

---

# ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE E PROJETO DE UM CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE OPERANDO COM FREQUÊNCIA CONSTANTE

Wilson Correia Pinto de Aragão Filho

Universidade Federal do Espírito Santo  
CTUFES / DEL - LEPAC  
Caixa Postal 761 - 29.001 - Vitória - ES

Ivo Barbi

UFSC - DEEL - LAMEP  
Caixa Postal 476 - 88.049 - Florianópolis - SC

---

**Resumo** - Este artigo trata de um Conversor Ressonante CC-CC, do tipo Série, que opera com frequência constante, igual à frequência do seu circuito ressonante, modulado por um tipo especial de PWM (modulação por largura de pulso). Tal conversor é um desenvolvimento dos conversores ressonantes modulados por frequência, cuja principal limitação é, justamente, a larga banda de frequência necessária para obter-se a regulação de tensão na carga. A análise do conversor em foco mostra que a corrente ressonante pode ser contínua ou descontínua, o que caracteriza os seus dois modos de operação. A comutação natural ou não dissipativa, dos interruptores de potência, em configuração de ponte completa, é alcançada como consequência do tipo de modulação utilizado, especialmente no modo descontínuo. São apresentados estudos por simulação computacional, e a comprovação dos resultados analíticos é obtida por meio de uma montagem experimental usando Mosfets de potência.

**Abstract** - This paper deals with the DC-DC Series Resonant converter operating at a fixed frequency equal to the resonant one, modulated by a special PWM (pulse width modulation). Such a converter is an improvement of the frequency modulated Resonant Converters, which main disadvantage is the large frequency bandwidth needed to get load regulation. The Analysis of the Series Resonant Converter, with fixed frequency of operation, shows that the resonant current may be continuous or discontinuous, what characterizes two possible modes of operation. The natural commutation of the power switches is achieved, specially in discontinuous mode of operation. Computer simulation studies are performed and a Mosfet breadboard is built in order to verify the analytical results.

## 1. INTRODUÇÃO

A filosofia dos conversores ressonantes foi gerada a partir dos estudos realizados nos anos setenta (70), e que objetivavam a superação da comutação forçada dos tiristores (Schwarz, 1976). As perdas de comutação também eram, e ainda são, objeto de estudos, uma vez que limitam o aumento dos conversores. É com o desenvolvimento dos conversores ressonantes e, um pouco mais tarde, dos quase-ressonantes que se consegue obter a comutação natural, ou não-dissipativa, dos interruptores de potência.

Os conversores ressonantes podem ser classificados em dois tipos — série e paralelo —, dependendo da maneira como a carga é conectada ao circuito ressonante LC (Chin et alli, 1987; Schwarz, 1976; Yang et alli, 1987). O conversor série ressonante (CSR), modulado por frequência, foi proposto por Francis Schwarz (1976), e é o mais difundido, tendo sido alcançado com ele a comutação natural dos tiristores e densidade de potência da ordem de  $1KW/Kg$ . Mas a sua larga faixa de modulação de frequência, para obter-se a regulação da carga, é um fator de dificuldades para otimização da sua densidade de potência. Uma frequência de operação constante seria, portanto, um bom caminho para se chegar a estruturas de conversores ressonantes menores, mais leves e menos caras.

Um CSR operando com frequência constante menor que a frequência ressonante foi estudado por Tsai, Materu e Fred Lee (1987), onde vários modos topológicos de operação foram apresentados.

Um outro CSR, modulado por fase, operando com frequência ressonante, em uma configuração de ponte completa, onde um braço inversor apresenta comutação com corrente nula, foi proposto por Ira Pitel (1985).

Os pesquisadores Vandelac e Ziogas (1988) também estudaram o CSR operando com frequência ressonante. Mas apenas o modo de operação em condução descontínua foi objeto de estudos, teóricos e experimentais, mais detalhados, concluindo os dois estudiosos que esse modo de operação é o que submete os interruptores aos menores esforços de chaveamento.

Este artigo apresenta, a seguir, os principais resultados analíticos relativos ao comportamento do CSR, sob frequência de operação constante e igual à ressonante, com modulação PWM obtida por deslocamento de fase, operando nos modos contínuo e descontínuo. A análise faz uso da metodologia do plano de fase para obter-se as equações de estudo descritivas das diversas etapas de funcionamento, bem como curvas para projeto e a característica externa teórica do conversor.

## 2. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CSR

Sendo constante a frequência de operação do conversor série ressonante em foco, a regulação da tensão da carga é obtida por deslocamento de fase dos sinais de comando dos dois braços inversores da estrutura do conversor em ponte completa, conforme a figura 1.

A tensão da fonte ( $V_i$ ) é aplicada à carga, entre os pontos médios A e B, durante a condução simultânea dos interruptores opostos diagonalmente (1 e 2 ou 3 e 4). Assim, o fluxo de potência à carga é controlado pela variação do ângulo de controle " $\theta$ ", correspondente àquele tempo de condução simultânea.

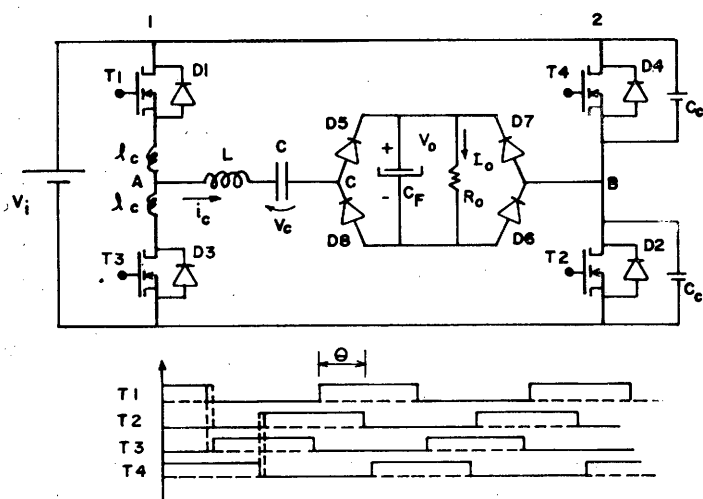


Figura 1 - CSR e sinais de comando

Quando os interruptores comandados (transistores) não estão conduzindo simultaneamente, ocorre, então, uma ação de "grampeamento" entre os pontos médios A e B, através de um curto circuito entre esses pontos. Durante este grampeamento a corrente circulante ressonante, fluirá, sempre, por um transistor e um diodo de braços inversores opostos.

As diversas etapas de condução dos interruptores, ou modos topológicos de operação (Tsai et al, 1987), durante o meio-ciclo positivo de operação, estão descritas a seguir, referenciadas à figura 2.

### 1ª ETAPA:

O capacitor ressonante é carregado negativamente ( $-V_{co}$ ) e o transistor T2, junto com o diodo D3, conduz a corrente ressonante, que parte de zero e cresce senoidalmente no sentido positivo. Ao final desta etapa (e início da seguinte) o transistor T1 recebe comando de condução, e efetivamente passa a conduzir a corrente ressonante, o que causa o bloqueio do diodo D3. A tensão do capacitor atinge o valor  $-V_{c1}$ , com  $V_{c1} < V_{co}$ . (Tanto  $-V_{c1}$  quanto  $V_{co}$  são considerados valores absolutos).

### 2ª ETAPA:

Os transistores T1 e T2, opostos diagonalmente, conduzem a corrente ressonante, que ainda cresce positivamente, e a polaridade do capacitor ressonante resulta invertida. Quando o transistor T2 recebe o comando de bloqueio esta etapa termina, com a corrente sendo comutada para o diodo D4 e o capacitor ressonante ficando com a tensão igual a  $+V_{c2}$ .

### 3ª ETAPA:

O transistor T1 e o diodo D4 conduzem a corrente ressonante que, agora, está decrescendo. Quando ela se anula esta etapa termina e o interruptor D4 bloqueia-se espontaneamente. O capacitor fica com tensão  $V_{c3}$  maior que  $V_{c2}$  (ambos valores considerados absolutos). Nesse momento a corrente ressonante se inverte e começa a crescer negativamente, através de T4 e D1, o que caracterizará a primeira etapa do meio-ciclo negativo de operação, que é simétrico ao meio ciclo positivo.

As principais formas-de-onda do CSR funcionando no modo de operação em condução contínua, correspondentes à descrição acima, estão apresentadas na figura 2.

Se a corrente ressonante torna-se zero durante a 1ª etapa de condução de um meio-ciclo de operação o CSR estará trabalhando em um modo de operação em condução descontínua. As formas-de onda correspondentes a este modo de operação são apresentadas na figura 3.

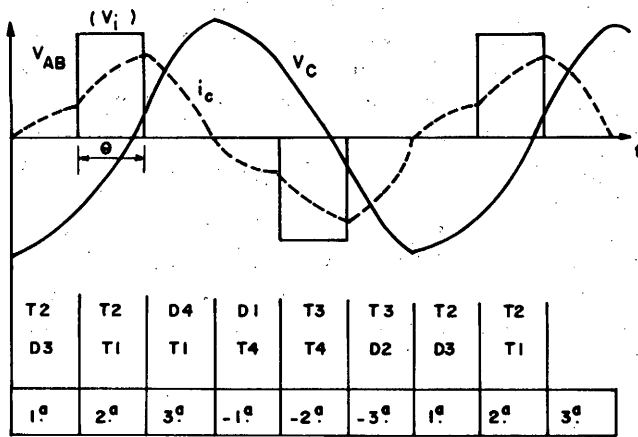


Figura 2 - Formas-de-onda no modo contínuo

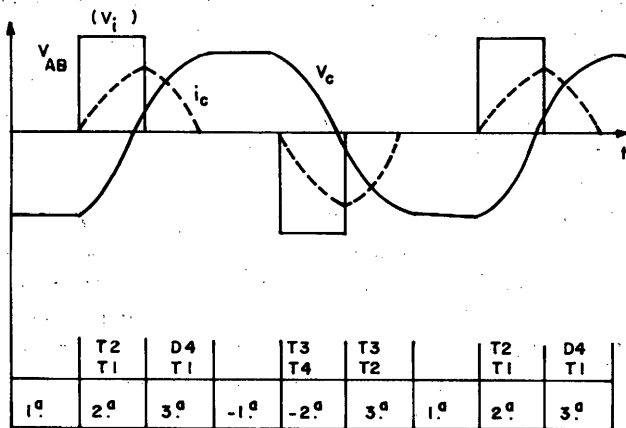
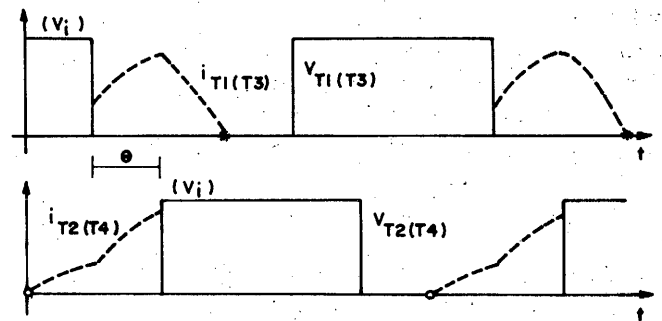


Figura 3 - Formas-de-onda no modo descontínuo

### 3. COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES DE POTÊNCIA

No modo de operação em condução contínua, e em consequência das características ressonantes do conversor, o bloqueio dos transistores do braço inversor  $n^{21}$  se dá naturalmente, i.e., sem dissipação, enquanto no braço  $n^{22}$  a entrada em condução é que se dá de forma natural. A figura 4 ilustra tais fenômenos.



o: entrada em condução natural      x: bloqueio natural

Figura 4 - Comutações naturais no modo contínuo

Pelo uso de um "snubber" indutivo, não dissipativo, a entrada em condução do braço  $n^{21}$  também poderá ocorrer naturalmente, desse modo, obtem-se para um braço inversor um completo chaveamento com corrente nula, ou "zero current switching" (ZCS).

No outro braço inversor ( $n^{22}$ ), o uso de um "snubber" capacitivo, não-dissipativo, permitirá que o bloqueio, também, seja natural. E, desta forma, será obtido, para esse braço inversor, um completo chaveamento com tensão nula, ou "zero voltage switching" (ZVS).

Verifica-se que, para o modo descontínuo, todas as comutações ocorrerão naturalmente, com exceção do bloqueio do braço inversor  $n^{22}$ , que terá que contar com a presença do "snubber" capacitivo para que tal comutação aconteça com tensão nula (ZVS) e, portanto, de forma, também, natural.

Os diodos desse mesmo braço inversor também comutarão naturalmente, mas os diodos do braço oposto ( $n^{21}$ ), bem como os transistores, estarão submetidos a uma sobretensão durante o bloqueio devido à corrente de recuperação dos próprios diodos através dos indutores de comutação. Isto piora as perdas de comutação dos diodos e compromete, teoricamente, a vida útil dos transistores, sendo tais fatos contra-partidas da presença dos indutores de comutação, que objetivam possibilitar a entrada em condução, dos transistores, sob corrente nula - uma comutação, portanto, não dissipativa. No entanto, para conversores de potências mais elevadas (maior que 1KW), a utilização de diodos ultra rápidos ou de recuperação suave ("Soft recovery"), no lugar dos diodos integrados dos mosfets, certamente causarão uma significativa diminuição daquelas sobretensões sobre os interruptores.

A tabela 1, a seguir, apresenta um resumo, das características de chaveamento dos interruptores mosfets de potência, nos dois modos de condução. A notação "~ nula" significa tensão ou corrente aproximadamente nula pela ação do "snubber" correspondente.

TABELA 1

COMUTAÇÃO	DESCONTÍNUO		CONTÍNUO	
	CORRENTE	TENSÃO	CORRENTE	TENSÃO
ENTR. EM COND. T1 E T3 T2 E T4	NULA NULA	~ NULA NULA	~ NULA NULA	~ NULA NULA
BLOQUEIO T1 E T3 T2 E T4 D1 E D3 D2 E D4	NULA NÃO NULA - NULA	NULA ~ NULA - NULA	NULA NÃO NULA NÃO NULA NULA	NULA ~ NULA $V_i + \Delta V^*$ NULA

\* $V_i + \Delta V$  = tensão da fonte mais uma sobretensão indutiva.

#### 4. ANÁLISE DO CONVERSOR PELO PLANO DE FASE

Utilizando-se a metodologia da análise pelo plano de fase (Barbi, 1988), aplicada a cada etapa de condução dos interruptores, as suas equações de estado são determinadas. Tais etapas de condução estão representadas na figura 5, por meio de seus circuitos equivalentes.

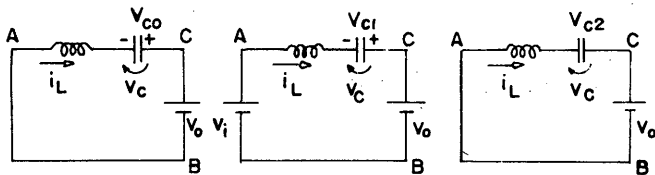


Figura 5 - Circuitos equivalentes das etapas de condução

Os planos de fase relativos aos dois modos de operação, em condução contínua e descontínua, encontram-se esquematizados na figura 6.

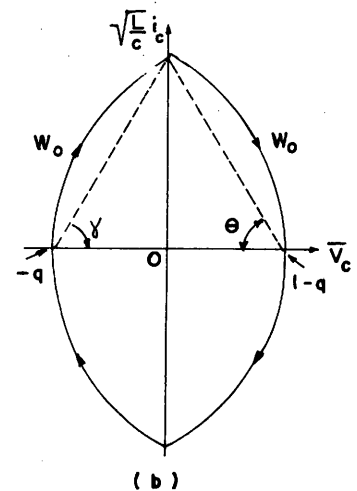
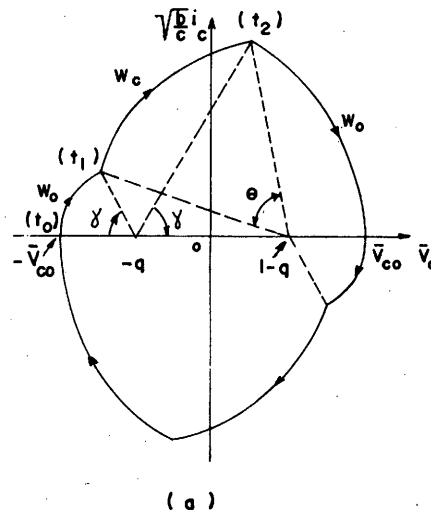


Figura 6 - Planos de fase: a) modo contínuo b) modo descontínuo

A análise pelo plano de fase, relativa aos circuitos equivalentes da figura 5, estabelece que:

$$v_c(t) = -[E - V_c(o)] \cos W_o t + \sqrt{\frac{L}{C}} I_c(o) \sin W_o t + E \quad (1)$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} i_c(t) = \sqrt{\frac{L}{C}} I_c(o) \cos W_o t + [E - V_c(o)] \sin W_o t \quad (2)$$

Onde:

$E$  = tensão equivalente entre os pontos A e C;

$V_c(o)$  = condição inicial para a tensão do capacitor ressonante;

$I_c(o)$  = condição inicial para a corrente de capacitor (ou do indutor) ressonante;

$W_o$  = frequência angular de ressonância do circuito LC.

#### 4.1. Modo Contínuo

Substituindo-se nas expressões (1) e (2) os valores de " $E$ ", " $V_c(o)$ " e " $I_c(o)$ ", e considerando-se o "ganho estático" do conversor definido por  $q = V_o/V_i$ , são obtidas as seguintes equações de estado, descritivas do comportamento da tensão e da corrente no capacitor ressonante.

1ª ETAPA:

$$\bar{v}_c(t) = (q - \bar{V}_{co}) \cos W_o t - q \quad (3)$$

$$\bar{i}_c(t) = (\bar{V}_{co} - q) \sin W_o t \quad (4)$$

2ª ETAPA:

$$\bar{v}_c(t) = (q - 1 - \bar{V}_{c1}) \cos W_o t + \bar{I}_1 \sin W_o t + (1 - q) \quad (5)$$

$$\bar{i}_c(t) = \bar{I}_1 \cos W_o t + (1 - q + \bar{V}_{c1}) \sin W_o t \quad (6)$$

3ª ETAPA:

$$\bar{v}_c(t) = (q + \bar{V}_{c2}) \cos W_o t + \bar{I}_2 \sin W_o t - q \quad (7)$$

$$\bar{i}_c(t) = \bar{I}_2 \cos W_o t - (q + \bar{V}_{c2}) \sin W_o t \quad (8)$$

onde a barra sobre a variável significa um valor normalizado, e os fatores normalizantes são: " $V_i$ " para as tensões e " $V_i/\sqrt{L/C}$ " para correntes. Além disso, as letras maiúsculas significam:

$V_{co}$  = tensão de pico do capacitor ressonante;

$$I_1 = i_c(t), \text{ para } W_o t = \gamma \text{ (com } t = 0 \text{ em } t_o); \quad (9)$$

$$V_{c1} = v_c(t), \text{ para } W_o t = \gamma \text{ (com } t = 0 \text{ em } t_o); \quad (10)$$

$$I_2 = i_c(t), \text{ para } W_o t = \theta \text{ (com } t = 0 \text{ em } t_1); \quad (11)$$

$$V_{c2} = v_c(t), \text{ para } W_o t = \theta \text{ (com } t = 0 \text{ em } t_1); \quad (12)$$

A partir dessas equações de estado acima, pode-se demonstrar que o ganho estático ( $q$ ), no modo contínuo, vale (Aragão Filho, 1988):

$$q = \cos \gamma \quad (13)$$

Isto mostra que a tensão da carga ( $V_o$ ) é independente da corrente média de carga, dependendo somente do ângulo de controle interno ( $\gamma$ ) e da tensão da fonte ( $V_i$ ), nesse modo de operação contínuo.

#### 4.2. Modo Descontínuo

Agindo-se de maneira semelhante, as seguintes equações de estado são obtidas, para o modo descontínuo.

1ª ETAPA:

$$\bar{v}_c(t) = -\bar{V}_{co} \quad (14)$$

$$\bar{i}_c(t) = 0 \quad (15)$$

2ª ETAPA:

$$\bar{v}_c(t) = (q - 1 + \bar{V}_{co}) \cos W_o t + 1 - q \quad (16)$$

$$\bar{i}_c(t) = (1 - q + \bar{V}_{co}) \sin W_o t \quad (17)$$

3ª ETAPA:

$$\bar{v}_c(t) = (q + \bar{V}_{c2}) \cos W_o t + \bar{I}_2 \sin W_o t - q \quad (18)$$

$$\bar{i}_c(t) = \bar{I}_2 \cos W_o t - (q + \bar{V}_{c2}) \sin W_o t \quad (19)$$

onde:

$$I_2 = i_c(t_2), \text{ para } W_o t = \theta \quad (20)$$

$$V_{c2} = v_c(t_2), \text{ para } W_o t = \theta \quad (21)$$

O ganho estático pode ser obtido como (Aragão Filho, 1988):

$$q = V_{co} + 1 - \frac{\sin \gamma}{\sin(\gamma + \theta)} \quad (22)$$

Observa-se, a partir do plano de fase da fig. 6-b, que o conversor operará no modo descontínuo sempre que:

$$\bar{V}_{co} \leq q \quad (23)$$

Esta tensão de pico do capacitor ressonante ( $V_{co}$ ) é uma variável muito importante, na medida em que ela é linearmente dependente da corrente de carga ( $I_o$ ), para ambos os

modos de operação, o que pode ser demonstrado simplesmente calculando-se o valor médio da corrente de carga. A relação normalizada vale:

$$\bar{V}_{co} = \frac{\pi}{2} \bar{I}_o \quad (24)$$

Eis por quê  $\bar{V}_{co}$ , e não  $\bar{I}_o$ , é a variável independente nas equações acima.

Finalmente, a condição para a descontinuidade da operação do CSR pode ser obtida, a partir das equações (23) e (24), pela explicitação do valor da carga  $R_L$ :

$$R_L \geq \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (25)$$

A característica externa ( $\bar{V}_o \times \bar{I}_o$ ), baseada nas expressões para o ganho estático — (13) e (22) —, está apresentada na figura 7.

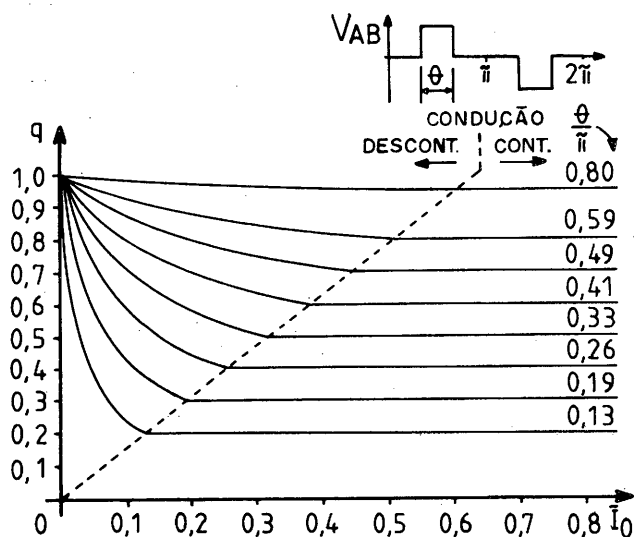


Figura 7 - Característica externa do CSR

Nas figuras 8 a 11 todas as variáveis estão normalizadas. E cada curva tem como parâmetro constante  $V_{co}$ , que é a tensão de pico normalizada do capacitor ressonante.

O projeto do CSR inicia-se com algumas especificações iniciais:

$V_i$  : tensão da fonte

$V_o$  : tensão da carga

$P_o$  : potência da carga

$f_o$  : frequência ressonante (= de operação)

Seguem-se as figuras 8 até 11.

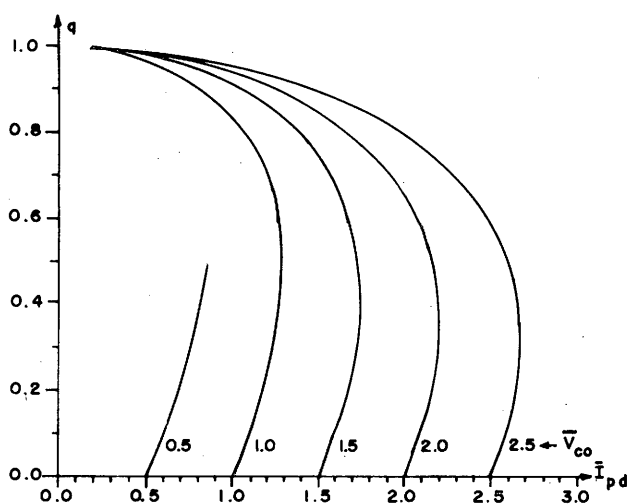


Fig. 8 :  $q \times \bar{I}_{pd}$  ( $I$  de pico no diodo)

## 5. METODOLOGIA DE PROJETO

Embora o modo de operação descontinuo apresente os menores esforços de chaveamento, a sua corrente quase-ressonante tem um conteúdo harmônico bem maior que o modo contínuo, como se pode verificar facilmente pelas formas-de-onda correspondentes (Fig. 3). Obviamente os valores eficazes e de pico das correntes, no modo descontinuo, e para uma mesma potência, serão maiores que para o caso contínuo. Devido a isso, escolheu-se o modo contínuo de operação como base para o projeto do conversor série ressonante em foco.

A partir das equações de estado do modo contínuo, todos os valores de pico, médios e eficazes das correntes através dos dispositivos de chaveamento podem ser determinados. E com esses resultados, obtêm-se alguns ábacos para projeto, conforme apresentados nas figuras 8-11. Dessa forma todos os semicondutores de potência podem ser especificados em termos de corrente.

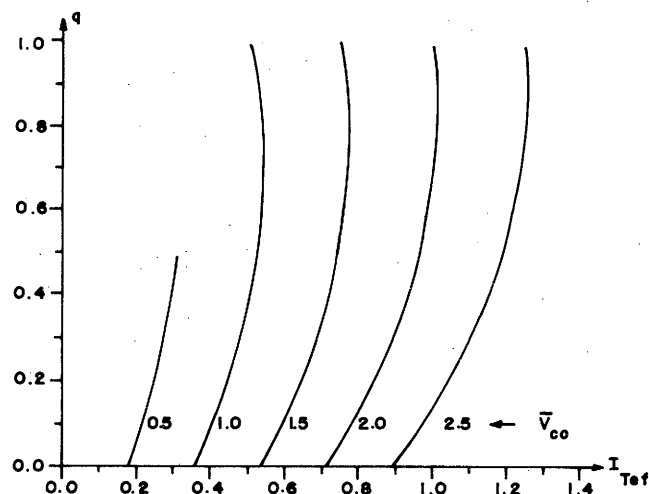


Fig. 9 :  $q \times \bar{I}_{Tef}$  ( $I_{ef}$  no transistor)

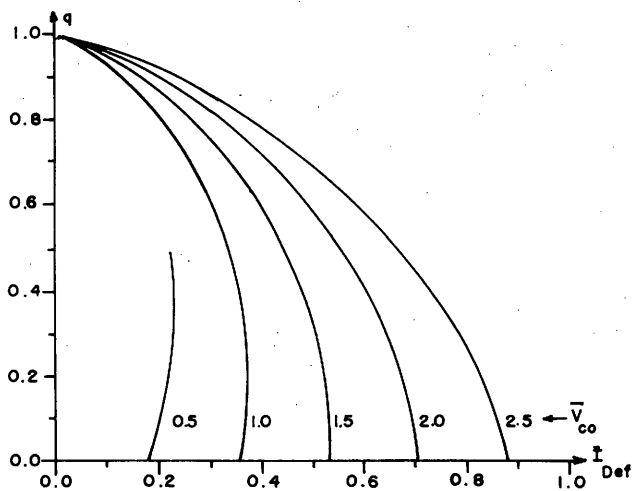


Fig. 10 :  $q \times \bar{I}D_{ef}$  ( $I$  do diodo)

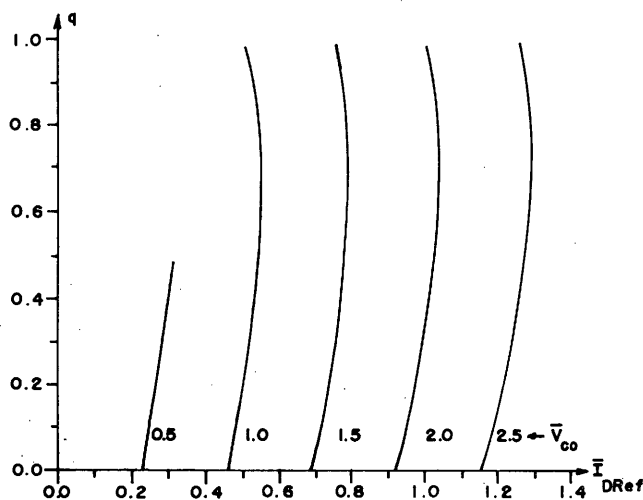


Fig. 11 :  $q \times \bar{I}DR_{ef}$  ( $I_{ef}$  do diodo retificador)

Os componentes do circuito ressonante ( $LC$ ) são calculados das equações abaixo:

$$\frac{L}{C} = \left[ \frac{2\bar{V}_{co}V_i}{I_o} \right]^2 \quad (26)$$

e

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_o)^2} \quad (27)$$

A corrente eficaz do indutor ressonante é dada por:

$$IL_{ef} = \sqrt{2} \cdot IDR_{ef} \quad (28)$$

Os componentes de comutação ( $L_c$  e  $C_c$ ) são obtidos de:

$$L_c = \frac{V_i \cdot t_c}{2I} \quad (29)$$

$$C_c = \frac{I \cdot t_c}{2V_i} \quad (30)$$

Onde " $I$ " é a corrente de pico no diodo (fig. 8) e " $t_c$ " é o tempo de comutação considerado.

O capacitor de filtragem pode ser avaliado a partir da equação (31).

$$C_f = \frac{I_o}{2\pi f_o \cdot \Delta V_{ca}} \quad (31)$$

onde:

$\Delta V_{ca}$  = ondulação de tensão da carga (pico-a-pico);  
 $I_o = P_o/V_o$  = corrente média da carga

E a corrente eficaz através desse capacitor é dada por:

$$IC_{ef} = \sqrt{IL_{ef}^2 - I_o^2} \quad (32)$$

A partir dessas relações e das curvas acima, alguns exemplos de projetos de conversores série ressonantes a frequência constante, são apresentados na tabela 2, relativos às seguintes especificações de projeto:  $V_i = 48V$ ;  $P_o = 240W$ ;  $V_o = 24V$ ;  $I_o = 10A$ ;  $f_o = 100KHz$ ;  $q = 0,50$ ;  $t_c = 200ns$ ; e  $\Delta V_{ca} = 1\%$  de  $V_o$ .

TABELA 2

$V_{co}$ (pu)	$L$ ( $\mu H$ )	$C$ ( $\mu F$ )	$L_c$ ( $\mu H$ )	$C_c$ (nF)	$C_f$ ( $\mu F$ )	$IT_{ef}$ (A)	$I$ (A)
1,0	4,9	0,52	0,24	42	66	8,02	20,0
2,0	9,2	0,26	0,28	36	66	7,50	17,2
2,5	12,2	0,21	0,29	35	66	7,40	16,7

Todos os valores mostrados na tabela 2 são valores teóricos. Muitas outras variáveis e as suas curvas (ou ábacos) podem ser calculadas, mas não são apresentadas neste artigo.

## 6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Escolhendo-se a primeira linha de resultados na tabela 2, confeccionou-se uma montagem experimental com vistas à verificação dos resultados analíticos. E devido à elevada frequência de chaveamento optou-se pela utilização de transistores de potência unipolares tipo MOSFET, que já incorporam, em sua estrutura integrada, um diodo de potência em anti-paralelo.

O circuito ressonante real teve como valores:

$$L = 5,14\mu F \quad \text{e} \quad C = 0,55\mu F$$

As fotografias reproduzidas nas figuras 12 e 13 apresentam a tensão e a corrente no capacitor ressonante, para os modos de operação contínuo e descontínuo respectivamente, comprovando os resultados analíticos (e por simulação) previamente obtidos.

Escalas:  
 $2\mu S/div.$   
 $20V - 4A/div.$

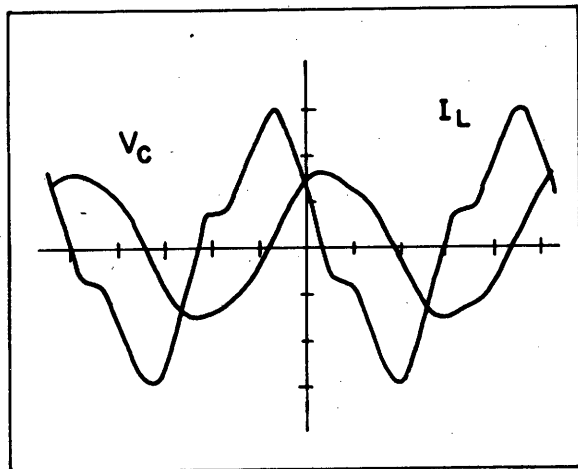


Fig. 12 - Formas-de-onda para o modo contínuo  
 $q = 0,50; V_o = 15,4V; I_o = 6A$

Escalas:  
 $2\mu S/div.$   
 $5V - 2A/div.$

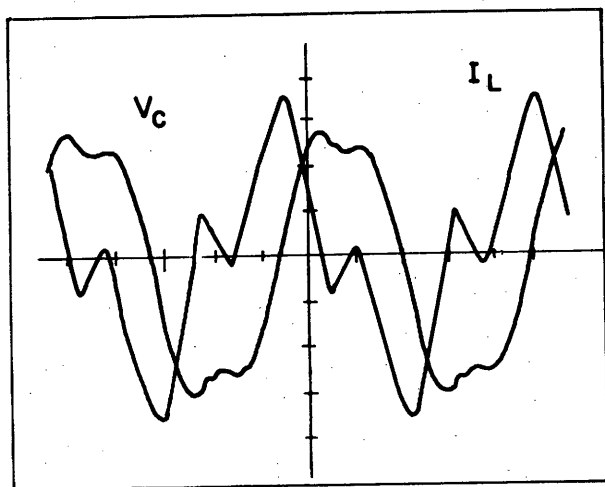


Fig. 13 - Formas-de-onda para o modo descontínuo  
 $q = 0,50; V_o = 20,2V; I_o = 2,5A$

O pico de corrente ressonante, que ocorre nos diodos no braço no. 2 (que comuta com tensão nula, ou ZVS) vale  $12A$  — de acordo com a figura 12 — o que difere do valor indicado na tabela 2 ( $I = 20A$ ). Isto acontece porque as quedas de tensão através dos semicondutores de potência não foram levadas em conta na análise teórica da estrutura.

As figuras 14 a 17 mostram fotografias correspondentes à comutação natural dos dispositivos de chaveamento. A parte inferior das fotografias são ampliações do instante de comutação.

O chaveamento com corrente nula do braço inversor no. 1 está evidenciado nas figuras 14 e 16, para os modos de operação contínuo e descontínuo, respectivamente. Por outro lado, o chaveamento com tensão nula do braço inversor no. 2 encontra-se evidenciado nas figuras 15 e 17, também, para ambos os modos.

As oscilações que podem ser vistas, especialmente na figura 15, para o modo contínuo, são devidas ao acoplamento  $LC$  entre o "snubber" capacitivo e indutâncias parasitas presentes no circuito.

Os picos de tensão sobre os transistores do braço no. 1 (comutação com corrente nula) são devidos à recuperação dos diodos integrados sobre os "snubber's" indutivos, e constituem a contrapartida da obtenção da entrada em condução não dissipativa nesse braço. Na medida em que os picos de tensão não sejam muito elevados, pela adequação experimental do valor ótimo do indutor de comutação, o alcance da comutação não-dissipativa, às custas dessa sobretensão, é justificado.

Escalas:  
 $20V - 4A/div.$   
 em cima:  $2\mu s/div.$   
 em baixo:  $50ns/div.$

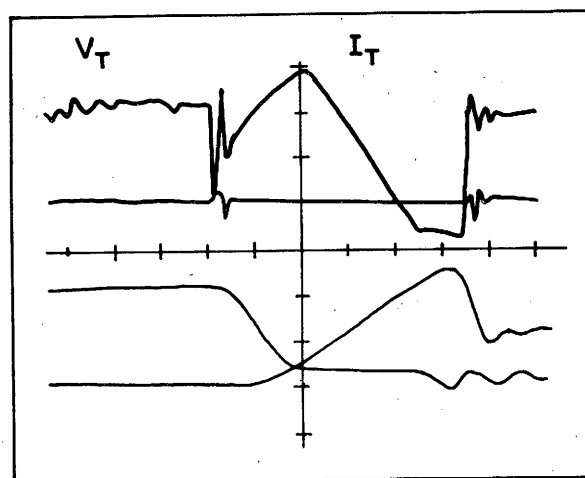


Fig. 14 - Chaveamento c/ corrente nula para T1 e T3  
 - modo contínuo -



Escalas:  
 20V - 4A/div.  
 em cima: 1 $\mu$ s/div.  
 em baixo: 100ns/div.

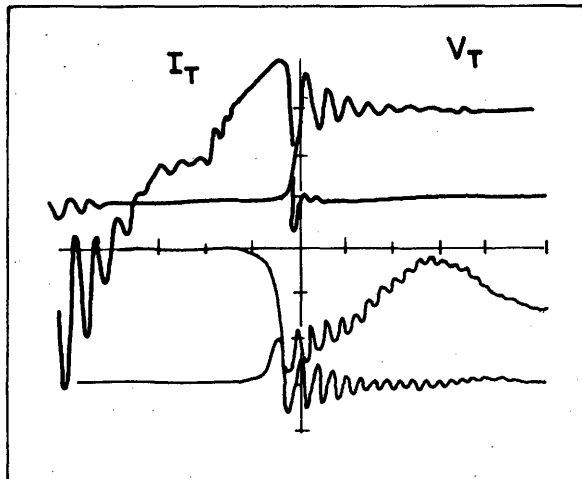


Fig. 15 - Chaveamento c/ tensão nula para T2 e T4  
 - modo contínuo -

Escalas:  
 20V - 4A/div.  
 em cima: 1 $\mu$ s/div.  
 em baixo: 100ns/div.

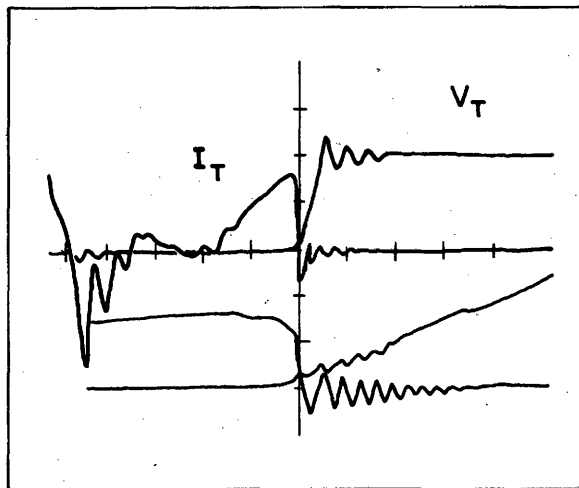


Fig. 17 - Chaveamento c/ tensão nula para T2 e T4  
 - modo descontínuo -

Escalas:  
 20V - 4A/div.  
 em cima: 1 $\mu$ s/div.  
 em baixo: 100ns/div.

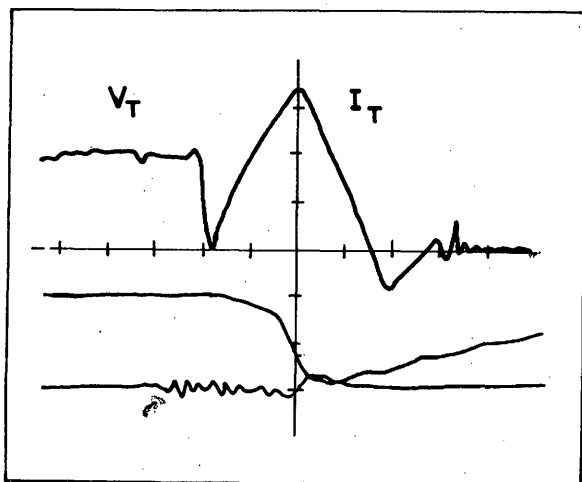


Fig. 16 - Chaveamento c/ corrente nula para T1 e T3  
 - modo descontínuo -

## 7. CONCLUSÕES

Analisou-se o comportamento do conversor série ressonante, a freqüência constante, operando nos modos contínuo e descontínuo, em regime permanente e em malha de controle aberta. O fluxo de potência à carga foi controlado por meio de um PWM (modulação por largura de pulso) com deslocamento de fase.

A principal vantagem de um conversor CC-CC como este, reside na sua freqüência de operação constante, o que permitirá que sua otimização, em termos de densidade de potência, seja alcançada mais facilmente.

Na medida em que o capacitor de filtragem é atacado em corrente, ele é submetido a elevado valor de corrente eficaz, sendo isto uma notável desvantagem.

O conversor série ressonante, operado na freqüência de ressonância, e projetado para trabalhar no modo de condução contínua, é mais indicado para níveis de potência na faixa de kilowatts, quando, então, se justifica o uso de uma estrutura em ponte completa, com diodos em anti-paralelo, independentes do transistor, e do tipo ultrarápido. Por outro lado, para baixos níveis de potência, o CSR deve ser operado no modo descontínuo, onde os diodos integrados dos mosfets do braço no. 1 não conduzem.

Os autores acreditam que os conversores ressonantes são uma área de estudos, na Eletrônica de Potência, que carece, ainda, de muita pesquisa e desenvolvimento para que se possa tirar todas as vantagens de suas possibilidades.

## 8. REFERÊNCIAS

- ARAGÃO FILHO, W. C. P. de , (1988), Estudo do Conversor Série Ressonante Operando com Frequência Constante, Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, SC
- BARBI, I. (1988), Eletrônica de Potência II, Publicação Interna, UFSC, Florianópolis, SC
- CHIN, TUAN & LEE, F. C. (1987), Constant Frequency Parallel Resonant Converter, Apresentado no IEEE Power Electronics Specialists Conference
- PITEL, I. J. (1985), Phase-Modulated, Resonant Power Conversion Techniques for High -Frequency Link Inverters, IEEE Industry Application Society - Annual Meeting
- SCHWARZ, F. S. (1976), An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. 23, No. 2, maio
- TSAI, F.S.; MATERU, P.; LEE, F. C. (1987), Constant Frequency, Champed-Mode Resonant Converters, IEEE Power Electronics Specialists Conference
- VANDELAC, J.P. & ZIOGAS, P. D. (1988), A DC to DC PWM Series Resonant Converter Operated at Resonant Frequency, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 35, No. 3, agosto
- YANG, J. J. & LEE, F. C. (1987), Computer Aided Design and Analysis of Series Resonant Converters, IEEE Power Electronics Specialists Conference