

CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE

JOSÉ LUIZ DE FREITAS VIEIRA

DEE/UFES

Lab. de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

CP 761 - 29001 - Vitória - ES

FRANCISCO EDSON NOGUEIRA DE MELO e IVO BARBI

DEE/UFSC

Lab. de Máq. Elétrica e Eletrônica de Potência

CP 476 - 88049 - Florianópolis - SC

Resumo - Este artigo apresenta uma técnica para limitar a tensão aplicada ao capacitor ressonante do conversor série ressonante modulado em frequência. Como conseqüência, o conversor pode operar em condução descontínua de corrente em uma ampla faixa de variação da frequência de chaveamento e, portanto todas as comutações das chaves tornam-se não-dissipativas. Além disso, as características externas são modificadas, em relação ao conversor série ressonante convencional. Isto é obtido, utilizando-se apenas dois diodos de grampeamento. O desenvolvimento teórico é apresentado e disposto em forma de curvas normalizadas, adequadas para análise e projeto. Um protótipo de laboratório de 100 W e 100 kHz de frequência de operação foi implementado. Os resultados práticos obtidos comprovam os estudos teóricos e os de simulação.

Abstract - This paper presents a technique to limit the resonant capacitor voltage of the Frequency-Modulated Series Resonant Converter. As a result, the converter can operate in discontinuous conduction mode in a large range of switching frequency variation and, therefore all the comutations of the switches become non-dissipative. Besides that, the external characteristics are modified in relation to the conventional Series Resonant Converter. This is obtained by using two clamping diodes. Theoretical development is presented and put in the form of normalized curves, useful for analysis and design. A 100 W; 100 kHz operating frequency prototype was implemented. The obtained results confirm the theoretical and simulation studies.

1 - INTRODUÇÃO

Os conversores ressonantes têm como característica principal a comutação não-dissipativa. Portanto a sua operação pode ser feita com frequências bem elevadas, obtendo-se assim diminuição do tamanho dos componentes, baixo peso, pequeno volume e alto rendimento.

O conversor série ressonante modulado em frequência operando em condução contínua de corrente é bem difundido, e foi introduzido por SCHWARZ (1976). É muito conveniente para as aplicações onde se desejam características de saída de fonte de corrente (Barbi, Vieira-1988; Aragão-1988). Dentre as vantagens da utilização deste conversor, destacam-se a proteção intrínseca de curto-circuito na carga e a obtenção do controle de potência com relativa simplicidade e o baixo conteúdo harmônico (Aragão-1988; Silva-1988).

No conversor série ressonante operando em condução contínua de corrente a tensão no capacitor ressonante, que é função da frequência de chaveamento, pode atingir valores bem maiores que os da fonte de alimentação. Além disso, para evitar que a entrada em condução das chaves comandadas seja dissipativa, um pequeno indutor deve ser colocado em série com estas, funcionando como um "snubber" não-dissipativo (Aragão-1988).

Neste trabalho é apresentada uma solução para evitar estes problemas, que é interromper o ciclo ressonante através do grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Com isso, a máxima tensão no capacitor ressonante fica limitada ao valor da fonte de alimentação, modificando as características externas em relação ao conversor série ressonante convencional. O grampeamento da tensão no capacitor resso-

nante permite que o conversor opere em condução descontínua de corrente, em uma ampla faixa de variação da frequência de chaveamento e, torna a entrada em condução das chaves comandadas não-dissipativa.

2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A estrutura proposta para o conversor é mostrada na Figura 1.

Para efeito de simplificação, a carga foi considerada um

circuito RC paralelo dentro de uma ponte de diodos.

O grampeamento da tensão ressonante é realizado pelos diodos D1 e D2. Durante um semi-período de chaveamento ocorrem três etapas de operação:

1ª etapa - ressonante (t_0, t_1). No instante t_0 a tensão $v_c(0) = -V_s/2$ e $i_L(0) = 0$, e o interruptor T1 entra em condução. Nesta etapa $v_c(t)$ e $i_L(t)$ evoluem de forma ressonante até t_1 onde $v_c(t_1) = V_s/2$ e $i_L(t_1) = I_{L1}$. O circuito equivalente para esta etapa é mostrado na Figura 2.

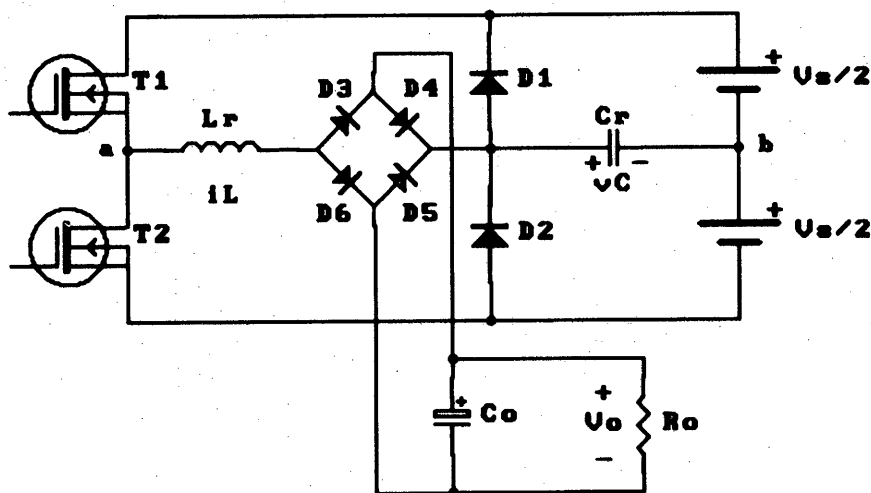


Figura 1 - Conversor série ressonante com grampeamento em V_{cr}

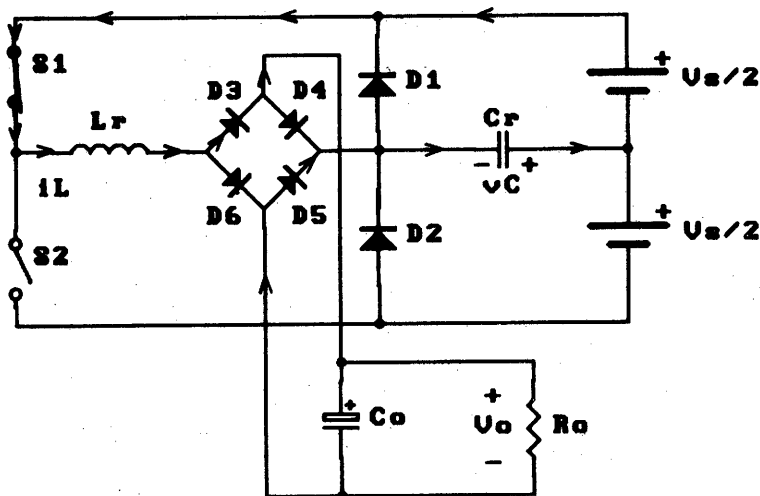


Figura 2 - Circuito equivalente da 1ª etapa

2ª etapa - linear (t_1, t_2) No instante t_1 a tensão no capacitor ressonante é $v_c(t_1) = V_s/2$ e $i_L(t_1) = I_{L1}$, e o diodo D1 entra em condução, mantendo a tensão $v_c(t) = V_s/2$ durante toda esta etapa. A corrente no indutor ressonante decai de forma linear até t_2 onde $i_L(t_2) = 0$. O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Figura 3.

3ª etapa - evolução constante de $v_c(t)$ e $i_L(t)$ (t_2, t_3). Nesta etapa, o capacitor se mantém carregado com $v_c(t) = V_s/2$ e a corrente no indutor permanece nula. O término desta etapa ocorre em t_3 quando o transistor T2 entra em condução. O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Figura 4.

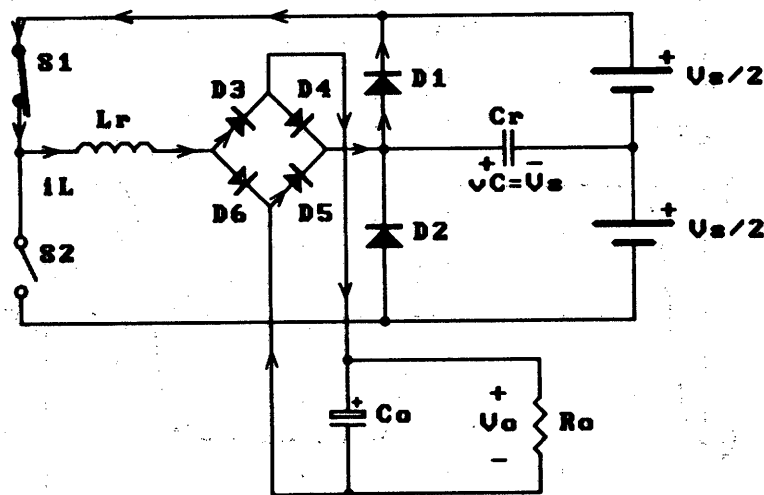


Figura 3 - Circuito equivalente da 2ª etapa

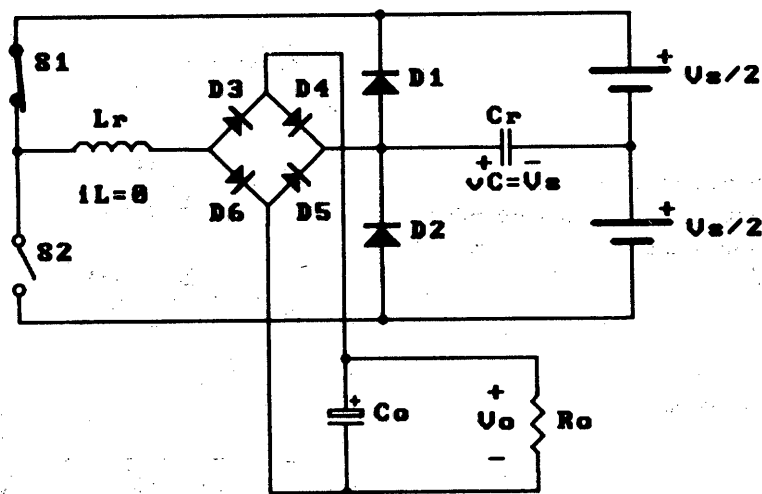


Figura 4 - Circuito equivalente da 3ª etapa

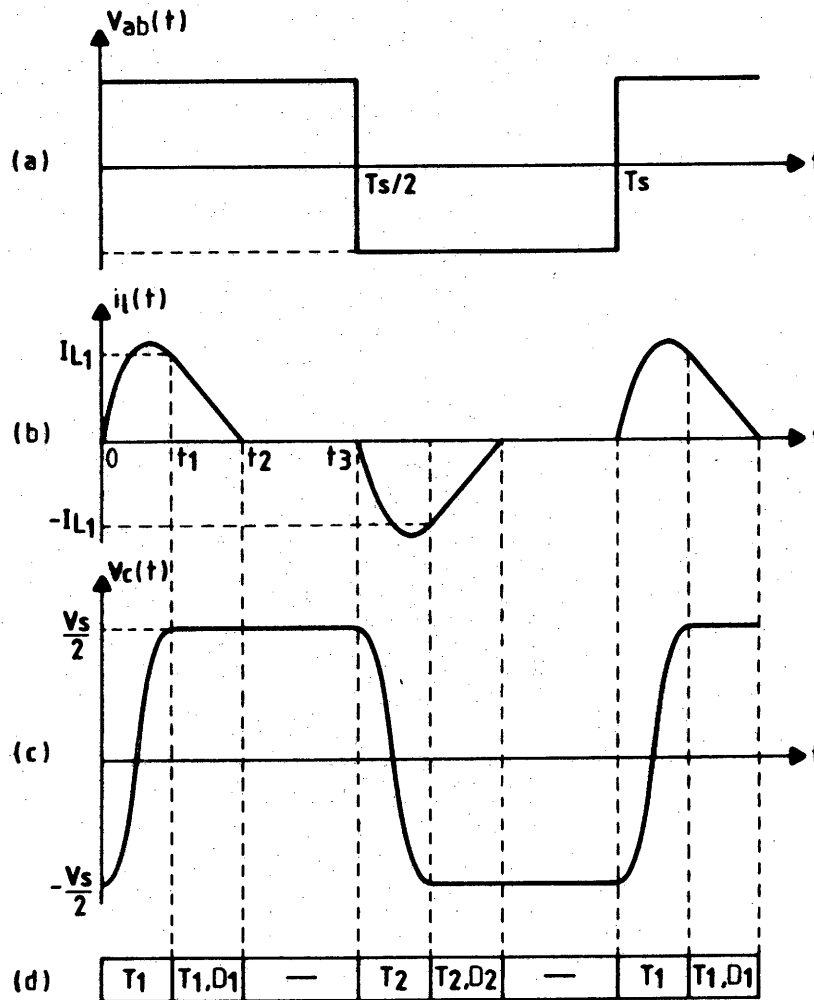


Figura 5 - Formas de ondas teóricas do conversor:

- (a) tensão entre os pontos a e b
- (b) corrente no indutor ressonante
- (c) tensão no capacitor ressonante
- (d) período de condução das chaves

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas. As principais formas de onda teóricas do conversor são mostradas na Figura 5.

3 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Com o intuito de simplificar a análise será considerado: chaves ideais com comando complementar e elementos ressonantes ideais. As equações normalizadas associadas às etapas de operação são as seguintes:

1ª etapa :

$$\bar{v}_c(t) = (1 - q) - (2 - q) \cos \omega_0 t \quad (1)$$

$$\bar{i}_L(t) = (2 - q) \text{sen} \omega_0 t \quad (2)$$

2ª etapa :

$$\bar{i}_L(t) = \bar{I}_{L1} - q \omega_0 (t - t_1) \quad (3)$$

$$\bar{v}_c(t) = 0 \quad (4)$$

onde:

$$\bar{v}_c(t) = \frac{v_c'(t)}{V_s / 2} \quad (5)$$

$$\bar{i}_L(t) = \frac{Z \cdot i_L(t)}{V_s / 2} \quad (6)$$

e:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} ; q = \sqrt{\frac{V_0}{V_s}} \quad (7)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} ; \bar{I}_{L1} = 2 \sqrt{1 - q}$$

A partir das equações (1), (2), (3) e (4), obtém-se o plano de fase do conversor que é mostrado na Figura 6.

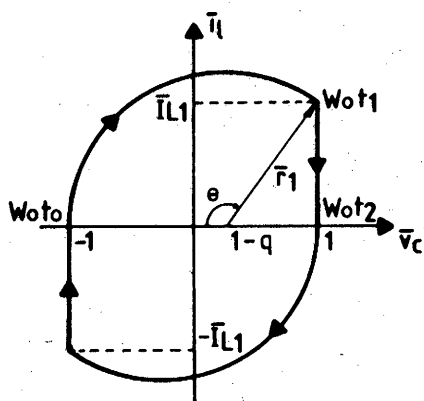


Figura 6 - Plano de fase do conversor

4 - RESTRIÇÕES À FAIXA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

a) Frequência de chaveamento - A relação entre a máxima frequência de chaveamento e a tensão de saída que garante a desmagnetização do indutor ressonante em cada etapa linear é expressa pela equação (8), e apresentada na Figura 7.

$$\frac{f_{sm\acute{a}x}}{f_0} = \frac{1}{1 - \cos^{-1} \left[\frac{q}{2-q} \right] + 2 \sqrt{\frac{1-q}{q}}} \quad (8)$$

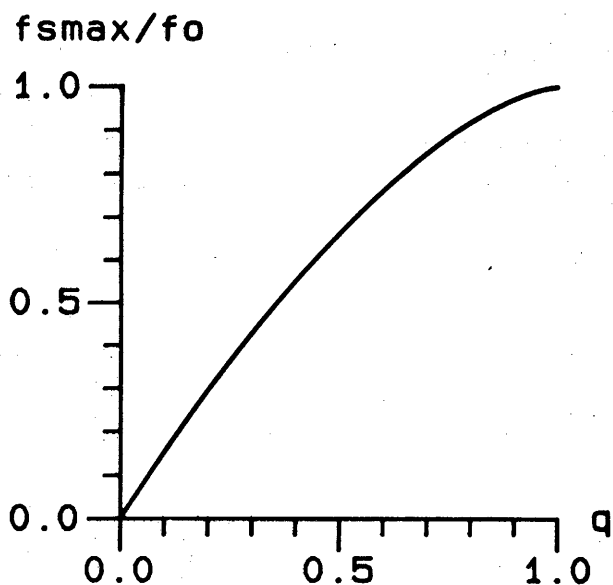


Figura 7 - Relação entre $f_{sM\acute{A}X}/f_0$ e q

b) Tensão de saída - a partir da Figura 7 verifica-se que o conversor não deve operar com curto-circuito na saída, ou seja $q=0$. Em tal condição não haveria a desmagnetização do indutor ressonante. A máxima tensão de saída que permite a operação do conversor é expressa por:

$$q_{m\acute{a}x} = 1 \quad (9)$$

A condição definida na equação (9) é representada pelo plano de fase mostrado na Figura 8.

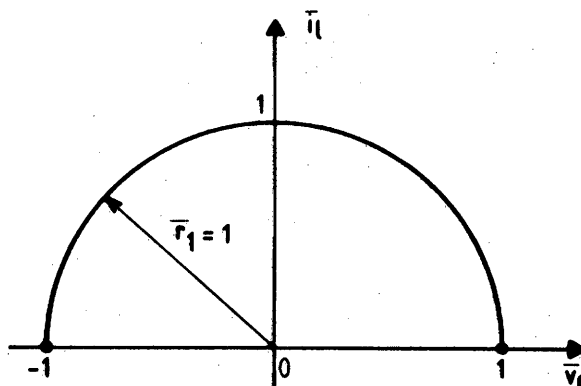


Figura 8 - Plano de fase para $q_{M\acute{A}X} = 1$

5 - CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A partir das equações (1), (2), (3) e (4), chega-se à seguinte expressão para a corrente média de saída normalizada:

$$\bar{I}_o = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{q} \cdot \frac{f_s}{f_0} \quad (10)$$

Multiplicando-se a equação (10) por q tem-se como resultado a expressão para a potência média de saída normalizada:

$$\bar{P}_o = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_0} \quad (11)$$

onde:

$$\bar{P}_o = \frac{Z \cdot P_o}{(V_s / 2)^2} \quad (12)$$

Da equação (10) obtém-se as características de saída do conversor que são mostradas na Figura 9, e da equação (11) chega-se à curva característica da potência média de saída normalizada em função da razão f_s/f_0 mostrada na Figura 10.

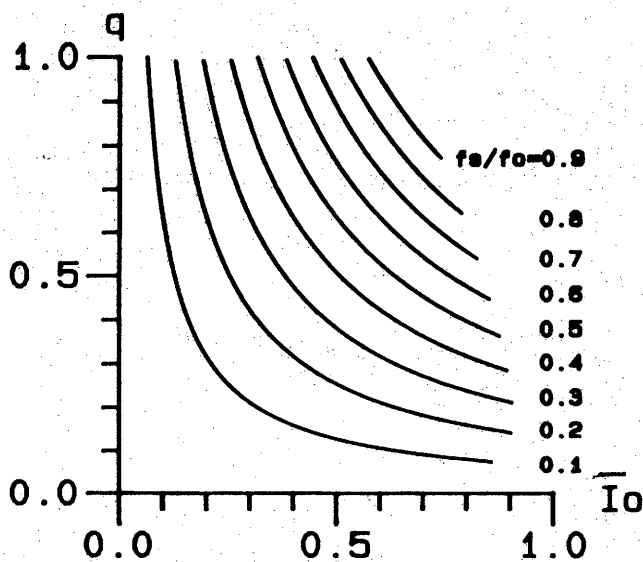


Figura 9 - Características de saída do conversor

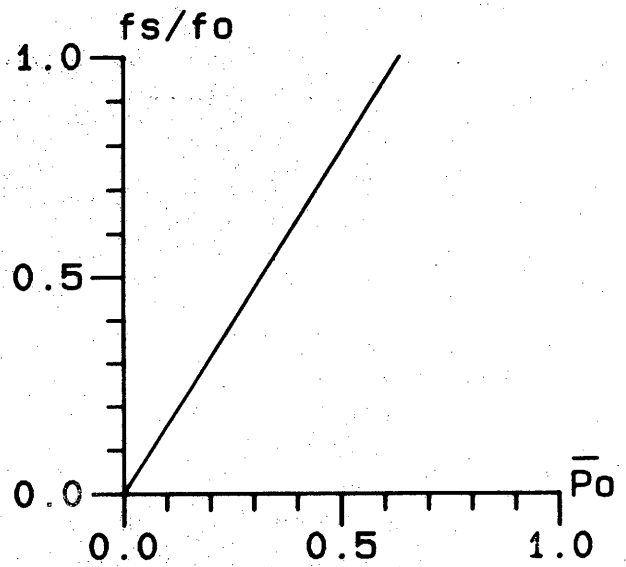


Figura 10 - Potência de saída em função de f_s/f_0

6 - METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Um procedimento para projeto do conversor é descrito e ilustrado nesta seção. Os seguintes dados devem ser especificados:

- Tensão de entrada $-V_s$: mínima, máxima e nominal
- Tensão de saída $-V_0$: nominal
- Potência de saída $-P_0$: mínima, máxima, nominal
- Frequência de chaveamento $-f_s$: nominal

Alimentando o conversor a partir da tensão proveniente de um estágio de retificação da rede de 110 V, têm-se:

$$V_{SMAX} = 85 \text{ V}; \quad V_{SNOM} = 75 \text{ V}; \quad V_{SMIN} = 65 \text{ V}$$

Sejam a título de exemplo os seguintes valores:

$$V_0 = 12 \text{ V}; \quad f_{SNOM} = 100 \text{ kHz};$$

$$P_{OMIN} = 25 \text{ W}; \quad P_{ONOM} = 100 \text{ W}; \quad \text{e } P_{OMAX} = 130 \text{ W}$$

Os seguintes passos devem ser observados:

1. Escolhe-se uma região de operação onde a variação da corrente média de saída com a frequência de chaveamento apresenta maior linearidade. A partir da Figura 9 foi escolhido o seguinte valor: $q_{NOM} = 0,8$

Assim, chega-se a: $V'_0 = 60 \text{ V}$; $q_{MIN} = 0,7$ e

$q_{MAX} = 0,92$ onde, V'_0 é o valor médio da tensão de saída retificada referida ao primário do transformador. A tensão V'_0 determina a utilização de um transformador com uma relação de 5:1.

2. A partir da Figura 10 escolhe-se a razão f_s/f_0 que possibilite uma maior variação da potência média de saída. Escolheu-se o seguinte valor: $f_s/f_0 = 0,5$

3. Do valor de $f_{SNOM} = 100 \text{ kHz}$, determina-se o valor da frequência de ressonância, obtendo-se $f_0 = 200 \text{ kHz}$.

4. Da curva característica de saída mostrada na Figura 9 para $f_{SNOM}/f_0 = 0,5$ e $q_{NOM} = 0,8$, obtém-se o seguinte valor para a corrente de saída nominal normalizada:

$$\bar{I}_0 = \frac{Z \cdot I_0}{V_s} = 0,4$$

5. A partir do valor de $I_0 = P_0/V'_0 = 1,67 \text{ A}$, determina-se a impedância característica $Z = 17,96 \Omega$.

6. Utilizando-se as seguintes relações:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad \text{e} \quad Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

chega-se aos valores de: $L_r = 14,3 \mu\text{H}$ e $C_r = 0,044 \mu\text{F}$.

7. A partir dos valores de: P_{OMIN} , P_{OMAX} , V_{SMIN} e V_{SMAX} determina-se f_{SMIN} e f_{SMAX} das equações (11) e (12), da seguinte forma:

7.1. Da equação (12) pode-se escrever:

$$\bar{P}_{0max} = \frac{Z \cdot P_{0max}}{V_{smin}^2} \quad \text{e} \quad \bar{P}_{0min} = \frac{Z \cdot P_{0min}}{V_{smax}^2}$$

assim;

$$\bar{P}_{0max} = 0,55 \quad \text{e} \quad \bar{P}_{0min} = 0,0$$

7.2. Da equação (11) pode-se escrever:

$$f_{sm\acute{a}x} = \frac{\pi}{2} \bar{P}_{0m\acute{a}x} \cdot f_0 \quad \text{e} \quad f_{sm\grave{a}n} = \frac{\pi}{2} \bar{P}_{0m\grave{a}n} \cdot f_0$$

assim

$$f_{sm\acute{a}x} = 170 \text{ kHz} \quad \text{e} \quad f_{sm\grave{a}n} = 20 \text{ kHz}$$

7 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O conversor determinado em projeto na seção anterior, alimentando uma carga constituída por:

$$R_0 = 36 \, \Omega \quad \text{e} \quad C_0 = 100 \, \mu\text{F}$$

foi simulado para a frequência de operação de 100 kHz. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 11.

8 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

8.1 - Descrição do estágio de potência

Com o intuito de verificar a análise realizada para o conversor foi implementado um protótipo de laboratório a partir dos resultados obtidos do exemplo de projeto da seção 6. O circuito do estágio de potência, mostrado na Figura 12, consiste de parâmetros e componentes com os seguintes valores:

$$L_r = 14.5 \, \mu\text{H}; \quad C_r = 0.047 \, \mu\text{F}; \quad R_0 = 1.5 \, \Omega; \quad C_0 = 100 \, \mu\text{F};$$

$$V_s = 75 \text{ V}; \quad T_1, T_2 - \text{IRF 740}$$

$$D_1, D_2 - 4\text{F2}/06; \quad D_3 D_4 - \text{USD 745};$$

$$\text{Transformador : } N_1 = 22, N_2 = 5, \text{ núcleo de ferrite-E30/7}$$

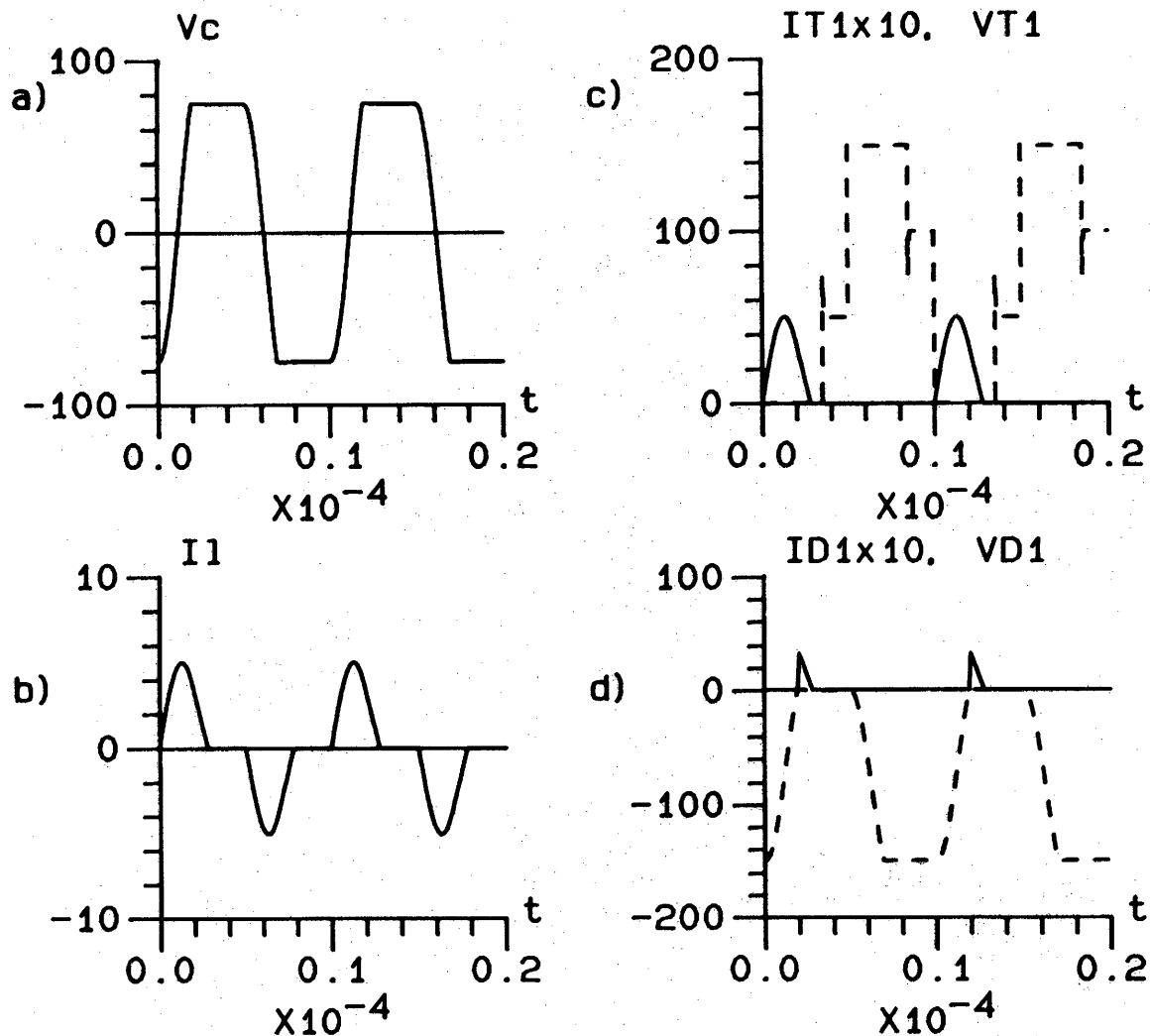


Figura 11 - Resultados da simulação do conversor:

- a) tensão no capacitor ressonante; b) corrente no indutor ressonante;
- c) corrente no transistor T1 (curva cheia) e tensão em T1 (curva tracejada);
- d) corrente no diodo D1 (curva cheia) e tensão em D1 (curva tracejada).

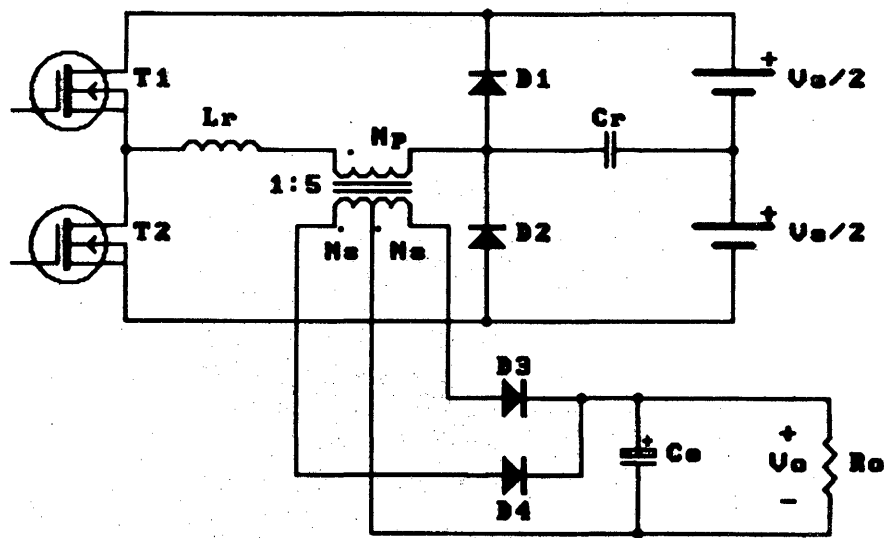


Figura 12 - Circuito do estágio de potência do conversor

8.2 - Tensão e corrente no circuito ressonante

A Figura 13 mostra o grampeamento da tensão no capacitor ressonante e a corrente no indutor ressonante.

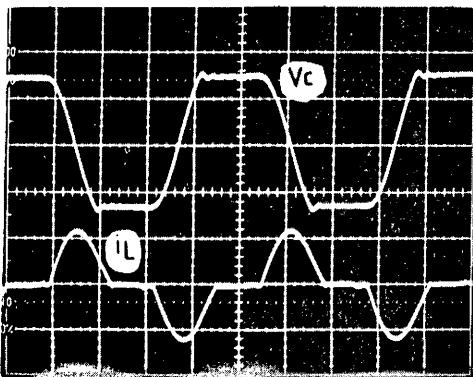
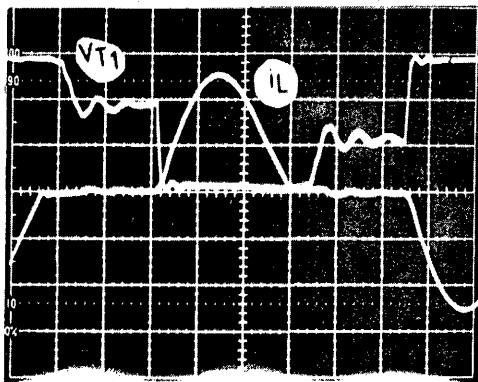


Figura 13 - Tensão e corrente nos elementos ressonantes para $V_0 = 12 \text{ V}$; $I_0 = 8,2 \text{ A}$; $V_s = 75 \text{ V}$; $I_s = 0,425 \text{ A}$; e $f_s = 116 \text{ kHz}$

Curva superior: tensão no capacitor ressonante (50V/div)
Curva inferior: corrente no indutor ressonante (4A/div)
Escala de tempo : 2 $\mu\text{s}/\text{div}$.



8.3 - Comutação do transistor T1

A Figura 14a mostra a tensão sobre o transistor T1 e a corrente no indutor ressonante, que permitem comprovar as comutações não-dissipativas em T1.

Para garantir a desmagnetização do transformador do circuito de comando isolado de gate, principalmente em baixas frequências de operação, os transistores T1 e T2 são bloqueados em um ângulo inferior a 180° . A partir do instante de bloqueio, a tensão nas chaves é imposta pelas duas malhas. Por isto aparecem, tanto em simulação como no resultado experimental os dois níveis de tensão, um de 100 V e outro de 50 V.

8.4 - Comutação do diodo D1

A Figura 14b mostra a tensão e a corrente no diodo D1, na qual se verifica a comutação natural de D1. As oscilações existentes são devido às capacitâncias intrínsecas dos diodos e aos seus tempos de recuperação.

A partir da Figura 14 verifica-se que não existem, praticamente perdas de comutação no conversor.

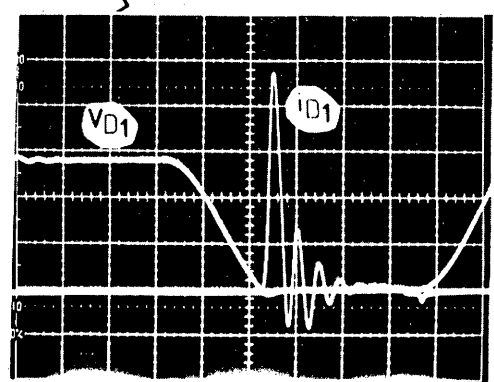


Figura 14 - Comutações das chaves para: $V_0 = 12 \text{ V}$; $I_0 = 7,2 \text{ A}$; $V_s = 75 \text{ V}$; $I_s = 0,36 \text{ A}$; e $f_s = 97 \text{ kHz}$;
a) tensão sobre o transistor T1 (50 V/div) e corrente no indutor ressonante (2 A/div);
b) tensão sobre o diodo D1 (50 V/div) e corrente em D1 (1 A/div).
Escala de tempo: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$.

8.5 - Curvas características do conversor

8.5.1 - Curvas características de saída

A partir do levantamento de diversos pontos de operação, foram obtidas as curvas características de saída, que são mostradas na Figura 15. As curvas tracejadas representam as curvas características teóricas considerando um rendimento de 80%. As diferenças existentes são, principalmente, devido às perdas de condução das chaves.

8.5.2 - Curva de potência média de saída em função da frequência de chaveamento

A Figura 16 mostra a característica linear entre a

potência média de saída e a frequência de chaveamento para a tensão $V_0 = 12$ V. A curva tracejada representa a característica teórica considerando um rendimento de 80%.

A característica linear mostrada na Figura 16 é uma das vantagens apresentadas por este conversor, principalmente para efeito de controle.

8.5.3 - Curva de rendimento

A Figura 17 mostra a curva de rendimento do conversor em função da potência média de saída para a tensão de saída $V_0 = 12$ V. Deve-se observar que as maiores perdas que ocorrem neste conversor são as perdas de condução dos diodos retificadores de saída

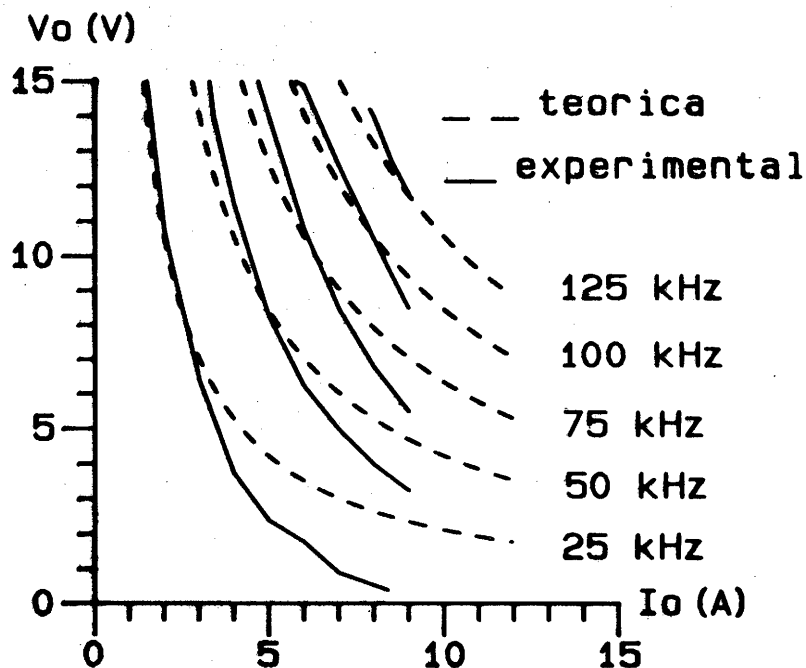


Figura 15 - Curvas características de saída

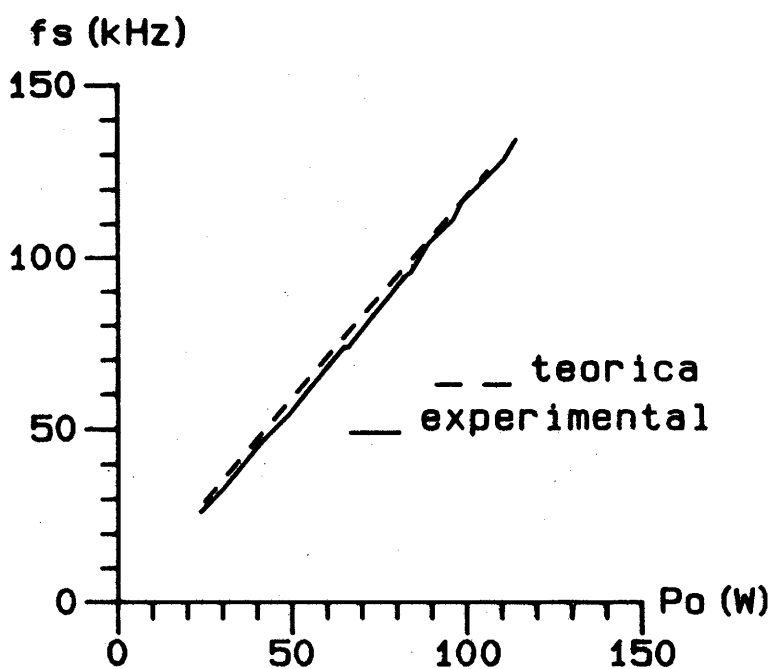


Figura 16 - Curva de potência média de saída

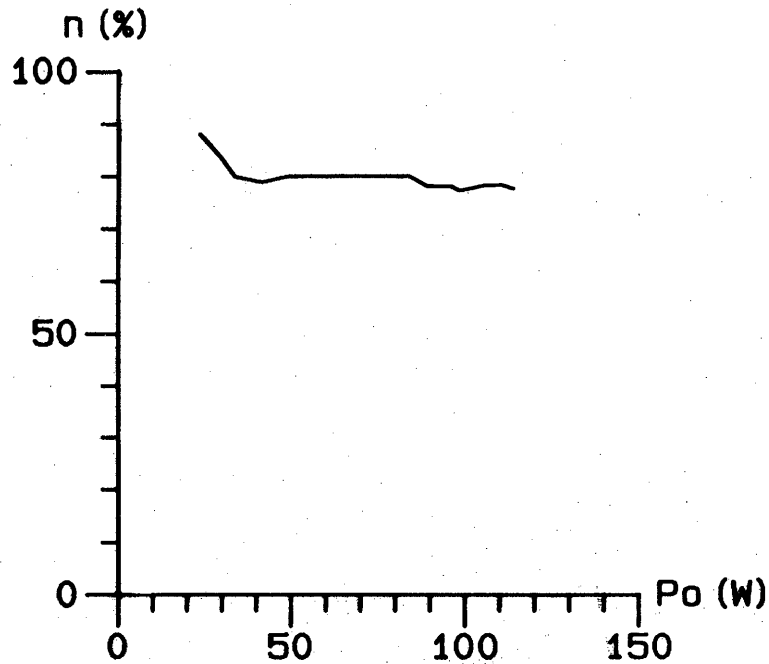


Figura 17 - Curva de rendimento

9 - CONCLUSÕES

Com o conversor proposto, que realiza a interrupção do ciclo ressonante através do grampeamento da tensão no capacitor ressonante, a máxima tensão sobre o capacitor fica limitada à tensão de alimentação.

O conversor pode operar em condução descontínua em uma faixa de variação da frequência de chaveamento definida por $f_s/f_0 < 1$, enquanto que no conversor série ressonante convencional $f_s/f_0 < 0.5$.

A operação do conversor em condução descontínua de corrente faz com que não existam, praticamente, perdas de comutação.

Desenvolveu-se uma metodologia de projeto para o conversor, sendo aplicada a um exemplo de projeto.

Os resultados da simulação confirmam o princípio de operação do conversor estudado.

Através do protótipo de laboratório de 100 W e 100 kHz de frequência de operação, comprovaram-se a análise teórica e a simulação. Além disso, foram verificados um bom comportamento do conversor para uma ampla faixa de variação de carga e uma característica linear entre a potência de saída e a frequência de chaveamento para a tensão de saída constante em 12 V.

A técnica de interrupção do ciclo ressonante sugere um conceito mais geral que adequadamente explorado poderá resultar em uma nova direção no desenvolvimento dos conversores ressonantes.

10 - REFERÊNCIAS

- ARAGÃO F., W.C.P., (1988) "Estudo de um Conversor Série Ressonante Operando com Frequência Constante", Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, SC.
- BARBI, I. e VIEIRA Jr, J.B., (1988) "Análise e Projeto de um Conversor Ressonante", 7º Congresso Brasileiro de Automática, São José dos Campos, SP.
- SCHAWARZ, F.C., (1976) "An Improved Method of Resonant Current Pulse Converters", IEEE - Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. 23, nº2, May.
- SILVA, N.F.O.da, (1988) "Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada a Ressonância", Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, SC.