

# INVERSOR PWM COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA EMPREGANDO RESSONÂNCIA CONTROLADA NO BARRAMENTO DE TENSÃO

PEDRO DONOSO GARCIA  
UFMG - Depto.Eng.Eletrônica  
R. Espírito Santo, 35 - 3ª andar  
30.160 - Belo Horizonte - MG

IVO BARBI  
UFSC - CTC - DELT - LAMEP  
CP 476  
88.049 - Florianópolis - SC

**Resumo** - Este artigo apresenta o princípio de operação, análise e projeto de um Circuito Ressonante PWM, que alocado entre a fonte de alimentação  $E$  e um inversor de tensão, permite que as comutações sejam realizadas sob tensão nula (ZVS). É possível de se trabalhar em frequências maiores, conseqüentemente obtém-se uma redução significativa dos valores dos componentes reativos do filtro de saída. Em relação aos inversores com ressonância no barramento CC, difundidos na literatura, caracteriza-se por impor baixos esforços de tensão nos componentes e, por utilizar modulação PWM verdadeira graças ao sincronismo com a ressonância, pela interrupção do ciclo ressonante por meio de um interruptor auxiliar.

**Abstract** - A resonant circuit is presented which can be employed as interface between the voltage source  $E$  and the PWM inverter, allowing the inverter commutation to take place at the instant of zero voltage at the DC-bus (ZVS). By using a Non-Linear Resonant Capacitor, it is possible to reduce the stress voltage across the device of the inverter. The Circuit renders possible the implementation of true PWM modulation because the resonant cycle is interrupted by means of an auxiliary switch. Theoretical analysis is presented along with principle of operation mathematical equations, design example and experimental results.

## 1 - INTRODUÇÃO

Os Conversores Ressonantes baseados na comutação sob tensão ou corrente nula na conversão CC-CC, têm sido

objeto de muitos estudos nos últimos anos. Recentemente o conceito de Link-DC Ressonante foi introduzido e estudado para os conversores CC-CA, resultando em dois tipos: o Paralelo Ressonante (Divan-1986), e, o Série Ressonante (Lipo & Murai-1988), caracterizados pelas comutações do inversor que são realizadas nos intervalos em que a tensão ou a corrente de alimentação é nula, respectivamente a cada topologia.

A comutação dos interruptores sob tensão nula (ZVS) apresenta uma série de vantagens em comparação com a comutação sob tensão nos inversores com modulação PWM. As perdas por chaveamento dos interruptores são eliminadas, resultando em aumento da eficiência. Conseqüentemente o volume, peso e custos do inversor são reduzidos.

Por outro lado, o inversor com Link-DC Ressonante apresenta alguns problemas:

- Tensão de pico elevada: este é um problema intrínseco nos inversores com Link-DC Ressonante Paralelo. A tensão no capacitor ressonante oscila com tensão  $2E$ , onde  $E$  é o valor de tensão de alimentação. Se o inversor comuta quando a corrente de entrada varia de um máximo positivo para um máximo negativo, valores de sobretensões serão maiores que  $2E$ . Os interruptores do conversor são submetidos a sobretensões na frequência de oscilação do circuito ressonante a qual é muito maior que a frequência de modulação. Circuitos grampeadores com recuperação de energia foram propostos para limitar os picos de tensão, também circuitos grampeadores ativos com recuperação de energia, proposto em Divan-1987, reduzem as sobretensões.

- Impossibilidade de implementar um PWM verdadeiro; nos inversores com Link-DC Ressonante as comutações são realizadas nos intervalos de anulação da tensão no barramento, isto é, uma Modulação por Largura de Pulsos Integrais (IPWM).

artigo submetido em 29.08.90

1ª revisão - 10.09.91      2ª revisão - 21.10.91

aceito por recomendação do editor consultor Prof. Dr. Edson H. Watanabe

No presente trabalho é proposta uma nova técnica, a qual soluciona os dois problemas mencionados. Consiste na utilização de um Capacitor Ressonante Não-Linear o qual possibilita a redução dos picos de tensão em valores bastante pequenos. Ainda o circuito permite a utilização de modulação PWM; a técnica consiste na interrupção do ciclo ressonante por meio de interruptores auxiliares.

## 2 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O circuito proposto é mostrado na Figura 1:

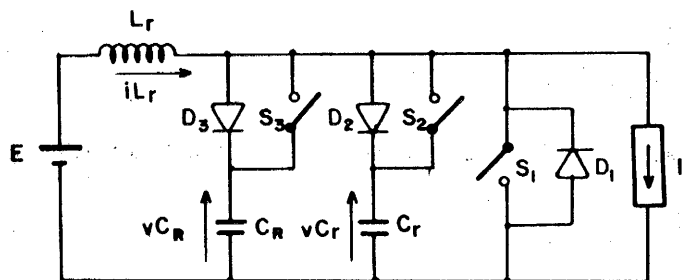


Figura 1 - Link-DC Ressonante com Capacitor Não-Linear e interrupção do Ciclo Ressonante

As funções dos interruptores do circuito da Figura 1 são:

-  $S_1$  provê o armazenamento da energia no indutor  $L_r$  necessária para sustentar a oscilação do circuito ressonante. A função deste interruptor pode ser realizada pelos interruptores do inversor mediante uma modulação adequada, com isto, o interruptor  $S_1$  pode ser eliminado do circuito (Donoso-1990).

-  $S_2$  provê a interrupção do ciclo ressonante permitindo a sincronização com a modulação PWM do inversor.

-  $S_3$  permite desconectar o capacitor  $C_R$  do paralelo com  $C_r$  em um determinado valor de tensão  $v_{C_R}$ . Com isto obtém-se um capacitor equivalente não-linear ( $C = C_r + C_R$ ), permitindo uma redução do esforço de tensão nos interruptores do conversor.

As etapas de funcionamento e as formas de onda mais representativas do circuito, são mostradas na Figura 2.

São definidas 6 etapas de funcionamento:

a) 1ª Etapa: Etapa Linear, ( $t_0 - t_1$ ).

No instante  $t_0$  as tensões:  $v_{C_R}(t_0) = E$  e  $v_{C_r}(t_0) = 0$ , e a corrente  $i_{L_r}(t_0) = i_{L_{r0}}$ . Os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueados. O interruptor  $S_1$  entra em condução, a corrente  $i_{L_r}$  aumenta linearmente até o instante  $t_1$ , quando  $i_{L_r}(t_1) = i_{L_{r1}}$ . A equação (1) define a evolução da corrente durante esta etapa.

$$i_{L_r}(t) = i_{L_{r0}} + \frac{E}{L_r} t \quad (1)$$

Assim:

$$i_{L_{r1}} = i_{L_{r0}} + \frac{E}{L_r} (t_1 - t_0) = i_{L_{r0}} + \frac{E}{L_r} \Delta t_1 \quad (2)$$

A duração desta etapa é:

$$\Delta t_1 = (t_1 - t_0) = (i_{L_{r1}} - i_{L_{r0}}) \frac{L_r}{E} \quad (3)$$

b) 2ª Etapa: Etapa Ressonante I, ( $t_1 - t_2$ ).

No instante  $t_1$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueados. O indutor  $L_r$  entra em ressonância com  $C_r$ , e, a tensão  $v_{C_r}$  aumenta até o valor de  $E$  no instante  $t_2$ .

Este intervalo está representado pelas seguintes equações:

$$v_{C_r}(t) = E(1 - \cos \omega_0 t) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (i_{L_{r1}} - I) \sin \omega_0 t \quad (4)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{L_r}(t) = E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (i_{L_{r1}} - I) \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (5)$$

A duração desta etapa de operação é:

$$t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_0} \left[ \text{ctg}^{-1} \frac{Z_{n0} (i_{L_{r1}} - I)}{E} \right] = \Delta t_2 \quad (6)$$

onde:

$$Z_{n0} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \text{e} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

c) 3ª Etapa: Etapa Ressonante II-A, ( $t_2 - t_3$ ).

Os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  continuam bloqueados. Os capacitores  $C_r$  e  $C_R$  são conectados em paralelo através de  $D_2$  e  $D_3$ . As tensões  $v_{C_r}$  e  $v_{C_R}$  aumentam até um valor máximo quando os diodos  $D_2$  e  $D_3$  são bloqueados e o ciclo ressonante é interrompido. Durante o intervalo de tempo ( $t_2, t_3$ ) as equações que descrevem o circuito são:

$$vC_r(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r2} - I) \text{sen } \omega_r t \quad (7)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r2} - I) \text{cos } \omega_r t \quad (8)$$

onde:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C}}, \quad \text{sendo: } C = C_r + C_R$$

A duração desta etapa é dada pela equação (9)

$$t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_r} \frac{\pi}{2} = \Delta t_3 \quad (9)$$

O valor da tensão máxima no barramento de tensão ressonante é dada pela equação (10)

$$vC_{r\max} = E + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r2} - I) \quad (10)$$

d) 4ª Etapa: Transferência de Energia, ( $t_3 - t_4$ ).

Nesta etapa todos os interruptores e diodos estão bloqueados e a corrente  $iL_r(t) = I$ . A tensão nos capacitores  $C_r$  e  $C_R$  permanece constante. A fonte de tensão  $E$  fornece energia para a carga.

e) 5ª Etapa: Etapa Ressonante II-B, ( $t_4 - t_5$ ).

Os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  entram em condução simultaneamente, dando-se continuidade a etapa Ressonante II-A até o instante em que  $vC_r = vC_R = E$ .

A evolução do circuito durante este intervalo de tempo, é representada pelas equações seguintes:

$$vC_r(t) = E + (vC_{r\max} - E) \text{cos } \omega_r t \quad (11)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C}} I + (vC_{r\max} - E) \text{sen } \omega_r t \quad (12)$$

A duração desta etapa é definida pela Equação 13.

$$t_5 - t_4 = \frac{1}{\omega_r} \frac{\pi}{2} = \Delta t_5 \quad (13)$$

f) 6ª Etapa: Etapa Ressonante III, ( $t_5 - t_6$ ).

No instante  $t_5$  o interruptor  $S_3$  é bloqueado e o capacitor  $C_R$  é desligado do circuito. A tensão  $vC_r$  continua diminuindo nesta etapa ressonante até o instante  $t_6$ , quando  $vC_r = 0$ , nesta situação  $S_2$  é bloqueado. A partir deste momento um novo período de funcionamento é iniciado. O intervalo de tempo é representado pelas seguintes expressões:

$$vC_r(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} - I) \text{sen } \omega_0 t \quad (14)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} - I) \text{cos } \omega_0 t \quad (15)$$

O instante final é definido pela Equação 16.

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_0} \text{sen}^{-1} \left[ \frac{E}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} - I)} \right] \quad (16)$$

No instante final, a corrente no indutor ressonante é definida pela equação:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_{r6} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} - I) \text{cos } \omega_0 t \quad (17)$$

sendo que:  $iL_{r6} = iL_{r0}$

O plano de fase, que descreve as etapas de funcionamento do circuito é mostrado na Figura 3  $\overline{iL_r}$  e  $\overline{vC_r}$ , são os valores parametrizados da corrente no indutor ressonante.

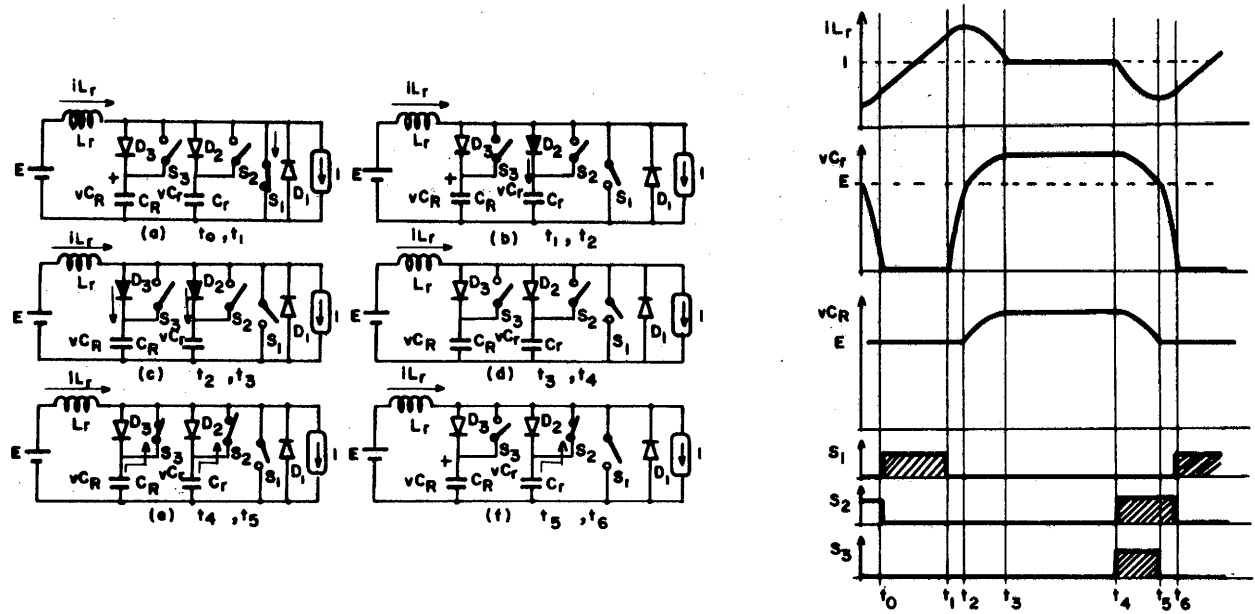


Figura 2 - a) Etapas de funcionamento

b) Formas de onda

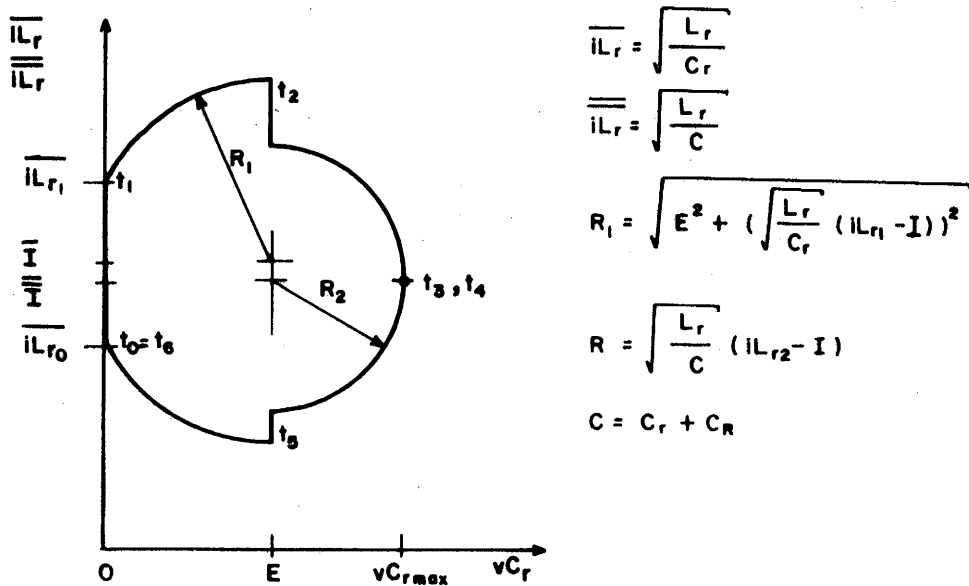


Figura 3 - Plano de Fase do Link-DC Ressonante com Capacitor Ressonante Não-Linear

### 3 - CONSIDERAÇÕES PARA PROJETO E EXEMPLO

Para a escolha dos componentes do circuito ressonante  $C_r$ ,  $C_R$  e  $L_r$  deve-se considerar o tempo da menor largura de pulso da modulação PWM ( $T_{\min}$ ) afim de que os tempos de ressonância não o afete.

Escolhendo um pequeno valor de indutor, obtemos tempos de ressonância muito pequenos, minimizando o tempo total das etapas ressonantes.

O tempo da etapa linear deve assegurar a sustentação da oscilação e o retorno da tensão no capacitor ressonante a

zero. Para tempos prolongados desta etapa, apareceram picos de tensão no barramento CC bastantes elevados.

As Figuras 4 e 5 mostram dois gráficos que auxiliam no projeto do circuito ressonante. As curvas da Figura 4 mostram a relação da  $vC_{rmax}/E$  em função de  $\Delta t_1/T_0$  tomando  $a = C_R/C_r$  como parâmetro. A Figura 5 mostra a relação de  $\Delta T/T_0$  em função de  $\Delta t_1/T_0$  tomando  $a = C_R/C_r$  como parâmetro. Sendo  $\Delta T = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_5 + \Delta t_6$ , que é o somatório das etapas ressonantes e  $T_0 = 2\pi\sqrt{L_r C_r}$

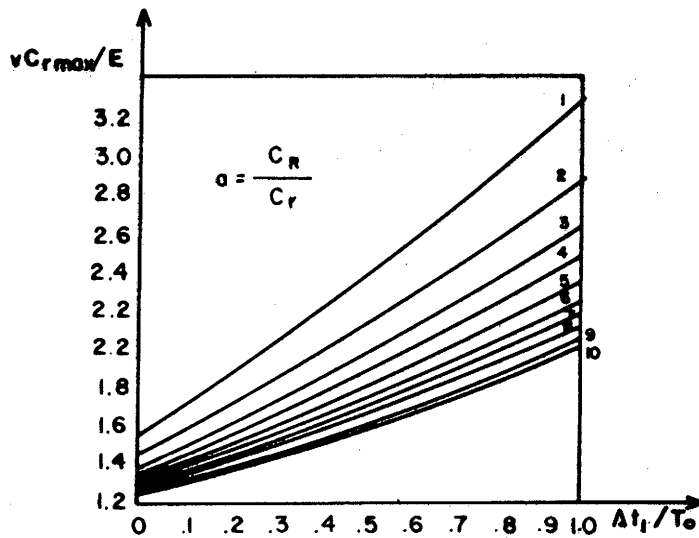


Figura 4 -  $vC_{rmax}/E$  em função de  $\Delta t_1 / T_0$ , para a relação  $a = C_R / C_r$

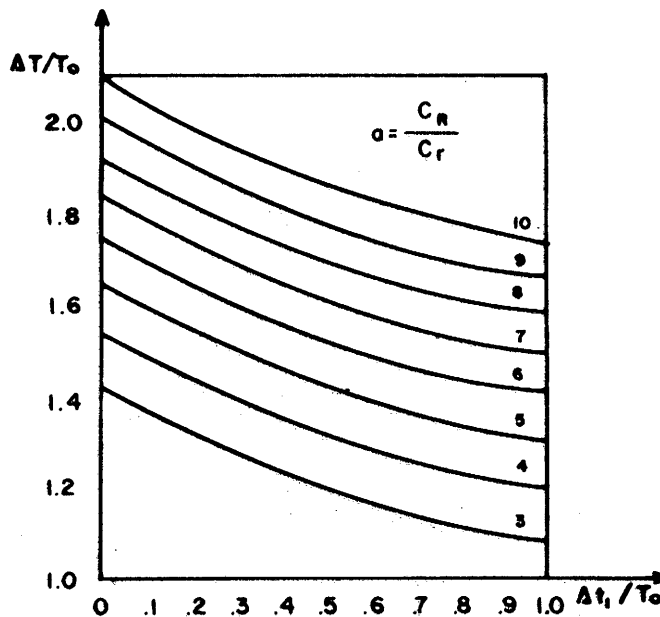


Figura 5 -  $\Delta T / T_0$  em função de  $\Delta t_1 / T_0$ , para a relação  $a = C_R / C_r$

Para ilustrar o método, um exemplo de projeto é dado a seguir:

- Escolhemos uma frequência de ressonância  $f_0 = 250 \text{ kHz}$ ,  
 $\rightarrow T_0 = 4 \mu\text{S}$ .
- Escolhemos  $\Delta t_1/T_0 = 0,4$ , assim:  $\Delta t_1 = 1,6 \mu\text{S}$ .
- Escolhemos  $a = C_R/C_r = 5$ , com estes valores obtemos na Figura 4  $vC_{rmax}/E = 1,65$ .
- Através das curvas da Figura 5 obtemos  $\Delta T/T_0 = 1,44$ .  
 Obtivemos  $\Delta T = 5,7\mu\text{S}$ . Para estes valores dos componen-

tes, a mínima largura de pulso da modulação pode ser pouco maior que  $5,7 \mu\text{S}$ .

- Com os dados obtidos anteriormente e com  $L_r = 40 \mu\text{H}$  e  $C_r = 10 \text{ nF}$ , obtemos:  $C_R = 50 \text{ nF}$ ,  $f_0 = 251,64 \text{ kHz}$ , assim,  $T_0 = 3,974 \mu\text{S}$  portanto  $\Delta t_1 = 1,7 \mu\text{S}$ , o que confirma os dados de partida do projeto.
- Para uma tensão de alimentação  $E = 50\text{V}$ , o valor  $vC_{rmax} = 82,5 \text{ V}$ .  
 o tempo  $\Delta T = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_5 + \Delta t_6 = 5,72 \mu\text{S}$ .

Com os valores obtidos no projeto foi realizada a parte experimental mostrada a seguir.

### 3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foi verificado experimentalmente o princípio de operação do circuito Ressonante com o Circuito de Sincronização do Capacitor Ressonante Não-Linear. A Figura 6 mostra o circuito implementado.

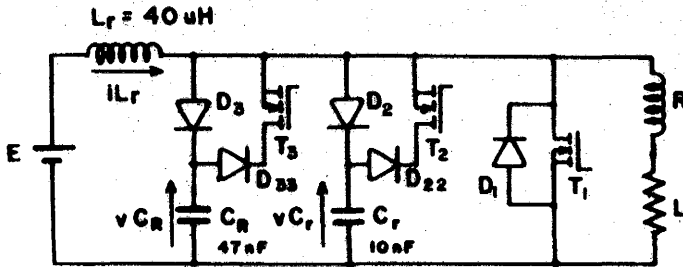


Figura 6 - Circuito Ressonante com Capacitor Ressonante Não-Linear

Os valores dos componentes utilizados são:

- $C_r = 10 \text{ nF}$ ,  $C_R = 47 \text{ nF}$ ,
- $L_r = 40 \text{ uH}$ ,  $R = 35 \text{ } \Omega$
- $L = 13,5 \text{ mH}$ ,  $E = 50 \text{ V}$
- $f_i = 142 \text{ kHz}$  (freq. de modulação)
- $T_1/T_2/T_3 = \text{BUZ 353 (Siemens)}$ ,
- $D_2/D_{22}/D_3/D_{33} = \text{MUR 1540}$

A Figura 7-a mostra a operação do circuito ressonante sem sincronização. O transistor  $T_2$  está conduzindo durante todo o período de funcionamento. Note-se que a tensão no barramento não é maior que 80V, ( $vC_{rmax}/E = 1.6$ ). É uma redução do pico de tensão bastante significativa sobre os interruptores, causada pela utilização do Capacitor Ressonante Não-Linear.

A Figura 7-b mostra a célula ressonante com sincronização à modulação PWM.

O princípio do Link-DC Ressonante com Capacitor Ressonante Não-Linear foi utilizado em um inversor monofásico. O circuito implementado para potência de 500W, é mostrado na Figura 8.

- Os valores dos componentes utilizados são:
- $C_r = 4,7 \text{ nF}$ ,  $C_R = 47 \text{ nF}$ ,  $L_r = 20 \text{ uH}$ ,
- $R = 13 \text{ } \Omega$ ,  $L = 5,6 \text{ mH}$ ,
- $T_1 \text{ até } T_6 = \text{BUZ 353 (Siemens)}$ ,
- $D_5/D_{55}/D_6/D_{66} = \text{MUR 1540}$ .

Foi implementada um circuito de leitura e recomposição dos padrões de modulação PWM, com os pulsos de comando do Link-DC. Utiliza-se uma memória EPROM onde foram gravados os instantes de tempo dos pulsos da modulação. Os transistores  $T_1$  e  $T_4$  realizam a função do interruptor  $S_1$  descrito no item 2.

A saída do inversor utiliza um filtro L-C com  $L_f = 1,5 \text{ mH}$  e  $C_f = 8 \text{ uF}$ .

Os desenhos mostrados a seguir (Figuras 9 a 11) foram obtidos através de um sistema de aquisição de dados. Mostram-se as formas de onda da tensão e corrente de saída do inversor com e sem filtro, bem como os resultados das análises harmônicas. A modulação PWM contém 74 pulsos por período.

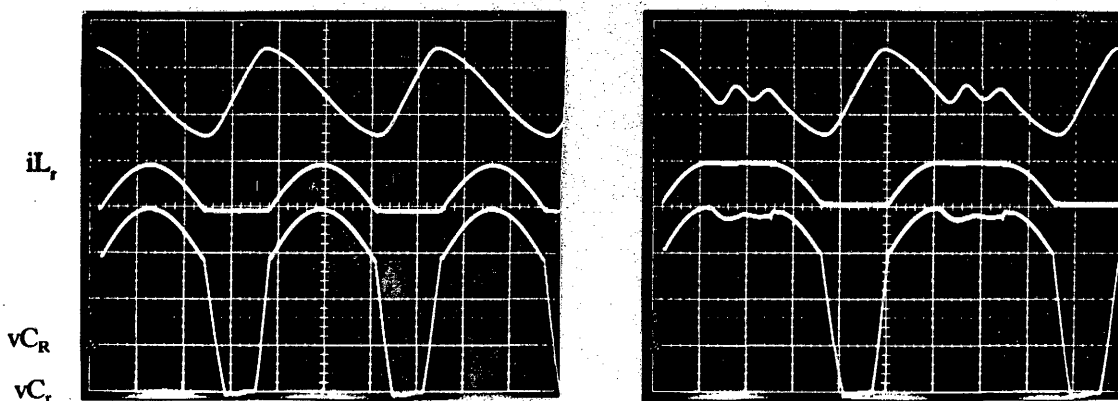


Figura 7 - Formas de Onda da Célula Ressonante

- a) sem sincronização    b) com sincronização
- $iL_r$  (1A/div),  $vC_R$  (20V/div),  $vC_r$  (20V/div)
- Escala de Tempo :  $2 \mu\text{S/div}$

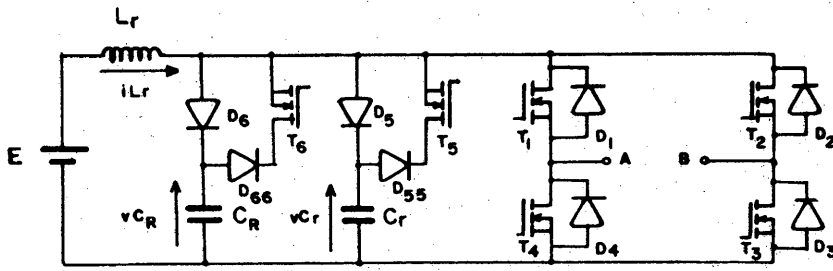


Figura 8 - Inversor Monofásico com Link-DC Ressonante, com Capacitor Não-Linear

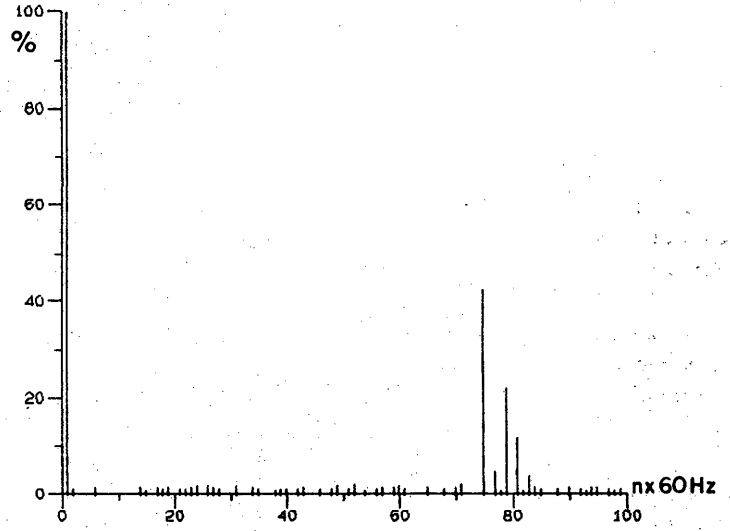
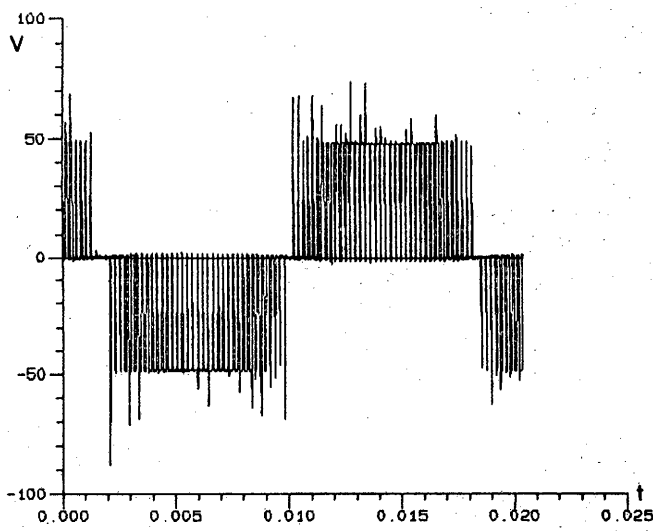


Figura 9 - a) Tensão de saída do inversor

b) Resultado da análise harmônica

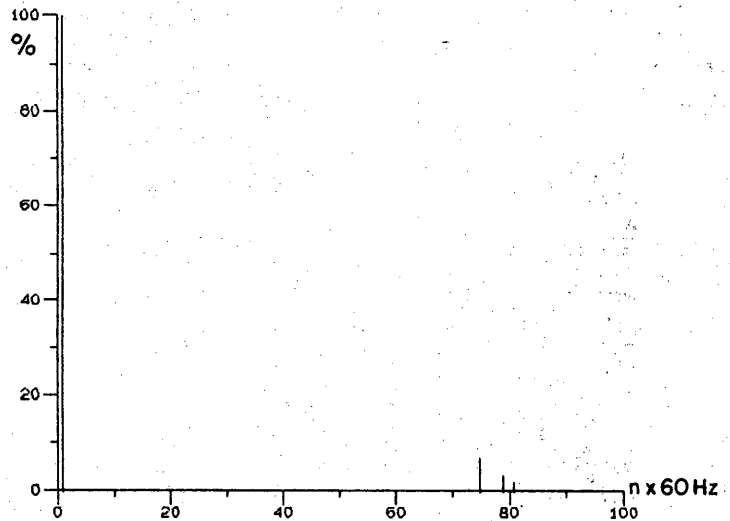
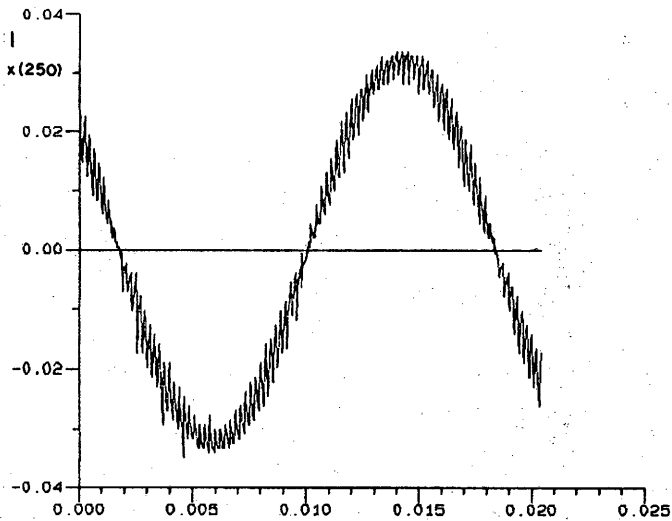


Figura 10 - a) Corrente de saída do inversor

b) Resultado da análise harmônica

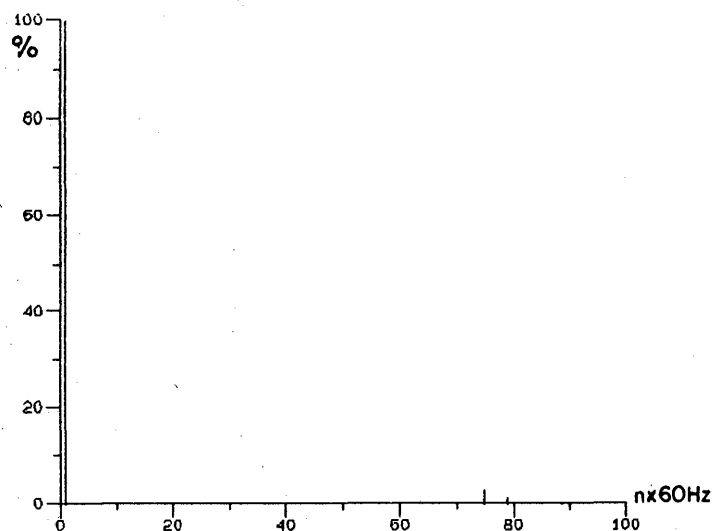
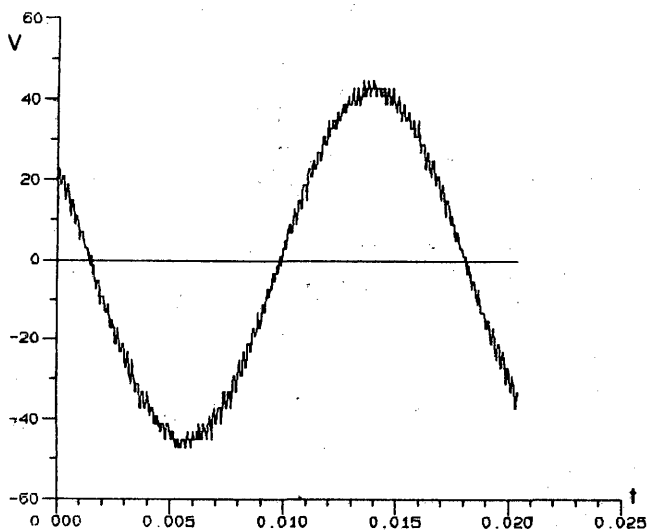


Figura 11 - a) Tensão de saída com filtro :  $L_f = 1,5 \text{ mH}$  ,  $C_f = 8\mu\text{F}$   
 b) Resultado da análise harmônica

A Figura 12 mostra fotografia das formas de onda da saída do inversor. A modulação PWM, utiliza 74 pulsos por período.

A Figura 13 mostra um detalhe da comutação de um transistor do inversor, observa-se que a descida da corrente  $I_D$  é realizada quando a tensão no barramento é nula.

A Figura 9 mostra a forma de onda da tensão de saída com um espectro harmônico bastante limpo, isto é bastante importante quando se trabalha com servomotores de corrente alternada, já que se evita um torque pulsante no eixo do motor, o que traz como benefício maior precisão no acionamento. Através de um pequeno filtro de saída obtém-se uma redução das harmônicas como é mostrada na Figura 11.

A importância da utilização do Capacitor Ressonante Não-Linear, nos conversores com Link-DC ressonante, é de permitir a diminuição de picos de tensão sobre os interruptores do conversor. A comutação é não-dissipativa. Comandos

adequados dos interruptores associados aos capacitores ressonantes  $C_r$  e  $C_R$  permitem obter um sincronismo com os tempos da modulação PWM.

## 5 - CONCLUSÕES

Através dos estudos realizados, foi comprovado que o emprego do Capacitor Ressonante Não-Linear e a interrupção do ciclo ressonante permite a redução dos esforços de tensão sobre as chaves e a modulação PWM verdadeira.

Apesar de em laboratório, ter sido implementado um inversor monofásico, o método é igualmente adequado para inversores trifásicos, para as mais variadas aplicações industriais, sobretudo no acionamento de máquinas de corrente alternada.

A técnica proposta é particularmente adequada para aplicações de alta potência.

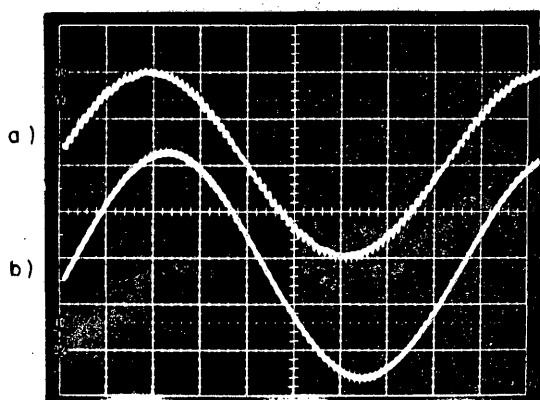


Figura 12 - a) Tensão no Barramento-CC (50V/div)  
 b) Corrente  $I_D$  (1A/div)  
 Escala de Tempo : 500 ns/div

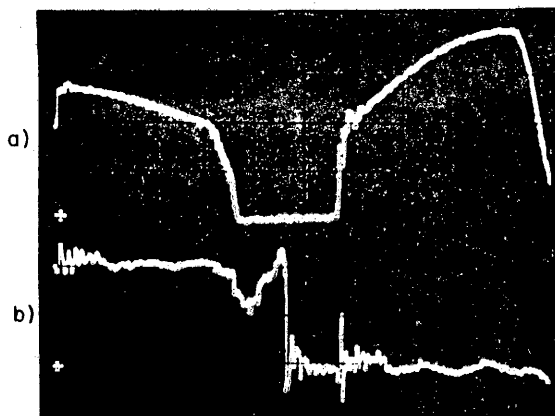


Figura 13 - a) Tensão na carga (50V/div)  
 b) Corrente na carga (2A/div)  
 $L_f = 1,5 \text{ mH}$  ,  $C_f = 8\mu\text{F}$   
 Escala de Tempo = 2ms/div



## 6 - REFERÊNCIAS

BARBI, I ; DONOSO, P, (1990) "A Family of Resonant DC-Link Voltage source Inverter", Conf. Rec. IEEE/IECON.

DIVAN, D.M., (1986) "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion", Conf.Rec. IEEE/IAS Annual Meeting, pp.648-656.

DIVAN, D.M., (1987) "Zero Switching Loss Inverter, for High Power Applications", Conf. Rec. Annual Meeting, pp.627 - 634.

DONOSO, P.G., (1990) "Conversores Estáticos com Comutação Não-Dissipativa por Ressonância Externa: Concepção de Novas Topologias Análise e Projeto". Tese de Doutorado em preparação. UFSC - LAMEP.

LIPO, T.A ; MURAI, Y., (1988) "High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion", Conf. Rec. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 772 - 779.