

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

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR DIRETO À  
TRANSISTOR PARA ACIONAMENTO DE SERVOMOTORES  
DE CORRENTE CONTÍNUA

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

LARRY FIORI OLLÉ

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO 1986

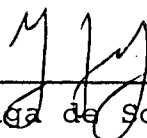
ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM CONVERSOR DIRETO À TRANSISTOR  
PARA ACIONAMENTO DE SERVOMOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

Larry Fiori Ollé

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE  
MESTRE EM ENGENHARIA. ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA  
E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

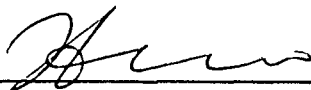


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing  
ORIENTADOR

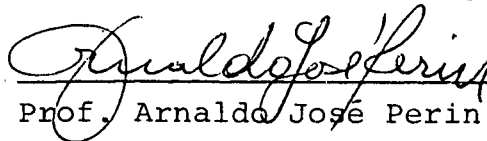


Prof. Luiz Gonzaga de Souza Fonseca, D.Sc.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

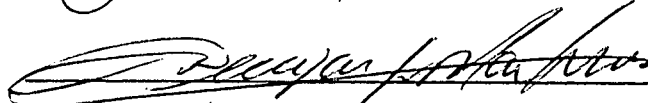
BANCA EXAMINADORA



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Carlos Alberto Martin, Dr.

À Minha Mãe

À Meus Avós

À Meus Tios

## AGRADECIMENTOS

Muitas pessoas, de uma forma ou de outra, colaboraram para o desenvolvimento deste trabalho. Assim, gostaria de deixar registrado o meu agradecimento.

Ao meu orientador, Prof. Ivo Barbi, pelo acompanhamento constante dispensado ao trabalho, pela atenção com que sempre me recebeu e principalmente, pela dedicação ao curso de Eletrônica de Potência.

Ao Prof. Arnaldo José Perin pela colaboração prestada e atenção dispensada no decorrer do trabalho.

Ao grupo técnico do LAMEP (Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência) Gilmar Darli Vieira, Luiz Marcellus e Nazareno Batista pela presteza e boa vontade com que sempre me atenderam e auxiliaram.

À Marlei da Silva Costa, pela dedicação e profissionalismo com que desenvolveu o trabalho de datilografia.

Agradeço também ao CNPq pela bolsa de estudo concedida.

## S U M Á R I O

SIMBOLOGIA .....	x
RESUMO .....	xii
ABSTRACT .....	xiii
INTRODUÇÃO .....	xiv
<b>CAPÍTULO 1 - APRESENTAÇÃO DA ESTRUTURA E ESTUDO DA COMUTAÇÃO</b>	
1.1 - Introdução .....	01
1.2 - Princípio de Funcionamento .....	05
1.3 - Tensão Média na Carga .....	08
1.4 - A Comutação: Análise Teórica .....	11
1.4.1 - Comutação sem Circuito Auxiliar .....	11
1.4.2 - Comutação com Circuito Auxiliar Convencional (SNUBBER) .....	13
1.4.3 - Comutação com Circuito Auxiliar Convencional e Grampeador .....	17
1.4.4 - Introdução de Indutores em Série .....	24
1.5 - A Comutação: Análise por Simulação .....	26
1.5.1 - Valores Iniciais .....	27
1.5.1.1 - Carga .....	27
1.5.1.2 - Capacitores de Comutação .....	27
1.5.1.3 - Resistores de Descarga dos Capacitores ...	30

1.5.2 - Avaliação dos Resultados das Simulações .....	31
1.5.2.1 - Comutação com Circuito Auxiliar Convencional.	31
1.5.2.2 - Comutação com Circuito Auxiliar Convencional e Grampeador .....	37
1.5.2.3 - Introdução dos Indutores em Série .....	49
1.6 - Conclusão .....	61

## CAPÍTULO 2 - MONTAGEM E TESTE DO PROTÓTIPO

2.1 - Introdução .....	62
2.2 - Cálculo do Grampeador .....	62
2.2.1 - Colocado no Transistor .....	62
2.2.1.1 - Circuito Convencional .....	62
2.2.1.2 - Circuito com Dupla Constante de Tempo .....	69
2.2.2 - Colocado na Carga .....	72
2.3 - Circuito de Ajuda à Comutação .....	79
2.3.1 - Resistores de Descarga dos Capacitores .....	79
2.3.2 - Resistores de Desmagnetização dos Indutores ..	82
2.4 - Montagem do Protótipo .....	83
2.4.1 - Módulos Chaves .....	83
2.4.2 - Módulo Grampeador .....	84
2.4.3 - Módulo de Comando .....	85
2.4.4 - Configuração Geral .....	86
2.5 - O Circuito de Comando .....	86

2.5.1 - Descrição do Circuito .....	88
2.5.1.1 - Circuito Lógico .....	88
2.5.1.2 - Comando de Base .....	89
2.5.1.3 - Circuito de Proteção .....	89
2.6 - Testes Iniciais .....	90
2.6.1 - Teste com Alimentação C.C. ....	91
2.6.1.1 - Alimentação Individual dos Módulos.	91
2.6.1.1.1 - Com Carga Resistiva ...	92
2.6.1.1.2 - Com Carga Indutiva ....	94
2.6.1.2 - Ligação como Conversor .....	97
2.6.1.2.1 - Com Carga Resistiva ...	98
2.6.1.2.2 - Com Carga Indutiva .....	100
2.6.2 - Testes com Alimentação C.A. ....	104
2.7 - Conclusão .....	107

### **CAPÍTULO 3 - ALIMENTAÇÃO DE CARGA PASSIVA**

3.1 - Introdução .....	108
3.2 - Circuito Inversor da Razão Cíclica (PWM) .....	109
3.3 - Ensaio com Carga .....	117
3.3.1 - Ensaio com Corrente de Carga de 5A Médios .	124
3.3.2 - Ensaio com Corrente de Carga de 10A Médios .	129
3.4 - Expressão da Tensão de Saída .....	133

3.5 - Avaliação da Potência Envolvida no Ensaio de 10A ..	139
3.6 - Conclusão .....	140

#### CAPÍTULO 4 - ALIMENTAÇÃO DE CARGA ATIVA

4.1 - Introdução .....	141
4.2 - Alimentação de Carga RLE com Modulação PWM .....	141
4.2.1 - Resultados de Ensaio em Regime Permanente .	143
4.2.2 - Causas da Dificuldade de Regeneração .....	145
4.2.3 - Análise da Resposta Dinâmica, por Simulação	149
4.3 - Resultados de Simulação do Conversor Alimentando o Servomotor C.C., com Modulação PWM .....	156
4.4 - Modulação por Valores Extremos de Corrente .....	158
4.4.1 - Expressão da Frequência máxima de operação.	160
4.4.2 - Circuito Modulador Desenvolvido .....	166
4.5 - Alimentação de Carga RLE com Modulação por Valores Extremos de Corrente .....	171
4.5.1 - Análise e Simulações, em Regime permanente.	172
4.5.2 - Expressão para Avaliação da Ondulação de Corrente .....	175
4.5.3 - Resultados de Ensaio em Regime Permanente .	180
4.6 - O Conversor Aplicado ao Servomotor C.C. ....	182
4.6.1 - Análise e Simulações do Conversor Aplicado ao Servomotor .....	183



4.6.2 - Expressão para Avaliação do Valor Máximo da Corrente, na Inversão de Rotação .....	189
4.6.3 - Resultados de Ensaio do Conversor Aplicado ao Servomotor .....	192
4.7 - Conclusão .....	199
 <b>CAPÍTULO 5 - O CONVERSOR GENERALIZADO</b>	
5.1 - Introdução .....	201
5.2 - Conversor C.A.-C.C. com Operação em Quatro Quadrantes .....	201
5.3 - Conversor C.A.-C.A. com Frequência Fixa. (Variador de Tensão Senoidal) .....	204
5.4 - Conversor C.C.-C.A.. (Inversor Autônomo) .....	215
5.5 - Conversor C.A.-C.A.. com Alteração de Frequência (Conversor Direto de Frequência) .....	219
5.6 - Conclusão .....	223
<b>CONCLUSÕES GERAIS</b> .....	224
<b>APÊNDICE I</b> .....	225
<b>APÊNDICE II</b> .....	227
<b>APÊNDICE III</b> .....	229
<b>APÊNDICE IV</b> .....	232
<b>APÊNDICE V</b> .....	233
<b>APÊNDICE VI</b> .....	234
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	235

## S I M B O L O G I A

Para as variáveis como correntes e tensões, adotou-se a seguinte convenção:

$X_X$  - Significa grandeza média;

$x_X$  ou  $x_X$  - significa grandeza instantânea;

$X_X$  - significa grandeza constante em um intervalo;

Exemplo:  $I_C$  é valor médio da corrente;

$v_{R_L}$  ou  $v_C$ , valor instantâneo da tensão.

CH - chave ideal.

$D_C$  - diodo de carga do capacitor de ajuda à comutação.

$D_\ell$  - diodo de roda-livre do indutor de ajuda à comutação.

E - fonte de tensão constante.

$E_a$  - tensão de armadura.

$E_g$  - tensão constante do grampeador ideal.

$f_M$  - frequência de modulação.

$I_A, I_a, i_a$  - corrente de armadura.

$I_C, I_c, i_c$  - corrente na carga.

- $I_G$  - corrente no grampeador.
- $L_a$  - indutância de armadura.
- $L_C$  - indutância de carga.
- $P_R$  - potência dissipada no resistor.
- $R_a$  - resistência de armadura.
- $R_C$  - resistor de descarga dos capacitores do circuito de a ajuda à comutação
- $R_\ell$  - resistor de desmagnetização dos indutores do circuito de ajuda à comutação.
- $T$  - período.
- $t_a$  - intervalo de tempo em que um interruptor está aberto.
- $t_f$  - intervalo de tempo em que um interruptor está fechado.
- $t_M$  - tempo morto.
- $T_M$  - período de modulação.
- $TR$  - transistor.
- $V_a$  - tensão nos terminais do motor.
- $V_C, v_C$  - tensão na carga.
- $V_g$  - tensão no grampeador.
- $V_P$  - valor de pico de uma tensão senoidal.
- $V_{Ref}$  - tensão eficaz no resistor.

## R E S U M O

Este trabalho trata do estudo de um conversor destinado a alimentar servomotores de corrente contínua, com operação em quatro quadrantes.

O conversor estudado apresenta as seguintes características:

a) Emprega interruptores bidirecionais em tensão e corrente, constituídos por transistores bipolares de potência associados a diodos, operando em alta frequência;

b) Converte a energia da rede alternada diretamente na forma adequada para alimentação do servomotor, sem passagem por estágio intermediário de corrente contínua;

c) O conteúdo harmônico de corrente introduzido na rede e o consumo de reativo, são muito menores em comparação com o conversor dual;

d) Também em comparação com o conversor dual, o conteúdo harmônico de corrente introduzido no motor acionado, é muito menor.

A maior dificuldade encontrada no estudo, tanto a nível teórico quanto experimental, é a comutação dos transistores.

Foi construído e testado em laboratório um protótipo do conversor, associando à um servomotor de 0,7 KW.

Os resultados obtidos foram considerados plenamente satisfatórios.

## A B S T R A C T

This work is concerned with the study of a converter to drive D.C. servomotors with four-quadrant speed control.

The studied converter presents the following characteristics:

a) It uses bidirectional switches in voltage and current, composed of bipolar power transistors associated with rectifiers, working in high frequency switching mode.

b) The converter connects directly the D.C. servomotor to the A.C. source, without a D.C. current stage.

c) The harmonic contents in the input current and the reactive consumption, are smaller in comparison with the dual converter.

d) Also in comparison with the dual converter, the harmonic contents in the machine current is smaller.

The greater difficulty met in the study is the comutation of the transistors, as much in the theoretical aspect as experimentally.

A prototype has been built and tested in the laboratory associated with a 0,7 KW D.C. servomotor.

The results obtained were considered completely satisfactory.

## I N T R O D U Ç Ã O

Na indústria utiliza-se amplamente o motor de corrente contínua em processos onde é exigido grande variação de velocidade, controle preciso de posição e acionamento de máquinas que operam com inversões súbitas e contínuas no sentido de rotação.

Os métodos tradicionais utilizados para controle destes motores no desempenho das funções mencionadas eram, de certa forma, simples no aspecto técnico e construtivo, mas apresentavam como inconveniente alta perda de energia nos elementos de controle.

Com o desenvolvimento da tecnologia dos dispositivos semicondutores, o controle dos motores C.C. passou a ser feito por circuitos eletrônicos com os quais conseguiu-se grande desempenho dinâmico e alto rendimento.

Neste trabalho é apresentado o estudo de uma estrutura formada basicamente por componentes eletrônicos da última geração, que tem por objetivo o controle de motores C.C. apresentando vantagens bastante significativas com relação às estruturas atualmente utilizadas com a mesma função.

## C A P Í T U L O 1

### APRESENTAÇÃO DA ESTRUTURA E ESTUDO DA COMUTAÇÃO

#### 1.1 - Introdução

Os conversores estáticos, em acionamento elétrico, são estruturas que têm a finalidade de controlar a transferência de energia entre uma fonte de alimentação e uma máquina e vice-versa. Aqueles que operam em quatro quadrantes no plano torque-velocidade, têm grande aplicação industrial no controle de servomotores de corrente contínua utilizados em controle numérico de máquinas operatrizes, processos automatizados de usinagem e de soldagem [BARBI, 1986]. Os servomotores de corrente contínua, por sua vez, são máquinas que se caracterizam por elevada rapidez de resposta dinâmica, uma vez que os projetistas, de posse de novos materiais e técnicas mais elaboradas, procuram aumentar a relação potência/peso e diminuir as constantes elétricas e mecânicas destes motores.

Os conversores tradicionalmente utilizados na indústria, com operação em quatro quadrantes, são de dois tipos: o conversor dual, Figura 1.1, e o chopper, Figura 1.2.

O conversor dual, característico por sua robustez e facilidade de aquisição dos componentes, possui como vantagem a corrente de circulação ( $I_{CIRC}$ ) entre os grupos positivo e negativo devido às harmônicas de tensão geradas por cada grupo individualmente [BARBI, 1986]. Isto implica na necessidade de utilização de reatores de circulação ( $L_C$ ) que visam limi-

tar estas correntes à fim de que não destruam os componentes. Este reator aumenta o volume e o custo da montagem, no entanto pode ser eliminado pela utilização de circuitos de comando mais complexos, o que dificulta a operação da estrutura. Uma outra grande desvantagem, é a baixa frequência de operação devido à utilização de tiristores, o que traz como consequência uma resposta lenta do circuito e a introdução de harmônicas significativas na corrente do motor.

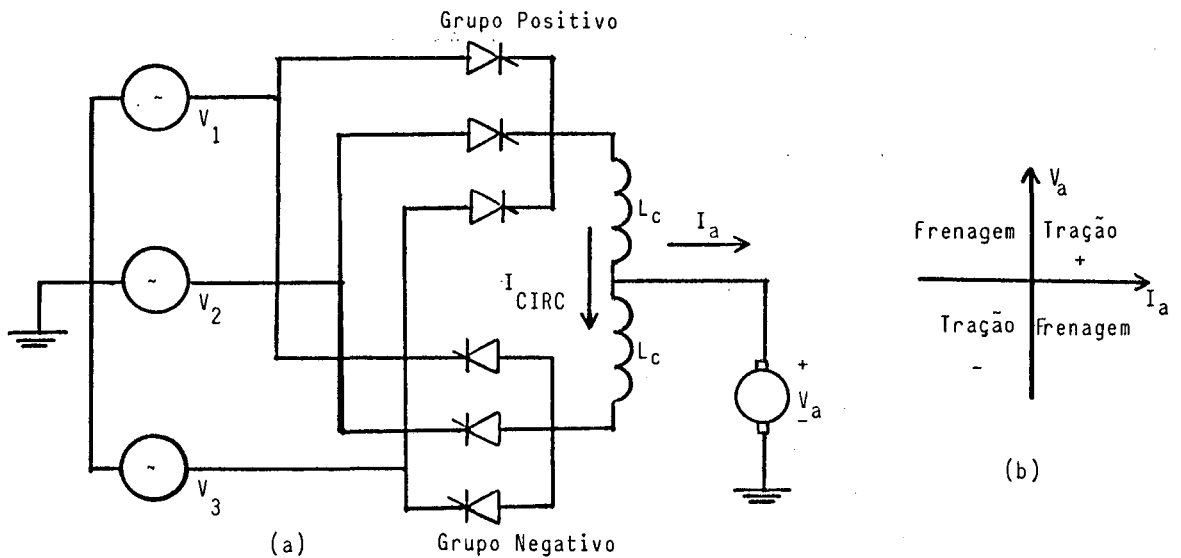


Figura 1.1 - (a) Conversor dual de 3 pulsos, destacando-se a corrente de circulação,  $I_{CIRC}$ .  
(b) Característica de operação em quatro quadrantes.

O conversor C.C.-C.C ou chopper, possui a vantagem, em relação ao dual, da possibilidade de operação em alta fre



quência (da ordem de KHz) pelo fato de usar transistores. Encon-  
tram-se no mercado atualmente (agosto/1986) transistores bipola-  
res de alta tensão (da ordem de kV) e correntes elevadas, o que  
possibilitou a operação em alta frequência, que é uma limitação  
do tiristor. Como consequência disto, a corrente de armadura fi-  
cou praticamente isenta de harmônicas [BARBI, 1986].

Porém, a operação em quatro quadrantes requer que a fonte de alimentação seja reversível em corrente, pois na fre-  
nagem o motor fornece corrente à fonte. No chopper a fonte de  
alimentação é contínua, obtida na prática por retificação e sa-  
be-se que os retificadores a diodo não são reversíveis em cor-  
rente, o que introduz uma dificuldade adicional à esta configura-  
ção. A solução mais utilizada consiste em colocar um capacitor  
(C) na saída do retificador e um pulsador ( $TR_1$ ,  $R_1$ ) para descar-  
regá-lo. Isto aumenta a complexidade do circuito e baixa o ren-  
dimento. Existem outras soluções para o problema, mas de caráter  
mais elaborado.

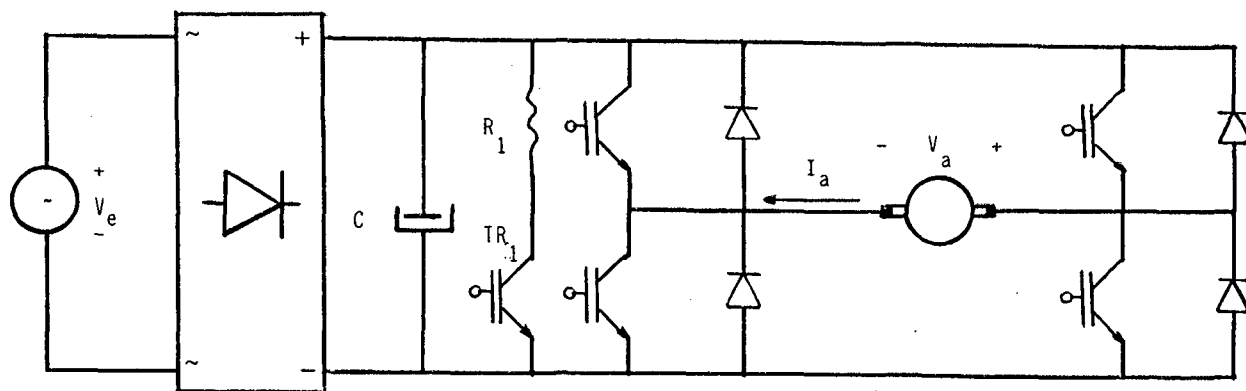


Figura 1.2 - Chopper com frenagem dissipativa.

Com a nova geração de transistores, com as características já mencionadas, outras topologias de conversores começam a ser implementadas, utilizando o princípio da chave bidirecional, Figura 1.3. E este é o objetivo deste trabalho: estudo e realização de um conversor com chaves bidirecionais para operação em quatro quadrantes, Figura 1.4.

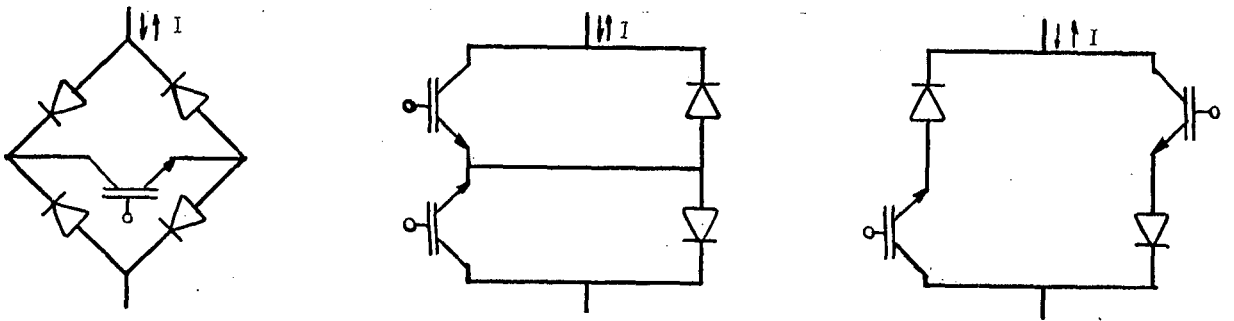


Figura 1.3 - Diferentes configurações de chaves bidirecionais.

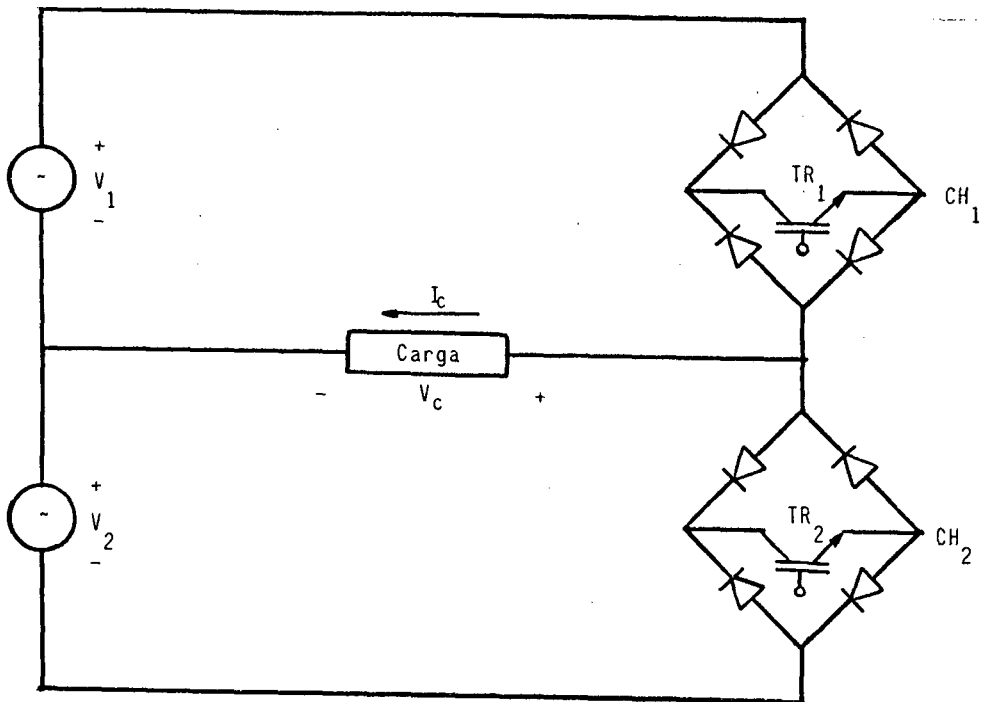


Figura 1.4 - Configuração básica do conversor em estudo.

Esta estrutura opera como um conversor direto, por que é alimentada diretamente da rede pelo secundário de um transformador. É altamente versátil, pois pode converter C.C., em C.A., C.A. em C.C., operar como conversor variador de tensão alternada e conversor direto de frequência. Não tem a restrição do chopper justamente por ser alimentado por fonte C.A., nem a do conversor dual, pois opera com chaveamento em alta frequência. No entanto, existe uma grande dificuldade que é a comutação dos transistores. Este é o aspecto crítico desta montagem e será o ponto de concentração deste trabalho.

O funcionamento da estrutura é simples de ser entendido e baseia-se no chaveamento complementar dos transistores. Através do controle do tempo de condução destes, impõe-se tensão média positiva, nula, ou negativa à carga. O chaveamento em alta frequência atenua de maneira significativa as harmônicas de baixa frequência, propiciando resposta extremamente rápida da estrutura. O princípio de funcionamento é descrito no item seguinte.

## 1.2 - Princípio de Funcionamento

Para fins de descrição, considerar-se-á o conjunto de diodos e transistores como um interruptor ideal. Temos, então, as seguintes seqüências:

1ª) Chave 1 Fechada (veja Figura 1.5).

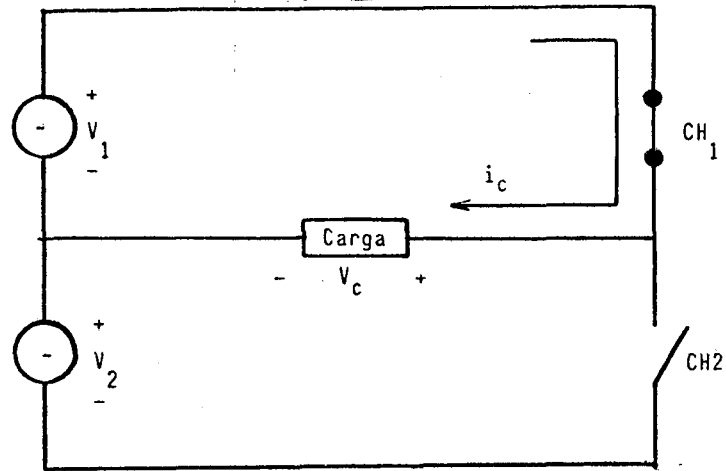


Figura 1.5 - A fonte 1 impõe a corrente de carga.

- A chave 1 conduz a corrente colocando a carga em contanto com a fonte  $V_1$ .
- A chave 2 está aberta.

2ª) Chave 2 Fechada (veja Figura 1.6).

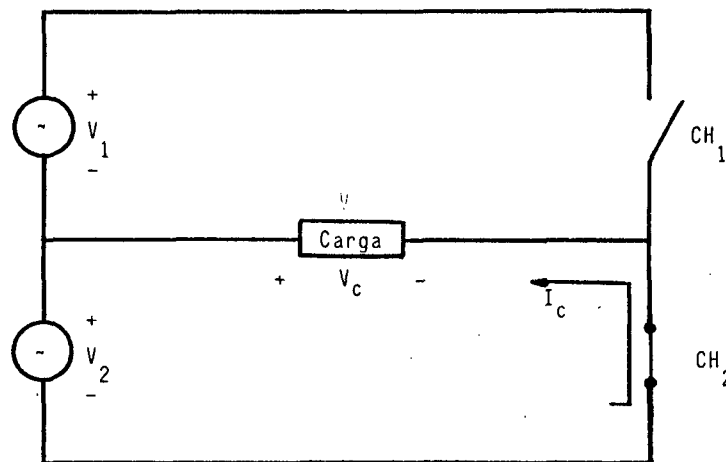


Figura 1.6 - A corrente de carga regenera pela chave 2.

- A chave 2, que atua complementarmente com a chave 1, assume a corrente. A fonte 2 inverte a tensão na carga.

Estas duas seqüências são repetidas de acordo com a frequência de operação e resultam em uma tensão na carga com a aparência mostrada na Figura 1.7, na qual a tensão média é positiva conforme convenção da Figura 1.4. Para efeito de ilustração, a frequência de chaveamento é baixa.

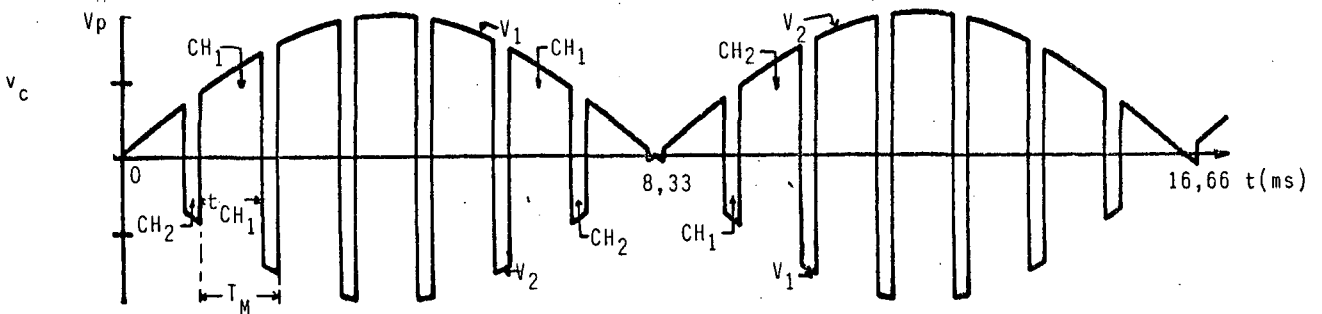


Figura 1.7 - Tensão na Carga, com valor médio positivo.

Pela observação da Figura, podemos ver que para razão cíclica ( $t_{CH_1}/T_M$ ) igual a 0,5, a tensão média é nula, pois as duas chaves conduzem por tempos iguais. Razão cíclica menor que 0,5, gera tensão média negativa. É interessante observar que é necessário a inversão do tempo de condução entre as chaves quando a tensão passa por zero. Caso isto não seja feito

to, a estrutura opera como variador de tensão alternada, que é uma das suas modalidades de operação.

Para concluir o princípio de funcionamento a Figura 1.8 caracteriza a operação em quatro quadrantes.

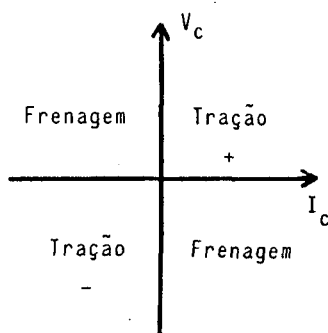


Figura 1.8 - Característica de operação em quatro quadrantes.

### 1.3 - Tensão Média na Carga

A expressão da tensão média é obtida fazendo-se a diferença entre a tensão média superior ( $V_{SUP}$ ) e a tensão média inferior ( $V_{INF}$ ).

Seja:  $t_{CH_1}$  → tempo que  $CH_1$  conduz

$T_M$  → período da modulação

$T$  → 8,33 ms

$f$  → 1/16,66 ms (60 Hz)

$t_{CH_2}$  → tempo que  $CH_2$  conduz

A tensão média superior é dada por:

$$\begin{aligned}
 V_{\text{SUP}} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_P \text{ sen } \omega t \, dt \cdot \frac{t_{\text{CH}_1}}{T_M} = \\
 &= \frac{t_{\text{CH}_1}}{T T_M} V_P \frac{2}{2\pi f} \quad (1.1)
 \end{aligned}$$

Da mesma forma, temos para a tensão média inferior:

$$V_{\text{INF}} = \frac{t_{\text{CH}_2}}{T T_M} V_P \frac{2}{2\pi f} \quad (1.2)$$

Sendo a razão cíclica  $R$ , definida por:

$$R = \frac{t_{\text{CH}_1}}{T_M} \quad (1.3)$$

então

$$t_{\text{CH}_2} = (1 - R) T_M \quad (1.4)$$

Substituindo estas expressões em (1.1) e (1.2) e fazendo a diferença, temos:

$$\begin{aligned}
 V_C &= \frac{2 R V_P}{T\omega} - \frac{2 (1 - R) V_P}{T\omega} = \\
 &= \frac{4 R V_P}{T 2\pi f} - \frac{2 V_P}{T 2\pi f} , \quad T = \frac{1}{2 f} \\
 &= \frac{4 R V_P}{\pi} - \frac{2 V_P}{\pi}
 \end{aligned}$$

Assim, a tensão média na carga é expressa por:

$$V_C = \frac{2 V_P}{\pi} (2 R - 1) \quad (1.5)$$

Pela observação desta expressão, podemos comprovar o que já havia sido exposto.

$$\text{Para } R = 1 , \quad V_C = \frac{2 V_P}{\pi}$$

$$R = 0,5 , \quad V_C = 0$$

$$R = 0 , \quad V_C = \frac{-2 V_P}{\pi}$$

Até aqui a estrutura foi apresentada na sua forma idealizada. No item seguinte, o aspecto da comutação passa a ser abordado.



#### 1.4 - A Comutação : Análise Teórica

Como já foi salientado algumas vezes, esta é a principal dificuldade a ser enfrentada. Nos itens seguintes serão incorporados gradualmente, circuitos através dos quais pretende-se tornar viável a operação da estrutura. Iniciar-se-á da configuração mais simples, evoluindo até a configuração final, sobre a qual será desenvolvido o protótipo.

##### 1.4.1 - Comutação sem Circuito Auxiliar

Sabe-se que, na prática, tem que haver um intervalo de tempo entre a abertura de um transistor e o fechamento de outro, chamado "tempo morto". Este é necessário para que o transistor recupere sua capacidade de bloqueio, evitando que a entrada em condução do transistor complementar coloque as fontes em curto.

Baseado nisto, analisemos a seguinte seqüência de funcionamento.

1ª) Chave 1 Fechada (veja Figura 1.9).

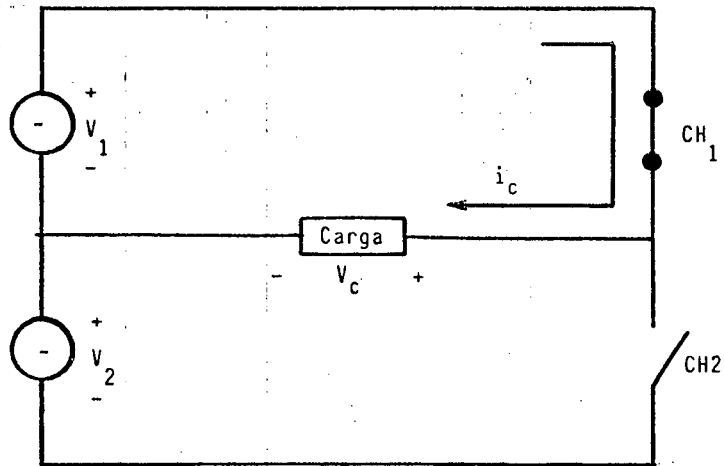


Figura 1.9 - A fonte 1 impõe a corrente da carga.

- A corrente de carga circula pela chave 1.
- A chave 2 está aberta.

2ª) Chave 1 e 2 Abertas (veja Figura 1.10)

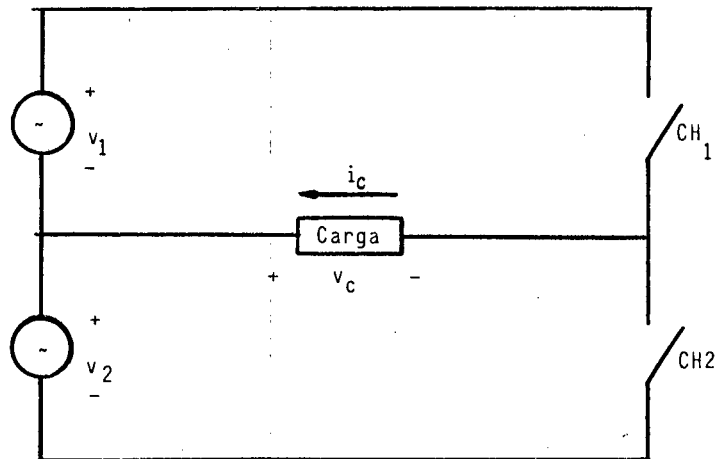


Figura 1.10 - Seqüência  $CH_1$  para  $CH_2$ , ambas abertas durante o tempo morto.

Evidencia-se nesta seqüência a necessidade de um circuito de ajuda à comutação, pois considerando a natureza indutiva da carga, teremos picos de tensão destrutivos para os componentes com a abertura da chave 1, estando a chave 2 aberta. O pico de tensão na carga aparecerá nos terminais da chave 1 acrescido do valor instantâneo da tensão  $V_1$ .

Portanto, torna-se necessário introduzir um circuito que assuma a corrente de carga, na abertura das chaves.

#### 1.4.2 - Comutação com Circuito Auxiliar Convencional (SNUBBER)

Este circuito, bastante popular na eletrônica de potência, tem por objetivo assumir a corrente de carga na abertura dos transistores reduzindo as perdas na comutação. Analizemos a seqüência de funcionamento com este incorporado à estrutura.

1ª) Transistor 1 Conduzindo (veja Figura 1.11)

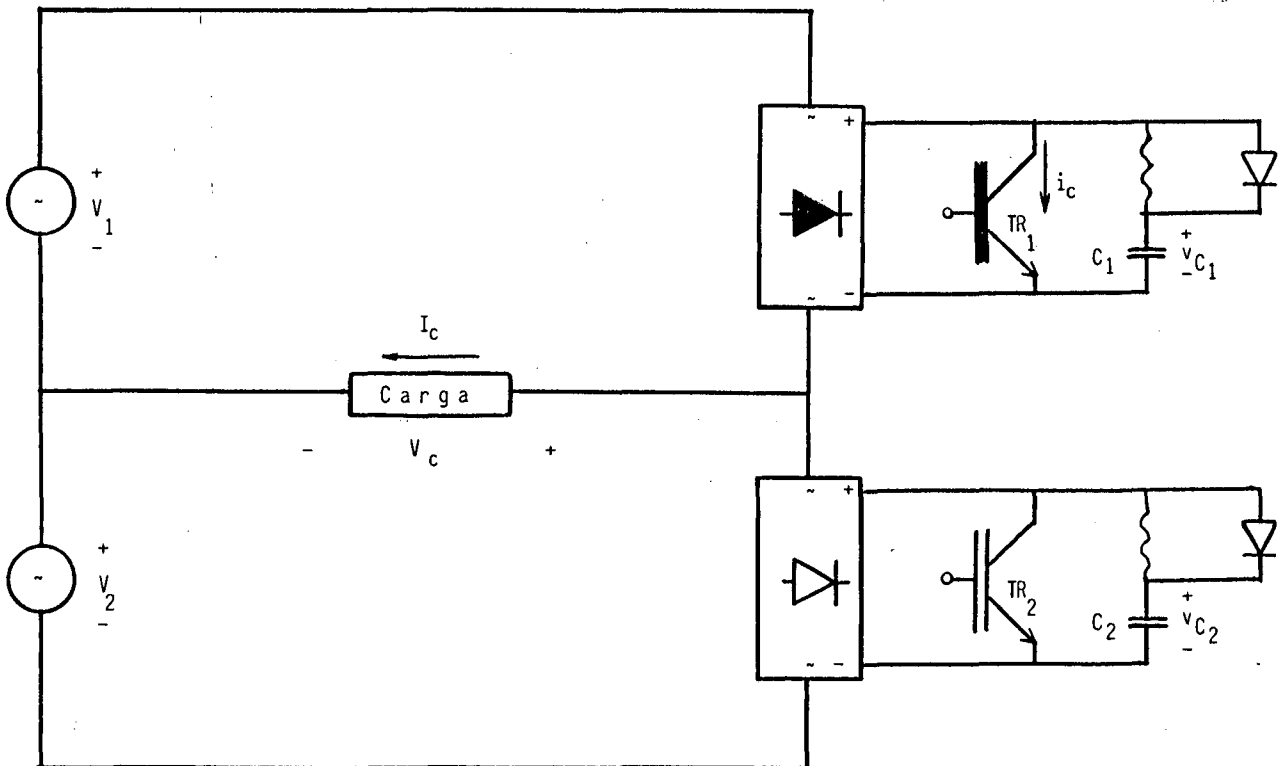


Figura 1.11 - Comutação com circuito de ajuda.

- O transistor 1 conduz a corrente de carga.
- A tensão no capacitor 1 é zero.
- O transistor 2 está em corte.
- A tensão no capacitor 2 é  $v_{C_2}$ .

2º) Abertura do Transistor 1 (veja Figura 1.12)

Na transição do transistor 1 para o transistor 2, conforme foi visto, deve haver um intervalo de tempo em que ambos ficam abertos. Esta seqüência encontra-se na Figura 1.12.

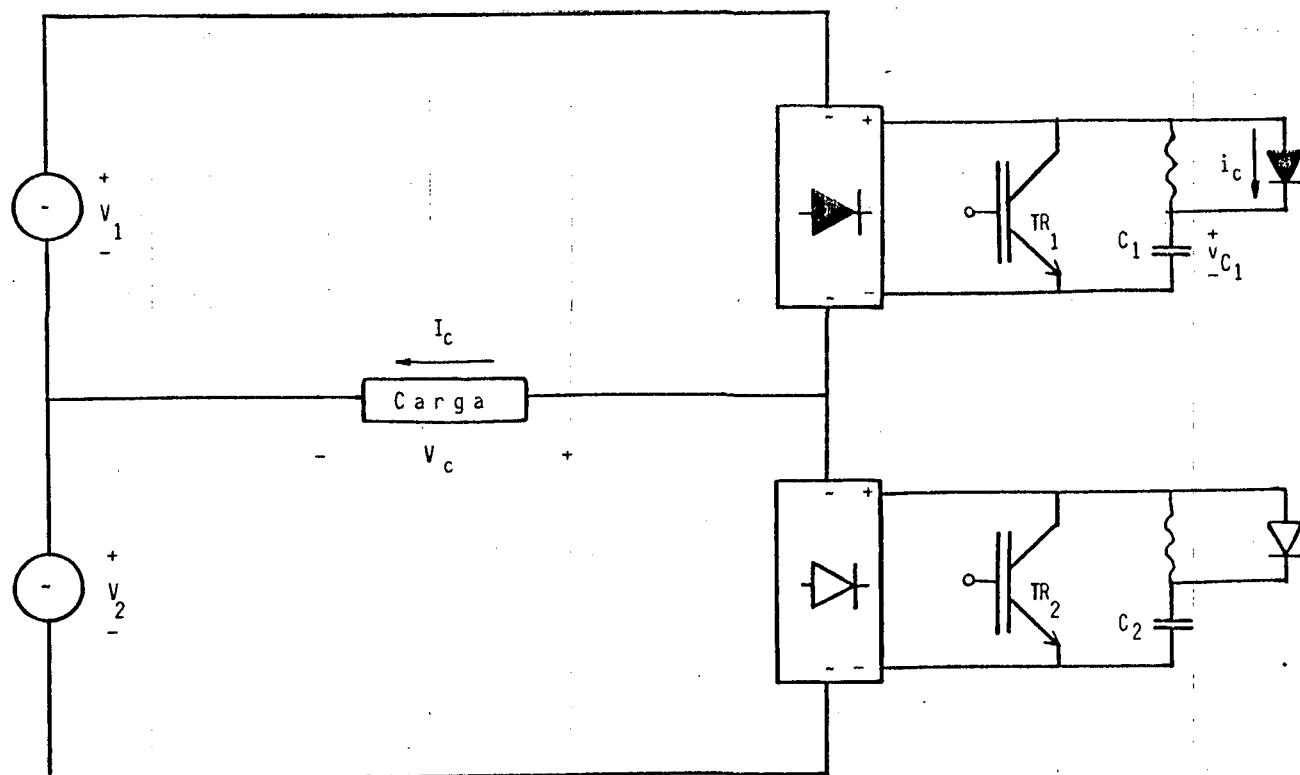


Figura 1.12 - Transição do transistor 1 para o transistor

- O transistor 1 abre.
- A corrente de carga é transferida para o capacitor 1, que carrega-se linearmente.

Com a abertura do transistor 1, a corrente de carga é comutada para o capacitor 1 que deve conduzi-la enquanto durar o tempo morto. Durante este tempo, a tensão  $v_{c_1}$  sobe, refletindo-se nos terminais do transistor 1.

### 3ª) Fechamento do Transistor 2 (veja Figura 1.13)

O chaveamento do transistor 2, poderá causar problemas, como veremos a seguir. A seqüência está ilustrada na Figura 1.13.

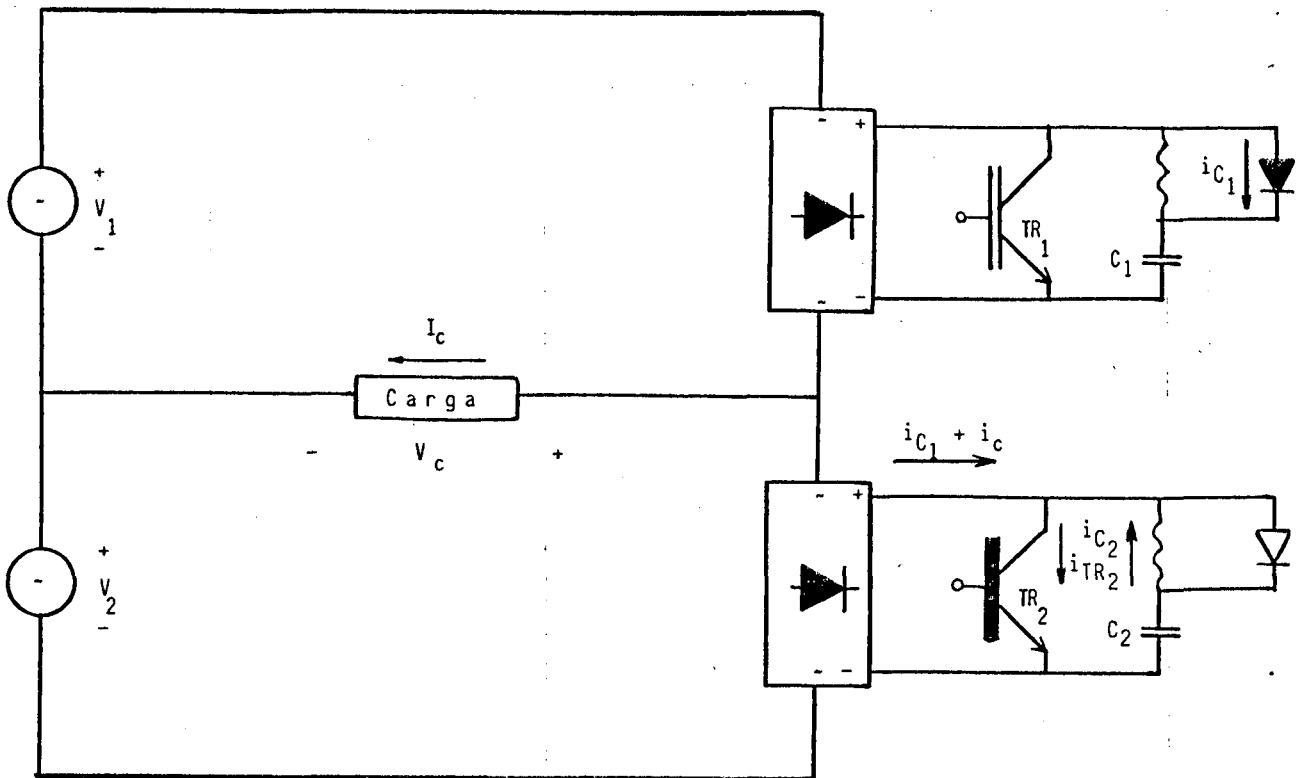


Figura 1.13 - Chaveamento de transistor 2.

- O transistor 2 entra em condução.
- A corrente de carga é comutada do capacitor 1 para o transistor 2.

Esta seqüência merece especial atenção, pelo seguinte: durante o tempo morto o capacitor  $C_1$  foi carregado, elevando sua tensão. De acordo com este intervalo de tempo e a grandeza da corrente envolvida na comutação, podemos ter três situações distintas, sendo duas indesejáveis.

1ª) A corrente de carga é alta no instante da comutação, carregando o capacitor 1 além da tensão de bloqueio do transistor 1, destruindo-o, antes que o tempo morto acabe.

2ª) A corrente de carga é baixa, ou nula, no instante da comutação. Como consequência o capacitor 1 não é carregado durante o tempo morto e na entrada do transistor 2 circulará corrente elevada pela malha externa através de  $C_1$  e  $TR_2$ . O valor da corrente depende da diferença instantânea de tensões entre as fonte e o capacitor 1, ou seja,  $(v_1 + v_2) - v_{c_1}$ . O transistor 2 deve conduzir, portanto, a corrente de descarga do capacitor 2, a corrente de carga e o pico de corrente de carga do capacitor 1. Isto certamente destruiria o componente. A Figura 1.13 representa a situação.

3ª) O caso ideal é aquele em que o capacitor 1 assume uma tensão igual às tensões instantâneas das fontes ( $v_{c_1} = v_1 + v_2$ ) no intervalo da comutação. Com isto não haveria picos

de corrente ou tensão no circuito. No fechamento do transistor 2, a tensão no capacitor 1 equilibraria a tensão das fontes e não haveria circulação de corrente pela malha externa.

Pelos resultados obtidos na análise desta última seqüência fica comprovada a inviabilidade de operação da estrutura com a simples inclusão do circuito de ajuda à comutação. Com esta configuração não há como operá-la satisfatoriamente. Sendo assim, é necessário introduzir um outro circuito o qual será tratado no próximo item.

#### 1.4.3 - Comutação com Circuito de Ajuda Convencional e Circuito Grampeador

O grampeador, ou limitador de tensão, é um circuito que tem por finalidade limitar os picos de tensão na estrutura. O objetivo é a proteção dos transistores contra sobreensões, como verificou-se no item anterior. Este circuito, que aqui será encarado como uma fonte de tensão constante, cujo valor deve ser maior que o valor de pico da tensão de alimentação, em série com um diodo, pode ser colocado tanto na carga quanto nos transistores. Na análise será utilizada a primeira opção (Figura 1.14).

1º) Transistor 1 Conduzindo (veja Figura 1.14)

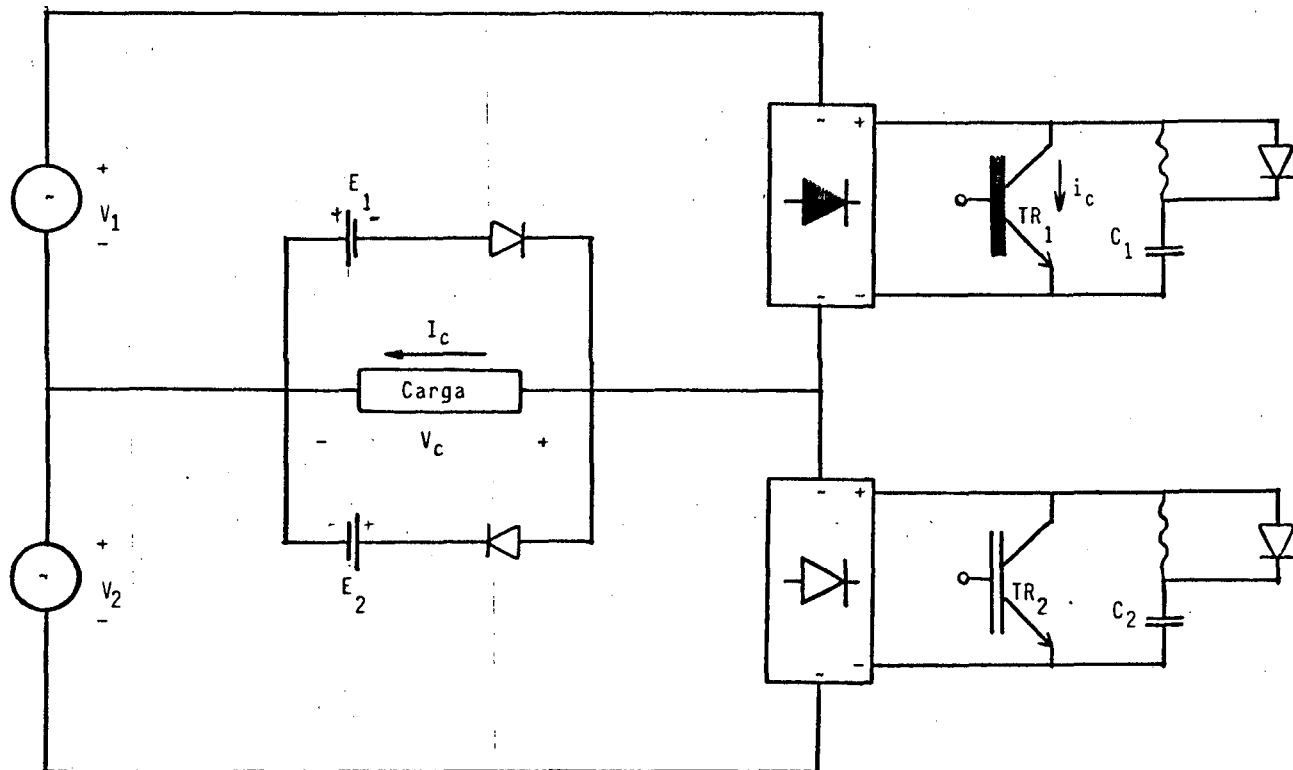


Figura 1.14 - Introdução do Circuito Grampeador.

- O transistor 1 conduz  $I_c$ .
- O grampeador está inoperante.



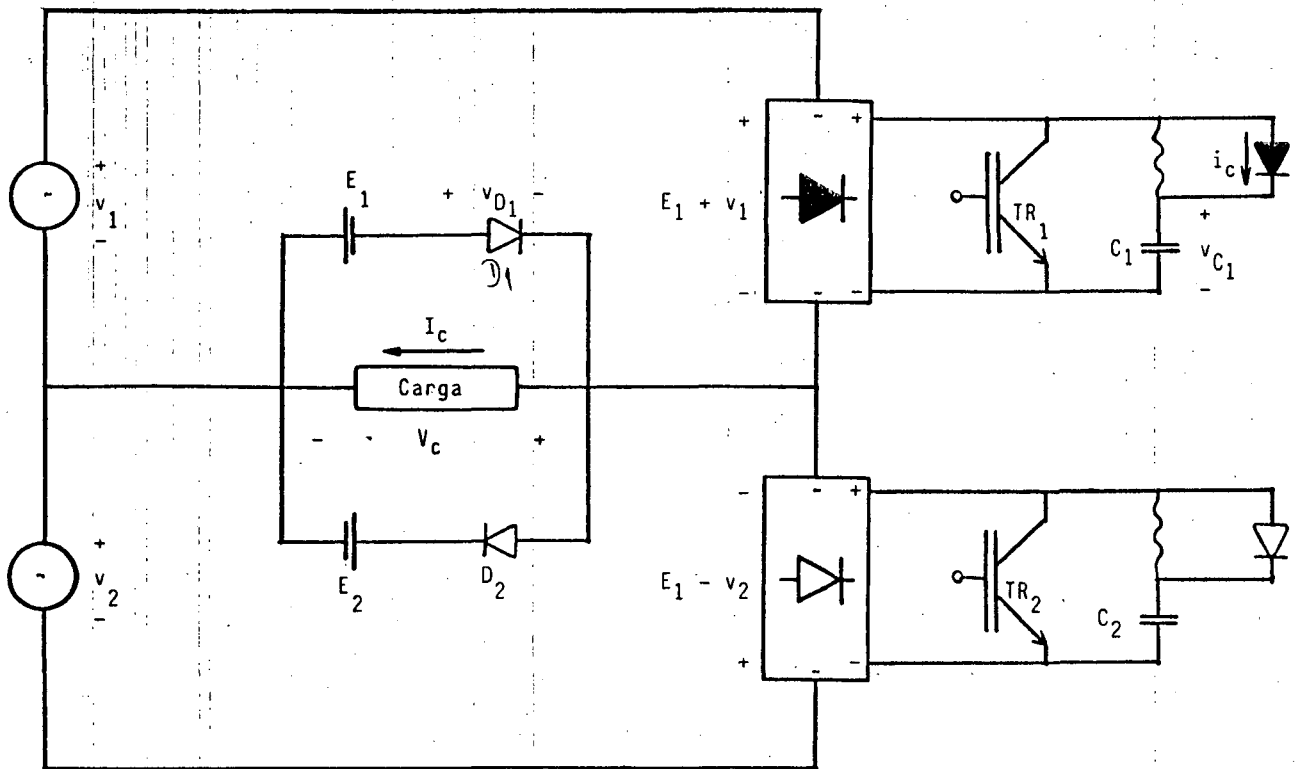
29) Abertura do Transistor 1 (veja Figura 1.15)

Figura 1.15 - Comutação da corrente de carga para o grampeador.

- O transistor 1 abre.
- A corrente de carga comuta para  $C_1$ , fazendo com que  $v_{c1}$  suba.

A abertura do transistor 1, faz com que a corrente seja comutada para o capacitor 1, elevando sua tensão. Quando esta atingir  $(E_1 + v_1)$  o diodo 1 será polarizado e a corrente de carga será transferida para o grampeador. As tensões nas malhas ficarão com os valores dados na Figura 1.15. Com  $i_s$

to o grampeador cumpre sua função, evitando picos de tensão na abertura do transistor.

39) Fechamento do Transistor 2 (veja Figura 1.16)

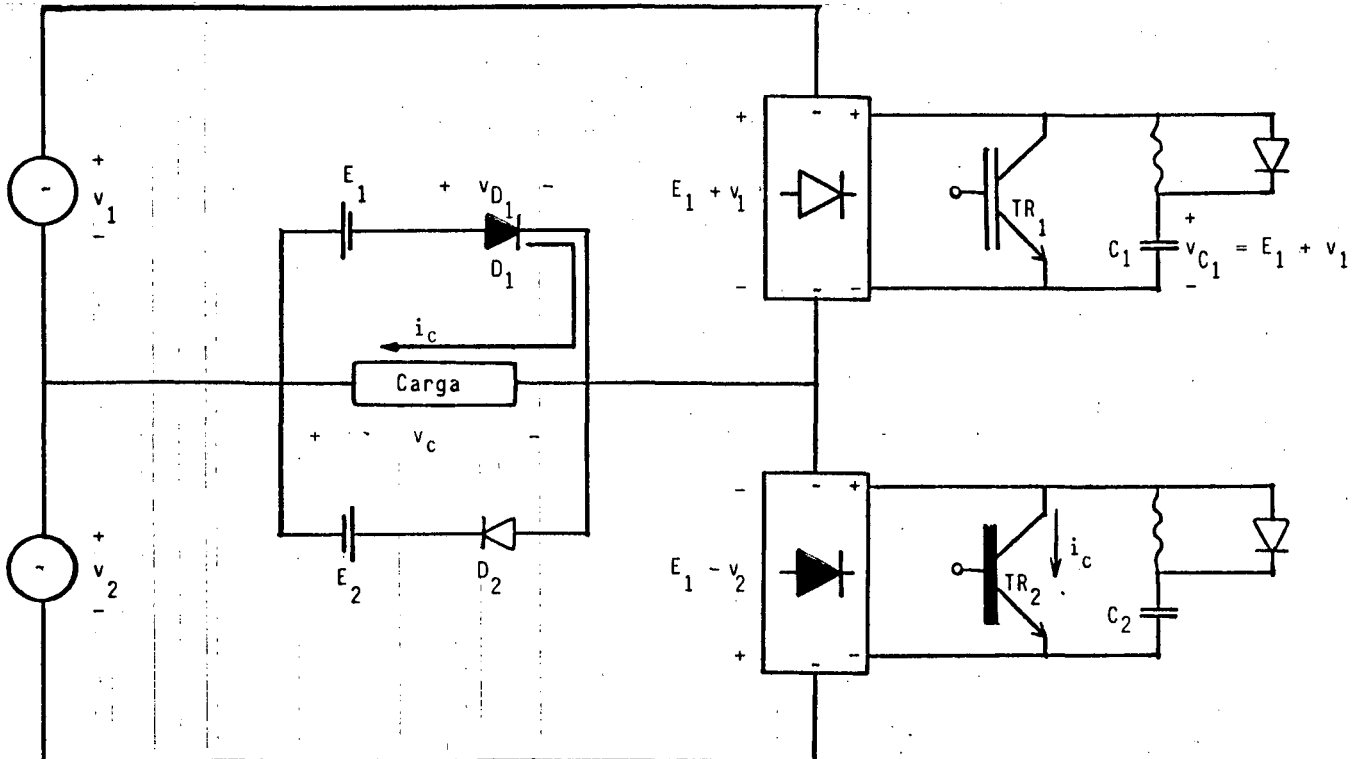


Figura 1.16 - Comutação da corrente de carga do grampeador para o transistor 2.

- O transistor 2 entra em condução.
- A corrente de carga, que circulava pelo grampeador, comuta para o transistor 2.

Como foi visto anteriormente, a tensão no capacitor 1 subiu até polarizar o grampeador. A corrente de carga, então, circula por este e a tensão no capacitor 1 permanece  $E_1 + v_1$ .

Ao ligarmos o transistor 2, este assume a corrente de carga, que passa a regenerar pela fonte 2. Observe que neste caso, ao ligarmos  $TR_2$ , a tensão do capacitor 1 ( $v_{c_1} = E_1 + v_1$ ) é maior que a tensão das fontes ( $E_1 + v_1 > v_1 + v_2$ ), impedindo que haja circulação de corrente pela malha externa.

No entanto, ainda existe a possibilidade de ocorrer uma comutação com corrente nula, fazendo com que o capacitor 1 fique descarregado, originando picos de corrente na ligação do transistor 2. Mesmo que esta possibilidade estivesse afastada, o grampeador introduz uma dificuldade, como será visto na próxima seqüência, Figura 1.17

49) Abertura do Transistor 2 (veja Figura 1.17)

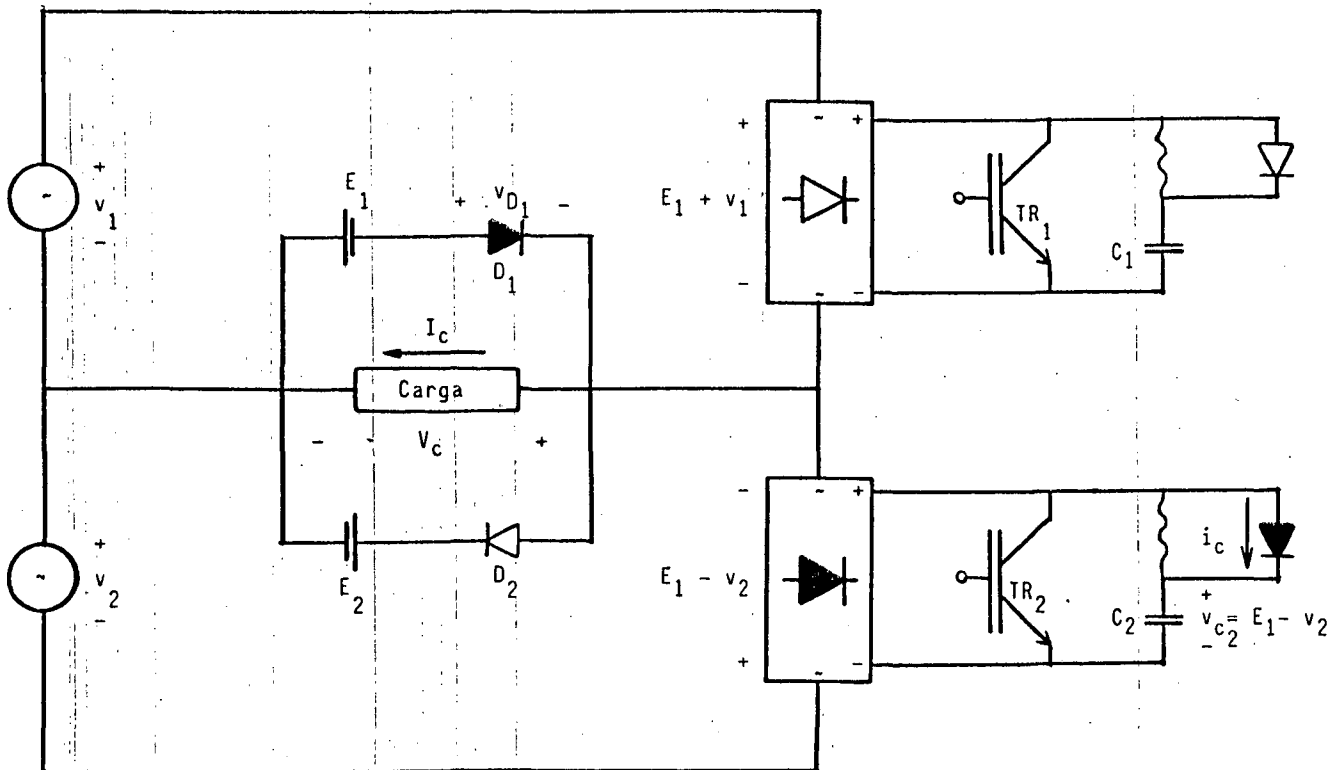


Figura 1.17 - Comutação da corrente de carga do capacitor 2 para o grampeador.

- O transistor 2 abre.
- A corrente comuta deste para o capacitor 2.

Com a abertura do transistor 2, a corrente de carga passa a circular pelo capacitor 2 elevando sua tensão. No entanto, basta que esta atinja  $v_{C_2} = E_1 - v_2$  para que o grampeador seja polarizado, assumindo a corrente de carga. As tensões nas malhas ficam, então, com os valores indicados na Figura 1.17.

O grande problema é que a tensão do capacitor 2 ( $E_1 - v_2$ ) é sempre menor que  $(v_1 + v_2)$ . Isto faz com que ocorram picos de corrente pela malha externa, na ligação do transistor 1. Na Figura 1.18, foram colocados valores numéricos para ilustrar com maior clareza esta situação.

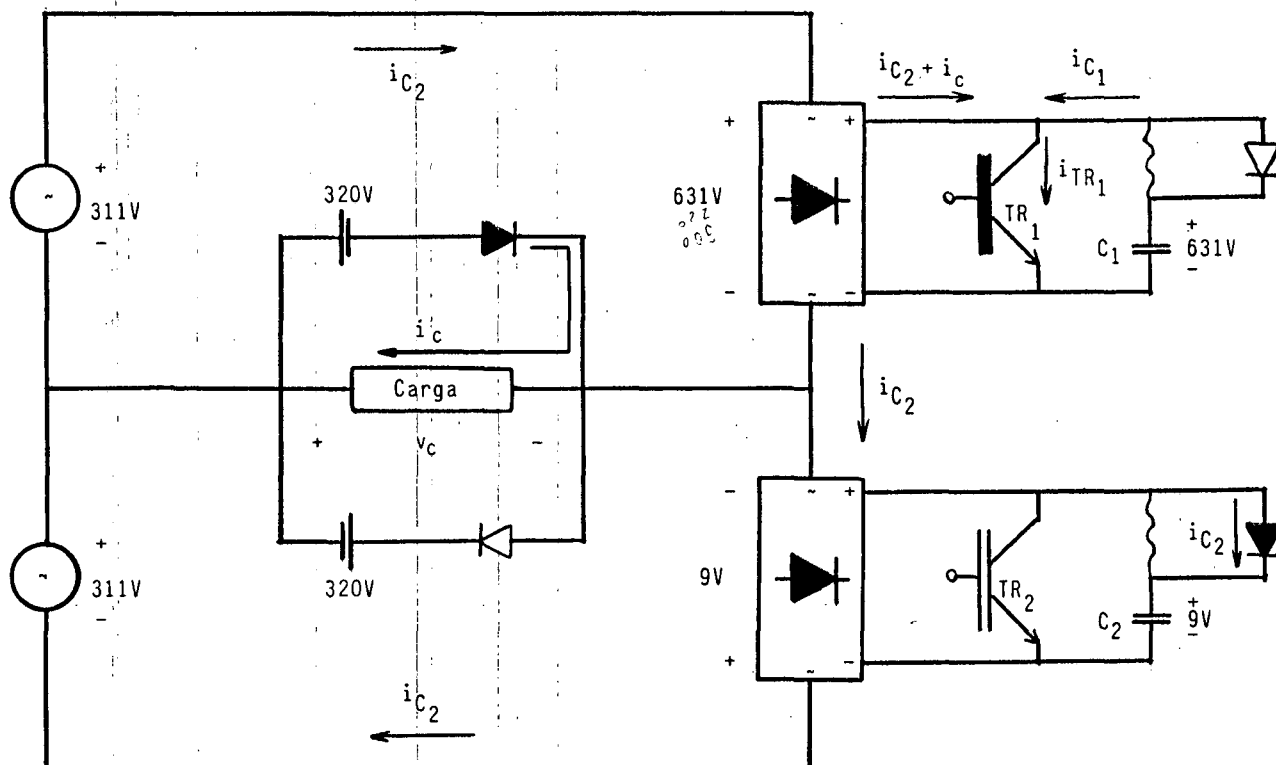


Figura 1.18 - Comutação da corrente de carga, do grampeador para o transistor 1.

Como se vê pela Figura, ao ser chaveado o transistor 1, existe uma diferença de potencial instantânea na malha igual a  $v_1 + v_2 - v_{C_2}$ , ou  $(311 + 311 - 9) = 613$  V, que deve ser equilibrada.

Como consequência, o capacitor 2 é carregado subitamente dando origem a picos de corrente que fatalmente destruiriam o transistor 1, Figura 1.19.

Esta situação ocorre toda vez que um transistor conduzir uma corrente de carga em regeneração. É uma característica de operação desta configuração que não pode ser evitada. Portanto, o que se pretende é limitar os picos de corrente, de maneira a torná-los aceitáveis pelos transistores. O item seguinte trata disto.

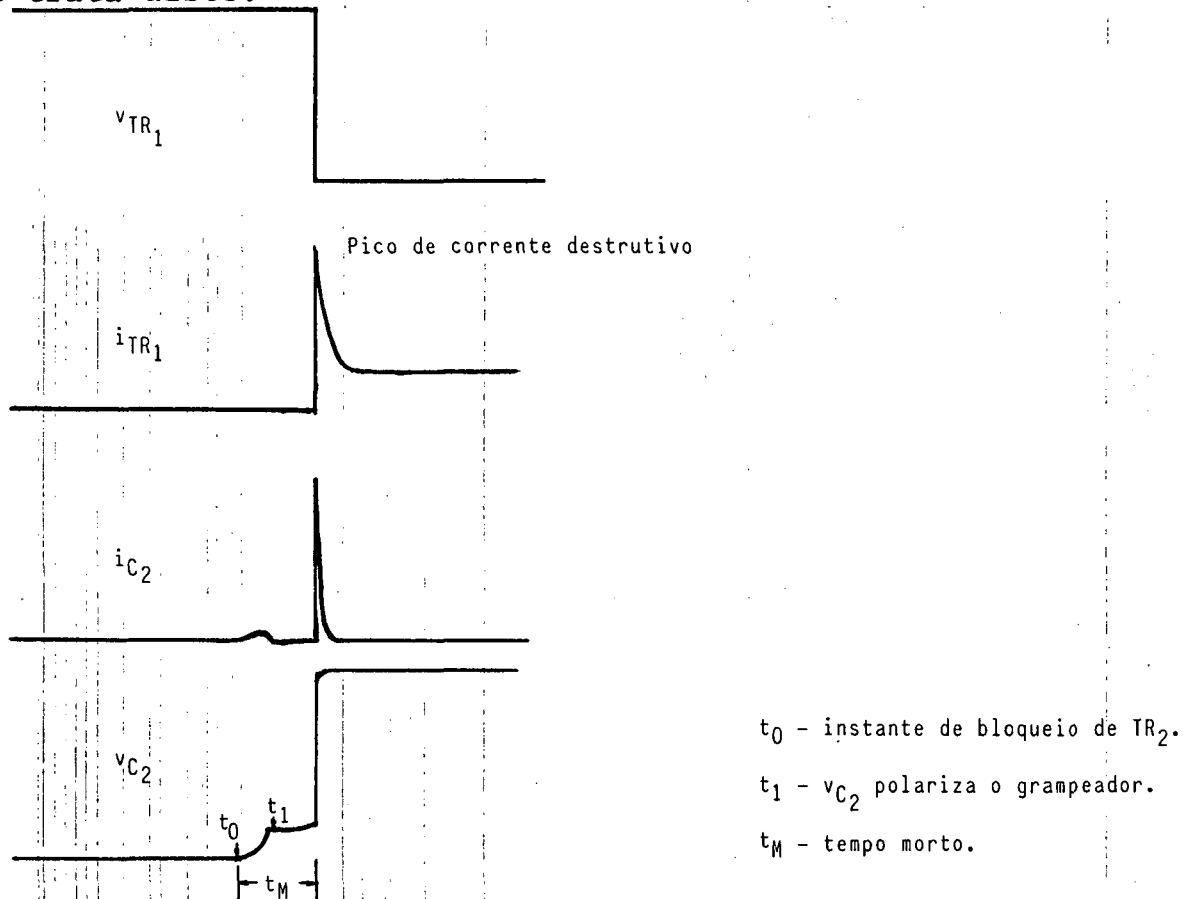


Figura 1.19 - Comutação do transistor 2 para o transistor 1 com pico de corrente.

#### 1.4.4 - Introdução de Indutores em Série

Com a colocação destes elementos no circuito, pretende-se limitar os picos de corrente causados na situação descrita anteriormente. Com isto, a estrutura completa terá a configuração mostrada na Figura 1.20.

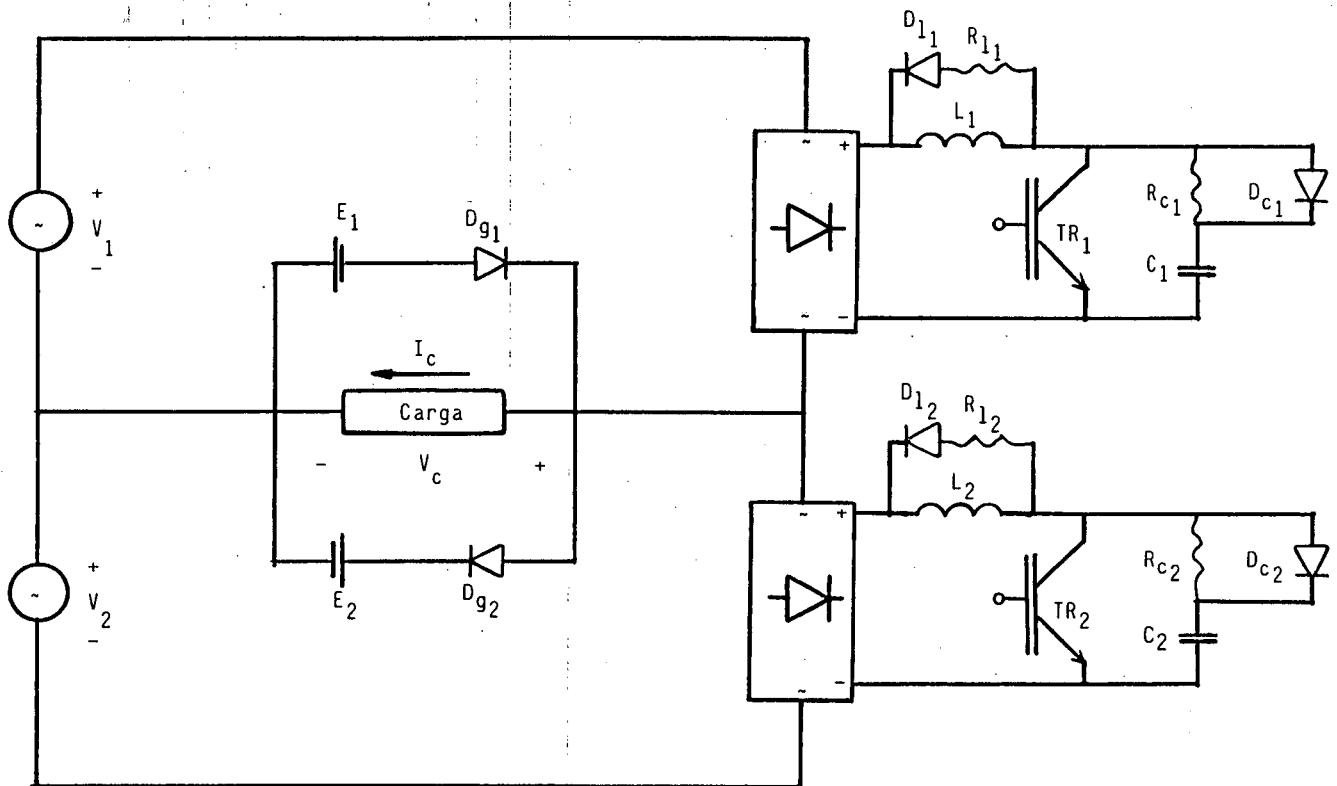


Figura 1.20 - A estrutura completa.

Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são iguais e ficarão em série com o capacitor 2 no chaveamento de  $TR_1$  (veja Figura 1.18), limitando a corrente máxima a um valor fixado. Esta situação pode ser representada pelo circuito equivalente, conforme Figura 1.21.

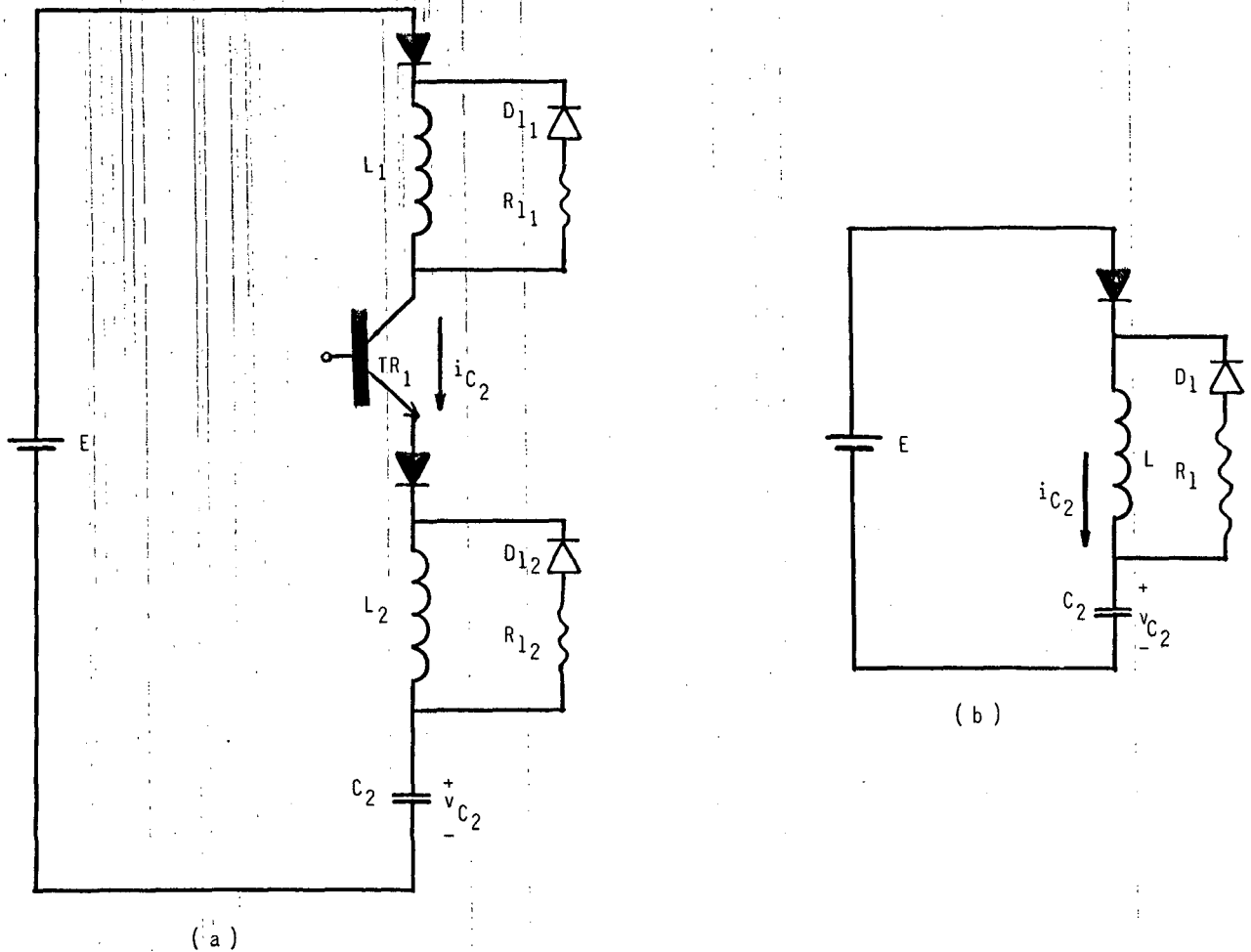


Figura 1.21 - (a)  $TR_1$  conduzindo a corrente de pico.

(b) Circuito equivalente para cálculo dos indutores.

Onde  $E$  é a soma dos valores instantâneos das tensões das fontes  $V_1$  e  $V_2$ , na comutação.

Na realidade, esta não é uma configuração perfeita, pois no instante do pico, o indutor 1 já assumiu a corrente de carga. Só pode ocorrer a carga do capacitor 2 se o grameador estiver aberto, portanto, com a corrente de carga já comutada para  $TR_1$ . No entanto, a configuração é válida para ilustrar o que se pretende e também para os cálculos iniciais para as simulações.

A equação básica para o cálculo do indutor é dada pela expressão (1.6).

$$L = \left( \frac{E}{I_M} \right)^2 C_2 \quad (1.6) \quad [\text{BARBI, 1985}]$$

onde  $I_M$  é o valor máximo da corrente no capacitor.

Pode-se esperar que a introdução dos indutores tenha como consequência a elevação de tensão dos capacitores, por efeito da desmagnetização. Isto será verificado oportunamente.

#### 1.5 - A Comutação: Análise por Simulação

Tem-se como objetivo apresentar e avaliar os resultados obtidos por simulação através dos quais verificam-se os problemas envolvidos com a comutação, conforme foi abordado anteriormente.

Para fins de avaliação, decidiu-se pela análise do comportamento da estrutura operando no 1º quadrante, em regime permanente, alimentando uma carga RL, com frequência de modulação de 480 Hz. O trabalho foi desenvolvido com o programa SACEC (Simulação Automática de Conversores Estáticos por Computador).



### 1.5.1 - Valores Iniciais

Para dar início às simulações foi necessário estimar alguns valores, conforme segue.

#### 1.5.1.1 - Carga

Adotou-se para carga  $R_c = 8\Omega$ ,  $L_c = 50$  mH. A tensão média na carga é dada pela expressão (1.5).

$$V_c = \frac{2 V_p}{\pi} (2R - 1)$$

Para a razão cíclica adotada de 0,7 e tensão de 220 V, tem-se:

$$V_c = \frac{2 \cdot 311}{\pi} (2 \cdot 0,7 - 1), \quad V_c \cong 80 \text{ V.}$$

Com isto, a corrente média será em torno de 10 A.

#### 1.5.1.2 - Capacitores de Comutação

Deve-se salientar que este cálculo é feito para a configuração que usa somente o circuito de ajuda à comutação convencional, ou seja, sem grampeador e indutores série. Desta maneira pode-se evidenciar os problemas da comutação somente com o circuito RC. Após, acrescenta-se o grampeador, verifica-se as

diferenças e finalmente trabalha-se o circuito completo.

Os capacitores serão calculados para a pior situação, ou seja, deseja-se que estes se carreguem até  $(V_{1pico} + V_{2pico}$ , ou 622 V) quando a corrente de carga for mínima (4,5 A obtidos por simulação em um programa em BASIC). Isto evitará picos de corrente nos transistores, pois os capacitores sempre atingirão tensões maiores que a soma dos valores máximos instantâneos das tensões das fontes.

A Figura 1.22 ilustra a comutação de  $TR_1$  para  $TR_2$ .

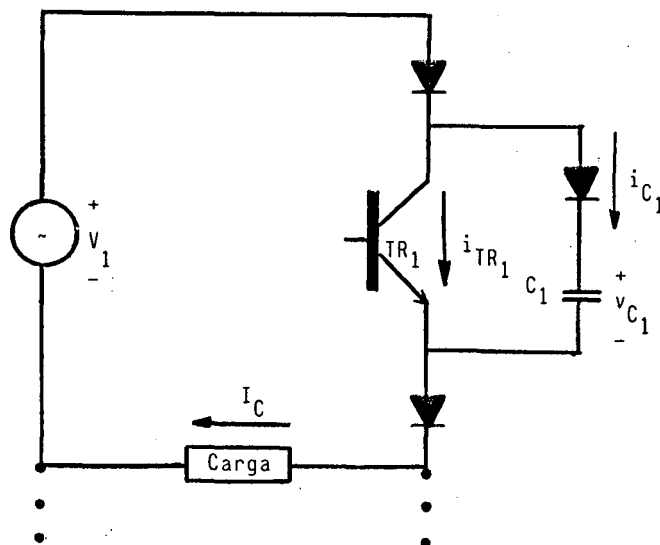


Figura 1.22 - Abertura de  $TR_1$ .

- A corrente comuta de  $TR_1$  para  $C_1$ .
- $TR_2$  está aberto.

Graficamente tem-se, de acordo com a Figura 1.23.

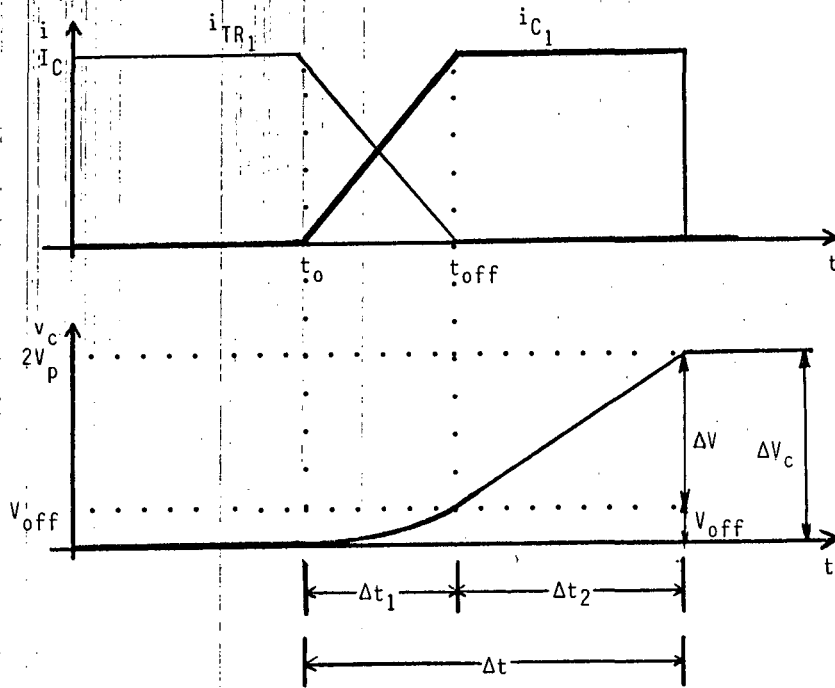


Figura 1.23 - Comutação.

Onde o valor de  $V_{off}$  é dado por:

$$V_{off} = \frac{1}{2} \frac{I_C t_{off}}{C} \quad [\text{BARBI, 1985}] .$$

Temos que:

$$\Delta V_C = 2 V_P$$

$$\Delta V = 2 V_P - V_{off} = 2 V_P - \frac{1}{2} \frac{I_C t_{off}}{C}$$

$$I_C = C \frac{\Delta V}{\Delta t_2} \quad , \quad \text{logo} \quad \Delta t_2 = C \frac{\Delta V}{I_C}$$

$$\Delta t_2 = \frac{C}{I_C} \left( 2 V_P - \frac{1}{2} \frac{I_C t_{\text{off}}}{C} \right) = 2 \frac{V_P C}{I_C} - \frac{1}{2} t_{\text{off}} .$$

mas,  $\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2$  ,  $\Delta t_1 = t_{\text{off}}$

$$\Delta t = t_{\text{off}} + 2 \frac{V_P C}{I_C} - \frac{1}{2} t_{\text{off}} = 2 \frac{V_P C}{I_C} + \frac{1}{2} t_{\text{off}}$$

Portanto:  $C = \left( \Delta t - \frac{1}{2} t_{\text{off}} \right) \frac{I_C}{2 V_P}$  (1.6)

Seja:  $\Delta t = 5 \mu\text{s}$        $V_P = 311 \text{ V}$

$t_{\text{off}} = 2 \mu\text{s}$        $I_C = 4,5 \text{ A}$

Temos:  $C = C_1 = C_2 = 29 \text{ nF}$

### 1.5.1.3 - Resistores de Descarga dos Capacitores

Sendo a tensão máxima estimada nos capacitores de 622 V e adotando uma corrente máxima de descarga de 5A, tem-se:

$$R_{C_1} = R_{C_2} = \frac{622}{5} , \text{ ou } R_{C_1} = R_{C_2} = 124 \Omega$$

### 1.5.2 - Avaliação dos Resultados das Simulações

Os resultados obtidos são ilustrados por Figuras e serão analisados nos itens seguintes, tanto sob o aspecto qualitativo quanto quantitativo. As simulações evoluíram na mesma sequência da análise teórica de maneira que os problemas verificados e as soluções propostas possam ser destacadas. Deve-se entender que não foi objeto das simulações obter resultados exatos, e sim valores de avaliação e comprovação dos fenômenos envolvidos na comutação. No entanto, uma análise da ordem de grandeza das tensões e correntes envolvidas é necessária para que não sejamos iludidos pelos resultados.

#### 1.5.2.1 - Comutação com Circuito Auxiliar Convencional

Os resultados que ilustram esta situação podem ser observados na Figura 1.24 de c até e.

Na Figura 1.24 c tem-se tensão e corrente na carga. Verificam-se os picos de tensão no instante da comutação, devido a elevação de tensão nos capacitores, conforme já havia sido previsto. A corrente de carga é bastante ondulada, consequência da baixa frequência de modulação.

As Figuras d e e, mostram as correntes e tensões nos transistores e capacitores, confirmando a análise desenvolvida no item 1.4.2. Os capacitores assumem tensões elevadas e, como consequência disto, causam picos de corrente na descarga.

Pode-se verificar alguns valores à fim de comprovar os resultados obtidos. Seja, por exemplo, a tensão máxima no

capacitor 2, Figura 1.24 e , de 2365 V. Considerando a corrente constante na comutação (9,58 A) e o tempo morto utilizado de 8  $\mu$ s, tem-se:

$$\begin{aligned} \Delta V_{C_2} &= I_{C_2} \frac{t_M}{C_2} \\ &= 9,58 \cdot \frac{8 \times 10^{-6}}{29 \times 10^{-9}} \quad , \quad \Delta V_{C_2} = 2642 \text{ V} . \end{aligned}$$

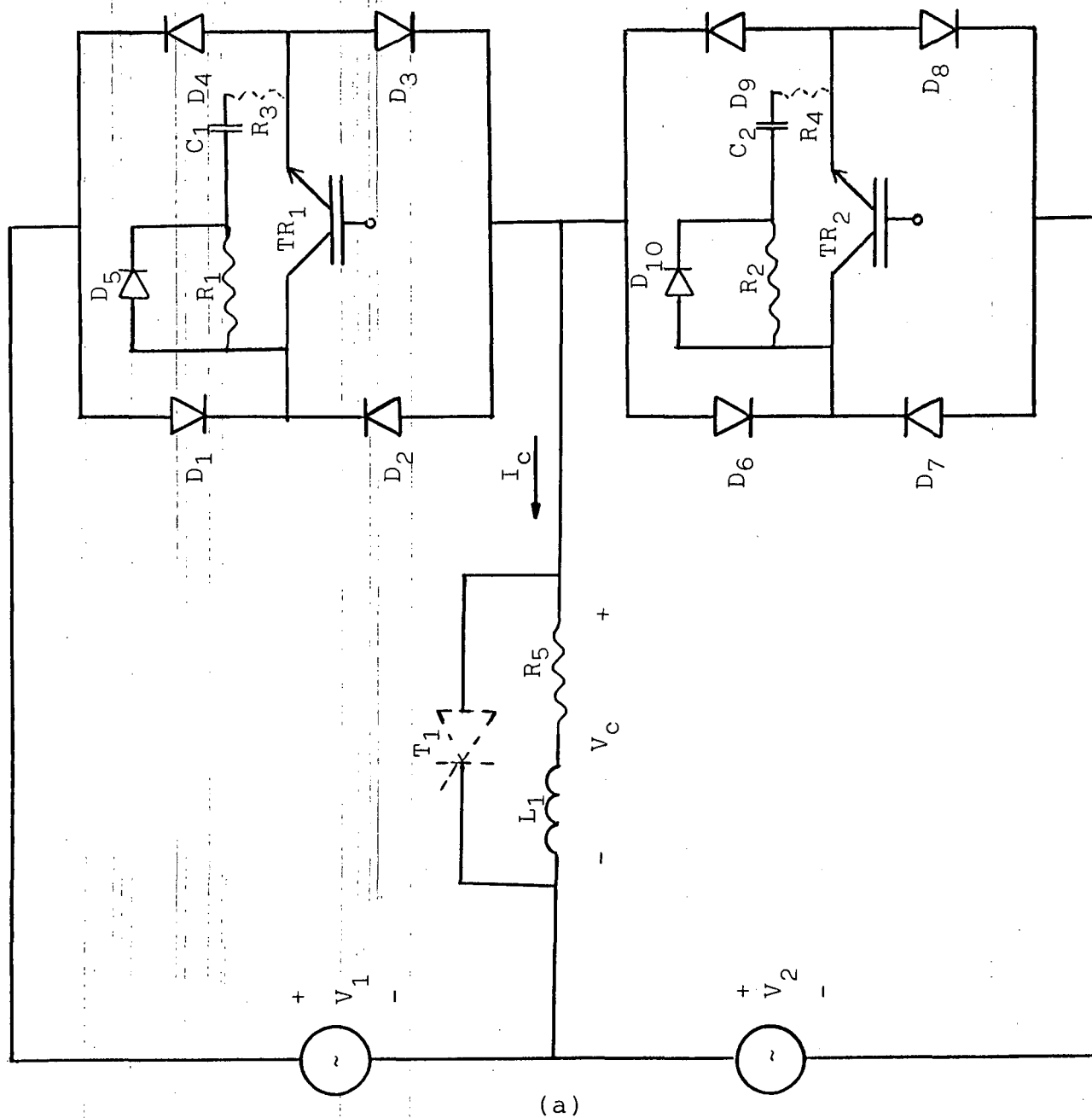
Portanto, o resultado apresentado pelo programa é confiável.

Pode-se verificar também, a corrente de pico de 15A no transistor 2, Figura 1.24 e. Esta é a resultante da descarga do capacitor 2, acrescida da corrente de carga, ou seja:

$$\begin{aligned} i_{TR_2} &= i_c + i_{C_2} \\ &= 5,4 + 8,9 \quad , \quad i_{TR_2} = 14,3 \text{ A} . \end{aligned}$$

As mesmas verificações podem ser feitas para a Figura 1.24 d, confirmando-se os valores.

Os resultados apresentados, de maneira geral, são bons e confiáveis. Assim, comprovadas as conclusões da análise teórica, deve-se partir para o próximo passo com a introdução do grampeador.



(a)

Figura 1.24 - (a) Configuração adotada para simulação;

(b) Listagem;

(c), (d) Resultados obtidos.

OBS.: No desenho da configuração, os elementos desenhados em pontilhado não pertencem à estrutura. São introduzidos por necessidade do programa de simulação.

NUMERO DE RAMOS : 23 NUMERO DE NOS : 13

FONTES DE TENSÃO (E)  
 No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! TENSAD ! PULSACAD ! FASE  
 ! (NP) ! (NC) ! (V) ! (OMG) ! (PHS)  
 1, 2 , 1 , .31100E+03, .377000E+03, -.157080E+01  
 2, 1 , 8 , .31100E+03, .377000E+03, -.157080E+01

CAPACITORES (C)  
 No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)  
 1, 6 , 12 , .290E-07  
 2, 10 , 13 , .290E-07

TI RISTORES (T)  
 No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO  
 1, 4 , 1 , .100E+07, .100E+00, .100000E+01, .100000E+00

DIODOS (D)  
 No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE  
 1, 2 , 3 , .270E+08, .270E+00  
 2, 4 , 3 , .270E+08, .270E+00  
 3, 5 , 4 , .270E+08, .270E+00  
 4, 5 , 2 , .270E+08, .270E+00  
 5, 3 , 6 , .270E+08, .270E+00  
 6, 4 , 7 , .270E+08, .270E+00  
 7, 8 , 7 , .270E+08, .270E+00  
 8, 9 , 8 , .270E+08, .270E+00  
 9, 9 , 4 , .270E+08, .270E+00  
 10, 7 , 10 , .270E+08, .270E+00

TRANSISTOR (TR)  
 No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T BLOQUEIO  
 1, 3 , 5 , .270E+08, .100E+00, .000000E+00, .000000E+00  
 2, 7 , 9 , .270E+08, .100E+00, .000000E+00, .000000E+00

RESISTENCIAS (R)  
 No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)  
 1, 3 , 6 , .124E+03  
 2, 7 , 10 , .124E+03  
 3, 12 , 5 , .100E-01  
 4, 13 , 9 , .100E-01  
 5, 4 , 11 , .800E+01

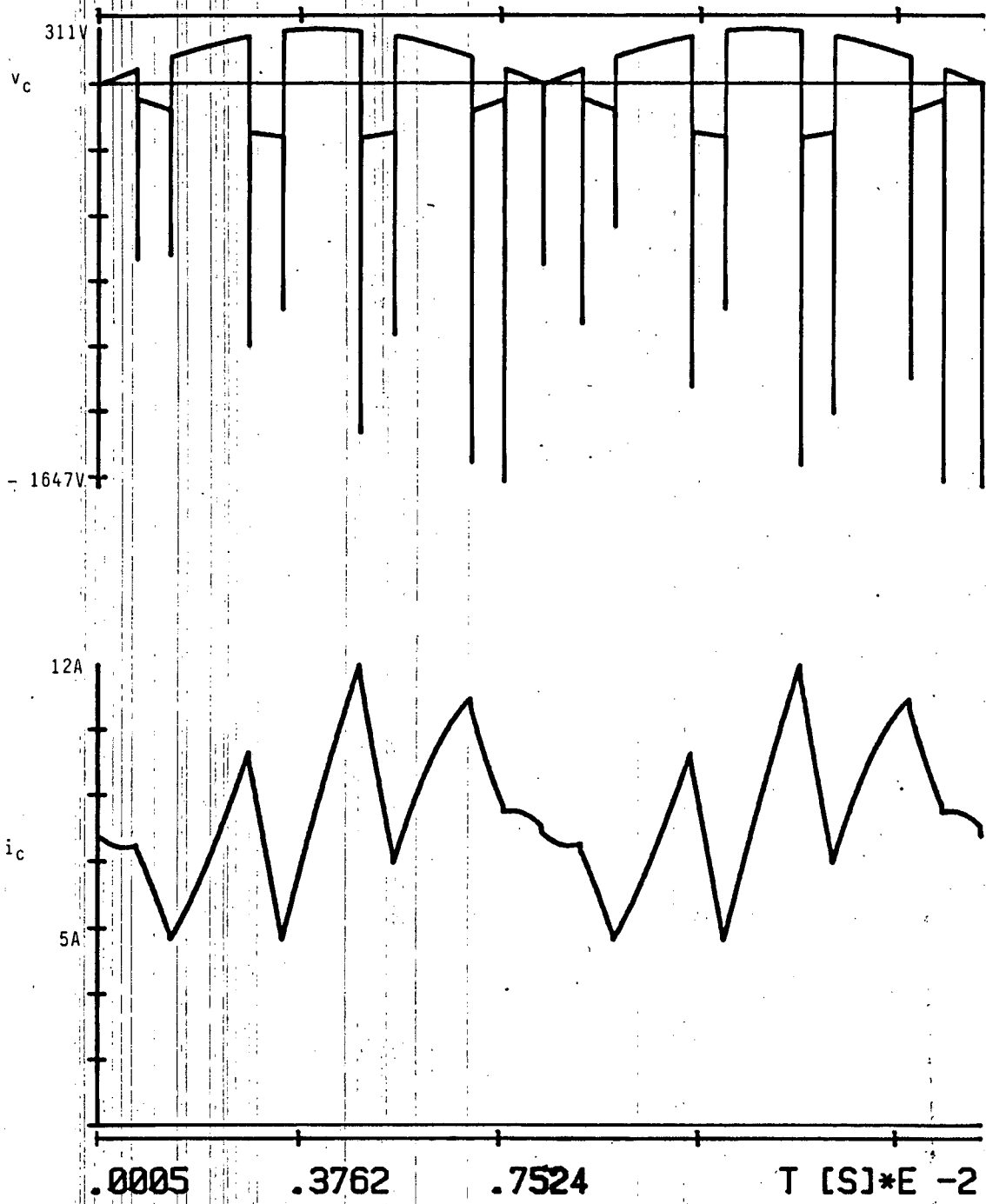
INDUTANCIAS (L)  
 No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)  
 1, 11 , 1 , .500E-01

FREQUENCIA(HZ)= .600E+02 PASSO DE CALCULO(SEG)= .100E-05  
 RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAD = 3  
 NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0  
 NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 1  
 TOFF= 1.000000E-01

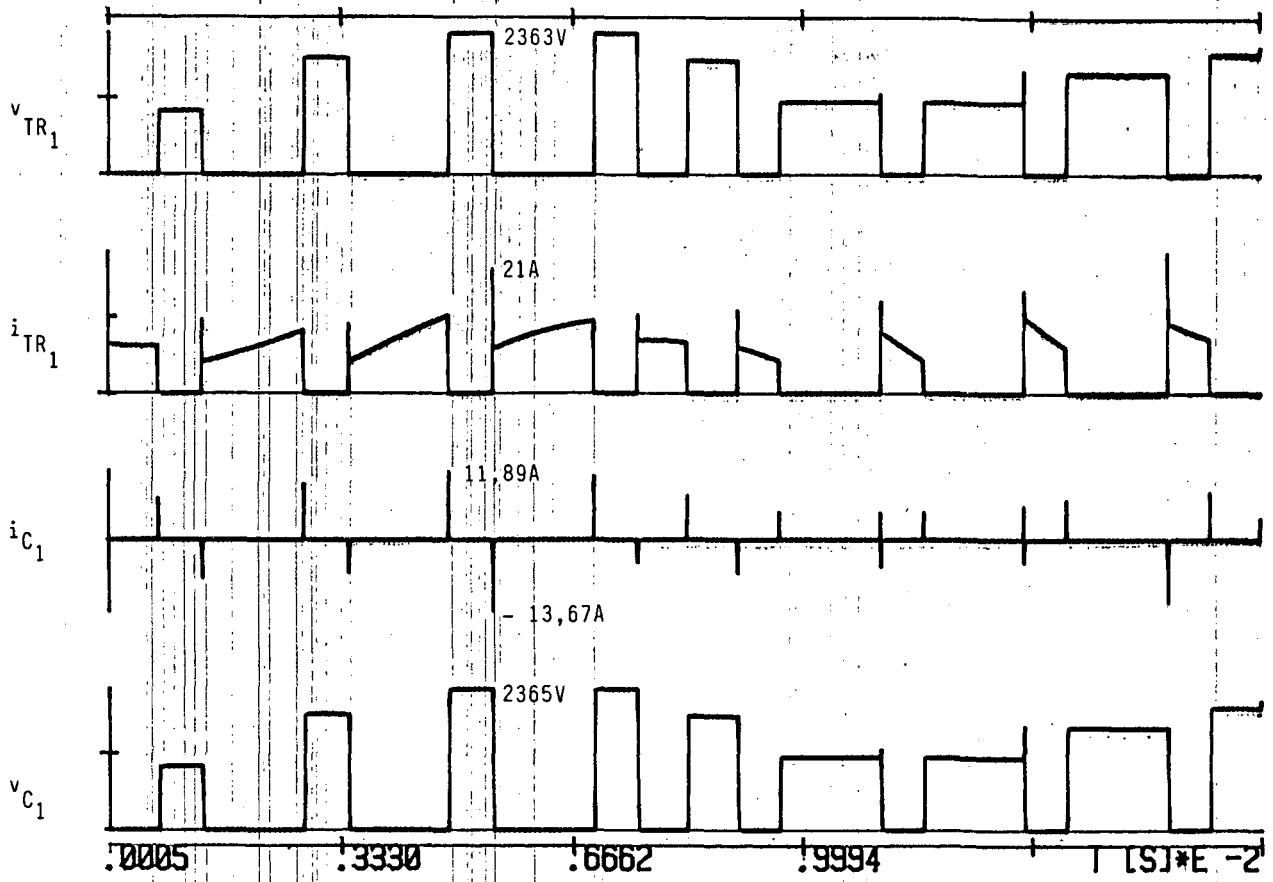
TRANSISTOR ( 1 ) : 9 DISPAROS  
 .000000E+00 .135000E-02 .344000E-02 .552000E-02 .760000E-02  
 .906000E-02 .111400E-01 .132200E-01 .153100E-01  
 BLOQUEIOS  
 .722000E-03 .280200E-02 .488200E-02 .697200E-02 .832200E-02  
 .967200E-02 .117620E-01 .138420E-01 .159220E-01  
 TRANSISTOR ( 2 ) : 9 DISPAROS  
 .730000E-03 .281000E-02 .489000E-02 .698000E-02 .833000E-02  
 .968000E-02 .117700E-01 .138500E-01 .159300E-01  
 BLOQUEIOS  
 .134200E-02 .343200E-02 .551200E-02 .759200E-02 .905200E-02  
 .111320E-01 .132120E-01 .153020E-01 .166520E-01

(b)

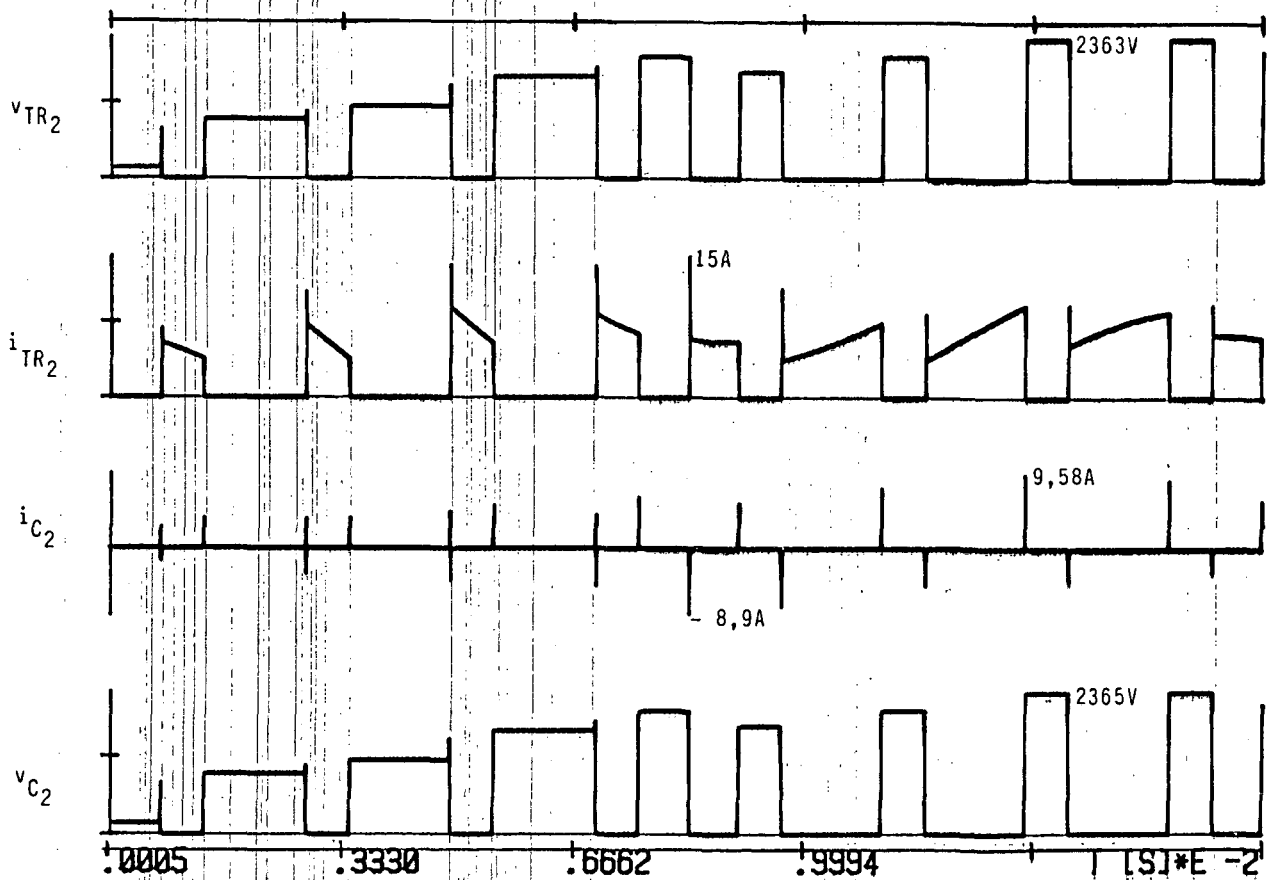




(c)



(d)



(e)

### 1.5.2.2 - Comutação com Circuito Auxiliar Convencional e Grampeador

Na Figura 1.25 de c até f podemos ver os resultados da introdução deste circuito.

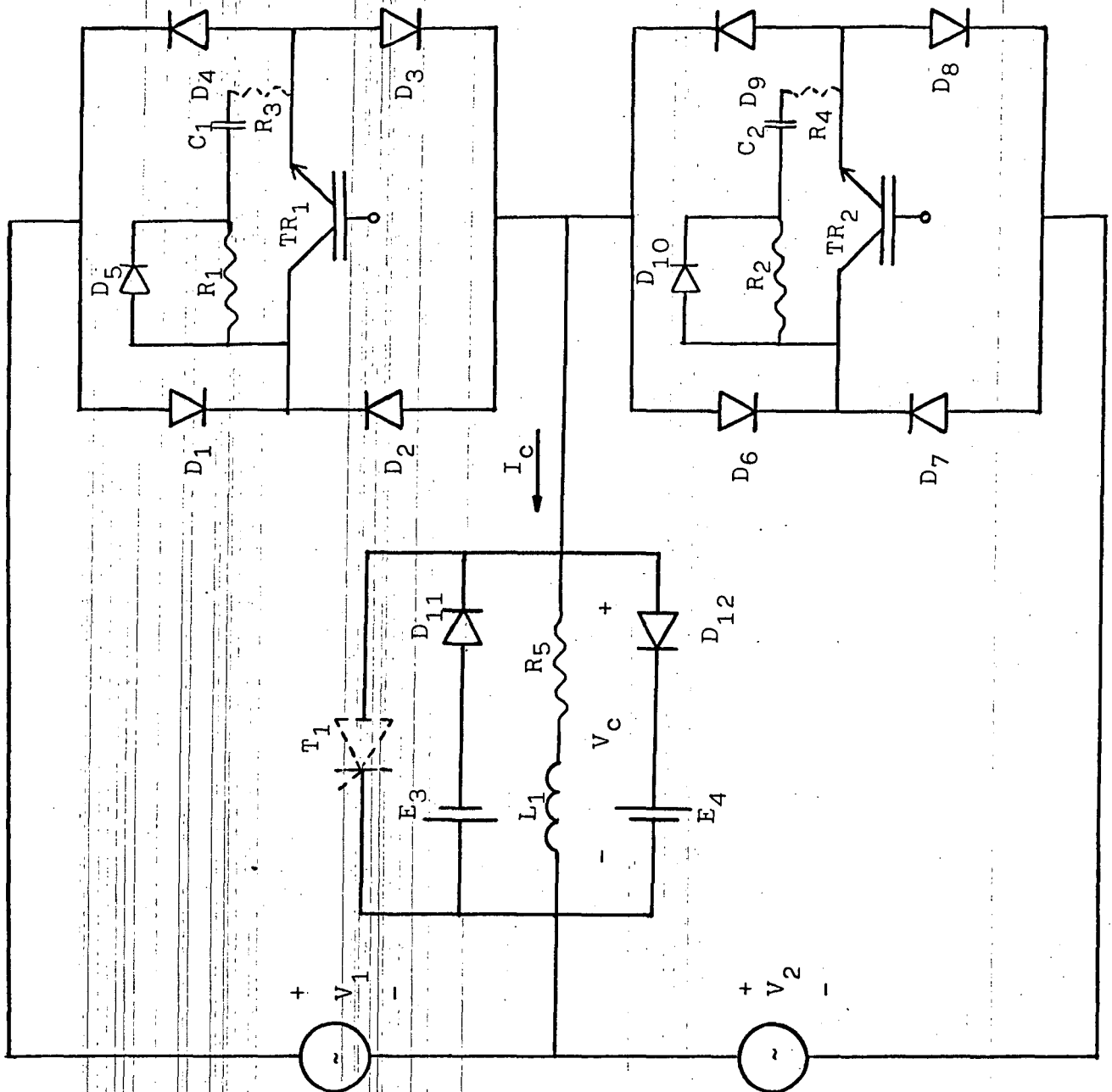
Vê-se, na Figura 1.25 c, que os picos de tensão foram eliminados. Nas Figura e e f tem-se correntes e tensões nos transistores, capacitores e a corrente no grampeador. É evidente a melhoria obtida com relação à simulação anterior.

Pode-se avaliar numericamente a tensão máxima no transistor 1, Figura 1.25 e, que é de 654 V. O valor da tensão utilizada para a fonte do grampeador é de 320 V. A tensão de alimentação, no instante da comutação em questão, é de 311 V. Logo,

$$\begin{aligned} V_{TR_1} &= E_1 + v_1 \\ &= 320 + 311 \quad , \quad V_{TR_1} = 631 \text{ V.} \end{aligned}$$

Verifica-se que o resultado é satisfatório.

A observação da Figura 1.25 d, vem demonstrar a importância da avaliação criteriosa dos resultados obtidos por simulação. As duas primeiras curvas,  $V_{TR_1}$  e  $V_{TR_2}$ , ilustram claramente o problema introduzido pelo grampeador, analisado no item 1.4.3 e representado na Figura 1.19. As tensões podem ser comprovadas numericamente uma vez que a comutação ocorre, em  $t = 5,52 \text{ ms}$ , com  $v_1 = v_2 = 271 \text{ V}$ . Portanto, na abertura do transistor 2, espera-se que a tensão que aciona o grampeador seja:



(a)

Figura 1.25 - (a) Configuração adotada para simulação.

(b) Listagem;

(c), (d), (e), (f) Resultados obtidos.

NUMERO DE RAMOS: 27 NUMERO DE NOS: 15

FONTES DE TENSÃO (E)

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	TENSÃO (V)	PULSACAO (OMG)	FASE (PHS)
1,	2	1	.31100E+03,	.377000E+03,	-.157080E+01
2,	1	8	.31100E+03,	.377000E+03,	-.157080E+01
3,	14	4	.32000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
4,	4	15	.32000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00

CAPACITORES (C)

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! C (FARADS)

1,	6	12	.290E-07
2,	10	13	.290E-07

TIRISTORES (T)

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! R BLOQUEIO! R PASSANTE! T DISPARO ! T GATILHO

1,	4	1	.100E+07,	.100E+00,	.100000E+01,	.100000E+00
----	---	---	-----------	-----------	--------------	-------------

DIÓDOS (D)

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! R BLOQUEIO! R PASSANTE

1,	2	3	.270E+08,	.270E+00
2,	4	3	.270E+08,	.270E+00
3,	5	4	.270E+08,	.270E+00
4,	5	2	.270E+08,	.270E+00
5,	3	6	.270E+08,	.270E+00
6,	4	7	.270E+08,	.270E+00
7,	8	7	.270E+08,	.270E+00
8,	9	8	.270E+08,	.270E+00
9,	9	4	.270E+08,	.270E+00
10,	7	10	.270E+08,	.270E+00
11,	1	14	.270E+08,	.270E+00
12,	15	1	.270E+08,	.270E+00

TRANSISTOR (TR)

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! R BLOQUEIO! R PASSANTE! T DISPARO ! T BLOQUEIO

1,	3	5	.270E+08,	.100E+00,	.000000E+00,	.000000E+00
2,	7	9	.270E+08,	.100E+00,	.000000E+00,	.000000E+00

RESISTENCIAS (R)

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! R (OHMS)

1,	3	6	.124E+03
2,	7	10	.124E+03
3,	12	5	.100E-01
4,	13	9	.100E-01
5,	4	11	.800E+01

INDUTANCIAS (L)

No! NO PARTIDA! NO CHEGADA! L (HENRYS)

1,	11	1	.500E-01
----	----	---	----------

FREQUENCIA(HZ)= .120E+03 PASSO DE CALCULO(SEG)= .200E-05

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 3

NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 1

TOFF= 1.000000E-004

TRANSISTOR ( 1 ) : 9 DISPAROS

.000000E+00	.135000E-02	.344000E-02	.552000E-02	.760000E-02
.906000E-02	.111400E-01	.132200E-01	.153100E-01	

BLOQUEIOS

.722000E-03	.280200E-02	.488200E-02	.697200E-02	.832200E-02
.967200E-02	.117620E-01	.138420E-01	.159220E-01	

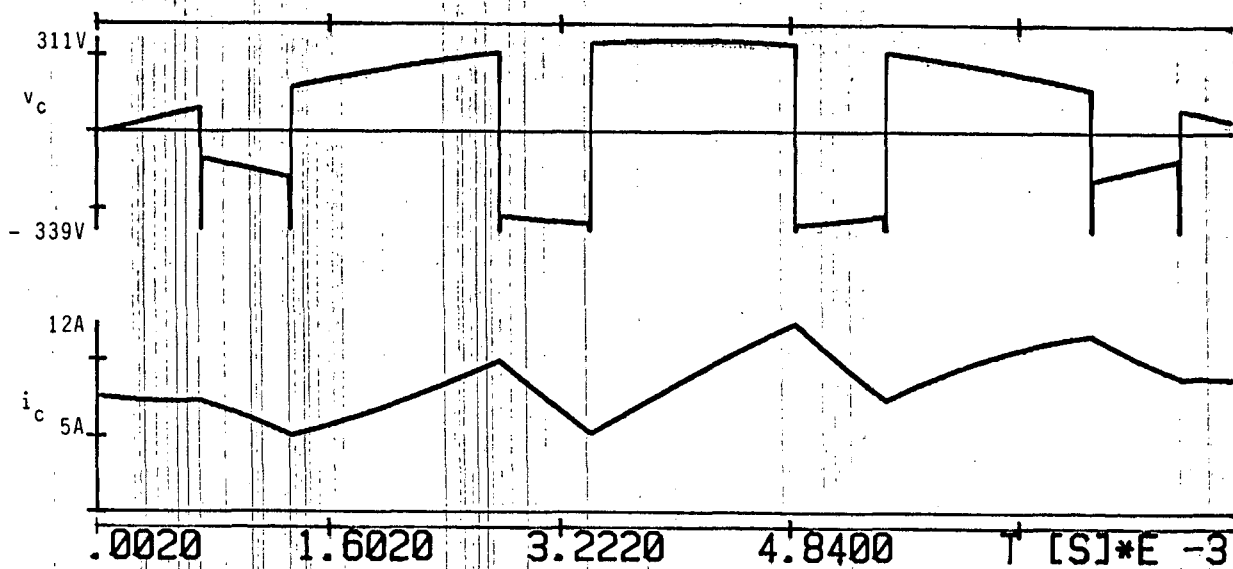
TRANSISTOR ( 2 ) : 9 DISPAROS

.730000E-03	.281000E-02	.489000E-02	.698000E-02	.833000E-02
.968000E-02	.117700E-01	.138500E-01	.159300E-01	

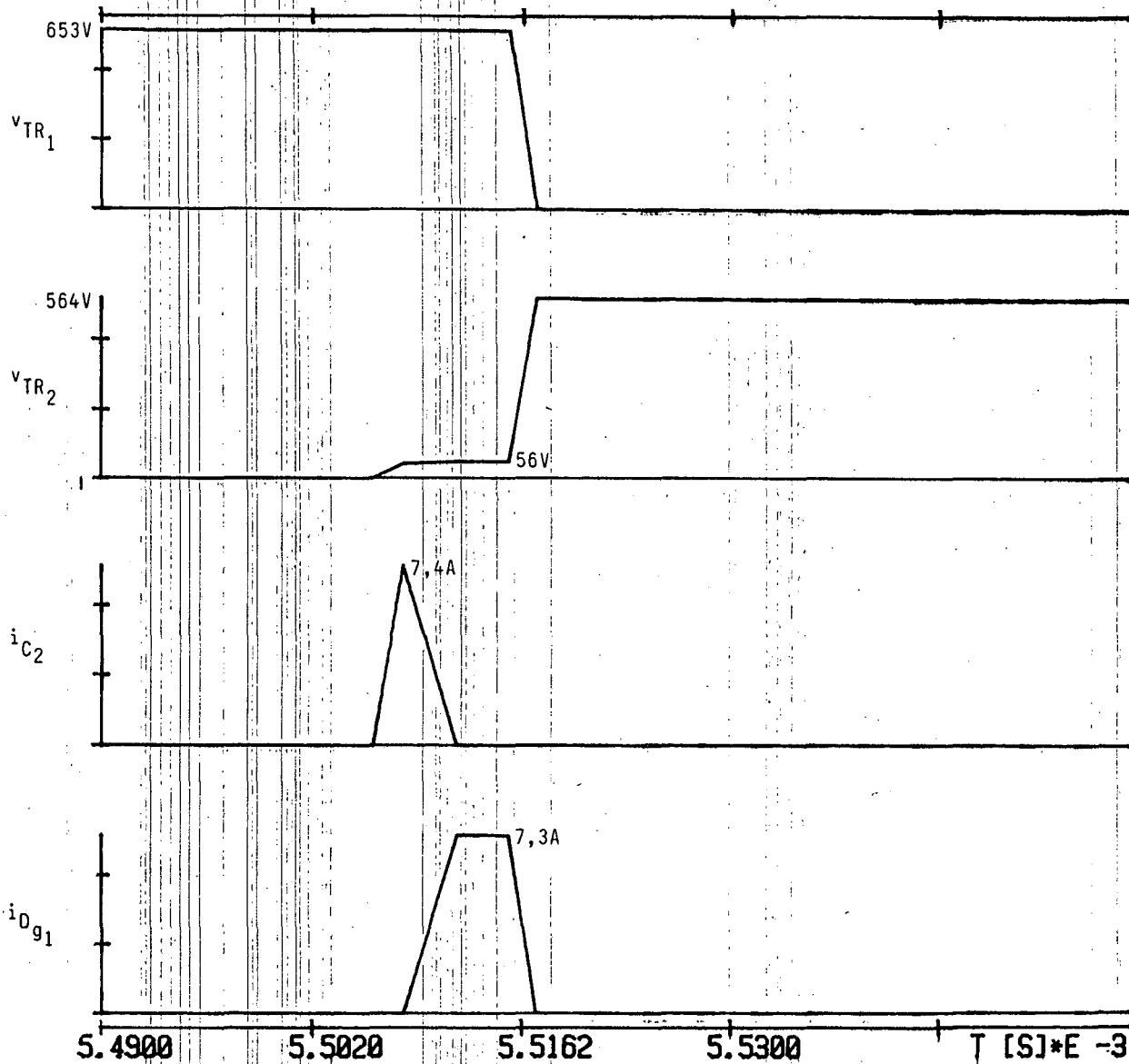
BLOQUEIOS

.134200E-02	.343200E-02	.551200E-02	.759200E-02	.905200E-02
.111320E-01	.132120E-01	.153020E-01	.166520E-01	

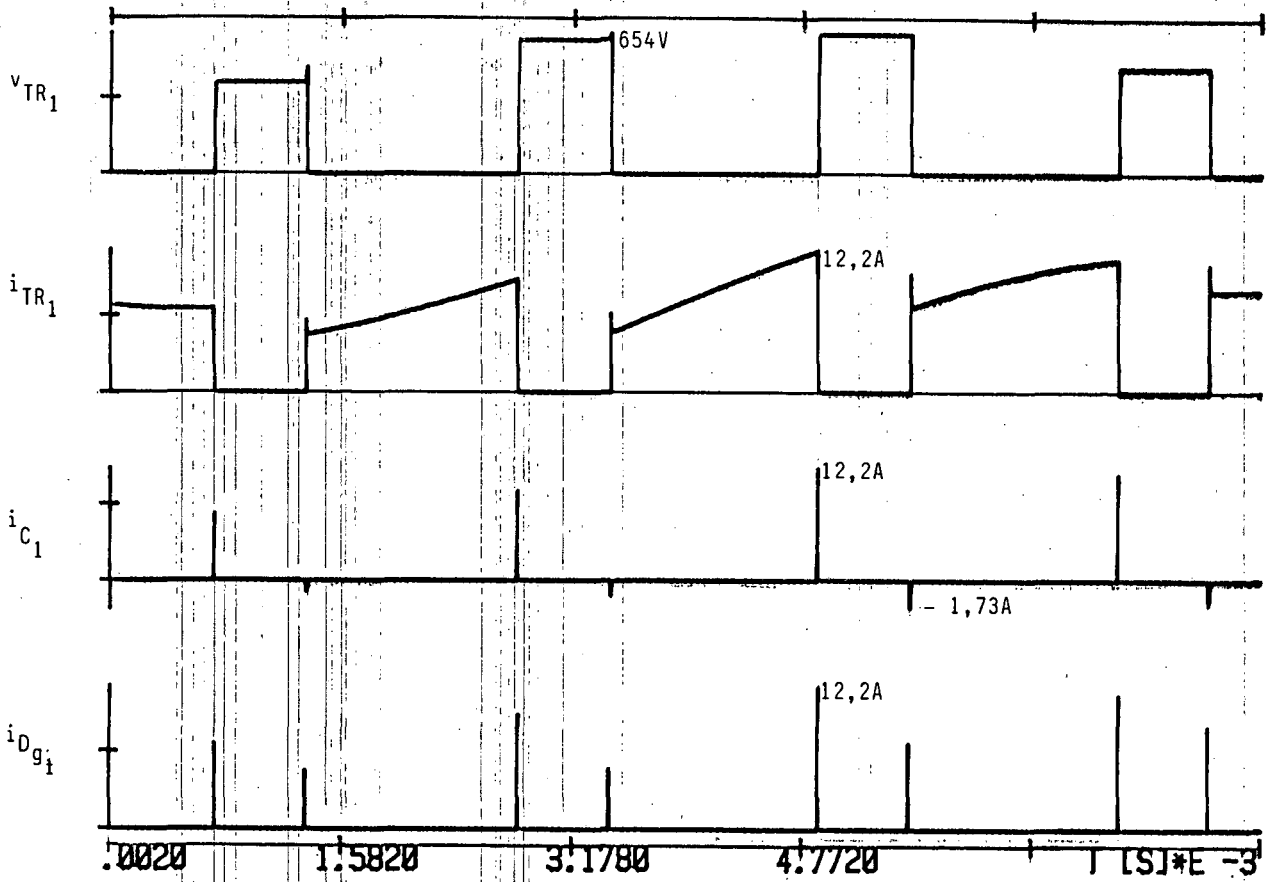
(b)



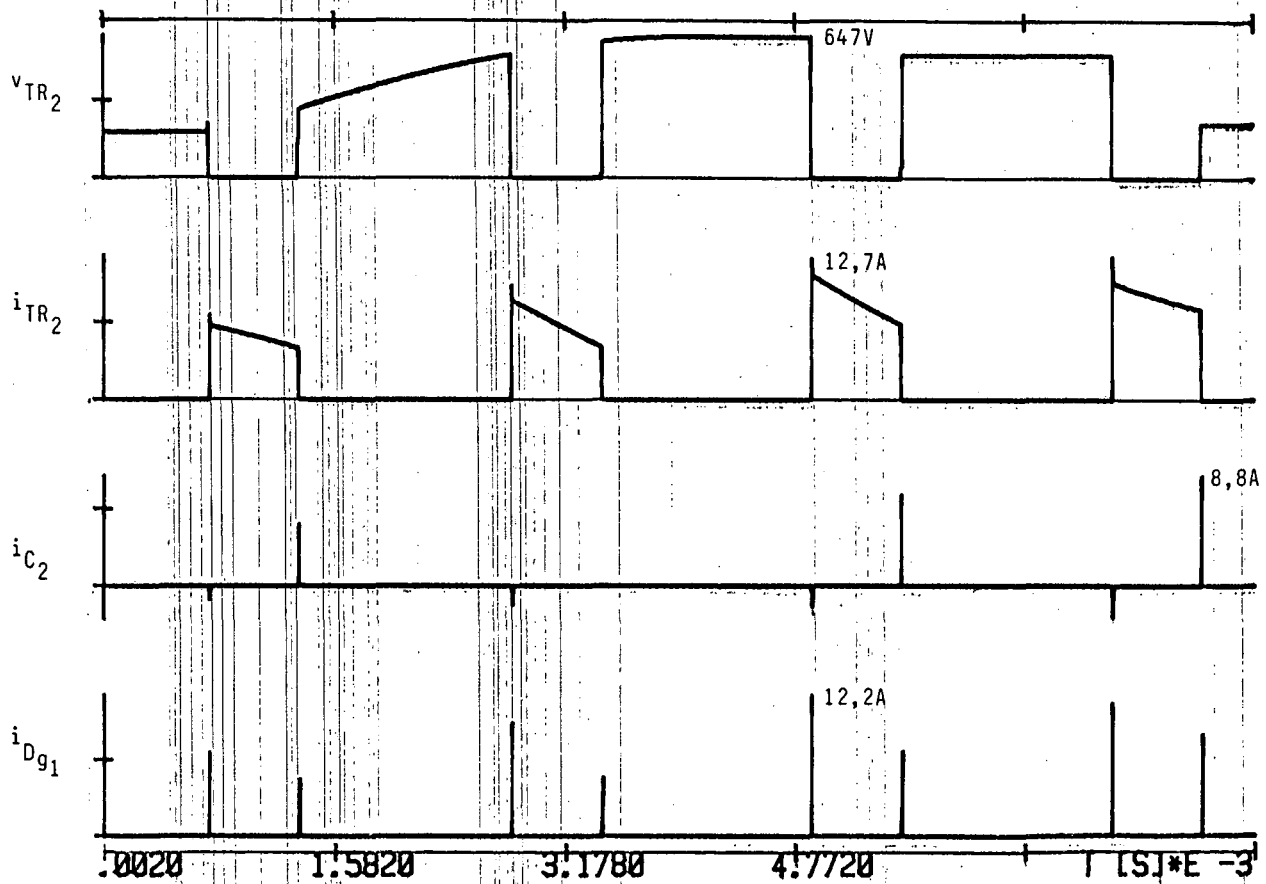
(c)



(d)



(e)



(f)

$$\begin{aligned}
 v_{TR_2} &= E_1 - v_2 \\
 &= 320 - 271 \qquad v_{TR_2} = 49 \text{ V.}
 \end{aligned}$$

O valor acusado na Figura é de 56 V, o que é um bom resultado, partindo-se do princípio que não houve preocupação em obter valores exatos.

Porém, na mesma Figura, verificou-se a ausência do pico de corrente no capacitor 2, quando o transistor 1 é ligado. Caso não houvesse sido feita uma análise profunda da operação da estrutura com estes circuitos poderia-se até encarar com otimismo este resultado. A falha no gráfico é justificável, pois eram simulados 8,33 ms e após expandia-se os pontos de interesse. Tem-se, assim, falta de pontos para representar a realidade da situação. Portanto as correntes representadas na Figura d não podem ser consideradas como resultado final.

Para que a comutação fosse analisada de maneira específica, foram feitas algumas alterações na topologia da estrutura, de maneira a agilizar o programa, simulando apenas a abertura do transistor 2 e ligação do transistor 1. Para evidenciar os detalhes envolvidos, o tempo morto foi aumentado para 20  $\mu$ s. A configuração utilizada e os resultados obtidos podem ser vistos na Figura 1.26 de a até f.

Realmente, a redução do tempo simulado e menor passo de cálculo resultaram na obtenção de valores praticamente exatos, como será verificado.

A Figura 1.26 c mostra o pico de corrente que passa pelo capacitor 2 e transistor 1 na sua ligação, quando a



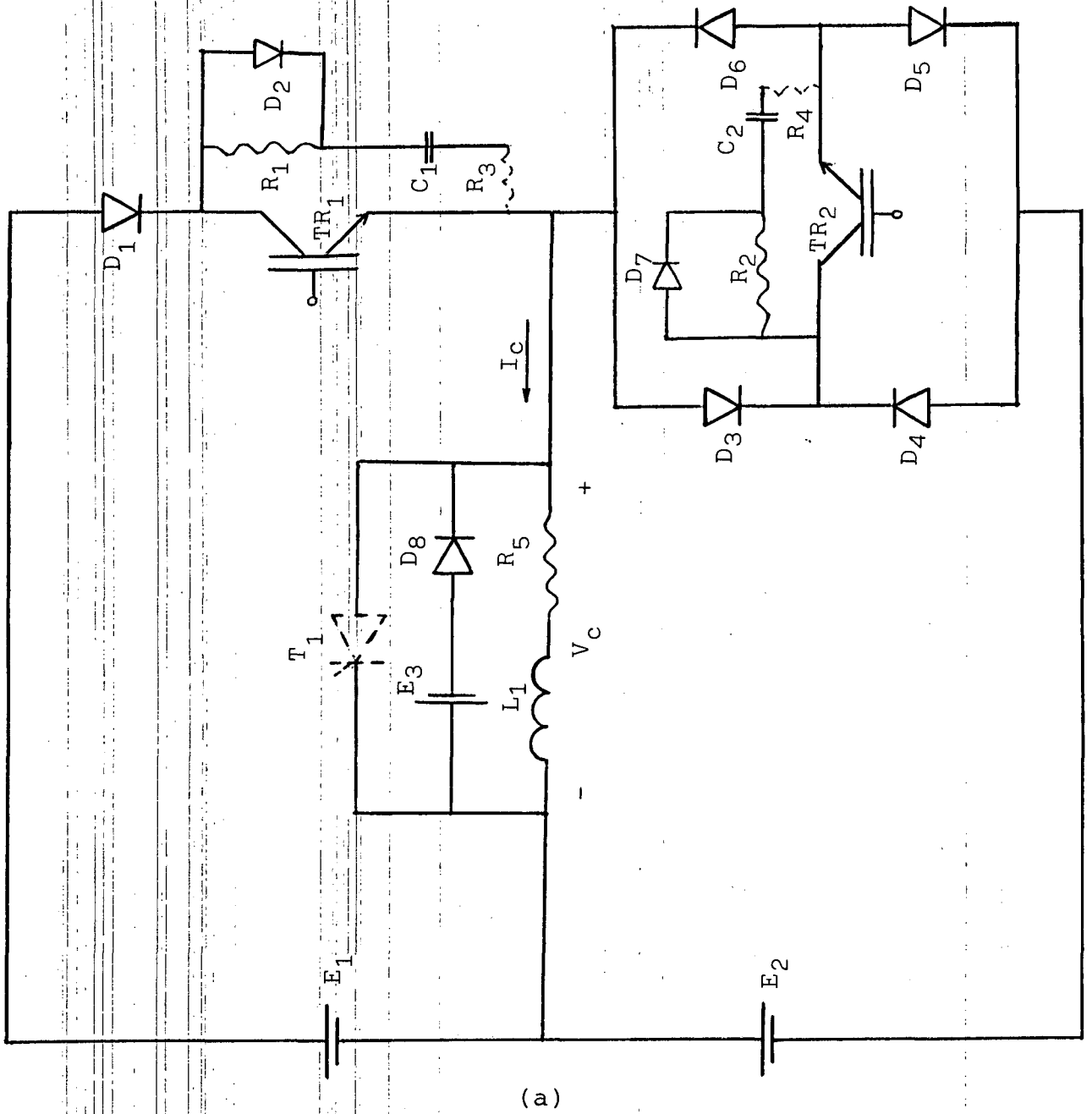


Figura 1.26 - (a) Configuração adotada para simulação;  
 (b) Listagem;  
 (c), (d), (e), (f) Resultados obtidos.

NUMERO DE RAMOS: 22 NUMERO DE NDS: 13

FONTES DE TENSAO (E)

No!	NO PARTIDA!	NO CHEGADA!	TENSAO (V)	PULSACAO (OMG)	FASE (PHS)
1,	2	1	.30000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
2,	1	8	.30000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
3,	1	12	.32000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00

CAPACITORES (C)

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)

1,	4	5	.290E-07
2,	10	11	.290E-07

TIRISTORES (T)

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO

1,	6	1	.100E+10,	.100E-01,	.100000E+01,	.100000E-03
----	---	---	-----------	-----------	--------------	-------------

DIODOS (D)

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE

1,	2	3	.540E+08,	.540E+00
2,	3	4	.270E+08,	.270E+00
3,	6	7	.270E+08,	.270E+00
4,	8	7	.270E+08,	.270E+00
5,	9	8	.270E+08,	.270E+00
6,	9	6	.270E+08,	.270E+00
7,	7	10	.270E+08,	.270E+00
8,	12	6	.270E+08,	.270E+00

TRANSISTOR (TR)

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T BLOQUEIO

1,	3	6	.270E+08,	.100E+00,	.300000E-04,	.500000E-04
2,	7	9	.270E+08,	.100E+00,	.000000E+00,	.100000E-04

RESISTENCIAS (R)

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)

1,	3	4	.124E+03
2,	7	10	.124E+03
3,	5	6	.100E-01
4,	11	9	.100E-01
5,	13	1	.800E+01

INDUTANCIAS (L)

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)

1,	6	13	.500E-01
----	---	----	----------

FREQUENCIA(HZ)= .250E+05 PASSO DE CALCULO(SEG)= .900E-08

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAO = 3

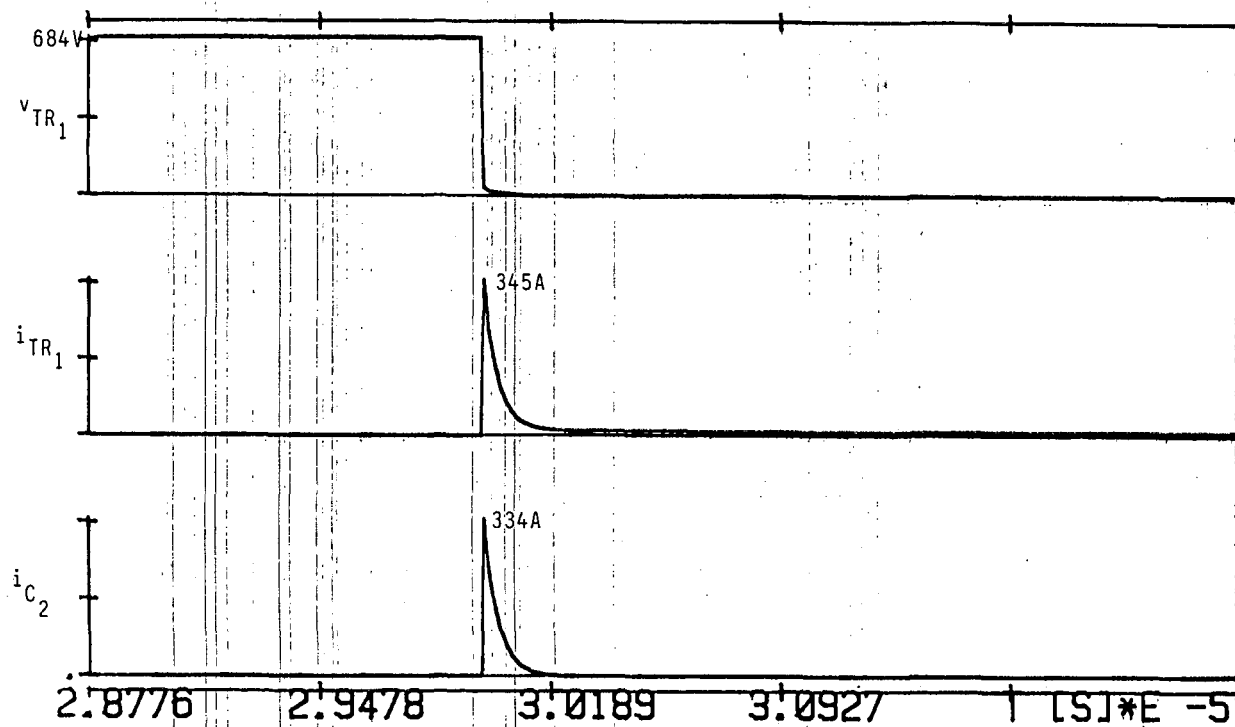
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 1

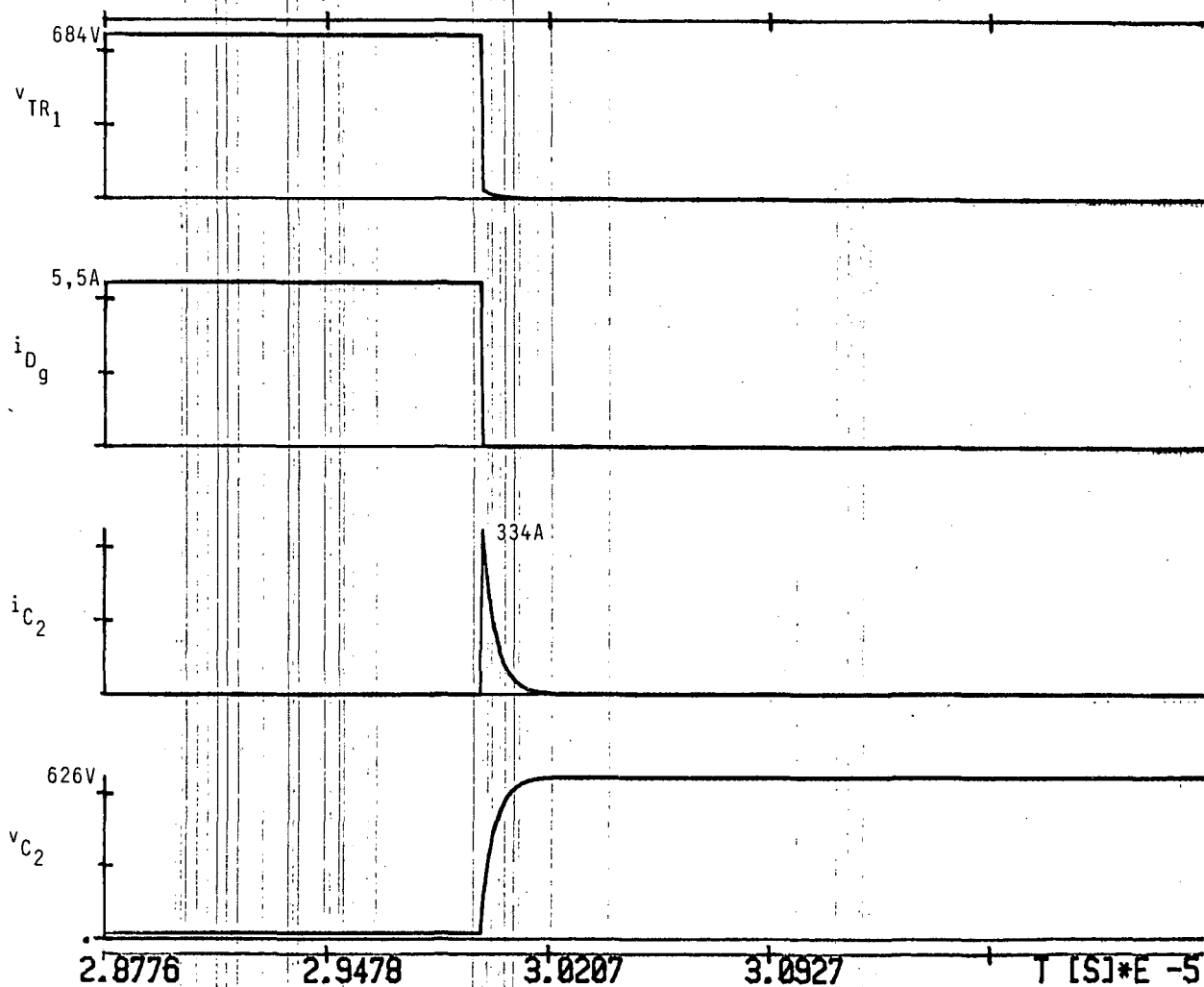
TOFF= 1.000000E-001

UM DISPARO POR PERIODO

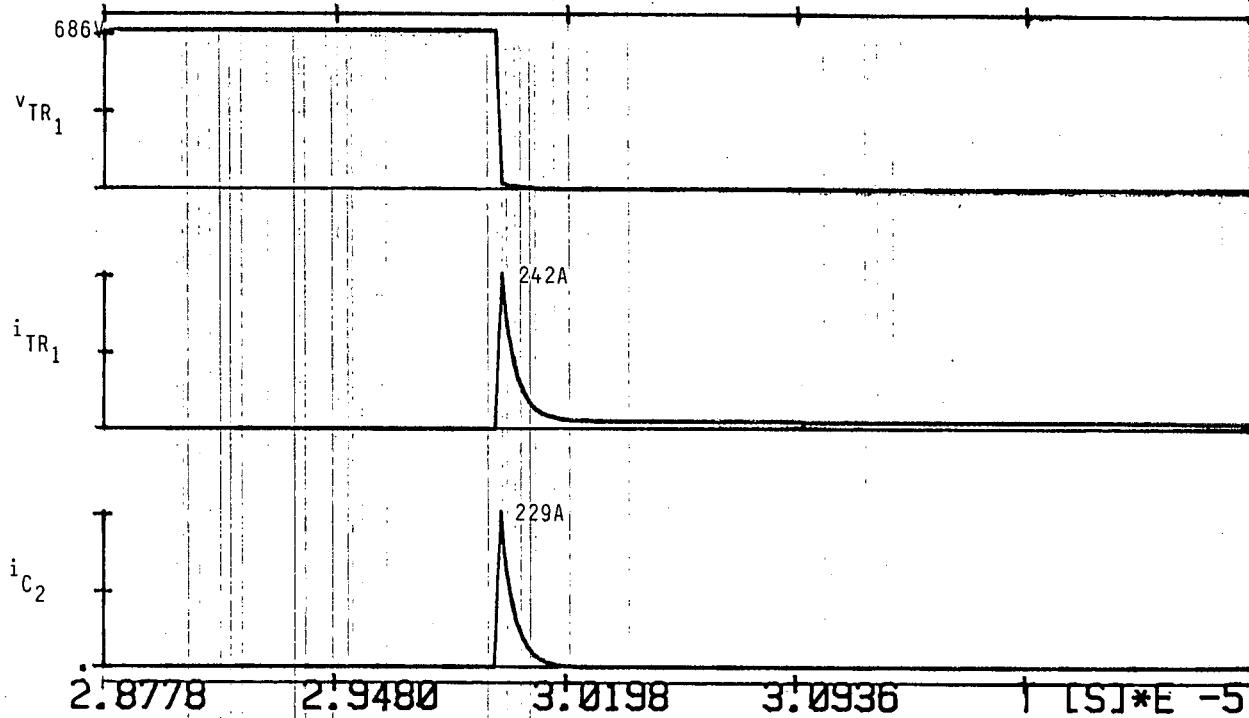
(b)



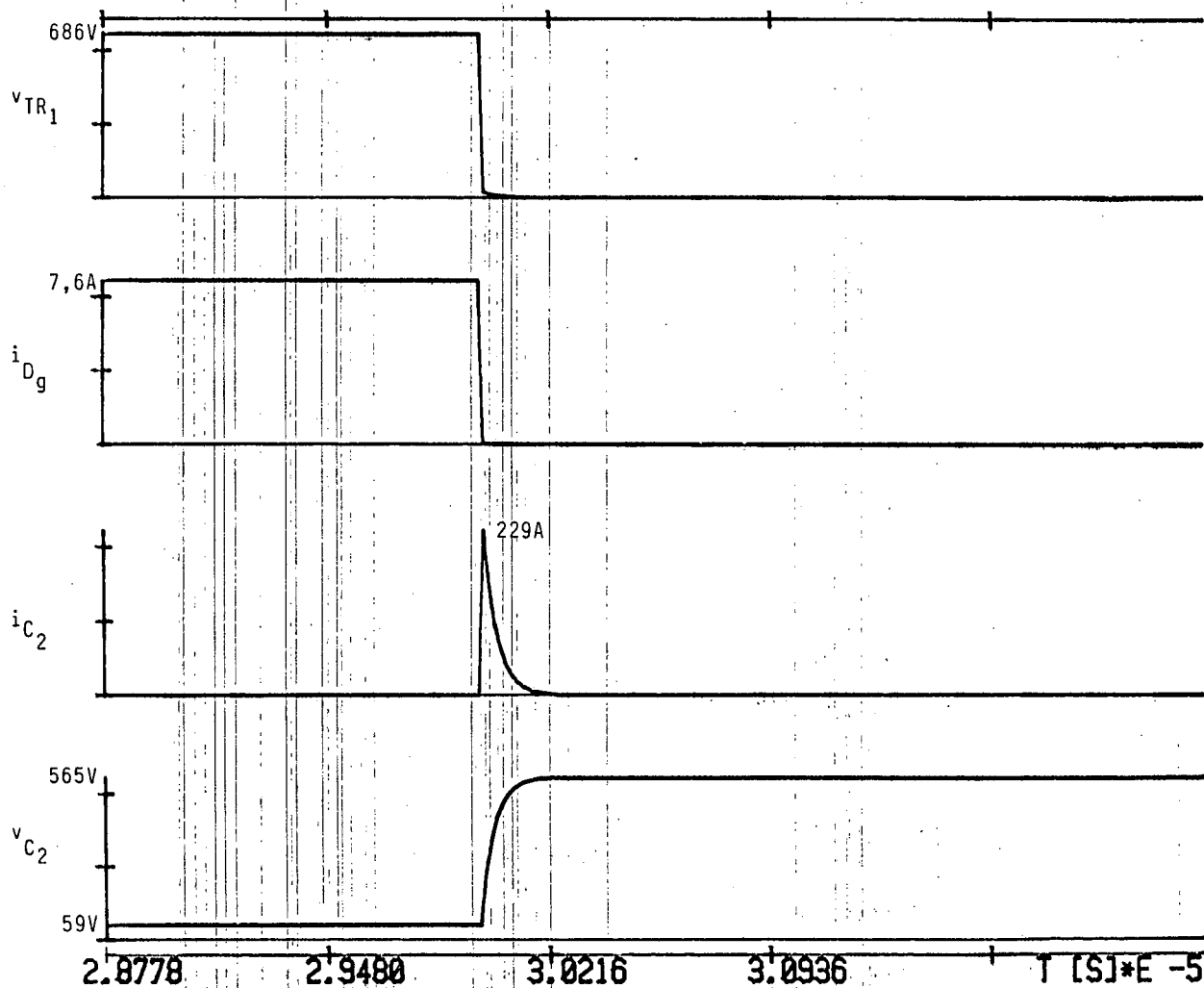
(c)



(d)



(e)



(f)

tensão de alimentação é de 300 V. A Figura e mostra a mesma situação com alimentação de 271 V.

Pode-se avaliar a grandeza da corrente máxima que circulará pelo capacitor na situação representada na Figura 1.26 e, utilizando-se o circuito equivalente dado na Figura 1.27.

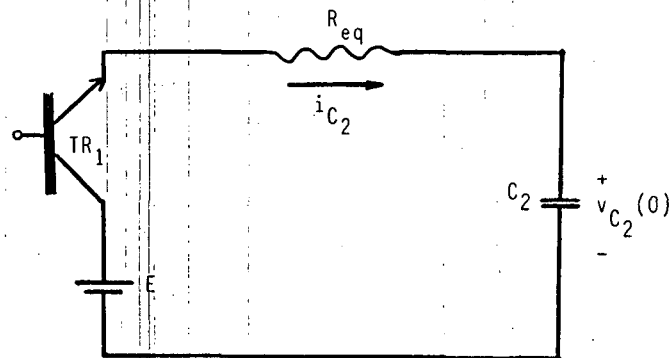


Figura 1.27 - Circuito equivalente para cálculo da corrente de pico no capacitor 2.

onde  $R_{eq}$  é a resultante da resistência de 5 diodos mais 1 transistor em série com o capacitor,  $E$  representa a soma dos valores instantâneos das tensões das fontes de alimentação no instante da comutação e  $v_{C_2}(0)$  é a tensão inicial no capacitor.

Assim, tem-se:

$$E = v_1 + v_2$$

$$= 271 + 271, \quad E = 542 \text{ V.}$$

$$R_{eq} = 5 \cdot R_D + R_{TR} ; \quad R_D, R_{TR} \text{ da listagem do programa.}$$

$$= 5 \cdot 0,27 + 0,1 \quad , \quad R_{eq} = 1,45 \, \Omega .$$

$$v_{c_2}(0) = 59 \, V \quad , \quad \text{da Figura 1.26 f} .$$

Com estes valores, obtemos:

$$i_{c_2} = \frac{E - v_{c_2}}{R_{eq}}$$

$$= \frac{542 - 59}{1,45} \quad , \quad i_{c_2} = 333A.$$

Portanto, a ordem de grandeza esperada para a corrente de pico é 300 A, valor compatível com os resultados obtidos.

Pode-se verificar o valor máximo da corrente no transistor 1, dado na figura 1.26 c, da seguinte maneira:

$$i_{TR} = i_{c_2} + i_c + i_{c_1} \quad , \quad \text{onde:}$$

$$i_{c_2} = 334 \, A \quad , \quad \text{da Figura 1.26 c} \quad ;$$

$$i_c = 5,5 \, A \quad , \quad \text{da Figura 1.26 d} \quad ;$$

$$i_{c_1} = \frac{v_{c_1}}{R_{c_1}} = \frac{684}{124} = 5,52 \, A \quad , \quad \text{logo}$$

$$i_{TR_1} = 334 + 5,5 + 5,52 \quad , \quad i_{TR_1} = 345 \text{ A}, \quad \text{que}$$

é o valor mostrado na Figura.

Conclui-se , assim, que a avaliação teórica desenvolvida é correta, ficando comprovada pelos resultados obtidos.

### 1.5.2.3 - Introdução de Indutores em Série

Ficou estabelecido no item 1.4.4, que a introdução dos indutores seria a solução adotada para o problema da sobre corrente.

O cálculo destes será feito através da expressão (1.6),

$$L = \left( \frac{E}{I_M} \right)^2 C_2 .$$

Limitando-se  $I_M$  em 20 A, no pior caso, tem-se:

$$E = V_{1pico} + V_{2pico} = 311 + 311 \quad , \quad E = 622 \text{ V}.$$

Com isto,

$$L = \left( \frac{622}{20} \right)^2 \cdot 29 \times 10^{-9} \quad , \quad L = 28 \text{ } \mu\text{H}.$$

Portanto,  $L_1 = L_2 = 14 \text{ } \mu\text{H}$ .

Os resistores  $R_\ell$  de desmagnetização dos indutores foram adotados como  $7 \Omega$  e com isto tem-se a estrutura completa para fins de simulação.

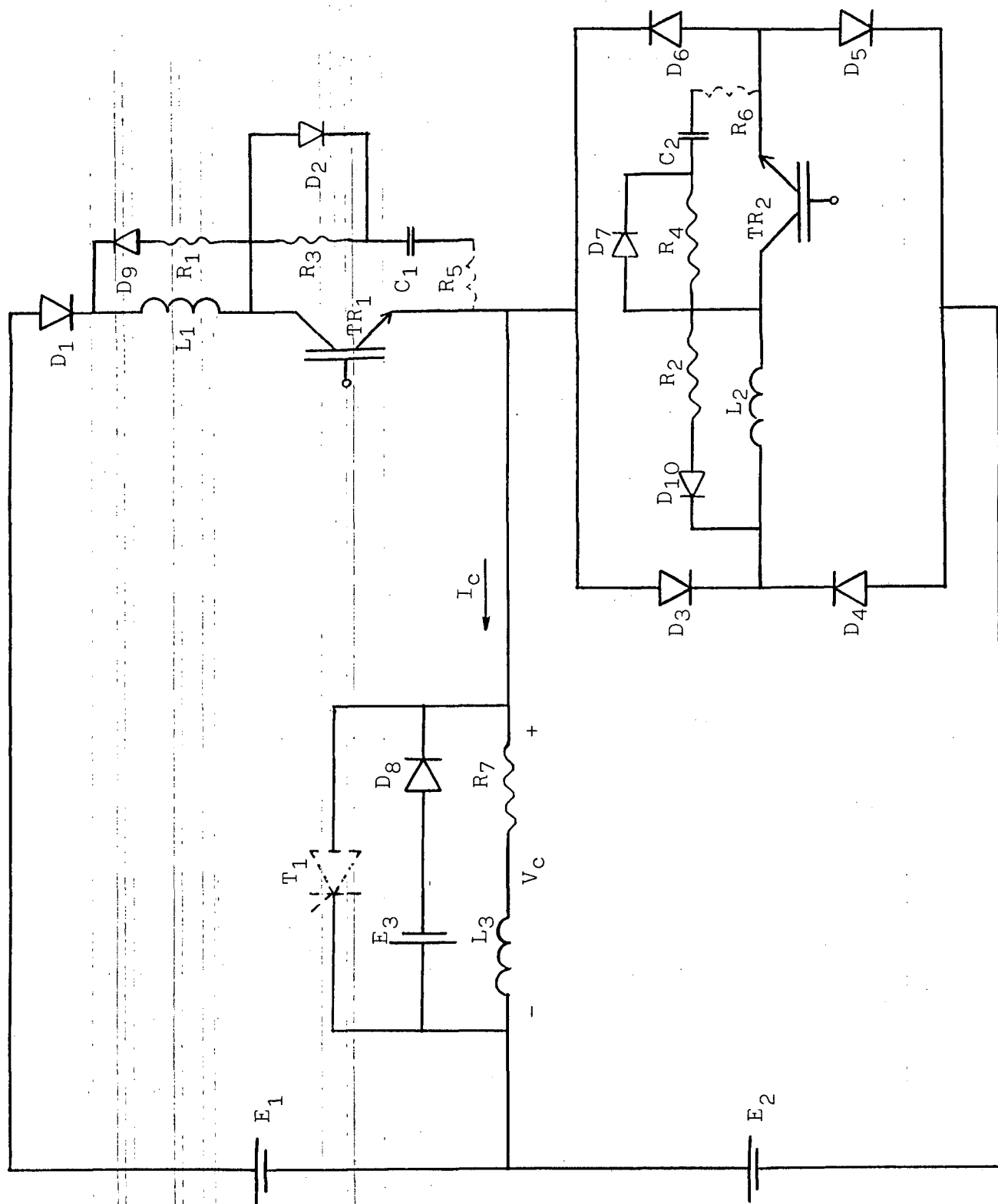
Na Figura 1.28 de c até h tem-se os resultados obtidos. As curvas mostradas em c, d e e representam a mesma situação e equivalem aos resultados da Figura 1.26 c e d. As curvas f, g e h pertencem a outra condição de simulação e equivalem aos resultados da Figura 1.26 e e f.

Observa-se de imediato a redução nos picos de corrente no transistor 1 e no capacitor 2. Porém, como havia sido mencionado anteriormente, verifica-se a elevação de tensão no capacitor 2. Compare a Figura 1.28 e com a Figura 1.26 d. A tensão se elevou de 626 V para 811 V.

Alguns valores podem ser verificados, como a corrente no capacitor 2, Figura 1.28 d. O valor máximo calculado foi de 20 A, o valor lido é de 17,7 A. Uma outra avaliação pode ser feita através da Figura 1.28 f.

Considerando  $t_0$  como o instante em que o transistor 1 é chaveado, calculemos a corrente que circula neste em  $t_1 = 2,45 \mu\text{s}$ . Para tal, tem-se o circuito necessário na Figura 1.29.





(a)

Figura 1.28 - (a) Configuração adotada para simulação;  
 (b) Listagem;  
 (c), (d), (e), (f), (g), (h) Resultados obtidos.

NUMERO DE RAMOS : 28      NUMERO DE NOS: 17

FONTES DE TENSAO (E)

No!	NO PARTIDA! (NP)	NO CHEGADA! (NC)	TENSAO (V)	PULSACAO (DMG)	FASE (PHS)
1,	2	1	.30000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
2,	1	8	.30000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
3,	1	12	.32000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00

CAPACITORES (C) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! C(FARADS)

1,	4	5	.290E-07
2,	10	11	.290E-07

TIRISTORES (T) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T GATILHO

1,	6	1	.100E+10,	.100E-01,	.100000E+01,	.100000E-03
----	---	---	-----------	-----------	--------------	-------------

DIODOS (D) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE

1,	2	14	.540E+08,	.540E+00
2,	3	4	.270E+08,	.270E+00
3,	6	16	.270E+08,	.270E+00
4,	8	16	.270E+08,	.270E+00
5,	9	8	.270E+08,	.270E+00
6,	9	6	.270E+08,	.270E+00
7,	7	10	.270E+08,	.270E+00
8,	12	6	.270E+08,	.270E+00
9,	15	14	.100E+06,	.100E+00
10,	17	16	.100E+07,	.100E+00

TRANSISTOR(TR) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA!R BLOQUEIO!R PASSANTE!T DISPARO ! T BLOQUEIO

1,	3	6	.270E+08,	.100E+00,	.300000E-04,	.500000E-04
2,	7	9	.270E+08,	.100E+00,	.000000E+00,	.100000E-04

RESISTENCIAS (R) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! R(OHMS)

1,	3	15	.700E+01
2,	7	17	.700E+01
3,	3	4	.124E+03
4,	7	10	.124E+03
5,	5	6	.100E-01
6,	11	9	.100E-01
7,	13	1	.800E+01

INDUTANCIAS (L) :

No!NO PARTIDA!NO CHEGADA! L(HENRYS)

1,	14	3	.140E-04
2,	16	7	.140E-04
3,	6	13	.500E-01

FREQUENCIA(HZ)= .250E+05      PASSO DE CALCULO(SEG)= .900E-08

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAO = 3

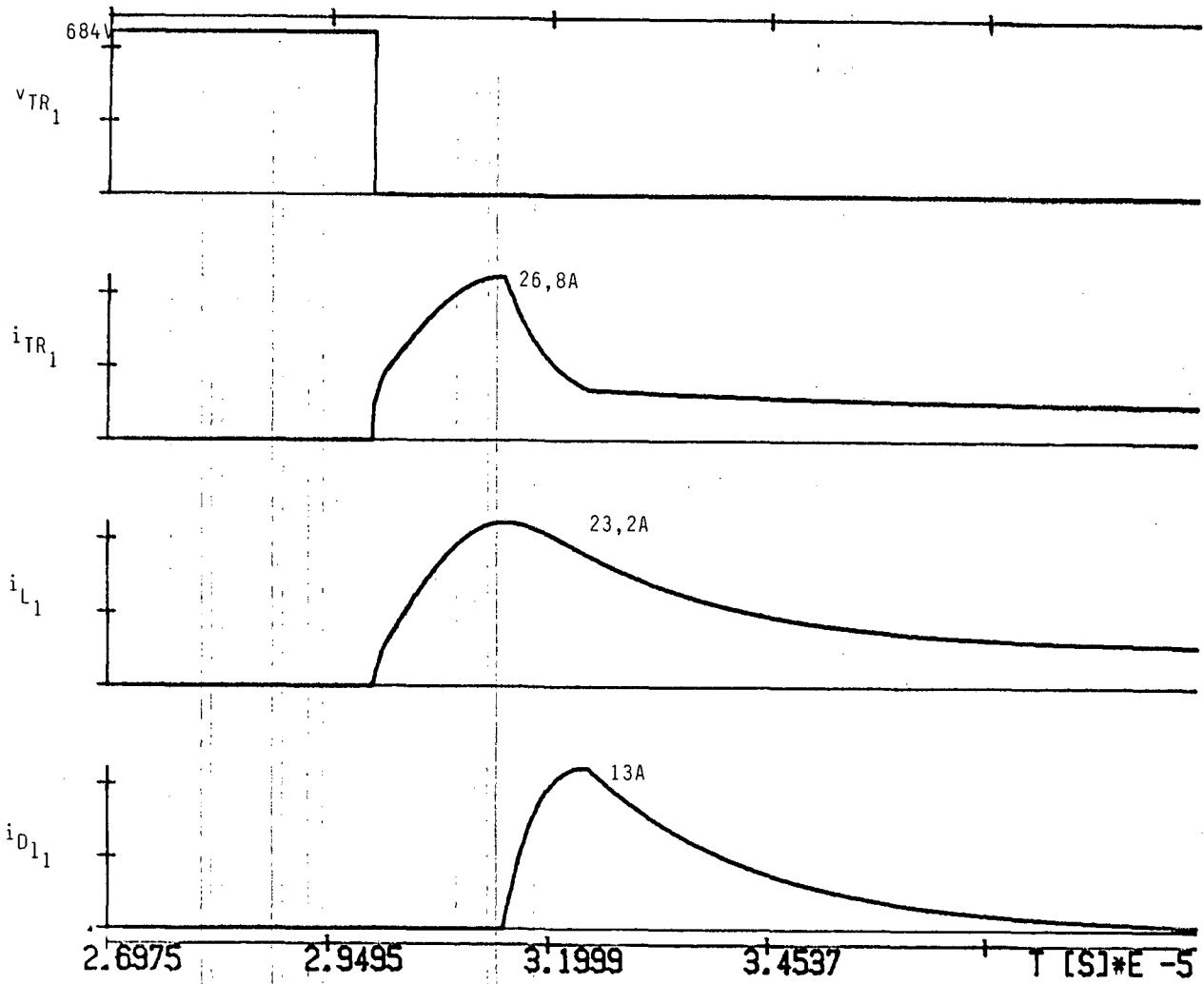
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 1

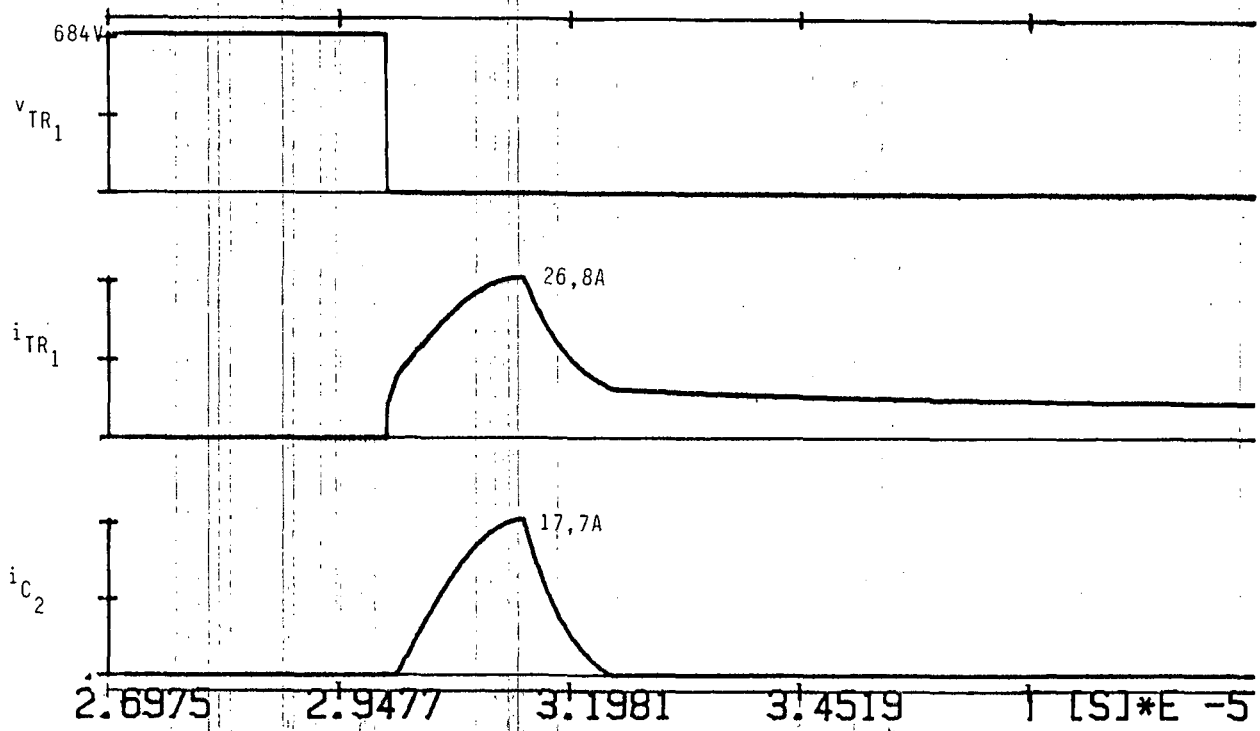
TOFF= 1.000000E-001

UM:DISPARO POR PERIODO

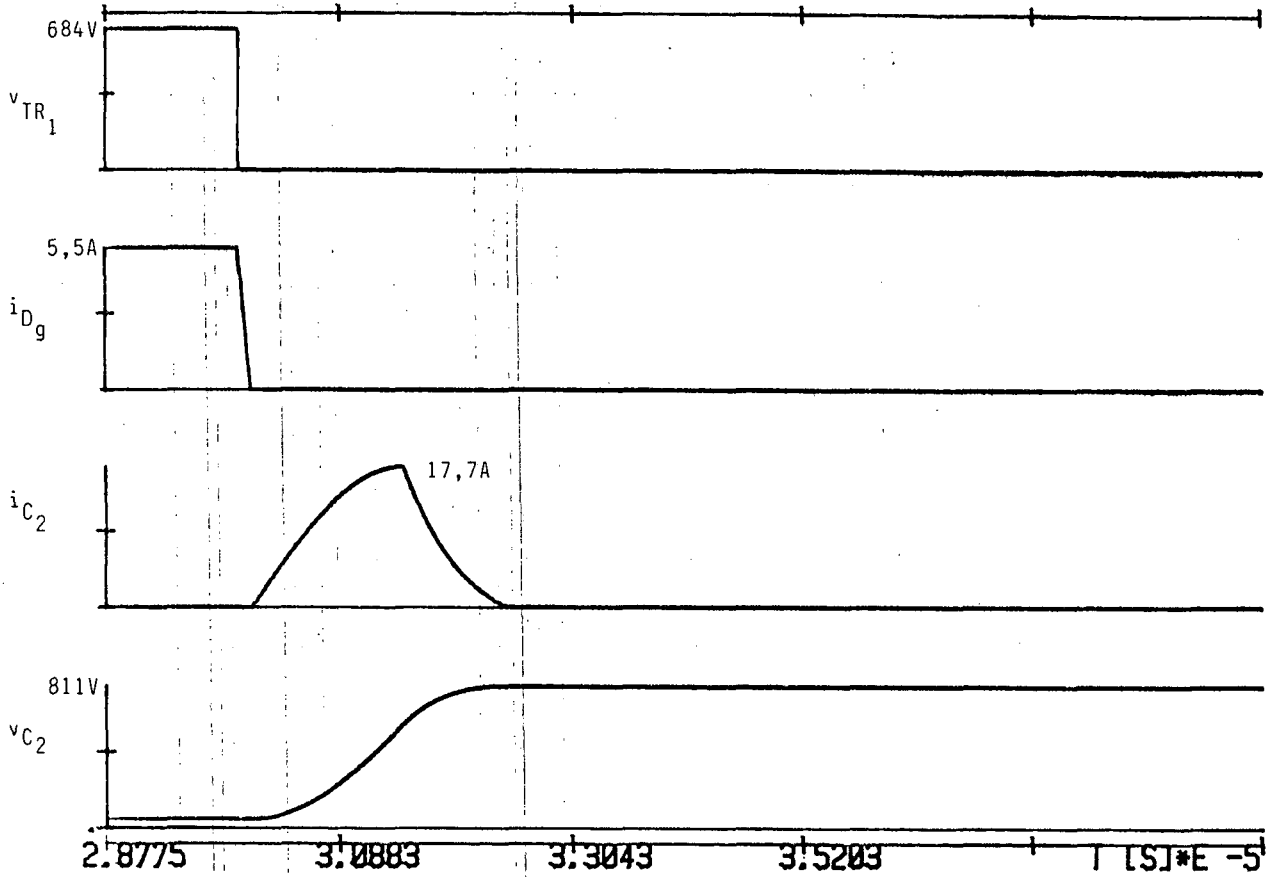
(b)



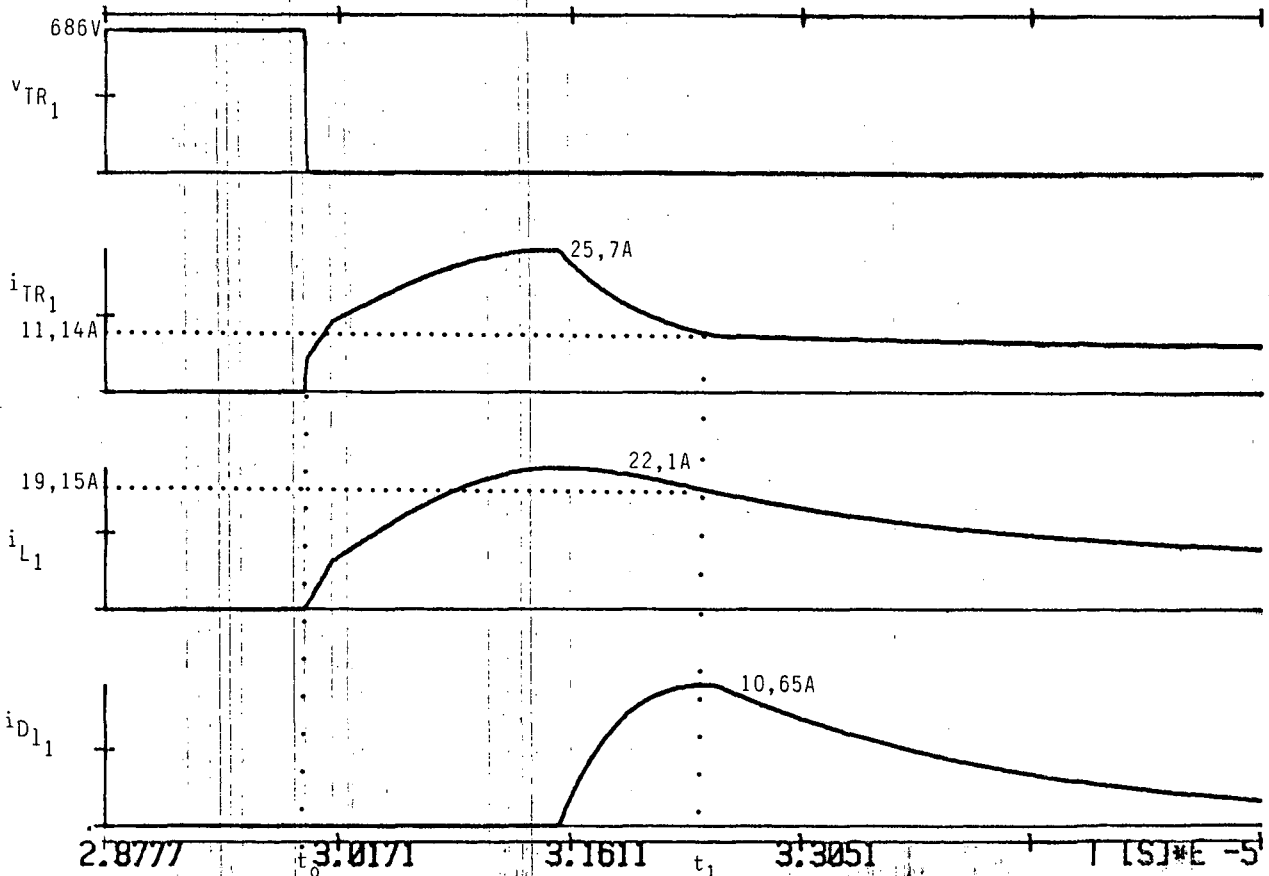
(c)



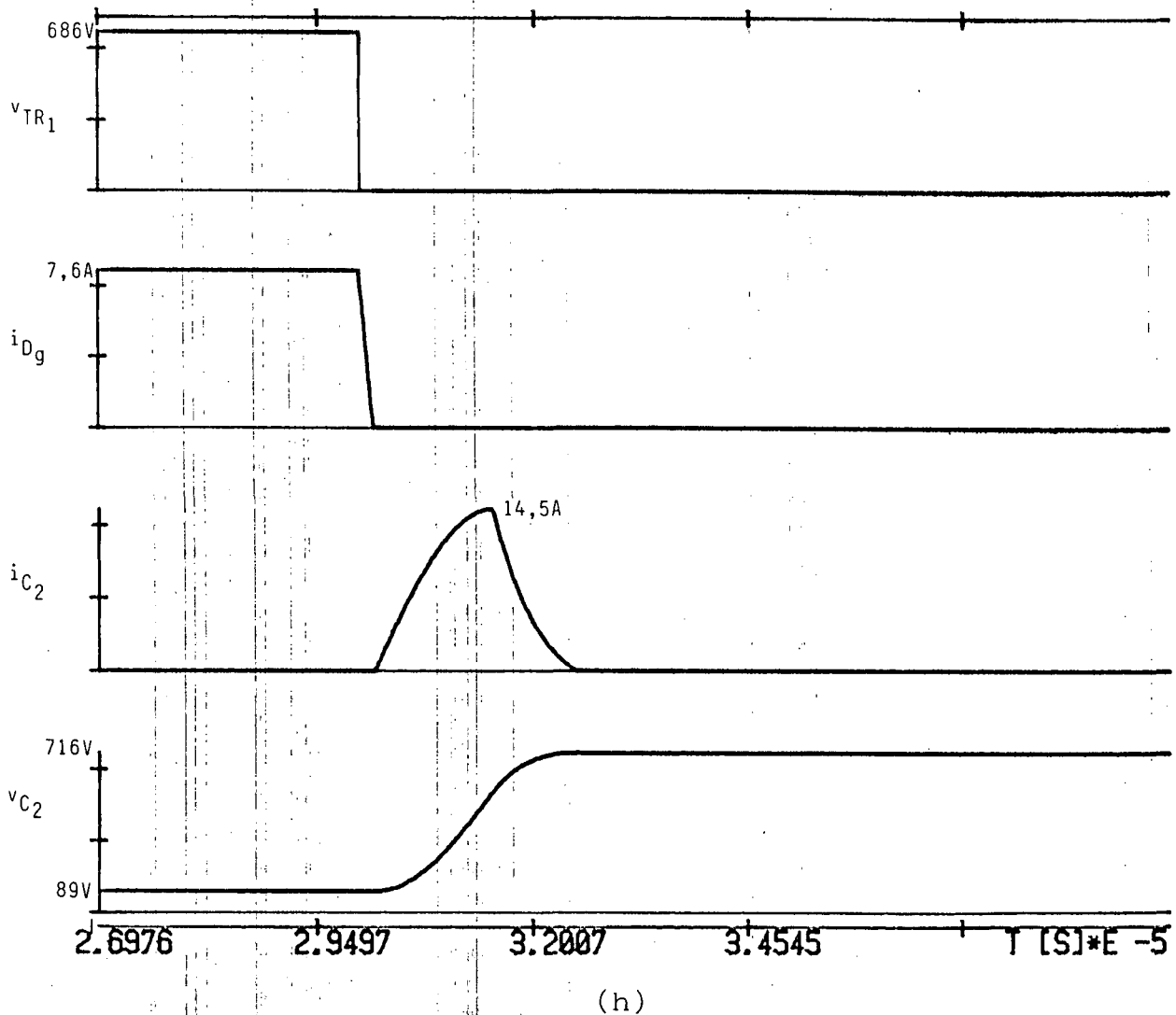
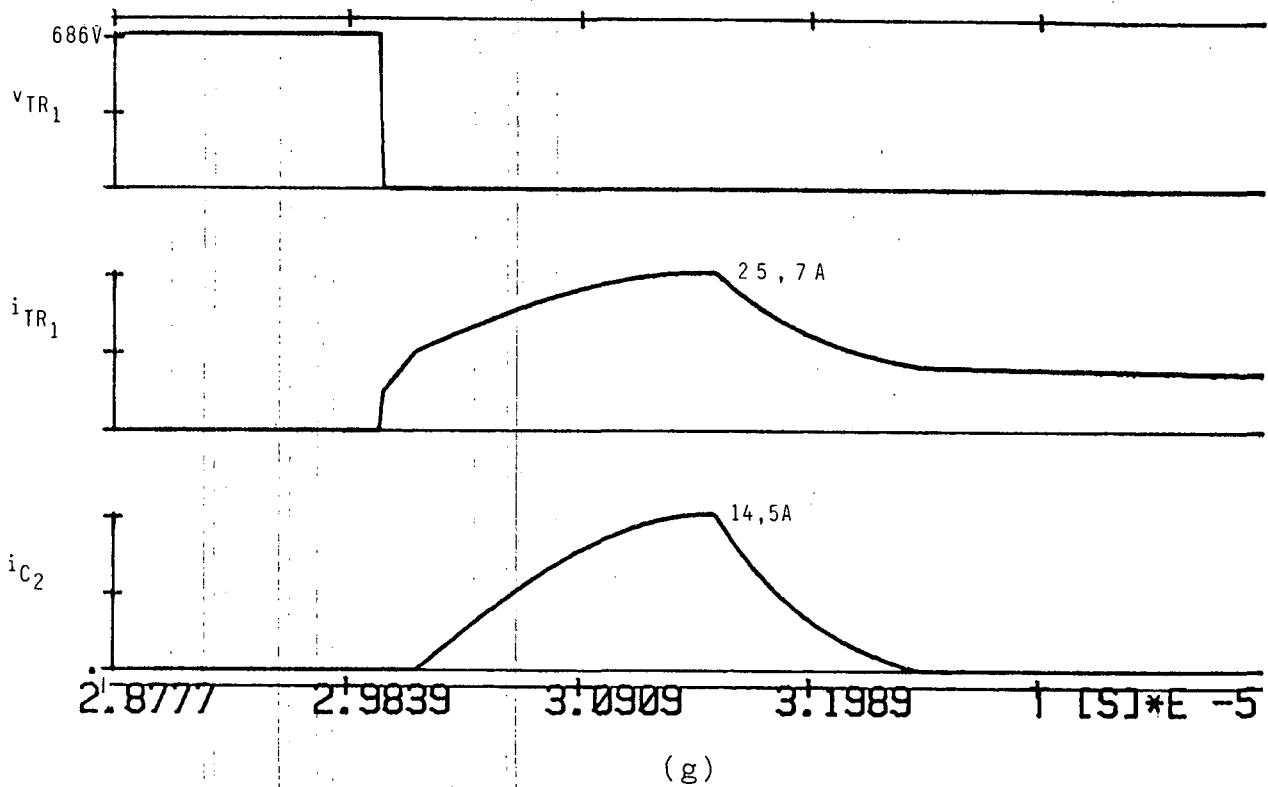
(d)



(e)



(f)



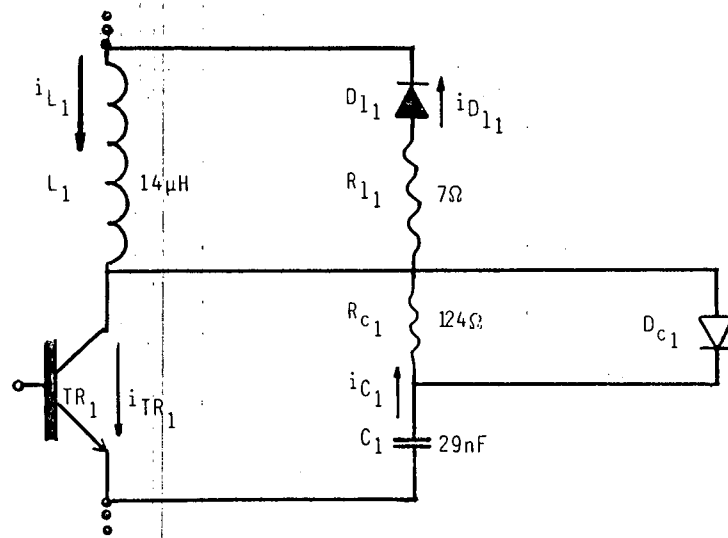


Figura 1.29 - Verificação da corrente no transistor 1.

Tem-se que:

$$i_{TR_1}(t_1) = i_{L_1}(t_1) + i_{C_1}(t_1) - i_{D_{l_1}}(t_1)$$

Da Figura 1.28 f, temos

$$i_{L_1}(t_1) = 19,15 \text{ A}$$

$$i_{D_{l_1}}(t_1) = 10,65 \text{ A}$$

A corrente do capacitor deve ser calculada para

$$t_1 = 2,45 \text{ us.}$$

$$i_{C_1}(t_1) = \frac{v_{C_1}(t_0)}{R_{C_1}} e^{-\frac{t_1}{R_{C_1} C_1}}$$

$$= \frac{686}{124} e^{-\frac{2,45 \times 10^{-6}}{124 \cdot 29 \times 10^{-9}}} , i_{C_1}(t_1) = 2,8A.$$

Portanto,

$$i_{TR_1}(t_1) = 19,15 + 2,8 - 10,65 , i_{TR_1}(t_1) = 11,3A.$$

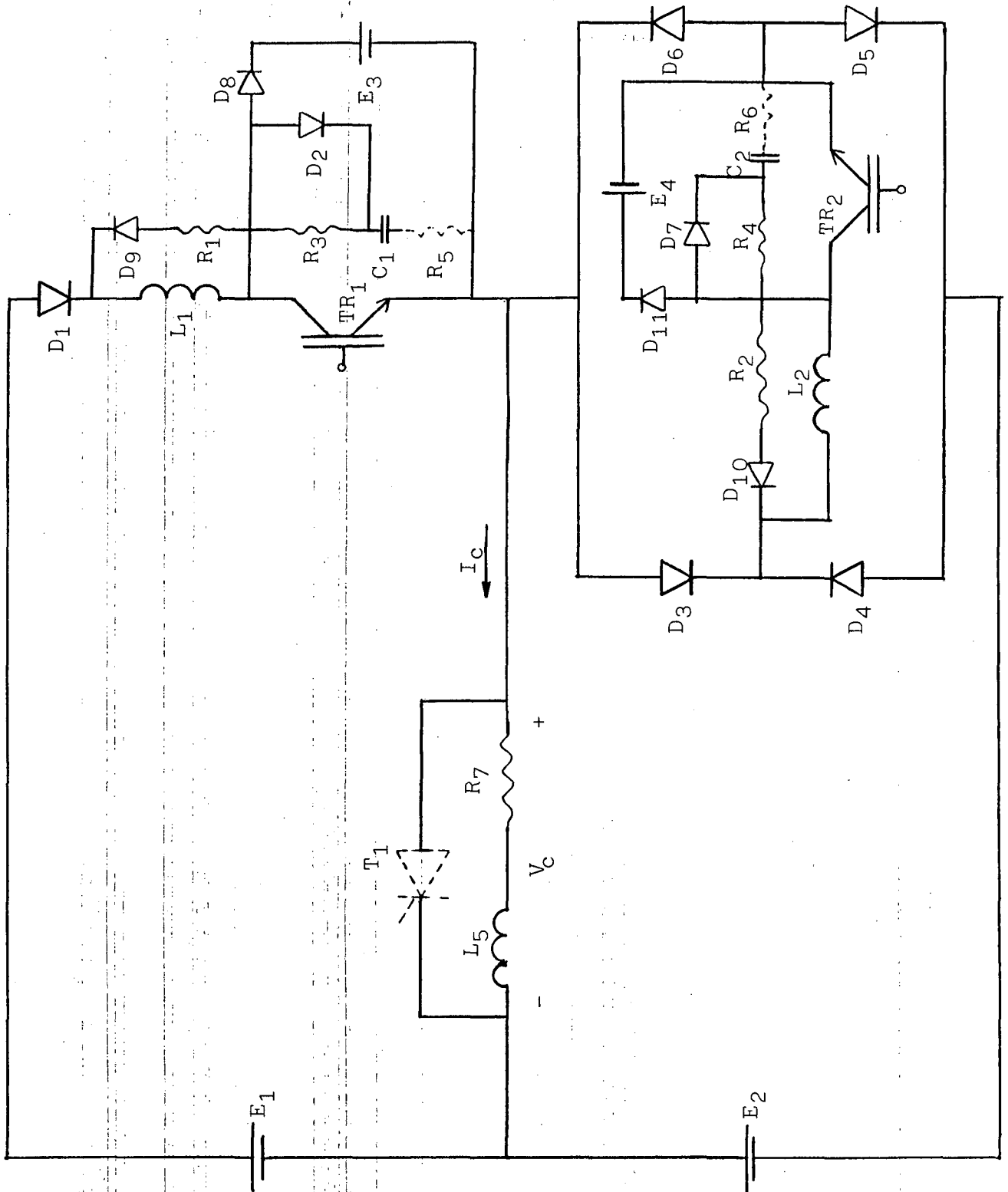
O valor lido na curva é de 11,14 A.

Com os resultados obtidos por esta simulação, que confirmam o estudo teórico, julgou-se que os conhecimentos adquiridos e amadurecidos pelo trabalho sobre a estrutura seriam suficientes para montagem de um protótipo, usando a configuração apresentada na Figura 1.20.

Resta ainda neste item, fazer um comentário sobre o posicionamento do grampeador. Verificou-se que a colocação deste nos terminais dos transistores, veja Figura 1.30, é bem mais eficiente, uma vez que impede a elevação de tensão nos transistores como pode se ver pela comparação das Figura 1.30 d com 1.28 h.

A razão disto pode ser vista na Figura 1.30 c. A corrente do indutor 2 passa por  $C_2$  até que a tensão deste atinja a tensão do grampeador. À partir deste ponto, o indutor se desmagnetiza pelo resistor de descarga e pelo próprio grampeador, não elevando a tensão do capacitor como acontecia anteriormente.

Apesar dos resultados serem aparentemente melhores, esta opção não foi utilizada porque o grampeador é muito dissipativo.



(a)

Figura 1.30 - (a) Configuração adotada para simulação;

(b) Listagem;

(c), (d) Resultados obtidos.



NUMERO DE RAMOS : 30 NUMERO DE NOS: 18

FONTES DE TENSAD (E)

NO	NO PARTIDA	NO CHEGADA	TENSAD	PULSACAO	FASE
(NP)	(NC)	(V)	(V)	(OMG)	(PHS)
1,	2,	1,	.30000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
2,	1,	8,	.30000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
3,	3,	12,	.64000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00
4,	7,	18,	.64000E+03,	.000000E+00,	.000000E+00

CAPACITORES (C)

NO	NO PARTIDA	NO CHEGADA	C(FARADS)
1,	4,	5,	.290E-07
2,	10,	11,	.290E-07

TIRISTORES (T)

NO	NO PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE	T DISPARO	T GATILHO
----	------------	------------	------------	------------	-----------	-----------

1,	6,	1,	.100E+10,	.100E-01,	.100000E+01,	.100000E-03
----	----	----	-----------	-----------	--------------	-------------

DIODOS (D)

NO	NO PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE
----	------------	------------	------------	------------

1,	2,	14,	.540E+08,	.540E+00
2,	3,	4,	.270E+08,	.270E+00
3,	6,	16,	.270E+08,	.270E+00
4,	8,	16,	.270E+08,	.270E+00
5,	9,	8,	.270E+08,	.270E+00
6,	9,	6,	.270E+08,	.270E+00
7,	7,	10,	.270E+08,	.270E+00
8,	12,	6,	.270E+08,	.270E+00
9,	15,	14,	.100E+06,	.100E+00
10,	17,	16,	.100E+06,	.100E+00
11,	18,	9,	.270E+08,	.270E+00

TRANSISTOR (TR)

NO	NO PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE	T DISPARO	T BLOQUEIO
----	------------	------------	------------	------------	-----------	------------

1,	3,	6,	.270E+08,	.100E+00,	.300000E-04,	.500000E-04
2,	7,	9,	.270E+08,	.100E+00,	.000000E+00,	.100000E-04

RESISTENCIAS (R)

NO	NO PARTIDA	NO CHEGADA	R(OHMS)
----	------------	------------	---------

1,	3,	15,	.700E+01
2,	7,	17,	.700E+01
3,	3,	4,	.124E+03
4,	7,	10,	.124E+03
5,	5,	6,	.100E-01
6,	11,	9,	.100E-01
7,	13,	1,	.800E+01

INDUTANCIAS (L)

NO	NO PARTIDA	NO CHEGADA	L(HENRYS)
----	------------	------------	-----------

1,	14,	3,	.140E-04
2,	16,	7,	.140E-04
3,	6,	13,	.500E-01

FREQUENCIA(HZ)= .250E+05 PASSO DE CALCULO(SEG)= .900E-08

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSAD = 3

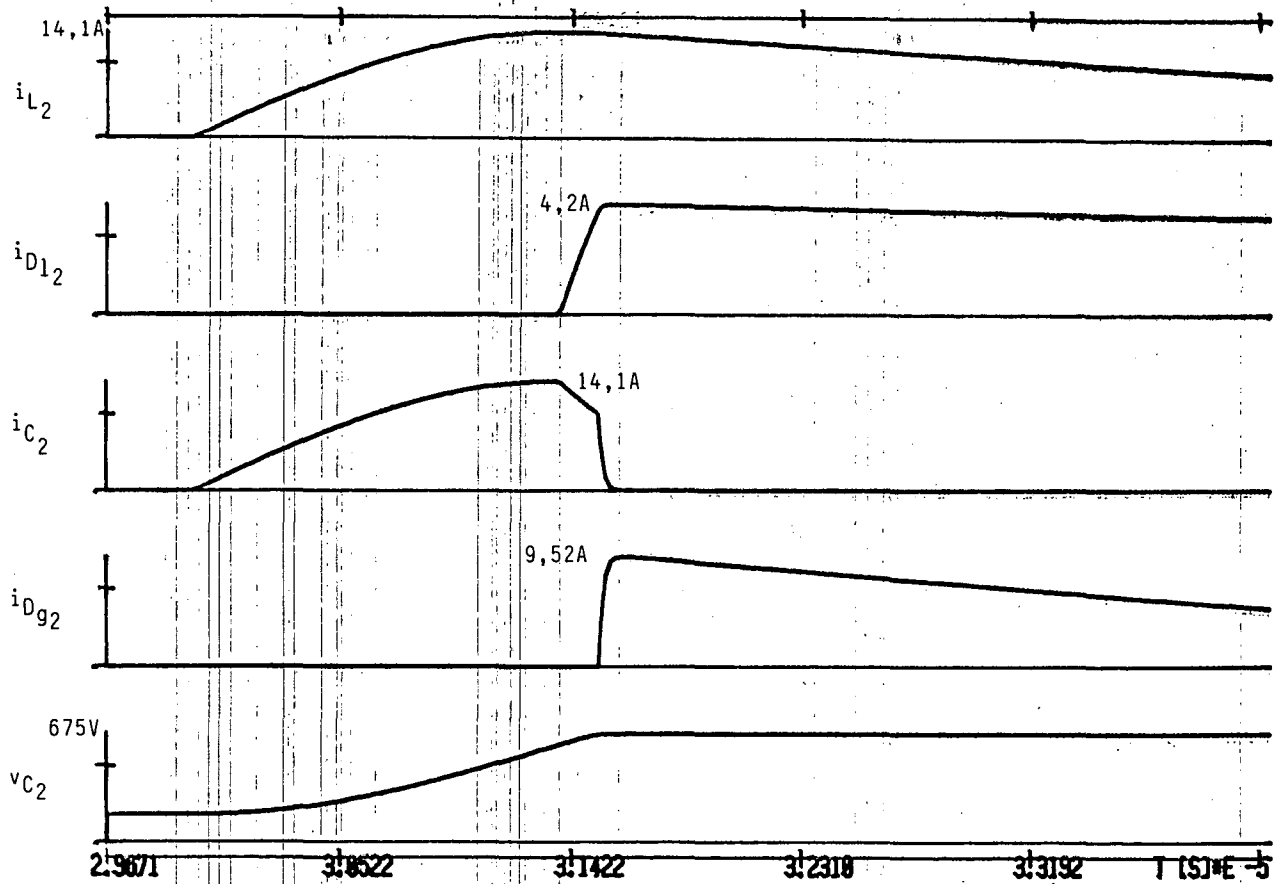
NO. DE PERIODOS DE REG. TRANSITORIO: 0

NO. DE PERIODOS DE REG. PERMANENTE: 1

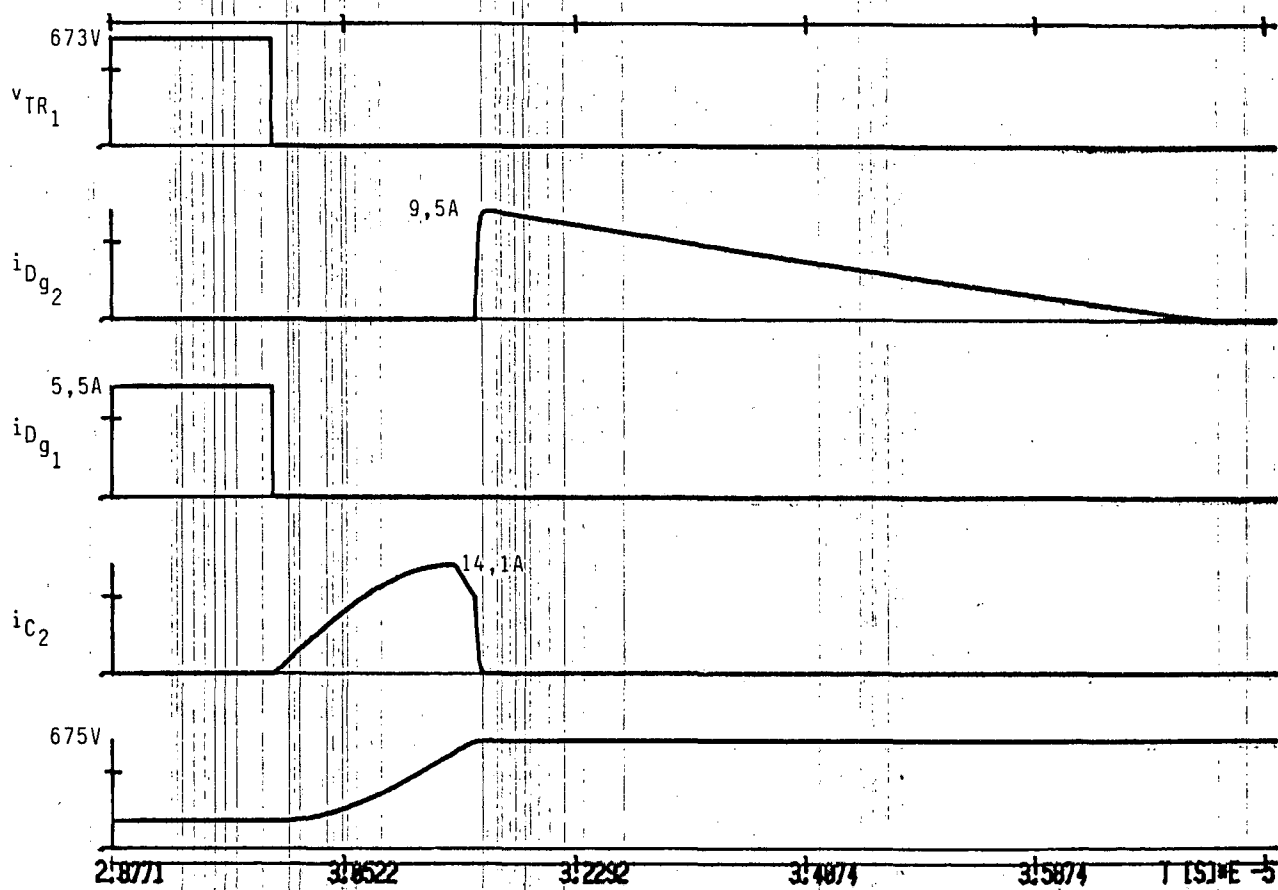
TOFF= 1.000000E-001

UM DISPARO POR PERIODO

(b)



(c)



(d)

tivo nesta posição devido a tensão de trabalho ser elevada. Isto será visto detalhadamente em Capítulo posterior.

#### 1.6 - Conclusão

Pelo trabalho que foi exposto neste Capítulo, as avaliações teóricas, as avaliações por simulação, a coerência apresentada pelos resultados de ambas as análises, pode-se concluir que a operação da estrutura apresentada na Figura 1.20 é viável. Esta apresenta problemas que são inerentes à configuração obtida pela inclusão dos circuitos de ajuda à comutação. No entanto, estes problemas são conhecidos e estão dominados sob critérios teóricos e à nível de simulação. Na prática tentar-se-á minimizá-los de maneira que a operação da estrutura atinja um ponto ótimo de desempenho.

## CAPÍTULO 2

### MONTAGEM E TESTE DO PROTÓTIPO

#### 2.1 - Introdução

No Capítulo anterior desenvolveu-se o estudo teórico da estrutura. Neste será abordado o aspecto prático da montagem: cálculo do grampeador e de alguns elementos necessários ao protótipo, bem como detalhes de confecção, circuito de modulação e resultados de ensaios. Elementos como diodos e transistores foram superdimensionados, dispensando-se o cálculo térmico, uma vez que o objetivo é a comprovação da viabilidade de operação da estrutura.

#### 2.2 - Cálculo do Grampeador

As duas opções para ligação deste no circuito, serão abordadas nos itens seguintes.

##### 2.2.1 - Colocado no Transistor

Conforme foi mencionado no Capítulo anterior, esta seria a posição ideal para o grampeador (Figura 2.1). No entanto, devido à tensão de trabalho ser elevada, este torna-se muito dissipativo, como será visto à seguir. Também serão abordados dois tipos de circuitos: convencional e com dupla constante de

tempo.

### 2.2.1.1 - Circuito Convencional

A primeira coisa a ser observada é que a tensão do grampeador deve ser superior à tensão de pico da rede, para que não ocorra circulação de corrente da estrutura para estes em operação normal. Tal só deve ocorrer na comutação.

Outra consideração a ser feita é que os diodos do grampeador ( $D_{g1}$ ,  $D_{g2}$ ) devem ser rápidos, caso contrário, na ligação de um transistor, este conduzirá picos de corrente de recuperação do diodo pertencente ao grampeador a ele associado.

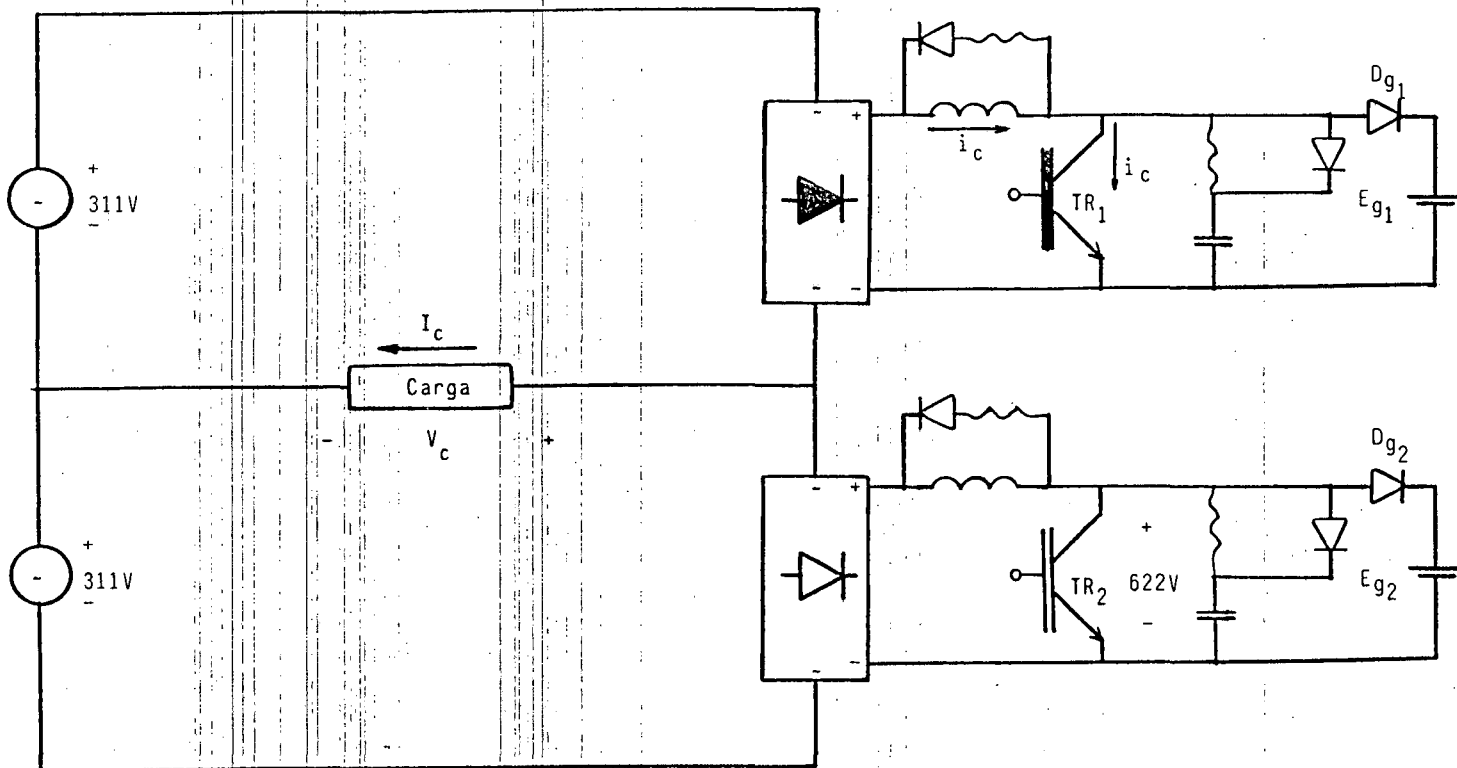


Figura 2.1 - Grampeador colocado no Transistor.

A Figura 2.1 mostra  $TR_1$  em condução e  $TR_2$  em corte. Portanto, para que não haja circulação de corrente para o grampeador 2, a tensão  $E_{g_2}$  tem que ser maior que 622 V.

O cálculo do grampeador é baseado no circuito apresentado na Figura 2.2.

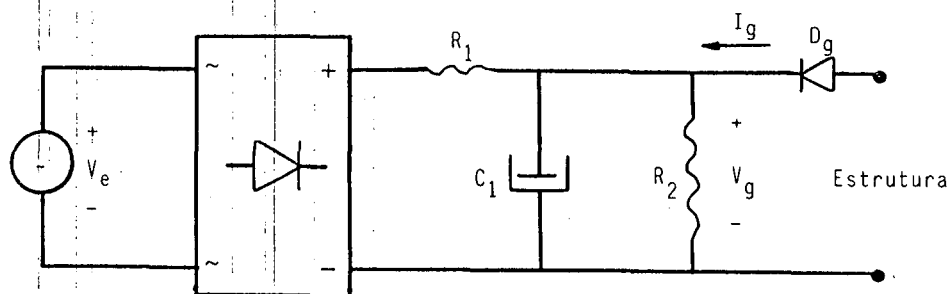


Figura 2.2 - Grampeador Convencional

Deseja-se manter uma tensão média ( $V_g$ ) da 650 V, com ondulação em torno de 3% tendo um  $\Delta V$ , portanto, de 20 V. Assim, a tensão mínima será de 640 V, maior que 622 V. O cálculo é baseado na expressão (2.1), pela qual será determinada a constante de tempo necessária, de acordo com a Figura 2.3.

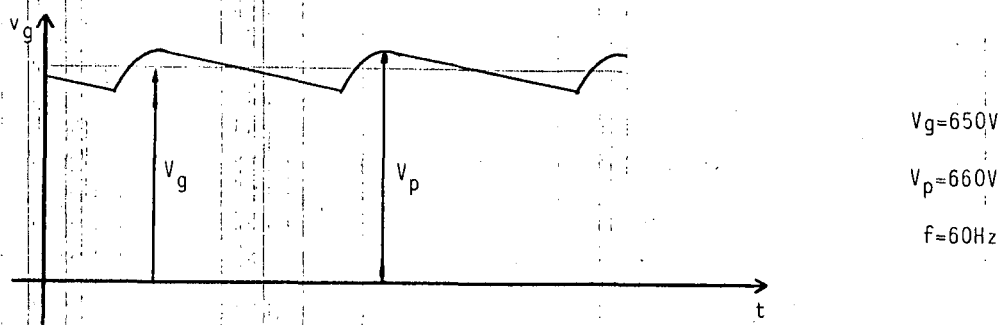


Figura 2.3 - Tensão no Grampeador.

Temos que:

$$V_g = \frac{4 C_1 R_2 f V_P}{1 + 4 C_1 R_2 f} \quad (2.1) \quad , \text{ [Cipelli, Sandrini]}$$

portanto,

$$R_2 C_1 = \frac{V_g}{240 (V_P - V_g)} \quad (2.2)$$

$$\text{e } R_2 C_1 = 0,27.$$

Esta é a constante de tempo que mantém a ondulação estabelecida. A tensão de entrada será, então,  $v_e(t) = 660 \text{ sen } \omega t$ , obtida de um transformador cuja potência dependerá das necesidades do grampeador.

A potência dissipada em  $R_2$  será o critério adotado para seu dimensionamento, portanto deve ser calculado o valor eficaz da tensão nesta. Fazendo-se a seguinte aproximação (Figura 2.4), tem-se:

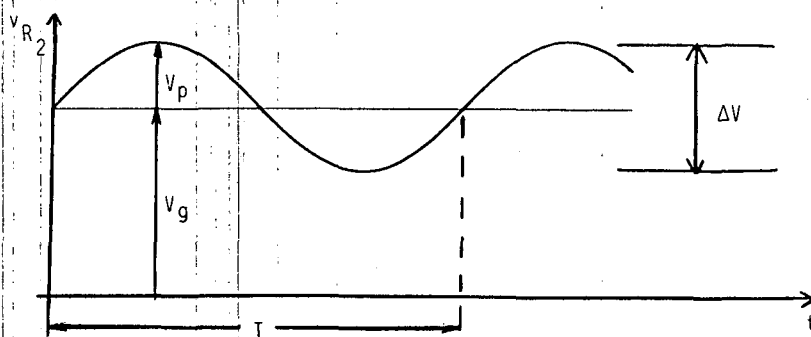


Figura 2.4 - Tensão aproximada em  $R_2$ .

$$v_{R_2}(t) = V_g + V_p \text{ sen } \omega t \quad , \quad (2.3)$$

onde

$$V_p = \frac{\Delta V}{2} .$$

Calculando-se o valor eficaz da expressão (2.3),  
obtém-se:

$$V_{R_2 \text{ ef}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (V_g + V_p \text{ sen } \omega t)^2 dt \quad , \quad \text{que resol}$$

vendo resulta em:

$$V_{R_2 \text{ ef}}^2 = V_g^2 + \frac{1}{2} V_p^2 \quad (2.4)$$

Substituindo  $V_g = 650 \text{ V}$  e  $V_p = 10 \text{ V}$ , tem-se:

$$V_{R_2 \text{ ef}} \approx 650 \text{ V} .$$

O valor eficaz é aproximadamente igual ao médio,  
devido a baixa ondulação estipulada.



para  $R_2$ :

$$P_{R_2} = \frac{V_{R_2}^2}{R_2} \text{ ef} \quad \text{e} \quad R_2 = 21 \text{ K}\Omega / 20 \text{ W.}$$

Conseqüentemente, o valor de  $C_1$  será:

$$C_1 = \frac{0,27}{R_2} \quad \text{Logo, } C_1 = 12,8 \text{ }\mu\text{F.}$$

A finalidade do grampeador é receber pulsos de corrente vindos da estrutura, mantendo-se com tensão aproximadamente constante. É necessário avaliar como este reage a uma situação em que, recebe, por exemplo, pulsos de corrente da forma representada pela Figura 2.5, para razão cíclica adotada de 0,5.

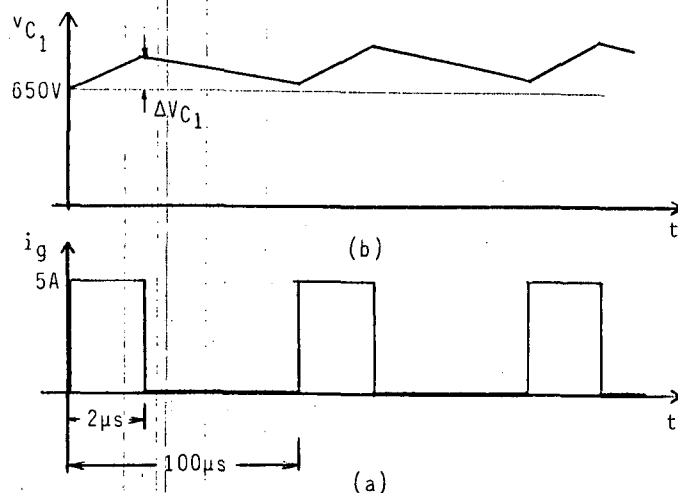


Figura 2.5 - (a) Pulsos de Corrente;  
(b) Variação da tensão no grampeador.

O acréscimo de tensão causado por um pulso pode ser avaliado por:

$$\Delta V_{C_1} = I_G \frac{\Delta t}{C_1} = 5 \cdot \frac{2 \times 10^{-6}}{12,8 \times 10^{-6}}, \quad \Delta V_{C_1} = 0,78V.$$

O período de operação dos transistores é de 200  $\mu$ s ( $f = 5$  kHz). O grameador recebe dois pulsos por período, portanto, recebido um pulso, o acréscimo de tensão causado, por este terá aproximadamente 98  $\mu$ s para ser descarregado antes do próximo pulso para que não haja elevação de tensão. Supondo que no instante do pulso, a tensão no capacitor fosse de 650 V, teríamos:

$$v_{C_1}(2 \mu s) = 650 + 0,78, \quad v_{C_1}(2 \mu s) = 650,78 \text{ V.}$$

Verifiquemos qual a tensão no capacitor após 98  $\mu$ s.

$$v_{C_1}(100 \mu s) = v_{C_1}(2 \mu s) e^{-\frac{t}{\tau}} = 650,78 e^{-\frac{98 \times 10^{-6}}{0,27}}, \quad v_{C_1}(100 \mu s) = 650,54 \text{ V.}$$

Logo, não houve descarga total e no próximo pulso ( $t = 100 \mu$ s) a tensão se elevará para:

$$v_{C_1}(102 \mu s) = 650,54 + 0,78 = 651,32 \text{ V.}$$

Em 98  $\mu$ s de descarga, será:

$$v_{c_1}(200 \mu s) = 651,32 e^{-\frac{98 \times 10^{-6}}{0,27}}, v_{c_1}(200 \mu s) = 651,08 \text{ V.}$$

Portanto, houve um acréscimo de 1,08 V no período, o que implica em que a tensão tenderá a subir com o tempo.

Isto ocorre porque temos uma característica conflitante a nível de projeto do grampeador, ou seja: temos que ter alta constante de tempo para manter baixa ondula o (20 V, no caso) e por outro lado, temos que ter baixa constante de tempo para que a tensão não se eleve devido aos picos de corrente.

Para resolver este problema, será adotado o circuito tratado a seguir.

#### 2.2.1.2 - Circuito com Dupla Constante de Tempo

A configura o adotada está representada na Figura 2.6.

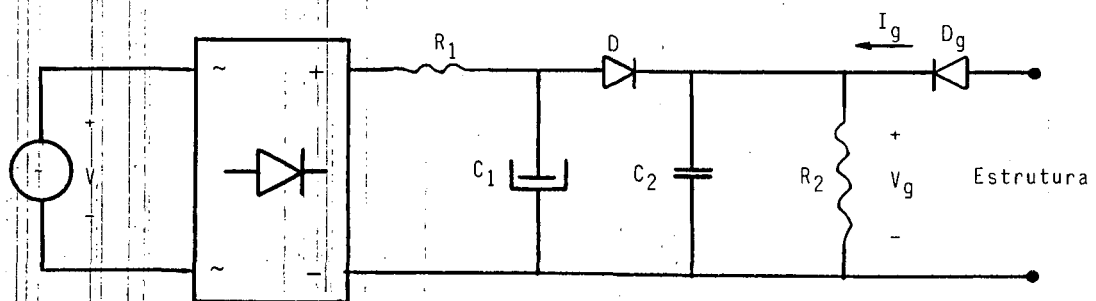


Figura 2.6 - Grampeador com dupla constante de tempo.

- Princípio de Funcionamento:

Ao receber um pulso, a tensão em  $C_2$  sobe, bloqueia o diodo  $D$ , isolando os dois circuitos.

Após  $C_2$  descarrega-se por  $R_2$  até que sua tensão seja baixa o suficiente para polarizar o diodo  $D$ , fazendo com que a constante de tempo volte a ser  $(C_1 + C_2) R_2$ .

Como já se tem o valor de  $R_2$  fixado pelo critério da potência,  $C_2$  tem que ser tal que permita a descarga do circuito  $R_2 C_2$  em  $98 \mu s$ . Admitindo que a elevação máxima de tensão devido a um pico de corrente seja de  $10V$ , podemos calcular  $C_2$ .

$$C_2 = \frac{-t}{R_2 \ln\left(\frac{V_{C_2}(100 \mu s)}{V_{C_2}(2 \mu s)}\right)} = \frac{-98 \times 10^{-6}}{21 \times 10^3 \ln\left(\frac{650}{660}\right)} \quad C_2 = 306 \text{ nF} .$$

É necessário verificar qual o pico de corrente máximo admitido neste caso:

$$I_G = C_2 \frac{\Delta V_{C_2}}{\Delta t} = 306 \times 10^{-9} \cdot \frac{10}{2 \times 10^{-6}} \quad , \quad I_G = 1,53 \text{ A} .$$

Verifica-se que a capacidade de absorver picos de corrente está limitada a pulsos de baixo valor. Se tivermos que trabalhar com pulsos mais elevados, o grampeador torna-se muito dissipativo.

Seja um caso extremo em que tenhamos que comutar

15A, com uma elevação máxima admitida de 10V.

Podemos obter  $C_2$ .

$$C_2 = I_G \frac{\Delta t}{\Delta V_{C_2}} = 15 \frac{2 \times 10^{-6}}{10}, \quad C_2 = 3 \mu\text{F}.$$

Da mesma forma, a tensão no circuito tem que cair 10V em 98  $\mu\text{s}$ , logo podemos tirar  $R_2$ .

$$R_2 = \frac{-t}{R_2 \ln \left( \frac{v_{C_2}(100 \mu\text{s})}{v_{C_2}(2 \mu\text{s})} \right)} = \frac{-98 \times 10^{-6}}{3 \times 10^{-6} \ln \left( \frac{650}{660} \right)}$$

$$R_2 = 2,14 \text{ K}\Omega .$$

Com este valor de  $R_2$ , temos a seguinte dissipação de potência.

$$P_{R_2} = \frac{V_{R_2 \text{ ef}}^2}{R_2} = \frac{650^2}{2,14 \times 10^3}, \quad P_{R_2} = 197 \text{ W}.$$

Pelo resultado obtido verifica-se a dificuldade deste circuito. Torna-se muito dissipativo para trabalho com correntes elevadas.

Do que foi visto, conclue-se que a colocação do grampeador nesta posição, embora mais eficiente, fica limitada a

comutar baixos valores de corrente. O tipo de modulação, o modo de operação da estrutura, a tensão de alimentação são fatores que influem decisivamente na análise e devem ser considerados para cada caso em particular.

Na Figura 2.7, tem-se os resultados de uma simulação do grampeador que demonstram o que foi exposto. Na Figura 2.7 c verifica-se que pulsos de 3A tendem a elevar a tensão do capacitor 2. Na Figura 2.7 d esta mantém-se estável porque os componentes foram dimensionados para tal situação.

Os problemas com a dissipação motivaram a colocação do grampeador na carga, conforme será tratado.

### 2.2.2 - Colocado na Carga

A configuração adotada está representada na Figura 2.8.

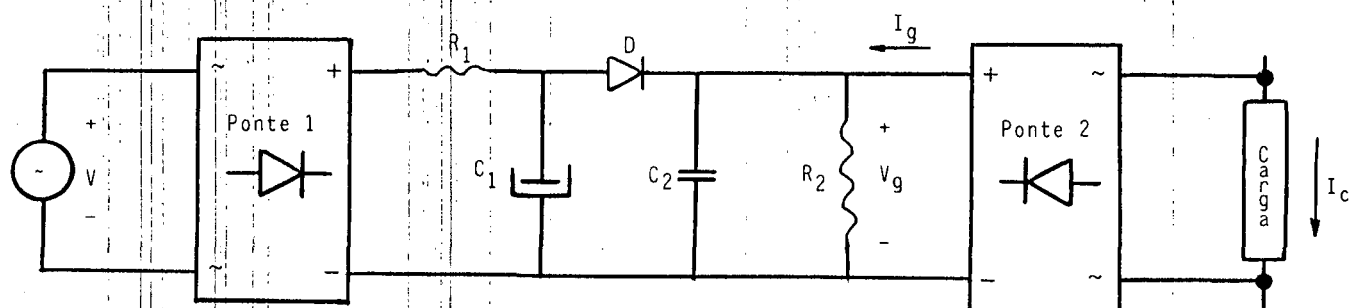
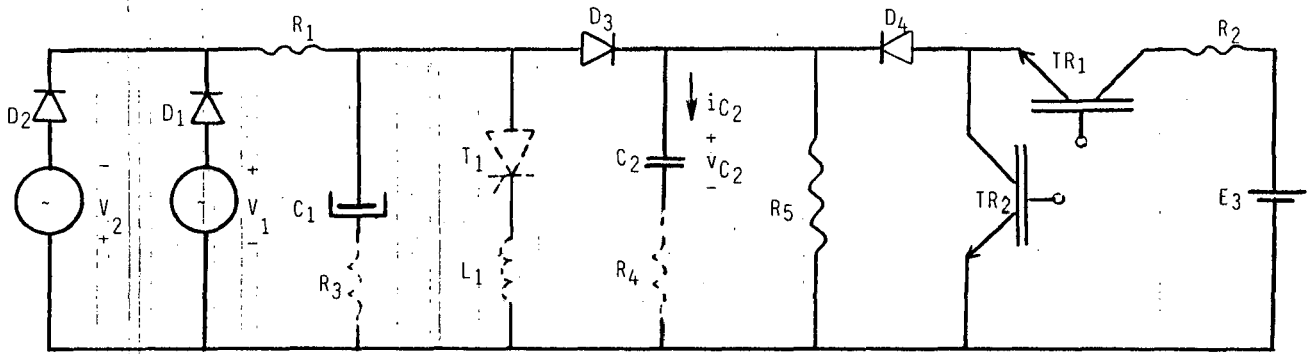


Figura 2.8 - Grampeador colocado na carga.

Nesta posição, a tensão mínima no grampeador deve ser superior a 311 V, tensão máxima na carga, e a ponte 2 deve ser constituída por diodos rápidos.

O roteiro de cálculo é o mesmo adotado anterior



(a)

NUMERO DE RAMOS: 18      NUMERO DE NÓS: 12

FONTES DE TENSÃO (E)

Nº	NO PARTIDA	NO CHEGADA	TENSÃO (V)	PULSAÇÃO (ONS)	FASE (PHS)
1	1	2	.66000E+03	.377000E+03	-.174000E+00
2	2	3	.66000E+03	.377000E+03	-.174000E+00
3	10	2	.50000E+05	.000000E+00	.000000E+00

CAPACITORES (C)

Nº	NO PARTIDA	NO CHEGADA	C (FARADS)
1	5	11	.128E-04
2	6	12	.306E-06

TIRISTORES (T)

Nº	NO PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE	T DISPAR	T BATILHO
1	5	7	.100E+06	.100E+00	.100000E+01	.100000E+00

DIODOS (D)

Nº	NO PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE
1	1	4	.100E+06	.100E+00
2	2	4	.100E+06	.100E+00
3	5	6	.100E+06	.100E+00
4	8	6	.100E+06	.100E+00

TRANSISTOR (TR)

Nº	NO PARTIDA	NO CHEGADA	R BLOQUEIO	R PASSANTE	T DISPAR	T BLOQUEIO
1	9	8	.100E+06	.100E+00	.000000E+00	.200000E-05
2	6	2	.100E+06	.100E+00	.200000E-05	.100000E-03

RESISTENCIAS (R)

Nº	NO PARTIDA	NO CHEGADA	R (OHMS)
1	9	5	.330E+02
2	10	9	.162E+05
3	11	2	.100E-01
4	12	2	.100E-01
5	6	2	.210E+05

INDUTANCIAS (L)

Nº	NO PARTIDA	NO CHEGADA	L (HENRYS)
1	7	2	.200E-02

FREQUENCIA (HZ) = .100E+05      PASSO DE CALCULO (SEG) = .200E-06

RESISTENCIAS ONDE SE QUER CALCULAR A TENSÃO = 3

Nº. DE PERÍODOS DE REG. TRANSITÓRIO = 0

Nº. DE PERÍODOS DE REG. PERMANENTE = 10

TOFF = 1.000000E-001

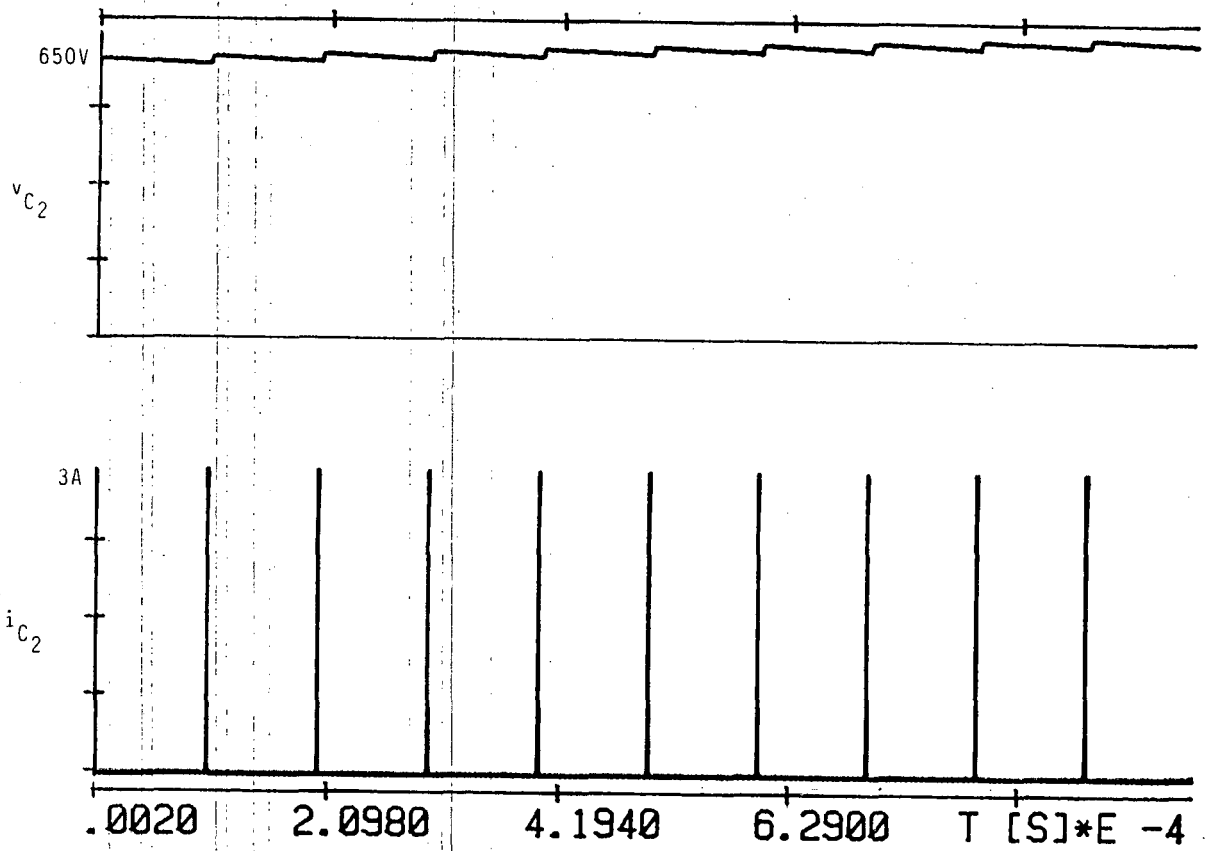
UM DISPARO POR PERÍODO

(b)

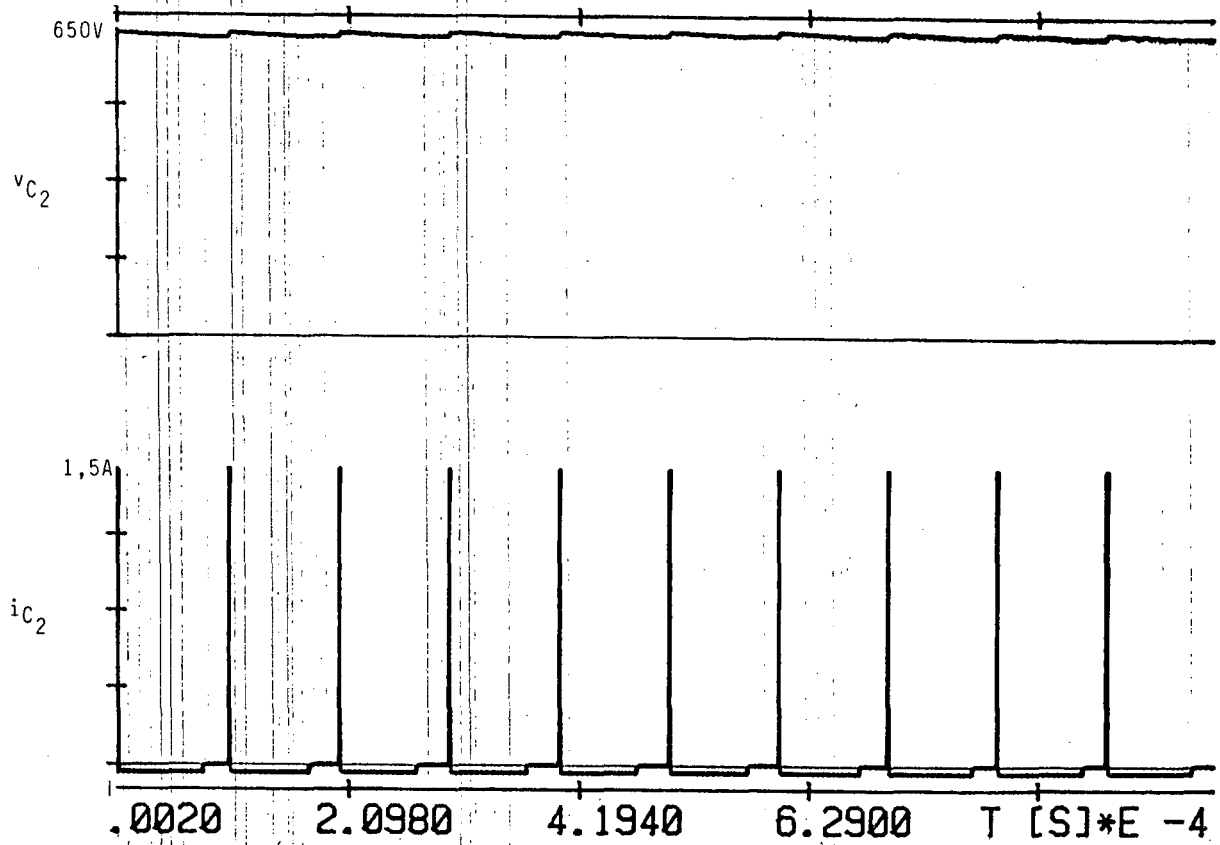
Figura 2.7 - (a) Configuração adotada para simulação;

(b) Listagem;

(c), (d) Resultados obtidos.



(c)



(d)



mente. Seja, por exemplo, dimensionar um grampeador com as seguintes características:

- tensão média  $V_g = 330 \text{ V}$ ;
- ondulação,  $\Delta V = 20 \text{ V}$ ;
- potência,  $20 \text{ W}$ ;
- A elevação máxima de tensão em  $C_2$ ,  $\Delta V_{C_2}$ , deve ser de  $10 \text{ V}$  e o intervalo entre pulso de corrente é de  $100 \mu\text{s}$  com  $2 \mu\text{s}$  de duração.

Com  $V_g = 330 \text{ V}$  e  $\Delta V = 20 \text{ V}$ , temos que  $V_P = 330 + 20/2$ , ou  $V_P = 340 \text{ V}$ . Logo, o transformador terá como tensão secundária  $340/\sqrt{2}$  ou  $240 \text{ V}$  e sua potência será  $20 \text{ W}$ . Na prática verifica-se que é aconselhável dar um acréscimo em torno de  $7\%$  no dimensionamento da tensão secundária. Assim, o transformador para este caso teria as seguintes características:

$$V_{\text{Primária}} = 220 \text{ V} ;$$

$$V_{\text{Secundária}} = 257 \text{ V} ;$$

$$\text{Potência} = 20 \text{ W} .$$

O cálculo da constante de tempo à vazio, que manterá a ondulação especificada é o próximo passo. Pela expressão 2.2.

$$R_2 C_{eq} = \frac{V_g}{240 (V_P - V_g)} , \text{ onde } C_{eq} = C_1 // C_2$$

$$= \frac{330}{240(340 - 330)}, \text{ logo } R_2 C_{eq} = 0,14.$$

Dimensionando  $R_2$  pela potência especificada:

$$V_{R_2_{ef}}^2 = V_g^2 + 0,5 V_P^2,$$

onde:

$$V_g = 330 \text{ V},$$

$$V_P = \Delta V / 2 = 20 / 2 = 10 \text{ V},$$

temos que  $V_{R_2_{ef}} \cong 330 \text{ V}$ .

Portanto,

$$R_2 = \frac{V_{R_2_{ef}}^2}{P_{R_2}} = \frac{(330)^2}{20},$$

$$R_2 = 5,4 \text{ K}\Omega / 20 \text{ W}.$$

Pelas características dos pulsos, podemos dimensionar  $C_2$ . Temos que a tensão do capacitor 2 deve cair 10V em 98  $\mu\text{s}$ , logo.

$$C_2 = \frac{-t}{R_2 \ln \left( \frac{v_{C_2}(200 \mu s)}{v_{C_2}(2 \mu s)} \right)} = \frac{-98 \times 10^{-6}}{5,4 \times 10^3 \ln \left( \frac{330}{340} \right)}$$

$$C_2 = 608 \text{ nF.}$$

A corrente máxima admitida será:

$$I_G = C_2 \frac{\Delta V_{C_2}}{\Delta t} = \frac{608 \times 10^{-9} \cdot 10}{2 \times 10^{-6}}, \quad I_G = 3,0 \text{ A.}$$

Com  $C_2$ , obtemos  $C_1$

$$C_{eq} = C_1 + C_2, \quad C_{eq} = \frac{0,14}{R_2}$$

$$C_1 = \frac{0,14}{5,4 \times 10^3} - 608 \times 10^{-9}, \quad C_1 = 25,3 \mu\text{F.}$$

Com isto, os principais componentes ficam dimensionados, sendo

$$C_1 = 25,3 \mu\text{F}/400 \text{ V}$$

$$C_2 = 608 \text{ nF}/600 \text{ V}, \quad R_2 = 5,4 \text{ k}\Omega/20 \text{ W.}$$

Na realidade, o paralelo dos capacitores pode ser ignorado para o cálculo de  $C_1$ , obtendo-o diretamente da relação

$0,14/R_2$ .

Na Figura 2.9 tem-se alguns valores para que um  $\Delta V_{C_2} = 10V$  não seja ultrapassado, por pulsos de  $2 \mu s$  com frequência de 10 KHz.

P W	$C_1$ $\mu F$	$C_2$ $\mu F$	$R_2$ K $\Omega$	$I_{Gm\acute{a}x}$ A
10	12,7	0,31	10,8	1,5
20	25,3	0,61	5,4	3,0
30	38,1	0,93	3,6	4,5
50	63,5	1,55	2,2	7,5
100	127,0	3,10	1,1	15,0

Figura 2.9 - Valores dos componentes e potência dissipada de acordo com a corrente comutada.

Deve ser salientado mais uma vez que o projeto do grampeador é bastante particular e deve ser vinculado a uma estrutura com o seu sistema de modulação, operação e tensão de alimentação. Uma determinação realística da corrente a ser absorvida pelo circuito propiciará o valor de potência mais adequado à situação. Os cálculos anteriores foram baseados num trem de pulsos contínuos, o que não é o caso se a estrutura operar como um variador de tensão alternada, por exemplo. Outro fato a destacar é que a largura dos pulsos,  $2 \mu s$ , é difícil de se obter. Na prática este valor ficou em torno de  $4 \mu s$ , sendo que a tentativa de reduzi-lo implica em correr-se o risco de colocar os transistores em condução simultânea.

## 2.3 - Circuito de Ajuda à Comutação

Neste item será calculada a dissipação nos resistores de ajuda a comutação.

### 2.3.1 - Resistores de Descarga dos Capacitores

Para o cálculo da dissipação, considere a Figura 2.10.

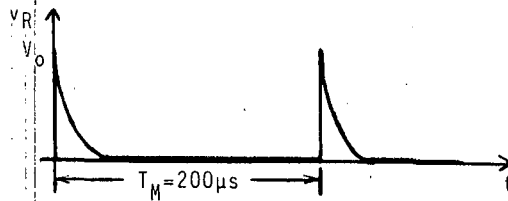


Figura 2.10 - Tensão no resistor de ajuda à comutação.

Calculando o valor eficaz, tem-se:

$$V_{R_{\text{ef}}}^2 = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} (V_0 e^{-\frac{t}{\tau}})^2 dt = \frac{V_0^2 \tau}{2 T_M} (1 - e^{-\frac{2 T_M}{\tau}}) \cong \frac{V_0^2 \tau}{2 T_M} .$$

Portanto,

$$V_{R_{\text{ef}}}^2 = \frac{V_0^2 \tau}{2 T_M} \quad (2.5)$$

onde

$$\tau = R_c C .$$

O valor de  $V_0$  varia desde 330V ( $V_g$ ) até 641V ( $V_g + V_p$ ), pois quando a tensão de entrada é nula o capacitor se carrega até a tensão do grampeador, 330V. Quando a tensão da rede passa por um máximo, o capacitor atinge (330 + 311) V, ou 641V. É necessário então calcular o valor médio desta tensão. Isto pode ser feito pelo processo seguinte (ver Figura 2.11).

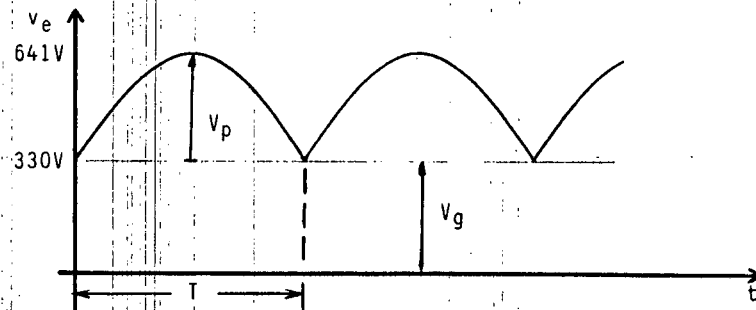


Figura 2.11 - Envoltória da tensão no capacitor de ajuda à Comutação.

A envoltória é descrita pela expressão:

$$v_e(t) = V_g + V_p \text{ sen } \omega t , \text{ cujo valor médio será:}$$

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T (V_g + V_p \text{ sen } \omega t) dt$$

$$V_0 = \frac{1}{T} \left( V_g T + \frac{2 V_p}{\omega} \right) \quad (2.6)$$

Sendo:

$$V_g = 330V$$

$$T = 8,33 \text{ ms}$$

$$V_p = 311V$$

$$\omega = 377 \text{ rad/s}$$

temos  $V_0 = 528V$ .

Com este valor calcula-se  $V_{R_{C_{ef}}}$ , usando

$\tau = R_C C = 124 \cdot 27 \times 10^{-9}$ , ou  $\tau = 3,3 \mu s$  e  $T_M = 200 \mu s$ . Usou-se  $27 \text{ nF}$  para o capacitor porque  $29 \text{ nF}$  não é comercial.

Portanto,

$$V_{R_{C_{ef}}}^2 = \frac{528^2 \cdot 3,3 \times 10^{-6}}{2 \cdot 200 \times 10^{-6}}, \quad V_{R_{C_{ef}}} = 48V.$$

Logo,

$$P_{R_C} = \frac{V_{R_{C_{ef}}}^2}{R_C} = \frac{48^2}{124}, \quad P_{R_C} = 19 \text{ W.}$$

Podemos avaliá-la também pela expressão:

$$P_{R_C} = \frac{1}{2} C V_0^2 f_M = \frac{1}{2} \cdot 27 \times 10^{-9} \cdot (528)^2 \cdot 5 \times 10^3,$$

$$P_{R_C} = 19 \text{ W.}$$

Portanto,

$$R_{C_1} = R_{C_2} = 124 \Omega / 20W.$$

### 2.3.2 - Resistores de Desmagnetização dos Indutores

Estes resistores são solicitados de maneira diferente em cada semiciclo da rede. No semiciclo positivo, 1º quadrante, o resistor associado ao transistor 1 atua duas vezes: na sua abertura e no seu fechamento, ao passo que o resistor associado ao transistor 2, atua praticamente uma única vez no fechamento do transistor 1. No semiciclo negativo a situação inverte.

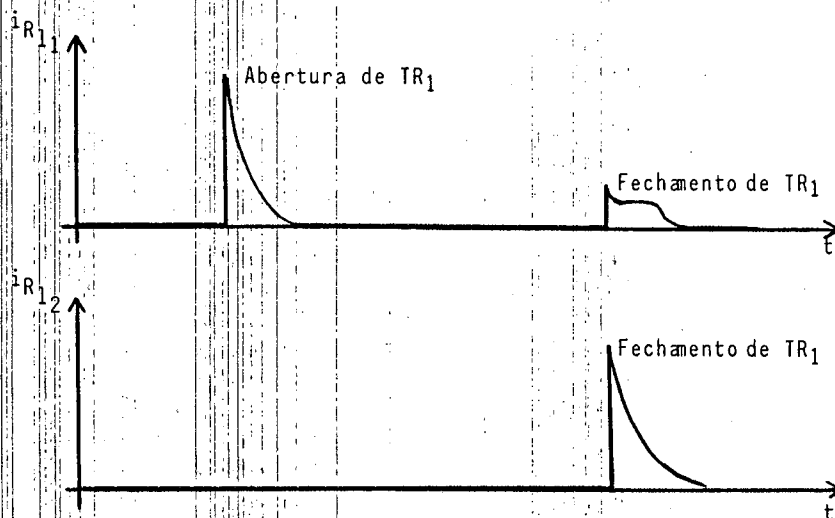


Figura 2.12 - Corrente nos resistores de descarga dos indutores.

Como o valor da corrente nos resistores é de difícil determinação, o cálculo será feito considerando que esta se-



ja 10A. Este valor é da ordem de grandeza da corrente a ser comu-  
tada.

Logo,

$$P_{R_\ell} = \frac{1}{2} L I_\ell^2 f_M = \frac{1}{2} 14 \times 10^{-6} 10^2 \cdot 5 \times 10^3$$

$$P_{R_\ell} = 3,5 \text{ W.}$$

$$\text{Assim, } R_{\ell_1} = R_{\ell_2} = 7 \Omega / 3,5 \text{ W.}$$

Na prática, 14 A foram comutados sem que tal perda se verificasse. Isto porque parte da energia é dissipada na resistência do próprio indutor.

Estes foram os valores inicialmente adotados. Com o decorrer dos trabalhos alguns foram alterados com o objetivo de atingir melhor desempenho.

## 2.4 - Montagem do Protótipo

A estrutura foi montada de forma modular, procurando-se constituir blocos independentes. Isto facilita a manutenção e a substituição de componentes.

### 2.4.1 - Módulos Chaves

Foram confeccionados dois módulos idênticos chamados de chave. Cada um foi montado da seguinte maneira: em um

dissipador com 10 cm de largura, 16 cm de altura e 6,5 cm de profundidade, foram colocados uma ponte retificadora de onda completa, os transistores de potência em Darlington e os circuitos de ajuda à comutação. O módulo chave pode ser visto na figura 2.13.

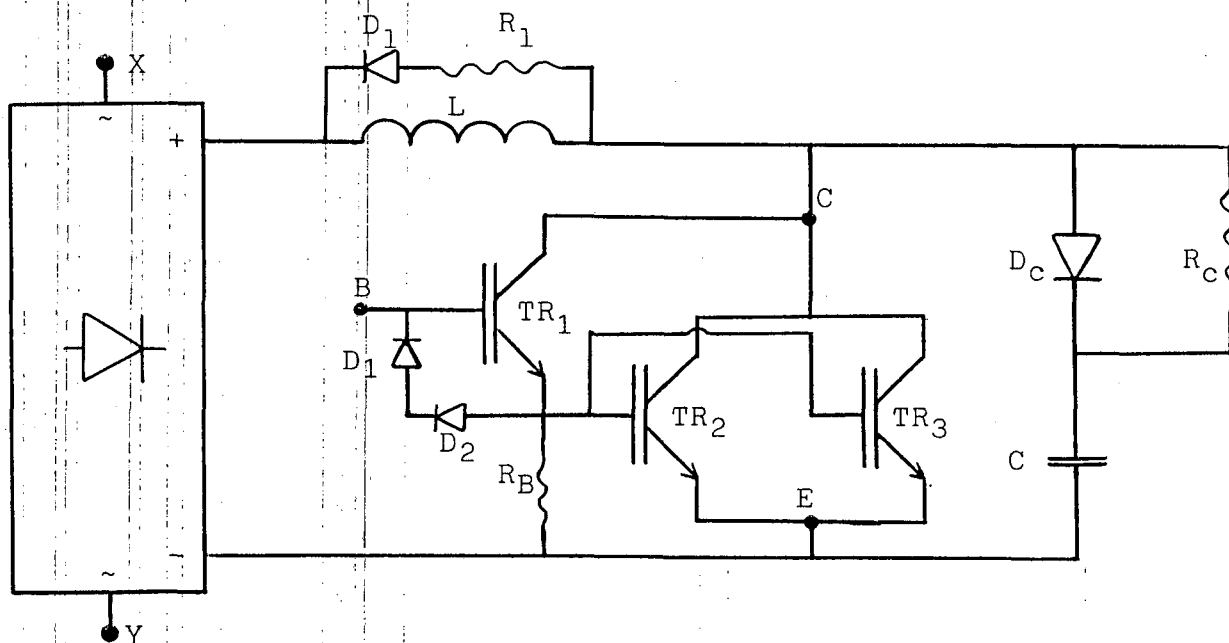


Figura 2.13 - Módulo chave.

Visto dos terminais XY, o módulo representa um interruptor bidirecional em tensão e corrente.

#### 2.4.2 - Módulo Grampeador

Este circuito também foi montado de maneira independente, formando um módulo à parte. Os valores dos componentes inicialmente utilizados, correspondem a versão de 20W. A figura 2.14 representa o módulo grampeador.

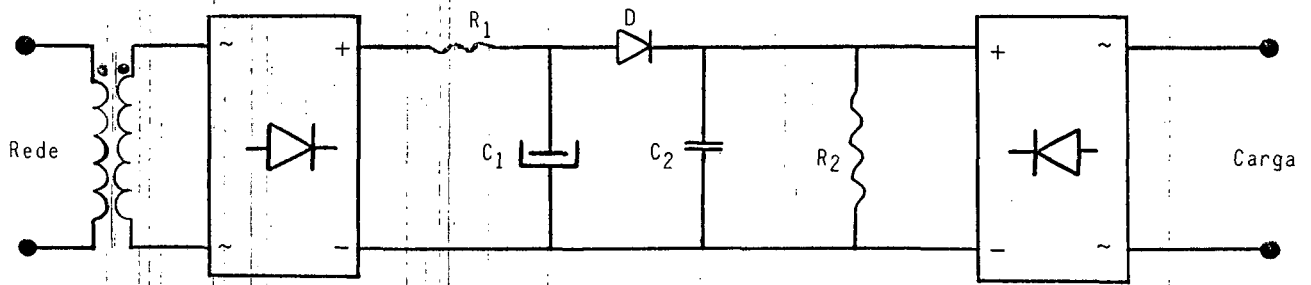


Figura 2.14 - Módulo grampeador.

### 2.4.3 - Módulo de Comando

Na figura 2.15 tem-se o diagrama de blocos do circuito de comando utilizado. Forma também um módulo independente. À esta configuração será acrescentado posteriormente, o circuito inversor da razão cíclica (PWM) ou o modulador por valores extremos de corrente, que atuam no circuito lógico

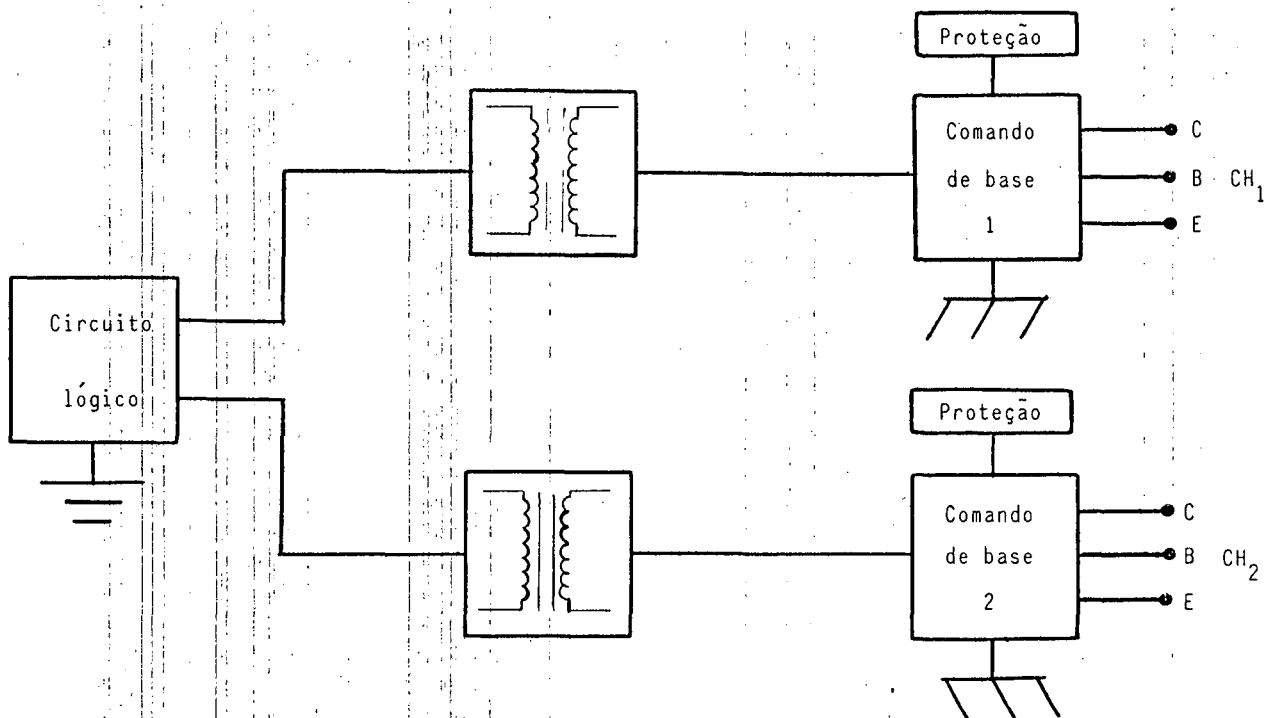


Figura 2.15 - Módulo de comando

#### 2.4.4 - Configuração Geral

Após a confecção dos módulos, como foi descrito anteriormente, estes foram ligados de maneira que tivessemos a estrutura de trabalho. Esta pode ser vista na figura 2.16.

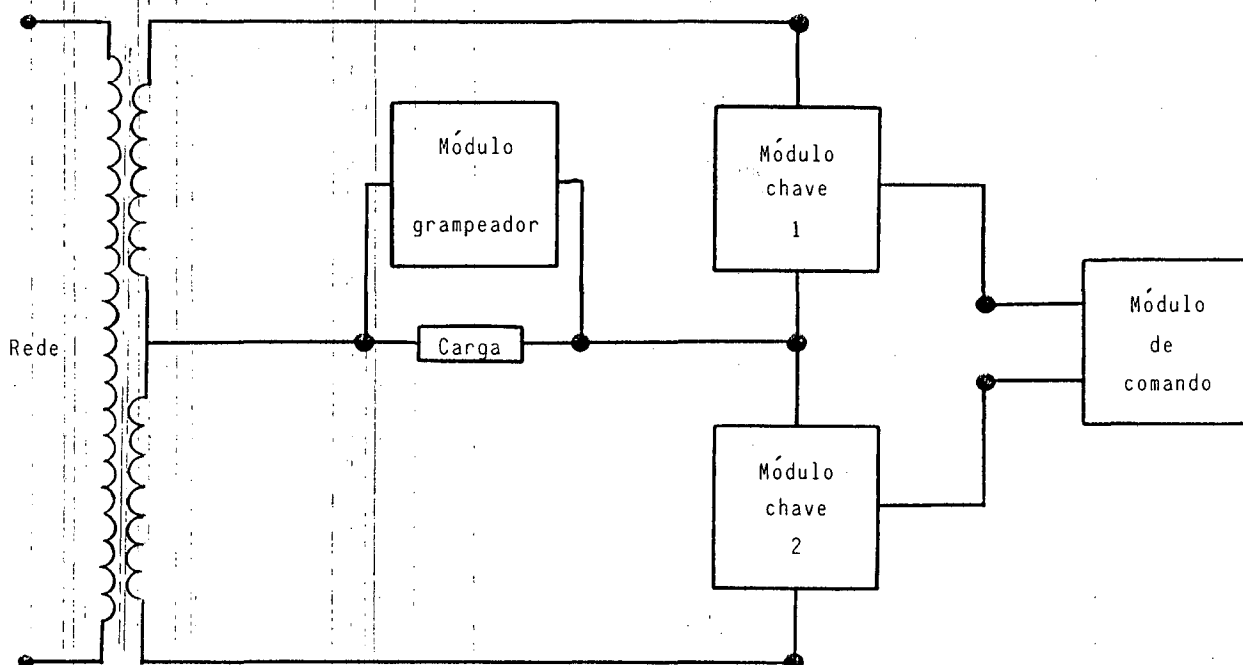


Figura 2.16 - Ligação dos módulos.

#### 2.5 - O circuito de Comando

O esquema completo do circuito de comando encontra-se na figura 2.17. Maiores informações a respeito do projeto deste podem ser encontradas no trabalho de dissertação de mestrado [Cardoso, 1986]. Como o objetivo deste trabalho não é o estudo do comando em si, será feita apenas uma descrição de seu funcionamento para que este possa ser entendido mais facilmente.

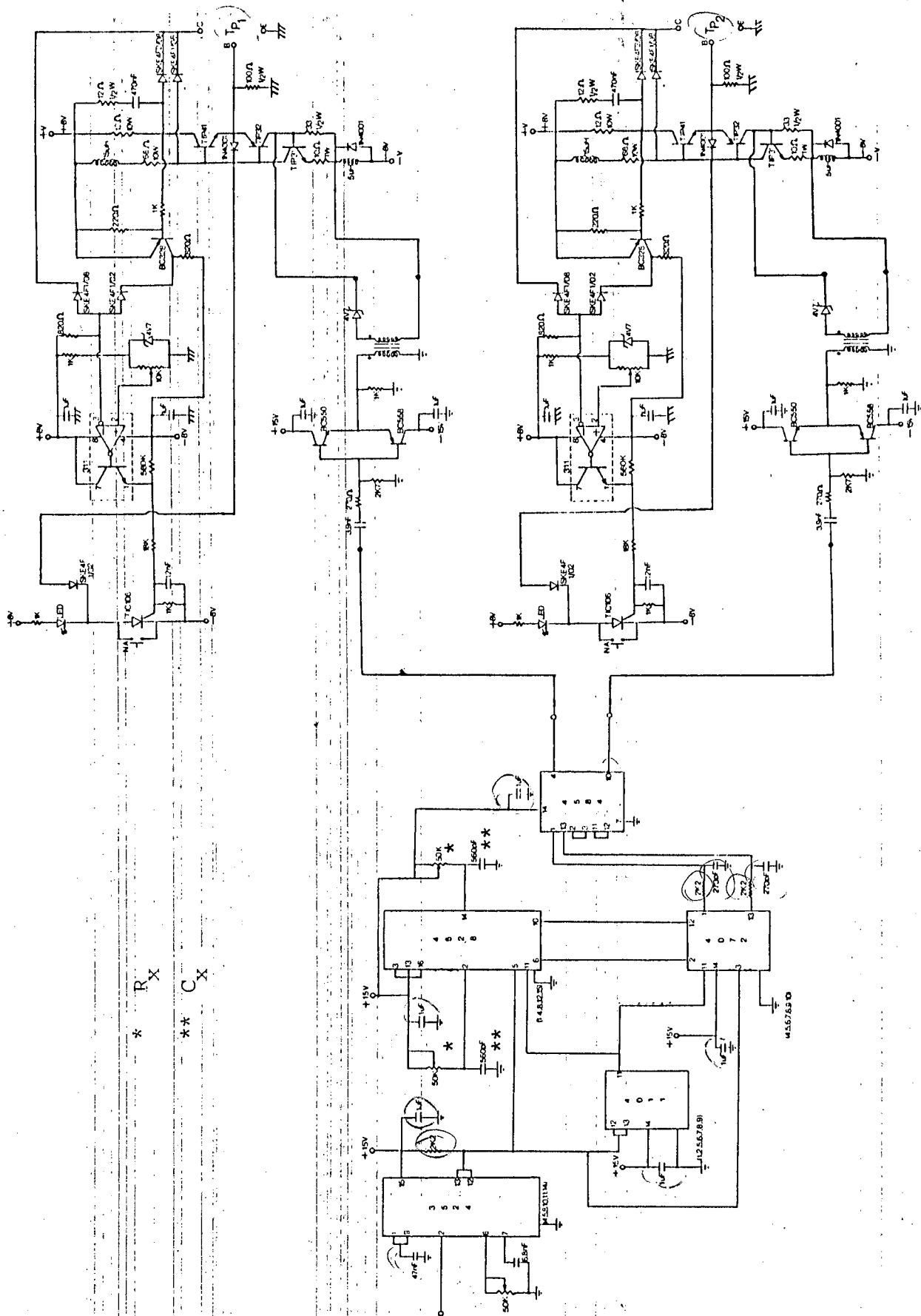


Figura 2.17 - Circuito de Comando.

### 2.5.1 - Descrição do Circuito

O comando divide-se em três partes distintas, conforme figura 2.15. A função de cada uma delas, é explicada a seguir.

#### 2.5.1.1 - Circuito Lógico

Inicia no CI 3524 e termina no CI 4584. É responsável pela geração dos pulsos que são transmitidos ao comando de base pelos transformadores. Observando-se nos pinos 4 e 10 do 4584, pode-se verificar o sinal de saída deste circuito. Veja figura 2.18.

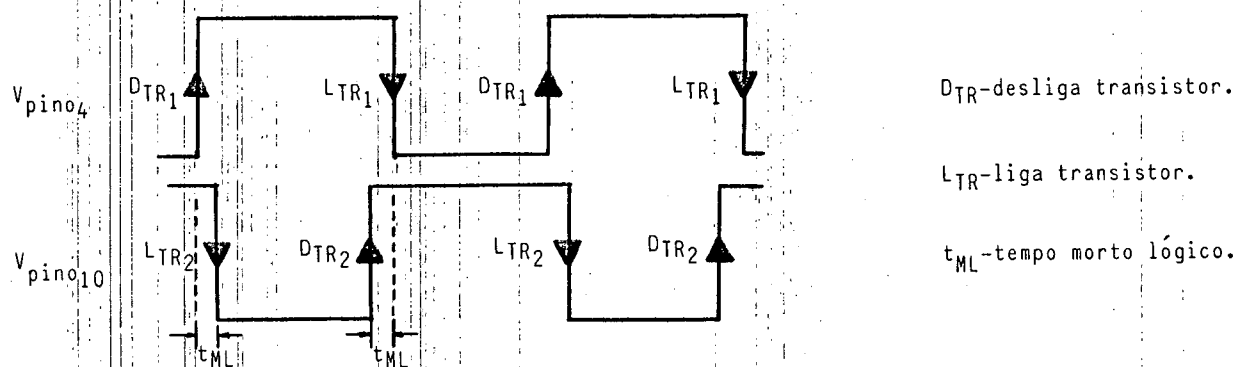


Figura 2.18 - Sinais de saída do circuito lógico

O tempo morto lógico é fixado pelo par  $R_x C_x$  do 4528 e deve ser ajustado de acordo com as necessidades do circuito. Difere do tempo morto real devido aos atrasos de propagação dos sinais do circuito lógico, desde sua saída até as bases dos transistores de potência.

### 2.5.1.2 - Comando de Base

Responsável pela condução e bloqueio do transistor de potência, é formado essencialmente pelos transistores TIP 31, 32 e 41. Este estágio atua como um GTO (Gate Turn-on, Turn-Off), pois um pulso positivo na saída do transformador coloca o TIP 31 em condução o qual conduz a corrente de base do TIP 32, que passa a alimentar a base do TIP 31 ficando, assim, o circuito ligado polarizando reversamente a base do transistor de potência. Um pulso negativo na saída do transformador bloqueia o TIP 31, que por sua vez bloqueia o TIP 32, passando a conduzir o TIP 41 que alimenta a base do transistor de potência.

### 2.5.1.3 - Circuito de Proteção

É formado basicamente pelo BC 328, o comparador LM 311 e o tiristor TIC 106. A tensão no pino 3 do LM 311 é comparada com a tensão do pino 2, através da qual controla-se a sensibilidade da proteção. Os dois diodos ligados ao pino 3 estão ligando e desligando alternadamente quando a operação é normal, mantendo a tensão no pino 3 menor que a do pino 2. Caso haja um curto-circuito na carga ou o transistor tenda a sair da região de quase saturação, a tensão  $V_{CE}$  do transistor de potência sobe bloqueando o diodo ligado entre o pino 3 e o coletor. Isto faz com que os dois diodos neste instante fiquem bloqueados, acionando a proteção. O TIC 106, ao ser disparado, extrai a corrente de base do transistor de potência, levando-o ao bloqueio.

De uma maneira sucinta, estas são as funções dos

blocos constituintes do comando. Deve-se observar que este circuito fará com que a estrutura opere como um conversor C.A. - C.A, pois ele não inverte a razão cíclica das chaves quando a tensão de alimentação passa por zero, o que é necessário para a operação como conversor.

É importante observar que uma grande dificuldade enfrentada em montagens de protótipos são os ruídos introduzidos no comando, perturbando suas funções. Podem ser provenientes de outras montagens, ou gerados pela própria e são favorecidos pela fiação esparramada e montagens em suportes tipo PRONT-O-LABOR. A confecção de placas de circuito impresso, a redução dos fios, o uso de capacitores de filtragem, minimizam o problema. Não se deve poupar esforços no sentido de tentar reduzir os elementos que favorecem o ruído, pois muitas vezes as perturbações causadas apresentam sintomas de falhas de comando, fazendo com que muito tempo seja perdido na tentativa de solução. Alguns integrados possuem pinos que não são utilizados. Caso seja possível estes devem ser aterrados, pois pinos no ar são susceptíveis a ruídos. Um exemplo clássico é o pino 10 do 3524, o qual está ligado à base de um transistor interno.

## 2.6 - Testes Iniciais

O objetivo principal desta seqüência de testes é obter-se familiarização com a estrutura, o comando, observar o funcionamento dos módulos e estimular a idéia da evolução do trabalho por etapas, partindo-se de ligações simples de serem analisadas, evoluindo até a forma final.



### 2.6.1 - Teste com Alimentação C.C.

É interessante o uso de alimentação C.C. para verificação do funcionamento dos módulos, pois isto facilita a observação. Foram realizados testes individuais e em conjunto.

#### 2.6.1.1 - Alimentação Individual dos Módulos

A ligação que representa esta situação, pode ser vista na figura 2.19.

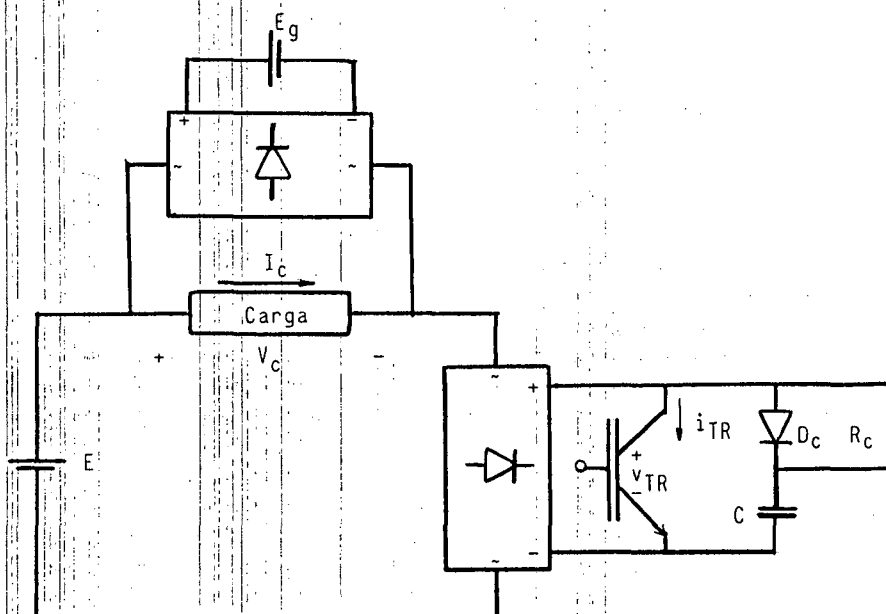


Figura 2.19 - Configuração para teste individual das chaves.

Os indutores série não foram utilizados por não terem sido calculados para este tipo de ligação. Desta maneira, utilizando-se carga resistiva e após, carga indutiva, procurou-se verificar o bom funcionamento das chaves e do comando.

### 2.6.1.1.1 - Com Carga Resistiva

Neste caso, dispensou-se o uso do grampeador e circuito RC, de ajuda à comutação, conforme figura 2.20.

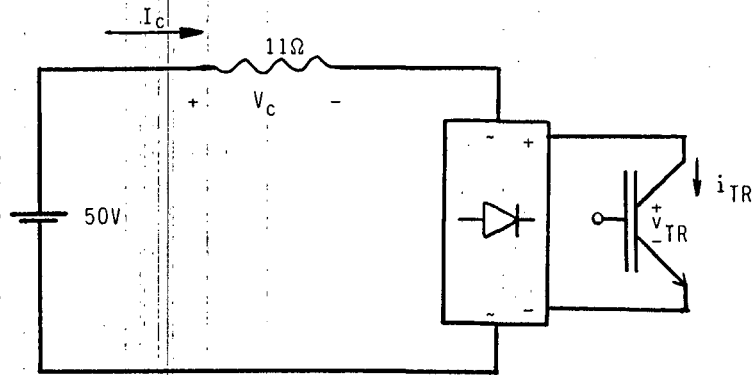


Figura 2.20 - Teste com carga resistiva.

Os resultados obtidos podem ser vistos nas figuras 2.21 e 2.22.

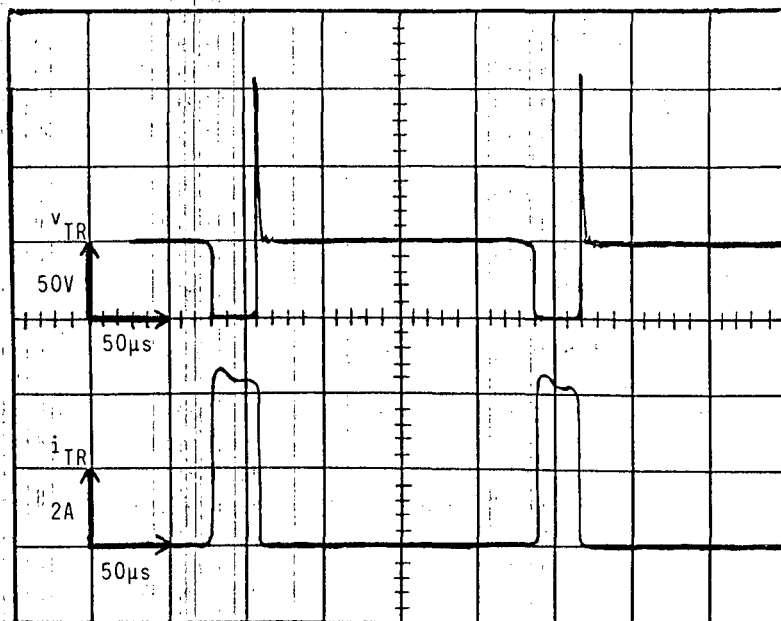


Figura 2.21 - Tensão e corrente no transistor com razão cíclica mínima.

Neste ensaio utilizou-se razão cíclica mínima, obtendo em torno de 0,5A médios. Verifica-se os picos de tensão no transistor devido às indutâncias dos próprios resistores e fiação. Com chaveamento em alta frequência, dificilmente se consegue uma carga puramente resistiva. A Figura 2.22 mostra operação com razão cíclica máxima.

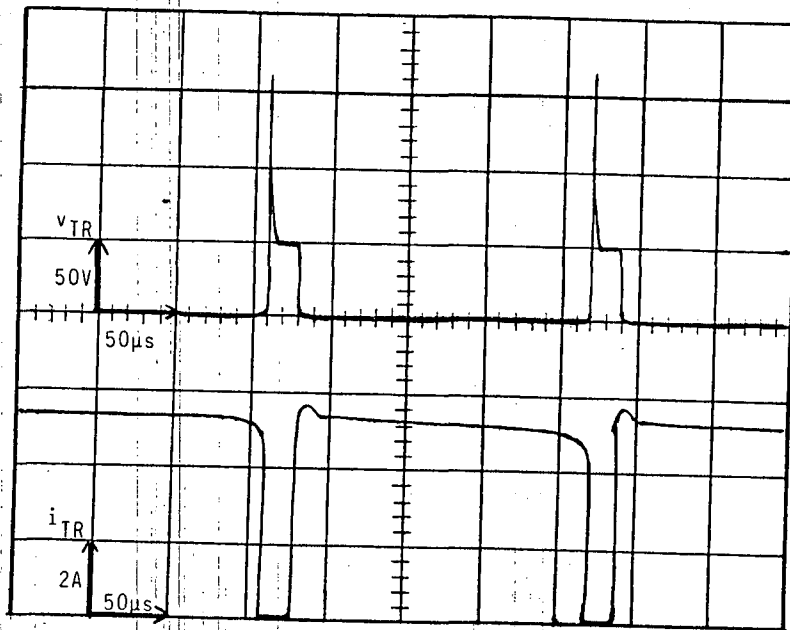


Figura 2.22 - Tensão e corrente no transistor com razão cíclica máxima.

A corrente média, neste caso, é em torno de 3,8A.

A colocação do circuito RC, de ajuda a comutação, introduz as modificações vistas na figura 2.23.

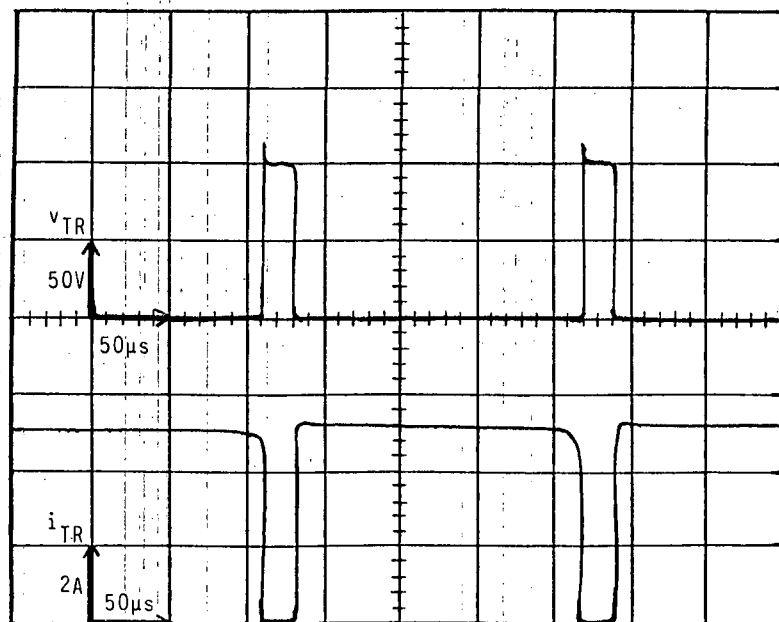


Figura 2.23 - Tensão e corrente no transistor com circuito SNUBBER.

Os resultados obtidos com carga resistiva são os esperados, assim passou-se ao teste com carga RL.

#### 2.6.1.1.2 - Com carga Indutiva

Para este ensaio, acrescentou-se um indutor de maneira a ter-se uma carga RL. Foi necessário a introdução do grampador, devido a termos agora uma carga indutiva que causará sobretensões destrutivas na abertura do transistor. A configuração está na figura 2.24.

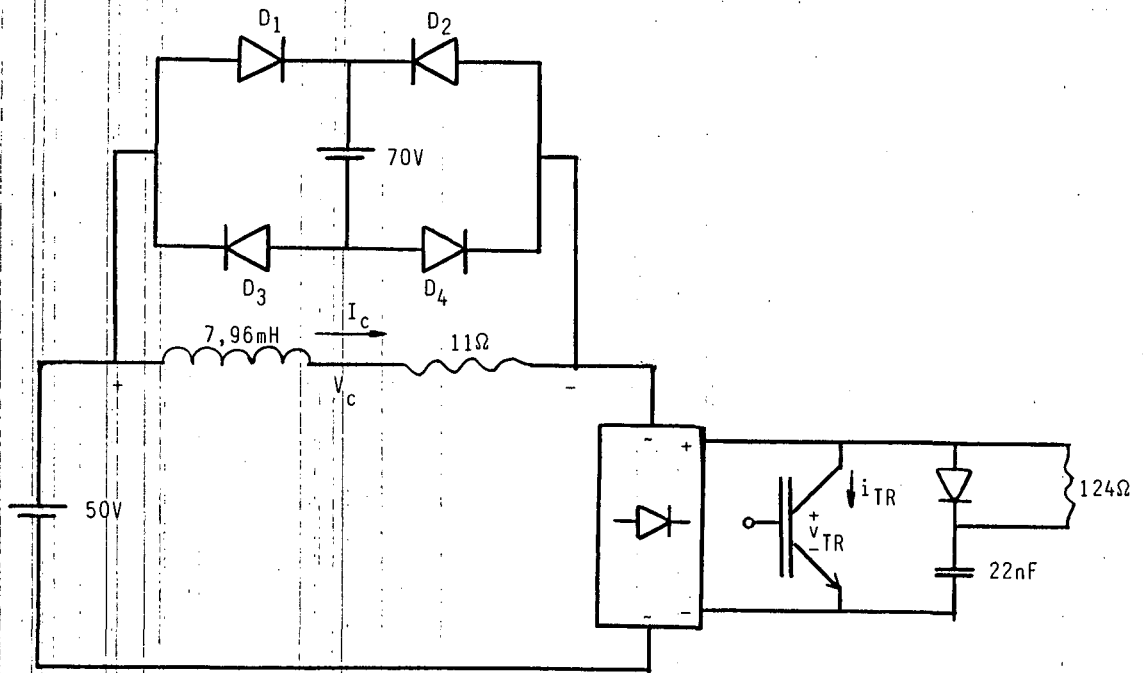


Figura 2.24 - Teste com carga indutiva.

No lugar do grampeador normalmente seria colocado um diodo de roda-livre, no entanto esta é uma forma de também testar o circuito. O grampeador foi representado de uma maneira diferente com o propósito de explicar os resultados obtidos, os quais podem ser vistos na figura 2.25.

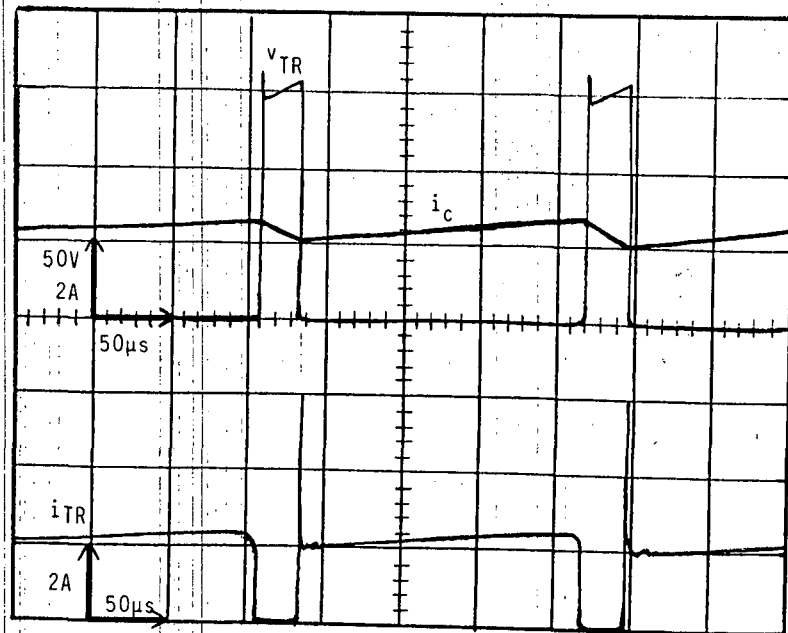


Figura 2.25 - Tensão e corrente no transistor e corrente de carga.

A observação da figura 2.25 mostra que a tensão no transistor e a corrente de carga estão normais. Porém, existe um pico elevado de corrente no transistor, na entrada em condução. Este pico é a resultante da corrente de carga, mais a descarga do capacitor, mais a corrente de recuperação dos diodos da ponte do grampeador. A figura 2.26 ilustra o problema.

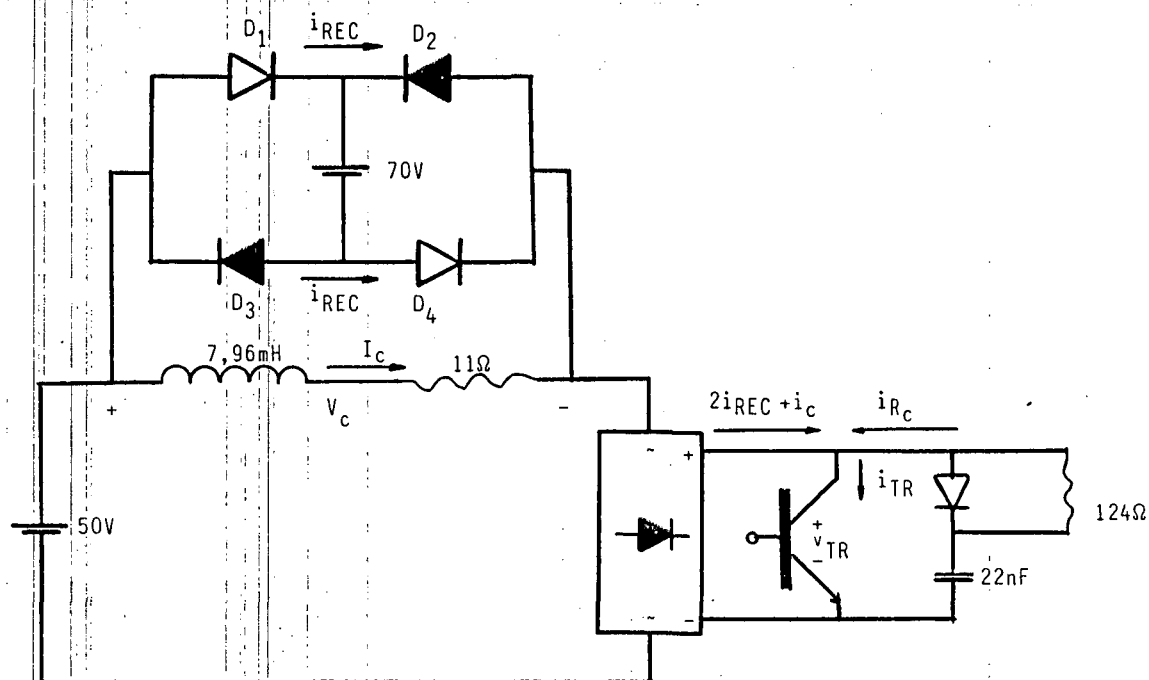


Figura 2.26 - Corrente de recuperação dos diodos.

Inicialmente, a corrente de carga circula pelo grampeador, através de D<sub>2</sub> e D<sub>3</sub>. Quando o transistor entra em condução, a corrente de recuperação destes diodos passa por D<sub>1</sub> e D<sub>4</sub>, que se encontram diretamente polarizados.

A corrente de recuperação total pode ser calculada com base na figura 2.25, no instante da ligação do transistor.

$$i_C = 2A ;$$

$$i_{R_C} = \frac{V_{TR}}{R_C} = \frac{160}{124} , \quad i_{R_C} = 1,3A;$$

$$i_{TR} = 6 A.$$

Logo,

$$\begin{aligned} 2i_{Rec} &= i_{TR} - i_{R_C} - i_C \\ &= 6 - 1,3 - 2 , \quad i_{Rec} = 1,35A. \end{aligned}$$

Portanto, esta é a corrente de recuperação de cada um dos diodos e deve-se salientar que estes são do tipo rápido.

Apesar deste problema, o teste dos módulos foi satisfatório. O comando teve um comportamento estável, não apresentando maiores dificuldades. Sendo assim, passou-se à ligação dos módulos na configuração da estrutura de trabalho.

#### 2.6.1.2 - Ligação como Conversor

Ainda com alimentação C.C., os módulos foram ligados de acordo com a figura 2.27.

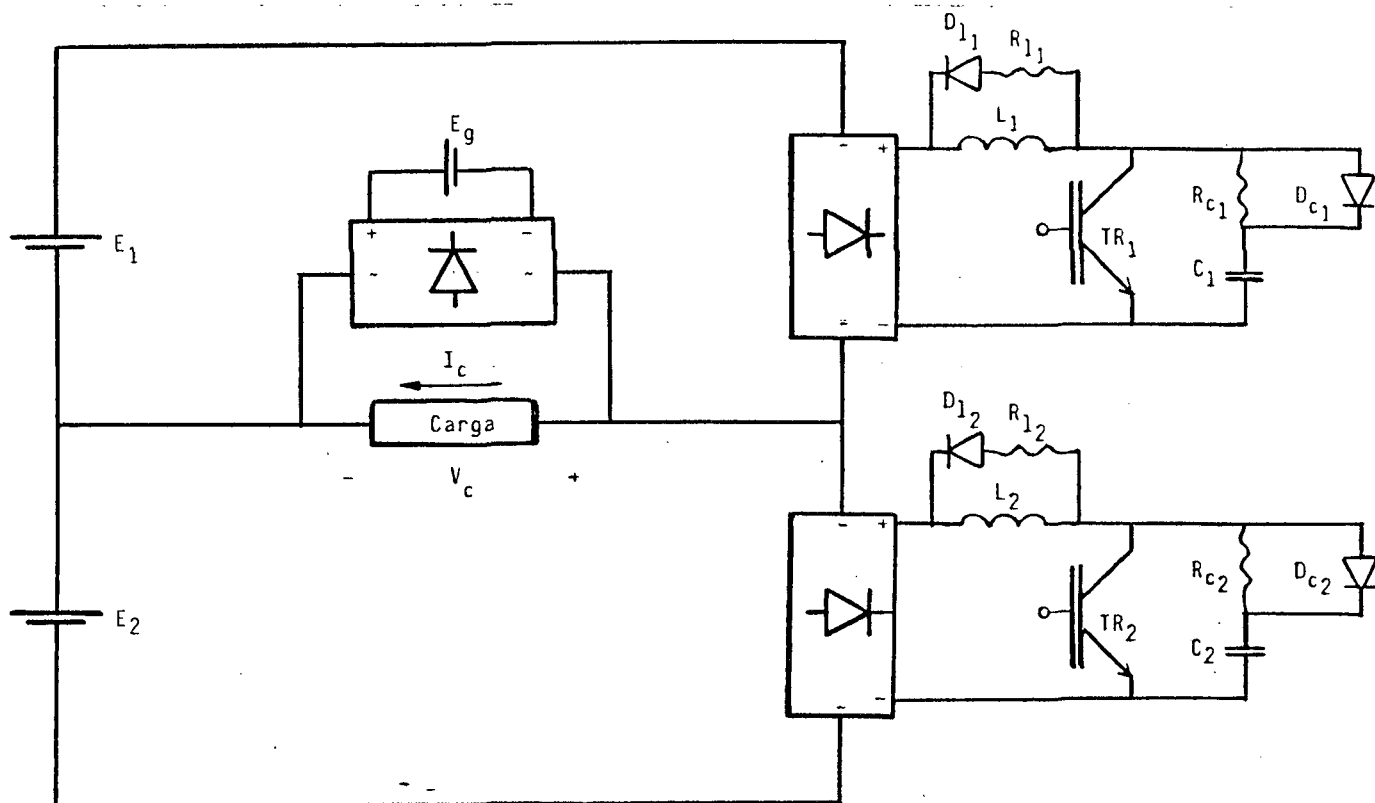


Figura 2.27 - Configuração para teste.

Será adotado o mesmo processo: alimentação de carga resistiva e após, carga indutiva. Esta configuração permite não só o teste dos módulos, mas também pode evidenciar os problemas de comutação da estrutura.

#### 2.6.1.2.1 - Com Carga Resistiva

Neste caso também foram retirados o grampeador e os indutores, ficando com a estrutura dada na figura 2.28



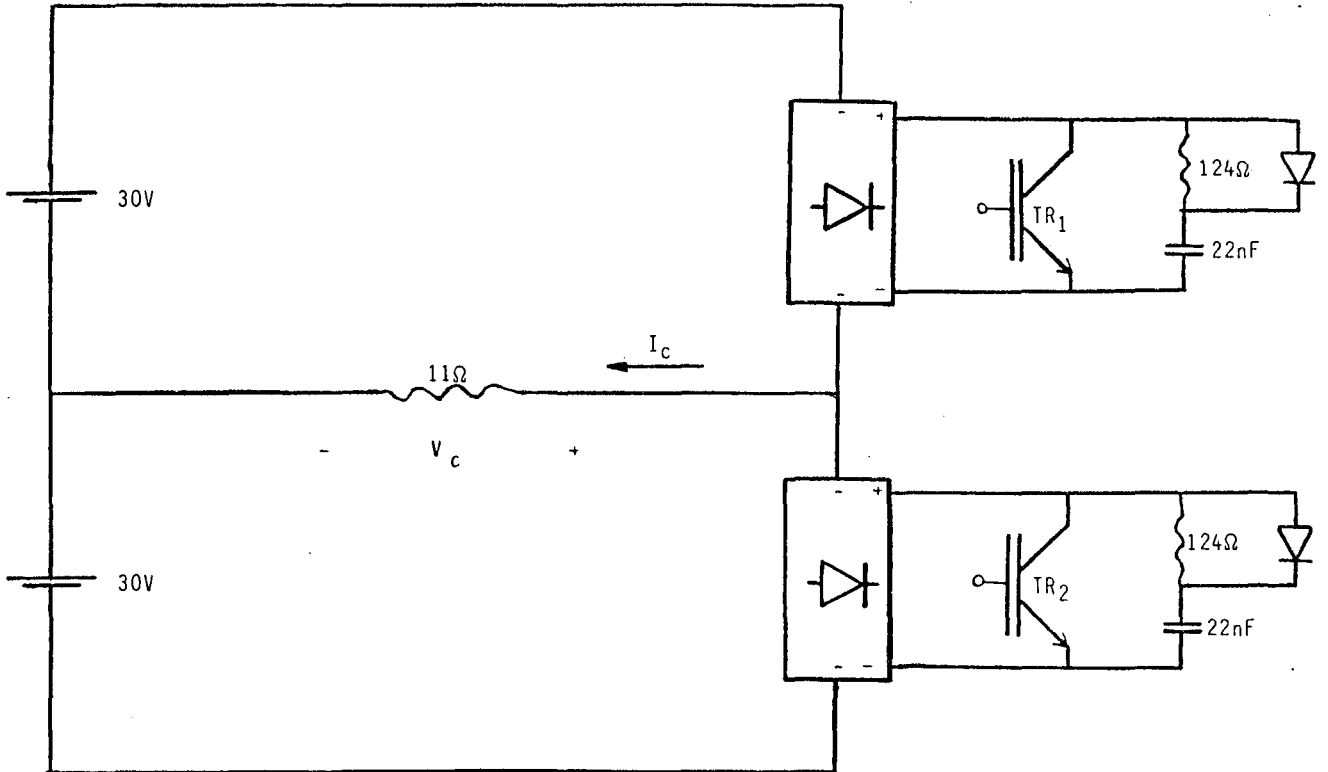


Figura 2.28 - Teste com carga resistiva.

Os resultados deste teste encontram-se na figura 2.29.

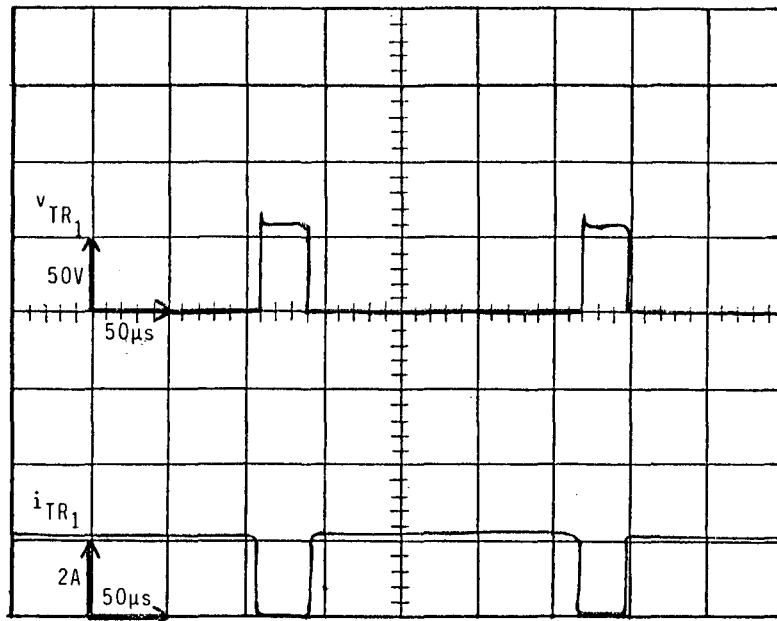


Figura 2.29 - Tensão e corrente no transistor 1, com carga resistiva.

O funcionamento nesta situação apresenta-se normal, não sendo identificado qualquer problema.

#### 2.6.1.2.2 - Com Carga Indutiva

Como já era esperado, a introdução da carga indutiva veio evidenciar a dificuldade da comutação. A configuração da estrutura pode ser vista na figura 2.30.

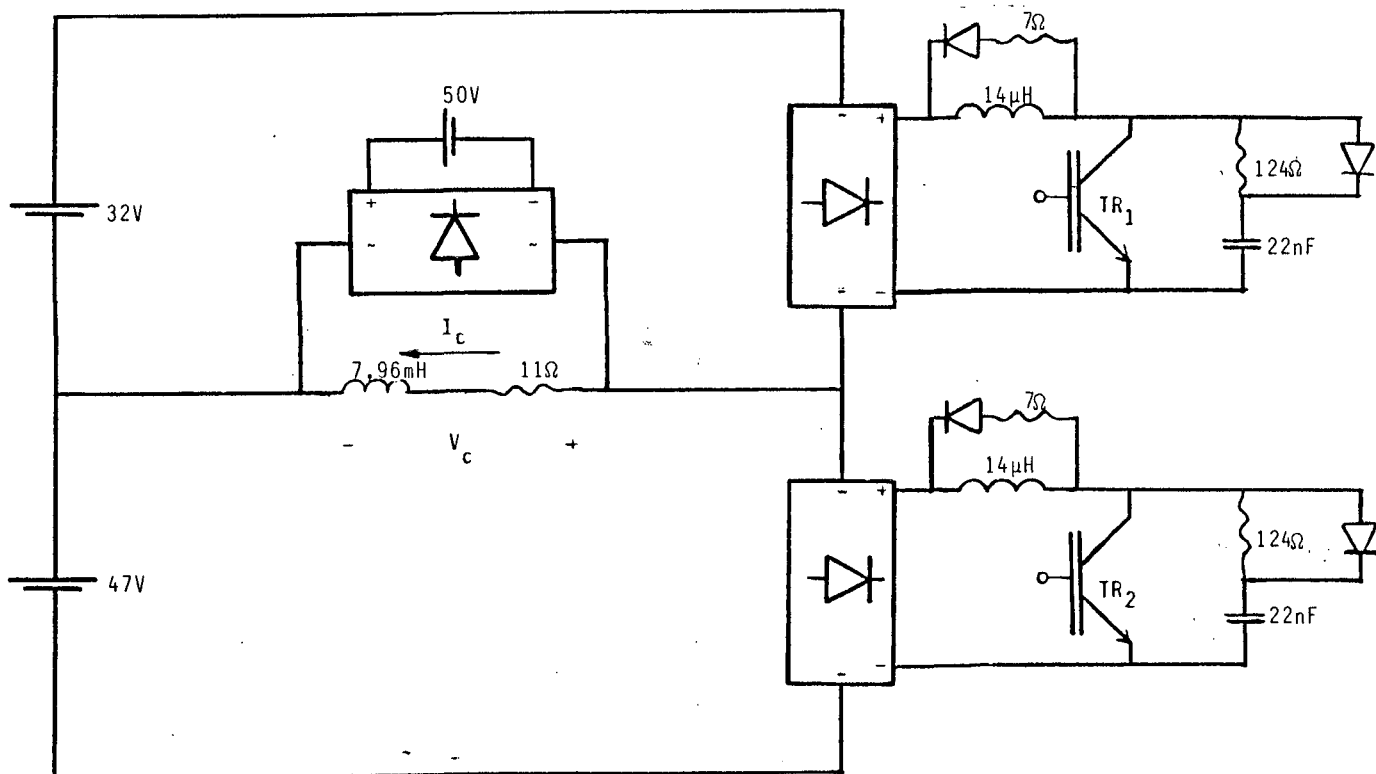


Figura 2.30 - Teste com carga indutiva.

Observa-se que há um desequilíbrio nas tensões das fontes, o qual é justificado pelo fato destas terem pouca capacidade de regeneração. A fonte  $E_1$  está impondo a corrente de car-

ga e a fonte  $E_2$  faz a regeneração, por isto sua tensão sobe. No entanto, isto não causa problemas e os resultados podem ser vistos na figura 2.31.

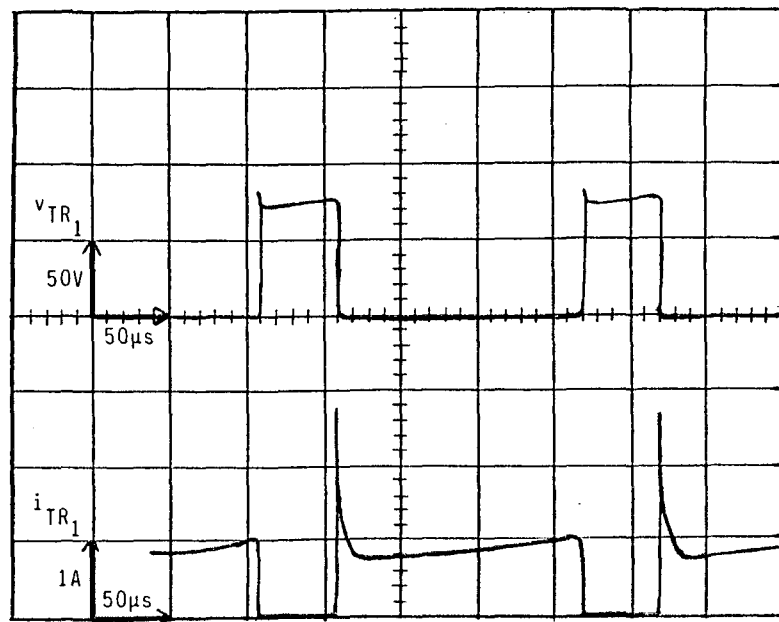


Figura 2.31 - Tensão e corrente no transistor 1, com carga indutiva.

Pela observação da figura 2.31, verifica-se que a tensão no transistor é normal. O pico de corrente, no entanto, pode parecer excessivo, mas não é, como será verificado. Este pico é resultado da seqüência problemática, estudada no capítulo anterior, quando o transistor 1 entra em condução e a tensão no capacitor 2 é baixa devido ao grampeador, originando picos de corrente através de  $TR_1$  e  $C_2$ .

O valor de pico da corrente pode ser calculado por:

$$i_{TR_1} = i_{C_1} + i_C + i_{C_2}, \text{ sendo}$$

$$i_{C_1} = \frac{v_{C_1}}{R_{C_1}} = \frac{82}{124}, \quad i_{C_1} = 0,66A.$$

$$i_C \cong 0,6A$$

$$i_{C_2} = \sqrt{\frac{C_2}{L}} \cdot E = \sqrt{\frac{22 \times 10^{-9}}{28 \times 10^{-6}}} \cdot 79, \quad i_{C_2} = 2,2A.$$

Logo:

$$i_{TR_1} = 0,66 + 0,6 + 2,2, \quad i_{TR_1} = 3,5A.$$

Como pode ser visto, o resultado apresentado na figura 2,31 ( $i_{TR_1} \cong 2,8A$  de pico) é normal e não ultrapassa o valor calculado.

Foi observado também o tempo morto, conforme pode ser visto na figura 2.32.

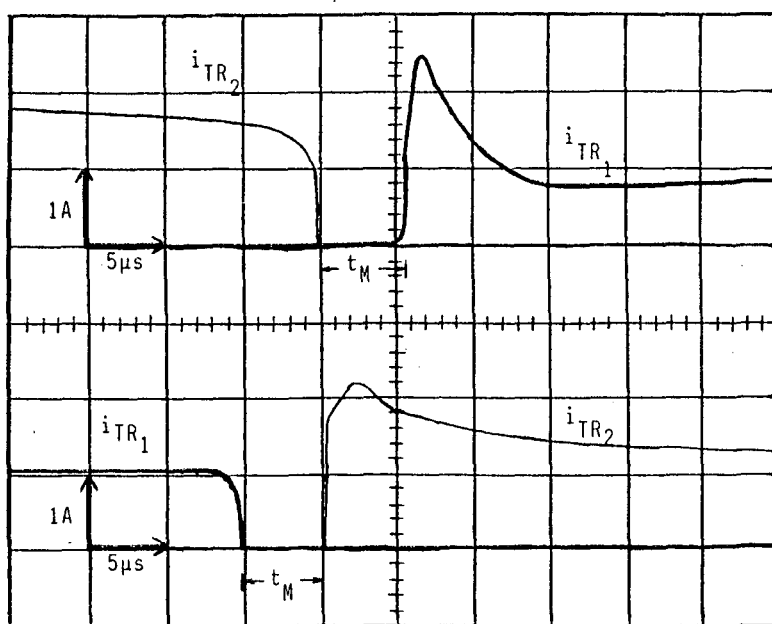


Figura 2.32 - Verificação do tempo morto.

Como já foi mencionado na abordagem do comando, es te pode ser ajustado. Deve-se prever, no ajuste, que o tempo morto dimi nui com o aumento da corrente de carga, pois o tempo de estoca- gem dos transistores aumenta. Assim, não é aconselhável usar in- tervalos muito pequenos porque pode haver condução simultânea dos transistores. É interessante que o ajuste deste tempo seja feito observando-se as correntes dos transistores e não os sinais do circuito lógico, devido ao atraso inerente entre estes e a condução ou bloqueio dos transistores. Na figura 2.3.1, o tempo morto é da ordem de  $5\mu\text{s}$ , podendo chegar à  $4\mu\text{s}$  ou mesmo  $3\mu\text{s}$  com carga mais elevada.

Os testes com alimentação C.C. foram encerrados com estes resultados, considerando-se que já se havia adquirido fami- liaridade suficiente com a operação da estrutura para passar à alimentação C.A.. Não foi objetivo o uso de tensões e correntes

mais elevadas, uma vez que o importante não era a potência em si, mas a verificação do funcionamento das chaves e do comando.

### 2.6.2 - Teste com Alimentação C.A.

Para este teste, partiu-se com a estrutura na sua forma definitiva de trabalho. Como fonte, utilizou-se um transformador alimentado por um variador de tensão, com o objetivo de aumentar a tensão gradualmente, à medida em que se observava a evolução das grandezas de tensões e correntes. Na figura 2.33, tem-se a configuração desta montagem.

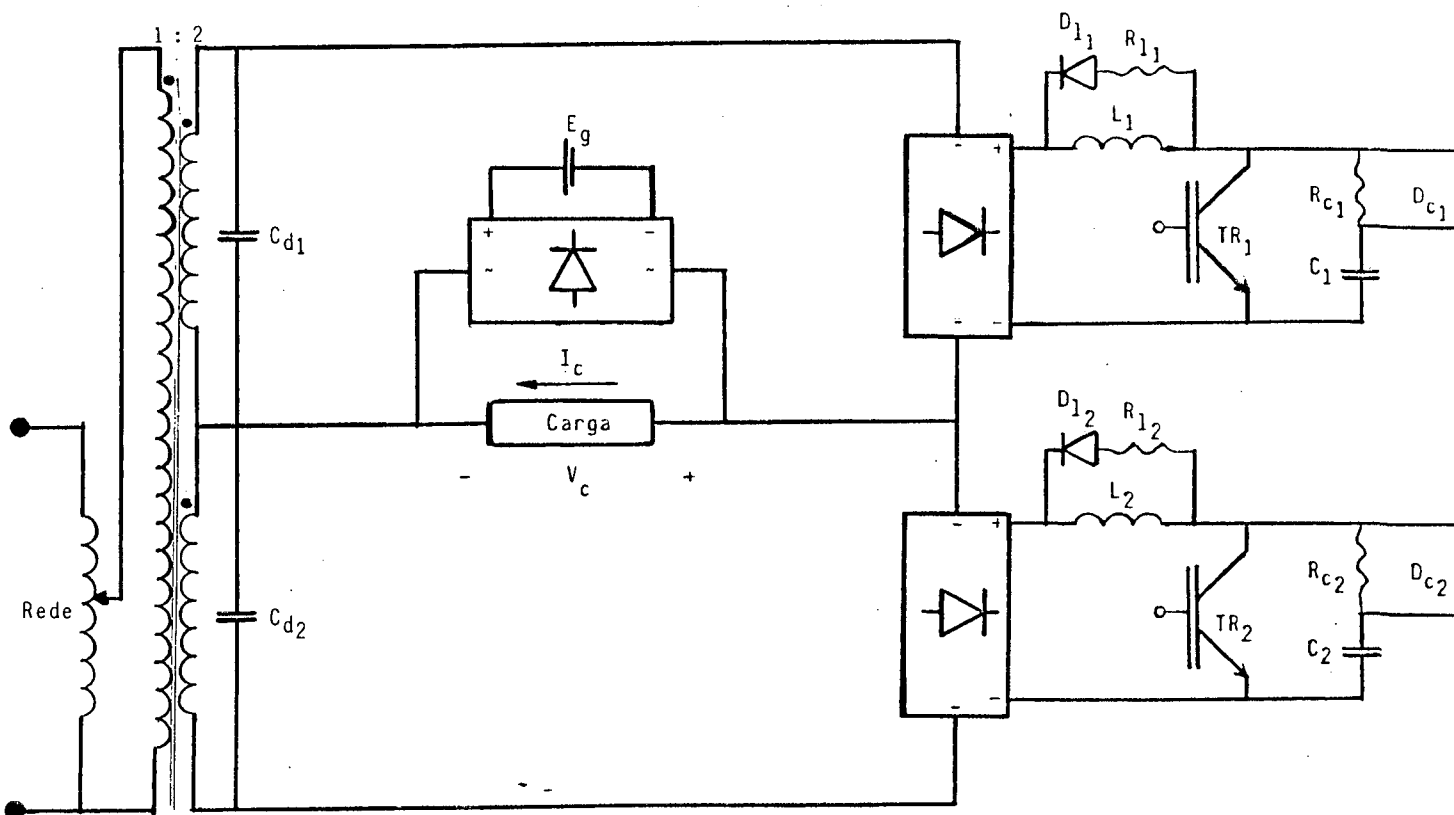


Figura 2.33 - Versão final da montagem.

Como pode ser visto na figura 2.33, foi necessário colocar dois capacitadores ( $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$ ) para desacoplamento das indutâncias do transformador. Sem estes, não há possibilidade de operação da estrutura.

No item referente a montagem do protótipo citou-se que foram utilizadas pontes retificadoras de onda completa como parte integrante da chave. O objetivo era diminuir o volume e facilitar a montagem, pois a ponte integrada é mais compacta e dispensa isolação, podendo ser fixada direto no dissipador. No entanto, estas pontes são compostas por diodos lentos, o que trouxe problema tão logo os trabalhos foram iniciados. Apesar de alguns autores [MARJANOVIĆ, 1982] afirmarem que os diodos componentes das chaves bidirecionais não necessitam ser rápidos, verificou-se que tal não acontecia. A ponte empregada apresentava corrente de recuperação elevada, sobrecarregando o transistor complementar. A figura 2.34 ilustra a situação.

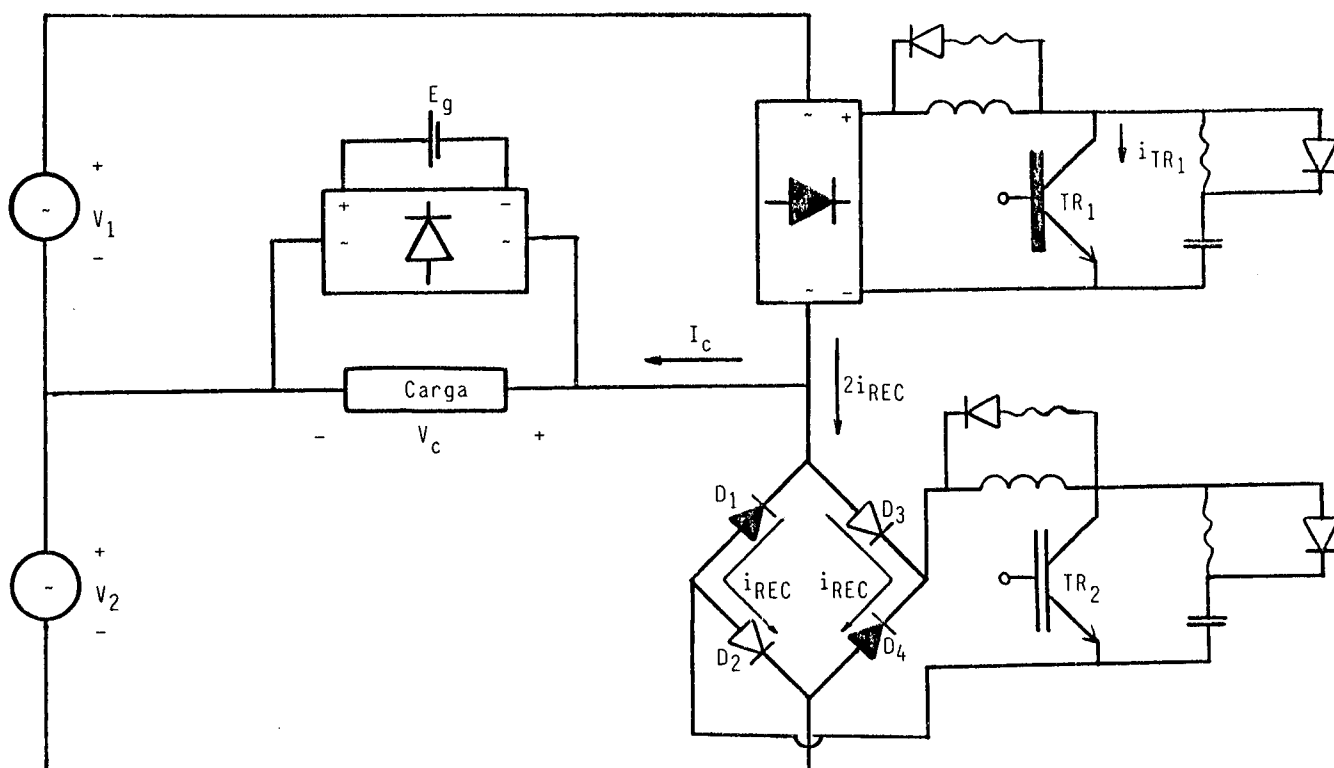


Figura 2.34 - Corrente de recuperação dos diodos da ponte.

Não deve ser esquecido que as pontes são integradas. A ponte inferior foi representada por quatro diodos apenas para facilitar a explicação. A seqüência é a seguinte:

- O transistor 2 abre, desviando a corrente para o capacitor 2.
- A tensão neste começa a subir, carregado pela corrente de carga que circula por  $D_1$  e  $D_4$ .
- Quando a tensão do capacitor for suficiente para polarizar o grampeador, a corrente de carga é desviada para este.
- Quando o transistor 1 entra em condução, assume a corrente de carga e a corrente de recuperação dos diodos 1 e 4, conforme mostra a figura.

A solução foi a substituição das pontes integradas por diodos rápidos. A colocação destes no dissipador foi mais elaborada, mas resolveu o problema.

Verificou-se também a importância da utilização de resistores não indutivos no circuito de roda-livre dos indutores. Resistores indutivos provocam sobretensões durante a desmagnetização, que se reflete no transistor.

Solucionadas estas dificuldades iniciais, passou-se a elaboração de um circuito adicional que atua no circuito lógico fazendo a inversão da razão cíclica na passagem da tensão da rede por zero, como é necessário para operação na modalidade de conversor. Este assunto será abordado no capítulo seguinte.



## 2.7 - Conclusão

O aspecto prático da montagem sempre introduz elementos não previstos na análise teórica, como por exemplo, corrente reversa de diodos. Assim, é importante que o trabalho evolua por etapas, passando-se para a seguinte à medida em que adquirimos maturidade na etapa presente. Esta foi a metodologia de trabalho adotada. Pelos resultados obtidos, considerou-se a estrutura em condições para trabalhar com cargas mais elevadas, como será abordado no próximo capítulo.

## C A P Í T U L O 3

### ALIMENTAÇÃO DE CARGA PASSIVA

#### 3.1 - Introdução

No Capítulo anterior descreveu-se os aspectos práticos da montagem do protótipo, finalizando com a apresentação da seqüência de testes iniciais que foram realizados.

Neste Capítulo serão apresentados os resultados obtidos em condições de carga, procurando, através destes, determinar a validade e a qualidade da abordagem teórica desenvolvida no Capítulo 1. Será apresentado o circuito desenvolvido para obter a modulação PWM, com a qual foram efetuados os ensaios.

O módulo grampeador e o módulo chave com seus valores finais, na forma em que foram utilizados, são dados na Figura 3.1.

Alguns valores foram alterados durante os trabalhos com objetivo de melhorar o desempenho. Os resistores associados aos indutores, por exemplo, foram reduzidos, diminuindo-se as sobretensões, sem comprometer o tempo de desmagnetização.

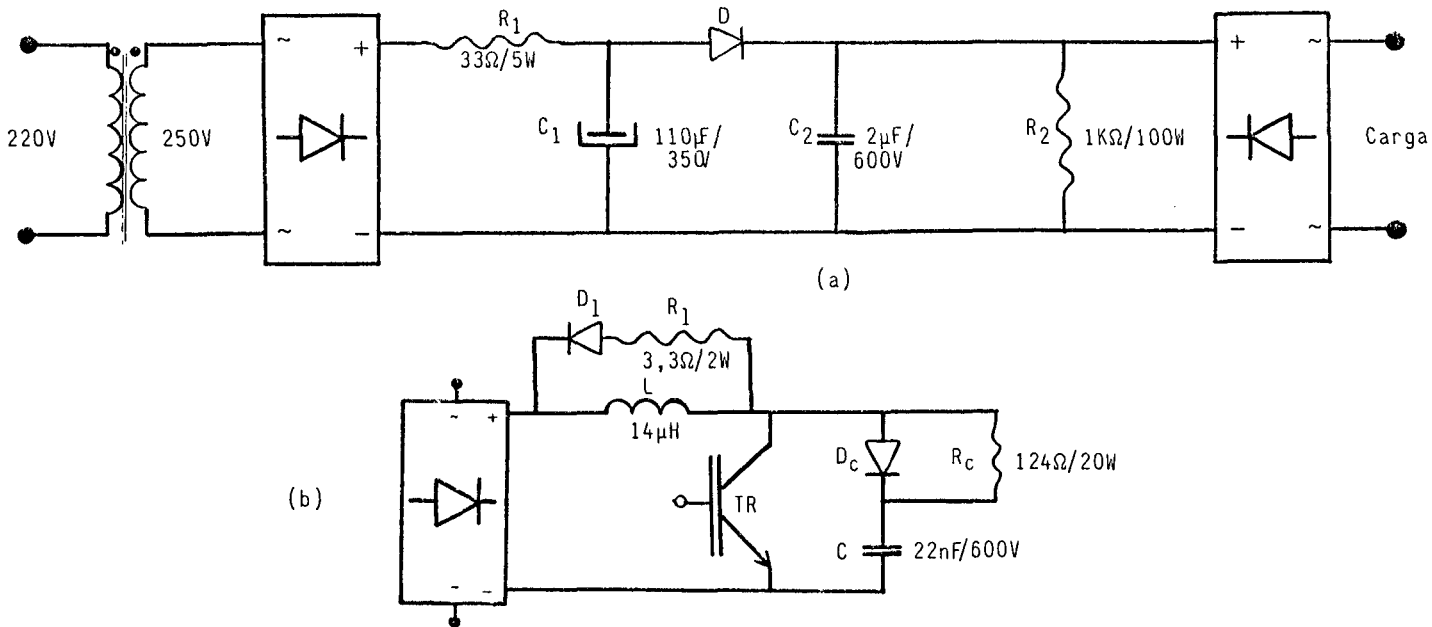


Figura 3.1 - Valores utilizados.

(a) Grampeador.

(b) Chave.

### 3.2 - Circuito Inversor da Razão Cíclica (PWM)

Como já foi explicado, a operação como conversor e exige que a razão cíclica entre as chaves seja invertida na passagem da tensão por zero, de maneira a manter uma tensão média na carga.

O circuito em questão irá atuar no pino 2 do CI 3524, responsável pela razão cíclica, variando a tensão de referência de maneira a se obter o comportamento desejado. A Figura 3.2 mostra a relação entre a tensão de referência (pino 2) e a razão cíclica.

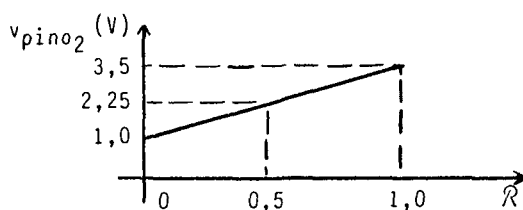


Figura 3.2 - Relação entre a razão cíclica e a tensão de referência.

A Figura 3.3 auxilia a entender o princípio de funcionamento.

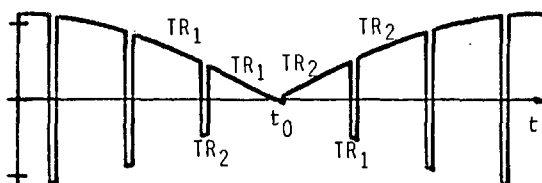


Figura 3.3 - Troca de tempo de condução entre os transistores.

Pela Figura 3.3, observa-se que em  $t = t_0$ , o transistor 2 assume o tempo de condução do transistor 1 e vice-versa. Vamos dar valores numéricos para esta situação, para que se entenda a concepção do circuito. Seja a razão cíclica, com relação à  $TR_1$  de 0,7. Portanto, a do transistor 2 é 0,3. Na passagem da tensão por zero, esta relação deve ser invertida. Assim, a razão cíclica, com relação à  $TR_1$  passa a ser 0,3 e  $TR_2$ , 0,7. Estes valores são simétricos em relação a 0,5, razão cíclica para tensão média nula. Este é o princípio básico do circuito, ou seja, durante meio ciclo da rede é adicionado à 2,25V ( $R=0,5$ )

um  $\Delta V$  necessário para dar a razão cíclica desejada. No meio ciclo seguinte é subtraído de 2,25V o mesmo  $\Delta V$ , dando aos transistores os valores complementares da situação anterior. Veja Figura 3.4.

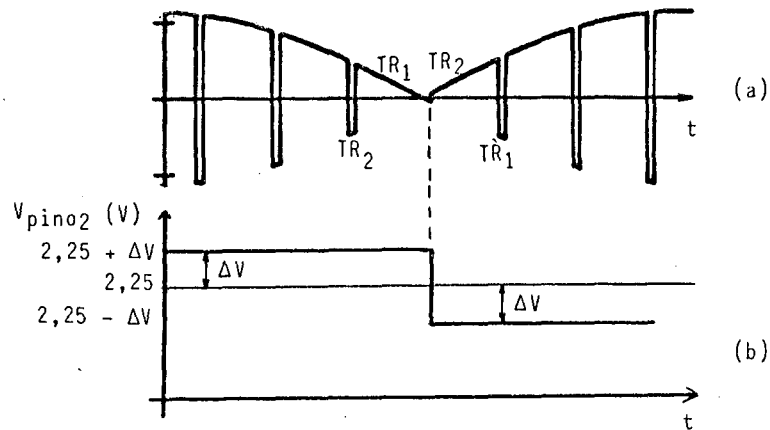


Figura 3.4 - Alteração na razão cíclica com relação ao transistor 1.

(a) Tensão na carga.

(b) Mudança na referência

Porém, o circuito a ser desenvolvido tem ainda que ser capaz de inverter a tensão média na carga. Isto é feito gerando um  $\Delta V$  positivo ou negativo, de maneira que a tensão no pino 2 seja defasada em relação a tensão da rede. Veja Figura 3.5.

Em  $t = t_0$ , o sinal no pino 2 é defasado em relação a tensão da rede, invertendo a tensão média na carga.

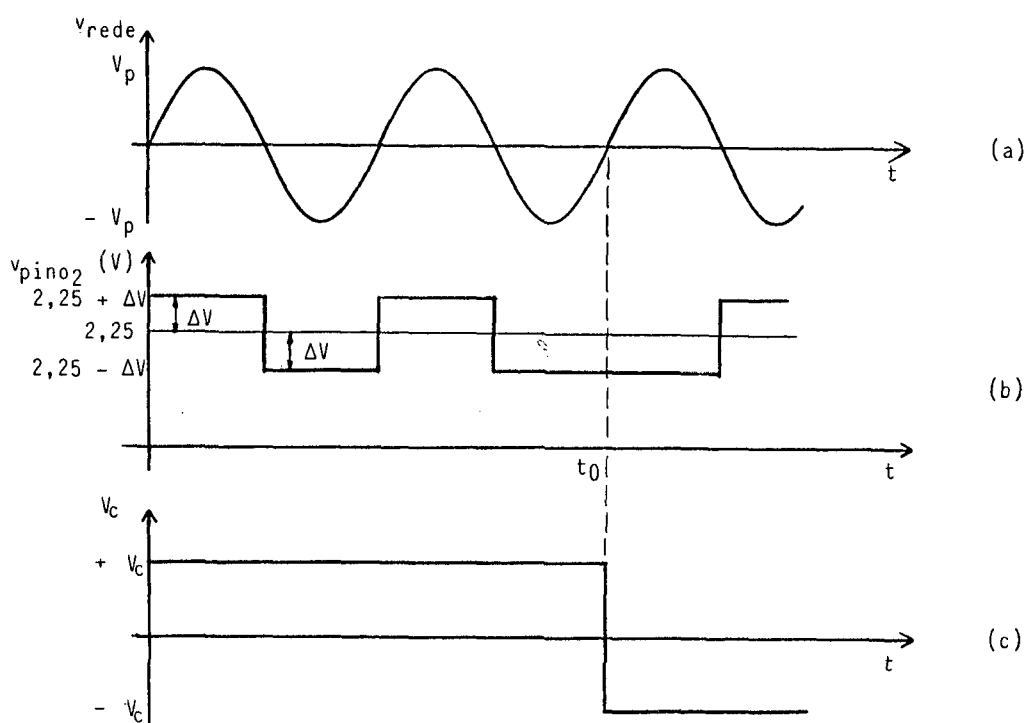


Figura 3.5 - Inversão da tensão média na carga.

(a) Tensão da rede.

(b) Tensão de referência (pino 2).

(c) Tensão média na carga.

Na Figura 3.6, tem-se o diagrama de blocos do circuito, o qual é dado na Figura 3.7.

Como pode ser visto na Figura 3.6, o circuito é formado basicamente por seis blocos, sendo suas funções descritas a seguir.

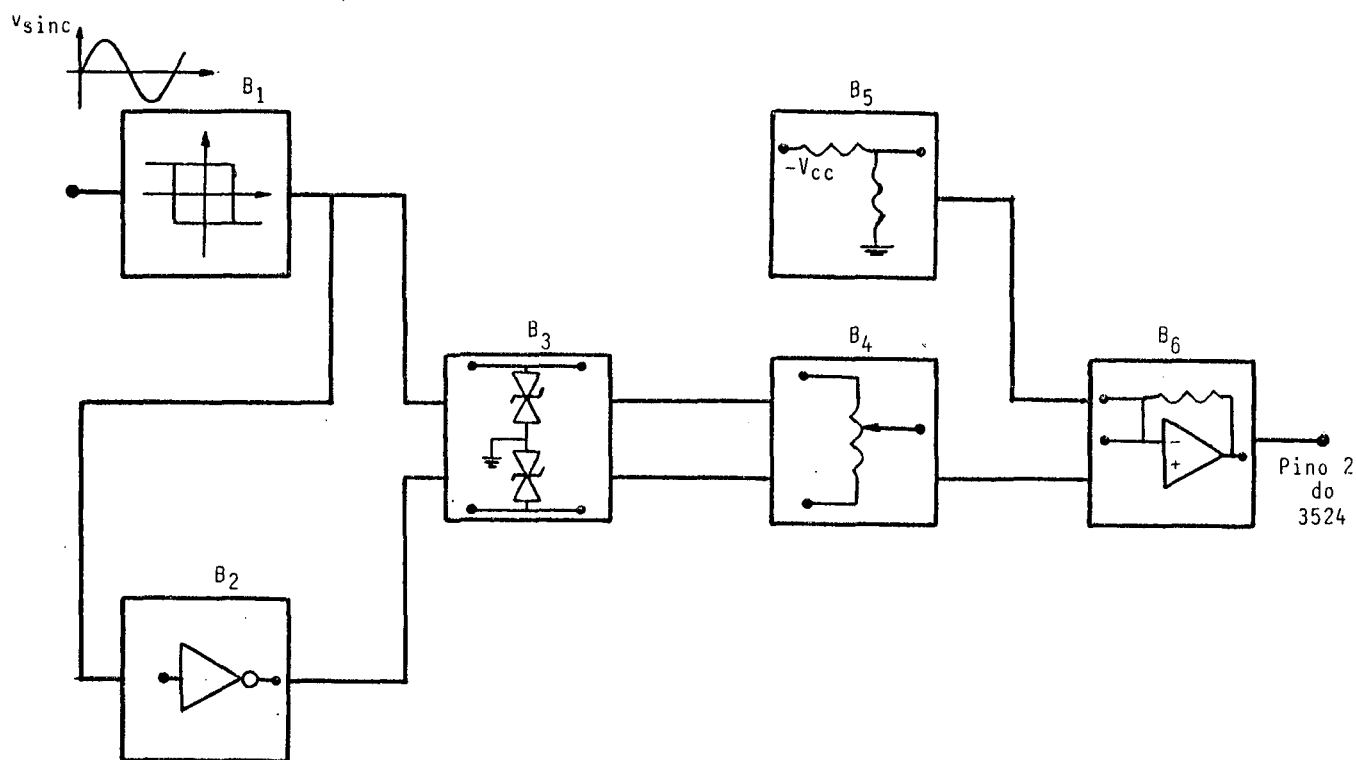
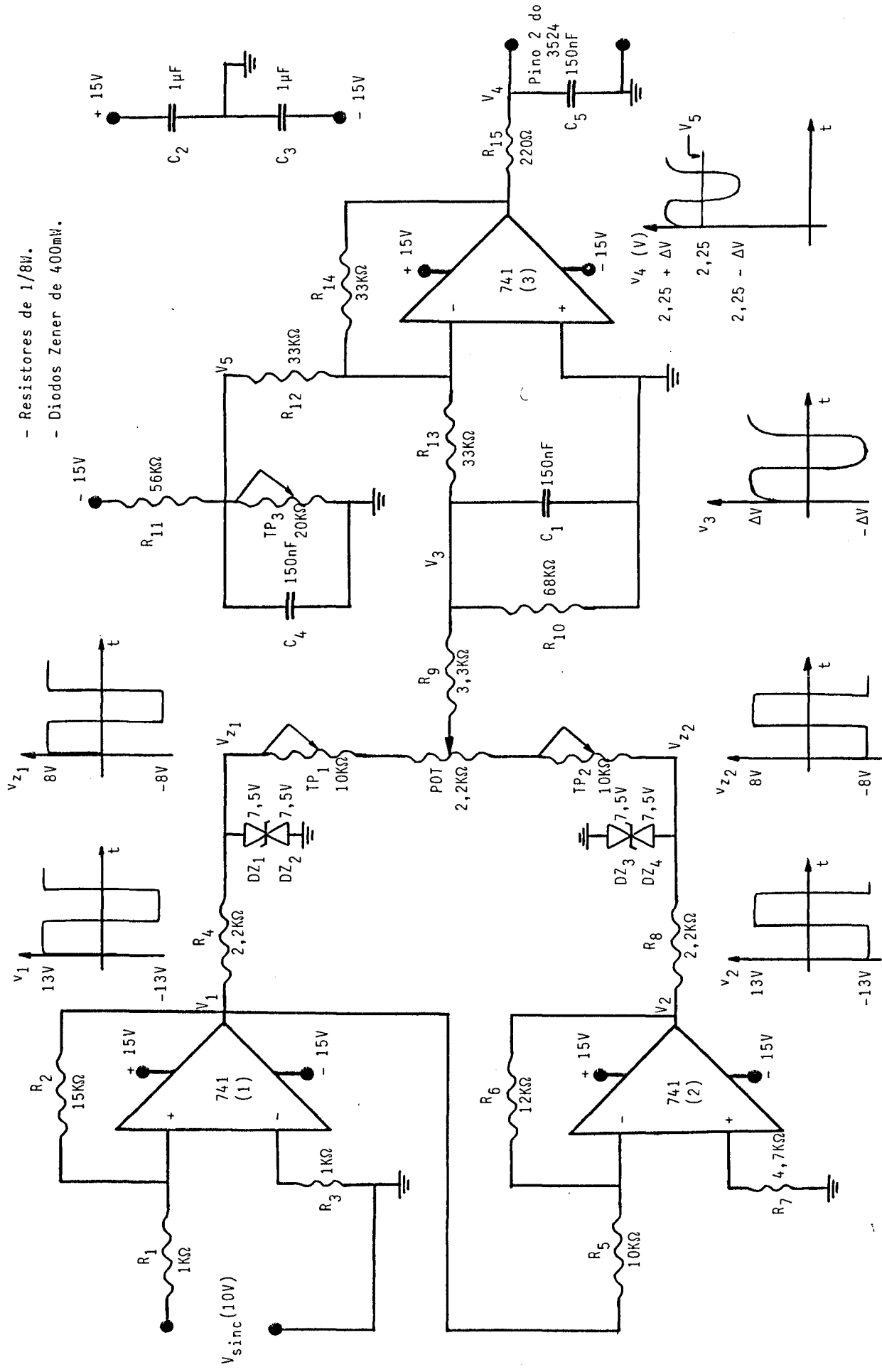


Figura 3.6 - Diagrama de blocos do circuito inversor da razão cíclica.

Bloco 1 - é formado pelo amplificador operacional 1,  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$  (veja também a Figura 3.7), ligado como comparador com pequena histerese. É interessante o uso da histerese para eliminar a possibilidade de que ruídos causem a comutação do amplificador operacional, o que ocorre com frequência na comparação com zero. A Figura 3.8, mostra os sinais de saída e entrada desta etapa.

Vê-se na Figura 3.8, que a transição na tensão de saída ocorre quando a tensão de entrada passa por  $\pm 1V$ .



- Resistores de 1/8W.
- Diodos Zener de 400mA.

Figura 3.7 - Circuito inversor da razão cíclica.



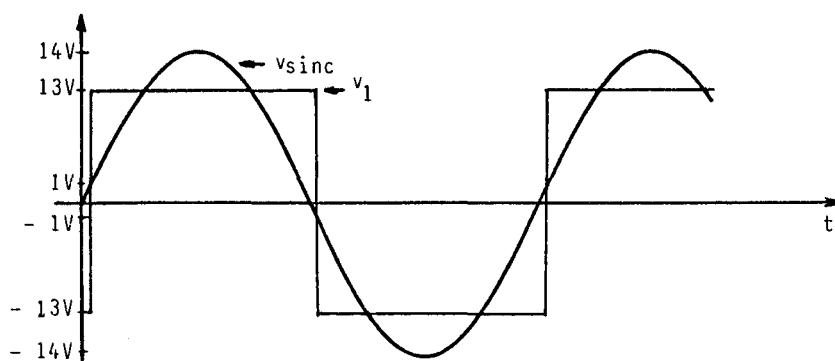


Figura 3.8 - Sinais de entrada e saída do bloco 1.

Bloco 2 - Constituído pelo amplificador operacional 2,  $R_5$ ,  $R_6$  e  $R_7$ , é um inversor no qual é dado um pequeno ganho com o objetivo de compensar diferença de nível nas tensões de saída.

Bloco 3 - Formado por  $R_4$ ,  $R_8$  e os diodos zener, tem por função estabilizar a tensão em  $\pm 8V$  para o bloco seguinte.

Bloco 4 - É um divisor de tensão constituído pelos trimpots 1 e 2 e o potenciômetro. Através deste potenciômetro é obtido um  $\Delta V$ , com relação ao terra, que será somado e subtraído pelo estágio seguinte, de 2,25V. O funcionamento é o seguinte:

- Quando o potenciômetro está em um extremo, tem-se  $\Delta V = 1,25V$ , a tensão no pino 2 é de  $(1,25 + 2,25) = 3,5V$  e a razão cíclica está no limite superior ( $\approx 91\%$ , na prática). Com isto a tensão média na carga está em um máximo, digamos, positivo.

- Colocando-o na posição central, tem-se  $\Delta V = 0V$ , a tensão no pino 2 é 2,25V e a razão cíclica é 0,5. A tensão média na carga é nula.

- Deslocando-o para o extremo oposto, tem-se  $\Delta V = -1,25V$ , a tensão no pino 2 é de  $(-1,25 + 2,25) = 1V$  e a razão cíclica esta no limite inferior ( $\approx 9,3\%$ ). A tensão média na carga está em um máximo negativo.

Os resistores  $R_9$ ,  $R_{10}$  e o capacitor  $C_1$  visam atenuar a transição de tensão entre dois níveis, pois verificou-se que a mudança instantânea de um extremo para outro causava instabilidade no 3524. Veja Figura 3.9.

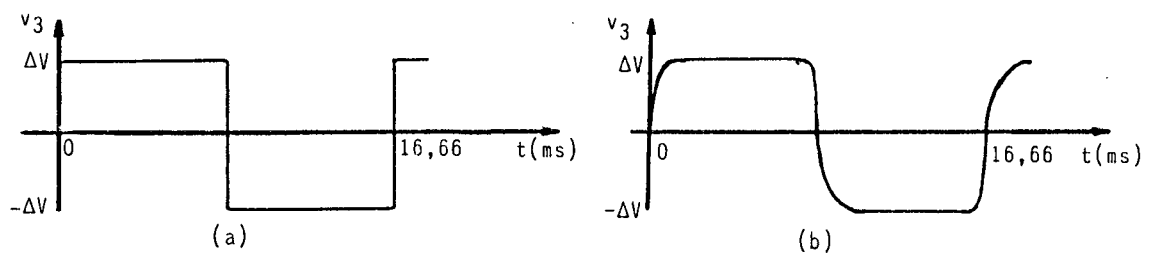


Figura 3.9 - Inversão da tensão de controle da razão cíclica ( $f = 60 \text{ Hz}$ ).

(a) Sem o capacitor  $C_1$ .

(b) Com o capacitor  $C_1$ .

Bloco 5 - Divisor de tensão formado por  $R_{11}$  e o trimpot 2, onde é ajustada a tensão de 2,25V.

Bloco 6 - Constituído pelo amplificador operacional 3,  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  e  $R_{14}$  é um somador inversor. Tem por função

somar  $\Delta V$  com a tensão de 2,25V.

Os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  juntos com  $R_{15}$  e  $C_5$  visam a filtragem de ruídos.

Este circuito tem como ponto crítico o ajuste dos trimpots 1 e 2, de maneira que se obtenha simetria no  $\Delta V$  desejado. Um ajuste mal feito faz com que em meio ciclo da rede tenha-se um determinado nível de tensão e no meio ciclo seguinte, um outro nível. Pode-se verificar se a regulagem está bem feita, observando-se a corrente de carga. Se a ondulação desta for constante, o circuito estará bem regulado.

### 3.3 - Ensaio com Carga

Através dos resultados obtidos nos ensaios descritos a seguir, serão comprovadas todas as conclusões conseguidas na análise teórica. Foram feitos dois testes, sob condições de carga diferente, para que se pudesse avaliar o comportamento da estrutura. No entanto, antes de expor os testes com carga, seria interessante apresentar e comentar algumas fotografias que ilustram as características de operação da estrutura. Para facilitar o entendimento destas, é repetida a configuração da montagem na Figura 3.10.

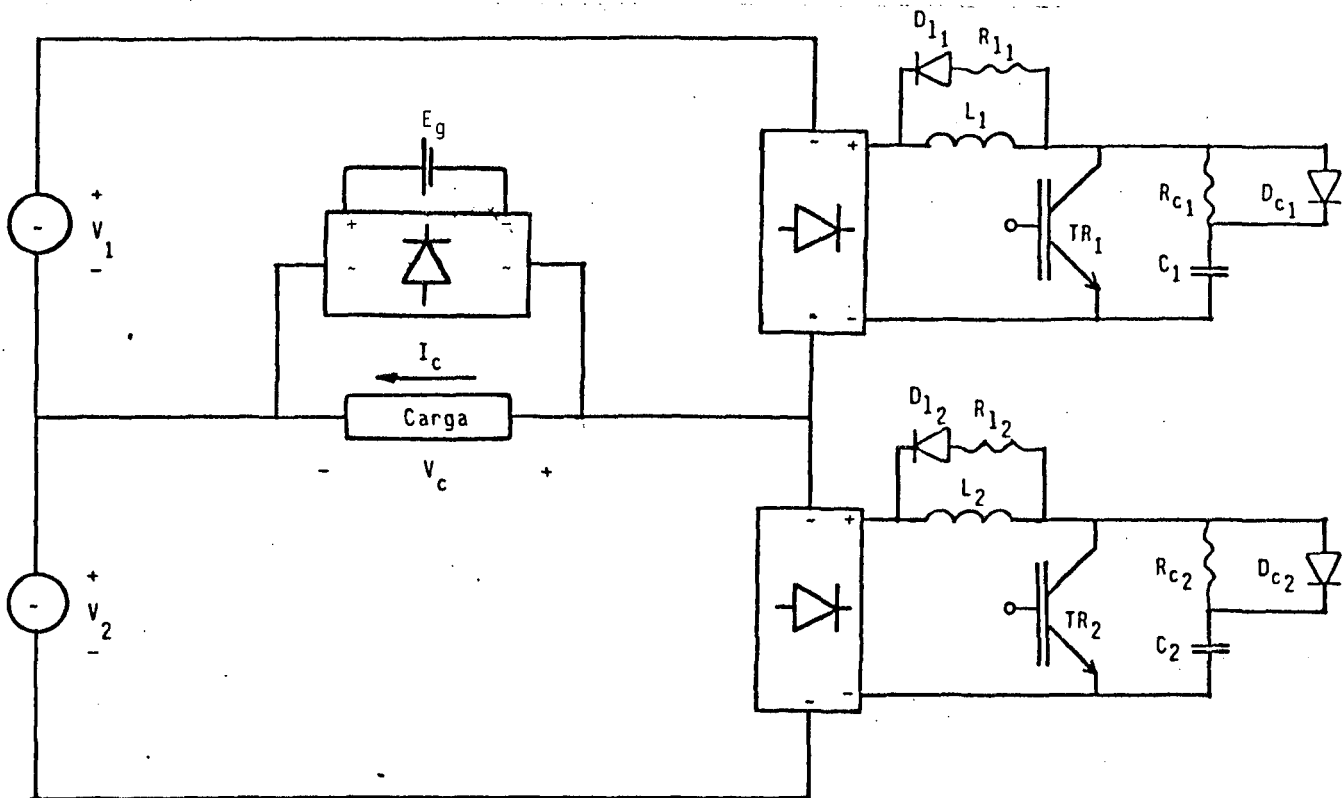
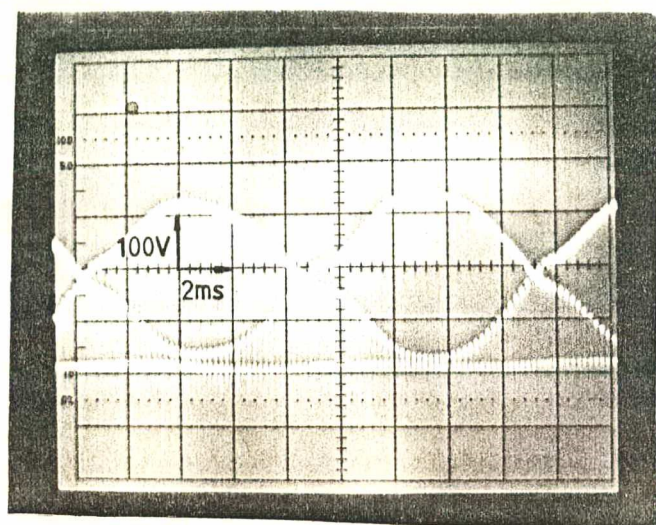
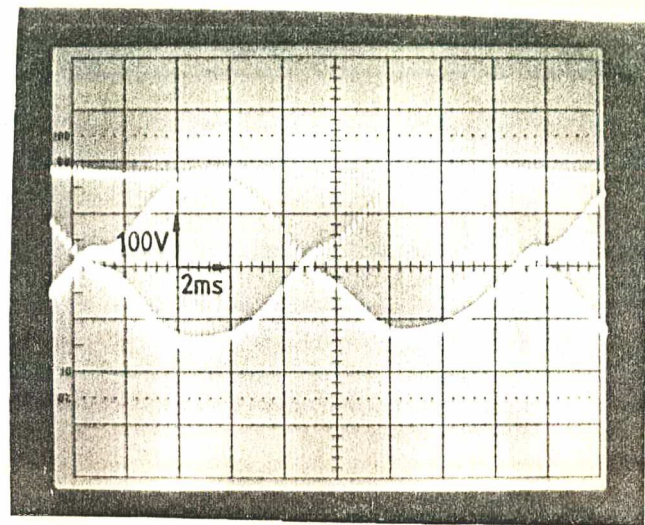


Figura 3.10 - Estrutura completa.

A tensão na carga pode ser vista na Figura 3.11. Nesta observa-se o chaveamento em alta frequência ( $\approx 5$  KHz) e o detalhe da atuação do circuito grampeador, visível como uma linha pontilhada levemente superior ao valor de pico da tensão. Pode-se ver também, a troca da razão cíclica entre os transistores.



(a)



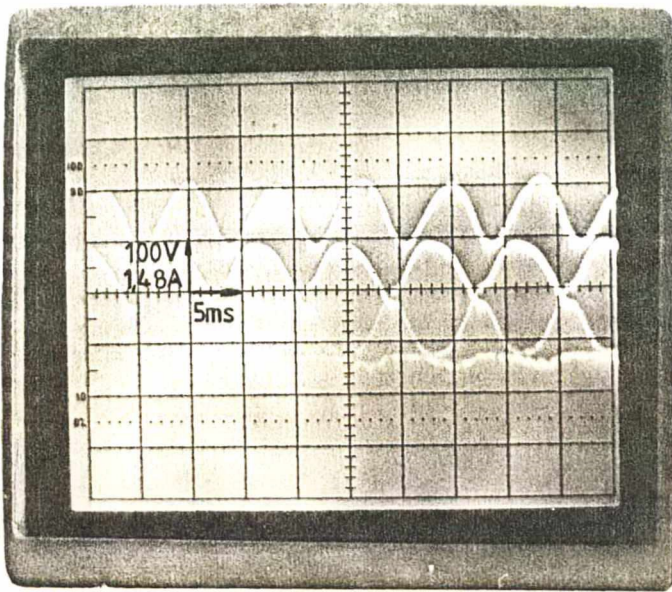
(b)

Figura 3.11 - Tensão na Carga.

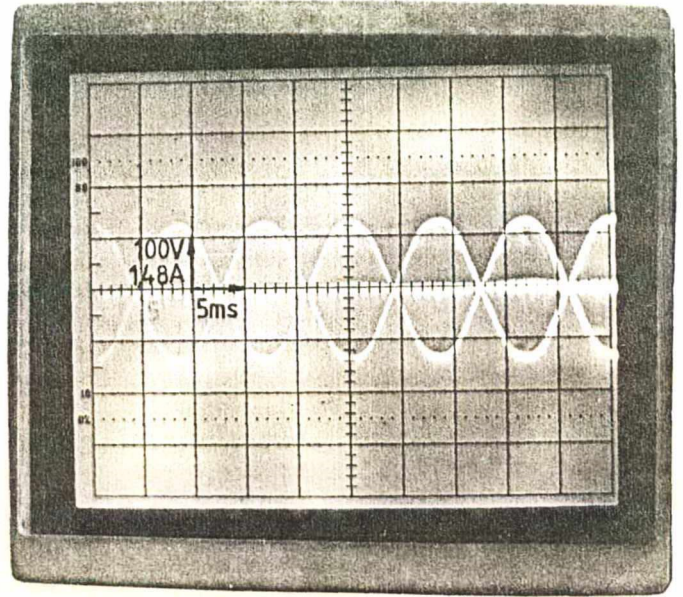
(a) Tensão média positiva.

(b) Tensão média negativa.

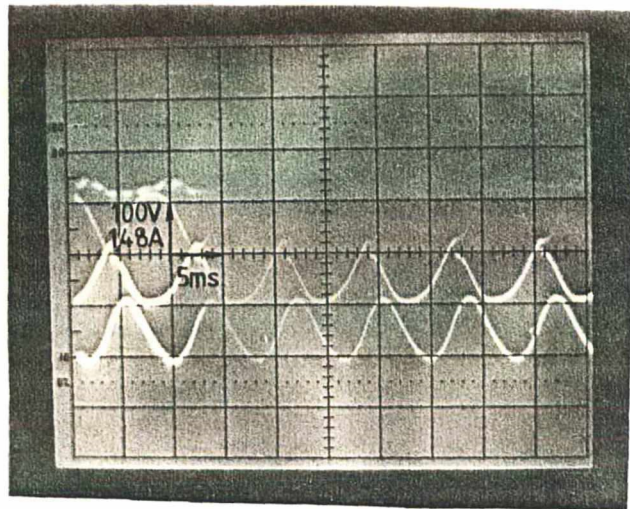
Na Figura 3.12, tem-se tensão e corrente na carga. Observa-se que a ondulação da corrente é constante, significando que o circuito PWM está bem regulado. Variando-se a razão cíclica, controla-se a corrente, levando-a de um valor máximo positivo, à um máximo negativo. Com razão cíclica 0,5 a corrente média é nula, como pode ser visto na Figura 3.12 b.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.12 - Tensão e corrente na carga.

(a) Corrente média positiva.

(b) Nula.

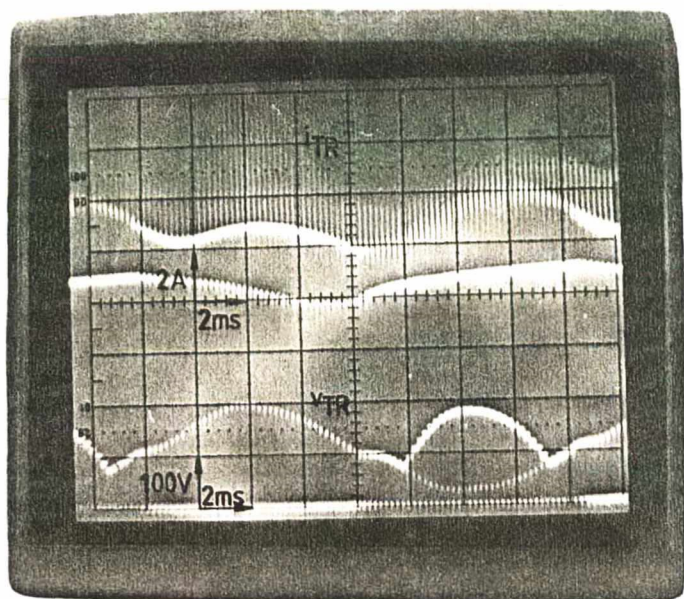
(c) Negativa.

Nas fotos seguintes observa-se alguns detalhes referentes à comutação. Na Figura 3.13, tem-se na parte superior a corrente em um transistor e na parte inferior, a tensão. Analisando-se esta Figura, pode-se perceber os problemas de comutação levantados no Capítulo 1.

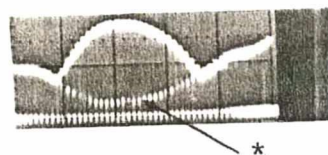
Com referência a corrente vê-se que, na parte esquerda da Figura, esta possui picos elevados ocasionados pelo fato do transistor oposto, nesse semiciclo, estar fazendo a regeneração da corrente. Isto, no entanto, não é preocupante, pois os picos encontram-se dentro do valor calculado.

A forma de onda da tensão no transistor, ilustra claramente as diferentes atuações deste em cada semiciclo. No semiciclo esquerdo está impondo a corrente, conduzindo os picos que passam pelo capacitor do circuito de ajuda do outro transistor (veja Figura 1.18). No semiciclo da direita, o transistor conduz a corrente que regenera pela fonte. É possível identificar os pontos em que este aciona o grampeador (veja Figura 3.13 b).

Na Figura 3.14, procurou-se destacar a seqüência problemática da comutação. É a confirmação, na prática, da situação mostrada na Figura 1.18 e 1.19. Na parte superior tem-se a corrente no transistor 1 e na inferior a tensão no transistor 2 que é praticamente a mesma do capacitor 2.



(a)



(b)

Figura 3.13 - (a) tensão e corrente no transistor.

(b) (\*) Pontos em que o transistor aciona o grampeador.

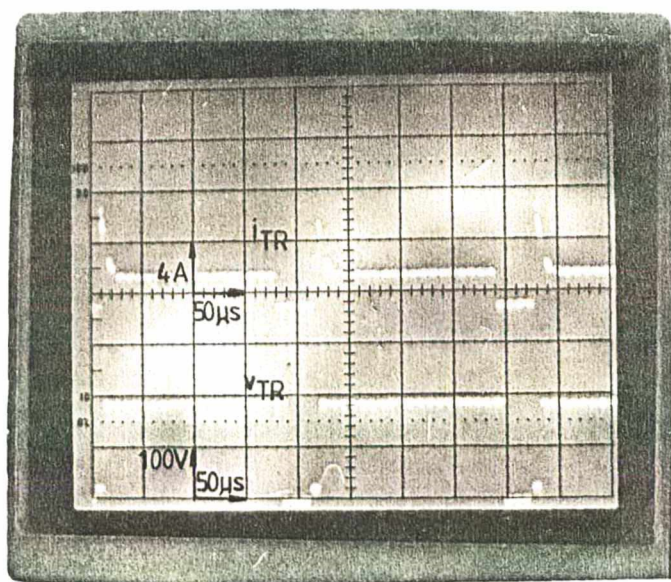


Figura 3.14 - Corrente no transistor 1 e tensão no transistor 2.



Observa-se que o transistor recebe a ordem de bloqueio e sua tensão sobe até acionar o grampeador ( $\approx 10V$ ). Esta tensão se mantém até que o transistor entre em condução, assumindo a corrente de carga e conduzindo a corrente do capacitor 2. É o pico de corrente que se vê na parte superior.

Tensão e corrente no circuito grampeador encontram-se na Figura 3.15. Na parte superior, com origem no traço central, vê-se os pulsos de corrente absorvidos pelo grampeador que acompanham a ondulação da corrente de carga. Por isto foi salientado, na parte referente ao cálculo do grampeador, que era importante conhecer a característica da corrente comutada. Na parte inferior, com origem no primeiro traço, tem-se a tensão. Observa-se que esta sobe com o aumento do valor da corrente, voltando a baixar com o decréscimo desta.

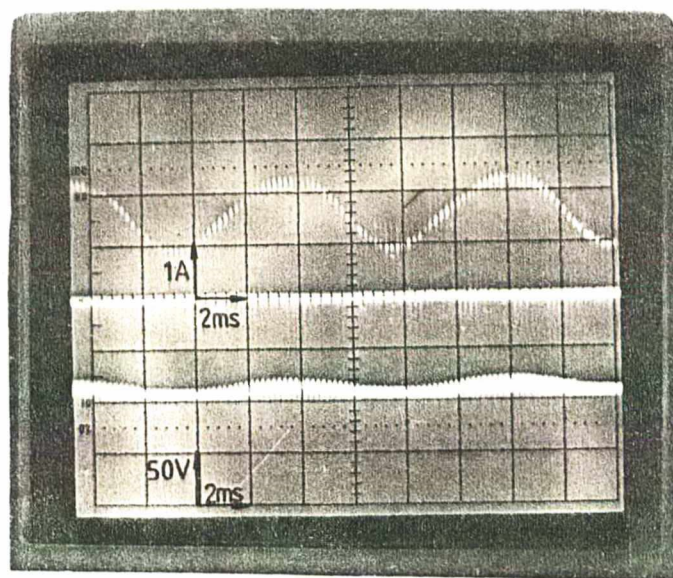


Figura 3.15 - Corrente e tensão no grampeador.

### 3.3.1 - Ensaio com Corrente de Carga de 5A Médios

Este foi desenvolvido nas seguintes condições:

- Tensão de alimentação,  $V_1 = V_2 = 150V$ .
- Tensão no grampeador,  $V_g = 220V$  à vazio, elevando-se para 230V com carga plena.
- Carga RL, sendo

$$R_c = 12,4 \Omega,$$

$$L_c = 45 \text{ mH}.$$

Algumas curvas obtidas neste ensaio são apresentadas com o objetivo de confirmar a análise teórica que levantou as dificuldades envolvidas com a comutação nesta estrutura. Alguns resultados são apresentados em escala para que traduzam com rigor a realidade. No entanto, por uma questão de limitação do volume deste trabalho, uma série de formas de ondas são apresentadas sem escala, porém trazendo valores obtidos com a máxima precisão possível dentro dos limites permitidos pelos aparelhos, uma vez que existe grande dificuldade de sincronismo neste tipo de trabalho.

A Figura 3.16 traz com mais detalhes a situação abordada no Capítulo 1, Figura 1.18 e 1.19. Tem-se a tensão no transistor 1 e corrente e tensão no transistor 2.

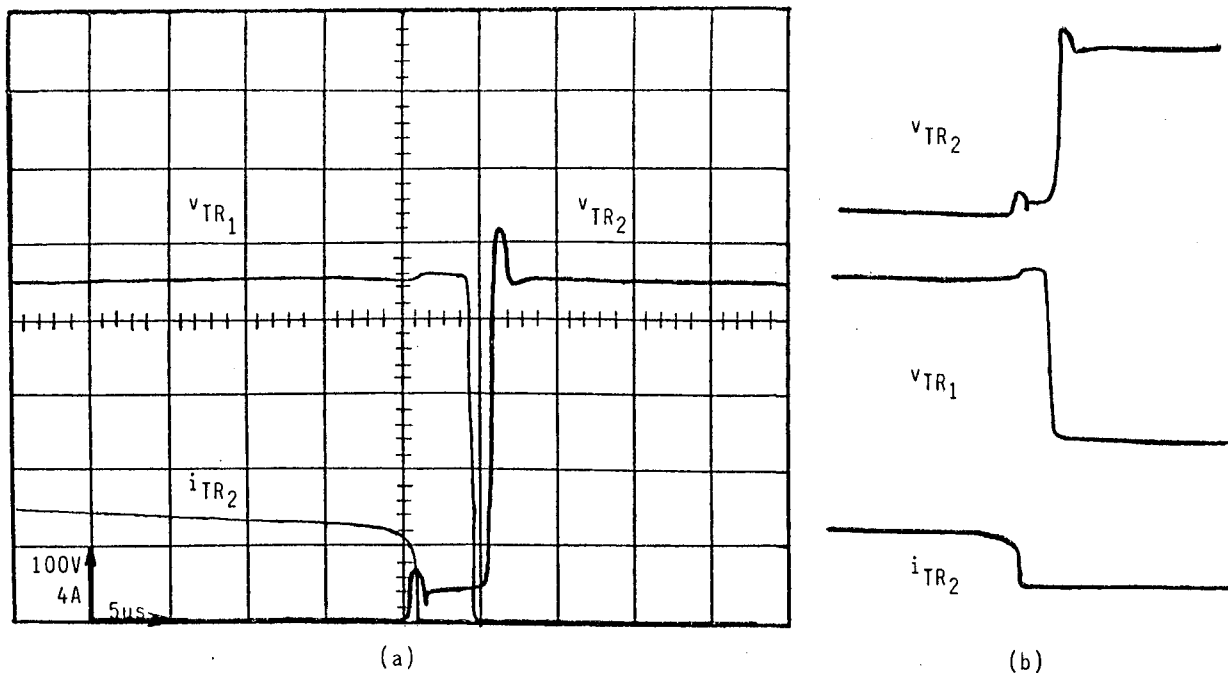


Figura 3.16 - Dificuldade na comutação introduzida pelo grampeador.

- (a) Tensão no transistor 1 e tensão e corrente no transistor 2.
- (b) Individualmente traçados para facilitar a identificação na letra a.

A Figura 3.16 representa a seguinte seqüência:

- $TR_2$  conduz a corrente de carga que regenerava por  $V_2$ , quando recebe ordem de bloqueio.
- A corrente neste começa a cair enquanto a tensão sobe até acionar o grampeador ( $\cong 40V$ ), que assume a corrente de carga.
- Esta situação permanece até que termine o tem

po morto ( $\approx 4,5 \mu\text{s}$ ), quando  $\text{TR}_1$  é colocado em condução.

- Ao conduzir, este assume a corrente de carga, bloqueia o grampeador e conduz a corrente que carrega o capacitor 2, fazendo subir a tensão do transistor 2.

Estes resultados já tinham sido obtidos por simulação e agora ficam comprovados na prática.

Em complemento à Figura 3.16, a Figura 3.17 mostra a transição da corrente do transistor 2 para o transistor 1, evidenciando a atuação do grampeador.

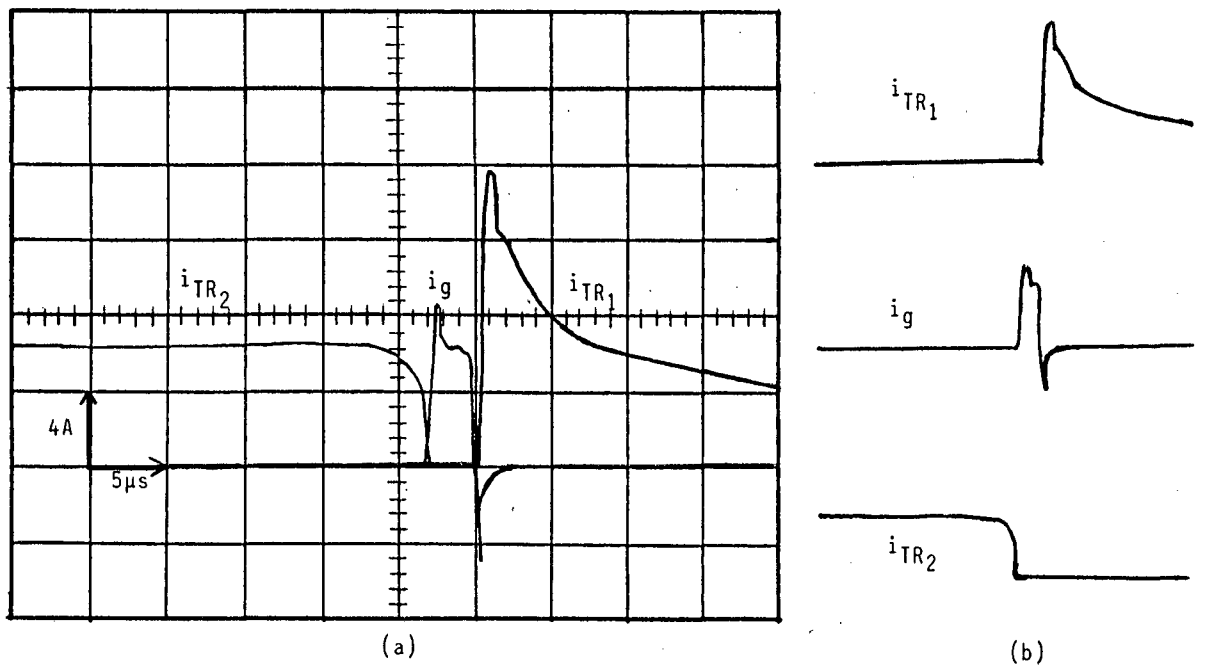


Figura 3.17 - Atuação do Grampeador.

- (a) Corrente nos transistores e no grampeador.
- (b) Identificação das curvas.

Estas duas últimas Figuras mostram os aspectos mais importantes da comutação. A Figura 3.18 contém várias curvas de interesse. Estas foram obtidas no ponto em que a tensão no transistor é máxima, em ambos os semiciclos, mostrando tensões e correntes nas duas condições de atuação.

Alguns valores podem ser avaliados numericamente, para comprovar se estão dentro do esperado.

Os indutores foram calculados para limitar os picos de corrente nos transistores. Como já foi dito, esta corrente passa pelo transistor que entra em condução e o capacitor do transistor oposto. As curvas dadas na Figura 3.18, podem ser encaradas da seguinte maneira: do lado esquerdo são tensões e correntes no transistor 1; do lado direito, tensões e correntes no transistor 2. Assim, quando o transistor 1 conduz, a corrente de pico no capacitor 2 é de 12A, como é dado na Figura. O valor esperado é dado por:

$$I_M = \sqrt{\frac{C}{L}} E, \quad \text{onde } E = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 150, \quad E = 424V.$$

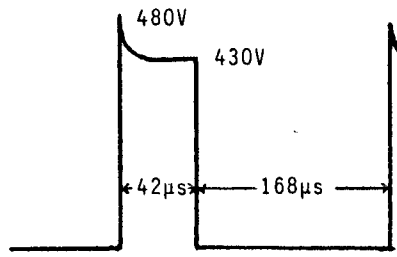
Portanto,

$$I_M = \sqrt{\frac{22 \times 10^{-9}}{28 \times 10^{-6}}} \cdot 424, \quad I_M = 11,88A, \quad \text{que}$$

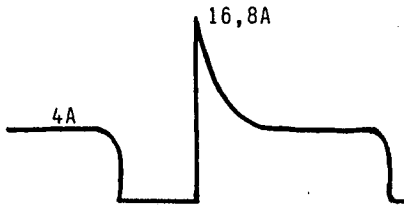
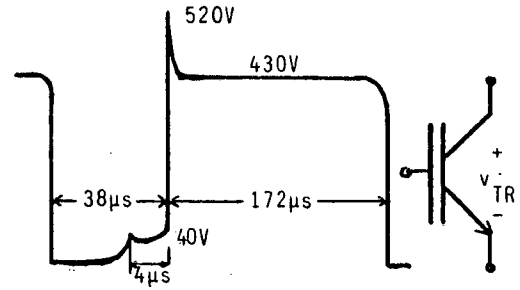
confirma o valor lido.

A elevação de tensão no grampeador é dada por:

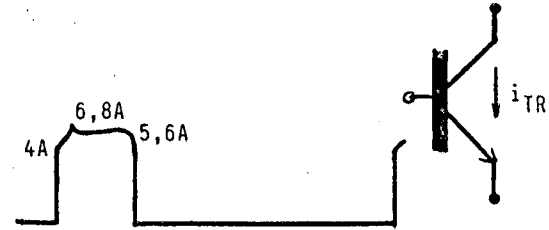
$$\Delta V_C = I_C \frac{\Delta t}{C}, \quad \text{onde}$$



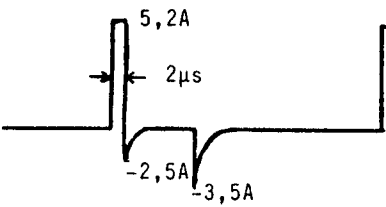
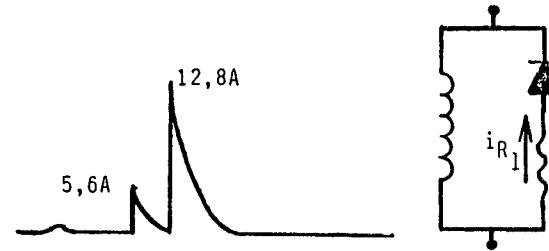
Tensão no transistor.



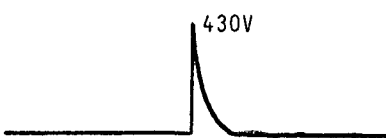
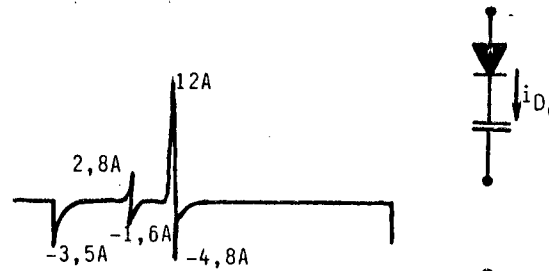
Corrente no transistor.



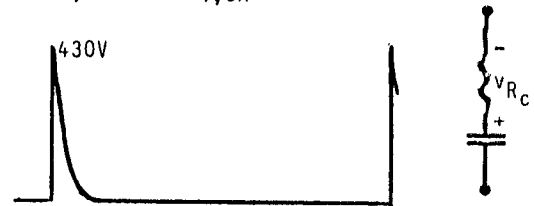
Corrente no resistor de desmagnetização do indutor.



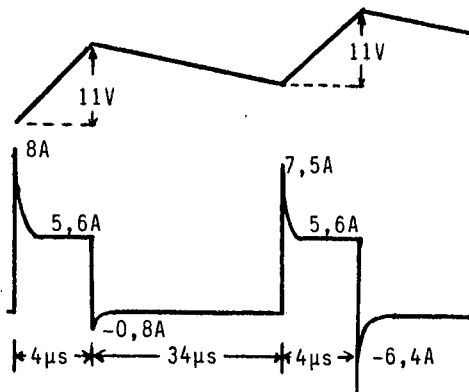
Corrente no capacitor de ajuda à comutação.



Tensão no resistor de des\_ carga do capacitor.



Tensão no grameador.



Corrente no gramea\_ dor.

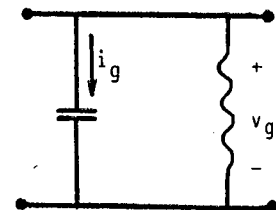


Figura 3.18 - Resultados de ensaio com carga (5A).

$$I_C = 5,6A ,$$

$$\Delta t = 4 \mu s , \text{ obtido da Figura 3.18.}$$

Portanto,

$$\Delta V_C = 5,6 \cdot \frac{4 \times 10^{-6}}{2 \times 10^{-6}} , \quad \Delta V_C = 11,2V . \quad 0$$

valor observado foi de 11V.

A nível de protótipo, estes dois valores são os mais importantes, pois revelaram-se críticos nas análises desenvolvidas. A tensão máxima no transistor quando este faz a regeneração deve ser mantida sob observação. Na análise teórica, verificou-se que a desmagnetização do indutor, após a corrente de carga do capacitor 2, tenderia a elevar sua tensão. Neste caso, o valor máximo chegou a 520V.

Verificado que o comportamento da estrutura está de acordo com o previsto, passou-se a um teste com carga mais elevada.

### 3.3.2 - Ensaio com Corrente de Carga de 10A Médios

As condições em que foi realizado o ensaio, são as seguintes:

- Tensão de alimentação,  $V_1 = V_2 = 150V$ .
- Tensão no grampeador,  $V_g = 220V$  à vazio, elevando-se para 250V com carga plena.

- Carga RL, sendo

$$R_c = 6,2 \, \Omega ,$$

$$L_c = 45 \, \text{mH}.$$

De acordo com a seqüência adotada anteriormente, tem-se na Figura 3.19 as curvas de tensões e corrente no bloqueio do transistor 2. Pode-se ver que, com relação a Figura 3.16, a tensão nos transistores está um pouco mais elevada, devido ao aumento de tensão no grampeador. Observa-se também a redução no tempo morto, devido ao aumento do tempo de estocagem, consequência de se estar comutando corrente mais elevada.

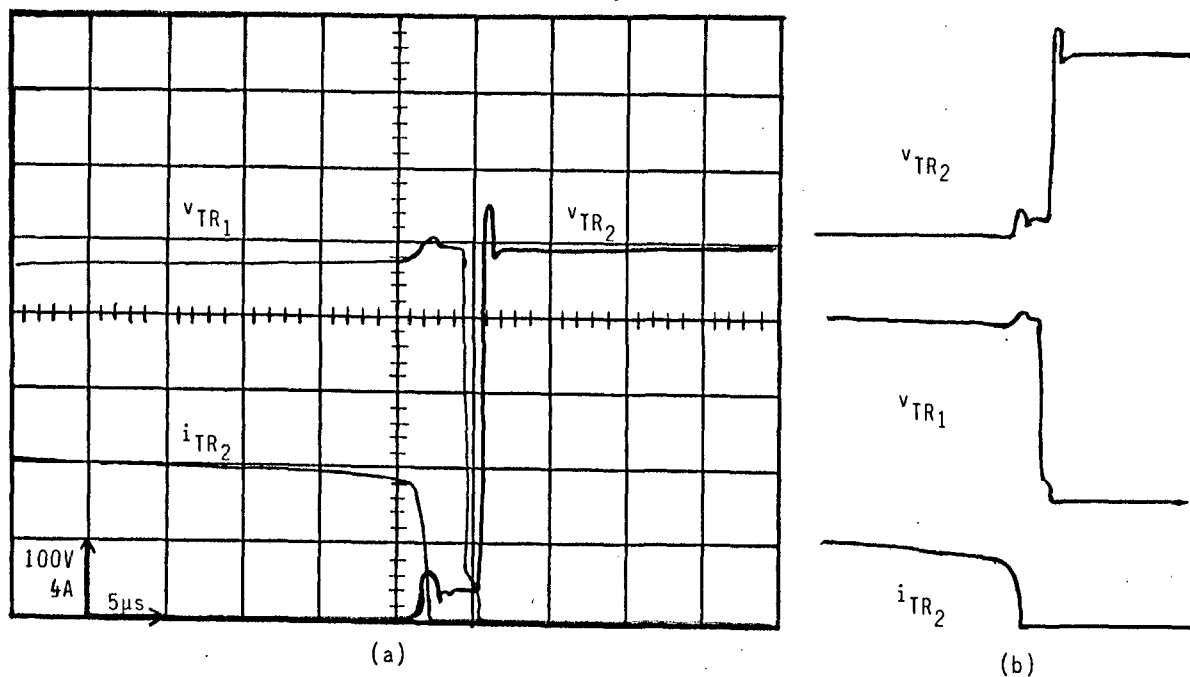


Figura 3.19 - Dificuldade na comutação introduzida pelo grampeador.

(a) Tensão no transistor 1 e tensão e corrente no transistor 2.

(b) Curvas para identificação.



Tem-se na Figura 3.20, a transição de corrente do transistor 2 para o transistor 1. Houve um aumento nas correntes em geral como já era previsível. O importante a ser observado é que a corrente no grampeador aumenta, mas o tempo de atuação diminuiu, com a redução do tempo morto. É um fato a ser considerado no projeto deste, embora a redução do tempo de atuação seja de difícil avaliação.

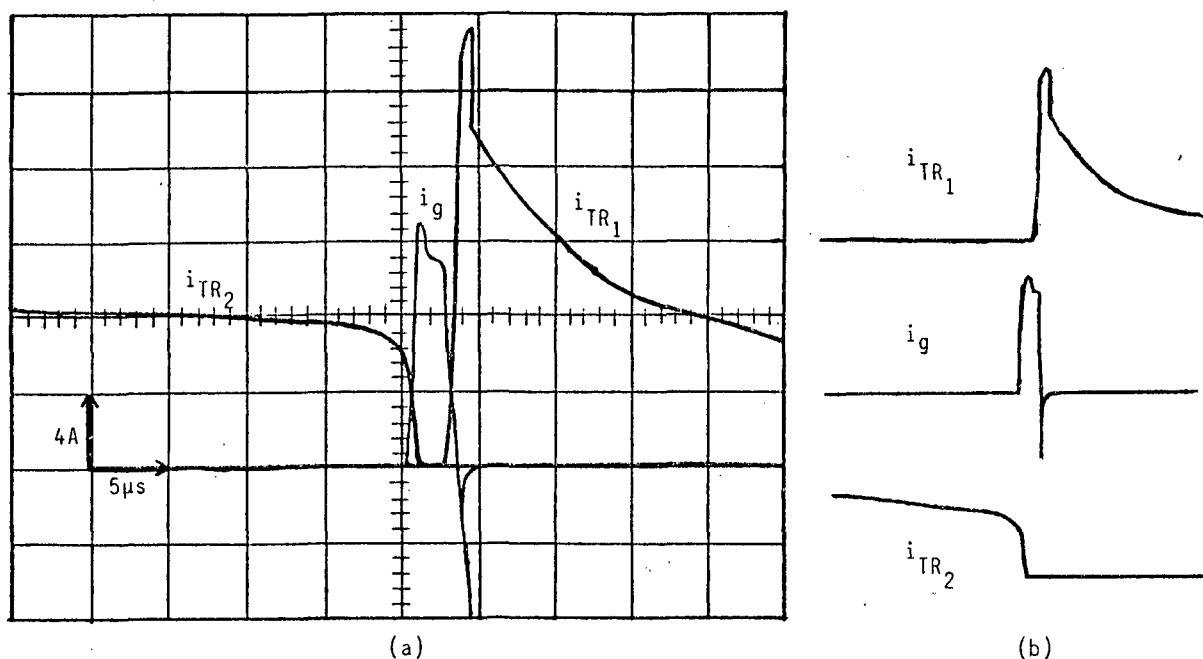


Figura 3.20 - Atuação do grampeador.

(a) Corrente nos transistores e no grampeador.

(b) Curvas para identificação.

Pela comparação das Figuras 3.17 e 3.20, vê-se que houve uma redução no tempo morto de aproximadamente 2 μs.

Na Figura 3.21, encontram-se várias formas de ondas obtidas no ensaio.

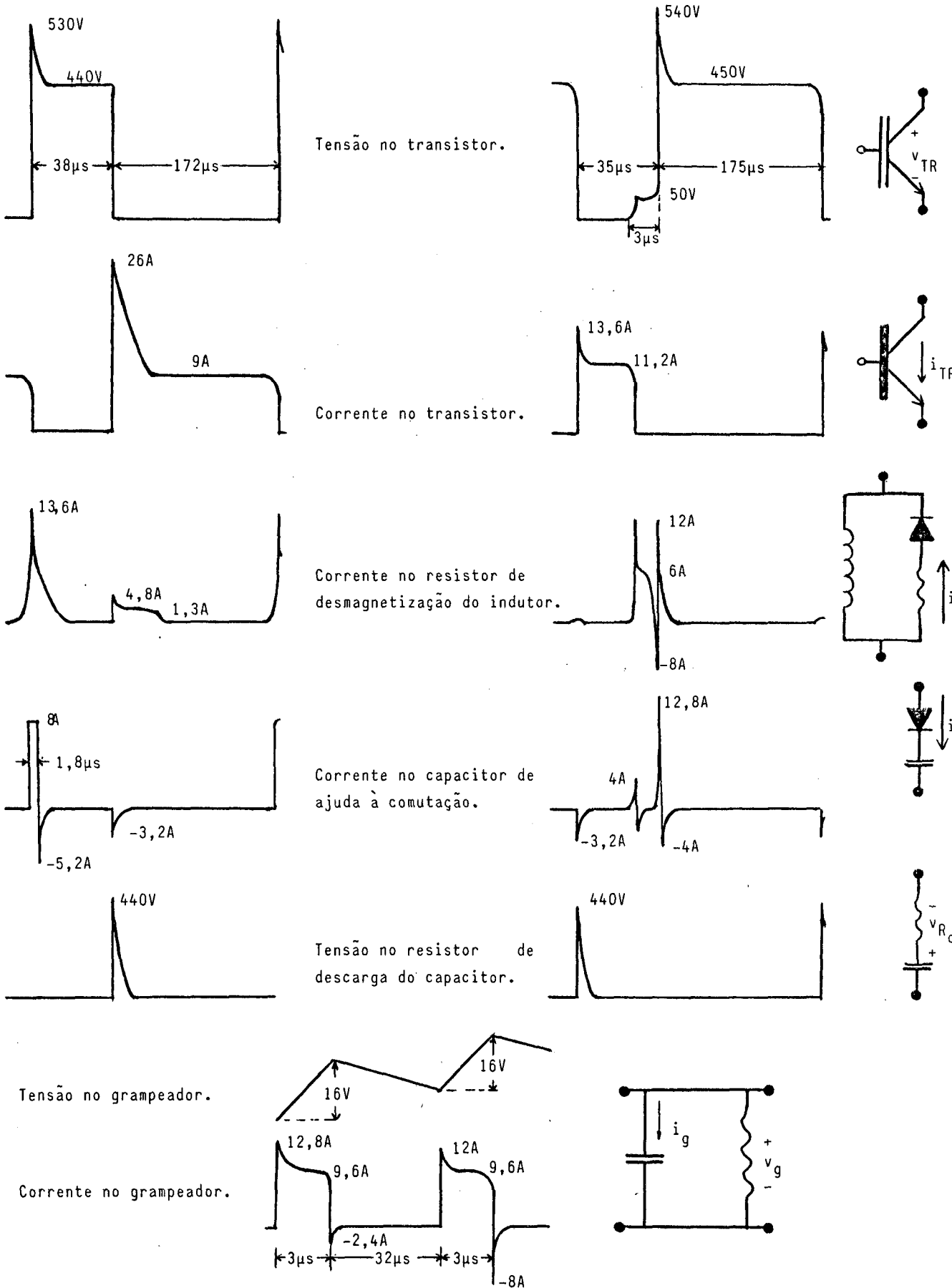


Figura 3.21 - Resultados de ensaio com carga (10A).

Observa-se que o aumento de carga não trouxe a gravantes em termos de tensões e correntes. A corrente no transistor 1 é elevada na entrada em condução. Mas este é um fato previsto e para reduzi-la poderia-se diminuir os capacitores de ajuda a comutação ou aumentar os indutores. A primeira solução teria como consequência o aumento das perdas no transistor, durante a comutação e a segunda causaria aumento da tensão nos mesmos. É uma questão de encontrar o ponto ótimo.

As avaliações feitas para o ensaio anterior, aplicados a este, levarão as mesmas conclusões. Os resultados encontram-se de acordo com o esperado, sem que se verifique qualquer anormalidade.

### 3.4 - Expressão da Tensão de Saída

A tensão de saída será expressa por uma série de Fourier, obtida pelo produto de duas séries. O método utilizado baseia-se na seguinte idéia: pode-se obter uma forma de onda com a característica dada na Figura 3.22 c pelo produto das formas de ondas dadas em a e b.

Portanto, a expressão da tensão de saída será obtida pelo produto das séries de Fourier que representam a forma de onda retangular e a senóide retificada.

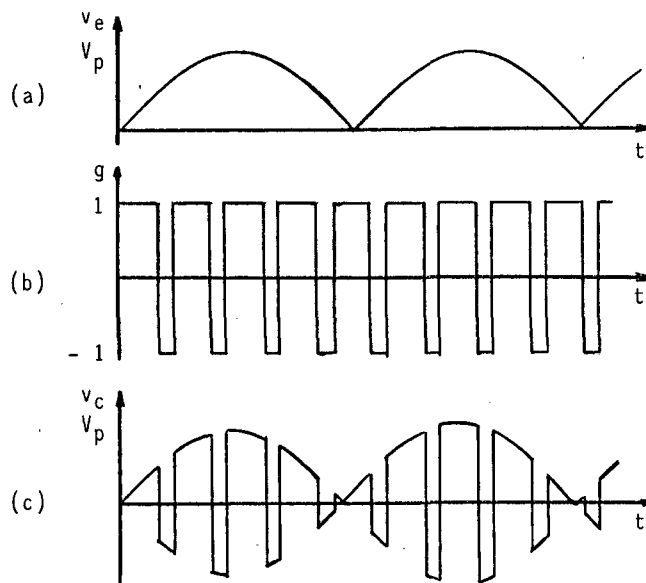


Figura 3.22 - Princípio de geração da tensão de saída.

(a) Senóide retificada.

(b) Retangular.

(c) Tensão de carga.

A série que representa o sinal retangular é dada pela expressão (3.1).

$$g(t) = (2R - 1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} [\text{sen}(2\pi Rn - n\omega_c t) + \text{sen} n\omega_c t] \quad (3.1)$$

onde  $R$  é a razão cíclica e  $\omega_c$ , a frequência de modulação ( $2\pi \cdot 5 \text{ KHz} = 31,4 \text{ Krad/s}$ ).

A senóide retificada é representada pela expressão (3.2).

$$v_e(t) = \frac{2 V_P}{\pi} - \frac{4 V_P}{\pi} \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} \quad (3.2) \quad \text{para } m = 2, 4, 6 \dots,$$

onde  $V_P$  é o valor de pico da senóide e  $\omega$ , a frequência (377 rad/s).

Assim, pelo produto das expressões (3.1) e (3.2), obtém-se:

$$v_c(t) = \frac{2 V_P}{\pi} (2R - 1) + \frac{2 V_P}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} [\text{sen}(2\pi Rn - n\omega_c t) + \text{sen } n\omega_c t] - \frac{4 V_P}{\pi} (2R - 1) \cdot \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} - \frac{4 V_P}{\pi} \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} [\text{sen}(2\pi Rn - n\omega_c t) + \text{sen } n\omega_c t], \quad \text{que pode}$$

ser escrita de outra forma:

$$v_c(t) = \frac{2 V_P}{\pi} (2R - 1) - \frac{4 V_P}{\pi} (2R - 1) \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} + \frac{4 V_P}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} [\text{sen}(2\pi Rn - n\omega_c t) + \text{sen } n\omega_c t] - \frac{8 V_P}{\pi^2} \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} [\text{sen}(2\pi Rn - n\omega_c t) + \text{sen } n\omega_c t].$$

Desmembrando e arrumando os termos em seno:

$$\begin{aligned}
v_c(t) = & \frac{2 V_P}{\pi} (2R - 1) - \frac{4 V_P}{\pi} (2R - 1) \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} \\
& + \frac{4 V_P}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \text{sen } (2\pi Rn) \cos n \omega_c t + [1 - \cos (2\pi Rn)] \text{sen } n \omega_c t \} \\
& - \frac{8 V_P}{\pi^2} \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \text{sen } (2\pi Rn) \cos n \omega_c t + \\
& + [1 - \cos (2\pi Rn)] \text{sen } n \omega_c t \} \tag{3.3}
\end{aligned}$$

A expressão (3.3) representa a tensão de saída do conversor, na sua forma mais geral. Pela observação desta pode-se tirar algumas conclusões.

- O primeiro termo representa a tensão média e confirma a equação apresentada no Capítulo 1, item 1.3.

- O segundo termo contém a componente fundamental, de 120 Hz e as harmônicas múltiplas desta frequência. A razão cíclica causa uma atenuação nestas componentes, ou seja, para  $R = 0,85$  teremos 70% do valor máximo,  $4 V_P/\pi$ . É interessante observar também, que para  $m = 6$  tem-se 1/35 do valor máximo,  $4 V_P/\pi (2R - 1)$ .

- O terceiro termo contém as harmônicas de frequência correspondente a da modulação e não é atenuado pela razão cíclica, o que demonstra a importância de se trabalhar com frequências elevadas.

- O último termo necessita ser desenvolvido para que seja mais evidente o seu significado.

Fazendo-se  $m = 2$ ,  $n = 1$ , tem-se:

$$\begin{aligned} & \frac{8 V_P}{\pi^2} \frac{\cos 2 \omega t}{3} \{ \text{sen } (2\pi R) \cos \omega_c t + [1 - \cos (2\pi R)] \text{sen } \omega_c t \} = \\ & = \frac{8 V_P}{\pi^2} \left\{ \frac{\text{sen } (2\pi R) \cos 2 \omega t}{3} \cos \omega_c t + \frac{[1 - \cos (2\pi R)]}{3} \cos 2 \omega t \text{sen } \omega_c t \right\} = \\ & = \frac{8 V_P}{\pi^2} \left\{ \frac{\text{sen } (2\pi R)}{6} [\cos (2\omega - \omega_c) t + \cos (2\omega + \omega_c) t] + \frac{[1 - \cos (2\pi R)]}{6} \right. \\ & \left. [\text{sen } (\omega_c - 2\omega) t + \text{sen } (\omega_c + 2\omega) t] \right\}. \end{aligned}$$

Dessa forma, pode-se ver que existem termos cuja frequência é a resultante da soma ou diferença entre a frequência de modulação e a fundamental. Mais uma vez fica evidente o interesse no uso de altas frequências de modulação, caso contrário, termos como  $\text{sen } (\omega_c - 2\omega) t$  gerariam harmônicas de baixa frequência, com amplitude significativa.

Observando-se ainda a expressão (3.3), nota-se que razão cíclica 0,5 anula a componente média e a fundamental com suas harmônicas, o que não ocorre com o terceiro e quarto termo.

Com a expressão (3.3), pode-se obter tensão média e eficaz de saída e conhecendo-se a impedância de carga, determina-se também, corrente média e eficaz.

A análise do espectro harmônico permite o dimensionamento de filtros que, em frequências altas, são de pequeno volume. A Figura 3.23 mostra o espectro da tensão de carga, para as condições do ensaio com 10A.

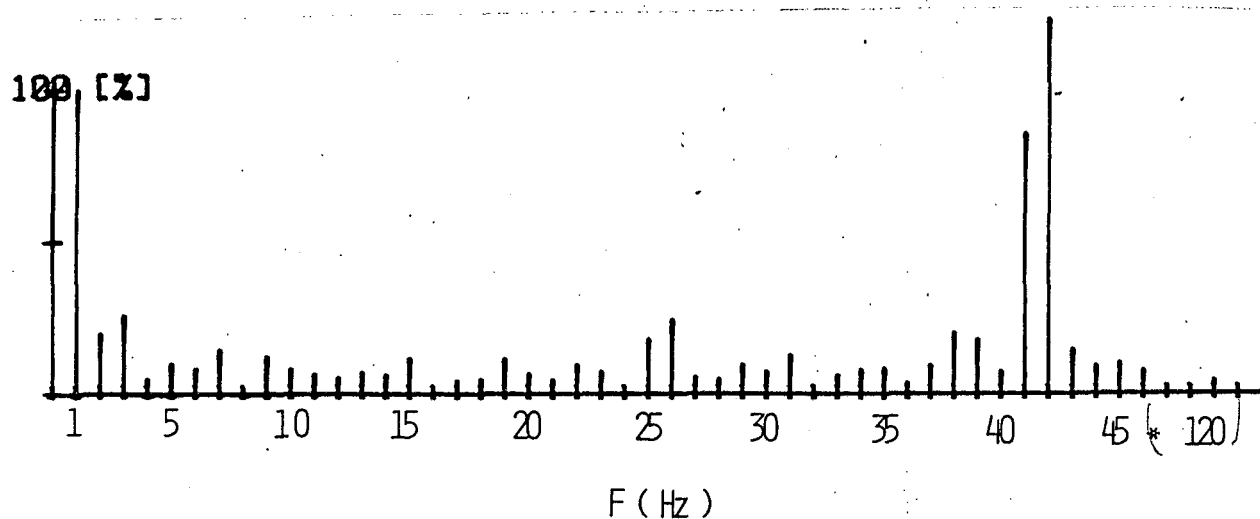


Figura 3.23 - Espectro harmônico da tensão de carga.

Observa-se que as harmônicas de maior amplitude são de alta frequência. A Figura 3.24 mostra o espectro da corrente, nas mesmas condições da tensão. O conteúdo harmônico é praticamente nulo.

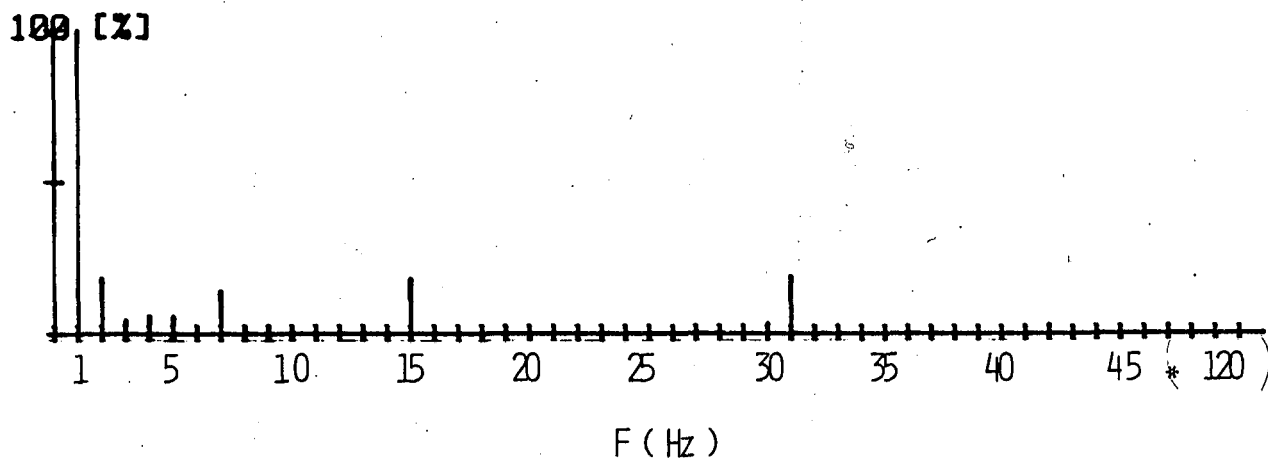


Figura 3.24 - Espectro harmônico da corrente de carga.



### 3.5 - Avaliação da Potência Envolvida no Ensaio de 10A.

Como a estrutura ainda está em nível de protótipo, não houve preocupação com rendimento, pois o objetivo é a comprovação do princípio de funcionamento. No entanto este pode ser avaliado, com os resultados obtidos no ensaio. A Figura 3.25 resume os dados levantados.

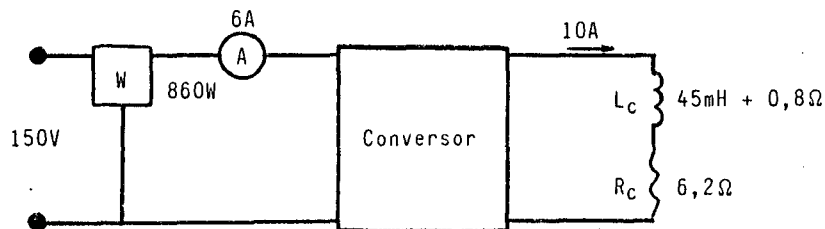


Figura 3.25 - Avaliação do rendimento.

Considerando que a corrente média é aproximadamente igual a eficaz, tem-se para a potência de saída:

$$\begin{aligned}
 P_c &= I_{c_{ef}}^2 R_c \\
 &= 10^2 \cdot (6,2 + 0,8) \quad P_c = 700 \text{ W.}
 \end{aligned}$$

Portanto, o rendimento nestas condições é dado por:

$$\eta = \frac{P_c}{P_e}$$

$$= \frac{700}{860} \quad \eta = 81\%$$

O fator de deslocamento apresentado à rede é:

$$\begin{aligned} \cos \phi_d &= \frac{P_e}{N_e} \\ &= \frac{860}{6.150} \quad \cos \phi_d = 0,96 \end{aligned}$$

Estes valores servem apenas como avaliação geral. É necessário fazer o refinamento da estrutura para, então, obter resultados mais rigorosos.

### 3.6 - Conclusão

Com os resultados obtidos em bancada conforme foram descritos, ficou comprovada a análise teórica desenvolvida no Capítulo 1. A estrutura apresenta dificuldades de comutação, com as quais terá que operar. O aperfeiçoamento, o desenvolvimento desta resume-se agora em otimizar a comutação, diminuindo o tempo de atuação do grampeador a um mínimo necessário, reduzindo-se as perdas nestes circuitos. Os picos de corrente que passam pelo capacitor de ajuda à comutação, são inerentes do sistema adotado. Não podem ser evitados, mas podem ser reduzidos a um mínimo compatível com o projeto.

O mais importante é que o princípio de funcionamento foi comprovado. A estrutura apresenta uma operação estável e à rigor nada impede que a potência seja aumentada.

## C A P Í T U L O 4

### ALIMENTAÇÃO DE CARGA ATIVA

#### 4.1 - Introdução

No Capítulo anterior, foram apresentados os resultados obtidos em ensaios com carga passiva, comprovando-se o bom funcionamento da estrutura. Neste será abordado a alimentação de carga ativa, como baterias e o servomotor C.C. com operação em quatro quadrantes, objetivo desta montagem. Os resultados comprovarão que a estrutura monofásica apresenta certa dificuldade em controlar a regeneração, tornando-se impraticável com modulação PWM, porém conseguindo-se excelentes resultados com modulação por valores extremos de corrente.

#### 4.2 - Alimentação de Carga RLE com Modulação PWM

Com a utilização de baterias, pode-se representar a força contra-eletromotriz do motor, verificando-se o comportamento em regime permanente.

A Figura 4.1 ilustra a ligação, considerando os interruptores como ideais e omitindo-se o grampeador, como será feito neste Capítulo, por simplicidade.

A corrente média, nesta situação é dada por:

$$I_C = \frac{V_C - E}{R_C}, \text{ ou de outra forma.}$$

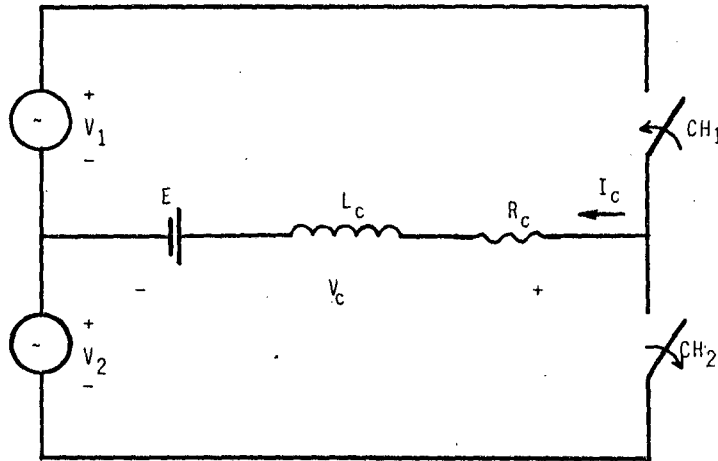


Figura 4.1 - Alimentação de carga ativa.

$$I_C = \frac{2 V_P / \pi (2 R - 1) - E}{R_C} \quad (4.1)$$

Para corrente média nula, tem-se:

$$R = \frac{E \pi}{4 V_P} + 0,5 \quad (4.2)$$

A introdução da fonte  $E$  causa um deslocamento da razão cíclica, para qual a corrente média é nula. Com carga passiva, este valor era de 0,5. Esta é uma das conseqüências da carga ativa: causa assimetria na estrutura, dificultando a resposta dinâmica com modulação PWM, com o agravante da montagem ser

monofásica. No entanto, em regime permanente, sem realimentação de corrente, conseguiu-se a operação em dois quadrantes como comprovam os resultados apresentados no item seguinte.

#### 4.2.1 - Resultados de Ensaio em Regime Permanente

Este ensaio foi realizado nas condições apresentadas na Figura 4.2.

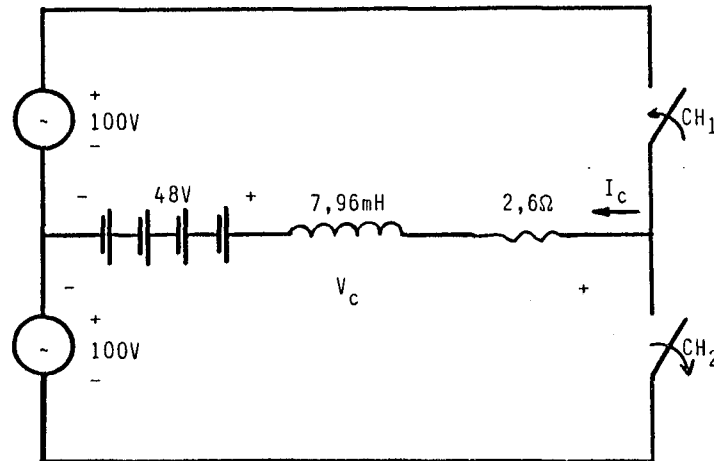


Figura 4.2 - Ensaio com modulação PWM.

A operação da estrutura é a mesma adotada para carga passiva, ou seja, a corrente é imposta variando-se a razão cíclica externamente. Desta maneira consegue-se operar com segurança no primeiro quadrante ( $V_c(+)$ ,  $I_c(+)$ ) passando-se lentamente para o segundo ( $V_c(+)$ ,  $I_c(-)$ ).

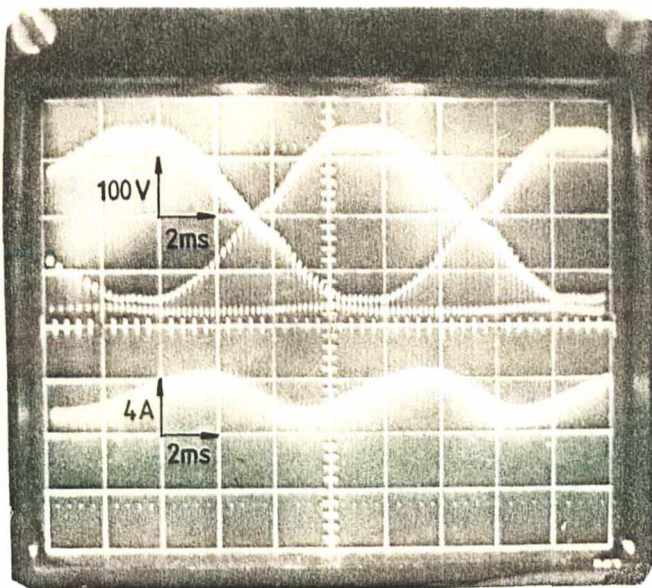
As Figuras 4.3 e 4.4 mostram a seqüência descrita.

Na Figura 4.3, a corrente média é positiva, ou

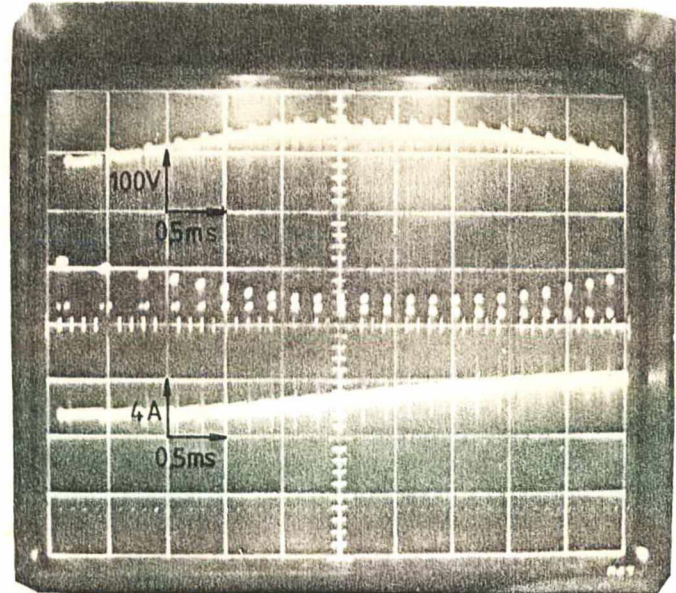
seja, circula da rede para as baterias.

Reduzindo-se a razão cíclica, a corrente média cai, tornando-se nula para  $R = 0,81$ , conforme pode ser visto na Figura 4.4.a.

A operação no segundo quadrante é mostrada na Figura 4.4.b, situação em que a corrente circula das baterias para a rede.



(a)



(b)

Figura 4.3 - Tensão e corrente de saída com carga ativa.

(a) Corrente média da rede para as baterias.

(b) Detalhe do chaveamento.

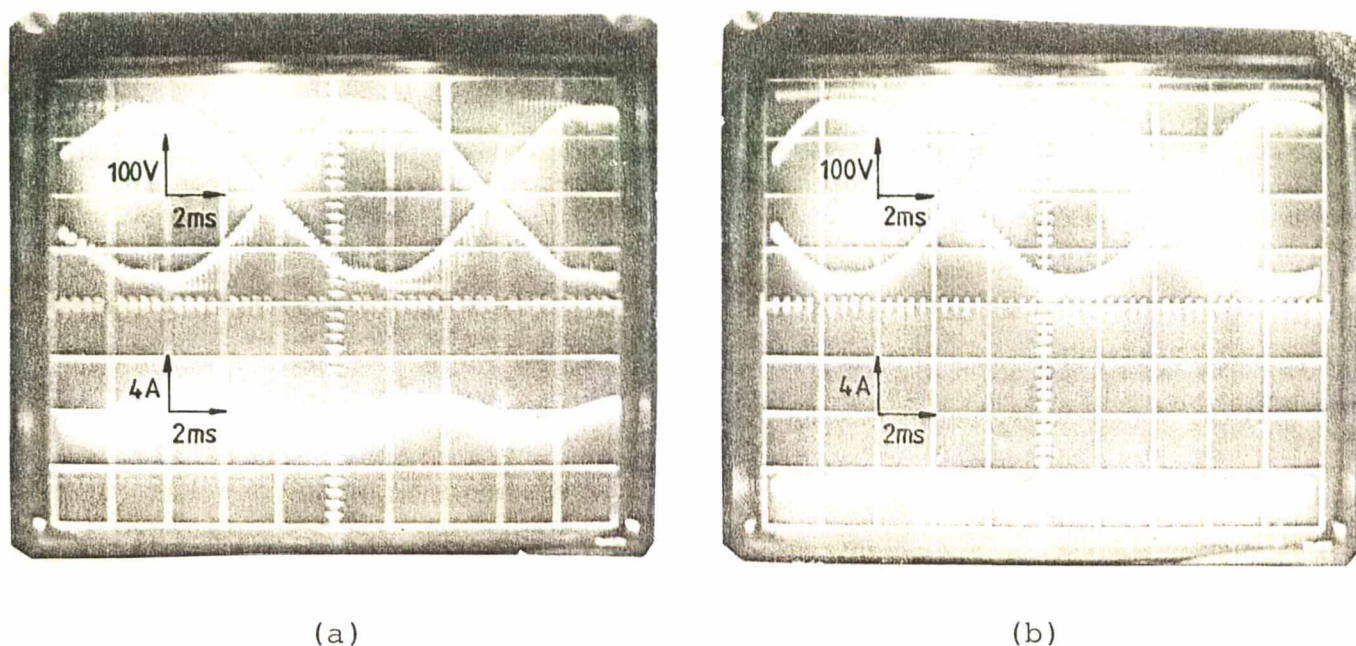


Figura 4.4 - Tensão e corrente de saída com carga ativa.

(a) Corrente média nula.

(b) Corrente média das baterias para a rede.

Como deve ter sido observado, no decorrer deste Capítulo foi mencionado que existe dificuldade de operação da estrutura com modulação PWM em caráter dinâmico, ou seja, passagem rápida de um quadrante para o outro. Este aspecto será tratado com detalhes no item seguinte.

#### 4.2.2 - Causas da Dificuldade de Regeneração

Existem três fatores que contribuem entre si para dificultar a operação dinâmica da estrutura: a carga assimétrica, a montagem monofásica e a modulação PWM, devido ao tipo de monitoração da corrente de carga, utilizado com esta modulação.

- A carga assimétrica dificulta a operação no se

gundo quadrante porque a força contra-eletromotriz tende a impor corrente à rede, tendo esta que ser limitada pelo conversor. É justamente esta limitação que se torna difícil.

Com o auxílio da Figura 4.5, tentar-se-á explicar o que ocorre.

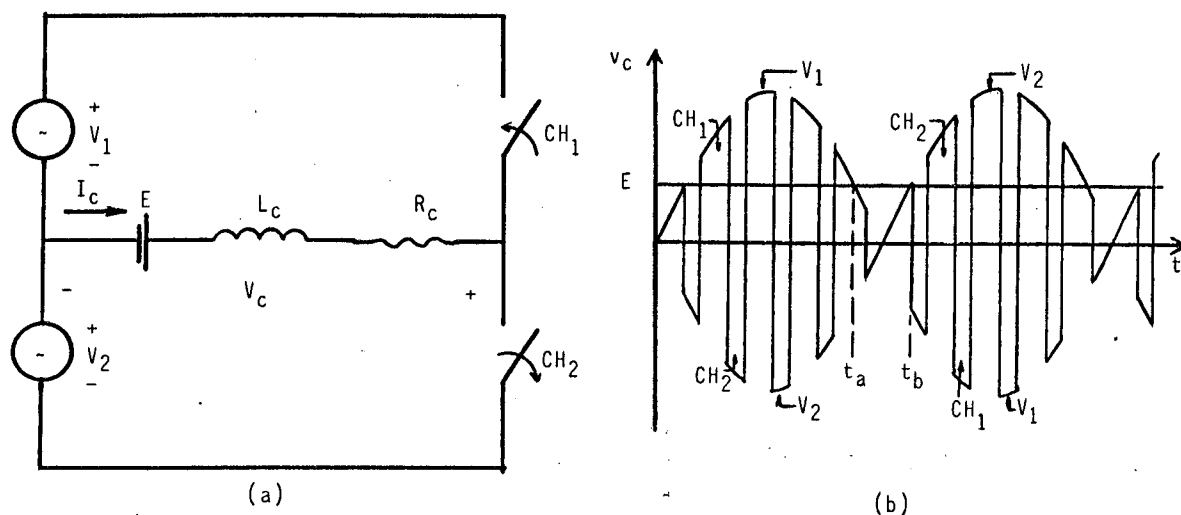


Figura 4.5 - Regeneração.

(a) Representação de estrutura.

(b) Ilustração das tensões.

Supondo-se que a chave 2 está fechada, conduzindo a corrente de carga (veja Figura 4.6 e 4.5.b).

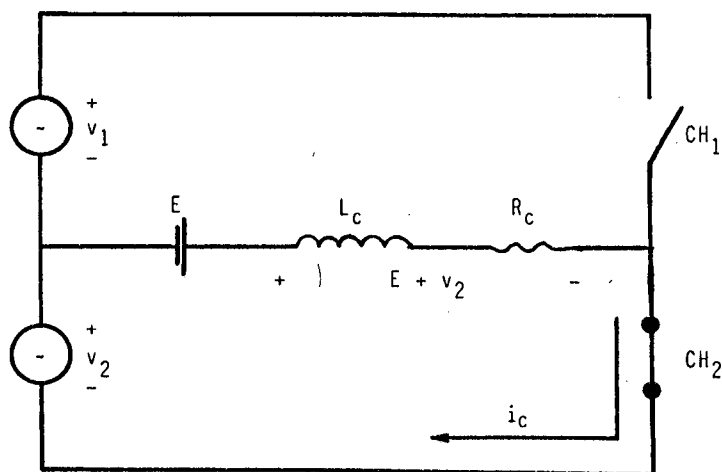


Figura 4.6 - Corrente imposta por  $E$  e  $V_2$ .



Ambas as fontes agem no sentido de aumentar a corrente, limitada apenas pela impedância de carga. Dessa forma, a chave 1 é responsável pelo limite da corrente, através da fonte 1 (veja Figura 4.7).

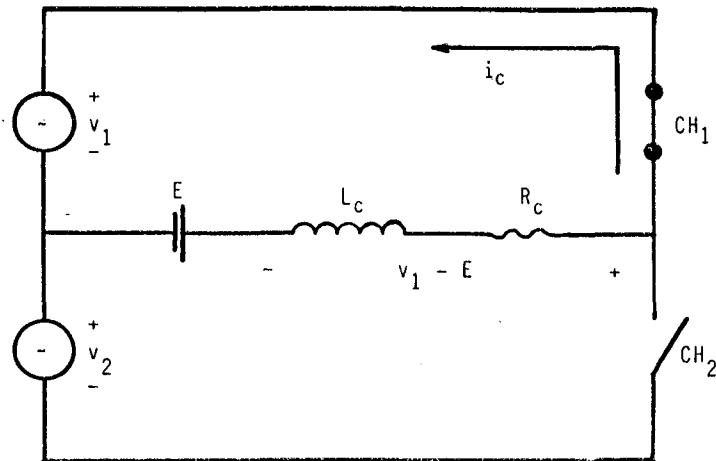


Figura 4.7 - A fonte 1 limita a corrente.

Observa-se que a tensão resultante na impedância é a diferença entre  $V_1$  e  $E$ . Portanto, a partir do instante em que a tensão de alimentação for menor que a tensão  $E$ , a estrutura fica sem condições de limitar a corrente (intervalo  $t_a$ ,  $t_b$ , na Figura 4.5.b).

Por este motivo foi dito que a passagem do primeiro para o segundo quadrante foi feita lentamente. Até um certo valor de corrente é possível regenerar mas a operação não é segura e a tentativa de aumentá-la normalmente resulta em perda de controle, atuando a proteção dos transistores.

- A dificuldade introduzida pela montagem ser monofásica, de certa forma já foi explicada. O fato da tensão de alimentação passar por zero, cria o problema citado anteriormente.

Na montagem trifásica isto não ocorre, conforme pode-se ver na Figura 4.8.

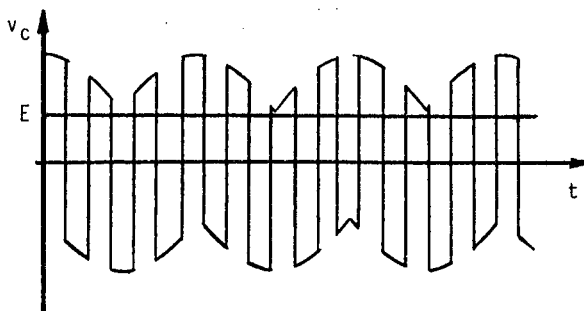


Figura 4.8 - Tensão de saída em um conversor trifásico.

O conversor trifásico possui melhores condições de resposta porque o valor mínimo da tensão de alimentação ainda é superior ao da fonte E.

- Quanto a modulação PWM, o grande problema é o sensor a ser usado para monitorar a corrente de carga, à fim de fechar a malha de corrente, parte do sistema de controle do servomotor C.C. (veja Figura 4.9).

Para este tipo de modulação, usa-se monitorar o valor médio da corrente de carga, sendo necessário portanto, um sensor de valor médio. É inerente à natureza deste tipo de sensor, resposta lenta com relação a variação da grandeza monitorada, justamente para que possa obter o valor médio. Esta foi a dificuldade encontrada em utilizá-lo, pois quando há uma mudança súbita da corrente de referência no sentido de inverter a corrente de carga, o conversor age e a inverte rapidamente. o sensor de corrente, como é natural, não acompanha a variação súbita da corrente de carga, gerando um erro que faz com que o conversor con

tinue a aumentar a corrente, chegando a valores extremamente altos.

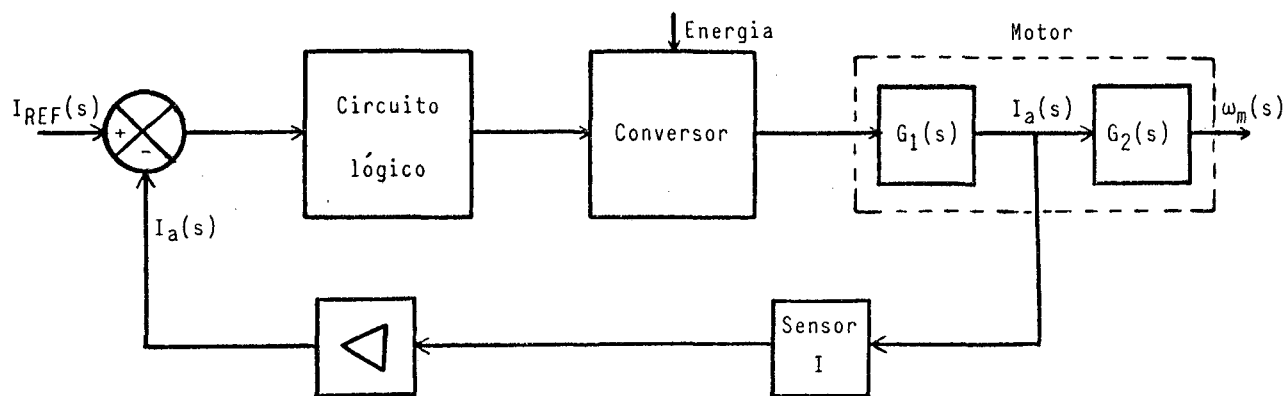


Figura 4.9 - Malha de controle de corrente.

Foi desenvolvido um programa com o objetivo de analisar o comportamento do conversor, com este tipo de modulação. Os resultados obtidos, comprovam e facilitam o entendimento do que foi exposto.

#### 4.2.3 - Análise da Resposta Dinâmica, por Simulação

Basicamente, o programa submete a carga RLE à uma tensão gerada pelo produto de uma onda retangular (com amplitude  $\pm 1$ ) por uma senóide retificada, conforme foi visto no Capítulo 3. (Veja Fluxograma no Apêndice III).

A corrente de carga é calculada por solução da equação de estado e passa por um filtro RC para obtenção do valor médio. A tensão no capacitor, portanto, é a imagem do valor médio da corrente de carga e é comparada com a corrente de refe

rência gerando um erro, através do qual ajusta-se a razão cíclica.

As condições de carga utilizadas na simulação estão na Figura 4.10.

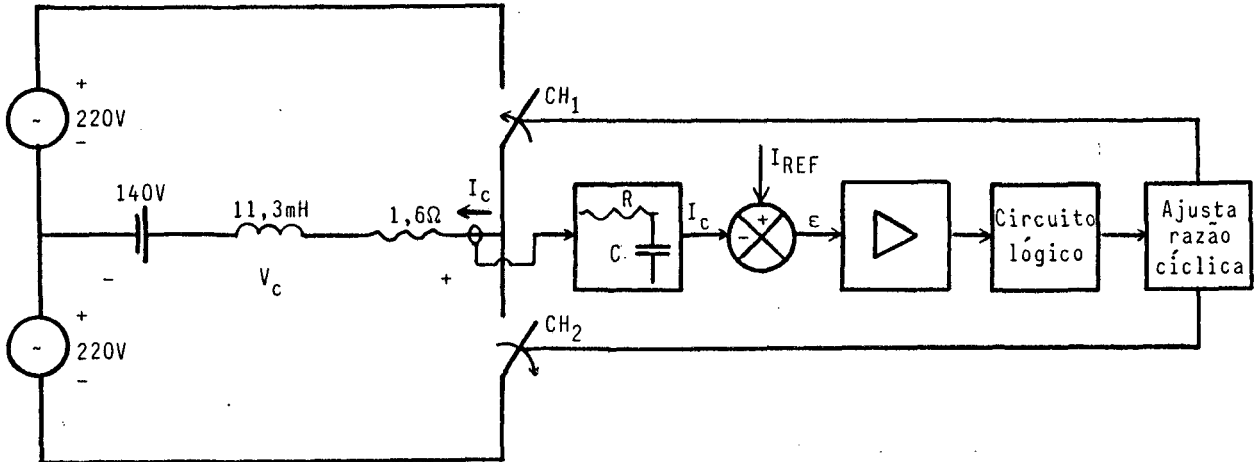


Figura 4.10 - Condições de simulação, com a lógica utilizada.

Os resultados estão nas Figuras 4.11 e 4.12.

Na Figura 4.11 a tem-se a forma de onda da corrente de carga, para um valor de referência estabelecido em 6A. Esta situação é de regime permanente. A Figura 4.11 b, mostra a tensão no capacitor de filtro, a qual é utilizada como informação da corrente média, sendo que 1V é igual a 1A. Como o regulador utilizado é do tipo proporcional, existe sempre um erro entre a referência e o sinal de corrente.

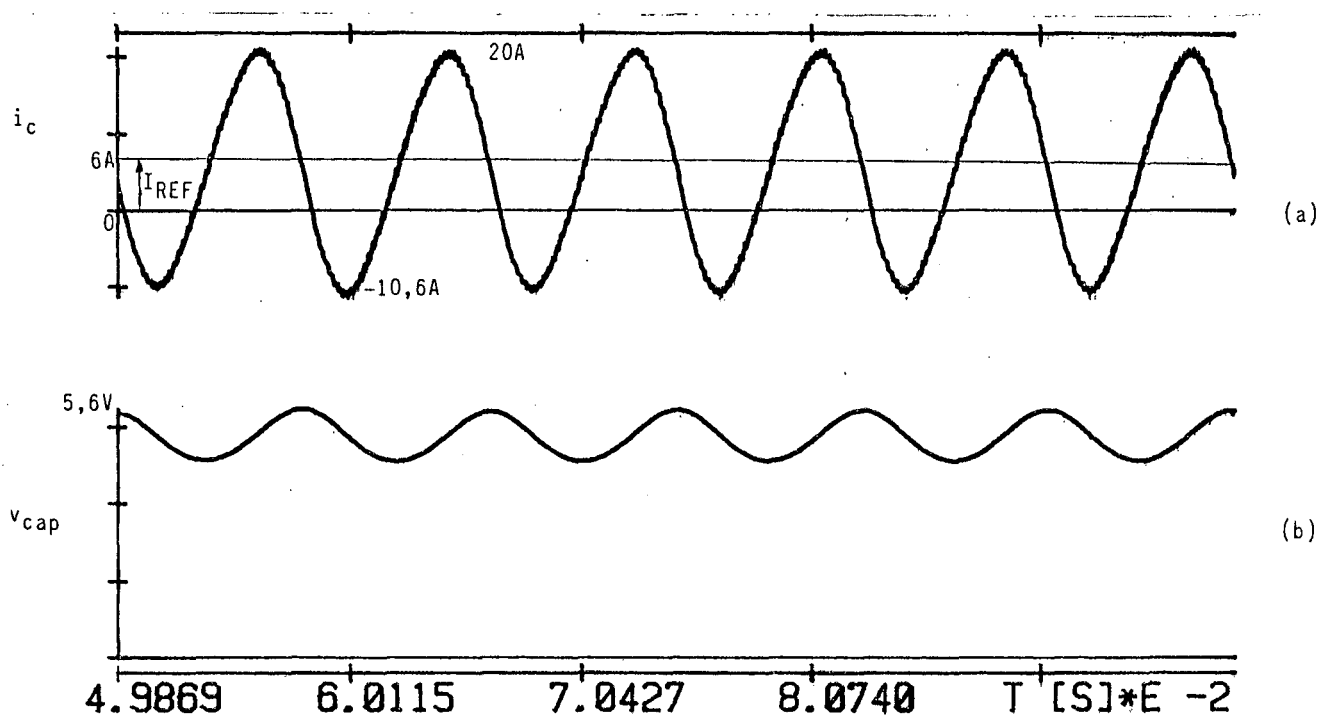


Figura 4.11 - Simulação nas condições da Figura 4.10.

(a) Corrente de Carga.

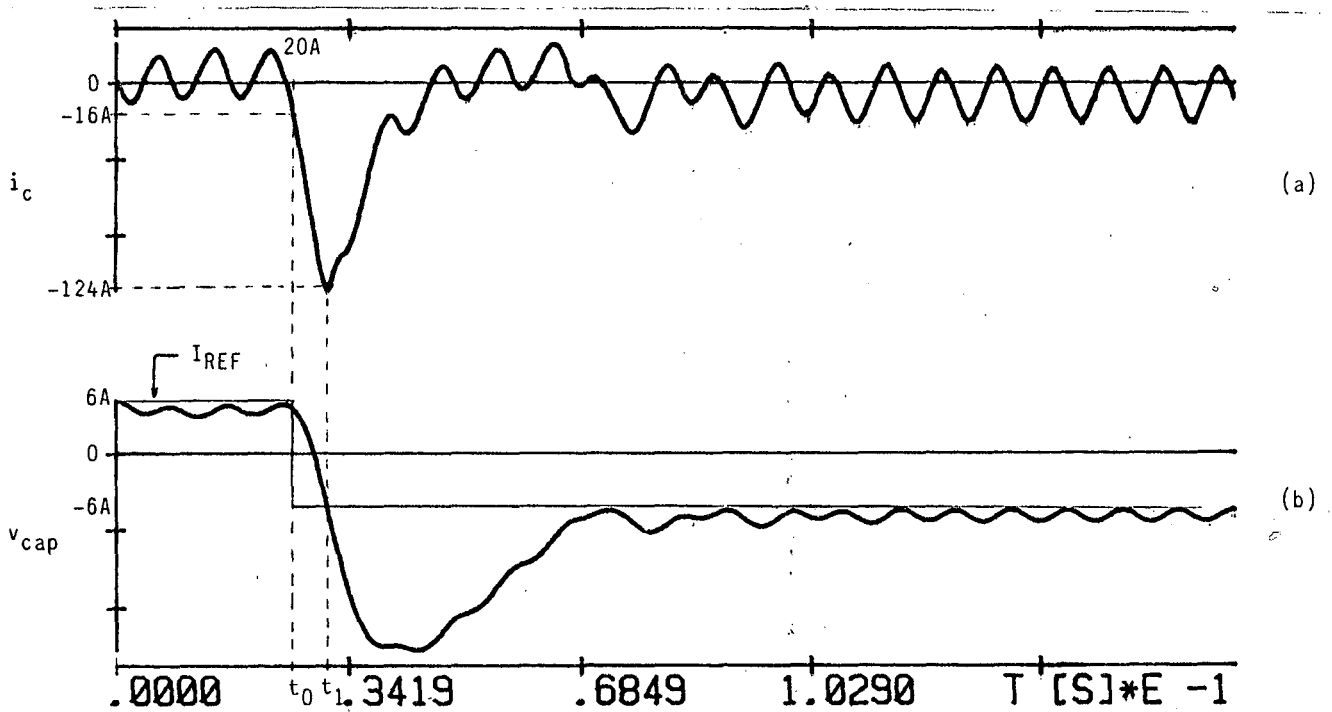
(b) Sinal do sensor de corrente média, amplificado.

Através destas informações conclue-se que a operação é estável, em regime permanente. No entanto, a dificuldade surge na mudança de quadrante.

A Figura 4.12 mostra a seguinte seqüência:

- A estrutura opera em regime permanente no primeiro quadrante ( $V_C (+)$ ,  $I_C (+)$ ), conforme a convenção mostrada na Figura 4.10.

- No instante  $t_0$ , a referência de corrente é mudada de 6A para -6A, estabelecendo operação no segundo quadrante ( $V_C (+)$ ,  $I_C (-)$ ).



4.12 - Mudança súbita de quadrante ( $1^{\circ} \rightarrow 2^{\circ}$ ), nas condições da Figura 4.10.

(a) Corrente na carga.

(b) Sinal do sensor de corrente média, amplificado

A observação destes resultados facilita o entendimento do que foi dito anteriormente à respeito da velocidade de resposta do sensor de valor médio. A Figura 4.12 a mostra que a corrente inverte quase que instantaneamente, o que não ocorre com a tensão no capacitor, como mostra a Figura 4.12 b. Nesta pode-se ver que, à partir do instante  $t_0$ , a referência afastou-se da tensão do capacitor que cai lentamente, gerando um sinal de erro que faz o circuito atuar no sentido de aumentar a corrente de carga. A reação, no sentido de trazer a corrente para o valor de regime, só ocorre quando a tensão no capacitor atinge o valor de referência. Neste instante, a corrente de carga já

atingiu valores altíssimos. À partir deste ponto, segue-se um período transitório, tendendo à estabilização.

Através de um cálculo simplificado, pode-se comprovar o valor máximo atingido pela corrente. Veja a Figura 4.13.

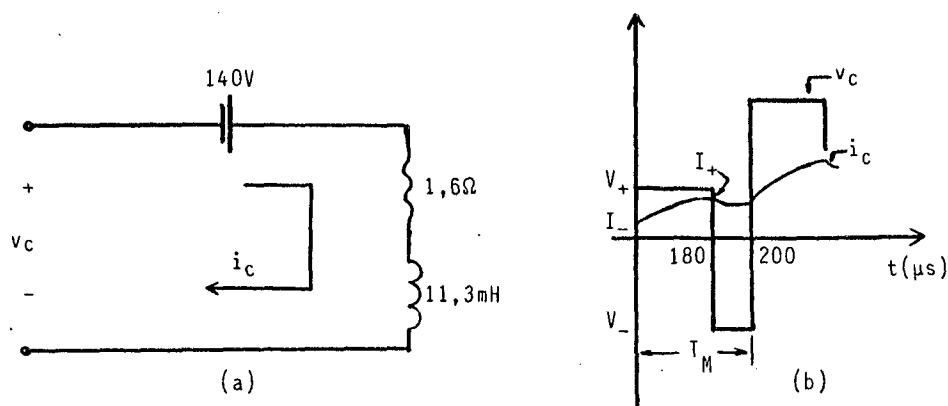


Figura 4.13 - Avaliação da Corrente Máxima obtida por Simulação.

(a) Circuito equivalente.

(b) Tensão e corrente na carga.

O cálculo é válido para o intervalo entre  $t_0$  e  $t_1$ , durante o qual o conversor e a fonte C.C. impõem a corrente, pois devido ao erro a razão cíclica é de 0,1, contribuindo para o crescimento da corrente no sentido indicado. A tensão  $v_c(t)$  será considerada como uma série de degraus, cujo valor máximo evolue senoidalmente conforme mostra a Figura 4.13 b.

Da Figura 4.12 a, obtém-se o valor de  $t_1$  e  $I_0$ , corrente inicial no instante  $t_0$ . São eles:

$$t_1 = 5,14 \text{ ms} \quad (\text{considerando } t_0 = 0),$$

$$I_0 = 16\text{A}.$$

Com o período de modulação de 200  $\mu\text{s}$ , o número de períodos a serem calculados é

$$N = \frac{5,14 \text{ ms}}{200 \mu\text{s}}, \quad N \cong 26.$$

As equações de tensão são dadas pelas expressões (4.3) e (4.4).

$$V_+ = 311 \text{ sen } 377[(N-1) T_M + 90 \times 10^{-6}] \quad (4.3)$$

$$V_- = -311 \text{ sen } 377[(N-1) T_M + 190 \times 10^{-6}] \quad (4.4)$$

A equação genérica da corrente é representada pela equação (4.5).

$$i_c(t) = I_0 e^{-\frac{R_c}{L_c} t} + (1 - e^{-\frac{R_c}{L_c} t}) \frac{(v_c(t) + E)}{R_c} \quad (4.5),$$

que particularizada fornece para o degrau positivo

$$I_+ = I_- e^{-141.180 \times 10^{-6}} + (1 - e^{-141.180 \times 10^{-6}}) \frac{(V_+ + 140)}{1,6}, \quad \text{ou}$$



$$I_+ = 0,975 I_- + 15,742 \times 10^{-3} V_+ + 2,22 \quad (4.6).$$

Para o degrau negativo, tem-se

$$I_- = I_+ e^{-141.20 \times 10^{-6}} + (1 - e^{-141.20 \times 10^{-6}}) \frac{(V_- + 140)}{1,6}, \text{ ou}$$

$$I_- = 0,997 I_+ + 1,769 \times 10^{-3} V_- + 0,25 \quad (4.7).$$

Com  $N = 1$ , entra-se na equação (4.3), obtendo-se o valor máximo do primeiro degrau,  $V_+ = 10,55V$ . Com este valor e com  $I_- = I_0 = 16A$ , entra-se na equação (4.6), obtendo-se o valor da corrente no final do primeiro degrau positivo,  $I_+ \cong 18A$ .

Calculando-se  $V_-$  para  $N = 1$ , entra-se na equação (4.7), tirando-se  $I_-$  para a próxima iteração.

Repetindo-se este processo até  $N = 26$ , obtém-se

$$I_{C_{\text{máx}}} = 115A.$$

Este valor é da ordem de grandeza do obtido na simulação, 124A.

Apesar deste resultado tornar evidente que não é possível operar o servomotor com este tipo de modulação, algumas simulações, foram feitas, à título de observação.

#### 4.3 - Resultados de Simulação do Conversor Alimentando o Servomotor C.C., com Modulação PWM

A simulação tendo como carga o servomotor (características no Apêndice I) difere da anterior apenas porque nesta a força contra-eletromotriz depende da velocidade da máquina. A situação é idêntica a da Figura 4.10 e os resultados podem ser vistos na Figura 4.14. (Fluxograma Apêndice IV).

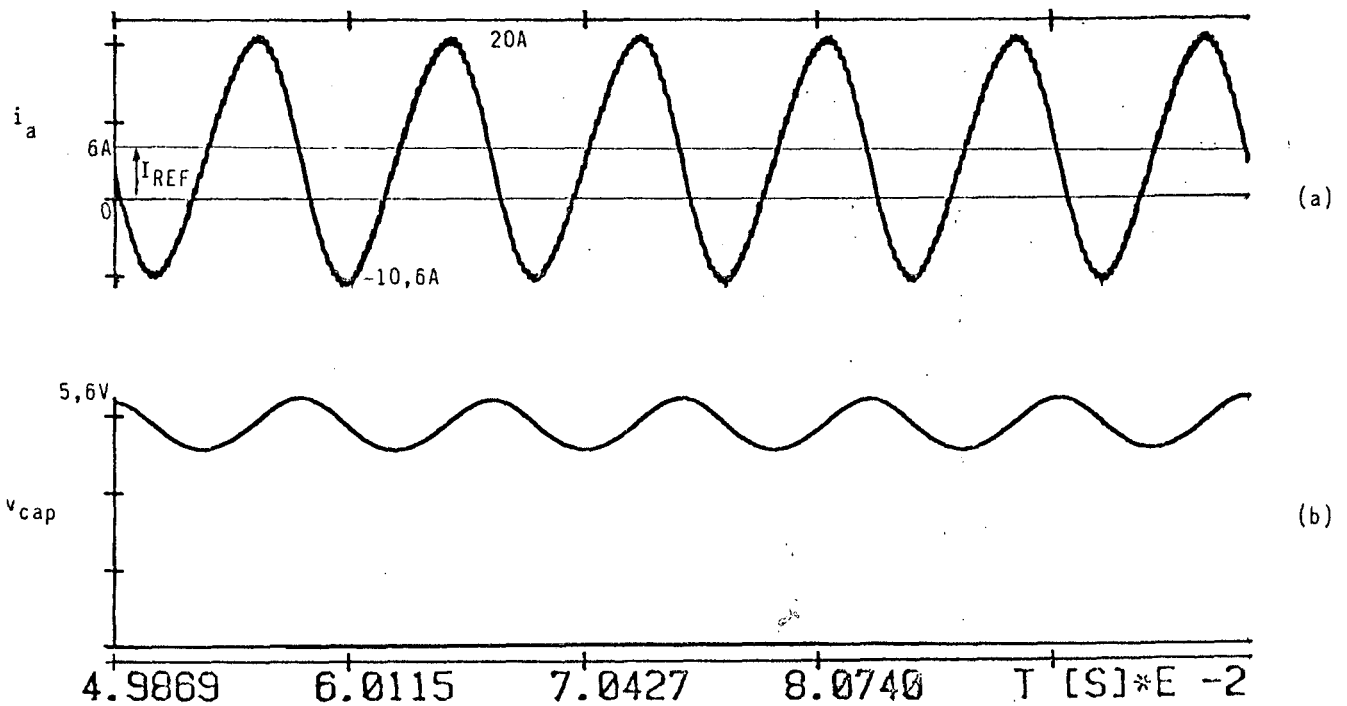


Figura 4.14 - Alimentação do servomotor.

(a) Corrente no motor.

(b) Sinal do sensor de corrente média, amplificado.

Nesta pode-se ver que, em regime permanente, os resultados são os mesmos obtidos com a carga RLE. Isto não é por acaso, pois os valores de  $R_c$  e  $L_c$  dados na Figura 4.10 são do ser-

vomotor, assim como o valor da fonte representa a força contraeletromotriz em condições nominais.

A Figura 4.15 mostra as principais grandezas associadas ao motor. Como se verifica, a corrente oscila muito entre valores positivos e negativos, produzindo ondulação no torque, visível na forma de onda da velocidade.

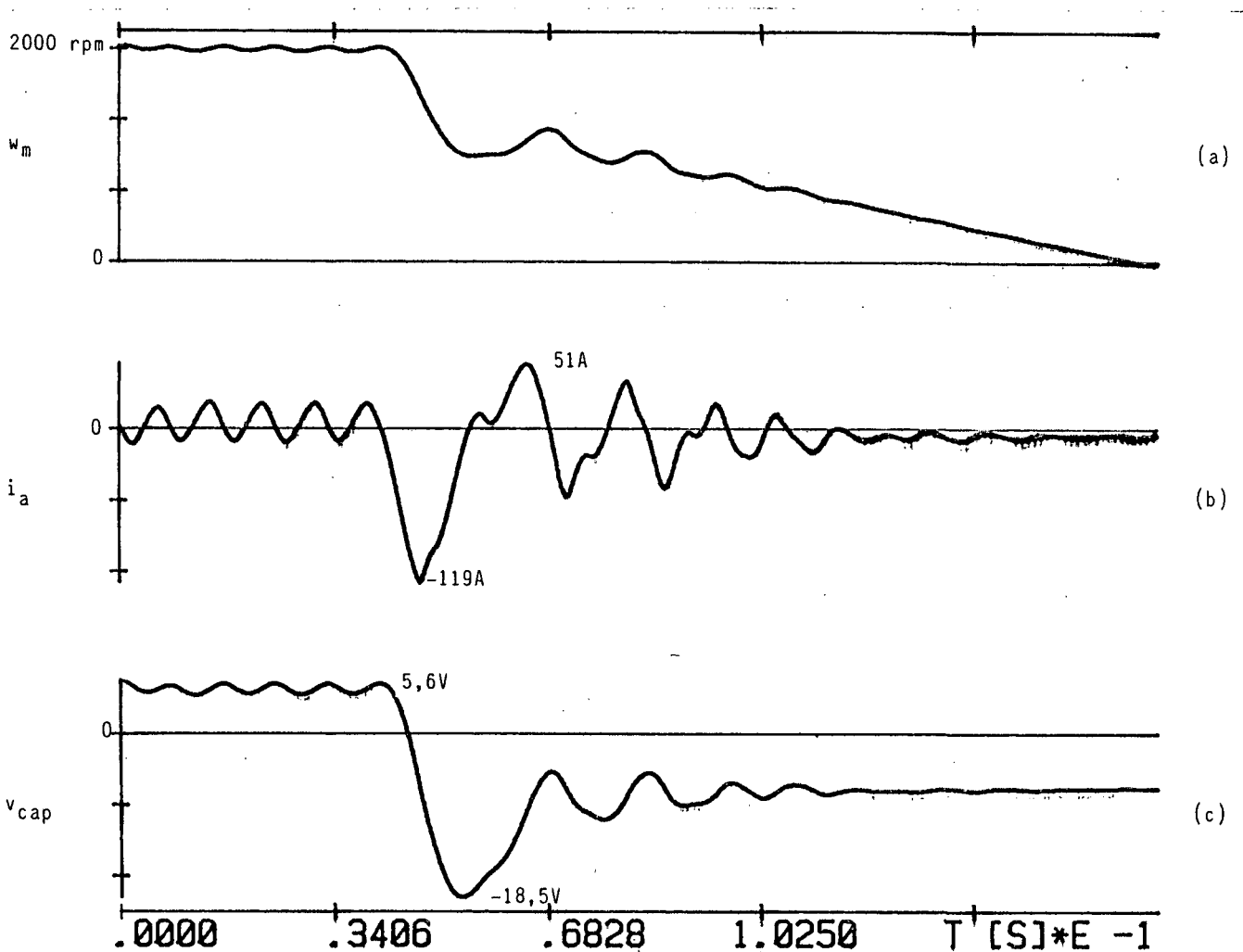


Figura 4.15 - Inversão no sentido de rotação.

(a) Velocidade.

(b) Corrente.

(c) Sinal do sensor de corrente média, amplificado.

Os resultados obtidos confirmam a dificuldade de se usar a modulação PWM no controle do conversor. O grande problema, na realidade, é o sensor de corrente. Este tipo de sistema necessita de respostas rápidas, tornando-se incompatível com um sensor de valor médio. Assim, partiu-se para um outro tipo de modulação: por valores extremos de corrente.

#### 4.4 - Modulação por Valores Extremos de Corrente

Neste tipo de modulação, monitora-se o valor instantâneo da corrente de carga, atuando-se nos transistores a fim de mantê-la entre um valor máximo e mínimo em relação a um valor de referência (veja Figura 4.16). Isto traz uma mudança na lógica de operação da estrutura, que agora realiza-se da seguinte maneira (veja Figura 4.17):

- A chave 1 conduz a corrente de carga que sobe imposta pela fonte  $V_1$ .

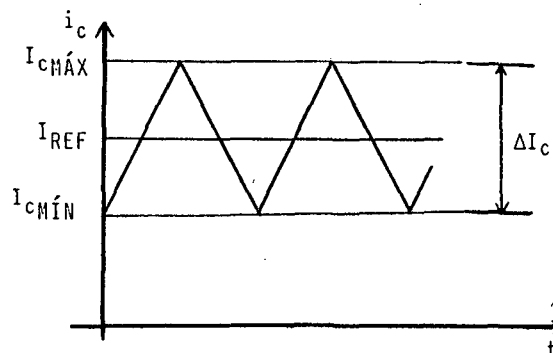


Figura 4.16 - Corrente de Carga com Modulação por Valores Extremos.

Ao atingir o valor máximo ( $I_{c\text{MÁX}}$ ), o circuito lógico comuta as chaves, forçando a corrente a cair.

- A chave 1 abre e a chave 2 fecha, conduzindo a corrente pela fonte  $V_2$ ,

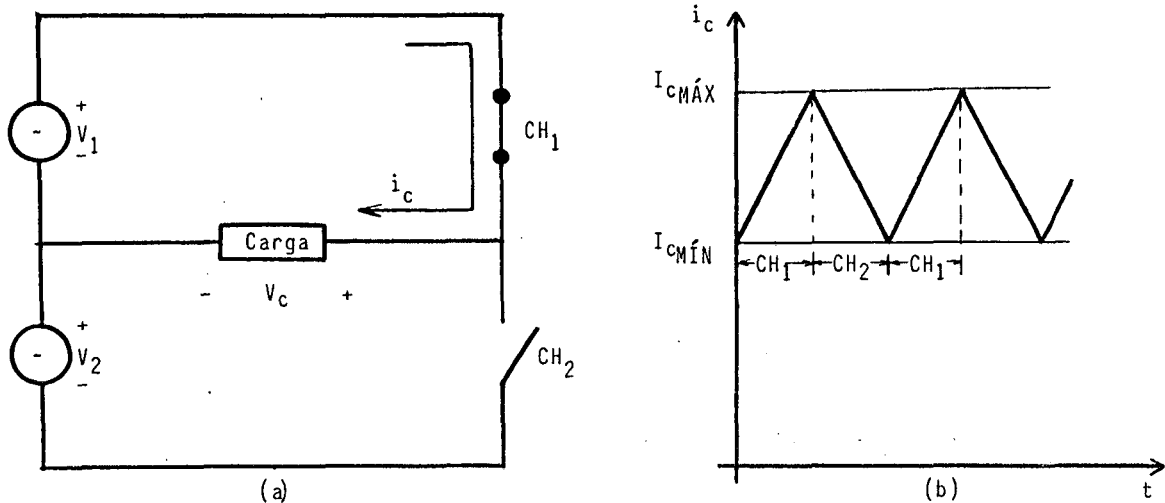


Figura 4.17 - Seqüência de Modulação.

(a) A estrutura.

(b) A corrente associada às chaves.

que tende a reduzi-la. Ao atingir o nível mínimo ( $I_{c\text{MÍN}}$ ), as chaves novamente são comutadas para que a corrente volte a subir.

Para esta estrutura é necessário que a lógica de chaveamento esteja condicionada à inversão da polaridade da tensão de alimentação, como indica a Figura 4.18.

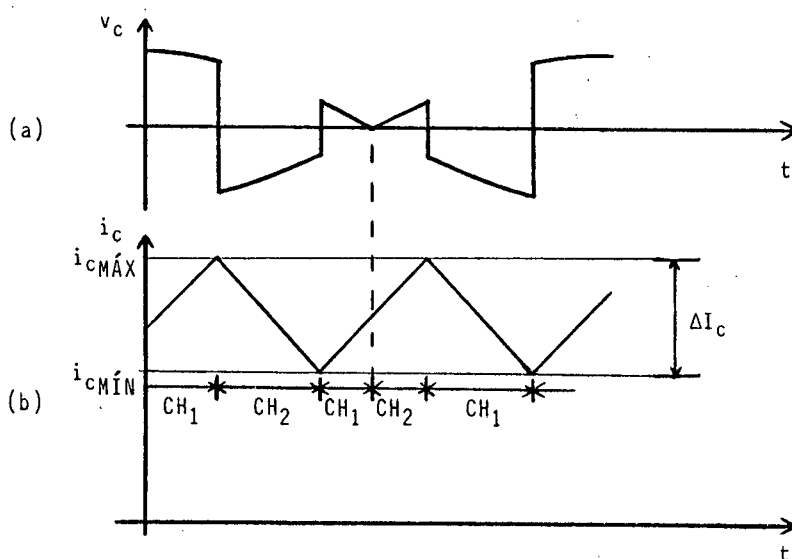


Figura 4.18 - Mudança na Lógica.

(a) Tensão na carga.

(b) Corrente na carga.

Observa-se que inicialmente a chave 1 conduz a corrente ascendente. Com a inversão da tensão das fontes, a chave 2 passa a impor a corrente.

A característica principal desta modulação é que a frequência de operação não é fixa, como era o caso anterior. Esta vinculada à tensão de alimentação, ao  $\Delta I_c$  especificado e a indutância de carga. É importante que se determine a expressão da frequência máxima de operação.

#### 4.4.1 - Expressão da Frequência Máxima de Operação

Considerar-se-á que as tensões de alimentação são constantes durante o intervalo de comutação (veja Figura 4.19).

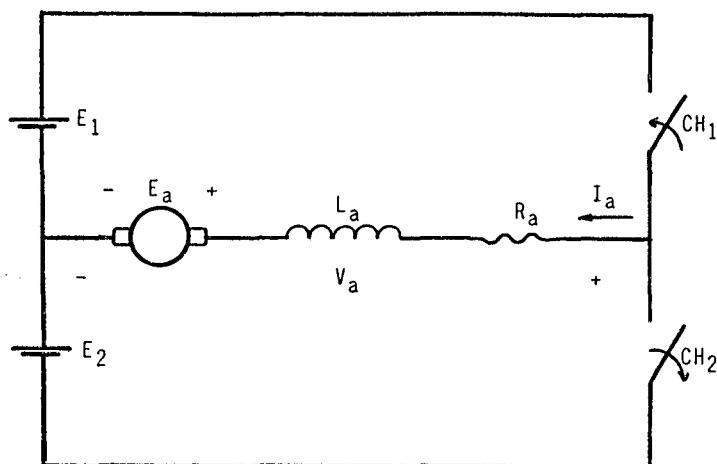


Figura 4.19 - Representação para o Cálculo da Freqüência Máxima.

Quando a chave 1 está fechada, a equação de tensão é dada pela expressão (4.8), de acordo com a Figura 4.20.

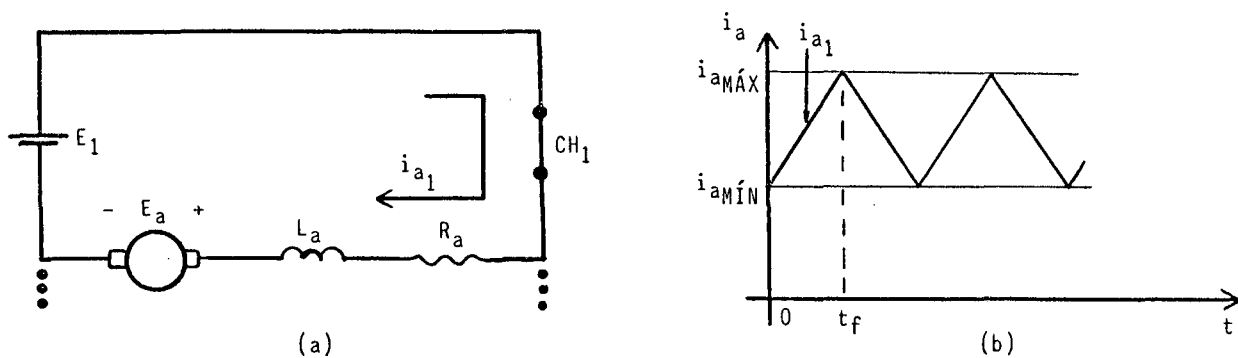


Figura 4.20 - (a) A Chave 1 conduz a Corrente de Carga.  
(b) Tempo de Condução ( $t_f$ ).

$$E_1 = R_a i_{a_1}(t) + L_a \frac{di_{a_1}(t)}{dt} + E_a \quad (4.8).$$

Resolvendo para a corrente, tem-se:

$$i_{a_1}(t) = I_{a_{M\acute{I}N}} e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{(E_1 - E_a)}{R_a} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (4.9)$$

Da mesma forma, quando a chave 2 está fechada, tem-se a equação (4.10) com base na Figura 4.21.

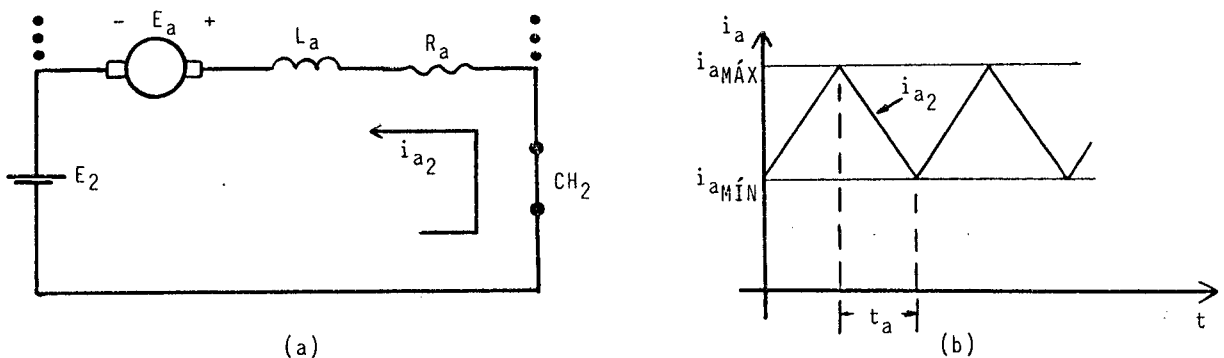


Figura 4.21 - (a) A Corrente regenera pela Fonte 2.

(b) Tempo de Condução da Chave 2 ( $t_a$ ).

$$E_2 = - (R_a i_{a_2}(t) + L_a \frac{d i_{a_2}(t)}{dt} + E_a) \quad (4.10)$$

Resolvendo para a corrente, tem-se:

$$i_{a_2}(t) = I_{a_{M\acute{A}X}} e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{(E_2 + E_a)}{R_a} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (4.11)$$

Pela expressão (4.9), quando  $t = t_f$ ,  $I_{a_1} = I_{a_{M\acute{A}X}}$ .



$$I_{a\text{MÁX}} = I_{a\text{MÍN}} e^{-\frac{t_f}{\tau}} + \frac{(E_1 - E_a)}{R_a} (1 - e^{-\frac{t_f}{\tau}}) \quad (4.12)$$

Na expressão (4.11), fazendo  $t = t_a$ , tem-se  $i_{a_2} = I_{a\text{MÍN}}$ .

$$I_{a\text{MÍN}} = I_{a\text{MÁX}} e^{-\frac{t_a}{\tau}} - \frac{(E_2 - E_a)}{R_a} (1 - e^{-\frac{t_a}{\tau}}) \quad (4.13)$$

Substituindo (4.13) em (4.12), tem-se que

$$I_{a\text{MÁX}} = \left[ I_{a\text{MÍN}} e^{-\frac{t_a}{\tau}} - \frac{(E_2 + E_a)}{R_a} (1 - e^{-\frac{t_a}{\tau}}) \right] e^{-\frac{t_f}{\tau}} + \frac{(E_1 - E_a)}{R_a} (1 - e^{-\frac{t_f}{\tau}}).$$

No entanto,  $E_1 = E_2 = E$  e  $t_f + t_a = T_M$ , período de modulação, logo:

$$I_{a\text{MÁX}} = I_{a\text{MÁX}} e^{-\frac{T_M}{\tau}} - \frac{(E + E_a)}{R_a} (e^{-\frac{t_f}{\tau}} - e^{-\frac{T_M}{\tau}}) + \frac{(E - E_a)}{R_a} (1 - e^{-\frac{t_f}{\tau}}).$$

Efetando os produtos e cancelando os termos

$$I_{a_{M\acute{A}X}} = \frac{(e^{-\frac{T_M}{\tau}} - 2 e^{-\frac{t_f}{\tau}} + 1)}{(1 - e^{-\frac{T_M}{\tau}})} \frac{E}{R_a} - \frac{E_a}{R_a} \quad (4.14)$$

Substituindo (4.14) em (4.13), tem-se a expressão (4.15),

$$I_{a_{M\acute{I}N}} = \left[ \frac{(e^{-\frac{T_M}{\tau}} - 2 e^{-\frac{t_f}{\tau}} + 1)}{(1 - e^{-\frac{T_M}{\tau}})} \frac{E}{R_a} - \frac{E_a}{R_a} \right] e^{-\frac{t_a}{\tau}} - \frac{(E + E_a)}{R_a} (1 - e^{-\frac{t_a}{\tau}}) \quad (4.15)$$

A ondulação é dada por:  $\Delta I_a = I_{a_{M\acute{A}X}} - I_{a_{M\acute{I}N}}$ . Assim, subtraindo-se de (4.12) a expressão (4.13),

$$\Delta I_a = \left[ \frac{(e^{-\frac{T_M}{\tau}} - 2 e^{-\frac{t_f}{\tau}} + 1)}{(1 - e^{-\frac{T_M}{\tau}})} \right] (1 - e^{-\frac{t_a}{\tau}}) \frac{E}{R_a} .$$

Porém, tem-se que  $t_f = R T_M$  e  $t_a = (1 - R) T_M$ ,

$$\Delta I_a = \left[ \frac{(e^{-\frac{T_M}{\tau}} - 2 e^{-\frac{RT_M}{\tau}} + 1)}{(1 - e^{-\frac{T_M}{\tau}})} + 1 \right] (1 - e^{-\frac{(1-R) T_M}{\tau}}) \frac{E}{R_a} \quad (4.16)$$

Pode-se fazer a seguinte aproximação na expressão (4.16)

$$e^{-\frac{t_M}{\tau}} = 1 - \frac{T_M}{\tau}, \quad \text{obtendo-se}$$

$$\Delta I_a = 2 R \frac{(1 - R)}{\tau} T_M \frac{E}{R_a} \quad (4.17).$$

Com isto, a frequência é dada por

$$f = \frac{2 R (1 - R)}{\Delta I_a \tau} \frac{E}{R_a} \quad (4.18), \quad \text{e a frequência máxima}$$

$$\frac{df}{dR} = \frac{(2 - 4R)}{\Delta I_a} \frac{E}{\tau R_a}, \quad \text{obtendo-se } R = 0,5.$$

Assim, substituindo  $R = 0,5$  e  $\tau = \frac{L_a}{R_a}$  na expressão

(4.18), tem-se a expressão da frequência máxima, (4.19).

$$f_{\text{MÁX}} = \frac{E}{2\Delta I_a L_a} \quad (4.19)$$

Seja, por exemplo,  $E = 311\text{V}$ ,  $\Delta I_a = 1\text{A}$  e  $L_a = 11,3 \text{ mH}$

$$f_{\text{MÁX}} = \frac{311}{2 \cdot 1 \cdot 11,3 \times 10^{-3}}, \quad f_{\text{MÁX}} \cong 14 \text{ KH}_z.$$

Como pode ser visto, a frequência é bastante alta, sugerindo que em certos casos torna-se necessário o uso de indutores externos para reduzi-la.

#### 4.4.2 - Circuito Modulador Desenvolvido

Os circuitos utilizados com esta função são bastante conhecidos, tendo como elemento principal um comparador com histerese cujo valor central é deslocável sendo, no caso, a corrente de referência. Para esta estrutura é necessário uma lógica adicional, como pode se ver na Figura 4.18.

O diagrama de blocos do circuito desenvolvido é dado na figura 4.22 e o esquema completo, na figura 4.23. Tem-se basicamente quatro blocos, cujas funções são:

- Bloco 1: é formado pela amplificador operacional 1,  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ . É um comparador com pequena histerese centrado na origem, cuja função é gerar um sinal retangular sincronizado com a rede. É o mesmo utilizado no circuito inversor da razão cíclica.

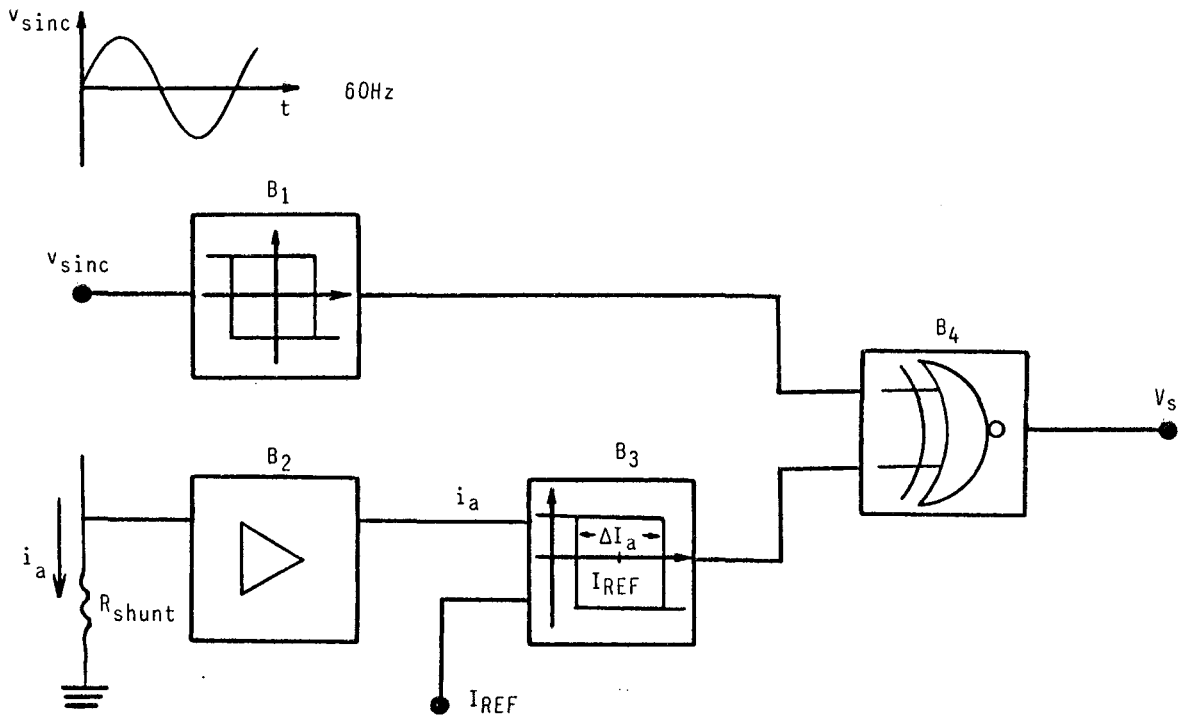


Figura 4.22 - Diagrama de Blocos do Circuito de Modulação por Valores Extremos de Corrente.

- Bloco 2: formado por dois amplificadores operacionais, 2 e 3,  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ . É um amplificador com filtro que recebe o sinal da corrente de carga vindo de um resistor shunt. Optou-se pelo uso de dois amplificadores em virtude do alto ganho necessário ( $\sim 500$ ), sendo que o 301 mostrou-se mais eficiente na amplificação de pequenos sinais, embora necessite ser compensado em frequência pelo capacitor de 27 pF.

- Bloco 3: é um comparador com histerese, tendo como ponto central a corrente de referência. É formado pelo amplificador operacional 4,  $R_{12}$  e  $R_{13}$ . A Figura 4.24 mostra a atua

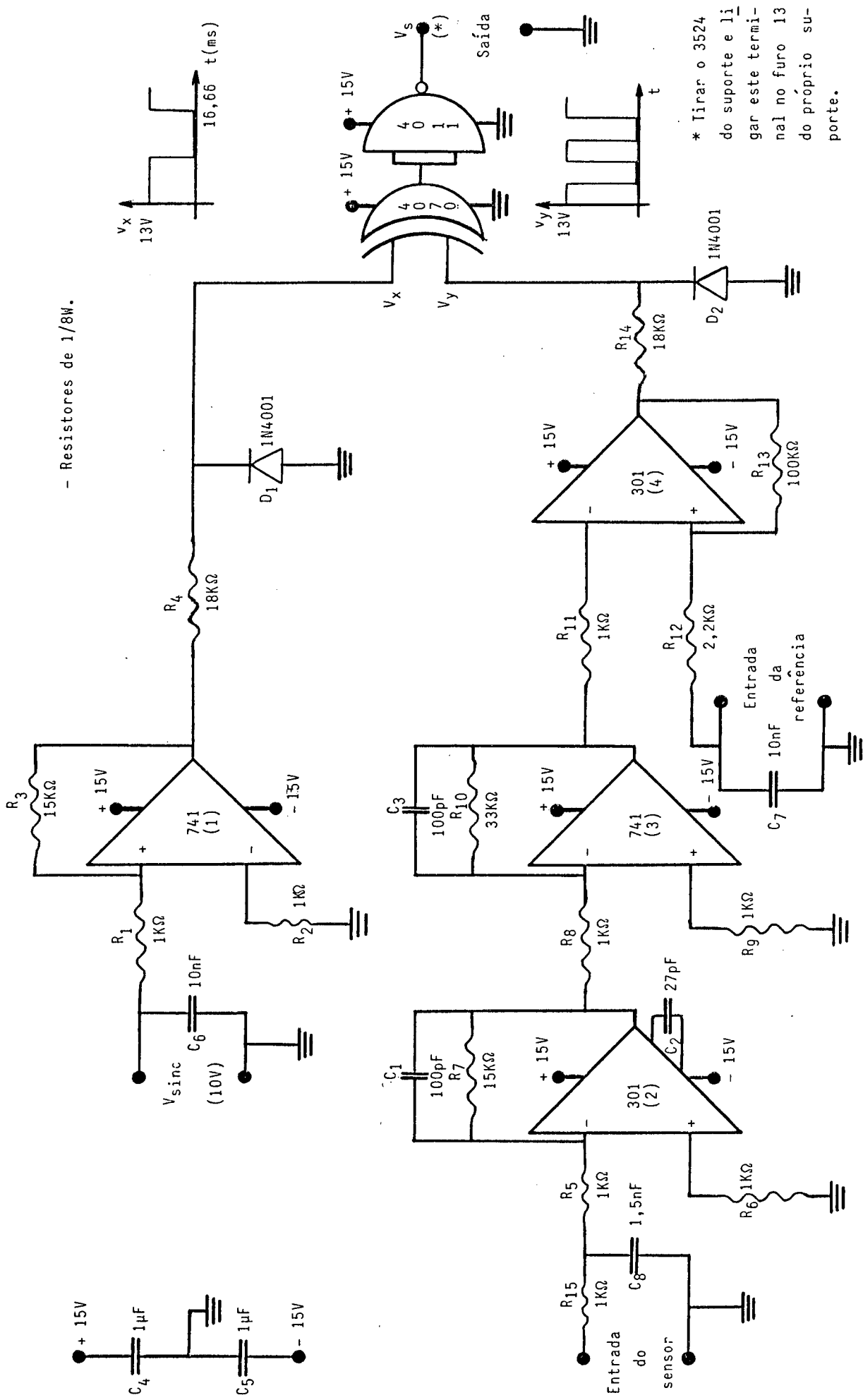


Figura 4.23 - Circuito de modulação por valores extremos de corrente.

ção deste bloco. O comparador leva a saída a zero quando o sinal de entrada ( $I_a$ ) passa por  $I_{aMÁX}$  e vai para a saturação positiva quando a corrente cai a um valor mínimo,  $I_{aMÍN}$ . O deslocamento da referência, desloca o laço de histerese mudando a corrente média na carga.

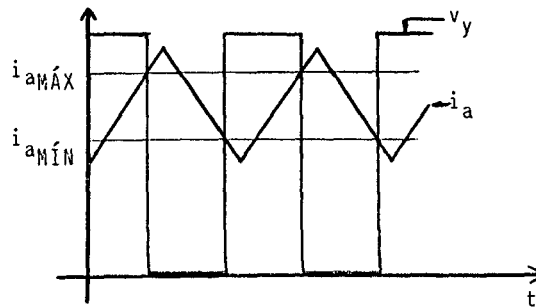


Figura 4.24 - Funcionamento do Comparador com Histerese.

- Bloco 4: é uma porta não-ou-exclusiva, formada por uma porta nand e uma ou-exclusivo. A função é inverter o sinal de saída do comparador, de acordo com a tabela apresentada na Figura 4.25. Observa-se que se  $V_x$  é zero, o sinal  $V_y$  é invertido.

$V_x$	$V_y$	$V_s$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Figura 4.25 - Tabela Lógica para o Bloco 4.

Para que este circuito opere corretamente é necessário observar as fases da tensão de sincronismo e da tensão de alimentação. Caso a ligação não esteja correta, o circuito age como um retificador de onda completa, sem que a corrente entre no laço de histerese. Basta inverter a ligação da tensão de sincronismo, para que este atue normalmente.

Como em qualquer montagem, é necessário todo empenho em eliminar a possibilidade de ruídos, sendo esta a finalidade de  $R_{15}$ ,  $C_1$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$  e  $C_8$ . Sanado este problema, o circuito mostrou-se muito eficiente, com excelente desempenho.

A Figura 4.26 mostra os resultados de um teste, alimentando carga passiva ( $R_C = 22 \Omega$ ,  $L_C = 7,96 \text{ mH}$ ). A ondulação de corrente é bastante elevada para fins práticos, no entanto é própria para análise de funcionamento. Pela Figura 4.26, pode-se

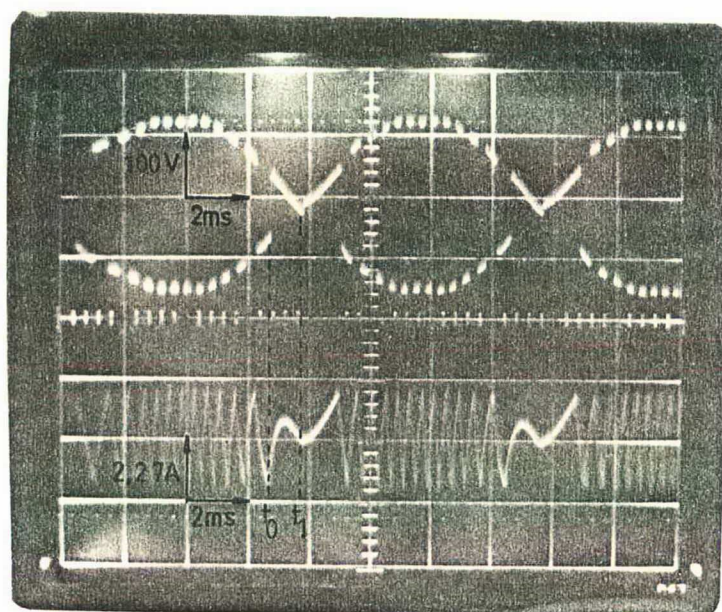


Figura 4.26 - Teste com Modulação por Valores Extremos de Corrente, com Carga Passiva.



ver que a lógica adotada funciona conforme o previsto. No intervalo  $(t_0, t_1)$  o transistor 1 é chaveado para que a corrente suba no sentido positivo adotado até agora. Como a tensão de entrada está se anulando, a corrente começa a cair. Em  $t_1$  as tensões invertem e o transistor 2 é chaveado para impor a corrente, que volta a subir.

Uma reflexão sobre este resultado leva a conclusão que se a carga fosse ativa, esta forçaria a circulação de corrente para a rede, simplesmente porque a partir do instante em que a tensão da rede for menor do que a da carga, não há como impor a corrente. Isto de fato ocorre, mas não representa problema, como será visto.

#### 4.5 - Alimentação de Carga RLE com Modulação por Valores Extremos de Corrente

A grande diferença entre este tipo de modulação e a que se estava usando anteriormente, é o sensor. Naquela monitorava-se o valor médio, o que acarretava os problemas abordados. Nesta, monitora-se o valor instantâneo, o que é perfeitamente compatível com a exigência de rapidez de resposta, necessária à operação da estrutura.

Pode-se dizer, portanto, que das três dificuldades mencionadas, uma foi eliminada. As duas restantes motivaram um estudo mais aprofundado da alimentação de carga ativa.

#### 4.5.1 - Análise e Simulações, em Regime Permanente.

Os resultados obtidos na alimentação de carga passiva sugerem que a corrente de carga terá uma ondulação acentuada no sentido da fonte C.C. para a rede, na passagem desta por zero. A Figura 4.27 ilustra esta idéia. Entre  $t_1$  e  $t_2$ , vê-se

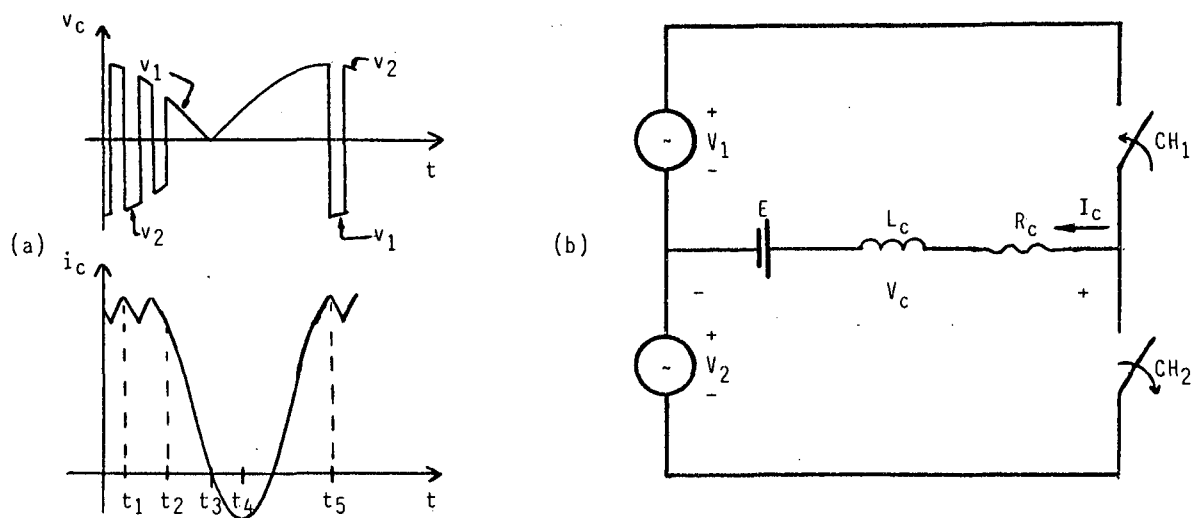


Figura 4.27 - Alimentação de Carga Ativa com Modulação por Valores Extremos de Corrente.

(a) Tensão e Corrente na Carga.

(b) A Estrutura com os Sentidos de Tensão e Corrente Convencionados.

que o conversor consegue manter a corrente dentro dos limites estabelecidos.

No intervalo  $t_2, t_3$ , a chave 1 está fechada, mas a corrente cai, imposta pela fonte  $E$ .

Em  $t_4$ , esta atinge um máximo negativo circulando pela chave 2.

Em  $t_5$ , a fonte 2 consegue colocar a corrente novamente nos limites estabelecidos.

Para uma avaliação mais rigorosa desta situação, foi desenvolvido um programa que simula a carga RLE submetida ao conversor, com a modulação adotada. (Fluxograma Apêndice V).

Os resultados de uma seqüência de simulações, nas condições mostradas na Figura 4.28, podem ser vistos na Figura

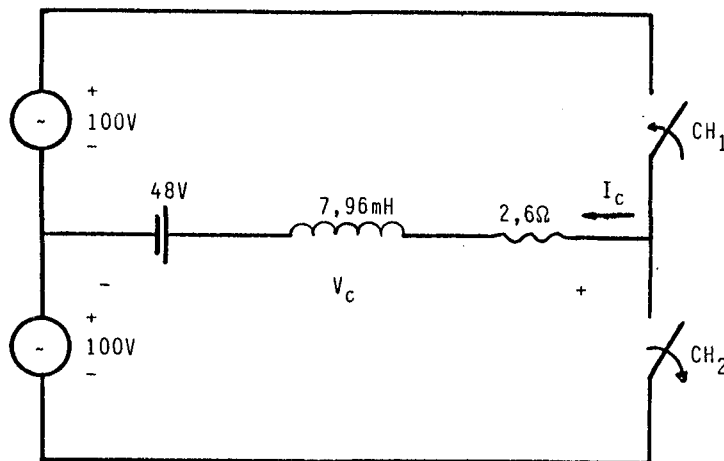
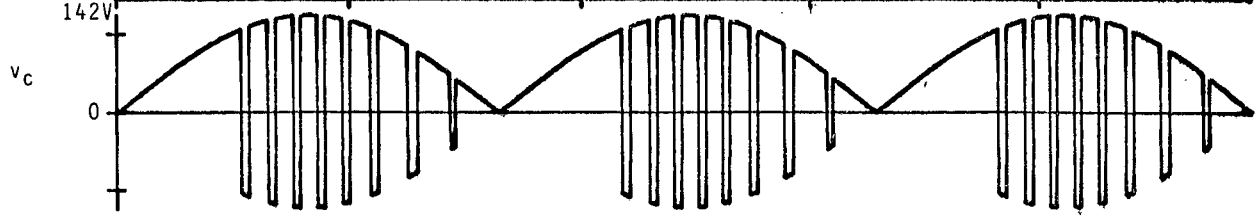
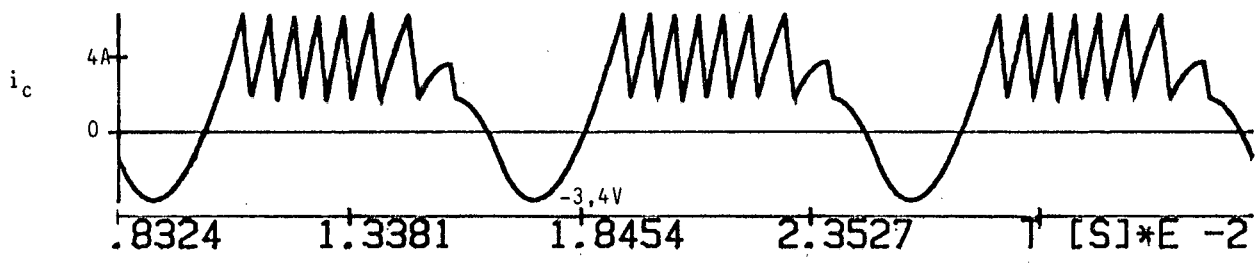


Figura 4.28 - Valores adotados para simulação.

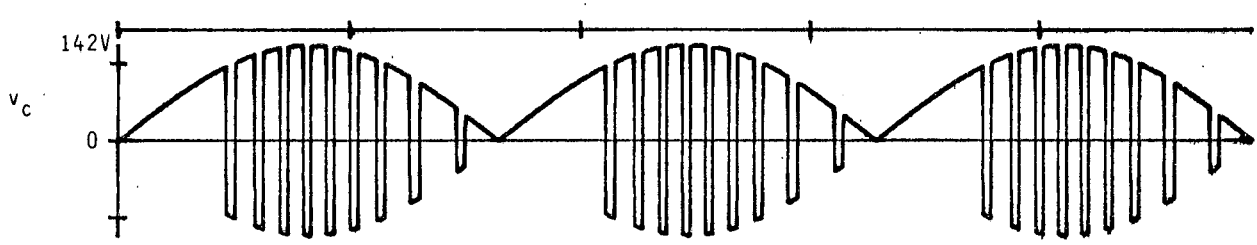
4.29. Esta ilustra três situações de operação, nas quais procurou-se evidenciar o comportamento da estrutura operando em dois quadrantes. Pode-se verificar que realmente existe uma ondulação na corrente, como havia sido previsto.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.29 - Operação em dois quadrantes, com modulação por valores extremos de corrente.

- (a) Operação no primeiro quadrante;
- (b) Corrente de referência nula;
- (c) Operação no segundo quadrante.

#### 4.5.2 - Expressão para Avaliação da Ondulação da Corrente

O objetivo é obter uma expressão com a qual possa ser avaliado o valor máximo que a corrente atinge, imposta pela fonte C.C., em regime permanente.

Para tanto, algumas simplificações foram feitas: a resistência de carga é desconsiderada e considerar-se-á a carga submetida a uma senóide retificada, durante o intervalo de cálculo, conforme Figura 4.30.

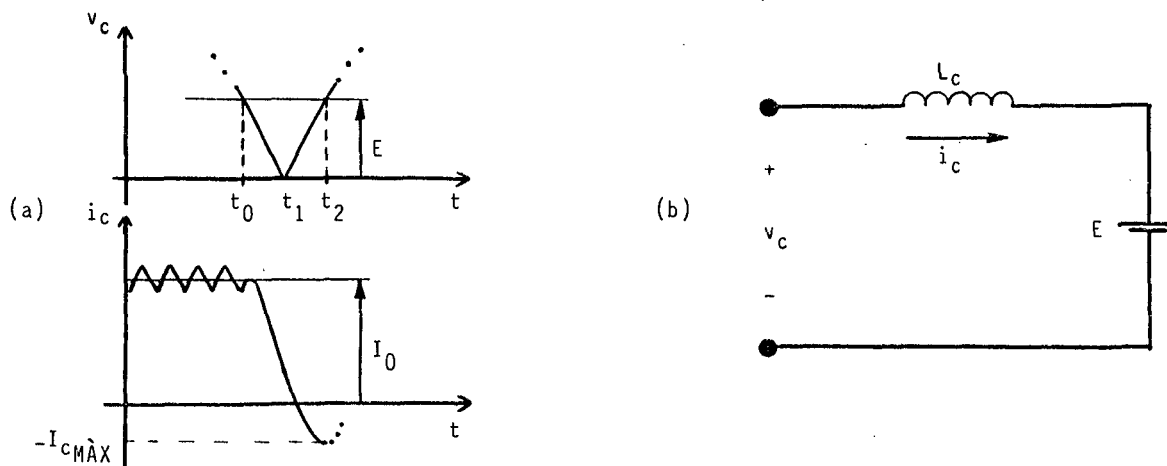


Figura 4.30 - (a) Intervalo Considerado para Cálculo da Corrente Máxima ( $I_{cMÁX}$ ).

(b) Circuito Equivalente.

Com base no circuito equivalente, pode-se escrever:

$$V_c(t) = L_c \frac{d i_c(t)}{dt} + E, \text{ ou}$$

$$i_c(t_1) = \frac{1}{L_c} \int_{t_0}^{t_1} (V_p \text{ sen } \omega_t - E) dt + I_0, \text{ que}$$

resolvendo resulta em

$$i_c(t_1) = \frac{1}{L_c} \left[ \frac{V_p}{\omega} \left( -\frac{\cos \omega t_1}{t_0} - E (t_1 - t_0) \right) \right] + I_0 \quad (4.20).$$

Substituindo  $t_1$  por 8,33 ms, tem-se:

$$i_c(8,33 \text{ ms}) = \frac{1}{L_c} \left[ \frac{V_p}{\omega} (1 + \cos \omega t_0) - E (8,33 \times 10^{-3} - t_0) \right] + I_0 \quad (4.21).$$

Para o cálculo de  $i_c(t_2)$ , basta substituir  $t_0$  por  $t_1$  e  $t_1$  por  $t_2$ , na expressão (4.20).

$$i_c(t_2) = \frac{1}{L_c} \left[ \frac{V_p}{\omega} (-\cos \omega t_1) \frac{t_2}{t_1} - E (t_2 - t_1) \right] + i_c(8,33 \text{ ms}).$$

Neste caso deve-se substituir  $t_1$  por zero, pois deve-se ter em mente que a tensão é uma senóide retificada e o cálculo está sendo feito em dois intervalos ( $t_0 \rightarrow 8,33 \text{ ms}$  e  $0 \rightarrow t_2$ ).

$$i_c(t_2) = \frac{1}{L_c} \left[ \frac{V_p}{\omega} (1 - \cos \omega t_2) - E t_2 \right] + i_c(8,33 \text{ ms}) \quad (4.22).$$

Adicionando-se (4.22) e (4.21), tem-se

$$i_c(t_2) = \frac{V_P}{\omega L_C} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t_2 + 2) + \frac{E}{L_C}$$

$$(t_0 - t_2 - 8,33 \times 10^{-3}) + I_0 \quad (4.23)$$

Na expressão (4.23), fazendo-se as seguintes substituições:

$$t_0 = 8,33 \times 10^{-3} - \frac{1}{\omega} \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{E}{V_P} \right);$$

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{E}{V_P} \right);$$

$$\cos \omega t_2 = \cos \left[ \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{E}{V_P} \right) \right];$$

$$\cos \omega t_0 = - \cos \left[ \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{E}{V_P} \right) \right],$$

obtém-se a expressão de  $I_{C_{M\acute{A}X}}$ :

$$I_{C_{M\acute{A}X}} = 2 \left\{ \frac{V_P}{\omega L_C} \left[ 1 - \cos \left( \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{E}{V_P} \right) \right) \right] \right.$$

$$\left. - \frac{E}{\omega L_C} \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{E}{V_P} \right) \right\} + I_0 \quad (4.24)$$

No entanto, esta admite ainda alguma simplificação. Colocando-a de outra forma, tem-se

$$I_{C_{M\acute{A}X}} - I_0 = \Delta I = \frac{2V_P}{\omega L_C} \left[ 1 - \cos (\text{sen}^{-1} (E/V_P)) \right] -$$

$$\frac{-2E}{\omega L_C} \text{sen}^{-1} (E/V_P), \text{ ou}$$

$$\Delta I \frac{\omega L_C}{E} = \frac{2 V_P}{E} \left[ 1 - \cos (\text{sen}^{-1} (E/V_P)) \right]$$

$$- 2 \text{sen}^{-1} (E/V_P) \quad (4.25)$$

A expressão (4.25) está em por unidade (pu). Fazendo-se  $E/V_P = K$ , pode-se obter a curva mostrada na Figura 4.31 .

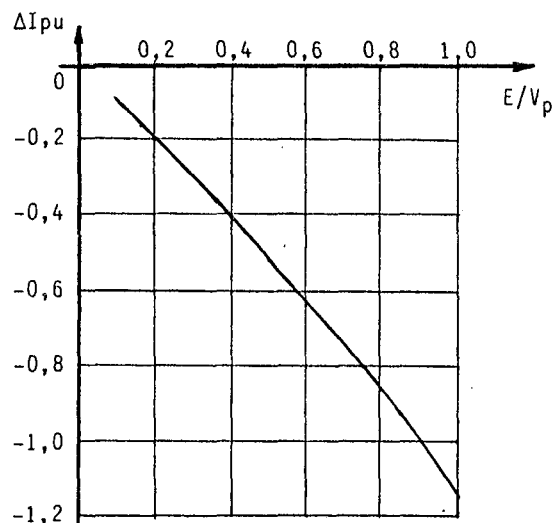


Figura 4.31 - Gráfico para Cálculo da Corrente Máxima.



Nesta observa-se que a relação é praticamente linear até que a relação  $E/V_p$  atinja 0,8. Na prática este valor deve ficar em torno de 0,5. Assumindo que exista uma relação linear na região de trabalho, pode-se fazer a seguinte aproximação:

$$\Delta I_{pu} \approx \frac{-E}{V_p}, \quad \text{portanto}$$

$$\Delta I = \frac{-1}{L_c} \frac{E^2}{\omega V_p} \quad (4.26).$$

Escrevendo de outra forma

$$I_{c_{M\acute{A}X}} = I_0 - \frac{1}{L_c} \frac{E^2}{\omega V_p} \quad (4.27).$$

Com esta expressão pode-se avaliar o valor máximo que a corrente atingirá, em regime permanente, na situação mostrada na Figura 4.30.

Utilizando os dados da Figura 4.28 e os resultados da Figura 4.29 a, pode-se testar a expressão (4.27).

$$E = 48V \quad I_0 \approx 2,1A \text{ (pior caso).}$$

$$V_p = \sqrt{2} \cdot 100V$$

$$\omega = 377 \text{ rad/s.}$$

$$I_{c_{M\acute{A}X}} = 2,1 - \frac{1}{7,9 \times 10^{-3}} \frac{48^2}{377 \cdot 2.100} \quad I_{c_{M\acute{A}X}} = -3,3A.$$

Este resultado confirma a validade da expressão.

A equação (4.26) é bastante importante, pois permite o cálculo de um indutor externo para limitar o valor de  $\Delta I$ .

Com a estrutura operando em condições nominais, um indutor externo provavelmente será necessário, por dois motivos: para limitar a frequência de chaveamento e reduzir o valor máximo da corrente ( $I_{\text{MÁX}}$ ), fazendo com que o valor médio da corrente de carga suba, permitindo que se trabalhe com uma corrente de referência menor. As desvantagens são aumento de volume e atraso na resposta dinâmica.

#### 4.5.3 - Resultados de Ensaio em Regime Permanente

Foram realizados alguns testes com carga RLE, de maneira a obter operação em dois quadrantes. As condições são as mesmas utilizadas nas simulações apresentadas na Figura 4.29, dadas na Figura 4.28.

Na Figura 4.32, tem-se tensão e corrente em operação no primeiro quadrante, ou seja, o conversor impõe corrente às baterias.

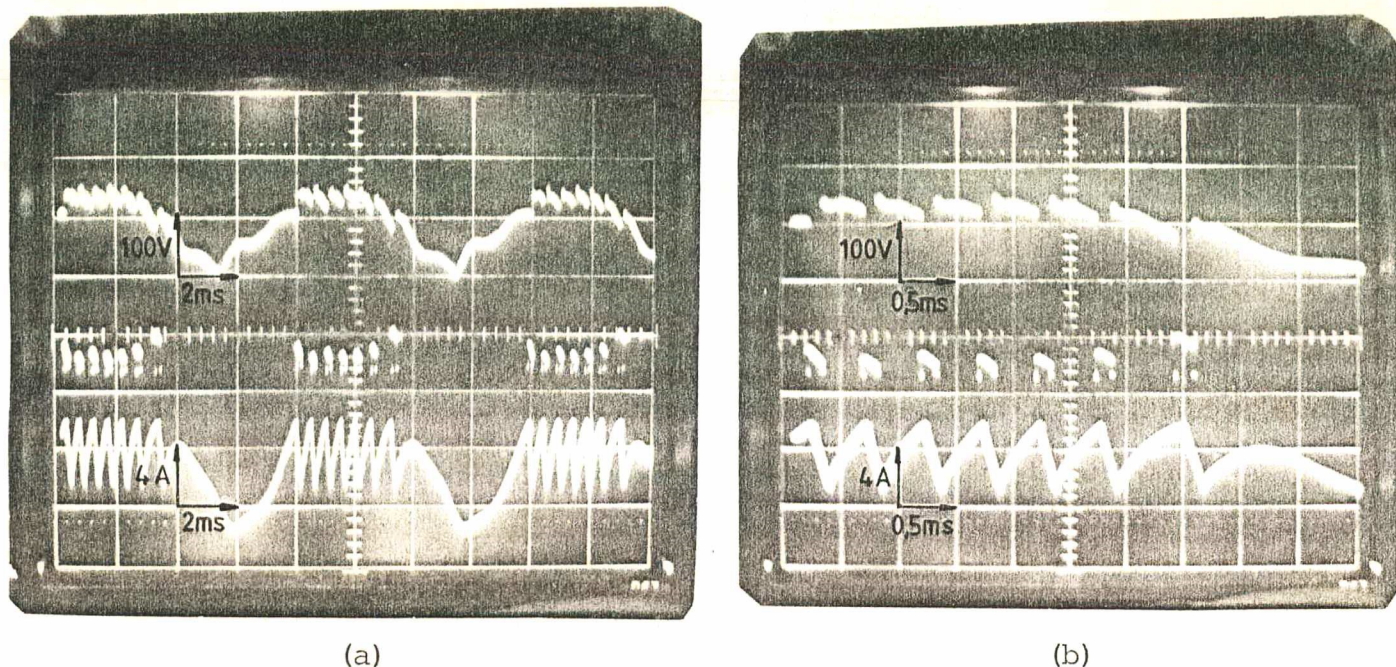


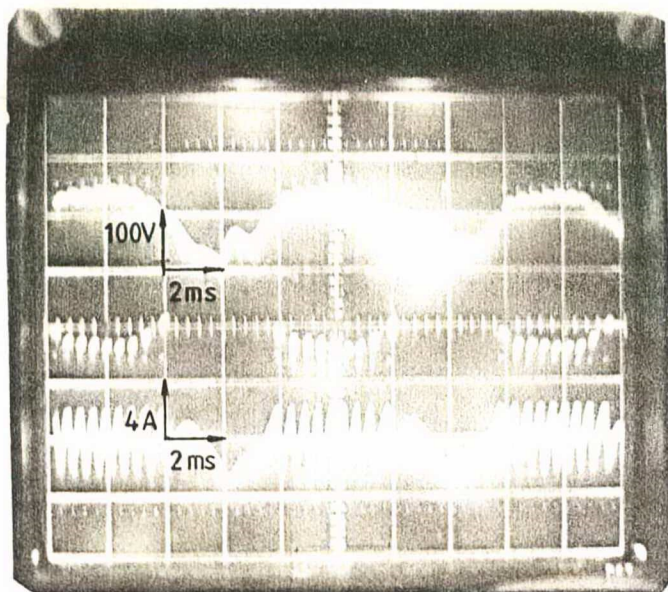
Figura 4.32 - Operação com carga RLE.

(a) Tensão e corrente na carga.

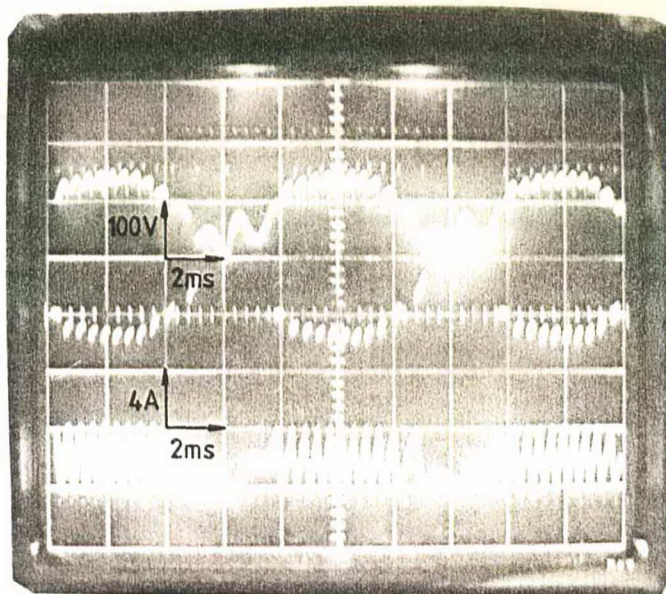
(b) Detalhe da letra a

Percebe-se, na Figura 4.32 b, a atuação do grampeador e o chaveamento da corrente. Na letra a, comprova-se que existe a ondulação, mas que este valor é menor que o obtido em simulação.

A Figura 4.33 mostra a operação com corrente média nula e no segundo quadrante, no qual a corrente circula das baterias para a rede. É interessante fazer uma comparação entre estes resultados e os obtidos na Figura 4.29. Vê-se que os resultados obtidos por simulação traduzem com muito realismo os fenômenos encontrados na prática. A diferença que existe está justamente na ondulação da corrente, ou seja, no seu valor máximo. Percebe-se que, na prática, este valor é menor do que aqueles obtidos na Figura 4.29 e pelo uso da expressão (4.27).



(a)



(b)

#### 4.33 - Operação com carga RLE.

(a) Tensão, e corrente média nula.

(b) Tensão, e corrente em regeneração.

Esta diferença é mais acentuada na regeneração, o que pode ser entendido, pois não foram incorporados às simulações os capacitores de desacoplamento e as indutâncias do próprio transformador utilizado.

Verificado o bom comportamento da estrutura com carga RLE, passou-se ao estudo de sua aplicação ao servomotor C.C.

#### 4.6 - O Conversor Aplicado ao Servomotor C.C.

Antes de aplicá-lo diretamente ao motor, fez-se um estudo do comportamento dinâmico do conjunto conversor-motor. A preocupação, neste caso, era saber como a estrutura se comporta

ria em condições de trabalho, onde são necessários súbitas mudanças no sentido de rotação. Para analisar este aspecto, voltou-se as simulações.

#### 4.6.1 - Análise e Simulações do Conversor Aplicado ao Servomotor

A principal seqüência a ser analisada está representada na Figura 4.34.

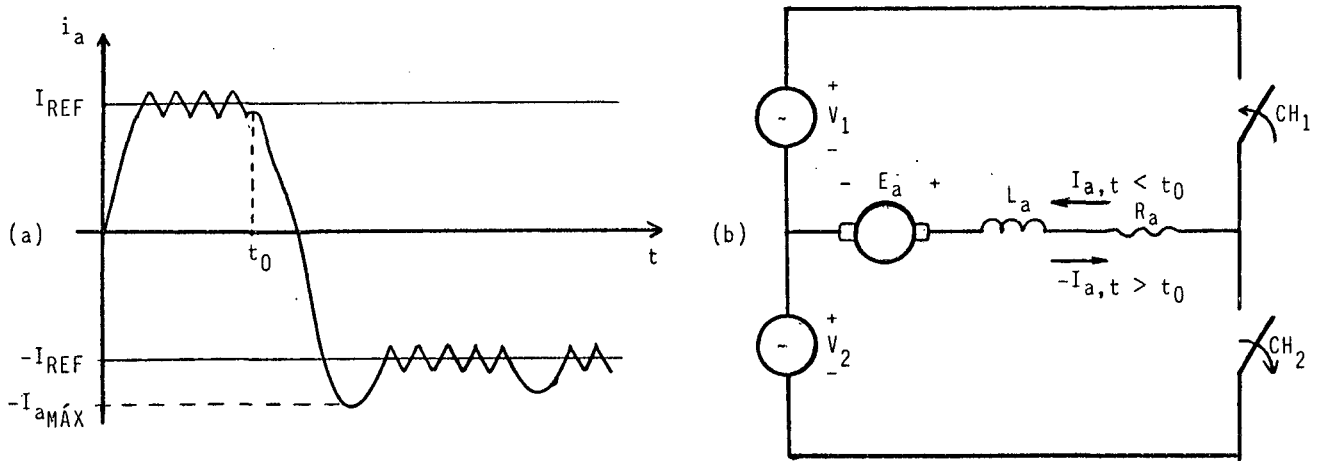


Figura 4.34 - Inversão em degrau da corrente na máquina.

(a) Forma de onda da corrente.

(b) Indicação da inversão de sentido.

Para  $t < t_0$ , o motor gira em um determinado sentido quando, em  $t = t_0$ , a referência de corrente muda instantaneamente, impondo-lhe uma corrente de sentido oposto, obrigando-o a inverter a rotação.

O ponto específico a ser estudado é o valor máximo atingido pela corrente ( $I_{aM\grave{A}X}$ ), na inversão. A dificuldade é a mesma estudada anteriormente, ou seja, ao fazer a inversão, a corrente passa a ser imposta pelo motor durante a frenagem e o conversor tem que mantê-la dentro dos limites da modulação.

Com um programa desenvolvido especificamente para simular o comportamento das grandezas como velocidade tensão e corrente de armadura, foram analisadas várias seqüências nas mais variadas condições: regime permanente, inversão de rotação, com carga nominal, sem carga e ainda acrescentado-se indutâncias externas para observar o efeito. (Fluxograma no Apêndice VI).

A Figura 4.35, mostra as formas de ondas de tensão e corrente em condições nominais. Para o motor utilizado, estas condições são:

- Tensão de entrada -  $V_a = 150V$  médios.
- Corrente de armadura -  $I_a = 5A$  médios.
- Velocidade -  $W_m = 2000$  rpm.
- Torque -  $T_r = 3,4$  Nm.

Na Figura 4.36 tem-se vários períodos simulados, sendo que o motor encontra-se inicialmente em regime permanente, quando a referência é invertida subitamente.

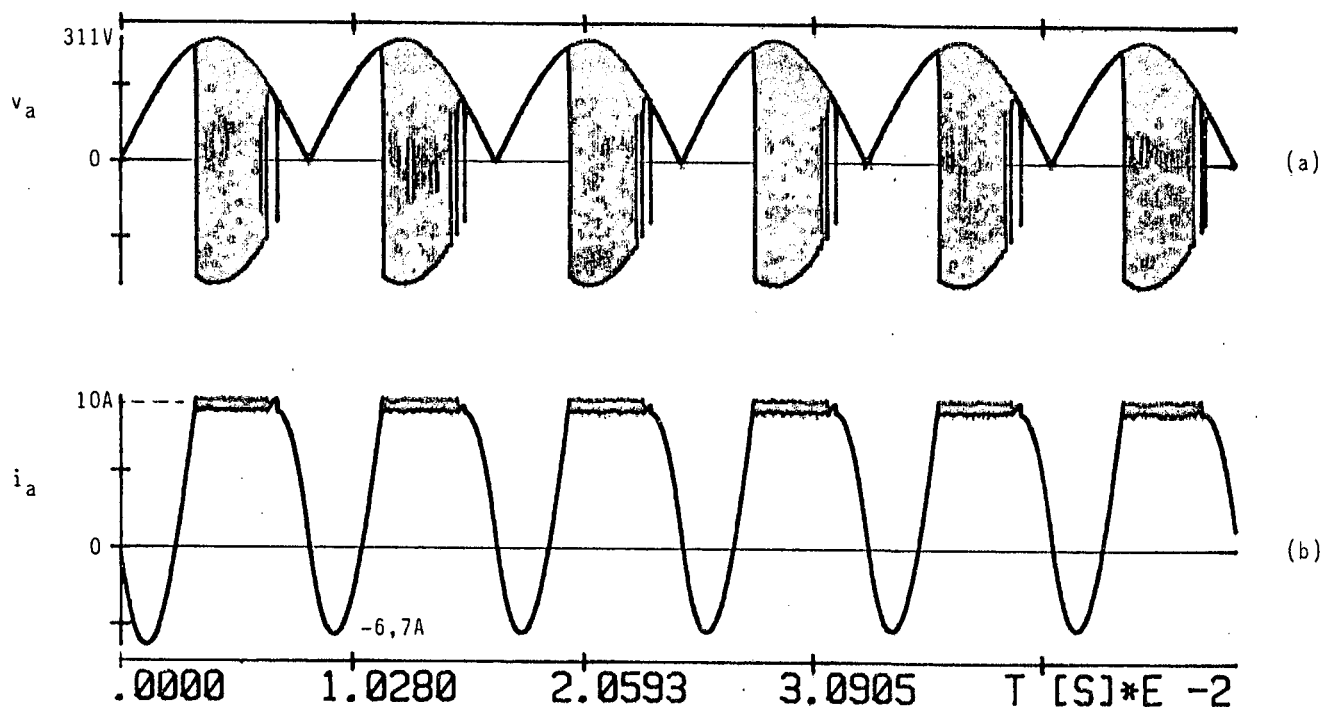


Figura 4.35 - Alimentação do servomotor com modulação por valores extremos de corrente.

(a) Tensão no motor.

(b) Corrente de armadura em condições nominais.

Observa-se claramente as elevações da corrente pela impossibilidade que a estrutura tem de controlá-la. Nota-se que, à medida que a velocidade cai, a corrente tende a voltar aos limites estipulados. Isto é fácil de entender, pois a força contra-eletromotriz é proporcional a velocidade e com a redução desta, perde a capacidade de impor a corrente.

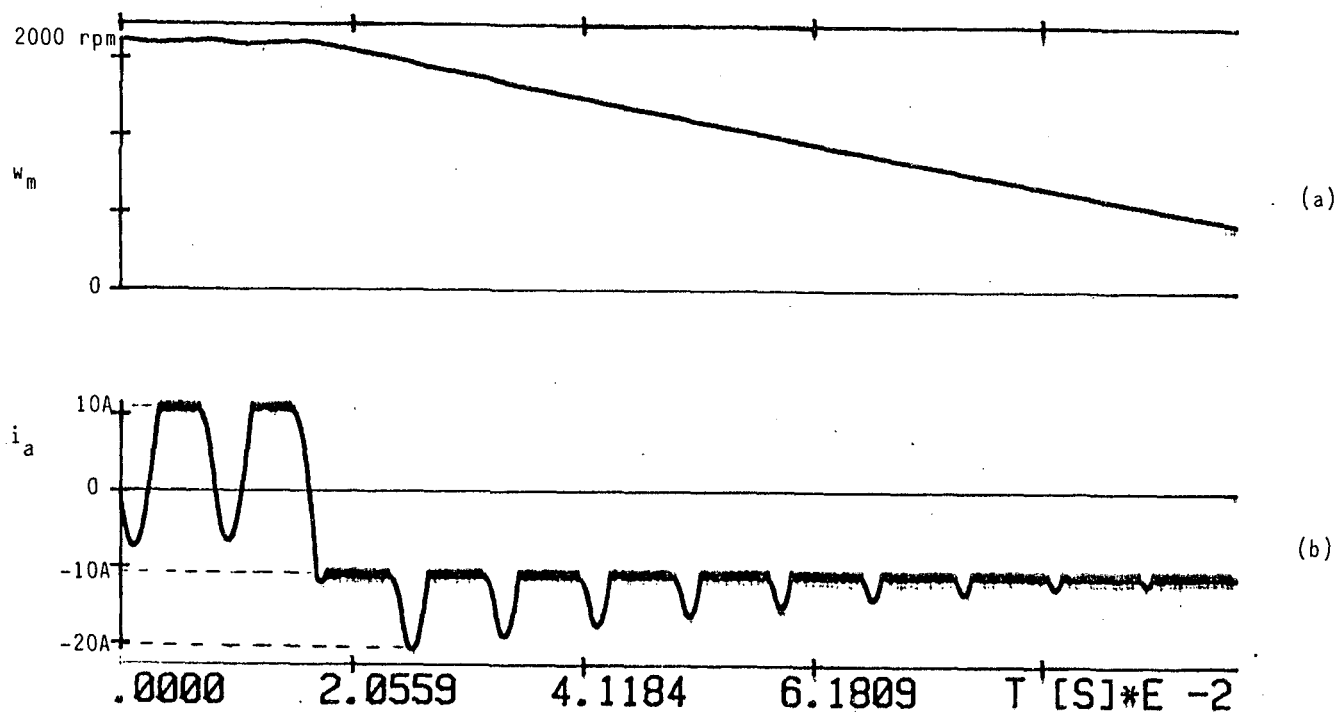


Figura 4.36 - Inversão de rotação.

(a) Velocidade.

(b) Corrente.

A Figura 4.37 está nas mesmas condições da Figura 4.36. Vê-se com detalhes a tensão e corrente no motor. É interessante observar que, no instante da inversão, um transistor é chaveado até que a corrente inverta e atinja o valor de referência, quando recomeça o chaveamento.



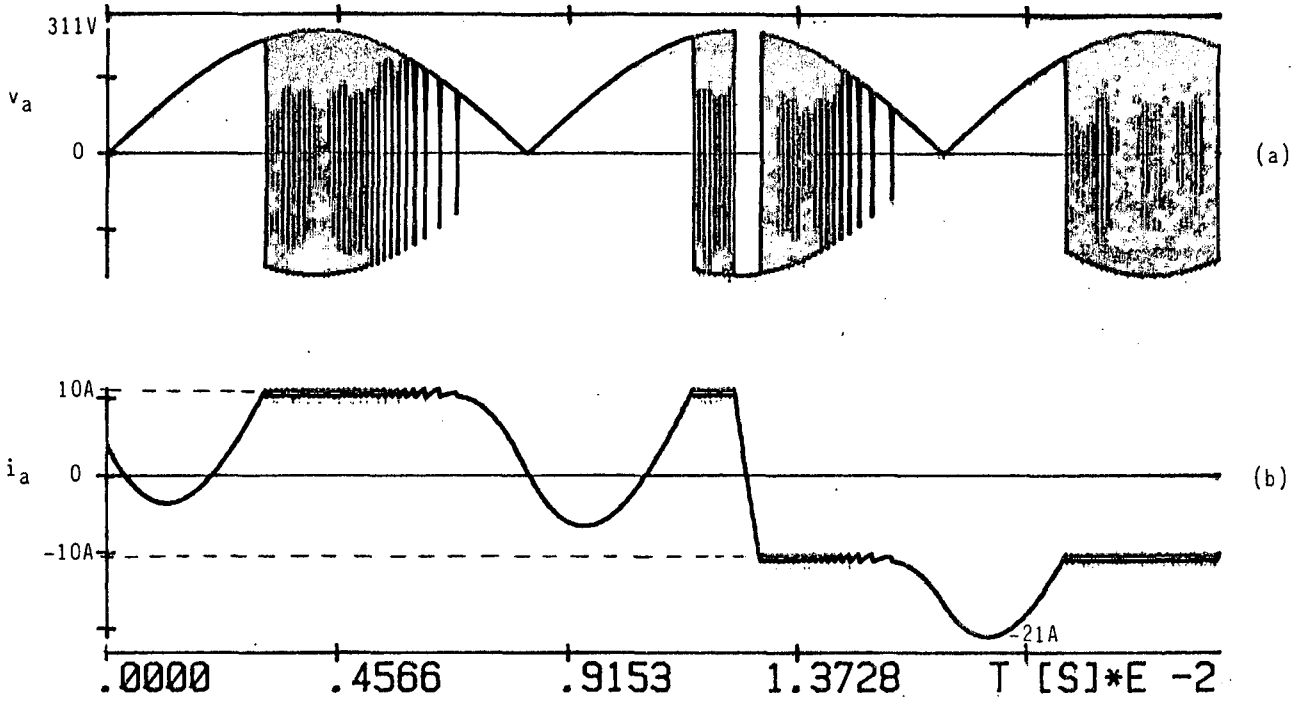


Figura 4.37 - Inversão em condições nominais.  
 (a) Tensão.  
 (b) Corrente.

O efeito introduzido pela colocação de um indutor externo, conforme mostra a Figura 4.38, é mostrado na Figura 4.39.

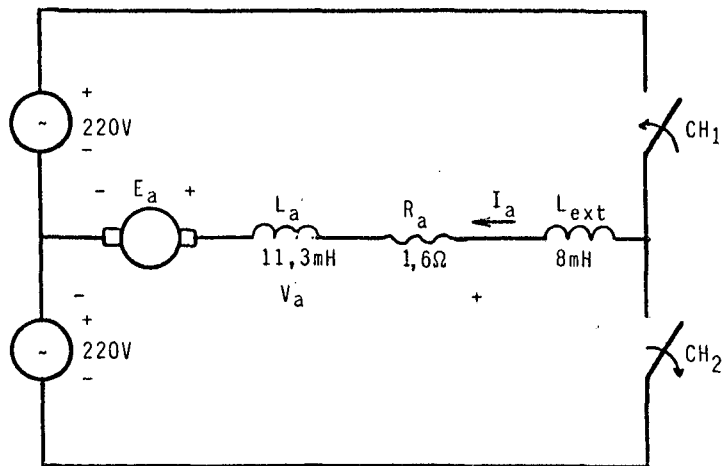


Figura 4.38 - Condições de simulação com acréscimo de um indutor externo.

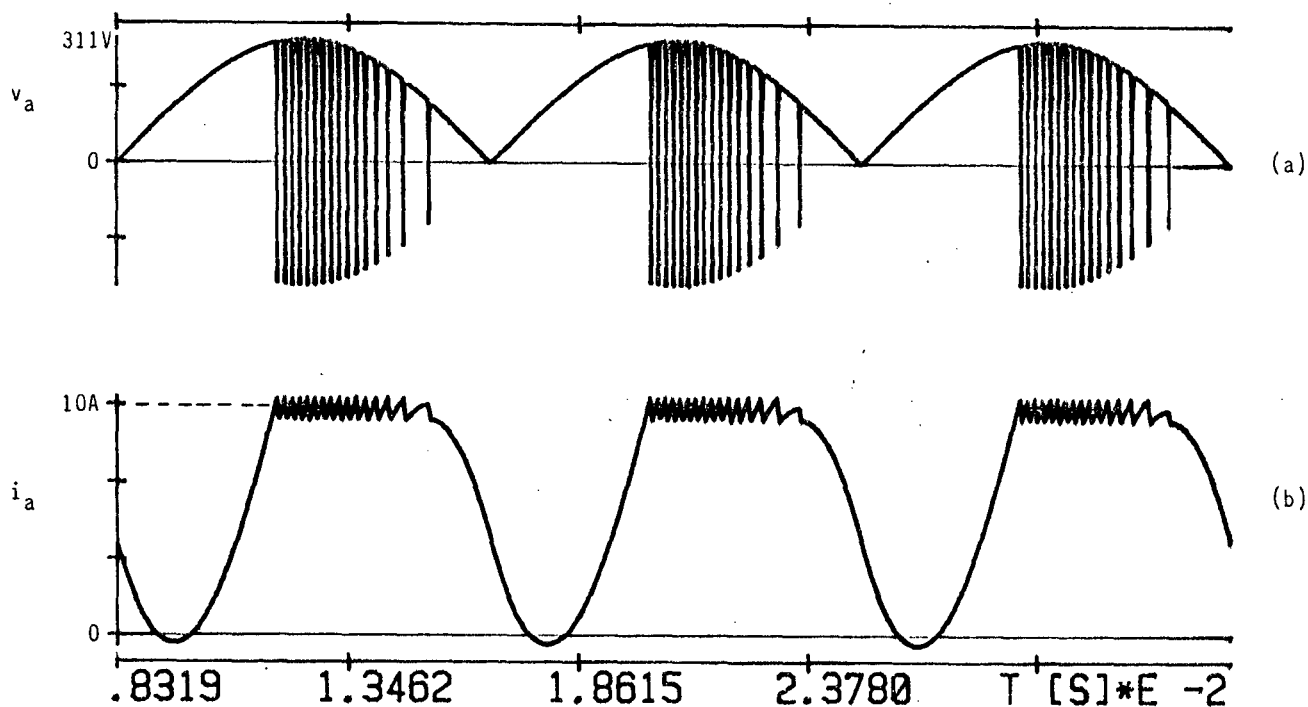


Figura 4.39 - Tensão e corrente no motor, em condições nominais, com indutor externo.

(a) Tensão.

(b) Corrente.

Observa-se que a ondulação, da corrente foi reduzida, sem que esta atinja valores negativos.

Na Figura 4.40, verifica-se que o aumento da indutância reduziu o valor máximo da corrente, comparando-se com a Figura 4.36.

A nível de simulação, estes foram os resultados mais importantes e mais esclarecedores com respeito ao comportamento do conversor alimentado o servomotor.

Os ensaios práticos realizados cujos resultados serão mostrados no final deste Capítulo, comprovarão o que foi exposto aqui.

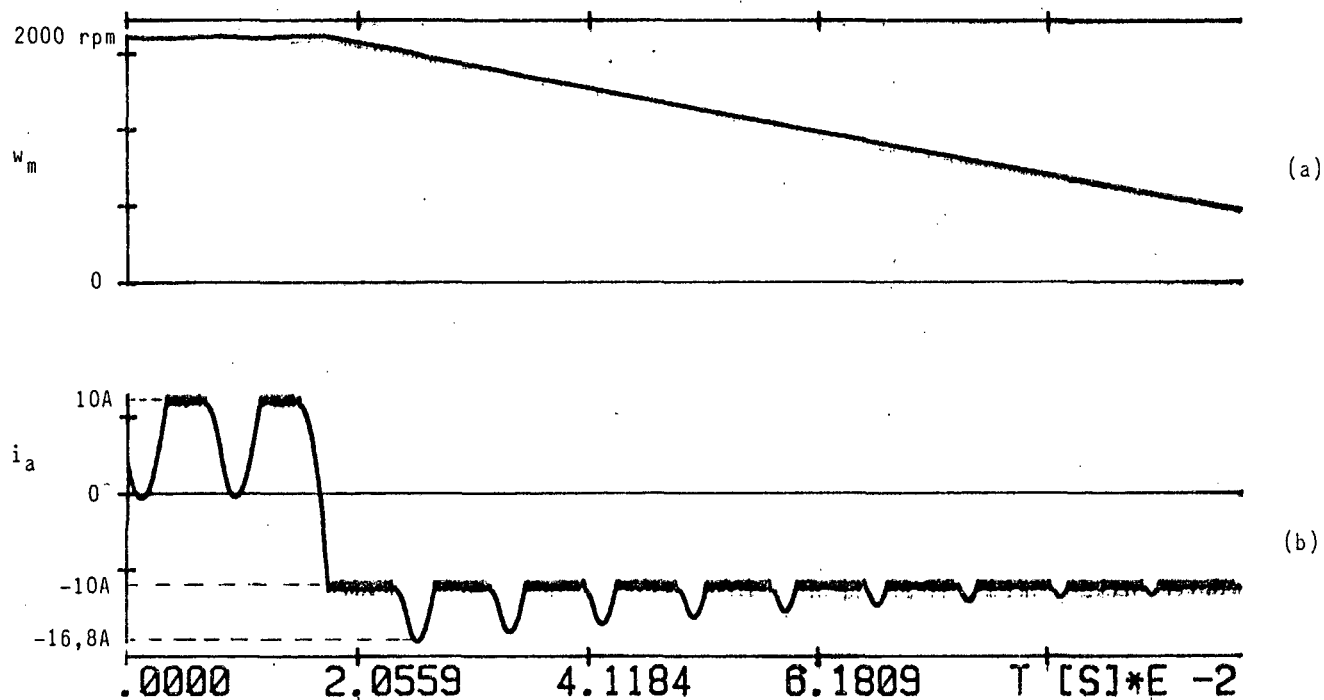


Figura 4.40 - Inversão de rotação com indutor externo.

(a) Velocidade.

(b) Corrente.

#### 4.6.2 - Expressão para Avaliação do Valor Máximo da Corrente, na Inversão de Rotação

A mesma expressão desenvolvida para avaliação de ondulação máxima, pode ser utilizada neste caso. Basta considerar a corrente inicial ( $I_0$ ) como sendo a nova referência. A Figura 4.41 mostra um paralelo entre os dois casos.

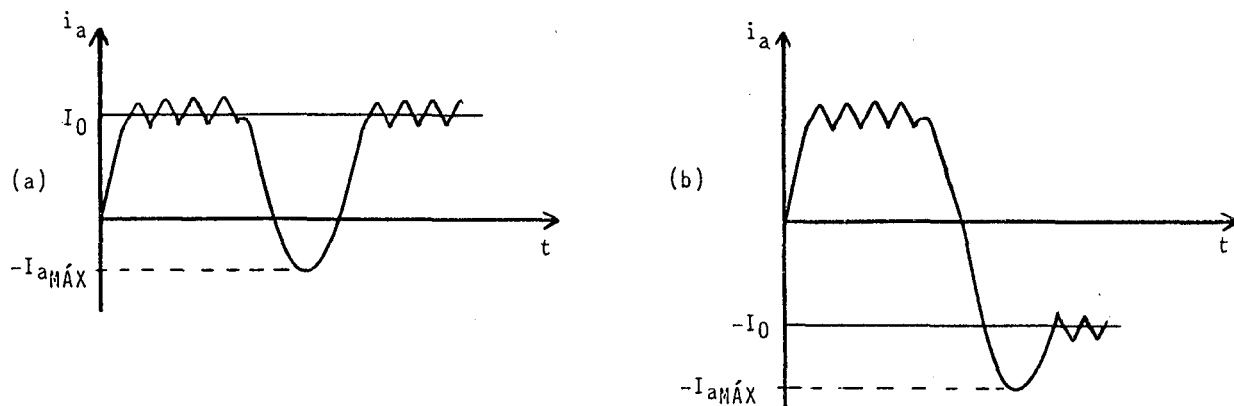


Figura 4.41 - Valores iniciais a serem considerados.

(a) Avaliação da ondulação máxima em regime permanente.

(b) Avaliação do valor máximo da corrente na reversão.

Mudando a nomenclatura da expressão (4.27), tem-se a equação (4.28).

$$I_{aMÁX} = I_0 - \frac{1}{L_a} \frac{E_a^2}{\omega V_P} \quad (4.28)$$

No caso de se estar usando indutor externo, este deve ser adicionado à indutância da máquina, na equação (4.28).

À fim de deixar claro o uso da equação, seja avaliar a corrente máxima na inversão, nas condições da Figura 4.40.

O valor de  $E_a$ , obtém-se pela conhecida relação

$$E_a = K_m \omega_m, \text{ sendo } K_m = 0,671 \text{ V/ rad/s, para este motor, portanto}$$

$$E_a = 0,671 \cdot \frac{2000}{9,55} \quad , \quad E_a = 141V.$$

$$\omega = 377 \text{ rad/s.}$$

$$V_P = 311V.$$

Deve-se utilizar a indutância total, logo o valor será:

$$L_a + L_{\text{ext}} = (11,3 + 8) \times 10^{-3} = 19,3 \text{ mH.}$$

A referência, neste caso, é negativa, ou seja,

$$I_0 = -10A.$$

Assim,

$$I_{a_{\text{MÁX}}} = -10 - \frac{141^2}{19,3 \times 10^{-3} \cdot 377 \cdot 311} \quad I_{a_{\text{MÁX}}} = -18,8A.$$

A expressão (4.28), pode ser escrita como

$$L_{\text{ext}} = \frac{1}{\Delta I} \frac{E_a^2}{\omega V_P} - L_a \quad , \quad (4.29)$$

podendo desta forma ser utilizada para cálculo do indutor externo, com fins de limitar o valor máximo da corrente.

#### 4.6.3 - Resultados de Ensaio do Conversor Aplicado ao Servomotor

Os estudos desenvolvidos anteriormente com os resultados obtidos, deram embasamento para que a alimentação do motor fosse feita com toda segurança. A Figura 4.42 mostra a estrutura nas condições de ensaio.

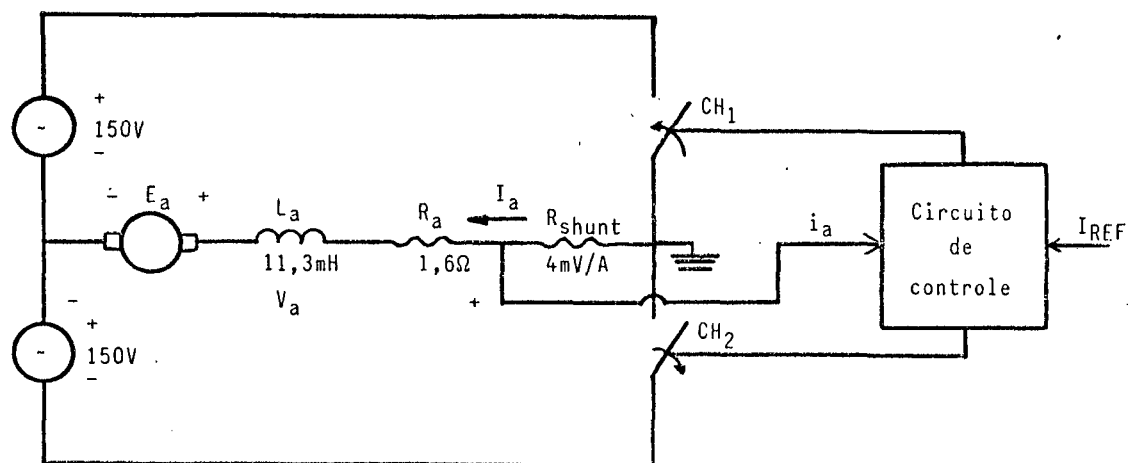


Figura 4.42 - Condições de ensaio.

O conversor foi bastante exigido nos testes, sendo submetido a inversões repetitivas, onde o motor é girado de um lado para outro com certa frequência. Os resultados foram excelentes como pode ser visto nas fotografias tiradas no laboratório, registradas nas Figuras seguintes.

A Figura 4.43, mostra a corrente de armadura e a velocidade do motor em regime permanente. Observa-se o detalhe do chaveamento da corrente, assim como a ondulação.

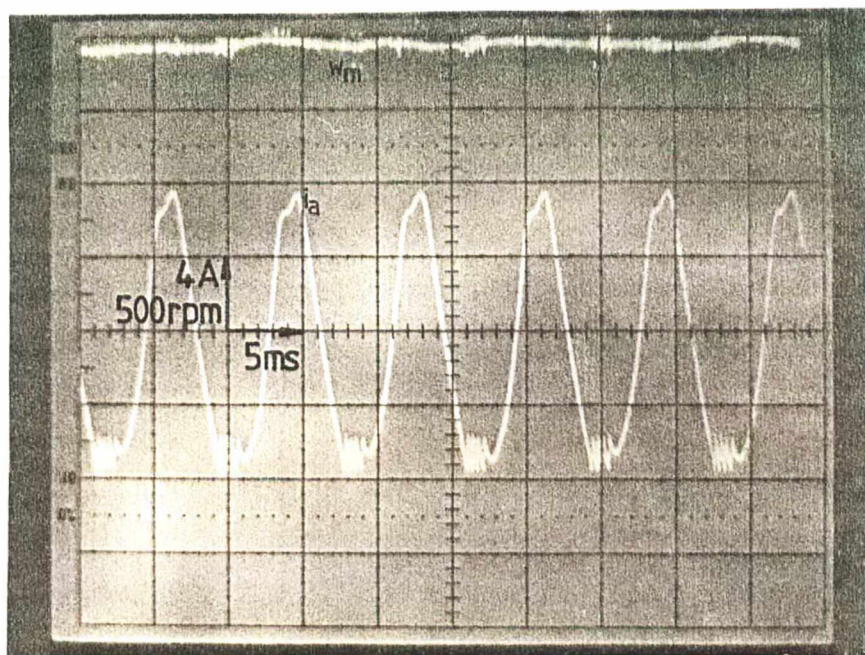


Figura 4.43 - Velocidade (parte superior) e corrente em regime permanente.

Uma entrada em degrau na referência, invertendo o sentido da corrente, está registrada na Figura 4.44. Constata-se a elevação da corrente na inversão, exatamente como foi obtido por simulação. No entanto, não se deve procurar igualdade numérica, pois nas simulações utilizou-se 220V como alimentação. Nos ensaios só foi possível usar 150V, por limitação de tensão dos diodos utilizados nas pontes. Isto não compromete em nada os resultados e a elevação de tensão só trará benefícios, sob o ponto de vista dinâmico.

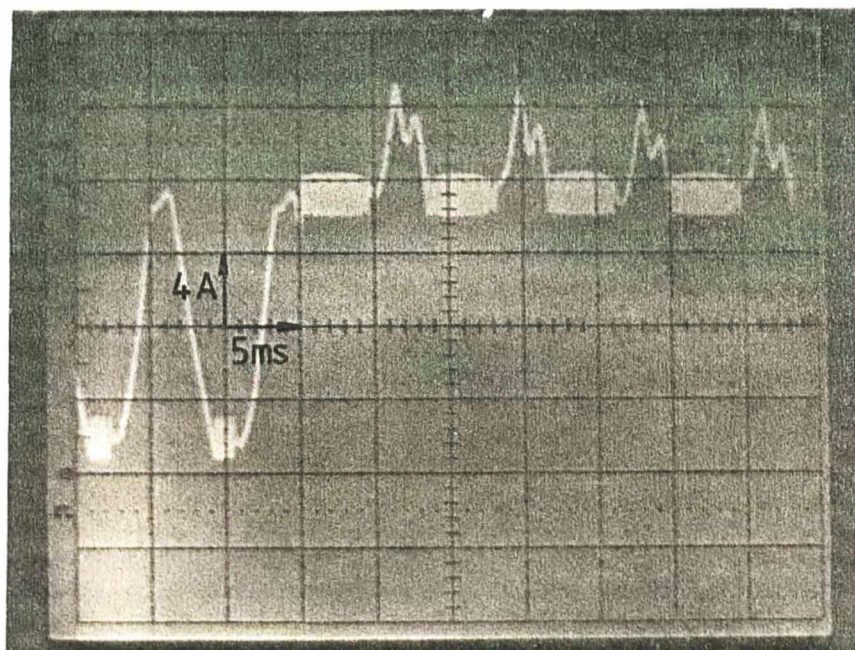


Figura 4.44 - Inversão súbita da corrente.

A Figura 4.45 mostra a inversão de velocidade que acompanha a inversão da corrente. O sentido é invertido de 2000 rpm para -2000 rpm.

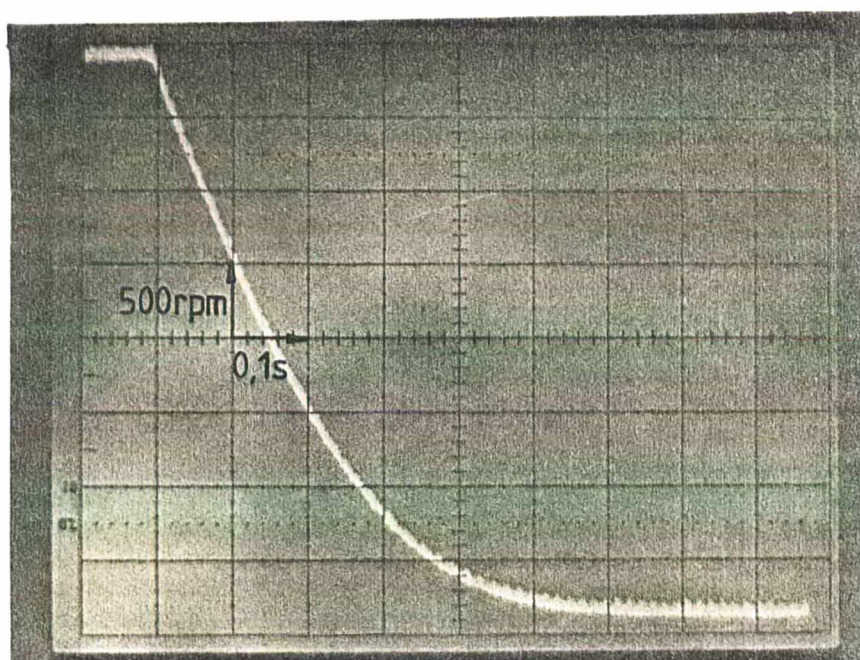


Figura 4.45 - Inversão da velocidade.



A corrente e a velocidade novamente em regime no sentido contrário ao inicial, podem ser vistos na Figura 4.46.

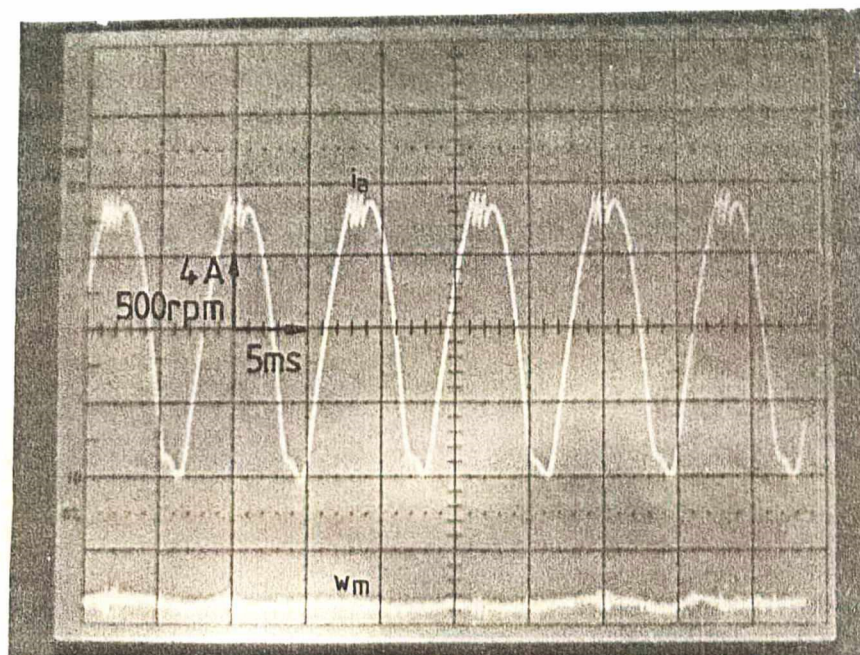


Figura 4.46 - Corrente e velocidade em regime permanente.

Os resultados obtidos anteriormente identificam a operação no primeiro e terceiro quadrante. A Figura 4.47 mostra claramente o processo de frenagem ou regeneração. Até o instante da inversão, o motor estava operando no primeiro quadrante. Durante a inversão, passa a operar no segundo, como pode ser identificado.

Os testes seguintes, foram bem mais rigorosos, como demonstram os resultados.

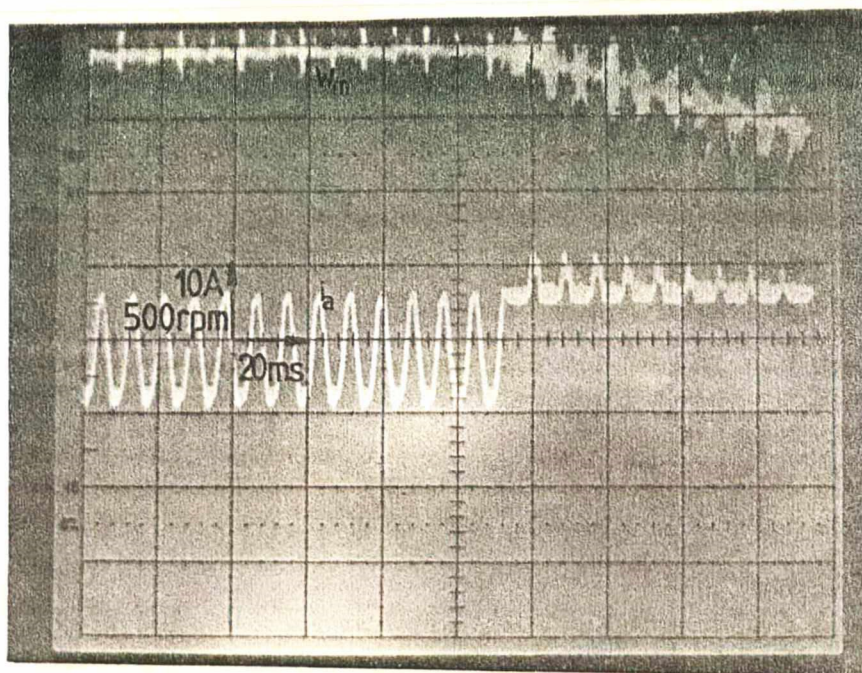


Figura 4.47 - Inversão de corrente e velocidade: fre  
nagem da máquina.

A Figura 4.48 mostra o comportamento do motor, quando a referência é alterada segundo um sinal retangular. A velocidade e a corrente, se deslocam entre os extremos, acompanhando a referência.

A Figura 4.49 mostra várias retomadas de velocidade, isto é, antes que o motor pare e inverta a rotação, a referência é trazida de volta à posição inicial. Observa-se que, nas retomadas de velocidade não aparecem as elevações de corrente. Isto é lógico, pois a velocidade e a força contra-eletromotriz são baixas neste instante.

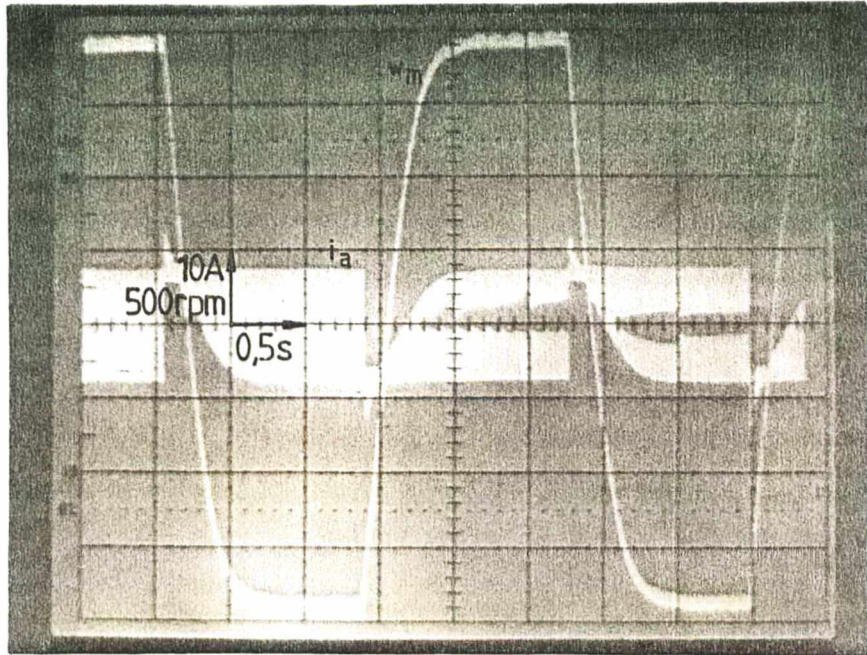


Figura 4.48 - Inversão contínua de rotação (corrente e velocidade).

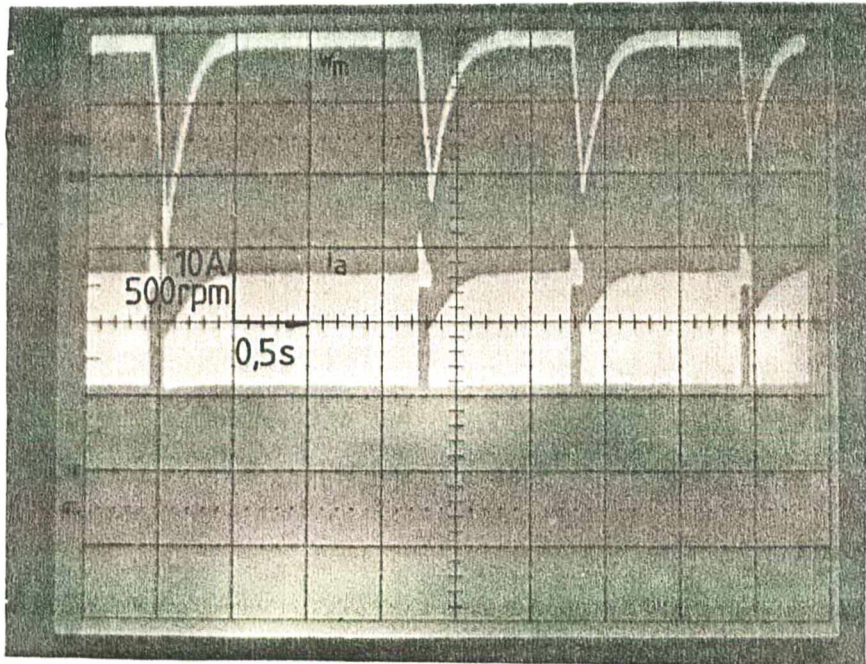


Figura 4.49 - Queda e retomada de velocidade (corrente e velocidade).

A Figura 4.50 mostra os resultados de inversões súbitas, com frequência de aproximadamente 3,3 Hz. O motor não chega a entrar em regime, girando alternadamente de um lado para outro.

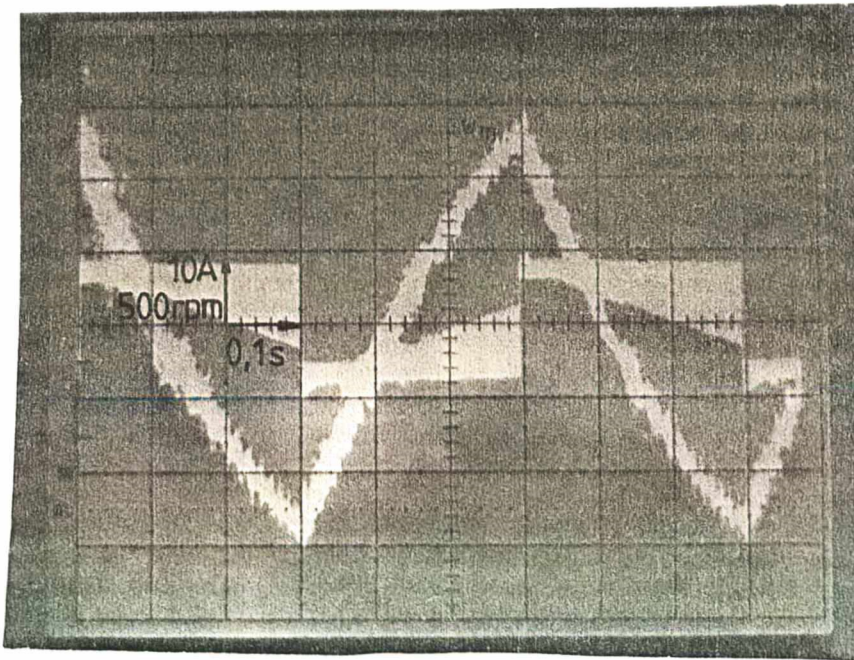


Figura 4.50 - Inversão súbita de rotação (corrente e velocidade).

A Figura 4.51, mostra a velocidade em uma situação ainda mais rigorosa: inversão de rotação com frequência em torno de 9 Hz.

Os testes mostraram que a estrutura possui ótimo desempenho dinâmico, conseguindo-se respostas rápidas à mudança de referência. O motor encontrava-se à vazio, o que não desvaloriza os resultados obtidos. A colocação de carga não deve alterar os valores máximos da corrente de armadura, mas certamente

tornará mais lenta a inversão de velocidade.

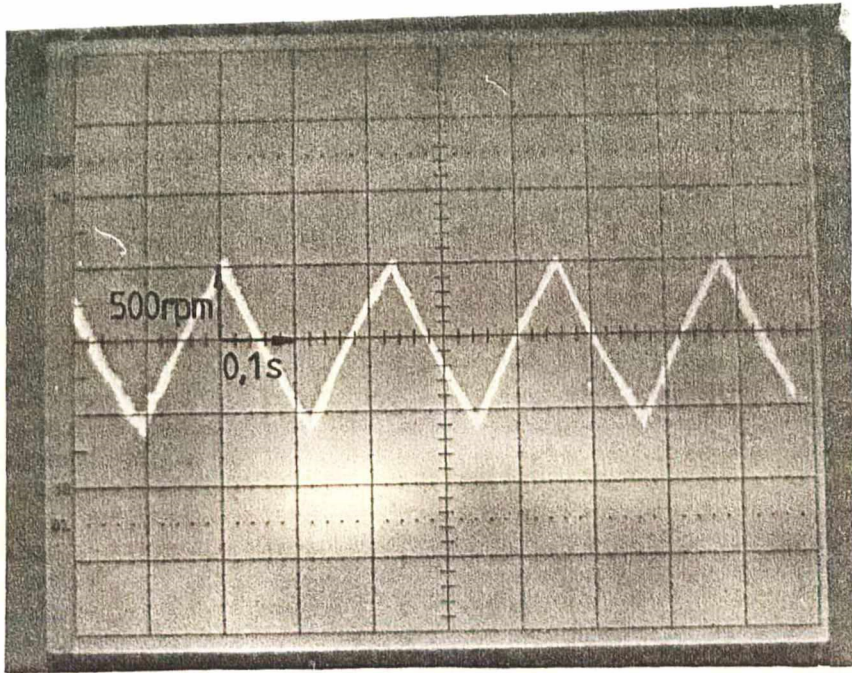


Figura 4.51 - Inversões súbitas da velocidade.

#### 4.7 - Conclusão

A modulação por valores extremos de corrente, mostrou-se altamente eficiente neste tipo de estrutura, nas condições de trabalho exigidas. O desempenho do conversor é realmente muito bom, se considerarmos que está, ainda, à nível de protótipo e principalmente pelo fato de ser uma estrutura monofásica.

Deve ser ressaltado também, a importância do trabalho com simulações, ferramental indispensável à pesquisa deste nível. A verificação dos resultados dispensa maiores comentários.

O objetivo deste trabalho foi alcançado: a comprovação da viabilidade de operação da estrutura como um conversor para operação em quatro quadrantes. A continuação deste, para quem o fizer, será a otimização do protótipo, com opção pela estrutura monofásica em ponte completa, pois apesar de ter mais duas chaves, dispensa o transformador, elemento pesado, e volumoso ou então partir para a estrutura trifásica, o que parece ser o mais indicado.

O sistema de ajuda à comutação desenvolvido mostrou-se eficiente, mantendo os valores de tensões, e correntes dentro daquilo que foi estabelecido. O rendimento pode ser melhorado, aumentando-se a velocidade de comutação dos transistores.

## C A P Í T U L O 5

### O CONVERSOR GENERALIZADO

#### 5.1 - Introdução

Nos Capítulos anteriores foi desenvolvida a análise, montagem e comprovação do princípio de funcionamento da estrutura, operando como um conversor para alimentação de servomotores C.C., em quatro quadrantes.

No entanto, devido a grande versatilidade desta estrutura, suas aplicações não estão limitadas à função mencionada anteriormente.

A intimidade adquirida com a montagem durante os dias de trabalho na bancada, deram margem à exploração de outros modos de operação muito interessantes. Este Capítulo tem por objetivo documentar estas modalidades, que certamente merecem um estudo mais aprofundado em trabalhos futuros.

Para facilitar a abordagem as estruturas serão consideradas na sua forma idealizada.

#### 5.2 - Conversor C.A. - C.C. com Operação em Quatro Quadrantes

Esta modalidade de operação é obtida de acordo com a seguinte seqüência, com base na Figura 5.1.

- Fechando-se a chave 1, esta assume a corrente, colocando a carga em contato com a fonte  $V_1$ .

- Ao abrir a chave 1, fecha-se a chave 2 que assume a corrente e coloca a carga em contato com a fonte  $V_2$ .

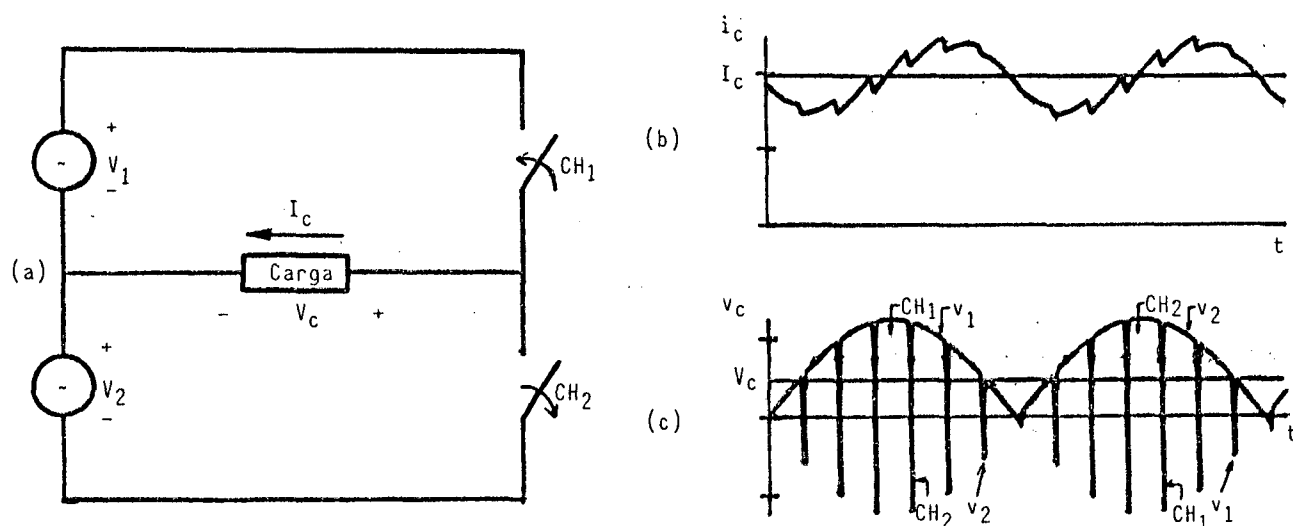


Figura 5.1 - Conversor e formas de ondas para Operação no primeiro quadrante ( $V_c (+)$   $I_c (+)$ ).

(a) A estrutura idealizada.

(b) Corrente na carga.

(c) Tensão na carga.

Para que a operação como conversor seja caracterizada, é necessário que, na passagem por zero da tensão de alimentação, o tempo de condução das chaves seja invertido (veja Figura 5.1 c), de maneira que se possa obter uma tensão média na saída. Observa-se que a chave 1 conduz mais que a chave 2 no primeiro semi-ciclo, sendo que no segundo esta situação se inverte. Com isto a tensão média na carga ( $V_c$ ) é positiva e, como a corrente também é, tem-se a operação no primeiro quadrante.

Se a carga for do tipo RLE, tem-se a operação no



segundo quadrante quando a corrente circula da carga para a rede, que no caso de ser um motor, seria durante a frenagem. Esta é obtida atuando-se na razão cíclica de maneira que a tensão média imposta pelo conversor seja menor que a força contra-eletromotriz, conforme pode ser visto na Figura 5.2.

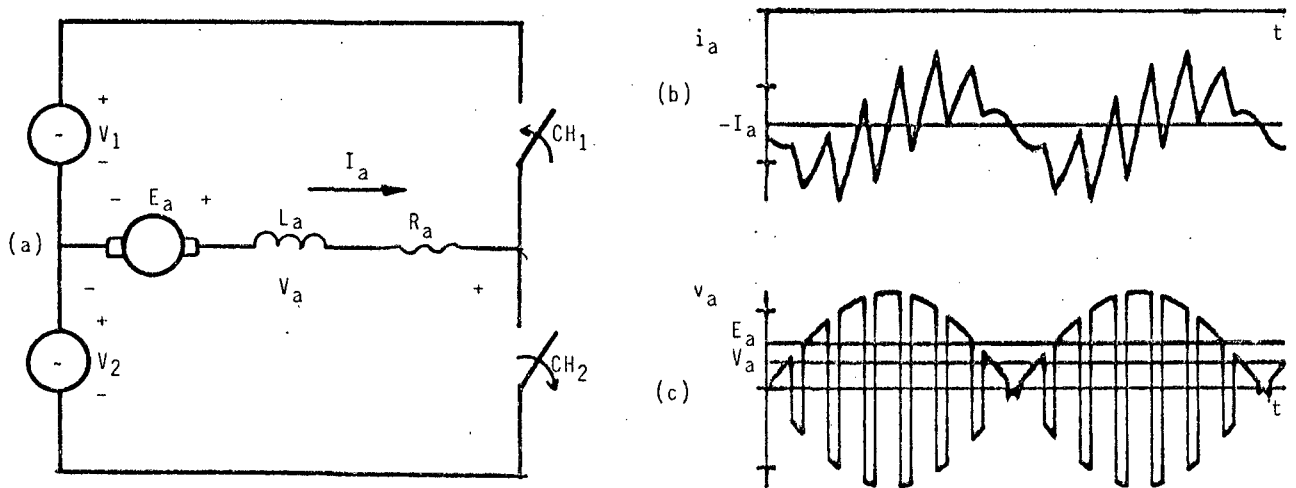


Figura 5.2 - Operação do conversor no segundo quadrante.

$(V_a (+), I_a (-))$ .

(a) A estrutura com carga ativa.

(b) Corrente na carga.

(c) Tensões.

Ainda encarando a carga como um motor, se continuarmos a diminuir a tensão média aplicada, este perderá velocidade até parar e inverter a rotação. A Figura 5.3 mostra esta situação, que caracteriza a operação no terceiro quadrante. Observa-se que, neste caso, a chave 2 conduz mais que a chave 1, no primeiro semiciclo.

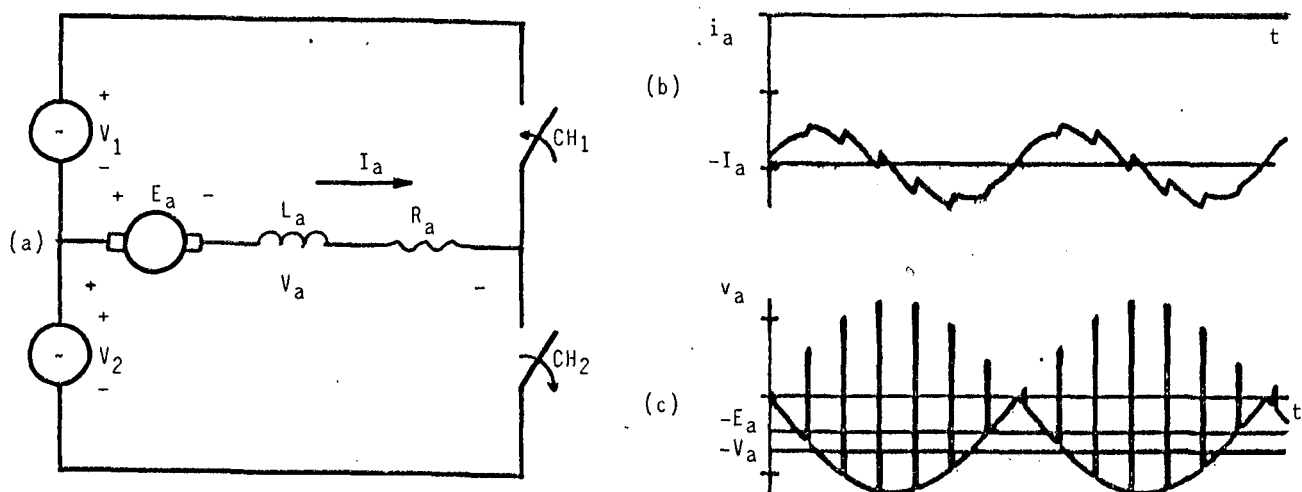


Figura 5.3 - Operação do conversor no terceiro quadrante

( $V_a (-)$  ,  $I_a (-)$ ).

(a) A estrutura com carga ativa.

(b) Corrente na carga.

(c) Tensões.

Para passar ao quarto quadrante, basta reduzir a tensão média imposta, de maneira que esta se torne menor que a força contra-eletromotriz, invertendo a corrente. Veja Figura 5.4.

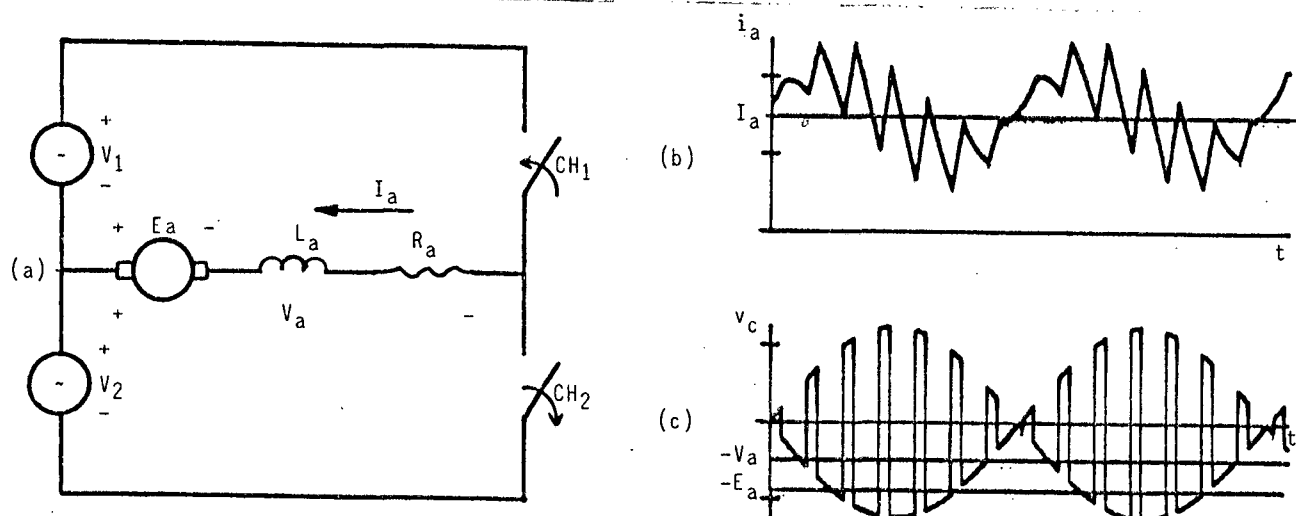


Figura 5.4 - Operação do conversor no quarto quadrante

( $V_a (-)$  ,  $I_a (+)$ ).

(a) A estrutura com carga ativa.

(b) Corrente na carga.

(c) Tensões.

As etapas apresentadas caracterizam a operação do conversor em quatro quadrantes. Evidentemente usou-se chaveamento em baixa frequência para facilitar a ilustração, pois na prática utiliza-se frequência elevada com o objetivo de atenuar as harmônicas de baixa frequência. Este aspecto é ressaltado pela expressão da tensão de saída do conversor. Para obtê-la multiplica-se as séries de Fourier que representam as funções,  $v_e(t)$  e  $g(t)$ , mostradas na Figura 5.5 a e b, tendo como resultado c. A série que a representa é dada pela expressão (5.1).

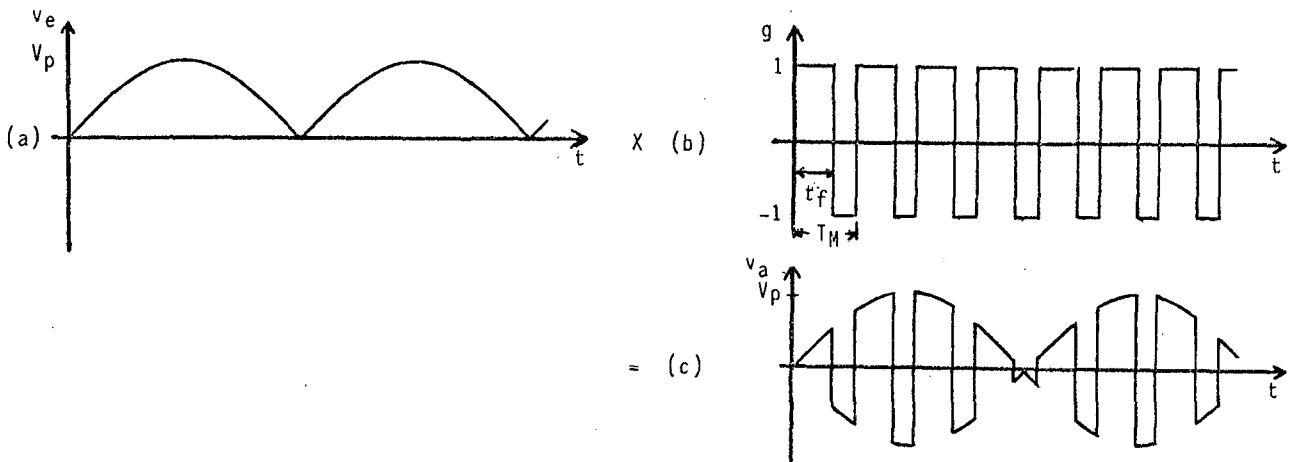


Figura 5.5 - Ilustração de como obter a tensão de saída.

(a) Senóide retificada.

(b) Retangular de amplitude  $\pm 1$ .

(c) Tensão de saída do conversor.

$$\begin{aligned}
 v_a(t) = & \frac{2 V_P}{\pi} (2R - 1) - \frac{4 V_P}{\pi} (2R - 1) \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} + \\
 & + \frac{4 V_P}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \sin(2\pi Rn) \cos n \omega_c t + [1 - \cos(2\pi Rn)] \\
 & \sin n \omega_c t \} - \frac{8 V_P}{\pi^2} \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\cos m \omega t}{(m+1)(m-1)} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \sin(2\pi Rn) \\
 & \cos n \omega_c t + [1 - \cos(2\pi Rn)] \sin n \omega_c t \} \quad (5.1)
 \end{aligned}$$

onde:

$$R = \frac{t_f}{T_M} ;$$

$$m = 2, 4, 6, 8, \dots, \infty ;$$

$$n = 1, 2, 3, \dots, \infty ;$$

$\omega$  - frequência da tensão de alimentação;

$\omega_c$  - frequência de chaveamento.

O primeiro termo da expressão 5.1, representa o valor médio da tensão na carga, controlado pela razão cíclica, conforme Figura 5.6.

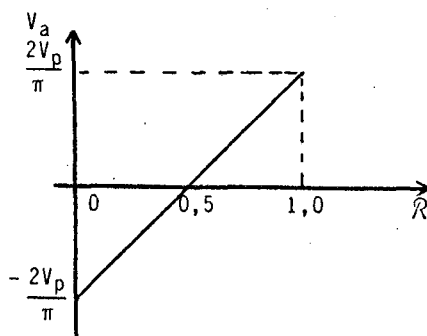


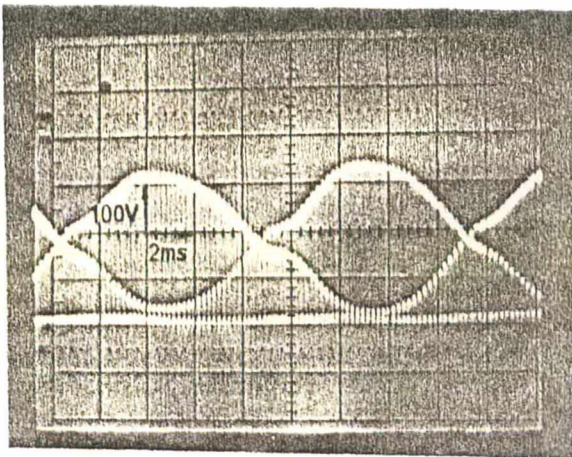
Figura 5.6 - Variação da tensão média em função da razão cíclica.

O segundo termo mostra que as harmônicas de baixa frequência, múltiplas da fundamental, são atenuadas pela razão cíclica.

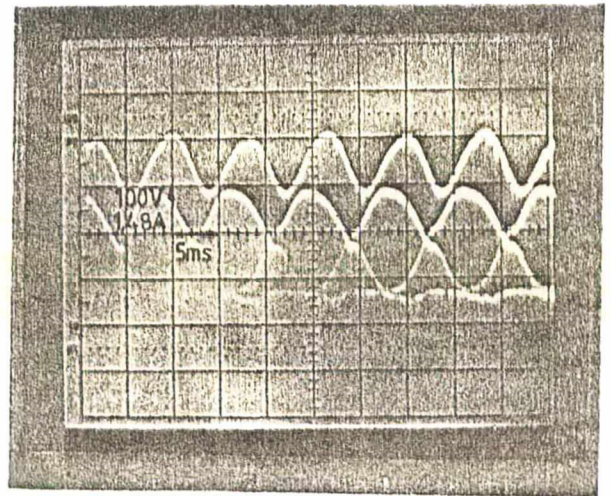
O terceiro e o quarto termo contém as harmônicas múltiplas da frequência de chaveamento, as quais não sofrem atenuação, mostrando a importância do uso de altas frequências.

Alguns resultados obtidos em laboratório foram fotografados e estão representados nas Figuras 5.7 e 5.8.

Com carga passiva, na Figura 5.7 a observa-se a tensão de saída utilizando-se uma frequência de chaveamento de a proximadamente 5 KHz. Na Figura 5.7 b , foram sobrepostas ten são e corrente na carga.



(a)



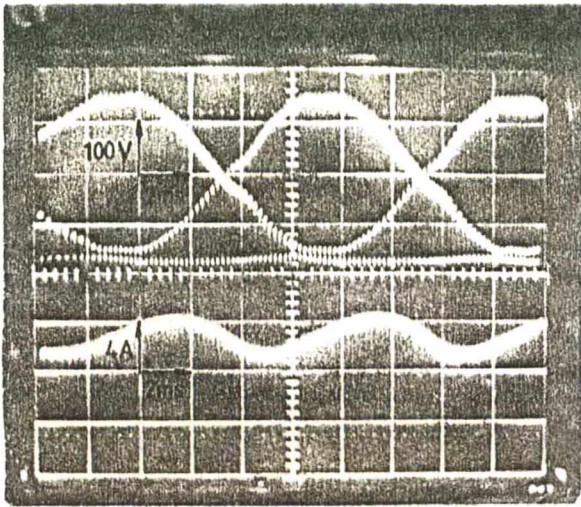
(b)

Figura 5.7 - Alimentação de carga passiva ( $R_C = 13,5 \Omega$  ,  
 $L_C = 50 \text{ mH}$ ).

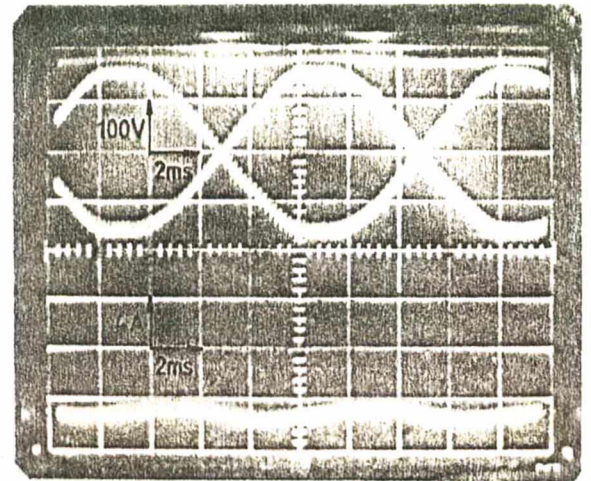
(a) Tensão na carga.

(b) Tensão e corrente na carga.

Com carga ativa RLE, tem-se a operação no primei ro quadrante na Figura 5.8 a e na Figura 5.8 b , operação no se gundo quadrante, ou seja, regeneração. A fonte E consta de qua tro baterias de 12 V.



(a)



(b)

Figura 5.8 - Alimentação de carga ativa ( $E = 48V$ ,  $R_C = 2,6 \Omega$ ,  $L_C = 7,96 \text{ mH}$ ).

(a) Tensão e corrente, operando no primeiro quadrante.

(b) Tensão e corrente, operando no segundo quadrante.

### 5.3 - Conversor C.A. - C.A. com Frequência Fixa (Variador de Tensão Senoidal)

Esta modalidade de operação é obtida facilmente a partir do conversor C.A.- C.C., bastando que se torne inoperante o circuito que inverte a razão cíclica. No caso específico do circuito desenvolvido neste trabalho dado na Figura 3.7, é suficiente desligar a tensão de sincronismo.

A seqüência de funcionamento, baseada na Figura 5.9, é a seguinte:

- A chave 1 é fechada, colocando a carga em contato com a fonte  $V_1$ , assumindo a corrente.

- A chave 1 abre e a chave 2 fecha, colocando a carga em contato com a fonte 2, passando a conduzir a corrente.

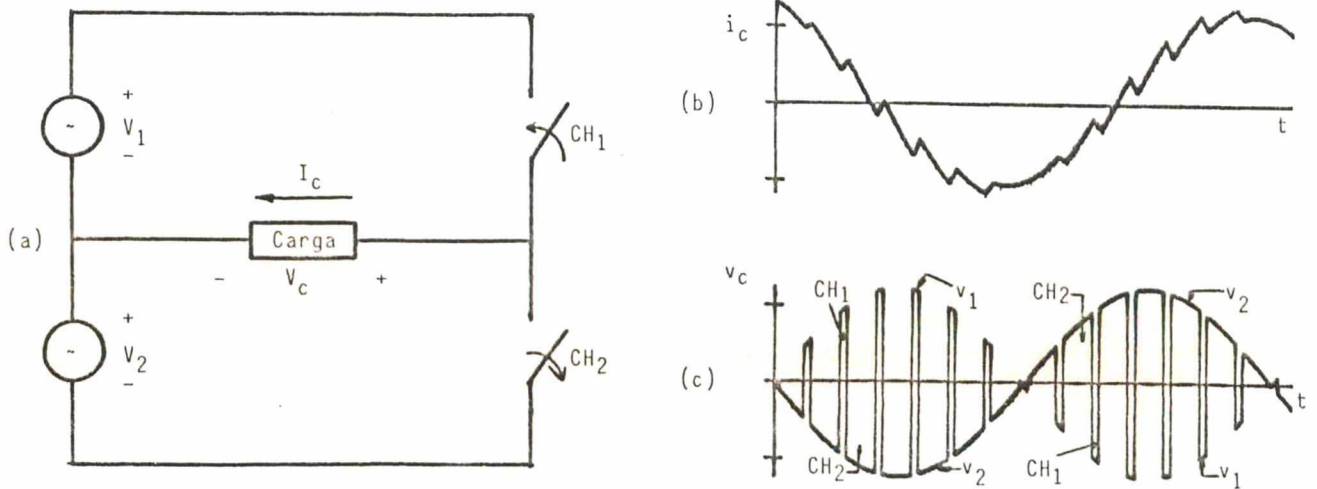


Figura 5.9 - Conversor C.A. - C.A. .

- (a) A estrutura.
- (b) Corrente na carga.
- (c) Tensão na carga.

Observa-se que neste caso, uma chave sempre conduz mais que a outra, sem que o tempo de condução seja invertido quando a tensão da rede passa por zero, como ocorre com o conversor C.A. - C.C.

A grande vantagem deste sistema para controle de tensão alternada, é que o conteúdo harmônico é de alta frequência, podendo facilmente ser eliminado com filtros de pequeno volume.

A tensão de saída é obtida de modo similar ao an



terior, isto é, pelo produto das séries de Fourier que representam as funções  $v_e(t)$  e  $g(t)$  dadas na Figura 5.10 a e b, resultando em c. A série que a representa é dada em (5.2),

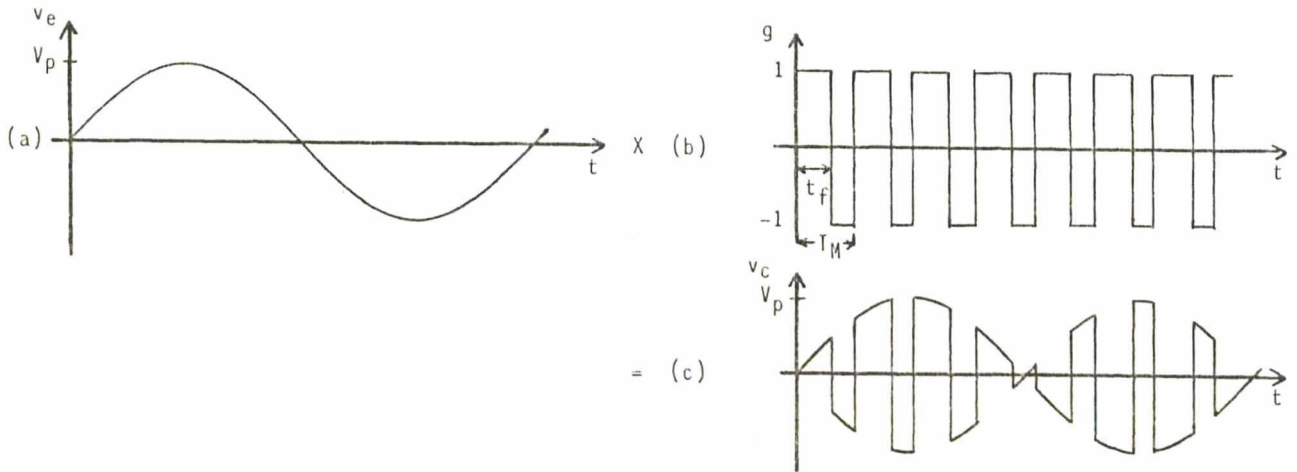


Figura 5.10 - Procedimento para obter a tensão de saída.

(a) Tensão senoidal.

(b) Tensão retangular de amplitude  $\pm 1$ .

(c) Tensão de saída.

$$v_c(t) = (2R-1) V_p \text{ sen } \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_p}{n \pi} \{ \text{sen}(2\pi Rn) [\text{sen}(n\omega_c - \omega)t + \text{sen}(n\omega_c + \omega)t] + [1 - \cos(2\pi Rn)] [\cos(\omega - n\omega_c)t - \cos(\omega + \omega_c)t] \}$$

(5.2)

onde:

$$R = \frac{t_f}{T_m};$$

$$n = 1, 2, 3, \dots, \infty;$$

$$\omega_c = \text{freqüência de chaveamento};$$

$\omega$  = frequência da tensão de alimentação.

A observação desta expressão mostra que através da variação da razão cíclica, controla-se a tensão eficaz na carga e que a frequência das harmônicas é bastante elevada. Admitindo-se que estas possam ser totalmente filtradas, a tensão eficaz na carga será dada por

$$V_c = \left| (2R - 1) \right| \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (5.3).$$

Para que seja possível ter uma idéia mais exata à respeito da importância desta estrutura, pode-se compará-la com aquela normalmente utilizada para variação de tensão alterada, conhecida como GRADADOR, representada na Figura 5.11. Nesta, a chave bidirecional (CH) é representada por dois tiristo

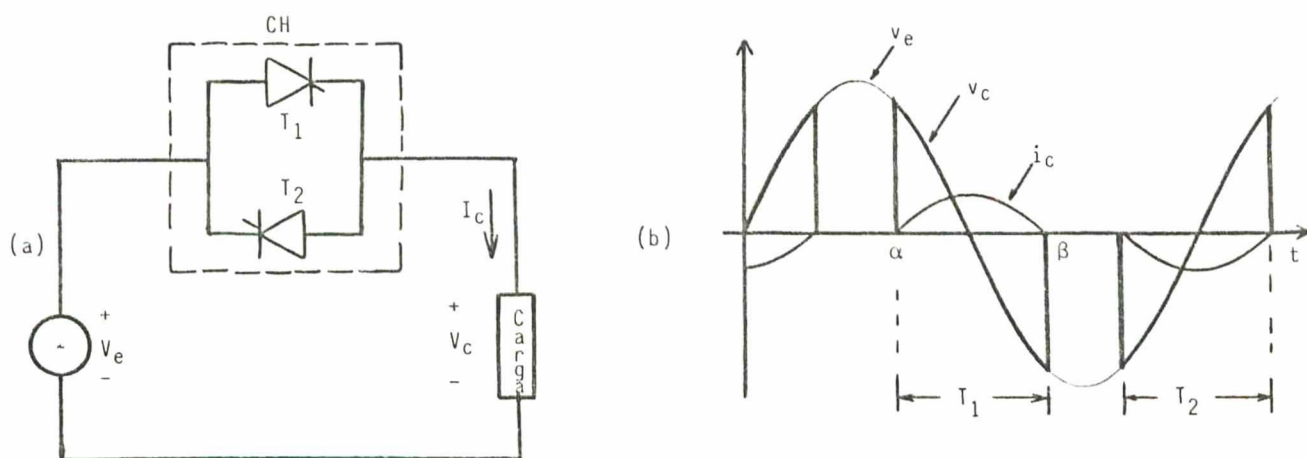


Figura 5.11 - Gradador com carga RL.

(a) Estrutura.

(b) Tensão e corrente na carga.

res em antiparalelo, os quais são disparados alternadamente,  $T_1$  no semiciclo positivo e  $T_2$  no semiciclo negativo. O fato de se usar tiristores com comutação natural, como pode ser visto na Figura 5.11 b, onde  $\alpha$  é o ângulo de disparo e  $\beta$  o ângulo de extinção [BARBI,1986], implica em chaveamento de baixa frequência. Assim, apesar da robustez e simplicidade de comando, o grande problema desta estrutura é o elevado conteúdo harmônico de baixa frequência.

As curvas apresentadas na Figura 5.12 [BARBI, 1986], representam a variação da amplitude das harmônicas de 3ª (180Hz) e 5ª (300Hz) ordem, da corrente de carga, em relação à corrente de pico para  $\alpha = 0$ , em função do ângulo de disparo  $\alpha$ , tendo como parâmetro o ângulo da impedância de carga.

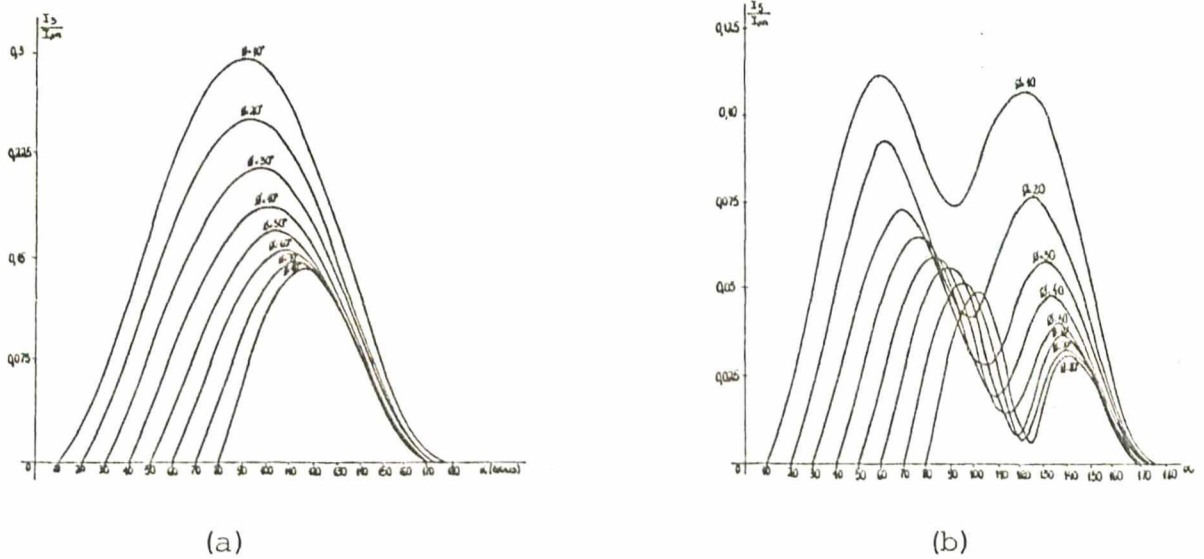


Figura 5.12 - Harmônicas de corrente para o gradador.

(a) Harmônicas de ordem 3.

(b) Harmônicas de ordem 5.

De acordo com a expressão (5.2), se fosse utilizada uma frequência de chaveamento de 5KHz, a harmônica de frequência mais baixa ( $n=1$ ) teria 4940 Hz e sua amplitude seria dada por

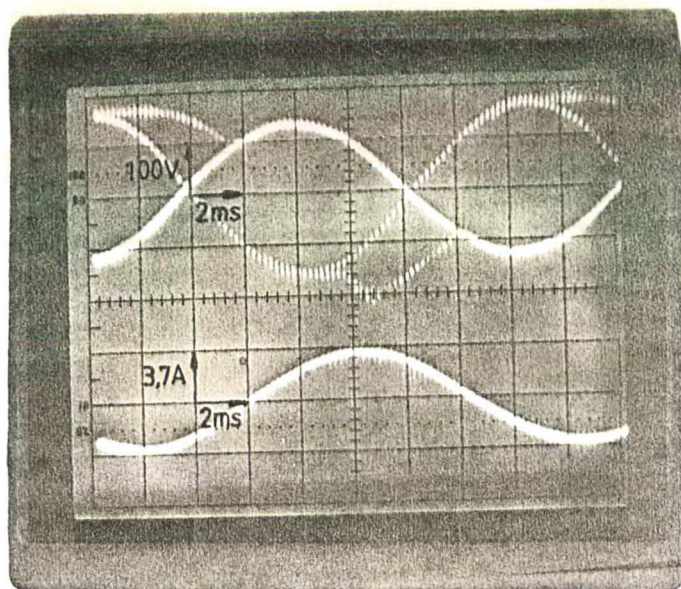
$$V_{c1} = \frac{\sqrt{2} V_p}{\pi} \sqrt{1 - \cos 2\pi R}, \text{ ou}$$

$$\frac{V_{c1}}{V_p} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{1 - \cos 2\pi R} \quad (5.4)$$

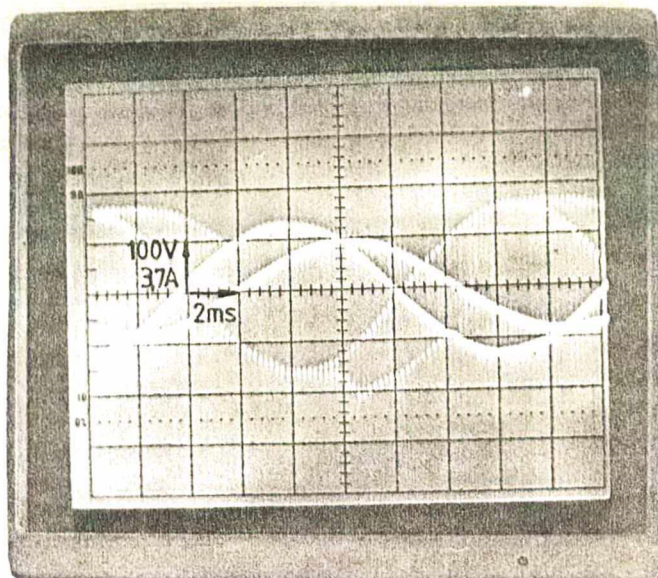
Para uma razão cíclica de 0,85,  $\frac{V_{c1}}{V_p} \cong 0,3$  e a amplitude da harmônica de corrente correspondente seria praticamente nula, pois a impedância nesta frequência é bastante elevada.

Portanto, ainda que a estrutura com transistores operando em alta frequência, seja mais complexa sob o ponto-de-vista da comutação e comando, estas certamente substituirão as estruturas convencionais, pelos motivos expostos e principalmente pelo avanço tecnológico na área de transistores de potência, tanto do tipo bipolar, quanto FET (Field - Effect Transistor), o qual se caracteriza pela alta velocidade de comutação.

Na Figura 5.13 vê-se o resultado da operação como variador de tensão alternada, obtido em laboratório.



(a)



(b)

Figura 5.13 - Variador de tensão alternada, com carga

RL ( $R_c = 13,5\Omega$ ,  $L_c = 50\text{mH}$ )

(a) Tensão e corrente destacadas.

(b) Tensão e corrente superpostas.

#### 5.4 - Conversor C.C. - C.A. (Inversor Autônomo)

Como todas as modalidades de operação, esta também é muito fácil de ser obtida.

Um inversor com tensão de saída retangular, na frequência desejada é conseguido simplesmente substituindo-se as fontes alternadas de entrada, por fontes C.C. reversíveis em corrente, de acordo com a Figura 5.14.

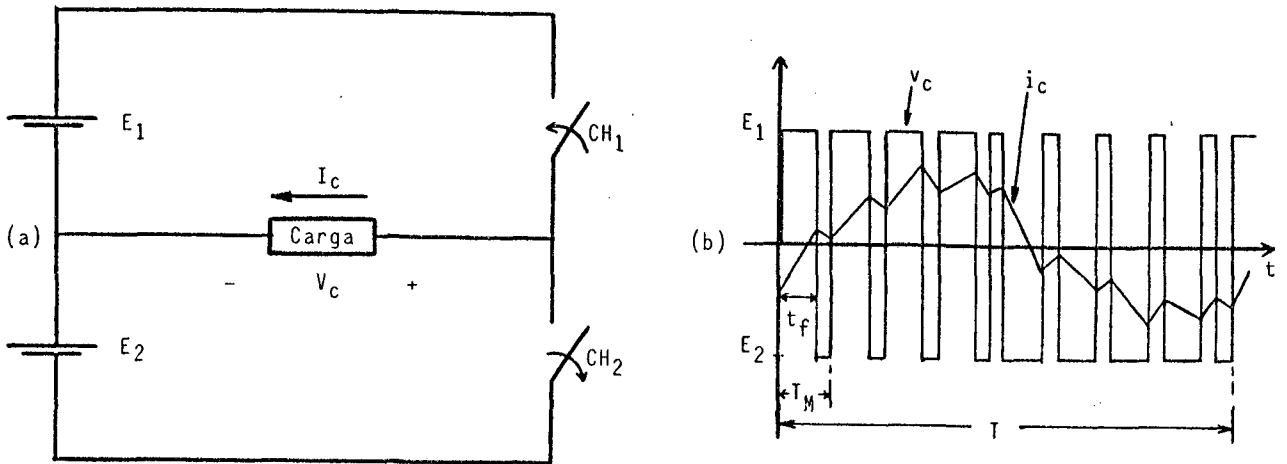


Figura 5.14 - Operação como inversor.

(a) A estrutura.

(b) Tensão e corrente de saída.

Tem-se a seguinte seqüência de funcionamento:

- Fechando a chave 1, coloca-se a carga em contato com a fonte  $E_1$  e a corrente circula por  $CH_1$ .

- Abrindo-se a chave 1 e fechando-se a chave 2, coloca-se a carga em contato com a fonte  $E_2$ , pela qual a corrente regenera.

Até o instante  $t = T/2$ , a chave 1 conduz mais que a chave 2, impondo a corrente. Em  $t = T/2$ , a razão cíclica é invertida, a chave 2 passa a conduzir mais que a chave 1 e a corrente inverte.

A freqüência de saída depende apenas da tensão de sincronismo, usada no circuito dado na Figura 3.7.

Este tipo de modulação não gera uma tensão de saída de boa qualidade, como pode se ver pela expressão desta obti

da pelo mesmo processo adotado anteriormente. Veja Figura 5.15.

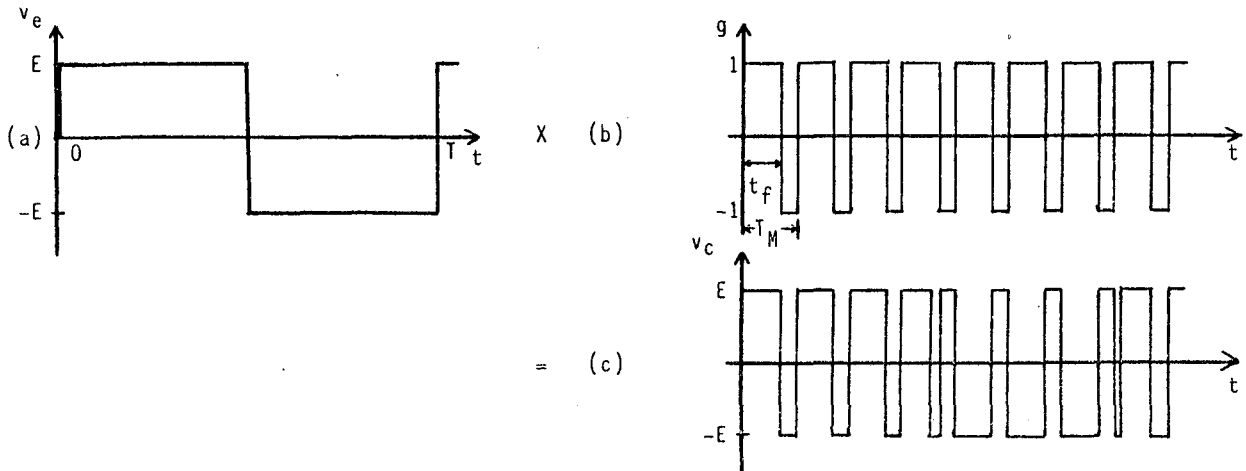


Figura 5.15 - Procedimento para obter a tensão de saída.

(a) Tensão retangular de entrada.

(b) Tensão retangular de amplitude  $\pm 1$ .

(c) Tensão de saída.

Pelo produto das séries de Fourier de  $v_e(t)$  e  $g(t)$ , obtém-se a expressão (5.5)

$$v_c(t) = (2R - 1) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4E}{m\pi} \text{sen } m\omega t +$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4E}{m\pi} \text{sen } m\omega t \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} [\text{sen } (2\pi Rn) \cdot \cos n\omega_c t +$$

$$+ (1 - \cos (2\pi R n)) \operatorname{sen} n \omega_c t \quad (5.5),$$

onde:

$$R = \frac{t_f}{T_m} ;$$

$\omega$  - freqüência da tensão de saída;

$\omega_c$  - freqüência de chaveamento;

$n = 1, 2, 3, \dots, \infty$  ;

$m = 1, 3, 5, 7, \dots, \infty$  .

Pelo primeiro termo, pode-se ver que existem harmônicas de baixa freqüência, o que não é interessante em certas aplicações. No entanto, pode-se fazer uma modulação por largura de pulso (PWM), obtendo-se uma corrente de saída praticamente senoidal, fazendo-se com que a tensão de referência aplicada ao pino 2 do CI 3524, varie senoidalmente. Na prática isto é feito desligando-se o resistor  $R_9$  (veja Figura 3.7) do potenciômetro, conectando-o a um gerador de funções. Deve-se entrar com uma senóide de amplitude menor ou igual a 1V, variando-se a freqüência de acordo com o desejado. A Figura 5.16 mostra o

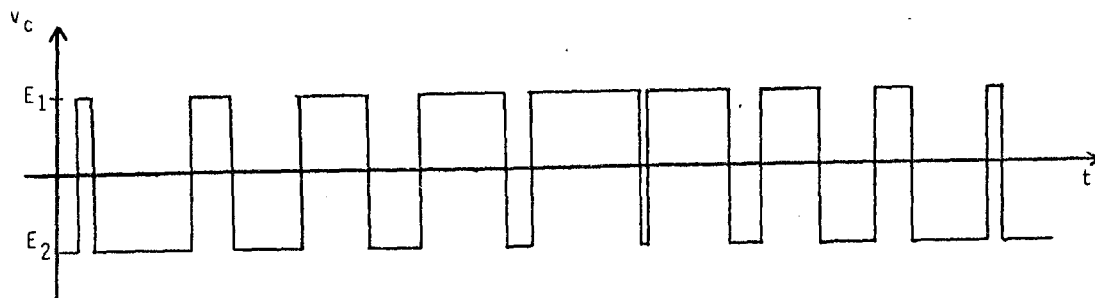


Figura 5.16 - Meio ciclo de tensão na carga, com modulação.



efeito conseguido. Está representado um padrão que gera meio ciclo de uma tensão senoidal, no caso, positivo. O semiciclo negativo é idêntico à este, apenas invertido.

#### 5.5 - Conversor C.A. - C.A. com Alteração de Frequência. (Conversor Direto de Frequência)

Esta modalidade é bastante interessante, pois consegue-se impor à carga, corrente senoidal com frequência variável, alimentando-a diretamente da rede, sem passar por estágios intermediários.

A modificação no circuito, também é bastante simples. Resume-se em usar uma tensão de sincronismo de frequência variável, no circuito inversor da razão cíclica. A frequência de saída é dada por:

$$f_{SAÍDA} = f_{SINC} - f_{REDE} \quad (5.6).$$

O princípio de funcionamento, tem a seguinte explicação: sabe-se que a frequência da tensão de sincronismo determina o instante de inversão do tempo de condução entre os transistores. O fato da frequência de inversão ser diferente da frequência da rede faz com que os transistores sejam chaveados em pontos diferentes da tensão de alimentação. Esta situação é representada pela Figura 5.17.

- Na letra a, a parte hachurada representa que o

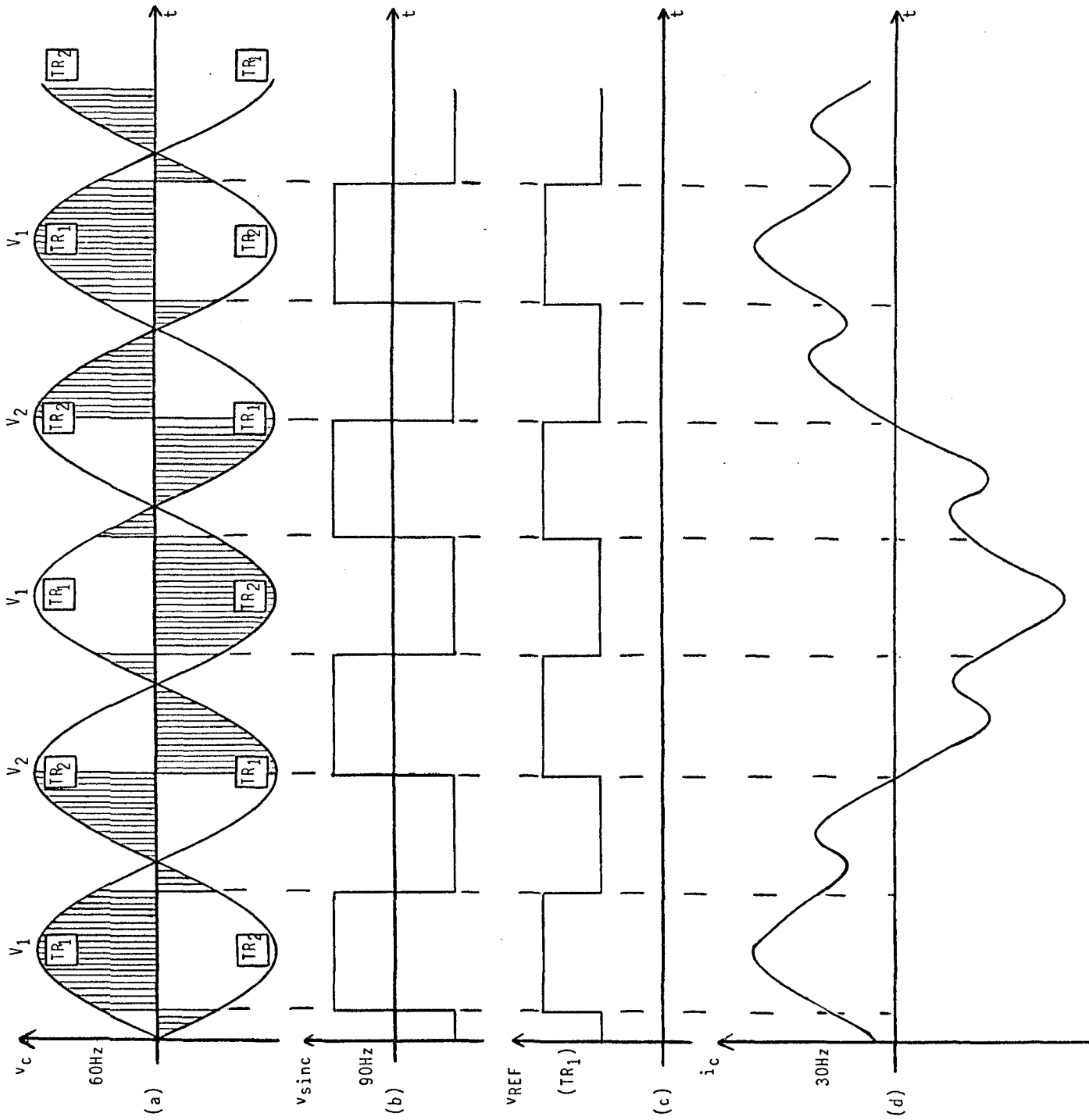


Figura 5.17 - Curvas que explicam a operação como conversor direto de frequência.

transistor a ela associado está conduzindo por um tempo maior que o complementar, durante o período de modulação. Portanto, impo<sub>nd</sub>o a tensão na carga.

- Na letra b, tem-se a tensão de sincronismo.

- Na letra c, tem-se a tensão de referência associada a  $TR_1$ . Em nível alto  $TR_1$  conduz mais que  $TR_2$ , em nível baixo ocorre o contrário.

- Na letra d, está representada a forma aproximada da corrente na carga. Esta é obtida a partir das partes hachuradas da letra a, entendendo-se que a tensão na carga é imposta pelo transistor que tem maior tempo de condução. Assim, a corrente evolui, acompanhando a tensão. Compare com a Figura 5.20 b.

Nas Figuras de 5.18 à 5.20, está ilustrada a corrente de saída para várias frequências.

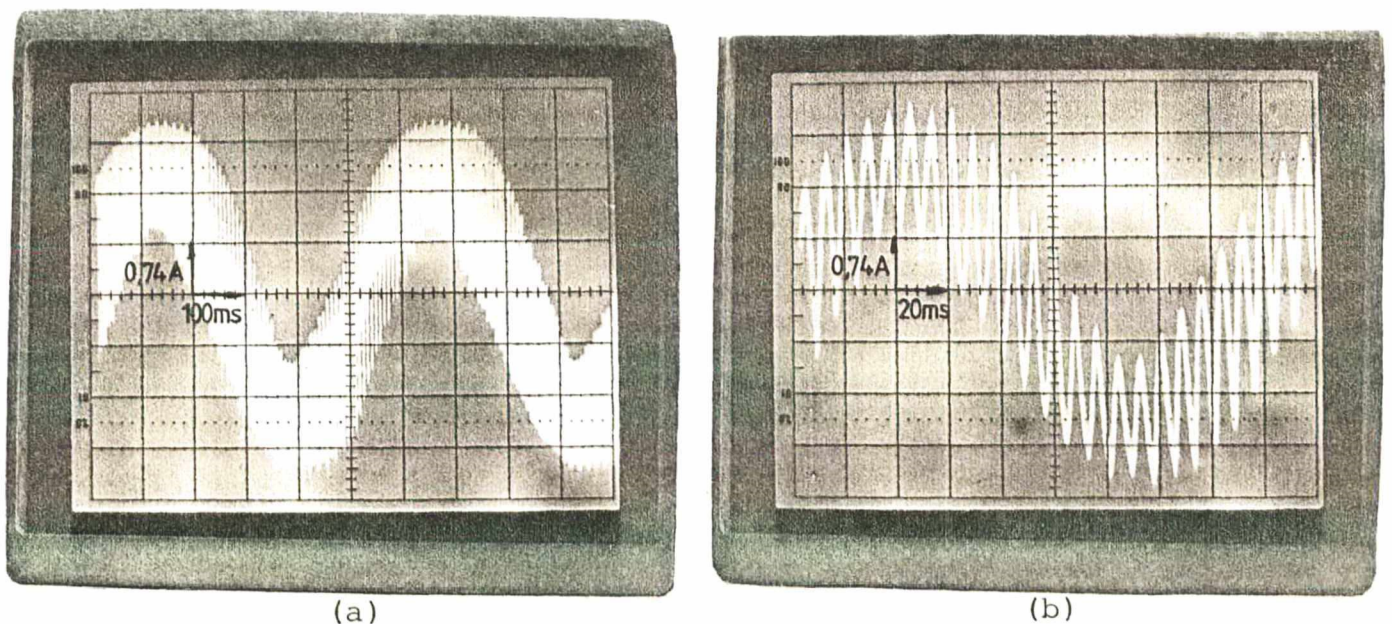
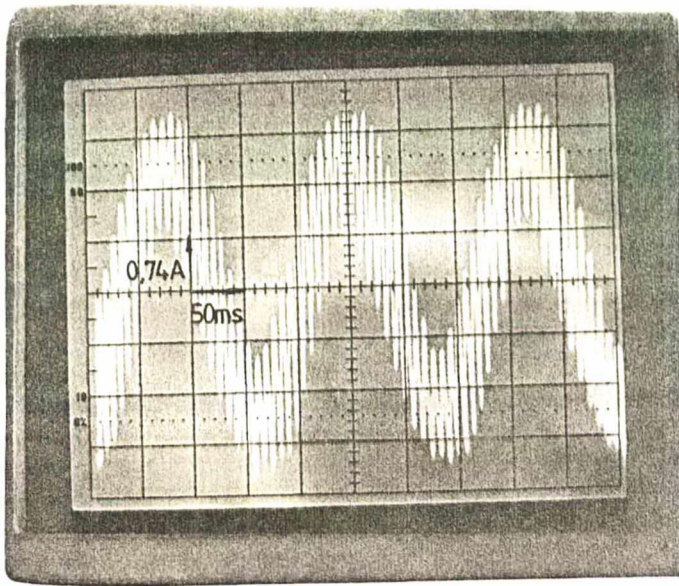


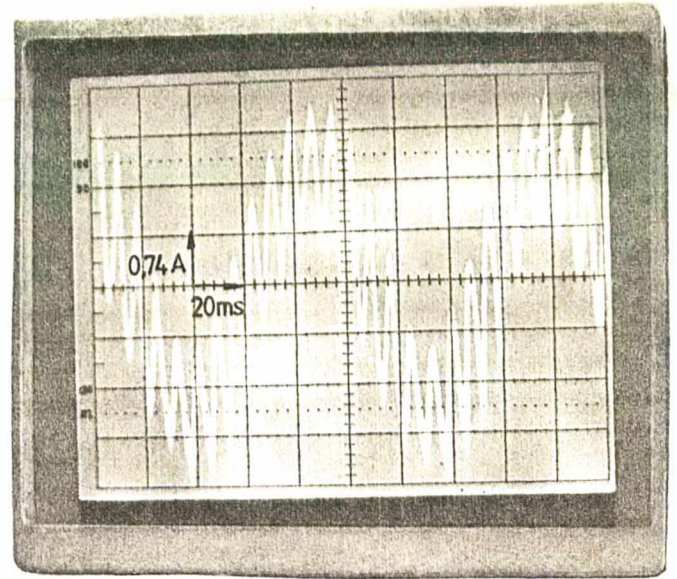
Figura 5.18 - Corrente de saída.

$$(a) f_{\text{SINC}} \approx 62\text{Hz}, f_{\text{SAÍDA}} \approx 2\text{Hz}$$

$$(b) f_{\text{SINC}} = 66\text{Hz}, f_{\text{SAÍDA}} = 6\text{Hz}$$



(a)

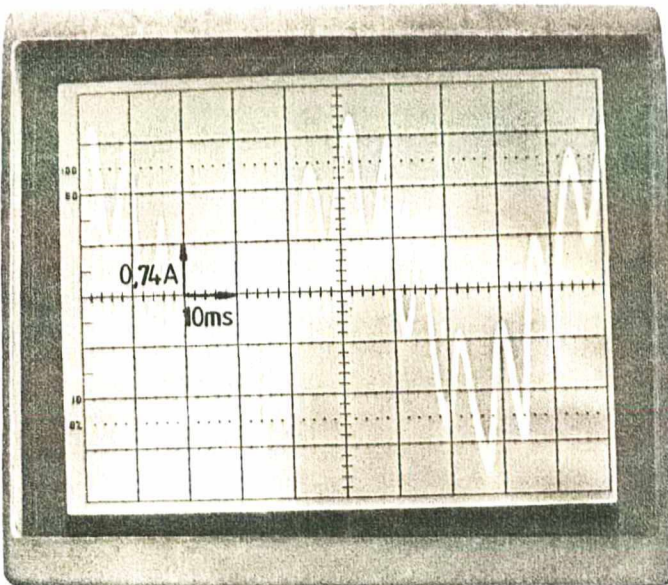


(b)

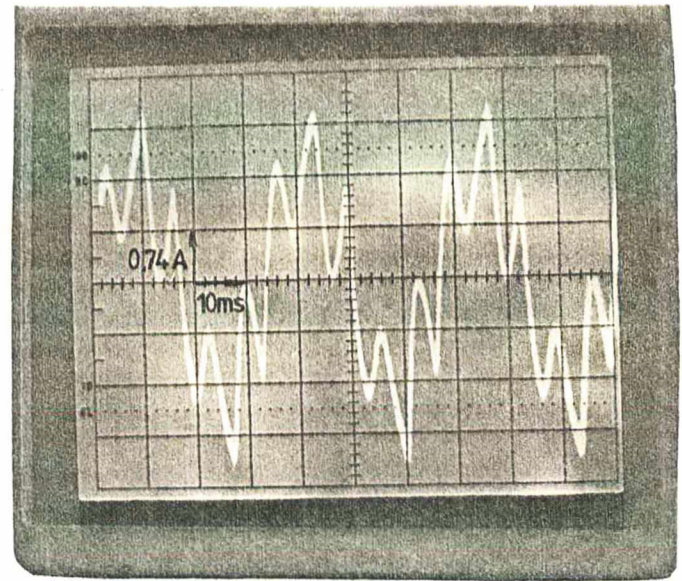
Figura 5.19 - Corrente de saída.

$$(a) f_{\text{SINC}} = 66\text{Hz}, f_{\text{SAÍDA}} = 6\text{Hz}.$$

$$(b) f_{\text{SINC}} = 70\text{Hz}, f_{\text{SAÍDA}} = 10\text{Hz}.$$



(a)



(b)

Figura 5.20 - Corrente de saída.

$$(a) f_{\text{SINC}} = 80\text{Hz}, f_{\text{SAÍDA}} = 20\text{Hz}.$$

$$(b) f_{\text{SINC}} = 90\text{Hz}, f_{\text{SAÍDA}} = 30\text{Hz}.$$

## 5.6 - Conclusão

A facilidade de mudança da modalidade de operação torna atraente a montagem de uma estrutura com todas as opções disponíveis.

A operação como conversor C.A. - C.C. ou C.A. - C.A. diferencia-se apenas por ligar ou desligar a tensão de sin cronismo. A atuação como conversor direto de freqüência, exige somente a variação da freqüência da tensão de sincronismo, sem exigir que esta esteja sincronizada com a rede.

Para uma montagem completa, restaria fazer um es tudo mais aprofundado do conversor direto de freqüência, verifi cando a possibilidade de trabalho com potências mais elevadas.

## CONCLUSÕES GERAIS

Baseando-se nos resultados obtidos a partir de estudos teóricos, confirmados na prática através do protótipo desenvolvido, pode-se afirmar que a operação da estrutura proposta é, sem dúvida, viável.

O sistema auxiliar de ajuda a comutação mostrou ser eficiente, conseguindo-se manter os níveis de tensões e correntes dentro de valores aceitáveis pelos componentes.

Os resultados de ensaios realizados sob condições que exigiram do protótipo respostas rápidas, inversões bruscas e alternadas de rotação demonstram que o conversor possui características dinâmicas excelentes. É de se esperar, no entanto, que uma estrutura trifásica apresente resultados superiores em todos os aspectos, principalmente utilizando-se transistores mais rápidos.

Como subproduto deste trabalho, ficam as modalidades de operação como conversor C.A. - C.A. e conversor direto de frequência, a serem pesquisados.

## A P Ê N D I C E I

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS E MECÂNICAS DO SERVOMOTOR C.C..

## FOLHA DE DADOS Máquinas de Corrente Contínua

MOTOR                       GERADOR

Cliente: UNIV. FED. DE STA. CATARINA	Orçamento:
Endereço: Florianópolis - SC	Pedido Nº

### IDENTIFICAÇÃO

Modelo	6109,04	Tensão Armadura	150	V	Ambiente	40	°C
Nº		Tensão Excitação	180	V	Altitude	1000	m
Potência	0,70	kW	Corrente Armadura	5,9	A	Δt	100
Rot. Nominal	2000	rpm	Corrente Excitação	0,40	A	Isol. Classe	F
Rot. Máxima	2000	rpm	Tipo de Excitação	Indep		Regime	51
Rot. Mínima	300	rpm	Pot. excit.	72	W	Proteção IP	235

### CARACTERÍSTICAS DE DESEMPENHO

% Potência Nominal	50	75	100	Indutância Arm.	11,30	mH
Rendimento (%)	74,0	77,9	78,7	Indutância Excit.	74,4	H
Resistências (Ω)	Frio (20°C)	Quente	Δt (°C)	Const. tempo Excit.	0,20	s
Armadura	0,977			<b>CONJUGADOS - (kgfm)</b>		
Excitação	368			Rot. Nominal	0,34	
Comutação	0,615			Rot. Máxima	0,34	
Compensação				Máx. da Partida	0,68	
Excitação Série Aux.				Sobrecarga 1,8 X IN durante 15 s		

### DADOS COMPLEMENTARES

<b>ACIONAMENTO</b>		<b>VENTILAÇÃO</b>	
Tensão Rede 220 V - <input type="checkbox"/> Trifásica <input checked="" type="checkbox"/> Monofásica	<input type="checkbox"/> Auto Ventilado	<input type="checkbox"/> Sem Ventilação	
<input type="checkbox"/> Semicontrolado <input checked="" type="checkbox"/> Totalmente Controlado <input type="checkbox"/> CC puro	<input type="checkbox"/> Trocador de Calor	<input type="checkbox"/> Ventilação Forçada	
Ondulação 5,2,3 %   Fator de Forma 1,15	<b>CARACTERÍSTICAS DO VENTILADOR</b>		
Reatância Externa (08/44R)	Tipo	Potência	cv
<b>REALIMENTAÇÃO</b>	Nº Pólos	Rotação	rpm Hz
<input checked="" type="checkbox"/> Taca-gerador 1RC/20 <input type="checkbox"/> Força-contra-eletrôm.	Tensões	/	V
<b>SENTIDO DE ROTAÇÃO</b>	Correntes	/	A
<input checked="" type="checkbox"/> Horário <input type="checkbox"/> Anti-Horário <input type="checkbox"/> Ambos	Pressão	mmca	Vasão m³/s
<b>ESCOVAS</b>	<b>CAIXA DE LIGAÇÃO - VISTA LADO ACIONADO</b>		
Dim. 10,0 X 12,5 X 25 Qual. IM19	<input type="checkbox"/> Lado Direito <input type="checkbox"/> Lado Esquerdo <input checked="" type="checkbox"/> Em Cima		
Resist. Aquecim. X W V	Momento de Inércia I = 60 2/4	0,1016	kgm²
Protetores Térmicos	Massa Aproximada	35	kg
<input checked="" type="checkbox"/> Excitação <input checked="" type="checkbox"/> Comutação	Forma Construtiva	USE	

### OS VALORES INDICADOS ACIMA SÃO

<input checked="" type="checkbox"/> Estimados com base em Cálculo	<input type="checkbox"/> Médios esperados com base em Ensaios
<input type="checkbox"/> Garantidos, sujeitos as Tolerâncias da ABNT EB-254	

### ROLAMENTOS

Lado	Rolamento	Intervalo de Lubrificação	Quantidade de Graxa	Tipo de Graxa
Dianteiro	6205-2RS	30000 h	5 g	K3n
Traseiro	6205-2RS	30000 h	5 g	K3n

Observações:

CERTIFICADO

DATA: 02/04/86

ASS: *[Assinatura]*

EXECUTADO <i>[Assinatura]</i> CLEITON	VERIFICADO <i>[Assinatura]</i> Angelo	APROVADO
--	--	----------



## A P Ê N D I C E II

DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE  $K_m$  E DO ATRITO VISCOSO D.

Estes dados normalmente não são fornecidos pelo fabricante, no entanto são necessários às simulações que consistem basicamente na solução das equações de estado elétrica e mecânica.

A equação de estado elétrica, tem a seguinte expressão:

$$\frac{di_a}{dt} = (V_a - R_a i_a - K_m \omega_m) / L_a.$$

Em regime permanente  $\frac{di_a}{dt} = 0$ , assim

$$K_m = \frac{V_a - R_a I_a}{\omega_m} \quad (\text{A.II.1})$$

Substituindo nesta expressão os valores dados no catálogo da máquina,

$$v_a = 150V$$

$$I_a = 5,9A$$

$$R_a = 1,592\Omega$$

$$\omega_m = 209,42 \text{ rad/s}$$

tem-se  $K_m = 0,671 \text{ V/rad/s}$ .

A equação de estado mecânica é dada por:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = (K_m i_a - D\omega_m - T_r)/J.$$

Em regime permanente  $\frac{d\omega_m}{dt} = 0$ , logo

$$D = \frac{K_m I_a - T_r}{\omega_m} \quad (\text{A.II.2})$$

Substituindo os valores de catálogo e a constante

$K_m$  obtida

$$K_m = 0,671 \text{ V/rad/s}$$

$$t_r = 3,4 \text{ Nm}$$

$$I_a = 5,9 \text{ A}$$

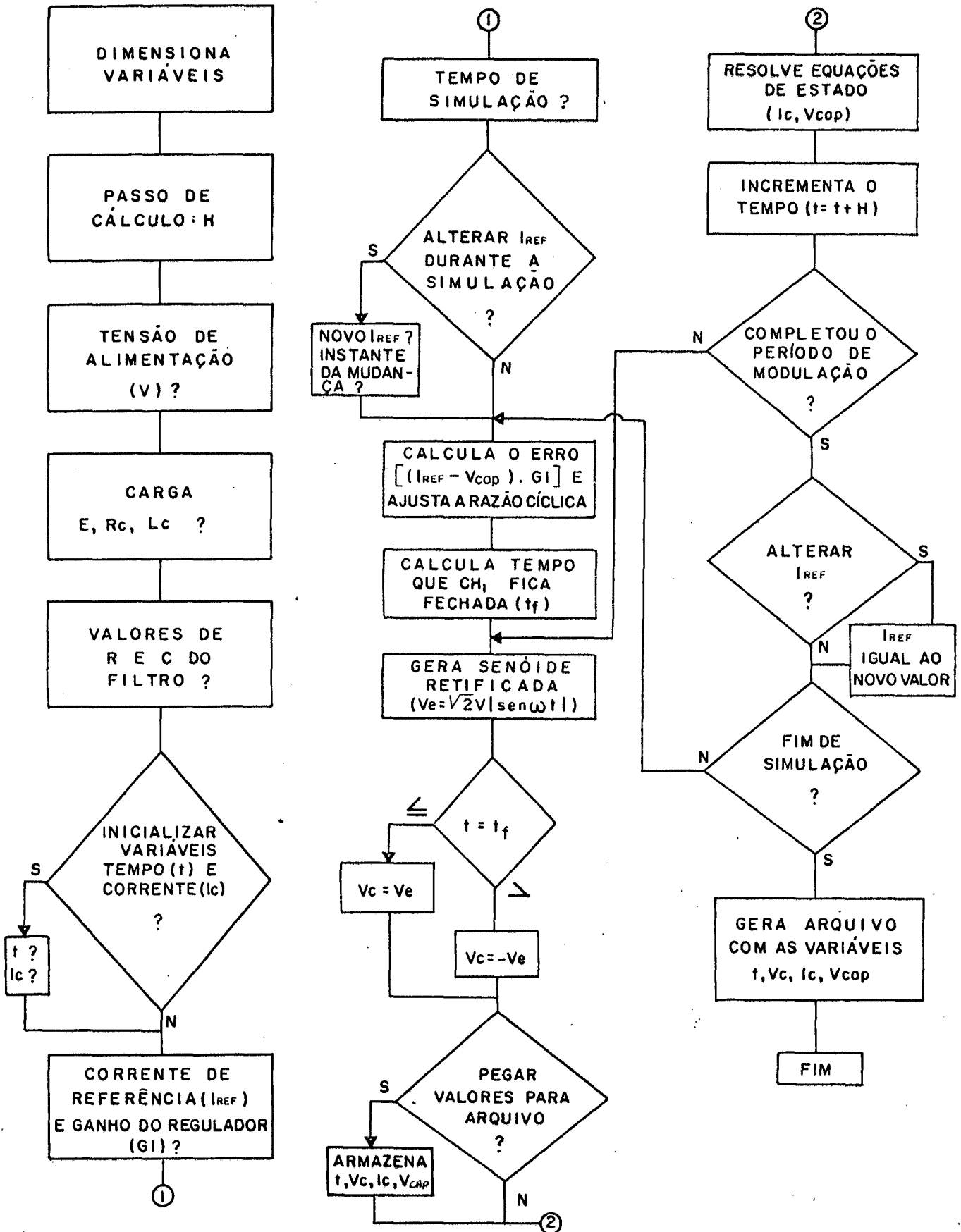
$$\omega_m = 209,42 \text{ rad/s}$$

tem-se

$$D = 0,00268 \text{ Kgm}^2/\text{s}.$$

Com isto todos os valores necessários ao motor ficam determinados.

FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO COM MODULAÇÃO PWM, CARGA RLE.



## EQUAÇÕES DINÂMICAS UTILIZADAS NAS SIMULAÇÕES

Nos programas que simulam a carga alimentada com modulação PWM, equacionou-se um filtro que obtém a informação da corrente de carga através de um resistor shunt. A tensão no shunt é amplificada e aplicada em um filtro RC, onde a tensão no capacitor representa o valor médio da corrente de carga.

A expressão (A.III.1), representa a tensão no capacitor ou a corrente média, pois o equacionamento determina que  $1V$  é igual a  $1A$ .

$$\frac{dv_{cap}}{dt} = (i_c - v_{cap}) \cdot \frac{1}{RC} \quad (\text{A.III.1})$$

A equação dinâmica do sistema com carga RLE, é dada por:

$$\frac{di_c}{dt} = (v_c - R_c i_c - E) \cdot \frac{1}{LC} \quad (\text{A.III.2})$$

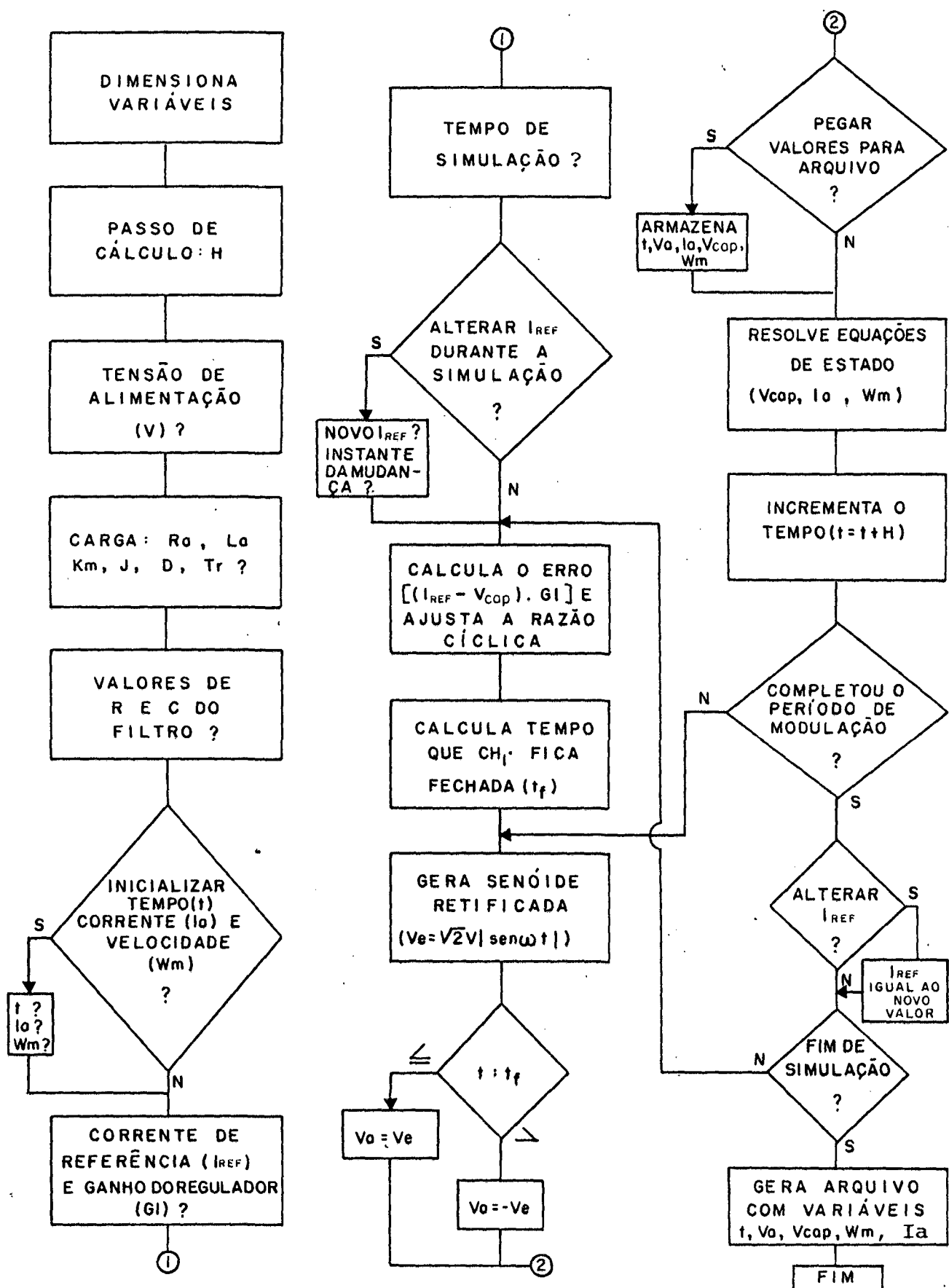
As expressões (A.III.3) e (A.III.4) descrevem o sistema quando a carga é o motor.

$$\frac{di_a}{dt} = (v_a - R_a i_a - k_m w_m) \cdot \frac{1}{L_a} \quad (\text{A.III.3})$$

$$\frac{dw_m}{dt} = (k_m i_a - D w_m - T_r) \cdot \frac{1}{J} \quad (\text{A.III.4})$$

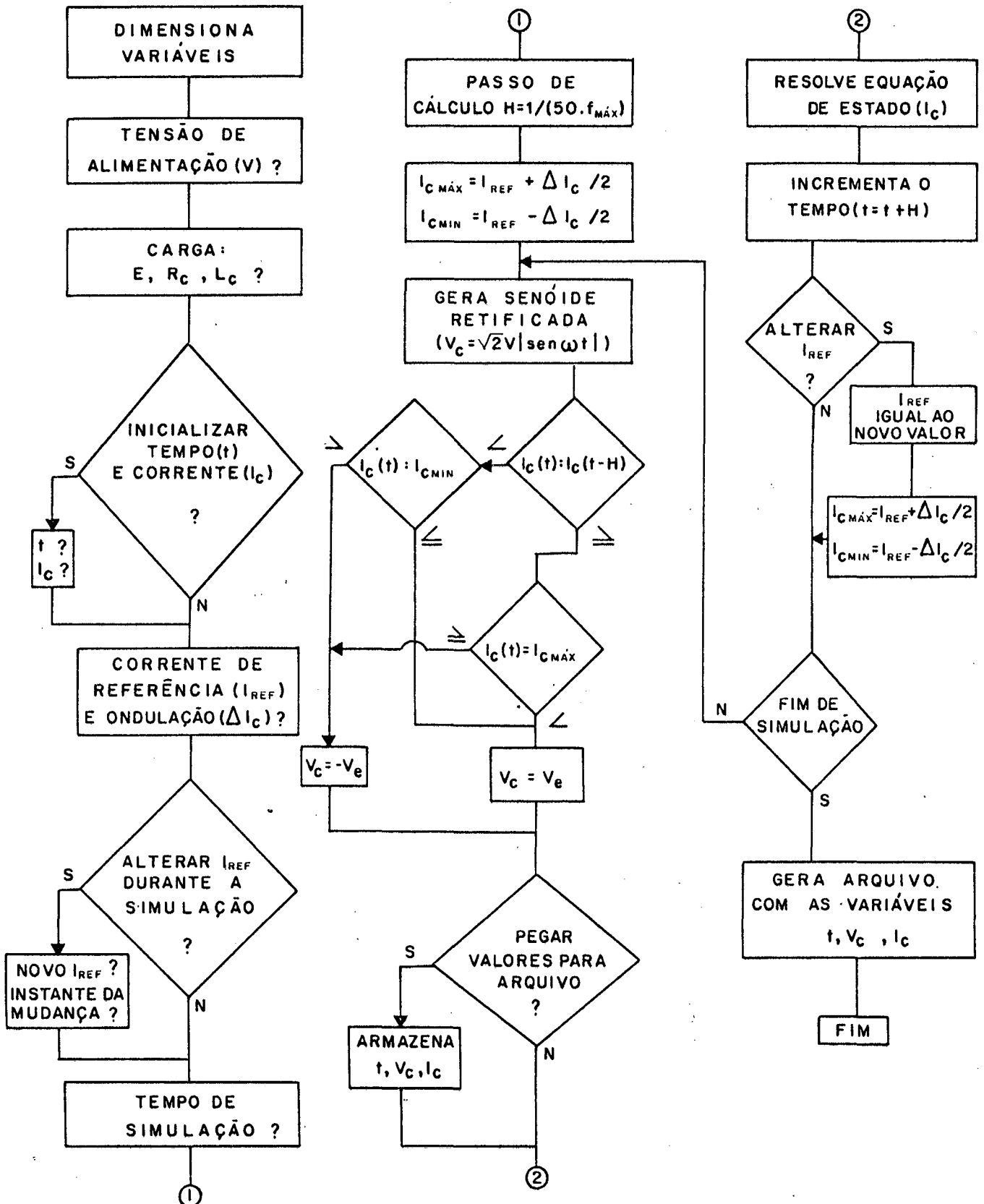
As equações de estado foram resolvidas utilizando-se o método de Euler. São válidas também para os Fluxogramas a apresentados nos Apêndices IV, V e VI.

FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO COM MODULAÇÃO PWM, APLICADO AO MOTOR.

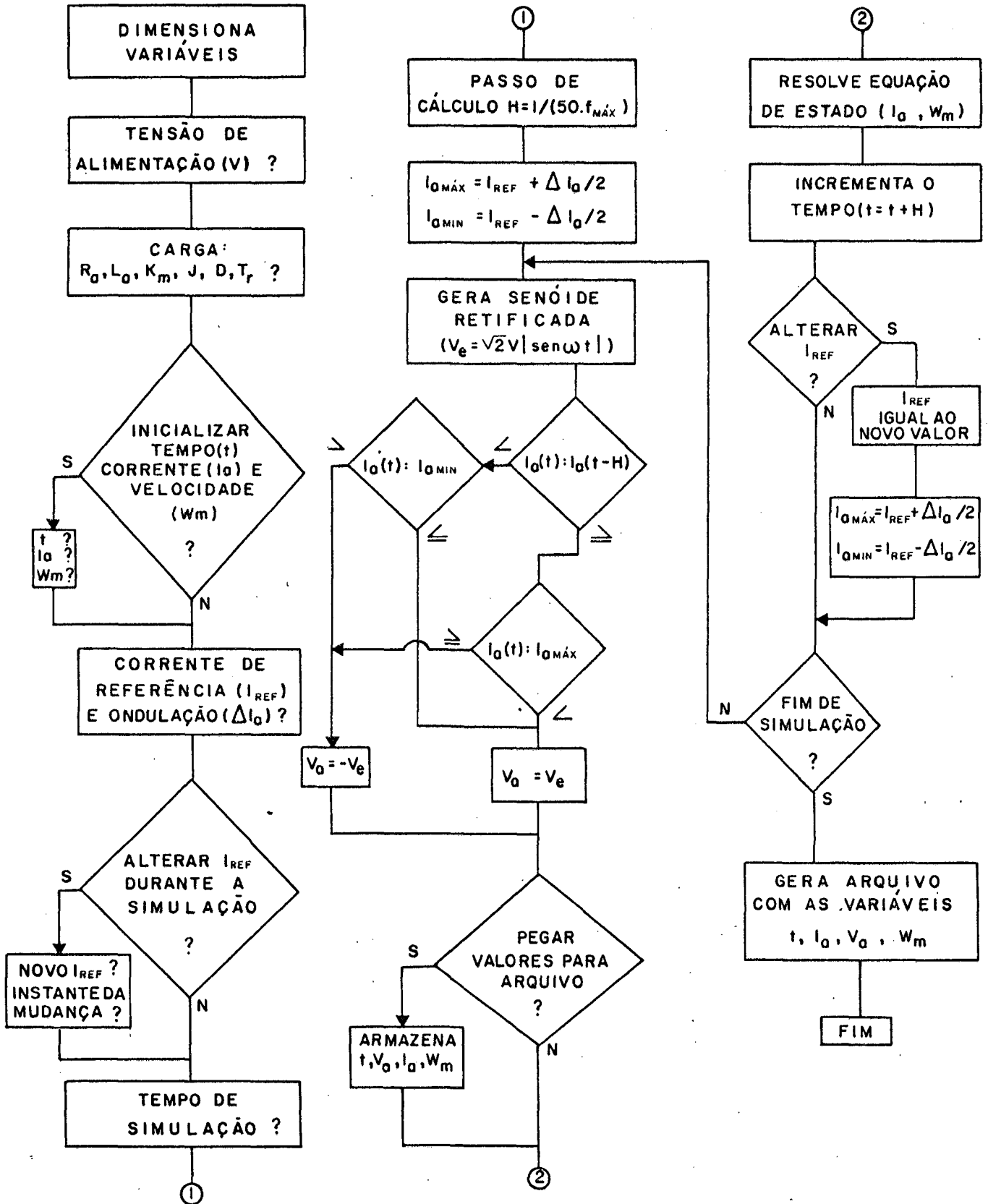


FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO COM MODULAÇÃO POR VALORES EXTREMOS DE CORRENTE, CARGA RLE.

Dimensionado pelo  
 = OPEC



FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO COM MODULAÇÃO POR VALORES EXTREMOS DE CORRENTE, APLICADO AO MOTOR.





## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - CARDOSO, C. M. (1986). "Estudo e Realização de Um Estabilizador de Tensão Alternada a Transistor de Potência". Dissertação de Mestrado em Eletrônica de Potência, UFSC, 1986.
- [2] - CIPELLE, A. M. C. & SANDRINI, W. J., (1986). "Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos", 12ª Edição, Livros Érica Editora Ltda.
- [3] - BARBI, I., (1985). "Teoria dos Pulsadores e Conversores a Transistor de Potência". Capítulos 4 e 8 da Apostila de Aula de Eletrônica de Potência II, UFSC, 1985.
- [4] - BARBI, I., (1986). "Conversores para o Acionamento do Servomotor de Corrente Contínua". Artigo submetido à Revista da Sociedade Brasileira de Informática.
- [5] - BARBI, I., (1986). "Eletrônica de Potência". Editora da UFSC, Florianópolis, SC, 1986.
- [6] - "Manual de Utilização do Programa SACEC". Publicação Interna, UFSC, 1986.
- [7] - MARJANOVIĆ, N., (1982). "Semiconductor Auto-Transformer with Continuous Voltage Transformation Ratio Variation". Artigo publicado na Power Conversion Internacional.