados de simulação e experimentação, estes obtidos em um protótipo de laboratório. O circuito proposto é conveniente para o projeto de fontes de alimentação e aplicações de correção de fator de potência.

Porém, algumas desvantagens têm sido encontradas, sendo estas a existência de quatro diodos no lado secundário e a impossibilidade de representar a operação para razões cíclicas maiores ou menores que 0,5 através do mesmo modelo matemático.

O circuito apresentado neste artigo é gerado a partir do conversor *flyback-push-pull* tradicional alimentado em corrente simplesmente removendo os diodos d_{o3} e d_{o4} (Fig. 1a).

O conversor melhorado é composto pelo transformador *push-pull* e dois indutores (entrada e saída) magneticamente acoplados, formando o transformador *flyback*. O circuito inclui dois interruptores e dois diodos de saída.

ABSTRACT - This paper introduces an improved *Flyback-push-pull* current-fed DC-DC converter whose significant advantages in comparison with the conventional one are the reduction of the number of output diodes, zero input and output current ripple when operating at $D=0.5$, and unified mathematical model to represent both *buck* and *boost* modes of operation in continuous conduction mode. Theoretical analysis, design methodology and example, simulation, and experimental results taken from a laboratory prototype are presented in this paper. The introduced circuit is suitable for switching mode power supply design and power factor correction applications as well.

I. INTRODUÇÃO

O conversor CC-CC *flyback-push-pull* alimentado em corrente [1] [2], tem vantagens quando usado em diversas aplicações. Possui somente indutor de entrada e não de saída, qualificando-o como uma excelente escolha para conversores cc-cc com múltiplas saídas. Além disso, providencia uma inerente proteção contra a saturação do transformador. É também reconhecido que o mencionado conversor é mais confiável que o conversor *push-pull* convencional devido à presença do indutor de entrada.

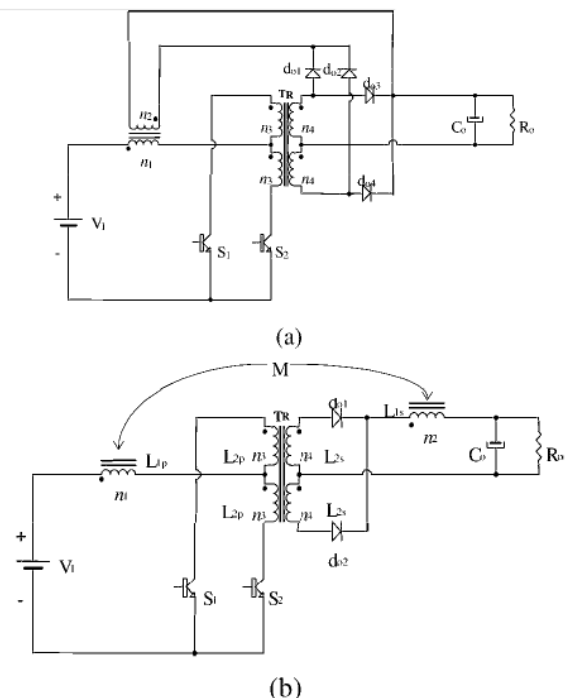


Fig. 1 - Conversores CC-CC *flyback-push-pull* alimentados em corrente (a) convencional (b) melhorado.

O circuito resultante é mostrado na Fig.1b. A operação deste circuito é descrita a seguir.

Para simplificar a análise teórica assume-se que ambos os transformadores (*flyback* e *push-pull*) tem a mesma relação de transformação ($n_1/n_2=n_3/n_4=N$). Portanto, a característica CC-CC em MCC (Modo de condução contínua) será única para ambos modos.

II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO PARA MODO BUCK (D<0,5).

As etapas de operação para um semi-ciclo são mostradas na Fig. 2. As formas de onda mais relevantes do circuito para condução contínua (CCM) são mostradas na Fig. 3.

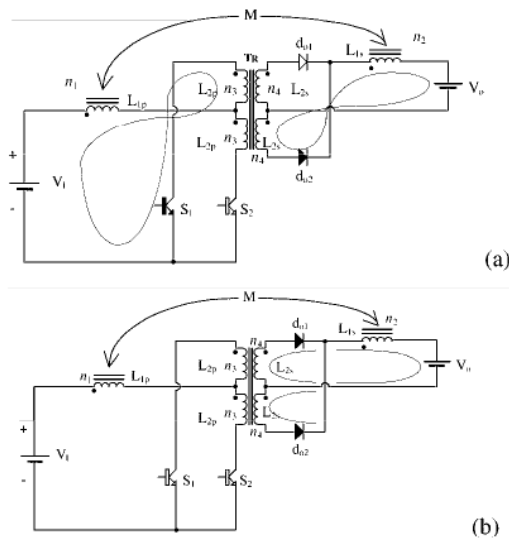


Fig. 2 – Etapas de operação no modo buck (a) Primeira e (b) segunda.

A. Descrição das etapas de operação.

1) *Primeira etapa* (t_0, t_1) Δt_1 : No instante $t=t_0$, S_1 é acionado, e uma corrente flui através de L_{1p} , L_{2p} e S_1 , polarizando diretamente o diodo d_{o2} . Nesta etapa o transformador *flyback* atua como um indutor, armazenando energia por encontrar-se o transformador *push-pull* curto-circuitado. A fonte V_o somente recebe energia de V_i através do transformador *push-pull*. Esta etapa é válida para CCM e DCM (modo de condução descontínua).

2) *Segunda etapa* (t_1, t_2) - Δt_2 : Em $t=t_1$, S_1 é aberto, fazendo com que o indutor L_{1s} transfira a energia acumulada para a fonte de tensão V_o através de uma corrente cujo valor é duas vezes superior a corrente do intervalo anterior. O valor da corrente fluindo através de cada diodo é igual à corrente do intervalo anterior. Visto que ambos os diodos conduzem, o transformador *push-pull* é magneticamente curto-circuitado. Esta etapa finaliza quando S_2 é comandado a conduzir.

Em modo de condução descontínua esta etapa finaliza quando a corrente no indutor atinge o zero. Neste caso uma

terceira etapa pode ser observada, na qual não há transferência de energia.

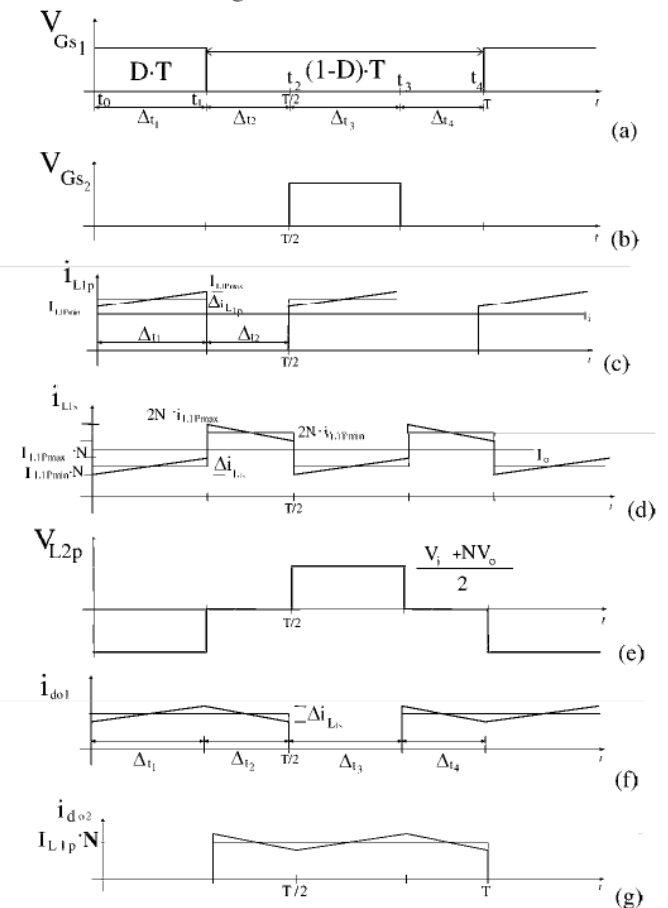


Fig. 3 - Formas de onda do conversor melhorado trabalhando com D<0,5 em CCM.

III. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO PARA O MODO BOOST (D>0,5).

Os circuitos representando as etapas de operação para um semi-ciclo são mostrados na Fig. 4. As formas de onda mais importantes para MCC são mostradas na Fig. 5.

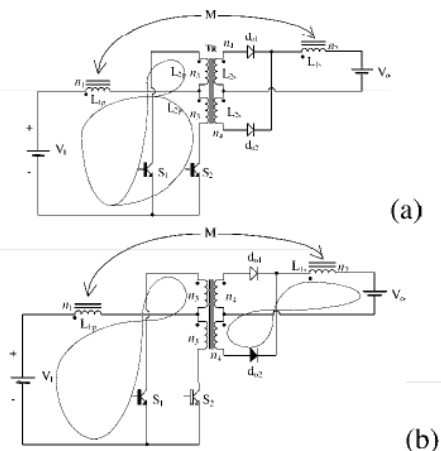


Fig. 4 - Etapas de operação no modo boost (a) primeira e (b) segunda.

A. Descrição das etapas de operação.

1) **Primeira etapa** (t_0, t_1) Δt_1 : Quando esta etapa inicia, o interruptor S_2 encontra-se previamente conduzindo. Em $t=t_0$, S_1 é comandado a conduzir, operando simultaneamente com S_2 . A corrente começa a circular através de L_{2p} devido aos fluxos induzidos pelo enrolamento primário que estão em direções opostas, causando um curto-circuito magnético no transformador push-pull. Como resultado L_{1p} armazena energia.

2) **Segunda etapa** (t_1, t_2) - Δt_2 : No instante $t=t_1$, S_2 é aberto, e a energia passa a ser transferida para a fonte V_o . Esta transferência de energia ocorre de duas formas: diretamente, através do transformador *push-pull* e indiretamente através do transformador *flyback* (o qual libera a energia armazenada durante o intervalo anterior). Quando operando no modo descontínuo, o modo *boost* também apresenta uma terceira etapa sem transferência de energia.

IV. CONSIDERAÇÕES SOBRE O VALOR DA CORRENTE NO INTERVALO Δt_2 .

Para o modo *buck* é possível definir a corrente durante o intervalo Δt_2 como uma função do valor da corrente durante o intervalo Δt_1 . É sabido que em regime permanente o fluxo médio é constante num período de operação. Assim, da relação do fluxo tem-se:

$$\frac{(V_i - N \cdot V_o)}{4 \cdot N \cdot L_{1S}} \cdot \Delta t_1 = \frac{V_o \cdot \Delta t_2}{L_{1S}} \quad (1)$$

então:

$$\frac{(V_i - N \cdot V_o)}{2 \cdot N \cdot L_{1S}} \cdot \Delta t_1 = \Delta i_{L_{1S} \Delta t_1} \quad (2)$$

Substituindo a equação (1) em (2), obtém-se (3).

$$2 \cdot \Delta i_{L_{1S} \Delta t_1} = \Delta i_{L_{1S} \Delta t_2} \quad (3)$$

Portanto, a corrente do secundário no segundo intervalo (Δt_2) é o dobro da corrente do secundário no intervalo anterior (Δt_1).

Para o modo *boost*, a relação entre as correntes de ambos os intervalos é:

$$\frac{\Delta i_{L_{1S} \Delta t_1}}{2} = \Delta i_{L_{1S} \Delta t_2} \quad (4)$$

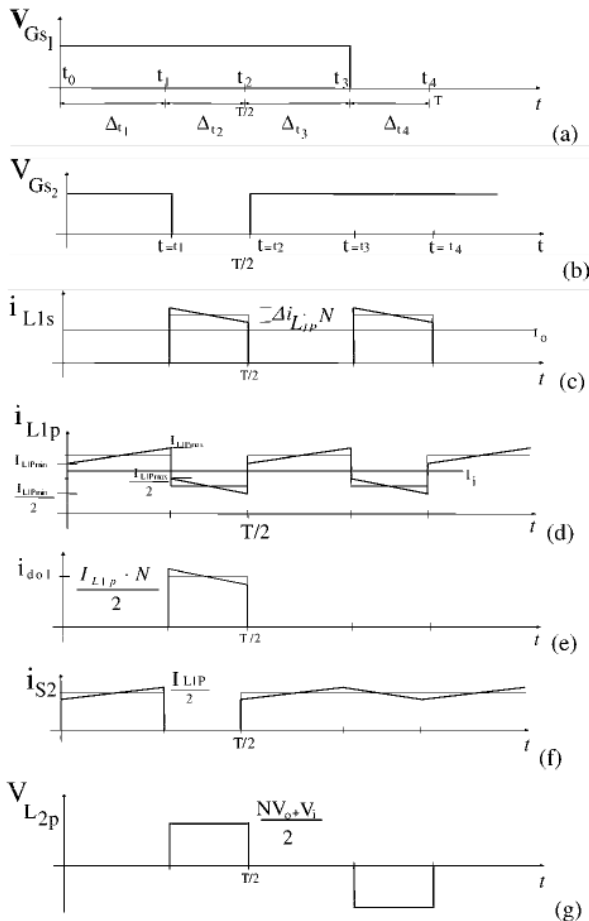


Fig. 5- Formas de onda para o conversor operando com $D > 0,5$ em MCC.

V. CARACTERÍSTICA EXTERNA E ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO TRANSFORMADOR FLYBACK.

A. Característica externa.

Devido a consideração que os transformadores possuem relações de transformação idênticas, a característica de transferência para MCC é a mesma tanto para o modo *buck* como para o modo *boost*, independente do valor de D . Esta característica é dada pela expressão (5).

$$\overline{V_o} = \frac{D}{(1-D)} \quad (5)$$

Em MDC há duas características externas. Para o modo Buck, a característica externa é dada por (6).

$$\overline{V_o} = \frac{D^2}{(2 \cdot I_o + D^2)} \quad (6)$$

O limite entre os modos MDC e MCC para $D < 0,5$ é dado pela equação (7).

$$\bar{V}_o = \frac{1 - 4 \cdot \bar{I}_o - \sqrt{1 - 16 \cdot \bar{I}_o}}{2 \cdot (2 \cdot \bar{I}_o + 1)} \quad (7)$$

Para o modo *boost* a característica externa é dada por (8).

$$\bar{V}_o = \frac{(2 \cdot D - 1)^2 + 2 \cdot \bar{I}_o}{2 \cdot \bar{I}_o} \quad (8)$$

onde: $\bar{V}_o = \frac{V_o \cdot N}{V_i}$

O limite entre os modos MDC e MCC para $D > 0,5$ é dado por (9).

$$\bar{I}_o = \frac{[\bar{V}_o - 1]}{2 \cdot [1 + \bar{V}_o]^2} \quad (9)$$

onde: $\bar{I}_o = \frac{2 \cdot F_S \cdot L_{1S} \cdot I_o \cdot N}{V_i}$

A característica externa unificada ou ganho estático de tensão do conversor é mostrada na Fig. 6.

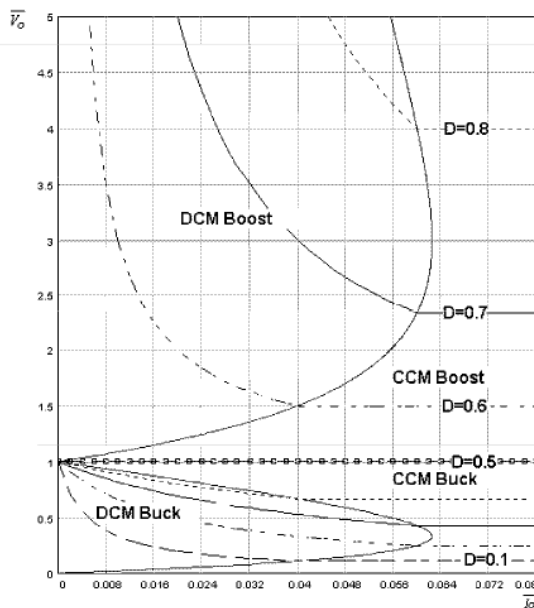


Fig. 6- Característica externa unificada.

B. Ondulação de corrente.

A ondulação de corrente no transformador *flyback* depende do modo de operação do conversor. Para $D < 0,5$, a ondulação calculada é a que circula através de L_{1S} . Para $D > 0,5$, é calculada para a que circula pelo enrolamento primário L_{1P} . A equação (10) é a expressão da ondulação normalizada para o modo de condução contínua com $D < 0,5$, sendo mostrada na Fig. 7a.

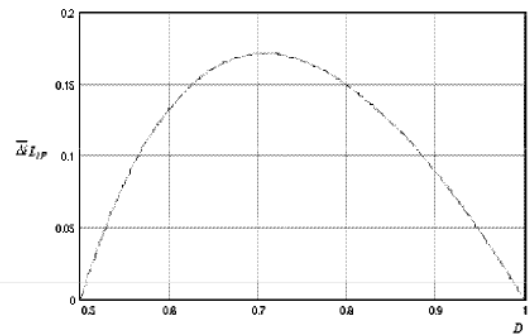
$$\bar{\Delta i}_{L_{1S}} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot D}{2 \cdot (1 - D)} \quad (10)$$

onde: $\bar{\Delta i}_{L_{1S}} = \frac{2 \cdot F_S \cdot L_{1S} \cdot \Delta i_{L_{1S}} \cdot N}{V_i}$

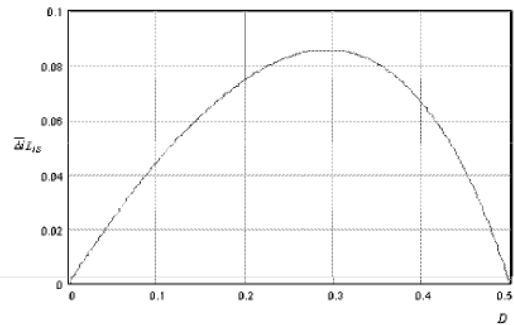
A expressão para a ondulação normalizada para $D > 0,5$ é dada por (11), e é representada na Fig. 7b.

$$\bar{\Delta i}_{L_{1P}} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D)}{D} \quad (11)$$

onde: $\bar{\Delta i}_{L_{1P}} = \frac{2 \cdot F_S \cdot L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}} \cdot N}{V_o}$



(a)



(b)

Fig. 7- Ondulação de corrente para os modos *boost* (a) e *buck* (b) como função de D.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo operando no modo *buck* foi projetado e implementado com o objetivo de verificar o princípio de operação no modo de condução contínua. Suas especificações são as seguintes:

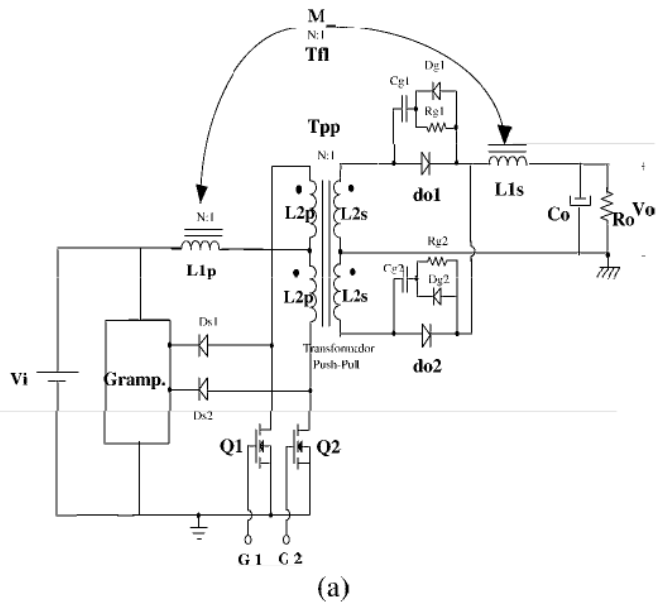
$$\begin{aligned} P_o &= 600W & \eta &= 0.9 & V_i &= 48V & F_S &= 25kHz \\ V_o &= 60V & I_o &= 10A \end{aligned}$$

Os circuitos de potência e controle são mostrados na Fig. 8 e os parâmetros do protótipo são dados a seguir:

$\Delta V_{SW} = 1V$ como a tensão de saturação sobre os interruptores, a tensão de entrada é 15V.

1) Circuito de Potência

Q_1, Q_2	Mosfet IRF250
do_1, do_2	MUR1530
dg_1, dg_2	SKE 4f2/04 Semikron
C_{g1}, C_{g2}	4700pf 1.6KV polipropileno
R_{g1}, R_{g2}	47KΩ 1/2W
C_o	1000uF 250V
T_{F1} Transformador Flyback núcleo E-65/26 N=0,33 entreferro 0,5mm	$n_1=9$ espiras. 13 fios AWG 22 $n_2=27$ espiras. 8 fios AWG 22
T_{PP} Transformador Push-pull núcleo E-65/26 N=0,33	$n_3=6$ espiras. 9 fios AWG22 $n_4=18$ espiras. 5 fios AWG 22



2) Circuito de Controle

P1	Potenciômetro 56 KΩ
P2,P3,	Potenciômetro 1KΩ
P4	Potenciômetro 10 KΩ
R_1, R_2	5,6KΩ 1/8W
R_3, R_4	15 KΩ 1/8W
R_5, R_6	100Ω 1/8W
R_7, R_8	1KΩ 1/8W
R_9, R_{10}	15KΩ 1/4W
R_{11}, R_{12}	1KΩ 1/4W
R_{13}, R_{14}	15KΩ 1/4W
R_{15}, R_{16}	1KΩ 1/4W
C_1	82pF
C_2	100nF
C_3, C_4, C_5	56nF
C_6, C_7	27pF
C_8, C_9	100nF
C_{10}, C_{11}	1nF
$D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$	1N4148
D_{Z1}, D_{Z2}	2.7V 1N4371
D_{Z3}, D_{Z4}	5.1V 1N751
Q_1, Q_2	BC558B PNP
Q_3, Q_4	BC537 NPN
$Q_5, Q_6, Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$	BC327 PNP
C.I1	LM311
C.I2	CD4047BE
C.I3	CD4528BE

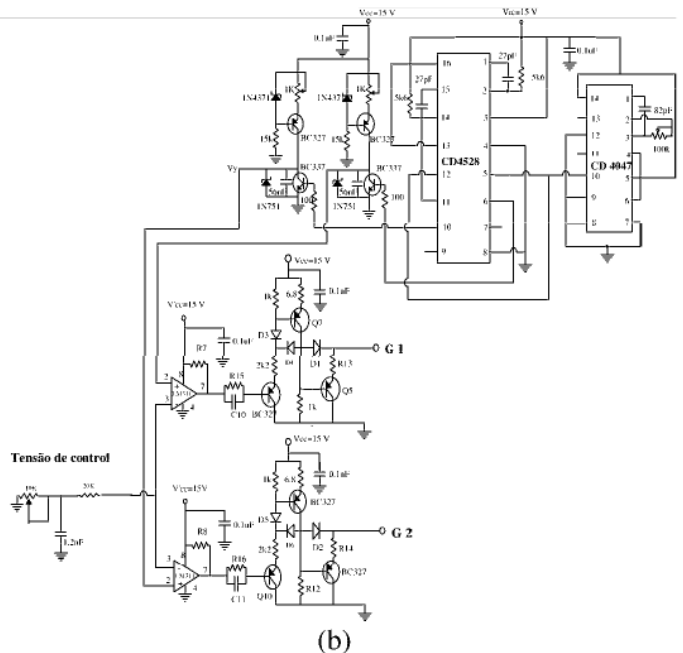


Fig. 8 Circuitos de (a) Potência e (b) controle.

Para confirmar também o desempenho da topologia com $D > 0,5$ (modo *boost*) foi utilizada a fonte já construída, alterando-se somente o valor da tensão de entrada. Este conversor foi calculado para $D=0,6$, de modo a não haver esforços de corrente excessivos nos interruptores (o valor que deveria ser considerado para o novo projeto corresponde a máxima ondulação, isto é, $D=0,7$). Considerando

A Fig. 9a mostra a tensão sobre S_1 , a Fig. 9b mostra a corrente de entrada (i_{L1P}) (Fig. superior) e a corrente de saída (i_{L1S}) (Fig. inferior) com $D < 0,5$.

A Fig. 10 mostra a corrente de saída (i_{L1S}) (Fig. superior) e a corrente de entrada (i_{L1P}) (Fig. inferior) com $D=0,5$, e finalmente a Fig. 11 mostra a corrente de saída (i_{L1S}) (Fig. superior) e a corrente de entrada (i_{L1P}) (Fig. inferior) e com $D > 0,5$.

Das figuras anteriores observa-se desde a Fig. 10 uma característica muito importante: as correntes do enrolamento primário (i_{L1p}) e secundário (i_{L1s}) do transformador *flyback* são totalmente contínuas.

Desde a Fig. 9a percebe-se a sobre-tensão gerada pela indutância de dispersão e grampeada pelo circuito auxiliar para um valor dentro da região de operação segura do MOSFET. A Fig. 12 mostra o rendimento do conversor utilizando um grampeador dissipativo.

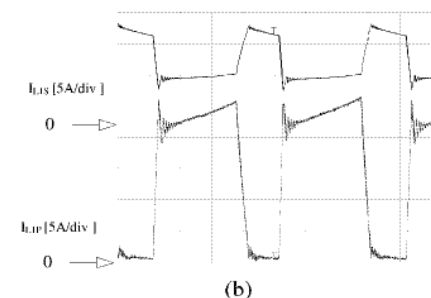
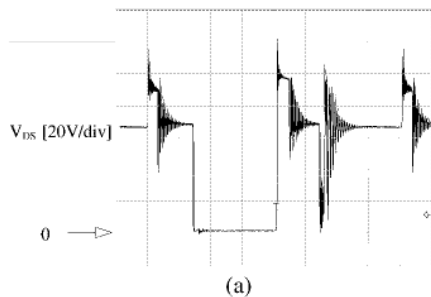


Fig. 9- Formas de onda experimentais do conversor melhorado. Para $D < 0,5$. Escala de tempo : 5μ seg/div.

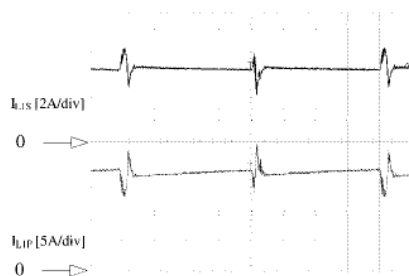


Fig.10- Formas de onda experimentais do conversor melhorado. Para $D = 0,5$. Escala de tempo : 5μ seg/div.

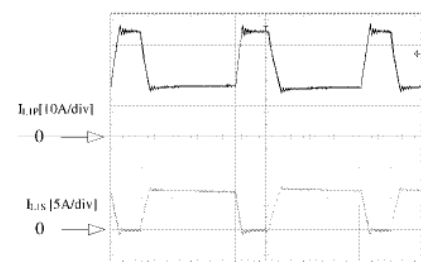


Fig. 11- Formas de onda experimentais do conversor melhorado. Para $D > 0,5$. Escala de tempo : 5μ seg/div.

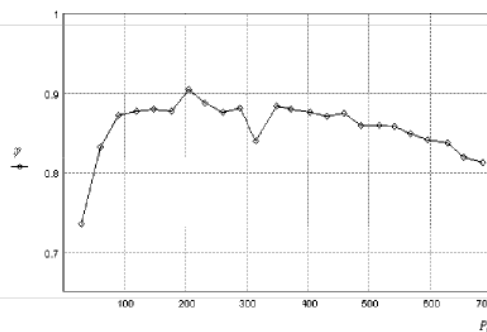


Fig. 12- Rendimento como função da potência de saída do conversor no modo *Buck*, obtida experimentalmente.

VII. DISCUSÕES FINAIS

Uma possível argumentação poderia ser feita a respeito do número de diodos na saída em comparação com o circuito tradicional (proposto por Weinberg em 1974), o qual utiliza três diodos na saída.

O circuito de Weinberg tem problemas de saturação do núcleo do transformador *push-pull*. Isto ocorre em função da indutância magnetizante, que no modo *buck*, obriga um dos diodos a conduzir no intervalo em que os interruptores estão abertos. Isto faz com que a tensão de saída seja refletida nos enrolamentos primários, somando-se à tensão de bloqueio num interruptor e subtraindo-se no outro interruptor[7].

Como consequência deste desnível de tensões, produz-se uma elevação do fluxo residual no transformador *push-pull* aumentando a probabilidade de saturação do núcleo. Por este motivo *clc* foi substituído pelo conversor de quatro diodos (ver Fig. 1a).

Outra possível argumentação diz respeito à simplicidade de operação no modo *boost* quando comparado com o circuito *push-pull* alimentado em corrente visto que é sabido que este último é mais simples que o proposto no artigo. Entretanto, sob ponto de vista dos autores, esta comparação não é válida, visto que no conversor proposto os interruptores trabalham em toda a faixa $0 < D < 1$, enquanto o anterior é limitado a $D > 0,5$.

Na teoria o conversor proposto comporta-se como transformador de corrente contínua para o caso muito particular em $D = 0,5$, contudo a corrente é mantida contínua entre $0,45 < D < 0,55$, devido às indutâncias parasitas.

VIII. CONCLUSÕES

Do estudo apresentado neste artigo podem ser estabelecidas as seguintes conclusões:

- O conversor melhorado preserva todas as propriedades básicas do conversor *flyback-push-pull* alimentado em corrente convencional com menos componentes.
- O conversor opera nos modos *buck* e *boost*, sendo que os modos de operação são representados pelo mesmo modelo matemático.
- Para $D = 0,5$ as correntes de entrada e de saída são livres de ondulações e o conversor pode ser considerado como um transformador CC-CC.

- O conversor apresenta um rendimento de 85% a plena carga, o qual poderia ser melhorado com a utilização de grampeadores regenerativos.

modelagem, análise, projeto e aplicações de conversores estáticos operando em alta frequência e correção de fator de potência de fontes de alimentação.

IX. REFERENCIAS

[1] V.J. Thottuvelil, T.G. Wilson and H.A. Owen, Jr., "Analysis and Design of a Push-pull-Current-Fed Converter", IEEE Power Electronic Specialist Conference, 1981 Record, p-p 192-203.

[2] R. Redl and N. Sokal. "Push-Pull Current-Fed, Multiple output Regulated Wide Input Range DC/DC Power Converter with only one Inductor and With 0 to 100% Switch Duty Ratio: Operation at Duty Ratio Below 50 %". IEEE PESC Record 1981, pp. 204-212.

[3] R. Redl and N. Sokal. "Push-Pull Current-Fed, Multiple output Regulated DC/DC Power Converter with only one Inductor and With 0 to 100% Switch Duty Ratio". IEEE PESC Record 1980, Atlanta, Georgia.

[4] D.A. Ruiz-caballero "Novo conversor CC-CC flyback-push-pull alimentado em corrente: desenvolvimento teórico e experimental" Tese de Doutorado (em desenvolvimento) UFSC - 1998.

[5] A.H. Weinberg, L. Ghislanzoni, "A New Zero Voltage Zero Current Power Switching Technique", in Proceedings of the PESC, 1989, pp.909-919.

[6] P. Mantovanelli, I. Barbi., "A New Current Fed, Isolated PWM DC-DC Converter", Proceeding IEEE Transaction on Power Electronic, Vol 11, No 3 May 1996, pp.43-44.

[7] G. E. Bloom and R. Severns. "Modern DC-to-DC Switch mode Power Converter Circuits". Published in 1984 by Van Nostrand-Reinhold, Inc, pp.6-25 - 6-49

DADOS BIOGRÁFICOS

Domingo Ruiz-Caballero, nasceu em Santiago do Chile, em 1963. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidad Católica de Valparaíso - Chile, em 1989. Em 1992 recebeu o título de Mestre em engenharia pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente está em fase de conclusão do curso de doutorado no INEP-UFSC. Suas áreas de interesse compreendem conversores estáticos operando em alta frequência e correção de fator de potência de fontes de alimentação.

Ivo Barbi, nasceu em Gaspar (SC), em 1949. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, em 1973. Em 1976 recebeu o título de Mestre pela mesma Universidade e em 1979 recebeu o título de Doutor pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, França. Desde 1974 é professor da UFSC e atualmente professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica. É membro fundador da SOBRAEP tendo sido seu primeiro presidente. Desde 1992, é Editor Associado na área de Conversores de Potência da IEEE Transactions on Industrial Electronics. Suas áreas de atuação compreendem