

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

**SÍNTESE, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA NOVA
CÉLULA PARA COMUTAÇÃO SUAVE DE INTERRUPTORES
BIDIRECIONAIS**

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

MARCO VALÉRIO MIORIM VILLAÇA


FLORIANÓPOLIS, JUNHO DE 1997

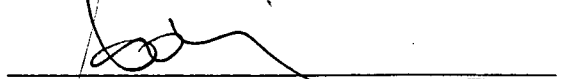
SÍNTESE, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA NOVA CÉLULA PARA COMUTAÇÃO
SUAVE DE INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS

MARCO VALÉRIO MIORIM VILLAÇA

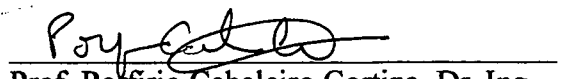
ESTA TESE FOI JULGADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM
ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA NA SUA
FORMA FINAL, PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE
SANTA CATARINA.

BANCA EXAMINADORA


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador



Prof. Adroaldo Raizer, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.


Prof. Pofirio Cabaleiro Cortizo, Dr. Ing.


Prof. José Luiz de Freitas Vieira, Dr. Eng.


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

À minha companheira, Tade-Ane

Aos meus pais, Mário e Marly

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, professor Arnaldo José Perin pela amizade e por suas palavras de incentivo.

Aos membros da banca examinadora por suas sugestões e contribuições.

Aos colegas, professores e pessoal técnico-administrativo do INEP, em especial aos amigos Antônio Luiz Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, por suas contribuições e colaboração.

SUMÁRIO

Simbologia	x
Resumo	xiii
Abstract	xiv
Capítulo I - Introdução	1
1.1 - Os variadores de tensão alternada	1
1.2 - Os conversores diretos de frequência	7
1.3 - Objetivos	12
Capítulo II - Célula para comutação suave dos interruptores bidirecionais	14
2.1 - Introdução	14
2.2 - A célula proposta	15
2.3 - Princípio de operação	16
2.3.1 - 1º Modo	17
2.3.2 - 2º Modo	18
2.3.3 - 3º Modo	20
2.3.4 - 4º Modo	20
2.4 - Análise matemática da comutação	23

2.4.1 - 1º Modo	23
2.4.2 - 2º Modo	23
2.4.3 - 3º Modo	27
2.4.4 - 4º Modo	29
2.5 - Planos de fase	30
2.6 - Análise qualitativa da primeira variação topológica da célula proposta - célula de comutação com indutor acoplado ou grampeamento	32
2.6.1 - 2º Modo	32
2.6.2 - 3º Modo	33
2.6.3 - Análise matemática	33
2.6.4 - Planos de Fase	36
2.7 - Análise matemática - intervalo de comutação	36
2.7.1 - Célula de comutação original.....	37
2.7.2 - Primeira variação topológica da célula de comutação proposta.....	42
2.8 - Variações topológicas propostas para a eliminação da restrição à ocorrência de comutação natural.....	45
2.8.1 - Segunda variação topológica	45
2.8.2 - Terceira variação topológica	55
2.8.3 - Quarta variação topológica	70
2.9 - Conclusão	75

Capítulo III - Projeto e simulação de conversores CA-CA utilizando as células propostas 77

3.1 - Introdução	77
3.2 - Geração de ábacos	78
3.2.1 - Célula de comutação original	78
3.2.2 - Primeira variação topológica - célula original com indutor acoplado	79
3.2.3 - Segunda variação topológica	81
3.2.4 - Terceira variação topológica	83
3.2.5 - Quarta variação topológica	84
3.3 - Projeto do circuito de comutação	85
3.3.1 - Célula de comutação original	85
3.3.2 - Primeira variação topológica	85
3.3.3 - Segunda variação topológica	86
3.3.4 - Terceira variação topológica	86
3.3.5 - Quarta variação topológica	87
3.4 - Exemplos de projeto	88
3.4.1 - Primeira variação topológica	88
3.4.2 - Terceira variação topológica	89
3.5 - Resultados de simulação	91
3.5.1 - Conversor direto de frequência	91
3.5.2 - Variador CA	94

3.6 - Conclusão	96
Capítulo IV - Resultados experimentais	97
4.1 - Introdução	97
4.2 - Variador CA PWM utilizando a 3ª variação topológica como célula de comutação	97
4.2.1 - Circuito de comando	98
4.2.2 - Variador CA PWM implementado	98
4.2.3 - Resultados experimentais	101
4.3 - Variador CA PWM utilizando a 4ª variação topológica como interruptor bidirecional	102
4.3.1 - Circuito de comando	102
4.3.2 - Variador CA PWM implementado	104
4.3.3 - Resultados experimentais	104
4.4 - Variador CA com circuito grampeador	104
4.4.1 - Circuito de comando	106
4.4.2 - Variador CA com circuito grampeador implementado	106
4.4.3 - Resultados experimentais	109
4.5 - Conversor direto de frequência	110
4.5.1 - Circuito de comando	111
4.5.2 - Conversor implementado	113
4.5.3 - Resultados experimentais	113
4.6 - Conclusão	117

CONCLUSÃO GERAL	118
Anexo A - O Comando do conversor direto de freqüência	120
A.1 - Controle da freqüência de saída	120
A.1.1- Comando a freqüência livre.....	120
A.1.2- Comando a freqüência fixa	121
A.2- Modulação em anti-seqüência	123
A.3- Modulação em seqüência	124
A.3.1 - Modulação em seqüência simétrica ($f_m < f_i$)	124
A.3.2 - Modulação em seqüência anti-simétrica ($f_m > f_i$).....	126
A.4- Fonte bipolar fictícia	126
A.5 - Modulação PWM otimizada	128
A.6 - Modulação vetorial	130
Anexo B - O Tiristor dual	133
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	134

SIMBOLOGIA

C	Capacitor de descarga, terceira variação topológica
C_e	Capacitor de ressonância equivalente
C_{R1-2-3}	Capacitor de ressonância
C_s	Capacitor de ajuda à comutação, quarta variação topológica
D_{1-2}	Diodo em antiparalelo com os interruptores principais
D_{3-4}	Diodo auxiliar
E	Fonte CC auxiliar do interruptor bidirecional
E_C	Tensão de grampeamento, segunda variação topológica
I	Corrente de carga
i_C	Corrente no capacitor de ressonância
I_{Li}	Corrente no indutor de ressonância em t_i
$\overline{I_{Li}}$	Corrente normalizada no indutor de ressonância em t_i
$I_{Lmáx}$	Corrente máxima no indutor de ressonância
i_{LR}	Corrente no indutor de ressonância
L_R	Indutor de ressonância
n	Relação entre o capacitor C e o capacitor C_e , terceira variação topológica.
Q_{P1-2}	Interruptor principal

Q_A	Interruptor auxiliar
R	Resistência de descarga do capacitor C, terceira variação topológica
S_{1-3}	Interruptor bidirecional
t_i	Intervalo de tempo i
T	Intervalo total de comutação
V_{1-3}	Tensão de entrada no início do processo de comutação
v_C	Tensão sobre o capacitor C
V_{Ci}	Tensão sobre o capacitor C em t_i
V_{CRI}	Tensão sobre o capacitor de ressonância no início do processo de comutação
v_{CRI-3}	Tensão sobre o capacitor de ressonância
V_L	Tensão sobre o indutor de ressonância
Z	Impedância
Z_0	Impedância característica
Z_n	Impedância característica da segunda etapa ressonante, quarta variação topológica
α	Corrente de carga normalizada, topologia original e primeira variação
β	Tensão normalizada sobre o capacitor de ressonância no início do processo de comutação, topologia original e primeira variação
δ	Tensão normalizada sobre o capacitor de ressonância no início do processo de comutação, segunda variação topológica
ε	Corrente de carga normalizada, segunda, terceira e quarta variações topológicas

γ	Tensão normalizada de grampeamento, primeira variação topológica
τ	Constante de tempo
ω_e	Frequência angular de ressonância aproximada, terceira variação topológica
ω_h	Frequência angular da segunda etapa de ressonância aproximada, quarta variação topológica
ω_o	Frequência angular de ressonância
ω_r	Frequência angular de ressonância com o capacitor C incluso, terceira variação topológica

RESUMO

Introduz-se uma nova célula de comutação para interruptores bidirecionais destinada ao emprego em conversores CA/CA diretos. Conversores utilizando esta célula não necessitam de tempo morto entre as comutações dos interruptores. A célula proposta é naturalmente protegida contra sobrecorrentes devido ao uso do princípio do tiristor-dual, apresenta comando simplificado dos interruptores e reduzidas perdas de comutação sem incrementar as perdas de condução - somente dois interruptores de potência conduzem simultaneamente a corrente de carga. Como consequência destas características, todos os tipos de modulações CA podem ser empregadas e os interruptores bidirecionais podem operar em elevada frequência de operação.

Implementam-se protótipos operando com elevada frequência de comutação e discutem-se os resultados obtidos. Para ilustrar o efeito de redução de perdas, compara-se os rendimentos de um variador CA empregando a célula proposta e de um variador CA com circuito grampeador. Apresenta-se, também, análises qualitativas e quantitativas do processo de comutação, metodologia para projeto e resultados de simulação.

ABSTRACT

This work introduces a new bidirectional soft commutation switching cell destined to use in direct AC/AC converters. Converters using this cell do not need dead time interval between commutations of different switches. The proposed cell presents natural protection against over current thanks to the use of the principles of the dual thyristors, simple gate signal drives circuitry and the commutation losses are reduced with no increasing of the conduction losses - only two power switches conducting the main current at the same time. As a consequence all type of AC modulation can be used and the bidirectional switches can operate in high frequency of commutation.

Prototypes operating at a high commutation frequency using IGBT are assembled and obtained results are discussed. To illustrate the loss reduction effect, the efficiency of the chopper AC converter using the proposed cell was compared with the efficiency of the chopper AC converter using clamping circuit. Commutation analysis, design methodology and simulation results are also presented.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 - Os variadores de tensão alternada:

Os variadores de tensão alternada são largamente utilizados na indústria em aplicações que requerem uma tensão variável nos terminais de carga, tais como: estabilizadores, controle de temperatura, controle de intensidade luminosa, controle de velocidade de motores de indução, limitação da corrente de partida de motores de indução, etc.

As estruturas comumente empregadas como variadores CA são as que utilizam controle de fase empregando tiristores como interruptores. Esta técnica apresenta diversas desvantagens, destacando-se as seguintes: elevado conteúdo harmônico da tensão de saída, introduz harmônicas de corrente importantes na rede de alimentação e o fator de potência da entrada é sempre menor que o fator de potência da carga. Visando solucionar estes problemas, foram propostos [1, 2] variadores CA utilizando interruptores totalmente controlados e modulação por largura de pulsos ("Pulse Width Modulation" - PWM). Esta técnica apresenta como principais vantagens a alta qualidade das formas

de onda de entrada e saída, fator de potência na entrada igual ao da carga em uma larga faixa de variação da tensão de saída e rápido tempo de resposta.

A Fig. 1.1 mostra o esquema simplificado de um variador CA [2]. Os dois transistores comutam complementarmente, possibilitando na saída do variador uma tensão de entrada recortada, conforme mostra a Fig. 1.2.

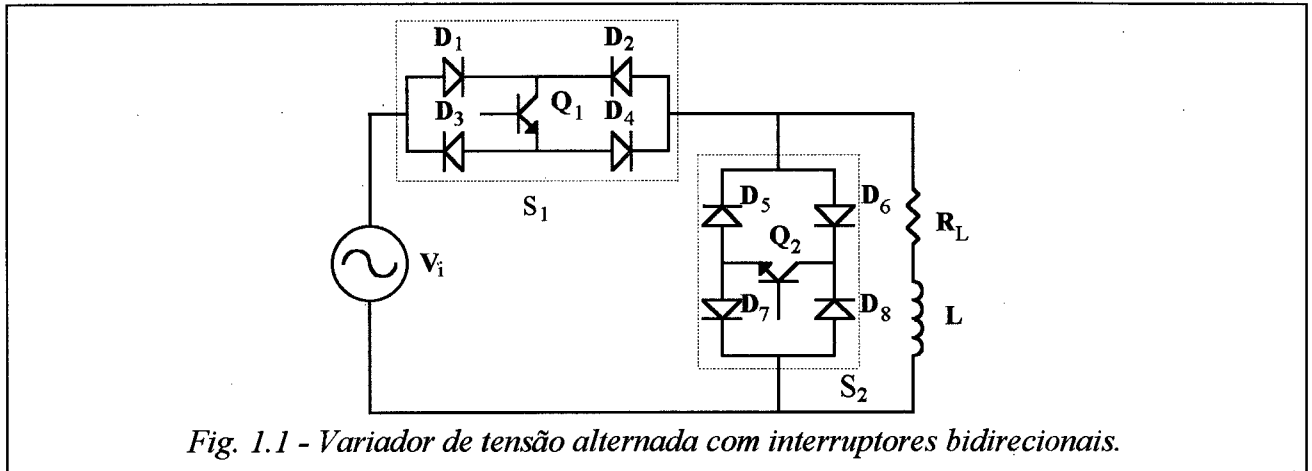


Fig. 1.1 - Variador de tensão alternada com interruptores bidirecionais.

Quando o transistor Q_1 encontra-se saturado, a tensão de entrada é colocada diretamente sobre os terminais de saída do variador. Bloqueando Q_1 e saturando Q_2 , anula-se a tensão na carga. Assim, a variação do valor eficaz da tensão de saída é obtida controlando-se o tempo de condução do transistor Q_1 .

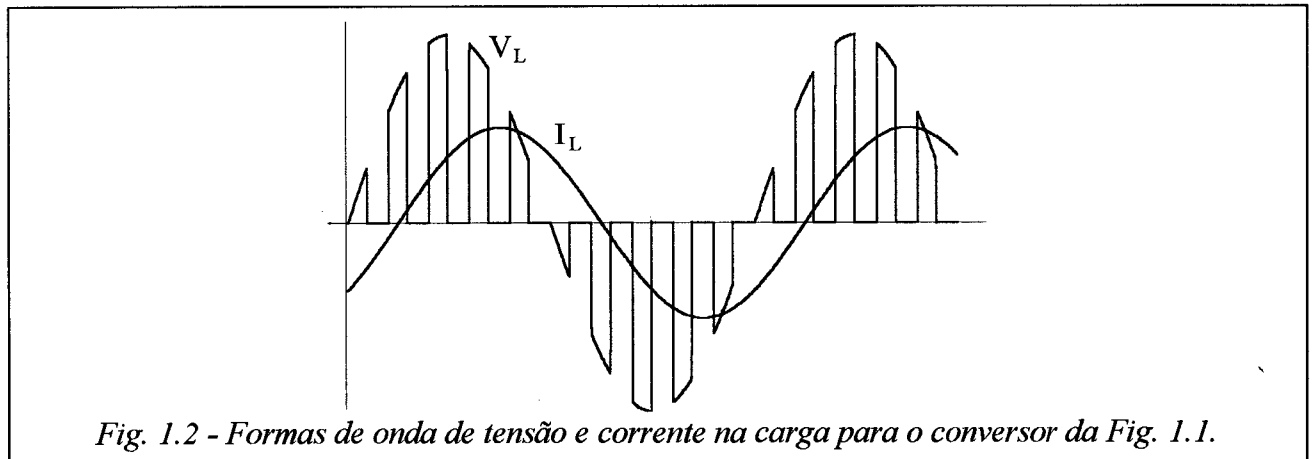


Fig. 1.2 - Formas de onda de tensão e corrente na carga para o conversor da Fig. 1.1.

A principal dificuldade para o emprego destes conversores é a comutação dos interruptores. Normalmente é necessário o uso de um tempo morto entre o sinal de comando dos interruptores. Isto, entretanto, resulta na interrupção da corrente indutiva de carga, ocasionando sobretensões destrutivas para os interruptores. Assim, estes conversores necessitam de circuitos auxiliares que assegurem a continuidade de circulação de corrente nos ramos indutivos.

Para limitar as perdas nos interruptores durante a comutação, torna-se necessária a introdução de circuitos de ajuda à comutação (CAC), os quais são circuitos passivos formados por capacitores, diodos e resistores. Estes circuitos oferecem um caminho alternativo para a corrente de carga após os interruptores terem sido bloqueados, evitando o surgimento de picos de tensão. A estrutura variadora com os circuitos de ajuda à comutação dos interruptores é mostrada na Fig. 1.3.

A situação ideal de operação do CAC é quando a tensão final do capacitor de ajuda à comutação é igual a tensão de entrada em todas as comutações. Isto implica em um sério problema no funcionamento do variador operando com estes circuitos tradicionais: se, no momento em que um dos interruptores é colocado em condução, a tensão sobre o capacitor do CAC do interruptor complementar ainda não alcançou o valor instantâneo da tensão de alimentação, fecha-se um caminho onde as tensões não estão equilibradas, resultando no aparecimento de sobrecorrentes. Por outro lado, se a corrente instantânea da carga for elevada, a tensão do capacitor do CAC pode se tornar superior a tensão máxima admitida pelo interruptor. Assim, a simples inclusão deste circuito de ajuda à comutação não torna segura a operação do conversor. É necessário, portanto, a inclusão de outro circuito: o circuito grampeador.

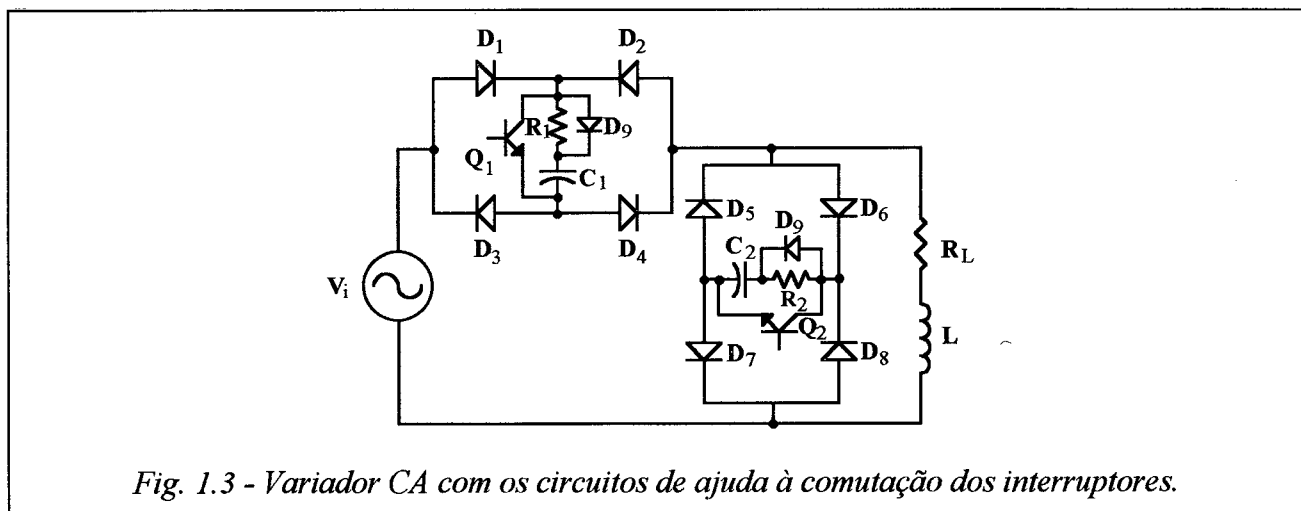
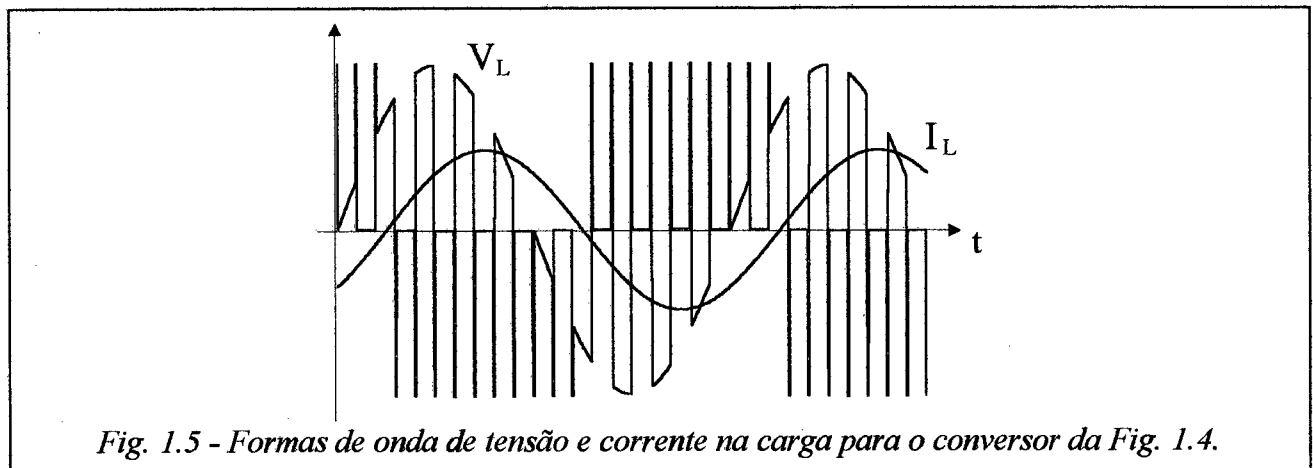
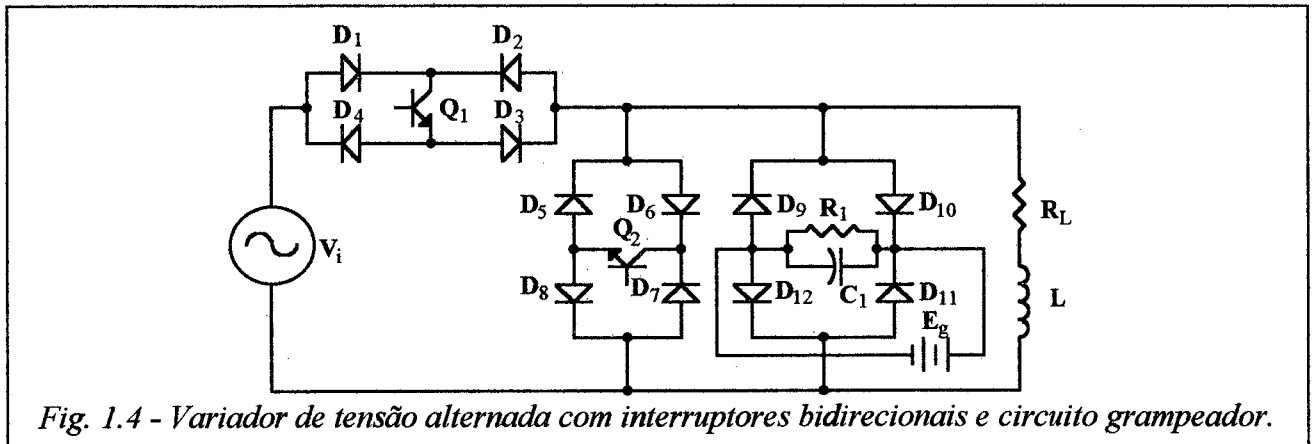


Fig. 1.3 - Variador CA com os circuitos de ajuda à comutação dos interruptores.

A Fig. 1.4 apresenta um variador CA com circuito grampeador [3]. O circuito grampeador é constituído pelos diodos D_9 , D_{10} , D_{11} e D_{12} , o capacitor C_1 , o resistor R_1 e a fonte E_g . Quando a corrente de carga é positiva os diodos D_9 e D_{11} grampeiam a tensão de carga para o valor negativo da tensão E_g ; quando a corrente de carga é negativa a tensão de carga é grampeada ao valor positivo de E_g através dos diodos D_{10} e D_{12} . As formas de onda da tensão e da corrente na carga podem ser vistas na Fig. 1.5. Durante o período ativo do circuito grampeador uma grande quantidade de energia é armazenada em C_1 . Essa energia é dissipada no resistor R_1 no período inativo do circuito,

reduzindo a eficiência do conversor.



Uma técnica de comutação em quatro etapas dos interruptores bidirecionais que elimina a necessidade do circuito grameador é apresentada em [4]. O variador CA em que a técnica é aplicada é mostrado na Fig. 1.6.

Com carga indutiva, um ciclo da tensão de entrada é dividido em quatro modos de acordo com o sentido da corrente de carga:

- Modo 1: $V_i > 0$ e $I_L > 0$
- Modo 2: $V_i > 0$ e $I_L < 0$
- Modo 3: $V_i < 0$ e $I_L > 0$
- Modo 4: $V_i < 0$ e $I_L < 0$

O método de comutação em quatro etapas para cada modo é descrito como segue:

Modo 1 (Q_{1A} conduz a corrente de carga):

1. Q_{2B} é acionado - Nada acontece já que D_{2A} está reversamente polarizado.
2. Q_{1A} é desligado - A corrente de carga é transferida de Q_{1A} para Q_{2B} .
3. Q_{2A} é acionado - Nada acontece.
4. Q_{1B} é desligado - Nada acontece.

Modo 2 (Q_{1B} conduz a corrente de carga):

1. Q_{2B} é acionado - Nada acontece já que D_{2A} está reversamente polarizado.
2. Q_{1A} é desligado - Nada acontece.
3. Q_{2A} é acionado - A corrente de carga é transferida de Q_{1B} para Q_{2A} .
4. Q_{1B} é desligado - Nada acontece.

Modo 3 (Q_{1A} conduz a corrente de carga):

1. Q_{2A} é acionado - Nada acontece já que D_{2B} está reversamente polarizado.
2. Q_{1B} é desligado - Nada acontece.
3. Q_{2B} é acionado - A corrente de carga é transferida de Q_{1A} para Q_{2B} .
4. Q_{1A} é desligado - Nada acontece.

Modo 4 (Q_{1B} conduz a corrente de carga):

1. Q_{2A} é acionado - Nada acontece já que D_{2B} está reversamente polarizado.
2. Q_{1B} é desligado - A corrente de carga é transferida de Q_{1B} para Q_{2A} .
3. Q_{2B} é acionado - Nada acontece.
4. Q_{1A} é desligado - Nada acontece.

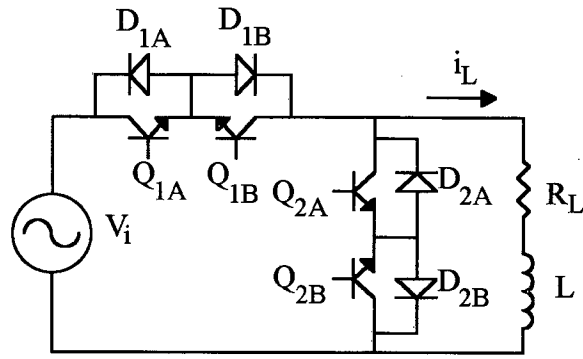


Fig. 1.6 - Variador CA ao qual é aplicada a técnica de comutação em quatro etapas.

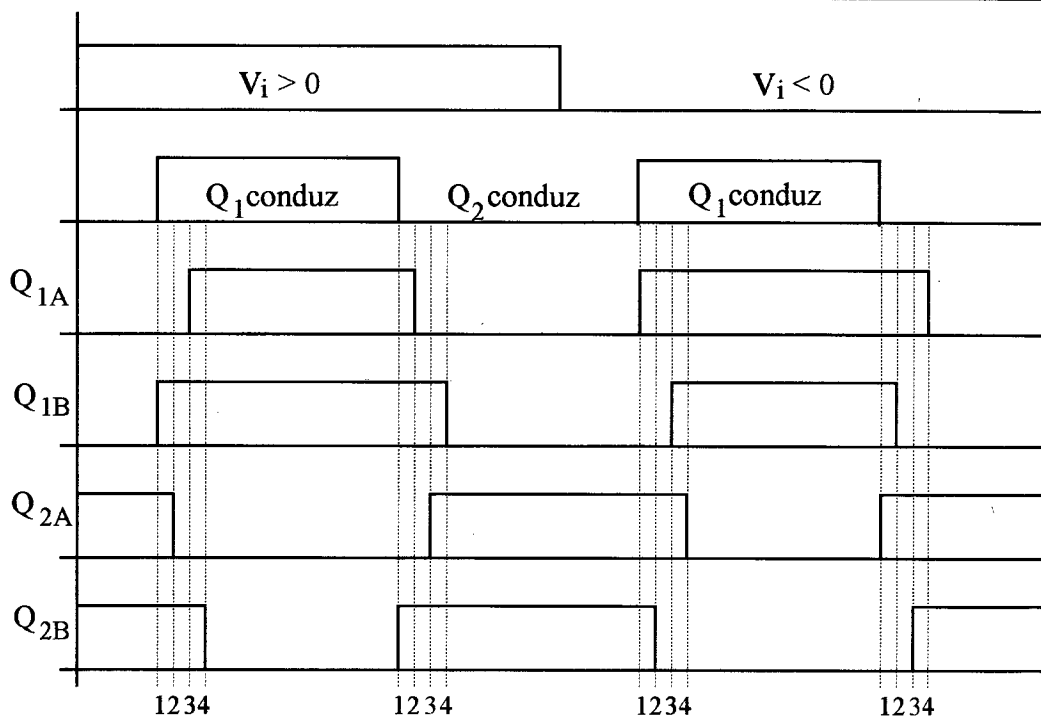


Fig. 1.7 - Seqüência proposta de comutação em quatro etapas.

A seqüência de acionamento para cada modo de operação é mostrada na Fig. 1.7.

A técnica proposta permite uma transição segura da corrente de carga de um interruptor bidirecional para o outro. Entretanto, a lógica de controle é complexa e as perdas de comutação não são eliminadas.

A Fig. 1.8 apresenta um variador CA [5] onde a possibilidade da superposição dos sinais de comando dos interruptores, elimina o tempo morto e o circuito grampeador e, conseqüentemente, aumenta a eficiência e a robustez do conversor. A presença dos dois indutores L_1 e L_2 , destinados a

limitar a derivada de corrente nos interruptores, quando da condução simultânea, configura uma desvantagem deste conversor, que mantém a comutação dissipativa dos interruptores.

Uma célula ressonante chamada de Chave Ressonante Cíclica [6] é aplicada aos variadores CA alcançando-se comutação suave dos interruptores bidirecionais (Fig. 1.9).

O Variador CA Quase-ressonante Cíclico apresenta como inconvenientes:

- Controle a frequência variável;
- Sobrecorrentes no interruptor Q_1 e sobretensões no interruptor Q_2 .

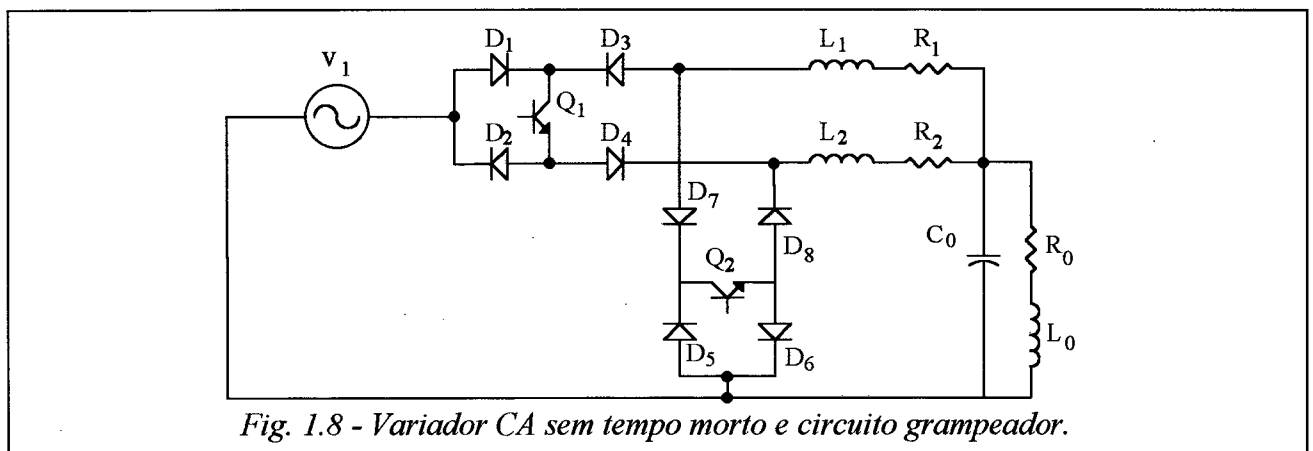


Fig. 1.8 - Variador CA sem tempo morto e circuito grampeador.

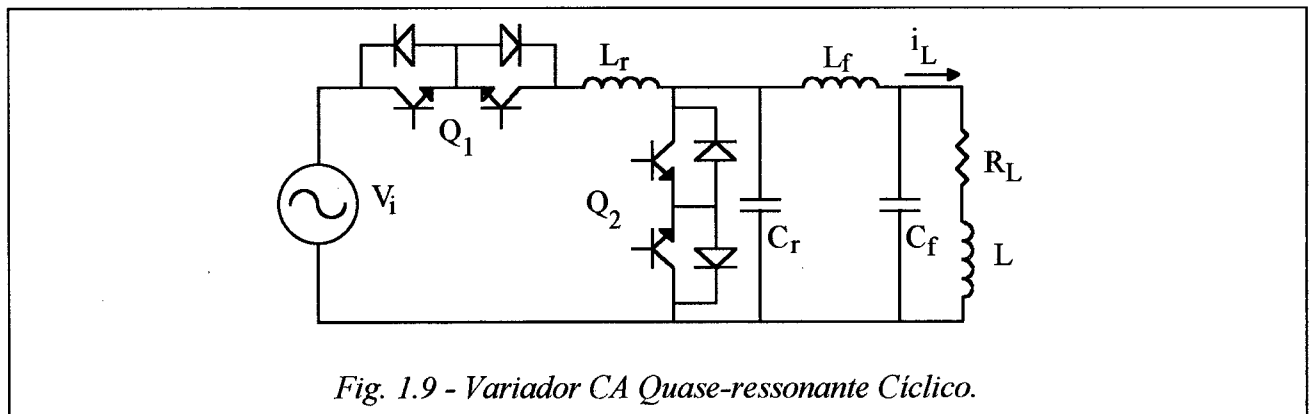


Fig. 1.9 - Variador CA Quase-ressonante Cíclico.

1.2 - Os conversores diretos de frequência:

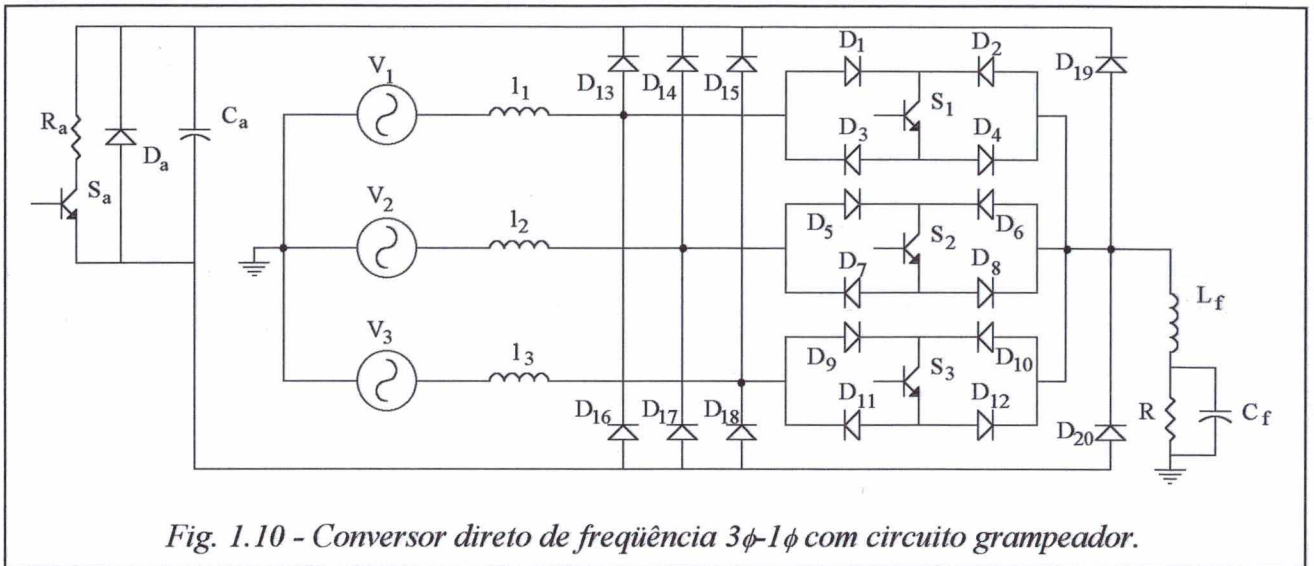
Existem basicamente dois processos para obter-se conversão de frequência: o direto e o indireto.

O conversor direto de frequência com comutação natural (cicloconversor) apresenta tecnologia dominada, sendo bastante utilizado em acionamentos de motores de alta potência (10 kW - 1 MW). A maior limitação deste conversor é que a máxima frequência alcançada na saída é menor que a frequência de entrada [7].

O conversor direto de frequência com comutação forçada, em determinada condição de operação, não possui limite em termos da máxima frequência que se pode obter na saída [7]. Ele apresenta como vantagens sobre o conversor indireto o menor volume dos elementos reativos, a facilidade de regeneração de energia e uma alta desempenho dinâmica.

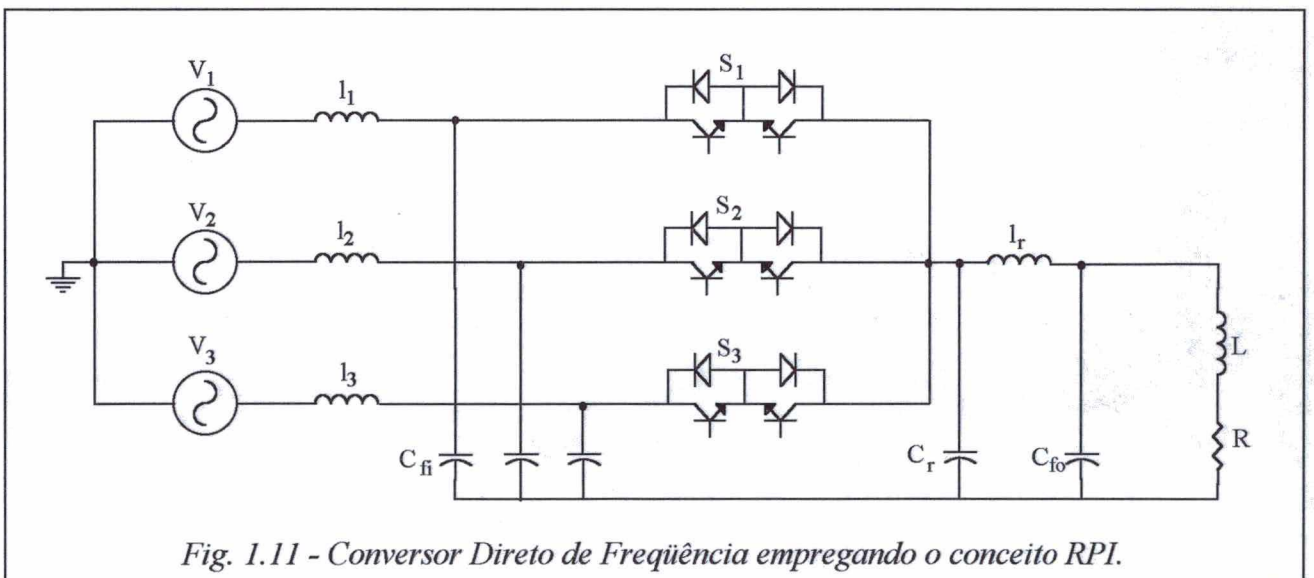
Em geral, os conversores indiretos tem uma necessidade intrínseca de um estágio intermediário de armazenamento de energia ("link"). Os componentes do "link" são volumosos, pesados e de custo elevado, especialmente em alta potência. Este estágio intermediário destrói toda a informação a respeito da fase e da forma de onda da tensão de entrada, dificultando a regeneração de energia. Por outro lado, o "link" desacopla a entrada da saída, evitando que a carga seja exposta aos transientes de entrada. Para os conversores diretos, se as tensões de entrada são assimétricas e/ou contém harmônicas, a influência destas distorções aparecem nos terminais de saída com diferentes frequências, gerando, em consequência, subharmônicas na saída.

Como nos variadores CA, a comutação dos interruptores bidirecionais é a principal dificuldade para o emprego dos conversores diretos de frequência. Durante o tempo morto necessário para a comutação dos interruptores, eles também necessitam de um circuito auxiliar que assegure a continuidade de circulação de corrente nos ramos indutivos. Este tempo morto deve ser superior ao máximo tempo necessário para abrir os interruptores, que é função da máxima corrente instantânea que eles devem comutar. Assim, quando a corrente a ser comutada for menor que a máxima, durante um certo tempo, a energia dos elementos magnéticos é desviada para outros componentes e se tem dificuldade em reaproveitá-la. Isto pode ser observado na Fig. 1.10, onde apresenta-se um conversor direto de frequência $3\phi-1\phi$ com circuito grampeador. A ponte retificadora (D_{13} a D_{18}) assume a corrente das indutâncias parasitas l_1 , l_2 e l_3 , durante os intervalos de não condução dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 . Do mesmo modo, os diodos D_{19} e D_{20} possibilitam a circulação da corrente de carga durante estes intervalos, transferindo-se energia para o capacitor C_a . O circuito R_a , D_a e S_a é necessário para descarregar o capacitor C_a quando a sua tensão atinge um valor próximo à máxima tensão que os interruptores S_i podem suportar.



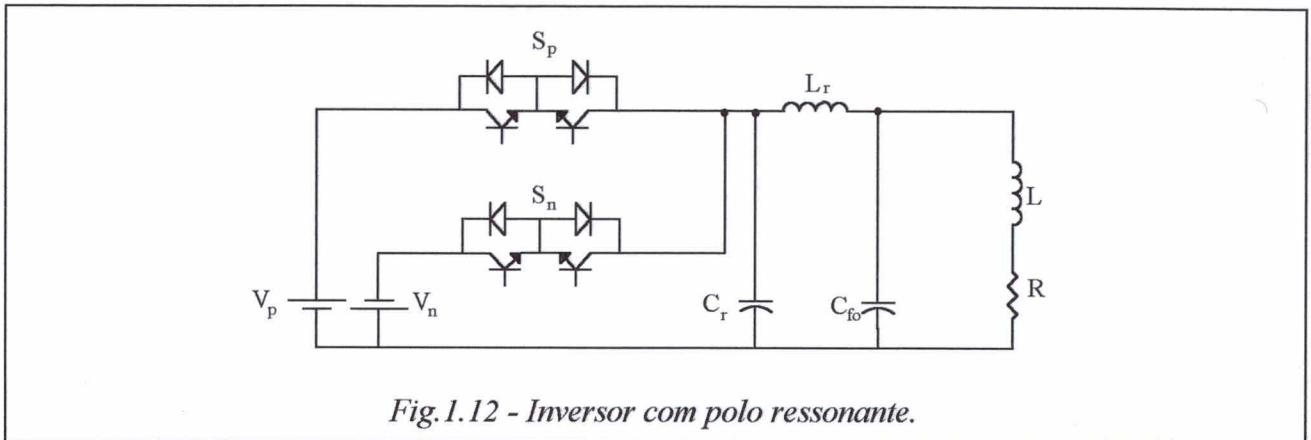
Pelas razões expostas, os conversores indiretos de frequência são atualmente, mais utilizados. Em adição, a tecnologia dos conversores CA/CC/CA indiretos é melhor dominada pelos especialistas sendo crescente a utilização de técnicas de comutação suave e de minimização de energia circulante nestes conversores, o que trouxe como resultados maior eficiência e diminuição do volume do “link”.

Recentemente foram propostas na literatura, três novas topologias de conversores CA/CA diretos que utilizam técnicas de comutação suave.



O primeiro [8] emprega o conceito de “Resonant Pole Inverter” (RPI) proposto em [9]. A topologia proposta para um conversor direto de frequência 3 ϕ -1 ϕ é apresentada na Fig. 1.11. Através de uma correta seleção dos interruptores, a tensão no capacitor ressonante C_r excursiona

entre valores positivos e negativos da tensão de entrada criando um barramento CC fictício [10]. Desta forma, o conversor da Fig. 1.11 pode ser analisado pelo circuito equivalente da Fig. 1.12.



A técnica RPI foi proposta como uma alternativa ao inversor com “link” ressonante CC [11], com o intuito de reduzir a sobretensão através dos semicondutores. Entretanto, estes conversores requerem 2 a 2,5 pu de capacidade de corrente nos semicondutores, o que inviabiliza o uso desta técnica para potências elevadas.

O segundo trabalho [12] propõe um interruptor bidirecional (“Zero Switching Loss Bidirectional Switch”), onde os interruptores comandados entram em condução com corrente nula e bloqueiam com tensão nula. Este interruptor é implementado conforme Fig. 1.13. Sobre esta proposta, faz-se as seguintes considerações:

- O autor fala em ausência de perdas na comutação, quando se sabe que para a técnica ZCS (“Zero Current Switching”) ocorrem perdas na entrada em condução dos interruptores e, para a técnica ZVS (“Zero Voltage Switching”), elas ocorrem no bloqueio, embora sempre menores do que a comutação sem o uso destas técnicas;

- A corrente de carga circula por quatro semicondutores em série, acarretando em perdas adicionais de condução em relação aos conversores de comutação dissipativa;

- O indutor de comutação encontra-se no caminho do fluxo de energia transferido da entrada para a saída;

- A estrutura necessita de interruptores com razoável capacidade de tensão. O autor, para solucionar este problema, apresenta uma modificação na estrutura original, sem contudo realizar um

estudo quantitativo desta variação topológica.

O terceiro trabalho [13] obtém a comutação suave dos interruptores do conversor direto com comutação forçada incorporando um circuito auxiliar de comutação, conforme mostra a Fig. 1.14. Nesta estrutura, os interruptores principais comutam sob tensão nula e o interruptor auxiliar sob corrente nula, em qualquer condição de carga. A limitação deste trabalho é a necessidade da inversão da tensão no circuito auxiliar a cada comutação, o que conduz ao emprego de uma única estratégia de modulação - o conceito de barramento CC fictício. Por consequência, esta técnica de comutação não pode ser empregada em variadores CA.

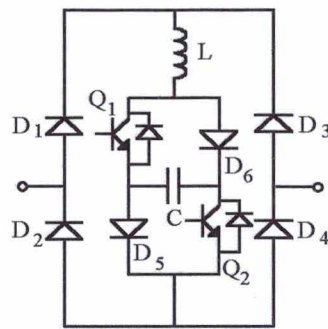


Fig. 1.13. - Interruptor bidirecional sem perdas de comutação.

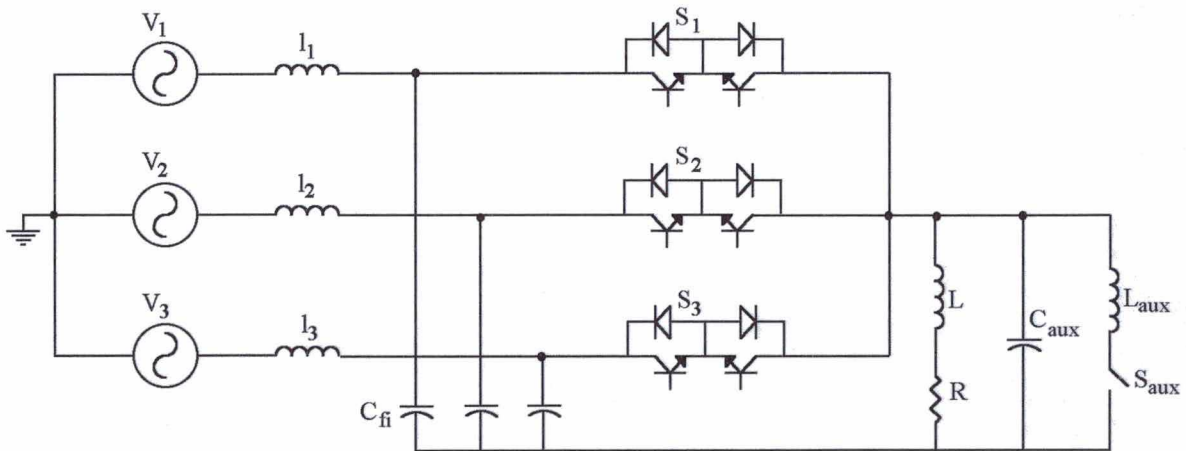


Fig. 1.14 - Conversor direto de frequência com comutação suave.

Mais dois trabalhos podem, ainda, ser destacados.

O primeiro [14] propõe um método seguro para eliminar os picos de corrente e tensão durante os intervalos de comutação, semelhante a técnica proposta em [4]. Entretanto, o controle é muito complexo e as perdas de comutação não são evitadas, limitando o aumento da frequência de

operação.

O segundo [15] apresenta uma estrutura para conversores diretos de frequência sem tempo morto (Fig. 1.15) baseada no mesmo princípio proposto em [5].

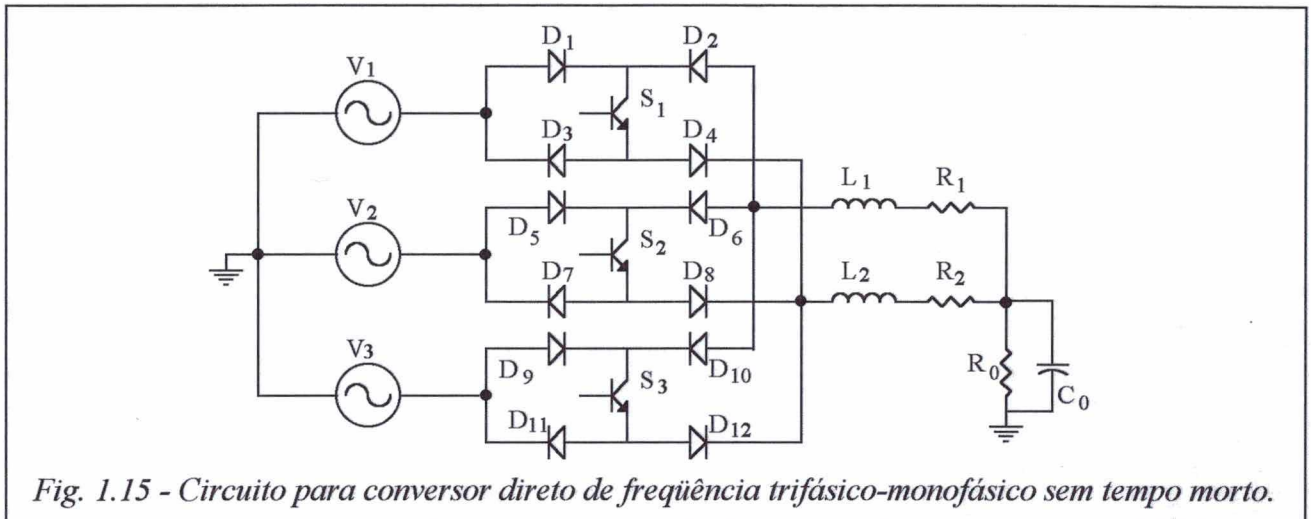


Fig. 1.15 - Circuito para conversor direto de frequência trifásico-monofásico sem tempo morto.

Como foi visto, os conversores diretos têm duas vantagens fundamentais sobre os conversores baseados no sistema retificador-inversor: eles não requerem qualquer estágio intermediário de armazenamento de energia e são naturalmente aptos para a regeneração de energia. Hoje, a indústria utiliza estes conversores somente em altas potências, onde o emprego dos conversores indiretos, devido ao estágio de armazenamento de energia, torna-se proibitivo. Entretanto, eles têm como principal obstáculo para a sua utilização prática, a comutação dos interruptores com carga indutiva.

Deve-se, ainda, salientar que o conversor direto de frequência não exclui a operação com frequência nula na entrada ou na saída, podendo ser aplicado, também, para conversão CA/CC ou CC/CA.

1.3 - Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é propor células de comutação para aplicação em variadores CA e conversores diretos de frequência com as seguintes características:

- A comutação dos interruptores deverá ser suave;

- Os interruptores deverão apresentar proteção em corrente, permitindo a ausência de tempo morto entre o comando de cada grupo, sem o risco de curto-circuitar as fontes de tensão (aumento da segurança);

- Comando simples dos interruptores;

- Operação em modo contínuo;

- Baixas sobretensões e sobrecorrentes devido às comutações;

- Interruptores totalmente controlados;

- Emprego de no máximo dois interruptores conectados em série no caminho do fluxo de potência entre fonte e carga;

A seguir descreve-se, sinteticamente, o conteúdo do trabalho.

No primeiro capítulo discute-se criteriosamente os variadores CA e os conversores diretos de frequência, com comutação dissipativa ou suave, propostos pela literatura especializada, procurando-se colocar o problema a resolver.

No segundo capítulo propõe-se uma nova célula de comutação suave que apresenta as características alinhavadas de acordo com o objetivo geral da Tese. Variações da topologia são discutidas, visando solucionar algumas dificuldades e levando em consideração a quantidade de potência a ser tratada. Realiza-se um estudo qualitativo e quantitativo de todas as células apresentadas.

No terceiro capítulo estabelece-se métodos e critérios para o projeto do conversor proposto, apresentando-se exemplos.

No quarto capítulo realizam-se estudos experimentais a partir de protótipos de variadores CA e de um conversor direto de frequência trifásico-monofásico que empregam a célula proposta e suas variações.

CAPÍTULO II

CÉLULA PARA A COMUTAÇÃO SUAVE DE INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS

2.1 - Introdução:

A evolução da família dos semicondutores de tecnologia bipolar - MOS, incluindo o IGBT (“Insulated Gate Bipolar Transistor”) e o MCT (“MOS - Controlled Thyristor”), promete uma revolução total no projeto de conversores estáticos em nossa década. A utilização destes dispositivos em reguladores CA e conversores diretos de frequência com comutação forçada, renovará o interesse nestes elegantes métodos de conversão CA/CA.

Os conversores diretos com comutação forçada de maior interesse na indústria são os que possuem três entradas e três saídas, os quais consistem basicamente de nove interruptores bidirecionais em corrente e tensão, arranjados em uma matriz, tal que qualquer terminal de entrada pode ser conectado a qualquer terminal de saída, em qualquer instante de tempo.

A utilização prática destes conversores apresenta como principal obstáculo a comutação

dos interruptores bidirecionais com carga indutiva. Se for inserido um tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores, os mesmos ficam sujeitos a sobretensões, enquanto que se existir um cruzamento entre os sinais de comando, ocorrem sobrecorrentes nos interruptores. Isto leva a necessidade do emprego de circuitos auxiliares volumosos e de lógicas complexas de proteção.

Neste capítulo propõe-se uma nova célula de comutação suave de interruptores bidirecionais e algumas variações que não necessitam de tempo morto, evitando o emprego de circuitos auxiliares e que possui inerente proteção em corrente, além de possuir outras qualidades que serão discutidas posteriormente.

2.2 - A célula proposta:

O conversor direto de frequência $3\phi - 1\phi$, constituído por três interruptores bidirecionais em tensão e corrente, é apresentado na Fig. 2.1. O interruptor bidirecional com a célula de comutação proposta¹ é apresentada na Fig. 2.2. Os interruptores Q_{P1} e Q_{P2} e os diodos D_1 e D_2 compõe o interruptor bidirecional. A célula de comutação proporciona a comutação ZVS dos interruptores principais e é composta pelo interruptor auxiliar Q_A , o indutor ressonante L_R , o capacitor ressonante C_R , os diodos auxiliares D_3 e D_4 e a fonte auxiliar de tensão E . A inclusão da célula ao interruptor bidirecional não altera o princípio básico de operação do conversor direto de frequência, pois ela é ativada somente durante a comutação para proporcionar a transferência segura da corrente de carga de um interruptor bidirecional para outro.

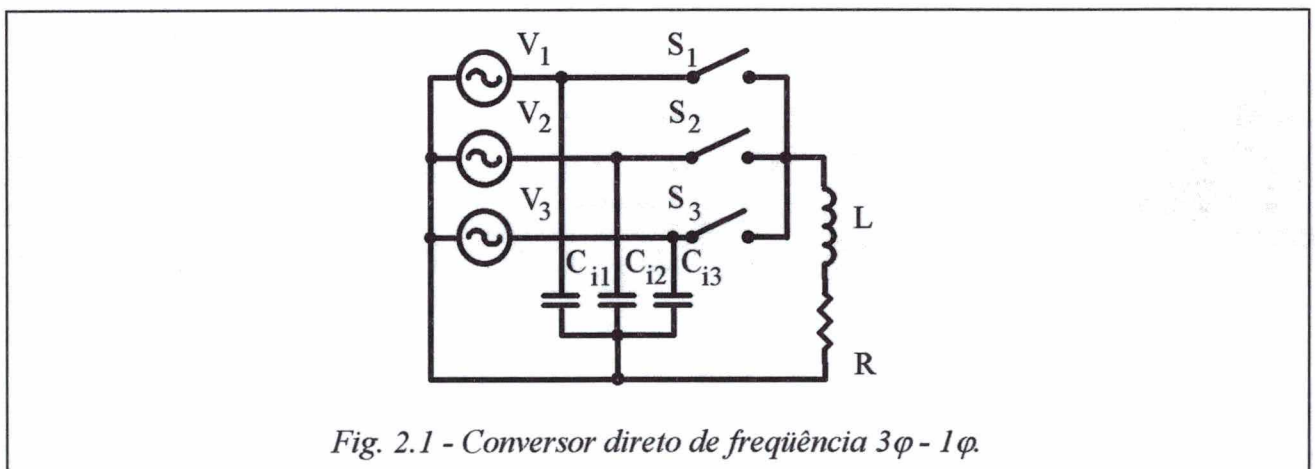


Fig. 2.1 - Conversor direto de frequência $3\phi - 1\phi$.

1 A célula proposta foi obtida a partir da célula de comutação ZVS proposta em [16].

Para explicar o princípio de operação da célula proposta assume-se que:

- O circuito está operando em regime permanente;
- Todos os componentes são ideais;
- Todos os transistores são comandados simultaneamente;
- Os transistores principais Q_{P1} e Q_{P2} são comandados como tiristores duais [9];
- Durante a comutação a corrente de carga e a tensão das fontes são constantes.

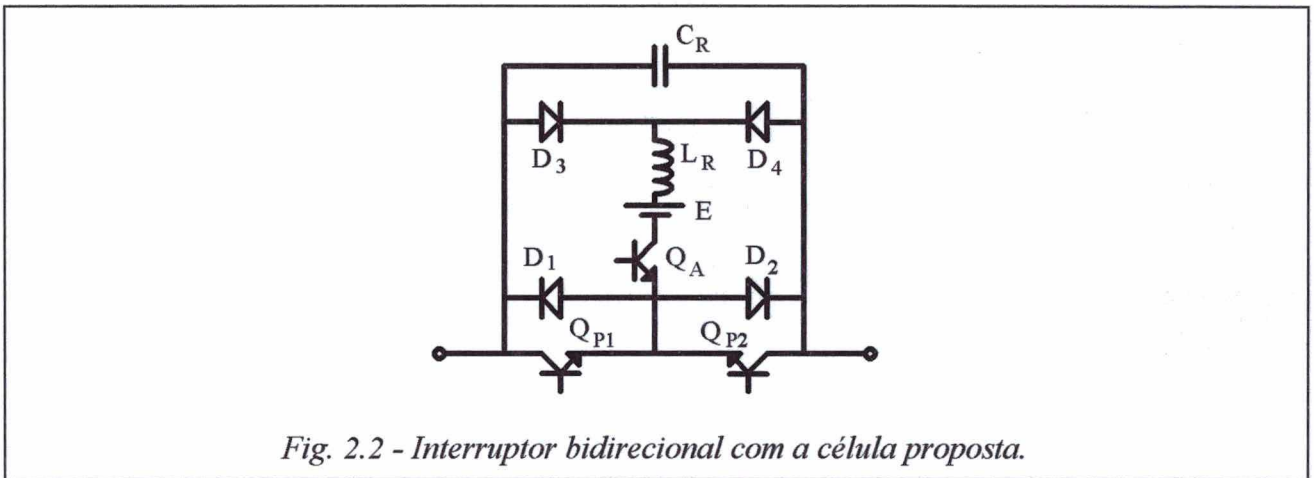
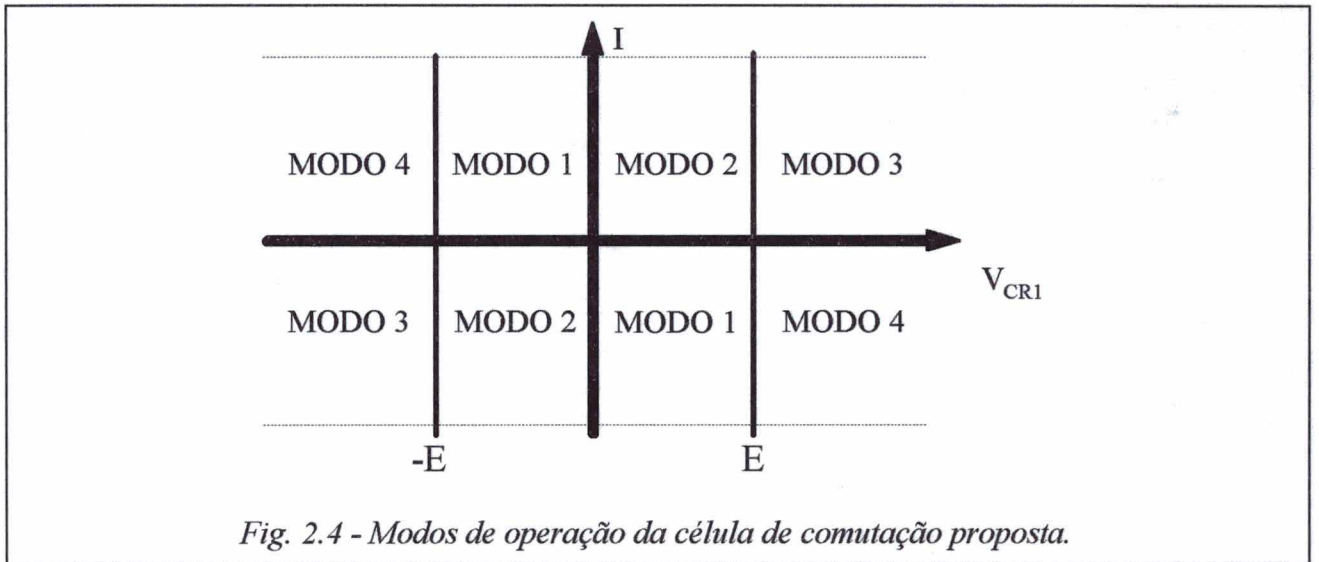
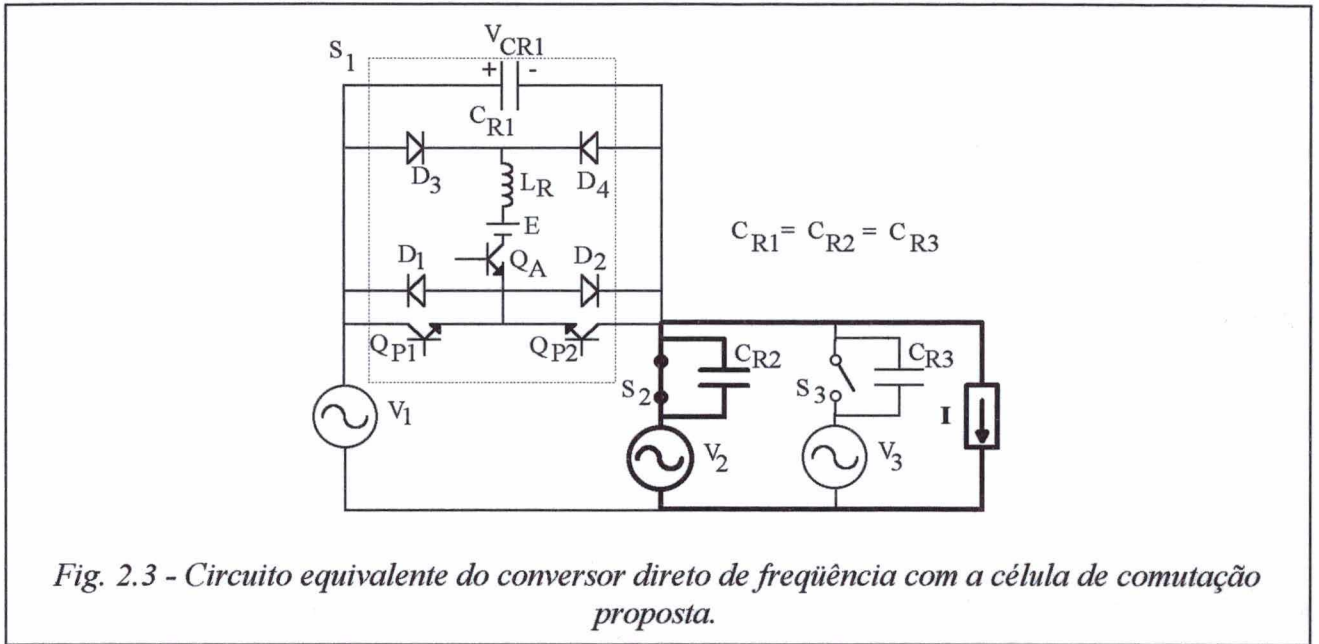


Fig. 2.2 - Interruptor bidirecional com a célula proposta.

2.3 - Princípio de operação:

Suponha que inicialmente o interruptor S_2 conduza a corrente de carga. Em um dado instante t_0 , S_2 é bloqueado e, simultaneamente, S_1 é habilitado para conduzir. Neste momento, apenas o transistor auxiliar entra em condução, já que os transistores principais precisam, para entrar em condução, que a tensão sobre eles se anule (princípio do tiristor dual). O circuito equivalente que representa esta situação, é apresentado na Fig. 2.3.

Para melhor compreensão do processo de comutação, este é dividido em etapas de funcionamento. Como em $t = t_0$, o capacitor C_{R1} encontra-se carregado com uma tensão $v_{CR1} = v_1 - v_2 \neq 0$, os interruptores principais não entram em condução. Sendo assim a corrente de carga é dividida igualmente entre os 3 capacitores ressonantes. Dependendo do módulo e da polaridade de v_{CR1} e do sentido da corrente de carga, o processo de comutação apresentará seqüências de funcionamento distintas, conforme ilustra a Fig. 2.4.



2.3.1 - 1º Modo:

$|v_{CR1}| < E$, v_{CR1} negativa e I positiva ou

$|v_{CR1}| < E$, v_{CR1} positiva e I negativa.

Neste caso ,o capacitor C_{R1} é descarregado por uma corrente constante $I/3$ até sua tensão atingir zero. Neste momento, o interruptor S_1 assume a corrente de carga através de um dos seus transistores principais.

2.3.2 - 2º Modo:

$$|v_{CR1}| < E, v_{CR1} \text{ positiva e } I \text{ positiva ou}$$

$$|v_{CR1}| < E, v_{CR1} \text{ negativa e } I \text{ negativa}$$

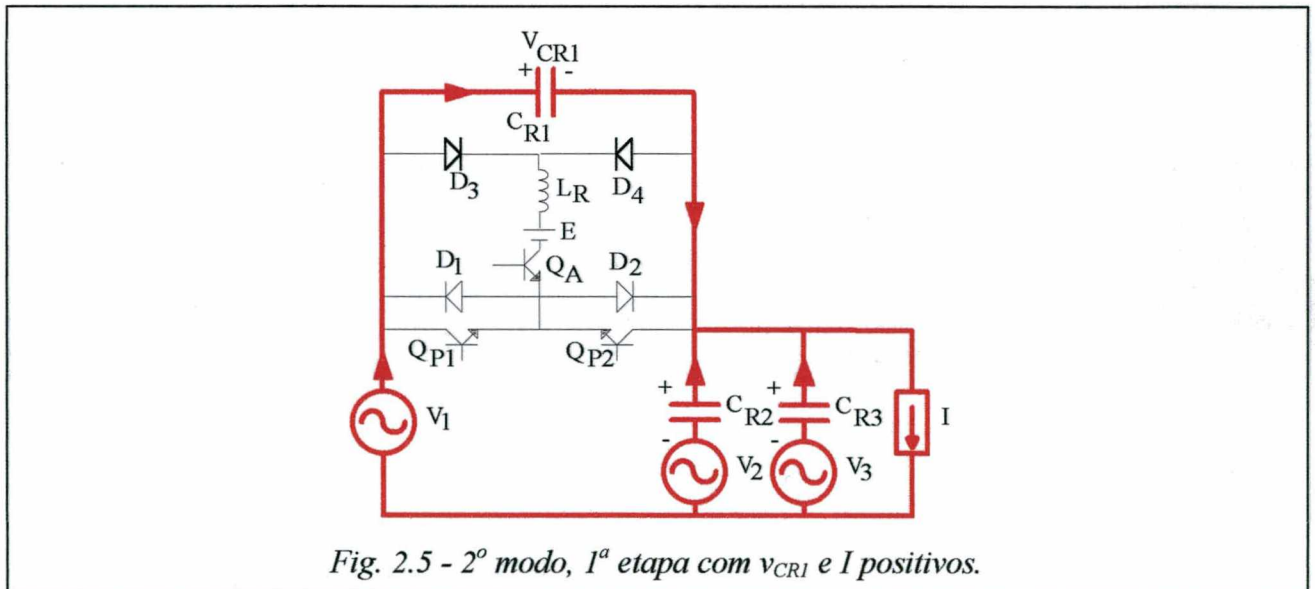
a. **1ª Etapa (t_0, t_1) - Etapa linear:** O capacitor C_{R1} carrega-se linearmente através de uma corrente $I/3$ até sua tensão v_{CR1} atingir, em módulo, E . Neste momento, inicia uma ressonância entre E , C_{R1} , C_{R2} , C_{R3} e L_R . Esta etapa é ilustrada pela Fig. 2.5.

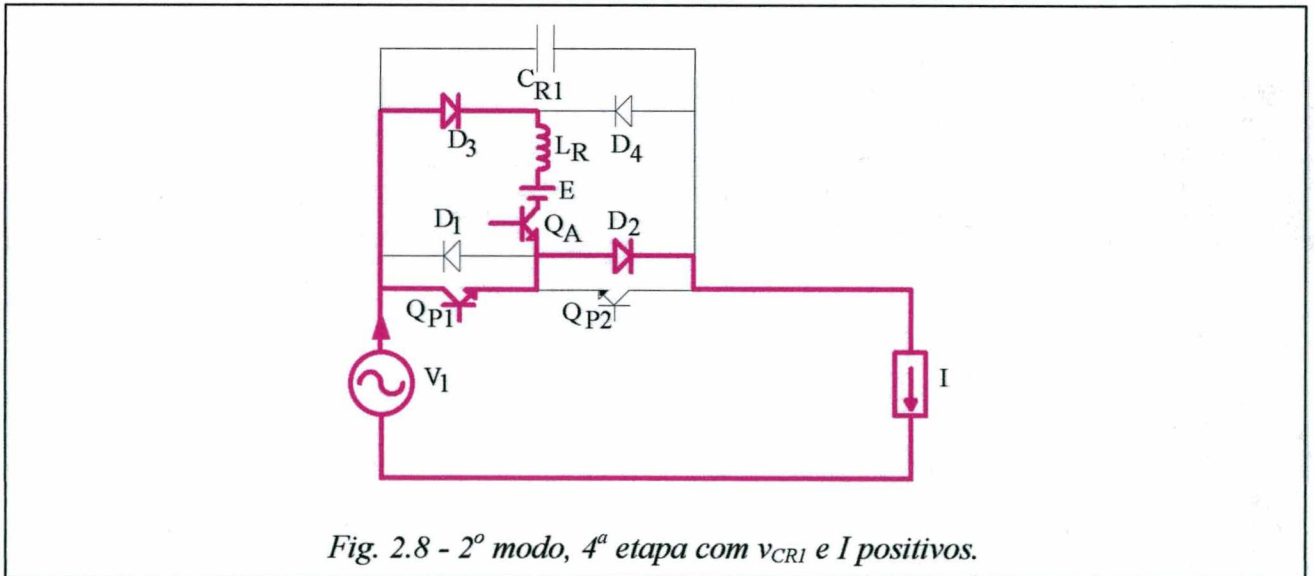
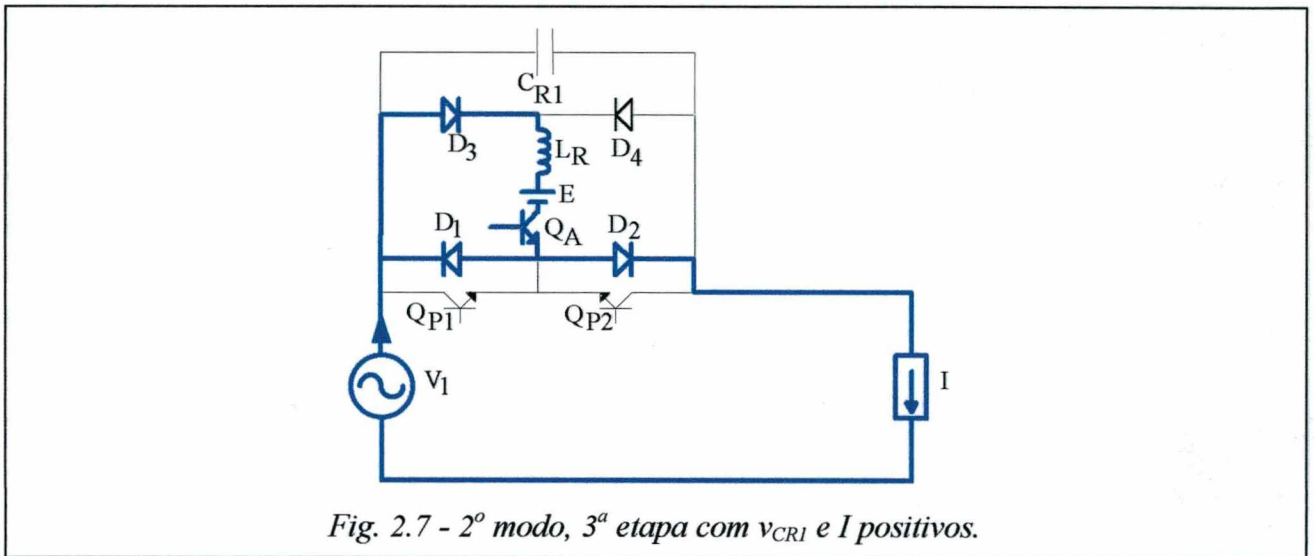
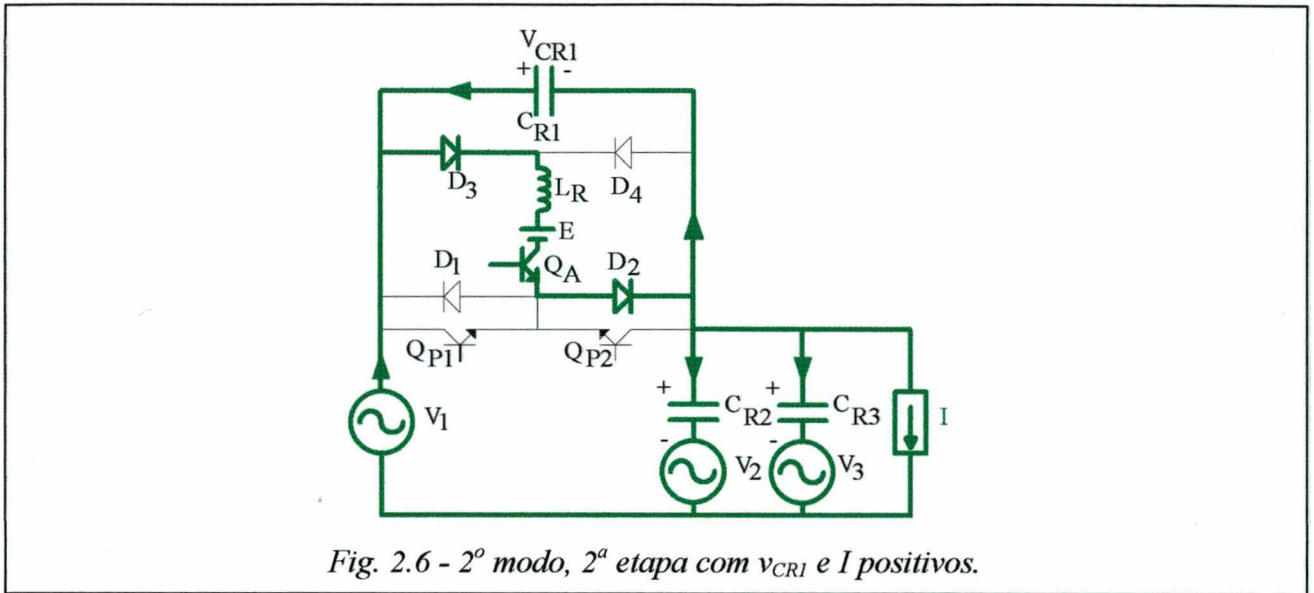
b. **2ª Etapa (t_1, t_2) - Etapa ressonante:** Esta etapa, representada pela Fig. 2.6, termina em $t = t_2$, quando $v_{CR1} = 0$ e o diodo D_1 entra em condução.

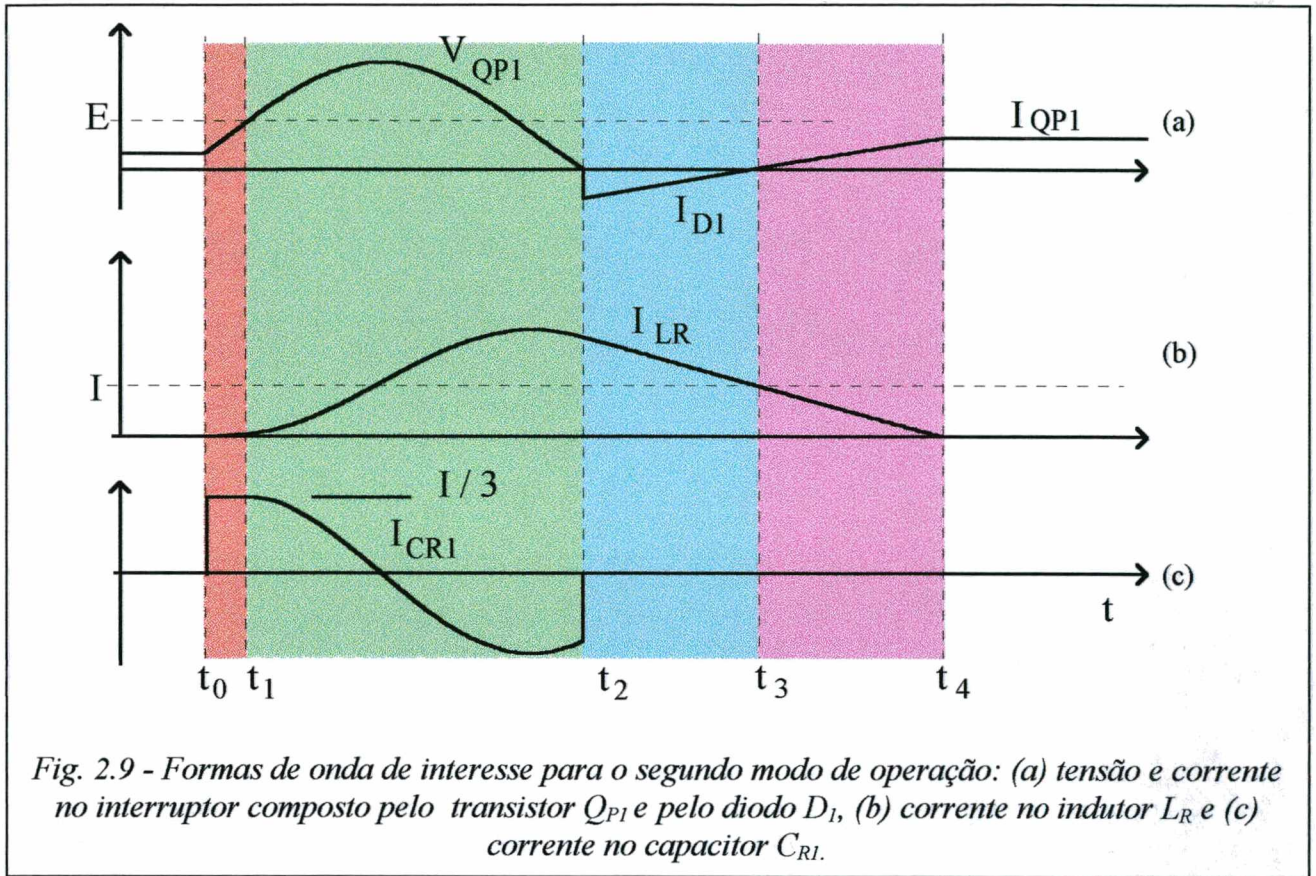
c. **3ª Etapa (t_2, t_3) - Etapa linear:** O indutor L_R passa a se descarregar linearmente e o diodo D_1 assume uma corrente $I_{LR} - I$, conforme ilustra a Fig. 2.7. Esta etapa termina, em $t = t_3$ quando $i_{LR} = I$ e o transistor Q_{P1} entra em condução sob tensão nula.

d. **4ª Etapa (t_3, t_4) - Etapa linear:** O transistor Q_{P1} conduz uma corrente crescente $I - I_{LR}$ e o indutor continua se descarregando linearmente. Em $t = t_4$, quando $i_{LR} = 0$, o transistor assume toda a corrente de carga, terminando o processo de comutação. A Fig. 2.8 ilustra esta etapa.

A Fig. 2.9 apresenta as formas de onda relevantes para esta seqüência de funcionamento.







2.3.3 - 3º Modo:

$$|v_{CR1}| > E, v_{CR1} \text{ positiva e } I \text{ positiva ou}$$

$$|v_{CR1}| > E, v_{CR1} \text{ negativa e } I \text{ negativa}$$

O processo é idêntico ao do 2º modo, a partir da 2ª etapa. Como C_{R1} já encontra-se com um valor de tensão, em módulo, superior a E , não ocorre a carga linear do capacitor, como ocorre no modo anterior. A Fig. 2.10 apresenta as formas de onda de interesse para este modo.

2.3.4 - 4º Modo:

$$|v_{CR1}| > E, v_{CR1} \text{ negativa e } I \text{ positiva ou}$$

$$|v_{CR1}| > E, v_{CR1} \text{ positiva e } I \text{ negativa}$$

a. 1ª Etapa (t_0, t_1) - Etapa ressonante: O capacitor, em $t = t_0$, inicia um processo de descarga ressonante até sua tensão atingir zero, momento em que o transistor Q_{P2} e o diodo D_1 entram em condução. A Fig. 2.11 representa esta etapa.

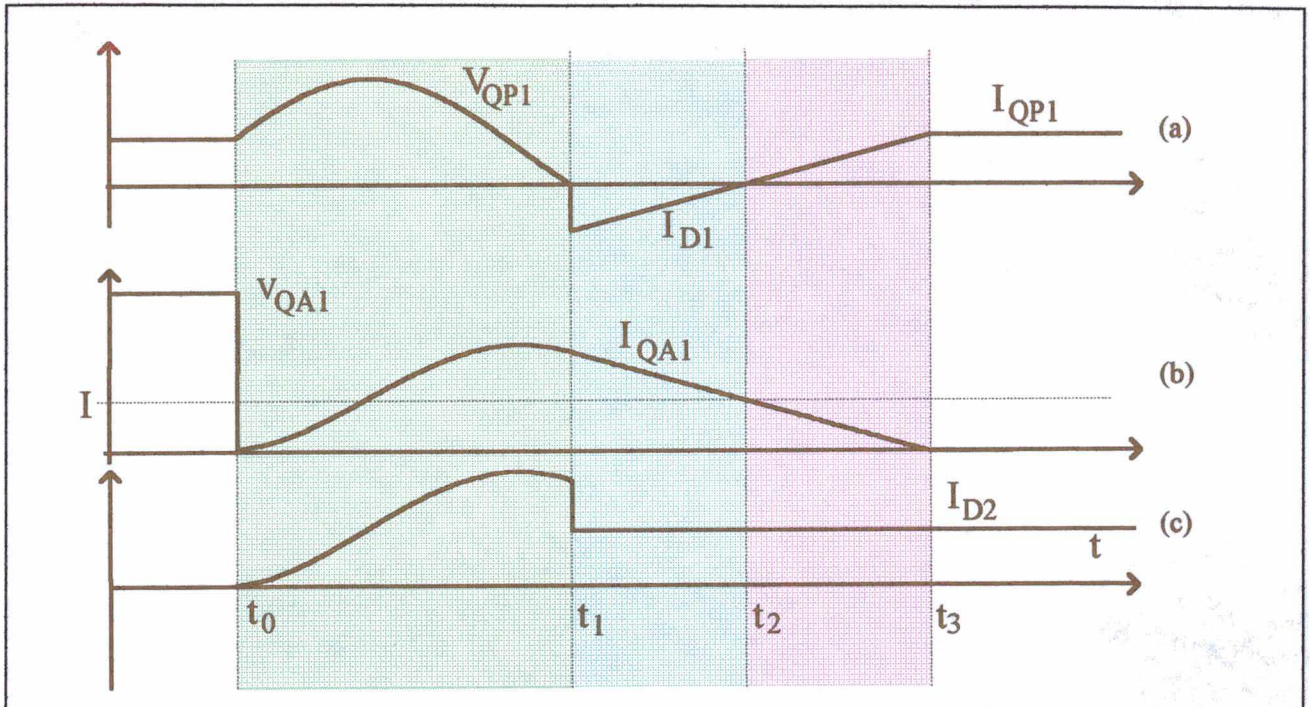


Fig. 2.10 - Formas de onda de interesse para o terceiro modo de operação: (a) tensão e corrente no interruptor composto pelo transistor Q_{P1} e pelo diodo D_1 , (b) tensão e corrente no interruptor auxiliar e (c) corrente no diodo D_2 .

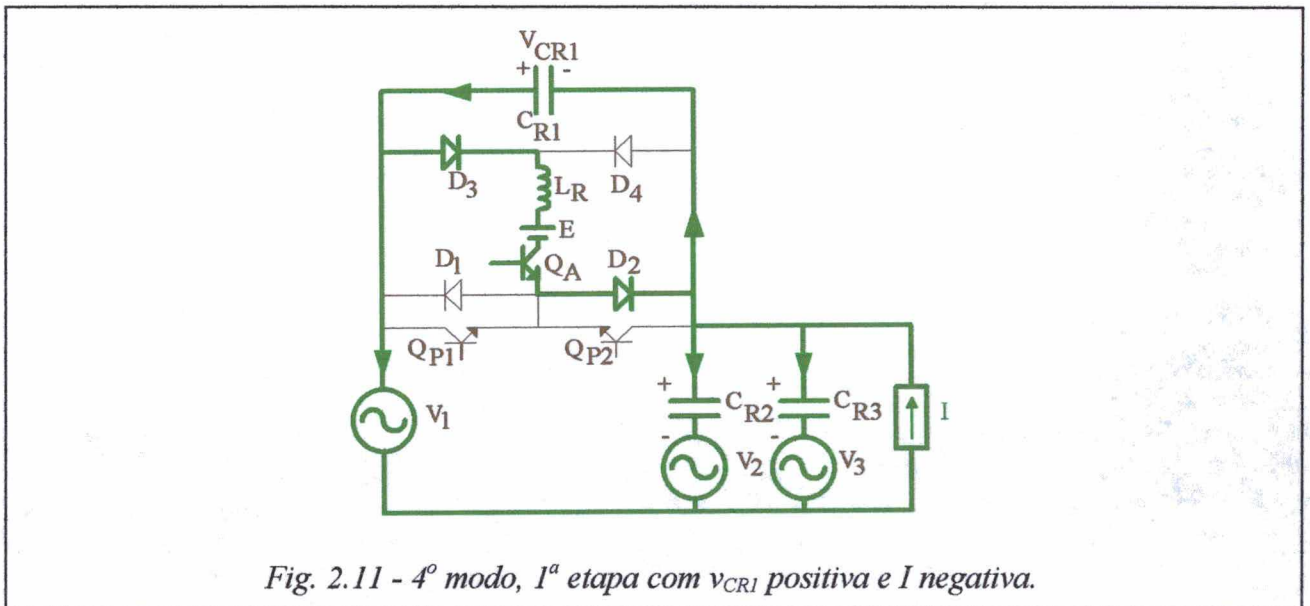
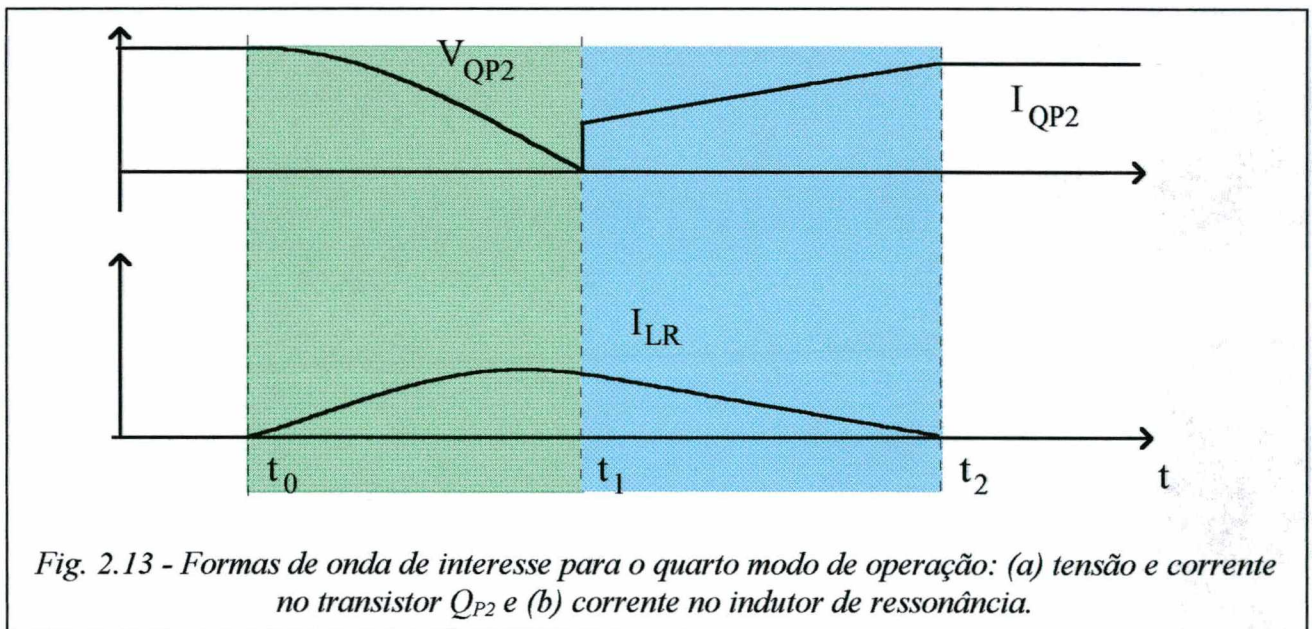
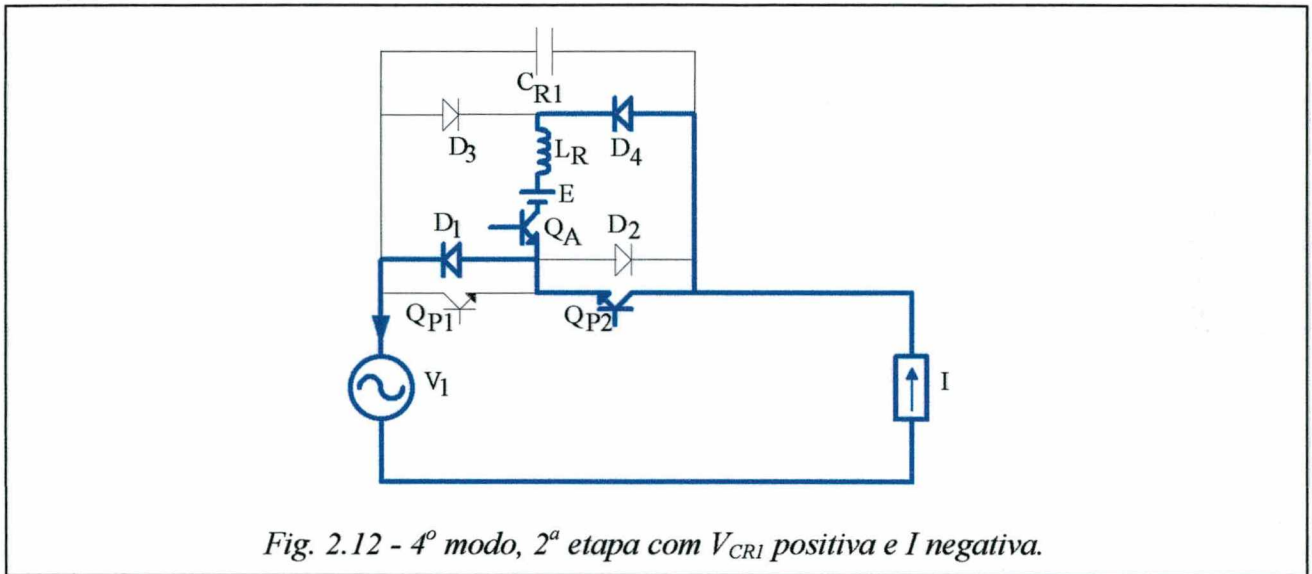


Fig. 2.11 - 4º modo, 1ª etapa com v_{CR1} positiva e I negativa.

b. 2ª Etapa (t_1, t_2) - Etapa linear: O transistor Q_{P2} conduz uma corrente crescente $I - i_{LR}$ e o indutor se descarrega linearmente. Em $t = t_2$, quando $i_{LR} = 0$, termina o processo de comutação. A Fig. 2.12 ilustra esta etapa.



Observações:

a. Se no final da 1ª etapa, a corrente no indutor for maior que a corrente de carga I , o diodo D_2 entrará em condução antes do transistor Q_{P2} , conduzindo uma corrente $i_{LR} - I$ decrescente. Quando a corrente no indutor for igual a I , o transistor entra em condução, conforme exposto na segunda etapa de funcionamento.

b. Se $E < |V_{CR1}| \leq 2.E$, a corrente no indutor anula-se antes da tensão no capacitor atingir zero, alterando a 2ª etapa de funcionamento. Neste caso, após a etapa ressonante, que encerra com $i_{LR} = 0$ e $0 < |V_{CR1}| \leq E$, o capacitor é descarregado por uma corrente constante de $I/3$ até sua tensão atingir zero. Neste momento, a corrente de carga é assumida pelo interruptor S_1 .

2.4 - Análise matemática da comutação

2.4.1 - 1º Modo:

A única etapa de funcionamento apresenta a seguinte duração:

$$\Delta t = \frac{3 \cdot C_{R1} \cdot |v_{CR1}(0)|}{I} \tag{2.1}$$

onde:

I é a corrente de carga.

C_{R1} é o capacitor ressonante.

$$|v_{CR1}(0)| = |v_1(0) - v_2(0)| < E$$

2.4.2 - 2º Modo:

a. 1ª Etapa (t_0, t_1): A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{3 \cdot C_{R1} \cdot [E - |v_{CR1}(0)|]}{I} \tag{2.2}$$

b. 2ª Etapa(t_1, t_2): Esta etapa pode ser representada pelo circuito da Fig. 2.14.

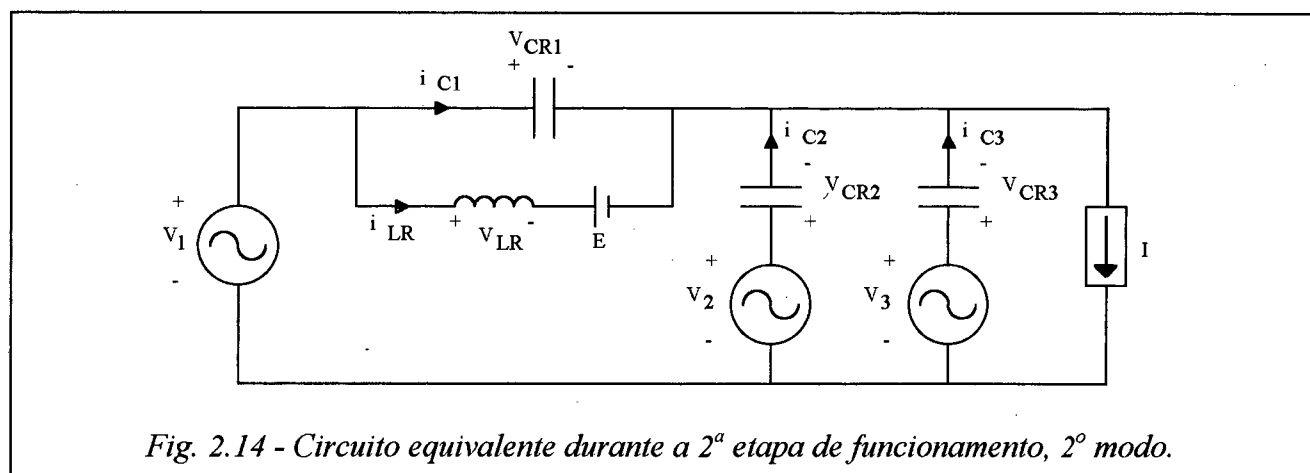


Fig. 2.14 - Circuito equivalente durante a 2ª etapa de funcionamento, 2º modo.

A partir da Fig. 2.14, obtém-se as seguintes equações:

$$V_1 - v_{CR1} + v_{CR2} - v_2 = 0 \tag{2.3}$$

$$v_1 - v_{CR1} + v_{CR3} - v_3 = 0 \quad (2.4)$$

$$v_{CR1} = v_{LR} + E \quad (2.5)$$

$$i_{C1} + i_{C2} + i_{C3} + i_{LR} = I \quad (2.6)$$

Isolando, respectivamente, v_{CR2} e v_{CR3} em (2.3) e (2.4) obtém-se:

$$v_{CR2} = v_2 - v_1 + v_{CR1} \quad (2.7)$$

$$v_{CR3} = v_3 - v_1 + v_{CR1} \quad (2.8)$$

Isolando i_{LR} em (2.6), tem-se:

$$i_{LR} = I - i_{C1} - i_{C2} - i_{C3} \quad (2.9)$$

Substituindo $v_{LR} = L_R \cdot \frac{di_{LR}}{dt}$ em (2.5), obtém-se:

$$v_{CR1} = L_R \cdot \frac{di_{LR}}{dt} + E \quad (2.10)$$

Substituindo (2.9) em (2.10), resulta:

$$v_{CR1} = L_R \cdot \frac{d}{dt} [I - i_{C1} - i_{C2} - i_{C3}] + E \quad (2.11)$$

Manipulando a expressão (2.11), resulta:

$$v_{CR1} = L_R \cdot \frac{d}{dt} \left[-C_{R1} \cdot \frac{dv_{CR1}}{dt} - C_{R2} \cdot \frac{dv_{CR2}}{dt} - C_{R3} \cdot \frac{dv_{CR3}}{dt} \right] + E \quad (2.12)$$

mas, $C_{R1} = C_{R2} = C_{R3} = C_R$, assim:

$$v_{CR1} = -L_R \cdot C_R \cdot \frac{d}{dt} \left[\frac{dv_{CR1}}{dt} + \frac{dv_{CR2}}{dt} + \frac{dv_{CR3}}{dt} \right] + E \quad (2.13)$$

Substituindo (2.7) e (2.8) em (2.13), obtém-se:

$$v_{CR1} = -L_R \cdot C_R \cdot \frac{d}{dt} \left[\frac{d}{dt} v_{CR1} + \frac{d}{dt} (v_2 - v_1 + v_{CR1}) + \frac{d}{dt} (v_3 - v_1 + v_{CR1}) \right] + E \quad (2.14)$$

Como durante a comutação as tensões do sistema trifásico são consideradas constantes, a partir de (2.14), obtém-se:

$$v_{CR1} = -3 \cdot L_R \cdot C_R \cdot \frac{d^2 v_{CR1}}{dt^2} + E \quad (2.15)$$

Isolando E em (2.15), resulta:

$$E = 3 \cdot L_R \cdot C_R \cdot \ddot{v}_{CR1} + v_{CR1} \quad (2.16)$$

Fazendo $3 \cdot C_R = C_e$, resulta:

$$E = L_R \cdot C_e \cdot \ddot{v}_{CR1} + v_{CR1} \quad (2.17)$$

As condições iniciais são :

$$v_{CR1}(0) = E \quad (2.18)$$

$$C_{R1} \cdot \dot{v}_{CR1}(0) = i_{C1}(0) \quad (2.19)$$

$$\dot{v}_{CR1}(0) = \frac{i_{C1}(0)}{C_{R1}} \quad (2.20)$$

mas:

$$i_{C1}(0) = \frac{I}{3} \quad (2.21)$$

Assim:

$$\dot{v}_{CR1}(0) = \frac{I}{C_e} \quad (2.22)$$

E, a solução da equação diferencial (2.17) é:

$$v_{CR1}(t) = I \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C_e}} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + E \quad (2.23)$$

onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_e}} \quad (2.24)$$

A duração desta etapa é obtida fazendo em (2.23), $v_{CR1}(\Delta t_2) = 0$.

$$I \cdot \sqrt{\frac{L_R}{C_e}} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_2) + E = 0 \quad (2.25)$$

Resultando em:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \text{arc sen} \left(-\frac{E}{I} \cdot \sqrt{\frac{C_e}{L_R}} \right) \quad (2.26)$$

A corrente no indutor é obtida de:

$$i_{LR}(t) = \left| I - C_e \cdot \frac{dv_{CR1}}{dt} \right| \quad (2.27)$$

ou

$$i_{LR}(t) = \left| I - I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \right| \quad (2.28)$$

e seu valor máximo será:

$$I_{LRmáx} = 2 \cdot I \quad (2.29)$$

Fazendo $t = \Delta t_2$ em (2.28) e substituindo (2.26) na mesma equação, obtém-se:

$$i_{LR}(\Delta t_2) = I_{L2} = \left| I - I \cdot \cos \left(\text{arc sen} \left(-\frac{E}{I} \sqrt{\frac{C_e}{L_R}} \right) \right) \right| \quad (2.30)$$

Nota-se, a partir de (2.25), que para que ocorra a comutação ZVS dos transistores principais é necessário que :

$$I \geq \frac{E}{Z_0} \quad (2.31)$$

onde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_e}} \quad (2.32)$$

c. 3ª Etapa (t_2, t_3): A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{L_R \cdot (I_{L2} - I)}{E} \quad (2.33)$$

d. 4ª etapa (t_3, t_4): Esta etapa apresenta um tempo de duração dado por:

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{L_R \cdot I}{E} \quad (2.34)$$

2.4.3 - 3º Modo:

a. 1ª Etapa (t_0, t_1): Esta etapa pode ser representada também pelo mesmo circuito equivalente da Fig. 2.14. Por consequência, é válida a expressão (2.17), que, para este caso, apresenta como condições iniciais:

$$v_{CR1}(0) = v_1 - v_2 > E = V_{CR1} \quad (2.35)$$

$$i_{CR1}(0) = \frac{I}{C_e} \quad (2.36)$$

E, a solução da equação (2.17), será:

$$v_{CR1}(t) = -(E - V_{CR1}) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + I \cdot Z_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + E \quad (2.37)$$

A duração desta etapa é obtida fazendo em (2.37), $v_{CR1}(\Delta t_1) = 0$

$$-(E - V_{CR1}) \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_1) + I \cdot Z_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_1) + E = 0 \quad (2.38)$$

Reagrupando (2.38), obtém-se:

$$E = (E - V_{CR1}) \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_1) - I \cdot Z_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_1) \quad (2.39)$$

Dividindo-se (2.39) por E, resulta:

$$1 = \left(\frac{E - V_{CR1}}{E} \right) \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_1) - \frac{I \cdot Z_0}{E} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_1) \quad (2.40)$$

Fazendo:

$$\frac{E - V_{CR1}}{E} = \beta \quad (2.41)$$

$$\frac{I \cdot Z_0}{E} = \alpha \quad (2.42)$$

$$\cos(\omega_0 \cdot \Delta t_1) = x \quad (2.43)$$

$$\text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_1) = \sqrt{1 - x^2} \quad (2.44)$$

Resulta:

$$\beta \cdot x - \alpha \cdot \sqrt{1 - x^2} = 1 \quad (2.45)$$

Resolvendo para x, obtém-se, após algumas operações:

$$x = \frac{\beta \pm \sqrt{\beta^2 - (\beta^2 + \alpha^2) \cdot (1 - \alpha^2)}}{\beta^2 + \alpha^2} \quad (2.46)$$

e, a partir da expressão (2.43) resulta:

$$\Delta t_1 = \frac{\text{arc cos } x}{\omega_0} \quad (2.47)$$

A corrente no indutor será:

$$i_{LR}(t) = \left| I - \frac{C_e \cdot dv_{CR1}}{dt} \right| \quad (2.48)$$

Substituindo (2.37) em (2.48) e derivando v_{CR1} , resulta:

$$i_{LR}(t) = \left| I - \frac{(E - V_{CR1})}{Z_0} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) - I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \right| \quad (2.49)$$

Fazendo $t = \Delta t_1$ em (2.49) e substituindo (2.43) e (2.44) na mesma equação, obtém-se:

$$I_{L1} = \left| I \cdot (1 - x) - \frac{E - V_{CR1}}{Z_0} \cdot \sqrt{1 - x^2} \right| \quad (2.50)$$

b. 2ª Etapa (t_1, t_2): A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{L_R \cdot (I_{L1} - I)}{E} \quad (2.51)$$

c. 3ª Etapa (t_2, t_3): Esta etapa apresenta um tempo de duração dado por:

$$\Delta t_3 = t_3 - t_1 = \frac{L_R \cdot I}{E} \quad (2.52)$$

Nota-se, a partir de (2.40), que para que ocorra a comutação ZVS dos transistores principais é necessário que:

$$\left(\frac{E - V_{CR1}}{E} \right)^2 + \left(\frac{I \cdot Z_0}{E} \right)^2 \geq 1 \quad (2.53)$$

ou,

$$\beta^2 + \alpha^2 \geq 1 \quad (2.54)$$

2.4.4 - 4º Modo:

a. 1ª Etapa (t_0, t_1): Como no modo 3, esta etapa pode ser representada, também, pelo circuito equivalente da Fig. 2.14, exceto pela direção da fonte de corrente, que troca de sentido.

Assim, a solução da equação diferencial (2.17), será:

$$v_{CR1}(t) = -(E - V_{CR1}) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - I \cdot Z_0 \cdot \sen(\omega_0 \cdot t) + E \quad (2.55)$$

A duração desta etapa, Δt_1 , é expressa por (2.47).

A corrente no indutor é expressa por:

$$i_{LR}(t) = \left| -I - \frac{(E - V_{CR1})}{Z_0} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \right| \quad (2.56)$$

A corrente do indutor no final desta etapa será:

$$I_{L1} = \left| I \cdot (x - 1) - \frac{E - V_{CR1}}{Z_0} \cdot \sqrt{1 - x^2} \right| \quad (2.57)$$

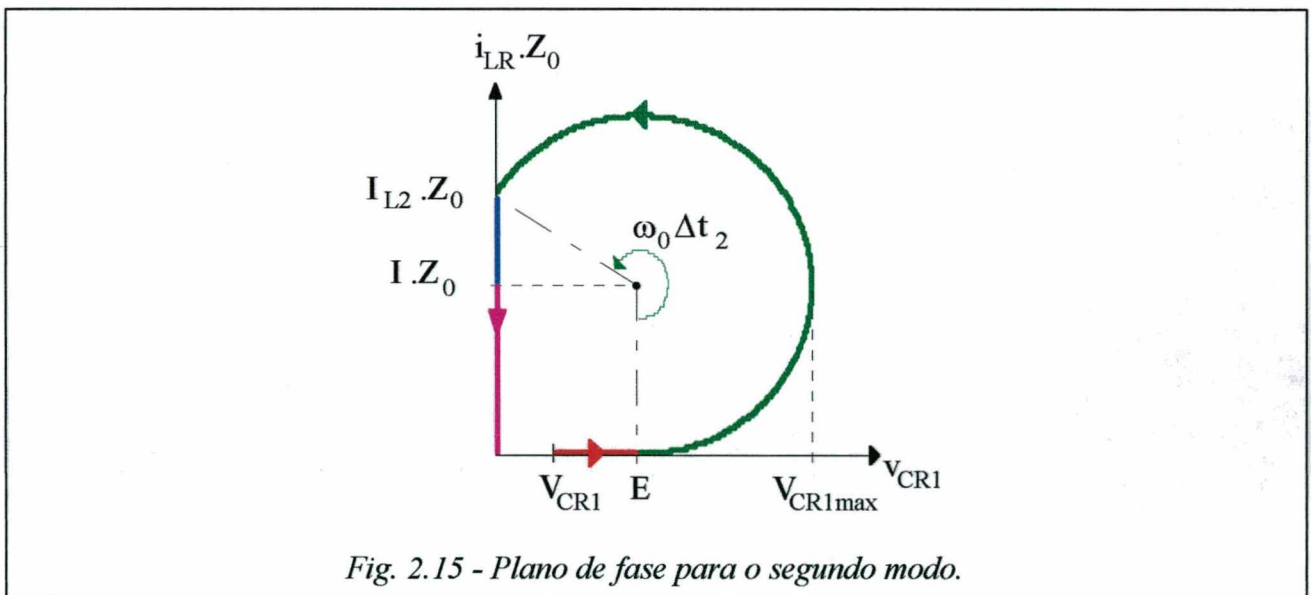
Para que ocorra a comutação ZVS dos interruptores é necessário que (2.54) seja satisfeita.

b. 2ª Etapa (t₁, t₂): Esta etapa apresenta um tempo de duração dado por:

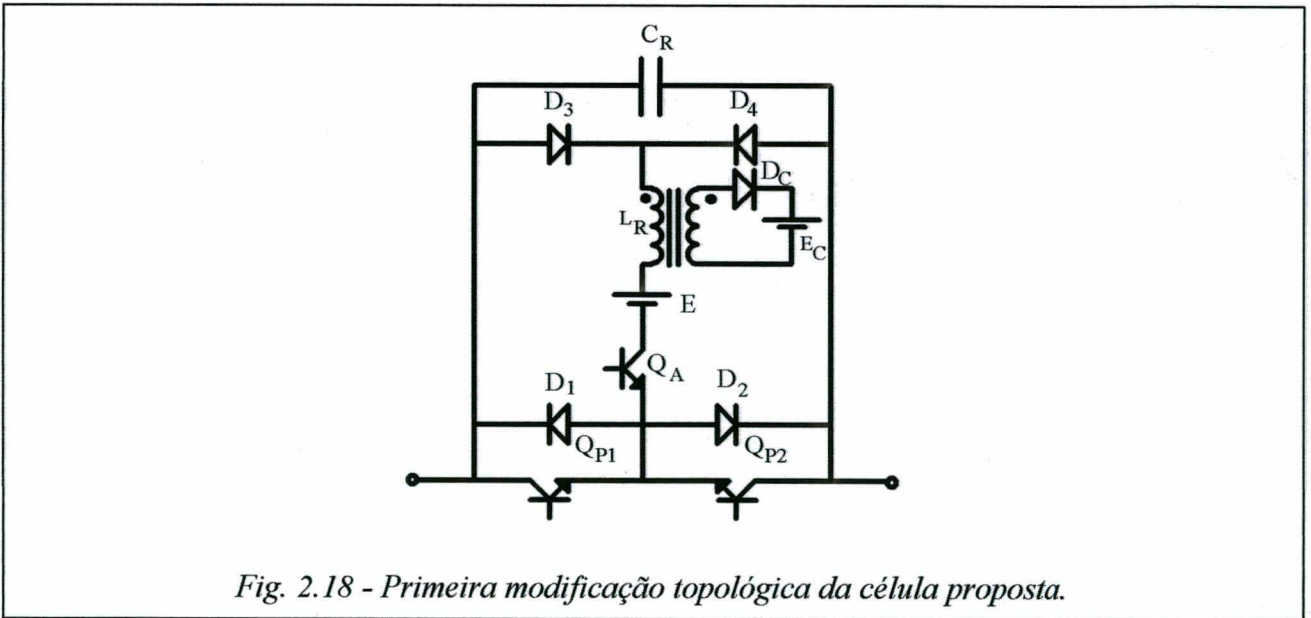
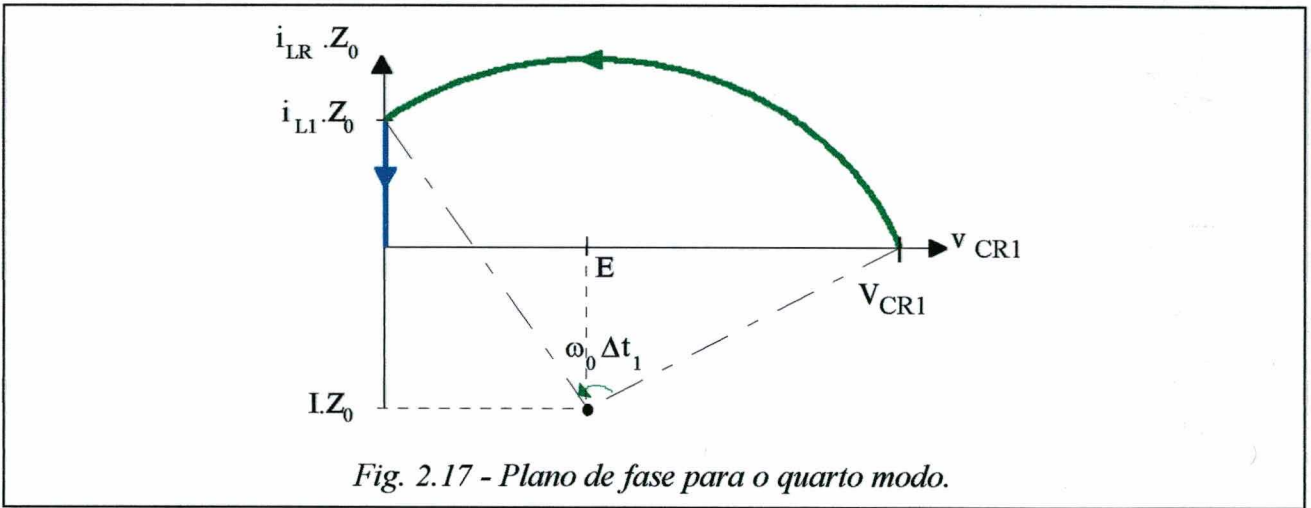
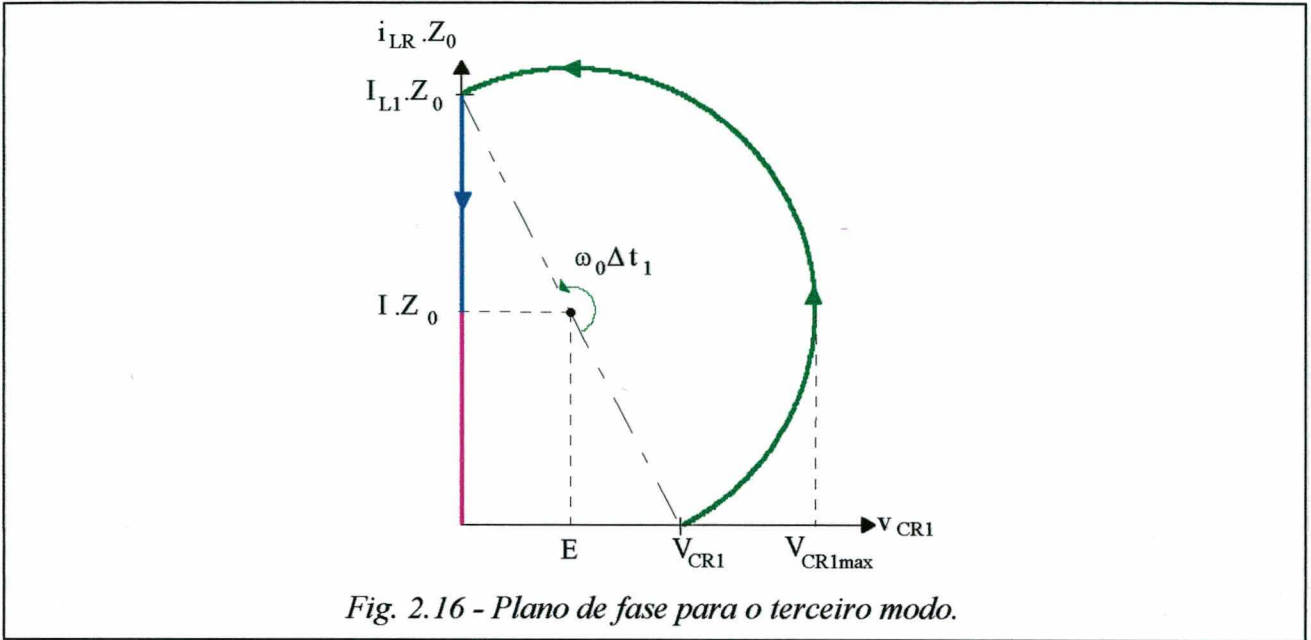
$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{L_R \cdot I_{L1}}{E} \quad (2.58)$$

2.5 - Planos de fase:

As Fig. 2.15, 2.16 e 2.17, representam, respectivamente, os planos de fase dos modos 2, 3 e 4.



Como pode-se observar a partir dos planos de fase do 2º e 3º modos, o capacitor e, por consequência, os interruptores principais, estão sujeitos a sobretensões proporcionais à corrente de carga. Para solucionar este problema, pode ser utilizado um indutor acoplado, obtendo-se a 1ª variação topológica da célula proposta. A Fig. 2.18 ilustra esta variação topológica.



2.6 - Análise qualitativa da primeira variação topológica da célula proposta - célula de comutação com indutor acoplado ou grampeamento:

No funcionamento da célula proposta, só ocorrerá alteração no 2º e 3º modos onde o capacitor está sujeito a sobretensões. Na análise que segue, supor-se-á que será acionado o circuito de grampeamento, constituído pelo diodo e pela fonte de tensão E_C conectados ao secundário do indutor acoplado. Para efeito de análise, a relação entre o primário e o secundário do indutor é considerada unitária.

2.6.1 - 2º Modo:

a. 1ª Etapa (t_0, t_1): É idêntica à 1ª etapa do 2º modo, para a topologia sem grampeamento.

b. 2ª Etapa (t_1, t_2): Esta etapa caracteriza-se pela ressonância entre E , C_{R1} , C_{R2} , C_{R3} e L_R e termina, em $t = t_2$, quando $v_{LR} = E_C$. A Fig. 2.19 representa esta etapa.

c. 3ª Etapa (t_2, t_3): Durante esta etapa, a corrente no primário do indutor é igual a corrente da carga e a tensão sobre o capacitor é constante. A corrente no secundário do indutor decresce linearmente até atingir zero. Neste momento, inicia uma nova etapa ressonante. A Fig. 2.20 representa esta etapa.

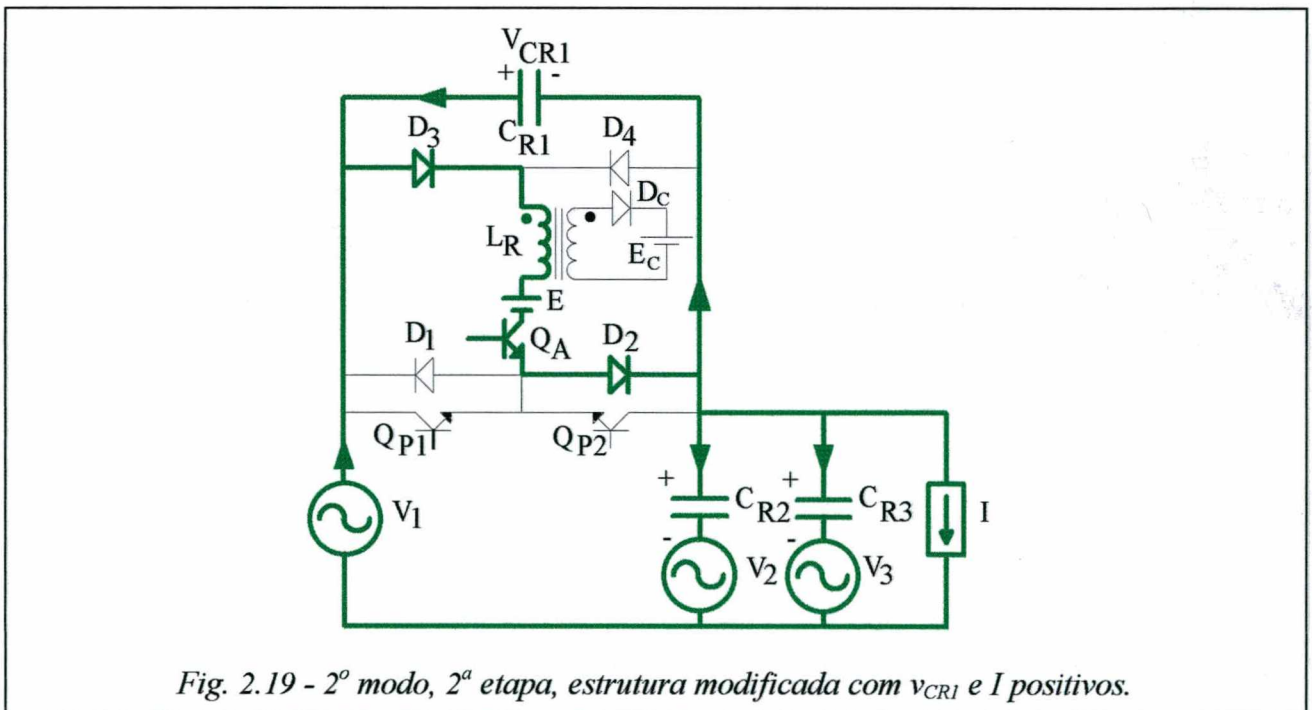


Fig. 2.19 - 2º modo, 2ª etapa, estrutura modificada com v_{CR1} e I positivos.

O. 265.318.7
Biblioteca Universitária
UFSC

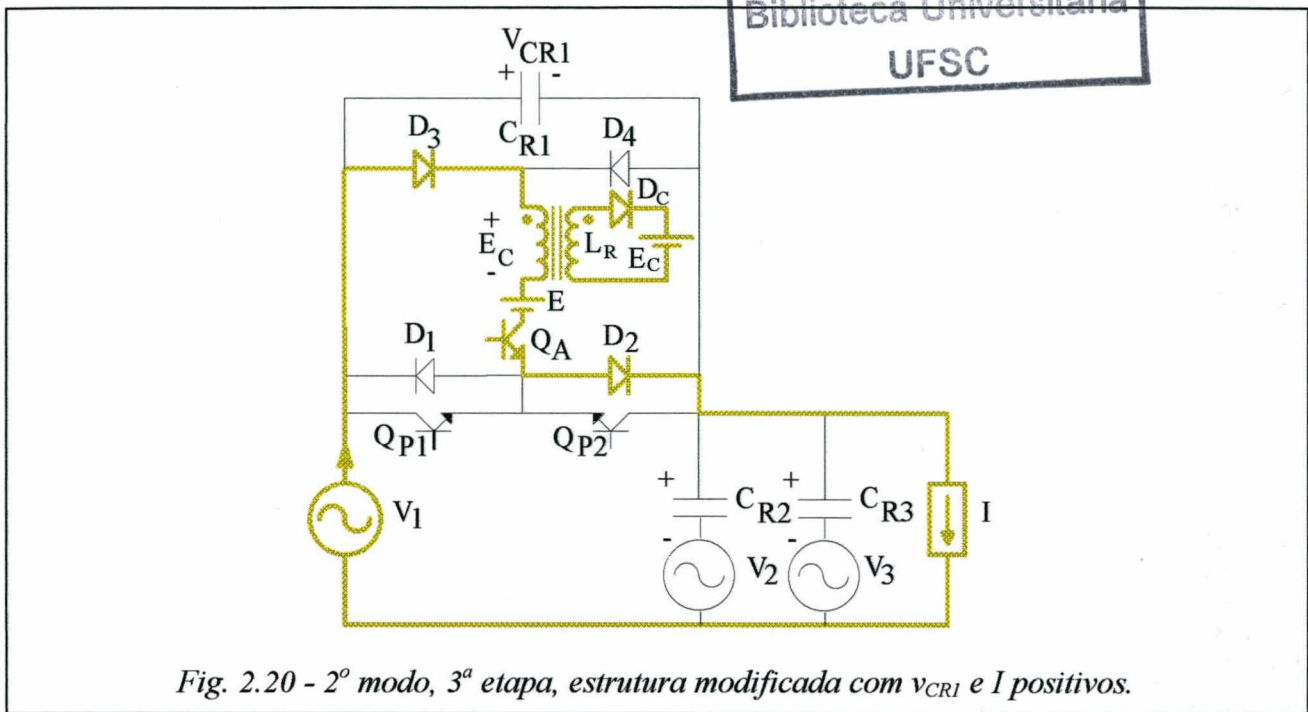


Fig. 2.20 - 2º modo, 3ª etapa, estrutura modificada com v_{CR1} e I positivos.

e. 4ª Etapa (t_3, t_4): A tensão no capacitor decresce através de uma ressonância, até atingir zero, momento no qual o diodo D_1 entra em condução. Esta etapa pode ser representada pela Fig. 2.6.

f. 5ª Etapa (t_4, t_5): Esta etapa se comporta da mesma forma que a 3ª etapa do 2º modo, da estrutura original.

g. 6ª Etapa (t_5, t_6): O funcionamento desta etapa é descrito do mesmo modo que a 4ª etapa do 2º modo, da estrutura original.

A Fig. 2.21 apresenta as formas de onda de interesse para este modo.

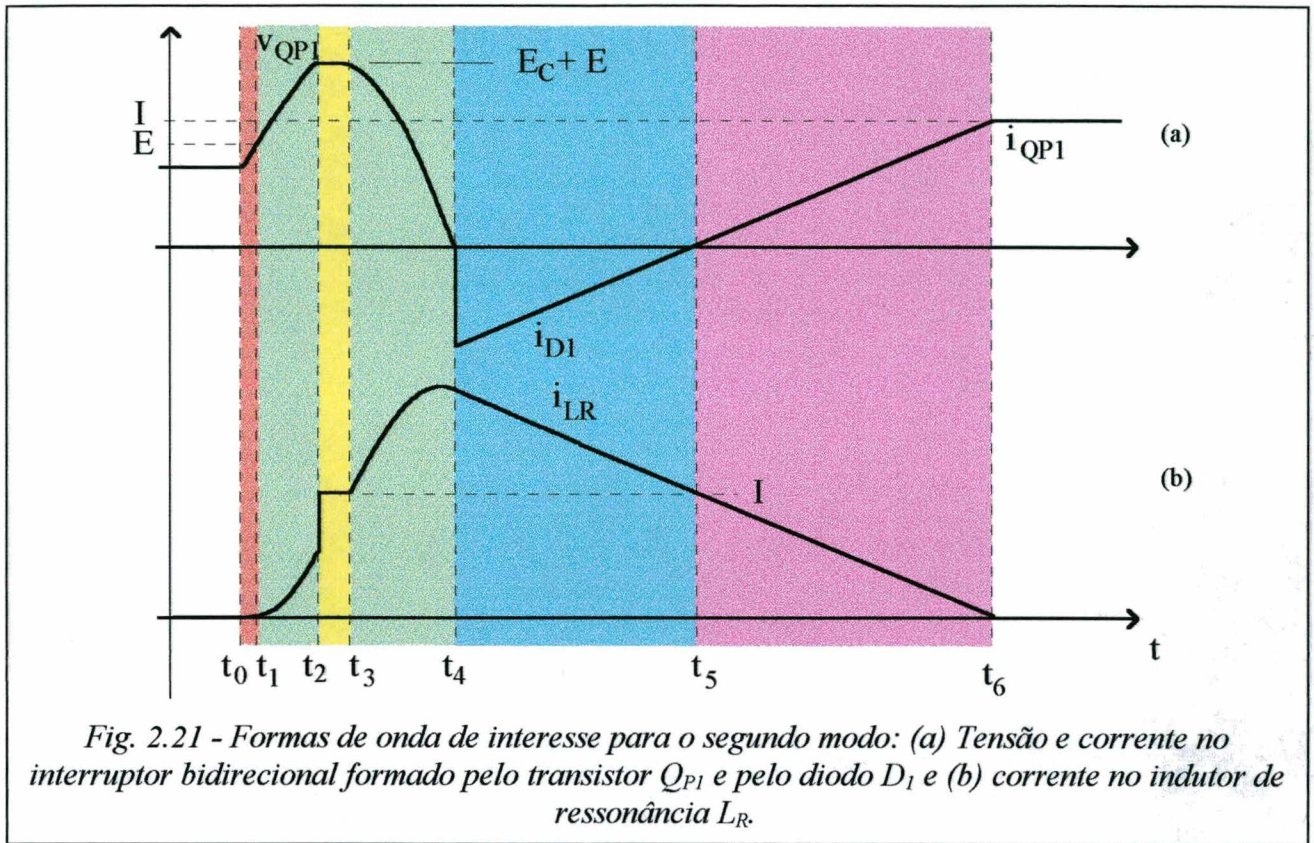
2.6.2 - 3º Modo:

O processo é idêntico ao do 2º modo, a partir da 2ª etapa, já que a 1ª etapa não ocorre neste modo.

2.6.3 - Análise matemática:

a. 2º Modo:

a.1. 1ª Etapa (t_0, t_1) : A duração desta etapa é dada por (2.2).



a.2. 2ª Etapa (t_1, t_2): São válidas para representar esta etapa, as expressões (2.3)-(2.24), (2.27) e (2.28).

A duração desta etapa é obtida fazendo em (2.23), $v_{CR1}(\Delta t_2) = E + E_C$:

$$I \cdot Z_0 \cdot \text{sen } \omega_0 \cdot \Delta t_2 + E = E + E_C \quad (2.59)$$

Isolando Δt_2 em (2.59), obtém-se:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \text{arc sen} \left[\frac{E_C}{I \cdot Z_0} \right] \quad (2.60)$$

Fazendo $t = \Delta t_2$ em (2.28) e substituindo (2.60) na mesma equação, obtém-se:

$$i_L(\Delta t_2) = I_{L2} = \left| I - I \cdot \cos \left[\text{arc sen} \left(\frac{E_C}{I \cdot Z_0} \right) \right] \right| \quad (2.61)$$

a.3. 3ª Etapa (t_2, t_3): Esta etapa apresenta um tempo de duração dado por:

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{L_R \cdot I}{E_C} \quad (2.62)$$

a.4. 4ª Etapa (t_3, t_4): O circuito equivalente da Fig. 2.14 também representa esta etapa. Conseqüentemente a equação diferencial (2.17) é válida. As condições iniciais, para esta etapa, são:

$$v_{CR1}(0) = E + E_C \quad (2.63)$$

$$i_{CR1}(0) = 0 \quad (2.64)$$

E, a solução da equação (2.17), será:

$$v_{CR1}(t) = E_C \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + E \quad (2.65)$$

A duração desta etapa é obtida fazendo em (2.65), $v_{CR1}(\Delta t_4) = 0$.

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \arccos\left(-\frac{E}{E_C}\right) \quad (2.66)$$

A corrente no indutor é expressa por:

$$i_{LR}(t) = \left| I + \frac{E_C}{Z_0} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \right| \quad (2.67)$$

A corrente no indutor no final desta etapa será:

$$I_{L4} = \left| I + \frac{E_C}{Z_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{E}{E_C}\right)^2} \right| \quad (2.68)$$

ou,

$$I_{L4} = \left| I + \frac{\sqrt{E_C^2 - E^2}}{Z_0} \right| \quad (2.69)$$

a.5. 5ª Etapa (t_4, t_5): A duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = \frac{L_R \cdot (I_{L4} - I)}{E} \quad (2.70)$$

a.6. 6ª Etapa (t_5, t_6): Esta etapa apresenta um tempo de duração dado por:

$$\Delta t_6 = t_6 - t_5 = \frac{L_R \cdot I}{E} \quad (2.71)$$

b. 3º Modo:

b.1. 1ª Etapa (t_0, t_1): São válidas para representar esta etapa as expressões (2.35) - (2.38) e (2.47) - (2.50).

A duração desta etapa é dada por (2.47), onde o parâmetro x é obtido fazendo em (2.37), $V_{CR1}(\Delta t_1) = E + E_C$: Assim:

$$-(E - V_{CR1}) \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_1) + I \cdot Z_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot \Delta t_1) + E = E + E_C \quad (2.72)$$

Dividindo-se (2.72) por E , reagrupando e substituindo as equações (2.41) a (2.44), resulta:

$$\frac{E_C}{E} = -\beta \cdot x + \alpha \cdot \sqrt{1 - x^2} \quad (2.73)$$

Fazendo $E_C / E = \gamma$ e resolvendo para x , obtém-se, após algumas operações algébricas:

$$x = -\frac{\beta \cdot \gamma \pm \sqrt{(\beta \cdot \gamma)^2 - (\beta^2 + \alpha^2) \cdot (\gamma^2 - \alpha^2)}}{\beta^2 + \alpha^2} \quad (2.74)$$

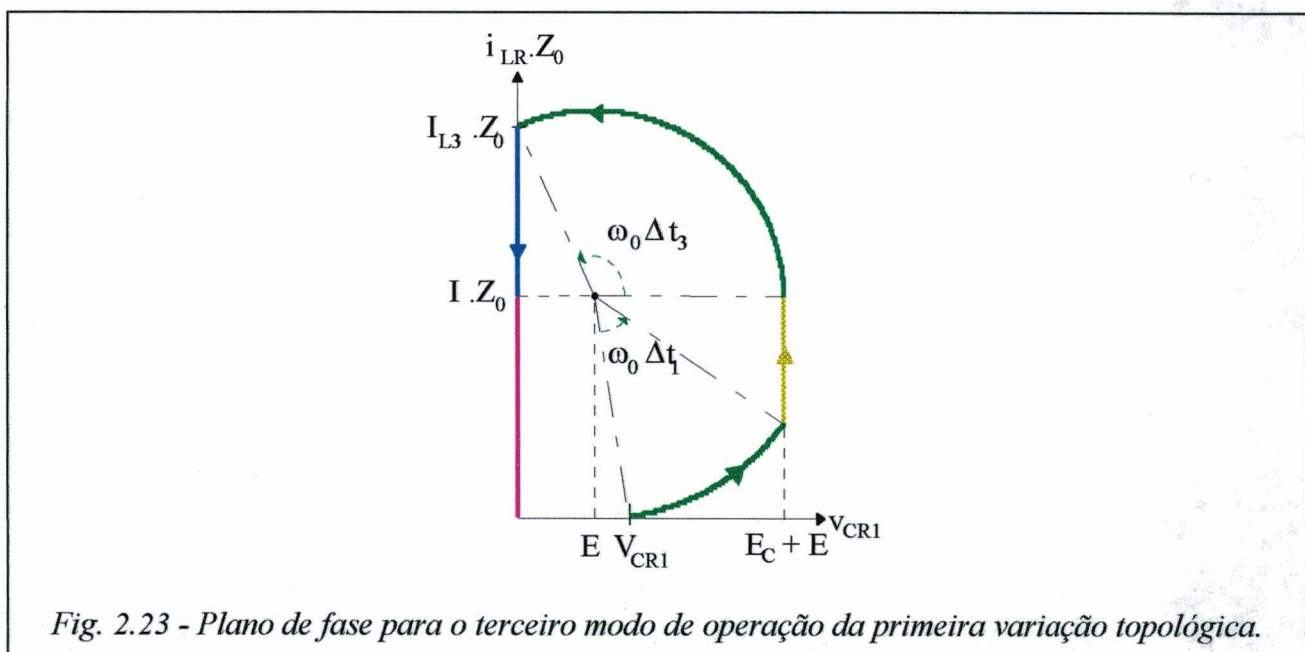
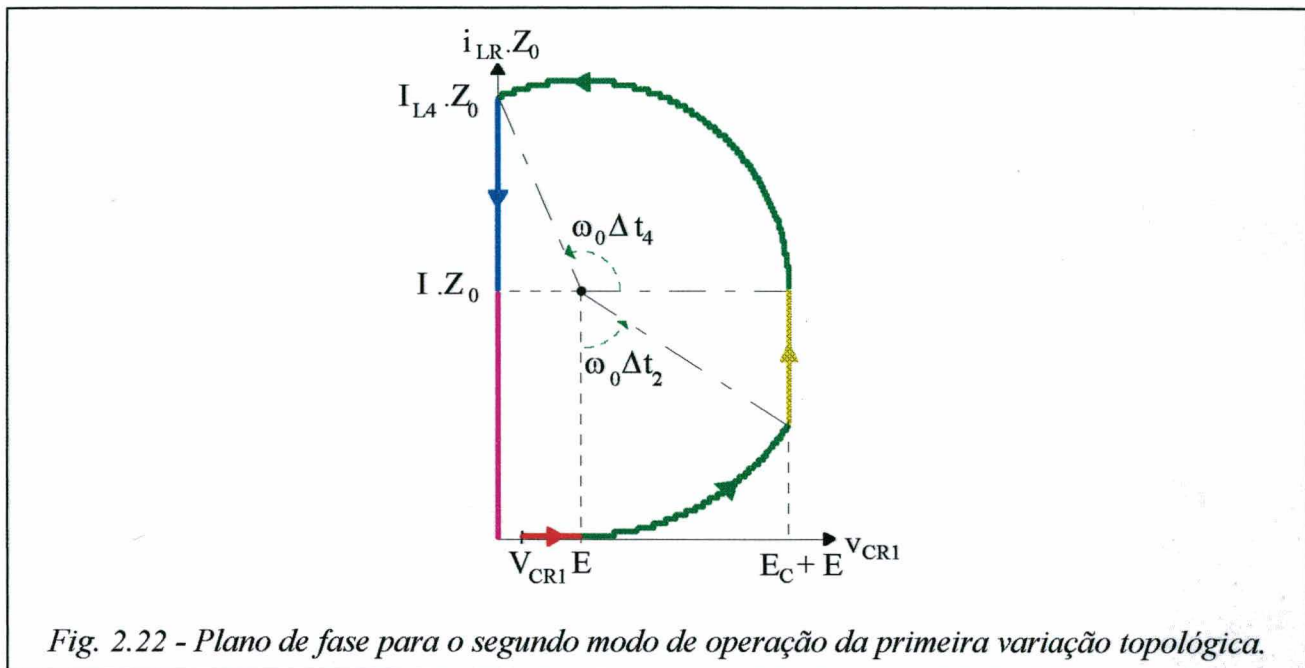
A análise matemática para as demais etapas é redundante, já que o comportamento da estrutura é o mesmo do 2º modo, lembrando que I_{L1} é dado por (2.50).

2.6.4 - Planos de fase:

As Fig. 2.22 e 2.23 representam, respectivamente, os planos de fase para o 2º e 3º modos.

2.7- Análise matemática - intervalo de comutação:

A análise que segue, tem como objetivo obter expressões normalizadas para a construção de ábacos a serem utilizados no dimensionamento da célula de comutação original e da primeira variação topológica.



2.7.1 - Célula de comutação original

a. 1º Modo:

Multiplicando-se o numerador e o denominador da expressão (2.1) por $E \cdot Z_0$ e simplificando, resulta:

$$\omega_0 \cdot \Delta t = \frac{(1-\beta)}{\alpha} \quad (2.75)$$

b. 2º Modo:

Empregando na expressão (2.2) o mesmo procedimento aplicado a (2.1), obtém-se:

$$\omega_0 \cdot \Delta t_1 = \frac{\beta}{\alpha} \quad (2.76)$$

Pode-se observar, a partir do plano de fase da Fig. 2.15, que $\pi < \omega_0 \cdot \Delta t_2 < 3\pi / 2$, assim a equação (2.26) transforma-se em:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left[\pi + \text{arc sen } \frac{1}{\alpha} \right] \quad (2.77)$$

e,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_2 = \pi + \text{arc sen } \frac{1}{\alpha} \quad (2.78)$$

Substituindo (2.78) em (2.28), vem:

$$I_{L2} = I - I \cdot \cos \left(\pi + \text{arc sen } \frac{1}{\alpha} \right) \quad (2.79)$$

Chamando $\Delta t_3' = \Delta t_3 + \Delta t_4$, reunindo (2.33) e (2.34) e multiplicando o numerador e o denominador do resultado por Z_0 , obtém-se:

$$\omega_0 \cdot \Delta t_3' = \alpha \cdot \left[1 - \cos \left(\pi + \text{arc sen } \frac{1}{\alpha} \right) \right] \quad (2.80)$$

Reunindo-se (2.76), (2.78) e (2.80), obtém-se:

$$\omega_0 \cdot T = \frac{\beta}{\alpha} + \pi + \text{arc sen } \frac{1}{\alpha} + \alpha \cdot \left[1 + \cos \left(\text{arc sen } \frac{1}{\alpha} \right) \right]. \quad (2.81)$$

Fazendo $\text{arc sen } 1/\alpha = y$, tem-se:

$$\omega_0 \cdot T = \frac{\beta}{\alpha} + \pi + y + \alpha \cdot (1 + \cos y) \quad (2.82)$$

c. 3º Modo:

Da equação (2.45):

$$\omega_0 \cdot \Delta t_1 = \arccos x \quad (2.83)$$

Uma análise criteriosa do plano de fase da Fig. 2.16, leva a:

1. A solução para x será:

$$x = \frac{\beta - \sqrt{\beta^2 - (\beta^2 + \alpha^2) \cdot (1 - \alpha^2)}}{\beta^2 + \alpha^2} \quad (2.84)$$

2. Para $|\beta| \geq 1$ é válida a expressão (2.83)

3. Para $|\beta| < 1$ a expressão (2.83) é modificada para:

$$\omega_0 \cdot \Delta t_1 = 2 \cdot \pi - \arccos x \quad (2.85)$$

Substituindo (2.50) em (2.51) e manipulando a expressão resultante, obtém-se:

$$\Delta t_2 = -\frac{\alpha \cdot x}{\omega_0} - \frac{\beta}{\omega_0} \cdot \sqrt{1 - x^2} \quad (2.86)$$

e,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_2 = -\alpha \cdot x - \beta \cdot \sqrt{1 - x^2} \quad (2.87)$$

A duração da terceira etapa é obtida multiplicando o numerador e o denominador de (2.52) por Z_0 . Assim:

$$\Delta t_3 = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (2.88)$$

e,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_3 = \alpha \quad (2.89)$$

Agrupando (2.83), (2.87) e (2.89), resulta:

$$\omega_0 \cdot T = \alpha - \alpha \cdot x - \beta \cdot \sqrt{1 - x^2} + \arccos x \quad (2.90)$$

ou, caso $|\beta| < 1$, agrupa-se (2.85), (2.87) e (2.89), gerando:

$$\omega_0 \cdot T = 2 \cdot \pi - \alpha \cdot x - \beta \cdot \sqrt{1 - x^2} + \alpha - \arccos x \quad (2.91)$$

Equações que representam a duração do intervalo de comutação.

d. 4º Modo:

A equação (2.83) é válida para descrever a primeira etapa. Porém, ao contrário do 3º modo, x é dado por:

$$x = \frac{\beta + \sqrt{\beta^2 - (\beta^2 + \alpha^2) \cdot (1 - \alpha^2)}}{\beta^2 + \alpha^2} \quad (2.92)$$

Substituindo (2.57) em (2.58), obtém-se a duração da segunda etapa:

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha \cdot (1 + x)}{\omega_0} - \frac{\beta \cdot \sqrt{1 - x^2}}{\omega_0} \quad (2.93)$$

ou,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_2 = \alpha \cdot (x - 1) - \beta \cdot \sqrt{1 - x^2} \quad (2.94)$$

Agrupando (2.83) e (2.94), obtém-se:

$$\omega_0 \cdot T = \alpha \cdot (x - 1) - \beta \cdot \sqrt{1 - x^2} + \arccos x \quad (2.95)$$

Observação - Para $-1 < \beta < 0$, igualando (2.55) a $(2E - V_{CR1})$ e fazendo $t = \Delta t_1$, resulta:

$$2 \cdot E - V_{CR1} = -(E - V_{CR1}) \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_1) - I \cdot Z_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_1) + E \quad (2.96)$$

ou,

$$\frac{E - V_{CR1}}{E} = -\frac{(E - V_{CR1})}{E} \cdot x - \frac{I \cdot Z_0}{E} \cdot \sqrt{1 - x^2} \quad (2.97)$$

Trabalhando-se a expressão (2.97), resulta:

$$(\alpha^2 + \beta^2) \cdot x^2 + 2 \cdot \beta^2 \cdot x + (\beta^2 - \alpha^2) = 0 \quad (2.98)$$

Que possui como solução em x:

$$x' = -\frac{\beta^2 + \alpha^2}{\beta^2 + \alpha^2} = -1 \quad (2.99)$$

e,

$$x'' = -\frac{(\beta^2 - \alpha^2)}{(\beta^2 + \alpha^2)} \quad (2.100)$$

Uma análise do plano de fase da Fig. 2.17 indica como única solução $x = x'$.

A duração da 1ª etapa é obtida substituindo (2.100) em (2.47).

A duração da 2ª etapa é dada por:

$$\Delta t_2 = \frac{C_e \cdot (2 \cdot E - V_{CR1})}{I} \quad (2.101)$$

Manipulando (2.101), obtém-se

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\alpha \cdot \omega_0} + \frac{\beta}{\alpha \cdot \omega_0} \quad (2.102)$$

ou,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_2 = \frac{1 + \beta}{\alpha} \quad (2.103)$$

Reunindo (2.83) e (2.103), resulta:

$$\omega_0 \cdot T = \arccos x + \frac{1+\beta}{\alpha} \quad (2.104)$$

e. Restrição para que ocorra comutação não-dissipativa:

No 1º e 4º modos a restrição é que $I \neq 0$, ou, parametrizando, $\alpha \neq 0$. É lógico que na prática, a existência de um tempo máximo de comutação, exige uma corrente de carga mínima.

Para o 2º modo, a equação (2.31) fornece como restrição:

$$\alpha \geq 1 \quad (2.105)$$

E, para o 3º modo, (2.40) fornece:

$$\beta^2 + \alpha^2 \geq 1 \quad (2.106)$$

Assumindo-se $\beta = 0$ em (2.106), percebe-se que (2.105) é um caso especial de (2.106). Assim, a equação (2.106) é a **restrição geral que deve ser obedecida para se ter comutação não-dissipativa**.

2.7.2 - Primeira variação topológica da célula de comutação proposta:

a. 2º Modo

A equação (2.76) representa a duração da primeira etapa.

Fazendo $E_C / E = \gamma$, (2.60) torna-se:

$$\omega_0 \cdot \Delta t_2 = \arcsen \frac{\gamma}{\alpha} \quad (2.107)$$

e, (2.61) resulta em:

$$I_{L2} = I - I \cdot \cos \left(\arcsen \frac{\gamma}{\alpha} \right) \quad (2.108)$$

ou:

$$I_{L2} = I - I \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\gamma}{\alpha}\right)^2} \quad (2.109)$$

Transformando (2.62), obtém-se a duração da terceira etapa:

$$\Delta t_3 = \frac{\alpha}{\gamma \cdot \omega_0} \quad (2.110)$$

e,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_3 = \frac{\alpha}{\gamma} \quad (2.111)$$

e, para a quarta etapa, de (2.66):

$$\omega_0 \cdot \Delta t_4 = \arccos\left(-\frac{1}{\gamma}\right) \quad (2.112)$$

Substituindo (2.69) em (2.70), resulta:

$$\Delta t_5 = \frac{L_R}{E} \cdot \sqrt{\frac{E_C^2 - E^2}{Z_0}} \quad (2.113)$$

e,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_5 = \sqrt{\frac{E_C^2}{E^2} - 1} \quad (2.114)$$

ou,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_5 = \sqrt{\gamma^2 - 1} \quad (2.115)$$

e de (2.71):

$$\omega_0 \cdot \Delta t_6 = \alpha \quad (2.116)$$

Finalmente:

$$\omega_0 \cdot T = \frac{\beta}{\alpha} + \arcsen\left(\frac{\gamma}{\alpha}\right) + \frac{\alpha}{\gamma} + \arccos\left(-\frac{1}{\gamma}\right) + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \alpha \quad (2.117)$$

b. 3º Modo:

São válidas as seguintes expressões:

$$\omega_0 \cdot \Delta t_1 = \arccos x \quad (2.118)$$

Com x dado por (2.74).

$$\omega_0 \cdot \Delta t_2 = \frac{\alpha}{\gamma} \quad (2.119)$$

$$\omega_0 \cdot \Delta t_3 = \arccos\left(-\frac{1}{\gamma}\right) \quad (2.120)$$

$$\omega_0 \cdot \Delta t_4 = \sqrt{\gamma^2 - 1} \quad (2.121)$$

$$\omega_0 \cdot \Delta t_5 = \alpha \quad (2.122)$$

e, então:

$$\omega_0 \cdot T = \frac{\alpha}{\gamma} + \arccos\left(-\frac{1}{\gamma}\right) + \sqrt{\gamma^2 - 1} + \alpha + \arccos x \quad (2.123)$$

c. Condição para que ocorra grampeamento:

A partir de (2.72) verifica-se que a condição para que ocorra grampeamento é:

$$\beta^2 + \alpha^2 > \gamma^2 \quad (2.124)$$

onde:

$$-\beta < \gamma \quad (2.125)$$

2.8 - Variações topológicas propostas para eliminação da restrição à ocorrência de comutação natural:

Como foi visto anteriormente, é necessário que a condição expressa por (2.106) seja respeitada para que a comutação ZVS seja garantida em toda a faixa de operação do conversor.

Para solucionar este problema, quando necessário, sugere-se três novas variações topológicas da célula de comutação proposta.

2.8.1 - Segunda variação topológica

A segunda variação consiste basicamente na retirada da fonte E da etapa ressonante, eliminando a restrição expressa por (2.106). A Fig. 2.24 apresenta a célula sugerida.

a. Princípio de Operação:

Para esta célula o processo de comutação apresenta dois modos de funcionamento distintos.

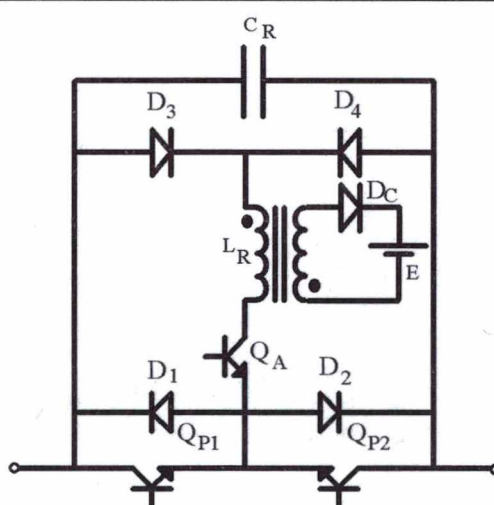


Fig. 2.24 - Segunda variação topológica da célula de comutação proposta na Fig. 2.2.

a.1. 1º Modo:

V_{CR1} positiva e I positiva

V_{CR1} negativa e I negativa

Este modo de funcionamento apresenta três etapas:

♦ **1ª Etapa (t_0, t_1): Etapa ressonante** - O capacitor, em $t = t_0$, inicia um processo de descarga ressonante, até sua tensão atingir zero. Neste momento, o diodo D_1 entra em condução. A Fig. 2.25 representa esta etapa.

♦ **2ª Etapa (t_1, t_2):** O diodo D_1 assume uma corrente igual a $i_{LR} - I$ e a corrente no indutor L_R se mantém constante. Em $t = t_2$, o interruptor auxiliar é bloqueado e o transistor Q_{P1} entra em condução com tensão nula. O intervalo de condução do interruptor auxiliar (t_0, t_2) é definido pela situação de operação em que o capacitor ressonante apresenta o maior tempo para completar seu processo de descarga. Esta etapa é ilustrada pela Fig. 2.26.

♦ **3ª Etapa (t_2, t_3):** Com o bloqueio do interruptor auxiliar, o transistor Q_{P1} assume a corrente de carga e o indutor passa a se descarregar linearmente. Esta etapa, representada pela Fig. 2.27, termina no momento que a corrente no indutor se anula, encerrando o processo de comutação.

A Fig. 2.28 apresenta as formas de onda de interesse para este modo.

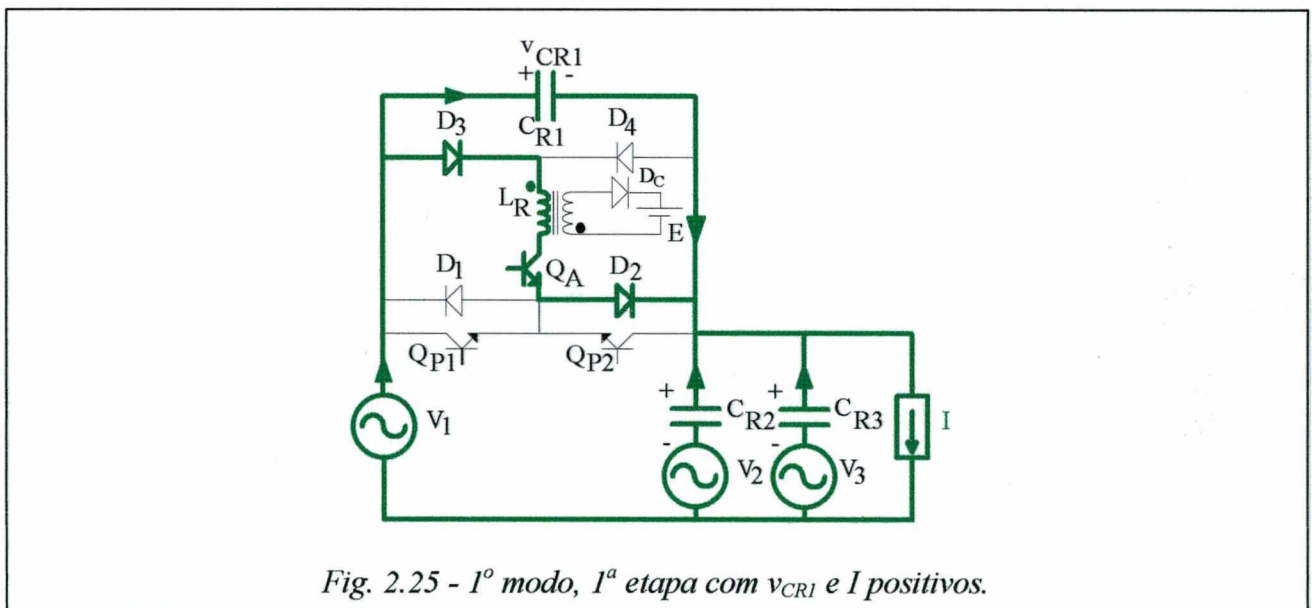
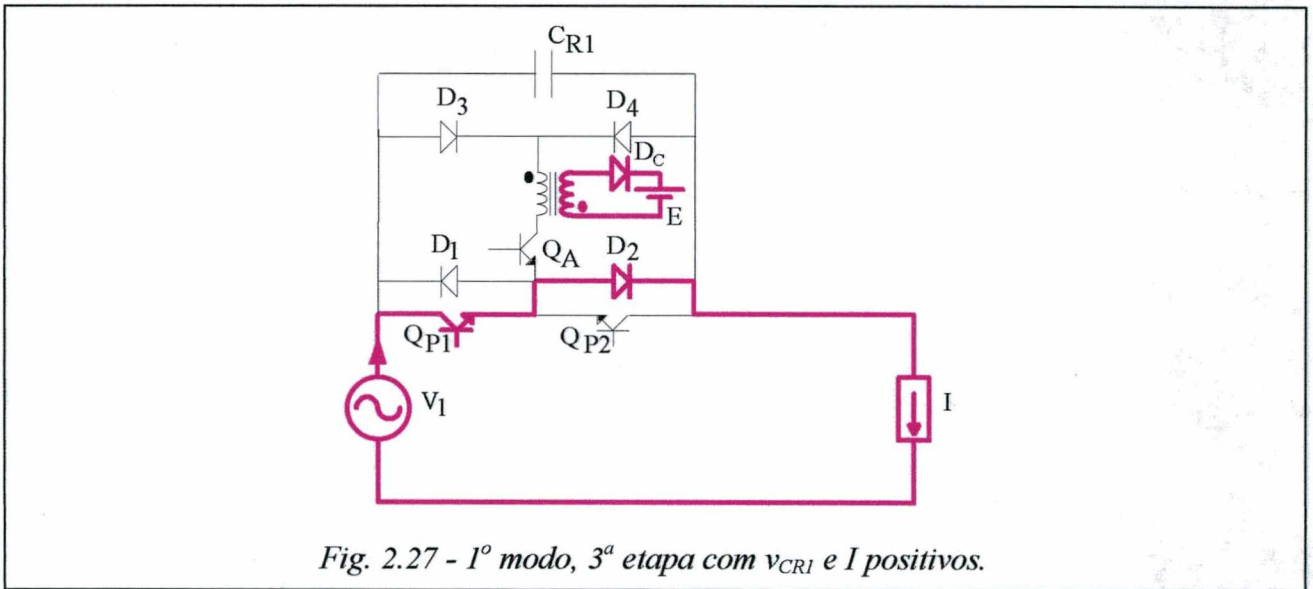
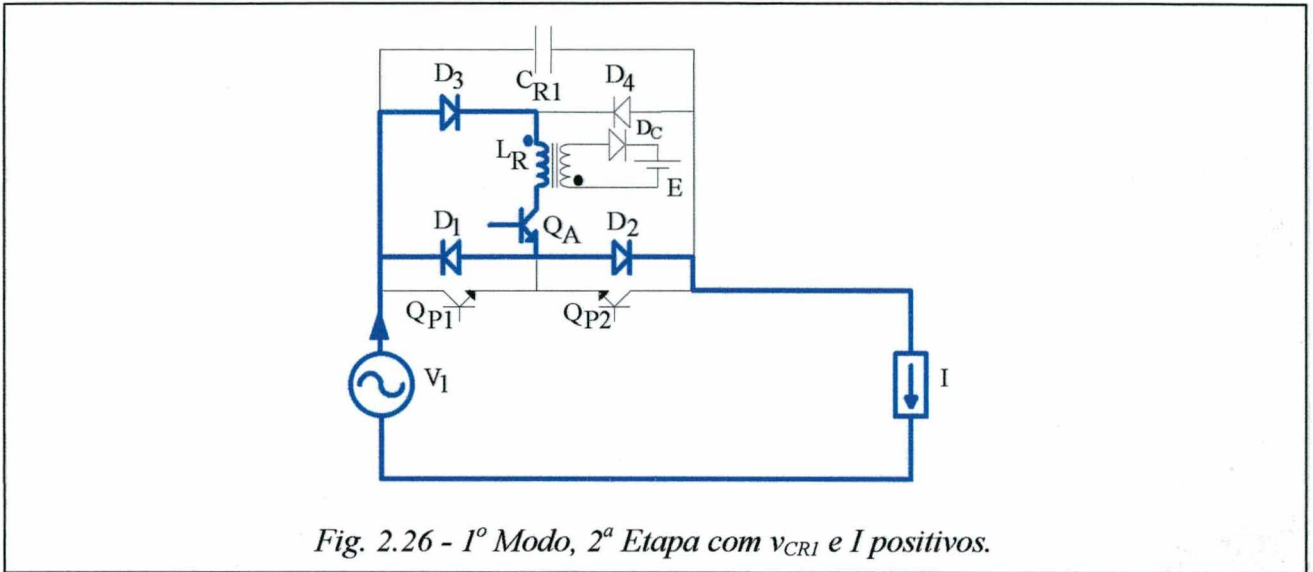


Fig. 2.25 - 1ª etapa, 1ª etapa com v_{CR1} e I positivos.

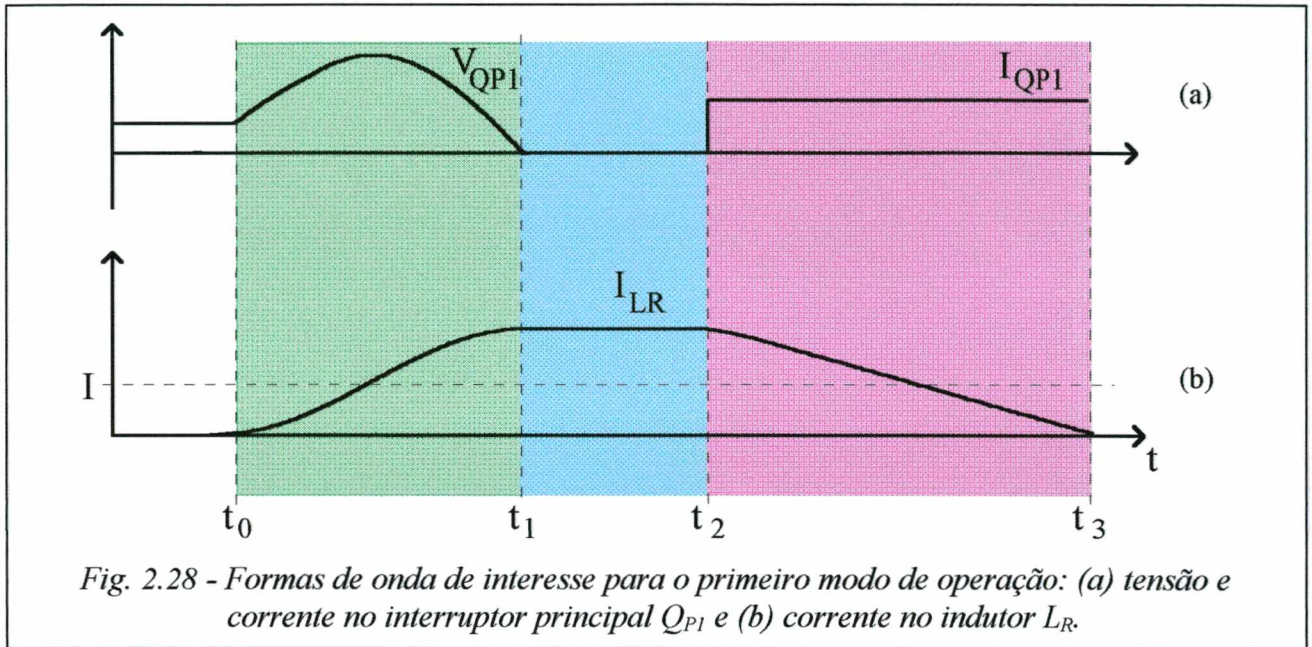


a.2. 2º Modo:

v_{CR1} positiva e I negativa

v_{CR1} negativa e I positiva

Dependendo do valor da tensão do capacitor no início do processo de comutação, tem-se duas seqüências distintas:

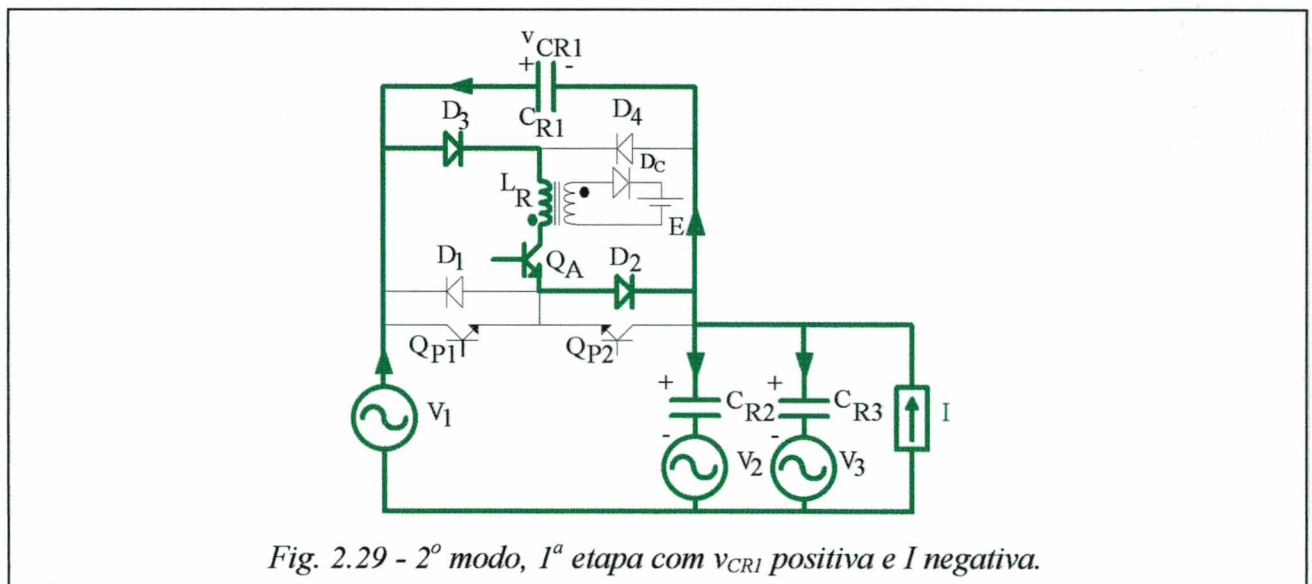


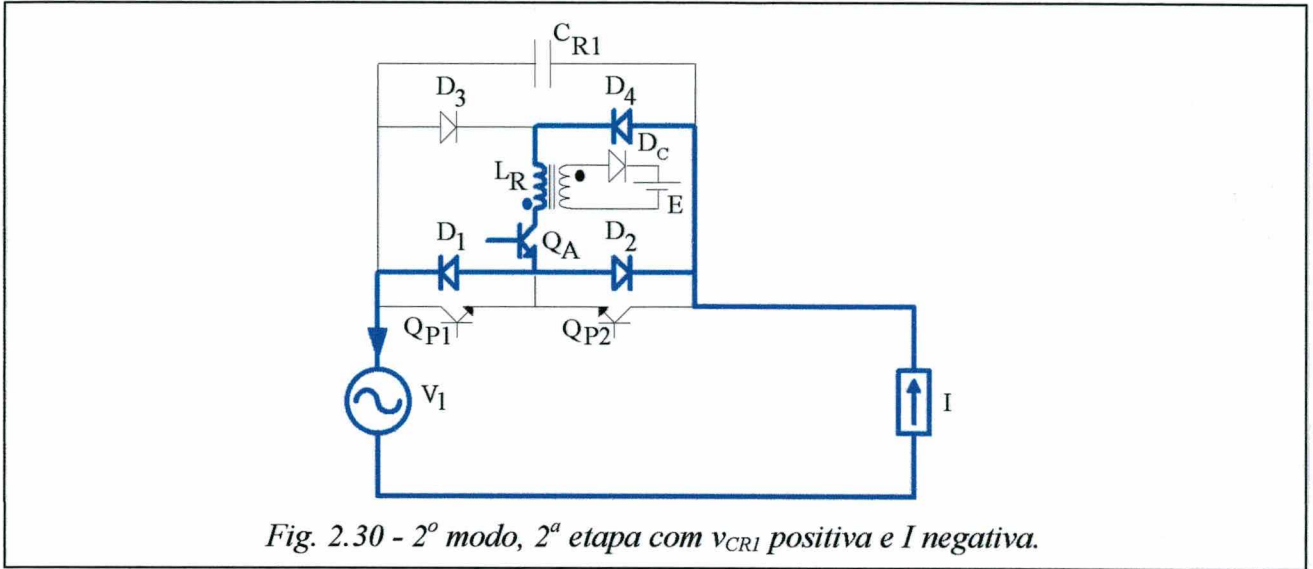
◆ **Primeira seqüência:**

$$|V_{CR1}| > \sqrt{3} \cdot I \cdot Z_0$$

◆ **1ª Etapa (t_0, t_1): Etapa ressonante** - O capacitor, em $t = t_0$, inicia um processo de descarga até sua tensão se anular, momento em que os diodos D_1 e D_4 entram em condução. A Fig. 2.29 representa esta etapa.

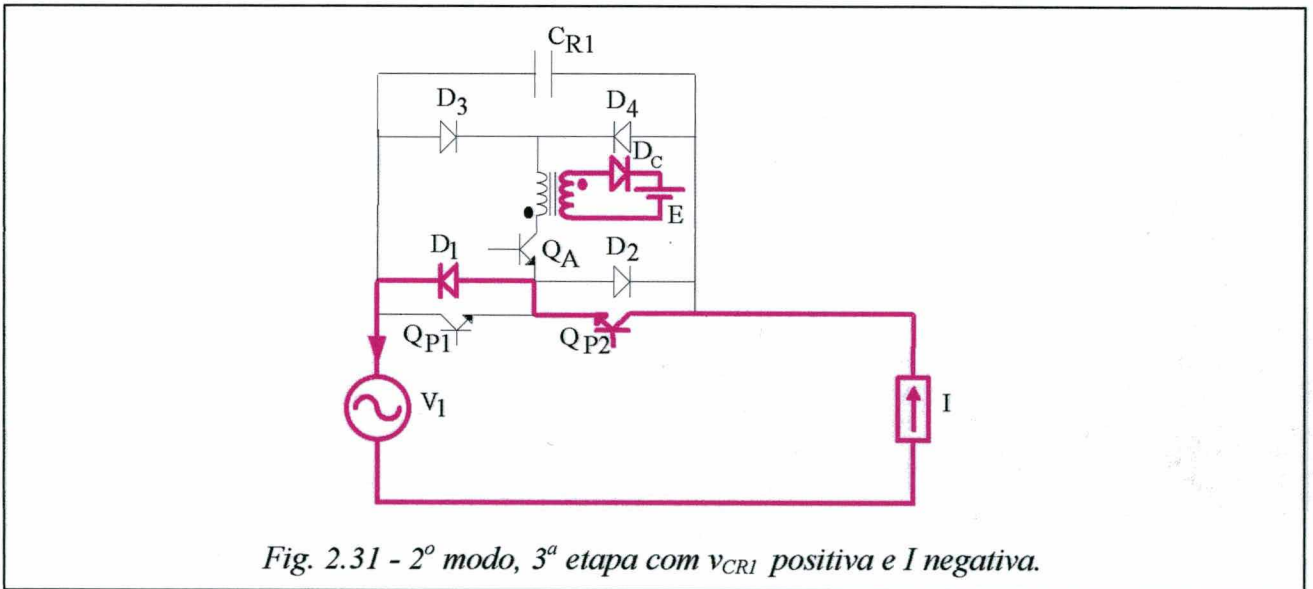
◆ **2ª Etapa (t_1, t_2):** O diodo D_1 assume a corrente de carga e a corrente no indutor L_R permanece constante. Em $t = t_2$, o interruptor auxiliar é bloqueado e o transistor Q_{P2} assume a corrente de carga com tensão nula. Esta etapa é ilustrada pela Fig. 2.30.





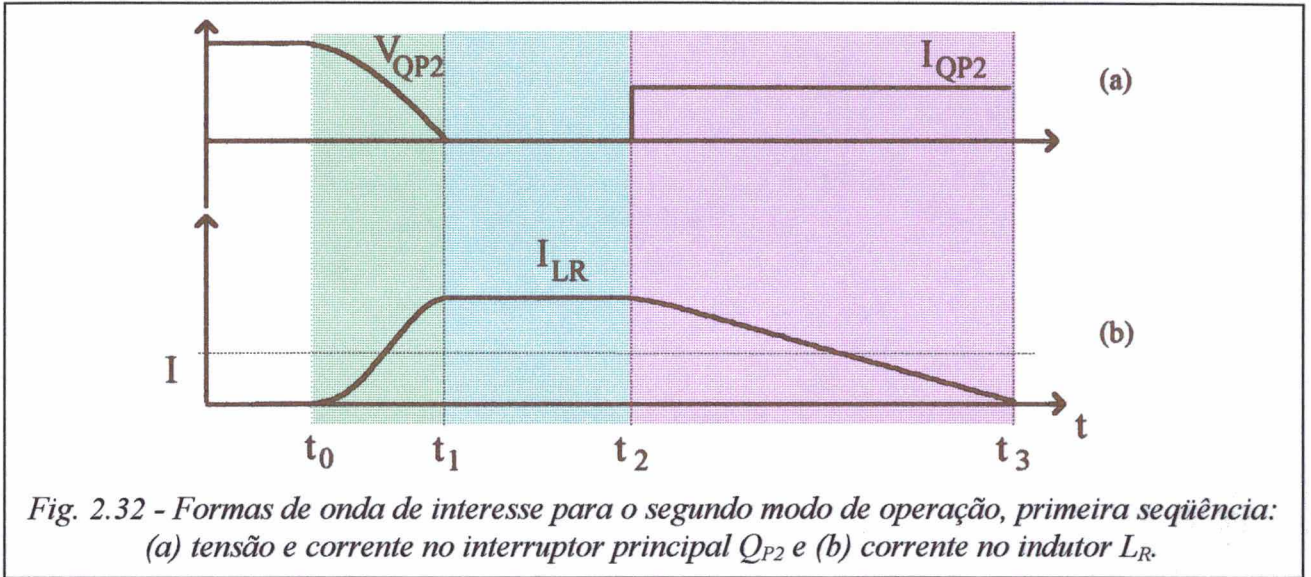
♦ 3ª. Etapa (t_2, t_3): O indutor passa a se descarregar linearmente através da fonte E. Em $t = t_3$, a corrente no indutor se anula e o processo de comutação finaliza. A Fig. 2.31 ilustra esta etapa.

A Fig. 2.32 apresenta as formas de onda relevantes para esta seqüência de funcionamento.



Segunda seqüência:

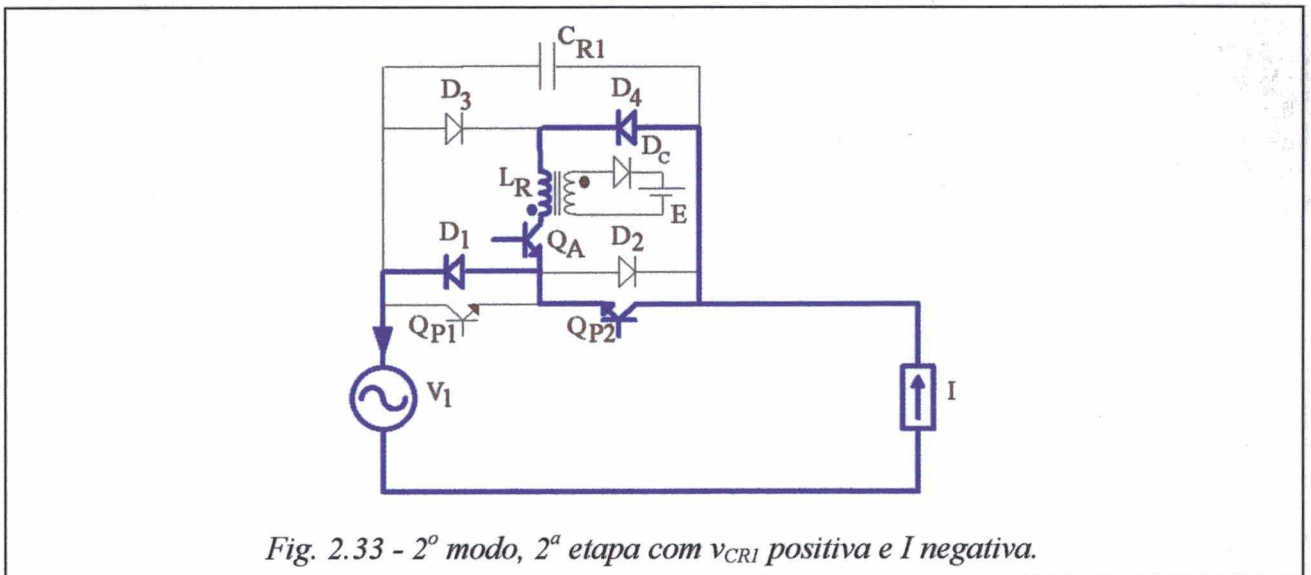
$$|V_{CR1}| \leq \sqrt{3} \cdot I \cdot Z_0$$



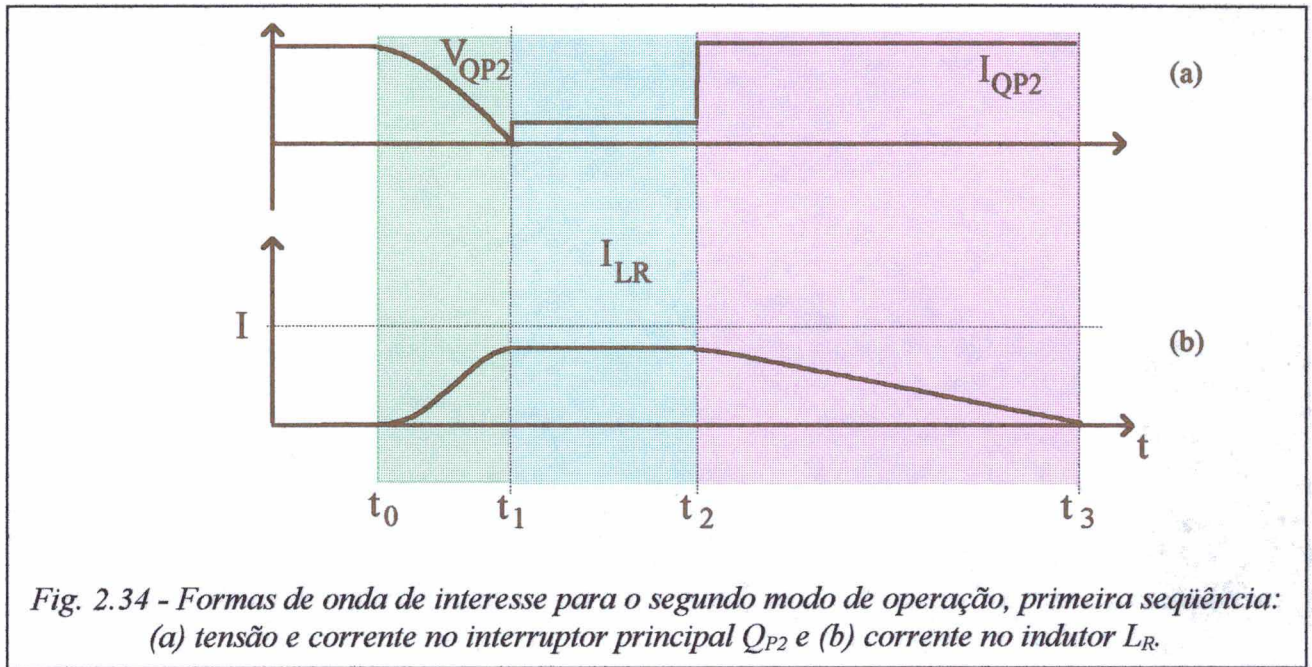
♦ **1ª Etapa (t_0, t_1):** Em $t = t_0$, inicia-se um processo ressonante de descarga do capacitor. Em $t = t_1$, a tensão no capacitor se anula e os diodos D_1, D_4 e o transistor Q_{P2} entram em condução. A Fig. 2.29 representa esta etapa.

♦ **2ª Etapa (t_1, t_2):** O transistor Q_{P2} assume uma corrente $I - i_{LR}$ e a corrente no indutor L_R mantém-se constante. Esta etapa, ilustrada pela Fig. 2.33, termina em $t = t_2$ com o bloqueio do interruptor auxiliar Q_A .

♦ **3ª Etapa (t_2, t_3):** O transistor Q_{P2} assume a corrente de carga e o indutor passa a se descarregar linearmente, até sua corrente se anular, em $t = t_3$, encerrando-se o processo de comutação. A Fig. 2.31 representa esta etapa.



A Fig. 2.34 apresenta as formas de onda de interesse para esta seqüência de funcionamento.



A análise do processo de comutação desta célula mostra que a eliminação da restrição para ocorrência de comutação natural proporcionada pela retirada da fonte auxiliar E da etapa ressonante, penaliza o interruptor auxiliar que perde a característica de bloqueio ZCS.

b. Análise matemática:

b.1. 1º Modo:

◆ 1ª Etapa:

A expressão que representa a tensão no capacitor ressonante, é obtida fazendo $E = 0$ em (2.37).

$$V_{CR1}(t) = V_{CR1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + I \cdot Z_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \tag{2.126}$$

Fazendo $E = 0$ em (2.49), obtém-se a expressão da corrente no indutor ressonante L_R .

$$i_{LR}(t) = I + \frac{V_{CR1}}{Z_0} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) - I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \tag{2.127}$$

A duração desta etapa é obtida fazendo em (2.126), $v_{CR1}(\Delta t_1) = 0$.

$$V_{CR1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_1) + I \cdot Z_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_1) = 0 \quad (2.128)$$

Dividindo (2.128) por V_{CR1} e isolando Δt_1 , obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{\pi - \text{arc tg}(1/\epsilon)}{\omega_0} \quad (2.129)$$

onde:

$$\epsilon = \frac{I \cdot Z_0}{V_{CR1}} \quad (2.130)$$

Por inspeção, obtém-se, a partir da equação (2.127), o valor máximo normalizado de corrente no indutor L_R .

$$\bar{I}_{L_{\max}} = \epsilon + \sqrt{\epsilon^2 + 1} \quad (2.131)$$

O valor da corrente no indutor no final desta etapa, I_{L1} , é igual ao seu valor máximo.

♦ 2ª Etapa:

De acordo com o exposto $\omega_0(\Delta t_1 + \Delta t_2) = \pi$. Assim, a duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_2 = \frac{\text{arc tg}(1/\epsilon)}{\omega_0} \quad (2.132)$$

♦ 3ª Etapa:

A duração desta etapa é expressa por:

$$\Delta t_3 = \frac{L_R \cdot I_{L1}}{E} \quad (2.133)$$

Normalizando (2.133) resulta:

$$\Delta t_3 = \frac{\delta \cdot (\varepsilon + \sqrt{1 + \varepsilon^2})}{\omega_0} \quad (2.134)$$

onde:

$$\delta = \frac{V_{CR1}}{E} \quad (2.135)$$

O intervalo total de comutação é obtido reunindo-se (2.129), (2.132) e (2.134).

$$T = \frac{\pi + \delta \cdot (\varepsilon + \sqrt{1 + \varepsilon^2})}{\omega_0} \quad (2.136)$$

b.2. 2º Modo:

◆ 1ª Etapa:

As expressões abaixo representam esta etapa:

$$V_{CR1}(t) = V_{CR1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - I \cdot Z_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad (2.137)$$

$$i_{LR}(t) = \frac{V_{CR1}}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - I \quad (2.138)$$

$$\Delta t_1 = \frac{\text{arc tg}(1/\varepsilon)}{\omega_0} \quad (2.139)$$

$$\bar{I}_{Lmax} = \sqrt{\varepsilon^2 + 1} - \varepsilon \quad (2.140)$$

◆ 2ª Etapa:

Para esta etapa é válida a expressão abaixo:

$$\Delta t_2 = \frac{\pi - \text{arc tg}(1/\varepsilon)}{\omega_0} \quad (2.141)$$

◆ 3ª Etapa:

A duração desta etapa é expressa por:

$$\Delta t_3 = \frac{\delta \cdot (\sqrt{\varepsilon^2 + 1} - \varepsilon)}{\omega_0} \quad (2.142)$$

b.3. Intervalo total de comutação:

Este intervalo é obtido reunindo-se as expressões (2.138), (2.140) e (2.141).

$$T = \frac{\pi + \delta \cdot (\sqrt{\varepsilon^2 + 1} - \varepsilon)}{\omega_0} \quad (2.143)$$

b.4. - Planos de fase:

As Fig. 2.35 e 2.36 representam, respectivamente, os planos de fase do primeiro e segundo modos.

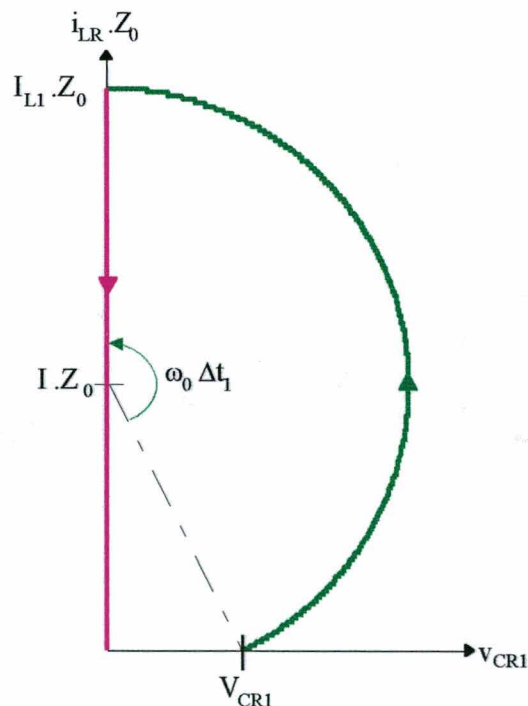
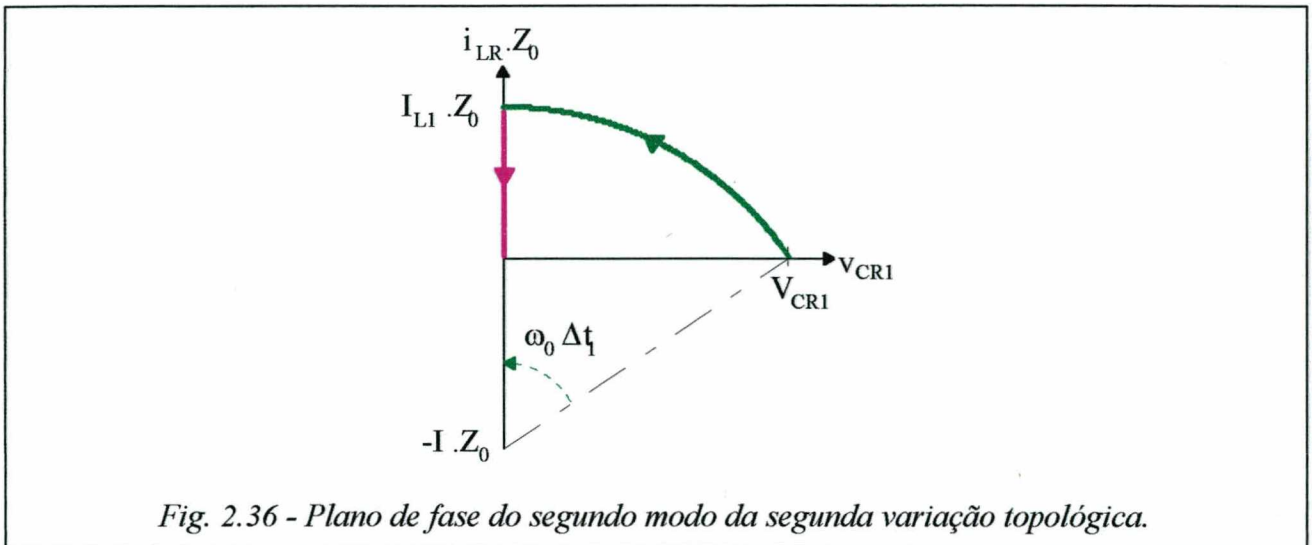


Fig. 2.35 - Plano de fase do primeiro modo da segunda variação topológica.

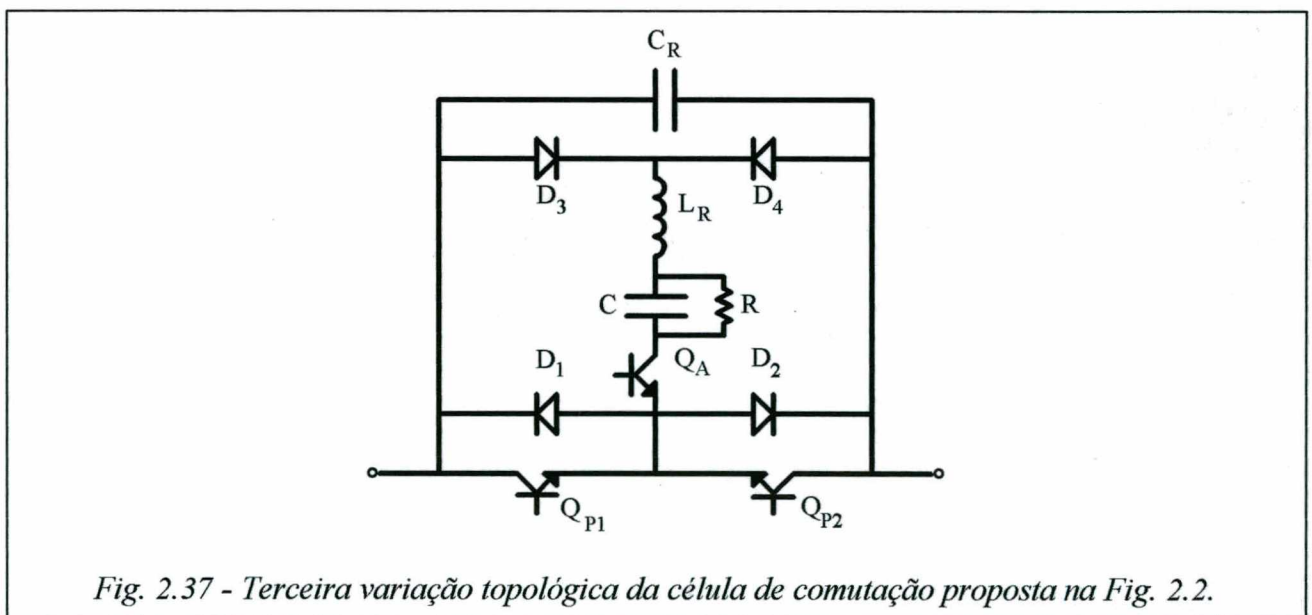


2.8.2 - Terceira variação topológica:

As três células previamente propostas apresentam como inconveniente a presença de uma fonte auxiliar **E** que absorve a energia proveniente da comutação dos interruptores principais.

Na seqüência do trabalho propõe-se duas células onde se suprime a fonte auxiliar.

Na terceira variação, a fonte **E** é substituída por um capacitor **C** e um resistor **R** colocados em paralelo. Se o capacitor **C** descarregar-se através de **R** antes de cada comutação, a restrição (2.106) é eliminada. A Fig.2.37 apresenta o interruptor bidirecional com a célula de comutação suave proposta.



a. Princípio de operação:

Para este interruptor o processo de comutação também apresenta duas seqüências de funcionamento.

a.1. 1º Modo:

v_{CR1} positiva e I positiva

v_{CR1} negativa e I negativa

♦ **1ª Etapa (t_0, t_1):** O capacitor C_R , em $t = t_0$, inicia um processo de descarga ressonante, até a sua tensão atingir zero. Neste momento, o diodo D_1 entra em condução e o capacitor C encontra-se carregado com uma tensão v_C . A Fig. 2.38 ilustra esta etapa.

♦ **2ª Etapa (t_1, t_2):** O indutor passa a se descarregar, transferindo sua energia para o capacitor C . Durante esta etapa o diodo D_1 conduz uma corrente $i_{LR} - I$, conforme ilustra a Fig. 2.39. Esta etapa termina em $t = t_2$, quando $i_{LR} = I$ e o transistor Q_{P1} entra em condução sob tensão zero.

♦ **3ª Etapa (t_2, t_3):** O transistor Q_{P1} conduz uma corrente crescente e o indutor continua transferindo energia ao capacitor C . Em $t = t_3$, quando $i_{LR} = 0$, o transistor assume toda a corrente de carga. A Fig. 2.40 ilustra esta etapa.

♦ **4ª Etapa (t_3, t_4):** O capacitor descarrega-se através do resistor R , até sua tensão se anular. Em $t = t_4$, quando $v_C = 0$, encerra-se o processo de comutação.

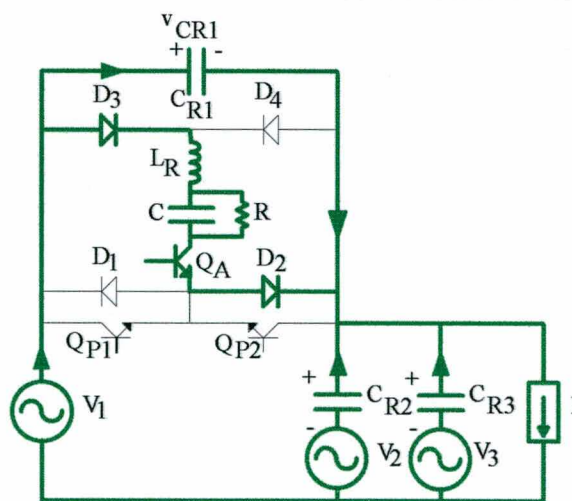
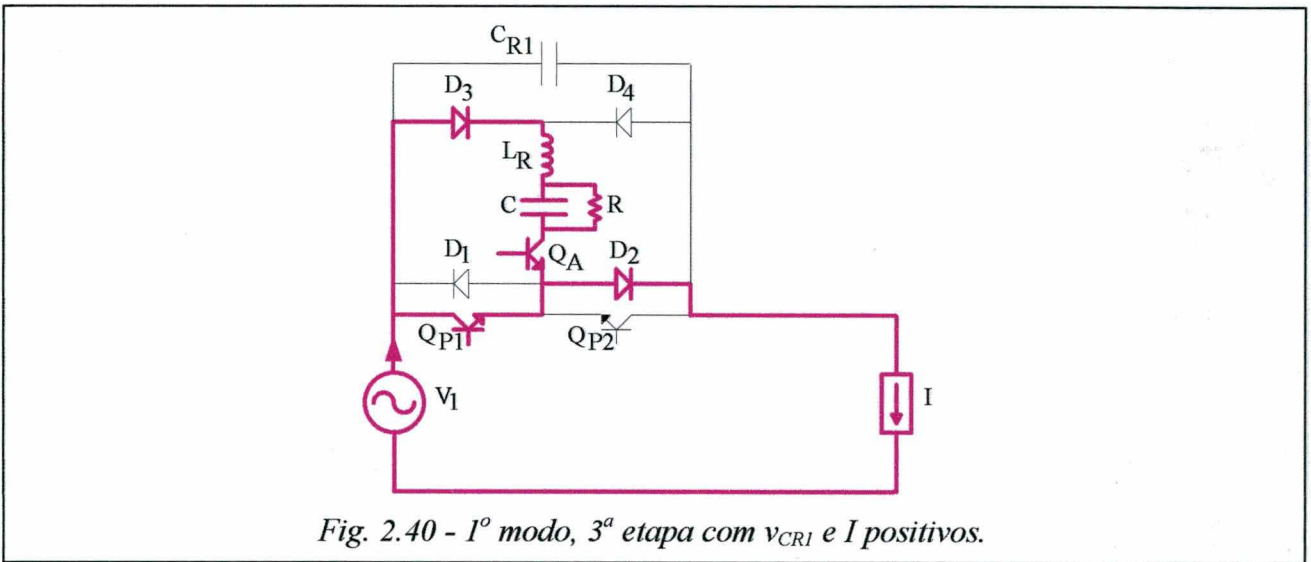
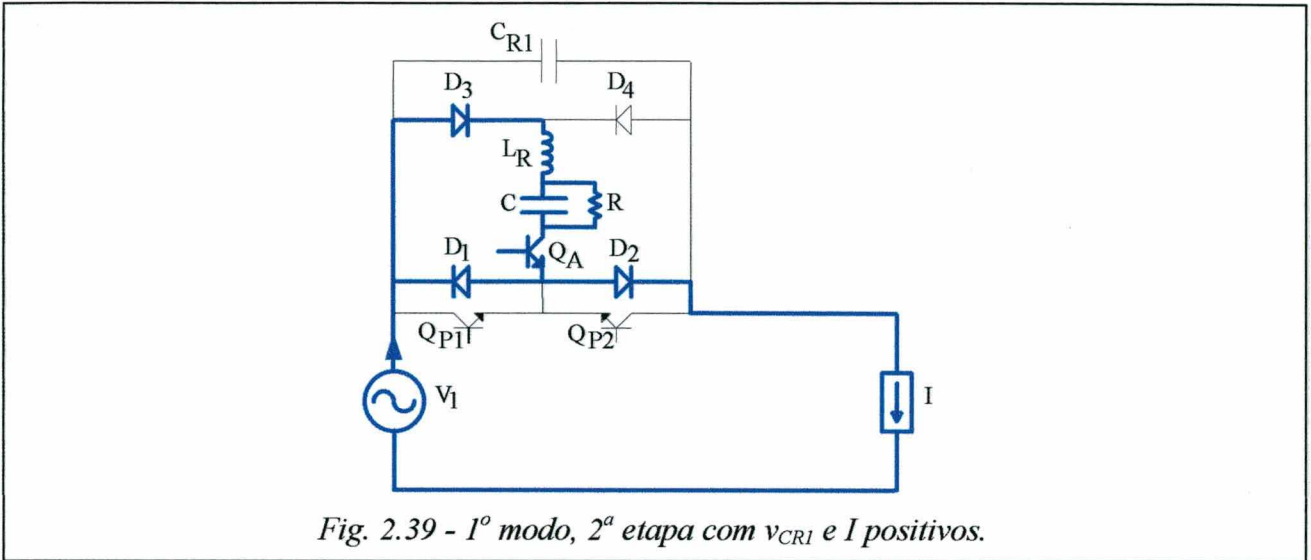


Fig. 2.38 - 1º modo, 1ª etapa com v_{CR1} e I positivos.



As formas de onda de interesse para este modo são apresentadas na Fig. 2.41.

a.2. 2^o Modo:

v_{CR1} negativa e I positiva

v_{CR1} positiva e I negativa

- ◆ 1^a Etapa (t_0, t_1): O capacitor C_{R1} , em $t = t_0$, inicia um processo de descarga ressonante até a sua tensão atingir zero, momento no qual o transistor Q_{P2} e os diodos D_1 e D_4 entram em condução. Durante esta etapa, representada na Fig. 2.42, o capacitor C é submetido a um processo de carga.
- ◆ 2^a Etapa (t_1, t_2): O transistor Q_{P2} conduz uma corrente crescente $I - i_{LR}$ e o indutor se descarrega através de um processo ressonante. Em $t = t_2$, quando $i_{LR} = 0$, o transistor Q_{P2} assume toda a

corrente de carga. A Fig. 2.43 representa esta etapa.

- ◆ 3ª Etapa (t_2, t_3): O capacitor se descarrega pelo resistor R, encerrando o processo de comutação.

As formas de onda de interesse para este modo são apresentadas na Fig. 2.44.

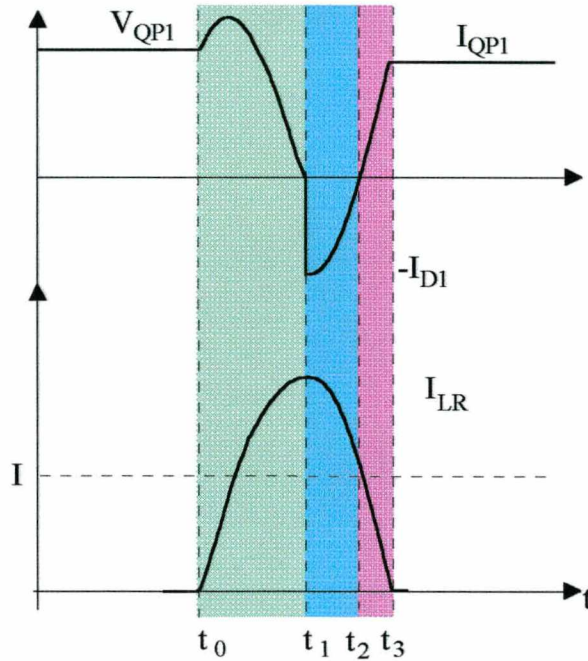


Fig. 2.41 - Formas de onda de interesse do primeiro modo de operação da terceira variação topológica.

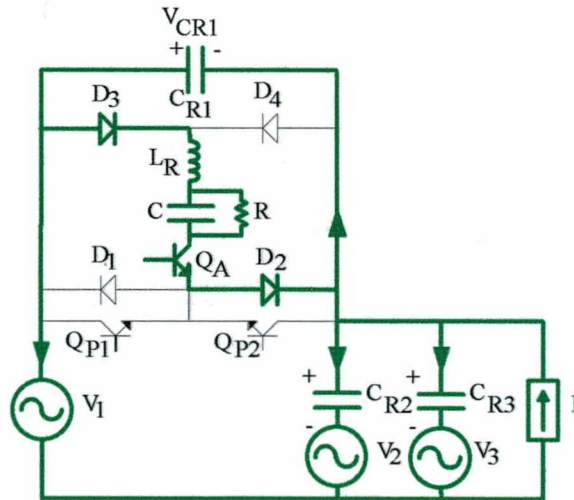
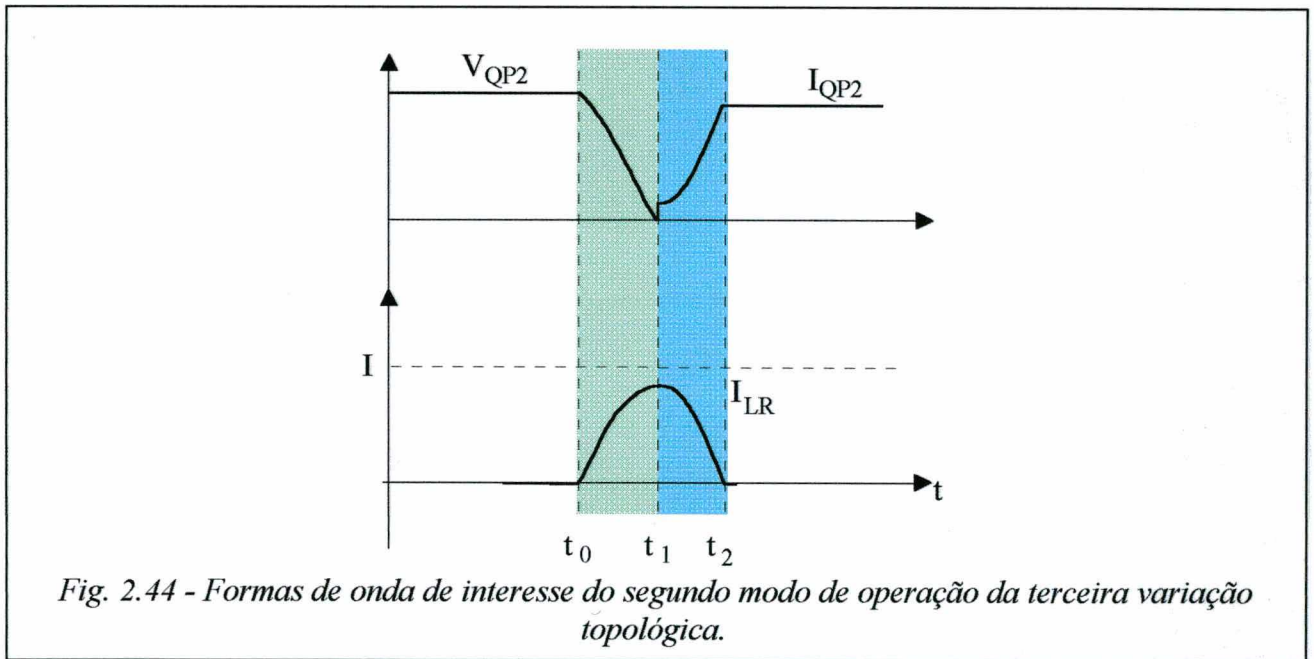
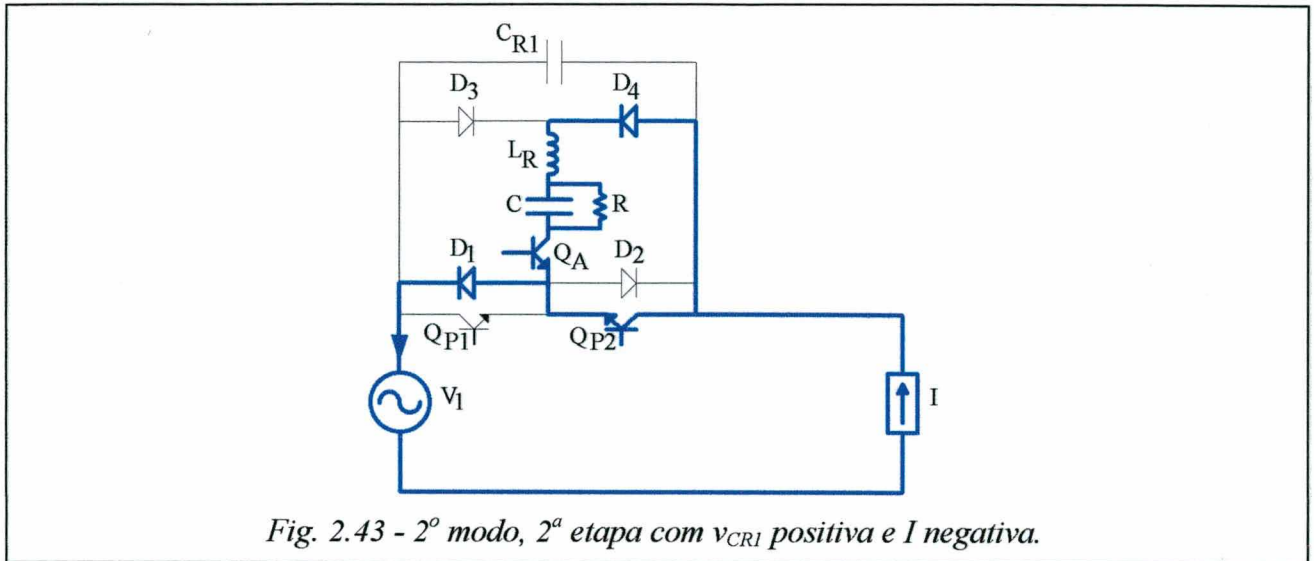
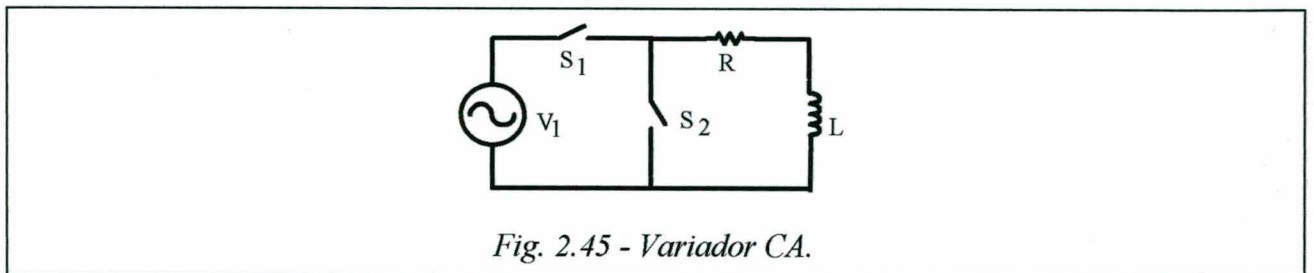


Fig. 2.42 - 2º modo, 1ª etapa com v_{CR1} positiva e I negativa.



b. Análise Matemática da Comutação:

A análise que segue será realizada considerando o interruptor proposto aplicado a um variador CA (Fig. 2.45).



b.1. 1º Modo:

♦ 1ª Etapa (t_0, t_1): Esta etapa pode ser representada pelo circuito da Fig. 2.46, obtendo-se as seguintes expressões:

$$V_1 - v_{CR1} + v_{CR2} = 0 \tag{2.144}$$

$$v_{CR1} = v_L + v_C \tag{2.145}$$

$$i_{C1} + i_{C2} + i_{LR} = I \tag{2.146}$$

$$i_{LR} = i_C + i_R \tag{2.147}$$

Isolando-se i_{LR} em (2.146) e igualando a (2.147), obtém-se:

$$i_C + i_R = I - i_{C1} - i_{C2} \tag{2.148}$$

Trabalhando a expressão (2.148) e fazendo $2C_R = C_e$, resulta:

$$\ddot{v}_C + \frac{\ddot{v}_C}{R \cdot C} + \frac{(C + C_e) \cdot \dot{v}_C}{C_e \cdot C \cdot L_R} + \frac{v_C}{R \cdot C_e \cdot C \cdot L_R} = \frac{I}{C_e \cdot C \cdot L_R} \tag{2.149}$$

Tomando a transformada de Laplace de ambos os lados da equação (2.149), obtém-se:

$$s^3 \cdot V_C(s) - s^2 \cdot v_C(0) - s \cdot \dot{v}_C(0) - \ddot{v}_C(0) + \frac{1}{R \cdot C} \left[s^2 \cdot V_C(s) - s \cdot v_C(0) - \dot{v}_C(0) \right] + \frac{(C + 2 \cdot C_R)}{C_e \cdot C \cdot L_R} \cdot [s \cdot V_C(s) - v_C(0)] + \frac{V_C(s)}{R \cdot C_e \cdot C \cdot L_R} = \frac{I}{s \cdot C_e \cdot C \cdot L_R} \tag{2.150}$$

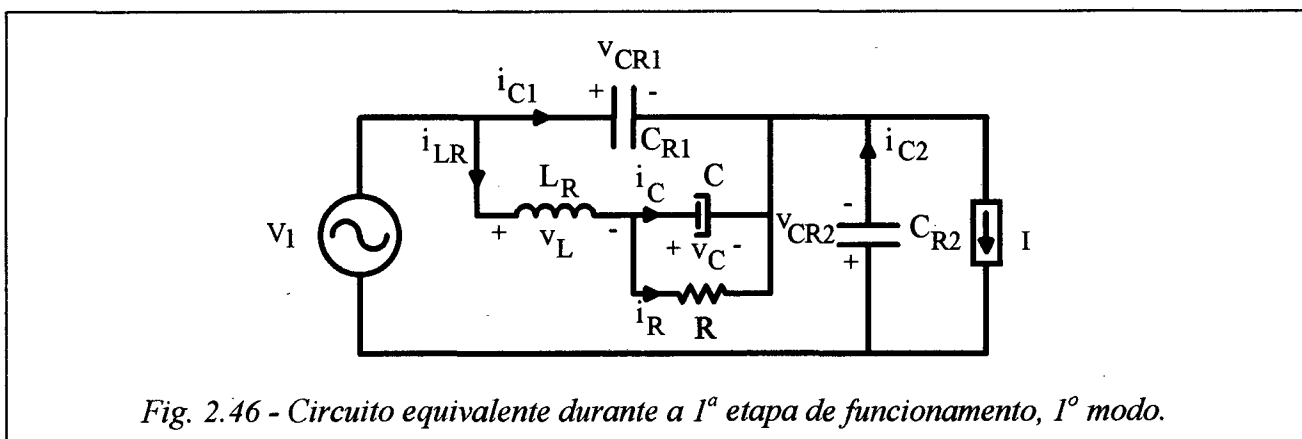


Fig. 2.46 - Circuito equivalente durante a 1ª etapa de funcionamento, 1º modo.

As condições iniciais são:

$$v_C(0) = 0 \quad (2.151)$$

$$\dot{v}_C(0) = 0 \quad (2.152)$$

$$\ddot{v}_C(0) = \frac{V_{CR1}}{L_R \cdot C} \quad (2.153)$$

onde $V_{CR1} = \dot{v}_{CR1}(0)$

Substituindo-se (2.151), (2.152) e (2.153) em (2.150), resulta:

$$V_C(s) \cdot \left(s^3 + \frac{s^2}{\tau} + \omega_r^2 \cdot s + \frac{\omega_r^2}{R(C + C_e)} \right) = \frac{V_{CR1}}{L_R \cdot C} + \frac{I}{s \cdot C_e \cdot C \cdot L_R} \quad (2.154)$$

onde:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{C + C_e}{C_e \cdot C \cdot L_R}} \quad (2.155)$$

$$\tau = R \cdot C \quad (2.156)$$

Considerando, em (2.154), $C \gg C_e$ e, isolando $V_C(s)$, obtém-se:

$$V_C(s) = \frac{\frac{V_{CR1}}{L_R \cdot C}}{\left(\frac{1}{\tau} + s\right) \cdot (s^2 + \omega_r^2)} + \frac{\frac{I}{C_e \cdot C \cdot L_R}}{s \cdot \left(\frac{1}{\tau} + s\right) \cdot (s^2 + \omega_r^2)} \quad (2.157)$$

Agora, tomando a transformada inversa de Laplace da equação (2.157), obtém-se a solução completa:

$$v_C(t) = \left(\frac{R}{Z}\right)^2 \cdot V_{CR1} \cdot \left[\frac{1}{1 + (\omega_r \cdot \tau)^2} \cdot \left(e^{-t/T} + \frac{\text{sen}(\omega_r \cdot t)}{\omega_r \cdot t} - \cos(\omega_r \cdot t) \right) \right] + \\ + I \cdot R \cdot \left[1 - \frac{\omega_r^2 \cdot t}{1 + (\omega_r \cdot \tau)^2} \cdot \left(\frac{\text{sen}(\omega_r \cdot t)}{\omega_r} + \frac{\cos(\omega_r \cdot t)}{\omega_r^2 \cdot t} + \tau \cdot e^{-t/T} \right) \right] \quad (2.158)$$

onde:

$$Z = \sqrt{\frac{L_R}{C}} \quad (2.159)$$

A tensão no capacitor ressonante é expressa pela equação diferencial (2.160), obtida a partir da expressão (2.146).

$$\ddot{v}_{CR1} + \frac{v_{CR1}}{C_e \cdot L_R} = \frac{v_C}{C_e \cdot L_R} \quad (2.160)$$

As condições iniciais são:

$$v_{CR1}(0) = V_{CR1} \quad (2.161)$$

$$\dot{v}_{CR1}(0) = \frac{I}{C_e} \quad (2.162)$$

Para resolver a equação diferencial (2.160), aplica-se a transformada de Laplace em ambos os lados da mesma, resultando:

$$s^2 \cdot V_{CR1}(s) - v_{CR1}(0) \cdot s - \dot{v}_{CR1}(0) + \frac{V_{CR1}(s)}{C_e \cdot L_R} = \frac{V_C(s)}{C_e \cdot L_R} \quad (2.163)$$

Substituindo-se (2.161) e (2.162) em (2.163) e resolvendo para $V_{CR1}(s)$, obtém-se:

$$V_{CR1}(s) = \frac{V_{CR1} \cdot s + I/C_e + V_C(s) \cdot \omega_r^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.164)$$

onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_e}} \quad (2.165)$$

Como $C \gg C_e$, faz-se $\omega_r = \omega_0$ e toma-se a transformada de Laplace inversa da equação (2.164), lembrando que $V_C(s)$ é expressa pela equação (2.157). Assim,

$$v_{CR1}(t) = V_{CR1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + Z_0 \cdot I \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + V_{CR1} \cdot \left(\frac{R}{Z}\right)^2 \cdot$$

$$\left[\frac{(\omega_0 \cdot \tau)^2 \cdot e^{-t/\tau}}{[1+(\omega_0 \cdot \tau)^2]^2} - \frac{t \cdot \sin(\omega_0 \cdot \tau + \phi_1)}{2 \cdot \tau \cdot \sqrt{1+(\omega_0 \cdot \tau)^2}} - \frac{\sqrt{1+(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi_2)}{2 \cdot \omega_0 \cdot \tau \cdot [1+(\omega_0 \cdot \tau)^2]} \right] +$$

$$+ I \cdot R \cdot \left[\frac{\omega_0 \cdot t \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi_1)}{2 \cdot \sqrt{1+(\omega_0 \cdot \tau)^2}} - \frac{\sqrt{(3 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2 + 4 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi_3)}}{2 \cdot \sqrt{1+(\omega_0 \cdot \tau)^2}} - \frac{e^{-t/\tau} \cdot (\omega_0 \cdot t)^4}{[\sqrt{1+(\omega_0 \cdot \tau)^2}]^2} + 1 \right] \quad (2.166)$$

onde:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_e}} \quad (2.167)$$

$$\phi_1 = \text{tg}^{-1} \left(\frac{1}{\omega_0 \cdot \tau} \right) \quad (2.168)$$

$$\phi_2 = \text{tg}^{-1} \left[\frac{3 \cdot (\omega_e \cdot \tau)^2 + 1}{2 \cdot (\omega_e \cdot \tau)^3} \right] \quad (2.169)$$

$$\phi_3 = \text{tg}^{-1} \left(\frac{3}{2 \cdot \omega_e \cdot \tau} \right) - 2 \cdot \text{tg}^{-1}(\omega_e \cdot \tau) \quad (2.170)$$

Resolvendo numericamente a equação (2.166), verifica-se que até a sua primeira passagem por zero, v_{CR1} pode ser representada pelos dois primeiros termos de (2.166). Assim:

$$v_{CR1}(t) = V_{CR1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + Z_0 \cdot I \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad (2.171)$$

A duração desta etapa é obtida fazendo em (2.171), $v_{CR1}(\Delta t_1) = 0$, como segue:

$$0 = V_{CR1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_1) + Z_0 \cdot I \cdot \sin(\omega_0 \cdot \Delta t_1) \quad (2.172)$$

Resolvendo (2.172), obtém-se

$$\text{tg}(\omega_0 \cdot \Delta t_1) = -\frac{V_{CR1}}{Z_0 \cdot I} \quad (2.173)$$

$$\Delta t_1 = \frac{\pi - \arctan 1/\varepsilon}{\omega_0} \quad (2.174)$$

A corrente no indutor é obtida a partir de (2.146), como segue:

$$i_{LR}(t) = \left| I - C_e \cdot \frac{dv_{CR1}}{dt} \right| \quad (2.175)$$

Resultando em:

$$i_{LR}(t) = \left| I + \frac{V_{CR1}}{Z_0} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) - I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \right| \quad (2.176)$$

O valor máximo da corrente no indutor será:

$$I_{L\max} = I + \sqrt{I^2 + (V_{CR1}/Z_0)^2} \quad (2.177)$$

Normalizando, resulta:

$$\overline{I_{L\max}} = \varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 + 1} \quad (2.178)$$

Fazendo $t = \Delta t_1$ em (2.176) e substituindo (2.174) na mesma equação obtém-se:

$$i_L(\Delta t_1) = I_{L1} = \left| I + \frac{V_{CR1}}{Z_0} \cdot \text{sen}(\pi - \arctan 1/\varepsilon) - I \cdot \cos(\pi - \arctan 1/\varepsilon) \right| \quad (2.179)$$

Lembrando que:

$$\arctan \frac{1}{\varepsilon} = \arcsin \left(\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) = \arccos \left(\frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) \quad (2.180)$$

e, realizando as devidas transformações trigonométricas em (2.179), obtém-se:

$$I_{L1} = I + \frac{V_{CR1}}{Z_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} + I \cdot \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \quad (2.181)$$

Multiplicando (2.181) por Z_0 / V_{CR1} , obtém-se:

$$\bar{I}_{L1} = \varepsilon + \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} + \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \quad (2.182)$$

Rearranjando a expressão (2.182), obtém-se, para o lado direito desta, um resultado idêntico ao da expressão (2.178).

Substituindo (2.183) e (2.180) em (2.158), obtém-se a expressão (2.285), que representa a tensão sobre o capacitor C no instante $t = \Delta t_1$

$$R = \frac{\omega_0 \cdot \tau \cdot Z_0}{n} \quad (2.183)$$

onde:

$$n = \frac{C}{C_e} \quad (2.184)$$

$$v_C(\Delta t_1) = V_{C1} = \frac{(\omega_0 \cdot \tau)^2}{n} \cdot V_{CR1} \cdot \left[\frac{1}{1+(\omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \left(e^{-\frac{(\pi - \arctg \frac{1}{\varepsilon})}{\omega_0 \cdot \tau}} + \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot \tau} - \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) \right] + \frac{I \cdot \omega_0 \cdot \tau \cdot Z_0}{n} \cdot \left[1 - \frac{\omega_0^2 \cdot \tau}{1+(\omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{\omega_0} + \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 \cdot \tau} + \tau \cdot e^{-\frac{(\pi - \arctg \frac{1}{\varepsilon})}{\omega_0 \cdot \tau}} \right) \right] \quad (2.185)$$

Dividindo (2.185) por V_{CR1} , resulta:

$$\bar{V}_{C1} = \left(\frac{\omega_0 \cdot \tau}{n} \right)^2 \cdot \left[\frac{1}{1+(\omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \left(e^{-\frac{(\pi - \arctg \frac{1}{\varepsilon})}{\omega_0 \cdot \tau}} + \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot \tau} - \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) \right] + \varepsilon \cdot \frac{\omega_0 \cdot \tau}{n} \cdot \left[1 - \frac{(\omega_0 \cdot \tau)^2}{1+(\omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot \tau} + \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{(\omega_0 \cdot \tau)^2} + e^{-\frac{(\pi - \arctg \frac{1}{\varepsilon})}{\omega_0 \cdot \tau}} \right) \right] \quad (2.186)$$

Uma importante conclusão que pode ser obtida da equação (2.171), é que **não há restrição para que ocorra a comutação ZVS** dos interruptores.

♦ **2ª etapa (t_1, t_2):** As expressões abaixo são obtidas do circuito da Fig. 2.46, lembrando que durante esta etapa $v_{CR1} = 0$.

$$L_R \cdot \frac{di_{LR}}{dt} = -v_C \quad (2.187)$$

$$i_{LR} = C \cdot \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} \quad (2.188)$$

Substituindo (2.188) em (2.187), obtém-se a seguinte equação diferencial:

$$\ddot{i}_{LR} + \frac{\dot{i}_{LR}}{T} + \omega_1^2 \cdot i_{LR} = 0 \quad (2.189)$$

onde:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C}} \quad (2.190)$$

A equação diferencial (2.189) apresenta como condições iniciais:

$$i_{LR}(0) = I_{L1} \quad (2.191)$$

$$\dot{i}_{LR}(0) = -\frac{V_{C1}}{L_R} \quad (2.192)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (2.189), resulta:

$$s^2 \cdot i_{LR}(s) - i_{LR}(0) \cdot s - \dot{i}_{LR}(0) + \frac{s}{\tau} \cdot i_{LR}(s) - \frac{i_{LR}(0)}{\tau} + \omega_1^2 \cdot i_{LR} = 0 \quad (2.193)$$

Substituindo (2.191) e (2.192) em (2.193) e resolvendo para $i_{LR}(s)$, obtém-se:

$$i_{LR}(s) = \frac{I_{L1} \cdot (1 + \tau \cdot s)}{s^2 + s/\tau + \omega_1^2} - \frac{V_{C1} / L_R}{s^2 + s/\tau + \omega_1^2} \quad (2.194)$$

Agora, tomando a transformada inversa de Laplace da equação (2.194) e, sabendo que

$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{n}}$, obtém-se a seguinte solução para (2.194):

$$i_L(t) = I_{L1} \cdot \left[\frac{2 \cdot \omega_0 \cdot \tau}{\sqrt{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2 - n}} \cdot e^{-t/2\tau} \cdot \text{sen} \left(\frac{1}{2 \cdot \tau} \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2}{n} - 1} \cdot t + \phi \right) \right] - \frac{V_{C1} \cdot \sqrt{n}}{n} \cdot \left[\frac{2 \cdot \omega_0 \cdot \tau}{\sqrt{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2 - n}} \cdot e^{-t/2\tau} \cdot \text{sen} \left(\frac{1}{2 \cdot \tau} \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2}{n} - 1} \cdot t \right) \right] \quad (2.195)$$

onde:

$$\phi = \text{tg}^{-1} \sqrt{\frac{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2}{n} - 1} \quad (2.196)$$

A duração desta etapa, Δt_2 , é obtida de (2.195), fazendo $i_{LR}(\Delta t_2) = 0$, como segue:

$$0 = I_{L1} \cdot \left[\frac{2 \cdot \omega_0 \cdot \tau}{\sqrt{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2 - n}} \cdot e^{-t/2\tau} \cdot \text{sen} \left(\frac{1}{2 \cdot \tau} \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2}{n} - 1} \cdot \Delta t_2 + \phi \right) \right] - \frac{V_{C1} \cdot \sqrt{n}}{Z_0} \cdot \left[\frac{2 \cdot \omega_0 \cdot \tau}{\sqrt{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2 - n}} \cdot e^{-t/2\tau} \cdot \text{sen} \left(\frac{1}{2 \cdot \tau} \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2}{n} - 1} \cdot \Delta t_2 \right) \right] \quad (2.197)$$

Resultando:

$$I_{L1} \cdot \text{sen} \left(\frac{\omega_0'}{2 \cdot \tau} \cdot \Delta t_2 + \phi \right) = \frac{V_{C1} \cdot \sqrt{n}}{Z_0} \cdot \text{sen} \left(\frac{\omega_0'}{2 \cdot \tau} \cdot \Delta t_2 \right) \quad (2.198)$$

onde:

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2}{n} - 1} \quad (2.199)$$

Aplicando transformações trigonométricas à (2.198) e reagrupando, resulta:

$$\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{\omega_0'}{2 \cdot \tau} \cdot \Delta t_2\right) \cdot \cos \phi + \cos\left(\frac{\omega_0'}{2 \cdot \tau} \cdot \Delta t_2\right) \cdot \operatorname{sen} \phi}{\operatorname{sen}\left(\frac{\omega_0'}{2 \cdot \tau} \cdot \Delta t_2\right)} = \frac{V_{C1} \cdot \sqrt{n}}{I_{L1} \cdot Z_0} \quad (2.200)$$

e,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_2 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left[\frac{\overline{I_{L1}} \cdot \omega_0'}{\overline{V_{C1}} \cdot \sqrt{n \cdot (1 + \omega_0'^2)} - \overline{I_{L1}}} \right] \cdot \frac{2 \cdot \omega_0' \cdot \tau}{\omega_0} \quad (2.201)$$

Agora, substituindo (2.187) em (2.188), obtém-se a equação diferencial (2.202), que apresenta as condições iniciais (2.203), (2.204) e como resultado (2.205).

$$\ddot{v}_C + \frac{v_C}{T} + \omega_1^2 \cdot v_C \quad (2.202)$$

$$v_C(0) = V_{C1} \quad (2.203)$$

$$\dot{v}_C(0) = \frac{I_{L1} - V_{C1} / R}{C} \quad (2.204)$$

$$v_C(t) = V_{C1} \cdot \left[\frac{2 \cdot \omega_0 \cdot \tau}{\sqrt{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2 - n}} \cdot e^{-t/2\tau} \cdot \operatorname{sen} \left(\frac{1}{2 \cdot \tau} \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2}{n} - 1} \cdot t + \phi \right) \right] + \left(\frac{I_1 \cdot Z_0}{\sqrt{n}} - \frac{V_{C1} \cdot \sqrt{n}}{\omega_0 \cdot \tau} \right) \cdot \left[\frac{2 \cdot \omega_0 \cdot \tau}{\sqrt{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2 - n}} \cdot e^{-t/2\tau} \cdot \operatorname{sen} \left(\frac{1}{2 \cdot \tau} \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot \omega_0 \cdot \tau)^2}{n} - 1} \cdot t \right) \right] \quad (2.205)$$

Fazendo $t = \Delta t_2$ em (2.205), obter-se-á o valor de tensão no capacitor C no final da segunda etapa.

◆ 3ª etapa (t_2, t_3):

A equação diferencial (2.206) representa esta etapa e possui como solução (2.207).

$$v_C + \frac{v_C}{T} = 0 \quad (2.206)$$

$$v_C(t) = V_{C2} \cdot e^{-t/\tau} \quad (2.207)$$

A duração desta etapa é obtida considerando um erro de regime de 5%. Assim,

$$\omega_0 \cdot \Delta t_3 = 3 \cdot \omega_0 \cdot \tau \quad (2.208)$$

Reunindo-se (2.174), (2.201) e (2.208) obtém-se o tempo total de comutação:

$$\omega_0 \cdot T = \pi - \arctg \frac{1}{\varepsilon} + \arctg \left[\frac{\overline{I_{L1}} \cdot \omega_0'}{\overline{V_{C1}} \cdot \sqrt{n \cdot (1 + \omega_0'^2)} - \overline{I_{L1}}} \right] \cdot \frac{2 \cdot \omega_0 \cdot \tau}{\omega_0} + 3 \cdot \omega_0 \cdot \tau \quad (2.209)$$

b.2. 2º Modo:

♦ 1ª Etapa (t₀, t₁):

A tensão no capacitor C é expressa por:

$$v_C(t) = \left(\frac{R}{Z} \right)^2 \cdot V_{CR1} \cdot \left[\frac{1}{1 + (\omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \left(e^{-t/\tau} + \frac{\text{sen}(\omega_0 \cdot t)}{\omega_0 \cdot \tau} - \cos(\omega_0 \cdot t) \right) \right] - I \cdot R \cdot \left[1 - \frac{\omega_0 \cdot t}{1 + (\omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \left(\text{sen}(\omega_0 \cdot t) + \frac{\cos(\omega_0 \cdot t)}{\omega_0 \cdot \tau} + \omega_0 \cdot \tau \cdot e^{-t/\tau} \right) \right] \quad (2.210)$$

As expressões que representam a tensão no capacitor C_{R1} e a corrente no indutor L_R, são, respectivamente:

$$v_{CR1}(t) = V_{CR1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - Z_0 \cdot I \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (2.211)$$

$$i_{LR}(t) = \frac{V_{CR1}}{Z_0} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - I \quad (2.212)$$

A duração desta etapa é obtida fazendo em (2.211), $v_{CR1}(\Delta t_1) = 0$, como segue:

$$\Delta t_1 = \frac{\text{arc tg } 1/\varepsilon}{\omega_0} \quad (2.213)$$

O valor da tensão no capacitor C no final da etapa será:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{C1} = & \left(\frac{\omega_0 \cdot \tau}{n} \right)^2 \cdot \left[\frac{1}{1 + (\omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \left(e^{-\frac{\left(\text{arc tg } \frac{1}{\varepsilon} \right)}{\tau}} + \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot \tau} - \frac{\varepsilon}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \right) \right] - \\ & - \varepsilon \cdot \frac{\omega_0 \cdot \tau}{n} \cdot \left[1 - \frac{(\omega_0 \cdot \tau)^2}{1 + (\omega_0 \cdot \tau)^2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot \tau} + \frac{\varepsilon}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \cdot \frac{1}{(\omega_0 \cdot \tau)^2} \right) \right] + e^{-\frac{\left(\text{arc tg } \frac{1}{\varepsilon} \right)}{\omega_0 \tau}} \quad (2.214) \end{aligned}$$

◆ 2ª Etapa (t_1, t_2):

As expressões (2.187) a (2.205) são válidas para representar esta etapa.

◆ 3ª Etapa (t_2, t_3):

Esta etapa é representada pelas equações (2.206) a (2.208).

O tempo total de comutação é representado pela expressão (2.209).

Esta topologia oferece simplicidade de implementação e garante a comutação natural do interruptor principal em toda faixa de operação do conversor. Porém, a descarga da energia do capacitor C sobre o resistor R, diminui o rendimento, que será tanto menor quanto maior for a frequência de comutação.

2.8.3 - Quarta variação topológica

Também se pode suprimir a fonte auxiliar, adicionando em paralelo com o interruptor auxiliar um pequeno capacitor (capacitor de ajuda a comutação). Nesta nova célula (Fig. 2.47), o

interruptor auxiliar é bloqueado após a tensão no capacitor ressonante se anular. A energia acumulada no indutor é transferida para o capacitor de ajuda a comutação C_s . O inconveniente desta célula é a não realização de comutação ZCS do interruptor auxiliar.

a. Princípio de Operação:

A quarta variação topológica apresenta dois modos de operação.

◆ 1º Modo :

v_{CR1} positiva e I positiva

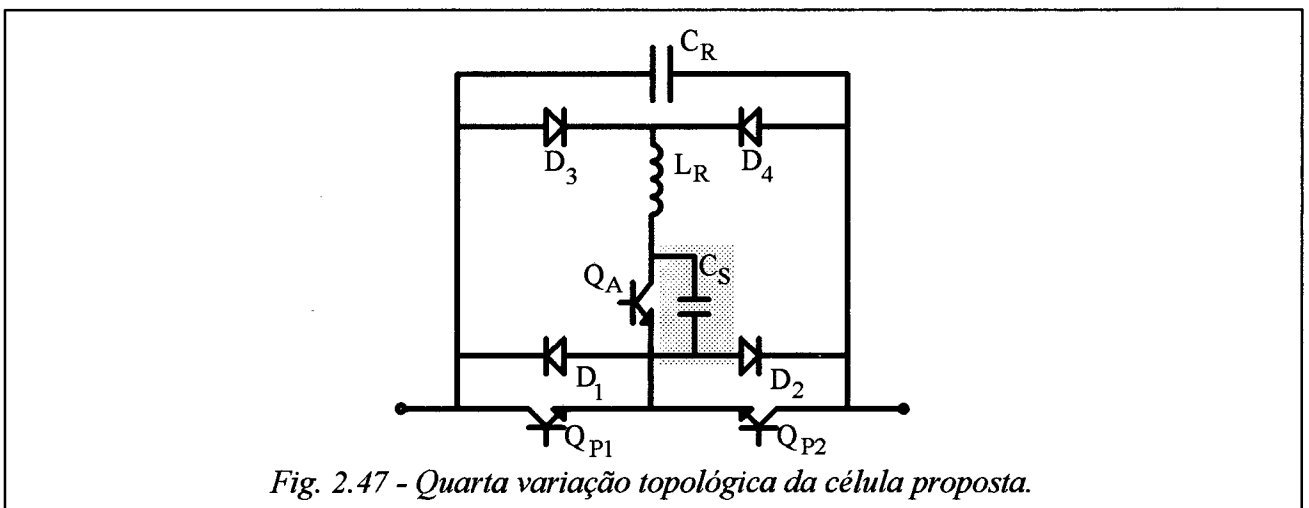
v_{CR1} negativa e I negativa

◆ 2º Modo :

v_{CR1} positiva e I negativa

v_{CR1} negativa e I positiva

A seguir, descreve-se o princípio de operação do 1º modo, supondo que, em $t = t_0$, o interruptor S_2 que conduzia a corrente de carga é bloqueado e, simultaneamente, S_1 é habilitado a conduzir. O circuito equivalente que ilustra esta situação é apresentado na Fig. 2.48.



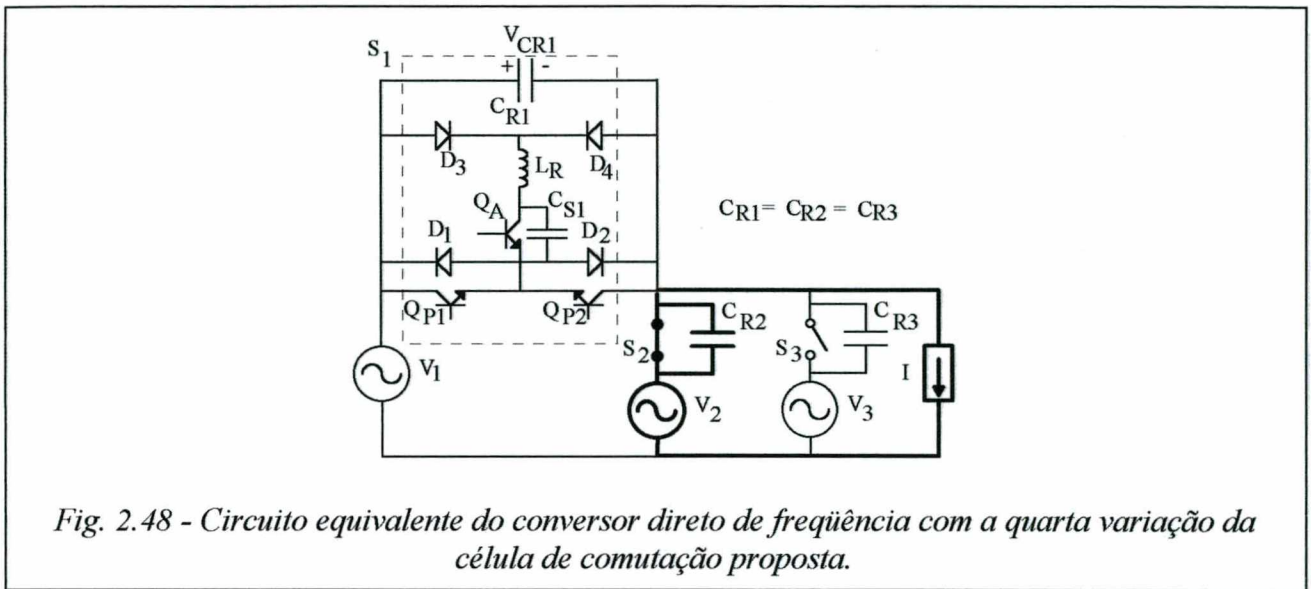


Fig. 2.48 - Circuito equivalente do conversor direto de frequência com a quarta variação da célula de comutação proposta.

a.1. 1ª etapa (t_0, t_1): No instante t_0 , inicia-se uma ressonância envolvendo L_R , C_{R1} , C_{R2} e C_{R3} . No instante t_1 , $v_{CR1} = 0$ e D_1 começa a conduzir. O capacitor C_{S2} não participa desta etapa porque encontra-se carregado com uma tensão mais elevada que a tensão máxima que o capacitor C_{R2} pode alcançar. Esta etapa é ilustrada pela Fig. 2.49.

a.2. 2ª etapa (t_1, t_2): O diodo D_1 conduz uma corrente igual a $i_{LR} - I$ e a corrente no indutor permanece constante. No instante t_2 , o interruptor auxiliar é bloqueado. A Fig. 2.50 representa esta etapa.

a.3. 3ª etapa (t_2, t_3): O indutor L_R inicia um processo ressonante de descarga. Esta etapa termina em $t = t_3$ quando $i_{LR} = I$ e o transistor Q_{P1} começa a conduzir. Esta etapa é representada pela Fig. 2.51.

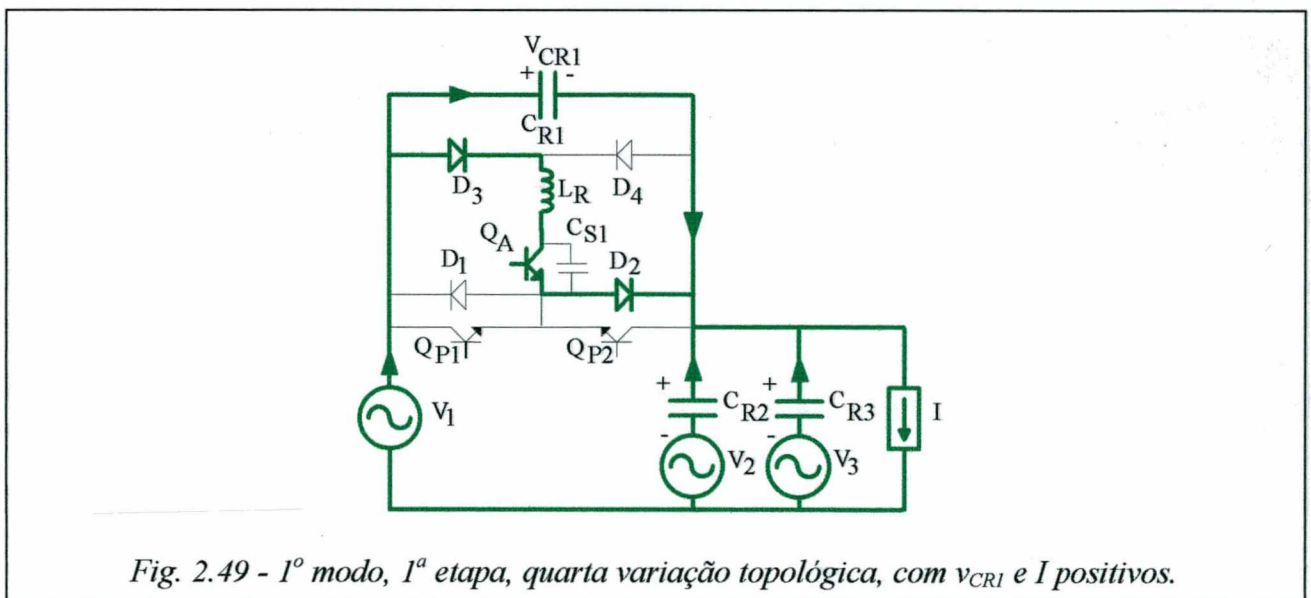
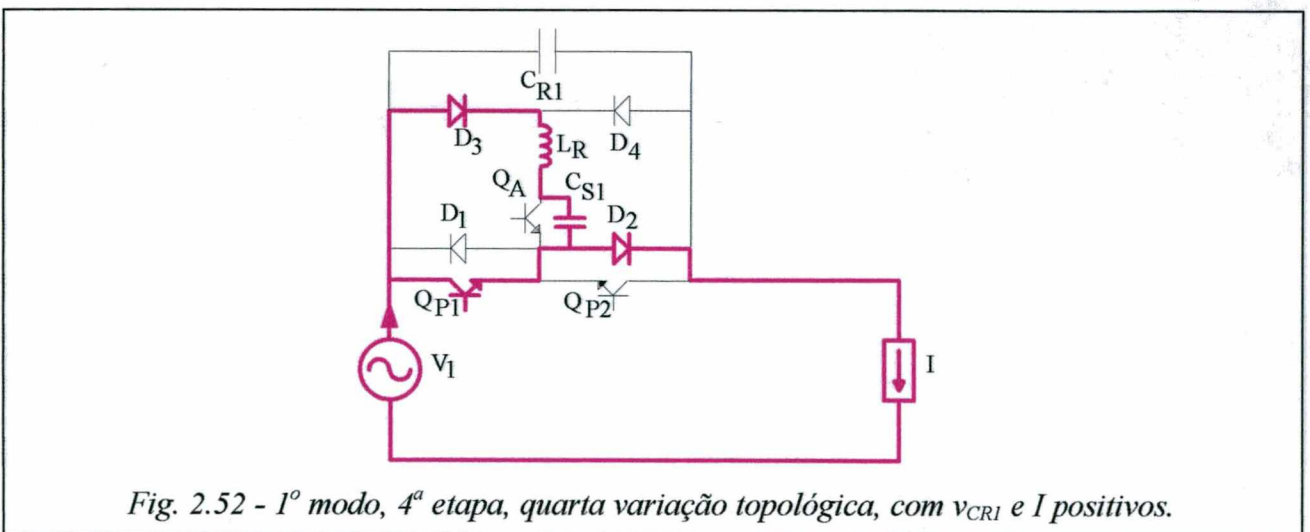
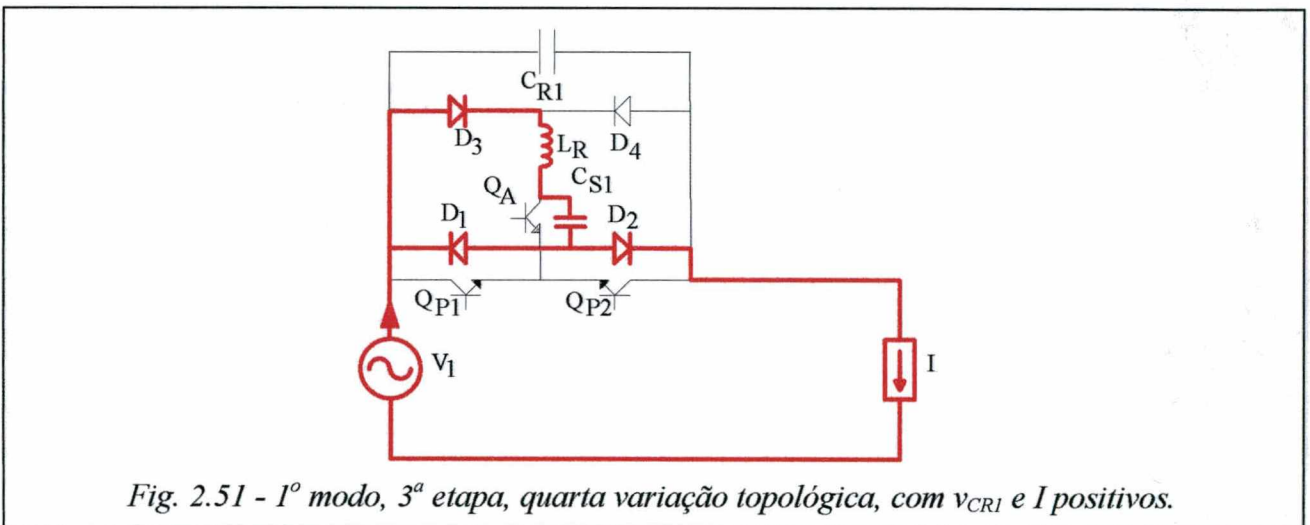
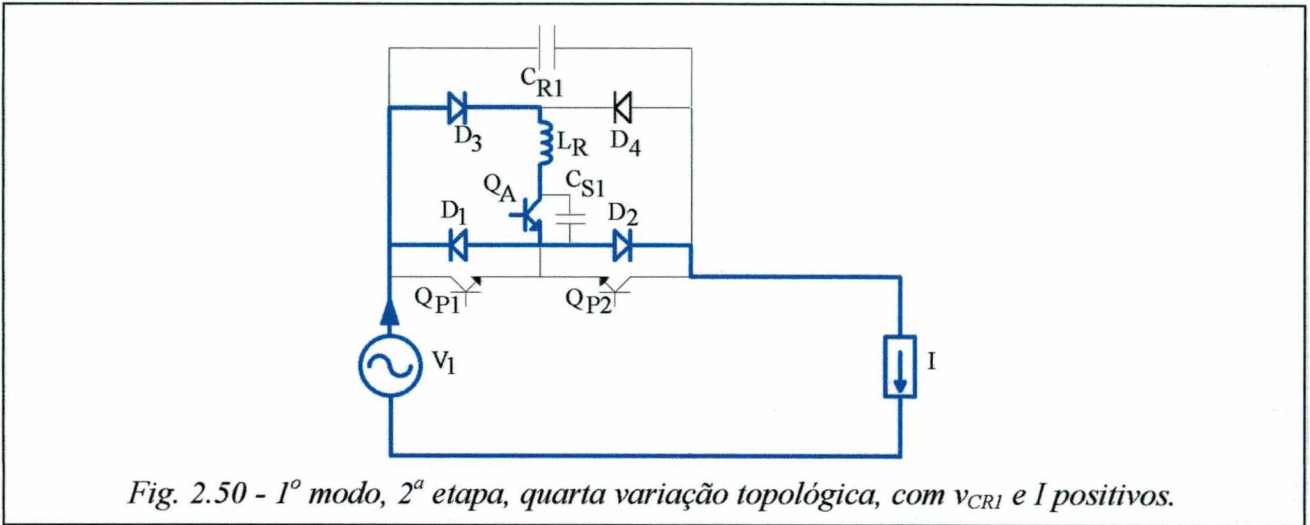


Fig. 2.49 - 1º modo, 1ª etapa, quarta variação topológica, com v_{CR1} e I positivos.

a.4. 4ª etapa (t_3, t_4): O transistor Q_{P1} conduz uma corrente igual a $I - i_{LR}$ e a corrente no indutor alcança o valor zero no instante t_4 , quando o transistor Q_{P1} assume a corrente de carga, finalizando o processo de comutação. A Fig. 2.52 ilustra esta etapa.



As formas de onda de interesse para este modo são apresentadas na Fig. 2.53.

b. Análise Matemática.

Será apresentada a análise matemática do 1º modo de operação da célula da Fig. 2.47.

As equações (2.126) e (2.127) representam, respectivamente, a tensão no capacitor C_{R1} e a corrente no indutor L_R durante a primeira etapa de funcionamento que apresenta como duração máxima:

$$\Delta t_1 = \frac{\pi}{\omega_0} \tag{2.215}$$

Então os valores máximos da tensão no capacitor ressonante e da corrente no indutor ressonante são obtidos de:

$$\bar{V}_{CR1_{max}} = \sqrt{\epsilon^2 + 1} \tag{2.216}$$

$$\bar{I}_{LR_{max}} = \epsilon + \sqrt{\epsilon^2 + 1} \tag{2.217}$$

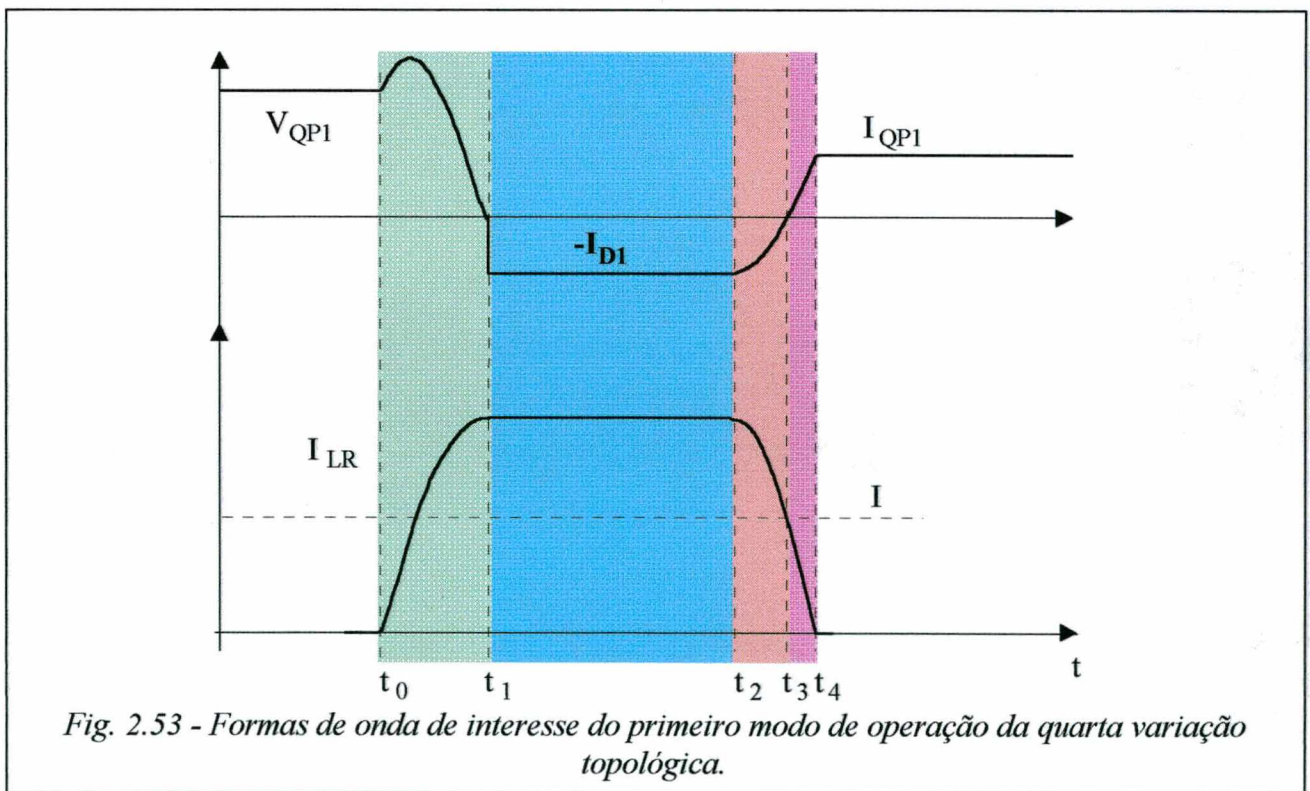


Fig. 2.53 - Formas de onda de interesse do primeiro modo de operação da quarta variação topológica.

Na terceira e quarta etapa de funcionamento a tensão no capacitor de ajuda a comutação e a corrente no indutor são representadas por:

$$v_{CS}(t) = I_{LR_{max}} \cdot Z_n \cdot \sin(\omega_n \cdot t) \quad (2.218)$$

$$i_{LR}(t) = I_{LR_{max}} \cdot \sin(\omega_n \cdot t) \quad (2.219)$$

onde:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_S}} \quad (2.220)$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_R}{C_S}} \quad (2.221)$$

A seqüência de funcionamento proposta é válida se:

$$I_{LR_{max}} \cdot Z_n \geq V_{CR1} \quad (2.222)$$

resultando em:

$$C_S \leq 3 \cdot C_{R1} \quad (2.223)$$

Adotando $C_S = 3 \cdot C_{R1}$, a terceira e a quarta etapa de funcionamento apresentam como duração:

$$\Delta t_3 + \Delta t_4 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_0} \quad (2.224)$$

Reunindo (2.215) e (2.224), obtém-se o intervalo total de comutação normalizado:

$$\omega_0 \cdot T = \frac{3}{2} \cdot \pi \quad (2.225)$$

2.9 - Conclusão:

A análise matemática realizada pode ser estendida, com facilidade, para conversores de frequência de m fases, pois $C_e = m C_R$.

Com o objetivo de eliminar sobretensões nos interruptores e a restrição para a existência de comutação natural foram propostas variações topológicas da estrutura originalmente concebida.

Cada variação topológica pode apresentar interesse em sua utilização, dependendo dos níveis de tensão e potência a serem utilizados ou da forma de controle a ser empregada.

Caso seja empregado no conversor direto de frequência implementado com a célula de comutação original ou a sua primeira variação topológica, o conceito de “*Fictitious Bipolar Source*”, proposto em [10], um correto dimensionamento da fonte auxiliar **E** eliminará o risco de não ocorrer a comutação natural dos interruptores principais para qualquer situação de carga. Para este controle, quando a preocupação for rendimento, recomenda-se o emprego das referidas células, onde o interruptor auxiliar comuta com corrente nula e há a possibilidade de regeneração da energia utilizada na comutação. Se a tensão na entrada for muito elevada, optar-se-á pela primeira variação topológica.

A segunda variação topológica é indicada em aplicações de potências mais elevadas que empregam controles que não garantem a comutação natural dos interruptores para toda a faixa de operação do conversor, como por exemplo, o comando em seqüência anti-simétrico de conversores diretos de frequência [17,19].

A terceira e quarta variações topológicas, são recomendadas para sistemas em que se deseje maior simplicidade na implementação, já que dispensa o emprego de transformador, necessário para a implementação prática da fonte **E**. Porém, na terceira variação, a descarga da energia do capacitor **C** sobre o resistor **R**, diminui o rendimento, que será tanto menor quanto maior for a frequência de comutação.

CAPÍTULO III

PROJETO E SIMULAÇÃO DE CONVERSORES CA-CA UTILIZANDO AS CÉLULAS PROPOSTAS

3.1 - Introdução:

Neste capítulo será desenvolvida uma metodologia para o dimensionamento das células de comutação propostas.

Com o auxílio de ábacos serão projetados os elementos ressonantes e definidos os esforços máximos a que ficarão submetidos os interruptores.

As células propostas serão dimensionadas para a utilização em um conversor direto $3\phi - 1\phi$ e em variadores CA - CA .

Na seqüência, serão apresentados resultados de simulação que verificam a validade do modelo matemático obtido e do desempenho da célula proposta

3.2 - Geração de ábacos:

Para facilitar o dimensionamento dos elementos que compõem as células propostas, serão gerados ábacos, a partir das equações e da análise qualitativa do capítulo I.

3.2.1 - Célula de comutação original:

Através da análise qualitativa realizada anteriormente, conclui-se que o modo em que os interruptores ficam sujeitos a maiores esforços é o terceiro. Sendo assim, os ábacos serão traçados para este modo.

a. Tensão máxima no interruptor principal

A partir do plano de fase da Fig. 2.16, obtém-se:

$$\overline{V_{CR1m\acute{a}x}} = \sqrt{\beta^2 + \alpha^2} + 1 \quad (3.1)$$

A expressão (3.1) que representa a tensão máxima normalizada no interruptor principal é plotada em função de α tendo β como parâmetro e apresentada na Fig. 3.1.

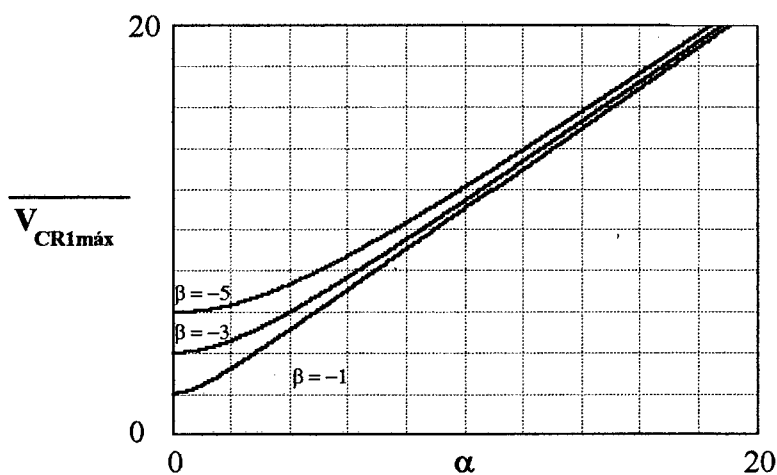


Fig. 3.1 - Tensão máxima normalizada no interruptor principal da célula original em função de α , tendo β como parâmetro.

b. Corrente máxima no interruptor auxiliar:

Como o interruptor auxiliar está em série com o indutor ressonante, a partir do plano de fase da Fig. 2.16, obtém-se:

$$\overline{I_{Lm\acute{a}x}} = \alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \quad (3.2)$$

A expressão (3.2) que representa a corrente máxima normalizada no indutor, é plotada em função de α , tendo β como parâmetro e apresentada na Fig. 3.2.

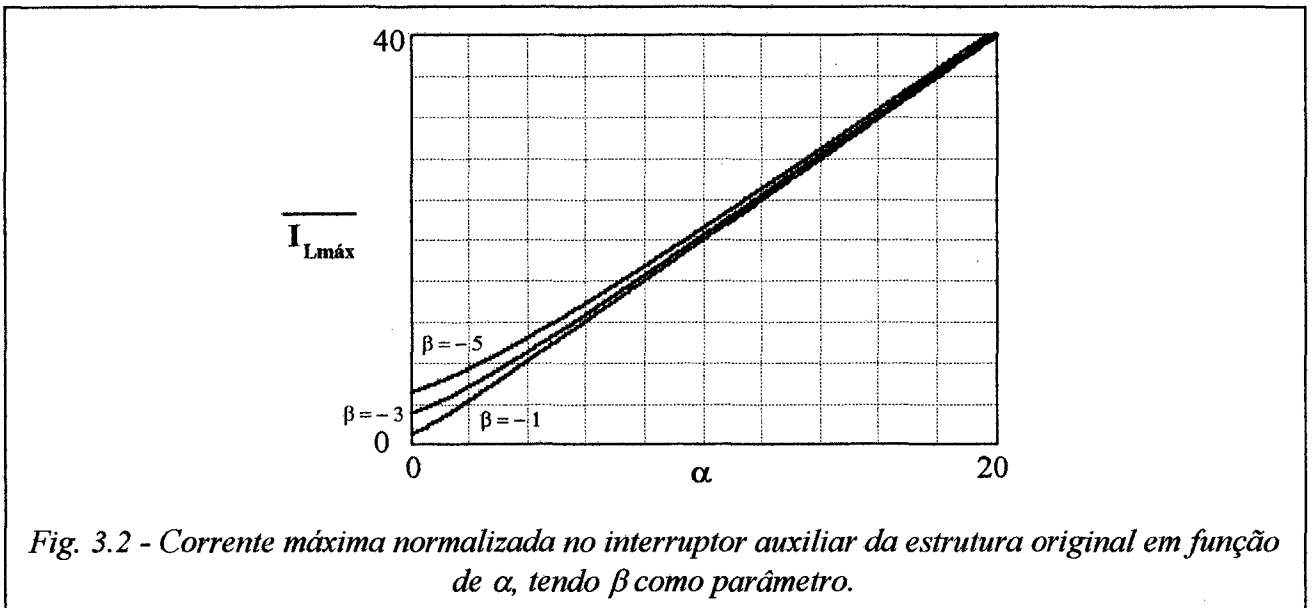


Fig. 3.2 - Corrente máxima normalizada no interruptor auxiliar da estrutura original em função de α , tendo β como parâmetro.

c. Intervalo de comutação:

O intervalo de comutação normalizado, representado pela expressão (2.90) é plotado em função de α , apresentando β como parâmetro, sendo mostrado na Fig. 3.3.

3.2.2 - Primeira variação topológica - célula original com indutor acoplado:

A partir dos planos de fase das Fig. 2.22 e 2.23 observa-se que nos 2º e 3º modos de operação os interruptores ficam submetidos a esforços equivalentes. Sendo assim, os ábacos serão traçados para o 2º modo, que apresenta um maior intervalo de comutação.

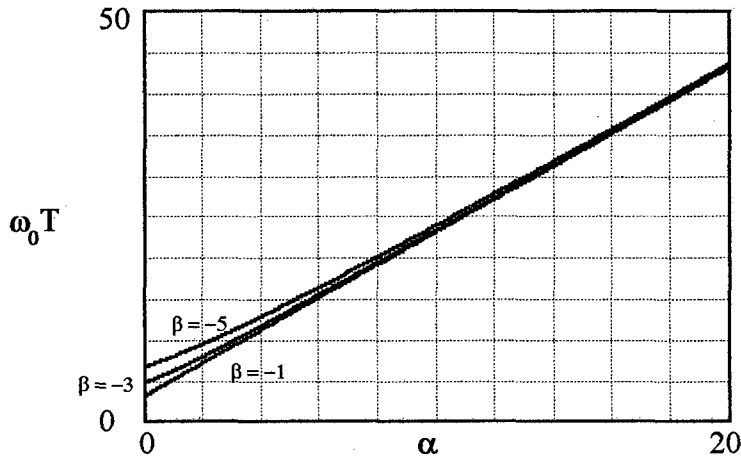


Fig. 3.3 - Intervalo de comutação normalizado, para a estrutura original, em função de α , apresentando β como parâmetro.

a. Corrente máxima no interruptor auxiliar:

Do plano de fase da Fig. 2.22, obtém-se:

$$\overline{I_{Lm\acute{a}x}} = \alpha + \gamma \tag{3.3}$$

A Fig. 3.4 apresenta a expressão (3.4) plotada em função de α , com γ como parâmetro.

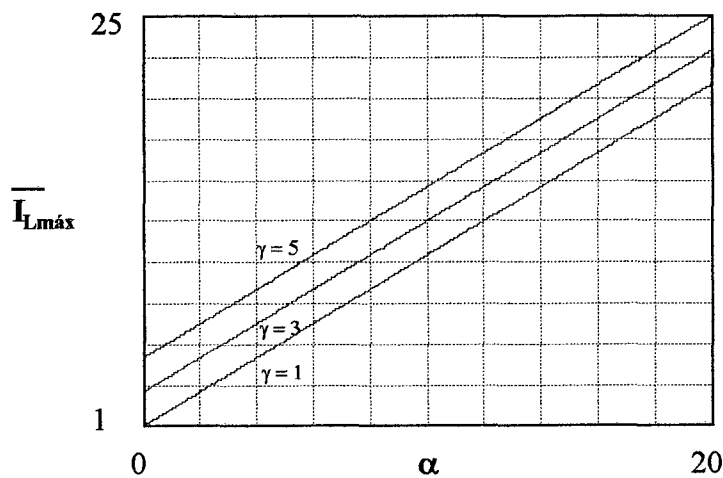
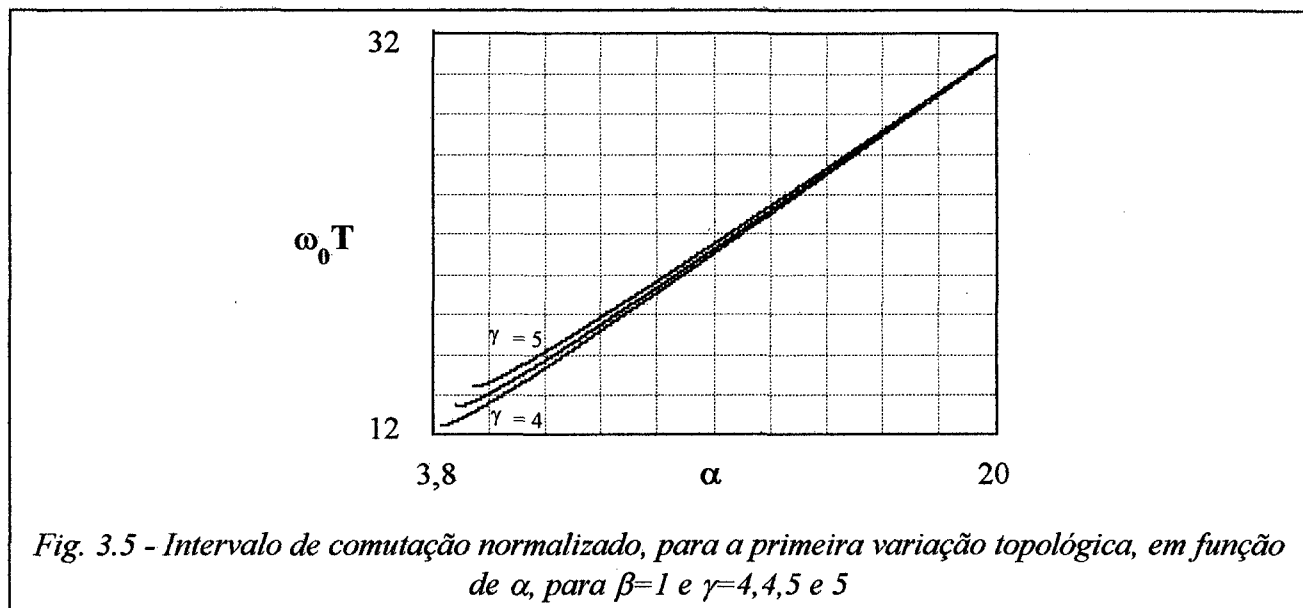


Fig. 3.4 - Corrente máxima normalizada no interruptor auxiliar da primeira variação topológica em função de α , apresentando γ como parâmetro.

b. Intervalo de comutação:

A Fig. 3.5 apresenta o intervalo de comutação normalizado. Ela é traçada a partir da expressão (2.117) em função de α , com $\beta = 1$ e para vários valores de γ .



3.2.3 - Segunda variação topológica:

Os planos de fase das Fig. 2.35 e 2.36 evidenciam que os interruptores ficam sujeitos a maiores esforços no primeiro modo de funcionamento. Sendo assim, os ábacos serão traçados para este modo.

a. Tensão máxima no interruptor principal:

A partir do plano de fase da Fig. 2.35, obtém-se:

$$\overline{V_{CR1m\acute{a}x}} = \sqrt{\varepsilon^2 + 1} \quad (3.4)$$

A expressão (3.4) que representa a tensão máxima normalizada no interruptor principal é plotada em função de ε e apresentada na Fig. 3.6.

b. Corrente máxima no interruptor auxiliar:

A corrente máxima normalizada no interruptor auxiliar, expressa por (2.131), é plotada em função de ε e apresentada na Fig. 3.7.

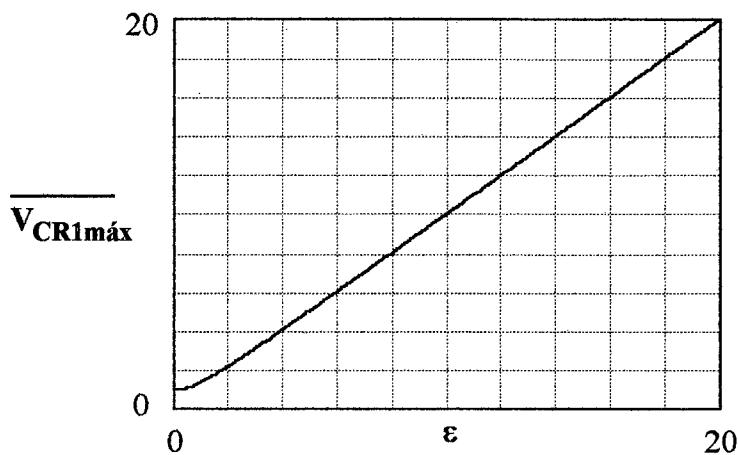


Fig. 3.6 - Tensão máxima normalizada no interruptor principal da segunda variação topológica em função de ε .

c. Intervalo de comutação:

Da expressão (2.136), resulta:

$$\omega_o \cdot T = \pi + \delta(\varepsilon + \sqrt{1 + \varepsilon^2}) \quad (3.5)$$

que é a expressão que representa o do intervalo de comutação normalizado. Esta expressão é plotada em função de ε , com δ como parâmetro, obtendo-se a Fig. 3.8.

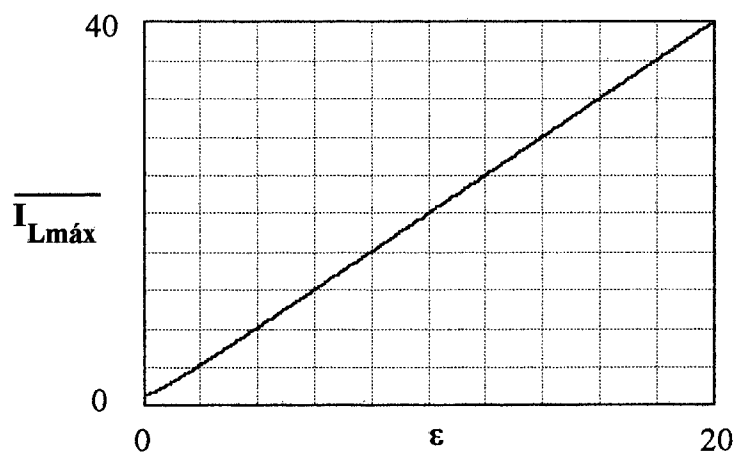


Fig. 3.7 - Corrente máxima normalizada no interruptor auxiliar da segunda variação topológica em função de ε .

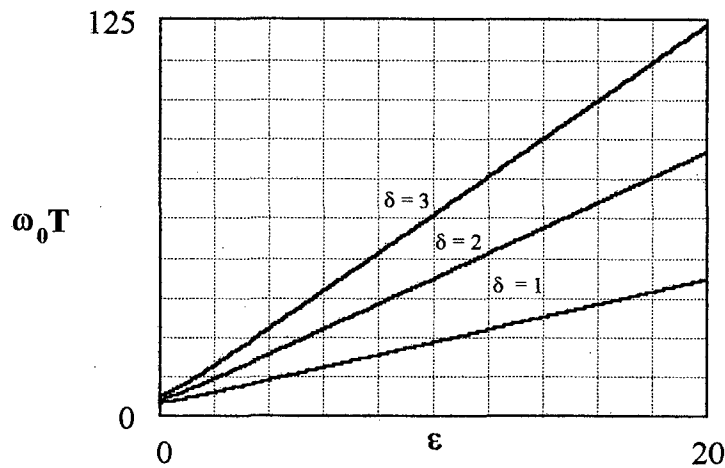


Fig. 3.8 - Intervalo de comutação normalizado para a segunda variação topológica em função de ϵ , com δ como parâmetro.

3.2.4 - Terceira variação topológica:

a. Tensão máxima no interruptor principal:

A Fig. 3.6 representa a tensão máxima no interruptor principal em função de ϵ .

b. Corrente máxima no interruptor auxiliar

A Fig. 3.7 representa a corrente máxima normalizada no interruptor auxiliar em função de ϵ .

c. Intervalo de comutação:

A expressão (2.209) representa o intervalo de comutação normalizado. Plotando esta equação em função de ϵ , com $\omega_0 \tau = 4$ e para $n = 10$, obtém-se a Fig. 3.9.

d. Máxima tensão sobre o capacitor C:

Com a finalidade de encontrar a máxima tensão sobre o capacitor, deriva-se a expressão (2.205) em relação a $\omega_0 t$ e encontra-se sua raiz para diversos valores de ϵ . Substituindo estes valores na expressão (2.205), gera-se a curva da Fig. 3.10, que representa a tensão máxima sobre o capacitor C em função de ϵ .

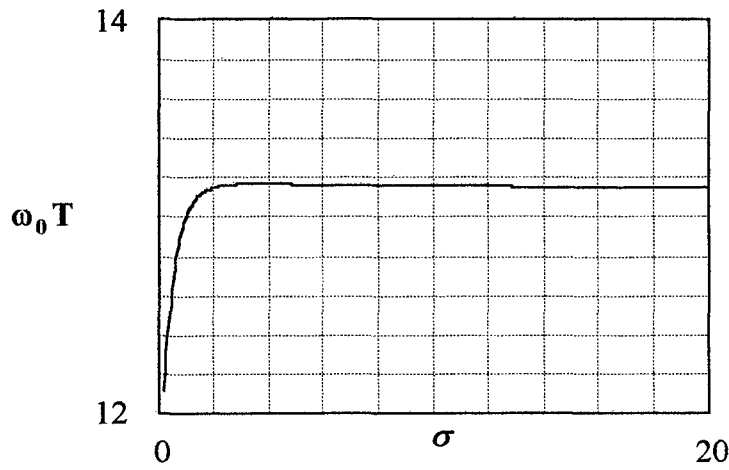


Fig. 3.9 - Intervalo de comutação normalizado para a terceira variação topológica, plotado em função de σ , com $\omega_0\tau = 4$ e para $n = 10$.

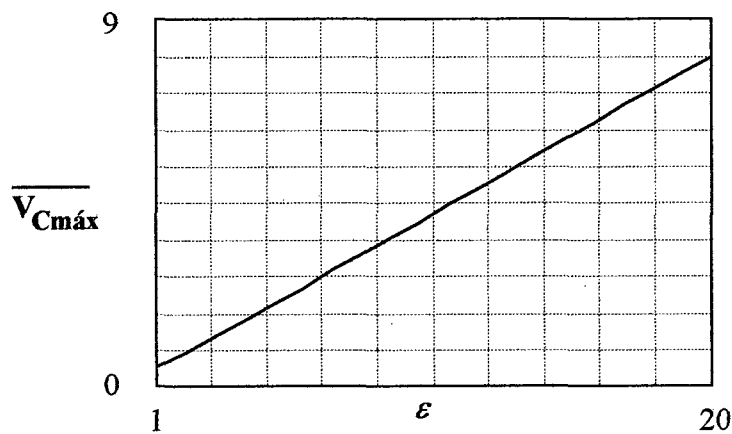


Fig. 3.10 - Tensão máxima sobre o capacitor C em função de ε , para $n=10$ e $\omega_0\tau=4$.

3.2.5 - Quarta variação topológica:

a. Tensão máxima no interruptor principal:

A Fig. 3.6 representa a tensão máxima no interruptor principal em função de ε .

b. Corrente máxima no interruptor auxiliar

A Fig. 3.7 representa a corrente máxima normalizada no interruptor auxiliar em função de ε .

3.3 - Seqüência para projeto do circuito de comutação:

O circuito de comutação das diversas variações topológicas será projetado definindo-se a máxima tensão admitida pelos interruptores principais.

3.3.1 - Célula de comutação original:

1. Conhecida a tensão de entrada, define-se o valor da fonte de tensão auxiliar E e calcula-se a tensão inicial máxima normalizada nos capacitores ressonantes $\beta_{m\acute{a}x}$.
2. Em função dos interruptores a serem empregados, define-se a tensão máxima normalizada nos interruptores principais $\overline{V_{CR1m\acute{a}x}}$ e encontra-se, a partir da Fig. 3.1, $\alpha_{m\acute{a}x}$.
3. Conhecendo-se $\alpha_{m\acute{a}x}$ e a amplitude máxima da corrente de carga, determina-se:
 - a. A impedância característica Z_0 .
 - b. A partir da Fig. 3.1, a corrente máxima normalizada sobre o interruptor auxiliar $\overline{I_{Lm\acute{a}x}}$ e, conseqüentemente, a corrente máxima sobre o interruptor auxiliar $I_{Lm\acute{a}x}$.
 - c. A partir da Fig. 3.2, o produto $\omega_0 T$ e, conhecendo-se o tempo de comutação máximo desejado, calcula-se a freqüência de ressonância ω_0 .
4. Conhecidas a impedância característica Z_0 e a freqüência de ressonância ω_0 , calcula-se o indutor ressonante L_R e o capacitor ressonante C_R , que em conjunto com E , definem os parâmetros do circuito de comutação.

3.3.2 - Primeira variação topológica:

1. Escolhe-se E e em função dos interruptores a serem empregados e da tensão inicial máxima dos capacitores ressonantes $\overline{V_{CR1m\acute{a}x}}$, define-se E_C e γ ;
2. Escolhe-se um valor de impedância característica Z_0 e, conhecendo-se a máxima amplitude da corrente de carga, calcula-se $\alpha_{m\acute{a}x}$.
3. Conhecendo-se $\alpha_{m\acute{a}x}$ e γ , obtém-se:

- a. Na Fig. 3.3, a corrente máxima normalizada no interruptor auxiliar. Calcula-se a corrente máxima e verifica-se se ela está abaixo do valor máximo desejado. Caso não esteja, volta-se ao passo 3, aumenta-se a impedância característica e recalcula-se $\alpha_{m\acute{a}x}$, encontrando-se um novo valor de corrente máxima. Repete-se este procedimento até obter-se um valor satisfatório de corrente máxima.
 - b. Na Fig. 3.4, o produto $\omega_0 T$ e, conhecendo-se o máximo tempo de comutação desejado, calcula-se a frequência de ressonância ω_0 .
4. Conhecidas a impedância característica e a frequência de ressonância, calcula-se L e C_R .

3.3.3 - Segunda variação topológica:

1. Conhecida a tensão de entrada, define-se o valor de E e calcula-se $\delta_{m\acute{a}x}$.
2. Em função dos interruptores a serem empregados, define-se a tensão máxima normalizada nos interruptores principais e encontra-se na Fig. 3.6 $\epsilon_{m\acute{a}x}$.
3. Conhecidos $\epsilon_{m\acute{a}x}$ e a máxima amplitude da corrente de carga determina-se:
 - a. A impedância característica Z_0 .
 - b. A partir da Fig. 3.7, a corrente máxima normalizada sobre o interruptor auxiliar e, conseqüentemente, a corrente máxima sobre o interruptor auxiliar.
 - c. A partir da Fig. 3.8, o produto $\omega_0 T$ e, conhecendo-se o tempo de comutação máximo desejado, calcula-se a frequência de ressonância ω_0 .
4. Conhecidos a impedância característica e a frequência de ressonância, calcula-se o L e C_R , definindo-se os parâmetros do circuito de comutação.

3.3.4 - Terceira variação topológica:

1. Em função dos interruptores a serem empregados e da tensão inicial máxima dos capacitores ressonantes $V_{CR1máx}$, define-se a tensão máxima normalizada nos interruptores principais e encontra-se na Fig. 3.6 $\epsilon_{máx}$.
2. Conhecidos $\epsilon_{máx}$ e a máxima amplitude da corrente de carga determina-se:
 - a. A impedância característica Z_0 .
 - b. A partir da Fig. 3.7, a corrente máxima normalizada sobre o interruptor auxiliar e, conseqüentemente, a corrente máxima sobre o interruptor auxiliar.
 - c. A partir da Fig. 3.9, definidas as variáveis $\omega_0\tau$ e n o produto ω_0T e, conhecendo-se o tempo de comutação máximo desejado, calcula-se a freqüência de ressonância ω_0 .
3. Conhecidos a impedância característica e a freqüência de ressonância, calcula-se L_R e C_R .
4. Das expressões (2.183) e (2.184), obtém-se os valores de R e C .
5. Da Fig. 3.10, obtém-se a tensão máxima sobre o capacitor C , o que permite o seu correto dimensionamento em tensão.

3.3.5 - Quarta variação topológica:

1. Em função dos interruptores a serem empregados, define-se a tensão máxima normalizada nos interruptores principais e encontra-se na Fig. 3.6 $\epsilon_{máx}$.
2. Conhecidos $\epsilon_{máx}$ e a máxima amplitude da corrente de carga, determina-se:
 - a. A impedância característica Z_0 .
 - b. A partir da Fig. 3.7, a corrente máxima normalizada sobre o interruptor auxiliar e, conseqüentemente, a corrente máxima sobre o interruptor auxiliar.
3. A partir da expressão (2.225), definindo-se o tempo máximo de comutação, calcula-se a freqüência de ressonância ω_0 .
4. Conhecidos a impedância característica e a freqüência de ressonância, calcula-se o L_R , C_R e C_S .

3.4 - Exemplos de projeto:

3.4.1 - Primeira variação topológica:

Deseja-se projetar um conversor $3\phi - 1\phi$ com as seguintes características:

- Tensão eficaz de entrada por fase, $V_i = 220$ V;
- Corrente de saída eficaz, $I_o = 10$ A;
- Fator de deslocamento da carga, $\cos \varphi = 0,85$;
- Freqüência de entrada, $f_i = 60$ Hz;
- Freqüência de saída, $f_o = 20$ Hz;
- Comando em seqüência anti-simétrico [16], um pulso por período.

1. Como $V_i = 220$ V, $V_{CR1m\acute{a}x} = 2,45 \cdot V_i = 539$ V. Escolhendo-se $E = 135$ V e interruptores de 800 V, opta-se por $E_C = 600$ V e obtém-se:

$$\gamma = \frac{E_C}{E} = 4,5$$

2. Escolhendo-se $Z_0 = 45 \Omega$, resulta:

$$\alpha_{\max} = \frac{Z_0 \cdot I}{E} = \frac{45 \cdot 14,14}{135} = 4,7$$

3.a. Com α_{\max} e γ , a partir da Fig. 3.1, obtém-se:

$$\overline{I_{Lm\acute{a}x}} = 9,2$$

assim,

$$I_{Lm\acute{a}x} = 27,6 \text{ A}$$

3.b. A partir da Fig. 3.2, com α_{\max} e γ , resulta:

$$\omega_o \cdot T = 12,75 \text{ rad}$$

e, escolhendo-se, $T_{\text{máx}} = 5 \mu\text{s}$, obtém-se:

$$\omega_0 = 2,7 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

4. Cálculo de L_R e C_R :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_e}} = 45 \quad \Omega \Rightarrow L_R = 2025 \cdot C_e \quad \text{H} \quad (*)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_e}} = 2,55 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \Rightarrow L_R = \frac{1,37 \cdot 10^{-13}}{C_e} \quad \text{H} \quad (**)$$

Igualando-se (*) e (**), resulta:

$$C_e = 8,2 \quad \text{nF} \Rightarrow C_R = 2,7 \quad \text{nF}$$

Substituindo-se este valor em (*), resulta:

$$L_R = 16,4 \quad \mu\text{H}$$

3.4.2 - Terceira variação topológica:

Deseja-se projetar um variador CA com as seguintes características:

- Tensão eficaz de entrada, $V_i = 220 \text{ V}$;
- Tensão eficaz de saída, $V_o = 110 \text{ V}$;
- Corrente eficaz de saída, $I_o = 6,4 \text{ A}$;

1. Com $V_{CR1\text{máx}} = 311 \text{ V}$ e definindo-se $V_{CR1\text{máxf}} = 450 \text{ V}$, obtém-se:

$$\frac{V_{CR1\text{máxf}}}{V_{CR1\text{máx}}} = \frac{V_{CR1\text{máxf}}}{V_{CR1\text{máx}}} = 1,45$$

Assim, a partir da Fig. 3.6, obtém-se:

$$\varepsilon_{\max} = 1,1$$

2. a. Cálculo de Z_0 :

$$Z_0 = \frac{\varepsilon_{\max} \cdot V_{CR1\max}}{I} = 37,8 \ \Omega$$

2.b. A partir da Fig. 3.7, obtém-se:

$$\overline{I_{L\max}} = 2,6$$

Assim,

$$I_{L\max} = 21,4 \text{ A}$$

2.c. A partir da Fig. 3.9, extrai-se:

$$\omega_0 T = 13 \text{ rad}$$

e, escolhendo $T = 2 \ \mu\text{s}$, resulta:

$$\omega_0 = 6,5 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

3. Cálculo de L_R e C_R :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R}{C_e}} = 37,8 \ \Omega \Rightarrow L_R = 1428,8 \cdot C_e \text{ H} \quad (*)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_e}} = 6,67 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \Rightarrow L_R = \frac{2,37 \cdot 10^{-14}}{C_e} \text{ H} \quad (**)$$

Igualando-se (*) e (**), resulta:

$$C_e = 4,1 \text{ nF} \Rightarrow C_R = 2 \text{ nF}$$

Adotando um valor comercial:

$$C_R = 2,2 \text{ nF} \Rightarrow C_e = 4,4 \text{ nF}$$

Substituindo este valor em (**), obtém-se:

$$L_R = 5,4 \text{ } \mu\text{H}$$

4. Como $n = 10$, resulta $C = 44 \text{ nF}$. Escolhendo um valor comercial, resulta:

$$C = 47 \text{ nF} \Rightarrow n = 10,7$$

Assim,

$$R = 16 \text{ } \Omega$$

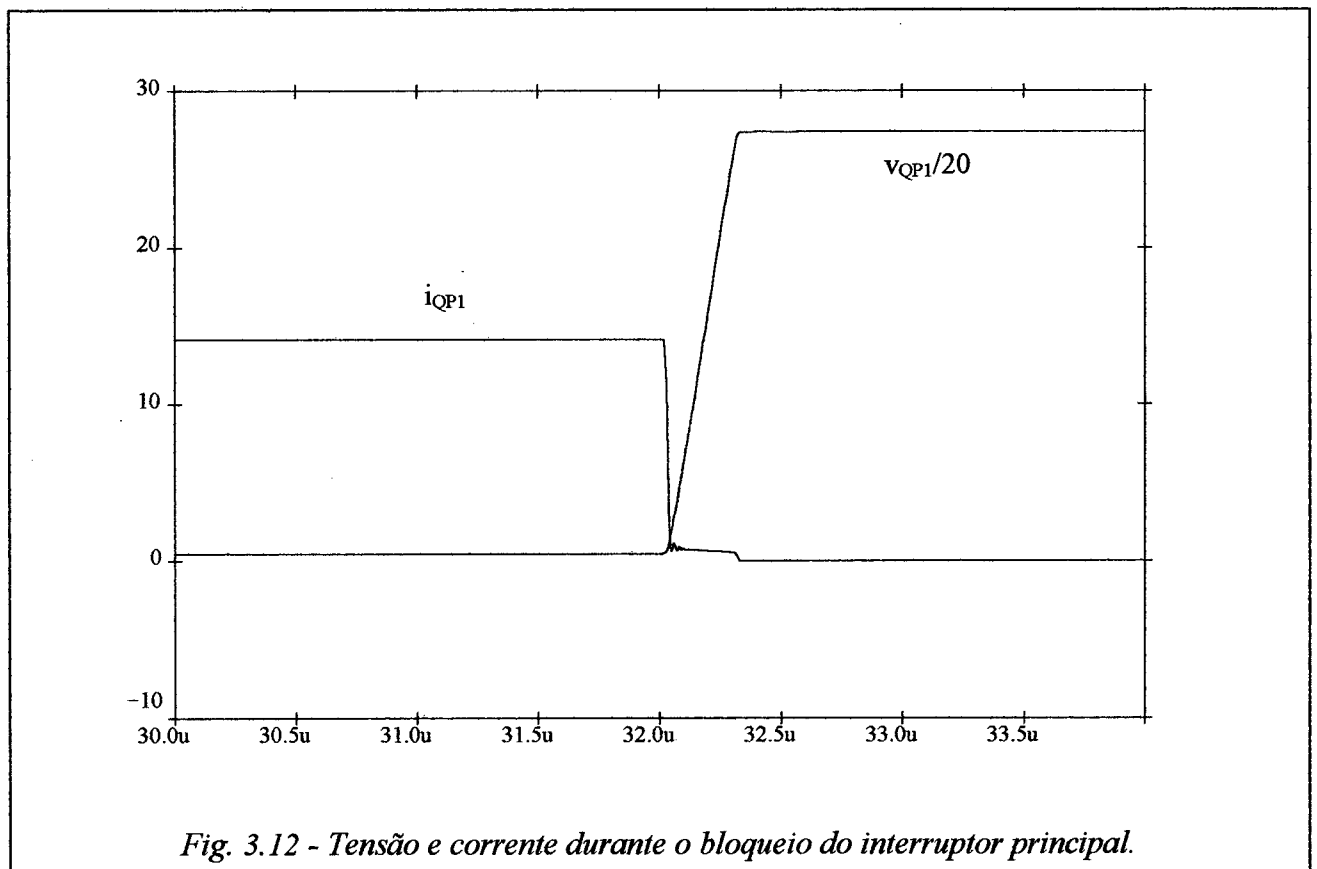
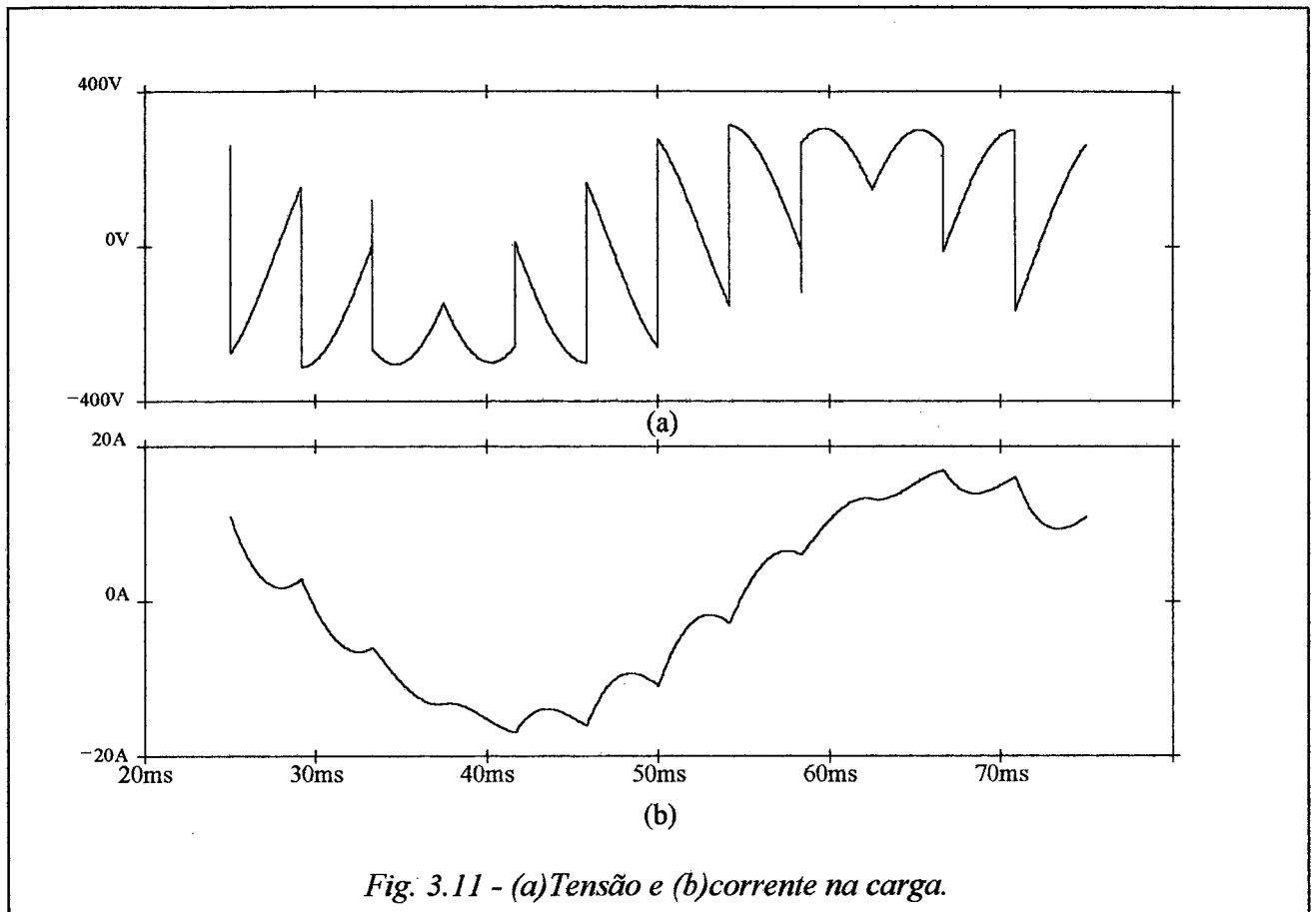
5. Da Fig. 3.10, por interpolação, obtém-se:

$$\overline{V_{Cm\acute{a}x}} = 0,5 \Rightarrow V_{Cm\acute{a}x} = 155,5 \text{ V}$$

3.5 - Resultados de simulação:

3.5.1 - Conversor direto de freqüência:

O conversor $3\phi-1\phi$ projetado na seção 3.4.1 foi simulado em computador digital e os resultados são apresentados nas Fig. 3.11 a 3.14. Uma primeira simulação foi realizada com o conversor alimentando uma carga com $R_L = 13,6 \text{ } \Omega$ e $L = 6,9 \text{ mH}$, obtendo-se a Fig. 3.11, que apresenta a tensão e a corrente na carga. Uma segunda simulação foi realizada com o objetivo de validar o estudo matemático e, com esse objetivo utilizou-se uma fonte de corrente na carga de $14,14 \text{ A}$ e substituiu-se o sistema de alimentação trifásico por 3 fontes de tensão contínua - $V_R = 269\text{V}$, $V_S = -269 \text{ V}$ e $V_T = 0 \text{ V}$. As Fig. 3.12 e 3.13 apresentam as formas de onda de tensão e corrente em um interruptor principal e mostram claramente a comutação sob tensão zero do mesmo. Observa-se, na Fig. 3.13, a ação do circuito de grampeamento que evita uma sobretensão excessiva sobre o interruptor. A Fig. 3.14, que apresenta a tensão e a corrente no interruptor auxiliar durante o processo de comutação, mostra que a corrente no indutor atinge aproximadamente 27 A e que o tempo de comutação é de aproximadamente $5 \text{ } \mu\text{s}$, conforme previsto no projeto.



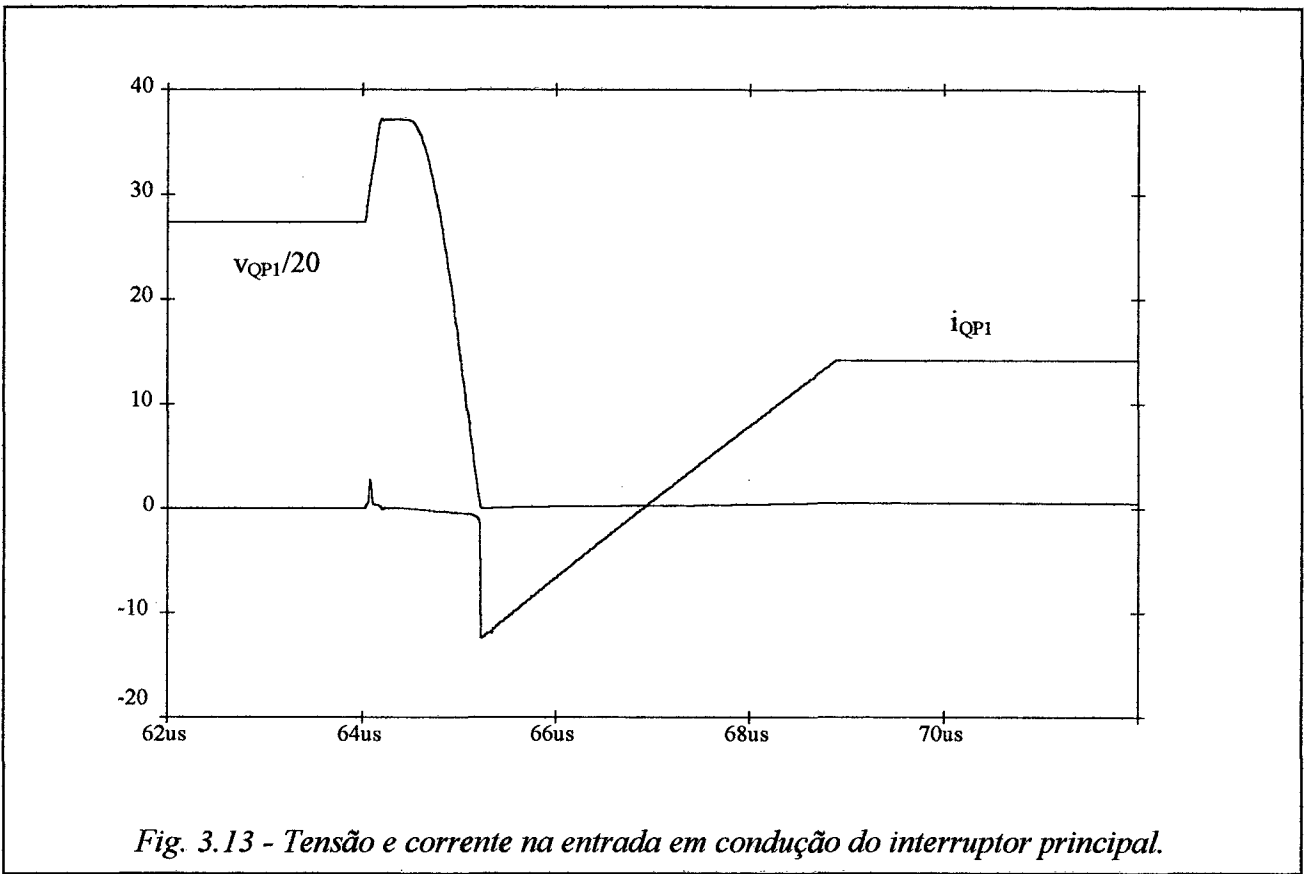


Fig. 3.13 - Tensão e corrente na entrada em condução do interruptor principal.

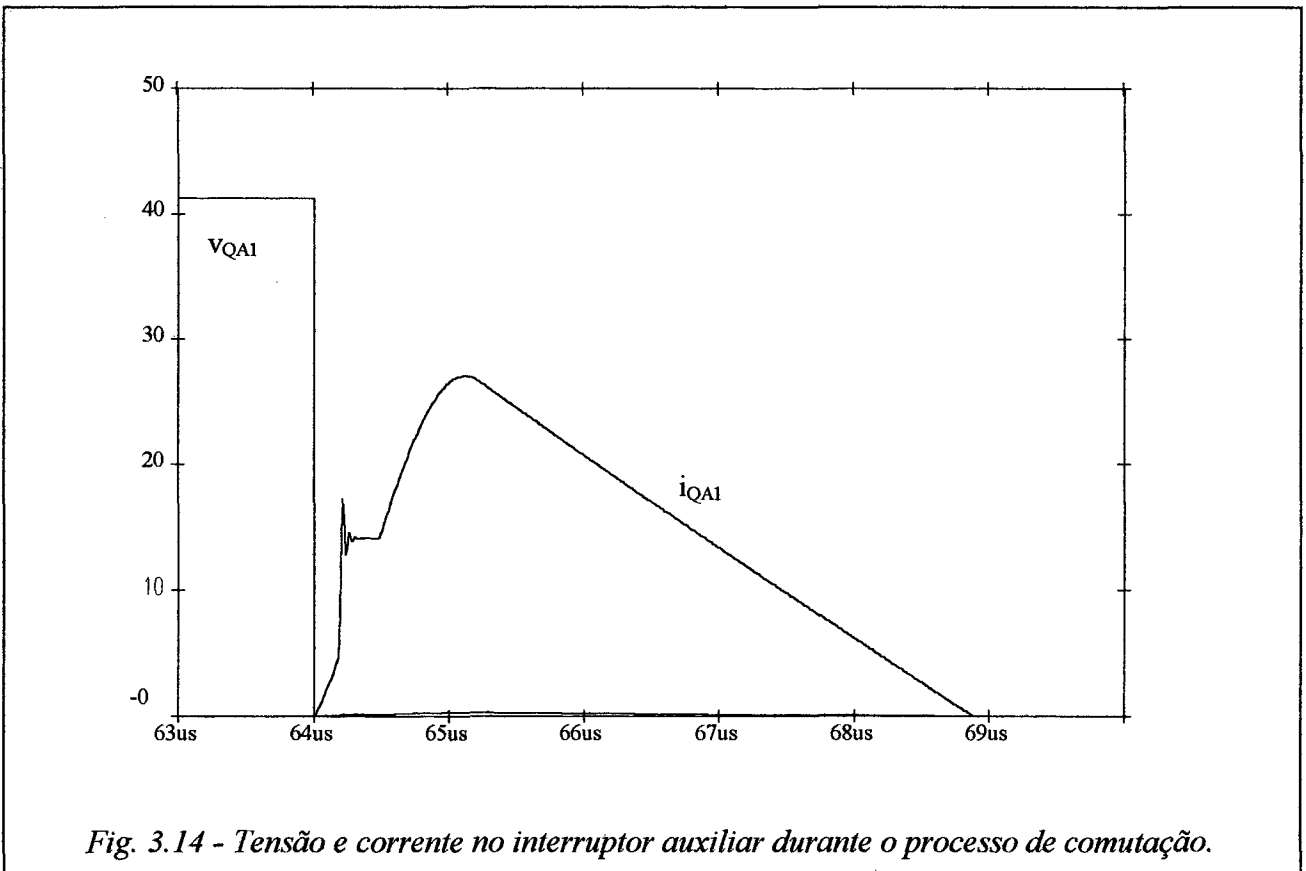


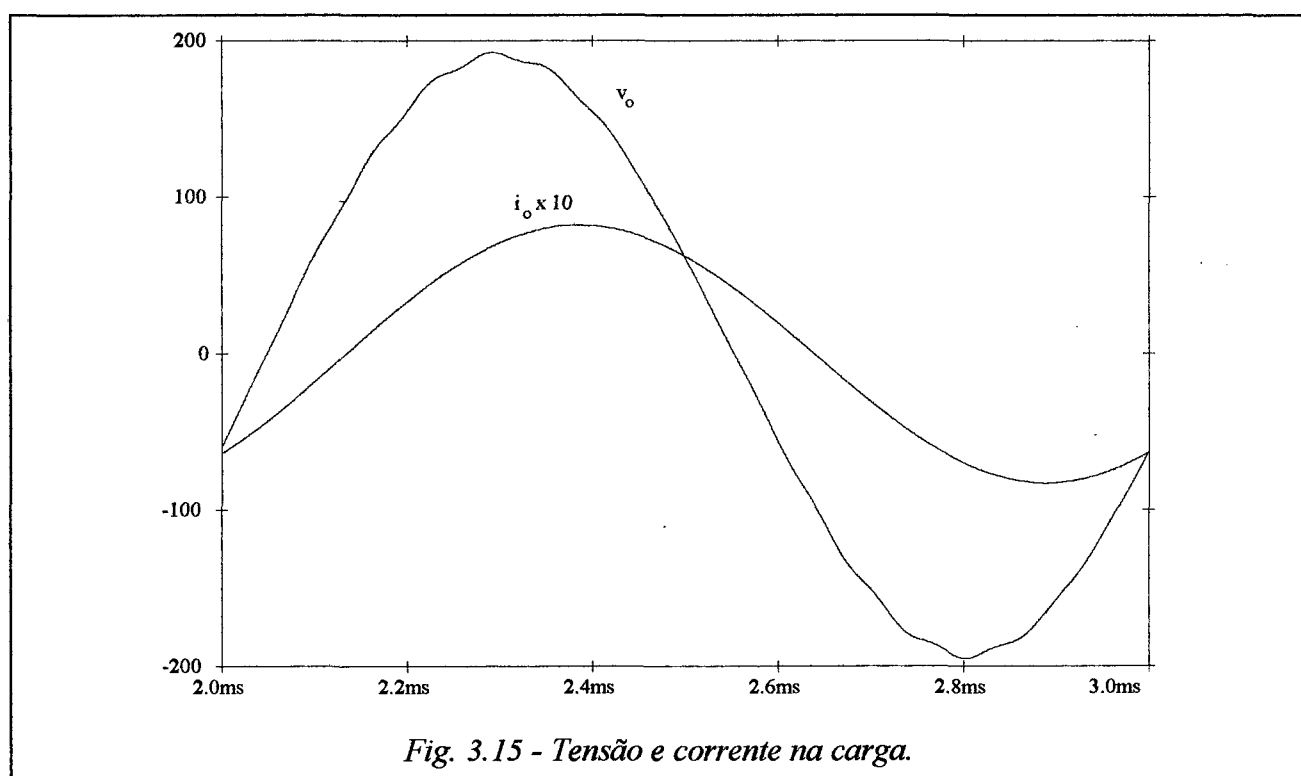
Fig. 3.14 - Tensão e corrente no interruptor auxiliar durante o processo de comutação.

3.5.2 - Variador CA:

O variador CA projetado na seção 3.4.2 foi simulado em computador digital e os resultados são apresentados nas Fig. 3.15 a 3.18. Uma primeira simulação foi realizada utilizando como dados:

- Tensão de entrada: 220 V/ 1 kHz;
- Filtro de saída: $L_F = 1$ mH e $C_F = 10$ μ F;
- Carga: $R_L = 20$ Ω e $L = 1,9$ mH.
- Frequência de comutação: $f_s = 15625$ Hz

Para esta simulação obteve-se a Fig. 3.15, que apresenta a tensão e a corrente na carga.



Uma segunda simulação foi realizada com o objetivo de validar o estudo matemático e, com esse objetivo utilizou-se uma fonte de corrente na carga de 9,1 A e substituiu-se a fonte de alimentação CA por uma de fonte CC de 311 V. A Fig. 3.16 apresenta as formas de onda de tensão e corrente em um interruptor principal, evidenciando a comutação sob tensão zero do mesmo. A Fig. 3.17 apresenta a tensão e a corrente no interruptor auxiliar e mostra claramente a comutação ZCS do mesmo. A tensão no capacitor de descarga e a corrente no indutor ressonante durante a comutação

são apresentadas na Fig. 3.18. Os valores máximos de corrente no indutor ressonante e de tensão nos capacitores ressonante e de descarga obtidos na simulação encontram-se cerca de 15% abaixo dos valores esperados. Considerando as aproximações realizadas na análise matemática (equações 2.157, 2.166 e 2.171), estes resultados são satisfatórios.

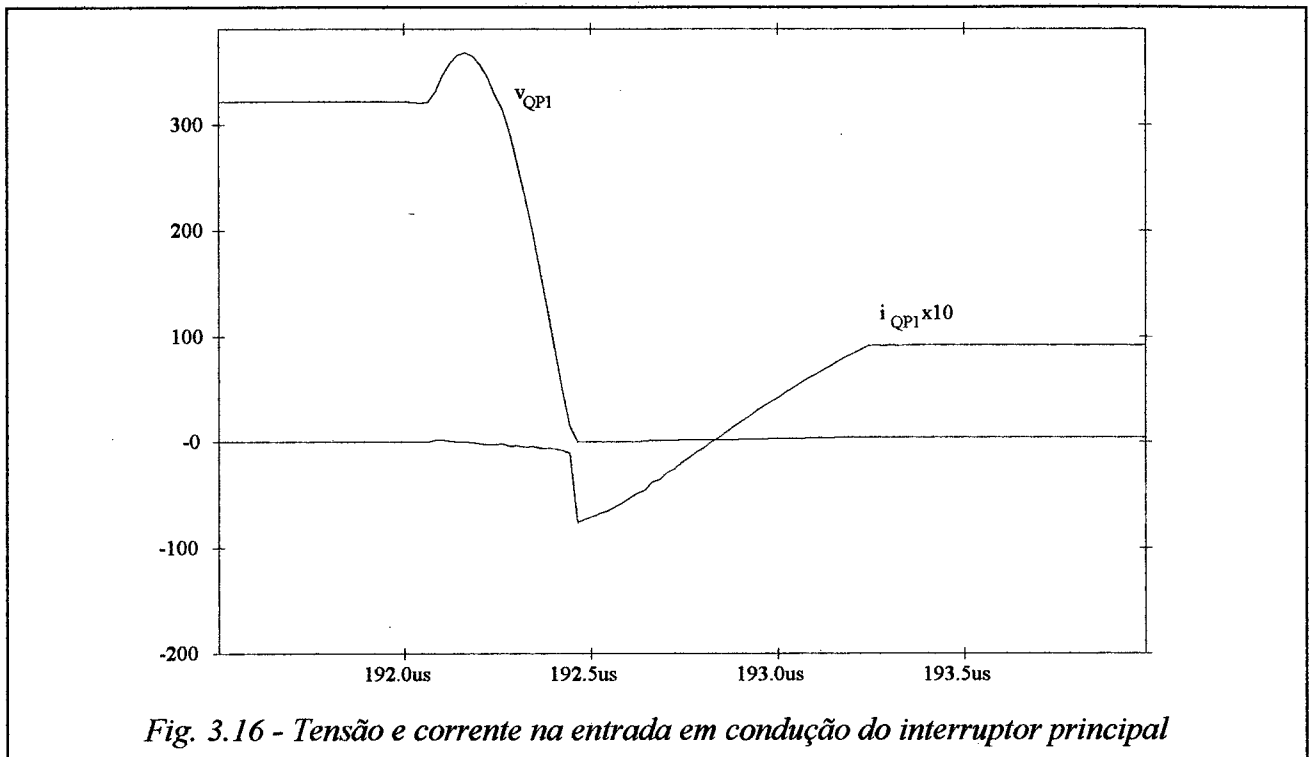


Fig. 3.16 - Tensão e corrente na entrada em condução do interruptor principal

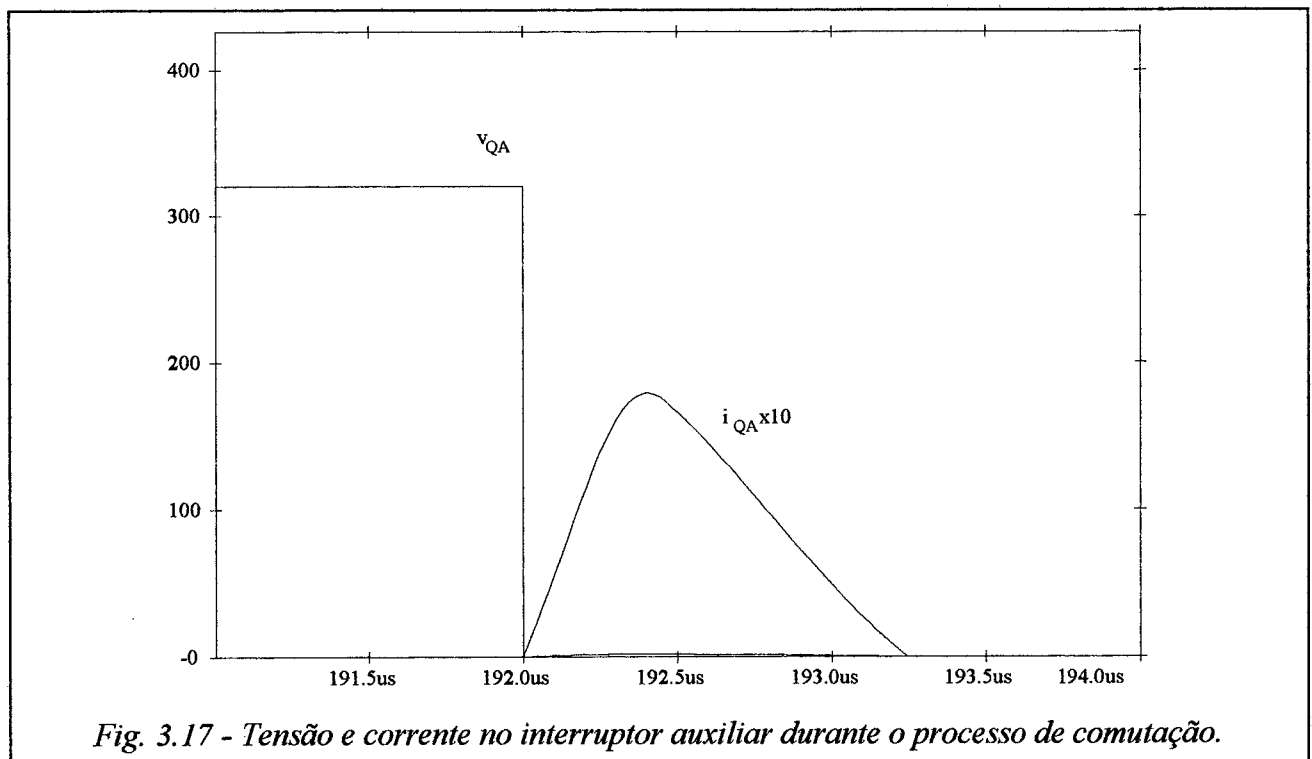


Fig. 3.17 - Tensão e corrente no interruptor auxiliar durante o processo de comutação.

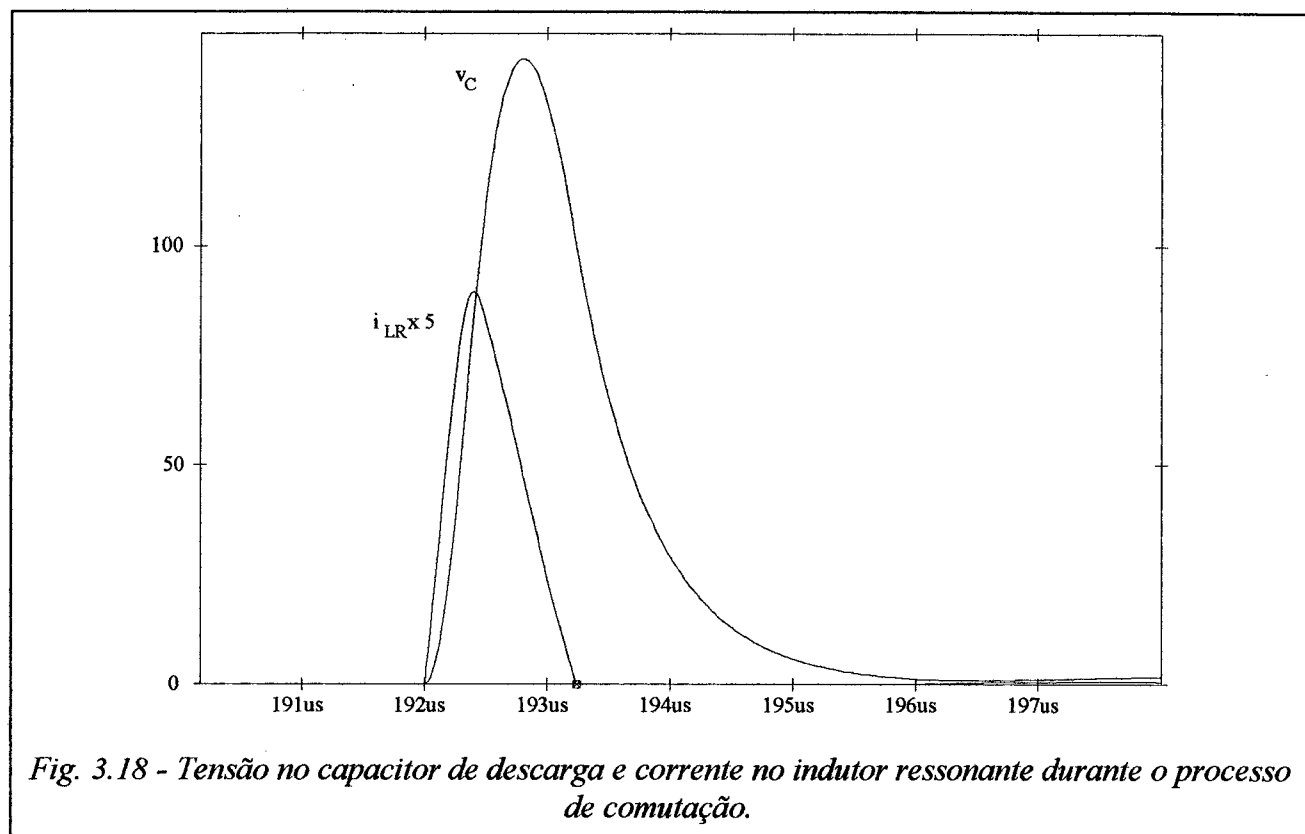


Fig. 3.18 - Tensão no capacitor de descarga e corrente no indutor ressonante durante o processo de comutação.

3.6 - Conclusão:

Neste capítulo foram projetados, através da metodologia desenvolvida, conversores empregando a primeira e a terceira variação topológica da célula de comutação proposta. Estes conversores foram simulados e os resultados mostrados validaram as análises qualitativa e matemática.

No próximo capítulo serão mostrados resultados experimentais obtidos de protótipos de variadores CA e de um conversor direto de frequência.

CAPÍTULO IV

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 - Introdução:

Com o objetivo de comprovar o princípio de funcionamento e a análise quantitativa realizada, foram implementados em laboratório variadores CA PWM monofásicos empregando a terceira e a quarta variações topológicas da célula de comutação proposta e um conversor direto de frequência $3\phi - 1\phi$ empregando a segunda variação topológica.

Para ilustrar a redução nas perdas obtidas utilizando as células propostas foi implementado em laboratório um variador CA com circuito grampeador.

Serão apresentados e comentados os comandos concebidos e os resultados obtidos para estes conversores.

4.2 - Variador CA PWM utilizando a 3ª variação topológica como célula de comutação:

Optou-se por iniciar os estudos experimentais por esta variação da célula de comutação porque ela reúne duas características que facilitam a implementação:

- Todos os interruptores são comandados simultaneamente;
- Não há necessidade de uma fonte auxiliar para realizar a comutação.

4.2 1- Circuito de comando:

a. Circuito de comando de gate:

O circuito concebido para o comando do gate dos IGBTs é apresentado na Fig. 4.1.

O sinal recebido do circuito de controle, a ser apresentado no próximo item, é isolado através da utilização de um opto-acoplador. Após ser isolado, o sinal é amplificado e enviado, simultaneamente, aos dois interruptores principais e para o interruptor auxiliar. Observa-se que os interruptores principais são comandados como tiristores-duais [9], sendo assim, o comando implementado oferece proteção contra eventuais sobrecorrentes.

b. Circuito de Controle:

A Fig. 4.2 apresenta o circuito de controle implementado.

O circuito integrado TCA 785 tem como função sincronizar os pulsos de alta frequência gerados pelo CI 3524, com a passagem por zero da rede de alimentação. Como o variador CA monofásico apresenta dois interruptores bidirecionais, há a necessidade de dois sinais de comando complementares sem presença de tempo morto. Esta imposição justifica o uso das duas saídas para gerar um único sinal de comando, sendo que o sinal complementar é obtido pela inversão deste primeiro sinal.

4.2.2 - Variador CA PWM implementado:

O Variador CA implementado, cujo circuito de comutação foi projetado no Capítulo III, é apresentado na Fig. 4.3.

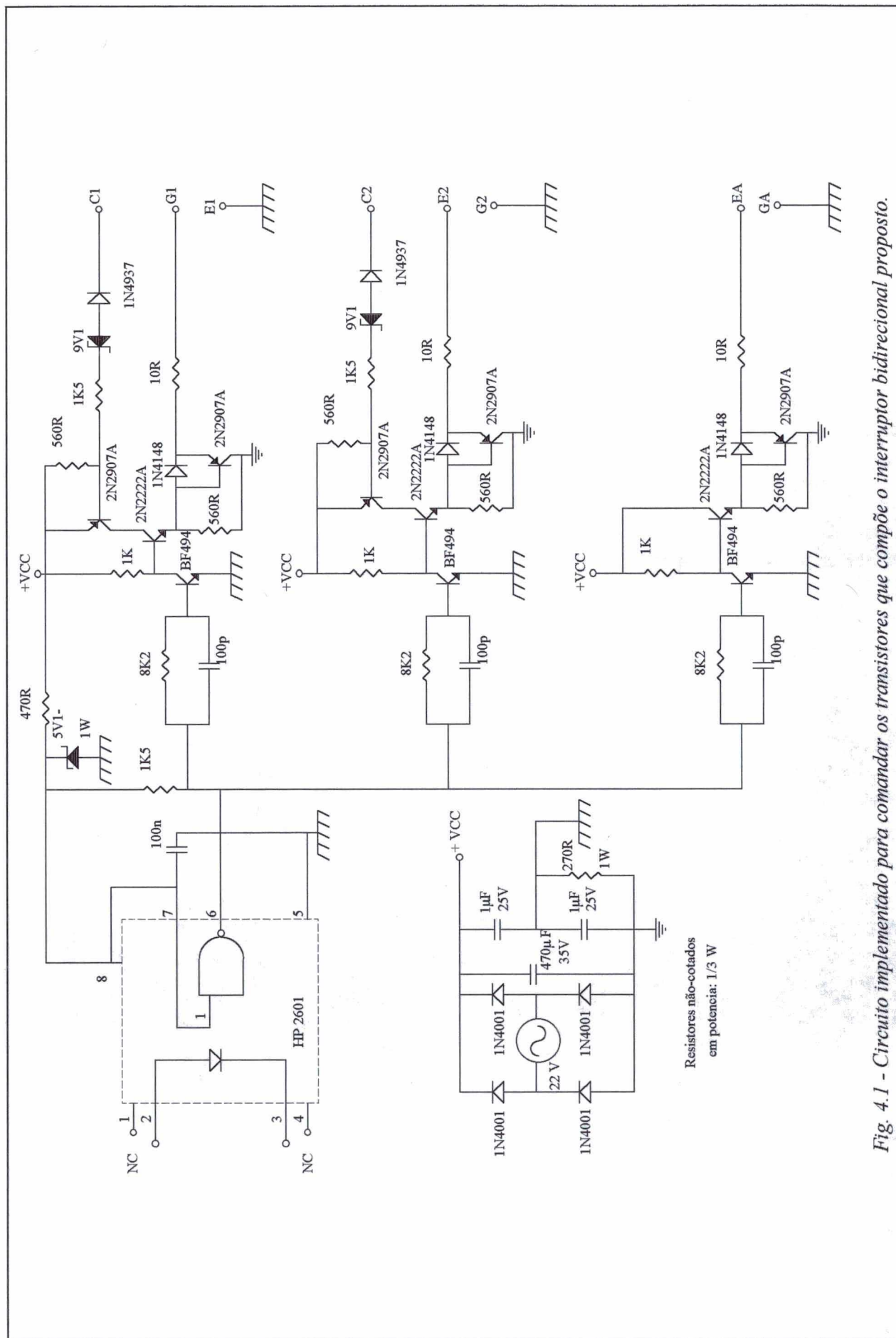


Fig. 4.1 - Circuito implementado para comandar os transistores que compõe o interruptor bidirecional proposto.

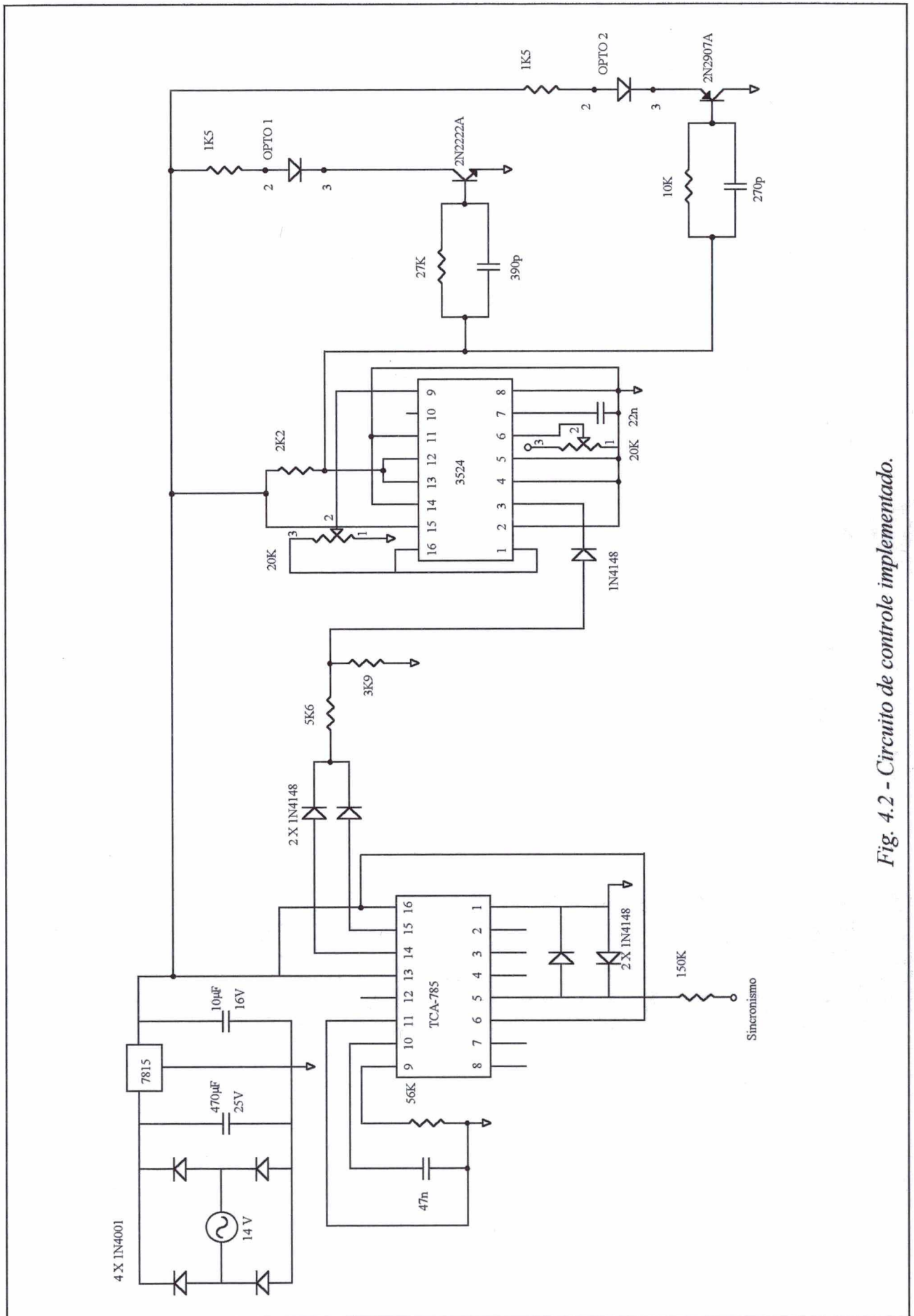


Fig. 4.2 - Circuito de controle implementado.

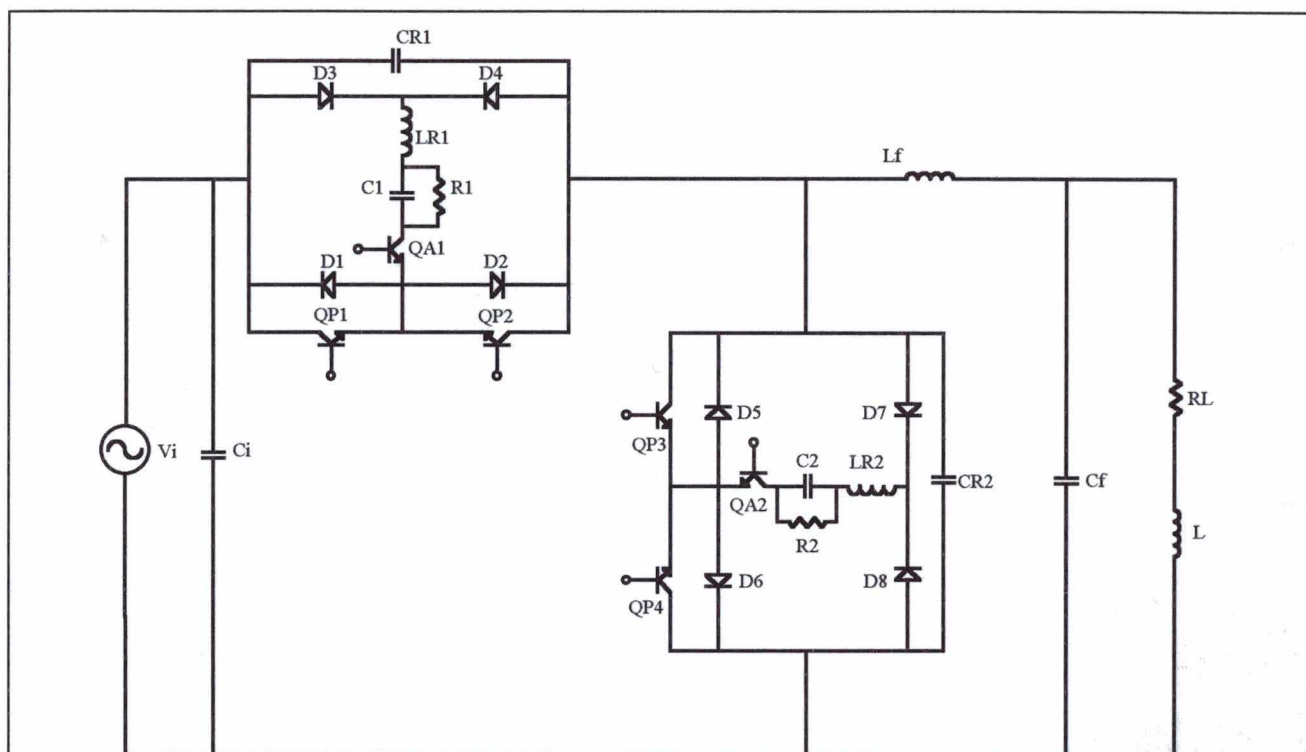


Fig. 4.3 - Variador CA implementado, onde:

- $Q_{P1}, Q_{P2}, Q_{P3}, Q_{P4}, Q_{A1}, Q_{A2}$: IG20N50A;

- $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7, D_8$: MUR840;

- L_{R1}, L_{R2} : $5 \mu H$;

- C_{R1}, C_{R2} : $2,2 nF$;

- C_1, C_2 : $47 nF$

- R_1, R_2 : $16 \Omega / 6W$;

- L_f : $500 \mu H$

- C_f : $20 \mu F$;

- R_L : $0 \rightarrow 20 \Omega$;

- L : $16 mH$;

- $f_i = 60 Hz$;

- C_i : $2 \mu F$.

4.2.3 - Resultados experimentais:

Inicialmente, com o objetivo de observar a comutação dos interruptores principais, a fonte de alimentação CA foi substituída por uma fonte de tensão contínua e suprimiu-se o filtro de saída. Os resultados são mostrados na Fig. 4.4, para uma potência na saída de 393 W. Observa-se, na Fig. 4.4.a, que na entrada em condução dos interruptores principais não ocorrem perdas de comutação e que aparece uma pequena sobretensão sobre os mesmos. Esta sobretensão é inferior a

prevista¹ porque não ocorre a transferência imediata da corrente de carga para o conjunto dos capacitores ressonantes suposta teoricamente, já que os interruptores não bloqueiam instantaneamente e apresentam corrente de cauda. No bloqueio dos interruptores, Fig. 4.4.b, ocorrem perdas, inerentes à comutação ZVS, reforçadas pelo fato dos IGBTs empregados apresentarem elevada corrente de cauda. Observa-se, também, na Fig. 4.4.b, uma elevação da corrente no interruptor Q_{P1} antes do bloqueio. Este fenômeno é explicado pela existência de uma pequena e indesejável superposição entre os pulsos de comando dos interruptores, o que faz com que o interruptor Q_{P1} conduza, durante este intervalo, a corrente do interruptor auxiliar Q_{A2} . É possível reduzir a superposição entre os pulsos de comando modificando os tempos de comutação dos opto-acopladores dos circuitos de comando dos interruptores bidirecionais (Fig. 4.1) e dos transistores que controlam a corrente de entrada dos opto-acopladores (Fig. 4.2).

As Fig. 4.5 e 4.6 apresentam resultados obtidos a partir de uma alimentação CA de 110 V, 60 Hz, para uma potência de saída de 162 W. A Fig. 4.5 mostra a tensão e a corrente em um IGBT do interruptor bidirecional S_1 . A tensão e a corrente na entrada do conversor e na carga são apresentadas na Fig. 4.6. Todos os resultados foram obtidos para uma frequência de comutação igual a 10 kHz.

4.3 - Variador CA PWM utilizando a 4ª variação topológica como interruptor bidirecional:

4.3 1- Circuito de comando:

a. Circuito de comando de gate

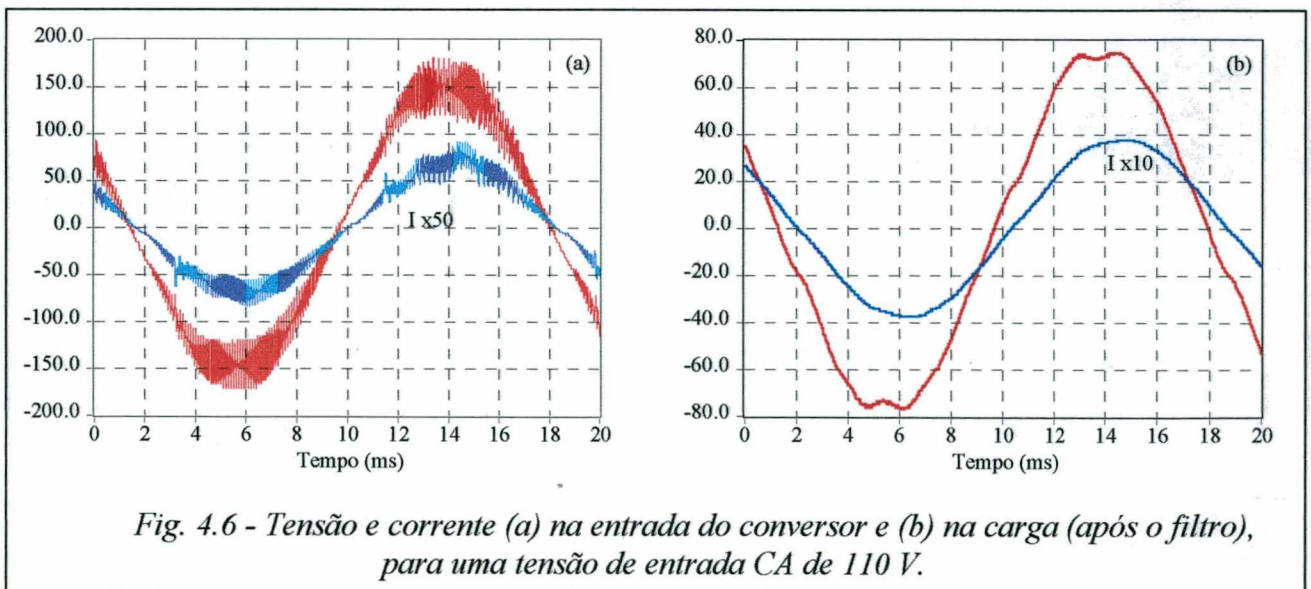
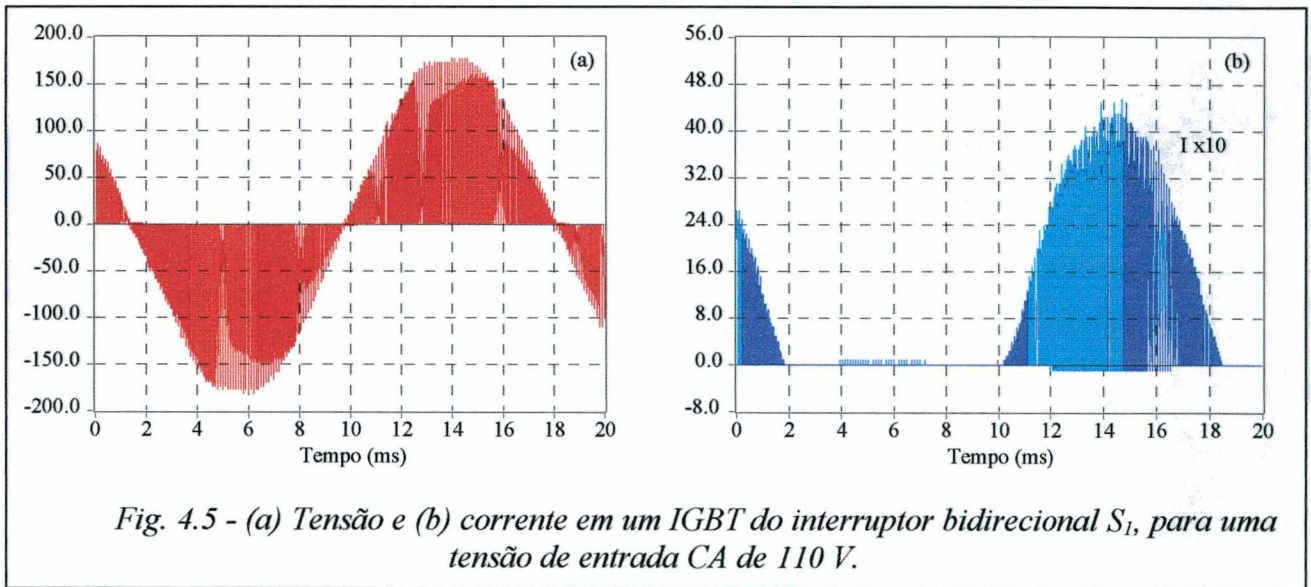
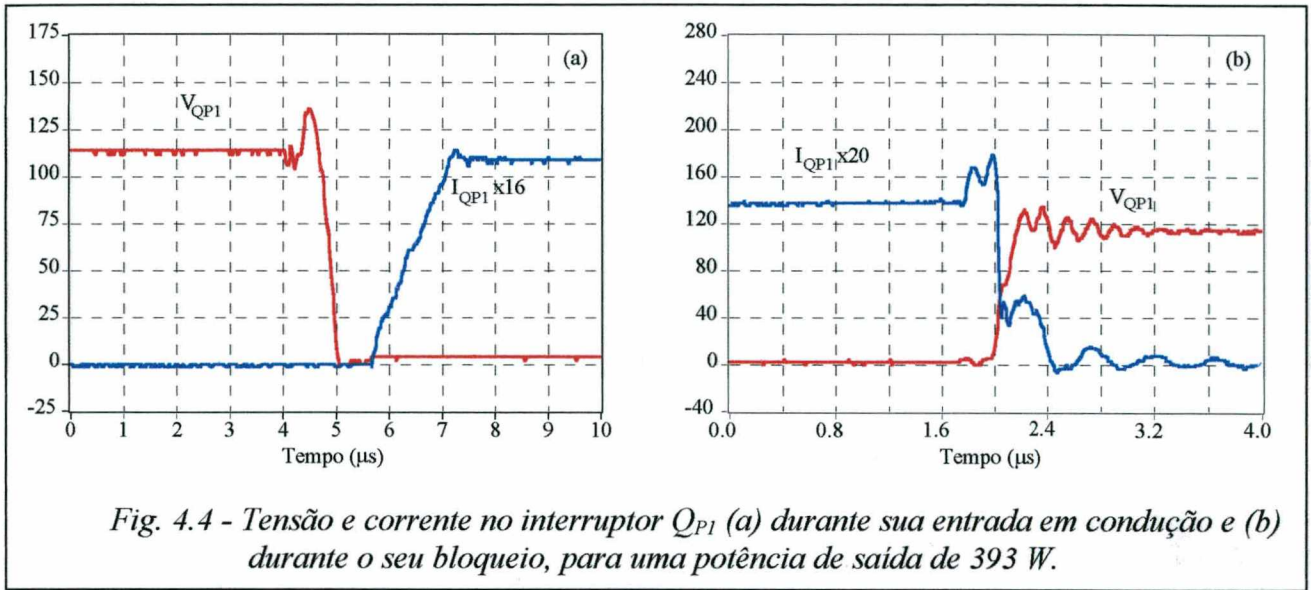
Como nesta variação topológica é preciso bloquear o interruptor auxiliar antes do interruptor principal, foi necessário promover uma pequena alteração no circuito de comando de gate da Fig. 4.1. Nesta versão do circuito de gate o sinal procedente do opto-acoplador comuta o estado da saída de um monoestável (74121) utilizado para ajustar o tempo de condução do interruptor auxiliar. Esta alteração é mostrada na Fig. 4.7.

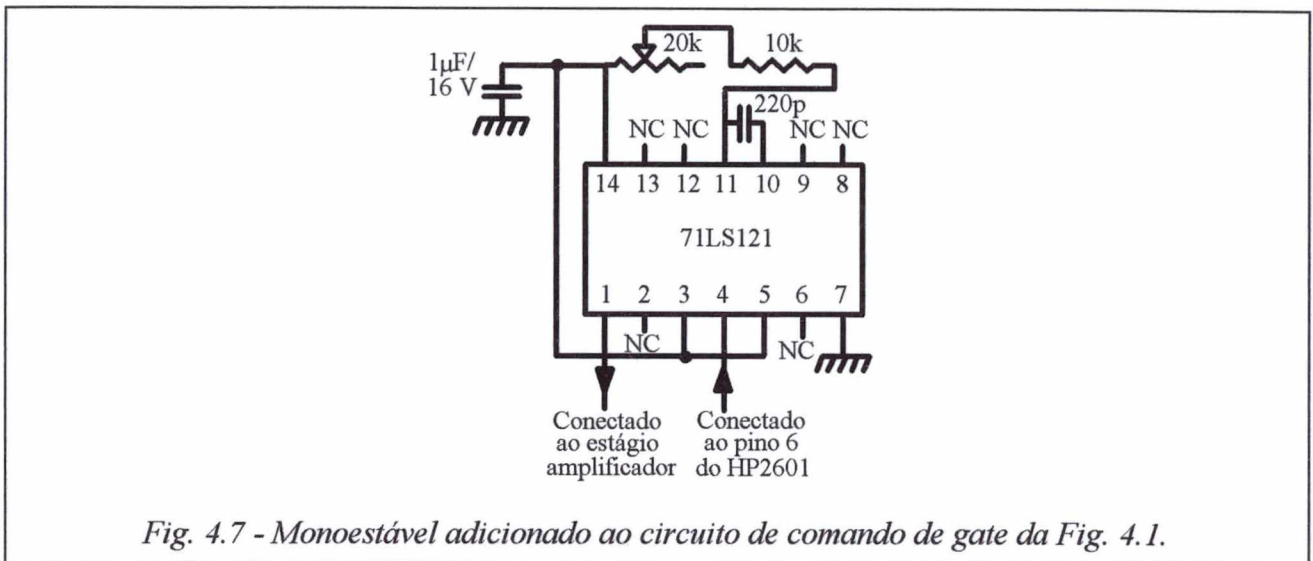
¹ A sobretensão prevista para esta condição de comutação é obtida pelo procedimento abaixo:

a. A partir da Fig. 4.4.a obtém-se $I = 6,9$ A e $v_{CR1} = 114,5$ V. Assim,

$$\epsilon = \frac{I \cdot Z_0}{v_{CR1}} = \frac{6,9 \cdot 33,7}{114,5} \cong 2$$

b. Da Fig. 3.6, $\frac{v_{CR1max}}{v_{CR1}} = 2,2 \Rightarrow v_{CR1max} = 252$ V





b. Circuito de Controle:

É utilizado o circuito da Fig. 4.2 sem alterações.

4.3.2 - Variador CA PWM implementado:

O Variador CA implementado é apresentado na Fig. 4.8.

4.3.3 - Resultados experimentais

As formas de onda experimentais obtidas para uma potência na entrada de 1kW e uma frequência de comutação de 20 kHz são mostradas nas Fig. 4.9 e 4.10. A Fig. 4.9.a que ilustra a entrada em condução do transistor Q_{P1} , confirma que as células propostas apresentam sobretensões inferiores as previstas teoricamente. Nesta figura, observa-se claramente o bloqueio antecipado do interruptor auxiliar Q_{A1} , cujo tempo de condução foi fixado em cerca de 2 μ s. Na Fig. 4.9.b, observa-se a elevação da corrente no interruptor Q_{P1} antes do bloqueio, fenômeno explicado pela existência de uma pequena e indesejável superposição entre os pulsos de comando dos interruptores. A Fig. 4.10 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na carga e na entrada do conversor.

4.4 - Variador CA com circuito grampeador

Para ilustrar a redução nas perdas obtidas utilizando a célula proposta em variadores CA foi implementado em laboratório um variador CA com grampeador.

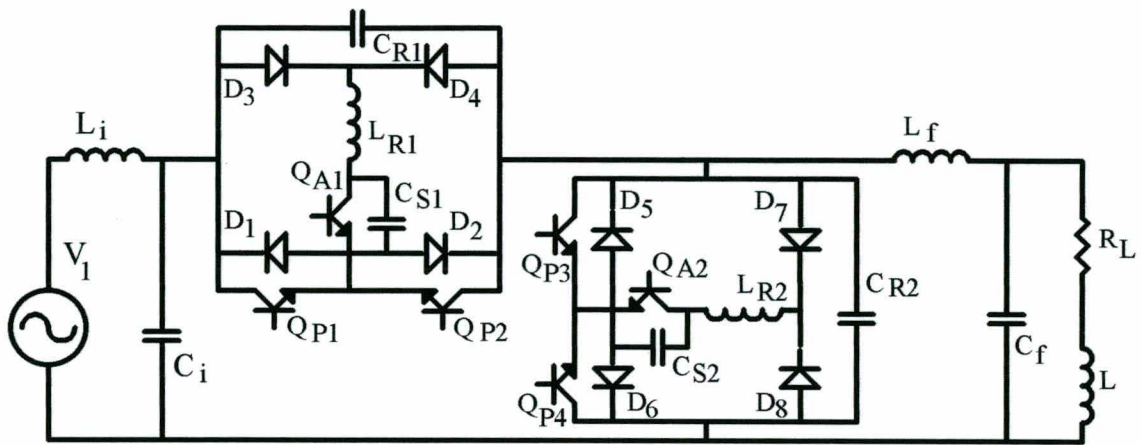


Fig. 4.8 - Diagrama do estágio de potência do variador CA a interruptor bidirecional com célula de comutação ZVS implementado, onde:

- $Q_{P1}, D_1, D_3; Q_{P2}, D_2, D_4; Q_{P3}, D_5, D_7; Q_{P4}, D_6, D_8$: SKM25GAL100D;
- Q_{A1}, Q_{A2} : ID2260a2
- L_{R1}, L_{R2} : $8 \mu\text{H}$;
- C_{R1}, C_{R2} : $3,3 \text{ nF}$;
- C_{S1}, C_{S2} : 10 nF ;
- L_f : $500 \mu\text{H}$;
- C_f : $20 \mu\text{F}$
- R_L : $0 \rightarrow 20 \Omega$;
- L : $10,4 \text{ mH}$;
- $V_i = 220/60 \text{ Hz}$;
- C_i : $10 \mu\text{F}$;
- L_i : $565 \mu\text{H}$.

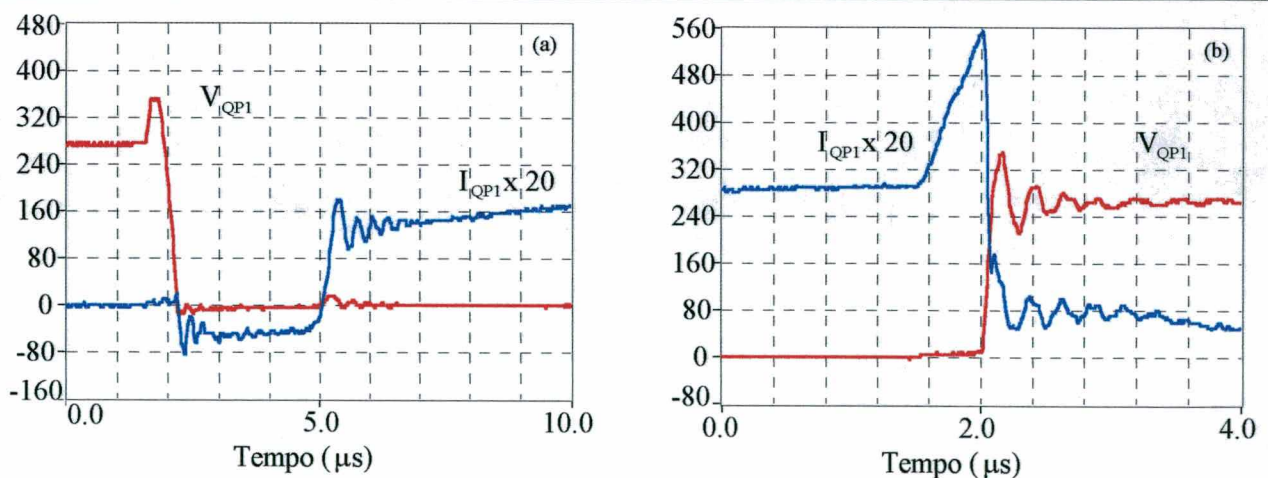
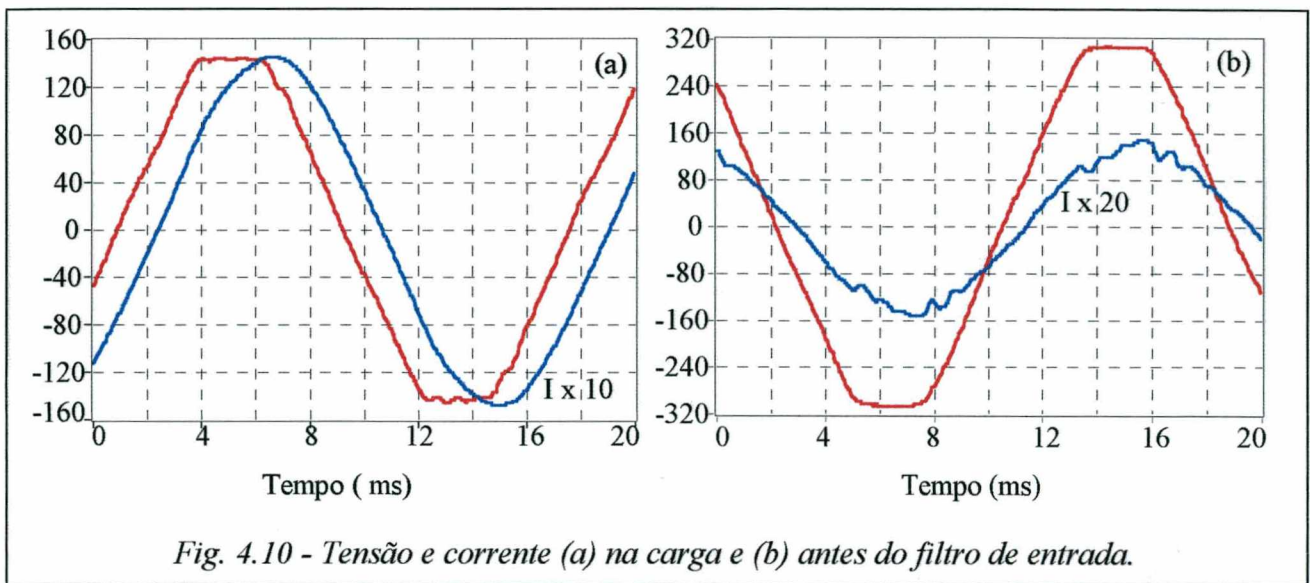


Fig.4.9 - Tensão e corrente em $Q_{P1} - D_1$ (a) durante a entrada em condução e (b) durante o bloqueio.



4.4.1 - Circuito de comando:

a. Circuito de comando de gate

O circuito concebido para o comando do gate dos IGBTs é apresentado na Fig. 4.11.

b. Circuito de Controle.

Para gerar os sinais de comando do variador CA com grameador foram feitas algumas modificações no circuito da Fig. 4.2. Devido a necessidade de tempo morto, as duas saídas do CI 3524 foram utilizadas para gerar os sinais de comando dos interruptores bidirecionais. O circuito de controle modificado é apresentado na Fig. 4.12.

4.4.2 - Variador CA com circuito grameador implementado

O Circuito de potência do variador implementado é mostrado na Fig. 4.13. A metodologia para projeto do circuito grameador² é apresentada na referência [3].

2 Parâmetros utilizados para projeto:

$\Delta t = 2 \mu s$;

$f = 20 \text{ kHz}$;

$I_{CM} = 13,6 \text{ A}$;

$E_g = 311 \text{ V}$.

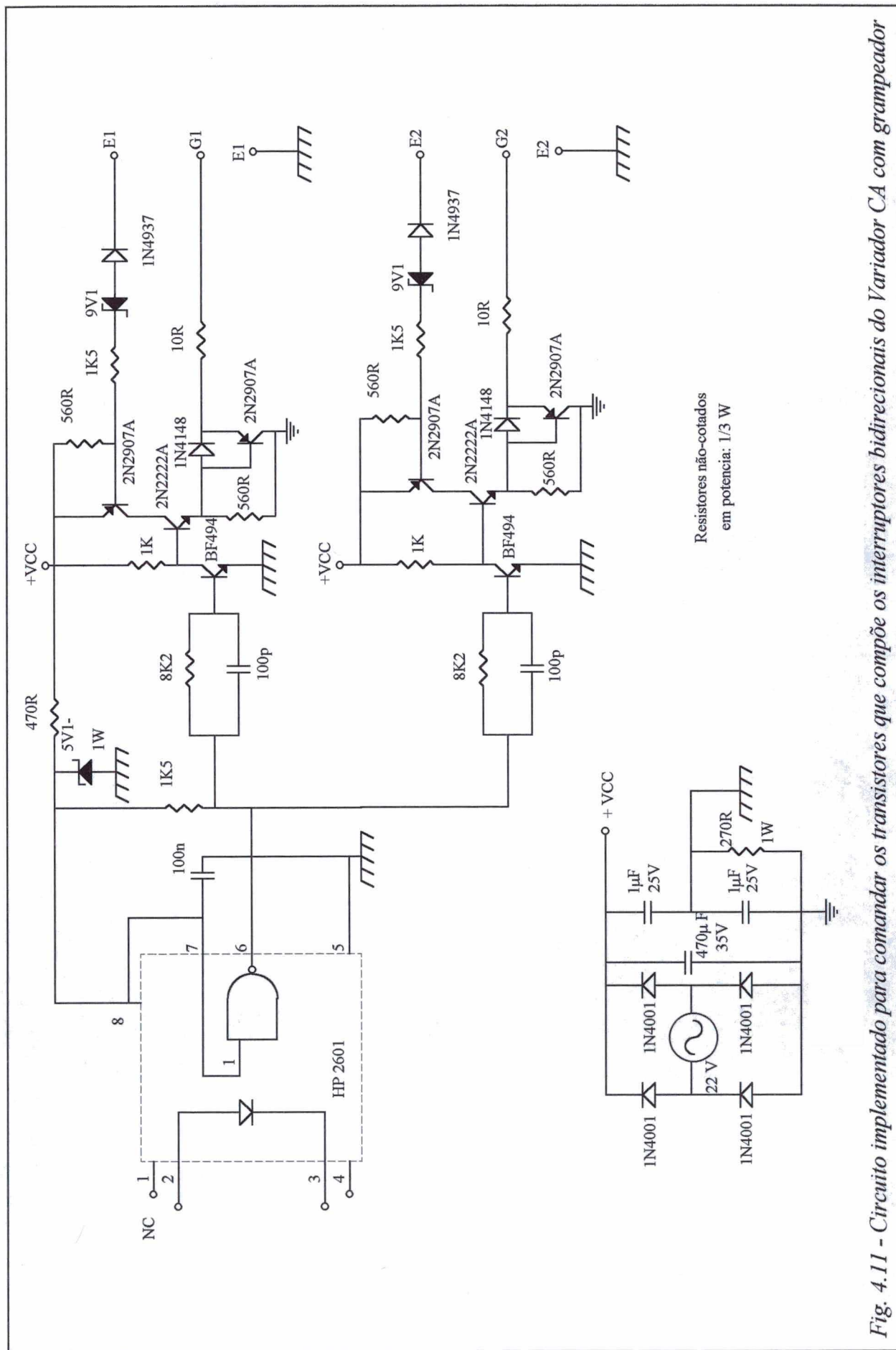


Fig. 4.11 - Circuito implementado para comandar os transistores que compõe os interruptores bidirecionais do Variador CA com grampeador

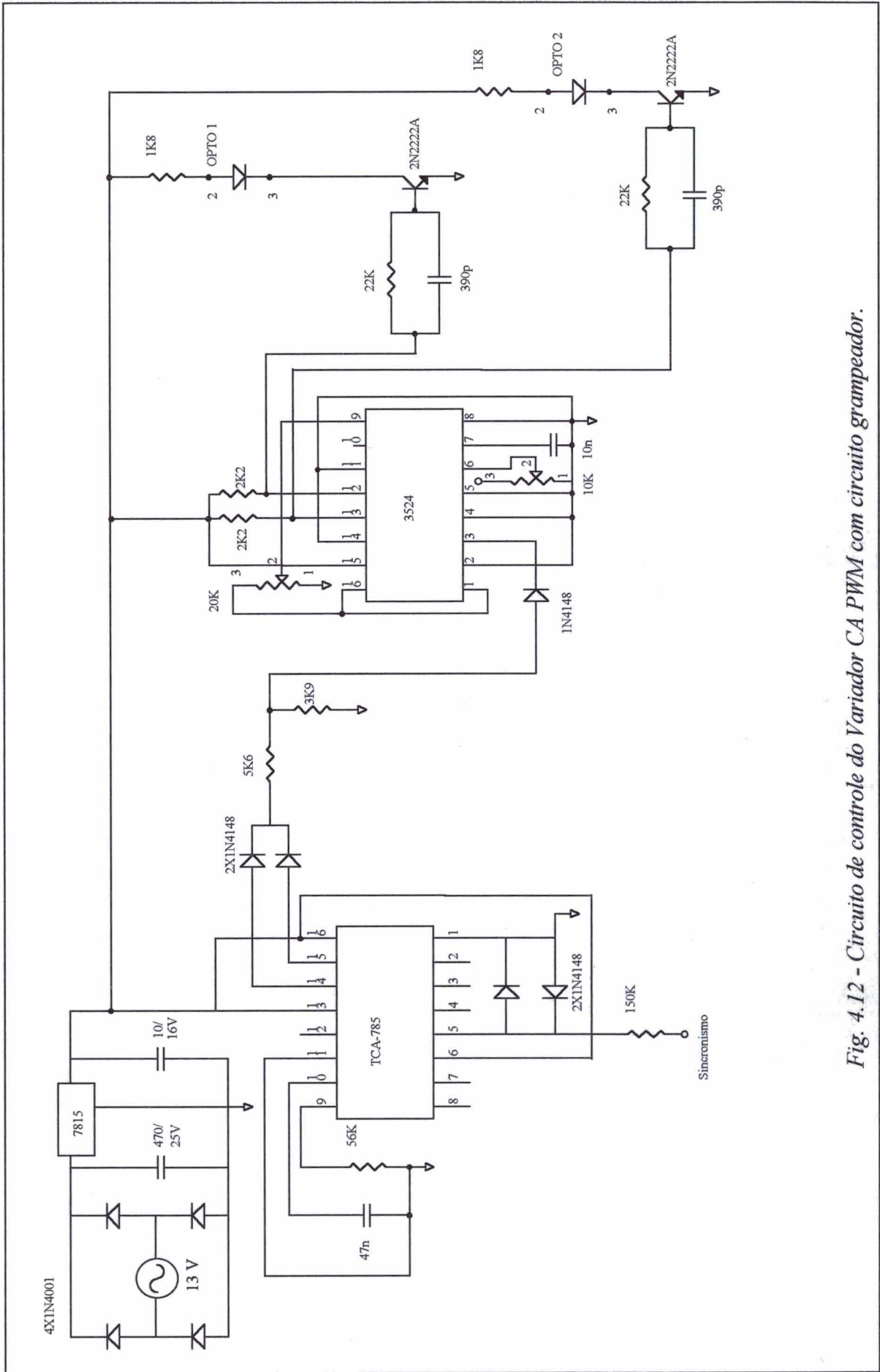


Fig. 4.12 - Circuito de controle do Variador CA PWM com circuito grampeador.

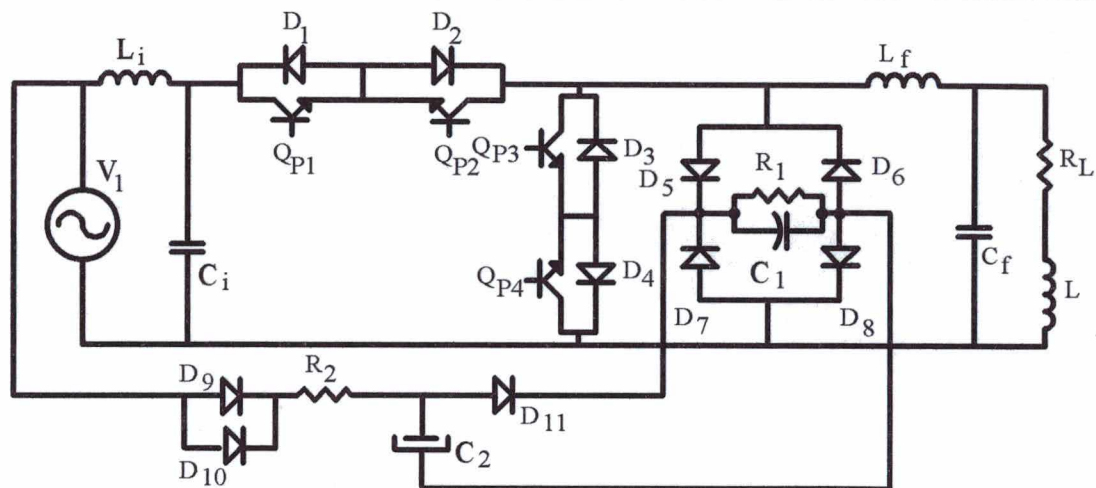


Fig. 4.13 - Diagrama do estágio de potência do variador CA a interruptor bidirecional com circuito grameador implementado, onde:

- Q_{P1} , D_1 - Q_{P2} , D_2 - Q_{P3} , D_3 - Q_{P4} , D_4 : SKM25GAL100D;

- D_5 , D_6 , D_7 e D_8 : MUR860;

- D_{11} : MUR 840;

- D_9 , e D_{10} : SK3/04;

- L_f : 500 μ H;

- C_f : 20 μ F;

- C_1 : 1 μ F;

- C_2 : 100 μ F;

- R_1 : 270 Ω /250 W;

- R_2 : 220 Ω /10 W;

- R_L : 0 \rightarrow 20 Ω ;

- L : 10,4 mH;

- $V_i = 220\text{sen}(2\pi f_i t)$, com $f_i = 60$ Hz;

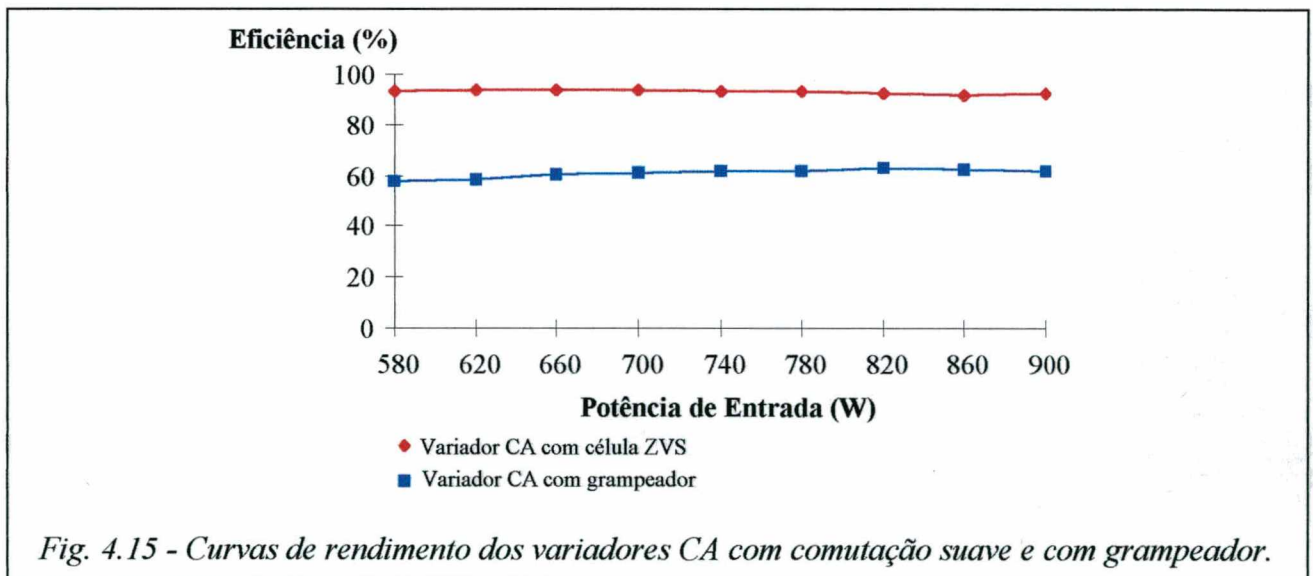
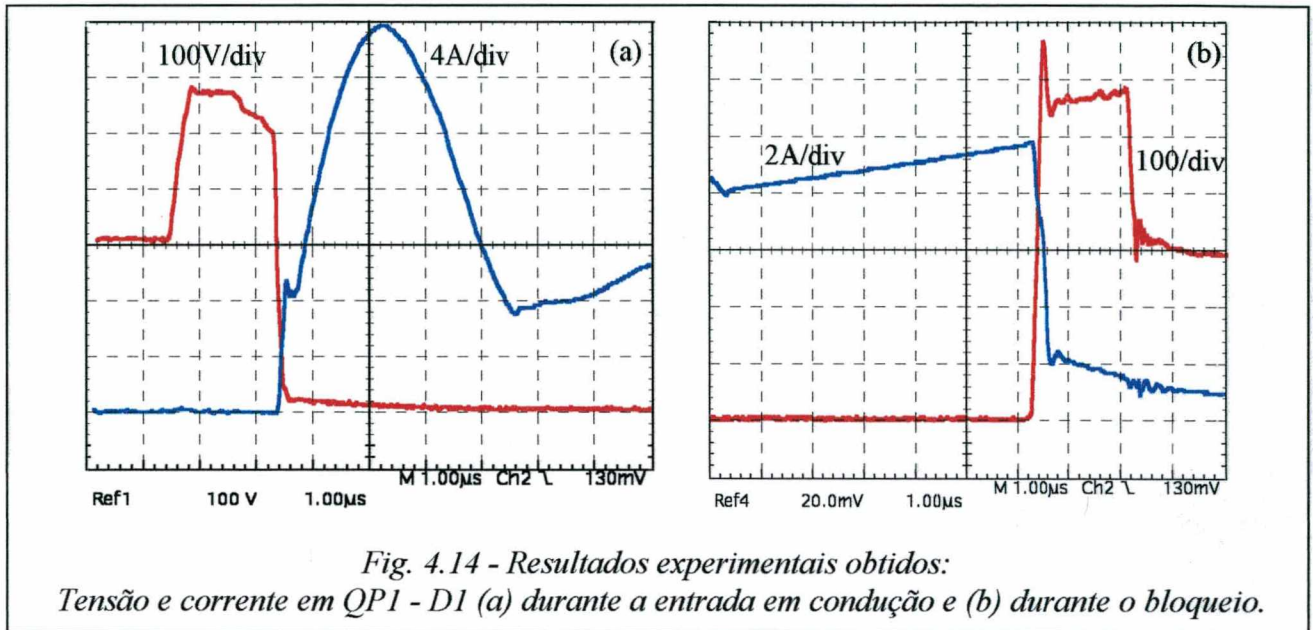
- C_i : 10 μ F;

- L_i : 565 μ H.

4.4.3 - Resultados experimentais

As formas de onda do processo de comutação dos interruptores bidirecionais são mostradas na Fig. 4.14. Nesta figura, observa-se o efeito do grameador na tensão de coletor dos transistores. Em ambas as comutações observa-se que a tensão do coletor tem uma elevação que ocorre durante o tempo morto devido à ação do circuito grameador. Observa-se, também, uma sobrecorrente na entrada em condução dos transistores, devido ao “tempo de cauda” dos mesmos ser superior ao tempo morto ajustado para 2 μ s.

Para ilustrar a redução nas perdas obtida utilizando as células com comutação suave propostas, a eficiência dos protótipos das Fig. 4.8 e 4.13 foram medidas e os resultados obtidos são mostrados na Fig. 4.15. A célula que utiliza o princípio de comutação suave ZVS apresenta um rendimento trinta por cento superior.



4.5 - Conversor direto de frequência

Optou-se pela implementação do conversor direto de frequência com comando em seqüência anti-simétrico [18,19] utilizando como célula de comutação a 2ª variação topológica porque esta é variação que emprega fonte auxiliar sem apresentar restrições para a ocorrência de

comutação natural, adequando-se, assim, ao comando empregado.

4.5.1 - Circuito de comando:

a. Circuito de comando de gate

Dificuldades iniciais com o protótipo do conversor direto de frequência e a experiência adquirida na implementação dos variadores CA conduziram a alterações no circuito de comando dos transistores da Fig. 4.1:

- Nas implementações dos variadores CA utilizou-se um transformador com quatro secundários para implementar a fonte de alimentação dos circuitos de comando de gate de cada interruptor bidirecional e do circuito de controle. Observou-se em ensaios preliminares com o conversor direto de frequência que a comutação de um interruptor de uma fase, através do acoplamento entre secundários, provocava disparos indesejáveis de interruptores de outra fase. Assim, resolveu-se utilizar quatro transformadores na implementação das fontes auxiliares;

- Substituiu-se o opto-acoplador HPCL-2601 pelo HPCL-2211, que apresenta maior imunidade a transientes de modo comum e mais larga faixa de tensão de alimentação, garantindo-se maior imunidade a ruídos;

- Aumentou-se o resistor de gate com o objetivo de aumentar o tempo de entrada em condução dos interruptores e evitar disparos indesejáveis por dv/dt ;

- Para ajustar o tempo de condução do interruptor auxiliar, substituiu-se o monoestável TTL 74121 por uma configuração a transistor, medida que aumenta a imunidade a ruídos do comando.

O circuito concebido para o comando do gate dos IGBTs é apresentado na Fig. 4.16.

b. Circuito de Controle

O circuito de controle concebido [17] é apresentado na Fig. 4.17.

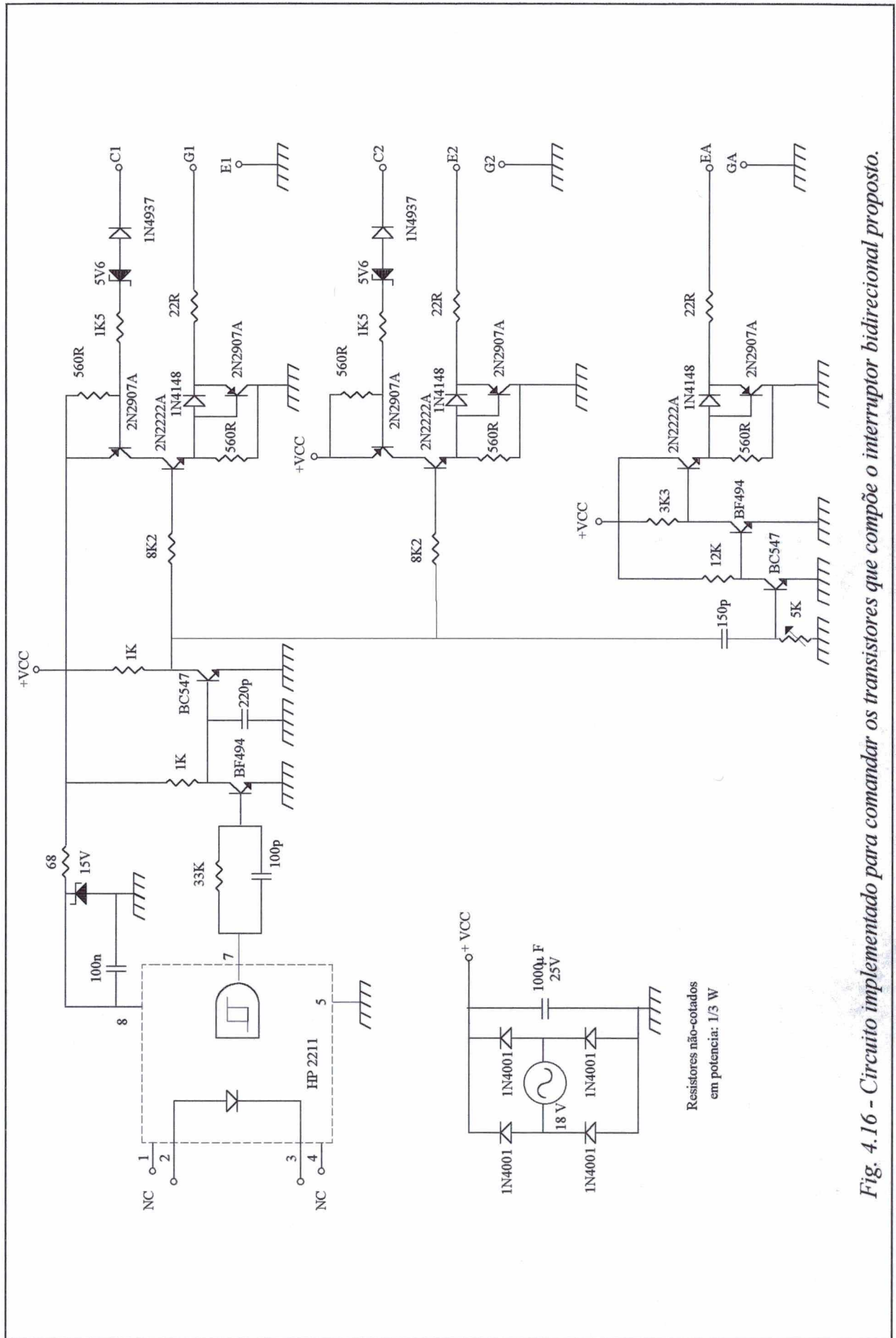


Fig. 4.16 - Circuito implementado para comandar os transistores que compõe o interruptor bidirecional proposto.

Os pulsos de comando dos interruptores são gerados a partir da varredura dos dados armazenados na memória 2732. O conjunto de 23 pulsos fixos do período de modulação de 200 Hz (padrões) foram calculados através de um programa de otimização dos tempos de comutação de conversores diretos (OPS01D) para uma relação de tensão entrada/saída de 2,05 e, posteriormente, processados pelo programa EPROM [20] para que pudessem ser gravados na memória.

4.5.2 - Conversor implementado

O Conversor Direto de Frequência Trifásico-Monofásico implementado é apresentado na Fig. 4.18.

4.5.3 - Resultados experimentais

A comutação de um interruptor auxiliar é apresentada na Fig. 4.19. Nesta figura, observa-se que a entrada em condução destes interruptores é ZCS e o bloqueio é dissipativo. A Fig. 4.20 evidencia a comutação ZVS dos interruptores principais, a supressão das sobretensões sobre os interruptores no bloqueio devido a elevação da resistência de gate que tornou as comutações mais lentas e a redução substancial da superposição entre os pulsos de comando dos interruptores em relação ao que ocorreu nos variadores CA. A Fig. 4.21.a apresenta a tensão antes do filtro de saída para a tensão nominal de entrada. A corrente e tensão na carga para uma potência de saída de 762 VA são mostradas pela Fig. 4.21.b.

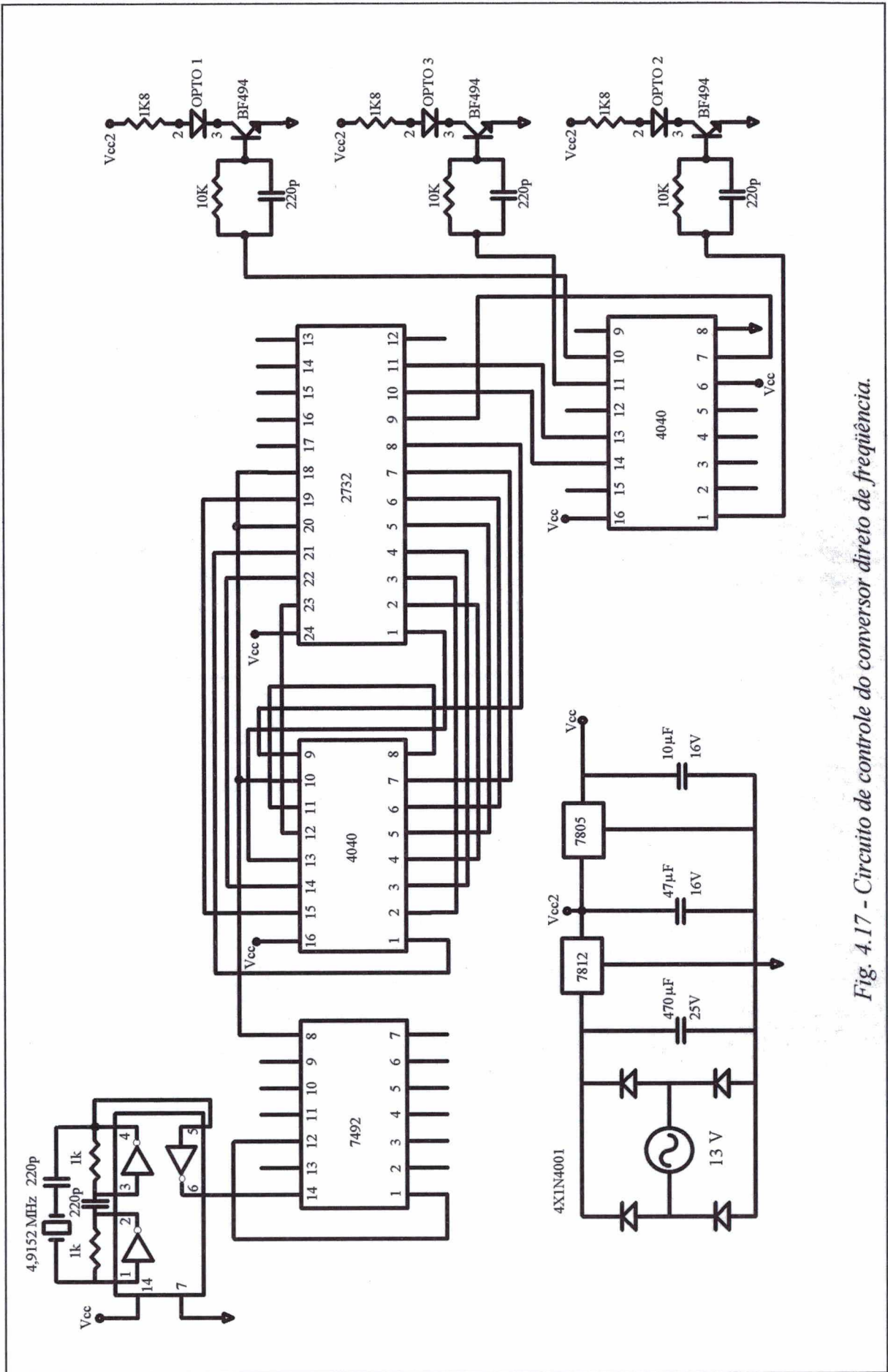


Fig. 4.17 - Circuito de controle do conversor direto de frequência.

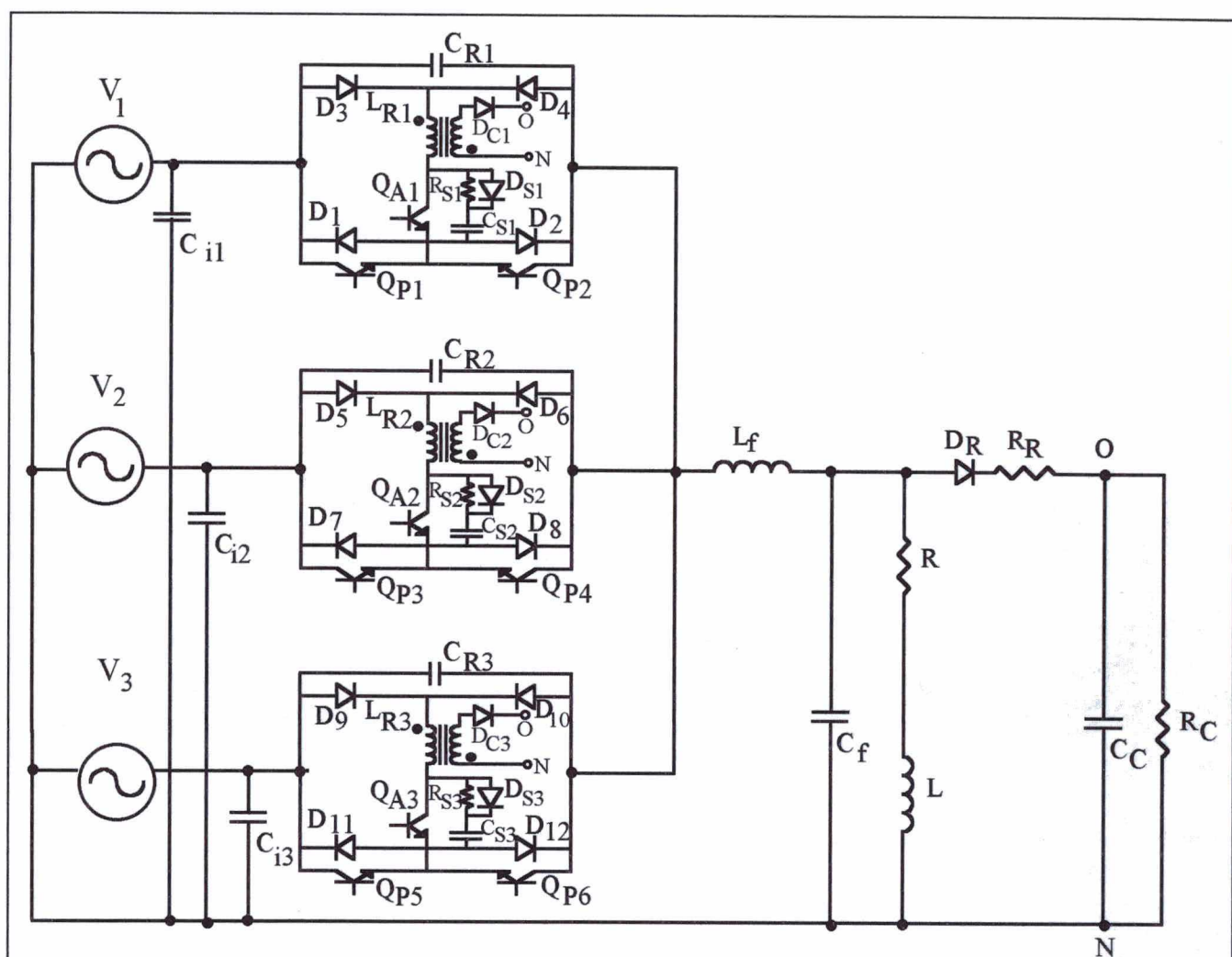


Fig. 4.18 - Estágio de potência do conversor direto implementado:

- Q_{P1} , Q_{P2} , Q_{P3} , Q_{P4} , Q_{P5} e Q_{P6} : APT40GF100;
- Q_{A1} , Q_{A2} e Q_{A3} : IRGPH40F;
- D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 , D_6 , D_7 , D_8 , D_9 , D_{10} , D_{11} e D_{12} : APT30D100;
- D_{C1} , D_{C2} , D_{C3} , D_{S1} , D_{S2} e D_{S3} : APT15D100;
- D_R : SK3/08;
- C_{i1} , C_{i2} e C_{i3} : $9 \mu F$;
- C_{S1} , C_{S2} e C_{S3} : $0,01 \mu F$;
- C_{R1} , C_{R2} e C_{R3} : $2,2 nF$;
- C_f : $75 \mu F$;
- C_C : $47 \mu F$;
- L_{R1} , L_{R2} e L_{R3} : $8 \mu H$
- R_{S1} , R_{S2} e R_{S3} : 100Ω
- R_R : 10Ω
- R_C : $750 \Omega / 50 W$

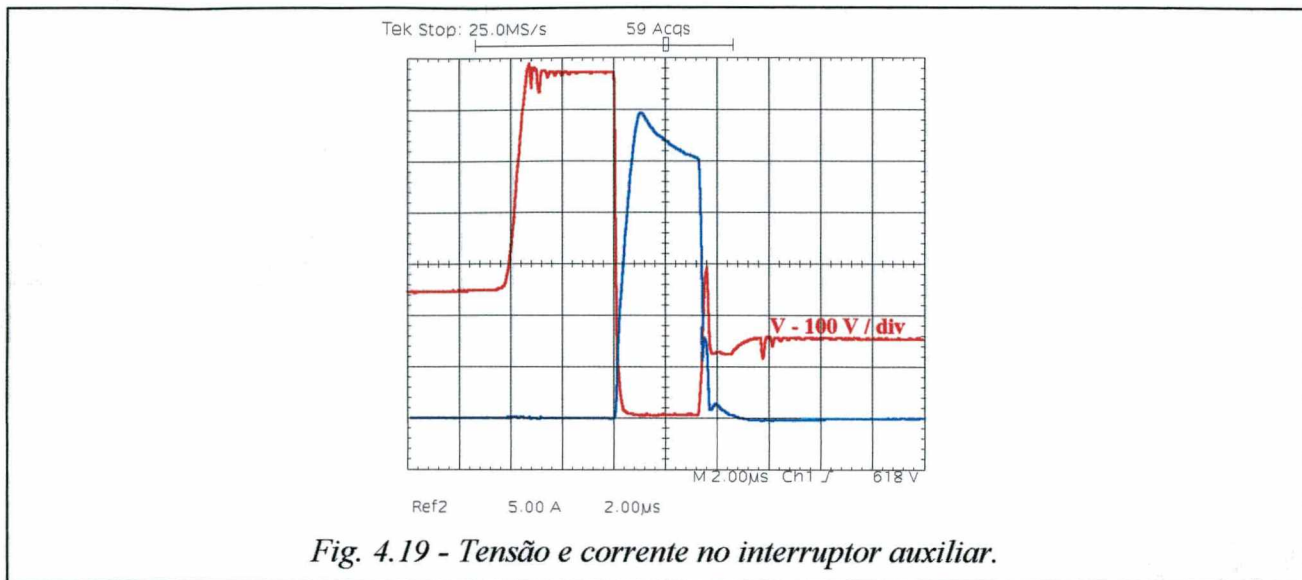


Fig. 4.19 - Tensão e corrente no interruptor auxiliar.

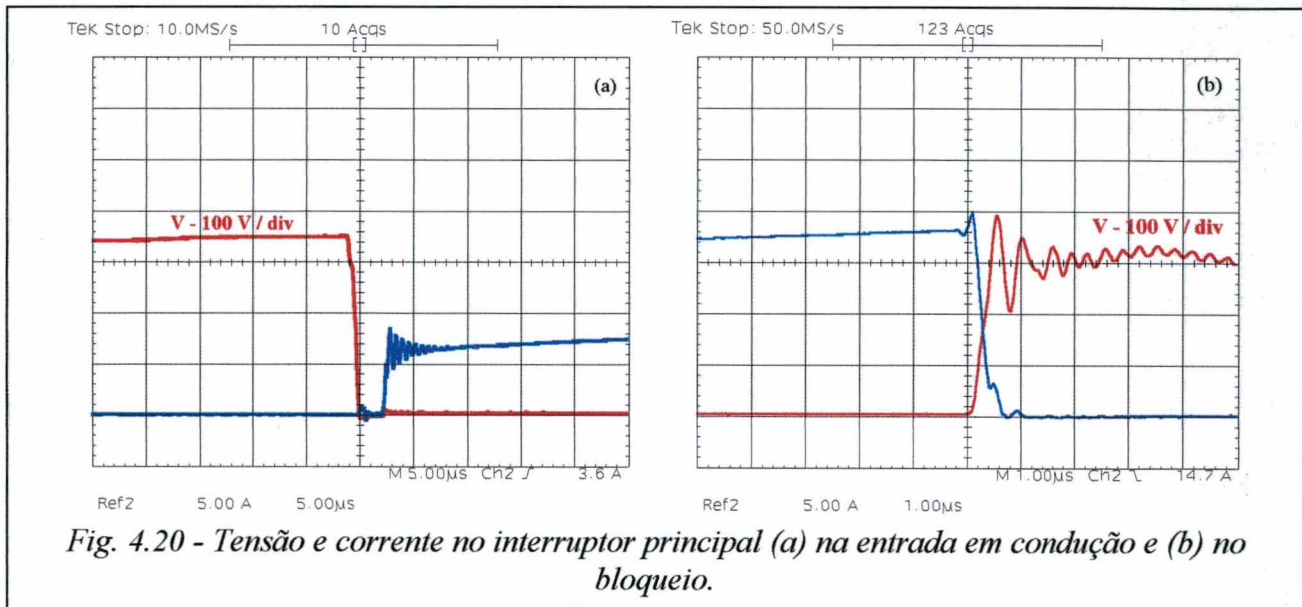


Fig. 4.20 - Tensão e corrente no interruptor principal (a) na entrada em condução e (b) no bloqueio.

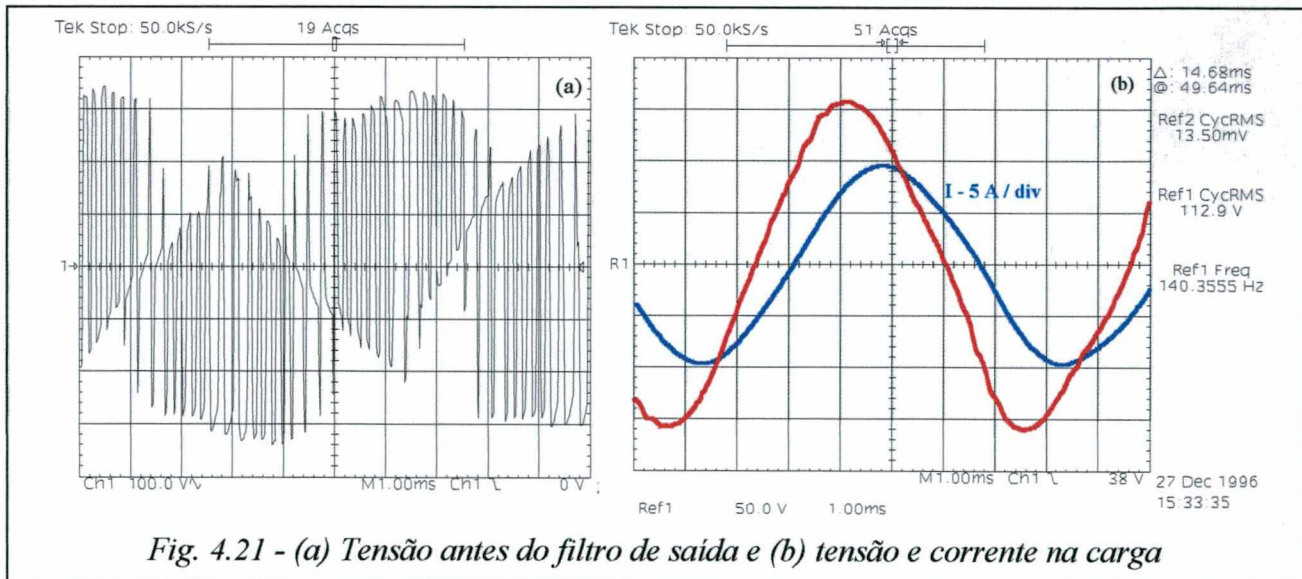


Fig. 4.21 - (a) Tensão antes do filtro de saída e (b) tensão e corrente na carga

4.6 - Conclusão:

A célula proposta proporciona a comutação ZVS dos interruptores principais e uma transição segura da carga indutiva de um interruptor bidirecional para outro. A sobretensão prevista teoricamente, que configurava uma limitação da célula, foi eliminada na implementação do conversor direto de frequência. Restou como limitação, a perda de energia no processo de comutação. Entretanto, as células que apresentam fonte auxiliar oferecem a possibilidade de regeneração desta energia.

O efeito de redução de perdas da célula é confirmada através da comparação do rendimento de um variador CA que emprega a célula proposta e de um que emprega um circuito grampeador para garantir a comutação segura sob carga indutiva. A eficiência medida em um variador CA empregando uma das células propostas superou 90%.

Os disparos indesejáveis dos interruptores em determinados níveis de potência constituíram a maior dificuldade nas diversas implementações. Várias causas destes disparos foram detectadas e resolvidas. Como a análise qualitativa e quantitativa foi corroborada por resultados de simulação e experimentais, afirma-se com segurança que as presentes limitações no processo de transferência de potência são de origem tecnológica e construtiva.

A comutação suave e o comando simples dos interruptores, as baixas sobretensões e sobrecorrentes devido às comutações e a proteção natural dos interruptores contra sobrecorrentes devido ao emprego da técnica do tiristor dual recomendam o emprego da célula proposta em variadores CA e conversores diretos de frequência.

CONCLUSÃO GERAL

As características desejáveis para um conversor CA/CA são:

- ◆ Formas de onda senoidais na entrada e na saída, com baixo conteúdo harmônico de alta ordem e nenhuma subharmônica;
- ◆ Capacidade de fluxo de potência bidirecional;
- ◆ Reduzido volume dos componentes reativos;
- ◆ Alta densidade de potência;
- ◆ Excelente performance dinâmica;
- ◆ Controle irrestrito do fator de potência;
- ◆ Controle irrestrito da frequência na saída;

Todas estas características podem ser reunidas no conversor direto de frequência. Entretanto, esta técnica de conversão é pouco utilizada em aplicações práticas, principalmente devido a dificuldade de comutação dos interruptores bidirecionais com carga indutiva.

Com o objetivo de tornar estes conversores atrativos substitutos dos conversores CA/CA com estágio intermediário de armazenamento de energia propôs-se, neste trabalho, células para a comutação suave e segura dos interruptores bidirecionais, com uso extensivo aos variadores de corrente alternada.

Na síntese das células preocupou-se em não incorporar, ao contrário de soluções propostas na literatura, desvantagens ao seu emprego nos conversores, tais como altos estresses de corrente e excessivo número de componentes no caminho do fluxo de potência.

Na análise das células propostas observou-se que os interruptores principais seriam submetidos a sobretensões proporcionais a corrente de carga. Constatou-se, porém, nos resultados experimentais, sobretensões pouco significativas nos interruptores, devido a transferência da corrente de carga aos capacitores ressonantes não ser instantânea e aos interruptores utilizados apresentarem o fenômeno de corrente de cauda, assertivas não previstas na análise teórica.

A limitação das células propostas é a perda de energia no processo de comutação. Porém, as células que apresentam fonte auxiliar oferecem a possibilidade de regeneração desta energia. Parte desta energia poderia ser utilizada para alimentar os circuitos de comando. Apesar desta limitação, a eficiência medida em um variador CA empregando uma das células propostas foi bastante elevada, superando a marca de 90 %.

A maior dificuldade nas implementações foram os disparos indesejáveis dos interruptores em determinados níveis de transferência de potência, sendo que várias causas destes disparos foram detectadas e explicadas. Como os resultados de simulações e experimentais confirmaram a análise teórica, pode-se afirmar com segurança que as presentes limitações na transferência de potência são de origem tecnológica e construtiva.

De acordo com o que foi exposto, evidencia-se o grande mérito do trabalho: sem impor outras limitações, removeu-se a principal barreira para ampliar a utilização dos conversores diretos de frequência, ou seja, tornou-se a comutação dos interruptores bidirecionais com carga indutiva suave e segura.

Àqueles que se interessarem na continuidade dos estudos, sugere-se:

- Estudo aprofundado dos fenômenos de interferência eletromagnética;
- Utilização de MCTs como interruptores com o objetivo de minimizar as perdas de condução;
- Nas topologias que empregam fonte auxiliar de tensão, estudar as possibilidades de regeneração da energia utilizada na comutação;
- Implementar conversores diretos de frequência com a célula de comutação proposta destinados para a conversão CA/CC e CC/CA, onde pode-se utilizar o barramento CC como fonte auxiliar;
- Propor uma célula que proporcione a comutação ZCS dos interruptores principais, mais adequada quando se utilizam IGBTs, interruptores sujeitos ao fenômeno de corrente de cauda.

ANEXO A

O COMANDO DO CONVERSOR DIRETO DE FREQUÊNCIA

A.1 - Controle da frequência de saída:

O controle da frequência de saída pode ser realizado de duas maneiras: comando a frequência livre e comando a frequência fixa.

A.1.1 - Comando a frequência livre [19]:

Este comando utiliza uma modulação por largura de pulso entre as duas tensões de entrada que envolvem uma tensão de referência num determinado instante. A Fig. A.1 mostra o diagrama de blocos do dispositivo de comando de um conversor $3\phi-1\phi$.

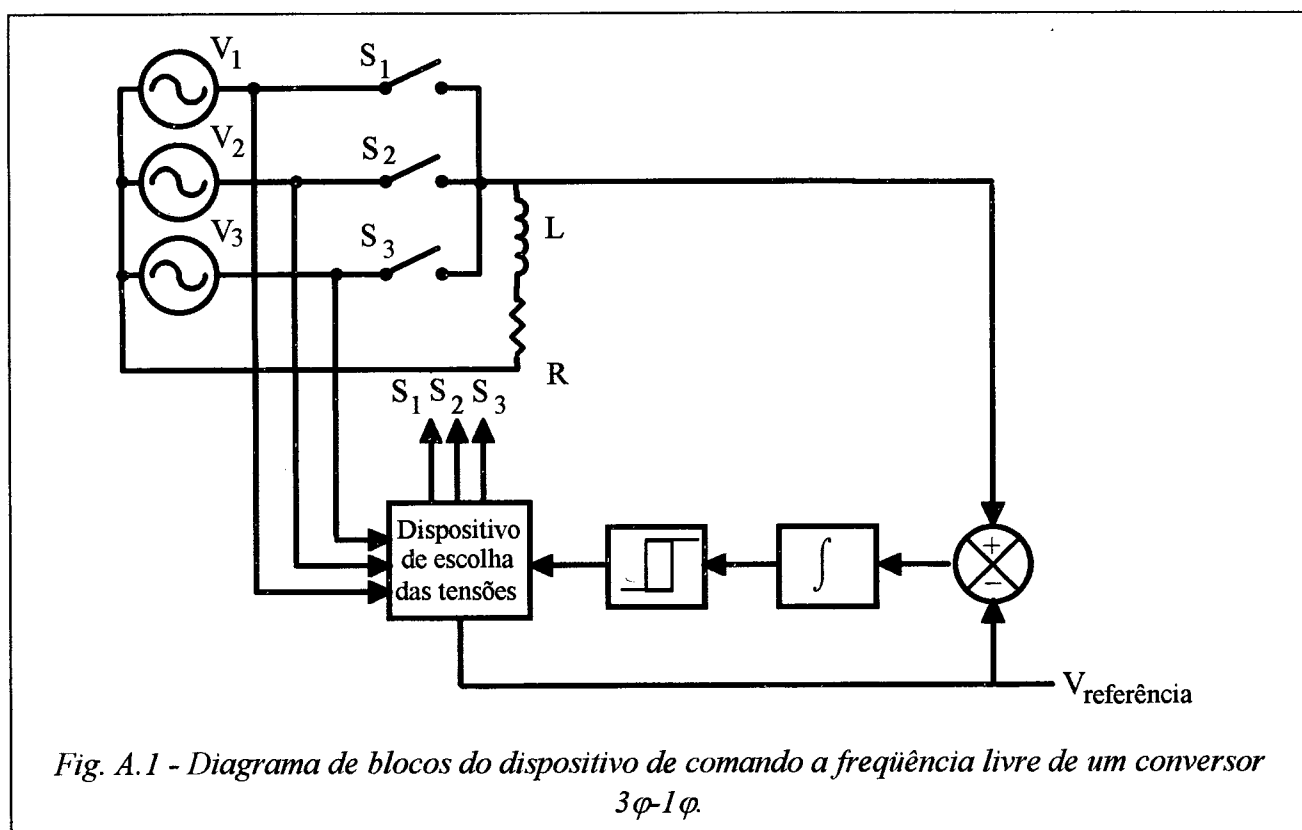
Os instantes de comutação são determinados pela comutação de um comparador a histerese cuja entrada é a integral do erro da tensão de saída. Quando a integral do erro atinge o ponto de comutação superior do comparador, o comando de escolha de fonte procura a tensão de

entrada imediatamente inferior a referência, o que permite reconduzir a integral do erro na direção do limiar inferior do comparador e vice-versa.

Este comando pode provocar harmônicas de baixa ordem na carga, que são difíceis de filtrar. Dois inconvenientes suplementares aparecem: a falta de periodicidade do funcionamento e a assimetria do comando.

Contudo, este procedimento de comando a frequência livre permite controlar a frequência e a amplitude da saída.

O comando a frequência livre é de muito simples implementação para o conversor 3φ-1φ. Para um conversor 3φ-3φ, o funcionamento pode não ser simétrico e a não periodicidade das formas de onda rende um estudo mais delicado. A não seletividade harmônica deste comando não permite diminuir de maneira satisfatória as harmônicas de baixa ordem.



A.1.2 - Comando a frequência fixa [18]:

Este comando possui um período bem definido e repetitivo T_m que, associado ao período da entrada, fixa um período para a saída do conversor (Fig. A.2)

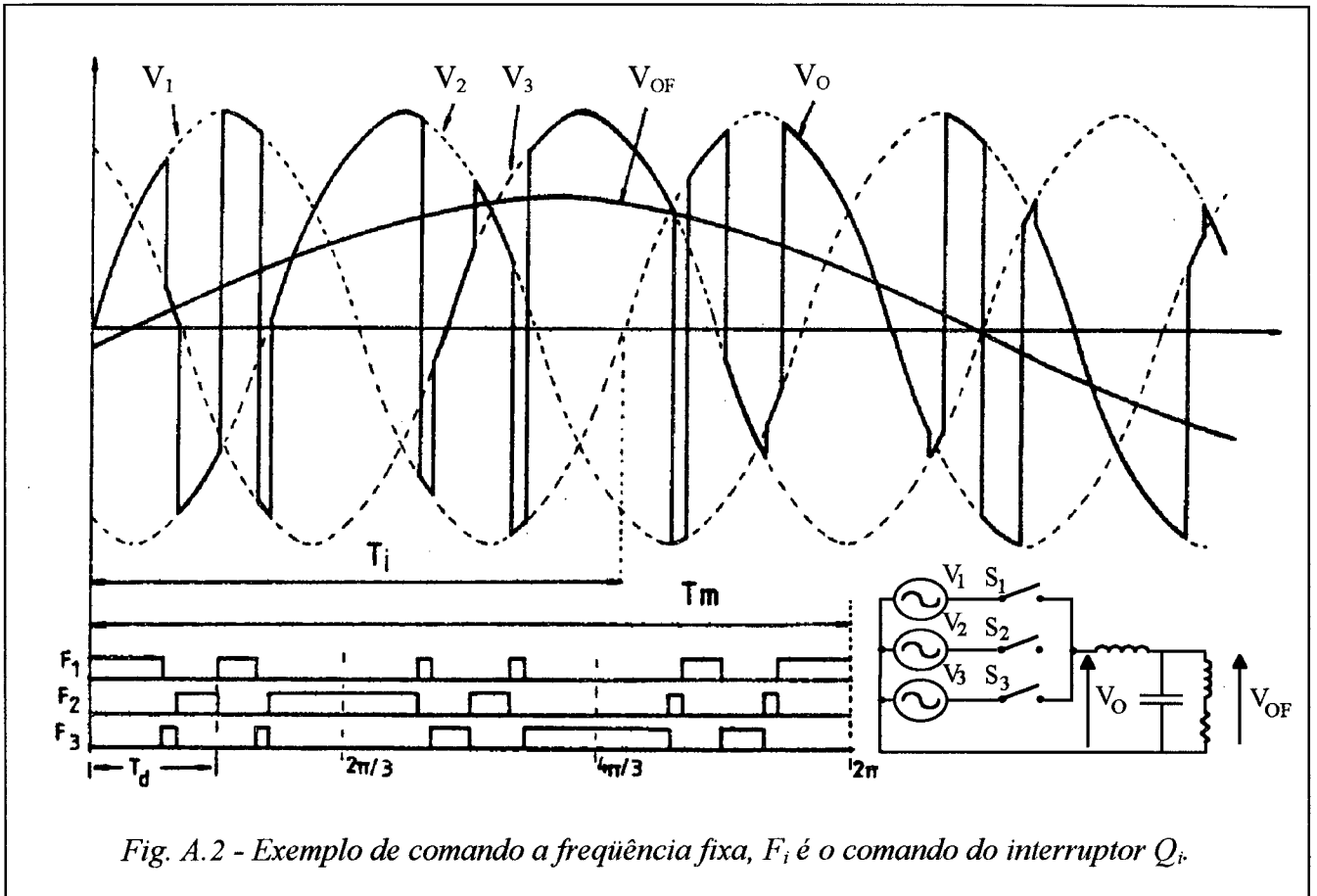


Fig. A.2 - Exemplo de comando a frequência fixa, F_i é o comando do interruptor Q_i .

Um período do comando contém um conjunto de pulso que serve para modular a forma de onda desejada na saída do conversor. A um período T_m se associa uma frequência chamada frequência de modulação (f_m). Os instantes de disparo e de bloqueio dos interruptores são bem definidos no interior de um período de modulação, o que permite fazer uma análise rigorosa da tensão de saída e da corrente de entrada. É possível otimizar o espectro harmônico, minimizando as harmônicas de baixa ordem por determinação dos instantes ótimos de disparo e bloqueio dos interruptores. As harmônicas de ordem elevada são eliminadas através de uma filtragem adequada.

O comando de um conversor está perfeitamente determinado quando os tempos de condução e de não condução de qualquer interruptor que o compõem são perfeitamente determinados. Assim, para qualquer interruptor Q , está associada uma função de existência F definida por:

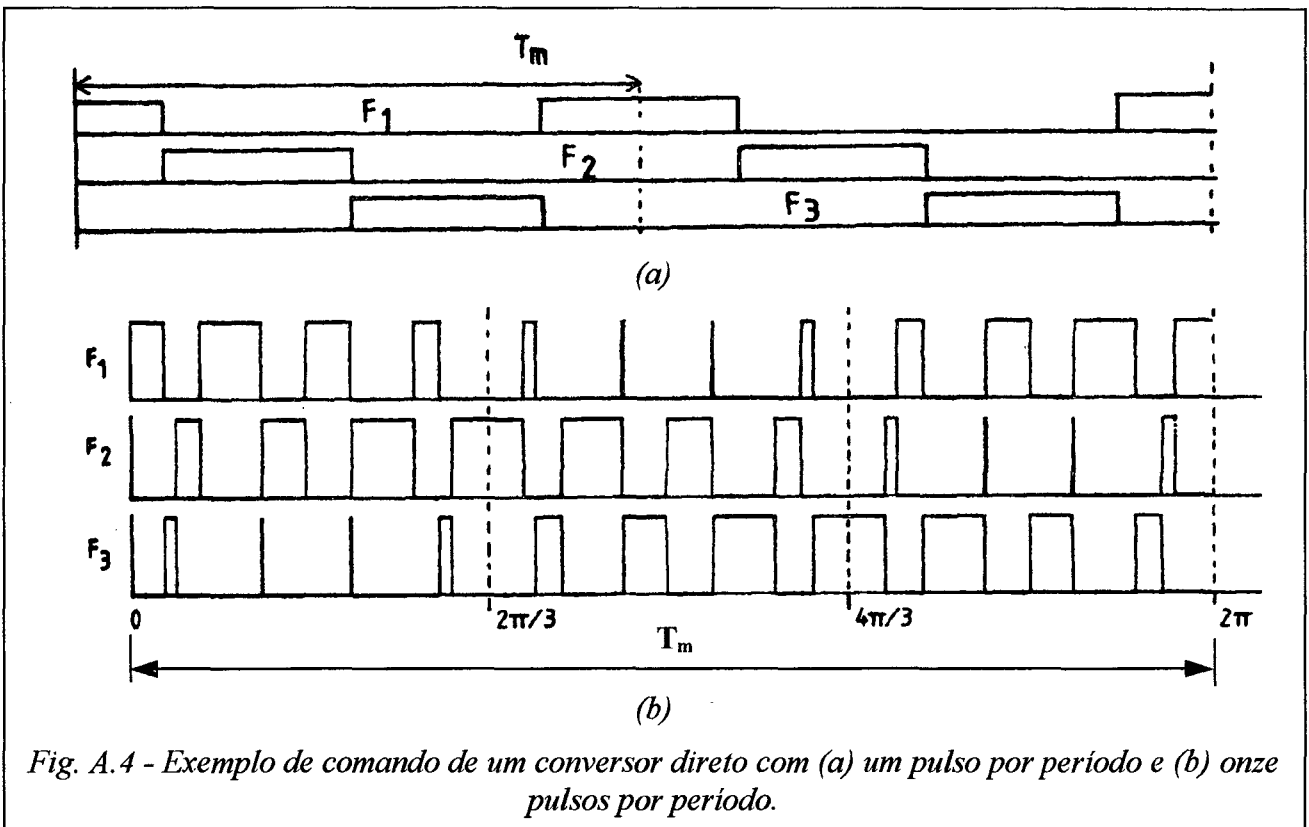
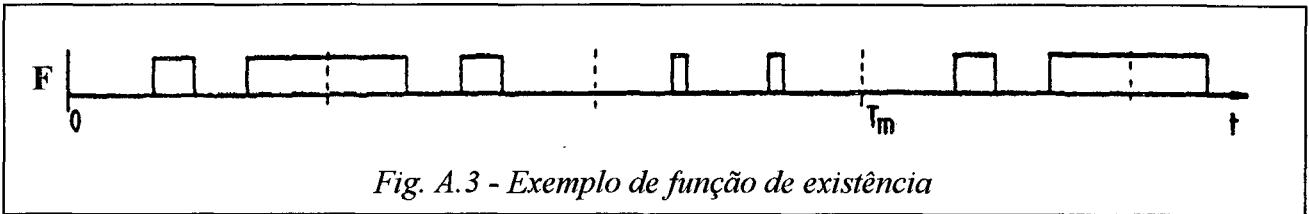
$$F = 1 \quad \text{se } Q \text{ está fechado}$$

$$F = 0 \quad \text{se } Q \text{ está aberto}$$

F é periódica de pulsação $\omega_m = 2\pi f_m$, e pode ser representada por uma série de pulsos de

amplitude unitária. A representação de F sobre um período T_m constitui o "motivo" do comando (Fig. A.3).

No caso do conversor direto $3\phi-3\phi$, três funções de existência (Fig. A.4) são suficientes para descrever o funcionamento do conversor.



A.2 - Modulação em anti-seqüência [18]:

A seqüência das F_i apresenta-se em sentido inverso ao das fases de entrada (Fig. A.5). Nestas condições, a freqüência do termo fundamental da grandeza de saída é a soma da freqüência de entrada e da freqüência de modulação.

$$f_o = f_i + f_m \tag{A.1}$$

onde:

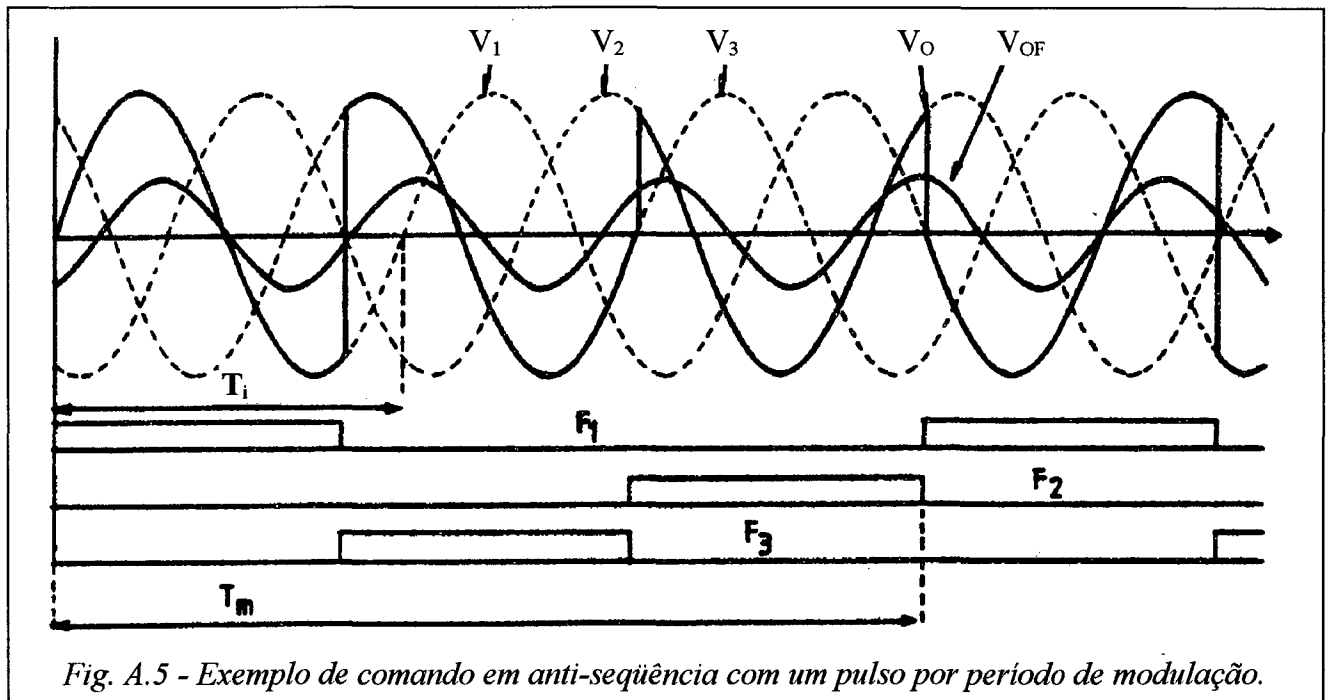
f_i = frequência de entrada;

f_o = frequência de saída.

As componentes harmônicas do conversor são determinadas por [19]:

$$f_n = 3 \cdot n \cdot f_i - (3 \cdot n \pm 1) \cdot (f_i + f_m) ; n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{A.2})$$

A frequência de saída é sempre superior a frequência de entrada ($f_o > f_i$). Este comando apresenta a característica de baixa frequência de modulação ($f_o > f_m$).



A.3 - Modulação em seqüência [18]:

A seqüência das F_i é a mesma das três fontes de alimentação. Nesta condição a frequência do termo fundamental da saída é a diferença entre as frequências de entrada e de modulação. Conforme os valores relativos entre as duas frequências, dois modos de funcionamento podem ser considerados para obter a mesma frequência de saída: a modulação em seqüência simétrica e a anti-simétrica [19].

A.3.1. Modulação em seqüência simétrica ($f_m < f_i$) [18]:

A frequência do termo fundamental da saída é dado por:

$$f_o = f_i - f_m \tag{A.3}$$

As componentes harmônicas estão em uma frequência [7], [19], [21]:

$$f_n = 3nf_i - (3n \mp 1)(f_i - f_m) ; n = 1, 2, 3, \dots \tag{A.4}$$

Este comando apresenta as seguintes características:

- ◆ Baixa frequência de modulação dos interruptores;
- ◆ f_o estritamente inferior a f_i ;
- ◆ Certas harmônicas podem existir em uma frequência inferior a fundamental. Por esta razão a utilização prática deste comando impõe uma limitação na frequência de saída [7], [21]:

$$f_o = \frac{3}{5} \cdot f_i \tag{A.5}$$

- ◆ O ângulo de deslocamento na entrada é igual ao ângulo de deslocamento na saída [7], [21].

O conversor direto funcionando com este comando (Fig. A.6) é habitualmente chamado de “Slow Switching Frequency Changer” (SSFC) [7, 21].

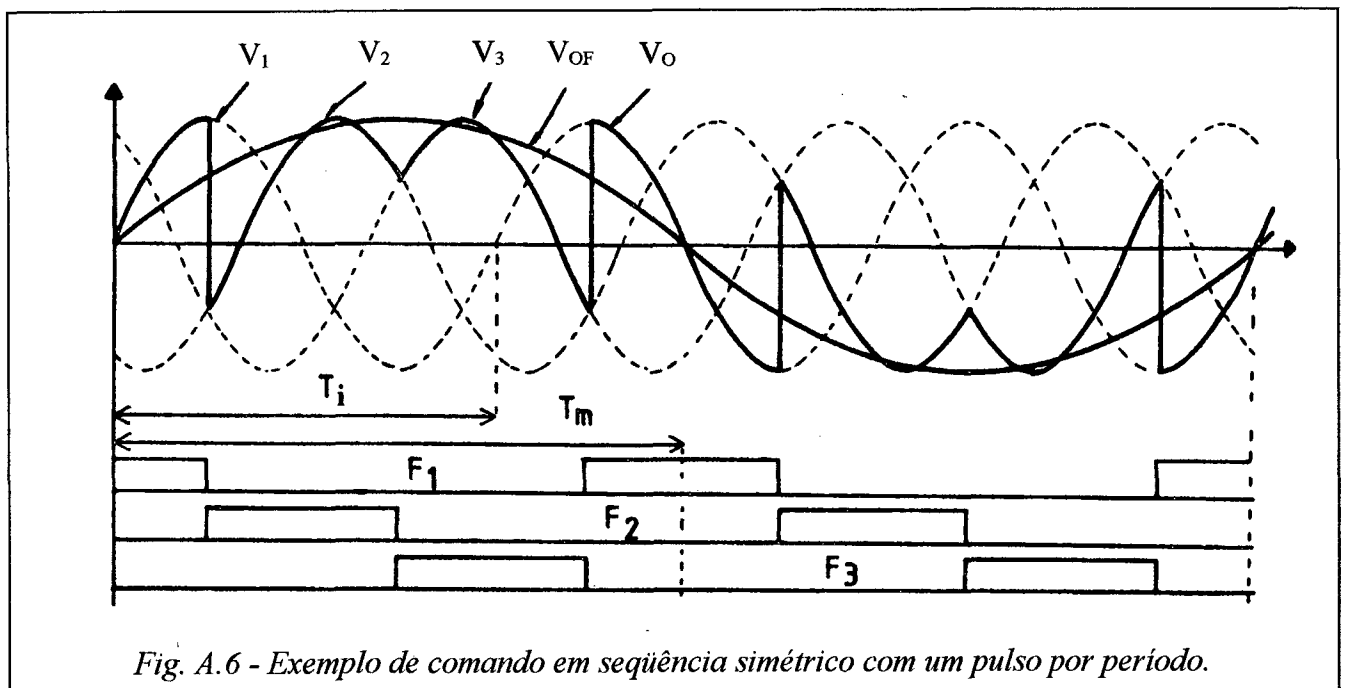


Fig. A.6 - Exemplo de comando em seqüência simétrico com um pulso por período.

A.3.2 Modulação em seqüência anti-simétrica ($f_m > f_i$) [18]:

A freqüência do termo fundamental da saída é dada por:

$$f_o = f_m - f_i \quad (\text{A.6})$$

As componentes harmônicas estão em uma freqüência [7, 19, 21]:

$$f_n = 3nf_i + (3n \pm 1)(f_m - f_i); n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{A.7})$$

Este comando apresenta as seguintes características:

- ◆ Alta freqüência de modulação dos interruptores;
- ◆ Todas as freqüências de saída são possíveis (nenhuma restrição em freqüência);
- ◆ Todas as harmônicas da saída estão em uma freqüência superior a freqüência do termo fundamental;
- ◆ O ângulo de deslocamento na entrada é oposto ao ângulo de deslocamento na saída, ou seja, $\phi_i = -\phi_o$ [7], [21].

As características acima tornam este comando interessante, pois permite uma filtragem mais fácil da saída.

O conversor direto de freqüência funcionando com este comando (Fig. A.7) é habitualmente chamado de “Unrestricted Frequency Changer” (UFC) [7, 21].

A.4 - Fonte bipolar fictícia:

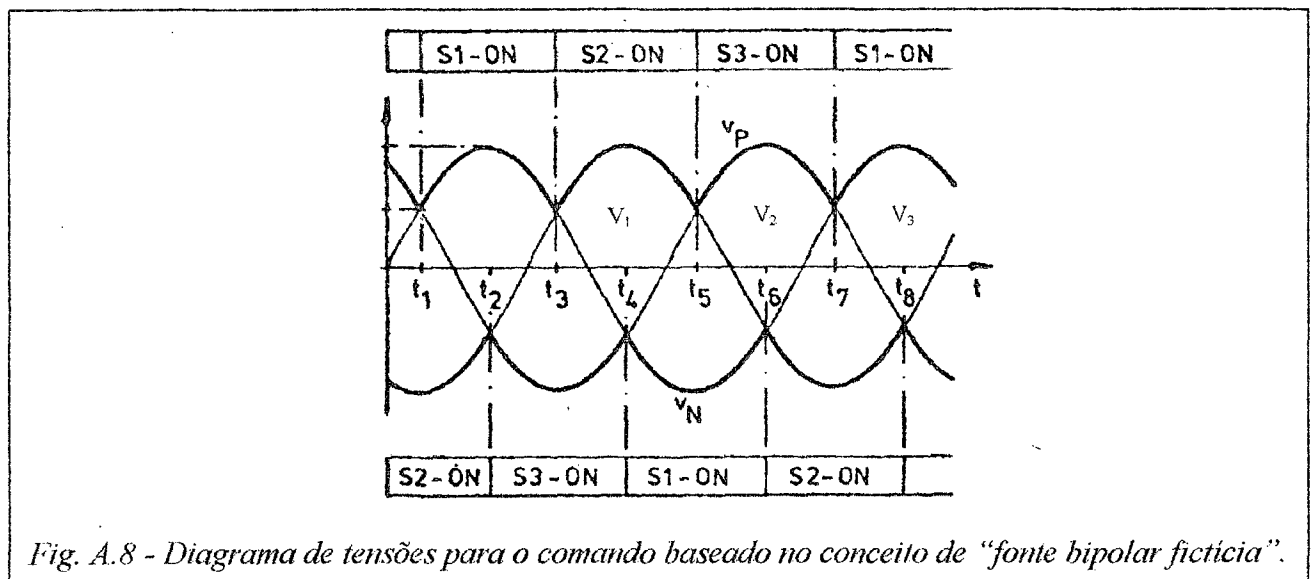
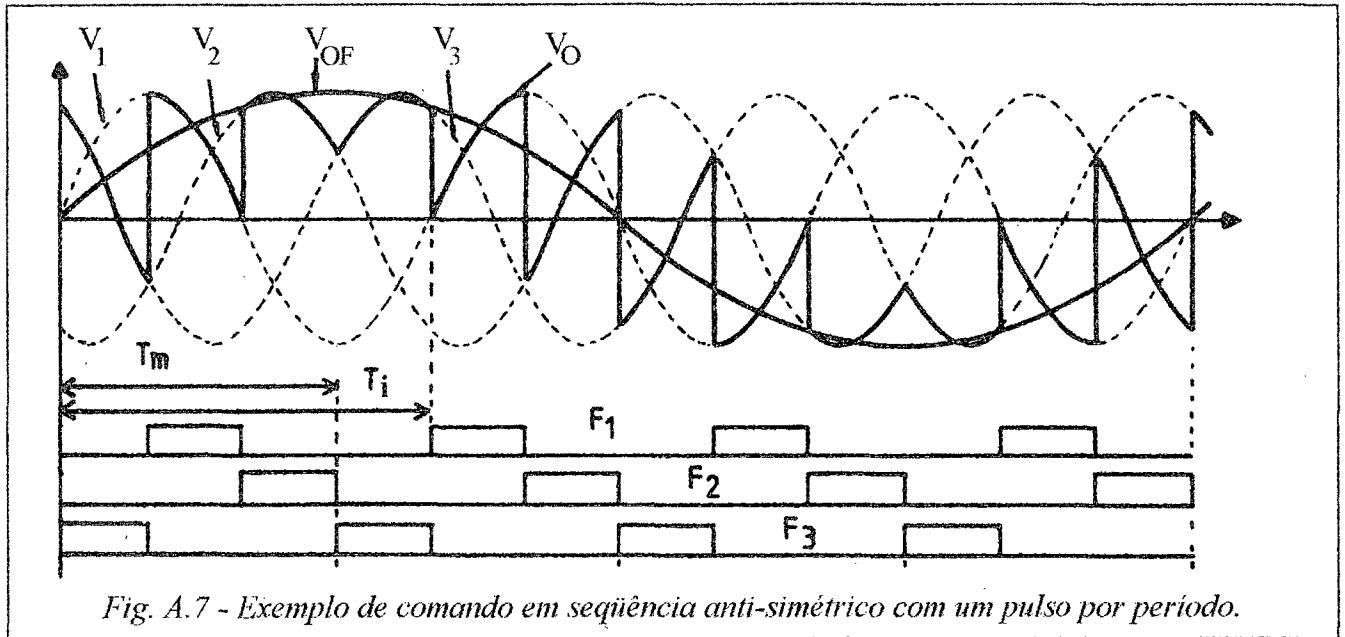
Este comando trabalha com uma freqüência de comutação fixa e a modulação é obtida usando-se um sinal de alta freqüência (portadora) sobreposto a uma tensão de controle de baixa freqüência (modulante). A estratégia de controle é baseada no conceito de “fonte bipolar fictícia” (“fictitious bipolar source”) [10], cujo princípio de operação é explicado a seguir.

Seja o conversor direto de freqüência da Fig. 2.1 e o diagrama de tensões da Fig. A.8 [10]. Fechando o interruptor S_1 durante o intervalo (t_1, t_3) , S_2 durante o intervalo (t_3, t_5) , S_3 durante o intervalo (t_5, t_7) , etc..., uma tensão positiva v_P é aplicada na carga. Do mesmo modo, fechando o

interruptor S_2 durante o intervalo $(0, t_2)$, S_3 durante o intervalo (t_2, t_4) , S_1 durante o intervalo (t_4, t_6) , etc..., uma tensão negativa v_N é aplicada a carga.

A Fig. A.9 [10] mostra as formas de onda obtidas em um conversor direto de freqüência com controle PWM, para o caso de $f_o = 3 f_i/5$.

Usando este comando o conversor não apresenta nenhuma limitação para a freqüência de saída.



Propondo estratégia semelhante, Venturini [22] mostrou que a adição das terceiras harmônicas da freqüência de entrada e de saída na tensão de saída desejada pode estender o ganho

do conversor direto de frequência para 0,866, sem introduzir distorções harmônicas de baixa ordem. Obtém-se, também, controle irrestrito do deslocamento de fase na entrada. A Fig. A.10 [23] ilustra esta estratégia.

A.5 - Modulação PWM otimizada

O espectro de tensão de saída [19] está ligado por uma certa lei com o espectro da função de modulação.

Demonstra-se [19] que dada uma função de modulação com N pulsos, consegue-se regular a fundamental e minimizar os $\frac{N-3}{2}$ primeiros harmônicos, modificando-se a posição e a largura dos pulsos.

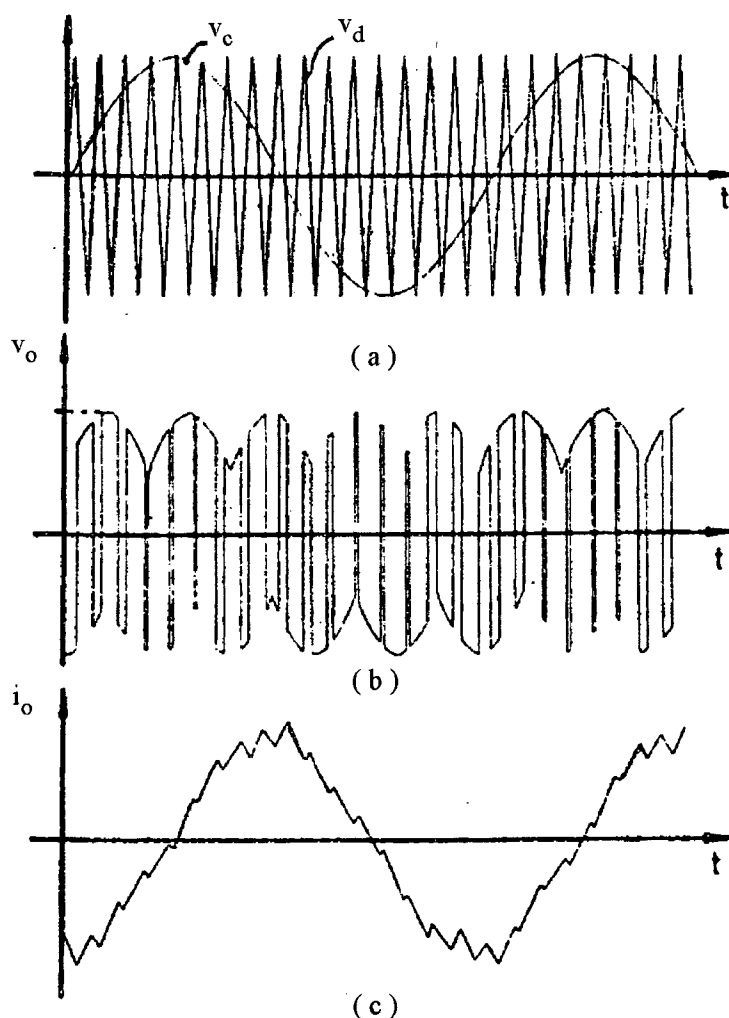


Fig. A.9 - Formas de onda obtidas em conversor direto de frequência com controle PWM, para o caso de $f_o = 3f/5$.

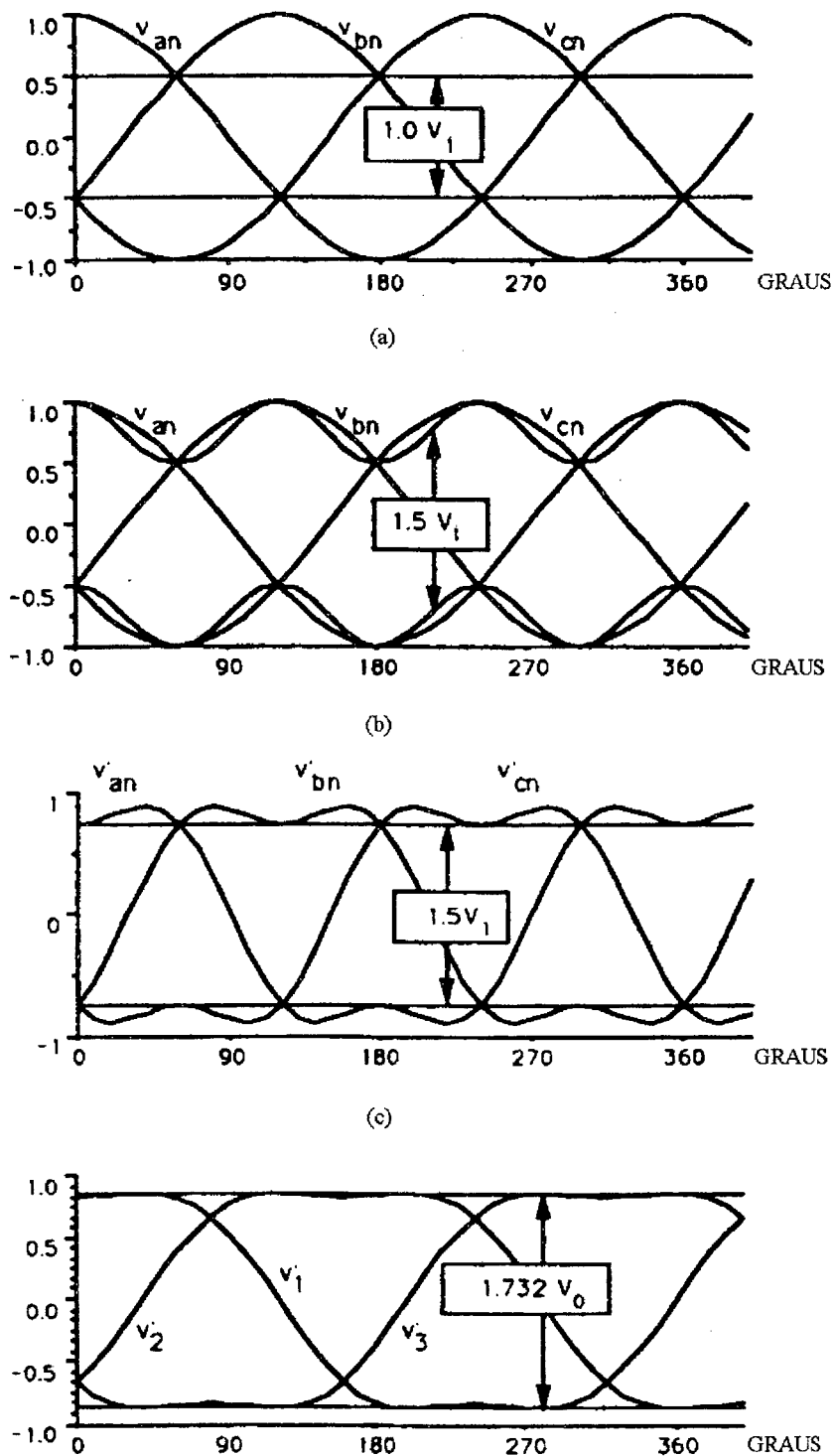


Fig. A.10 - Limites físicos de operação para o conversor direto de frequência: (a) Limite em PU da amplitude da tensão na saída para o conversor direto, (b) envoltória máxima contínua possível em PU da tensão de entrada para o conversor direto, (c) envoltória avaliável em PU da tensão de saída do conversor direto com a adição da terceira harmônica da entrada nas tensões de saída e (d) envoltória em PU da tensão de saída do conversor direto com a subtração da terceira harmônica da saída nas tensões de saída

Assim, a otimização do espectro harmônico pela pesquisa dos instantes de comutação, permite reduzir as harmônicas de baixa freqüência da saída em detrimento a uma elevação daqueles de alta ordem. Entretanto, os harmônicos de ordem elevada são facilmente eliminados por uma filtragem adequada na saída.

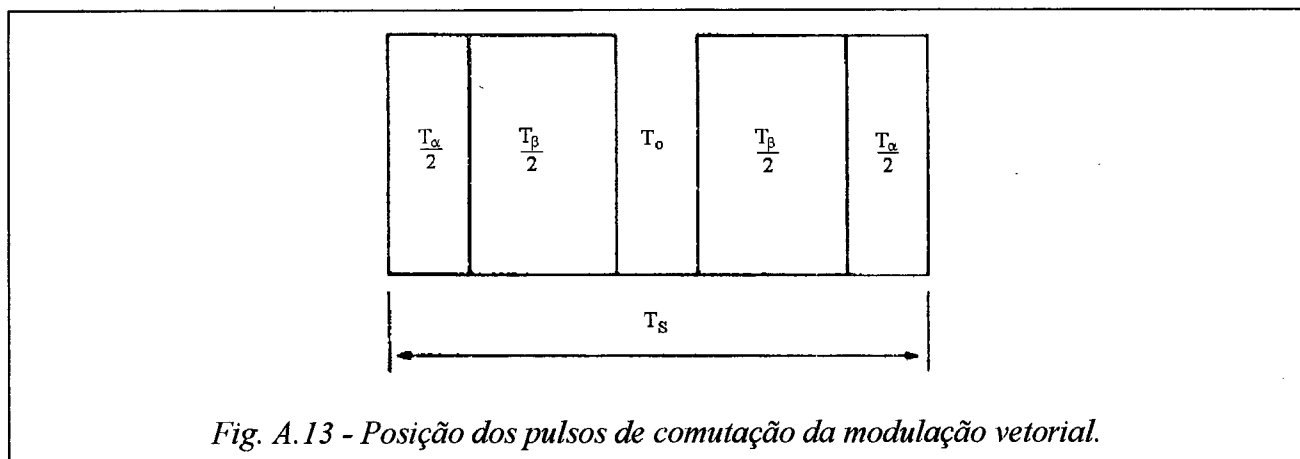
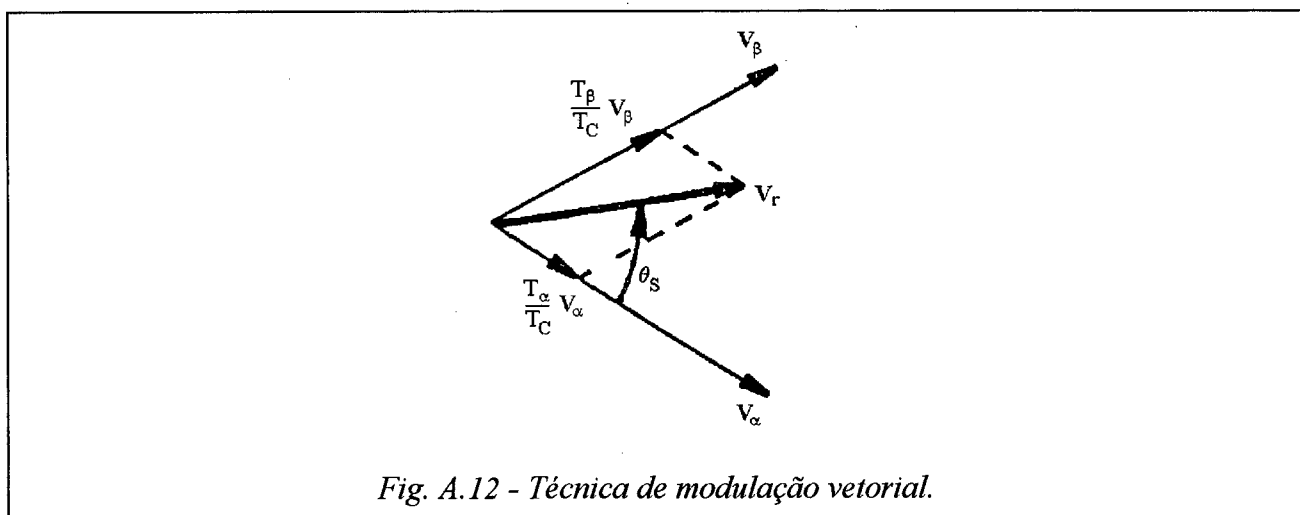
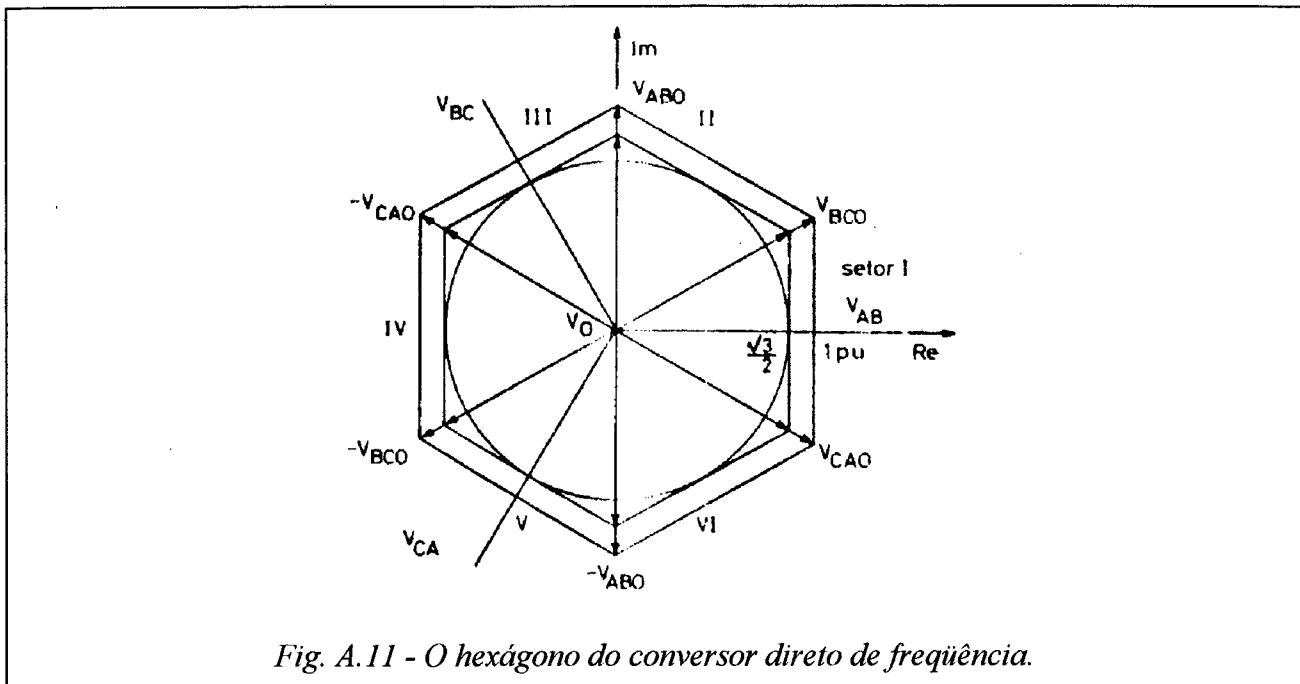
A.6 - Modulação vetorial

Demonstra-se [24] que a técnica de modulação vetorial (“space vector modulating technique”) desenvolvida em [25] pode ser implementada em conversores diretos de freqüência. Esta técnica provê um excelente espectro harmônico da tensão de saída com a supressão das componentes de baixa ordem e permite impor um fator de potência na entrada independente da carga. A desvantagem desta modulação é a complexidade do controle.

O processo de modulação é dividido, ficticiamente, em dois passos: retificação e inversão [26]. Assim, a tensão de entrada do inversor fictício é a envoltória da retificação 3ϕ de onda completa das tensões de linha da entrada, o que permite obter ganho de tensão máximo. Na inversão, para se obter baixa distorção harmônica, emprega-se a modulação vetorial, cujo os fundamentos são descritos a seguir.

Os interruptores em um conversor direto de freqüência 3ϕ - 3ϕ podem assumir 27 combinações. As tensões de linha na saída do conversor resultantes de cada combinação podem ser representadas por uma tensão vetorial, que pode assumir somente sete posições discretas no plano complexo. A Fig. A.11 mostra estes sete estados.

A tensão de saída desejada pode ser aproximada por dois vetores adjacentes V_α e V_β e pelo vetor tensão nula V_0 , utilizando modulação PWM, conforma ilustra a Fig. A.12 [24]. Como a simetria dos pulsos dentro de um intervalo de comutação T_s é recomendada, os intervalos PWM T_α e T_β são divididos e distribuídos simetricamente em torno do intervalo de tensão nula T_0 , conforme mostra a Fig. A.13.



ANEXO B

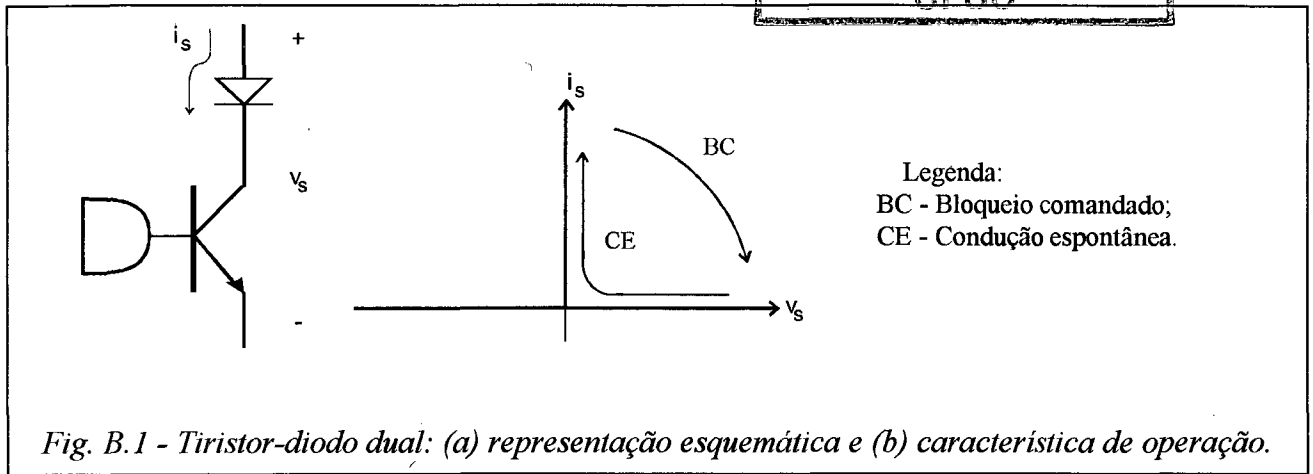
O TIRISTOR DUAL

O tiristor dual [9] é um interruptor que possui, sob o ponto de vista da comutação, as características duais do tiristor, ou seja:

- ◆ Apresenta bloqueio comandado;
- ◆ Entra em condução quando a sua tensão se anula.

Este interruptor pode ser obtido a partir de um interruptor comandado por uma lógica adequada associado a um diodo em antiparalelo. Quando o interruptor comandado é associado a um diodo em série, o interruptor obtido recebe o nome de tiristor-diodo dual, conforme ilustra a Fig. B.1.

Este componente uma vez bloqueado, permanece neste estado até que a tensão v_s se anule. Uma vez em condução, permanece neste estado até que receba uma ordem de bloqueio.



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MOZDZER JR, Alexander. e BOSE, Bimal K. **“Three-Phase AC Power Control Using Power Transistors”**. IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 55-57, 1976.
- [2] FAGUNDES, João C. dos S. **“Estudo e Realização de um Variador Estático Direto de Tensão Alternada”**. Dissertação de Mestrado - UFSC, Florianópolis, 1983.
- [3] ZAFALON, José I. **“Contribuição ao Estudo da Comutação em Conversores Monofásicos e Trifásicos a Interruptores Bidirecionais”**. Dissertação de Mestrado - UFSC, Florianópolis, 1986.
- [4] ENJETI, Prasad N. e CHOI, Sewan, **“An Approach to Realize Higher Power PWM ac Controller”**. APEC'93, pp 323-327, 1993.
- [5] FAGUNDES, J.C., KASSICK, E. V. e BARBI, I. **“A PWM AC Chopper Without Dead Time and Clamping Circuit”**. COBEP'93, pp 297-301.
- [6] CHO, Jung G. e CHO, Gyu H. **“Cyclic Quasi Resonant Converters: A New Group of Resonant Converters Suitable for High Performance dc/dc and ac/ac Conversion Applications”**. IEEE - PESC Conf. Rec., pp 956-963, 1990.
- [7] GYUGYI, L. e PELLY, B. R. **“Static Power Frequency Changers”**. Wiley Interscience, 1976.
- [8] CHO, Jung G. e CHO, Gyu H. **“Soft Switched Matrix Converter for High Frequency Direct AC-to-AC Power Conversion”**. EPE Conf. Rec, pp. 4:196-4:201, 1991.
- [9] BOYER, S. , FOCH, H., ROUX, J. e METZ, M. **“Chopper and PWM Inverter Using GTO's in Dual Thyristor Application”**. EPE Conf. Rec, pp. 383-389, 1987.
- [10] RODRIGUEZ, J. **“A New Control Technique for AC-AC Converters”**. IFAC, pp 203-208, Suécia, 1983.
- [11] DIVAN, D. M. **“Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion”**. IEEE - IAS Conf. Proc., pp. 267-287, 1986.
- [12] PAN, Ching-Tsai e SHIEH, Jenn-Jong. **“A Zero Switching Loss Matrix Converter”**. IEEE - PESC Conf. Rec., pp. 545-550, 1993.
- [13] HEY, H. L., PINHEIRO, H. e PINHEIRO, J. R. **“A Soft-Switching AC-AC Converter”**. COBEP'95, pp 503-508.
- [14] BURÁNY, Nándor. **“Safe Control of Four-Quadrant Switches”**. IEEE - IAS Conf. Proc., pp. 1190-1194, 1989.
- [15] PERIN, A. J. **“Conversor Direto de Frequência sem Tempo Morto entre as Comutações”**. Concurso para Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC, Florianópolis, 1996.
- [16] MARTINS, D. C., SEIXAS, F. J. M. e BRILHANTE, J. A. e BARBI, I. **“A Family of DC-to-DC PWM Converters Using a New ZVS Commutation Cell”**. IEEE PESC Conf. Rec., 1993.

- [17] FLORERO, H. J. **“Inversor Monofásico com Modulação PWM Otimizada a Três Níveis”**. Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, 1989.
- [18] PERIN, A. J. **“Contribution à L'étude des Convertisseurs Directs de Fréquence à Transistors de Puissance”**. Tese de Doutorado, E.N.S.E.H.I.T, L'Institute National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 1984.
- [19] WIDODO, Turmudi. **“Etude des Convertisseurs Statiques de Frequence”**. Tese de Doutorado, E.N.S.E.H.I.T, L'Institute National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 1981.
- [20] CUNHA, A. D. **“Comando de um Inversor Trifásico com Modulação PWM Otimizada Utilizando Microprocessador”**. Tese de Mestrado, UFSC, Florianópolis, 1988.
- [21] GYUGYI, L. **“Input Power Factor of AC to AC Power Converters”**. IEEE Trans. on I. A., vol I.A - 16, n^o 4, pp 524-534, julho/agosto, 1980.
- [22] VENTURINI, M. e ALESINA, A. **“Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM AC-AC Converters”**. IEEE PESC Conf. Rec, pp 1284-1291, 1988.
- [23] HOLMES, D. G. e LIPO, T. A. **“Implementation of a Controlled Rectifier Using AC-AC Matrix Converter Theory”**. IEEE PESC Conf. Rec., pp 353-359, 1988.
- [24] HUBER, L. e BOROJEVIC, D. **“Space Vector for Forced Commutated Cycloconverters”**. IEEE IAS Conf. Rec., pp 871-876, 1989.
- [25] VAN DER BROECK, H. W., SKUDELNY, H. e STANKE, G. V. **“Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors”**. IEEE Trans. on I. A., vol 24, n^o 1, pp 142-150, janeiro/fevereiro, 1988.
- [26] ZIOGAS, P. D., KHAN, S. I. e RASHID, M. H. **“Analysis e Design of Forced Commutated Cycloconverters Structures with Improved Transfer Characteristics”**. IEEE PESC Conf. Rec., pp 610-621, 1985.
- [27] PERIN, A. J. **“Teoria de Aplicação de Modulação por Largura de Pulso (PWM) com Otimização de Harmônicos para Conversores Estáticos de Freqüência”**. Minicurso do 6^o CBA, UFMG, Belo Horizonte, 1986.
- [28] PATEL, H. S. e HOFT, R. **“Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I - Harmonic Elimination and Part II - Voltage Control Techniques”**. Part I - IEEE Trans. I. A., vol. IA-9, pp 310-317, maio/junho, 1973. Part II - IEEE Trans. I. A., vol. IA-10, pp 666-673, setembro/outubro, 1974.
- [29] VILLAÇA, M. V. M. e PERIN, A. J. **“A New Bidirectional ZVS Switch for Direct AC/AC Converter Applications”**. IEEE APEC Conf. Rec., pp 977-983, 1995.
- [30] VILLAÇA, M. V. M. e PERIN, A. J. **“A Soft Switched Direct Frequency Changer”**. IEEE IAS Annual Meeting, vol. 3, pp 2321-2326, 1995.
- [31] VILLAÇA, M. V. M. e PERIN, A. J. **“A New ZVS Bidirectional Switch for Matrix Converter Applications”**. COBEP, pp 541-546, 1995.
- [32] **“Optoelectronics Designer's Catalog”**. Hewlett Packard Co, 1993.
- [33] **“Semicondutores de Potência '90”**. SEMIKRON Semicondutores Ltda, 1990.
- [34] **“IGBT Designer's Manual”**. International Rectifier, 1994.
- [35] **“Designers' Guide to Power Products, Application Manual”**. SGS - Thomson Microelectronics, 1993.