

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONVERSORES ESTÁTICOS COM BARRAMENTO DE TENSÃO-CC  
RESSONANTE, MODULADOS POR LARGURA DE PULSOS, COM BAIXO  
ESFORÇO DE TENSÃO SOBRE OS INTERRUPTORES

TESE SUBMETIDA A UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO FRANCISCO DONOSO GARCIA

FLORIANÓPOLIS - 1991

12




0.196.437-1


UFSC-BU

"CONVERSORES ESTÁTICOS COM BARRAMENTO DE TENSÃO-CC RESSONANTE  
MODULADO POR LARGURA DE PULSO, COM BAIXO ESFORÇO DE TENSÃO  
SOBRE OS INTERRUPTORES"

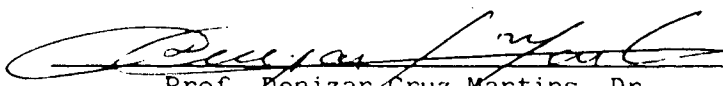
PEDRO FRANCISCO DONOSO GARCIA


ESTA TESE FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM ENGE-  
NHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA NA SUA FORMA  
FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

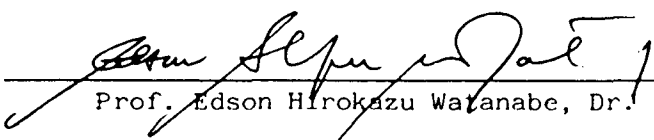
  
\_\_\_\_\_  
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
ORIENTADOR

  
\_\_\_\_\_  
Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. E'Etat  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica

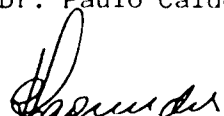
BANCA EXAMINADORA:

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Arnaldo José Perin, Dr.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Edson Hirokazu Watanabe, Dr.

  
\_\_\_\_\_  
Dr. Paulo Caldeira, PH. D.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

A minha esposa Miguir

A mi mamá María  
A toda mi Familia

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi, por sua brilhante orientação neste trabalho.

Ao Prof. Arnaldo José Perin, pelo incentivo e colaboração durante minha permanência no LAMEP.

Ao amigo Porfírio Cabaleiro Cortizo, professor da UFMG, que mesmo distante ofereceu sua colaboração sempre que necessária.

Ao Elias Sebastião de Andrade, amigo e colega, por sua valiosa contribuição.

Aos amigos Alexandre Ferrari de Souza e Alexandre D'Avila Cunha, pela colaboração oferecida junto aos computadores do Laboratório.

A Banca Examinadora deste tese, pela participação e sugestões oferecidas.

Ao Marco Valério, por sua contribuição na revisão inicial deste trabalho.

Aos amigos de laboratório Júlio Cezar Bolacell e Marco Aurélio de Oliveira, por me acompanharem em todos os momentos e pela força que me deram durante o tempo em que este trabalho foi desenvolvido.

Aos amigos de Florianópolis Lê, Baú, Rita, Míriam, Luís, Fátima, Horácio, Mercedes e Nacamura. Por todos os momentos de alegria, festas e de intensa amizade.

Finalmente agradeço a todos que fizeram comentários, teceram críticas, deram sugestões ou simplesmente se fizeram presentes em todo o decorrer desta tese.

## RESUMO

Um dos principais objetivos deste trabalho consiste no estudo, análise, projeto e experimentação de circuitos de barramento ressonante CC de tensão, alimentando um conversor estático, com a finalidade de obter-se comutação não-dissipativa nos seus interruptores e, conseqüentemente, maior eficiência.

Inicialmente, estudou-se os circuitos de barramento ressonante CC de tensão existentes. Modificações topológicas fundamentais destes circuitos foram efetuadas, obtendo-se outros circuitos originais, oferecendo características particulares de funcionamento.

Foi estabelecida uma metodologia de síntese para circuitos de barramento ressonante, e foi gerada uma família de 16 circuitos.

Foram realizados estudos e análise matemática em algumas topologias, definindo-se metodologias para projeto. Estabeleceram-se circuitos de controle e comando para estas topologias, alimentando um inversor. Foram obtidos resultados experimentais, apresentados ao longo do presente trabalho.

## ABSTRACT

The main object of this research is the study, analysis, design and implementation of resonant DC link circuit. This circuit presents several merits such as simplicity, low switching losses and high efficiency.

Initially all topologies of DC link circuits developed in recent years are reviewed and analyzed. Then modified topologies of DC link circuits are presented. These new topologies offer several advantages when compared with the conventional DC link circuit.

An unified synthesis methodology for Resonant Link Circuits has been studied, and a family of 16 topologies has been generated.

An analytical study was performed for some topologies and a general design methodology was established. Control and drive circuits are further analyzed for different configurations and experimental verifications are then presented.

## SUMÁRIO

SIMBOLOGIA .....	xiii
INTRODUÇÃO .....	xv
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES CC/CA E CA/CC COM BARRAMENTO .....	
1.1 - Introdução .....	1
1.2 - Principais Conversores com Barramento de Alimentação Ressonante..	3
1.2.1 - Barramento Ressonante CA .....	4
1.2.1.1 - Barramento Ressonante CA de Tensão .....	4
1.2.1.2 - Barramento Ressonante CA de Corrente .....	5
1.2.2 - Barramento Ressonante CC .....	4
1.2.2.1 - Barramento Ressonante CC de Tensão .....	7
1.2.2.2 - Barramento Ressonante CC de Corrente .....	10
1.3 - Comparação de algumas Características dos Conversores com Comutação Dissipativa ou Dura (hard switching) com os de Comutação Não-Dissipativa ou Suave (soft switching) .....	12
1.4 - Conclusões .....	13
CAPÍTULO 2 - APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS CONVERSORES COM BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO SIMPLIFICADO .....	
2.1 - Introdução .....	15
2.2 - Descrição do Circuito .....	16
2.3 - Princípio de Operação .....	18
2.4 - Análise do Circuito .....	20
2.5 - Metodologia, Exemplo de Projeto e Simulação .....	23
2.6 - Aplicação do Barramento Ressonante CC de Tensão Simplificado a um Inversor de Tensão Monofásico .....	27
2.7 - Exemplo de Cálculo de um Inversor Monofásico com Barramento Ressonante CC de Tensão, com Modulação IPWM .....	28
2.8 - Conclusões .....	32



CAPÍTULO 3 - CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO	
COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA TENSÃO $vC_r$ .....34	
3.1 - Introdução .....	34
3.2 - Princípio de Operação .....	35
3.3 - Análise do Circuito .....	37
3.4 - Metodologia e Exemplo de Projeto, Simulações .....	38
3.5 - Barramento Ressonante CC de Tensão com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão $vC_r$ , Alimentando um Inversor de Tensão PWM Monofásico .....	41
3.6 - Estudo de um Conversor Buck com Modulação PWM, utilizando Barramento Ressonante CC de Tensão com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão $vC_r$ .....	45
3.6.1 - Princípio de Operação .....	46
3.6.2 - Análise do Circuito .....	49
3.6.3 - Metodologia e Exemplo de Projeto .....	53
3.6.4 - Resultados Experimentais .....	60
3.7 - Conclusões .....	63
CAPÍTULO 4 - CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM CAPACITOR RESSONANTE NÃO-LINEAR E COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA TENSÃO $vC_r$ .....65	
4.1 - Introdução .....	65
4.2 - Princípio de Operação .....	67
4.3 - Análise do Circuito .....	71
4.4 - Metodologia e Exemplo de Projeto .....	74
4.5 - Resultados Experimentais do Circuito Básico do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão $vC_r$ .....	78
4.6 - Conclusões .....	79

CAPÍTULO 5 - CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM	
CAPACITOR RESSONANTE NÃO-LINEAR E COM INTERRUPTÃO	
DO CICLO RESSONANTE DA CORRENTE $iL_r$ .....	
	81
5.1 - Introdução .....	81
5.2 - Princípio de Operação .....	84
5.3 - Análise do Circuito .....	87
5.4 - Metodologia e Exemplo de Projeto .....	90
5.5 - Resultados experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão	
com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo	
Ressoante da Corrente $iL_r$ .....	93
5.6 - Análise do Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com	
Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo	
Ressoante da Corrente $iL_r$ , para o caso de Inversão da Corrente	
no Barramento Ressonante .....	95
5.7 - Considerações para Projeto e Exemplo para o caso do item 5.6 .....	97
5.8 - Conclusões .....	103
CAPÍTULO 6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CIRCUITOS DE BARRAMENTOS	
RESSONANTES CC DE TENSÃO COM CAPACITOR RESSONANTE	
NÃO-LINEAR: COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA	
TENSÃO $vC_r$ , E COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE	
DA CORRENTE $iL_r$ .....	
	105
6.1 - Introdução .....	105
6.2 - Sistemas de Sincronismo da Modulação PWM com os Circuito de	
Barramento Ressonantes CC de Tensão .....	106
6.3 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão	
com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo	
Ressonante da Tensão $vC_r$ alimentando um Inversor de Tensão PWM	
Trifásico .....	108
6.4 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão	
com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo	
Ressonante da Tensão $vC_r$ alimentando um Inversor de Tensão PWM	
Monofásico .....	112

6.5 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente $i_{L_r}$ alimentando um Inversor de Tensão PWM Monofásico .....	115
6.5 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente $i_{L_r}$ alimentando um Inversor de Tensão PWM Monofásico, tendo como Carga um Retificador Monofásico com Filtro Capacitivo .....	118
6.7 - Conclusões .....	125
CAPÍTULO 7 - FAMÍLIA DE CIRCUITOS COM BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO .....	127
7.1 - Introdução .....	127
7.2 - Síntese dos Circuitos de Barramento Ressonante CC .....	128
7.3 - Família de Conversores de Barramento Ressonante CC de tensão com Comutação sob Tensão Nula .....	129
7.4 - Alguns Exemplos de Aplicação do Barramento Ressonante CC de Tensão .....	140
7.5 - Conclusões .....	143
CONCLUSÕES GERAIS .....	146
ANEXO 1 - SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM GRAMPEADOR ATIVO E SINCRONIZAÇÃO .....	151
ANEXO 2 - SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM CAPACITOR RESSONANTE NÃO-LINEAR E COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA TENSÃO $v_{C_r}$ .....	155
ANEXO 3 - SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM CAPACITOR RESSONANTE NÃO-LINEAR E COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA CORRENTE $i_{L_r}$ .....	160

ANEXO 4 - SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM CAPACITOR RESSONANTE NÃO-LINEAR E COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA TENSÃO $v_{C_r}$ MODIFICADO .....	165
ANEXO 5 - IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS DE COMANDO POR MODULAÇÃO PWM, PARA OS CONVERSORES COM BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO .....	170
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	188
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS COMPLEMENTARES .....	194

## SIMBOLOGIA

E	-	fonte de tensão;
I	-	fonte de corrente;
$V_a, V_b, V_c$		tensões de saída do inversor;
R, S, T		tensão de fase;
$V_o$		tensão na carga;
VCE		tensão coletor-emissor do transistor;
VDS		tensão dreno-source do transistor;
Ic		corrente de coletor;
Id		corrente de dreno;
$T_1, T_2, T_3$	}	transistores;
T, Tr		
$D_1, D_2, D_3$	}	diodos;
$D_n, D$		
$S_1, S_n, S$		interruptores genéricos;
$L_f$		indutor do filtro;
$C_f$		capacitor do filtro;
$L_a, L_b, L_c$		indutores da carga;
$L_r$		indutor ressonante;
$C_r$		capacitor ressonante principal;
$C_R$		capacitor ressonante auxiliar;
$Zn_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$		impedância característica;
$Zn = \sqrt{\frac{L_r}{C}}$		impedância característica com capacitor ressonante equivalente;
$iL_r$		corrente no indutor ressonante;
$iL_{r0}$		corrente no indutor ressonante no instante $t_0$ ;
$iL_{r1}$		corrente no indutor ressonante no final da primeira etapa de funcionamento;

- $iL_{r2}$  corrente no indutor ressonante no final da segunda etapa de funcionamento;
- $iL_{r3}$  corrente no indutor ressonante no final da terceira etapa de funcionamento;
- $iL_{r4}$  corrente no indutor ressonante no final da quarta etapa de funcionamento;
- $iL_{r5}$  corrente no indutor ressonante no final da quinta etapa de funcionamento;
- $iL_{r6}$  corrente no indutor ressonante no final da sexta etapa de funcionamento;
- $iC_r$  corrente no capacitor ressonante;
- $\zeta = \frac{R_r}{2 Z_n}$  fator de amortecimento;
- $a = \frac{R_r}{2 L_r}$  fator de decaimento;
- $\hat{iL}_r = \frac{iL_r Z_n}{E}$  corrente ressonante parametrizada;
- $\hat{vC}_r = \frac{vC_r}{E}$  tensão ressonante parametrizada;
- $\hat{iL}_{rp}$  corrente de pico em  $L_r$  parametrizada com  $S_3$  fechada;
- $\hat{iL}'_{rp}$  corrente de pico em  $L_r$  parametrizada com  $S_3$  aberto;
- $\hat{iL}_{r1}$  corrente em  $L_r$  parametrizada no instante  $t_1$  com  $S_3$  fechada;
- $\hat{iL}'_{r1}$  corrente em  $L_r$  parametrizada no instante  $t_5$  com  $S_3$  aberto;
- $\hat{iL}_{r0}$  corrente em  $L_r$  parametrizada no instante  $t_0$  com  $S_3$  fechado;
- $\hat{iL}'_{r0}$  corrente em  $L_r$  parametrizada no instante  $t_8$  com  $S_3$  aberto;
- $\hat{vC}_{rmax}$  tensão máxima parametrizada no capacitor ressonante  $C_r$  com  $S_3$  fechado;
- $\hat{vC}'_{rmax}$  tensão máxima parametrizada no capacitor ressonante  $C_r$  com  $S_3$  aberto;

$\left. \begin{array}{l} \Delta t_1, \Delta t_2 \\ \Delta t_3, \Delta t_4 \end{array} \right\}$  duração das etapas de operação;

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$  frequência de ressonância (rad/seg);

$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C}}$  frequência de ressonância (rad/seg);

$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$  frequência de ressonância;

$t_s$  tempo de estocagem do transistor;

$t_f$  tempo de subida da tensão Vce do transistor;

$\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{I}{E}$  parametrização da razão I/E

## INTRODUÇÃO

No presente trabalho, será utilizado o termo BARRAMENTO RESSONANTE, ao invés de LINK RESSONANTE amplamente difundido em literatura estrangeira, por caracterizar melhor este circuito no idioma português.

Num projeto convencional de um inversor de tensão, assume-se a priori uma correlação entre as perdas do inversor e a frequência de chaveamento. Os conversores que comercialmente existem, trabalham com níveis de potência de 1 a 30 kW, em faixas de frequência de 100 à 2500 Hz. [1,2,,3,4,5,6].

Atualmente, existem interruptores de potência com tempos de comutação muito pequenos. Isto os capacita a trabalhar em frequências muito elevadas. Inversores trabalhando em altas frequências têm como vantagens a redução do tamanho, volume e custos dos componentes reativos. Por outro lado, o aumento da frequência traz como desvantagem o aumento das perdas por chaveamento. Portanto, há um compromisso entre a frequência de chaveamento e o rendimento do inversor. Os projetos destes inversores estão limitados termicamente [1,5,6,7]. Nota-se que uma redução ou eliminação das perdas por chaveamento traz muitos benefícios, principalmente por permitir um melhor aproveitamento dos interruptores e aumento da frequência de trabalho.

A utilização dos conversores ressonantes como meio para reduzir as perdas por comutação dos interruptores tem sido amplamente divulgada na literatura [8,9].

Recentemente, o inversor com barramento ressonante CC de tensão e o de corrente foram propostos com o objetivo de solucionar os inconvenientes do inversor convencional [10,11,12,13,14,16,17]. Nos últimos anos, grandes progressos têm sido alcançados no desenvolvimento dos conversores estáticos AC/AC e DC/AC, com alta densidade de potência empregando circuito de barramento ressonante, utilizando-se interruptores com tempos de comutação muito pequenos. As perdas por chaveamento são nulas, pois as comutações dos interruptores são feitas nos instantes de anulação da tensão.

Mas, estas estruturas apresentam alguns problemas:

a) Tensão de pico elevada - o esforço por tensão elevada ("stress") é um problema genérico nos inversores com barramento ressonante cc de tensão. Se o inversor opera com uma corrente de carga constante, os picos de tensão podem ser pouco maior que 2,5 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de



alimentação.

b) Falhas na detecção da tensão nula no capacitor - A anulação da tensão no barramento ressonante CC de tensão é essencial para o sucesso da operação do inversor. As falhas na passagem por tensão zero ocorrem quando o fator de qualidade  $Q$  do circuito ressonante é finito. A tensão no capacitor ressonante não se anula, tendendo a aumentar nos próximos ciclos de ressonância até o valor da fonte  $E$ .

c) Restrições na utilização da modulação PWM.- Nestes conversores o controle da transferência de energia é feita, utilizando-se a modulação por largura de pulsos em ciclos integrais de ressonância (IPWM - integral pulse width modulation). Não é possível a utilização da modulação em frequência, pois o controle é feito continuamente, não adaptando-se a este caso.

Os inversores com barramento ressonante CC de tensão tem atraído muito interesse em aplicações aero-espaciais e industriais pela eliminação das perdas por chaveamento, aumentando a frequência de trabalho por volta de 100kHz., em faixas de potências de 1 à 100kW.

## PROPOSTA DA TESE

Conforme visto nos parágrafos precedentes e também na bibliografia listada no final deste trabalho, os conversores com barramento ressonante CC de tensão oferecem muitas vantagens. Porém, faz-se necessário resolver alguns inconvenientes para tornar-los mais eficientes.

Um dos objetivos deste trabalho é o estabelecimento de circuitos de barramento ressonante CC de tensão, os quais permitam a sincronização da modulação PWM do conversor com os instantes de ressonância do barramento ressonante. Com isto, será possível evitar a utilização da modulação por largura de pulsos em ciclos integrais de ressonância. A Modulação IPWM submete os interruptores do conversor a picos de tensão maiores que 2,5 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação na frequência de ressonância, durante o tempo do pulso de modulação, causando um excessivo "stress" de tensão.

Outro objetivo é o estabelecimento de topologias de barramento ressonante CC de tensão, as quais diminuam os picos da tensão ressonante, normalmente maiores que 2,5 para valores dentro da faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação.

Um terceiro objetivo é o estabelecimento de topologias que sincronizem os instantes de ressonância com os instantes de comutação aos interruptores do conversor, fazendo com que os picos da tensão no capacitor ressonante estejam na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação.

Estas topologias poderão ser agrupadas em uma família de conversores com barramento ressonante CC de tensão, estabelecendo-se suas particularidades.

Serão realizados estudos analíticos e simulações, para a descrição de funcionamento dos conversores com barramento ressonante CC de tensão. Também serão estabelecidos métodos e critérios para o dimensionamento dos conversores em estudo, validando estes métodos através de experimentação do conversor em laboratório.

Este trabalho será desenvolvido em sete capítulos relacionados à seguir:

CAPÍTULO 1 - Neste capítulo, é feito um levantamento dos conversores com barramentos ressonantes.

CAPÍTULO 2 - Neste capítulo, é apresentado o circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado. É realizada uma contribuição ao estudo, análise e projeto deste circuito.

CAPÍTULO 3 - Neste capítulo, é apresentado o circuito de barramento ressonante CC de tensão com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$ . Este circuito permite a interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$  para realizar o sincronismo com a modulação PWM do inversor. Desta forma, a modulação IPWM não será utilizada.

CAPÍTULO 4 - É apresentado neste capítulo, o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$ . Este circuito, além de realizar a sincronização com a modulação PWM do inversor, permite operar com picos da tensão ressonante  $v_{C_r}$  na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação.

CAPÍTULO 5 - Neste capítulo é apresentado o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $i_{L_r}$ . Com este circuito, é possível de se obter picos da tensão ressonante  $v_{C_r}$  na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. A interrupção do ciclo ressonante da corrente permite a sincronização com a modulação PWM do inversor.

CAPÍTULO 6 - Neste capítulo, são apresentados os resultados das experiências realizadas com os dois circuitos de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, sendo um deles com interrupção do

ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , e o outro com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , alimentando inversores de tensão PWM monofásicos e outro inversor trifásico. São apresentados os resultados experimentais de um inversor de tensão PWM monofásico, alimentado através de um barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , alimentando uma carga não-linear. Esta carga consiste em um retificador com filtro capacitivo.

CAPÍTULO 7 - Finalmente, neste capítulo é apresentado um método de síntese, utilizando-se circuito ressonante externo no barramento de alimentação do conversor. Uma família de circuitos de barramento ressonante CC de tensão foi obtida e os mesmos agrupados segundo suas particularidades de operação.

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES CC/CA E CA/CA COM BARRAMENTO RESSONANTE

### 1.1 - Introdução

O surgimento de novos interruptores de potência, nos últimos anos, tem revolucionado os conversores estáticos. De fato, a aplicação dos tiristores com comutação forçada virtualmente tem desaparecido. A utilização de transistores de potência, GTO's ou IGBT's, em inversores de tensão (VSI) com modulação por largura de pulso (PWM), é, provavelmente, a configuração mais utilizada em aplicações industriais.

A estrutura de um inversor trifásico de tensão necessita de seis transistores em antiparalelo com diodos, como mostra a Fig. 1.1.

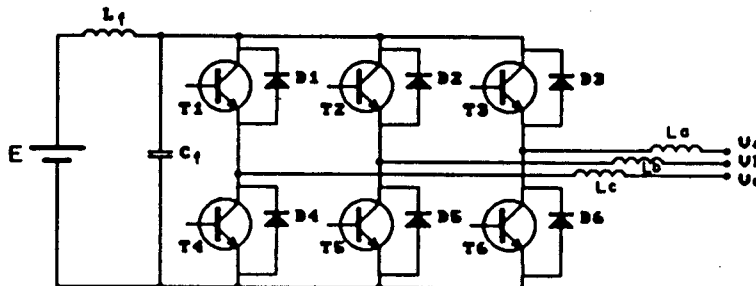


Fig. 1.1 - Inversor Convencional Trifásico de Tensão.

A estratégia de controle é bastante simples e provê uma total recuperação da corrente entre a carga e a fonte de alimentação E.

Esta é uma versão do inversor gerada na década de setenta, utilizando transistores bipolares, pois não há necessidade de circuitos auxiliares para comutação como no caso dos tiristores.

Este tipo de inversor é de baixo custo, com eficiência na faixa de sessenta a setenta e cinco por cento. Possibilita o emprego da modulação PWM, melhorando a forma de onda da corrente de alimentação da carga. O desenvolvimento de algoritmos para a modulação PWM é, até o presente momento, uma área de intensa atividade. A utilização do inversor, com esta técnica de

controle de tensão, prevê um futuro bastante promissor.

Reunido às limitações das características dos interruptores, os seguintes problemas podem ser identificados nesta estrutura:

- baixa frequência de comutação como consequência das altas perdas por comutação;
- alta taxa de  $dv/dt$  e  $di/dt$  na saída, gerando interferência devido ao acoplamento capacitivo;
- a recuperação reversa do diodo e o circuito de ajuda a comutação (CAC) [1], ou "snubber" causam picos de tensão sobre os interruptores nos instantes de comutação. Devido ao "stress", especificações maiores das características de potência dos interruptores são requeridos;
- o ruído acústico na frequência de comutação do inversor pode ser inconveniente.

Quando se trabalha com modulação por largura de pulso (PWM), para minimizar as harmônicas de baixa ordem, é necessário um aumento do número de pulsos de modulação do inversor. O aumento da frequência de comutação da modulação PWM é uma consequência do aumento da área de segurança do interruptor e dos tempos de comutação menores. Os componentes reativos utilizados serão menores e o ruído acústico não será mais perceptível.

Atualmente, existem interruptores de potência com tempos de comutação muito pequenos. Isto os habilita a trabalhar em altas frequências, tendo como vantagens a redução do tamanho, peso e custo dos componentes reativos. Por outro lado, o aumento da frequência traz como desvantagens o aumento das perdas por comutação e a diminuição do rendimento do inversor.

A utilização do circuito de ajuda à comutação (CAC) [1] ou "snubber", proporciona melhores condições para um aproveitamento mais eficiente dos interruptores do inversor quando se trabalha em baixas frequências (menores que 5 kHz). As características de funcionamento deste circuito são: no disparo retardar o crescimento da corrente no coletor. No bloqueio desviar a corrente de coletor e atrasar a subida da tensão coletor-emissor ( $v_{CE}$ ) [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7].

O CAC, é apresentado na Fig. 1.2.a. Na Fig. 1.2.b as formas de onda de  $i_c(t)$  e  $v_{CE}(t)$  são vistas com e sem CAC. Outras configurações do CAC variam a forma como são evacuadas as cargas de  $L_d$  e  $C_b$  [1, 4].

Os inconvenientes destes circuitos são restrições quanto a frequência de trabalho e problemas quanto ao volume do circuito e custos adicionais.

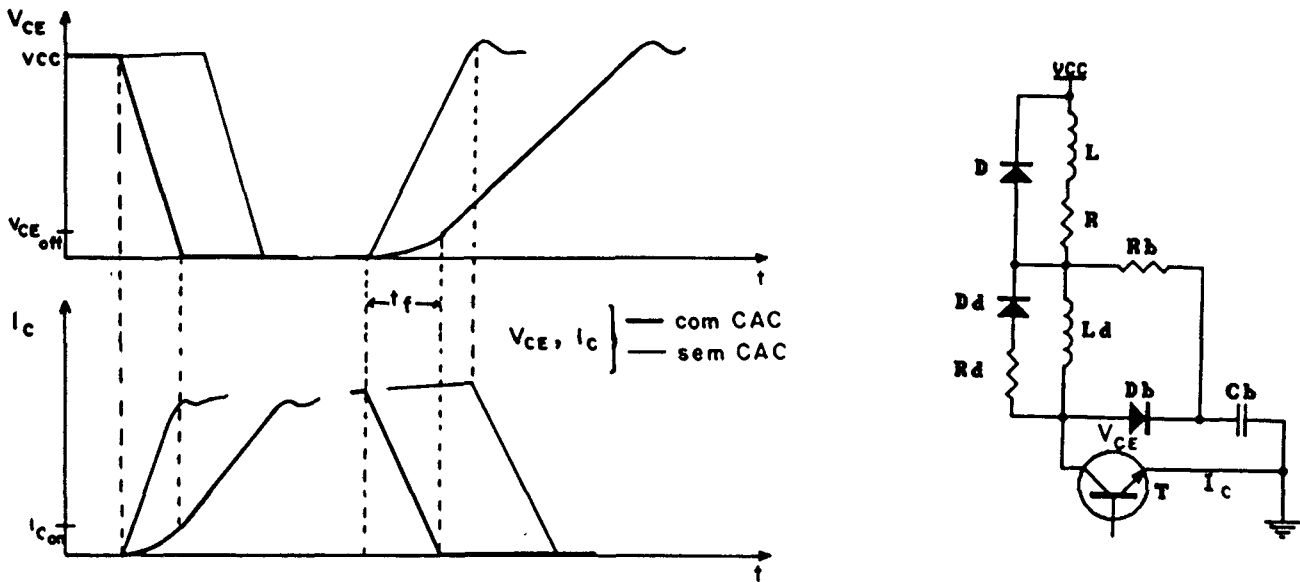


Fig. 1.2 - Circuito de Ajuda a Comutação ou "Snubber".

Uma alternativa interessante são os conversores que tem um circuito ressonante (L,C), operando em alta frequência como estágio intermediário entre o conversor de alimentação e o conversor de saída. Estes conversores podem comutar em frequências maiores que 15 kHz, com comutação não dissipativa em potências elevadas [8,9].

Existem duas classes de conversores operando com este princípio. A primeira classe realiza o controle através da modulação da frequência de comutação. Nestes circuitos, a frequência é sensível à impedância do circuito tanque, que é o parâmetro para mudar as variáveis de saída [8].

A segunda classe de conversores ressonantes, referidos como conversores com barramento de alta frequência, realiza as comutações do conversor de uma forma natural com a alta frequência do barramento ressonante CA, formada pela ressonância do circuito tanque [9]. A alta frequência do barramento ressonante CA com os conversores ligados a este, é capaz de conversões CA/CA ou CC/CA com fluxo de potência bidirecional.

## 1.2 - Principais Conversores com Barramento de Alimentação Ressonante

Os barramentos de alimentação ressonantes podem ser classificados como: Barramento Ressonante CA e Barramento Ressonante CC.

### 1.2.1 - Barramento Ressonante CA

Os circuitos de comutação de conversores com Barramento Ressonante CA podem ser: de tensão ressonante alternada no barramento, ou, de corrente alternada no barramento.

#### 1.2.1.1 - Barramento Ressonante CA de Tensão

A Fig. 1.3.a mostra um diagrama do circuito de barramento ressonante CA de tensão ou barramento paralelo ressonante CA, descrito na literatura [10].

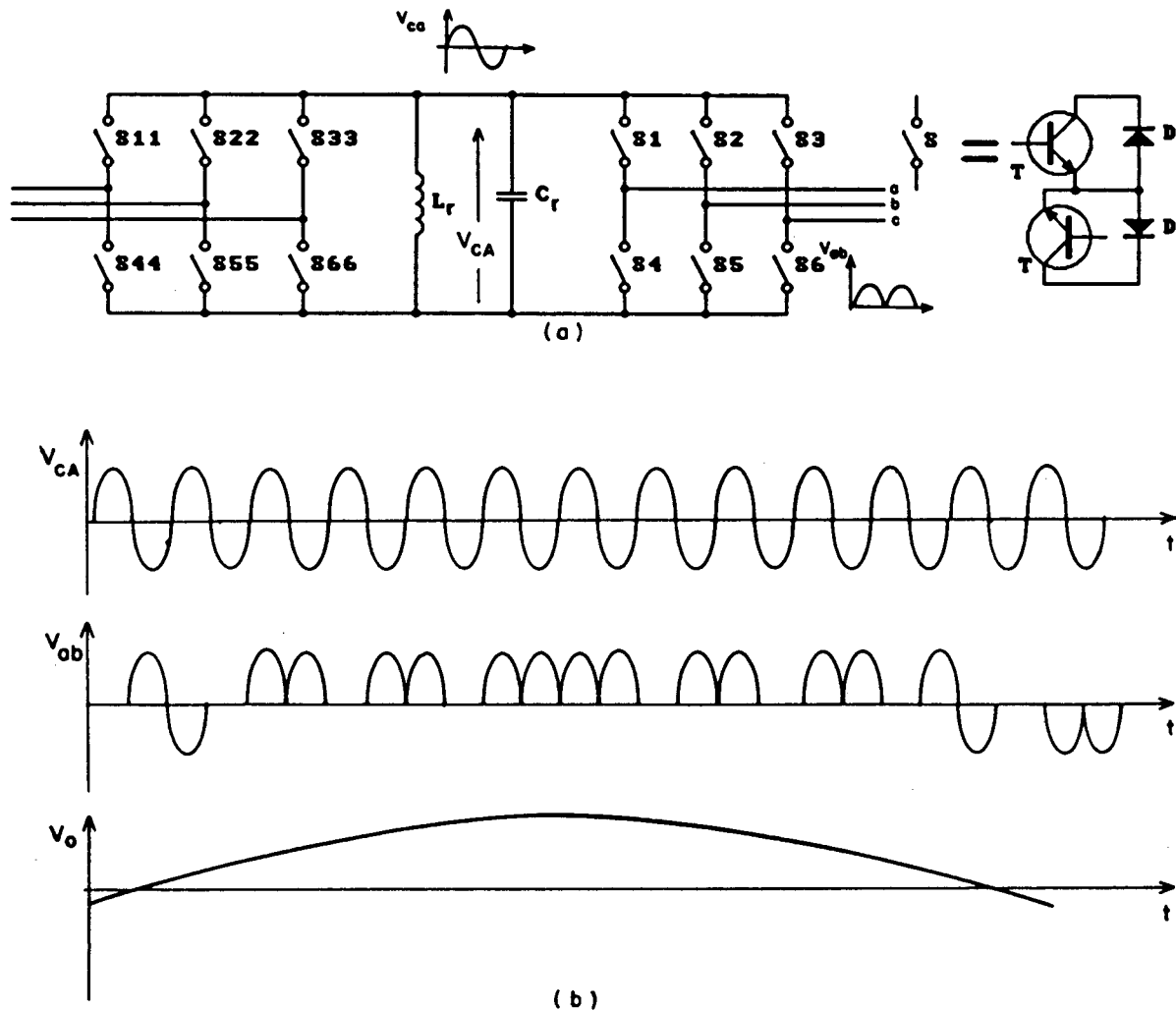


Fig. 1.3 - a) Conversor com Barramento Paralelo Ressonante CA  
b) Princípio de Modulação do Conversor com barramento paralelo ressonante CA.

Nesta configuração, o circuito ressonante gera uma onda de tensão alternada de alta frequência ( $\approx 20$  kHz.) no barramento, de modo que as comutações dos conversores ligados por este barramento ressonante sejam realizados nos instantes da anulação da tensão. Desta forma, será realizada comutação não dissipativa (ZVS - zero voltage switching).

A Fig. 1.3.b ilustra como a forma de onda de tensão de baixa frequência pode ser obtida, por síntese da forma de onda de médios períodos inteiros da componente de alta frequência no barramento ressonante.

É importante mencionar que a ressonância deste barramento é gerada pelo circuito  $L_r - C_r$ , independente dos parâmetros da carga. Isto é, em comparação ao mais tradicional dos conversores ressonantes, utilizado por exemplo em aquecimento indutivo, no qual a carga faz parte do circuito ressonante [11].

O circuito Ressonante CA imprime ambas polaridades de tensão alternada e de corrente sobre o barramento, de modo que os interruptores de entrada e de saída do conversor são requisitados a conduzir correntes positivas e negativas, assim como tensões de ambas polaridades. Os interruptores do conversor são bidirecionais, como mostra a Fig. 1.3.a.

### 1.2.1.2 - Barramento Ressonante CA de Corrente

A Fig. 1.4.a, mostra o circuito dual do barramento ressonante CA de tensão. Este circuito foi desenvolvido por F.C. Schwartz [12]. A concepção inicial envolvia uma complicada estrutura magnética pela qual suas aplicações foram restritas a altas faixas de potência.

Neste tipo de conversor, o indutor  $L_r$  e o capacitor  $C_r$  em série formam o circuito de barramento ressonante série. As comutações dos interruptores de cada conversor ocorrem nos instantes da anulação da corrente no barramento ressonante. Desta forma, serão realizadas as comutações não dissipativas (ZCS - zero current switching).



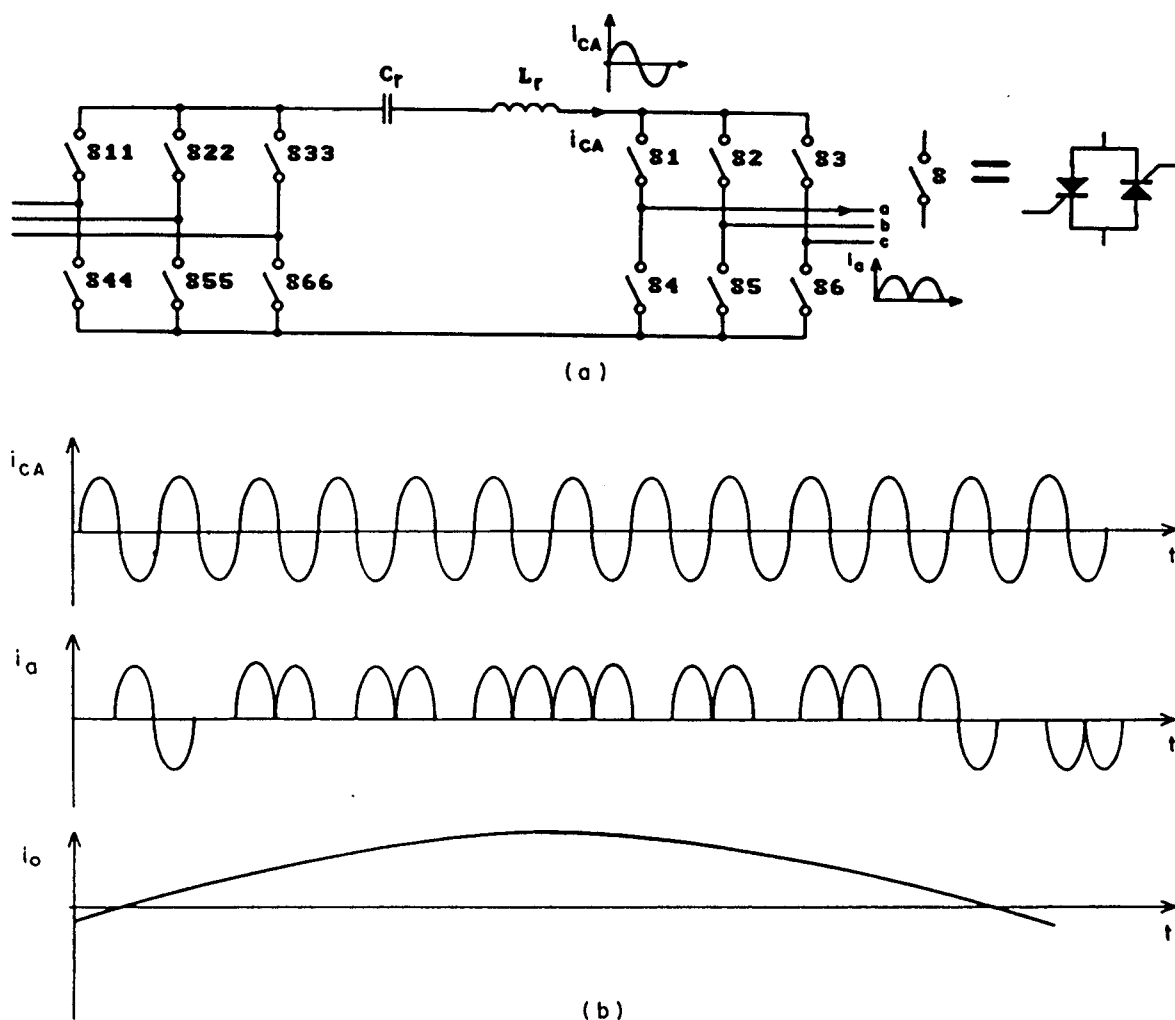


Fig. 1.4 - a) Conversor com Barramento Série Ressonante CA,  
 b) Princípio de Modulação do Conversor com barramento  
 série ressonante CA.

A estrutura deste conversor requer somente tiristores na sua implementação, sendo uma vantagem importante. Devido a existência de corrente reversa no barramento ressonante, os interruptores são implementados por dois tiristores em antiparalelo. A Fig. 1.4.b mostra a estratégia de comutação para este conversor. Nota-se que as formas de onda são idênticas a da Fig.1.3.b.

### 1.2.2 - Barramento Ressonante CC

O barramento ressonante CC realiza pulsações da tensão ou da corrente no barramento ressonante pela adição de um nível "off-set" à tensão alternada ressonante, ou, à corrente alternada ressonante.

Os barramentos ressonantes CC são também do tipo Paralelo Ressonante CC ou barramento ressonante CC de tensão, e, o Série Ressonante CC ou barramento ressonante CC de corrente.

### 1.2.2.1 - Barramento Ressonante CC de Tensão

Uma desvantagem dos conversores com barramento ressonante CA de tensão, é a necessidade de utilizar interruptores bidirecionais controlados em tensão. Soma-se a isto o requerimento normal da bidirecionalidade da corrente no conversor, resultando um interruptor como visto na Fig. 1.3.a. O interruptor é formado por componentes discretos.

Uma alternativa para não permitir tensão reversa no barramento ressonante é o acréscimo de um nível de tensão CC à tensão alternada ressonante no barramento, de modo que o pico negativo da onda de tensão senoidal seja deslocada para o nível zero. A Fig.1.5 mostra o circuito em questão [13].

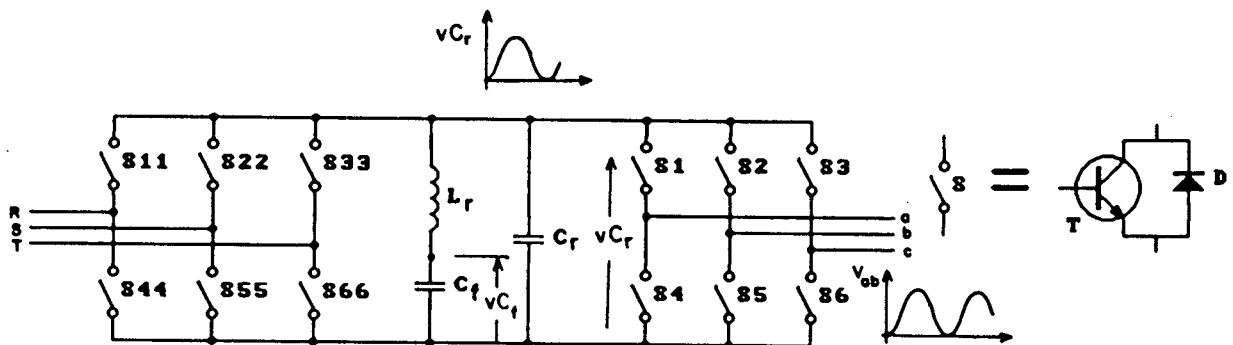


Fig. 1.5 - Conversor com Barramento Ressonante CC de Tensão.

Neste caso, a frequência de oscilação do circuito tanque do barramento ressonante CC de Tensão é definido pelos valores de  $L_r$  e  $C_r$ . O capacitor  $C_f$  é um capacitor eletrolítico utilizado para prover o nível de tensão "off-set" ao barramento ressonante.

A tensão no barramento toma a forma aproximada de uma cossenoidal deslocada em um nível de tensão igual ao valor da tensão  $v_{C_f}$ , que é o valor da tensão de "off-set".

Os interruptores dos conversores comutam somente nos instantes em que a tensão no barramento ressonante é zero volts. Desta forma, as comutações são

realizadas sob tensão nula (ZVS), e, conseqüentemente não dissipativas.

A principal desvantagem deste conversor com barramento ressonante CC de tensão, é que os interruptores serão submetidos a tensão maior que duas vezes a tensão de alimentação.

Esta desvantagem pode ser contornada pela utilização de um circuito grampeador [14] que recorte os picos excessivos de tensão, sem retirar energia necessária do circuito ressonante, a fim de que o circuito ressonante se mantenha oscilando com a periódica anulação da tensão no barramento. Desta forma, é possível a redução dos picos de tensão de 2,5 vezes o valor de  $vC_r$  para valores entre 1,2 e 1,4 vezes a tensão no capacitor  $C_r$  [14].

Outro conversor com barramento ressonante CC de tensão está ilustrado na Fig. 1.6. Trata-se de um inversor trifásico com barramento ressonante de tensão CC em ponte, [13, 15].

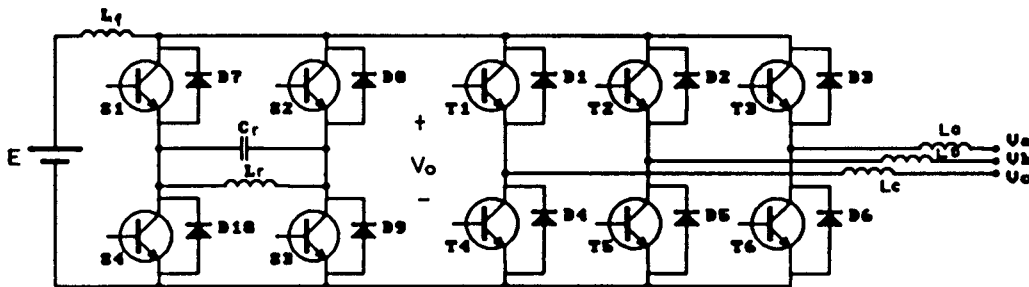


Fig. 1.6 - Inversor Trifásico com Barramento Ressonante CC de Tensão em Ponte.

Nesta estrutura, a ponte ressonante oscila em uma frequência definida pelos valores de  $L_r$  e  $C_r$ . A tensão no capacitor é senoidal e a corrente no indutor é a suficiente para manter o circuito oscilando.

Os interruptores  $S_1$  à  $S_4$  comutam nos instantes de tensão  $vC_r$  nula. As comutações com tensão nula se dão a uma frequência inferior à frequência de oscilação do circuito ressonante, [13].

A tensão  $V_o$  do barramento ressonante é vista como uma tensão senoidal retificada, a qual passa pelo valor zero duas vezes por período, na frequência de chaveamento. Os conversores alimentados por este barramento ressonante CC de tensão em ponte podem operar em comutação com perdas nulas, desde que as comutações dos conversores sejam realizadas nos instantes em que a tensão  $V_o$  no barramento ressonante seja zero volts.

A potência CC é entregue para a carga, sem que parte desta potência seja

absorvida pelo circuito ressonante. Os valores  $L_r$  e  $C_r$  do circuito tanque são independentes dos valores dos parâmetros da carga. Conseqüentemente, o circuito tanque se manterá oscilando em frequência fixa, sem ser afetado pela variação dos parâmetros da carga.

A Fig. 1.7 mostra a técnica para sintetizar formas de onda de tensão de baixa frequência de ciclos integrais de ressonância no barramento ressonante de CC, utilizando modulação por largura de pulsos integrais de ressonância (IPWM - integral pulse width modulation) [13].

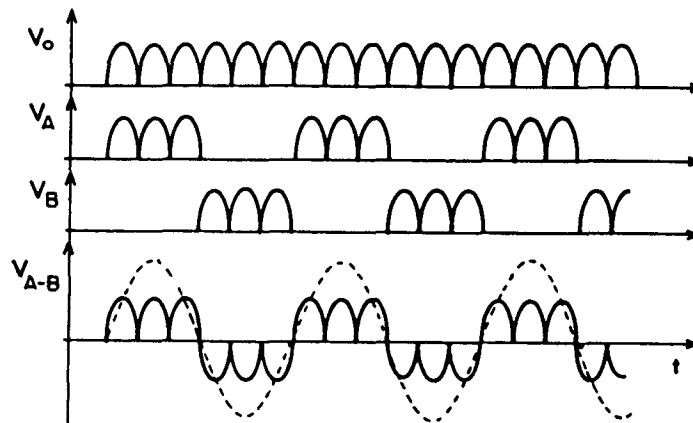


Fig. 1.7 - Síntese da Formação de Onda de Baixa Frequência com Ciclos Integrais de Ressonância de Modulação PWM - IPWM.

O conceito de barramento ressonante de tensão pode ser extensivo a um conversor CA/CA pela adição de 6 interruptores na entrada do conversor, como mostra a Fig. 1.8 [13,15]. Todos estes interruptores podem comutar quando a tensão no barramento ressonante é nula. Com isto, eliminam-se também as perdas por comutação do conversor CA/CC.

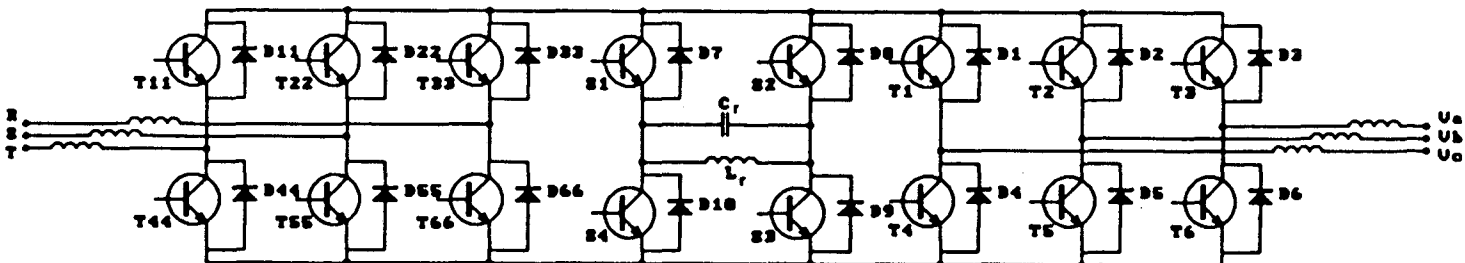


Fig. 1.8 - Conversor CA/CA trifásico com Barramento Ressonante de Tensão.

Esta configuração é insensível a fatores tais como recuperação da condução reversa dos diodos e variações nos tempos de comutação dos interruptores (turn-on, turn-off) [13].

Apesar das vantagens que apresentam, os circuitos das figuras 1.6 e 1.8 estão aquém de um desempenho ideal. Quando a corrente que circula em  $L_r$  (Fig. 1.6) é igual a corrente na carga, a corrente no circuito ressonante é mínima. A utilização de uma modulação por largura de pulso - PWM, causa mudanças muito rápidas da corrente no barramento ressonante CC, assumindo valores negativos instantâneos. Esta corrente negativa não causa qualquer dificuldade em um inversor PWM de tensão convencional, uma vez que este pico de corrente pode ser absorvido por um capacitor eletrolítico [5].

Quando o barramento ressonante CC de tensão alimenta um inversor PWM de tensão, parte desta corrente negativa instantânea carrega o capacitor ressonante  $C_r$  com um valor de tensão muito maior que 2,5 o valor da tensão de alimentação, causando uma indesejável ondulação da tensão no barramento ressonante. Esta ondulação de tensão é proporcional a corrente negativa no barramento ressonante. Com o aumento dos picos da corrente no capacitor  $C_r$  ocorre aumento da tensão  $v_{C_r}$ , sendo necessário sobredimensionar os interruptores do conversor, resultando também em maior dissipação no circuito ressonante.

Além dos problemas de operação, são necessários quatro interruptores na ponte ressonante, e o circuito ressonante  $L_r, C_r$  sobredimensionado, o que causa custos adicionais e aumento do peso do equipamento. Estas dificuldades não justificam a utilização deste circuito de barramento ressonante CC de tensão. Uma versão simplificada do barramento ressonante CC de tensão foi proposto [13] e será considerada no próximo capítulo.

#### 1.2.2.2 - Barramento Ressonante CC de Corrente

O barramento ressonante CC de corrente corresponde ao circuito dual do barramento ressonante CC de tensão [16]. A Fig. 1.9 mostra o circuito em questão.

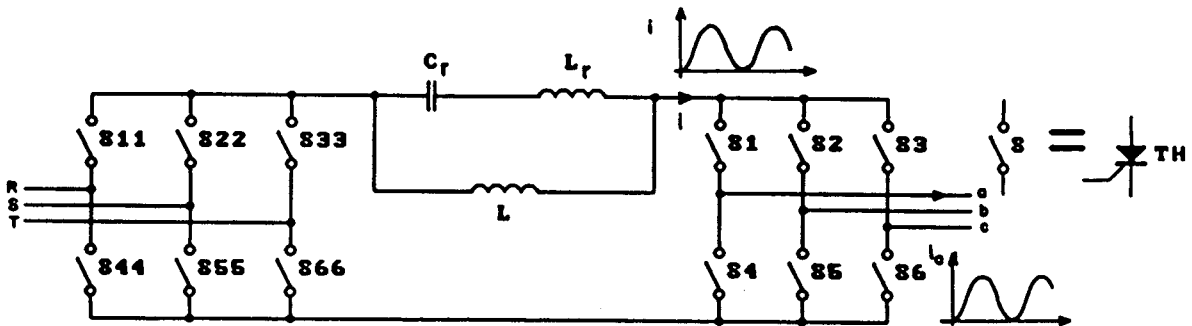


Fig. 1.9 - Conversor com Barramento Ressonante CC de Corrente.

O indutor  $L_r$  e o capacitor  $C_r$  em série formam o circuito de barramento ressonante CC série. Neste caso, a corrente ressonante alternada é acrescida de um nível "off-set" de corrente, pelo emprego de um indutor  $L$ . A corrente do barramento ressonante toma a forma de uma onda cossenoidal deslocada. Os intervalos de anulação da corrente no barramento ressonante são utilizados para bloquear os interruptores. Desta forma, as comutações dos interruptores são realizadas sob corrente nula (ZCS - zero current switching), e, conseqüentemente, não dissipativa. Quando a comutação for dissipativa, não estará havendo anulação da corrente. Este problema poderá ser resolvido por uma apropriada regulação da corrente no indutor  $L$ , assegurando, desta forma, a anulação da corrente no barramento ressonante depois de cada ciclo de oscilação.

É evidente que este tipo de conversor sofre as desvantagens duais do barramento ressonante CC de tensão, isto é, picos de corrente elevados. O problema pode ser amenizado pela incorporação de um circuito grampeador [16] que recorte os picos de corrente excessivos. Neste caso, o tiristor do grampeador é inserido entre o capacitor  $C_r$  e uma parte do indutor  $L_r$  (aproximadamente 10% de  $L_r$ ). A Fig. 1.10 mostra este circuito.

Nos inversores com barramento ressonante CC de corrente, a mesma é unidirecional. Os interruptores do inversor podem ser implementados por simples tiristores.

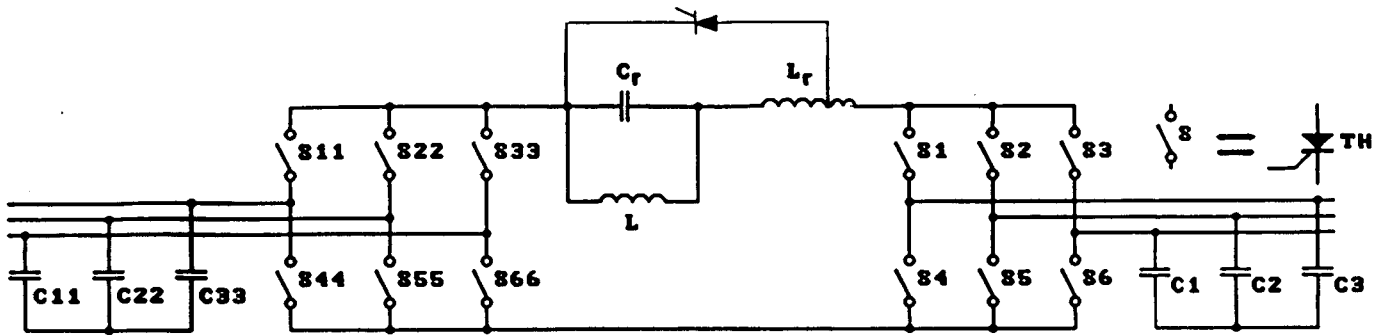


Fig. 1.10 - Conversor com Barramento Ressonante CC de Corrente com Circuito Grampeador.

### 1.3 - Comparação de algumas características dos Conversores com Comutação Dissipativa ou Dura (hard switching) com os de Comutação Não Dissipativa ou Suave (soft switching).

Os conversores de alta potência podem ser classificados, de acordo ao modo da comutação dos seus interruptores, como:

- a) comutação dura (hard switching),
- b) comutação suave (soft switching).

Nos conversores com comutação dura, os interruptores comutam com altos valores de tensão e corrente sobre eles, enquanto nos conversores do tipo de comutação suave, a mesma é realizada nos instantes de anulação da tensão ou da corrente sobre os interruptores.

Com os conversores com comutação dura, é possível o trabalho com frequências de comutação até 5 kHz. [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7]. Com os do tipo de comutação suave, pode-se comutar com frequências maiores que 15 kHz. [8, 9, 10, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18].

Os conversores com comutação dura podem trabalhar com modulação por largura de pulso, com poucos pulso de modulação, devido às limitações na frequência de comutação dos interruptores existentes. Os conversores com comutação suave (circuitos das Figs. 1.4, 1.5, 1.6, 1.8, 1.9, e 1.10) trabalham com modulação por largura de pulsos em ciclos integrais de ressonância, IPWM.

É possível diminuir a potência dissipada nos interruptores dos conversores com comutação dura mediante a utilização de um circuito de ajuda a comutação (CAC) ou "snubber". As perdas por comutação aumentam proporcionalmente a frequência de comutação. Consequentemente há diminuição da eficiência do conversor (eficiência na faixa de 50 à 75%). As sobretensões ou sobrecorrentes nos interruptores do conversor com CAC nos instantes de comutação, são uma função dos valores dos componentes deste circuito [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Podem ser limitadas por volta de 20% do valor da fonte de alimentação a custas da eficiência do conversor.

Nos conversores com comutação suave, as perdas por comutação são muito baixas. Os referidos conversores utilizam circuito ressonante ( $L_r, C_r$ ), que realizam as comutações sob tensão nula ou sob corrente nula. Estes conversores podem ser: com barramento CA de tensão ou de corrente, ou, com barramento ressonante CC de tensão ou de corrente. A eficiência do conversor com este tipo de comutação situam-se na faixa de 90%.

As sobretensões ou sobrecorrentes são maiores que 2,5 vezes o valor da fonte de alimentação de tensão ou de corrente. Isto é uma condição normal de funcionamento do barramento ressonante (circuitos das Figs. 1.4 e 1.5).

No presente trabalho serão tratados circuitos de barramento ressonante CC, que limitam as sobretensões em valores dentro da faixa de 20 e 40% do valor da fonte de alimentação E (não são circuitos grampeadores). Permitem trabalhar com modulação por largura de pulso e permitem que a ressonância aconteça no começo e no fim de cada pulso de modulação.

### 1.3 - Conclusões

Neste capítulo foram abordados alguns conversores com alto desempenho para potências elevadas.

Os conceitos de conversores com barramento ressonante CA de tensão e de corrente, assim como os conversores com barramento ressonante CC de tensão e de corrente abordados neste capítulo, têm sido propostos em literatura.

A ressonância é realizada mediante a adição de um circuito ressonante ( $L_r, C_r$ ) paralelo, ou em série entre a fonte de alimentação e o conversor convencional.



Estes conversores realizam as comutações não dissipativas ou comutação suave.

Trabalham com modulação por largura de pulso em ciclos integrais de ressonância.

Os conversores com comutação não dissipativa ou comutação suave (soft switching) são mais interessantes que os de comutação dissipativa ou comutação dura (hard switching), em função de que trabalham com uma eficiência na faixa de 90 %.

Permitem trabalhar com frequências maiores que 15 kHz, trazendo como benefício uma diminuição nos componentes reativos de filtragem. Outra vantagem é a redução do ruído acústico, que é considerado um sério problema em ambientes industriais.

Permitem uma diminuição do volume do conversor, uma vez que não existem circuitos de comutação adicionais (CAC), e, o tamanho dos dissipadores são menores que os de comutação dura, devido que as comutações não são dissipativas, ocorrendo somente perdas por condução.

## CAPÍTULO 2

### APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS CONVERSORES COM BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO SIMPLIFICADO

#### 2.1 - Introdução

Os conversores com barramento ressonante CC de tensão em ponte ilustrados nas Figs. 1.6 e 1.8, operam com comutação suave (soft switching) pela utilização de um circuito ressonante, o que traz muitos benefícios como foi mencionado no capítulo anterior.

Não obstante, estão aquém do desempenho ideal. Quando o inversor de tensão trabalha com modulação por largura de pulso, aparecem correntes negativas instantaneas no barramento ressonante CC de tensão. As mesmas carregam o capacitor ressonante  $C_r$  com valor de tensão significativamente maior que as previstas de 2,5 vezes o valor da fonte de tensão de alimentação.

Estes picos de tensão provocam uma indesejável modulação no barramento ressonante. A amplitude do pico de tensão é proporcional a corrente no capacitor ressonante  $C_r$  [13, 19]. Os picos de tensão podem causar um indesejável pulso de corrente na carga. Por isto, há necessidade de sobredimensionamento dos interruptores do conversor. Por outro lado, há um sobreaquecimento dos componentes ressonantes. Além dos problemas operacionais, quatro interruptores adicionais são necessários, o que causa aumento nos custos do conversor.

As técnicas para controle do conversor com barramento ressonante CC de tensão, as quais sintetizam a forma de onda da tensão de saída utilizando pulsos discretos de ressonância, estão apresentadas em literatura [20, 21, 22, 23, 24]. É utilizada a modulação por largura de pulsos (PWM senoidal), de forma que as comutações dos interruptores do inversor sejam realizadas nos instantes de anulação da tensão no barramento ressonante. O desempenho desta técnica na eliminação de harmônicas na carga depende da alta resolução dos

ângulos específicos de comutação da modulação.

Neste capítulo, é apresentada uma versão simplificada do barramento de tensão paralelo ressonante. Estudo, análise, metodologia e exemplo para projeto e simulações são realizados.

Um inversor monofásico ligado ao barramento ressonante CC de tensão simplificado é apresentado e projetado. É realizado um programa para sincronizar a modulação PWM do inversor com os instantes em que a tensão no barramento se anula [19]. São mostrados resultados de simulação do inversor em questão.

## 2.2 - Descrição do Circuito

O circuito da Fig. 2.1, referenciado em literatura [13], ilustra o circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado. A fonte de tensão  $E$  alimenta o conversor através de um circuito ressonante  $L_r$  e  $C_r$  e o transistor  $T$ . A tensão  $vC_r$  que de fato alimenta o conversor será uma função cossenoidal:

$$vC_r(t) = E (1 - \cos \omega_0 t)$$

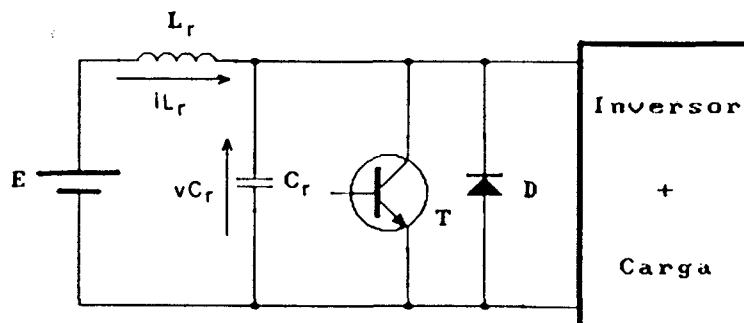


Fig. 2.1 - Circuito do Barramento Ressonante CC de Tensão Simplificado.

A tensão  $vC_r$  oscila em uma frequência  $\omega_0$  que é determinada pelo circuito ressonante ( $L_r$ ,  $C_r$ ). Quando  $\omega_0 t = 2\pi$ , a tensão  $vC_r$  será zero, dando condições para que a comutação do transistor seja feita sem perdas (ZVS). Com um fator de qualidade  $Q$  finito, a tensão  $vC_r$  nunca se anulará, e se estabilizará no valor  $E$ . Se o transistor  $T$  é mantido conduzindo durante um tempo  $\Delta t_1$ , a corrente no indutor  $L_r$  aumenta linearmente, armazenando energia. Quando o transistor é bloqueado, a energia armazenada no indutor  $L_r$

assegura que a tensão  $vC_r$  retorne a zero volts. Este processo é realizado periodicamente, assegurando a comutação sob tensão nula dos interruptores do conversor.

Baseado neste princípio de funcionamento, a Fig. 2.2 mostra uma extensão do conceito para uma aplicação em um inversor de tensão trifásico [13].

Como em casos anteriores, a tensão no barramento é periodicamente anulada, dando condições para que os interruptores do inversor alimentados por esta tensão comutem sem perdas (ZVS). Para o controle do conversor é necessário monitorar as correntes no indutor ressonante ( $iL_r$ ) e no barramento ressonante CC de tensão ( $I$ ), no sentido de armazenar suficiente energia no indutor  $L_r$ , assegurando que a tensão  $vC_r$  retorne a zero volts.

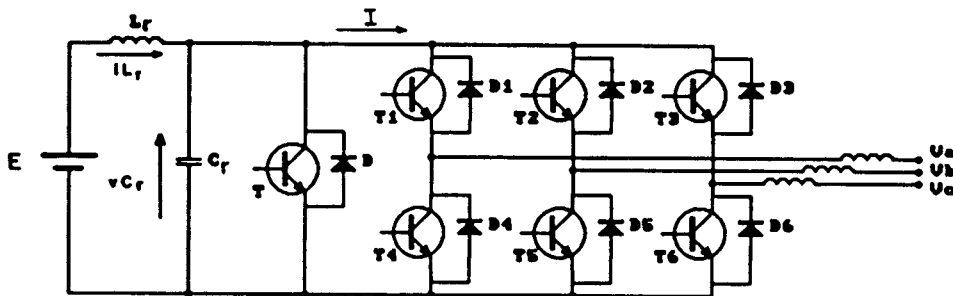


Fig. 2.2 - Inversor trifásico com Barramento Ressonante CC de Tensão.

Nota-se que o transistor T em paralelo com pares de transistores ( $T_1-T_4$ ,  $T_2-T_5$ ,  $T_3-T_6$ ) por fase do inversor é redundante, podendo ser dispensado, simplificando assim a estrutura. A Fig. 2.3 mostra esta simplificação.

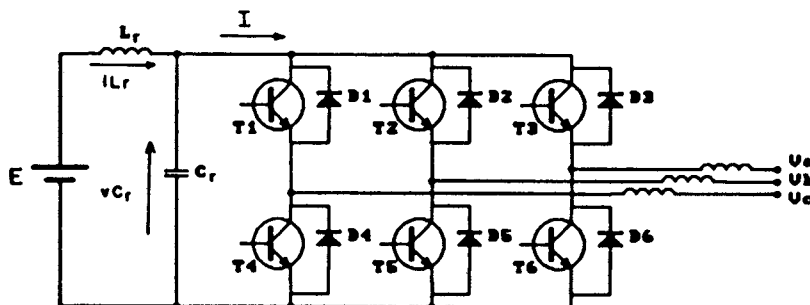


Fig. 2.3 - Inversor Trifásico com Barramento Ressonante CC de Tensão Simplificado.

Os conversores CA/CA trifásicos são obtidos a partir do circuito básico, adicionando 6 interruptores na entrada, como mostra a Fig. 2.4.

$L_r$  e  $C_r$  são os elementos de ressonância,  $C_r$  é um capacitor eletrolítico, o qual estabelece a tensão contínua requerida para operação do barramento ressonante CC de tensão [13].

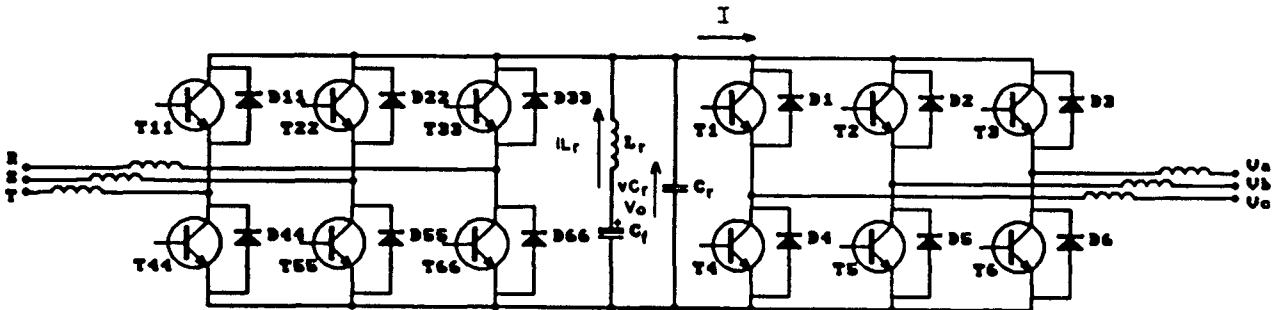


Fig. 2.4 - Conversor CA/CA trifásico: uma extensão do circuito de Barramento Ressonante CC de tensão

Mediante um controle ativo da diferença das correntes ( $iL_r - I$ ), assegura-se que cada ciclo começará com condições iniciais adequadas [13]. Assim, valores de tensão e corrente no circuito ressonante são controlados pela duração do tempo morto (Ex.  $T_1$  e  $T_4$  conduzindo), independente do valor da corrente da carga. Isto resulta em uma virtual redução da modulação da tensão  $vC_r(t)$  no barramento.

### 2.3 - Princípio de Operação

O princípio de operação é descrito e a análise matemática é realizada considerando-se o circuito da Fig. 2.5.

As seguintes suposições são tomadas:

- Todos os componentes são ideais;
- A fonte de tensão é constante e livre de ondulação;
- O indutor  $L$  da carga é muito maior que o indutor ressonante  $L_r$ , e, durante os intervalos de comutação, pode ser considerado como uma fonte de corrente  $I$ .

As etapas de operação estão representadas na Fig. 2.6 e as formas de onda relevantes são mostradas na Fig. 2.7. O circuito opera em duas etapas:

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

Quando a tensão no capacitor  $C_r$  é nula ( $v_{C_r}=0$ ), o transistor T é habilitado a conduzir. O diodo D conduz uma corrente  $i_D(t) = I - i_{L_r}(t)$ . A corrente na indutância aumenta linearmente, e o diodo D conduz até  $i_{L_r}(t)=I$ . A corrente no indutor passa a circular através do transistor T. A duração desta etapa é  $\Delta t_1 = t_1 - t_0$ . No instante  $t_1$ , a corrente na indutância é  $i_{L_r}(t_1) = i_{L_{r1}}$ .

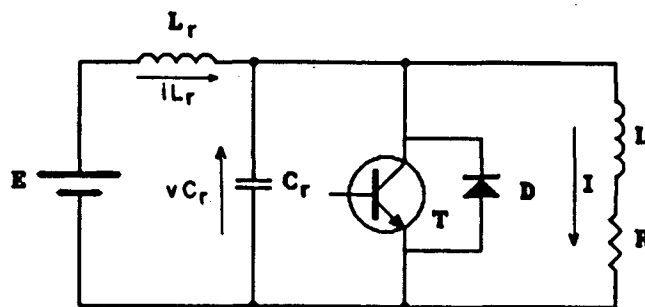


Fig. 2.5 - Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão básico.

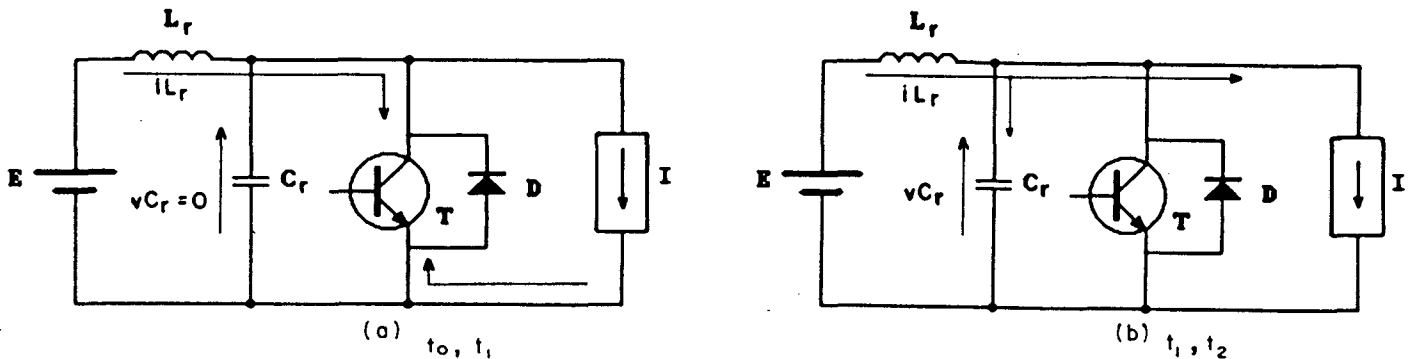


Fig. 2.6 - Etapas de operação do Circuito de Barramento CC Ressonante de Tensão simplificado.

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

No instante  $t_1$ , o transistor Tr é bloqueado e a corrente na indutância é desviada para o capacitor. A tensão no capacitor evolui cossenoidalmente atingindo um valor máximo maior que  $2E$ . Esta etapa termina com a anulação da tensão no capacitor  $C_r$ .

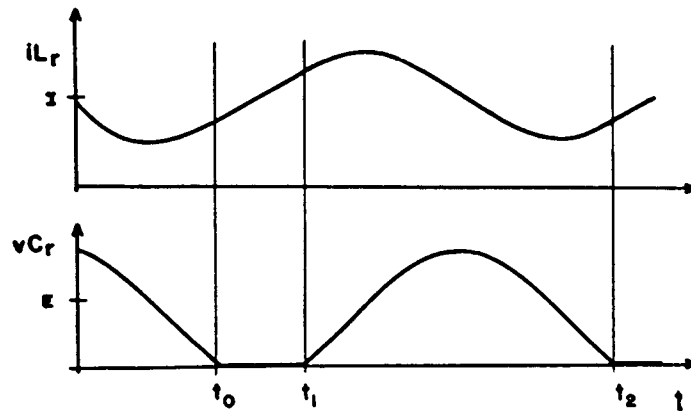


Fig. 2.7 - Formas de onda relevantes do circuito da Fig. 2.6.

#### 2.4 - Análise do Circuito

A análise do circuito mostrada na Fig. 2.5. é feita a seguir:

Durante o intervalo de tempo  $(t_0, t_1)$ , o modelo pode ser representado pelas seguintes equações:

$$vC_r(t_0) = 0 \quad (2.1)$$

$$iL_r(t_0) = iL_{r0} \quad (2.2)$$

$$iL_r(t) = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} t \quad (2.3)$$

$$iL_{r1} = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} (t_1 - t_0) \quad (2.4)$$

A duração desta etapa de operação é definida pela Eq. 2.5.

$$\Delta t_1 = (t_1 - t_0) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{(iL_{r1} - iL_{r0})}{E} \frac{1}{\omega_0} \quad (2.5)$$

Onde:

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L_r C_r} = 2 \pi f_0 \quad \text{é frequência de ressonância,}$$

$$Z_{n_0} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \text{é a impedância característica.}$$

As equações que definem a evolução da tensão e da corrente nos elementos ressonantes durante a segunda etapa de funcionamento são:

$$vC_r(t) = E(1 - \cos \omega_0 t) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} - I) \operatorname{sen} \omega_0 t \quad (2.6)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = E \operatorname{sen} \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} - I) \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (2.7)$$

O tempo  $\Delta t_2/T_0$  como uma função de  $\Delta t_1/T_0$ .

Onde  $\Delta t_1$  é a duração da etapa linear, e  $T_0$  é o período de ressonância.

$$\frac{\Delta t_2}{T_0} = \frac{1}{2\pi} \left\{ 2\pi - \operatorname{sen}^{-1} \left[ \frac{2\pi \cdot (\Delta t_1/T_0)}{1 + (\pi (\Delta t_1/T_0))} \right] \right\} \quad (2.8)$$

O plano de fase mostrado na Fig. 2.8, ilustra as etapas de funcionamento do circuito idealizado em estudo.



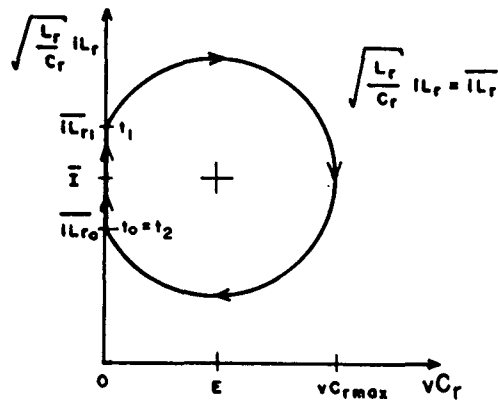


Fig. 2.8 - Plano de Fase do Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão Simplificado.

A Eq. 2.7 define a evolução do plano de fase:

$$vC_r(t) + j\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = \left( E + j\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \right) + \left( \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{\Delta I}{2} + jE \right) e^{-j\omega_0 t} \quad (2.9)$$

A máxima tensão no capacitor ressonante é definida pela equação:

$$vC_{rmax} = E + \sqrt{\left( \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{\Delta I}{2} \right)^2 + E^2} \quad (2.10)$$

A otimização do barramento ressonante CC de tensão simplificado, começa com a escolha de valores adequados do indutor e capacitor ressonante, [25]. Assim, na Eq. 2.10, com valores elevados da impedância característica  $Zn_0$ , a tensão  $vC_r$  será proporcionalmente grande. Da mesma forma, como  $\Delta I$  é proporcional ao tempo da etapa linear, para um tempo prolongado, maior será a energia armazenada no indutor  $L_r$ . Esta energia será transferida ao capacitor  $C_r$  durante a etapa ressonante, aparecendo valores elevados de tensão  $vC_r$ .

## 2.5 - Metodologia, Exemplo de Projeto e Simulação

Por procedimentos analíticos e matemáticos, foram obtidos alguns ábacos que facilitam o dimensionamento dos componentes do barramento ressonante de tensão simplificado. Todos estes ábacos foram parametrizados em função do tempo  $\Delta t_1$ , que é o tempo de duração da etapa linear, e  $T_0$  que é o período de ressonância.

1º ábaco:  $f_s/f_0 = f(\Delta t_1/T_0)$ . Dado pela Eq. 2.11:

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{2\pi}{\Delta t_1 \left[ 2\pi + 2\pi - \text{sen}^{-1} \left( \frac{2\pi \cdot \Delta t_1 / T_0}{1 + (\pi \cdot \Delta t_1 / T_0)^2} \right) \right]} \quad (2.11)$$

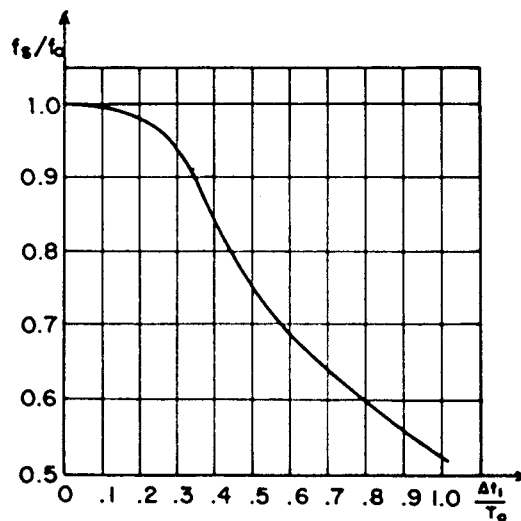


Fig. 2.9 - Curva 1:  $f_s/f_0 = f(\Delta t_1/T_0)$ .

2<sup>o</sup> Abaco:  $\Delta t_2/T_0 = f(\Delta t_1/T_0)$

$$\frac{\Delta t_2}{T_0} = 1 - \frac{1}{\pi} \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{2\pi (\Delta t_1/T_0)}{\sqrt{4 + (2\pi + \Delta t_1/T_0)}} \right) \quad (2.12)$$

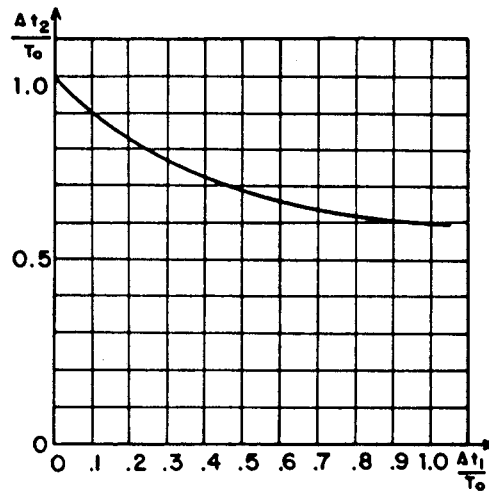


Fig. 2.10 - Curva 2:  $\Delta t_2/T_0 = f(\Delta t_1/T_0)$ .

3<sup>o</sup> Abaco:  $\Delta I/I = f(\Delta t_1/T_0)$ , tendo como parâmetro  $\alpha$ .

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\pi}{\alpha} \frac{\Delta t_1}{T_0}, \quad \text{onde: } \alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I}{E} \quad \text{e} \quad \Delta I = iL_{r1} - I \quad (2.13)$$

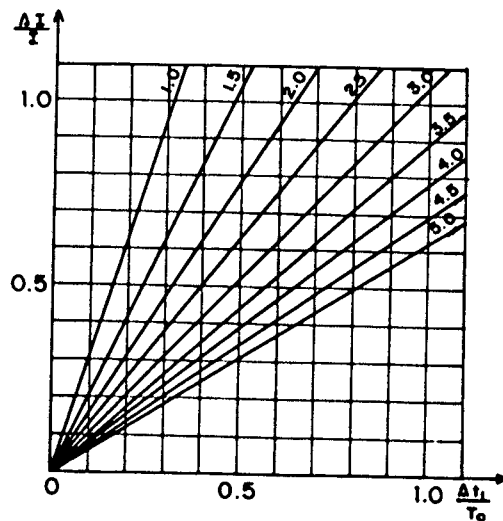


Fig. 2.11 - Curva 3:  $\Delta I/I = f(\Delta t_1/T_0)$ .

4<sup>o</sup> Abaco:  $vC_{rmax} = f(\Delta t_1/T_0)$

$$\frac{vC_{rmax}}{E} = 1 + \sqrt{(\pi \Delta t_1/T_0)^2 + 1} \quad (2.14)$$

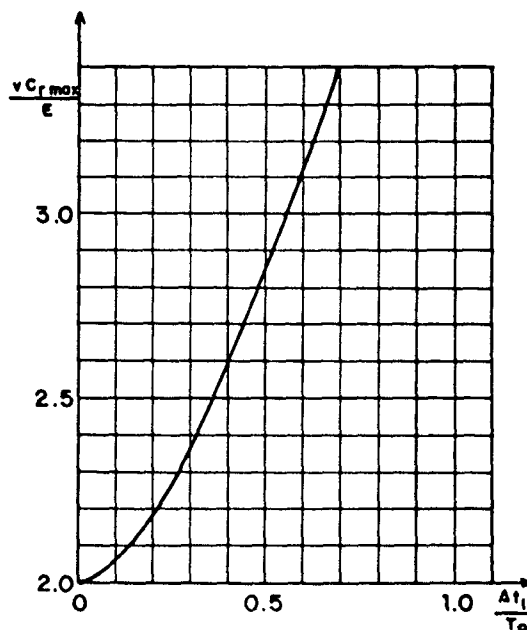


Fig. 2.12 - Curva 4:  $vC_{rmax}/E = f(\Delta t_1/T_0)$ .

Para ilustrar a aplicação das curvas, dá-se o seguinte exemplo de projeto:

a) Considerando a tensão de alimentação  $E = 220V$ , a corrente de carga  $I = 5.3A$ ,  $T_0 = 255\mu s$ .

Considerando o parâmetro  $\alpha = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{I}{E} = 2,57$ , resulta:  $\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 106,7 \Omega$

b) Foi escolhida a relação da tensão máxima no barramento ressonante e a tensão  $E$  de alimentação, dada por:

$$vC_{rmax}/E = 2,27$$

Através do 4<sup>o</sup> abaco (Fig. 2.12) obtém-se:

$$\Delta t_1/T_0 = 0,25$$

Considerando que:  $T_o = 255\mu s$ , então:  $f_o = 3918 \text{ Hz}$

obtem-se:  $\Delta t_1 = 64 \mu s$ .

c) O tempo  $\Delta t_2$  é obtido através do 2º ábaco: (Fig.2.10)

Com o valor  $\Delta t_1/T_o = 0,25$  obtém-se  $\Delta t_2/T_o = 0,78$ , onde  $\Delta t_2 = 198\mu s$ .

A frequência de comutação é:

$$f_o = \frac{1}{\Delta t_1} + \frac{1}{\Delta t_2} = 3820 \text{ Hz.}$$

d) Das relações:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad \text{e} \quad \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 106,7\Omega$$

Obtém-se:

$L_r = 4,26 \text{ mH.}$  e  $C_r = 371,8 \text{ nF.}$

Com os resultados de projeto foram realizadas simulações utilizando o programa SACEC [26]. A Fig. 2.13 mostra as formas de onda da corrente  $iL_r$  e a tensão  $vC_r$  resultantes da simulação.

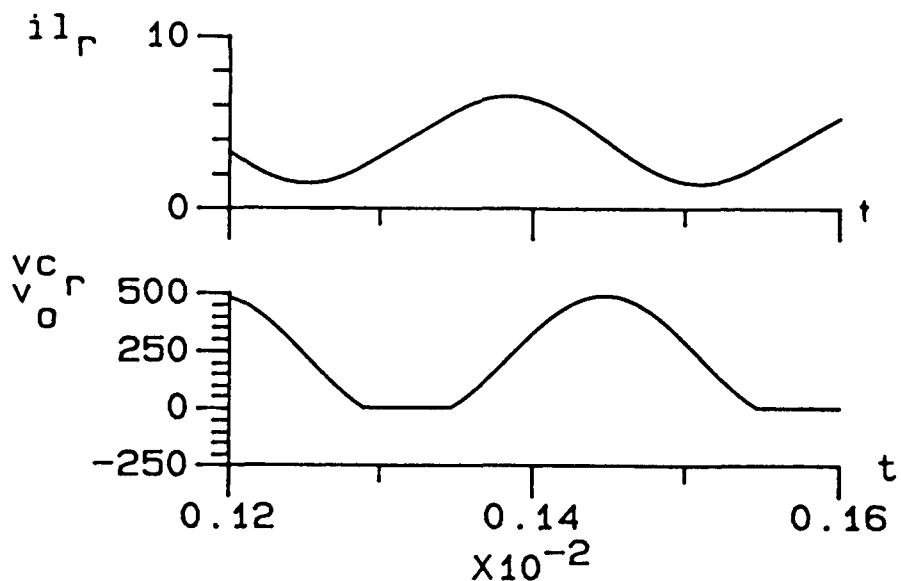


Fig. 2.13 - Formas de Onda Resultantes da Simulação:

a) Corrente no Indutor  $L_r$ , b) Tensão no Capacitor  $C_r$ .

## 2.6 - Aplicação do Barramento Ressonante CC de Tensão Simplificado a um Inversor de Tensão PWM Monofásico

Um Inversor monofásico é alimentado através do barramento ressonante CC de tensão, e serão verificadas as características de funcionamento. O esquema da Fig. 2.14, mostra o inversor monofásico em questão.

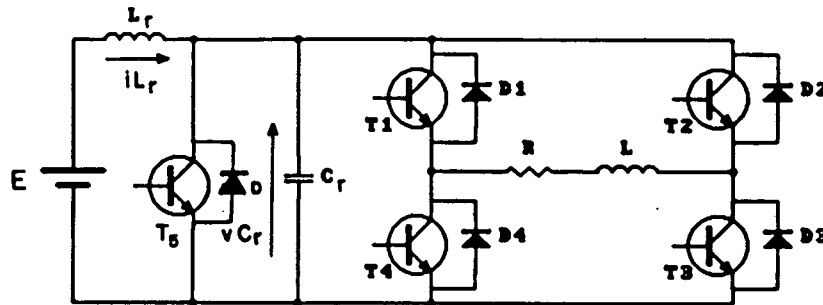


Fig. 2.14 - Inversor Monofásico com Barramento Ressonante CC de Tensão.

O transistor  $T_5$  e o diodo  $D$  do circuito do barramento ressonante CC em paralelo com os conjuntos transistor-diodo do inversor ( $T_1-T_3$  ou  $T_2-T_4$ ) são redundantes e podem ser dispensados, simplificando a estrutura. Mas, para fins didáticos, serão mantidos.

O transistor  $T_5$  entra em condução em uma frequência fixa pouco menor que a frequência de ressonância, com uma relação cíclica pequena. Neste momento, é realizada a etapa linear. Quando o transistor  $T_5$  é bloqueado, o ciclo da corrente senoidal é iniciada, entrando em ressonância com o capacitor  $C_r$ , que é carregado com uma tensão pouco maior que  $2E$ . Quando a tensão no capacitor é zero, o transistor  $T_5$  é habilitado a conduzir. Neste momento, é mantida a tensão no barramento nula, e os transistores do inversor podem comutar sem perdas (ZVS). O processo continua, produzindo-se uma onda de tensão quase senoidal no barramento DC.

Quando se utiliza uma modulação PWM no inversor da Fig. 2.14, os instantes de comutação do inversor deverão estar sincronizados aos instantes em que a tensão no barramento ressonante é zero, isto é, durante a condução do transistor  $T_5$ . O período de comutação do transistor  $T_5$  deve ser um sub-múltiplo do tempo correspondente a uma largura de pulso do PWM.

Quando se realiza uma modulação PWM, é necessário que a frequência de ressonância seja elevada, a fim de manter os tempos das larguras dos pulsos

quase inalterados, evitando-se com isto, um aumento da distorção harmônica na forma de onda da corrente de saída do inversor.

## 2.7 - Exemplo de Cálculo de um Inversor Monofásico com Barramento Ressonante CC de Tensão, com Modulação IPWM

É apresentado um procedimento para o dimensionamento do Barramento de Tensão Paralelo Ressonante. Com os dados obtidos serão realizadas simulações mostrando-se posteriormente os resultados.

Considerando-se:

1)  $T_M = 1/60 = 16,67$  ms, o período de modulação;

2) Divide-se um período em  $360^\circ$ . Realizando-se um ciclo de ressonância a cada  $5^\circ$ , o número de pulsos ressonantes por período é:

$$N^{\circ}_{\text{pulsos}} = 360^{\circ}/5^{\circ} = 72 \text{ pulsos por período;}$$

3) O período de comutação  $T_S$  do transistor  $T_S$  é:

$$T_S = T_M/N^{\circ}_{\text{pulsos}} = 16,66 \text{ ms}/72 = 231,48 \mu\text{s};$$

4) Freqüência de comutação:

$$f_S = 4320 \text{ Hz.};$$

5) Com o ábaco 1 (Fig. 2.9)  $f_S/f_o = f(\Delta t_1/T_o)$  e, escolhendo  $\Delta t_1/T_o = 0,2$ ,

$$\text{obtem-se: } f_S/f_o = 0,98,$$

assim, obtem-se:

$$f_o = 4412,59 \text{ Hz.}, \quad \therefore T_o = 226,62 \mu\text{s.};$$

6) Escolhendo-se  $Zn_o = 15 \Omega$  e  $\alpha = 1$ ,

$$\text{com o ábaco 3 (Fig. 2.11): } \Delta I/I = \pi \Delta t_1/T_o. \quad \text{Fazendo } \Delta I/I = 0,6$$

$$\text{obtem-se: } \Delta t_1/T_o = 0,2$$

7) Com o ábaco 2 (Fig. 2.10):  $\Delta t_2/T_o = f(\Delta t_1/T_o)$ , obtem-se:

$$\Delta t_2 = 186,15 \mu\text{s.}$$

8) Cálculo de  $L_r$  e  $C_r$ :

Considerando-se:

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_r C_r}} = 4412,6 \text{ Hz.} \quad \text{e} \quad \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 15 \Omega$$

obtem-se:  $C_r = 2,4 \mu\text{F.}$  e  $L_r = 541 \mu\text{H.}$

9) Cálculo de  $vC_{r\text{max}}$

Com o ábaco 4 (Fig. 2.12):  $vC_{r\text{max}} = f(\Delta t_1/T_0)$ , obtém-se:

$$vC_{r\text{max}} = 2,18E = 480 \text{ V.}$$

A Fig. 2.15.a mostra as formas de onda do comando PWM senoidal. As modificações que sofrem os pulsos quando são sincronizados com os disparos do transistor  $T_5$  são mostradas na Fig. 2.15.b. Esta sincronização é realizada a fim de que, nos instantes em que a tensão no barramento ressonante é nula, sejam realizadas as comutações dos interruptores do inversor, obtendo-se comutação não dissipativa.

Observa-se que os tempos da modulação PWM sincronizados sofrem um leve deslocamento em relação ao PWM senoidal. Por esta razão, é necessário que a frequência de ressonância seja elevada, a fim de minimizar as modificações dos tempos do comando PWM, obtendo-se uma alteração mínima da distorção harmônica. A Fig. 2.15.c. mostra uma alternativa de modulação do conversor com a eliminação do transistor  $T_5$  [19].

Para a realização do comando PWM sincronizado à frequência de ressonância, foi elaborado o programa INV6.FOR, o qual sincroniza o tempo correspondente a etapa linear com os instantes de comutação do inversor [19]. As simulações do conversor foram realizadas através do programa SACEC [26].



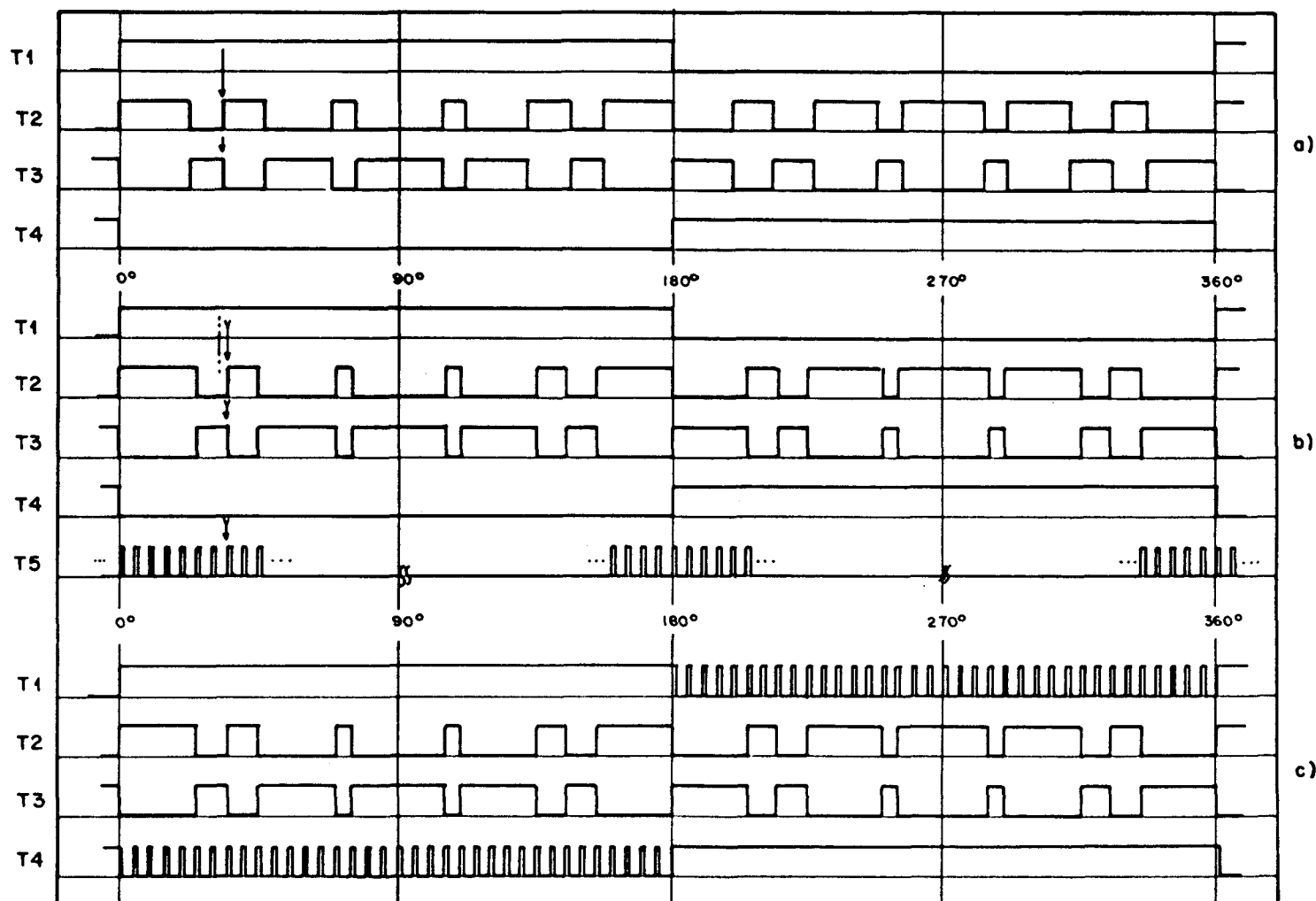


Fig. 2.15 - Formas de onda dos pulsos de modulação PWM.  
 a) PWM senoidal, b) PWM sincronizado a  $T_5$ , c) PWM sincronizado, sem  $T_5$ .

São apresentados resultados das simulações do inversor monofásico com barramento ressonante CC de tensão simplificado, mostrado na Fig. 2.14.

Foi implementado com os seguintes elementos:

$$E = 220 \text{ V}, \quad L_r = 541 \mu\text{H}, \quad C_r = 2,4 \mu\text{F}.$$

$$\text{Carga: } \begin{cases} R = 10\Omega & Z = 28,39\Omega \\ L = 70,5\text{mH} & X_L = 26,6\Omega \end{cases} \quad \text{-----} \rightarrow \quad \cos \phi = 0,35$$

$$f_M = 60 \text{ Hz}, \quad \text{frequência de modulação;}$$

A simulação foi realizada com quarenta ciclos de ressonância por período, sendo que a modulação PWM teve dez pulsos de modulação por período. Os resultados da simulação são ilustrados na Fig. 2.16.

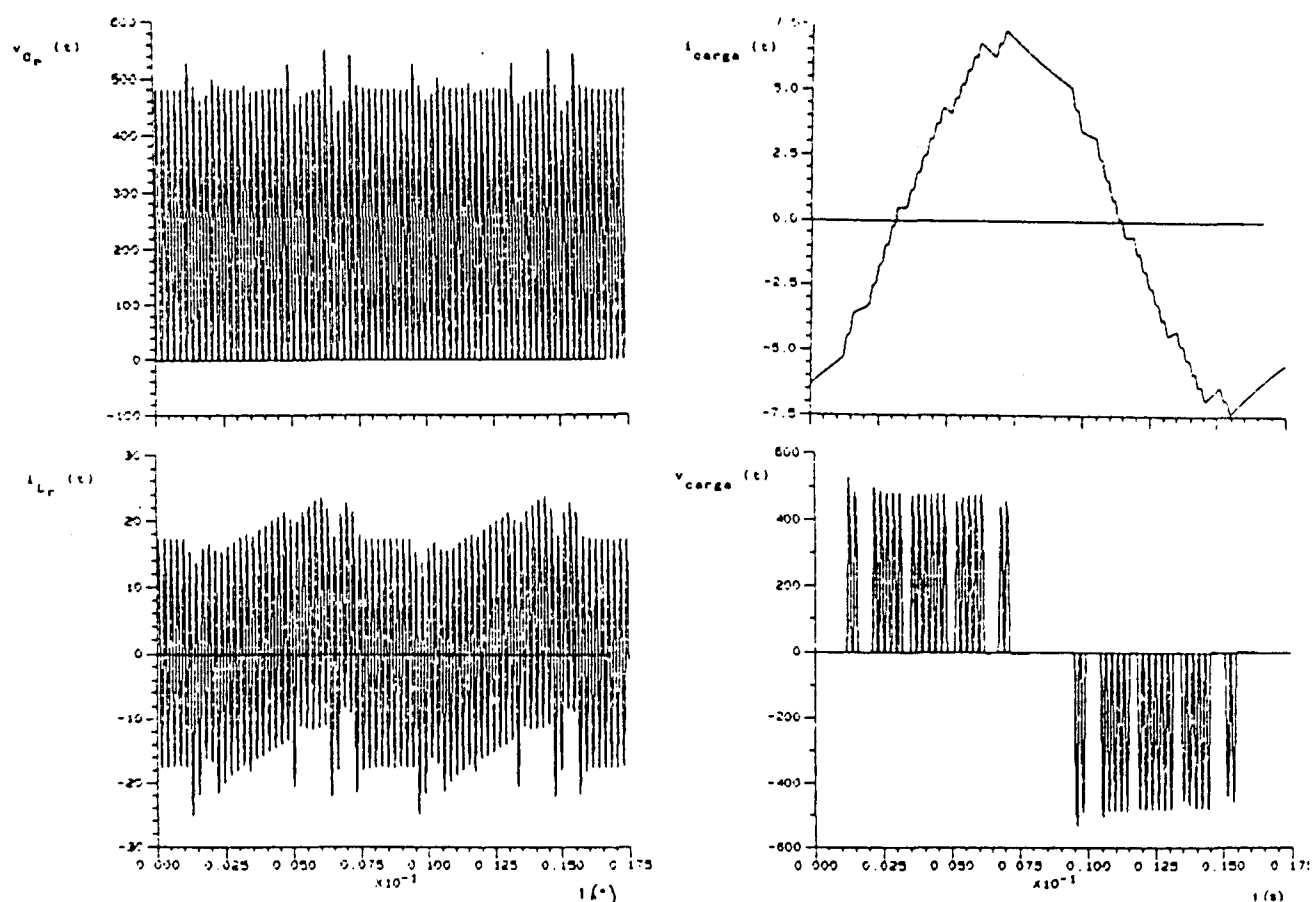


Fig. 2.16 - Formas de Onda Resultantes de Csimulação do Cir. da Fig. 2.14

- a) Tensão no capacitor  $C_r$ ,      b) Corrente no indutor  $i_{L_r}$ .  
 c) Corrente na Carga,              d) Tensão na Carga.

A Fig. 2.16.a, mostra a tensão  $vC_r$  no barramento ressonante do inversor. Observa-se que os picos de tensão no barramento ressonante são de 480 volts. Observa-se também a presença de picos de tensão maiores que os normais. Isto ocorre devido a inversão instantânea da corrente no barramento ressonante, quando se trabalha com modulação PWM, causando um sobrecarregamento do capacitor ressonante  $C_r$ .

A Fig. 2.16.b mostra a forma de onda da corrente no indutor ressonante  $L_r$ . A Fig. 2.17.c mostra a forma de onda da corrente na carga e a Fig. 2.16.d mostra a forma de onda da tensão na carga. Observa-se que a modulação PWM é transformada em uma modulação IPWM.

## 2.8 - Conclusões

Neste capítulo, foi dada uma contribuição ao estudo do barramento ressonante CC de tensão simplificado.

Foi realizada a análise matemática das etapas de funcionamento do barramento ressonante CC de tensão. Mediante a parametrização de algumas variáveis do circuito foram obtidas equações que facilitam o projeto.

Com estas equações foram obtidos ábacos que relacionam a razão  $\Delta t_1/T_0$ , onde  $\Delta t_1$  é a variável de controle, com outras variáveis de interesse do circuito ressonante, possibilitando seu conhecimento prévio a fim de realizar um projeto.

Foi apresentada uma metodologia de projeto dos conversores com modulação por largura de pulsos em ciclos integrais de ressonância, comprovando-se sua eficiência através de simulação.

A modulação proposta na Fig. 2.15.c é adequada. Observa-se que a função do transistor  $T_5$  e o diodo D da Fig. 2.14 pode ser realizada por pares de transistores e diodos do inversor ( $T_1$  e  $T_3$  ou  $T_2$  e  $T_4$ ). Com isto, o transistor  $T_5$  e o diodo D podem ser retirados do circuito de barramento ressonante CC de tensão, simplificando-se desta maneira.

A escolha do  $L_r$  e  $C_r$  é de suma importância, a fim de se evitar picos de tensão bastante elevados, maiores que 2,5 vezes o valor da tensão da fonte E de alimentação.

A desvantagem deste circuito de barramento ressonante CC de tensão

consiste no fato de que os interruptores do inversor estarão submetidos a sobretensões proveniente das oscilações do circuito ressonante durante o tempo de duração do pulso de modulação, sendo que, só há necessidade de ressonância no começo e no fim de cada pulso de modulação.

O próximo capítulo aborda um circuito de barramento ressonante CC de tensão que possibilita a interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$ , de modo que a ressonância ocorra no começo e no fim de cada pulso de modulação.

## CAPITULO 3

### CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA TENSÃO $vC_r$ .

#### 3.1 - Introdução

Neste capítulo, a estrutura básica do barramento ressonante CC de tensão é modificada com a finalidade de controlar a descarga do capacitor ressonante  $C_r$  [19, 27, 28, 29, 30]. É feita a interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ . Com isto, não há necessidade de se manter o circuito ressonante oscilando durante o tempo de duração da largura de um pulso de modulação PWM, sendo que a oscilação se dará somente nos instantes de comutação, assegurando a comutação sob tensão nula dos interruptores do conversor alimentado por este tipo de barramento ressonante [19, 27]. Por outro lado, será possível a implementação de modulação PWM, isto é, a modulação não dependerá dos ciclos inteiros de ressonância, como no caso da modulação IPWM [19, 29, 30, 31, 32, 33, 34]. A Fig. 3.1 mostra as modificações feitas no circuito básico do barramento ressonante CC de tensão.

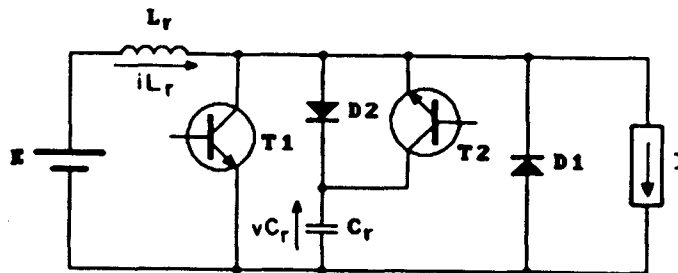


Fig. 3.1 - Barramento Ressonante CC de Tensão com Interrupção da Ciclo Ressonante da Tensão  $vC_r$ .

Por meio do diodo  $D_2$  e o transistor  $T_2$ , que são os interruptores auxiliares, é controlado o ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ .

Neste capítulo será realizado o estudo, análise e projeto do barramento

ressonante CC de tensão com controle da descarga do capacitor ressonante. Através deste circuito, será alimentado um inversor monofásico com a finalidade de se obter comutação não-dissipativa. O princípio de funcionamento será utilizado para construir um conversor Buck, a fim de mostrar a possibilidade de se utilizar este tipo de barramento ressonante em conversores CC/CC.

### 3.2 - Princípio de Operação

O princípio de operação é descrito a partir do circuito da Fig. 3.1. As etapas de operação estão representadas na Fig. 3.2 e as formas de onda mais representativas são mostradas na Fig. 3.3.

Para se descrever o princípio de operação e posteriormente para se realizar a análise das etapas de funcionamento é suposto que:

- a) Todos os componentes são ideais;
- b) A fonte de tensão é constante e livre de ondulação;
- c) O indutor da carga é muito maior que o indutor ressonante. Pode ser considerado como uma fonte de corrente  $I$  constante durante os intervalos de condução.

São definidas quatro etapas de operação do conversor:

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

No instante  $t_0$ , a tensão no capacitor  $C_r$  é zero. A corrente no indutor ressonante é  $i_{L_r0}$ , e o transistor  $T_1$  entra em condução. O diodo  $D_1$  conduz uma corrente igual a  $i_{D_1}(t) = I - i_{L_r}(t)$ . A corrente  $i_{L_r}(t)$  aumenta linearmente e o diodo  $D_1$  conduz até  $i_{L_r}(t) = I$ , bloqueando-se neste instante. O transistor  $T_1$  continua conduzindo a corrente  $i_{L_r}$  até receber ordem de bloqueio.

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

No instante  $t_1$ , o transistor  $T_1$  é bloqueado. A corrente na indutância é desviada para o capacitor  $C_r$  através do diodo  $D_2$ . O capacitor  $C_r$  carrega-se até atingir um valor pouco maior que  $2E$ . Neste instante, o diodo  $D_2$  se bloqueia, e, a partir deste momento, a corrente que circula através do indutor  $L_r$  é igual a  $I$ . O valor da tensão na carga é igual ao valor da tensão da fonte  $E$ .

c) 3ª etapa: Manutenção da tensão no Capacitor, ( $t_2, t_3$ ).

Nesta etapa, a tensão no capacitor permanece com valor máximo  $vC_{rmax}$ . A corrente na indutância é  $I$ . A duração desta etapa é um tempo controlado e definido por  $\Delta t_3 = t_3 - t_2$ . A mesma termina quando o transistor  $T_2$  entra em condução, dando início à descarga do capacitor  $C_r$ . Nesta etapa é realizada a transferência de energia da fonte de alimentação  $E$  para a carga.

d) 4ª etapa: Etapa Ressonante II, ( $t_3, t_4$ ).

No instante  $t_3$ , o transistor  $T_2$  entra em condução. A corrente do capacitor circula através deste transistor, descarregando-se. Esta etapa termina quando:  $vC_r(t) = 0$  e  $iL_r(t) = iL_{r0}$ .

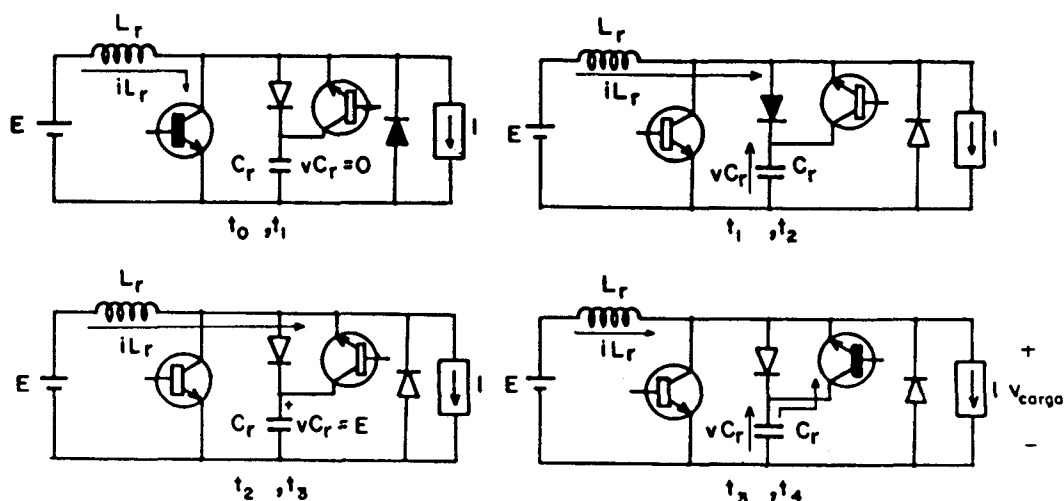


Fig. 3.2 - Etapas de operação do Barramento Ressonante CC de Tensão com Controle da Descarga do Capacitor Ressonante  $C_r$ .

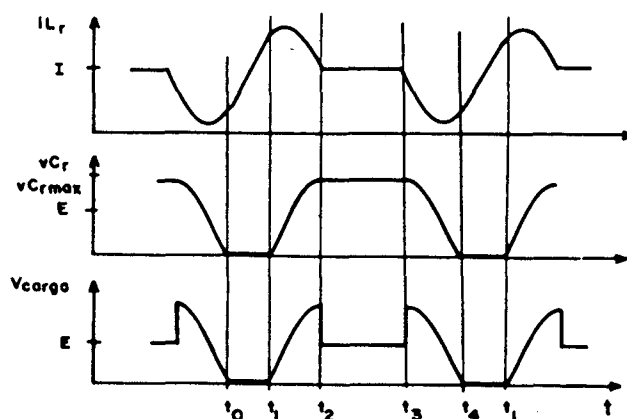


Fig. 3.3 - Formas de ondas relevantes do circuito da Fig. 3.1.

### 3.3 - Análise do Circuito

A análise do circuito é realizada considerando-se as quatro de operação: Durante o intervalo de tempo  $(t_0, t_1)$  esta etapa é representada pelas seguintes equações:

$$vC_r(t_0) = 0 \quad (3.1)$$

$$iL_r(t_0) = iL_{r0} \quad (3.2)$$

$$iL_r(t) = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} t \quad (3.3)$$

$$iL_{r1} = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} (t_1 - t_0) \quad (3.4)$$

a duração desta etapa é  $\Delta t_1 = (t_1 - t_0)$ ,

$$\Delta t_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{(iL_{r1} - iL_{r0})}{E} \frac{1}{\omega_0} \quad (3.5)$$

A segunda etapa no intervalo  $(t_1, t_2)$ , é definida pelas Eqs. 3.6 e 3.7.

$$vC_r(t) = E (1 - \cos \omega_0 t) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} - I) \sin \omega_0 t \quad (3.6)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} - I) \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (3.7)$$

No instante  $t_2$ ,  $iL_r(t_2) = I$ , o valor da tensão máxima no capacitor ressonante  $C_r$  é:

$$vC_{r\max} = E + E \sqrt{1 + (\pi \Delta t_1 / T_0)^2} = E + \sqrt{\left(\frac{L_r}{C_r} \frac{\Delta I}{2}\right)^2 + E^2} \quad (3.8)$$

A duração deste intervalo é definida pela Eq. 3.9:

$$\Delta t_2 = (t_2 - t_1) = \frac{1}{2\pi \omega_0} \left[ \pi - \sin^{-1} \left( \frac{2\pi (\Delta t_1 / T_0)}{1 + (\pi \Delta t_1 / T_0)^2} \right) \right] \quad (3.9)$$



Durante o intervalo de tempo  $(t_2, t_3)$ , é feita a transferência de energia da fonte de tensão  $E$  para a carga. Os estados das variáveis  $vC_r$  e  $iL_r$  permanecem constantes.

No quarto intervalo de tempo  $(t_3, t_4)$ , o circuito é representado pelas seguintes equações:

$$vC_r(t) = E - (vC_{rmax} - E) \cos \omega_0 t \quad (3.10)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = (vC_{rmax} - E) \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (3.11)$$

Esta etapa termina com a anulação da tensão no capacitor ressonante.

O plano de fase é mostrada na Fig. 3.4. Observa-se que o ponto P representa a terceira etapa de funcionamento.

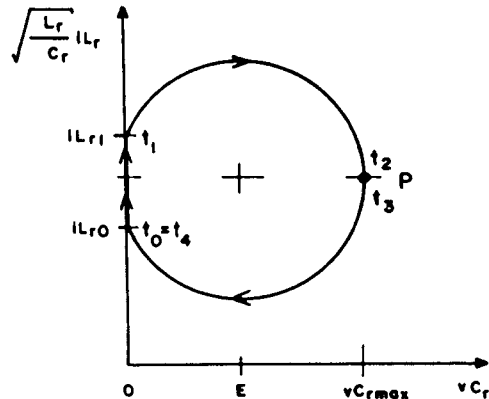


Fig. 3.4 - Plano de Fase.

### 3.4 - Metodologia e Exemplo de Projeto, Simulações

O cálculo dos elementos do circuito ressonante e os tempos de comando são calculados de modo semelhante ao caso do barramento ressonante CC de tensão simplificado, apresentado no capítulo 2. A seguir, será realizado um exemplo de projeto:

a) Considerando a tensão de alimentação  $E = 220V.$ , a corrente de carga  $I = 5A$ , e  $Z_{n_0} = 13,5 \Omega$ .

b) Escolhe-se a relação:

$$\frac{vC_{rmax}}{E} = 2,2$$

b) Por meio do ábaco 4 (Fig. 2.12), obtém-se:

$$\Delta t_1/T_0 = 0,2$$

c) Para uma frequência de ressonância:

$$f_0 = 4412 \text{ Hz.} \quad \text{sendo:} \quad T_0 = 226,6 \mu s.,$$

O valor de  $\Delta t_1 = 45,33 \mu s.$

d) O valor de  $\Delta t$  é obtido através do ábaco 2 (Fig. 2.10):

$$\frac{\Delta t_2}{T_0} = f(\Delta t_1/T_0), \quad \text{assim:}$$

$$\frac{\Delta t_2 + \Delta t_4}{T_0} = 0,82 \quad \rightarrow \quad \Delta t_2 + \Delta t_4 = 186,16 \mu s.$$

Considera-se os valores:  $\Delta t_2 = \Delta t_4 = 93,08 \mu s.$

O ciclo ressonante da tensão do capacitor  $C_r$  é interrompido quando a tensão  $vC_r$  é máxima. Isto ocorre no meio do ciclo ressonante.

e) O tempo  $\Delta t_3$  é de  $93 \mu s.$

Durante este tempo, é feita a transferência de energia da fonte de alimentação  $E$  para a carga. O tempo  $\Delta t_3$  depende da duração do pulso de modulação, considerado como  $93 \mu s.$

f) O tempo de modulação  $T_S = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 = 324,56 \mu s.$

$$f_S = 3081 \text{ Hz.}$$

g) Com os dados anteriores e com as relações:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad \text{e} \quad Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 13,5 \Omega$$

Obtém-se:

$$L_r = 497,7 \mu H.; \quad \text{e} \quad C_r = 2,6 \mu F.$$

A Fig. 3.5 mostra o conversor ressonante implementado para simulação através do programa de simulação SACEC [26].

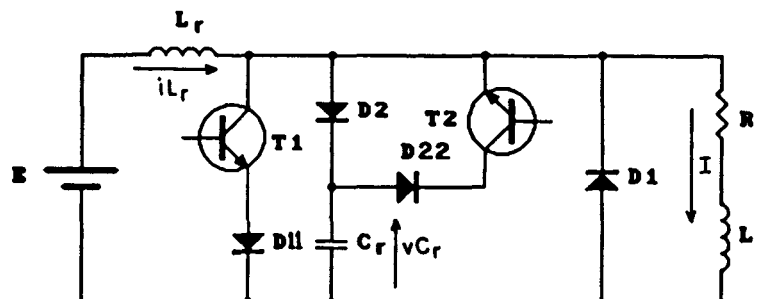


Fig. 3.5 - Circuito implementado para simulação

A Fig. 3.6 traz um esboço dos comandos utilizados no conversor.

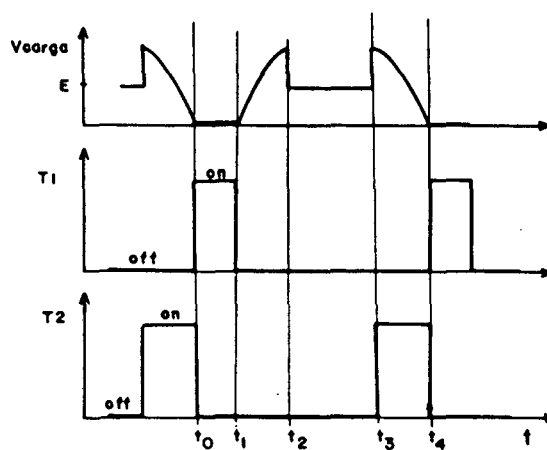


Fig. 3.6 - Forma de onda dos pulsos de comando.

A Fig. 3.7 mostra as formas de onda nos elementos ressonantes e a forma de onda na carga ( $V_{out}$ ).

Pode-se notar pelos resultados da simulação que a ressonância ocorre no começo e no fim de cada pulso de modulação. Durante o tempo de transferência de energia, os interruptores não são submetidos às oscilações do circuito ressonante.

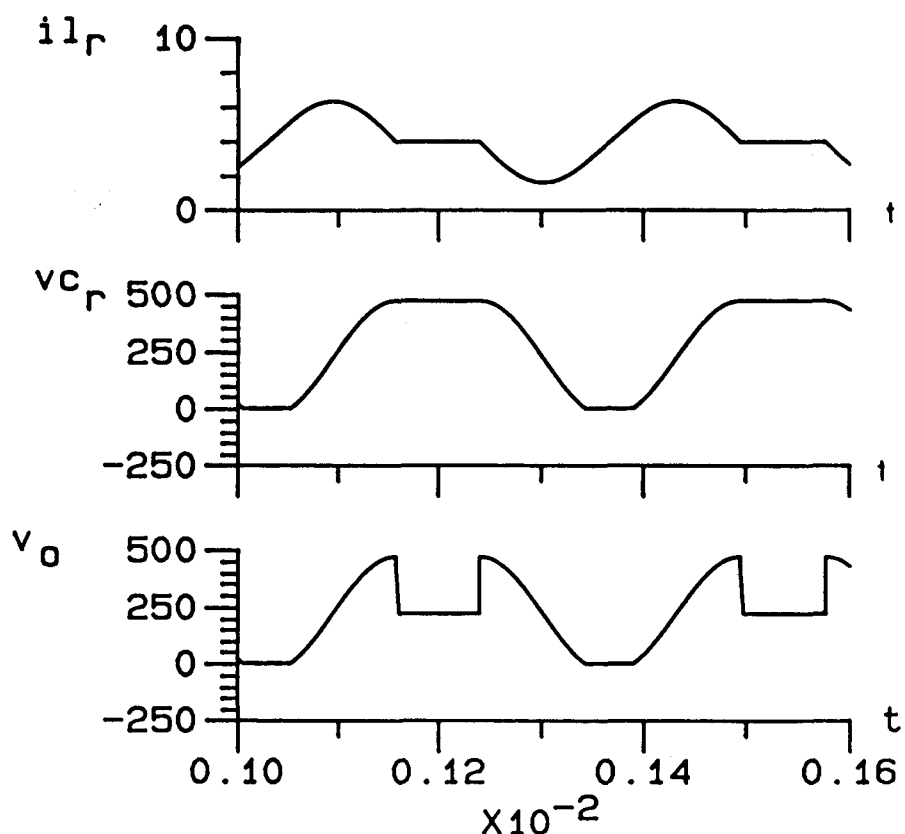


Fig. 3.7 - Formas de onda Resultantes de Simulação  
 a) Corrente no indutor ressonante  $L_r$ ,  
 b) Tensão no capacitor ressonante  $C_r$ ,  
 c) Tensão na carga  $V_o$ .

### 3.5 - Barramento Ressonante CC de Tensão com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão $v_{Cr}$ , Alimentando um Inversor de Tensão PWM Monofásico.

Foi realizada a simulação de um inversor PWM monofásico com barramento ressonante CC de tensão, com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{Cr}$ .

As comutações sem perdas são obtidas mantendo-se a tensão do capacitor ressonante nula, enquanto as comutações no inversor são realizadas. O circuito da Fig. 3.8 mostra o inversor monofásico com barramento ressonante CC de tensão em questão, simulado.

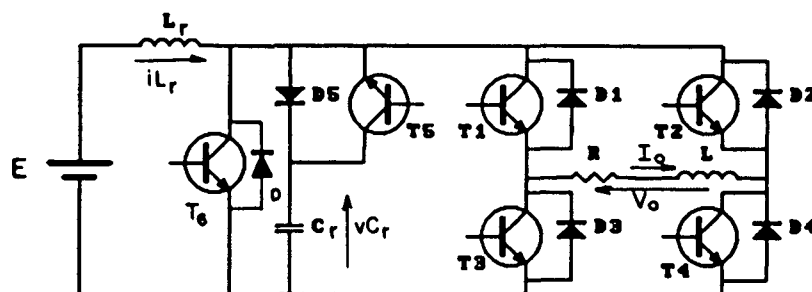


Fig. 3.8 - Inversor PWM Monofásico com Barramento Ressonante CC de Tensão com Interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$ .

A função do transistor  $T_6$  pode ser realizada por pares de transistores  $T_1-T_3$  ou  $T_2-T_4$ . Portanto, o transistor  $T_6$  é redundante e pode ser dispensado, simplificando a estrutura. Mas, para fins didáticos, será mantido.

O transistor  $T_6$  entra em condução realizando-se a etapa linear. Quando o transistor  $T_6$  é bloqueado, o ciclo da corrente senoidal é iniciada, entrando em ressonância com o capacitor. Quando o capacitor é carregado com uma tensão pouco maior que o dobro da fonte  $E$  de alimentação, o diodo  $D_5$  é bloqueado. A tensão na carga é igual a tensão da fonte de tensão  $E$ . Antes de cessar o tempo da largura de pulso da modulação PWM, o transistor  $T_5$  é disparado, realizando-se a descarga do capacitor  $C_r$ . Quando a tensão no capacitor é zero, o transistor  $T_6$  é habilitado a conduzir. Neste momento, a tensão no barramento é nula e os transistores do inversor podem comutar sem perdas.

Nas Figs. 3.9 e 3.10 são apresentados resultados das simulações. A Fig. 3.9 mostra as formas de onda de tensão e de corrente nos elementos ressonante. A Fig. 3.10. mostra as formas de onda da tensão e corrente na carga.

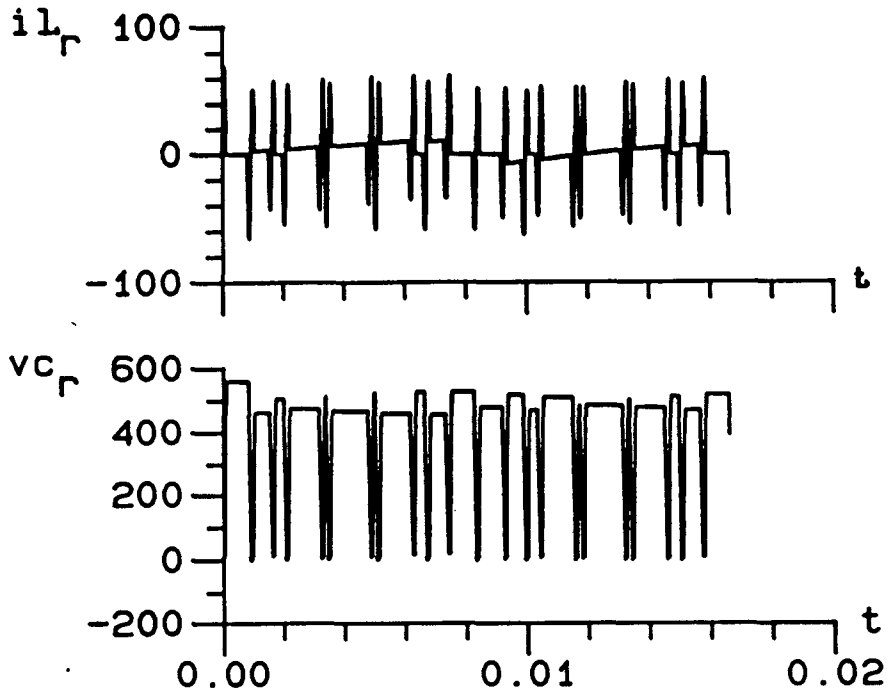


Fig. 3.9 - a) Corrente  $i_{L_r}$  b) Tensão  $v_{C_r}$

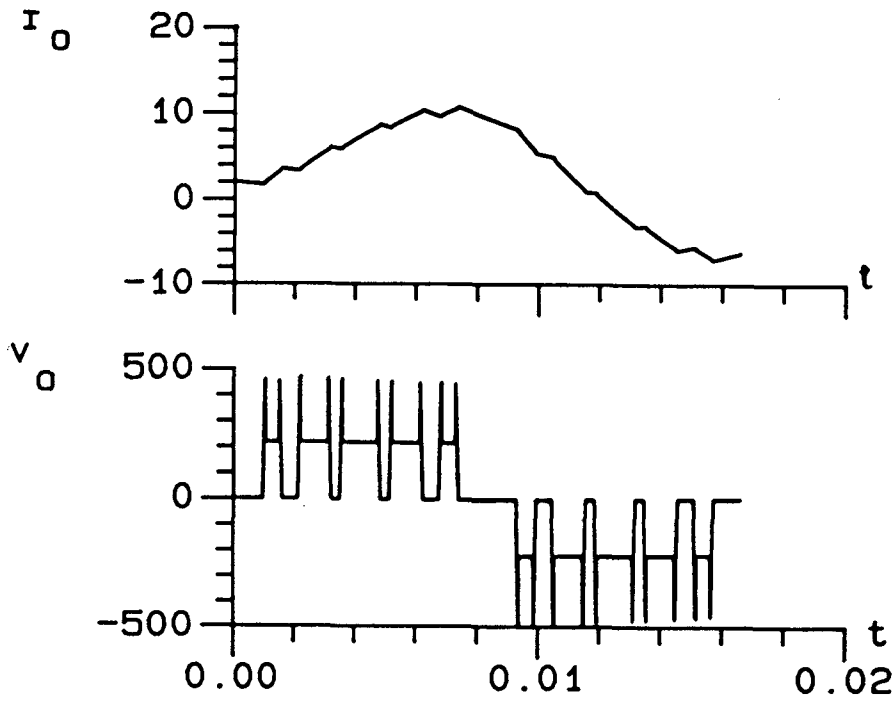


Fig. 3.10. a) Corrente na carga  $I_0$  b) Tensão na carga  $V_0$ .

O problema das sobretensões também podem ser solucionados mediante a utilização de circuito grampeador, mostrado na Fig. 3.11 [14, 19, 29].

As sobretensões podem ser contidas por um circuito grampeador passivo [14, 19, 29], que consiste em um transformador com diodos (Fig. 3.11), onde a relação de espiras é calculada de modo que o circuito grampeador atue, limitando os picos de tensão em valores entre 2,2 e 2,4 vezes o valor da fonte de alimentação  $E$ .

O circuito de barramento ressonante CC em questão é operado de modo que o indutor ressonante  $L_r$  armazene energia suficiente durante a etapa linear, a fim de que no final da etapa ressonante a tensão no capacitor ressonante  $C_r$  volte para o valor de zero volts, assegurando as comutações do inversor sob tensão nula.

Dimensionando o circuito grampeador com o objetivo de limitar os picos das sobretensões no barramento ressonante em valores menores que duas vezes o valor da fonte de alimentação, isto resultará em remoção de energia substancial do circuito ressonante tornando impossíveis as oscilações.

O resultado de simulação do conversor com o circuito grampeador é mostrado na Fig. 3.12.

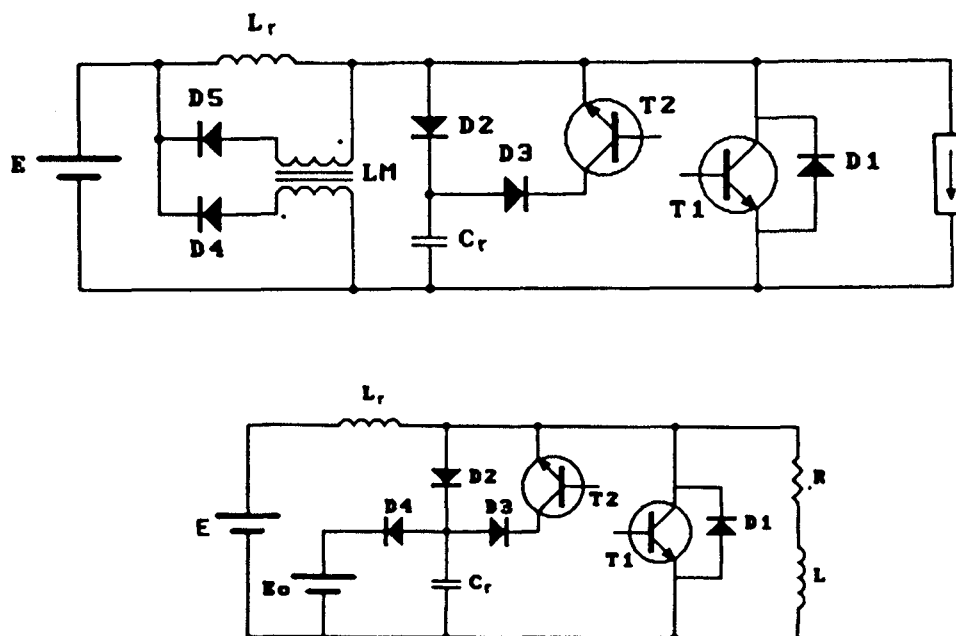


Fig. 3.11 - Barramento Ressonante CC de Tensão com Interrupção do ciclo Ressonante da tensão  $vC_r$  com circuito grampeador.

O circuito simulado opera com os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned}
 E &= 220 \text{ V.}, & L_r &= 180,3 \text{ } \mu\text{H.}, & C_r &= 7,2 \text{ } \mu\text{F.}, & L &= 6,5 \text{ mH.}, \\
 R &= 10 \text{ } \Omega., & f_o &= 4412 \text{ Hz.}, & f_s &= 4320 \text{ Hz.}, & \Delta t_1 &= 45,3 \text{ } \mu\text{s.}, \\
 \Delta t_2 &= 186,2 \text{ } \mu\text{s.}
 \end{aligned}$$

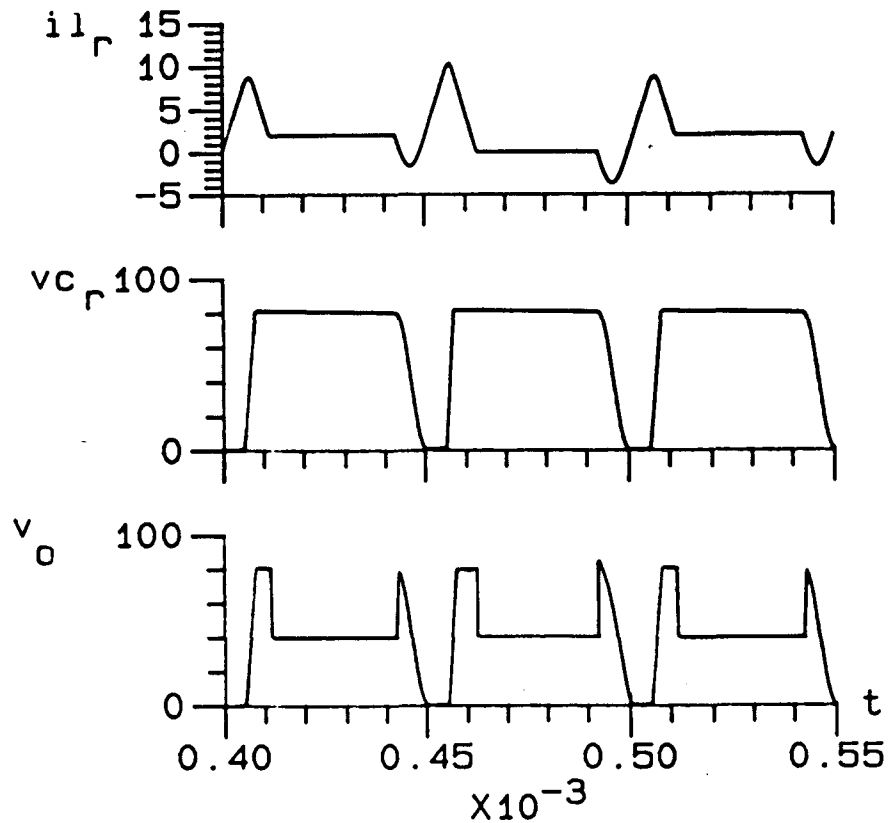


Fig. 3.12. Formas de onda relevantes resultantes da simulação.

### 3.6 - Estudo de um Conversor Buck com Modulação PWM, utilizando Barramento Ressonante CC de Tensão com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão $v_{Cr}$ .

O princípio de funcionamento do barramento ressonante CC de tensão com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$  no capacitor ressonante, é utilizado na construção de um conversor Buck PWM, verificando-se a viabilidade de utilização em conversão CC/CC, [6].



## 3.6.1 - Princípio de Operação

A Fig. 3.13 mostra o circuito proposto.

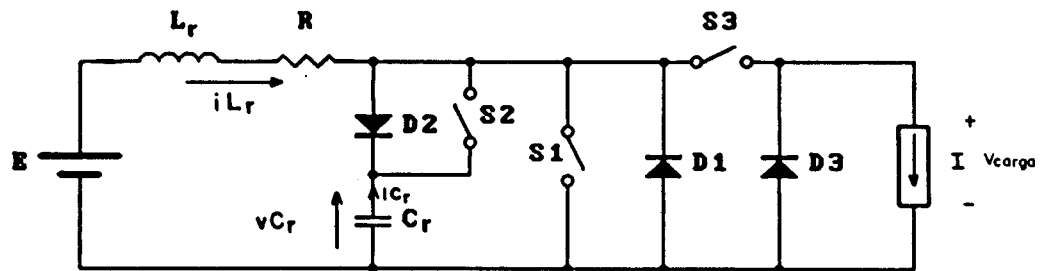


Fig. 3.13 - Conversor Buck com Barramento Ressonante em questão.

A tensão no capacitor ressonante  $vC_r$  depende da corrente  $iC_r$  no capacitor, que é a diferença entre a corrente na indutância  $iL_r$  e a corrente na carga  $I$ . A corrente  $I$  é uma função da carga e do chaveamento de  $S_3$ . Se a corrente  $I$  permanece constante durante a etapa ressonante, valores máximos e mínimos podem ser determinados. A Fig. 3.14 mostra as etapas de funcionamento e a Fig. 3.15 mostra as formas de onda relevantes do circuito.

Foi considerada como carga uma fonte de corrente  $I$  constante. Oito etapas de funcionamento são apresentadas:

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

Quando a tensão  $vC_r = 0$ , os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  entram em condução. O diodo  $D_2$  conduz uma corrente igual a  $iD_2(t) = I - iL_r(t)$ . A corrente na indutância aumenta linearmente, o diodo  $D_2$  conduz até  $iL_r(t) = I$  e a corrente no indutor passa, agora, a circular através do interruptor  $S_1$ . A duração desta etapa é  $\Delta t_1 = t_1 - t_0$ . No instante  $t_1$ , a corrente na indutância é  $iL_r(t) = iL_{r1}$ .

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

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_1$  é aberto. A corrente na indutância é desviada para o capacitor  $C_r$  através do diodo  $D_1$ . O capacitor carrega-se até atingir um valor pouco maior que duas vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação, e, neste instante, o diodo  $D_1$  bloqueia-se. A corrente que circula pela indutância é  $iL_r(t_2) = I$ . O valor da tensão na carga é igual ao da tensão de alimentação  $E$ .

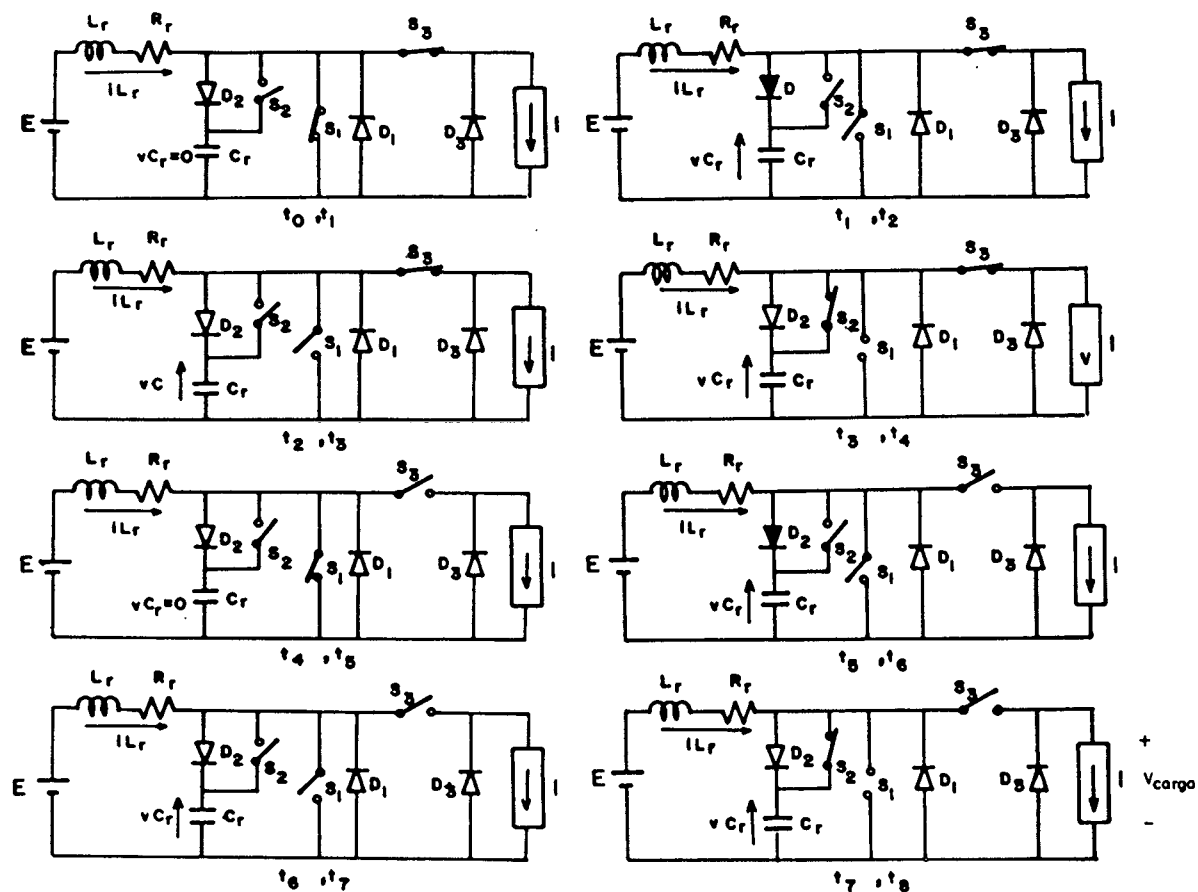


Fig. 3.14 - Etapas de operação do conversor Buck proposto.

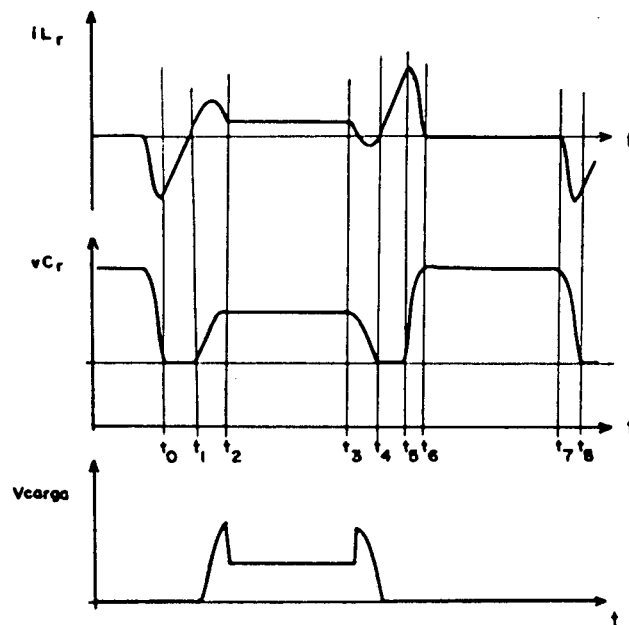


Fig. 3.15 - Formas de onda relevantes do circuito da Fig. 3.13.

c) 3ª etapa: Etapa de Manutenção da Tensão no capacitor  $C_r$  I,  $(t_2, t_3)$ .

Nesta etapa, a tensão no capacitor permanece com o valor máximo  $vC_{rmax}$ . A corrente que circula pelo indutor  $L_r$  é I. A duração desta etapa é controlada e definida por  $\Delta t_3 = t_3 - t_2$ . Esta etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é fechado, dando início à descarga do capacitor  $C_r$ .

d) 4ª etapa: Etapa Ressonante II,  $(t_3, t_4)$ .

No instante  $t_3$ , o interruptor  $S_2$  é fechado. A corrente do capacitor circula através do interruptor  $S_2$ , descarregando-se. O Tempo  $t_4$  corresponde ao tempo em que a tensão no capacitor  $C_r$  deve anular-se e a corrente na indutância  $L_r$  será igual a  $iL_{r4}$ .

e) 5ª etapa: Etapa Linear II,  $(t_4, t_5)$ .

Esta etapa tem início quando a tensão no capacitor se anula pela segunda vez, no período de funcionamento. O interruptor  $S_1$  é fechado e  $S_3$  é aberto. A corrente na indutância, neste instante, é  $iL_{r4}$  e aumenta linearmente. A corrente no indutor é desviada para o interruptor  $S_1$  e continua conduzindo durante o tempo  $t_5$ . A corrente na indutância, no instante  $t_5$ , é  $iL_{r5}$ . O diodo  $D_3$  conduz durante esta etapa realizando a roda livre. O tempo  $\Delta t_1$  é igual ao tempo  $\Delta t_5 = t_5 - t_4$ .

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

Esta etapa inicia-se no instante  $t=t_5$ , com a abertura da chave  $S_1$ . A corrente na indutância circula através do diodo  $D_1$ , carregando o capacitor  $C_r$  com uma tensão superior a duas vezes o valor da tensão E da fonte de alimentação, devido a corrente  $iL_{r5}$ , que é bastante elevada. O diodo  $D_1$  bloqueia-se quando  $iC_r(t) = 0$ .

g) 7ª etapa: Etapa de Manutenção da Tensão no capacitor  $C_r$  II,  $(t_6, t_7)$ .

Nesta etapa, a tensão no capacitor permanece com o valor máximo  $vC_{rmax}$ . A corrente no indutor  $L_r$  é nula. A duração desta etapa é controlada e definida por  $\Delta t_7 = (t_7 - t_6)$ . Esta etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é fechado, dando início à descarga do capacitor  $C_r$ .

h) 8ª etapa: Etapa Ressonante IV,  $(t_7, t_8)$ .

No instante  $t_7$ , o interruptor  $S_2$  é novamente fechado, e o capacitor  $C_r$  descarrega-se. O tempo  $t_8$  corresponde ao instante em que a tensão no

capacitor se anula e a corrente na indutância atinge o valor  $iL_r(t_e)$  igual a  $iL_{r0}$ .

O plano de fase, mostrado na Fig. 3.16, ilustra as etapas de funcionamento do conversor em estudo.

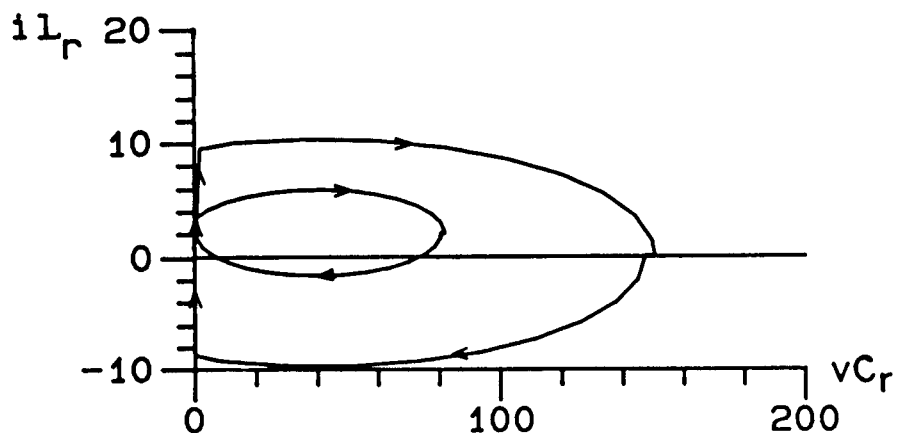


Fig. 3.16 - Plano de Fase do conversor Buck em estudo.

### 3.6.2 - Análise do Circuito

Para o presente estudo levou-se em consideração o fator de qualidade  $Q$  do indutor ressonante. Foi considerada como carga uma fonte de corrente  $I$  constante.

Durante o intervalo de tempo  $(t_0, t_1)$  os estados são representados por:

$$vC_r(t_0) = 0 \quad (3.12)$$

$$iL_r(t_0) = iL_{r0} \quad (3.13)$$

$$iL_r(t) = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} t \quad (3.14)$$

$$iL_{r1} - iL_{r0} = \frac{E}{L_r} (t_1 - t_0) \quad (3.15)$$

Onde a duração da etapa linear é:  $\Delta t_1 = t_1 - t_0 = (iL_{r1} - iL_{r0})L_r / E$ .

A segunda etapa de operação, durante o intervalo  $(t_1, t_2)$ , é definida pelas equações:

$$vC_r(t) = E - R_r \cdot iL_r(t) - L_r \frac{diL_r(t)}{dt} \quad (3.16)$$

$$iL_r(t) = I + iC_r(t) \quad (3.17)$$

Resolvendo-se a Eq. 3.16 e aplicando-se as condições iniciais:

$$iL_r(t_1) = iL_{r1} \quad \text{e} \quad vC_r(t) = 0;$$

Utiliza-se as relações seguintes:

$$a = \frac{R_r}{2L_r} \quad \text{fator de decaimento};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad \text{frequência angular de ressonância};$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \text{impedância característica};$$

$$\zeta = \frac{R_r}{2Z_n} \quad \text{fator de amortecimento};$$

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \quad \text{frequência angular de oscilação}$$

Obtém-se:

$$vC_r(t) = (E - R_r \cdot I) \left( 1 - \frac{e^{-at}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \operatorname{sen} \left( \omega t + \tan^{-1} \left( \frac{1}{\zeta} \sqrt{1 - \zeta^2} \right) \right) \right) + \dots$$

$$\dots + (iL_{r1} - I) Z_n \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-at} \operatorname{sen} \omega t \quad (3.18)$$

Com as Eqs. 3.17 e 3.18 e sabendo que:

$$iC_r(t) = C_r \frac{dvC_r(t)}{dt}, \quad \text{obtém-se a Eq. 3.19:}$$

$$iL_r(t) = I + e^{-at} \left( (iL_{r1} - I) \cos \omega t + \frac{2E - (I + iL_{r1})R_r}{2\omega L_r} \sin \omega t \right) \quad (3.19)$$

Na Eq. 3.18 observa-se que a tensão no capacitor é influenciada, principalmente, pelo produto de  $iL_r$  vezes  $Z_{n0}$ . O valor da tensão máxima no capacitor  $C_r$  é obtido quando a corrente  $iL_r(t_2)$  é igual a  $I$ , no tempo  $t_2$ . Fazendo-se  $iL_r(t_2) = I$ , na Eq. 3.19, obtém-se:

$$\frac{\sin \omega t_2}{\cos \omega t_2} = \frac{2 Z_n (I - iL_{r1}) \sqrt{1 - \zeta^2}}{2E - (I + iL_{r1}) R_r} = \tan \omega t_2 \quad (3.20)$$

O instante em que a tensão no capacitor  $C_r$  é máxima, é dada pela Eq. 3.21:

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \left( \pi + \tan^{-1} \left( \frac{2 Z_n (I - iL_{r1}) \sqrt{1 - \zeta^2}}{2E - (I + iL_{r1}) R_r} \right) \right) \quad (3.21)$$

O valor da tensão máxima no capacitor é dado pela Eq. 3.22, obtida através da Eq. 3.18, com o tempo obtido na Eq. 3.21.

$$\begin{aligned} vC_r(t_2) &= (E - R_r I) \left( 1 - \frac{e^{-at_2}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega t_2 + \tan^{-1} \left( \frac{1}{\zeta} \sqrt{1 - \zeta^2} \right)) \right) + \dots \\ &\dots + (iL_{r5} - I) Z_n \frac{e^{-at_2}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \omega t_2 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Durante o intervalo de tempo  $(t_2, t_3)$ , os valores das variáveis nos elementos ressonantes não são modificados e é feita a transferência de energia da fonte de alimentação  $E$  para a carga.

No intervalo de tempo  $(t_3, t_4)$ , a evolução da tensão e corrente é obtida pela Eqs. 3.18 e 3.19. O tempo  $t_4$  é definido pela Eq. 3.23.

$$t_4 = \frac{1}{\omega} \left( 2\pi + \tan^{-1} \left( \frac{2 Z_n (I - iL_{r1}) \sqrt{1 - \zeta^2}}{2E - (I + iL_{r1}) R_r} \right) \right) \quad (3.23)$$

Durante o intervalo de tempo  $(t_4, t_5)$ , é realizada a segunda etapa linear, definida pela Eq. 3.24.

$$iL_{r5} - iL_{r4} = \frac{E}{L_r} (t_5 - t_4) \quad (3.24)$$

A etapa ressonante III, no intervalo de tempo  $(t_5, t_6)$ , é definida pelas Eqs. 3.25 e 3.26.

$$vC_r(t) = E - R iL_r(t) - L_r \frac{diL_r(t)}{dt} \quad (3.25)$$

$$iL_r(t) = iC_r(t) \quad (3.26)$$

Resolvendo-se a Eq. 3.25, e aplicando-se as condições iniciais:

$$iL_r(t_5) = iL_{r5} \quad e \quad vC_r(t_5) = 0$$

E com as considerações e simplificações feitas na etapa ressonante I, obtém-se a Eq. 3.27:

$$\begin{aligned} vC_r(t) = E \left( 1 - \frac{e^{-at}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen}(\omega t + \tan^{-1}(\frac{1}{\zeta} \sqrt{1-\zeta^2})) \right) + \dots \\ \dots + (iL_{r5} - I) Z_n \frac{e^{-at}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \omega t \end{aligned} \quad (3.27)$$

Como:

$$iC_r(t) = C_r \frac{dvC_r(t)}{dt} \quad (3.28)$$

Obtém-se:

$$iL_r(t) = e^{-at} \left( iL_{r5} \cos \omega t + \frac{2E - iL_{r5} R}{2 \omega L_r} \operatorname{sen} \omega t \right) \quad (3.29)$$

O valor da tensão máxima é obtida quando  $iL_r(t_6) = 0$ , no instante  $t = t_6$ . Com a Eq. 3.29, obtém-se:

$$\tan \omega t_6 = \frac{2 Z_n iL_{r5} \sqrt{1-\zeta^2}}{iL_{r5} R_r - 2E} \quad (3.30)$$

O instante em que a tensão é máxima é dado pela Eq. 3.31.

$$t_6 = \frac{1}{\omega} \left( \pi + \tan^{-1} \left( \frac{2 Z_n iL_{r5} \sqrt{1-\zeta^2}}{iL_{r5} R_r - 2E} \right) \right) \quad (3.31)$$

A máxima tensão é obtida através da Eq. 3.27, e com o tempo obtido na Eq. 3.31 chega-se à Eq. 3.32.

$$\begin{aligned} vC_{r_{\max}}(t_6) = E & \left( 1 - \frac{e^{-\alpha t_6}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \left( \omega t_6 + \tan^{-1} \left( \frac{1}{\zeta} \sqrt{1-\zeta^2} \right) \right) \right) + \dots \\ \dots + iL_{r1} Z_n & \frac{e^{-\alpha t_6}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \operatorname{sen} \omega t_6 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Durante o intervalo de tempo  $(t_6, t_7)$  o valor das variáveis nos elementos ressonantes não é modificado, e é feita a transferência de energia.

O intervalo de tempo  $(t_7, t_8)$  é definido pelas Eqs. 3.27 e 3.28. O instante de tempo em que a tensão no capacitor se anula é definido pela Eq. 3.33.

$$t_8 = \frac{1}{\omega} \left( 2\pi + \tan^{-1} \left( \frac{2 Z_n iL_{r5} \sqrt{1-\zeta^2}}{iL_{r5} R_r - 2E} \right) \right) \quad (3.33)$$

### 3.6.3 - Metodologia e Exemplo de Projeto

Um conjunto de ábacos foi obtido a partir de uma série de simulações do funcionamento do conversor. Para isto, foi considerado os tempos  $\Delta t_1/T_0$  e  $\Delta t_5/T_0$  como as variáveis de controle do conversor. Foi realizada a variação destas variáveis entre valores de 0,1 à 1,0, para vários valores da corrente



de carga  $I$ . Com isto, obteve-se uma conjunto de simulações, nas quais foram medidos os valores das tensões e correntes em alguns pontos de interesse do circuito. Estes valores foram tabelados, realizando-se a parametrização das variáveis do circuito ressonante, que permite avaliar os valores de tensões e corrente no conversor, facilitando a escolha dos componentes. A parametrização é como segue:

$$\hat{i}L_r = iL_r \cdot Z_n / E \quad \text{e} \quad \hat{v}C_r = vC_r / E, \quad \text{sendo que}$$

$$\hat{i}L_r = 0.292 \cdot iL_r = \alpha_1, \quad \hat{I} = I \cdot Z_n / E = \alpha \quad \text{e} \quad E = 40 \text{ V}$$

Os ábacos estão mostrados nas Figuras do 17 até 24.

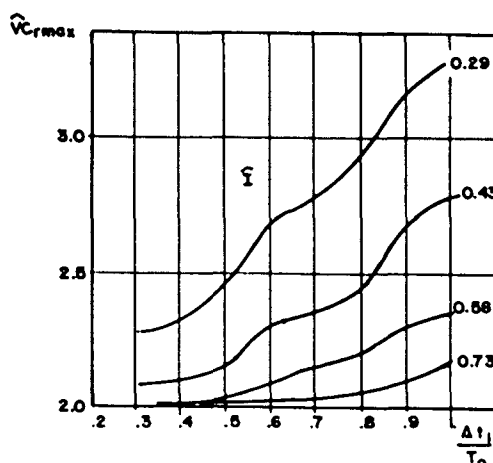


Fig. 3.17 - Ábaco 1:  $\hat{v}C_{r\max} \times \Delta t_1 / T_0$ .

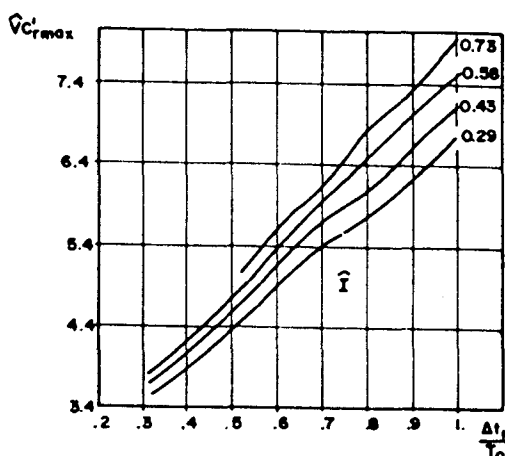


Fig. 3.18 - Ábaco 2:  $\hat{v}'C_{r\max} \times \Delta t_1 / T_0$ .

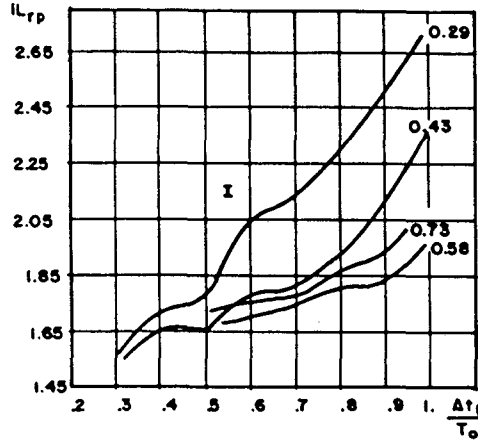


Fig. 3.19 - Ábaco 3:  $\hat{i}L_{rp} \times \Delta t_1 / T_o$ .

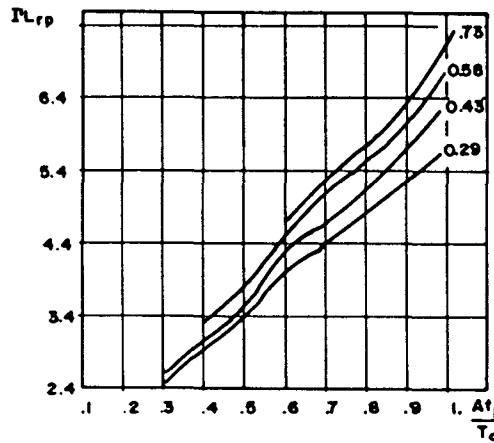


Fig. 3.20 - Ábaco 4:  $\hat{i}L'_{rp} \times \Delta t_1 / T_o$ .

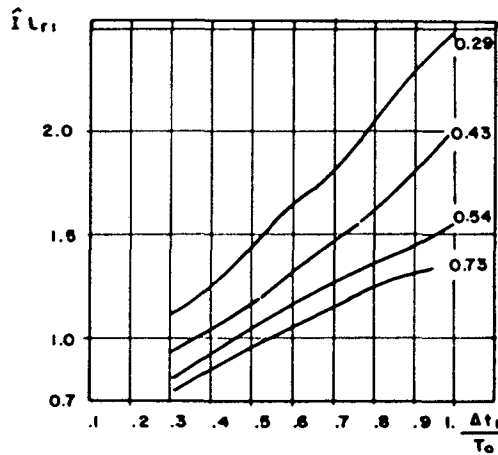


Fig. 3.21 - Ábaco 5:  $\hat{i}L_{r1} \times \Delta t_1 / T_o$ .

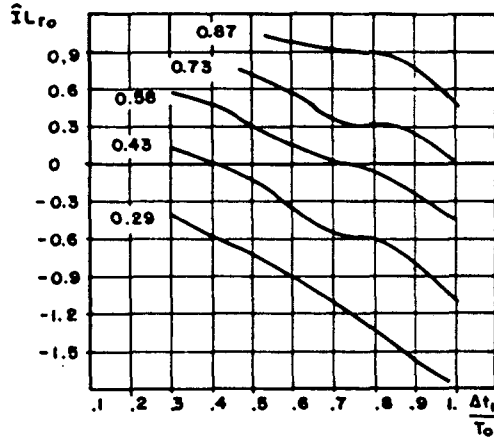


Fig. 3.22 - Ábaco 6:  $\hat{i}L_{r0} \times \frac{\Delta t_1}{T_0}$ .

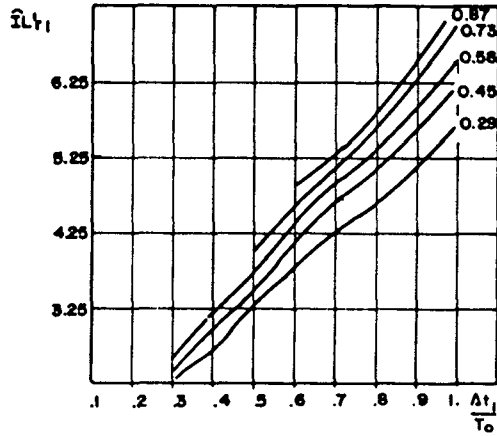


Fig. 3.23 - Ábaco 7:  $\hat{i}L'_{r1} \times \frac{\Delta t_1}{T_0}$ .

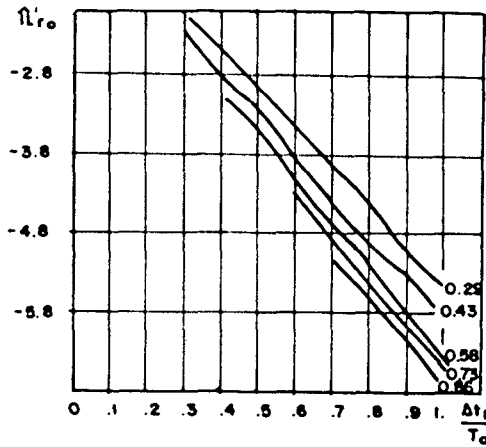


Fig 3.24 - Ábaco 8:  $\hat{i}L'_{r0} \times \frac{\Delta t_1}{T_0}$ .

As equações que definem a evolução da tensão e da corrente no circuito ressonante estão representadas nas Eqs. 3.34, 3.35 e 3.36. Estas grandezas estão parametrizadas conforme mencionado anteriormente, sendo que os dados de entrada do projeto são:  $iL_{r5}$ ,  $\Delta t_1$ ,  $E$ ,  $I$ ,  $\omega_0$  e  $R_r$ , e com estes pode-se determinar:  $Z_n$ ,  $Q = Z_n/R_r$ ,  $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - (1/2Q)^2}$ ,  $iL_{r1}$ ,  $\alpha = I.(Z_n/E)$  e  $\alpha_1 = iL_{r1} (Z_n/E)$ . Substituindo-se estes valores na Eq. 3.27, obtém-se o tempo  $t_a$  no qual a tensão no capacitor  $C_r$  atinge o valor máximo.

$$t_a = \frac{1}{\omega} \left( \pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{(2Q)^2 - 1} \cdot (\alpha - \alpha_1)}{2Q - (\alpha \cdot \alpha_1)} \right) \right) \quad (3.34)$$

O valor máximo da tensão no capacitor é dado pela Eq. 3.35.

$$\begin{aligned} \frac{vC_r}{E}(t) = & \left( 1 - \frac{\alpha}{Q} \right) \left( 1 - \frac{\frac{\omega \cdot t_a}{\sqrt{(2Q)^2 - 1}}}{2Q \cdot e^{-\frac{\omega \cdot t_a}{\sqrt{(2Q)^2 - 1}}}} \operatorname{sen} \left( \omega t_a + \cos^{-1} \left( \frac{1}{2Q} \right) \right) \right) + \dots \\ & \dots + (\alpha_1 - \alpha) \frac{\frac{\omega \cdot t_a}{\sqrt{(2Q)^2 - 1}}}{2Q \cdot e^{-\frac{\omega \cdot t_a}{\sqrt{(2Q)^2 - 1}}}} \operatorname{sen} \omega t_a \end{aligned} \quad (3.35)$$

O tempo  $t_b$  corresponde à mínima tensão no capacitor  $C_r$ , dado pela Eq. 3.36.

$$t_b = \frac{1}{\omega} \left( 2\pi + \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{(2Q)^2 - 1} \cdot (\alpha - \alpha_1)}{2Q - (\alpha \cdot \alpha_1)} \right) \right) \quad (3.36)$$

A evolução da corrente na indutância é dada pela Eq. 3.37:

$$iL_r(t) \frac{Z_n}{E} = \alpha + \frac{e^{-\frac{\omega t}{\sqrt{(2Q)^2 - 1}}}}{\sqrt{(2Q)^2 - 1}} \left( (\alpha - \alpha_1) \sqrt{(2Q)^2 - 1} \cos \omega t + \dots \right. \\ \left. \dots + (2Q - (\alpha + \alpha_1)) \sin \omega t \right) \quad (3.37)$$

Foi projetado o conversor Buck com comutação não dissipativa com os seguintes parâmetros:

$P = 80 \text{ W}$	Potência do conversor;
$E = 40 \text{ V.}$	Fonte de alimentação;
$L_r = 25,9 \mu\text{H}$	Indutor ressonante;
$C_r = 220 \text{ nF}$	Capacitor ressonante;
$Q = 108,5$	Fator de qualidade;

com estes dados obtém-se:

$Z_n = 10,85 \Omega$	Impedância característica;
$\omega_o = 418.927,41 \text{ rad.}$	Frequência angular de ressonância;
$\omega = 418.856,23 \text{ rad.}$	Frequência angular de oscilação;
$\Delta t_1 / T_o = 0.34$	
$\hat{I} = 0.5425$	para $I = 2 \text{ A}$

Quando o interruptor  $S_3$  está fechado com o valor de  $\Delta t_1 / T_o = 0,35$  e com  $\hat{I} = 0,54$ , pode-se conhecer alguns valores através dos ábacos:

- i) Ábaco 1:  $\hat{v}C_{r\max} = 2,1$      $vC_{r\max} = 81 \text{ V.}$
- ii) Ábaco 3:  $\hat{i}L_{rp} = 1,49$      $iL_{rp} = 5,5 \text{ A.}$
- iii) Ábaco 5:  $\hat{i}L_{r1} = 0,9$      $iL_{r1} = 3,32$
- iv) Ábaco 6:  $\hat{i}L_{r0} = 0,49$      $iL_{r0} = 1,8 \text{ A.}$

Quando o interruptor  $S_3$  é aberto, pode-se obter os valores dos seguintes parâmetros:

- v) Ábaco 2:  $\hat{v}_{C'_{rmax}} = 3,74$        $v_{C'_{rmax}} = 150$  V.  
vi) Ábaco 4:  $\hat{i}_{L'_{rp}} = 2,84$        $i_{L'_{rp}} = 10,5$  A.  
vii) Ábaco 7:  $\hat{i}_{L'_{rp1}} = 2,67$        $i_{L'_{rp1}} = 9,85$  A.  
viii) Ábaco 8:  $\hat{i}_{L'_{r5}} = 2,44$        $i_{L'_{r0}} = 8,99$  A.

Com os valores obtidos a partir dos ábacos, pode-se avaliar os valores de tensão e de corrente no conversor. Com isto é feita a escolha adequada dos componentes ressonantes e de comutação.

Com os dados de projeto, foi realizada a simulação do conversor, cujas formas de onda em alguns pontos de importância são mostradas na Fig. 3.25.

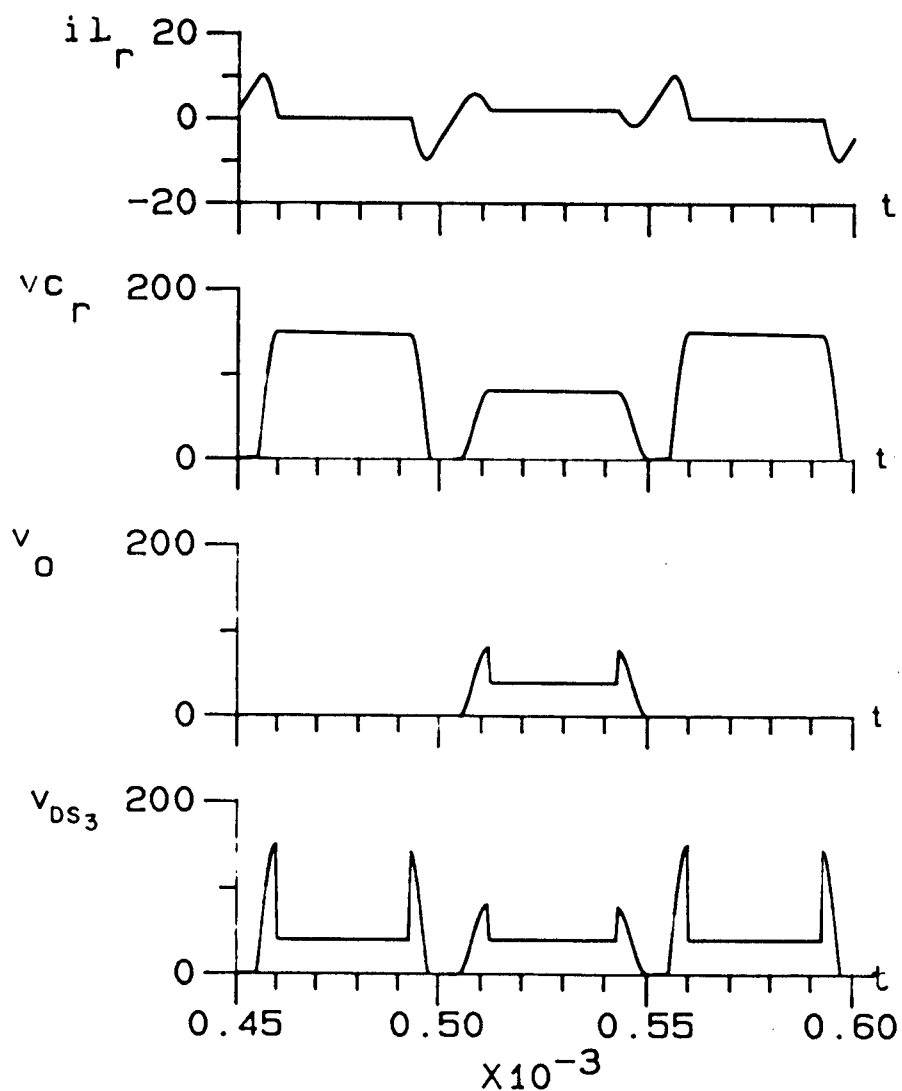


Fig. 3.25 - Resultado de Simulação do Conversor em Questão:  
a) Corrente  $i_{L_r}(t)$ , b) Tensão  $v_{C_r}(t)$ , c) Tensão na carga  $V_o$ , c) Tensão  $V_{DS3}$ .

### 3.6.4 - Resultados Experimentais

Foi realizada a montagem do conversor em estudo, com os valores e especificações de componentes utilizados no exemplo anterior. A estrutura montada é mostrada na Fig. 3.26.

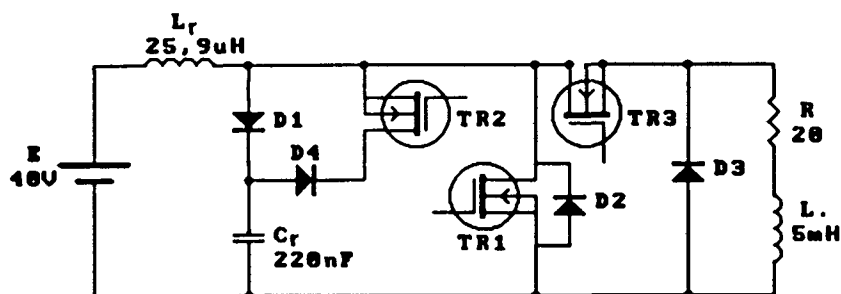


Fig. 3.26 - Esquema do Circuito Realizado.

A frequência de modulação do transistor  $T_3$  foi de 10 kHz. São mostradas formas de onda em vários pontos de importância do circuito na Fig. 3.27.

A Fig. 3.27-a mostra a forma de onda da tensão no capacitor  $C_r$  e a corrente na indutância  $L_r$ . Observa-se que, quando o transistor  $T_3$  é aberto, a corrente na indutância aumenta, carregando o capacitor com uma tensão aproximadamente 3,75 vezes o valor de  $E$ . Quando  $T_3$  fecha, a tensão no capacitor  $C_r$  é um pouco maior que  $2E$ .

A tensão  $V_{DS}$  e a corrente  $I_D$  no transistor  $T_3$  são mostradas na Fig. 3.27-b. Observa-se nitidamente que as comutações são realizadas com tensão nula  $V_{DS} = 0$ , conseqüentemente, não dissipativas. Observa-se que os transistores são submetidos a sobretensões nos momentos da comutação. As formas de onda da tensão no transistor  $T_1$  e na carga são mostradas na Fig. 3.27-c.

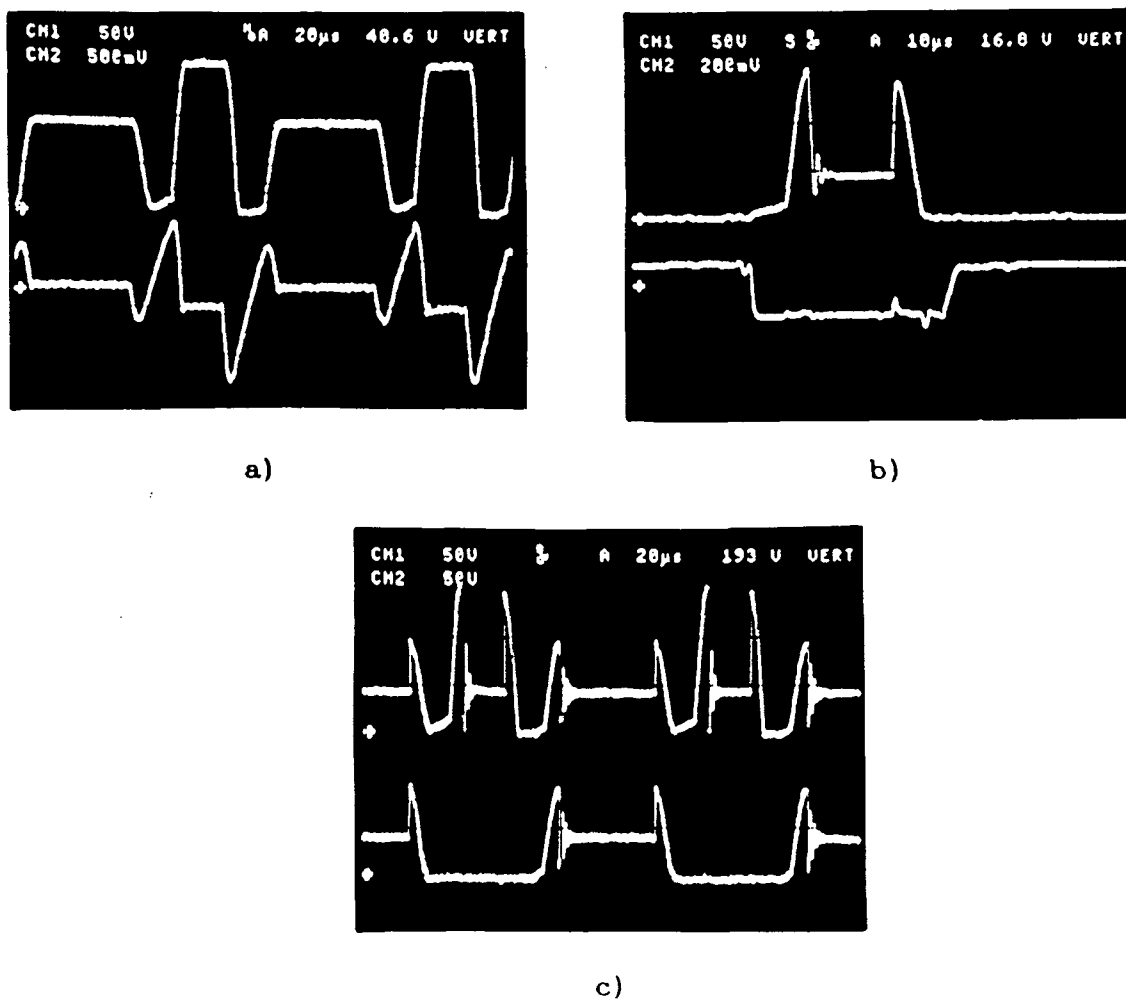


Fig. 3.27 - a)  $v_{C_r}(t)$  e  $i_{L_r}(t)$ . Escs.: 50V/div. e 2A/div.,  
 b)  $V_{DS_3}$  e  $I_{D_3}$ . Escs.: 50V/div. e 1A/div.,  
 c)  $V_{DS_1}$  e  $V_{carga}$ . Escs: 50V/div. e 50V/div.

Estas sobretensões podem ser minimizadas mediante a utilização de circuitos grampeadores passivos, como foi explicado no item 3.5, e que estão mostrados na Fig. 3.28 [14, 19, 29].

Estas sobretensões também podem ser diminuídas usando-se a técnica de um controle que predetermine a evolução da corrente na carga. Desta forma, o tempo  $\Delta t_5$  será minimizado. Consequentemente, a corrente  $i_{L_{r5}}$  no instante  $t_5$  será menor, e a tensão no capacitor  $C_r$  no instante  $t_6$  será menor também.



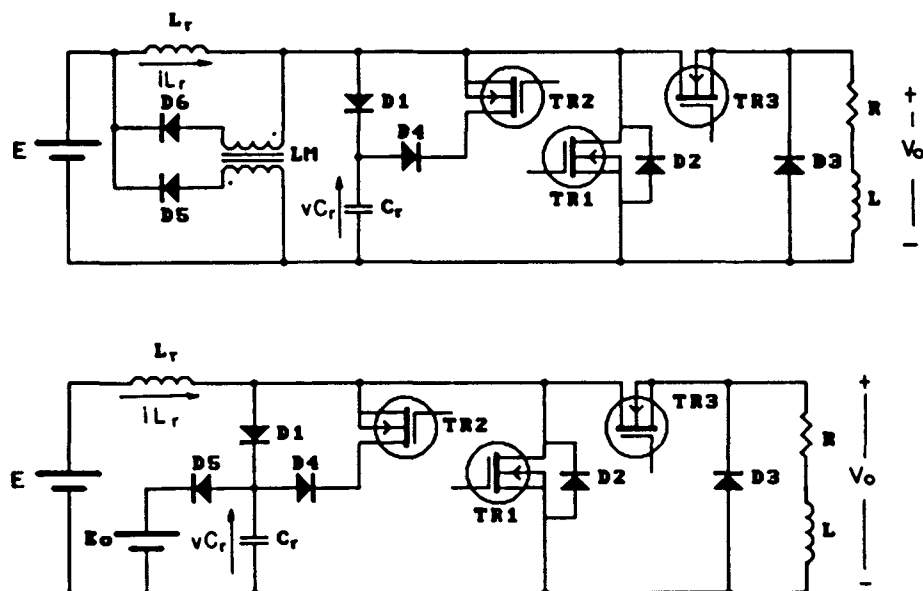


Fig. 3.28 - Conversor Buck com Barramento de Ressonante CC de Tensão com Circuito Grampeador.

São apresentadas na Fig. 3.29 as formas de onda resultantes da simulação do conversor Buck com comutação não dissipativa com circuito grampeador. O circuito grampeador atua com o valor de 2,05 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação, devido ao fato de que os componentes da simulação são ideais [26]. Portanto, o circuito ressonante apresentará um fator de amortecimento sem importância. Em um circuito real, as sobretensões serão limitadas em valores próximos de 2,4 vezes o valor da fonte de alimentação  $E$ , devido a que os componentes não são ideais, apresentando um fator de amortecimento considerável.

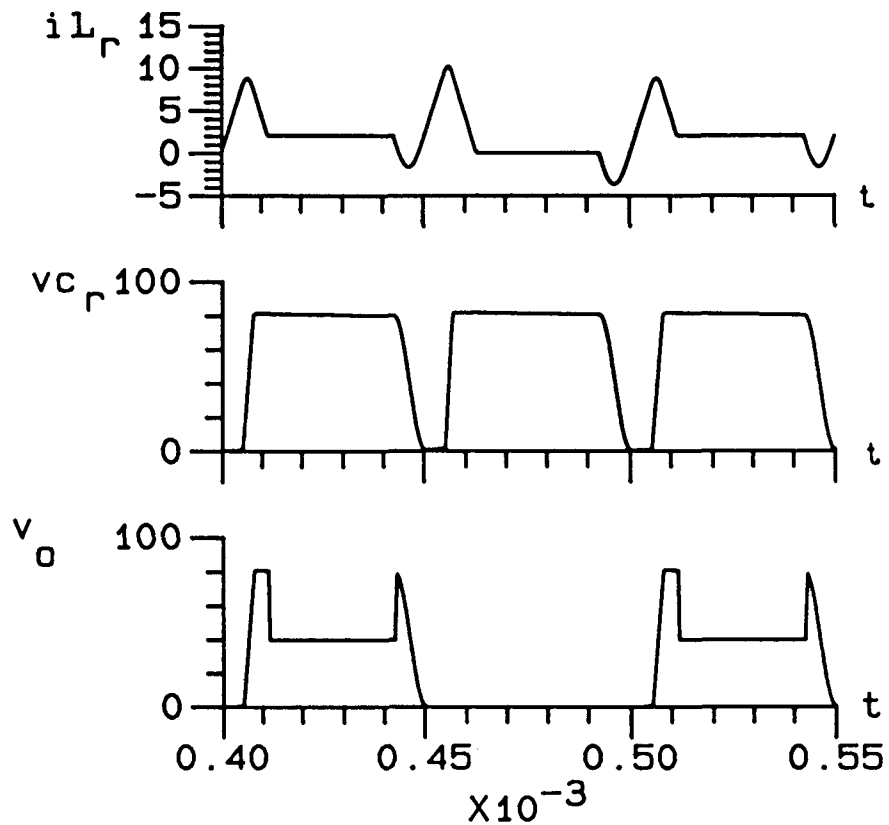


Fig. 3.29 - Forma de ondas Relevantes do Circuito da Fig. 3.28:  
 $iL_r(t)$ ,  $vC_r(t)$ ,  $v_o$ .

### 3.7 - Conclusões

Os conversores alimentados por barramento ressonante CC de tensão com interrupção do ciclo ressonante da tensão no capacitor  $C_r$ , permitem a utilização de modulação PWM, por ocorrência de sincronismo entre os instantes em que são realizadas as comutações dos interruptores do conversor e os instantes em que a tensão no barramento ressonante é nula. Conseqüentemente, as comutações são não dissipativas.

Os interruptores dos conversores com este tipo de barramento ressonante sofrem menos esforços de tensão (stresse), devido a que, os picos de tensão do circuito ressonante aparecem no começo e no fim de cada pulso de modulação. Com este circuito, supera-se o problema da modulação por largura

de pulso em ciclos integrais de ressonância (IPWM).

Com valores adequados de  $L_r$  e  $C_r$  pode-se obter picos de tensão no barramento ressonante CC pouco maiores que 2,5 vezes o valor da tensão  $E$  de alimentação.

É possível a utilização de circuitos grampeadores de tensão, de forma a recortar os picos de tensão maiores que 2,5 o valor da tensão  $E$  de alimentação, limitando as sobretensões na faixa de 2,3 à 2,5 o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. Esta limitação se dá por aspectos construtivos do circuito grampeador e as resistências associadas aos elementos do circuito ressonante (fator de amortecimento).

Não é possível se projetar um circuito grampeador passivo que recorte as sobretensões em valores menores que duas vezes o valor da fonte de alimentação  $E$ , já que se estaria retirando energia substancial do circuito ressonante, impedindo sua oscilação. Consequentemente, não ocorrerá a periódica anulação da tensão no barramento, indispensável para a realização das comutações não dissipativas.

O próximo capítulo abordará um barramento ressonante CC de tensão que limita as sobretensões na faixa de 1,2 a 1,4 vezes o valor da tensão da fonte de alimentação  $E$ . Não se trata de um circuito grampeador. O princípio de funcionamento está baseado na utilização de um capacitor ressonante não-linear.

## CAPÍTULO 4

### CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM CAPACITOR RESSONANTE NÃO-LINEAR E COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA TENSÃO $v_{Cr}$ .

#### 4.1 - Introdução

Os conversores com barramento ressonante CC de tensão trabalham com comutação suave (soft switching). Isto os torna interessantes em aplicações industriais com potências de 1 a 60 kW, operando em frequências de 20 a 60 kHz.

Os referidos conversores tem sido abordados em capítulos anteriores, mostrando vantagens em suas aplicações. Mas, apresentam algumas particularidades, que poderiam fazê-los inconvenientes por motivos mencionados a seguir.

O barramento ressonante CC de tensão simplificado, opera com a tensão  $v_{Cr}$  do circuito ressonante maior que 2,5 vezes o valor da tensão da fonte de alimentação E. Este barramento ressonante trabalha com modulação por largura de pulso em ciclos integrais de ressonância (IPWM - Integral Pulse Width Modulation) [13]. Os interruptores do conversor são submetidos a esforços de tensão (stresse) durante o tempo de duração de um pulso de modulação, sendo que só há necessidade de ressonância no começo e no final de cada pulso de modulação, a fim de realizar as comutações não-dissipativas.

A modulação IPWM tem dificuldades na eliminação ou diminuição das harmônicas de baixa ordem [20, 22, 27]. Estratégias de modulação mais complexas foram propostas para a resolução deste problema [20, 22, 27]. A modulação PWM elimina as harmônicas de baixa ordem sem dificuldades [35, 36, 37, 38].

O barramento ressonante CC de tensão com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{Cr}$  permite a utilização de modulação PWM, obtendo-se a eliminação das harmônicas de baixa ordem. A ressonância é controlada, de modo que ocorra no começo e no final de cada pulso de modulação [19, 27]. Mas,

apresenta como principal inconveniente os picos de tensão  $v_{C_r}$  maiores que 2,5 o valor da fonte de alimentação  $E$  [19, 20, 27, 31, 32, 33, 34].

A utilização de circuitos grampeadores de tensão passivos permitem recortar os picos de tensão maiores que 2,5 vezes o valor da fonte  $E$  de alimentação, limitando as sobretensões na faixa de 2,2 à 2,4 o valor da fonte  $E$  de alimentação [14, 19, 29].

O barramento ressonante CC de tensão simplificado com grampeador ativo [14], permite a redução dos picos de tensão aproximadamente de 2,5 para valores na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte de alimentação  $E$ . Este barramento ressonante trabalha com modulação PWM em ciclos integrais de ressonância [39, 40, 41, 42]

O barramento ressonante CC de tensão com circuito grampeador ativo e com sincronização à modulação PWM, está mostrado na Fig. 4.1 [43]. Este barramento permite que as sobretensões nos interruptores do inversor também fiquem limitados na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte de alimentação  $E$ . Possibilita, também a sincronização das comutações dos interruptores do inversor com os instantes de anulação da tensão no barramento ressonante [43, 44, 45].

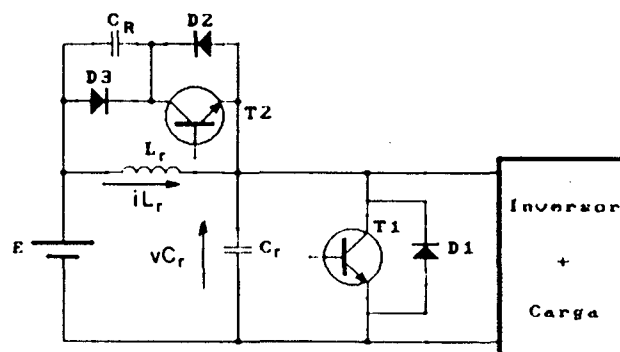


Fig. 4.1 - Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com grampeador ativo e sincronização.

Este circuito de barramento ressonante realiza a transferência de energia da fonte de alimentação  $E$  para a carga através do diodo  $D_3$  e do transistor  $T_2$ , provocando perdas por condução nestes interruptores, podendo ser inconveniente em algumas aplicações onde sejam necessárias potências elevadas. A simulações deste circuito esta no anexo A1.

No presente capítulo é apresentado o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$  [46, 47, 48].

Este circuito permite a limitação das sobretensões na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte  $E$  de alimentação, pela utilização de um capacitor ressonante não-linear. Ainda este circuito permite a utilização de modulação PWM. A técnica consiste na interrupção do ciclo de ressonância da tensão por meio de interruptores auxiliares [46, 47, 48]. Desta forma, podem ser resolvidos os inconvenientes das estruturas vistas anteriormente.

O princípio de operação e a análise teórica da topologia serão apresentados, bem como a metodologia e exemplo de projeto. O protótipo construído comprova experimentalmente o princípio de funcionamento, e os resultados serão apresentados neste capítulo.

#### 4.2 - Princípio de Operação

O circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor não-linear e com interrupção da tensão ressonante  $v_{C_r}$  é mostrado na Fig. 4.2.

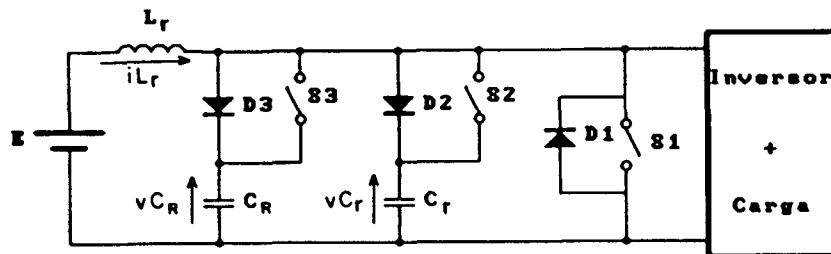


Fig. 4.2 - Barramento de Tensão-CC Ressonante com Capacitor Não-Linear, e com interrupção do Ciclo Ressonante.

Neste circuito, o valor do capacitor ressonante é modificado durante um ciclo de operação, de forma que trabalhe com dois valores de capacitor ressonante. Assim,  $C_r$  corresponde ao capacitor ressonante principal e o outro  $C$  corresponde ao paralelo dos capacitores  $C_r$  com  $C_R$ . Com esta técnica obtém-se diminuição dos picos de tensão nos interruptores. A sincronização da oscilação do barramento ressonante CC de tensão com a modulação PWM do inversor é obtida pela interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$ .

As funções dos interruptores do circuito da Fig. 4.2 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.
- $S_2$  provê a interrupção do ciclo ressonante da tensão do capacitor ressonante, permitindo a sincronização com a modulação PWM.
- $S_3$  permite desligar o capacitor  $C_R$  em paralelo com  $C_r$ , em um determinado valor de tensão  $v_{C_R}$ . Com isto, obtém-se um capacitor equivalente não-linear ( $C = C_r + C_R$ ), possibilitando a redução dos picos de tensão.

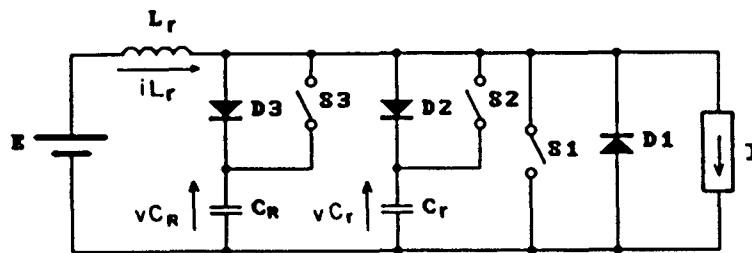


Fig. 4.3 - Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não-Linear e com Interrupção da tensão  $v_{C_r}$ .

O princípio de operação é descrito considerando-se o circuito da Fig. 4.3. As etapas de funcionamento estão representadas na Fig. 4.4 e as formas de onda relevantes do circuito são mostradas na Fig. 4.5.

Para descrever o princípio de operação e para posteriormente realizar a análise matemática são feitas as seguintes considerações:

- a) Todos os componentes são ideais;
- b) A fonte de tensão é constante e livre de ondulação;
- c) O indutor de carga é muito maior que o indutor ressonante, e pode ser considerado como uma fonte de corrente  $I$  constante durante os instantes de comutação.

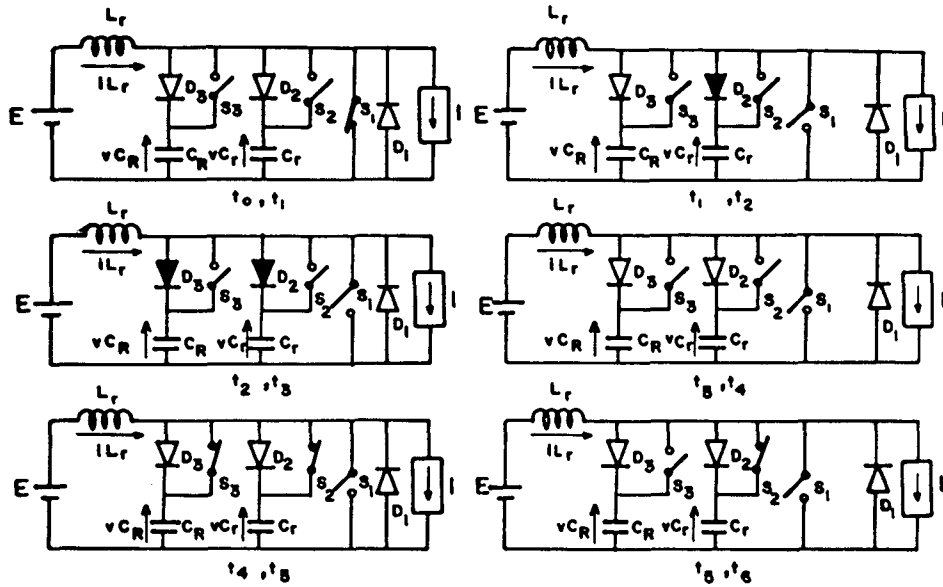


Fig. 4.4 - Etapas de operação do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não-Linear e com Interrupção da Tensão  $v_{C_r}$

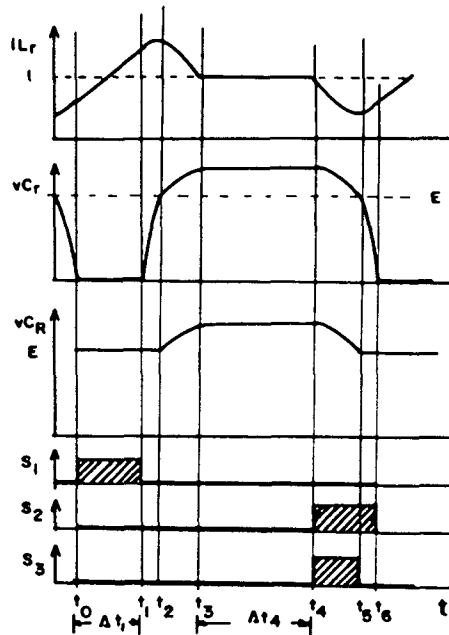


Fig. 4.5 - Formas de onda relevantes do circuito da Fig. 4.3.

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

No instante  $t_0$ , a tensão no capacitor  $C_r$  é nula e o interruptor  $S_1$  é habilitado a conduzir. Através do diodo  $D_1$  circula a corrente  $i_{D_1} = I - i_{L_r}(t)$ ,



até o instante em que  $iL_r(t) = I$  quando  $S_1$  conduz a corrente  $iL_r(t)$ . No instante  $t_1$  a corrente na indutância é  $iL_r(t_1) = iL_{r1}$ . Esta etapa termina no instante  $t_1$ , com a abertura do interruptor  $S_1$ .

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

Com a abertura de  $S_1$ , a corrente  $iL_r(t)$  é desviada para o capacitor  $C_r$  através o diodo  $D_2$ , carregando-se com uma tensão pouco maior que  $E$ . O diodo  $D_3$  permanece bloqueado até o instante em que  $vC_r(t) = E$ . A frequência de ressonância neste intervalo de operação é  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_r \cdot C_r}$  e a impedância característica é:  $Zn_0 = \sqrt{L_r / C_r}$ .

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

Quando  $vC_r(t_2) = E$ , o diodo  $D_3$  entra em condução. Desta maneira, os dois capacitores ressonantes associam-se em paralelo. A frequência de ressonância é modificada para  $\omega_r = 1 / \sqrt{L_r \cdot C}$  e a impedância característica para  $Zn = \sqrt{L_r / C}$ , sendo que  $C = C_r + C_R$ .

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

Nesta etapa, a tensão nos capacitores permanecem com o valor máximo de tensão  $vC_{rmax}$ . A corrente que circula pelo indutor ressonante  $L_r$  é  $I$ . A duração desta etapa é controlada pela largura de pulso da modulação. a mesma termina com o fechamento simultâneo dos interruptores  $S_2$  e  $S_3$ .

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

Dando seqüência a etapa ressonante II-A, no instante  $t_4$  os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são fechados, ocasionando, simultaneamente, a descarga dos capacitores  $C_r$  e  $C_R$ , até o momento em que  $vC_R = E$ , quando  $S_3$  é aberto.

f) 6ª etapa: Etapa Ressonante I-B,  $(t_5, t_6)$ .

Com o bloqueio do interruptor  $S_3$ , o capacitor  $C_R$  é desligado do circuito. O circuito ressonante sofre uma modificação nos valores da frequência de ressonância e da impedância característica, voltando respectivamente para  $\omega_0$  e  $Zn_0$ . Esta etapa termina quando a tensão  $vC_r$  é igual à zero.

### 4.3 - Análise do Circuito

A análise do circuito mostrado na Fig. 4.2, é feita considerando-se as seis etapas de operação:

Durante o intervalo de tempo  $(t_0, t_1)$ , o modelo é representada pelas seguintes equações:

$$vC_r(t_0) = E \quad (4.1)$$

$$vC_r(t_0) = 0 \quad (4.2)$$

$$iL_r(t) = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} t \quad (4.3)$$

$$iL_{r1} = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} (t_1 - t_0) = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} \Delta t_1 \quad (4.4)$$

A duração desta etapa, esta definida pela Eq. 4.5:

$$\Delta t_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{(iL_{r1} - iL_{r0})}{E} \frac{1}{\omega_0} \quad (4.5)$$

O intervalo de tempo  $(t_1, t_2)$  é representado pelas seguintes equações:

$$vC_r(t) = E(1 - \cos \omega_0 t) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} - I) \sin \omega_0 t \quad (4.6)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} - I) \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (4.7)$$

A duração desta etapa de operação é:

$$t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_0} \left[ \pi + \text{tg}^{-1} \frac{Zn_0 (iL_{r1} - I)}{E} \right] = \Delta t_2 \quad (4.8)$$

onde:  $Zn_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  e  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

Durante o intervalo de tempo  $(t_2, t_3)$ , as equações que descrevem o circuito são:

$$vC_r(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r2} - I) \text{ sen } \omega_r t \quad (4.9)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r2} - I) \text{ cos } \omega_r t \quad (4.10)$$

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

A duração desta etapa é dada pela Eq. 4.11.

$$t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_r} \frac{\pi}{2} = \Delta t_3 \quad (4.11)$$

O valor da tensão máxima no barramento de tensão ressonante é dada pela Eq. 4.12.

$$vC_{rmax} = E + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r2} - I) \quad (4.12)$$

Durante o intervalo  $(t_3, t_4)$ , o estado das variáveis  $vC_r$ ,  $vC_R$  e  $iL_r$  permanecem constantes.

A evolução do circuito durante o intervalo de tempo  $(t_4, t_5)$  é representada pela equações seguintes:

$$vC_r(t) = E + (vC_{rmax} - E) \text{ cos } \omega_r t \quad (4.13)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C}} I + (vC_{rmax} - E) \text{ sen } \omega_r t \quad (4.14)$$

A duração desta etapa é definida pela Eq. 4.15.

$$t_5 - t_4 = \frac{1}{\omega_r} \frac{\pi}{2} = \Delta t_5 \quad (4.15)$$

O intervalo de tempo  $(t_5, t_6)$  é representado pelas seguintes expressões:

$$vC_r(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} - I) \text{ sen } \omega_0 t \quad (4.16)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} - I) \text{ cos } \omega_0 t \quad (4.17)$$

O instante final é definido pela Eq. 4.18.

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1} \left[ \frac{E}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} - I)} \right] \quad (4.18)$$

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

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_{r6} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} - I) \text{ cos } \omega_0 t \quad (4.19)$$

O plano de fase deste circuito está representado na Fig 4.6.

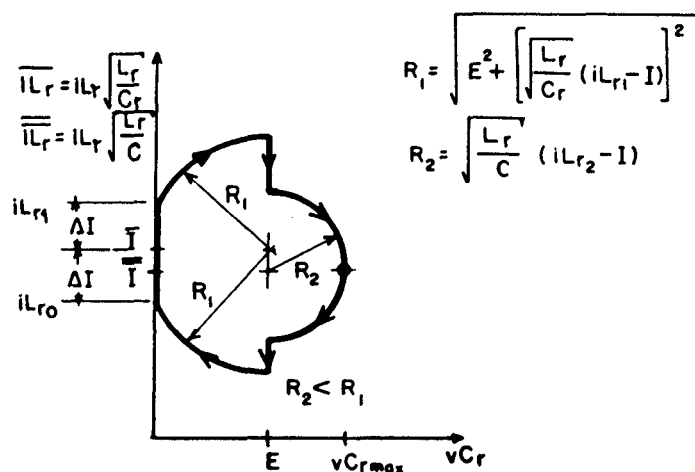


Fig. 4.6 - Plano de Fase do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não-Linear e com interrupção da tensão  $vC_r$ .

#### 4.4 - Metodologia e Exemplo de Projeto

Por análise matemática e procedimentos numéricos, foram obtidas as curvas representadas nas Figs. 4.7 e 4.8. As variáveis e parâmetros envolvidos são definidos como segue:

$\frac{vC_{rmax}}{E}$  - é a razão entre a máxima tensão no barramento de tensão ressonante e a fonte de alimentação E.

$a = \frac{C_R}{C_r}$  - é a razão entre os dois capacitores ressonantes.

$\frac{\Delta t_1}{T_0}$  - é a razão entre a duração da etapa linear ( $\Delta t_1$ ) e o período ressonante ( $T_0 = 1/f_0$ ).

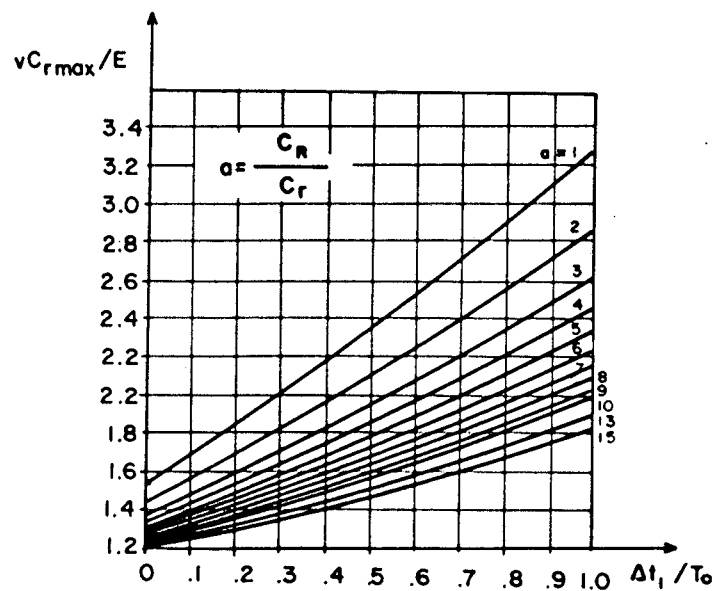


Fig. 4.7 -  $vC_{rmax}/E$  como função de  $\Delta t_1/T_0$ , tomando  $C_R/C_r$  como parâmetro.

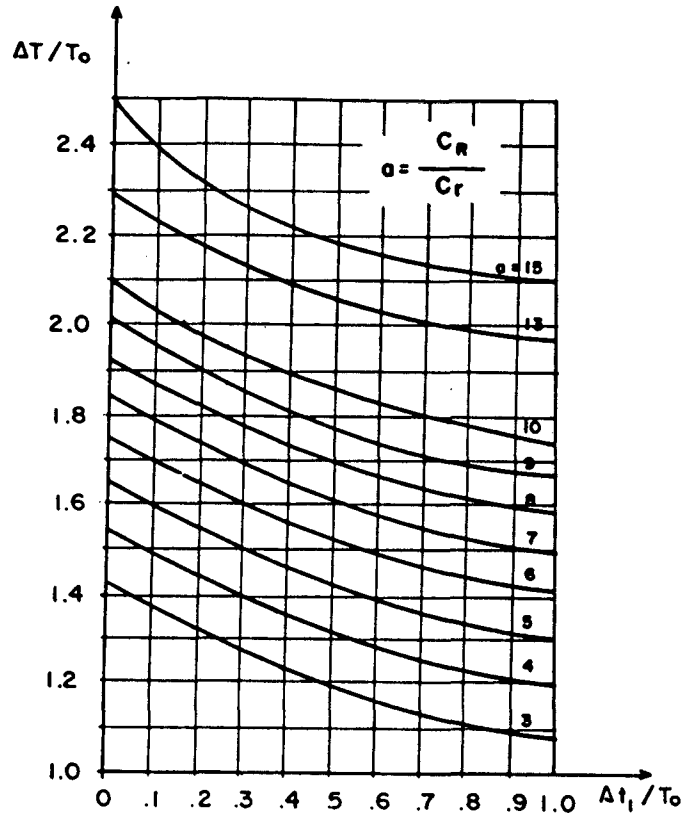


Fig. 4.8 -  $\Delta T/T_0$  como função de  $\Delta t_1/T_0$ , tomando  $C_R/C_r$  como parâmetro.  
Sendo:  $\Delta T = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_5 + \Delta t_6$

Deve-se considerar o tempo da menor largura de pulso da modulação PWM ( $T_{\min}$ ) para realizar a escolha da frequência de ressonância, a fim de que o tempo  $T_{\min}$  não seja afetado pelo tempo de duração das etapas ressonantes.

Para ilustrar a aplicação das curvas, um exemplo de projeto é dado a seguir:

a) Os dados de entrada incluem a relação  $vC_{r\max}/E$ , à menor largura de pulso da modulação PWM que é  $T_{\min}$ .

Escolhe-se  $vC_{r\max}/E = 1,6$  e  $T_{\min} = 13 \mu s$ .

b) Escolhendo  $T_0$  como:

$$T_0 \leq \frac{T_{\min}}{3} = \frac{13}{3} = 4,3 \mu s$$

c) Toma-se  $\frac{\Delta t_1}{T_0} = 0,3$

d) O intervalo de tempo  $\Delta t_1$  é aproximadamente  $1,3 \mu\text{s}$ .

e) Através das curvas da Fig. 4.7, com os valores de  $\frac{\Delta t_1}{T_0}$  e  $\frac{vC_{r\max}}{E}$ ,

obtem-se:

$$a = \frac{C_R}{C_r} = 5$$

f) Toma-se o valor de  $L_r = 40 \mu\text{H}$ . e com a expressão:

$$T_0 = 2\pi\sqrt{L_r C_r} \text{ o valor de } C_r \text{ é obtido: } C_r = 10 \text{ nF.}$$

g) O valor de  $C_R = a C_r$ , assim:  $C_R = 50 \text{ nF}$ .

h) Através das curvas da Fig. 4.8, o valor total dos tempos ressonantes é igual a  $\Delta T = 5,76 \mu\text{s}$ ., que é menor que o tempo  $T_{\min}$ . Desta forma verifica-se que o tempo total de ressonância não é maior que o tempo de duração do menor pulso de modulação de um período da modulação PWM.

A Fig. 4.9 mostra o circuito implementado para o programa de simulação SACEC [26]. Simulação completa esta no anexo A2.

Os resultados da simulação são apresentados na Fig. 4.9. Os valores dos componentes utilizados para a simulação são:

$C_r = 10 \text{ nF}$ ,  $C_R = 47 \text{ nF}$ ,  $L_r = 40 \mu\text{H}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 40 \text{ mH}$ .,  $f_s = 110 \text{ kHz}$ .  
 $f_0 = 251 \text{ kHz}$ .,  $E = 220 \text{ V}$ .

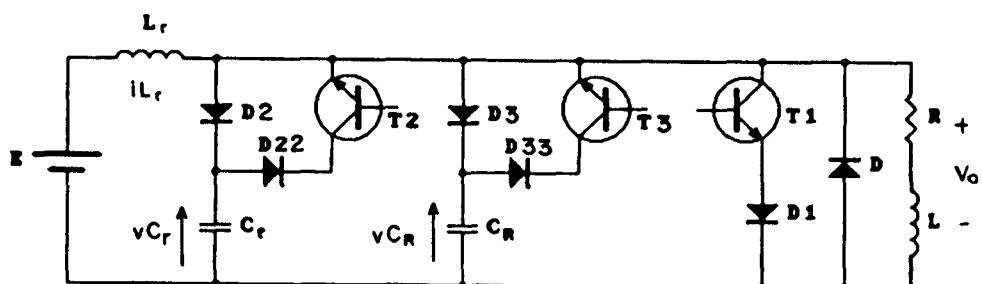


Fig. 4.9 - Circuito básico do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não Linear e com Interrupção da Tensão  $vC_r$ .

A Fig. 4.10 mostra as formas de onda do circuito ressonante:  $iL_r$ ,  $vC_r$ ,  $vC_R$ , e a tensão na carga  $V_o$ , resultantes da simulação. Nota-se nas formas de onda da corrente  $iL_r$  e da tensão na carga  $V_o$  a interrupção do ciclo ressonante. Também observa-se que o valor das sobretensões é menor que o valor existente no caso de não ter sido utilizado o capacitor ressonante não linear.

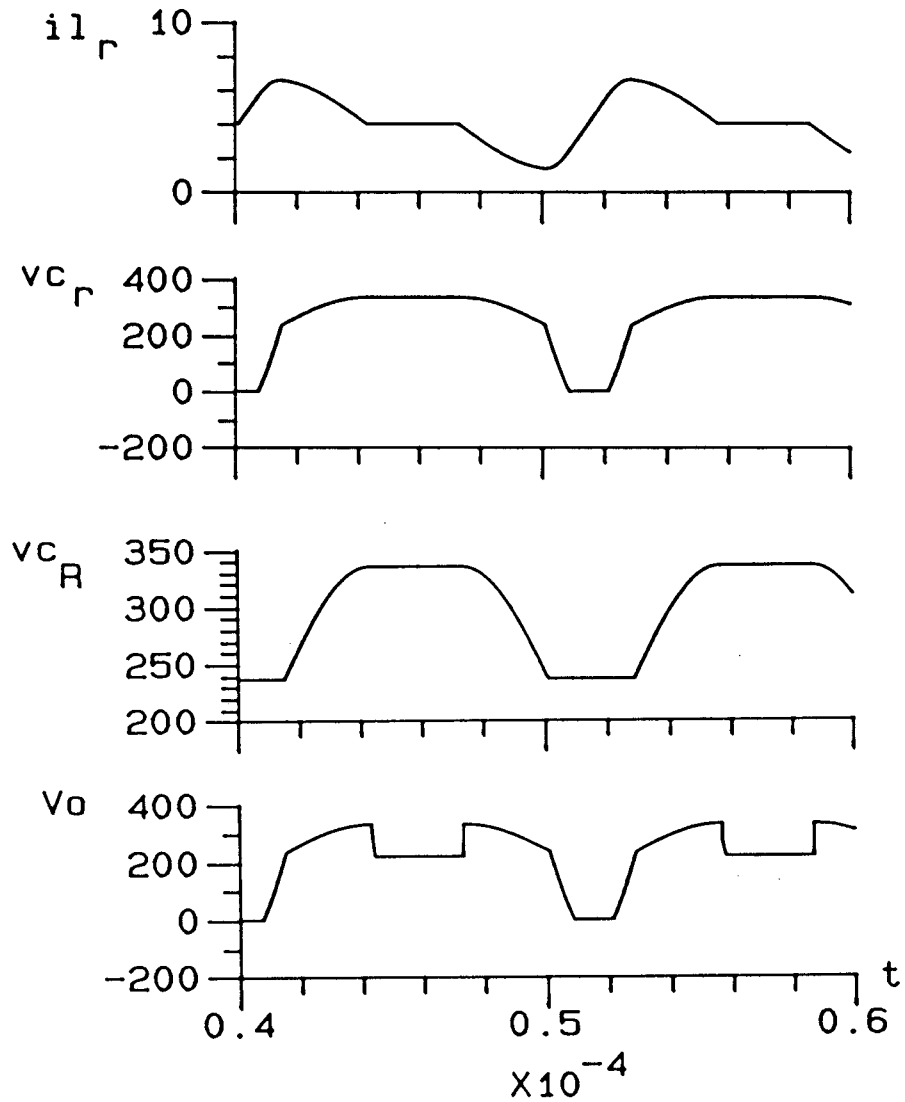


Fig. 4.10 - Formas de onda relevantes do circuito da Fig. 4.9. Resultantes da simulação.



#### 4.5 - Resultados Experimentais do Circuito Básico do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão $v_{Cr}$ .

Com a finalidade de se verificar experimentalmente o princípio de operação e o modelo, um circuito com sincronização e capacitor ressonante não-linear foi implementado e testado em laboratório. A Fig. 4.11 mostra o referido circuito.

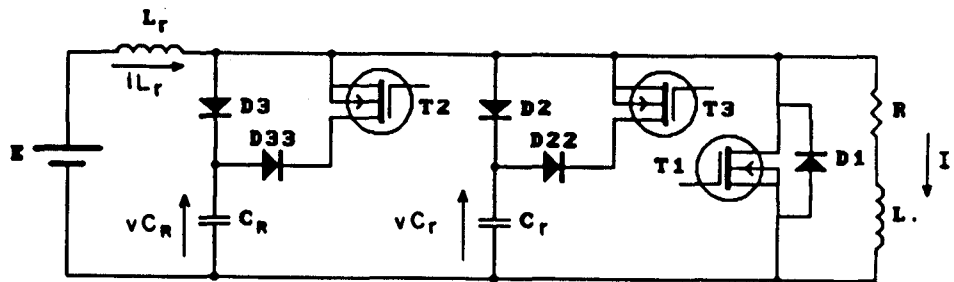


Fig. 4.11 - Diagrama do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção da Tensão  $v_{C_r}$ .

Os seguintes componentes foram utilizados na implementação do circuito:  
 $C_r = 10$  nF,  $C_R = 47$  nF,  $L_r = 40$   $\mu$ H,  $R = 35$   $\Omega$ ,  $L = 13,5$  mH.,  $E = 50$  V,  
 $T_1 = T_2 = T_3$ : BUZ 353 (Siemens),  $D_1 = D_2 = D_3$ : MUR 1540 (Motorola).  
 A frequência de modulação foi de 140 kHz.

A Fig. 4.12.a mostra a operação do barramento ressonante CC de tensão com capacitor não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$ , operando com ciclos integrais de ressonância. Observa-se que as sobretensões estão na faixa de 1,6 vezes o valor da tensão da fonte  $E$  de alimentação.

A Fig. 4.12.b ilustra as formas de onda do circuito de barramento ressonante em questão, operando com modulação por largura de pulso. Observa-se que há interrupção do ciclo ressonante da tensão  $v_{C_r}$ .

Para ambas operações de funcionamento, as comutações do conversor serão realizadas nos instantes de anulação da tensão no barramento ressonante.

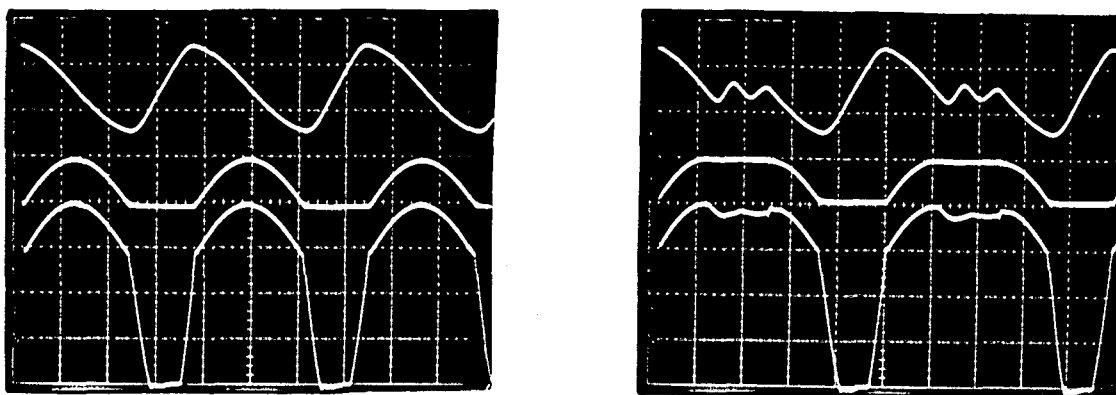


Fig. 4.12 - Formas de Onda do Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão  $vC_r$ .

a) sem sincronização,                      b) com sincronização

Corrente no Indutor Ressonante  $iL_r$  (1A/div).,

Tensão no capacitor Ressonante  $vC_r$  (20V/div).,

Tensão no capacitor Ressonante  $vC_r$  (20V/div).

Escala de tempo:  $2\mu\text{s}/\text{div}$

#### 4.6 - Conclusões

A importância da utilização do capacitor ressonante não-linear nos conversores com barramento ressonante CC de tensão, se dá em permitir a redução dos picos de tensão sobre os interruptores do conversor. As comutações são não dissipativas.

O circuito em questão, quando comparado com os circuitos de barramento ressonante CC de tensão simplificado (cap. 2), ou com o circuito de barramento ressonante CC de tensão com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  (cap. 3), apresenta-se mais vantajoso, uma vez que estes barramentos ressonantes CC de tensão operam com tensão ressonante  $vC_r$  maior que 2,5 vezes o valor da fonte E de alimentação. Estes barramentos podem ainda ter reduzidas suas sobretensões maiores que 2,5 para valores na faixa

de 2,3 à 2,4 vezes o valor da tensão  $E$  de alimentação, pela utilização do circuito grampeador passivo. O circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não linear e com interrupção da tensão  $vC_r$ , permite a redução das sobretensões para valores na faixa de 1,2 à 1,6 vezes o valor da fonte  $E$  de alimentação.

Através dos comandos adequados dos interruptores, associados aos capacitores ressonante  $C_r$  e  $C_R$ , é possível obter-se um sincronismo com as comutações dos interruptores do inversor com modulação PWM, sendo que a única restrição está no fato de que os tempos de ressonância são os mínimos possíveis. Com isto não interferirão na resolução dos pulsos de modulação PWM. Com este tipo de barramento ressonante, é possível a eliminação ou diminuição das harmônicas de baixa ordem.

Este aspecto é bastante vantajoso quando comparado ao circuito de barramento ressonante CC simplificado (cap. 2), pois este circuito trabalha com modulação por largura de pulso em ciclos integrais de ressonância, sendo que com este tipo de modulação poderão aparecer harmônicas de baixa ordem na carga do inversor. Por outro lado, os interruptores do conversor estão submetidos a vários períodos de tensão  $vC_r$  ( com picos de tensão maior que 2,5 vezes o valor da fonte  $E$  de alimentação) durante o tempo de duração do pulso de modulação. A vantagem está no fato de que haverá um período de ressonância completo por cada pulso de modulação.

O barramento ressonante CC de tensão com capacitor não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , quando comparado ao barramento de tensão ressonante CC com circuito grampeador ativo e com sincronização, apresenta como desvantagem a utilização de um interruptor auxiliar em série com o capacitor ressonante  $C_r$ . Consequentemente, haverá circuitos adicionais para o acionamento deste interruptor. A corrente eficaz nestes interruptores auxiliares é baixa. Mas, apresenta como vantagem principal, a não utilização de interruptores auxiliares em paralelo com o indutor ressonante, como no caso do barramento ressonante com grampeador ativo. Os interruptores auxiliares causam perdas por condução, podendo restringir sua aplicação onde se requerem potências elevadas. Ambos barramentos ressonantes operam com sobretensões na faixa de 1,2 à 1,6 vezes o valor da fonte  $E$  de alimentação.

## CAPÍTULO 5

### CIRCUITO DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO COM CAPACITOR RESSONANTE NÃO-LINEAR E COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA CORRENTE $iL_r$

#### 5.1 - Introdução

O capítulo anterior abordada o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , o qual permite operar com picos da tensão ressonante na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte E de alimentação, pela utilização do capacitor ressonante não-linear. Este barramento possibilita a utilização de modulação PWM mediante a interrupção do ciclo de ressonância da tensão por meio de interruptores auxiliares ligados aos capacitores ressonantes e convenientemente controlados.

No presente capítulo, é apresentado um circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$  [49], mostrado na Fig. 5.1.

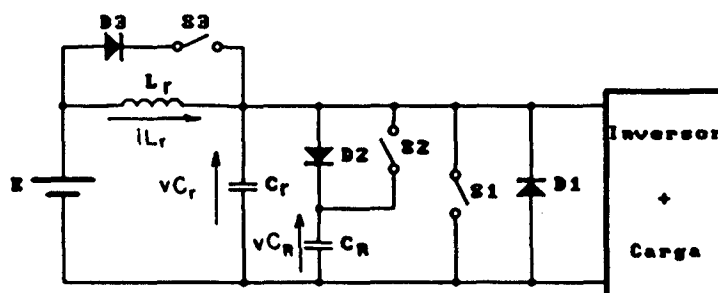


Fig. 5.1 - Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não-Linear e com Interrupção do Ciclo da Corrente  $iL_r$ .

O circuito de barramento ressonante em questão permite que os picos da tensão ressonante  $vC_r$  também fiquem dentro da faixa de 1,2 à 1,4 vezes o

valor da fonte  $E$  de alimentação, pela utilização do capacitor ressonante não-linear. Possibilita o emprego da modulação PWM [49,50], devido ao fato de que é feita a interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$  pela utilização de interruptores auxiliares, ligados em paralelo ao indutor  $L_r$ . Através destes interruptores auxiliares, em determinada etapa de funcionamento, faz-se o desvio da corrente da fonte de tensão  $E$  de alimentação para a carga, causando perdas por condução. Por este motivo, este circuito é menos vantajoso que o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção da tensão  $vC_r$ .

O barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção da corrente  $iL_r$ , pode ser utilizado em um inversor para aplicação em um sistema de fornecimento de energia ininterrupta (UPS) [51].

As especificações importantes de uma UPS preconizam a distorção harmônica total, a resposta do sistema alimentando cargas não-lineares, a eficiência do sistema, a interferência eletromagnética do conversor e a isolamento entrada-saída [52, 53]. Um aspecto importante nas UPS é relativo ao desempenho do conversor. Isto está relacionado diretamente ao tipo de conversor e à estratégia de modulação utilizada.

A carga usual para o inversor de um UPS é a não-linear, que é composta por um retificador e um filtro de saída capacitivo, o qual extrai uma corrente com elevado conteúdo harmônico e com fator de potência aproximadamente de 0,65 [54, 55].

Estas harmônicas de corrente causam queda de tensão harmônica através do indutor do filtro de saída e, conseqüentemente, uma distorção na tensão de saída.

O método de reduzir a distorção da tensão de saída consiste em utilizar um filtro de saída com baixo valor de indutância, de modo que a impedância para a mais significativa harmônica da corrente de carga seja próxima a zero.

Esta condição pode ser satisfeita por um inversor operando em alta frequência, utilizando modulação PWM [43, 45, 46, 47, 48, 49, 50] para eliminar ou reduzir as harmônicas de tensão de baixa ordem e as harmônicas de ordem maior através do filtro  $L_r, C_r$  de entrada. Assim, o filtro pode realizar duas funções simultaneamente: a de prover alta impedância à harmônica de tensão gerada pelo inversor; e, uma impedância muito pequena à harmônica de corrente introduzida pela carga. A Fig. 5.2 mostra o esquema de um inversor alimentando uma carga não-linear e seu correspondente circuito equivalente.

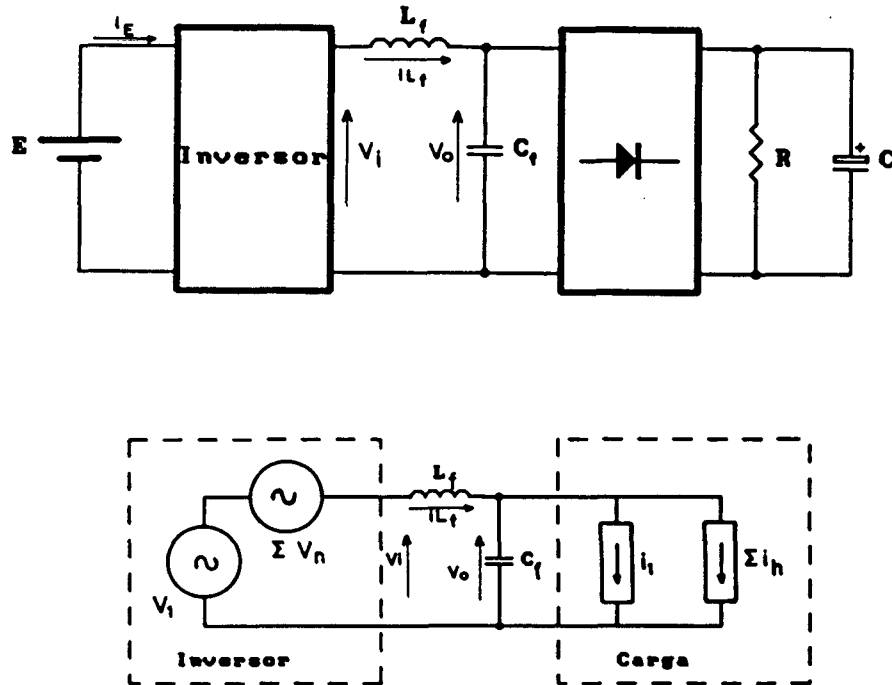


Fig. 5.2 - a) Inversor alimentando uma carga não-linear,  
 b) Circuito equivalente.

O baixo valor de  $L_f$  faz com que a corrente  $i_{L_f}$  assumam valores negativos instantâneos no barramento ressonante CC de tensão ou na fonte de tensão  $E$ . Esta corrente negativa não causa qualquer dificuldade em um inversor PWM convencional. No referido caso, isto contribui para aumentar substancialmente os picos de tensão no barramento ressonante CC de tensão do inversor e, conseqüentemente, nos interruptores [16]. O capacitor ressonante não-linear pode limitar as sobretensões em valores menores que duas vezes o valor da fonte  $E$  de alimentação.

No presente capítulo, o princípio de operação, a análise matemática para carga com corrente constante e para carga não-linear serão realizados. Metodologias e exemplos de projetos serão efetuados para os dois casos de carga. É feito um protótipo para comprovação do princípio de operação.

## 5.2 - Princípio de Operação

Para descrever o princípio de operação, e para posteriormente realizar a análise matemática das etapas de funcionamento do circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor não-linear e com interrupção do ciclo da corrente  $iL_r$  mostrado na Fig. 5.3, são feitas as seguintes considerações:

- todos os componentes são ideais;
- a fonte de tensão é constante e livre de ondulação;
- o indutor de carga é muito maior que o indutor ressonante, e pode ser considerado, durante os instantes de comutação, como uma fonte de corrente  $I$  constante.

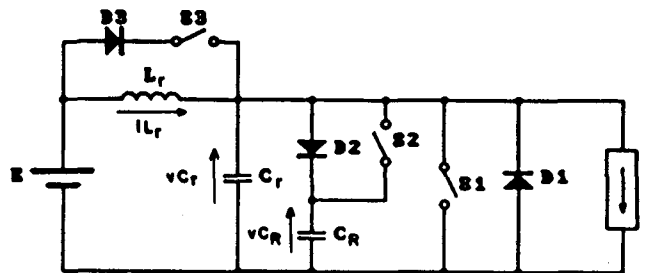


Fig. 5.3 - Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não-Linear, e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente  $iL_r$ .

Neste circuito, o valor do capacitor ressonante é alterado pela comutação dos interruptores  $D_2$  e  $S_2$ , associando os capacitores  $C_R$  e  $C_r$  em paralelo durante o período de funcionamento. Com o aumento do valor do capacitor ressonante, a energia armazenada no indutor carrega-o com um valor menor que duas vezes o valor da fonte  $E$  de alimentação. Desta forma, os picos de tensão nos interruptores do inversor são diminuídos.

As funções dos interruptores do circuito da Fig. 5.3 são:

- $S_1$  provê o armazenamento da energia no indutor  $L_r$ , necessária para sustentar as oscilações 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.
- $S_2$  permite desligar o capacitor  $C_R$  do paralelo com  $C_r$  em um determinado valor de tensão  $vC_R$ . Com isto, obtém-se um capacitor equivalente não-linear  $C = C_r + C_R$ , permitindo uma redução do "stress" de tensão.
- $S_3$  provê a interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , permitindo a

sincronização com a modulação PWM.

O princípio de operação é descrito considerando-se o circuito da Fig. 5.3. As etapas de funcionamento são representadas na Fig. 5.4 e as formas de onda mais representativas são mostradas na Fig. 5.5.

São definidas seis etapas de funcionamento:

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

Quando a tensão no capacitor  $C_r$  é nula, o interruptor  $S_1$  entra em condução. A corrente no indutor no instante  $t_0$  é  $i_{L_r}(t_0) = i_{L_{r0}}$ . O diodo  $D_1$  conduz uma corrente  $i_{D_1} = I - i_{L_r}(t)$ , até o instante em que  $i_{L_r}(t) = I$ . A corrente  $i_{L_r}(t)$  passa a circular através de  $S_1$ . No instante  $t_1$ ,  $i_{L_r}(t_1) = i_{L_{r1}}$ . Esta etapa termina no instante  $t_1$ , com a abertura do interruptor  $S_1$ .

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

Com a abertura de  $S_1$ , a corrente  $i_{L_r}(t)$  é desviada para o capacitor  $C_r$ . O diodo  $D_2$  permanece bloqueado até o instante em que  $v_{C_r}(t) = E$ . A frequência de ressonância nesta etapa é  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_r C_r}$  e a impedância característica é:  $Z_{n_0} = \sqrt{L_r / C_r}$ .

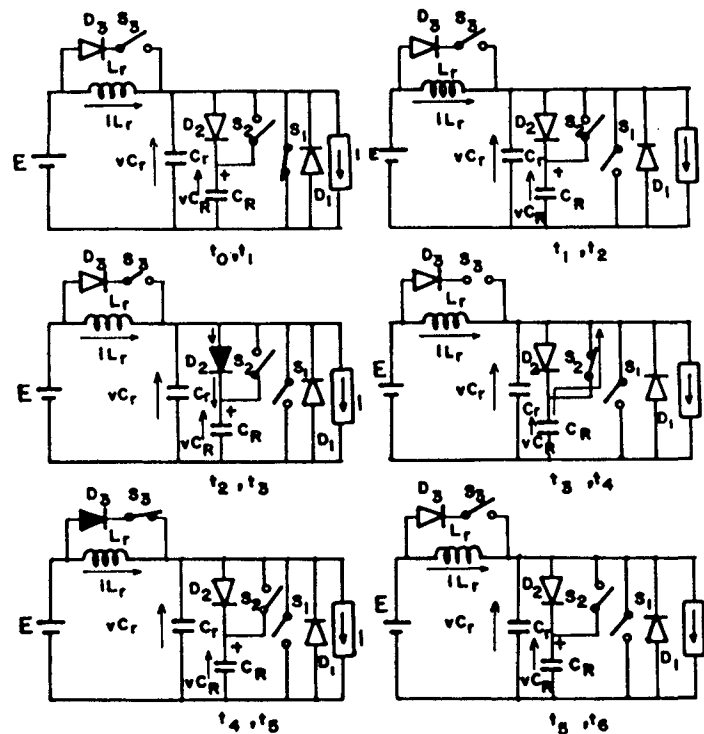


Fig. 5.4 - Etapas de Operação do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não Linear e com Interrupção do Ciclo da Corrente  $i_{L_r}$ .



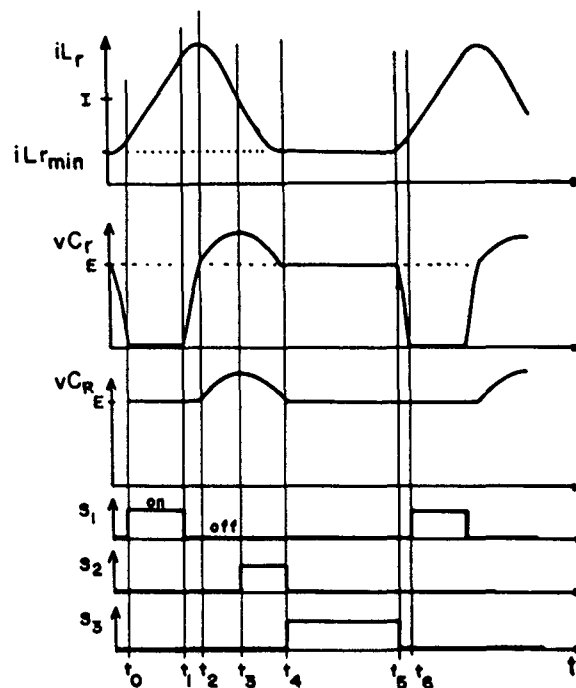


Fig. 5.5 - Formas de onda relevantes do circuito da Fig. 5.4.

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

Quando  $vC_r(t_2) = E$ , o diodo  $D_2$  entra em condução. Desta maneira, os dois capacitores ressonantes associam-se em paralelo ( $C = C_r + C_R$ ). A frequência de ressonância é modificada para  $\omega_r = 1 / \sqrt{L_r C}$  e a impedância característica é  $Z_n = \sqrt{L_r / C}$ . Quando a corrente  $iL_r(t_3) = iL_{r3} = I$ , o diodo  $D_2$  se bloqueia, concluindo esta etapa.

d) 4ª Etapa: Etapa Ressonante II-B,  $(t_3, t_4)$ .

Dando sequência à etapa ressonante II-A, no instante  $t_3$ , o interruptor  $S_2$  é fechado, ocasionando a descarga do capacitor  $C_R$ , simultaneamente com o capacitor  $C_r$ . No instante em que  $vC_R = E$ , o interruptor  $S_2$  é aberto.

e) 5ª Etapa: Transferência de Energia,  $(t_4, t_5)$ .

Quando a tensão  $vC_r(t_4) = E$ , o interruptor  $S_2$  é aberto e  $S_3$  é fechado simultaneamente. O valor da tensão  $vC_r(t_4) = E$  e da corrente  $iL_r(t_4) = iL_{rmin}$ . A corrente  $I$  circula da fonte  $E$  para a carga através de  $D_3$  e  $S_3$ , causando perdas por condução nos interruptores. A duração desta etapa é controlada

pela largura de pulso da modulação, e termina com a abertura do interruptor  $S_3$ .

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

Com o bloqueio do interruptor  $S_3$ , o capacitor  $C_r$  se descarrega até atingir o valor zero. Nesta etapa, ocorre nova modificação nos valores da frequência de ressonância e da impedância característica para os valores iguais aos da segunda etapa. Termina quando  $vC_r(t_6) = 0$ .

### 5.3 - Análise do Circuito

A análise do circuito é feita considerando-se as seis etapas de funcionamento:

Durante o intervalo de tempo  $(t_0, t_1)$ , o circuito é representado pelas seguintes equações:

$$vC_r = E \quad (5.1)$$

$$vC_r = 0 \quad (5.2)$$

$$iL_r(t) = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} t \quad (5.3)$$

$$iL_{r1} = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} (t_1 - t_0) \quad (5.4)$$

A duração desta etapa linear é representada pela equação 5.5:

$$\Delta t_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{(iL_{r1} - iL_{r0})}{E} \frac{1}{\omega_0} \quad (5.5)$$

O intervalo de tempo  $(t_1, t_2)$  é representado pelas seguintes equações:

$$vC_r(t) = E(1 - \cos \omega_0 t) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} - I) \sin \omega_0 t \quad (5.6)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} - I) \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (5.7)$$

A duração desta etapa de operação é:

$$t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_0} \left[ \pi + \tan^{-1} \frac{Zn_0 (iL_{r1} - I)}{E} \right] \quad (5.8)$$

onde:  $Zn_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  e  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

Durante o intervalo de tempo  $(t_2, t_3)$  o circuito está descrito pelas Eqs. 5.9 e 5.10.

$$vC_r(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r2} - I) \sin \omega_r t \quad (5.9)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r2} - I) \cos \omega_r t \quad (5.10)$$

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

A duração desta etapa se dá pela Eq. 5.11.

$$t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_r} \frac{\pi}{2} \quad (5.11)$$

O valor da tensão máxima no barramento ressonante CC de tensão em estudo, se dá pela Eq. 5.12.

$$vC_{rmax} = E + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r2} - I) \quad (5.12)$$

A evolução do circuito durante o intervalo de tempo  $(t_3, t_4)$  é representada pelas Eqs. 5.13 e 5.14.

$$vC_r(t) = E + (vC_{r\max} - E) \cos \omega_r t \quad (5.13)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C}} I + (vC_{r\max} - E) \operatorname{sen} \omega_r t \quad (5.14)$$

Durante o intervalo  $(t_4, t_5)$ , o estado das variáveis  $vC_r$ ,  $vC_R$  e  $iL_r$  permanece constante, sendo que  $vC_r(t) = E$  e  $iL_r(t) = iL_{r\min}$ .

O intervalo de tempo  $(t_5, t_6)$  é representado pelas seguintes expressões:

$$vC_r(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r5} - I) \operatorname{sen} \omega_0 t \quad (5.15)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r5} - I) \cos \omega_0 t \quad (5.16)$$

$$t_6 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1} \left[ \frac{E}{\sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r5} - I)} \right] \quad (5.17)$$

O instante final é dado pela equação:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_{r6} = \sqrt{\frac{L_r}{C}} I + \sqrt{\frac{L_r}{C}} (iL_{r5} - I) \cos \omega_0 t \quad (5.18)$$

O plano de fase deste circuito está representado na Fig 5.6, onde se extraem os seguintes valores:

$$iL_r' = \sqrt{L_r / C_r} iL_r$$

$$iL_r'' = \sqrt{L_r / C} iL_r$$

$$R_1 = \sqrt{E^2 + \left[ \sqrt{L_r / C_r} (iL_r - I) \right]^2}$$

$$R_2 = \sqrt{L_r / C} (iL_{r2} - I), \text{ onde: } C_r = C_R + C$$

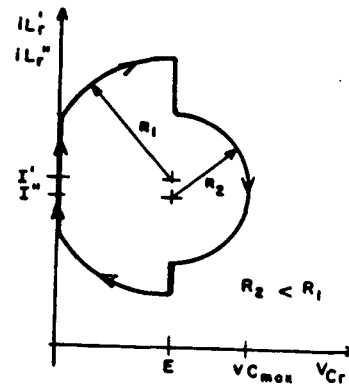


Fig. 5.6 - Plano de Fase do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não Linear e Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente  $iL_r$ .

#### 5.4 - Metodologia e Exemplo de Projeto

Por análise matemática e procedimentos numéricos, foram obtidas as curvas representadas na Fig. 5.7. Os parâmetros e variáveis envolvidos são definidos como segue:

$\frac{vC_{rmax}}{E}$  - é a razão entre a máxima tensão no barramento ressonante CC e a fonte de tensão E,

$a = \frac{C_R}{C_r}$  - é a razão entre os dois capacitores ressonantes.

Para a escolha dos componentes do circuito ressonante deve-se considerar o tempo da menor largura da modulação PWM, a fim de que os tempos de ressonância não sejam maiores que este tempo. A duração da etapa linear deve assegurar a sustentação da oscilação e a anulação da tensão no barramento ressonante CC de tensão em questão.

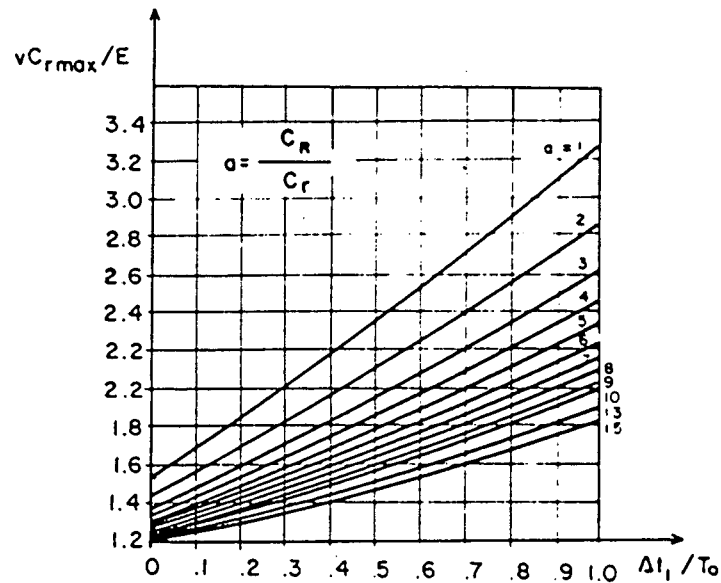


Fig. 5.7 -  $vC_{rmax}/E$  como função de  $\Delta t_1/T_0$ , tomando  $C_R/C_r$  como parâmetro.

Para ilustrar a aplicação das curvas um exemplo de projeto é dado a seguir:

a) Os dados de entrada incluem a relação  $vC_{rmax}/E$  e a menor largura de pulso da modulação PWM,  $T_{min}$ .

Toma-se  $vC_{rmax}/E = 1,6$  e  $T_{min} = 12 \mu s$ .

b) Deve-se considerar que:

$$T_0 \leq \frac{T_{min}}{6} = \frac{12}{6} = 2 \mu s$$

c) Toma-se  $\frac{\Delta t_1}{T_0} = 0,6$

d) Como  $T_0 = 2 \mu s$ , o intervalo de tempo  $\Delta t_1$  é de  $1,2 \mu s$ .

e) Através das curvas da Fig. 5.7 e com os valores  $\frac{\Delta t_1}{T_0}$  e  $\frac{vC_{rmax}}{E}$

obtem-se:

$$a = \frac{C_R}{C_r} \approx 10$$

f) Foi tomado o valor de  $L_r = 23 \mu\text{H}$  (compatível com  $T_0$ ), e através da expressão:

$$T_0 = 2\pi \sqrt{L_r C_r} = 2\mu\text{s}, \quad \text{o valor de } C_r \text{ é obtido: } C_r = 4,4 \text{ nF},$$

utilizando-se o valor comercial:  $C_r = 4,7 \text{ nF}$ .

g) O valor de  $C_R = a \cdot C_r$ . Assim, resulta:  $C_R = 47 \text{ nF}$ .

h) Com os valores de  $L_r$  e  $C_r$  obtém-se o período  $T_0 = 2,06 \mu\text{s}$ .

Na Fig. 5.9 são apresentados resultados de simulações do circuito básico, comprovando-se o princípio de funcionamento. O circuito implementado para o programa SACEC [26] é mostrado na Fig. 5.8.

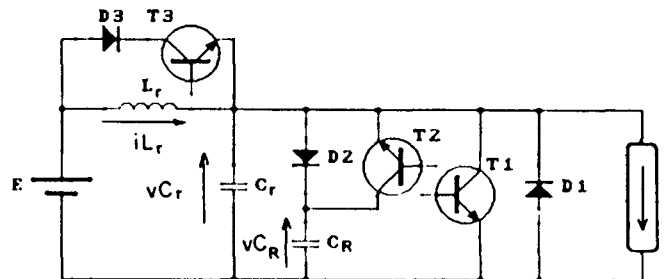


Fig. 5.8 - Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Não-linear, com Interrupção do Ciclo de Corrente  $i_{L_r}$ .

Os valores dos componentes utilizados para a simulação são:

$$C_r = 4,7 \text{ nF}, \quad C_R = 47 \text{ nF}, \quad L_r = 23 \mu\text{H}, \quad R = 13 \Omega, \quad L = 13 \text{ mH}, \quad f_s = 100\text{kHz}.$$

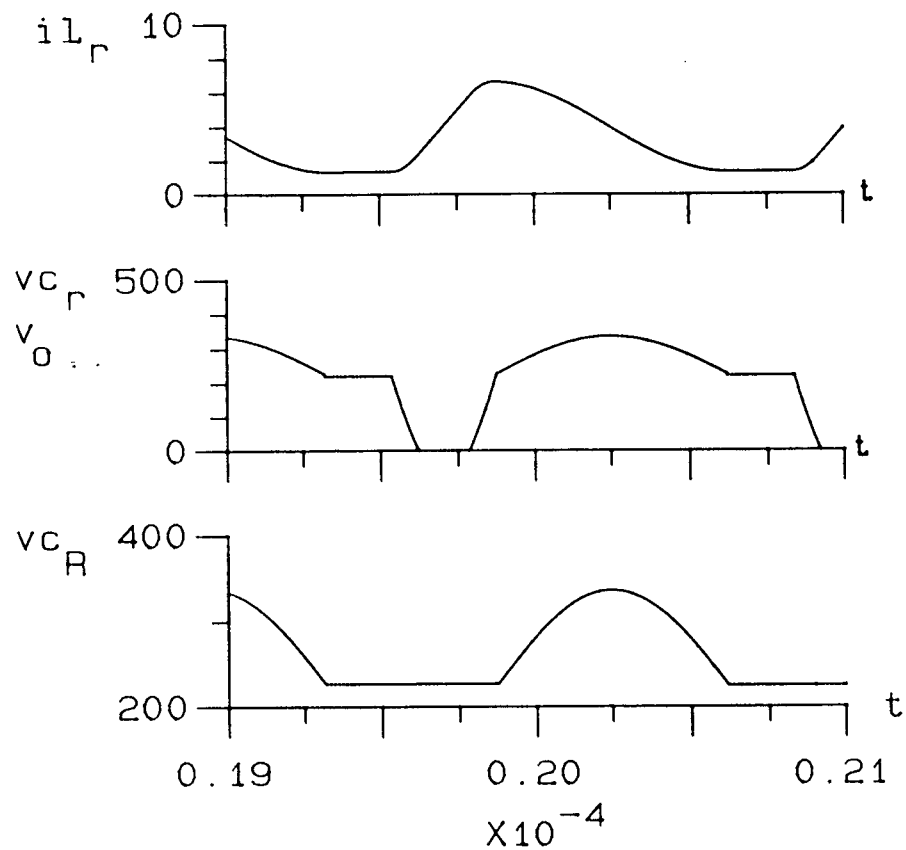


Fig. 5.9 - Resultados da Simulação: a)  $iL_r$ , b)  $vC_r$  e  $V_0$ ,  
c)  $vC_r$ .

### 5.5 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão, com Capacitor Não-Linear e com Interrupção do Ciclo da Corrente $iL_r$ .

Com a finalidade de se verificar experimentalmente o princípio de operação e o modelo, foi implementado e testado em laboratório o circuito da Fig. 5.10.



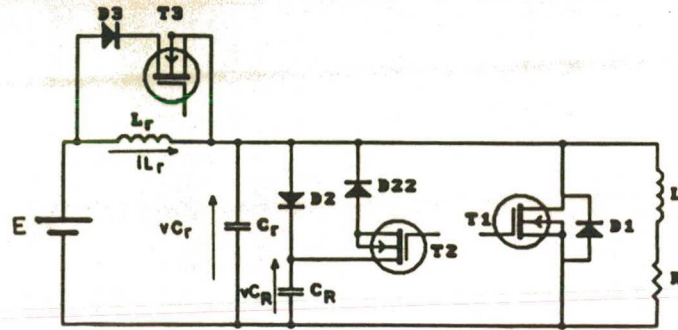


Fig. 5.10 - Esquema do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-linear e com interrupção da corrente  $iL_r$  com modulação PWM.

Os seguintes componentes foram utilizados na implementação do circuito:  
 $C_r = 4,7 \text{ nF}$ ,  $C_R = 47 \text{ nF}$ ,  $L_r = 23 \text{ } \mu\text{H}$ ,  $R = 13 \text{ } \Omega$ ,  $L = 13,5 \text{ mH}$ ,  $f_g = 80 \text{ kHz}$ .  
 $E = 60 \text{ V}$ ,  $T_1 = T_2 = T_3$ : BUZ 353 (Siemens),  $D_2 = D_{22} = D_3 = D_{33}$ : MUR 1540 (Motorola).

A Fig. 5.11 mostra as formas de onda do circuito ressonante com modulação PWM. O transistor  $T_3$  interrompe a evolução da corrente ressonante  $iL_r$ . Nota-se que a tensão no capacitor ressonante  $C_r$  não é maior que  $2E$ , sendo a relação  $vC_{r\text{max}}/E = 1,6$ . Isto é bastante significativo, porque diminui os picos de tensão dos interruptores do conversor ligado a este circuito ressonante.

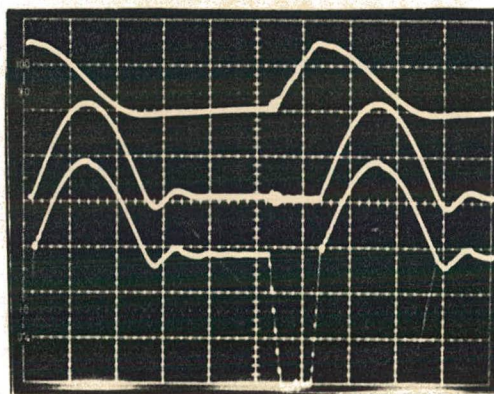


Fig. 5.11 - Formas de onda do Circuito em questão  
 Corrente no Indutor Ressonante  $iL_r$  (2A/div).  
 Tensão no capacitor Ressonante  $vC_R$  (20V/div).  
 Tensão no capacitor Ressonante  $vC_r$  (20V/div).  
 Escala de tempo:  $2\mu\text{s}/\text{div}$ .

5.6 - Análise do Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção da Corrente  $iL_r$ , para o Caso de Inversão da Corrente no Barramento Ressonante

A análise do circuito ilustrado na Fig. 5.3 é feita considerando-se que:

- todos os componentes são ideais;
- a fonte de tensão é constante e livre de ondulação;
- A fonte de corrente  $I_1$  é a corrente na carga que assume valores negativos instantâneos, que é igual ao valor da corrente  $iL_r$  no barramento ressonante CC menos o valor da corrente  $I$ .

Durante o intervalo de tempo  $(t_0, t_1)$ , o circuito é representada pelas seguintes equações:

$$vC_R = E \quad (5.19)$$

$$iL_r(t_0) = iL_{r0} \quad (5.20)$$

$$iL_r(t) = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} t \quad (5.21)$$

$$iL_{r1} = iL_{r0} + \frac{E}{L_r} (t_1 - t_0) \quad (5.22)$$

A duração desta etapa é dada pela Eq. 5.23.

$$\Delta t_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{(iL_{r1} - iL_{r0})}{E} \frac{1}{\omega_0} \quad (5.23)$$

A primeira etapa ressonante, durante o intervalo  $(t_1, t_2)$ , é representado pelas Eqs. 5.24 e 5.25:

$$vC_r(t) = E(1 - \cos \omega_0 t) + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} + I_1) \sin \omega_0 t \quad (5.24)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = E \sin \omega_0 t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r1} + I_1) \cos \omega_0 t - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_1 \quad (5.25)$$

A duração desta etapa de operação é representada pela Eq. 5.26.

$$\omega_0 t_2 = \tan^{-1} \left( \frac{E}{\sqrt{\frac{L_r}{C} (iL_{r1} + I_1)}} \right) \quad (5.26)$$

A segunda etapa ressonante durante o intervalo de tempo  $(t_2, t_3)$ , é representada pelas Eqs. 5.27 e 5.28.

$$vC_r(t) = E + \sqrt{\frac{L_r}{C} (iL_{r2} + I_1)} \operatorname{sen} \omega_r t \quad (5.27)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C} (iL_{r2} + I_1)} \cos \omega_r t - \sqrt{\frac{L_r}{C}} I_1 \quad (5.28)$$

A máxima tensão é:

$$vC_{r\max} = E + \sqrt{\frac{L_r}{C} (iL_{r2} + I_1)} \quad (5.29)$$

Durante o intervalo de tempo  $(t_3, t_4)$ , as equações 5.30 e 5.31 definem a terceira etapa ressonante:

$$vC_r(t) = E + (vC_{r\max} - E) \cos \omega_r t \quad (5.30)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C}} iL_r(t) = (vC_{r\max} - E) \operatorname{sen} \omega_r t - \sqrt{\frac{L_r}{C}} I_1 \quad (5.31)$$

Durante o intervalo  $(t_4, t_5)$ , a fonte E é ligada à carga. Os valores das variáveis do circuito de barramento ressonante CC de tensão permanecem constantes.

Finalmente no intervalo  $(t_5, t_6)$  se realiza a quarta etapa ressonante, que é definida pelas equações 5.32 e 5.33.

$$vC_r(t) = E - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} + I) \text{sen } \omega_0 t \quad (5.32)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} iL_r(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} (iL_{r5} + I) \cos \omega_0 t - \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I \quad (5.33)$$

### 5.7 - Considerações para Projeto e Exemplo para o Caso do Ítem 5.6

Neste caso, é considerada a Eq. 5.23, que define a duração da etapa linear  $\Delta t_1$ , onde:

$$Zn_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

Assim:

$$\frac{\Delta t_1}{T_0} \frac{\pi}{Zn_0} E = \Delta iL_r = (iL_{r1} - I) = (I - iL_{r0}) \quad (5.34)$$

Do plano de fase da Fig. 5.6, toma-se:

$$iL_{r1} = \Delta iL_r + I \quad (5.35)$$

sendo que:

$$iL_{r1} = \frac{\Delta t_1}{T_0} \frac{\pi E}{Z_0} + I \quad (5.36)$$

Substitui-se a Eq. 5.36 na Eq. 5.26, obtendo-se a Eq. 5.37:

$$\omega_0 t_2 = \tan^{-1} \left( \frac{1}{\frac{Zn_0}{E} (I + I_1) + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) \quad (5.37)$$

Com o valor  $iL_r(t)$  no instante  $t_2$ , e com a Eq. 5.36 obtêm-se:

$$iL_{r2} = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \sin \omega_0 t_2 + (iL_{r1} + I_1) \cos \omega_0 t_2 - I_1 \quad (5.38)$$

Assim, através de manipulações algébricas e substituições na Eq. 5.38 chega-se à a Eq. 5.39.

$$iL_{r2} = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} E \sin \left\{ \tan^{-1} \left( \frac{1}{\frac{Zn_0}{E} (I + I_1) + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) \right\} + \dots$$

$$\dots + \left( \frac{Zn_0}{E} (I + I_1) \right) \cos \left\{ \tan^{-1} \left( \frac{1}{\frac{Zn_0}{E} (I + I_1) + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) \right\} - I_1 \quad (5.39)$$

Para obter-se o valor da tensão máxima no barramento, substituí-se a Eq. 5.39 na Eq. 5.29, obtendo-se a Eq. 5.40:

$$vC_{rmax} = E + \sqrt{\frac{C_r}{C}} E \sin \left[ \tan^{-1} \left( \frac{1}{\frac{Zn_0}{E} (I + I_1) + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) \right] + \dots$$

$$\dots + \sqrt{\frac{L_r}{C}} \left( I + I_1 + \frac{\Delta t_1}{T_0} \frac{\pi}{Zn_0} E \right) \cdot \cos \left[ \tan^{-1} \left( \frac{1}{\frac{Zn_0}{E} (I + I_1) + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) \right]$$

(5.40)

Parametrizando-se:  $\frac{Zn_0}{E} (I + I_1) = \alpha$  e  $\frac{vC_{rmax}}{E}$ , obtém-se:

$$\frac{vC_{r\max}}{E} = 1 + \sqrt{\frac{C_r}{C}} \operatorname{sen} \left( \tan^{-1} \frac{1}{\alpha + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) + \sqrt{\frac{C_r}{C}} \left( \alpha + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi \right) \dots$$

$$\dots \cos \left( \tan^{-1} \frac{1}{\alpha + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) \quad (5.41)$$

Com  $\alpha = 0$ , representa-se o caso em que a corrente no barramento ressonante CC de tensão não assume valores negativos instantâneos, obtendo-se o ábaco da Fig. 5.7.

$$\text{Fazendo-se: } \chi = \frac{C_r}{C} = \frac{C_r}{C_r + C_R} = \frac{1}{1 + \frac{C_R}{C_r}} = \frac{1}{1 + a}$$

Substituindo-se  $\chi$  na Eq. 5.41, obtém-se a Eq. 5.42, que é utilizada para traçar o ábaco da Fig. 5.12.

$$\frac{vC_{r\max}}{E} = 1 + \sqrt{\chi} \operatorname{sen} \left( \tan^{-1} \frac{1}{\alpha + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) + \sqrt{\chi} \left( \alpha + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi \right) \dots$$

$$\dots \cos \left( \tan^{-1} \frac{1}{\alpha + \frac{\Delta t_1}{T_0} \pi} \right) \quad (7.23)$$

A Fig. 5.12 mostra o ábaco de  $vC_{r\max}/E$  em função de  $\Delta t_1/T_0$  tomando-se  $a = \frac{C_R}{C_r}$  como parâmetro para vários valores de  $\alpha$ .

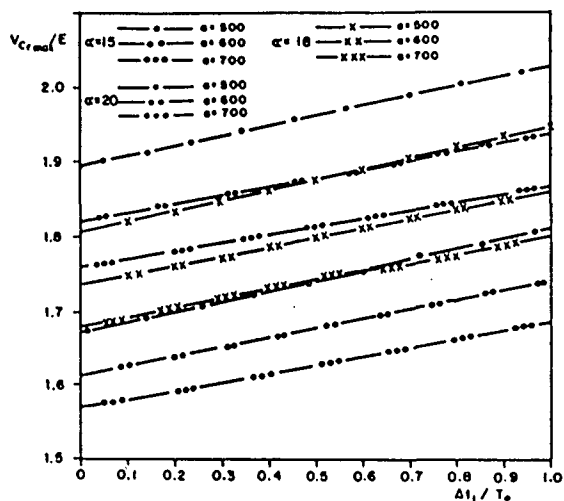


Fig. 5.12 -  $v_{C_{r_{max}}}/E$  como função de  $\Delta t_1/T_0$ , tomando-se  $C_r/C_r$  como parâmetro para vários valores de  $\alpha$ .

Os maiores picos de tensão ocorrem quando o inversor alimenta uma carga do tipo retificador com filtro capacitivo, operando no modo descontínuo [54]. Assim, o projeto será orientado para este caso. Também foi observado que a impedância do capacitor do filtro  $C_f$  é desprezível diante a impedância do indutor  $L_f$ .

Para o presente caso, foi considerado uma modulação PWM com setenta e quatro pulsos por período, com um período de chaveamento  $T_{mod} = 211 \mu s.$ , modulado na frequência de 60 Hz. A saída do inversor está ligado o filtro  $L_f$ ,  $C_f$ , calculado para a eliminação da septuagésima quinta harmônica, sendo que:  $L_f = 270 \mu H$ ,  $C_f = 85 \mu F$ . A Fig. 5.13 mostra um esboço da forma de onda de saída do inversor ( $V_{out}$ ) e a corrente no barramento ressonante ( $i_{barr}$ ), do circuito ilustrado na Fig. 5.14.





$$c) \quad di = \frac{E}{L_r} dt = \frac{50 \text{ V} \times 37,9 \mu\text{s}}{270 \mu\text{s}} = 7 \text{ A} = \Delta I$$

d) Para uma frequência de ressonância  $f_0 = 1\text{MHz}$  ou  $T_0 = 1\mu\text{s}$ , utiliza-se a relação:

$f_0 = 1 / 2 \pi \sqrt{L_r C_r}$ , e escolhendo-se  $L_r = 24 \mu\text{H}$ , obtém-se aproximadamente

$$C_r = 1\text{nF}.$$

a impedância característica é:  $Z_{n_0} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 155 \Omega$

e) Cálculo de  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{Z_{n_0} (I + I_1)}{E} = \frac{Z_{n_0}}{E} \Delta I = 21,8$$

f) Toma-se o tempo  $\Delta t_1 = 500 \text{ ns}$ , com isto  $\frac{\Delta t_1}{T_0} = 0,5$

g) Na escolha do valor do capacitor ressonante equivalente  $C = C_r + C_R$ , considera-se o mínimo tempo do pulso da modulação PWM. Foi observado que o menor pulso é  $T_{p_{\min}} = 14 \mu\text{s}$ ., para uma modulação com setenta e quatropulsos por período.

Assim,

$$\Delta T_R = (t_3 - t_2) + (t_4 - t_3), \quad \text{sendo que:}$$

$$\Delta T_R < T_{p_{\min}}$$

Foi utilizado:  $\Delta T_R = 0,85 T_{p_{\min}}$ , obtendo-se:  $\Delta T_R = 12 \mu\text{s}$ .

h) Os valores das tensões  $vC_r$  e  $vC_R$  aumentam no caminho ressonante, com valor inicial igual a E.

Considerando-se:

$$T_R = 2 \Delta T_R, \quad T_R = 24 \mu\text{s}.$$

Com o valor de  $L_r = 24 \mu\text{H}$ , obtém-se:

$$C = 607 \text{ nF}.$$

Utilizando-se valor comercial de capacitor  $C_R$ , é feito:

$$C_R = 600\text{nF} = 330\text{nF} + 270\text{nF}.$$

i) Com os valores de:

$$a = \frac{C_R}{C_r} = \frac{600 \text{ nF}}{1 \text{ nF}} = 600; \quad \frac{\Delta t_1}{T_0} = 0,5 \quad \text{e} \quad \alpha = 21,8$$

Foi obtido através do ábaco da Fig. 5.12 o valor da relação:  $\frac{vC_{\max}}{E} = 1,9$ , que é confirmado experimentalmente.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados experimentais do circuito projetado.

## 5.8 - Conclusões

Neste capítulo, o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$  foi apresentado, analisado e construído. Também foi realizada a análise para o caso da corrente no barramento ressonante assumir valores negativos instantâneos.

Este circuito de barramento ressonante CC de tensão permite a redução das sobretensões sobre os interruptores do conversor, pela utilização do capacitor ressonante não-linear. As comutações são não dissipativas.

O circuito em questão quando comparado ao circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado (Cap. 2) ou ao circuito de barramento ressonante CC de tensão com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  (Cap. 3), mostra-se mais vantajoso, devido ao fato de que é possível reduzir os picos de tensão  $vC_r$  maiores que 2,5 para valores dentro da faixa de 1,2 à 1,6 vezes o valor da fonte E de alimentação.

O circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo da corrente  $iL_r$  permite a utilização da modulação PWM, devido a possibilidade de interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$  por meio de interruptores auxiliares (diodo em série com um transistor) ligados em paralelo ao indutor ressonante  $L_r$ , possibilitando a sincronização da modulação com os ciclos ressonantes do circuito.

Assim, com relação ao circuito de barramento ressonante CC de tensão

simplificado (Cap. 2), o descrito acima é vantajoso.

O circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado trabalha com modulação por largura de pulsos em ciclos integrais de ressonância, sendo que, os interruptores do inversor ligado a este barramento ressonante, estarão submetidos a uma série de picos de tensão ( $vC_r$ ) maiores que 2,5 vezes o valor da fonte E de alimentação, durante o tempo de duração do pulso de modulação.

A vantagem do circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$  está no fato de que, neste caso, haverá um ciclo ressonante completo para cada pulso de modulação.

O circuito de barramento ressonante em questão, em comparação ao circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , é menos vantajoso, devido ao fato de que a interrupção do ciclo ressonante da corrente é realizada através de interruptores auxiliares em paralelo com o indutor  $L_r$ , e é por este caminho auxiliar que flui a corrente da fonte de tensão E de alimentação para a carga, causando perdas por condução nestes interruptores.

O circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo da corrente  $iL_r$ , do ponto de vista das características de saída, é semelhante ao circuito de barramento ressonante CC de tensão com circuito grampeador e sincronização, porque ambos permitem que as sobretensões no barramento ressonante fiquem na faixa de 1,2 à 1,6 vezes o valor da fonte de tensão E de alimentação. Ambos circuitos permitem a sincronização com a modulação PWM.

# CAPÍTULO 6

## RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CIRCUITOS DE BARRAMENTOS RESSONANTES CC DE TENSÃO COM CAPACITOR RESSONANTE NÃO-LINEAR: COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA TENSÃO $v_{Cr}$ , E COM INTERRUPTÃO DO CICLO RESSONANTE DA CORRENTE $i_{Lr}$ .

### 6.1 - Introdução

Neste capítulo, serão apresentados os resultados experimentais dos ensaios, realizados com as montagens práticas do barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção da tensão  $v_{Cr}$ , alimentando um inversor de tensão PWM trifásico e, numa segunda aplicação, um inversor de tensão PWM monofásico.

Também serão apresentados os resultados experimentais dos ensaios realizados com a montagem prática do barramento ressonante CC de tensão, com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $i_{Lr}$ , alimentando um inversor de tensão monofásico em dois tipos de aplicações.

Os valores dos componentes utilizados foram obtidos através de projetos realizados segundo a metodologia para cada um dos casos, vistos nos capítulos 4 e 5 do presente trabalho.

Serão feitos os comentários pertinentes para as montagens realizadas. Estes incluem fotografias ou aquisições de dados das formas de onda de interesse do conversor, funcionando em regime permanente.

Para o controle da tensão de saída dos conversores, foi utilizada a modulação por largura de pulso PWM sincronizada aos circuitos de barramento ressonante CC de tensão dos dois tipos em questão. O circuito de controle utilizado atua em malha aberta.

Os esquemas dos circuitos de leitura e recomposição da modulação PWM, e os circuitos de sincronização ao barramento ressonante CC de tensão serão apresentados em anexo.

As formas de onda mostradas neste capítulo foram obtidas através de um osciloscópio TEKTRONIX 2430-A e um sistema de aquisição de dados.

## 6.2 - Sistemas de Sincronismo da Modulação PWM com os Circuitos de Barramentos Ressonantes CC de Tensão

A sincronização da modulação PWM com as etapas de funcionamento do circuito de barramento ressonante CC de tensão tem por objetivo o controle da interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  ou da corrente  $iL_r$ , de forma que, quando a tensão no barramento ressonante é nula ( $vC_r = 0$ ), sejam realizadas as comutações dos interruptores do inversor, assegurando-se a comutação sob tensão nula.

A Fig. 6.1 mostra um diagrama em blocos genérico do sistema de sincronização à modulação PWM implementado.

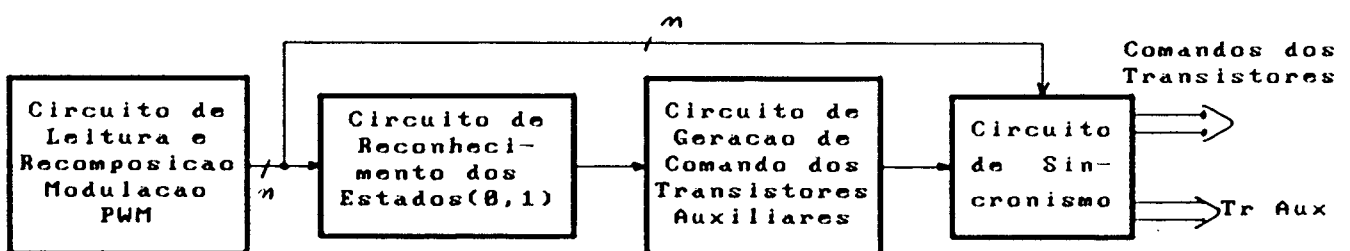


Fig. 6.1 - Diagrama em bloco do Sistema de Sincronização dos Circuitos de Barramento Ressonantes CC de Tensão em questão com a Modulação PWM do Inversor.

O bloco de leitura e recomposição da modulação PWM consiste em um circuito, no qual os padrões de modulação PWM foram gravados em uma memória EPROM. Através de contadores, é realizada a varredura dos endereços desta memória, realizando-se a leitura dos padrões dos comandos do inversor.

Com a finalidade de obter-se um melhor aproveitamento da capacidade de memória, faz-se a gravação de um quarto de período de modulação, e através do circuito de recomposição são obtidos os outros três quartos de onda da modulação. Maiores detalhes estão em anexo A.5.5.

A saída deste circuito pode proporcionar os comandos para um inversor monofásico ( $n = 1$ ) ou para o caso de um inversor trifásico ( $n = 3$ ).

Através do bloco de reconhecimento dos estados (0,1), é feita a detecção da transição dos estados: de condução para bloqueio ou vice-versa dos comandos do inversor. A saída deste bloco é um trem de pulsos, e cada pulso corresponde a uma mudança de estado de algum comando do inversor.

O bloco do circuito de geração dos comandos auxiliares gera os comandos para os interruptores auxiliares, ligados aos capacitores ressonantes  $C_r$  e  $C_R$ , para o caso do circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ .

Para o caso do circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor não-linear, e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , o circuito de geração dos comandos auxiliares gera os comandos para o interruptor auxiliar ligado ao capacitor  $C_R$ , e outro para o interruptor auxiliar ligado em paralelo ao indutor ressonante  $L_r$ .

Neste circuito, também são gerados os comandos para os transistores que realizam a etapa linear.

No bloco de sincronização, é feito o sincronismo dos instantes da anulação da tensão no barramento ressonante CC com os instantes de comutação dos interruptores do inversor, segundo a modulação utilizada, assegurando-se a comutação não-dissipativa. Os comandos dos transistores auxiliares estão também sincronizados à etapa linear de funcionamento dos barramentos ressonantes CC de tensão em questão.

O bloco de leitura e recomposição da modulação PWM pode ser substituído por outro que realize o controle das variáveis de saída do conversor, podendo ser o controle por comando vetorial ou controle em tempo real. O fundamental neste processo são os pulsos de comandos que atuam no conversor, que são sincronizados com os pulsos de comando do circuito de barramento ressonante CC de tensão.

### 6.3 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão $vC_r$ , alimentando um Inversor de Tensão PWM Trifásico.

Foi realizado o projeto do circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , segundo a metodologia de projeto descrita no item 4.4, ou na literatura [48, 46, 47].

Os parâmetros utilizados para o circuito montado mostrado na Fig 6.2, foram:

$$T_0 = 2,6 \mu s,$$

$$\frac{vC_{r \max}}{E} = 1,2$$

$$\frac{\Delta t_1}{T_0} = 0,23 \quad \text{sendo que } \Delta t_1 = 600 \text{ ns.}$$

$$L_r = 23 \mu H, \quad C_r = 7,5 \text{ nF}, \quad \text{e} \quad C_R = 115 \text{ nF.}$$

Os pares de transistores  $T_1-T_4$ ,  $T_2-T_5$  e  $T_3-T_6$  realizam a função do interruptor  $S_1$ , descrito no item 4.3.

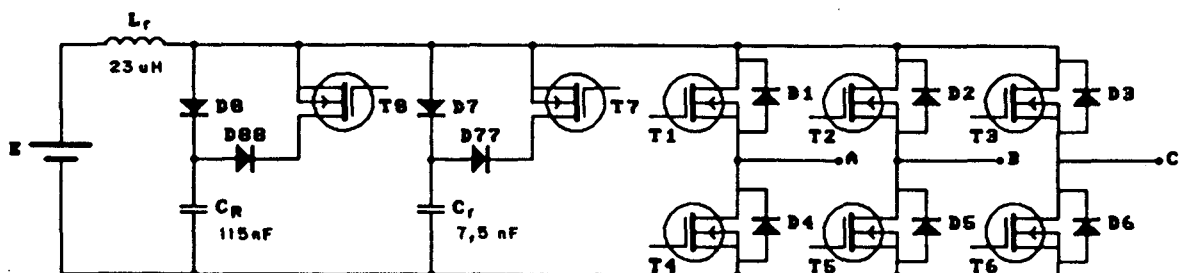


Fig. 6.2 - Inversor Trifásico com Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção da Tensão  $vC_r$ .

Para o controle do inversor, foi implementada uma modulação PWM a dois níveis com setenta e quatro pulsos por período. Com isto, obtém-se eliminação de até a centésima décima primeira harmônica. As técnicas para a geração dos pulso de modulação estão descritas no anexo A.5.

O inversor alimenta um motor de indução trifásico com os seguintes parâmetros [56]:

Potência: 0,75 kW,  
 Carcaça ABNT: 80,  
 Velocidade: 1720 rpm,  
 Corrente nominal em 220V: 3,8 A,  
 Corrente com rotor bloqueado: 5,4 A,  
 Conjugado nominal: 0,40 kgfm,  
 Conjugado com rotor bloqueado: 2,5 kgfm,  
 $\cos \phi$  com 100% da potência nominal: 0,75  
 Momento de inércia: 0,0015 kgm<sup>2</sup>

As formas de onda do circuito ressonante são ilustradas na Fig. 6.3, onde a forma de onda do topo é a tensão no capacitor  $C_r$ . A forma de onda situada ao meio é a tensão no capacitor  $C_R$ . A de baixo é a forma de onda da corrente no indutor ressonante  $L_r$ . Nota-se que as sobretensões no capacitor ressonante  $C_r$  estão limitadas ao valor de 1,2 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. A Figura 6.3 ilustra os detalhes da comutação.

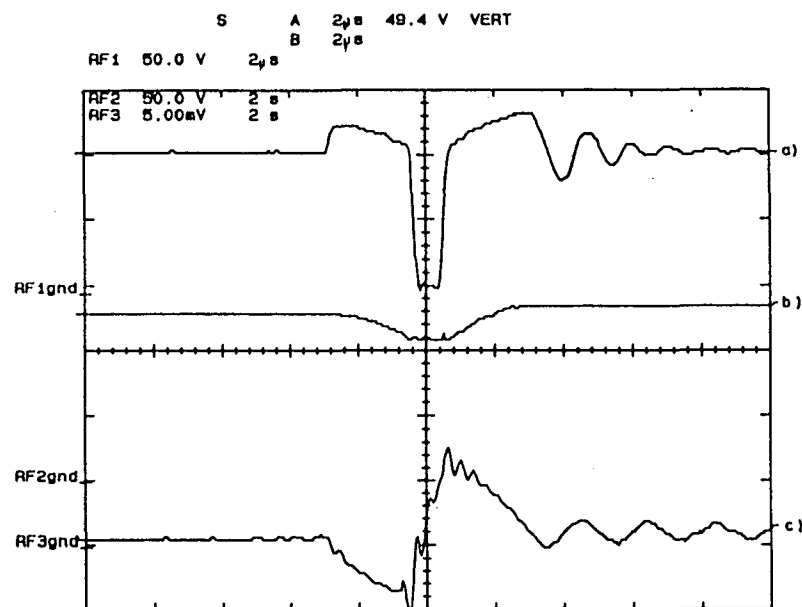


Fig. 6.3 - Formas de onda no Circuito Ressonante.  
 a) Tensão no capacitor ressonante  $C_r$ :  $v_{C_r}$  (50V/div)  
 b) Tensão no capacitor ressonante  $C_R$ :  $v_{C_R}$  (50V/div)  
 c) Corrente no indutor ressonante  $L_r$ :  $i_{L_r}$  (5A/div)

Escala de tempo: 2 $\mu$ s/div.



As formas de onda da tensão e corrente de saída do inversor alimentando o motor de indução são ilustradas na Fig. 6.4. A forma de onda do topo é a tensão  $V_o$ , e a de baixo é a forma da corrente  $I_o$ .

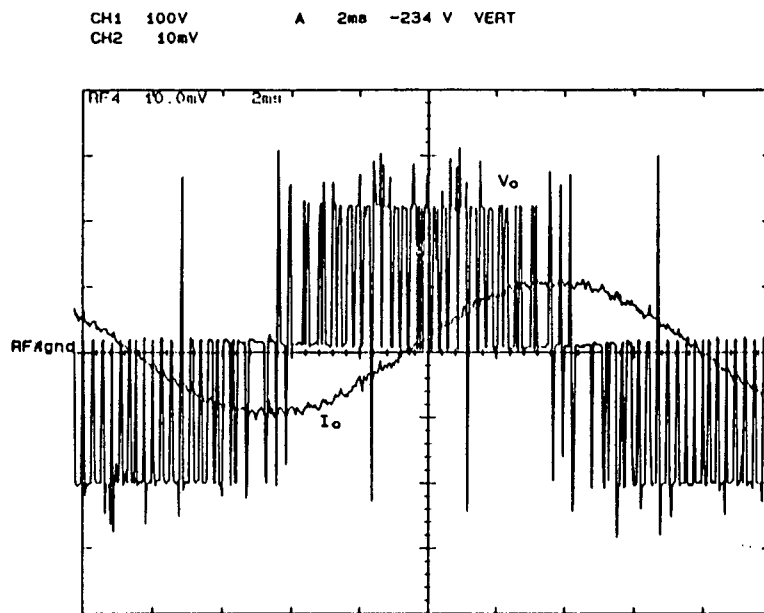


Fig. 6.4 - Forma de onda da Tensão e Corrente de Saída do Inversor.

a) Tensão de saída:  $V_o$  (100V/div)

b) Corrente de saída:  $I_o$  (5A/div)

Escala de tempo: 2ms/div.

A Fig. 6.5 mostra um detalhe do pulso de modulação da tensão de saída. Observa-se que o pico de tensão não é maior que 20% o valor da tensão de alimentação E.

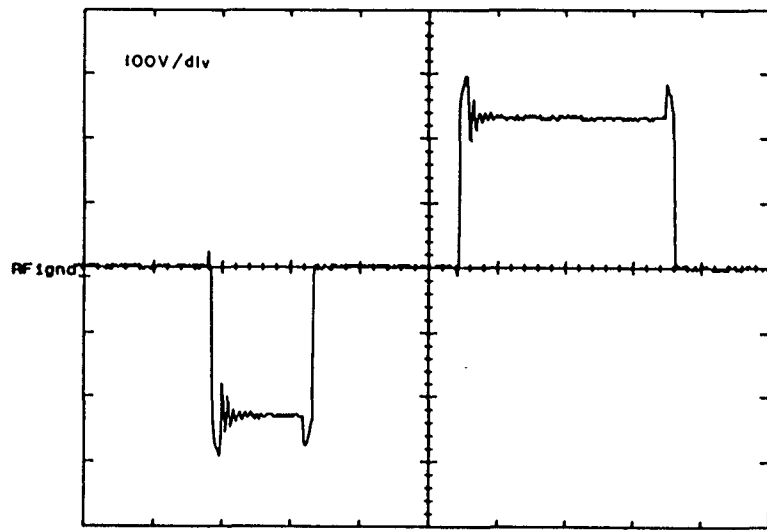


Fig. 6.5 - Detalhe de um Pulso de Modulação da Tensão de Saída.  
Tensão de saída:  $V_0$  (100V/div)  
Escala de tempo: 10  $\mu$ s/div.

A eliminação das componentes harmônicas de baixa ordem possibilita uma filtragem de saída mais simples. Com isto o torque pulsante no eixo do motor ou efeito de engrenagem é eliminado, tornando possível o controle mais preciso, viabilizando a utilização do motor de indução como servomotor.

#### 6.4 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão $v_{Cr}$ , alimentando um Inversor de Tensão PWM Monofásico

Foi montado o circuito de barramento ressonante CC de tensão em questão alimentando um inversor de tensão PWM monofásico, para comprovar o princípio de funcionamento e os resultados obtidos. O circuito que foi implementado está ilustrado na Fig. 6.6.

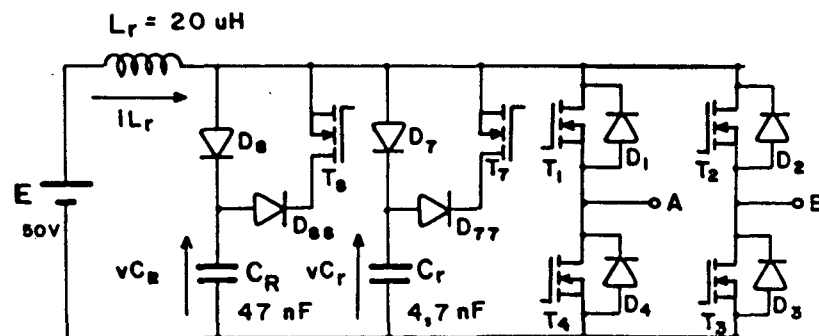


Fig. 6.6 - Inversor de Tensão PWM Monofásico com barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante e Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão  $v_{Cr}$ .

Os valores dos componentes utilizados são:

$$\begin{aligned} C_r &= 4,7 \text{ nF}, \\ C_R &= 47 \text{ nF}, \\ L_r &= 20 \text{ } \mu\text{H}, \\ R &= 13 \text{ } \Omega, \\ L &= 5,6 \text{ mH}, \\ f_o &= 519,1 \text{ kHz}, \\ f_R &= 156,5 \text{ kHz}. \end{aligned}$$

Foi implementado um circuito de comando de modulação PWM de três níveis com sincronização de setenta e quatro pulsos de modulação por período, a qual permite a eliminação de até a septuagésima quinta harmônica. O circuito de comando desenvolvido e implementado, está no anexo A.5.5.2.

As Figs. 6.7 e 6.8 foram obtidas por meio de osciloscópio digital e de um sistema de aquisição de dados. Mostram as formas de onda da tensão e da corrente de saída do inversor monofásico, assim como os resultados das análise harmônicas das formas de onda.

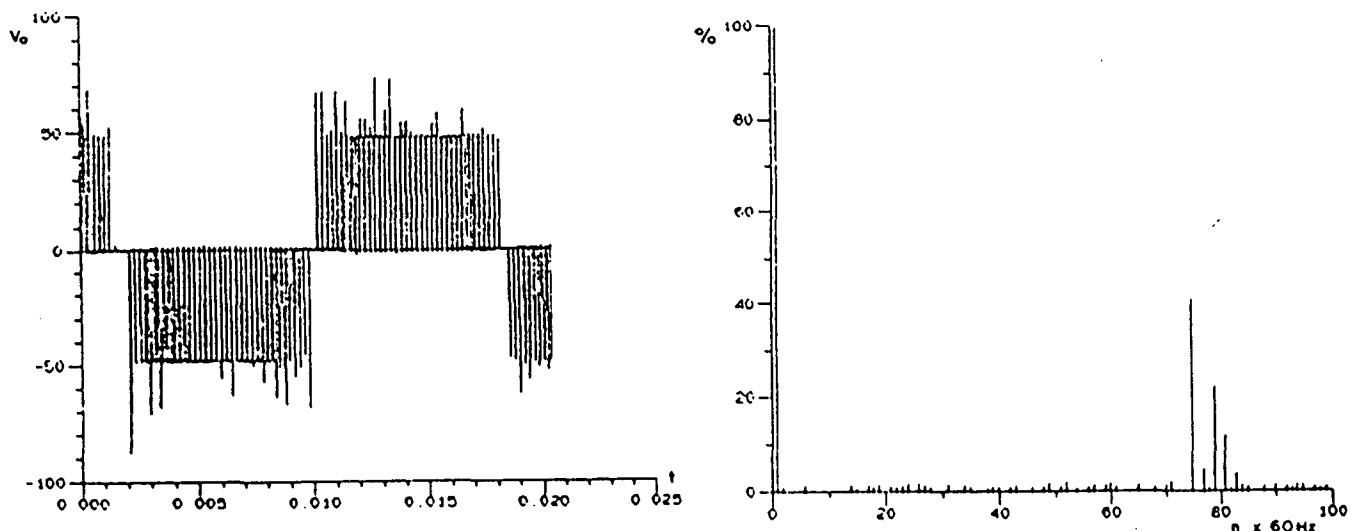


Fig. 6.7 - a) Tensão de Saída do Inversor  
b) Resultado da Análise harmônica.

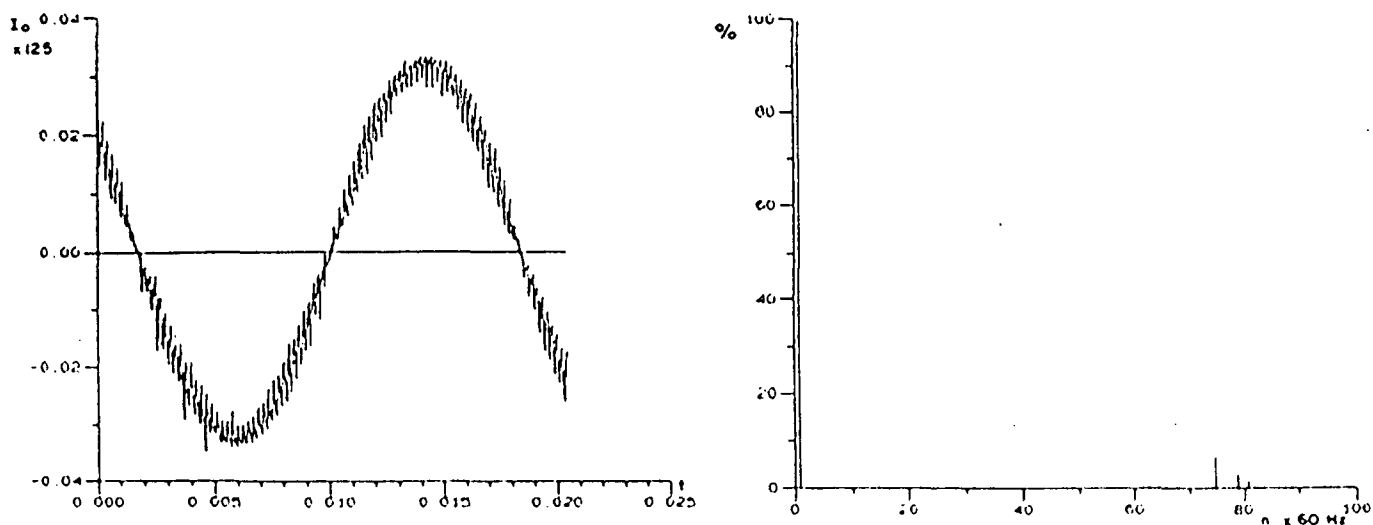


Fig. 6.8 - a) Corrente de Saída do Inversor  
b) Resultado da Análise harmônica.

O osciloscópio utilizado, realiza 1024 aquisições de dados de uma forma de onda por período, o que representa um índice de amostragem baixo causando imprecisão. Contudo, pode-se ver na Fig. 6.7 a forma de onda da tensão de saída do inversor, que apresenta picos de tensão não maiores que 1,3 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. Os resultados da análise harmônica mostra a presença da septuagésima quinta harmônica, que é a mais significativa, com aproximadamente quarenta e dois por cento da fundamental.

A Fig. 6.8 ilustra a forma de onda da corrente na carga e os resultados da análise harmônica. O indutor da carga atenua a harmônica mais significativa, sendo aproximadamente de oito por cento da fundamental.

A Fig. 6.9 mostra a forma de onda da tensão de saída com filtro  $L_f, C_f$ . O filtro implementado consiste em:  $L_f = 1,5\text{mH}$ ,  $C_f = 8\ \mu\text{F}$ . Observa-se que a tensão de saída adquire uma forma senoidal, e a harmônica mais significativa é reduzida para aproximadamente sete por cento da fundamental.

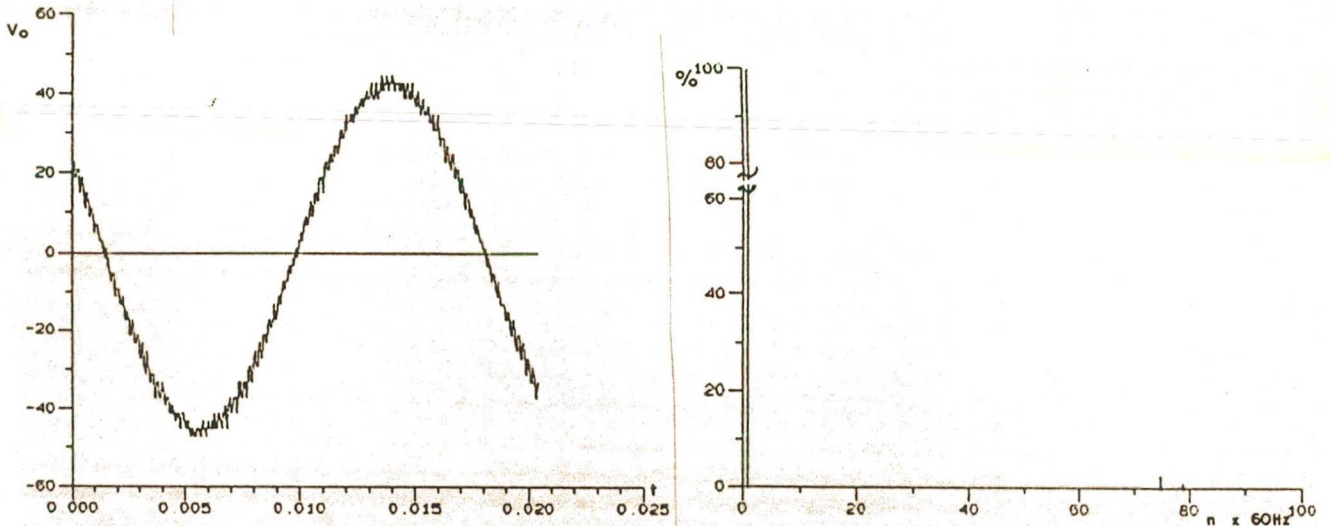


Fig. 6.9 - a) Tensão de Saída do Inversor com filtro:  $L_f = 1,5\ \text{mH}$ ,  $C_f = 8\ \mu\text{F}$   
b) Resultado da Análise harmônica.

A Fig. 6.10 mostra um detalhe da comutação. A Fig. 6.10.a mostra a tensão no barramento ressonante CC de tensão em questão e a Fig. 6.10.b mostra a corrente de dreno do transistor em um dos interruptores. Nota-se que a comutação do transistor ocorre no instante em que a tensão no barramento ressonante CC é nula.

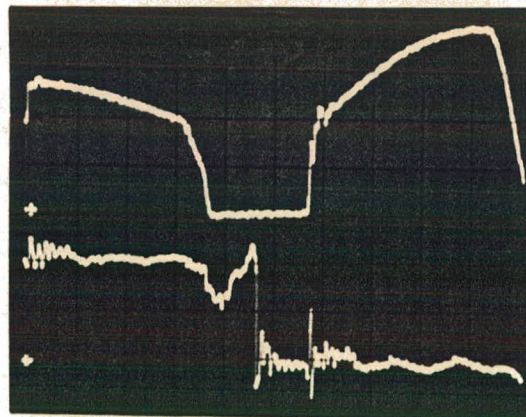


Fig. 6.10 - a) Tensão no barramento ressonante CC de tensão: (50V/div)  
b) Corrente de dreno  $I_d$ : (1A/div)  
Escala de tempo:  $1\ \mu\text{s}/\text{div}$ .

### 6.5 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente $iL_r$ , alimentando um Inversor de Tensão PWM Monofásico

O circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , foi utilizado na implementação de um inversor monofásico de tensão com modulação PWM. O circuito mostrado na Fig. 6.11 foi projetado segundo o método apresentado no capítulo 5.

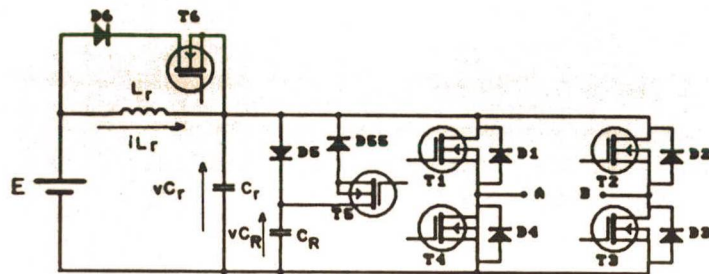


Fig. 6.11 - Inversor de Tensão PWM Monofásico com barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente  $iL_r$ .

O circuito de geração da modulação PWM, com sincronização ao circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , utilizado neste circuito, está descrito e ilustrado no anexo A.5.7.

A modulação PWM implementada também trabalha com setenta e quatro pulsos de modulação por período, com eliminação da septuagésimo quinta harmônica.

As Figs. 6.12 e 6.13 mostram as formas de onda da tensão e corrente de saída do inversor, com circuito de barramento ressonante CC de tensão em questão e suas respectivas análises harmônicas.

A Fig 6.14 mostra a forma de onda da tensão de saída do inversor com filtro. O filtro  $L_f-C_f$  utilizado na saída do inversor consiste em:  $L_f = 1,5$  mH e  $C_f = 8\mu\text{F}$ .

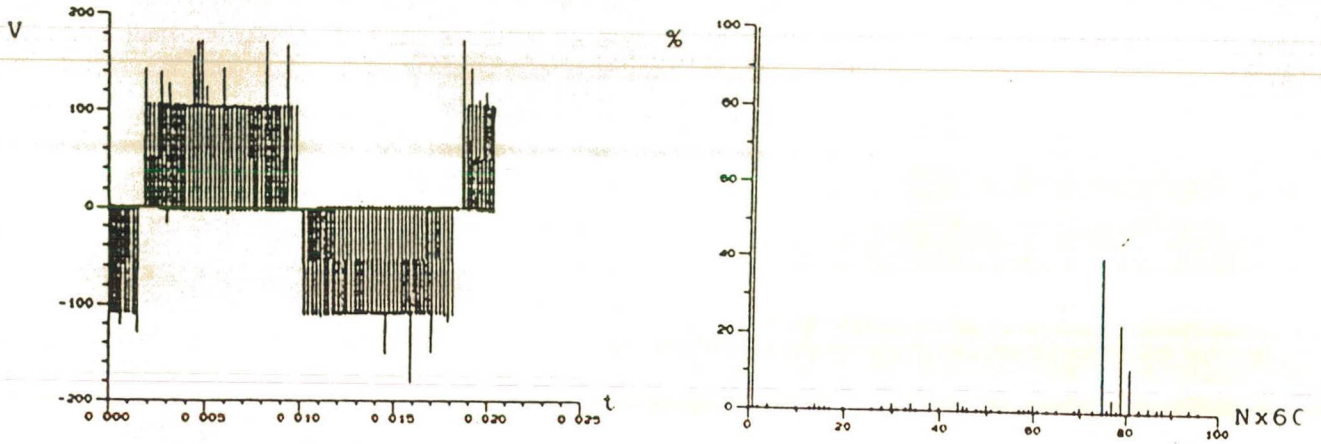


Fig. 6.12 - a) Tensão de Saída do Inversor  
b) Resultado da Análise harmônica.

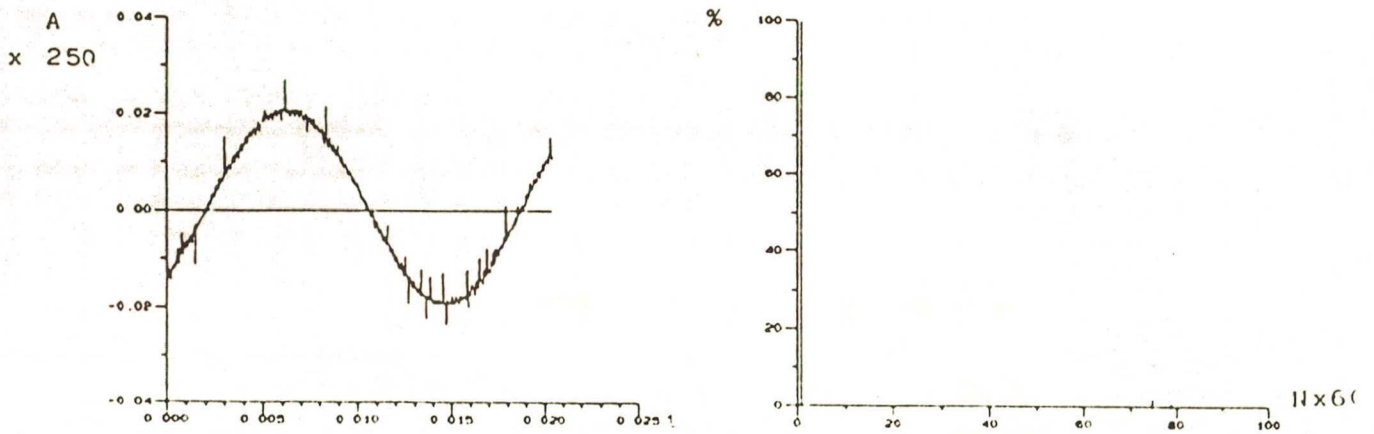


Fig. 6.13 - a) Corrente de Saída do Inversor  
b) Resultado da Análise harmônica.

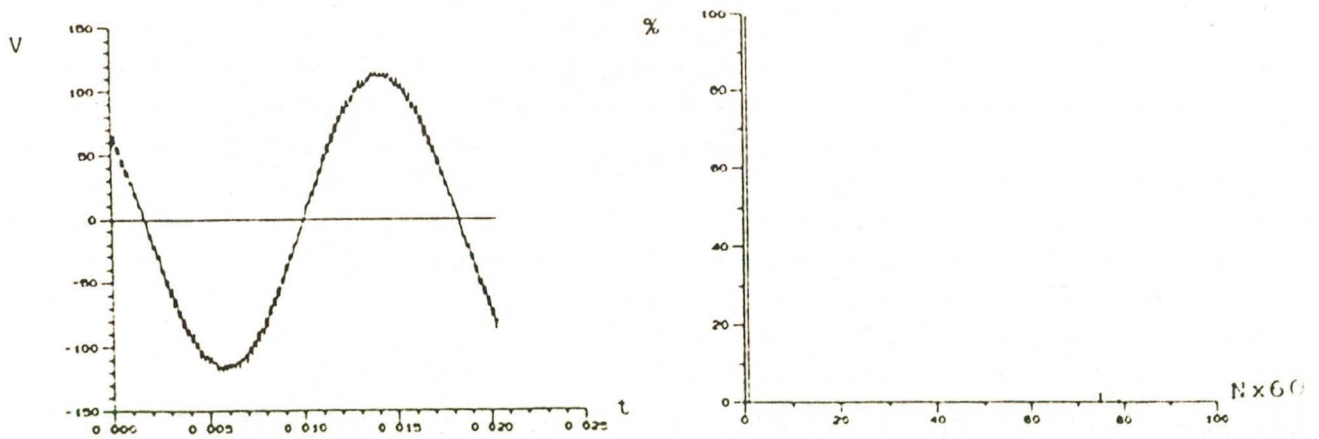


Fig. 6.14 - a) Tensão de Saída do Inversor com filtro:  $L_f = 1,5 \text{ mH}$ ,  $C_f = 8\mu\text{F}$   
b) Resultado da Análise harmônica.

As Fig. 6.15 e 6.16 mostram duas fotografias das formas de onda de tensão e de corrente na saída do inversor com e sem filtro.

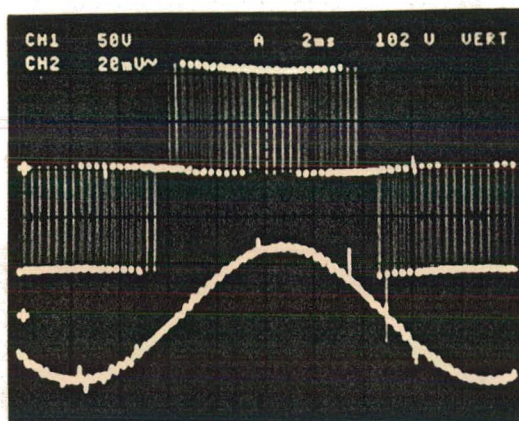


Fig. 6.15 - a) Tensão na carga, sem filtro (50V/div)  
 b) Corrente na carga (2A/div)  
 Escala de tempo: 2ms/div.

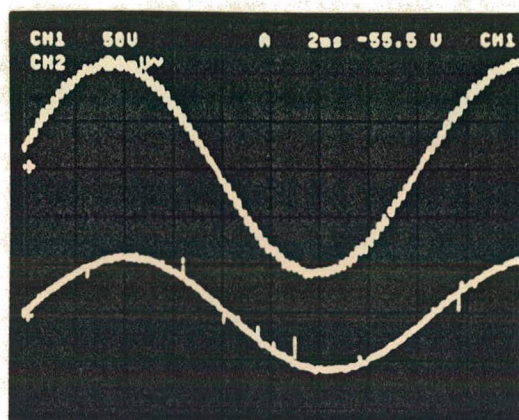


Fig. 6.16 - a) Tensão na carga (50V/div)  
 b) Corrente na carga (5A/div)  
 Filtro de saída:  $L_f = 1,5 \text{ mH}$ ,  $C_f = 8 \mu\text{F}$   
 Escala de tempo: 2 ms/div.



A Fig. 6.17 mostra um detalhe nos elementos ressonante. A forma de onda de cima ilustra a tensão  $v_{C_r}$ , e a de baixo a corrente  $i_{L_r}$  durante um pulso de modulação.

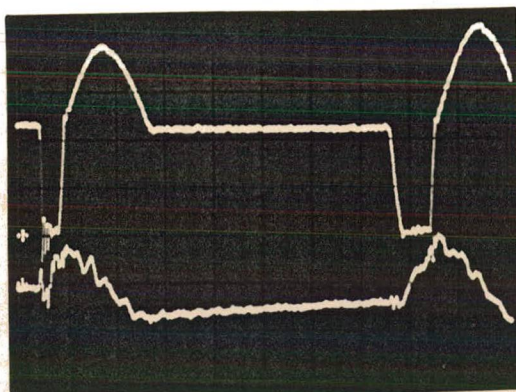


Fig. 6.17 - Formas de Onda nos Elementos de Ressonância.

- a) Tensão  $v_{C_r}(t)$ : (50V/div)  
 b) Corrente  $i_{L_r}(t)$ : (5A/div)

6.6 - Resultados Experimentais do Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente  $i_{L_r}$ , alimentando um Inversor de Tensão PWM Monofásico tendo como Carga um Retificador Monofásico com Filtro Capacitivo.

Para se verificar experimentalmente o princípio de operação do modelo teórico, e confirmar o método de projeto apresentado no item 5.7 do circuito visto no item 5.6, um inversor monofásico alimentado através de um barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo da corrente  $i_{L_r}$ , alimentando uma carga não linear que consiste em um retificador monofásico com filtro capacitivo, foi implementado em laboratório. A Fig. 6.18 mostra o circuito implementado.

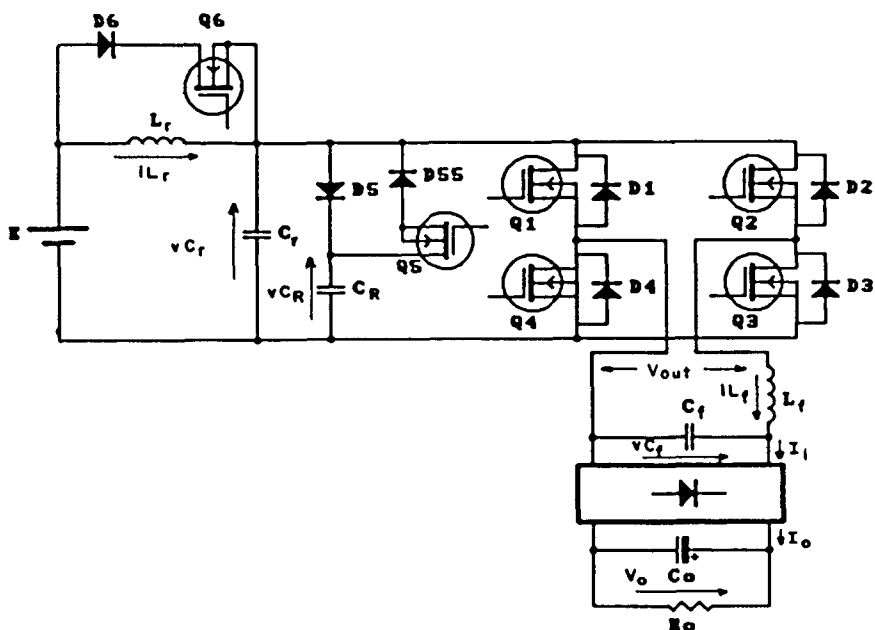


Fig. 6.17 - Diagrama do Estágio de Potência do Inversor Monofásico Implementado.

Os valores dos componentes utilizados na implementação do circuito da Fig. 6.17 foram obtidos através de projeto apresentado no capítulo 5:

$$C_r = 1 \text{ nF}, C_R = 600 \text{ nF}, L_r = 24 \text{ } \mu\text{H}, L_f = 270 \text{ } \mu\text{H}, C_f = 85 \text{ } \mu\text{F}, R_o = 50 \text{ } \Omega, \\ C_0 = 1200 \text{ } \mu\text{F}, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 = \text{IRF640}, D_5, D_{55}, D_6 = \text{MUR840}.$$

Foi utilizada uma modulação PWM a três níveis com setenta e quatro pulsos de modulação por período. Obteve-se a eliminação das harmônicas até a harmônica de ordem setenta e quatro.

A harmônica de ordem setenta e cinco foi reduzida. Um filtro de saída  $L_f$ ,  $C_f$  foi utilizado, projetado para eliminação da septuagésima quinta harmônica, obtendo-se:  $L_f = 270 \text{ } \mu\text{H}$  e  $C_f = 85 \text{ } \mu\text{F}$ .

O inversor através do filtro alimenta uma carga não-linear, que consiste em um retificador de onda completa, um capacitor de filtro  $C_0 = 1200 \text{ } \mu\text{F}$  e a carga, que é  $R = 50 \text{ } \Omega$ .

A Fig. 6.19 mostra a forma de onda da tensão  $v_{C_f}(t)$ , que é a tensão sobre o capacitor de filtro de saída do inversor. A Fig. 6.19 mostra a corrente  $I_i$ , que é a corrente de entrada do retificador. O valor da distorção harmônica total (THD), medida na tensão de saída, foi de 3,9%.

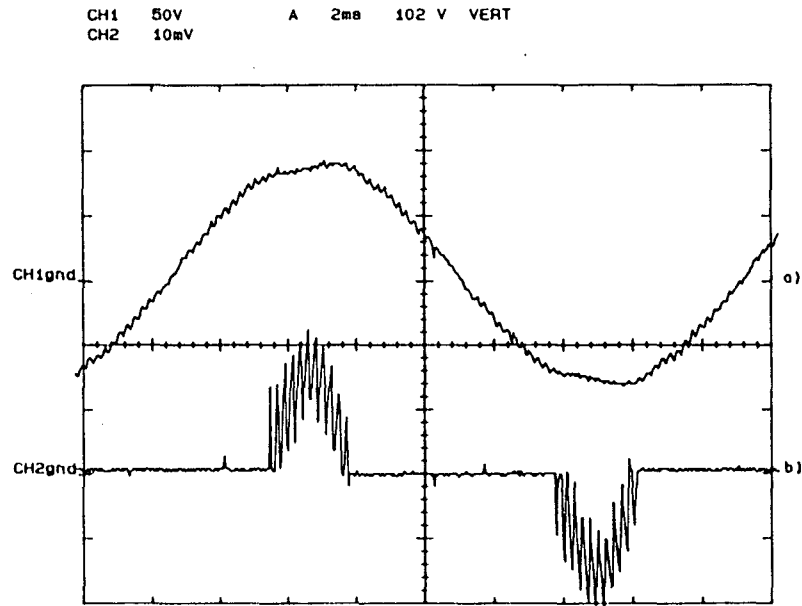


Fig. 6.19 - a) Tensão de entrada do retificador:  $v_{C_f}(t)$  (50V/div)  
b) Corrente na entrada do retificador:  $I_i(t)$  (5A/div)  
Escala de Tempo: (2ms/div)

A Fig. 6.20.a mostra a forma de onda da corrente de saída do retificador sobre o filtro  $C_o$ , e a Fig. 6.20.b mostra a forma de onda da corrente  $I_o$ . A tensão média é de 88 V, fornecendo uma potência à carga de 155 W.

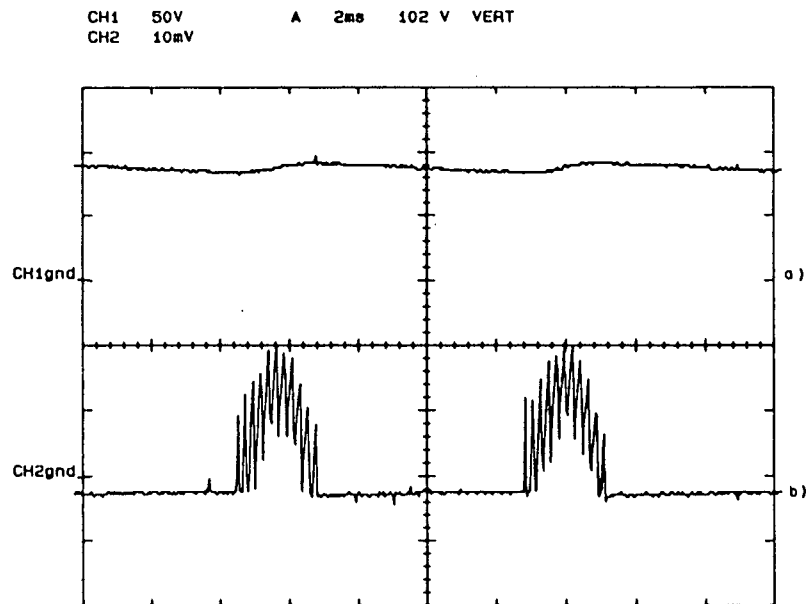


Fig. 6.20 a) Tensão de saída do retificador:  $V_o(t)$  (50V/div)  
b) Corrente de saída do retificador:  $I_o(t)$  (5A/div)  
Escala de tempo: 2ms/div/

A Fig. 6.21.a mostra a tensão de saída do inversor  $V_{out}(t)$ . A corrente de saída do inversor  $I_{Lf}$  esta mostrada na Fig. 6.21.b. As formas de onda revelam que a tensão é formada por modulação a três níveis, tendo setenta e quatro pulsos por período. A corrente assume valores negativos instantâneos, os quais realimentam o barramento ressonante CC de tensão.

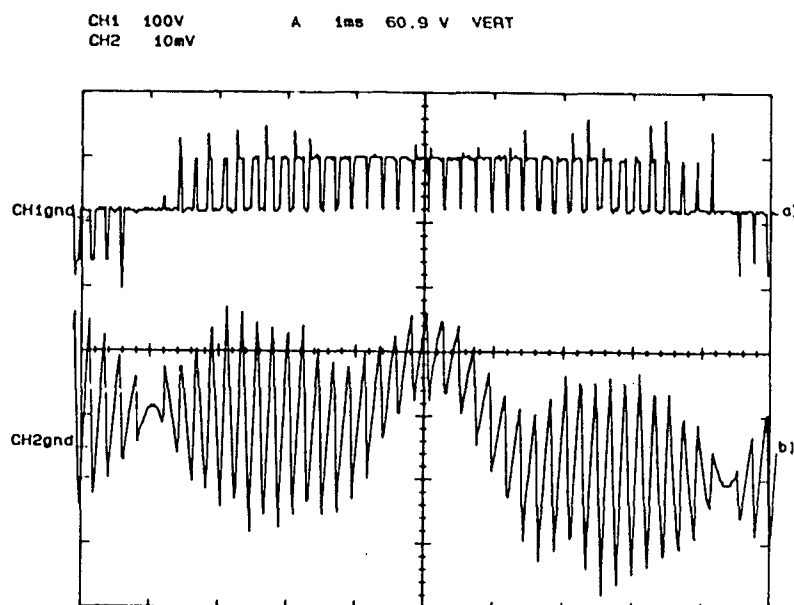


Fig. 6.21 - a) Tensão de saída do inversor:  $V_{out}(t)$  (50V/div),  
b) Corrente de saída do inversor:  $I_{Lf}(t)$  (5A/div).  
Escala de tempo: 1ms/div.

As Figs. 6.22 e 6.23 mostram detalhes das formas de onda da tensão  $V_{out}$  e a corrente de saída  $I_{Lf}$  para o instante em que a corrente é negativa ou torna-se positiva, respetivamente aos instantes de comutação. A Fig. 6.22 mostra as sobretensões no momento em que a corrente no barramento ressonante CC assume valores negativos. Tais valores são maiores do que no momento que a corrente no barramento ressonante CC tem valores positivos, como ilustra a Fig. 6.23.

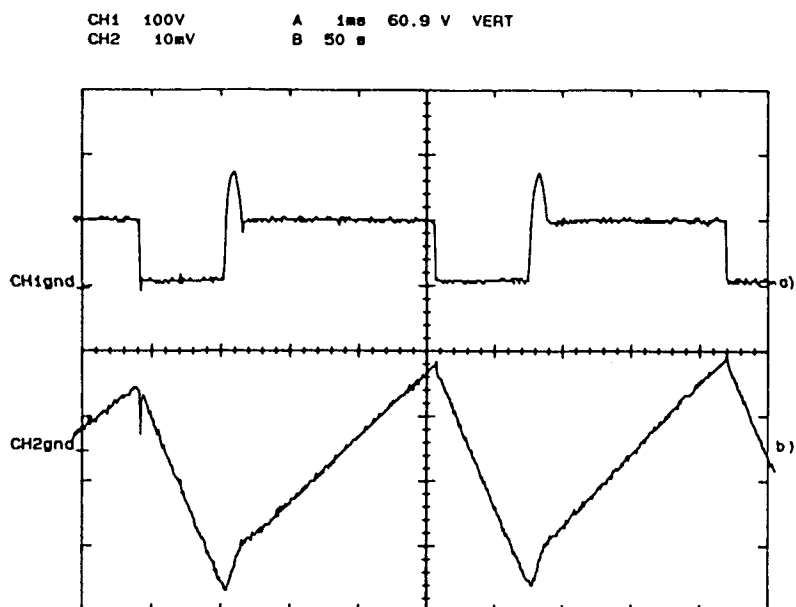


Fig. 6.22 - Detalhe de  $V_{out}$  e  $I_{Lf}$  quando a corrente no barramento é negativa.

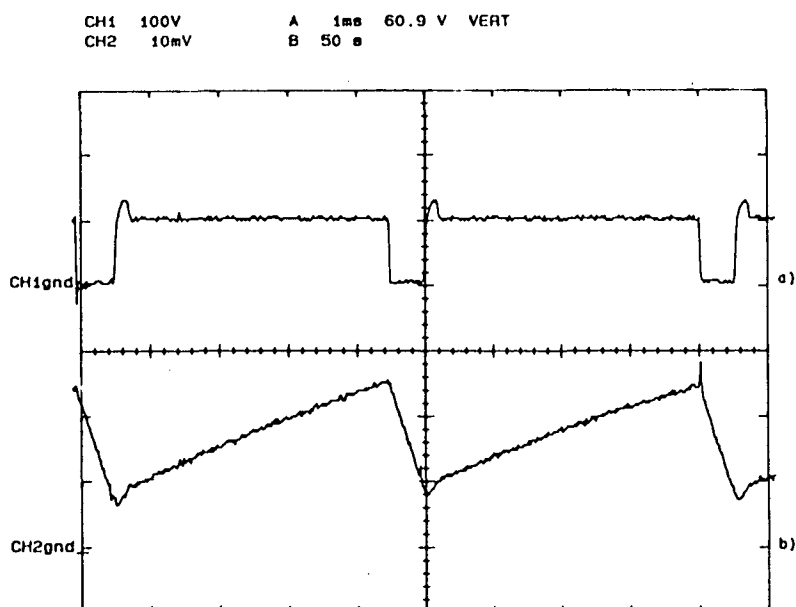


Fig. 6.23 - Detalhe de  $V_{out}$  e  $I_{Lf}$  quando a corrente no barramento é positiva.

A Fig. 6.24 mostra um pulso particular da modulação, quando a corrente na entrada do inversor torna-se negativa, para uma etapa de comutação.

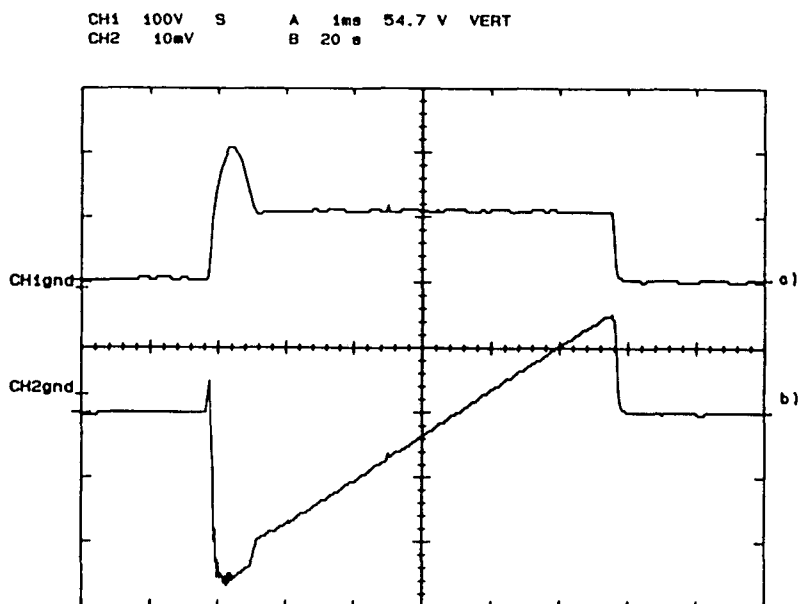


Fig. 6.24 - Pulso particular da modulação.

Este é o caso mais desfavorável para o inversor com barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , quando os picos de sobretensão aparecem nos componentes. Neste caso, a inserção do segundo capacitor ressonante ( $C_r$ ), associado em paralelo ao primeiro ( $C_r$ ), em instantes convenientes por meio de um interruptor auxiliar, reduz os picos de tensão de 190V para 85V ( o inversor foi alimentado com uma tensão  $E = 50V$ ). Esta propriedade pode ser visualizada nas formas de onda da Fig. 6.24, onde a experiência foi realizada para dois valores de capacitores ressonantes  $C_r$ . No primeiro caso  $vC_{rmax}/E = 3,8$  e, para o segundo caso,  $vC_{rmax}/E = 1,6$ .

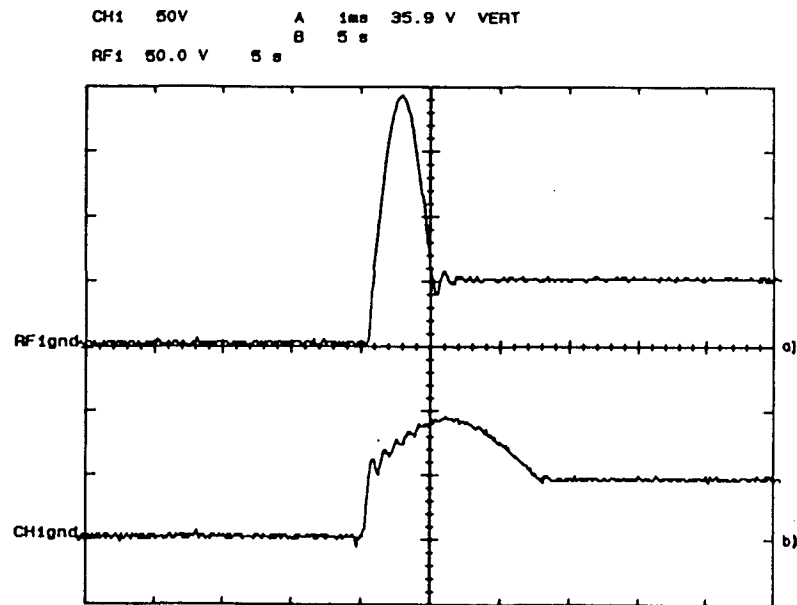


Fig. 6.24 - Dois casos de picos de sobretensão.

- a)  $C_r = 1\text{nF}$  e  $C_R = 47\text{nF}$ ,  
 b)  $C_r = 1\text{nF}$  e  $C_R = 300\text{nF}$ .

## 6.7 - Conclusões

O sistema de sincronização da modulação PWM do inversor com os pulsos de comando do circuito de barramento ressonante CC de tensão, permite realizar o controle da tensão de saída com baixa distorção harmônica.

Outras técnicas podem ser utilizadas para o controle da tensão de saída do inversor, tais como: comando vetorial ou controle em tempo real, bastando para tal, que os pulsos de comando gerados por uma destas técnicas substituam os pulsos gerados pelo circuito de leitura; e recomposição da modulação PWM. Os pulsos de saída serão sincronizados aos pulsos de comando do circuito de barramento ressonante CC de tensão.

As experiências realizadas com os circuitos de barramentos ressonantes



CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, sendo, um deles com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , e o outro com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , mostram que:

- As sobretensões no barramento ressonante CC de tensão podem ser limitadas na faixa de 1,2 à 1,6 vezes o valor da fonte de tensão E de alimentação, pela utilização do capacitor ressonante não-linear;
- Permitem operar com modulação PWM, devido a que é possível realizar a interrupção do ciclo ressonante de tensão ou de corrente;
- Ambos barramentos ressonantes CC de tensão, alimentando um inversor de tensão PWM monofásico com setenta e quatro pulsos por período, permitem a eliminação de até a septuagésima-quarta harmônica. A septuagésima-quinta harmônica aparece com o valor de quarenta por cento da fundamental, sendo que pode ser facilmente reduzida ou eliminada mediante a utilização de um filtro L, C.
- Em relação aos dois circuitos de barramento ressonante CC de tensão, aquele que opera com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , apresenta vantagem sobre o segundo. Isso acontece devido ao fato de que o referido circuito não causa perdas por condução nos interruptores auxiliares. Estes interruptores auxiliares, que são uma associação de um transistor em série com um diodo, estão ligados em paralelo ao indutor ressonante, e formam um caminho alternativo para a corrente que flui da fonte de tensão E para a carga, realizando a interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ .

O inversor PWM de tensão alimentando uma carga não-linear, que consiste em um retificador com filtro capacitivo, provoca a inversão instantânea negativa da corrente no barramento ressonante CC de tensão, causando uma sobrecarga nos capacitores ressonante. Com isto, surgirão sobretensões com valores maiores que duas vezes o valor da fonte de tensão E de alimentação. Utilizando o capacitor ressonante auxiliar  $C_r$ , reprojetoado para este caso, consegue-se uma diminuição das sobretensões no barramento para valores menores que duas vezes o valor da fonte de tensão E de alimentação.

Utilizando-se um inversor de tensão PWM, com carga não linear, que consiste em um retificador com filtro capacitivo, sincronizado ao circuito de barramento ressonante CC de tensão, consegue-se que as comutações dos interruptores sejam realizadas sob tensão nula. Também é possível obter-se a forma de onda da tensão de saída do inversor com uma distorção harmônica total na faixa de cinco por cento.

## CAPÍTULO 7

### FAMÍLIA DE CIRCUITOS DE BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO

#### 7.1 - Introdução

Em geral, os circuitos de barramento ressonante podem ser classificados em circuitos de barramento ressonante CA e em circuitos de barramento ressonante CC.

Os circuitos de barramento ressonante CC podem ser: barramento ressonante CC de tensão ou paralelo ressonante, e barramento ressonante CC de corrente ou série ressonante. Eles apresentam características de comutação por tensão nula (ZVS - zero voltage switching), ou por corrente nula (ZCS - zero current switching).

No presente capítulo, é apresentada a síntese dos circuitos de barramento ressonante CC de tensão e de corrente.

Com este estudo, se propõe uma família de circuitos de barramento ressonante de tensão com comutação sob tensão nula. São apresentadas formas de ondas resultantes de simulações dos circuitos em estudo. Sintetizam-se em um quadro todos os circuitos da família de conversores, mostrando suas propriedades.

São apresentados, também, alguns exemplos de aplicação, que são efetivados pelos estudos realizados e mostrados ao longo do presente trabalho.

## 7.2 - Síntese dos Circuitos de Barramento Ressonante CC, [19].

Um conversor básico generalizado é mostrado na Fig. 7.1.

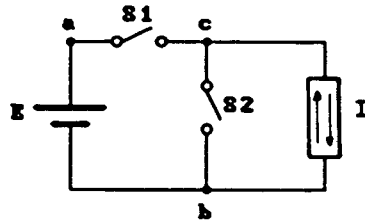


Fig. 7.1 - Diagrama de um Conversor Básico Generalizado.

Este Conversor pode operar com características de comutação por tensão nula - ZVS; ou, por corrente nula - ZCS, pela inclusão de um circuito ressonante externo, convenientemente alocado e comandado.

O circuito de barramento ressonante CC realiza pulsações da tensão ou da corrente no barramento ressonante, pela adição de um nível "off set" à tensão alternada ressonante, ou à corrente alternada ressonante gerada pelo circuito  $L_r, C_r$ .

Dois casos são apresentados:

1º caso: Conversor com comutação sob tensão nula - ZVS.

Um circuito de comutação ZVS com circuito ressonante externo possibilita que a tensão  $V_{ab}$  do circuito básico, mostrado na Fig. 7.1, se anule periodicamente. Este processo faz com que a comutação dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  se dê sob tensão nula. A Fig. 7.2 mostra o diagrama do conversor.

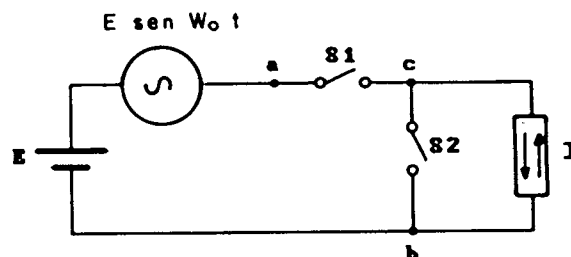


Fig. 7.2 - Circuito Básico de Conversor com Comutação sob Tensão Nula.

Neste circuito, a tensão  $V_{ab}$  evolui senoidalmente, sendo que a amplitude oscila entre zero e duas vezes o valor da tensão  $E$  da fonte de alimentação.

$$V_{ab} = E + E \sin \omega_0 t \quad (7.1)$$

Na frequência de ressonância  $\omega_0$ , a tensão  $V_{ab}$  se anula periodicamente. Nestes instantes, são realizadas as comutações dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  do conversor.

2º caso: Conversor com comutação sob corrente nula - ZCS.

O conversor com ZCS com circuito ressonante externo possibilita, que as comutações dos interruptores do conversor sejam realizadas sob corrente nula. A Fig. 7.3 mostra o circuito básico do conversor.

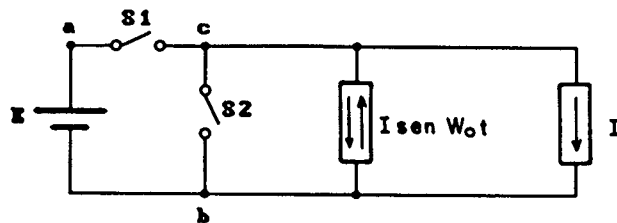


Fig. 7.3 - Circuito Básico do Conversor com Comutação por Corrente Nula.

Neste caso, a corrente  $I_{ab}$  evolui senoidalmente, sendo que a amplitude oscila entre zero e duas vezes o valor da fonte de corrente  $I$  de alimentação.

$$I_{ab} = I + I \text{ sen } \omega_0 t \quad (7.2)$$

Na frequência de ressonância  $\omega_0$ , a corrente  $I_{ab}$  se anula periodicamente. Nestes instantes, são realizadas as comutações dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  do conversor.

### 7.3 - Família de Conversores com Barramento Ressonante CC de Tensão com Comutação sob Tensão Nula [47].

Estes circuitos são utilizados como interface entre a fonte de tensão  $E$  e o conversor, com o objetivo de realizar as comutações do conversor sob tensão nula. No projeto dos circuitos utilizou-se as metodologias apresentadas ao longo do presente trabalho. São mostradas as simulações realizadas para cada circuito da família.

Os circuitos da família são classificados como segue:

**Grupo 1.- Circuito Básico:**

A esta classe, pertencem os circuitos ( $a_1$ ) e ( $b_1$ ), mostrados nas Figs. 7.4 e 7.5. Estes circuitos apresentam no barramento ressonante CC sobretensões com valores maiores que 2,5 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. Estes circuitos trabalham com modulação por largura de pulso em ciclos integrais de ressonância (IPWM - Integral Pulse Width Modulation). Resultados das simulações revelam os picos de tensão.

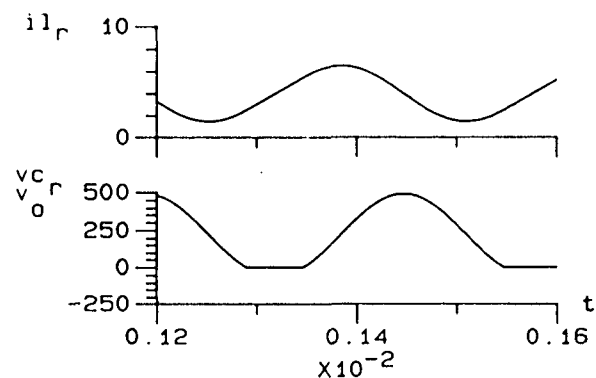
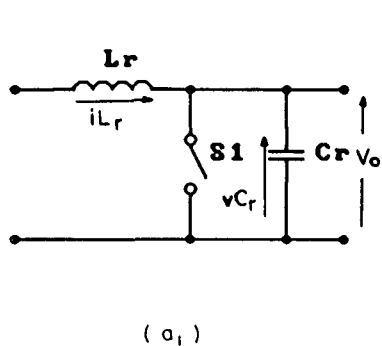


Fig. 7.4 - Circuito Básico ( $a_1$ ); formas de onda:  $iL_r(t)$  e  $vC_r(t)$ .

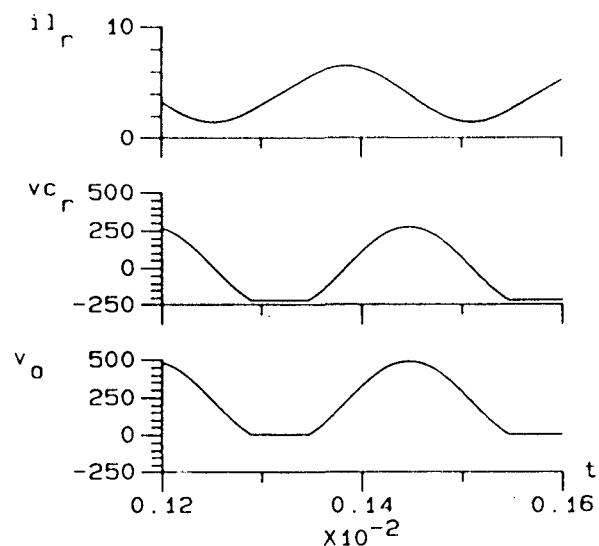
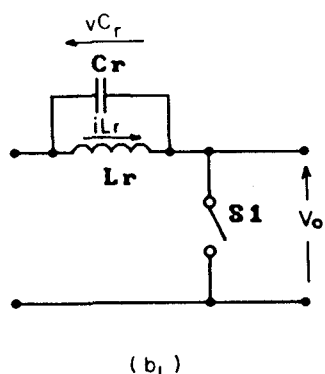


Fig. 7.5 - Circuito Básico ( $b_1$ ); formas de onda:  $iL_r(t)$  e  $vC_r(t)$ .

Grupo 2.- Circuitos com Sincronização:

Para sincronizar as oscilações do barramento ressonante CC de tensão à modulação do conversor, a fim de obter pulsos contínuos de modulação, é realizada a interrupção do ciclo ressonante.

Duas formas de obter este efeito são possíveis:

A primeira consiste em colocar um interruptor auxiliar em paralelo com o indutor ressonante, a qual comuta sob tensão nula. Os circuitos ( $a_2$ ), ( $a_3$ ), ( $b_2$ ) e ( $b_3$ ), que operam de acordo com este princípio, são mostrados nas Figs. 7.6 a 7.9.

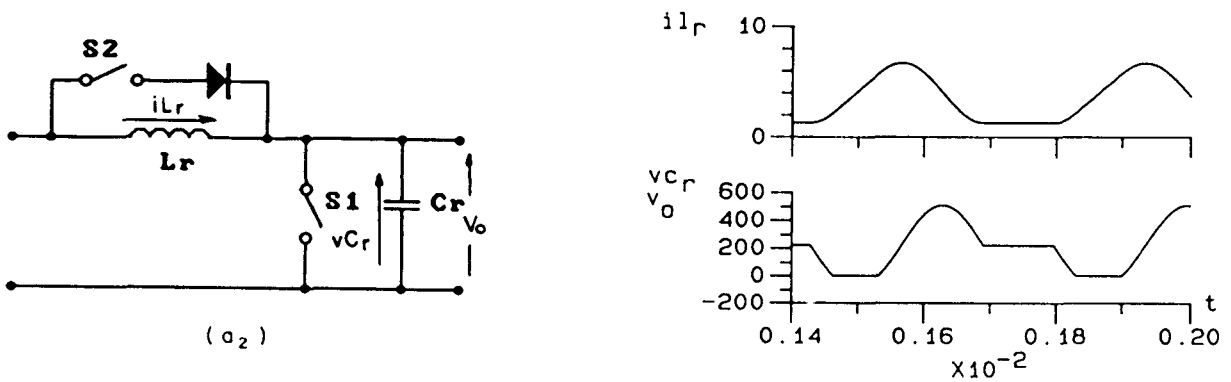


Fig. 7.6 - Circuito com Sincronização com Comutação ZVS ( $a_2$ );  
Formas de onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ , tensão na carga:  $V_o$ .

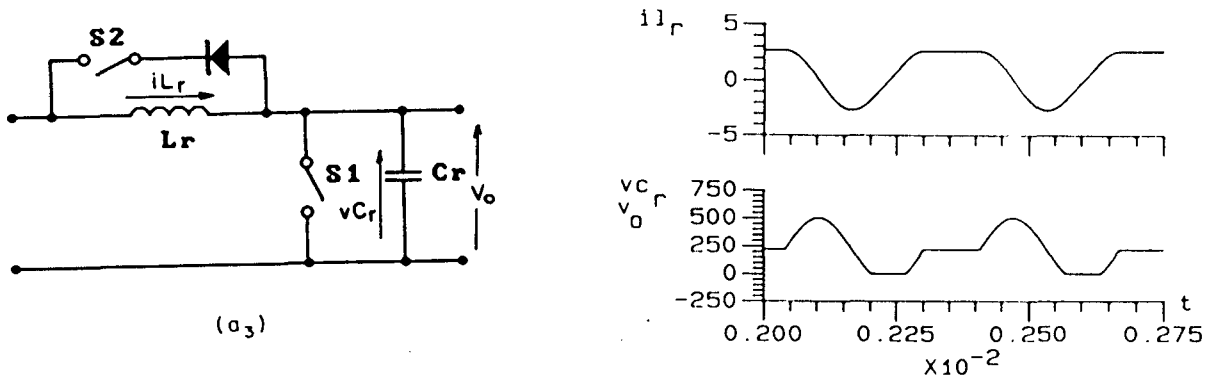


Fig. 7.7 - Circuito com Sincronização com Comutação ZVS ( $a_3$ );  
Formas de onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ , tensão na carga:  $V_o$ .

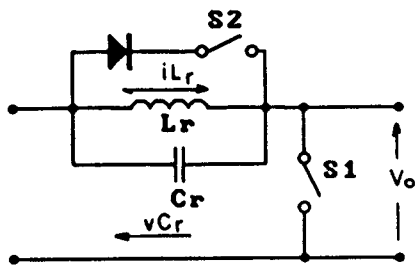
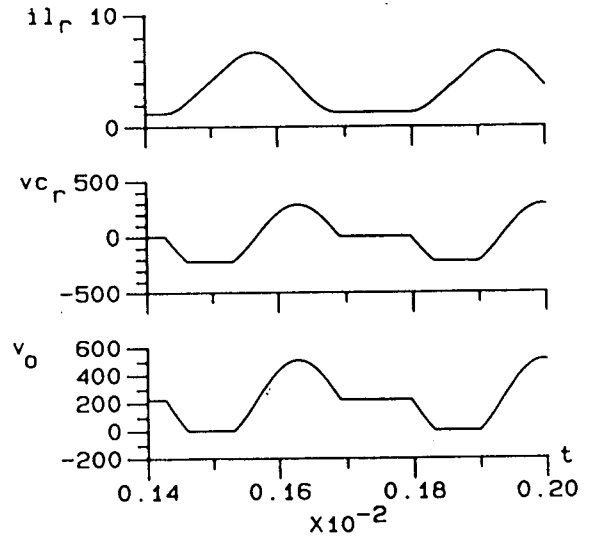
(b<sub>2</sub>)

Fig. 7.8 - Circuito com Sincronização com Comutação ZVS (b<sub>2</sub>);  
Formas de onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ , tensão na carga:  $V_o$ .

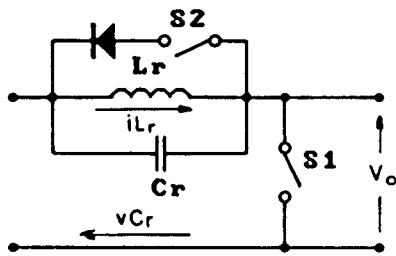
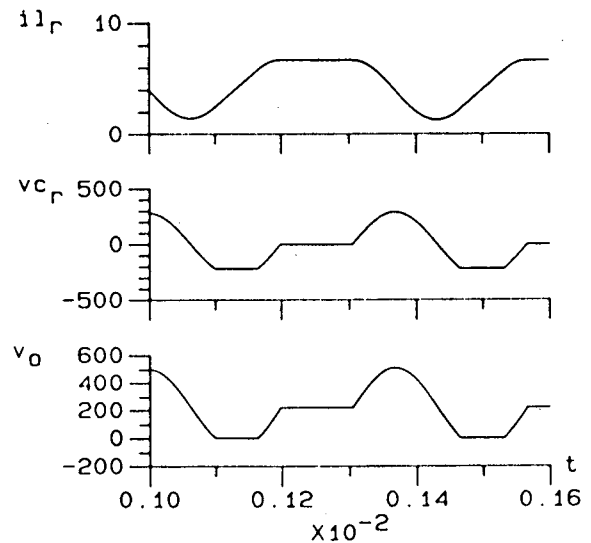
(b<sub>3</sub>)

Fig. 7.9 - Circuito com Sincronização com Comutação ZVS (b<sub>3</sub>);  
Formas de onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ , tensão na carga:  $V_o$ .

A segunda forma consiste em colocar um interruptor auxiliar em série com o capacitor ressonante, representado nos circuitos (a<sub>4</sub>) e (b<sub>4</sub>) das Figs. 7.10 e 7.11. Neste caso, o interruptor auxiliar comuta sob corrente nula.

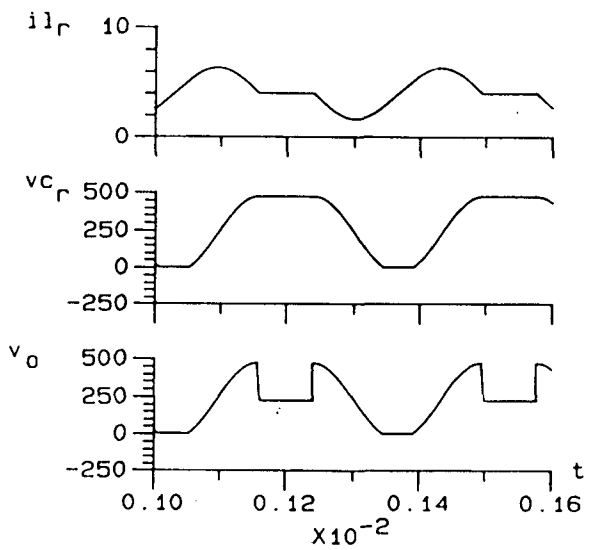
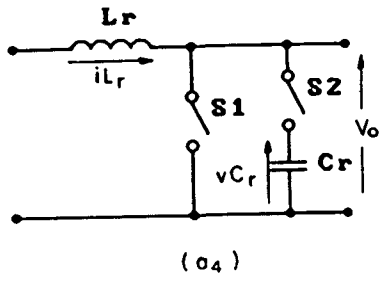


Fig 7.10 - Circuito com Sincronização com Comutação ZCS (a);  
 Formas de Onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$  e tensão na carga:  $V_o$ .<sup>4</sup>

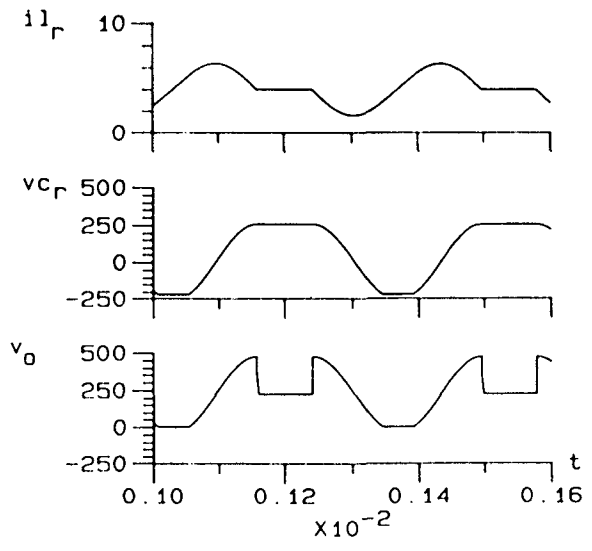
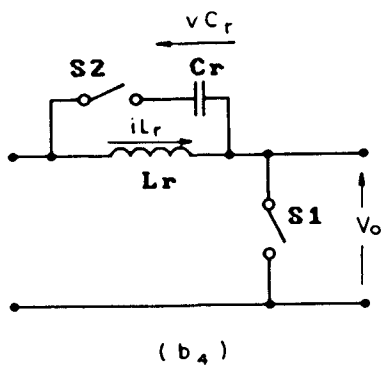


Fig 7.11 - Circuito com Sincronização com Comutação ZCS (b);  
 Formas de Onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$  e tensão na carga:  $V_o$ .<sup>4</sup>

Grupo 3.- Circuito Básico com Capacitor Ressonante Não-Linear:

A esta classe pertencem os circuitos (c<sub>1</sub>) e (d<sub>1</sub>), mostrados nas Figs. 7.12 e 7.13. O valor do capacitor ressonante é modificado durante o ciclo de operação. Esta técnica contribui para a redução das sobretensões nos interruptores, como mostra a forma de onda da tensão  $v_{C_r}$ , que são menores quando comparadas com as tensões dos capacitores ressonantes dos circuitos



dos Grupos 1 e 2. Estes circuitos trabalham com modulação por largura de pulso em ciclos integrais de ressonância.

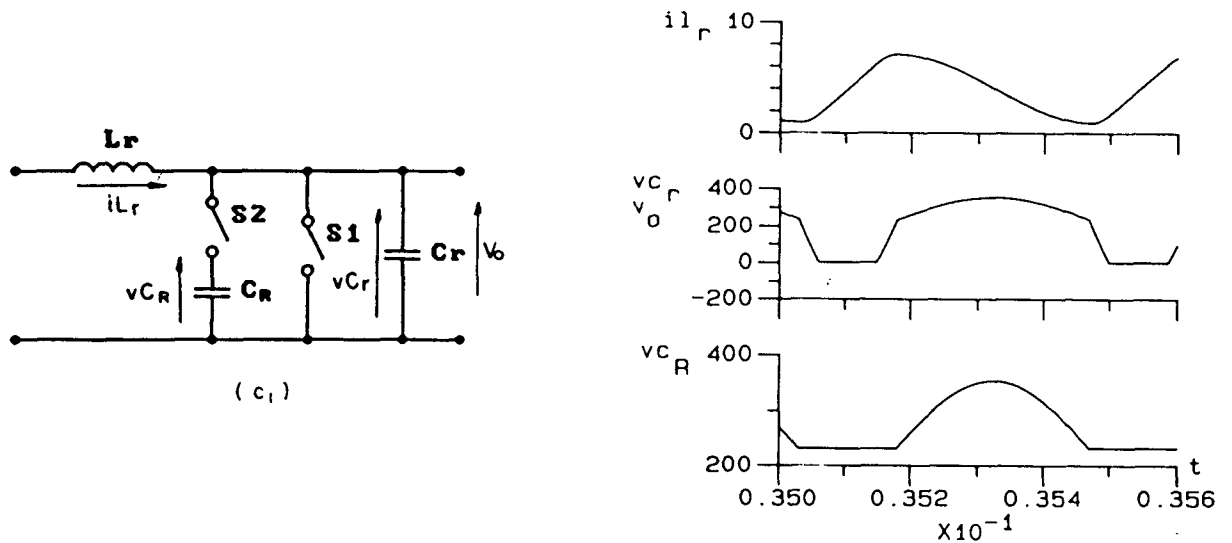


Fig. 7.12 - Circuito Básico com Capacitor Não-Linear (c<sub>1</sub>);  
Formas de Onda:  $iL_r$ ,  $vC_r$ ,  $vC_R$  e tensão na carga:  $V_o$ .

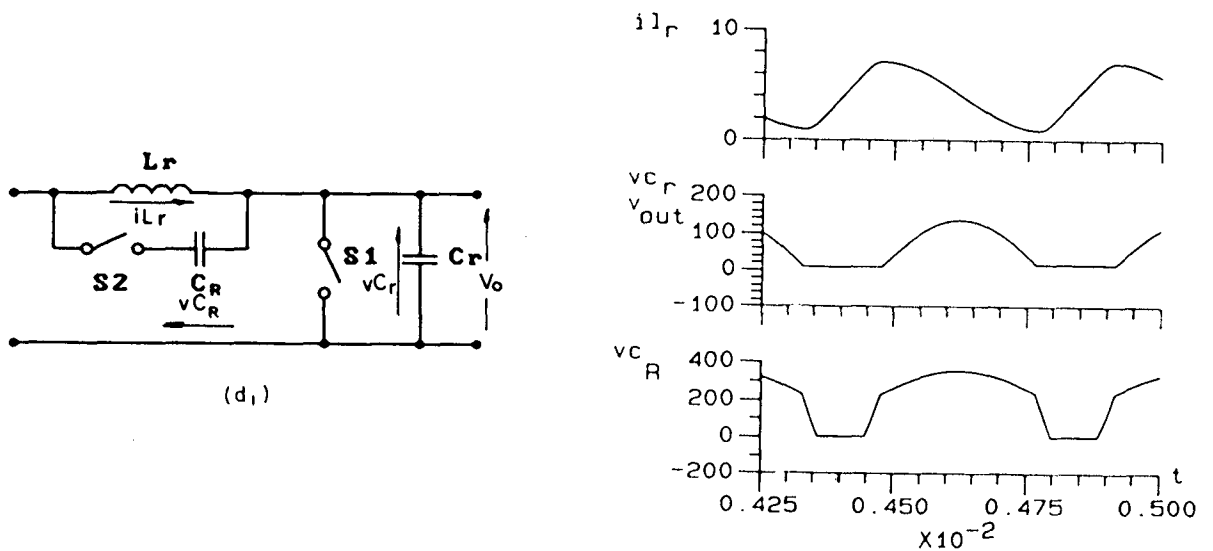


Fig. 7.13 - Circuito Básico com Capacitor Não-Linear (d<sub>1</sub>);  
Formas de Onda:  $iL_r$ ,  $vC_r$ ,  $vC_R$  e tensão na carga:  $V_o$ .

Grupo 4.- Circuitos Sincronizados com Capacitor Ressonante Não-Linear:

A esta classe de circuitos pertencem os identificados como: (c<sub>2</sub>), (c<sub>3</sub>), (c<sub>4</sub>), (d<sub>2</sub>), (d<sub>3</sub>) e (d<sub>4</sub>); indicados nas Figs. 7.14 a 7.19. Estes circuitos têm

a capacidade, durante o ciclo de operação, de sincronizar as oscilações do barramento ressonante CC de tensão com os pulsos de modulação do conversor por interrupção do ciclo ressonante; e de reduzir os picos de sobretensão nos interruptores pela variação controlada do valor do capacitor ressonante.

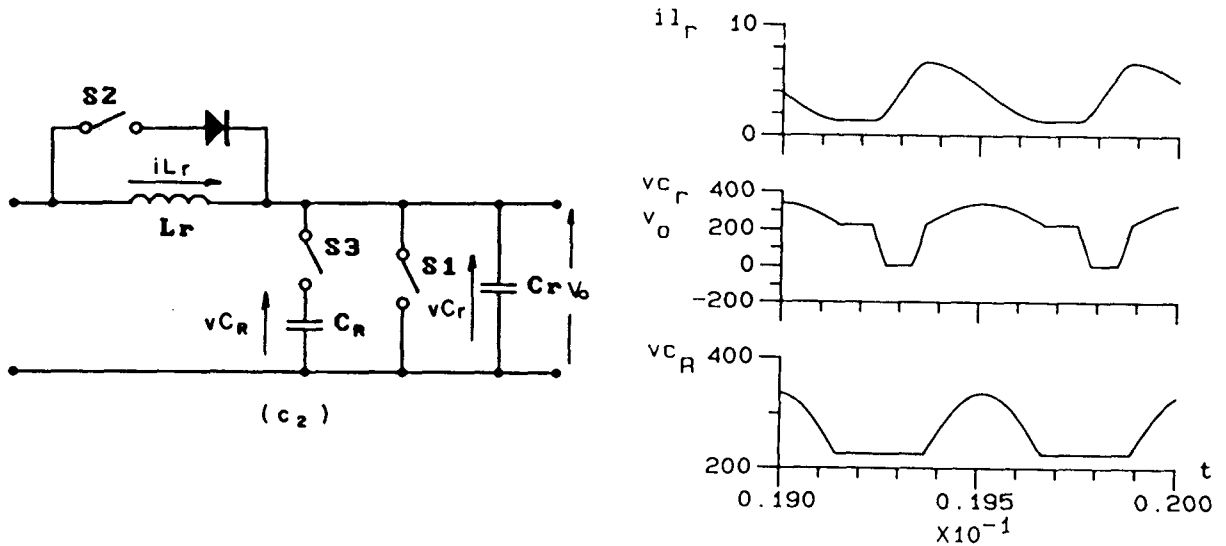


Fig.7.14 - Circuito Sincronizado com Capacitor Ressonante Não-Linear (c<sub>2</sub>); Formas de Onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ ,  $v_{C_r}$  e tensão na carga:  $V_o$ .

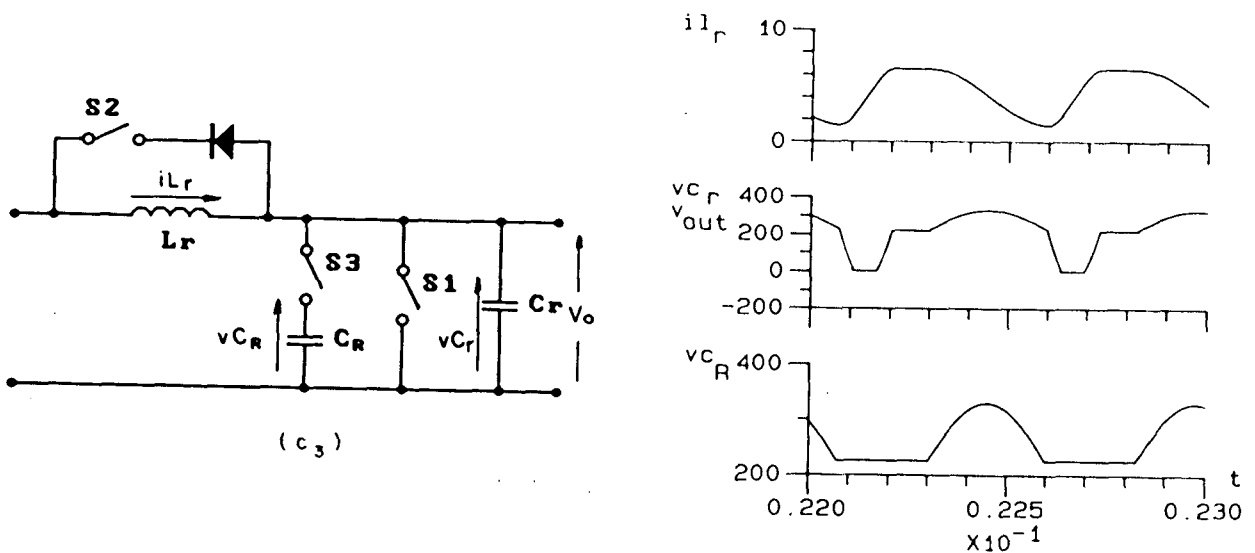


Fig. 7.15 - Circuito Sincronizado com Capacitor Ressonante Não-Linear (c<sub>3</sub>); Formas de Onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ ,  $v_{C_r}$  e tensão na carga:  $V_o$ .

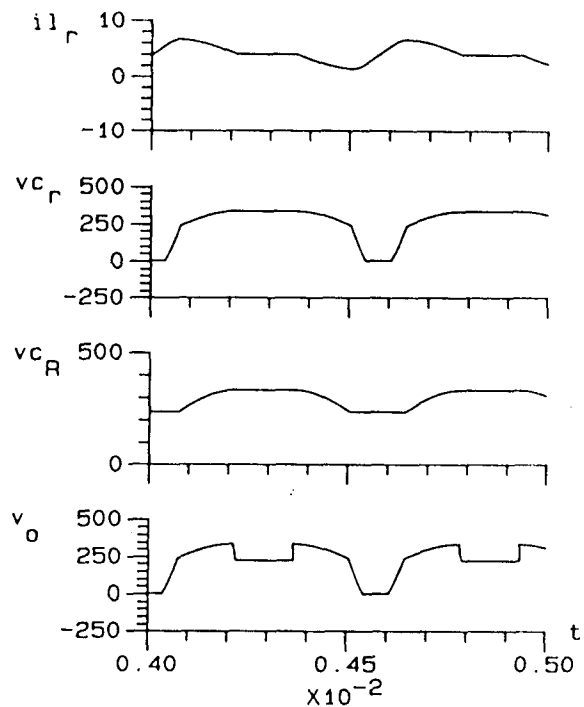
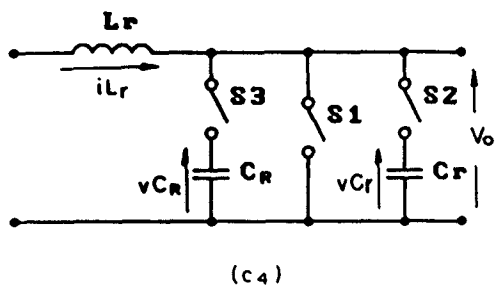


Fig. 7.16 - Circuito Sincronizado com Capacitor Ressonante Não-Linear (c<sub>4</sub>);  
Formas de Onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ ,  $v_{C_r}$  e tensão na carga:  $V_o$ .

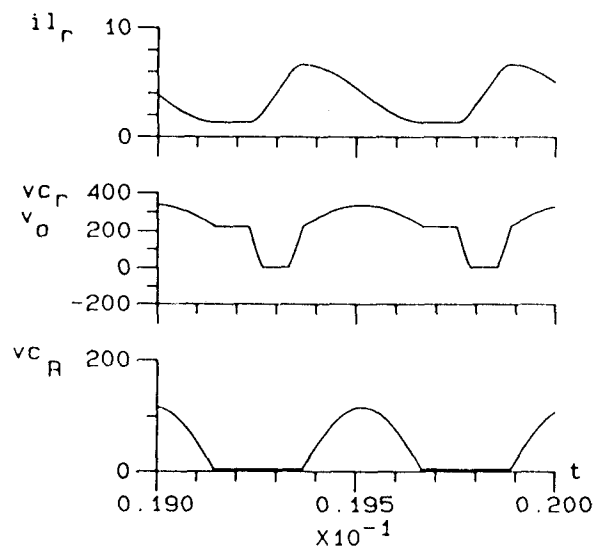
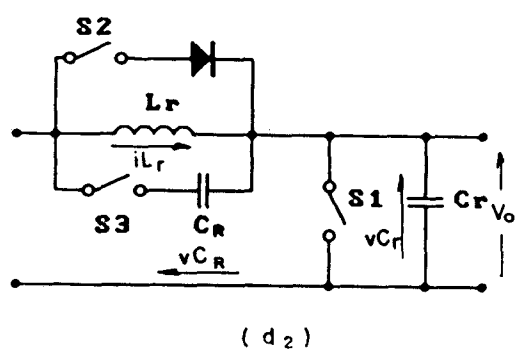


Fig. 7.17 - Circuito Sincronizado com Capacitor Ressonante Não-Linear (d<sub>2</sub>);  
Formas de Onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ ,  $v_{C_r}$  e tensão na carga:  $V_o$ .

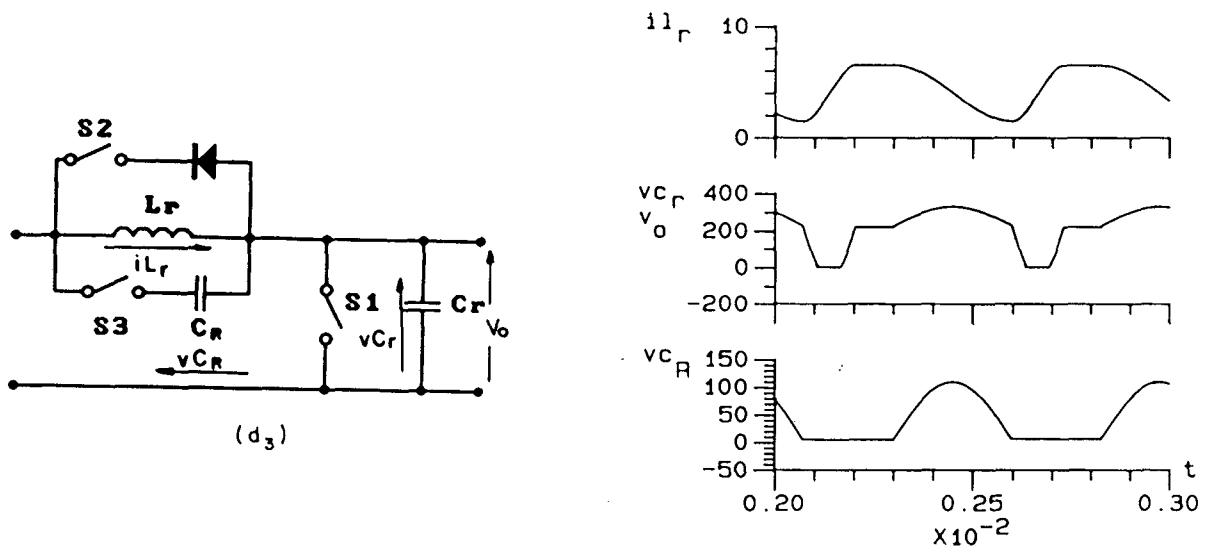


Fig. 7.18 - Circuito Sincronizado com Capacitor Ressonante Não-Linear (d<sub>3</sub>); Formas de Onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ ,  $v_{C_R}$  e tensão na carga:  $V_o$ .

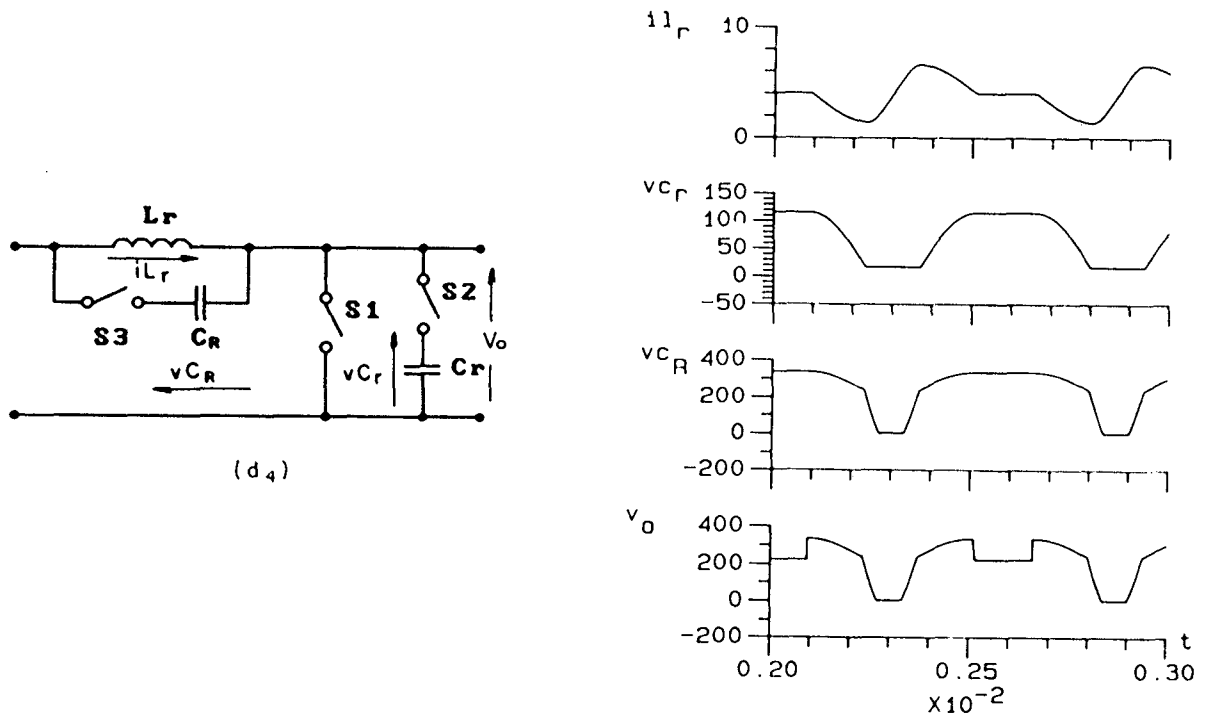


Fig. 7.19 - Circuito Sincronizado com Capacitor Ressonante Não-Linear (d<sub>4</sub>); Formas de Onda:  $i_{L_r}$ ,  $v_{C_r}$ ,  $v_{C_R}$  e tensão na carga:  $V_o$ .

A Fig. 7.20 mostra um resumo das formas de onda e planos de fase dos circuitos da família dos barramento ressonante CC de tensão.

Independente da configuração dos circuitos de barramento ressonante de tensão da Fig 7.20, as funções dos interruptores são definidas como:

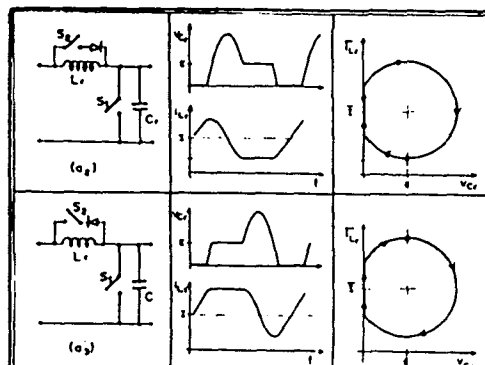
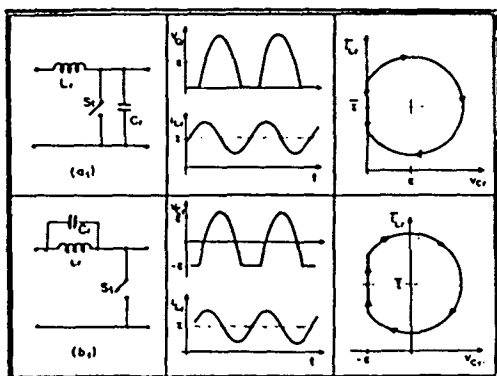
$S_1$  - provê o armazenamento de energia no indutor ressonante, necessária para sustentar e compensar o decaimento das oscilações;

$S_2$  - provê a interrupção do ciclo ressonante e permite a sincronização com a modulação;

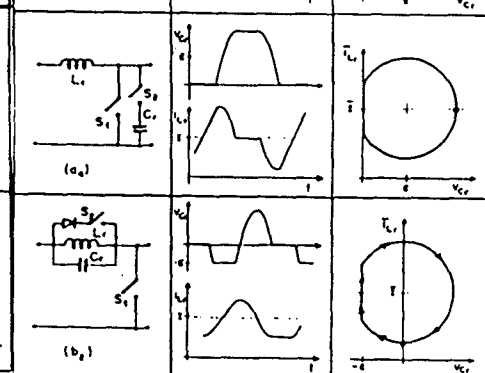
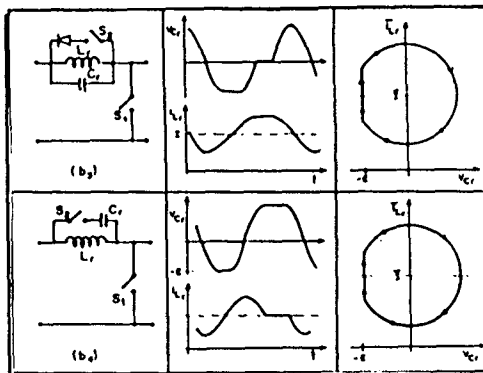
$S_3$  - permite a comutação do segundo capacitor ressonante, provendo um capacitor ressonante equivalente maior, com a finalidade de reduzir os picos de tensão nos interruptores do conversor.

Nota-se que os circuitos mostrados na Fig. 7.20 não são grampeadores ativos. Os circuitos que pertencem aos grupos 1 e 2, isto é, os circuitos  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $a_4$  e  $b_4$ , pela adição de um circuito grampeador proposto em literatura [14, 43], originam um novo grupo de circuitos ativamente grampeados.

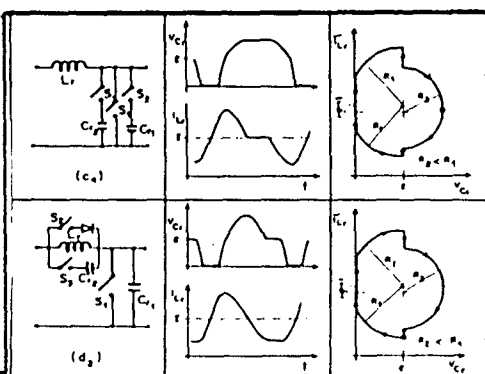
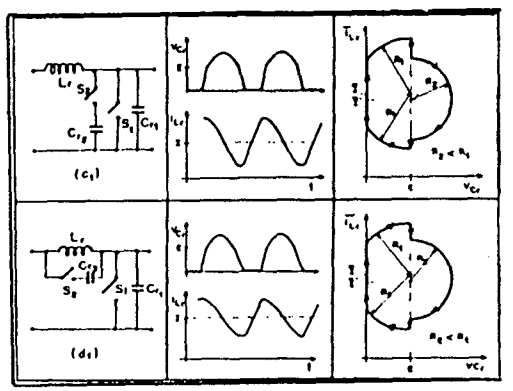
GRUPO 1



GRUPO 2



GRUPO 3



GRUPO 4

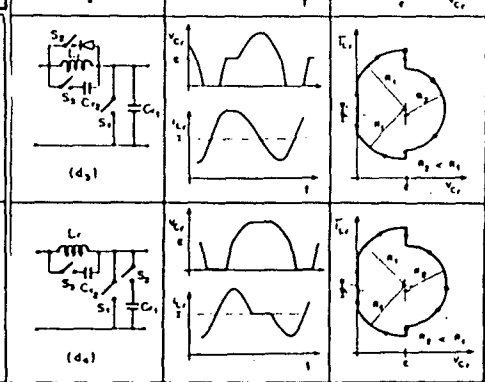
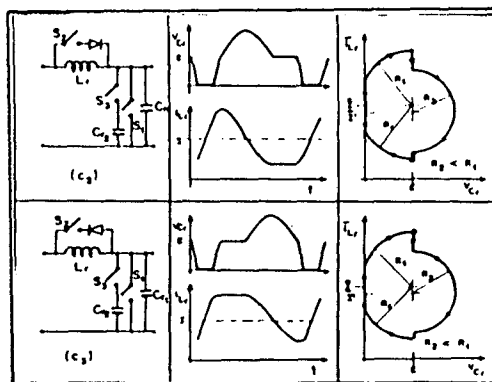
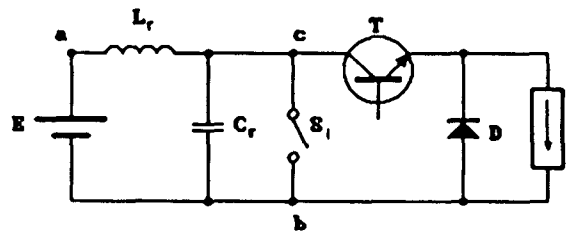


Fig. 7.20 - Família de Circuitos de Barramento Ressonante CC de Tensão com Comutação sob Tensão Nula.

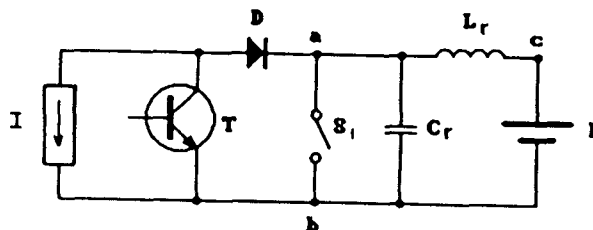
#### 7.4 - Alguns Exemplos de Aplicações do Barramento Ressonante CC de Tensão

O conceito dos conversores com barramento ressonante CC de tensão, pode ser diretamente aplicado a um grande número de conversores convencionais com modulação PWM. Assim, o circuito (a<sub>1</sub>) da Fig. 7.4, é tomado como exemplo para aplicação em diversos conversores que são mostrados nas Figs. 7.21 e 7.22.

a) Buck:



b) Boost:



c) Cuk

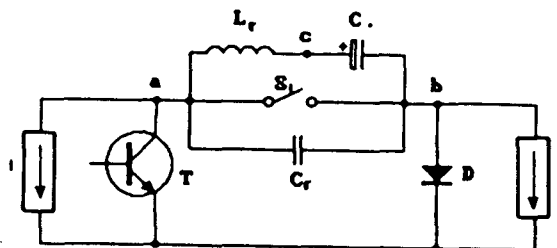
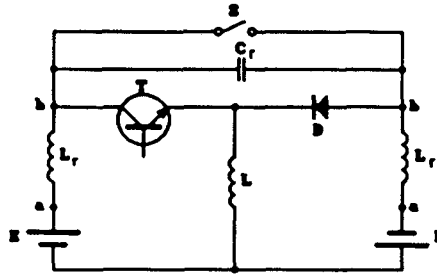
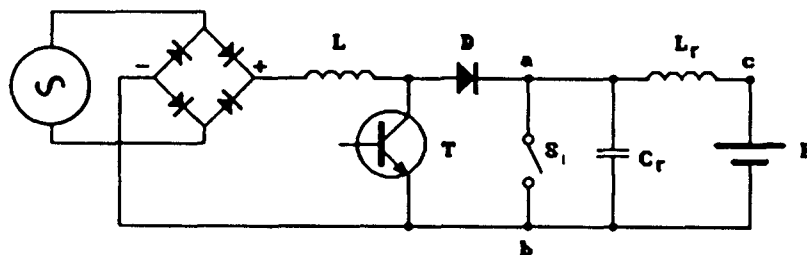


Fig. 7.21 - Aplicações do Barramento Ressonante CC de Tensão.

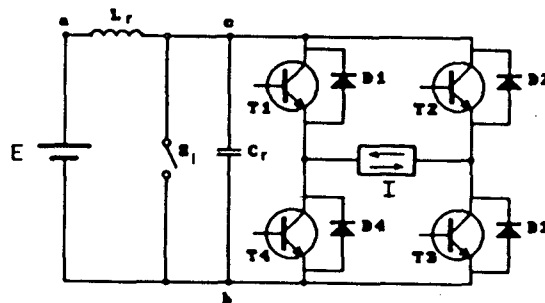
a) Buck-Boost:



b) Retificador com corrente de entrada senoidal:



c) Inversor de tensão (monofásico e trifásico):



d) Retificador com modulação PWM (reversível):

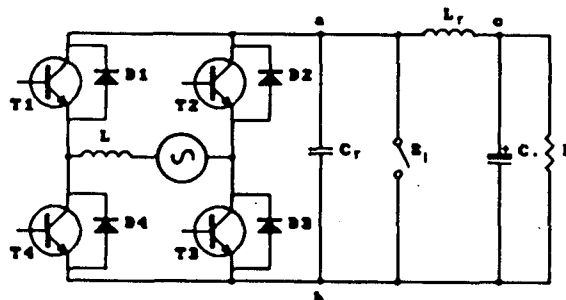


Fig. 7.22 - Aplicações do Barramento Ressonante CC de Tensão.



Alguns exemplos de aplicação dos circuitos de barramento ressonante de tensão em conversores com modulação PWM são apresentados a seguir.

a) Conversores com Modulação PWM em Ciclos Integrais de Ressonância - IPWM. São utilizados os circuitos do Grupo 1 da Fig. 7.4. Um exemplo é mostrado na Fig. 7.23.

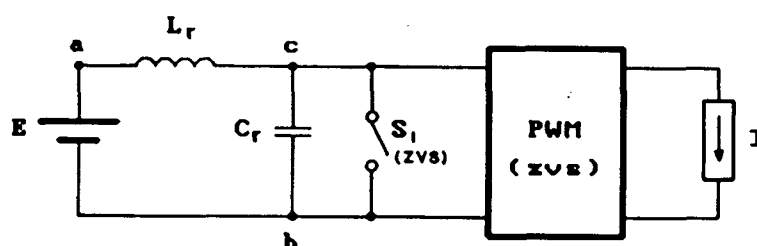
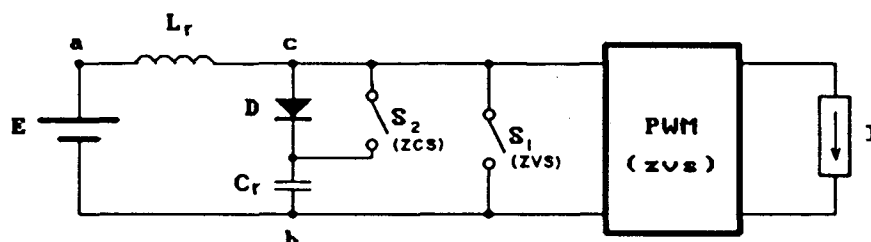


Fig. 7.23 - Conversor com Barramento Ressonante CC de Tensão com Modulação IPWM.

b) Circuitos com sincronização a Modulação PWM. Podem ser utilizados os circuitos dos Grupo 2 e 4 da classificação da família de circuitos de barramento ressonante CC de tensão. Dois exemplos são mostrados na Fig. 7.24.

Circuito b.1.



Circuito b.2.

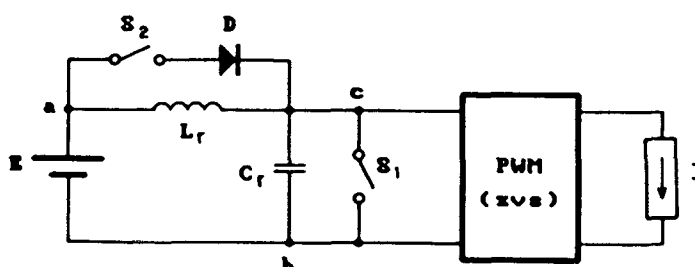


Fig. 7.24 - Conversores com Barramento Ressonante CC de Tensão com sincronização.

No caso do circuito b.1, a sincronização à modulação PWM do conversor é realizada pela interrupção do ciclo de tensão do capacitor ressonante. No caso do circuito b.2, a sincronização é feita pela interrupção do ciclo da corrente no indutor ressonante.

## 7.5 - Conclusões

Os circuitos apresentados neste capítulo foram projetados segundo os métodos desenvolvidos e tratados ao longo deste trabalho. Foram simulados, comprovando-se seu funcionamento.

Os circuitos propostos foram agrupados em uma família de circuitos de barramento ressonante CC de tensão, apresentando características particulares.

Os circuitos de barramento ressonante CC de tensão funcionam como uma interface entre a fonte de tensão  $E$  de alimentação e um conversor convencional, fazendo com que as comutações deste sejam realizadas sob tensão nula. Conseqüentemente, obtém-se comutação não-dissipativa.

Qualquer conversor estático com barramento CC pode ser transformado em um conversor com comutação sob tensão nula, ou comutação sob corrente nula, pela inclusão de um circuito ressonante externo convenientemente alocado e comandado. A Fig. 7.25 mostra esta propriedade.

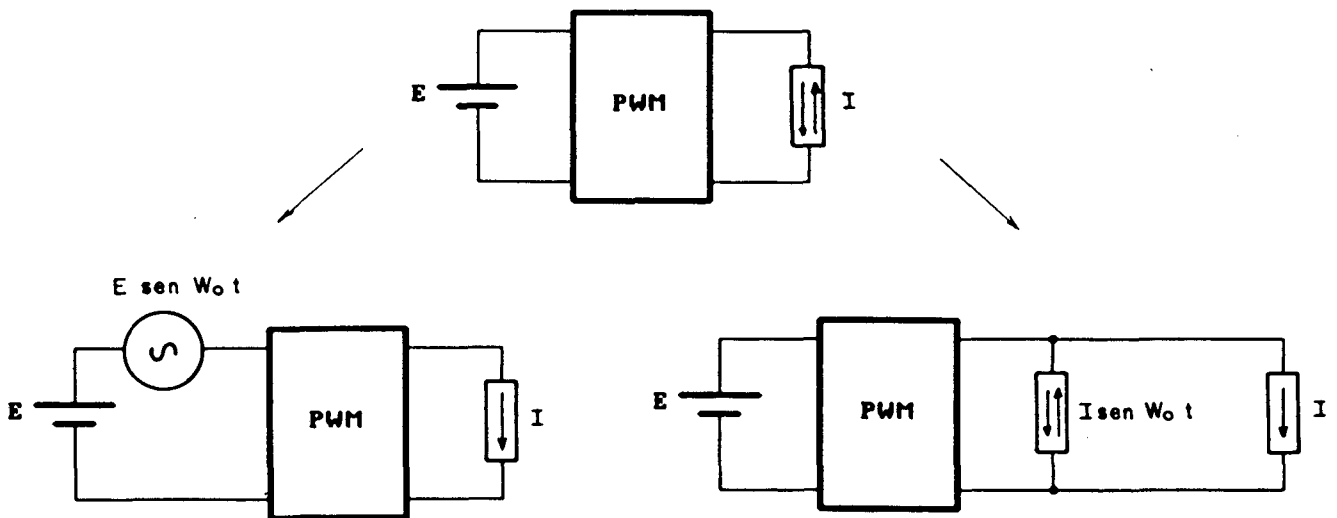


Fig. 7.25 - Inclusão das propriedades de comutação ZVS ou ZCS a um conversor convencional.

a) Conv. Convencional,

b) Conv. ZVS-PWM,

c) Conv. ZCS-PWM

Os circuitos de barramentos CC ressonantes de tensão do Grupo 1, apresentam como característica de funcionamento picos de tensão maiores que duas vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. Estes circuitos trabalham com modulação por largura de pulso em ciclos integrais de ressonância. Os interruptores do conversor alimentado por este tipo de barramento estão submetidos a sobretensões durante o tempo de duração do pulso de modulação.

Os circuitos de barramentos ressonantes CC de tensão com sincronização do Grupo 2, trabalham com modulação PWM, devido a possibilidade de interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$  (circuitos:  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $b_2$  e  $b_3$ ), ou o ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  (circuitos:  $a_4$  e  $b_4$ ), por meio de interruptores auxiliares. Por este motivo, são mais vantajosos que os circuitos de barramento ressonante CC de tensão básico ou do Grupo 1. As oscilações de ressonância ocorrem só no começo e no fim de cada pulso de modulação.

Os circuitos do Grupo 2 apresentam, também, da mesma forma que os circuitos do Grupo 1, sobretensões maiores que 2,5 o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação.

Os circuitos  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $b_2$  e  $b_3$  do Grupo 2 são menos vantajosos que os circuitos  $a_4$  e  $b_4$  do mesmo grupo. Isto ocorre por que os primeiros têm perdas por condução nos interruptores auxiliares ligados em paralelo ao indutor ressonante, quando ocorre a transferência de energia da fonte de tensão  $E$  para a carga.

Os circuitos de barramentos ressonantes CC de tensão com capacitor ressonante não-linear do Grupo 3, possibilitam a redução dos picos da tensão  $vC_r$  maiores que 2,5 para valores na faixa de 1,2 à 1,4 o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. Os circuitos deste grupo trabalham com modulação por largura de pulso em ciclos integrais de ressonância da mesma forma que os circuitos do Grupo 1, com a vantagem de reduzir as sobretensões como mencionado anteriormente.

Os circuitos de barramentos ressonantes CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com sincronização do Grupo 4, trabalham com modulação PWM devido a possibilidade de efetuar a interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  ou da corrente ressonante  $iL_r$ , da mesma forma como são feitos pelos circuitos do Grupo 2. Apresentam como vantagem a diminuição dos picos da tensão  $vC_r$  de valores maiores que 2,5 para valores na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. Os circuitos  $c_2$ ,  $c_3$ ,  $d_2$  e

$d_3$  pertencentes a este grupo, são menos vantajoso em relação aos circuitos  $c_4$  e  $d_4$ . Isto se deve ao fato de que os primeiros trabalham com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , necessitando para tal de interruptores auxiliares em paralelo com o indutor ressonante  $L_r$ . A passagem da corrente da fonte de alimentação  $E$  para a carga quando é feita a interrupção do ciclo ressonante da corrente, causa perdas por condução.

## CONCLUSÕES GERAIS

No início do presente trabalho, foi apresentado o circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado, dando uma contribuição ao estudo deste através da análise matemática das etapas de funcionamento, obtendo-se ábacos que relacionam as variáveis de controle com as variáveis de saída de interesse do circuito. Foi proposta uma metodologia de projeto do circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado, utilizando-se os ábacos obtidos e comprovando-se a validade do método através de simulações.

Foi proposta uma modulação por largura de pulso em ciclos integrais de ressonância (IPWM - Integral Pulse Width Modulation), aplicada na simulação de um inversor de tensão PWM monofásico com circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado.

A modulação IPWM submete os interruptores do conversor a picos de tensão maiores que 2,5 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação, durante o tempo de duração do pulso de modulação, na frequência de oscilação do circuito ressonante, o que causa "stress" excessivo.

O circuito de barramento ressonante CC de tensão com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , permite que o circuito ressonante realize uma oscilação controlada apenas nos instantes de comutação do pulso de modulação. Desta forma, os interruptores do conversor sofrem menos esforços de tensão.

Com valores adequados do indutor e capacitor ressonante, pode-se obter picos de tensão no barramento ressonante CC de tensão próximos ao valor de 2,5 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação. Mediante a utilização de circuitos grampeadores passivos, consegue-se limitar as sobretensões em valores dentro da faixa de 2,2 a 2,5 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação.

Foi realizado o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor não linear e com interrupção da tensão  $vC_r$ , que reduz os picos da tensão  $vC_r$  com valores maiores que 2,5 para valores dentro da faixa de 1,2 a 1,4 vezes o valor da fonte de tensão  $E$  de alimentação, mediante a utilização do capacitor ressonante não-linear.

Este circuito permite a sincronização da interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  com a modulação PWM do inversor que alimenta. A corrente eficaz nos interruptores auxiliares não é significativa.

Para este barramento ressonante CC de tensão em questão, foi realizado o estudo e a análise matemática das etapas de funcionamento, estabelecendo-se ábacos que relacionam as variáveis de controle ( $\Delta t_1/T_0$ ) com as variáveis de saída do barramento ( $vC_{rmax}/E$ ), toma-se como parâmetro a relação dos capacitores ressonantes ( $C_R/C_r$ ). Desta maneira, o projeto do circuito do referido barramento é facilitado.

Foi utilizado o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , para alimentar dois inversores PWM de tensão, sendo um destes trifásico e o outro monofásico. Pelas experiências realizadas, foi comprovado que as sobretensões ficam limitadas na faixa de 1,2 vezes o valor da fonte de tensão E de alimentação. Tais sobretensões são significativamente inferiores às sobretensões geradas pelo circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado, ou aquele com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ . Também foi possível de se trabalhar com modulação PWM de setenta e quatro pulsos por período, obtendo-se a eliminação de até a septuagésima-quarta harmônica, sendo que a septuagésima-quinta harmônica foi eliminada com um pequeno filtro  $L_r, C_r$ , para o caso do inversor monofásico. No caso do inversor trifásico, obteve-se a eliminação de até a centésima décima primeira harmônica.

Foi proposto o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , que permite que os picos da tensão no barramento também fiquem dentro da faixa de 1,2 à 1,4 vezes a fonte de tensão E de alimentação, pela utilização do capacitor ressonante não-linear. O circuito proposto possibilita o emprego da modulação PWM, devido ao fato de que é feita a interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , pela utilização de interruptores auxiliares, realizando o sincronismo com os pulsos de comando do circuito de barramento ressonante CC de tensão em questão.

Foi realizado o estudo do princípio de funcionamento e a análise matemática das etapas de operação do circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ . Desta forma, foram obtidos ábacos utilizados no projeto do circuito, verificando-se seu funcionamento através de simulações.

Na parte experimental, foi realizado o circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$  alimentando um inversor monofásico, comprovando-se que os picos da tensão  $vC_r$  também ficam limitados na faixa de 1,2 vezes o valor da fonte de alimentação E. Foi possível a utilização de uma modulação PWM com setenta e quatro pulsos de modulação por período. Com isto, foi eliminada até a septuagésima-quarta harmônica, sendo que a septuagésima-quinta harmônica também foi eliminada mediante um pequeno filtro  $L_r-C_r$ .

Foi realizado o estudo e a análise matemática das etapas de operação do circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , para o caso da inversão instantânea da corrente no barramento. Isto ocorre quando o barramento ressonante em questão está ligado a um inversor de tensão PWM, alimentando uma carga não-linear. Esta carga consiste em um retificador com filtro capacitivo, provocando a sobrecarga dos capacitores ressonantes do barramento. Com isto, surgirão sobretensões maiores que 2,5 vezes o valor da fonte de alimentação E. Utilizando-se o método de cálculo do circuito para o caso em questão, consegue-se valores menores que duas vezes o valor da fonte de alimentação E.

Foi proposta uma família de circuitos de barramentos ressonantes CC de tensão. Esta família está dividida em quatro grupos, os quais apresentam características particulares quanto ao modo de operação, limitação dos picos de tensão  $vC_r$  e sincronização com a modulação PWM.

Os circuitos de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, apresentam como principal vantagem o fato de permitirem a redução dos picos de tensão sobre os interruptores do conversor. As comutações são não dissipativas. Estes circuitos, quando comparados com o circuitos de barramento ressonante CC de tensão simplificado (cap. 2), ou com o circuito de barramento ressonante CC de tensão com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  (cap. 3), apresentam-se mais vantajosos, uma vez que estes barramentos ressonantes CC de tensão operam com tensão ressonante  $vC_r$  maior que 2,5 vezes o valor da fonte E de alimentação. Os circuitos de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não linear, permitem a redução das sobretensões para valores na faixa de 1,2 à 1,4 vezes o valor da fonte E de alimentação.

Os circuitos de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear - sendo um com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , e o outro com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$  - permitem a utilização da modulação PWM, devido a possibilidade de interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  ou da corrente  $iL_r$ , por meio de interruptores auxiliares. Esta interrupção possibilita a sincronização da modulação com os ciclos ressonantes do circuito. Assim, com relação ao circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado (Cap. 2), os descritos acima são vantajosos.

O circuito de barramento ressonante CC de tensão simplificado trabalha com modulação por largura de pulsos em ciclos integrais de ressonância, sendo que, os interruptores do inversor ligado a este barramento ressonante estarão submetidos a uma série de picos de tensão ( $vC_r$ ), maiores que 2,5 vezes o valor da fonte E de alimentação, durante o tempo de duração do pulso de modulação. A vantagem dos circuitos de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$  ou da corrente  $iL_r$  está no fato de que, nestes casos, haverá um ciclo ressonante completo para cada pulso de modulação.

O circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ , em comparação ao circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , é menos vantajoso. Isto ocorre devido ao fato de que, a interrupção do ciclo ressonante da corrente é realizada através de interruptores auxiliares em paralelo com o indutor  $L_r$ , e é por este caminho auxiliar que flui a corrente da fonte de tensão E de alimentação para a carga, causando perdas por condução nestes interruptores.

O barramento ressonante CC de tensão com capacitor não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão  $vC_r$ , quando comparado ao barramento de tensão ressonante CC com circuito grampeador ativo e com sincronização proposto por Divan [43], apresenta como desvantagem a utilização de um interruptor auxiliar em série com o capacitor ressonante  $C_r$ . Isto se deve ao fato de que, haverá circuitos adicionais para o acionamento deste interruptor. Mas, apresenta como vantagem principal, a não utilização de interruptores auxiliares em paralelo com o indutor ressonante, como no caso do barramento ressonante com grampeador ativo. Os interruptores auxiliares causam perdas por condução, podendo restringir sua aplicação onde se requerem



potências elevadas. Ambos barramentos ressonantes operam com sobretensões na faixa de 1,2 à 1,6 vezes o valor da fonte E de alimentação.

O circuito de barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo da corrente  $iL_r$ , do ponto de vista das características de saída, é semelhante ao circuito de barramento ressonante CC de tensão com circuito grampeador e sincronização, porque ambos permitem que as sobretensões no barramento ressonante fiquem na faixa de 1,2 à 1,6 vezes o valor da fonte de tensão E de alimentação. Ambos os circuitos permitem a sincronização com a modulação PWM.

Finalmente, deve-se destacar que, como seqüência dos resultados atingidos, merecem investigações futuras os seguintes aspectos:

- Estudos mais profundos do acionamento de motor de indução alimentado por conversor com barramento ressonante de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da tensão ressonante  $vC_r$ , com potência maior e compatível com as necessidades da indústria.
- Realização de conversores com barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear, com interrupção do ciclo de ressonância de tensão ou de corrente, utilizando uma técnica de controle das variáveis de saída do conversor diferente da modulação PWM utilizada no presente trabalho.
- Realização de protótipos em malha fechada, para verificação global dos conversores com barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo da tensão ou da corrente.

## ANEXO 1

Foi realizada a simulação do circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Grampeador Ativo e Sincronização, proposto por Divan [43]. O circuito implementado para a simulação, através do programa SCVOLT [57], está mostrado na Fig. A.1.1. São apresentadas as formas de onda mais representativas do circuito.

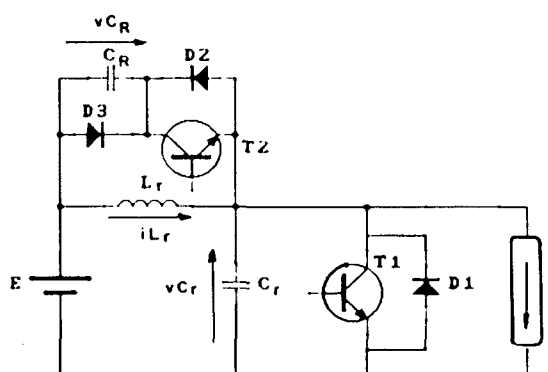
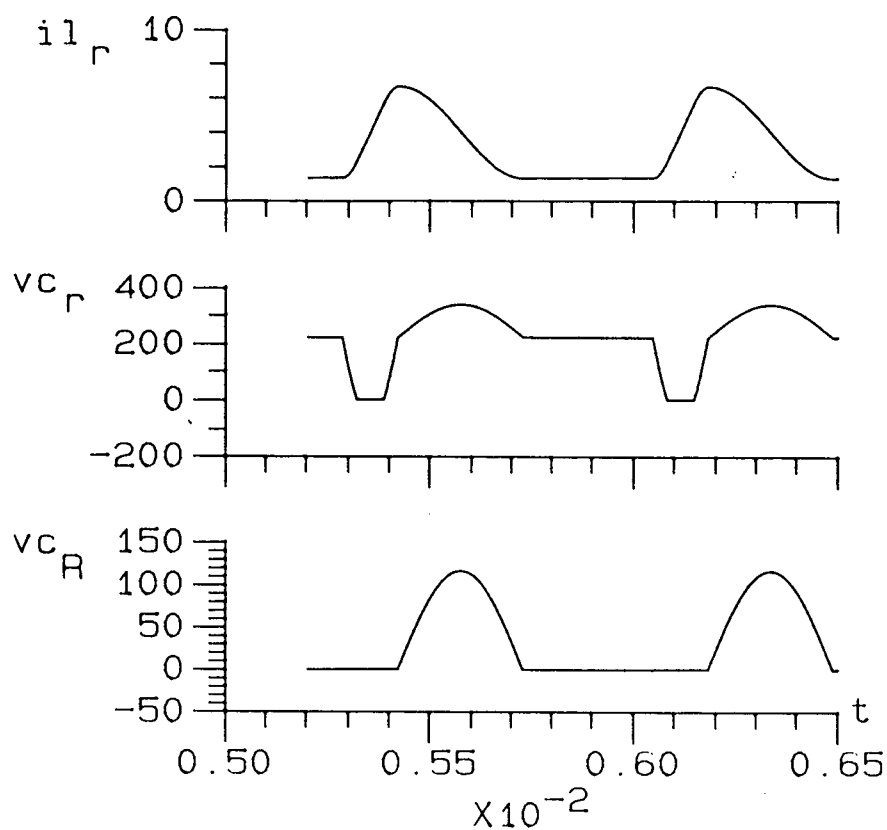
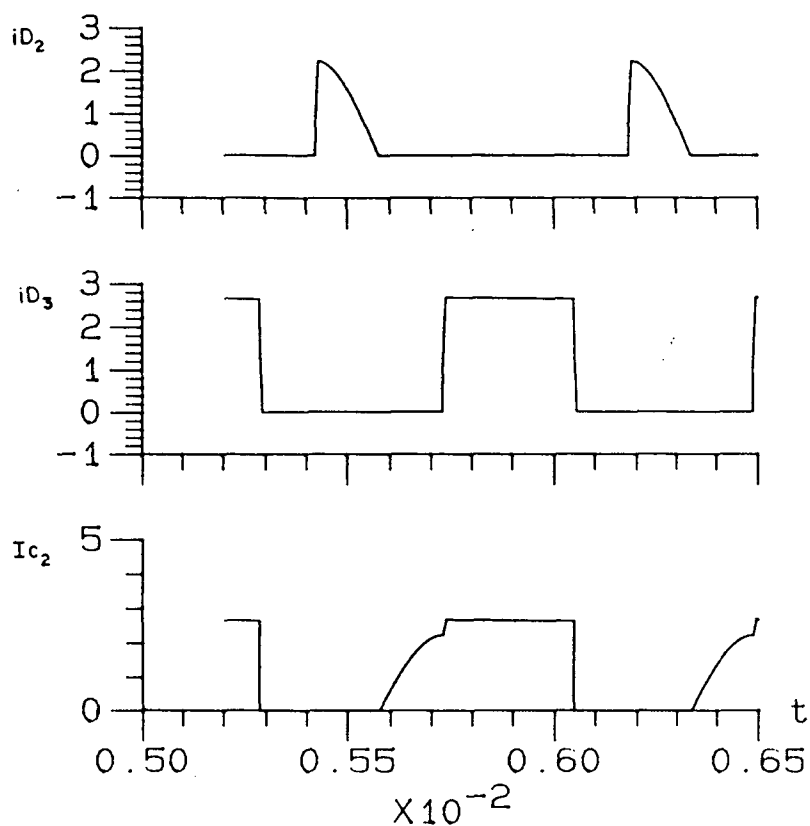


Fig. A.1.1 - Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Grampeador Ativo e Sincronização.

## A.1.1 - Formas de Onda mais Representativas do Circuito.

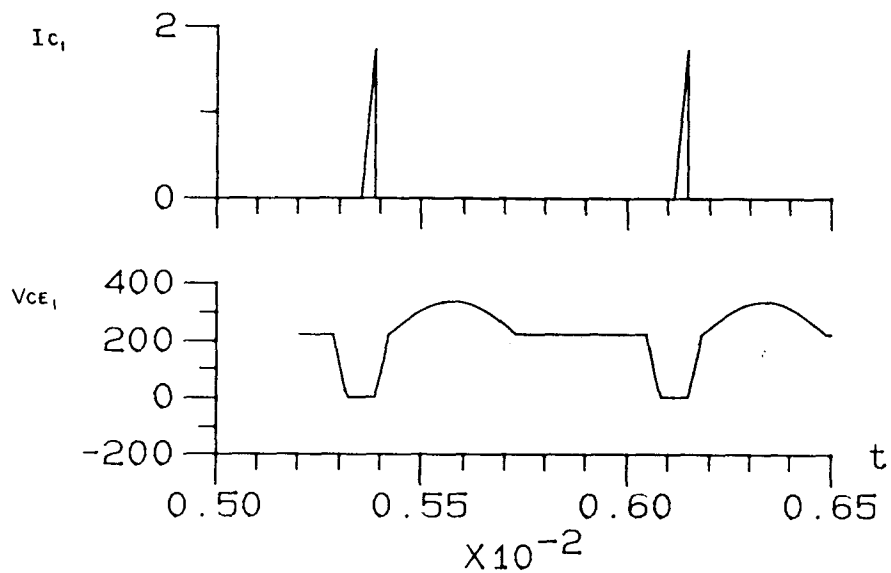
Formas de onda:  $iL_r(t)$ ,  $vC_r(t)$ ,  $vC_R(t)$ .

A tensão no capacitor ressonante  $C_R$ , oscila entre o valor zero voltios e o valor de pico de 130 voltios. A tensão máxima no barramento ressonante CC é a soma da tensão da fonte de tensão  $E$  de alimentação, que é de 220 V. e o valor da tensão de pico do capacitor  $C_R$ .

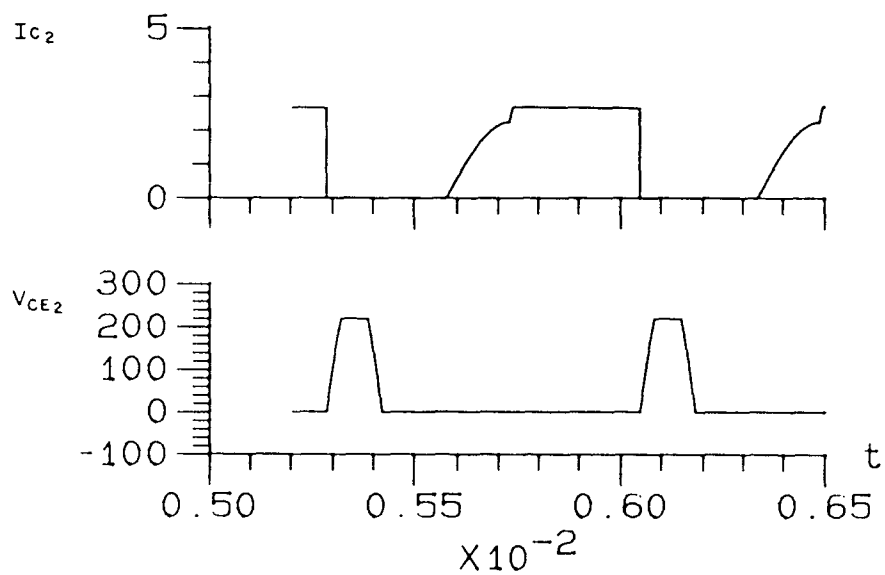


Formas de onda:  $iD_2(t)$ ,  $iD_3(t)$ ,  $Ic_2(t)$

Através do transistor  $T_2$  circula a corrente de descarga do capacitor ressonante  $C_R$  e a corrente da carga. A corrente de carga circula através do diodo  $D_3$ , ocasionando perdas por condução nestes interruptores.



Formas de onda no transistor  $T_1$ :  $I_{c1}(t)$ ,  $V_{ce1}(t)$ .



Formas de onda no transistor  $T_2$ :  $I_{c2}(t)$ ,  $V_{ce2}(t)$ .

## ANEXO 2

Foi realizada a simulação do circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do ciclo ressonante da Tensão  $v_{Cr}$ , proposto e estudado no capítulo 4 do presente trabalho.

O circuito implementado para a simulação, através do programa SCVOLT [57], está mostrado na Fig. A.2.1. São apresentadas as formas de onda mais representativas do circuito.

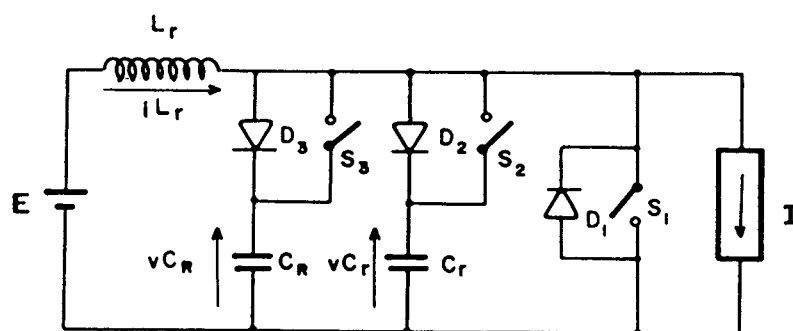
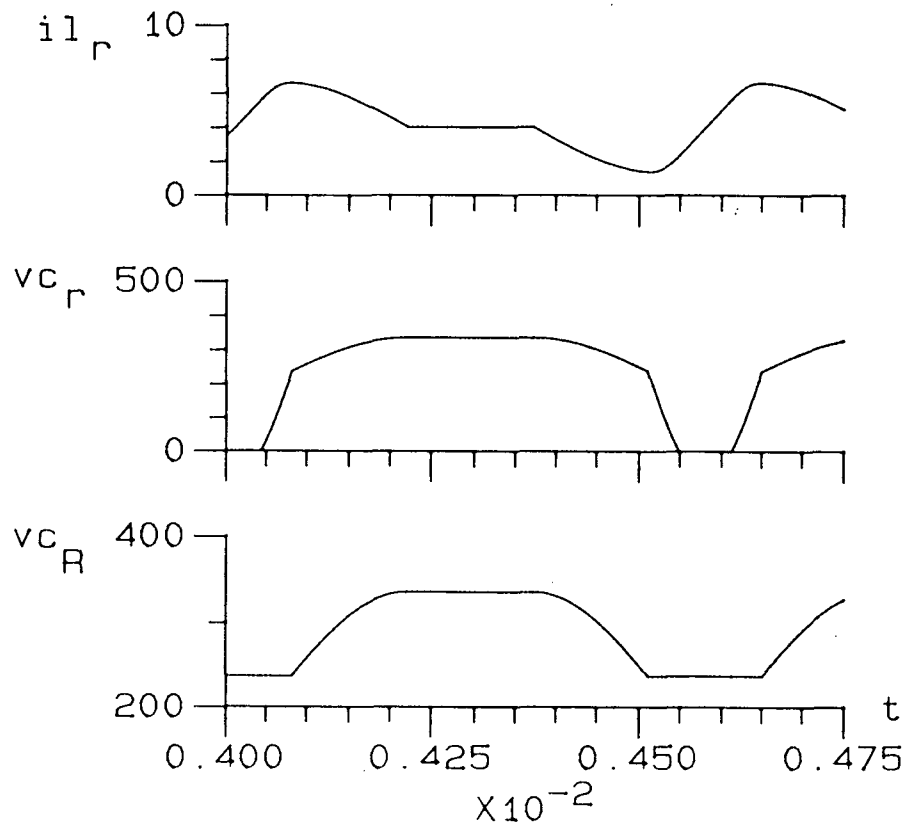
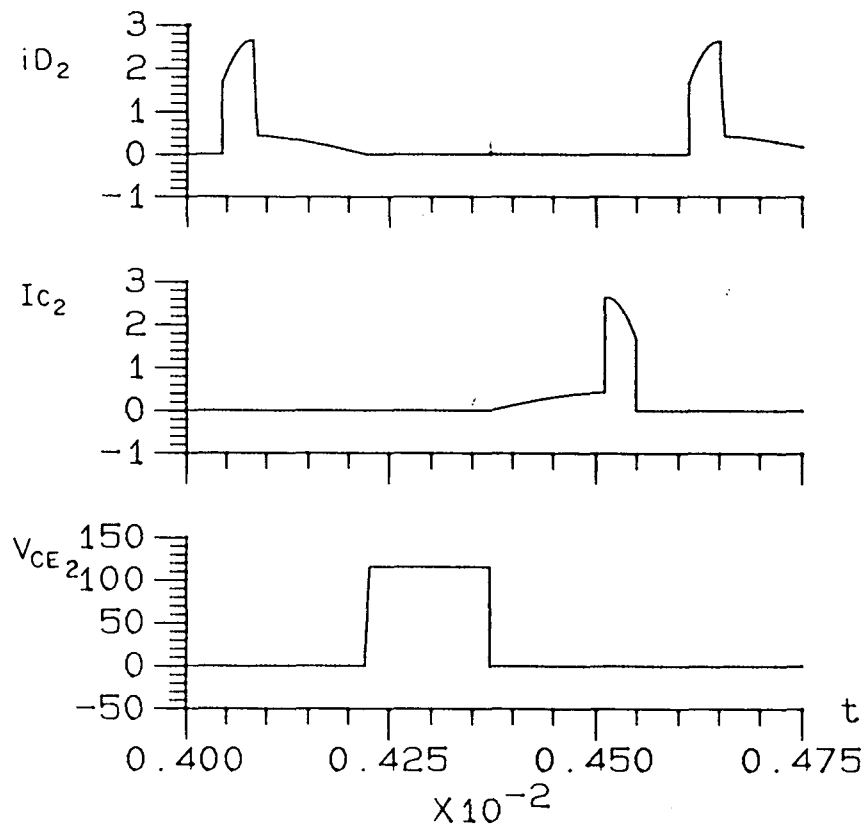


Fig. A.2.1 - Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão  $v_{C_r}$ .

## A.2.1 - Formas de Onda Representativas do Circuito

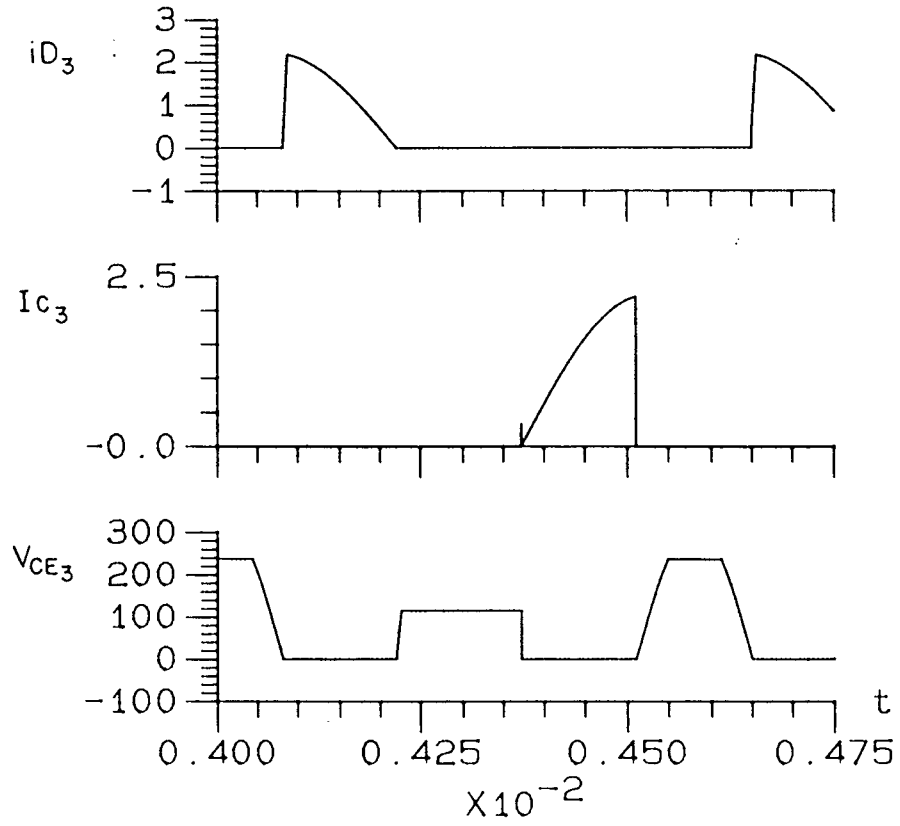


Formas de onda nos componentes ressonantes:  $iL_r(t)$ ,  $vC_r(t)$ ,  $vC_R$ .

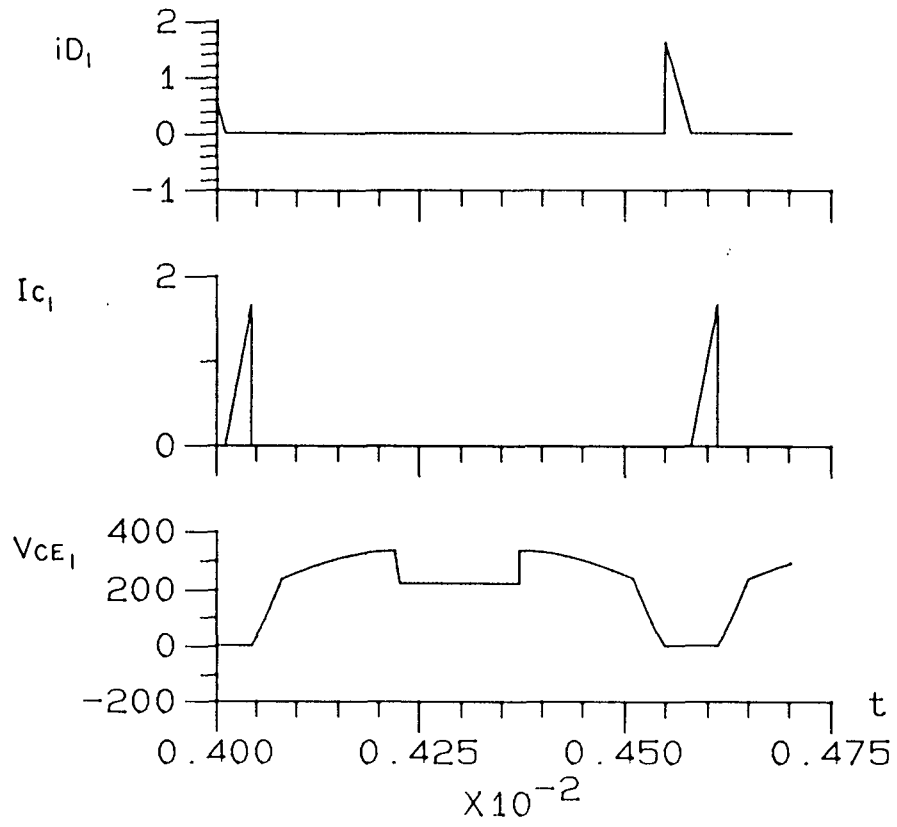


Formas de onda nos interruptores auxiliares associados ao capacitor ressonante  $C_r$ :  $iD_2(t)$ ,  $Ic_2(t)$ ,  $V_{CE_2}(t)$ .





Formas de onda nos interruptores auxiliares associados ao capacitor ressonante  $C_R$ :  $i_{D_3}(t)$ ,  $I_{C_3}(t)$ ,  $V_{CE_3}(t)$ .



Formas de onda nos interruptores:  $i_{D_1}(t)$ ,  $I_{C_1}(t)$ ,  $V_{CE_1}$ .

## ANEXO 3

Foi realizada a simulação do circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente  $i_{L_r}$ , proposto e estudado no capítulo 5 do presente trabalho.

O circuito implementado para a simulação, através do programa SCVOLT [57], está mostrado na Fig. A.3.1. São apresentadas as formas de onda mais representativas do circuito.

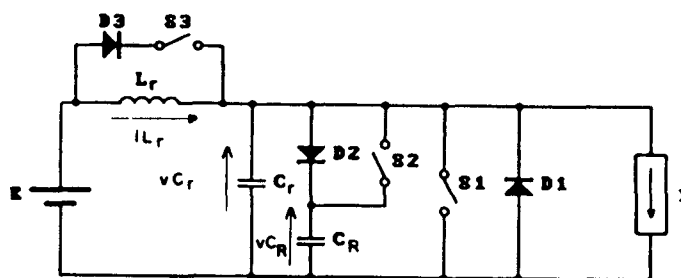
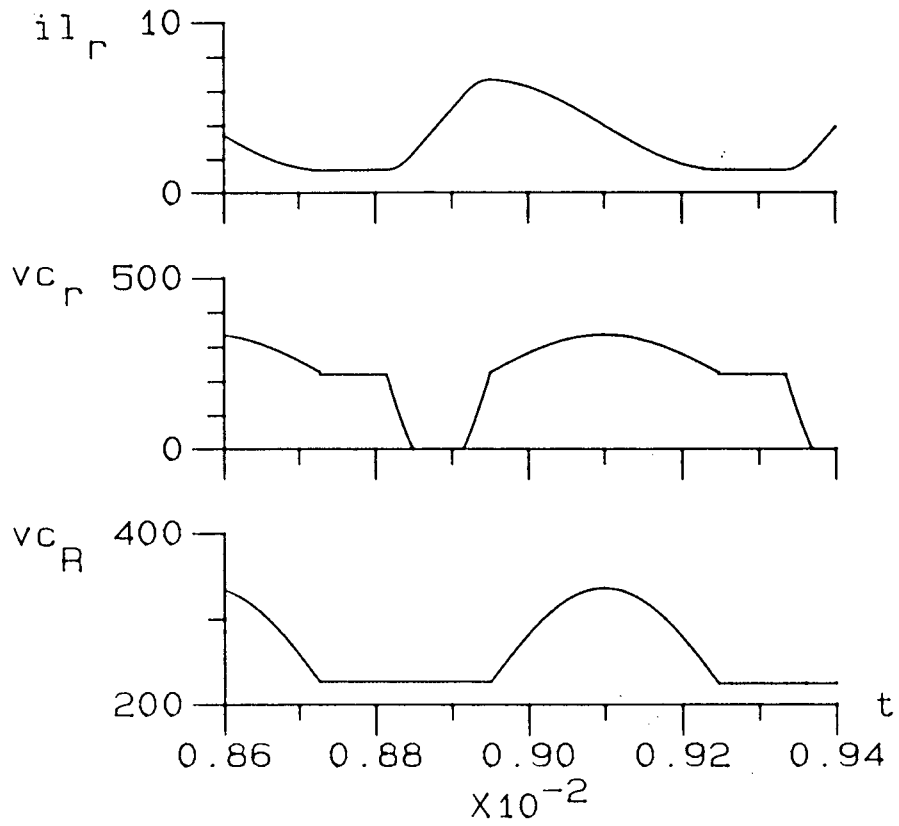
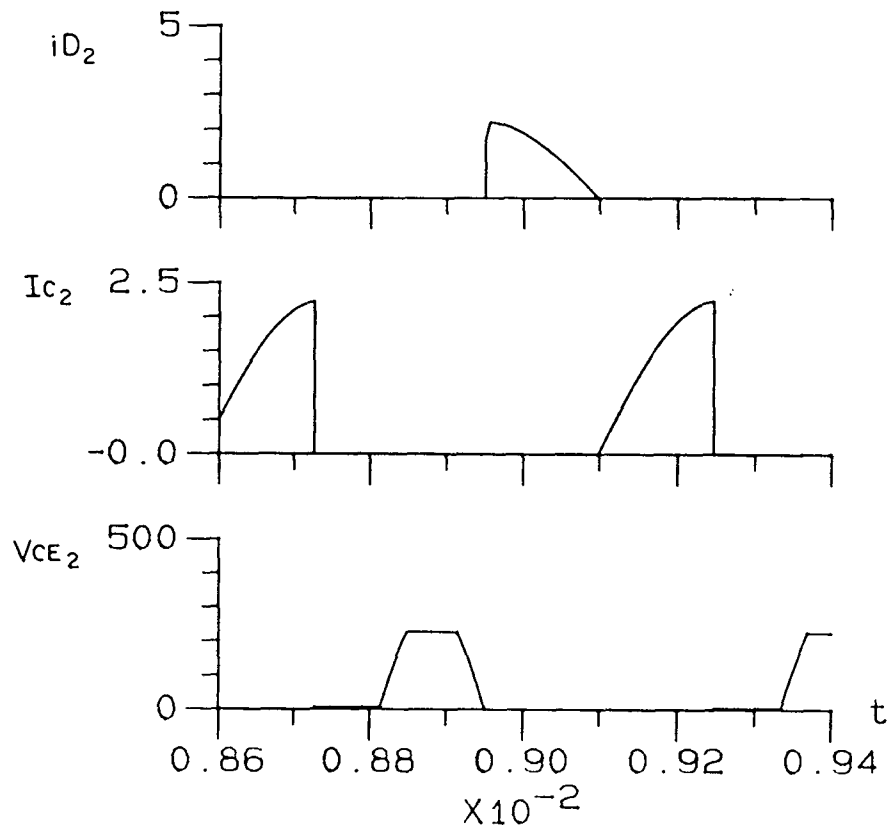


Fig. A.3.1 - Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente  $i_{L_r}$ .

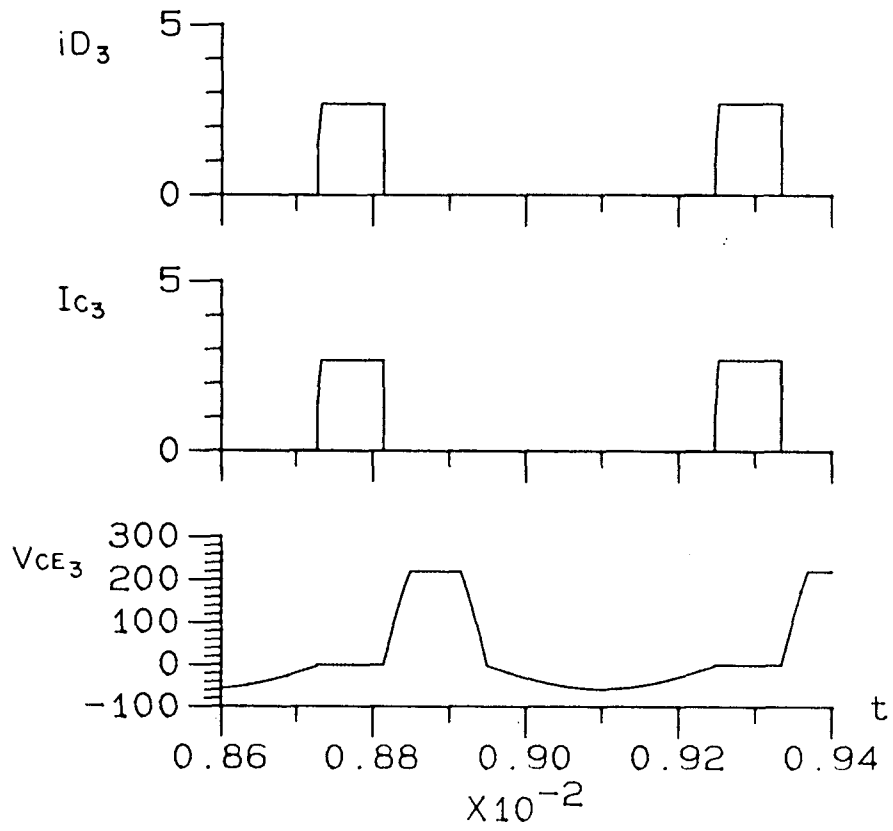
## A.3.1 - Formas de Onda Representativas do Circuito



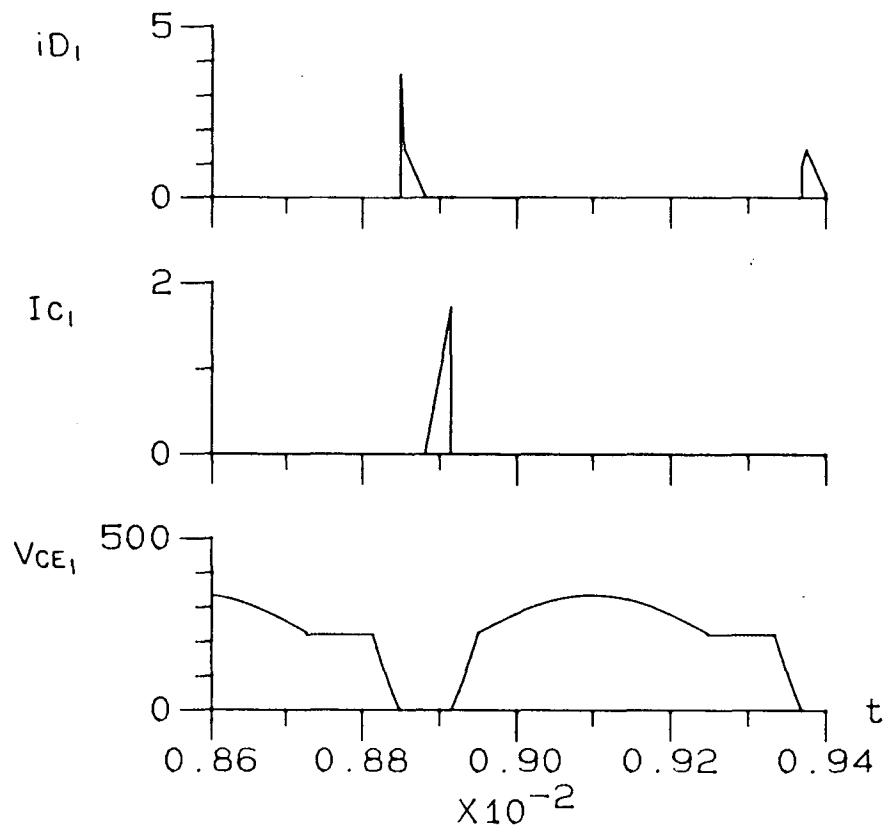
Formas de onda nos componentes ressonantes:  $iL_r(t)$ ,  $vC_r(t)$ ,  $vC_R$ .



Formas de onda nos interruptores auxiliares associados ao capacitor ressonante  $C_R$ :  $i_{D_2}(t)$ ,  $I_{c_2}(t)$ ,  $V_{CE_2}(t)$ .



Formas de onda nos interruptores auxiliares associados ao indutor ressonante  $L_r$ :  $iD_3(t)$ ,  $I_{c3}(t)$ ,  $V_{CE3}(t)$ .



Formas de onda nos interruptores:  $i_{D1}(t)$ ,  $I_{C1}(t)$ ,  $V_{CE1}$ .

## ANEXO 4

Foi realizada a simulação do circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão  $v_{C_r}$ , proposto dentro da família de circuitos de barramentos ressonantes de tensão no capítulo 7 do presente trabalho. Aponta com particularidade, o fato de que o capacitor ressonante auxiliar  $C_r$  está ligado ao terminal positivo da fonte  $E$  de alimentação. Assim, este capacitor estará submetido a uma tensão  $v_{C_r} = v_{C_r} - E$ , menor que no caso do circuito apresentado no anexo 2.

O circuito implementado para a simulação, através do programa SCVOLT [57], está mostrado na Fig. A.4.1. São apresentadas as formas de onda mais representativas do circuito.

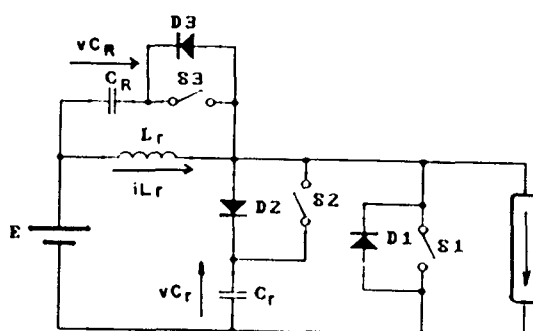
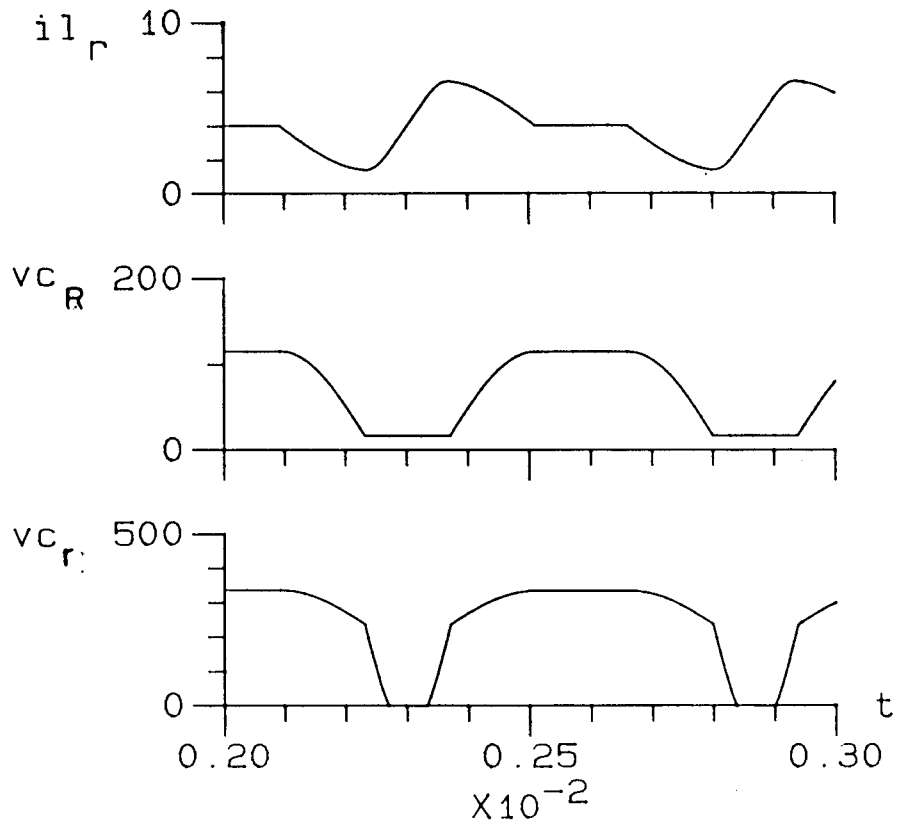


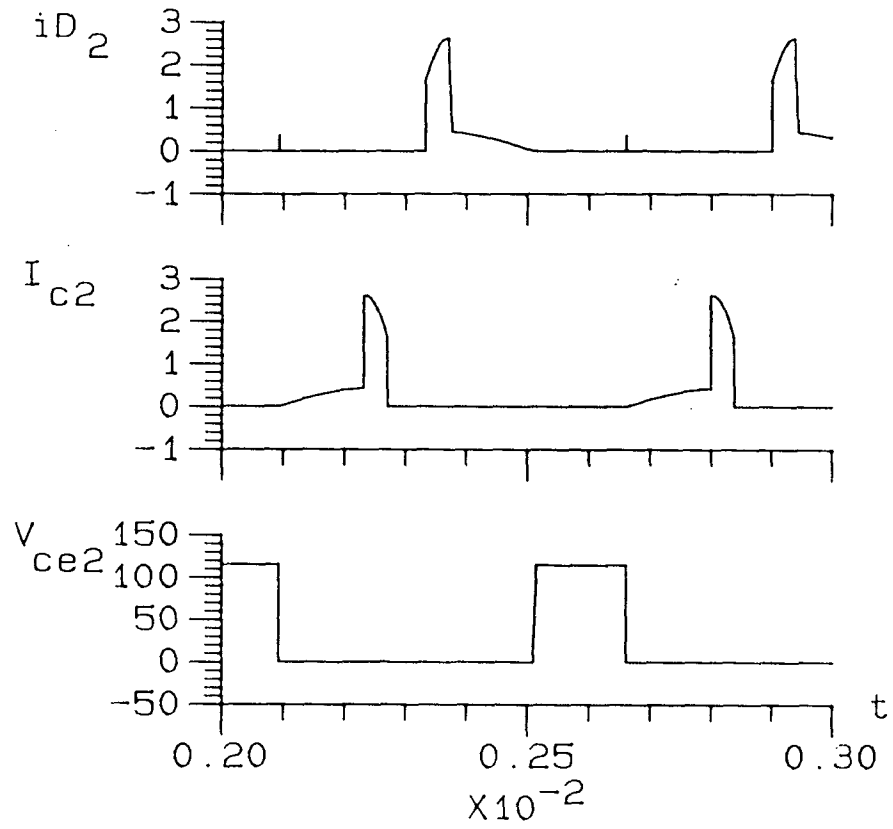
Fig. A.3.1 - Circuito de Barramento Ressonante CC de Tensão com Capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Tensão  $v_{C_r}$ .



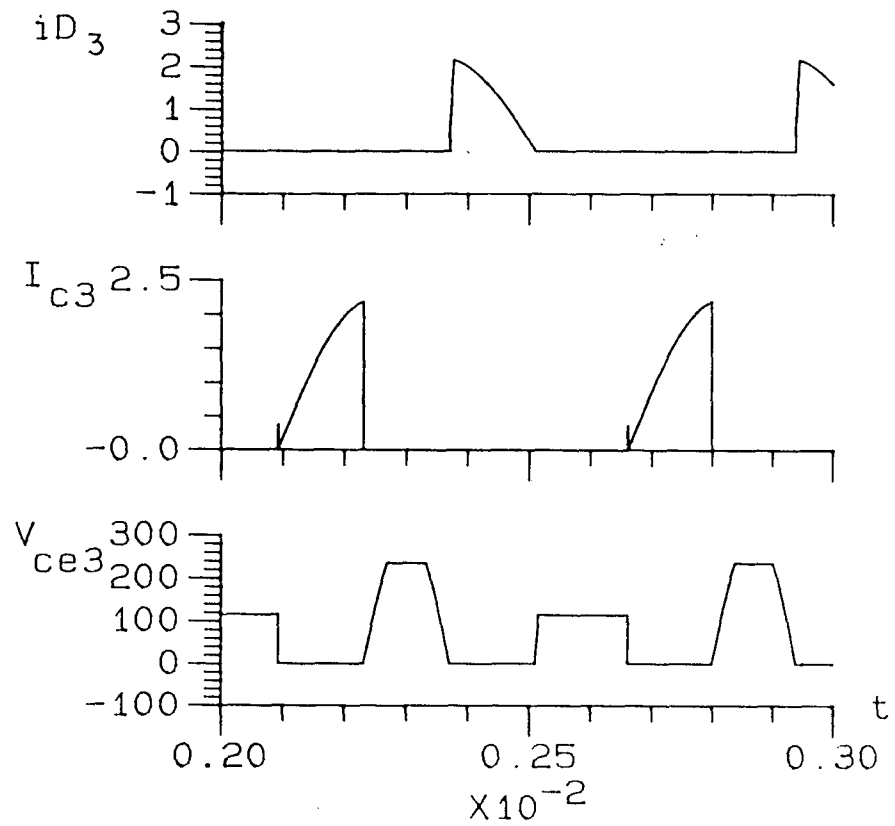
## A.4.1 - Formas de Onda Representativas do Circuito



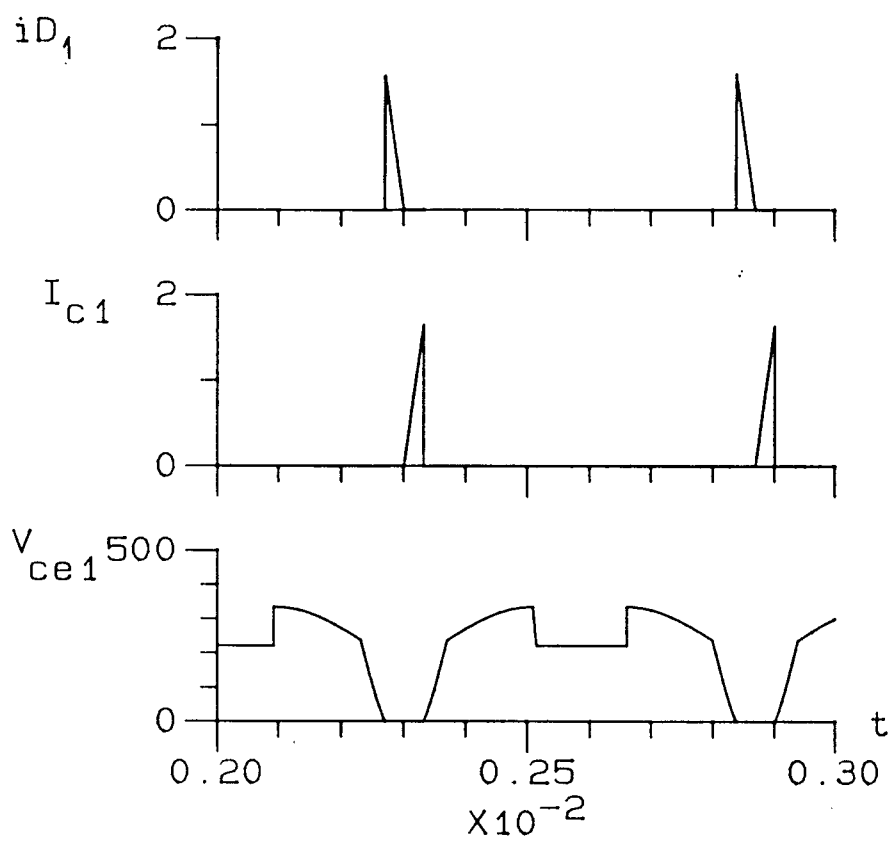
Formas de onda nos componentes ressonantes:  $iL_r(t)$ ,  $vC_r(t)$ ,  $vC_R$ .



Formas de onda nos interruptores auxiliares associados ao capacitor ressonante  $C_r$ :  $i_{D_2}(t)$ ,  $I_{c_2}(t)$ ,  $V_{ce_2}(t)$ .



Formas de onda nos interruptores auxiliares associados ao capacitor ressonante  $C_R$ :  $i_{D_3}(t)$ ,  $I_{c_3}(t)$ ,  $V_{ce_3}(t)$ .



Formas de onda nos interruptores:  $i_{D_1}(t)$ ,  $I_{C_1}(t)$ ,  $V_{CE_1}$ .

## ANEXO 5

### IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS DE COMANDO POR MODULAÇÃO PWM, PARA OS CONVERSORES COM BARRAMENTO RESSONANTE CC DE TENSÃO

#### A.5.1 - Introdução

No presente anexo, descrevem-se sistemas de comandos para um inversor monofásico, e outro para um inversor trifásico com modulação por largura de pulso (PWM). Os instantes de comutação são calculados previamente, de modo a eliminar harmônicas na tensão de saída do inversor.

Os padrões de modulação são armazenados em memória EPROM, e, utilizando um sistema de leitura da memória e recomposição dos padrões de modulação, são formados os pulsos de comando para o inversor.

Foram realizados circuitos para a sincronização da modulação PWM do conversor com o circuito de barramento ressonante CC de tensão. A sincronização é feita mediante a interrupção da tensão ressonante ou da corrente ressonante, segundo o tipo de barramento ressonante CC, utilizando-se interruptores auxiliares ligados aos elementos ressonantes, convenientemente sincronizados à modulação.

Serão apresentados alguns conceitos sobre modulação PWM, e os circuitos de comando utilizados na implementação dos vários conversores com barramentos ressonantes CC de tensão serão ilustrados através de esquemas.

#### A.5.2 - Modulação PWM Otimizada

Chama-se padrão de modulação a função que define os instantes de abertura e fechamento dos interruptores de um conversor, obedecendo a uma lei de formação, visando obter uma forma de onda desejada na saída deste conversor.

A modulação por largura de pulso (PWM) otimizada é obtida através de um padrão de modulação, e que, através de circuitos adequados, aciona os interruptores de um conversor com a finalidade de minimizar os componentes harmônicos de baixa ordem de corrente e/ou de tensão.

Para se obter este padrão de modulação, é necessário a utilização de um programa de cálculo para fornecer os instantes de comutação de cada interruptor do conversor. Através de critérios e restrições impostos ao programa, funções da estrutura e das limitações dos interruptores, é feito o uso da transformada de Fourier para definir e otimizar as componentes harmônicas [35].

Com a utilização de um elevado número de pulsos por período em uma modulação senoidal clássica, consegue-se também minimizar as harmônicas de baixa ordem. No entanto, com a utilização da modulação PWM otimizada, no caso de limitação do número de pulsos por período consegue-se no mínimo, a mesma minimização dos harmônicos com a vantagem de se impor os tempos mínimos de condução e de bloqueio de um interruptor.

As vantagens de sua utilização em conversores são:

- diminuição dos componentes reativos do filtro, obtendo-se como a consequência redução do peso, volume e custo do conversor,
- possibilita uma máxima utilização da tensão de entrada e uma máxima atenuação das harmônicas de baixa ordem com um mínimo número de pulsos de modulação.

Como desvantagens, pode-se citar:

- dificuldade do cálculo dos instantes de comutação para a otimização de harmônicas [36].

### A.5.3 - Circuitos de Comando Numérico

Existem várias formas de se implementar na prática o comando com a modulação PWM ótima sincronizada aos interruptores do circuito do barramento ressonante CC de tensão.

Uma forma consiste em gravar em uma memória os parâmetros independentes otimizados e, com o auxílio de um microprocessador tipo "monochip", calcula-se todos os instantes de comutação dos interruptores do conversor

[37, 38]. É feita a sincronização das comutações dos interruptores do conversor com os interruptores do barramento ressonante, a fim de obter-se comutações sob tensão nula, e utilizar a modulação PWM .

Apresenta a vantagem do microprocessador poder ser utilizado também para a realização de outras funções paralelas, tais como: partida, supervisão de falhas, falta de energia, curtos-circuitos, sobreaquecimento, aberturas dos interruptores, etc. Porém, a grande desvantagem é o tempo gasto para calcular uma novo padrão de modulação em tempo real.

Limitando-se o número de pulsos por período e no caso de se desejar uma regulação através de mudanças dos parâmetros, isto pode ser feito com um período de atraso [37]. Uma outra forma consiste em armazenar em memória todos os instantes de comutação de um período de modulação. Isto exige uma memória EPROM com maior capacidade de armazenamento, e tanto maior quanto a precisão exigida para os instantes de comutação. A regulação do elemento fundamental da saída pode ser realizada pela variação dos instantes de comutação calculados para relações diferentes entre entrada e saída. Quanto menor a variação requerida para o elemento fundamental da saída, maior o número de relações de modulação diferentes entre a entrada e saída. Assim, será necessário memórias com maior capacidade de armazenamento ou um conjunto delas.

Este método apresenta a vantagem de ser bastante simples, de implementação fácil e barata, além de permitir regulação rápida [37].

#### A.5.4 - Armazenamento dos Padrões de Modulação

Os padrões de modulação, depois de otimizados pelo Programa INV2N ou INV3N [35], são tratados pelo Programa EPROM [38], discretizando-os em um número de pontos escolhidos previamente. É utilizado o maior número de pontos (1024, 2048, 4096 ou 8192) por período, já que, quando é utilizado menor número de pontos, os resultados são menos precisos. Com um baixo número de pontos, voltam a aparecer harmônicos na tensão de saída que já haviam sido eliminados na otimização [38], ou seja, perde-se a resolução nos padrões de modulação quando é baixo o número de pontos de discretização.

Como a forma de onda dos comandos apresenta simetria, pode-se armazenar apenas 1/4 de período de cada um dos três comandos principais, quando é um conversor trifásico; ou 1/4 de período de um comando, quando é um conversor monofásico.

A recomposição dos comandos para um conversor trifásico é feita lendo-se os trechos armazenados em memória de diferentes modos e multiplexando algum deles, como mostra a Fig. A.5.1.

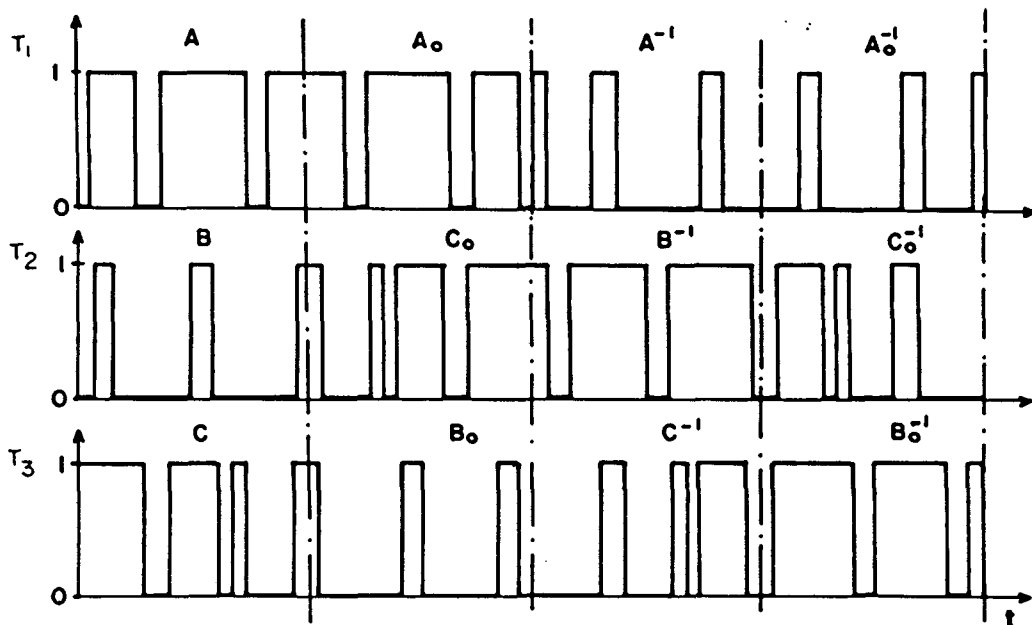


Fig. 5.1 - Comandos dos Três Braços do Inversor e Simetria para Recomposição de um Período.

Na Fig. A.5.1, observa-se que a partir dos trechos A, B e C, pode-se recompor os três comandos, mudando-se apenas a maneira de lê-los e tratá-los por meio de circuitos lógicos e seletores.

$A, B, C = 1/4$  de período de onda para os comandos  $T_1, T_2$  e  $T_3$ , respectivamente, gravados na memória e lidos diretamente.

$A_0, B_0, C_0 = 1/4$  de período de onda de A, B e C, lidos de trás para frente.

$A^{-1}, B^{-1}, C^{-1} = 1/4$  de período de onda de A, B e C, com lógica complementar.



$A_0^{-1}, B_0^{-1}, C_0^{-1} = 1/4$  de período de onda de A, B e C lidos de trás para frente e com lógica complementar.

Os trechos A, B e C de cada padrão são então armazenados em 1024 posições de memória. Cada posição contém 3 bits, que contém informações referentes à ordem de bloqueio ou condução de cada interruptor em um determinado instante. Assim, quando a saída é "1", corresponde a uma ordem de disparo, e "0", quando é ordem de bloqueio. A Fig. A.5.2 mostra um quadro que ilustra esta distribuição da memória [12].

Trecho End	A	B	C					
	$Q_0$	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	$Q_4$	$Q_5$	$Q_6$	$Q_7$
0000H	0	0	1	-	-	-	-	-
0001H	0	0	1	-	-	-	-	-
0002H	1	0	1	-	-	-	-	-
.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.
OFFEH	1	0	1	-	-	-	-	-
OFFFH	0	0	1	-	-	-	-	-

Fig. A.5.2 - Gravação dos Trechos A, B e C dos comandos da Fig. A.5.1.

Pode-se obter uma melhor utilização do campo de memória, já que a informação de cada padrão ocupa três bits dos oito bits disponíveis em cada endereço. Deste modo, é possível de se gravar até dois padrões em cada palavra de memória. Um padrão nos primeiros três bits menos significativos, e outro padrão nos outros três bits mais significativos. A Fig. A.5.3 mostra um arranjo da locação dos padrões gravados na memória.

TRECHOS	A	B	C	A	B	C	-	-
BIT	Q <sub>0</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>4</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>6</sub>	Q <sub>7</sub>
END								
0000H 00FFH	PADRÃO 1			PADRÃO 129			N A O	
0100H 01FFH	PADRÃO 2			PADRÃO 130				
.	.	.	.	.	.	.	U T I L I Z A D O	
.	.	.	.	.	.	.		
.	.	.	.	.	.	.		
7E00H 7EFFH	PADRÃO 127			PADRÃO 255				
7F00H 7FFFH	PADRÃO 128			PADRÃO 256				

Fig. A.5.3 - Disposição dos Padrões na Memória.

#### A.5.5 - Circuitos de Leitura e Recomposição dos Padrões

Apresenta-se a descrição de um circuito de leitura e recomposição dos padrões de modulação para comando trifásico com um único padrão, sendo que este princípio também é utilizado para um comando monofásico. Também será descrito o circuito de leitura e recomposição para padrões variáveis.

##### A.5.5.1 - Circuitos de Leitura, Recomposição e Sincronismo com Barramento

###### Ressonante CC de Tensão para um Inversor de Tensão PWM Trifásico

A Fig. A.5.4 apresenta o esquema do circuito de comando trifásico proposto. Utiliza apenas três bits de memória, onde é gravado o padrão de modulação dos comandos A, B e C correspondente a 1/4 de período de 2048 pontos ou 2048 endereços.

O endereçamento da memória é feito por um conjunto de contadores síncronos de quatro bits (74LS163). Suas saídas passam através de portas do tipo OU-EXCLUSIVO (74LS86), como mostra a Fig. A.5.4.



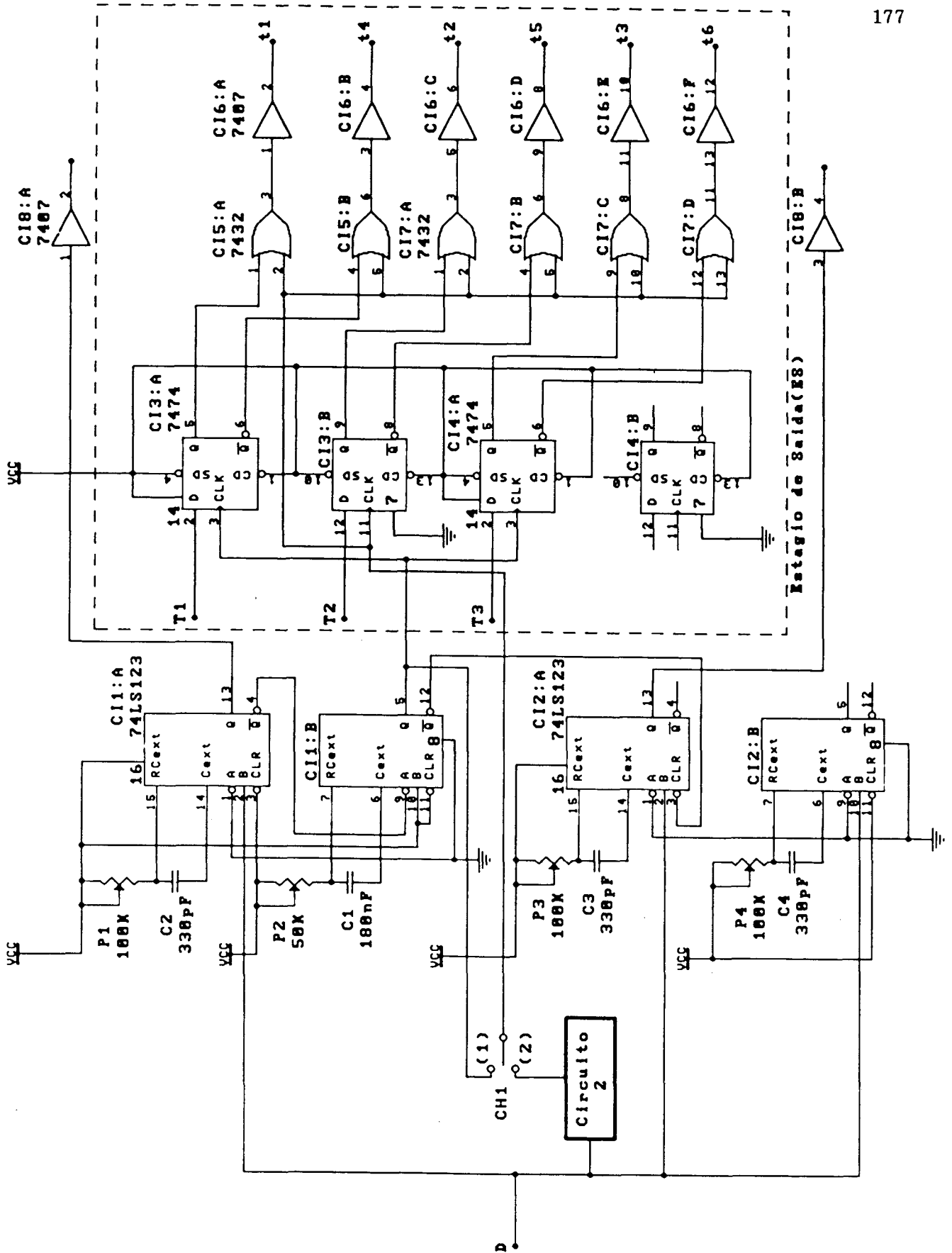


Fig. A.5.4.a - Circuito de Sincronismo

Desta forma, quando a saída  $Q_{12}$  do contador esta em "0", a varredura dos endereços da memória é feita em forma crescente (de  $A_0$  para  $A_{11}$ ). Quando  $Q_{12}$  é "1", a varredura é feita em forma decrescente (de  $A_{11}$  para  $A_0$ ). Assim, obtém-se a leitura de meio período de onda a partir de 1/4 de período gravado na EPROM. As saídas A, B e C da memória passam através de circuitos tipo Latch, retendo os sinais.

Os comandos  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  são obtidos pela recomposição dos padrões A, B e C. Os padrões B e C passam através de portas inversoras, obtendo-se  $\bar{B} = B^{-1}$  e  $\bar{C} = C^{-1}$ . Estes sinais são selecionados pelas saídas  $Q_{12}$  e  $Q_{13}$  do contador síncrono através de seletor 4 para 1, (74LS153). Assim, pode-se formar o quadro da Fig. A.5.5.

$Q_{13}$	$Q_{12}$	$Q_{11}$	$Q_{10} - Q_0$	$T_1$	$T_2$	$T_3$
0	0	0	X	A	B	C
0	1	1	X	$A_0$	$C_0$	$B_0$
1	0	0	X	$A^{-1}$	$B^{-1}$	$C^{-1}$
1	1	1	X	$A_0^{-1}$	$C_0^{-1}$	$B_0^{-1}$

Fig. A.5.5 - Quadro de Formação dos Comandos  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  pela Recomposição dos Padrões A, B e C.

Os comandos  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  têm que estar sincronizados aos comandos do circuito do barramento ressonante CC de tensão, isto é, quando há mudança nos estados dos comandos.

Para realizar esta sincronização, por meio de portas OU-EXCLUSIVO e circuitos de retardo R-C, são detectadas as mudanças dos estados de  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$ , como mostra a Fig. A.5.4. Obtém-se, a cada mudança de estado, pulsos de curta duração ( $\approx 400\text{nS}$ ). Estes pulsos são unidos através de portas OU. Assim, o comando do circuito do barramento ressonante CC de tensão atuará em cada comutação dos interruptores do inversor.

O trem de pulsos gerado pelas comutações dos comandos  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$ , atua em um conjunto de monoestáveis, ajustados com os tempos das etapas de operação do circuito de barramento ressonante CC de tensão. A Fig. A.5.6 mostra um esboço das formas de onda de um comando.

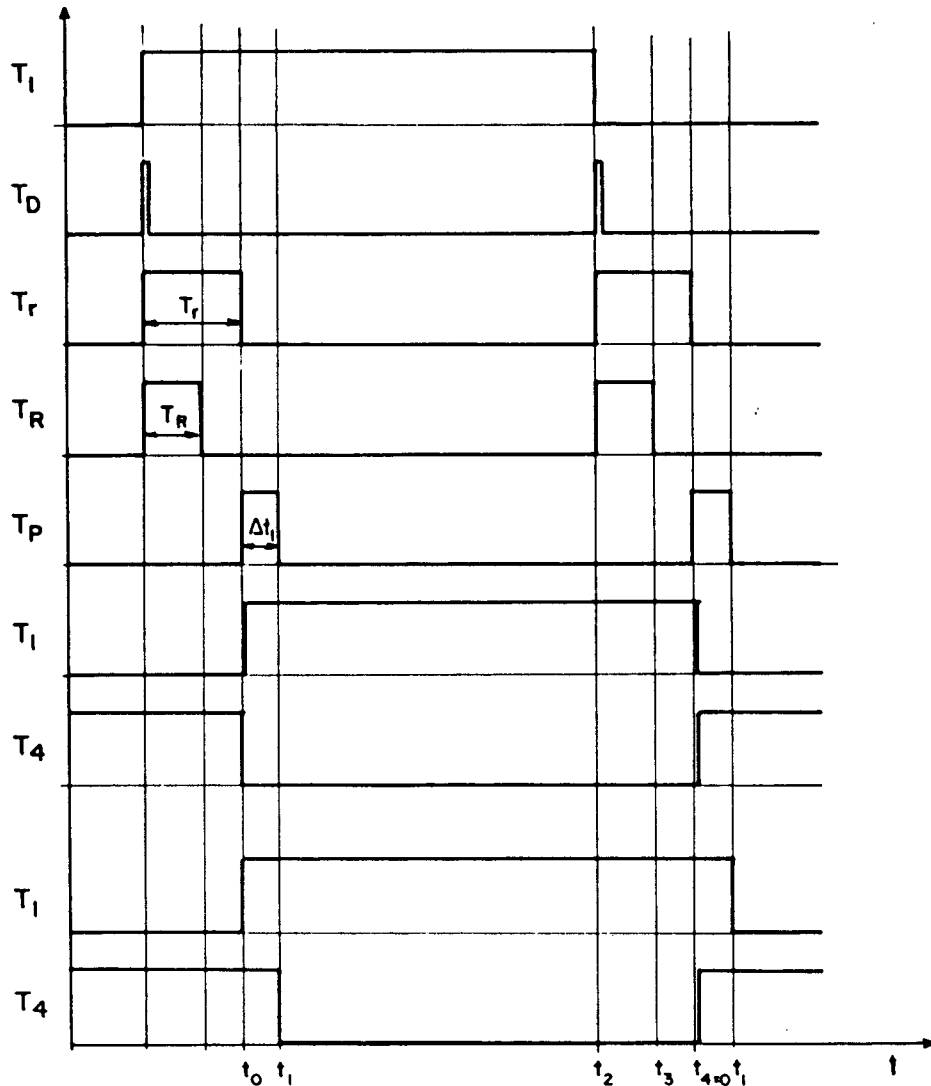


Fig. A.5.6.- Forma de onda de um comando.

Dois monoestáveis são disparados pelos pulsos  $T_D$ . Um deles está ajustado para o tempo  $T_r$ , que é o tempo de duração da descarga do capacitor  $C_r$ . O outro está ajustado com o tempo  $T_R$ , pouco menor, correspondente à descarga do capacitor  $C_R$ . A descida do pulso  $T_r$  aciona um terceiro monoestável que determina o tempo de duração da etapa linear  $\Delta t_1$  com o pulso  $T_P$ .

Um flip-flop tipo D libera os pulsos do comando  $T_1$  e seu complementar  $T_4$  quando o pulso  $T_P$  atuar no clock. Os tempos dos comando  $T_1$  e  $T_4$  são acrescidos do tempo do pulso  $T_P$ , havendo superposição destes comandos quando é realizada a etapa linear, eliminando-se a necessidade de um transistor a mais para realizar esta função. Durante este

intervalo de tempo, os outros interruptores poderão realizar suas comutações sob tensão nula.

Finalmente, os sinais  $T_1-T_4$ ,  $T_2-T_5$  e  $T_3-T_6$  passam através de buffers (7407) para atuar sobre os circuitos de comutação dos transistores.

O sinal de Clock do contador do circuito da Fig. A.5.4 é obtido por um oscilador a cristal de quartzo, oscilando na frequência de 9,83 MHz. A saída deste contador está ligada a um divisor por vinte ,(divisor de década em série com um divisor por dois). A frequência do clock é calculada por:

$F_{CK} = 8196 \times f_{saída}$ , onde 8196 são os pontos de discretização do padrão de modulação, e  $f_{saída}$  é a frequência de saída do conversor.

#### A.5.5.2 - Circuito de Leitura, Recomposição e Sincronismo do Barramento Ressonante CC de tensão que Alimenta um Inversor Monofásico

A Fig. A.5.7 mostra o esquema do comando PWM para um inversor monofásico. O princípio de funcionamento é semelhante ao do circuito da Fig. A.5.4.

Na memória EPROM foi gravado 1/2 da forma de onda de modulação em 4096 endereços. A outra metade do período é obtida por reconstituição da primeira, utilizando uma porta OU-EXCLUSIVO com a saída da memória (através do latch) e a saída  $A_{13}$  do contador.

A obtenção do sincronismo das comutações do inversor com as do barramento de tensão ressonante, é feita de forma semelhante ao caso do trifásico, ou seja, pela detecção das transições dos comandos, que atuam sobre um conjunto de monestáveis ajustados com os tempos das etapas de operação do circuito do Barramento de Tensão Ressonante.

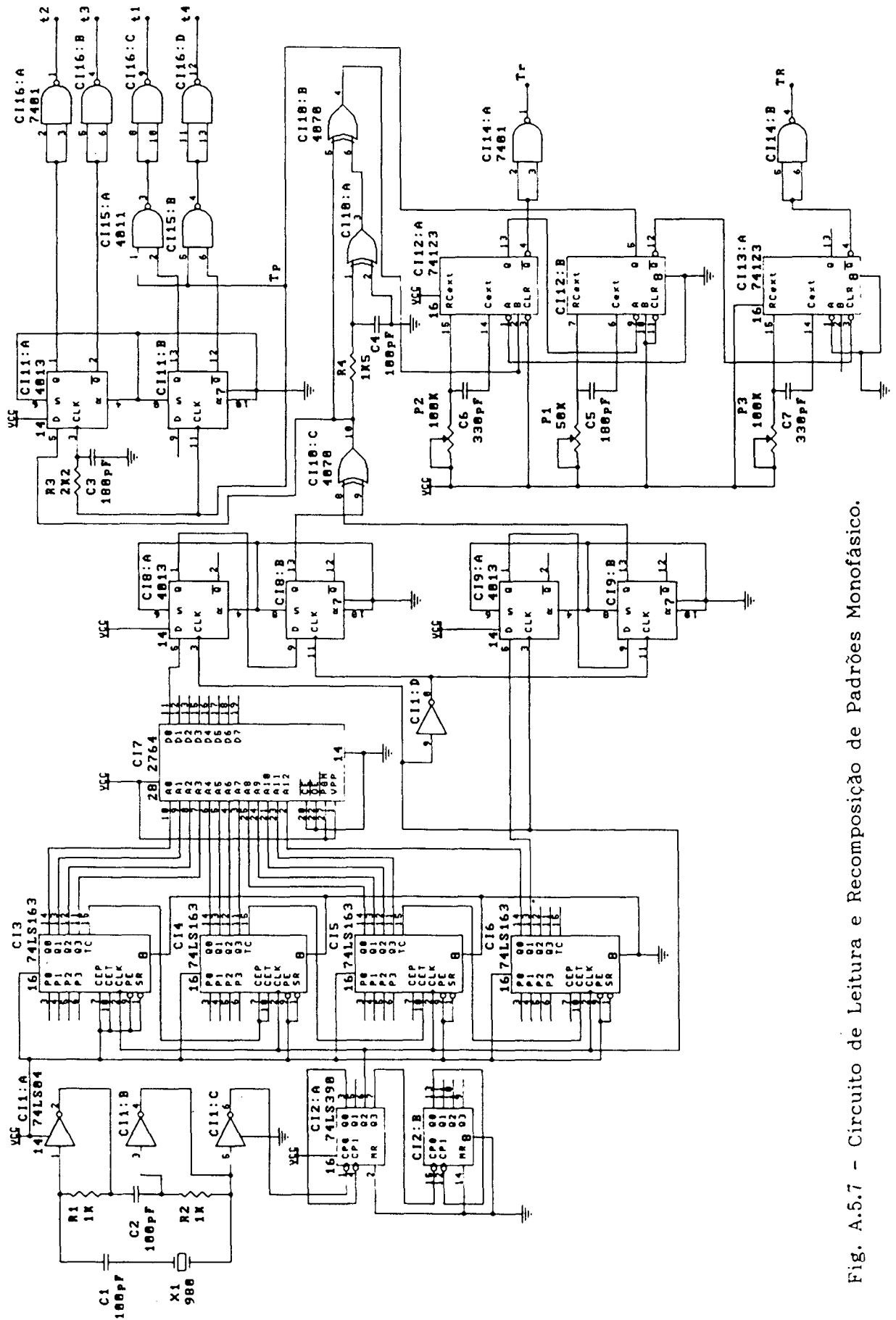


Fig. A.5.7 - Circuito de Leitura e Reconposição de Padrões Monofásico.



O comando  $T_4$  é obtido pelo complemento de  $T_1$ , assim como  $T_3$ , pelo complemento de  $T_2$ .

Os comandos  $T_1$  e  $T_4$  mostrados na Fig. A.5.7, são obtidos pela soma das saídas  $Q_{13}$  e  $\overline{Q_{13}}$  com o pulso  $T_p$  por meio de portas OU. Deste modo, quando  $T_1$  e  $T_4$  conduzem, a tensão no barramento deve ser nula, realizando-se a etapa linear. As comutações de  $T_2$  e  $T_3$  são realizadas neste intervalo de tempo sob tensão nula.

Com esta estratégia, consegue-se a modulação PWM sincronizada às comutações do barramento ressonante CC de tensão, não havendo necessidade de se utilizar um transistor adicional para realizar a etapa linear do ciclo de operação do circuito ressonante.

Os outros comandos para os transistores associados aos capacitores ressonantes, são obtidos a partir dos pulsos  $T_p$  mediante o uso de monoestáveis convenientemente ajustados aos tempos  $T_r$  e  $T_R$ .

#### A.5.5.3 - Circuito de Leitura, Recomposição e Sincronismo dos Padrões de Modulação, Gravados em Várias Áreas da Memória

Com a utilização de memória EPROM de 256 Kbits, tem-se 256 conjuntos de padrões diferentes dispostos dois a dois em 128 regiões de memória. Cada região contém 256 posições correspondentes a 1/4 de período do padrão.

O acesso aos trechos armazenados é feito através de 15 linhas de endereçamento. Os sete bits mais significativos  $A_8 - A_{14}$  selecionam os padrões endereçando uma das 128 regiões disponíveis. Os oito bits menos significativos  $A_0 - A_7$  realizam a leitura dos padrões, com o uso de um contador associado a portas lógicas do tipo OU-EXCLUSIVO, obtendo-se um contador UP/DOWN de oito bits. Assim, os padrões endereçados são lidos no sentido direto e de trás para frente, continuamente, para posterior recomposição.

Os padrões gravados na memória e disponíveis na saída desta, passam por um seletor (74LS157) que seleciona os três bits menos significativos  $D_0$ ,  $D_1$  e  $D_2$ ; ou os três mais significativos  $D_3$ ,  $D_4$  e  $D_5$ , que serão fornecidos ao circuito de sincronismo do circuito ressonante [38]. A Fig. A.5.8 mostra o esquema do circuito em questão.

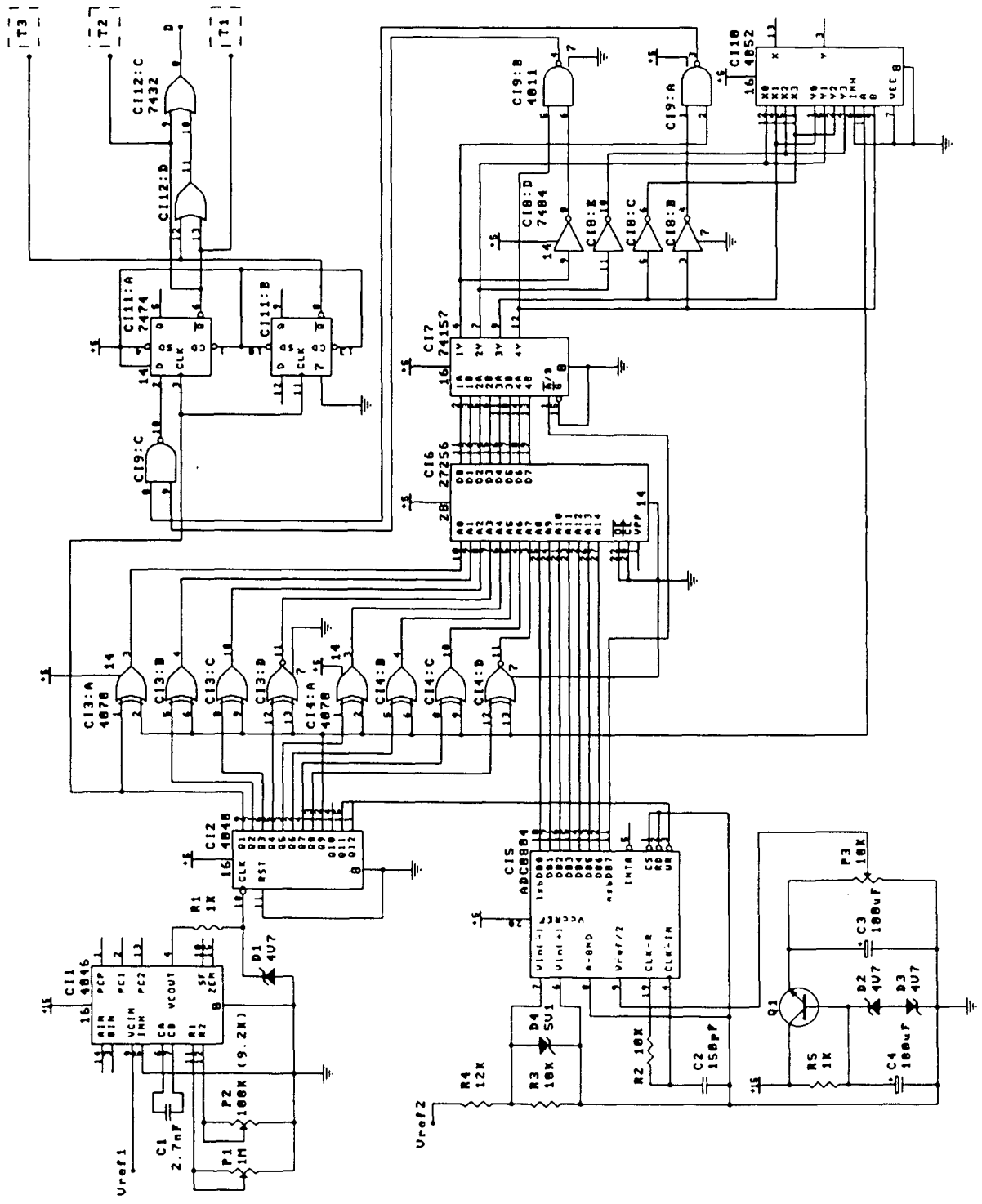


Fig. 5.7.- Circuito de Leitura e Reconstituição de Vários Padrões, com Sincronização.

O contador (4040) realiza o endereçamento da memória em seus bits menos significativos ( $A_0-A_7$ ). O sinal de clock do contador é fornecido por um oscilador controlado por tensão (VCO - 4046). Este VCO foi projetado para oferecer uma frequência de saída do conversor de 6 à 120 Hz. O VCO oscila entre as frequências de 6,144 KHz à 122.888 KHz, obedecendo a expressão:

$f_{VCO} = 1024 \times f_{saída}$ , onde 1024 é o número de pontos de discretização e  $f_{saída}$  é a frequência desejada para a tensão de saída do conversor.

A seleção dos padrões é feita pelos sete bits mais significativos da palavra de endereçamento da memória. Os sete bits selecionam um padrão de modulação na memória dentro dos duzentos e cinquenta e seis disponíveis. A escolha é feita através de um conversor A/D em função de uma tensão de entrada ( $V_{Tq}$ ).

Uma vez lidos e reconstituídos, os pulsos de comando são sincronizados com os pulsos de comando do circuito ressonante, de forma semelhante aos casos já descritos anteriormente, como mostra o circuito da Fig. A.5.7.

#### A.5.6 - Circuito de Comutação dos Transistores do Conversor

O circuito de comutação dos transistores é mostrado na Fig. A.5.9. Este circuito realiza o isolamento entre os circuitos de comando e o de potência através de um fotoacoplador (HP 2601). A saída deste circuito comanda em corrente o transistor de potência MOSFET, deste modo, as comutações são mais rápidas e eficientes.

Este circuito de comutação é utilizado em todos os transistores do conversor, possibilitando o acionamento do transistor por pulsos da ordem de 500ns.



**A.5.7 - Circuito de Leitura e Recomposição dos Padrões de Modulação PWM para um Inversor de Tensão Monofásico alimentado através de um Barramento Ressonante CC de Tensão com capacitor Ressonante Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente  $iL_r$**

Foi implementado um circuito para gerar a modulação PWM a três níveis, sincronizada aos pulsos de comando do barramento ressonante CC de tensão com capacitor ressonante não-linear e com interrupção do ciclo ressonante da corrente  $iL_r$ . A técnica utilizada é semelhante a já descrita nos itens anteriores. O esquema do circuito implementado é mostrado na Fig. A.5.10. Com este circuito, a ressonância é realizada em instantes convenientes, com a finalidade de que as comutações dos transistores do inversor sejam feitas sob tensão nula, ou seja, quando a tensão  $vC_r = 0$ . Com isto, obtém-se comutação não-dissipativa (ZVS).

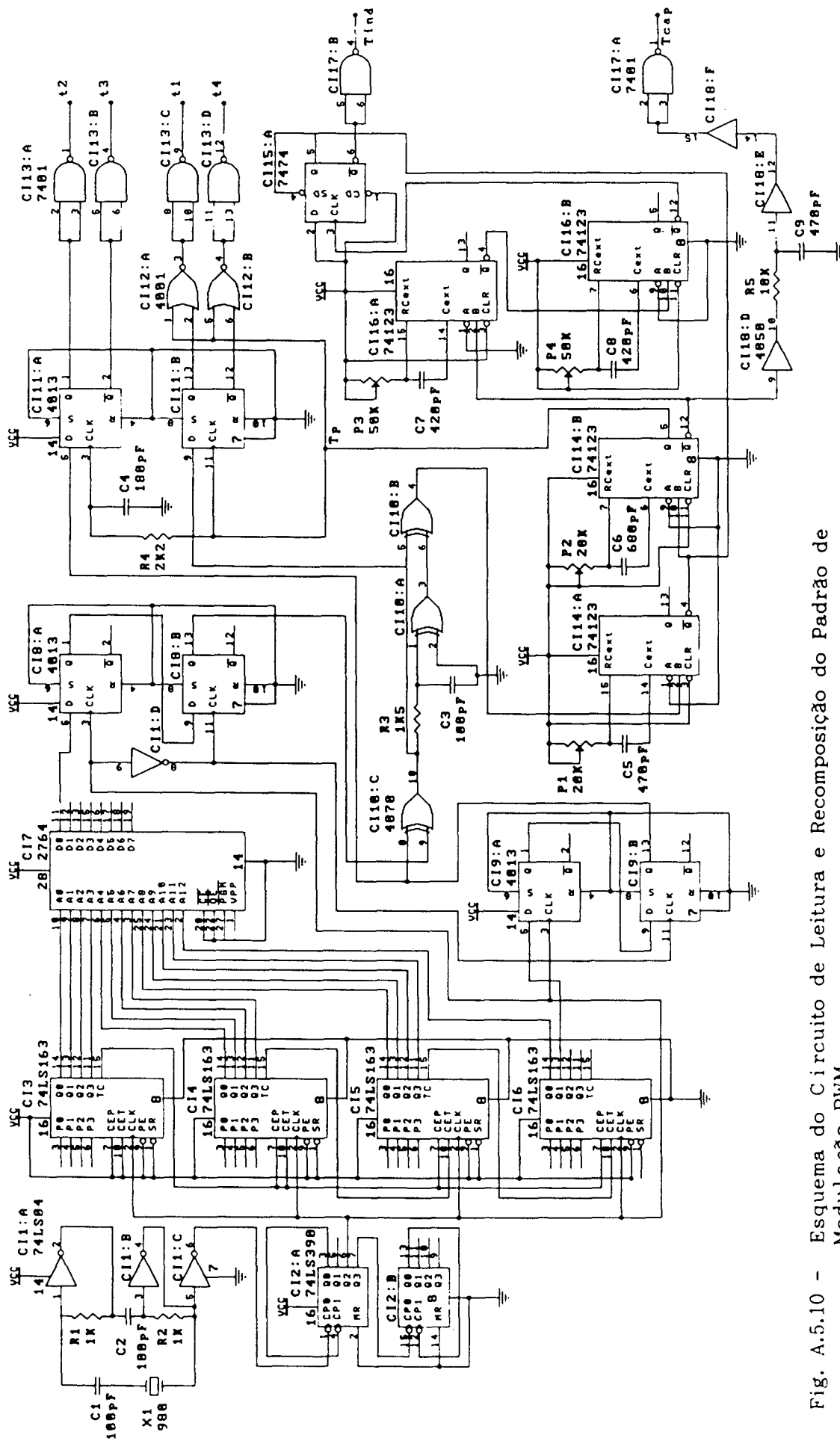


Fig. A.5.10 - Esquema do Circuito de Leitura e Reconposição do Padrão de Modulação PWM.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. P. Arches - "Le Transistor de Puissance en Commutation", Toulouse, Thèse de Docteur Ingénieur - INPT, 1976;
- [2] A. J. Perin - "Pulsadores a Transistores de Potência para Controle de Máquinas de Corrente Contínua", Florianópolis, Dissertação - UFSC, 1980;
- [3] E. T. Calkin, B. H. Hamilton - "Circuit Techniques for Improving the Switching Loci of Transistor Switching in Switching Regulators", IEEE-Trans. on Ind. Appl., New York, 1A-12(4), p.p. 364-369, July/Aug, 1976;
- [4] J. P. Arches, H. Foch - "Evolution des Circuits d'aide a la Commutation des Transistors de Puissance", Toulouse, INPT, 1979;
- [5] Institut National Polytechnique de Toulouse - "Hacheurs et Onduleurs Autonomes", Toulouse, 1977;
- [6] Thomsom-CSF Division Semiconduteurs SESCOSEM - "Le Transistor de Puissance dans son Environnement", Courbevoie, France, 1978;
- [7] W. Mc Murray - "Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. IA-16, no. 4, July/Aug, 1980, pp.513-523;
- [8] F. C. Schwartz and J. Ben Klaassens - "A Controllable 45 KW Current Source for DC Machines", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA - 15, no. July/aug, 1979, pp.437-444;
- [9] P. M. Espelage, B. K. Bose - "High Frequency Link Power Conversion", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Records, 1975, pp. 802-808;

- [10] P. K. Sood, T. A. Lipo - "Power Conversion Distribution System Using a Resonant High-Frequency AC Link", IEEE-IAS Annual Meeting, 1986, pp.533-541;
- [11] J. Davies, P. Simpson - "Induction Heating Handbook", Mc GRAW-HILL, 1979;
- [12] F. C. Schwartz - "An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters", IEEE Trans. Ind. Electronics and Cont Inst, vol. IECI-23, May 1976, pp. 133-141;
- [13] D. M. Divan - "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion", IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, 1986, pp.648-656;
- [14] D. M. Divan, G. Skibinski, - "Zero Switching Loss Inverter for High Power Applications", IEEE-IAS, Annual Meeting, 1987, pp.627-634;
- [15] G. B. Joung, J. G. Cho, G. H. Cho - "Generalized Quantum Resonant Converters Using A New Concepts of Quantum Resonant Switch", IEEE-PESC, pp.847-854;
- [16] Y. Murai, T. A. Lipo - "High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion" IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, 1988, pp.772-779;
- [17] P. Caldeira, K. W. Marschke, Y. Murai - "Utilization of the Serie Resonant DC Link as a DC Motor Drive", IEEE-IAS, Annual Meeting, 1990, pp.1208-1214;
- [18] Y. Murai, S. Mochizuki, P. Caldeira, T. A. Lipo - "Current Pulse Control of High Frequency Series Resonant DC Link Power Converter", IEEE-IAS, Annual Meeting, 1989, pp.1023-1030;
- [19] P. Donoso Garcia - " Conversores Estáticos com Comutação Não Dissipativa por Ressonância Externa: Concepção de Novas Topologias, Analise e Projeto", Projeto de Tese de Doutorado, UFSC-LAMEP, 1989;



- [20] M. Keraluwala, D. M. Divan - "Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters", IEEE-PESC, 1987, p.p. 271-278;
- [21] K. Rajashekara, H. Le-Huy, R. Mehfoudhi, L. Dessaint - "Ressonant DC Link Inverter - Fed AC Machines Control", IEEE-PESC, 1987. p.p. 491-496;
- [22] R. D. Lorenz, D. M. Divan - "Dynamic Analysis and Experimental Evolution of Delta Modulators for Field Oriented AC Machine Current Regulators", IEEE-IAS, 1987, p.p. 196-201;
- [23] J. D. Van Wyk, J. A. Deacon, I. Smith, J. J. Schoeman - "PWM Modulation of GTO-Converters with a Cyclic Resonant Snubber: Theoretical and Experimental Limitations", 3<sup>th</sup> IEE International Conference - PEVSD, 1988, p.p. 173-176;
- [24] M. H. Kheraluwala, D. M. Divan - "Optimal Discrete Pulse Modulation Waveforms for Resonant Link Inverters", IEEE-PESC, 1988,p.p. 567-574;
- [25] I. Smit, J. D. van Wyk, J.J. Schoeman - "Optimising the Resonant Link in Resonant Link Converter", IEE/4<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drivers, 1990, pp. 258-262;
- [26] A. J. Perin - "Manual de Utilização do Programa SACEC: Simulação Automática de Conversores Estáticos por Computador", Florianópolis, UFSC-LAMEP, 1988;
- [27] P. Donoso Garcia, I. Barbi - "Um Novo Conversor Buck com Comutação Não-Dissipativa Modulado por Largura de Pulso", IEEE S.Sul-Brasil, Seminário de Eletrônica de Potência: II SEP, 1989, pp. 61-70;
- [28] I. Barbi, J.C. Bolacell, D.C. Martins, F.B. Libano - "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation", IEEE-PESC, 1989, pp.873-880;
- [29] I. Barbi - "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência III", UFSC-LAMEP, Publicações Internas, 1988;

- [30] I. Barbi - "Notas de Aulas de Eletrônica de Potência IV", UFSC-LAMEP, Publicações Internas, 1988;
- [31] J. S. Lai, B. K. Bose - "An Improved Resonant DC Link Inverter for Induction Motor Drives", IEEE-IAS, 1988, pp. 742-748;
- [32] J. S. Lai, B. K. Bose - "An Induction Motor Drive Using an Improved High Frequency Resonant DC Link Inverter", IEEE-PESC, 1990, pp. 792-799;
- [33] B. K. Bose - "Recent Advance in Power Electronics", IEEE-IECON, 1990, pp. 829-838;
- [34] V. Agelidis, P. Ziogas, G. Joos - "Optimum use of DC Side Commutation in PWM Inverters", IEEE-PESC, 1991, pp. 276-282;
- [35] M. A. Oliveira - "Estudo de um Conversor Indireto de Frequência sem Elementos Passivos no Estágio de Corrente Contínua", Dissertação de Mestrado - UFSC/LAMEP, Florianópolis, 1987;
- [36] J. Rocha - "Retificador Trifásico em Ponte Completa com Modulação por Largura de Pulso Otimizada", Dissertação de Mestrado - UFSC/LAMEP, Florianópolis, 1987;
- [37] A. J. Perin - "Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulso (PWM) com Otimização de Harmônicas para Conversores Estáticos de Frequência", Minicurso do 6<sup>o</sup> Congresso Brasileiro de Automática, SBA/UFMG, Belo Horizonte, 1986, pg. 1-15;
- [38] A. D'Avila Cunha - "Comandos de um Inversor Trifásico com Modulação PWM Otimizada utilizando Microprocessador", Dissertação de Mestrado - UFSC/LAMEP, Florianópolis, 1988;
- [39] T. Habelter, D. M. Divan - "Performance Characterization of a New Discret pulse Modulated current Regulator", IEEE-IAS, 1988, pp.395-405;

- [40] D. M. Divan, G. Venkataramanan, R. W. De Doncker - "Design Methodologies for Soft Switched Inverter", IEEE-IAS, 1988, p.p. 758-766;
- [41] R. W. DE Doncker, G. Venkataramanan - "A new Single Phase AC to DC Zero Voltage Soft Switching Converter", IEEE-PESC, 1990, p.p. 206-212;
- [42] A. Mertens - "Design of a 20 KVA Ressonant DC Link IGBT Inverter on the Base of Experimental Device Evaluation", EPE, 1991, p.p. 4:1772-1777;
- [43] L. Malesani, P. Tenti, D. M. Divan, V. Toigo - "A Synchronized Resonant DC Link Converter For Soft-Switched PWM", IEEE-IAS, 1989, p.p. 1037-1044;
- [44] D. Divan, L. Malesani, V. Toigo - "Control Strategies for Synchronized Resonant Link Inverter", IPEC, 1990, p.p. 338-345;
- [45] G. Venkataramanan, D. Divan - "Pulse Width Modulation With Ressonant DC Link Converters", IEEE-IAS, 1990, p.p. 984-990;
- [46] P. Donoso Garcia - "Estudo e Realização de um Conversor Link-DC Ressonante com Capacitor Ressonante Não-Linear". Relatório Interno/LAMEP, Florianópolis, 1990;
- [47] P. Donoso Garcia, I. Barbi - "A Family of Resonant DC-Link Voltage Source Inverter", IEEE-IECON, 1990, pp. 844-849;
- [48] P. Donoso Garcia, A. Perin, I. Barbi - "Three-Phase PWM Resonant DC-Link Inverter With Low Overvoltage Stress", SOBRAEP-COBEP, 1991, p.p. 315-320;
- [49] P. Donoso Garcia - "Estudo e Realização de um Conversor Ressonante com Capacitor Não-Linear e com Interrupção do Ciclo Ressonante da Corrente  $iL_r$ ", Relatório Interno, UFSC/LAMEP, 1990;

- [50] P. Donoso Garcia, I. Barbi - "Inversor PWM com Comutação Não-Dissipativa Utilizando Capacitor Ressonante Não-Linear com Interrupção do Ciclo", III Seminário de Eletrônica de Potência, Florianópolis, 1990, pg. 231-236;
- [51] P. Donoso Garcia, I. Barbi - "A PWM Single-Phase Resonante DC-Link Inverter with Low Voltage Stress for UPS Applications", EPE, Firenze, Italy, 1991, vol. 3 pp 153-158;
- [52] D. M. Divan - "A New Topology for Single Phase UPS Systems", IEEE-IAS, Annual Meeting, 1989, pp. 931-936;
- [53] D. M. Divan - "Inverter Topologies and Control Techniques for Sinusoidal Output Power Supplies", IEEE-APEC, 1991, pp. 81-87;
- [54] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manias - "A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifiers", IEEE-IECON, 1990, pp. 1041-1050;
- [55] R. Gohr, A. Perin - "Three Phase Rectifier Filter Analysis", SOBRAEP-COBEP, 1991, pp. 281-286;
- [56] Eletromotores WEG SA - "Catálogo WEG de motores Trifásicos", Cod. 001.23.0684.PEGSFI;
- [57] D. C. Martins, A. F. Souza - "Manual de Utilização do Programa SCVOLT: Simulação de Conversores Estáticos pelo método do voltímetro", Florianópolis, UFSC-LAMEP, 1990.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS COMPLEMENTARES

- [1] J. Ben Klaassens - "DC-AC Series Resonant Converter System with High Internal Frequency Generating Synthesized Waveforms for Multikilowatt Power Levels", IEEE/PESC, 1984, Geithersburg, Maryland, USA, p.p.99-110;
- [2] G. L. Skibinski, D. M. Divan - "Characterization of Power Transistors Under Zero Voltage Switching", IEEE-IAS, Annual Meeting, 1987, p.p.493-503;
- [3] A. Mertens, D. M. Divan - "A High Frequency Resonant DC Link Inverter Using IGBTs", IEEE-IPEC, 1990, p.p.152-160;
- [4] H. J. Havelar, P. C. Cortizo - "Link DC Resonant Converter Without Overvoltage: Study of a Buck Converter", RPE, 1991, p.p. 4:212-215;
- [5] D. M. Divan, G. Venkataramanan - "Comparative Evaluation of Soft Switching Inverter Topologies", EPE, 1991, p.p. 2:013-018;
- [6] R. W. De Doncker, J. P. Lyons - "The Auxiliary Quasi-Resonant DC Link Inverter", IEEE-PESC, 1991, p.p.248-253;
- [7] R. W. De Doncker, G. A. Luckjiff, C. G. Hochgraf - "Hardware Implementation and Experimental Evaluation of the Resonant Boost Rectifier", EPE, 1991, p.p. 2:025-028;
- [8] J. He, N. Mohan - "Parallel Resonant DC Link Circuit - A Novel Zero Switching Loss Topology With Minimum Voltage Stresses", IEEE-PESC, 1989, p.p.106-1012;
- [9] J. He, N. Mohan B. Wold - "Zero Voltage-Switching PWM Inverter For High-Frequency DC-AC Power Conversion", IEEE-IAS, 1990, p.p.1215-1221;

- [10] W. Dafeng - "A PWM Inverter With Bus Bar Voltage Modulation of Capacitor Discharge", IEEE-PESC, 1988, p.p.780-784;
- [11] J. A. Ferreira, A. van Ross, J. D. van Wyk - "A Generic Soft Switching Converter Topology With a Parallel Nonlinear Network for High Power Application", IEEE-PESC, 1990, p.p. 298-304;
- [11] J. A. Ferreira, P. C. Theron, A. van Ross, J. D. van Wyk - "The Nonlinear Resonant Inverter: A New Switching Topology", EPE, 1991, p.p.4:216-220;
- [12] J. A. Ferreira, J. D. van Wyk, A. S. de Beer - "Nonlinear Resonant Pole Zero Voltage Switching in a Self Oscillating DC to DC Inverter With Magnetic Feedback", IEEE-PESC, 1991, p.p.171-176;
- [13] Y. C. Jung, H. S. Kim, G. H. Cho - "Novel Soft Switching PWM Converter Using a New Parallel Resonant DC-Link", IEEE-PESC, 1991, p.p.243-247;
- [14] Y. C. Jung, H. S. Kim, G. H. Cho - "A New Zero Voltage Switching Resonant DC-Link Inverter With Low Voltage Stress", IEEE-IECON, 1991, p.p.308-313;
- [15] B. Woo, I. Kim, G. Cho - "Zero Voltage Switching AC/DC/AC Converter Using Modified High Frequency DC-Link", IEEE-IAS, 1990, p.p.1243-1250;
- [16] B. Woo, G. Cho - "Soft Switching AC/DC/AC Converter With Current Freewheeling Circuit", IEEE-PESC, 1991, p.p.31-38.