

ROSA TANIA DE MENEZES VAZ

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DOS CHAVEADORES

Dissertação apresentada à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre.

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: **Eletrônica de Potência**

EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA

Orientador

CAMPINA GRANDE

JANEIRO - 1984



V393c Vaz, Rosa Tania de Menezes.  
Contribuição ao estudo dos chaveadores / Rosa Tania de Menezes Vaz. - Campina Grande, 1984.  
264 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia.  
"Orientação: Prof. Dr. Edilson Roberto Cabral da Silva".  
Referências.

1. Chaveadores - Circuitos. 2. Conceitos Elétricos - Conversores. 3. Conversores - Correntes Elétricas. 4. Circuitos Elétricos. 5. Engenharia Elétrica - Dissertação. I. Silva, Edilson Roberto Cabral da. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande(PB) III. Título


CDU 621.3.062(043)



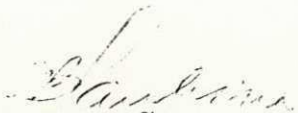
CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO COMPARATIVO DA COMUTAÇÃO  
FORÇADA EM CHAVEADORES E TIRISTORES

POSA TÂNIA DE MENEZES VAZ


DISSERTAÇÃO APROVADA EM 06/01/84

  
EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA


Orientador

  
CURSINO BRANDÃO JACOBINA

Componente da Banca

  
GURDIP SINGH DEEP

Componente da Banca

  
NARPAT SINGH GEHLOT

Componente da Banca

CAMPINA GRANDE

JANEIRO - 1984

## RESUMO

Este trabalho trata de um estudo sistemático de circuitos chaveadores a tiristores, nos quais a fonte de comutação forçada está em paralelo com o tiristor principal.

A partir de um circuito chaveador generalizado, é criada uma lei de formação que identifica todas as possíveis configurações de circuitos. É feita uma análise das características de desempenho e de projeto, possibilitando classificá-las segundo o intervalo de comutação. A apresentação dessas características, na forma de âbacos normalizados, permite verificar a influência da alocação de indutâncias parasitas ou localizadas, bem como comparar as diferentes configurações identificadas.

## A B S T R A C T

This work deals with a systematic study of Thyristor chopper circuits, where forced the commutation source is in parallel with the main thyristor.

A method is derived from a generalized commutation circuit which identifies all possible configurations of commutation circuits. Analysis of performance characteristics and design of each configuration is made, making possible their classification according to the commutation period.

Normalized nomographs of performance characteristics are presented, allowing the verification of the influence of the allocation of parasitic and localized inductances, as well as the comparison among different configurations.



## ÍNDICE

CAPÍTULO 1	- INTRODUÇÃO .....	01
1.1	- Revisão Bibliográfica .....	02
1.2	- Procedimento .....	08
CAPÍTULO 2	- CHAVEADORES COM REVERSÃO DE CARGA EFETUA DA PELO TIRISTOR PRINCIPAL.	
2.1	- Introdução .....	11
2.2	- Lei de Formação das Famílias dos Circui- tos chaveadores .....	12
2.3	- Análise dos Circuitos .....	28
2.4	- Configurações Básicas .....	85
2.5	- Constituição dos Tipos .....	88
2.6	- Ábacos .....	93
2.7	- Conclusão .....	107
CAPÍTULO 3	- CHAVEADORES QUE EFETUAM A REVERSÃO DE CAR GA DO CAPACITOR INDEPENDENTEMENTE DO TI- RISTOR PRINCIPAL.	
3.1	- Introdução .....	110
3.2	- Lei de formação das famílias dos circui tos chaveadores .....	111
3.3	- Análise dos circuitos .....	132
3.4	- Configurações Básicas .....	218
3.5	- Constituição dos Tipos .....	223
3.6	- Ábacos .....	229
3.6.1	- Análise dos tipos .....	252
3.7	- Conclusão .....	257
	- CONCLUSÃO FINAL .....	260
	- Bibliografia .....	263

## LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIações

C	- Capacitância
CC	- Tensão Contínua
Cr	- Capacitância base
D	- Diodo
D <sub>1</sub>	- Diodo em anti-paralelo com o tiristor principal
D <sub>2</sub>	- Diodo em anti-paralelo com o tiristor auxiliar
D <sub>0</sub>	- Diodo de circulação livre
E <sub>c</sub>	- Tensão de carga do capacitor
E <sub>d</sub>	- Tensão de fonte
I <sub>c</sub>	- Corrente do capacitor
I <sub>m</sub>	- Corrente máxima suscetível de circular no capacitor
I <sub>0</sub>	- Corrente máxima a ser comutada
I <sub>T1</sub>	- Corrente no tiristor principal
I <sub>T2</sub>	- Corrente no tiristor auxiliar
K, K <sub>1</sub> , K <sub>2</sub>	- Relação de indutâncias
K <sub>T</sub>	- Relação de indutâncias igual a 0.5
K <sub>U</sub>	- Relação de indutâncias igual a 1.0
K <sub>V</sub>	- Relação de indutâncias igual a 1.5
L, L <sub>1</sub> , L <sub>2</sub> , L <sub>3</sub> ...	- Indutâncias
L <sub>r</sub>	- Indutância base

$M_A$	- Malha de Aceleração
$M_C$	- Malha de Circulação
$M_E$	- Malha de Extinção
$M_P$	- Malha Principal
$M_R$	- Malha de Reversão
$M_{Re}$	- Malha de Recarga
$M_{SC}$	- Malha de Sobrecarga
$\pi$	- Pi
$S_1$	- Chave interruptora
$t$	- Tempo
$t_0$	- Tempo de aplicação da tensão reversa
$T_0$	- Tempo de aplicação da tensão reversa base
$t_g$	- Tempo de bloqueio (turn-off time)
$T_1$	- Tiristor principal
$T_2$	- Tiristor auxiliar
$t_t$	- Tempo total gasto na comutação
$V_G$	- Tensão de gatilhamento
$V_{T_1}$	- Tensão no tiristor principal
$V_{T_2}$	- Tensão no tiristor auxiliar
$X$	- Relação entre $I_m/I_0$
$\omega$	- Frequência de oscilação
$W$	- Energia envolvida na comutação
$W_r$	- Energia base envolvida na comutação

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, os circuitos chaveadores têm sido crescentemente utilizados no controle de motores CC, de motores de indução (chaveamento das correntes rotóricas) ou simplesmente como parte de um sistema conversor.

O chaveador conseguiu superar as limitações associadas às resistências, existentes no controle convencional de velocidade, eliminando sobremaneira a dissipação de potência. Este aspecto constitui-se numa das grandes vantagens técnico-econômicas de seu emprego, notadamente em tração, aplicação usual deste tipo de conversor e que hoje já se alarga no controle tanto da potência desenvolvida, como dos níveis de frenagem regenerativa e eletro-dinâmica.

Pela importância das aplicações que hoje os chaveadores assumem, é que uma infinidade destes circuitos têm sido desenvolvidos no propósito de encontrar uma topologia mais adequada às características de desempenho exigidas por uma determinada aplicação, sem existirem, entretanto, critérios gerais que permitam classificá-los, comparando certas características de operação que são decisivas na escolha de uma configuração específica em detrimento de outras.



## 1.1 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O chaveador ("chopper") é designado como sendo um conversor CC/CC que a partir de uma tensão fixa CC de entrada, fornece uma tensão de saída CC ajustável. Este conversor pode atuar como abaixador controlado de tensão, se esta varia entre zero e a tensão de entrada, ou como elevador controlado de tensão; para tensão de saída maior que a tensão de entrada [1].

Neste trabalho são considerados apenas os chaveadores abaixadores de tensão, cujo princípio de funcionamento é indicado na Fig. 1. A tensão de saída é controlada pelo chaveamento de  $S_1$ . Esse controle pode ser realizado, mantendo-se o período  $T$  constante e variando-se o tempo  $\delta T$  em que a chave permanece fechada, mantendo-se  $\delta T$  constante e variando-se  $T$ , ou variando-se  $\delta T$  e  $T$ . Uma realização prática é obtida substituindo  $S_1$  por um tiristor. Nesse caso, a interrupção da corrente, que se estabelece no tiristor quando este conduz, é obtida com auxílio de um circuito de comutação forçada.

Tal comutação consiste em oferecer através de um capacitor, um caminho opcional para circulação da corrente, ao mesmo tempo em que aplica uma tensão reversa nos terminais do tiristor, durante um tempo que seja no mínimo o necessário, para recuperação das condições de bloqueio no sentido direto, exigidas pelo dispositivo utilizado.

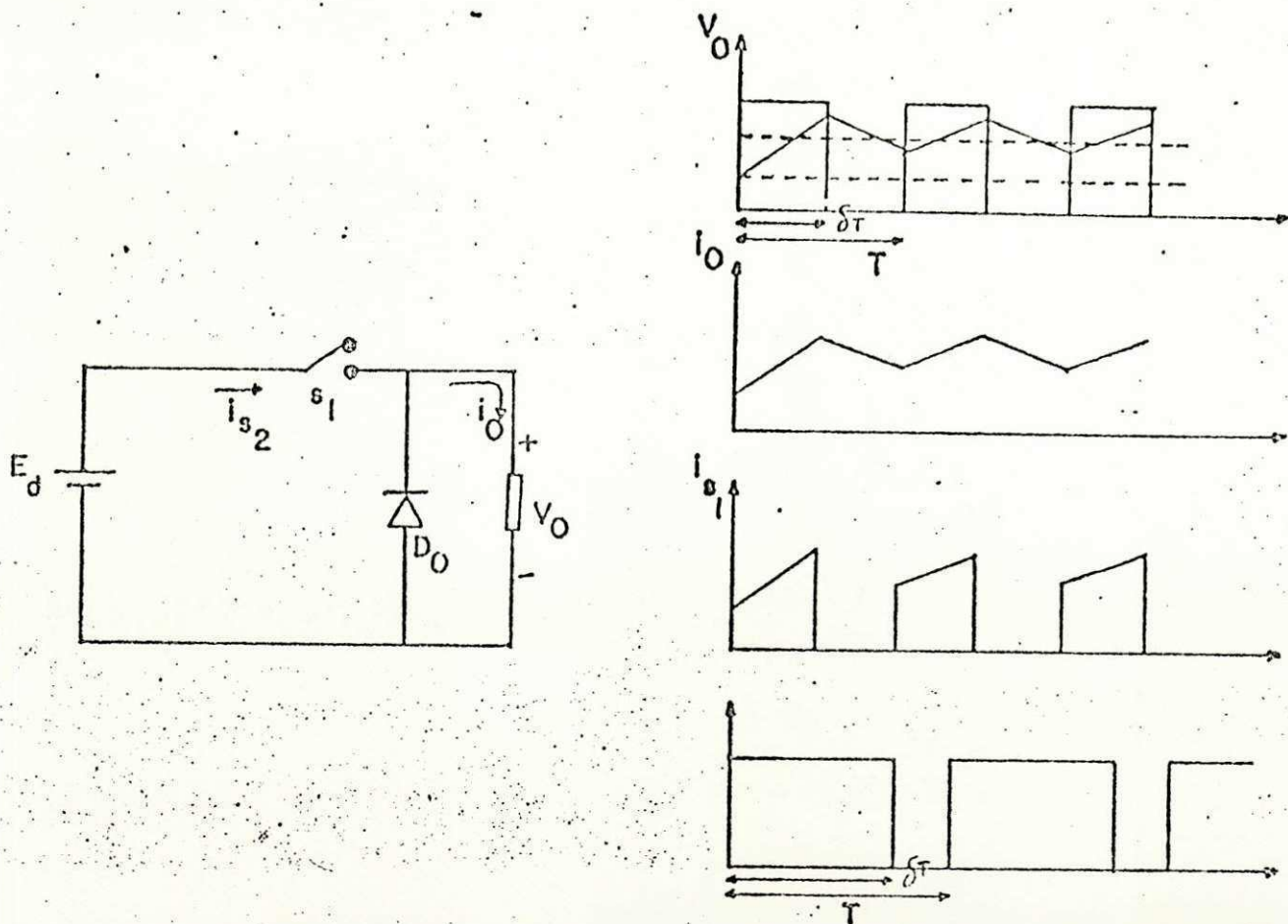


FIG. 1 - Circuito básico

Inúmeros circuitos chaveadores têm sido propostos para atender a particularidades específicas de determinadas aplicações. Alguns exemplos são apresentados na Fig. 2 [11, 12, 13, 18].

A existência do grande número de chaveadores que consta na literatura, torna atraente a determinação de critérios de classificação, que reúnam as características de desempenho dos diversos tipos, facilitando demonstrar comparações entre eles. A variedade de configurações surge em decorrência de o circuito de comutação apresentar-se bastante

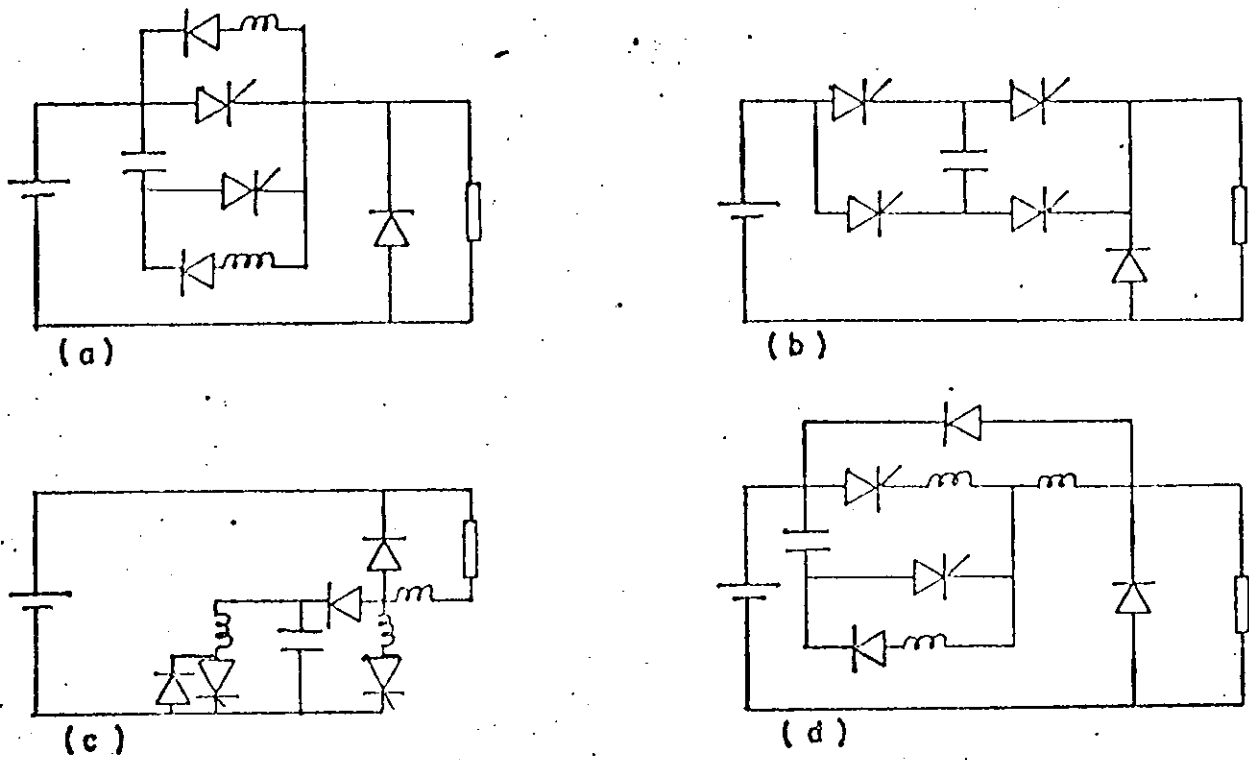


Fig. 2 - Exemplos de circuitos chaveadores.

flexível, tanto quanto a sua localização no circuito com relação ao tiristor principal, como quanto a topologia dos componentes que constituem tal circuito. Vernhoeff [2], considera as fontes de comutação dos inversores de acordo com a sua localização no circuito principal. Esta consideração pode ser facilmente adaptada aos chaveadores, como mostra a Fig. 3.

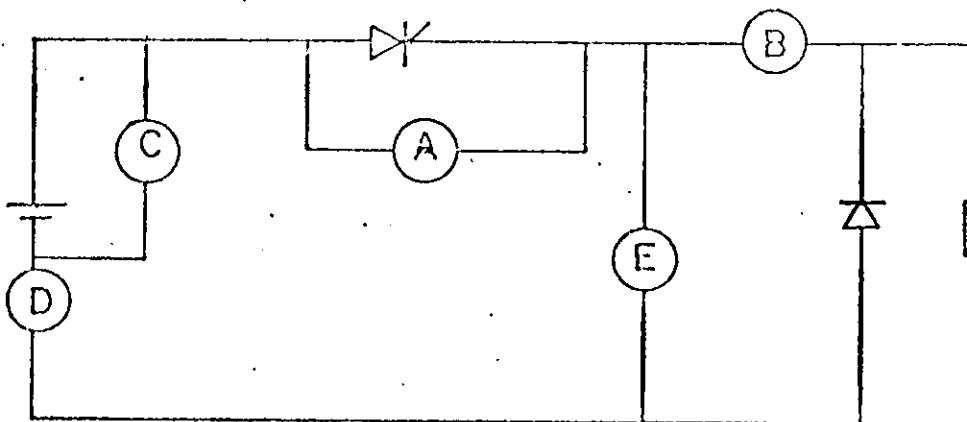


Fig. 3 - Localização das fontes de comutação.

Maphraun [3] divide os circuitos em seis classes, que ele chama de básicas, em relação aos vários métodos de comutação. E subdivide estas classes em diferentes configurações de circuitos. Para cada uma delas, são analisadas vantagens e desvantagens inerentes aos próprios métodos de comutação.

Humphrey [4] descreve o processo de comutação forçada nos inversores, de modo que semelhanças e diferenças entre as técnicas de comutação podem ser avaliadas, do ponto de vista de estrutura dos circuitos. Em seu estudo, maior atenção é dada à comutação, como função da potência, onde a energia desviada do tiristor principal, as perdas mínimas, a capacitância do circuito de comutação são parâmetros importantes na escolha dos circuitos.

Vernhoeff [2] classifica os circuitos de comutação como sendo fontes de tensão ou de corrente, introduzidas em série ou paralelo com o circuito principal, assumindo as localizações mostradas na Fig. 3.

Akamatsu [5] classifica-os do ponto de vista dos circuitos equivalentes.

Encontram-se na literatura, diferentes estudos comparativos, que abordam aspectos diversos, seja do ponto de vista estrutural, seja do ponto de vista de uma análise mais aprofundada do desempenho de funcionamento. Busalaev [6], Foch [7] e Vernhoeff [2] analisam fontes de tensão e de corrente alocadas em diferentes pontos do circuito. Busalaev compara a partir de quatro circuitos considerados básicos, em diferentes localizações, o dimensionamento do capacitor de comu

tação, apresentando os resultados em forma de ábacos. Foch, estende para cinco circuitos básicos o estudo de Busalacv. Vernhoeff faz um estudo qualitativo de dois tipos básicos, considerando todas as possibilidades de localização. Davis [8] faz um estudo comparativo econômico, dos componentes do circuito de potência, também para cinco circuitos inversores típicos.

A posição da fonte de comutação em A é largamente empregada, possuindo algumas vantagens assinaladas por Vernhoeff [2] e Mazda [9].

Cabral da Silva [10] estuda oito configurações básicas, com a fonte de comutação na referida posição, estabelecendo através de ábacos, um estudo comparativo das principais características de operação. Atualmente este estudo é estendido para as demais localizações de fonte propostas na Fig. 3 [17].

No instante da comutação do tiristor principal, a polaridade da tensão, exigida nos terminais do capacitor, deve ser adequada.

Grande parte dos circuitos a dois tiristores, com fonte de comutação na posição A, efetuam a reversão através do tiristor principal, utilizando um circuito ressonante [11] [12] [13]. Isto acarreta uma superposição da corrente de reversão do capacitor, à corrente de carga no tiristor, acarretando o acréscimo em seus valores nominais de corrente e de  $di/dt$ , para o seu dimensionamento.

Dubey [14], Menezes Vaz [15] e Mazda [9] eliminam este problema com o auxílio de um terceiro tiristor. Mc Murray



[12], mostra que é possível substituir o terceiro tiristor por um diodo, fazendo o estudo comparativo de quatro circuitos, sempre com a preocupação de minimizar a sobretensão no capacitor. Isto é de interesse particular, quando se trabalha com tensão de alimentação elevada. Mc Murray, em outro trabalho [16], estuda o comportamento do chaveador segundo uma sequência de malhas ativas, a partir de um circuito generalizado, em que considera uma indutância em série com cada componente e analisa a minimização de indutâncias em determinadas malhas. Entretanto, não examina todas as alternativas, derivadas desse circuito generalizado.

Os estudos feitos, até então, sobre chaveadores apresentam lacunas, seja em relação às possibilidades de obtenção de estrutura, seja em relação aos aspectos enfatizados nas análises.

A partir da idéia do chaveador generalizado de Mc Murray [16] são verificadas neste estudo, de forma sistemática, todas as possibilidades de circuitos de comutação tipo A, com reversão ressonante através do tiristor principal ou não, verificando inclusive os casos de sobretensão. Esta lei de formação criada, permite estabelecer uma classificação através de circuitos considerados básicos, que engloba os circuitos verificados. Com isto, é possível comparar os chaveadores segundo o dimensionamento do capacitor e do indutor de comutação e características, tais como frequência de operação, energia utilizada na comutação e sobretensão.

A sistemática empregada sugere mais quatro casos básicos, além dos oito já analisados [10]. Para os chaveado -

res em que a reversão é feita independentemente do tiristor principal, são derivadas vinte e duas estruturas consideradas básicas, as quais englobam os quatro casos estudados por Mc Murray [12].

## 1. 2 - PROCEDIMENTO

Em todos os capítulos é empregada a metodologia descrita a seguir.

A comparação de certas características de desempenho entre os diversos tipos de chaveadores, é decisiva na escolha de um tipo específico em detrimento de outros. Para tanto, faz-se necessário a existência de critérios gerais, que permitam enquadrar o maior número possível de arranjos dos dispositivos, dentro dos casos considerados básicos [2], possibilitando através destes critérios, que se tenha condições de escolher entre vários tipos de configurações, a que melhor se adequa para um determinado fim.

Neste sentido, a classificação efetiva-se na medida em que cada caso considerado básico, pode dar origem a um tipo e cada tipo, abrigar portanto, configurações de similar desempenho, no que se refere à comutação, precisamente em relação ao nível inicial de tensão reversa aplicada e sua forma de onda. Em um mesmo tipo, os circuitos obedecem, portanto, aos mesmos princípios, diferindo apenas em seu aspecto exterior e algumas particularidades.

Para possibilitar a avaliação do desempenho destes



circuítos, é adotada como medida, a normalização dos parâmetros envolvidos, tanto com o intuito de verificar em que condições cada circuítos atua com melhor desempenho, como também permitir comparações entre eles. Isto só é possível se todas as expressões que traduzem os parâmetros em análise, estiverem enunciados em função de um elemento comum [1].

A determinação da indutância  $L$  e da capacitância  $C$ , envolvidas na comutação, baseiam-se em garantir:

- a) a aplicação de uma tensão reversa, sobre o tiristor a ser comutado, durante um tempo adequado,  $t_o$ , superior ao tempo de bloqueio  $t_q$  ("turn-off time")
- b) que a corrente máxima a ser comutada possa ser absorvida pelo capacitor.

Desta forma o compromisso estabelecido entre  $I_m$ , corrente máxima suscetível de circular no capacitor e  $I_o$ , corrente máxima a ser comutada, determina a relação  $X = I_m/I_o$  como sendo o parâmetro comum, em função do qual todas as grandezas são expressas [1].

O circuítos, tomado como referência, apresenta expressões que definem suas características de funcionamento bastante simplificadas. Os valores encontrados para os parâmetros de capacitância  $C_r$ , indutância  $L_r$ , tempo de aplicação da tensão reversa  $T_o$ , energia envolvida na comutação  $W_r$ , tempo total gasto na comutação  $t_t$ , serão admitidos como valores base. Isto possibilita, que os mesmos parâmetros dos demais circuítos, possam ser normalizados e plotados seus valores nos gráficos em função de  $X$ , facilitando deste modo uma melhor análise comparativa e permitindo que se faça, para uma determinada aplicação, as seguintes escolhas:

- 1) Dentre os vários tipos, o que apresente melhor desempenho de funcionamento.
- 2) Dentre as várias configurações do tipo, a que apresente particularidades mais apropriadas.
- 3) Valores dos parâmetros C e L com base na energia mínima de comutação.

Todas as possibilidades de estruturas de chaveadores, aqui examinadas de maneira sistemática possuem circuitos de comutação localizados na posição A. No capítulo 2 são abordados os casos em que a reversão efetua-se através do tiristor principal.

No capítulo 3 são estudados os casos, cuja reversão acontece independentemente do tiristor principal, usando mais um diodo.

Nas duas situações, examina-se criteriosamente, como a introdução de indutâncias modifica as características dos circuitos básicos de comutação. Os valores plotados nos âbacos são obtidos através da implementação das equações no computador para uma faixa de  $X = I_m/I_o$  variando entre 1 e 10.

Quando nas expressões aparece uma ou mais relação de indutâncias estas são representadas por um coeficiente K que assume no programa três valores, 0.5, 1.0 e 1.5, possibilitando com isto que seja permitido observar a tendência de modificação do desempenho do circuito com a variação relativa entre os valores destas indutâncias.

## CAPÍTULO 2

## CHAVEADORES COM REVERSÃO DE CARGA EFETUADA PELO TIRISTOR PRINCIPAL

## 2.1 - INTRODUÇÃO

Na literatura existente, alguns chaveadores apresentam indutâncias adicionais às imprescindíveis ao seu funcionamento [11], [12]. Neste capítulo, parte-se de um circuito generalizado, a exemplo do que sugere Mc Murray [12]. Com isto objetiva-se encontrar estruturas, em que as indutâncias existentes sejam necessárias à operação do chaveador, ou modifiquem significativamente seu comportamento. Para tanto, é feita uma análise do ponto de vista estrutura topológica, levando em conta os circuitos equivalentes para os intervalos de funcionamento definidos pela condução, ou não, de diodos e tiristores.

As alternativas geradas são reunidas em tipos, que apresentam comportamento semelhante durante a comutação.

A partir dos valores dos parâmetros obtidos através da análise dos circuitos, são estabelecidos gráficos, que explicitam as diferenças entre as características de desempenho tais como, a energia utilizada na comutação, tempo de aplicação da tensão inversa, frequência máxima de operação,



sobretensões, e o dimensionamento da capacitância e das indutâncias de comutação.

## 2.2 - LEI DE FORMAÇÃO DAS FAMÍLIAS DOS CIRCUITOS CHAVEADORES

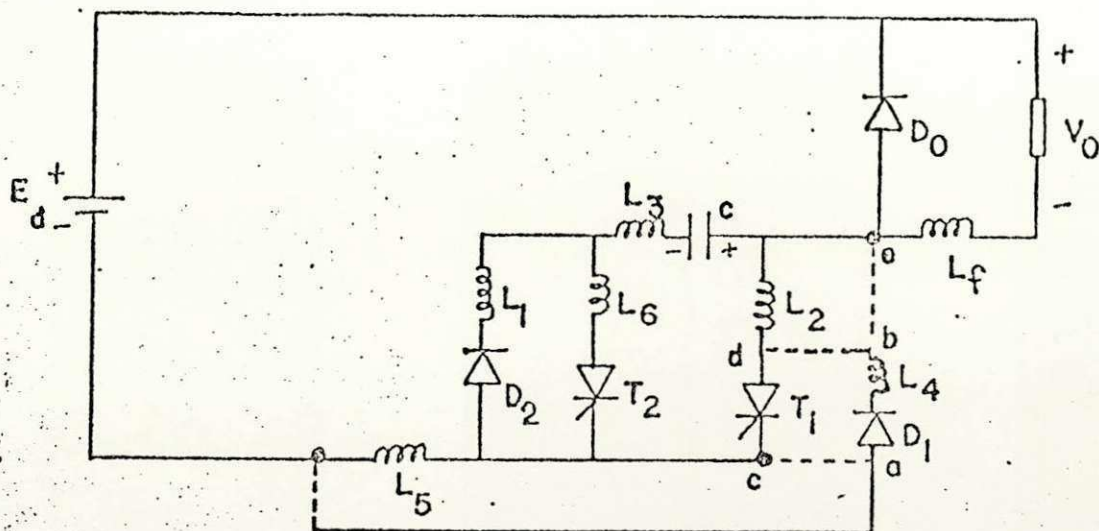


Fig. 4 - Circuito generalizado.

O circuito mostrado na Fig. 4 engloba as possibilidades de estruturas, que uma fonte de comutação, em paralelo com o tiristor principal, pode apresentar. Em série com cada componente, aparece uma indutância para ressaltar, que indutâncias parasitas são importantes durante pequenos intervalos transitórios e também mostra como indutâncias mais significativas podem ser alocadas [16].

Neste circuito, admite-se que a capacitância  $C$  é pré-carregada com tensão  $E_c$ , com a polaridade indicada na Fig. 4 e que a corrente de carga circula em  $D_0$ . Com o acionamento de  $T_1$ , a corrente de carga não se estabelece instantaneamente devido  $L_2$  e/ou  $L_5$ , e a tensão só se aplica na carga, quan

do não houver mais corrente no diodo de circulação livre,  $D_0$ . A reversão de tensão no capacitor efetua-se através da malha formada por  $T_1-L_2-L_1-D_1-L_3-C$ . Concluída a reversão, a polaridade do capacitor fica adequada para anular a corrente no tiristor  $T_1$ , por ocasião do acionamento de  $T_2$ . Quando este é acionado, devido as indutâncias  $L_2$ ,  $L_3$  e  $L_6$ , esta corrente não se transfere imediatamente de  $T_1$  para o capacitor. Enquanto ocorre a transferência, o capacitor perde um pouco de sua carga e a tensão inicial que pode ser aplicada sobre  $T_1$ , como tensão reversa, é menor que  $E_c$ . A forma como a descarga do capacitor se processa, depende da existência ou não da malha formada por  $C-L_3-L_6-T_2-(L_2 \text{ ou } L_5)-D_4-L_4$ . Caso esta malha exista, a descarga se dá de forma mais rápida, segundo uma co-senoide. Se esta malha não existir, o capacitor reverte sua tensão ao longo de uma rampa linear, cuja declividade depende do valor da corrente a ser comutada. Quanto ao bloqueio de  $T_1$ , se a tensão reversa aplicada sobre ele, for igual à do capacitor ou parte dela, a comutação é definida como forte ('hard'); entretanto, se o diodo  $D_1$  estiver em antiparalelo com  $T_1$ , a comutação é dita suave, uma vez que a tensão reversa é apenas a queda de tensão do diodo em condução. Após a recarga do capacitor, quando sua tensão é igual ou maior que  $E_d$ , o diodo  $D_0$  tende a ficar diretamente polarizado e a conduzir a corrente de carga, mas, devido as indutâncias  $L_3$ ,  $L_5$  ou  $L_6$ , não há transferência instantânea de corrente. O capacitor adquire, portanto, uma sobrecarga proporcional a  $I_0$  e às indutâncias em série. O período reinicia, quando  $T_1$  for novamente acionado.

Esta descrição mostra que é interessante fazer uma análise no sentido de minimizar indutâncias em certos ramos dos circuitos, o que sugere configurações, onde elas aparecem somente quando são desejáveis e necessárias ao funcionamento das mesmas.

O critério usado, para garantir a abordagem de todas as possibilidades, é manter fixos determinados componentes de alguns ramos e fazer variar os demais, investigando quais as alternativas viáveis. Feito isto, para os vários ramos do circuito de comutação, fica estabelecido, para cada tipo específico, uma família de alternativas que se origina de uma mesma topologia.

As famílias são cognominadas de Grupos e recebem um índice numérico. As alternativas, dentro de cada grupo, são classificadas em Casos, distinguidos por índice alfabético. Por exemplo: Grupo 1, caso b.

A sequência usual de operação é mostrada na análise de cada Grupo, onde as malhas ativas que determinam os intervalos são ressaltadas. Nome descritivo e o intervalo correspondente são dados a cada malha. As várias funções destas são assim definidas [16]:

- *Malha Principal* - MP - Formada pela fonte, filtro se houver, SCR principal e carga.
- *Malha de Reversão* - MR - A tensão do capacitor deve ser revertida, para obter polaridade própria, a fim de comutar o tiristor principal. É constituída pelo tiristor principal, diodo  $D_1$ , capacitor e indutância.



- *Malha de Extinção - ME* - O tiristor auxiliar  $T_2$ , ao ser acionado, permite o desvio da corrente do tiristor principal e aplica sobre ele a tensão reversa do capacitor, a fim de garantir a recuperação das condições de bloqueio. É aconselhável, em certos casos, a existência de alguma indutância na malha, para limitar variações bruscas de corrente  $di/dt$ , evitando danos para os tiristores.
  
- *Malha de Recarga - MRe* - O intervalo de recarga segue imediatamente o de extinção. A corrente de carga recarrega o capacitor através do tiristor auxiliar. O capacitor deve ser dimensionado para manter uma tensão reversa aplicada sobre o tiristor principal, durante no mínimo  $t_q$  ("turn - off time").
  
- *Malha de Aceleração - MA* - Com corrente de carga leve, o intervalo de recarga torna-se longo. Como não é desejável  $T_1$  ser acionado antes que o capacitor esteja plenamente carregado, isto restringe a repetição do ciclo, limitando a frequência de operação. Esta limitação é atenuada através desta malha, que se forma com o capacitor, indutância e um diodo colocado em antiparalelo com o tiristor principal. Sendo assim, o capacitor oscila ressonantemente, revertendo sua polaridade de modo mais rápido.
  
- *Malha de Sobrecarga - MSC* - Se a malha de recarga contiver indutância, a corrente não se transfere para a malha de circulação, instantaneamente. O capacitor então absorve um acréscimo de carga acima da tensão da fonte, proporcional à corrente  $I_o$ .



- Malha de Circulação - MC - É formada pela carga e o diodo de circulação livre.

Da discussão do circuito generalizado, é possível deduzir que mais de uma indutância para efetuar a reversão, limita a frequência de operação do circuito. Conclui-se, portanto, que a frequência máxima ocorre quando a indutância é a mínima capaz de absorver a energia armazenada pelo capacitor. Por outro lado, a presença de indutâncias em série com o tiristor principal limita variações bruscas de corrente, tanto quando o tiristor principal é acionado, como quando o auxiliar o é, devido ao fato de a transferência de corrente não ocorrer instantaneamente. Quando existe indutância na malha de sobretensão, o capacitor adquire um acúmulo de carga que torna sua tensão superior à tensão da fonte, num montante proporcional a  $\omega LI_0$ .

Os grupos enunciados a seguir apresentam dois esquemas de circuitos. Um é elementar, onde só aparece a malha principal e o ramo do circuito que vai manter-se fixo. O outro, mantém as características do circuito dito elementar, mas apresenta-se completo, com malha de reversão e com indutâncias nos demais ramos. O funcionamento do circuito completo é explicitado através da sequência de circuitos equivalentes. Isto permite uma análise criteriosa da função de cada indutância, oferecendo a possibilidade de criar as alternativas que cada grupo, dentro de suas peculiaridades, pode apresentar.

## Grupo 1

O grupo 1 caracteriza-se por não possuir nem indutâncias em série com o capacitor, nem malha de aceleração (Fig. 5a). As possíveis alocações de indutâncias são indicadas na Fig. 5b.

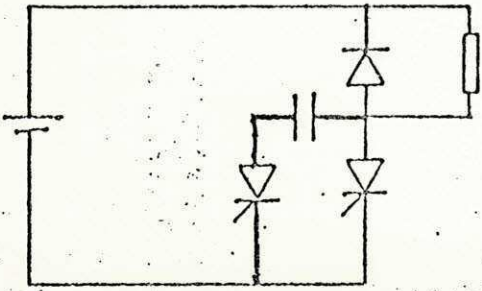


Fig. 5a

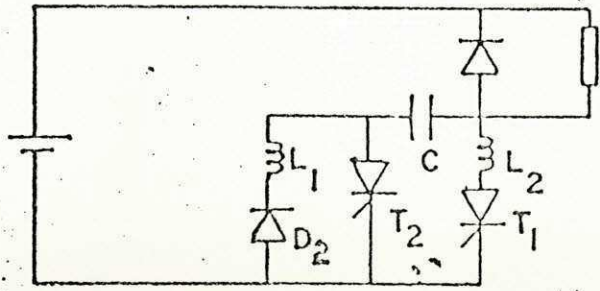


Fig. 5b

A sequência dos circuitos equivalentes, durante cada intervalo, é mostrada na Fig. 5c.

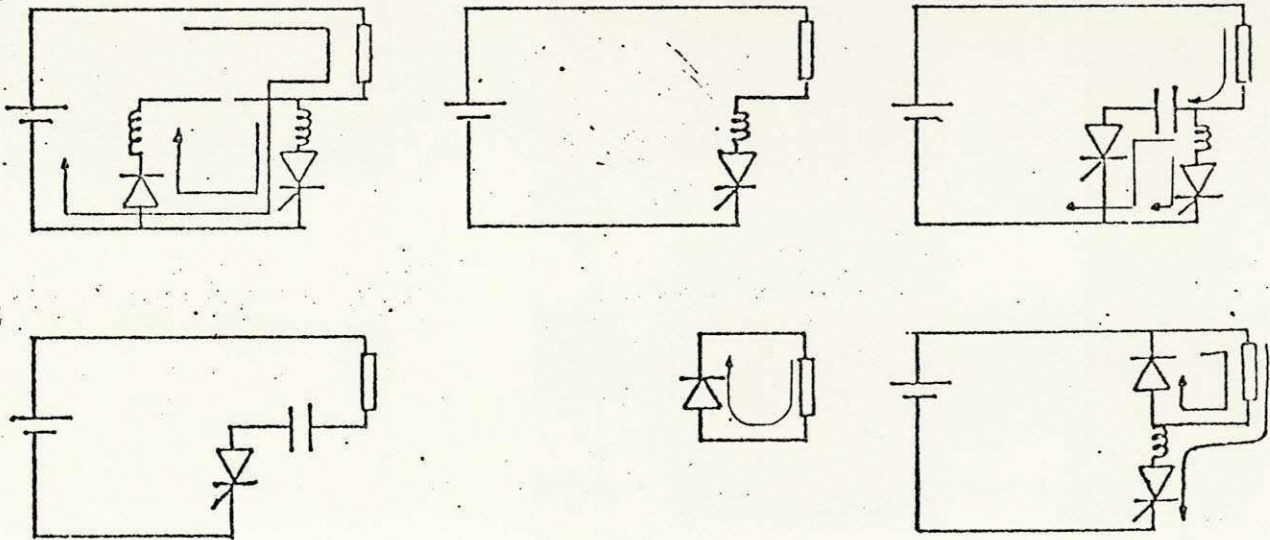
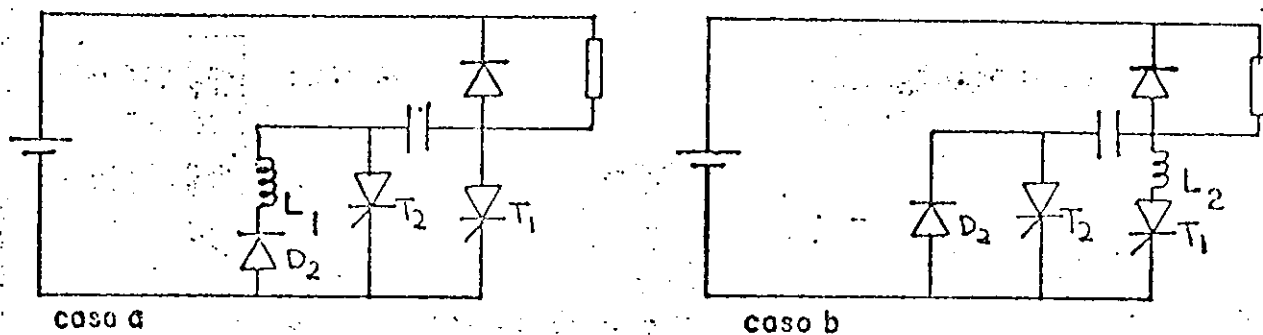


Fig. 5c

*Considerações sobre as indutâncias*

A existência de  $L_2$  limita possíveis variações bruscas de corrente ( $di/dt$ ) no instante em que  $T_1$  é acionado e quando há transferência de corrente por ocasião da comutação.  $L_2$  existindo,  $L_1$  não é imprescindível à reversão da polaridade do capacitor.

As alternativas portanto, que este grupo apresenta, são:



**Grupo 2**

Este grupo caracteriza-se por ter indutâncias em série com o capacitor e, conseqüentemente, malha de sobrecarga.

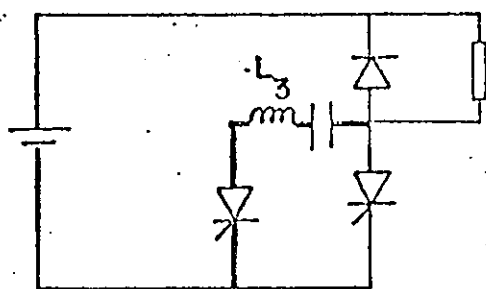


Fig. 6a

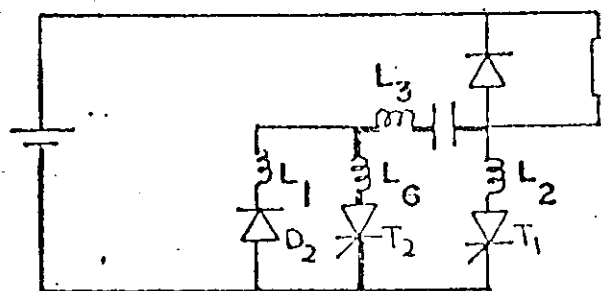


Fig. 6b

A seqüência das malhas ativas em cada intervalo é

mostrada pela Fig. 6c.

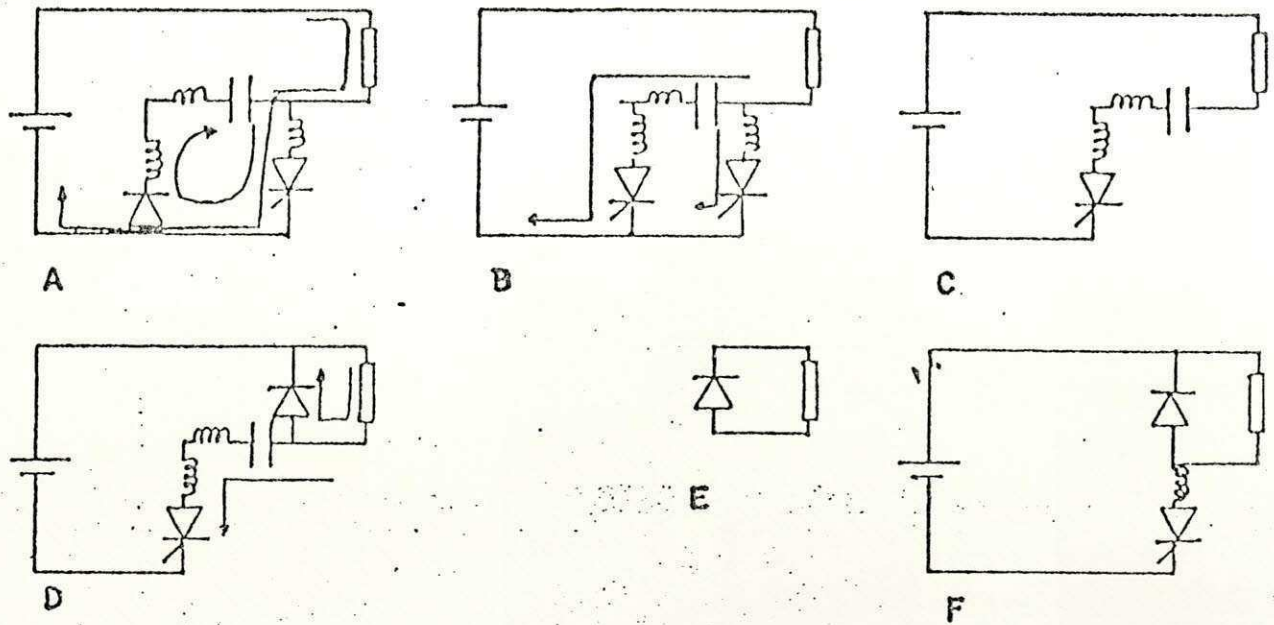


Fig. 6c

#### Considerações sobre as indutâncias

Neste caso, a sobretensão do capacitor é proporcional às indutâncias presentes na malha de sobrecarga. A presença de  $L_2$  tem a mesma influência já analisada no Grupo 1.

A presença de  $L_3$  e  $L_6$ , simultaneamente, na malha de recarga é redundante. As diferenças introduzidas pela escolha de  $L_3$  ou de  $L_6$  são analisadas a seguir.

Se  $L_2$  existe: do ponto de vista Malha de Recarga, independe que a indutância alocada seja  $L_3$  ou  $L_6$ , mas, no que se refere a frequência,  $L_6$  permite menor limitação, porque não influencia na reversão. Fig. 6d.

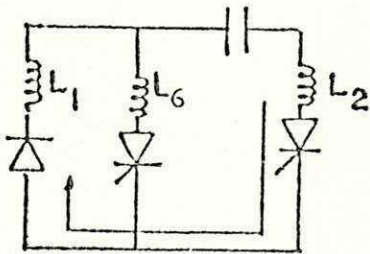
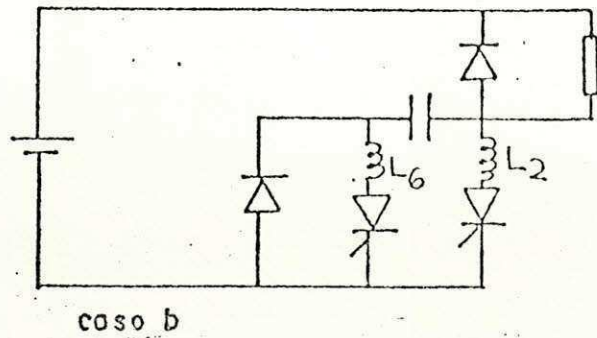
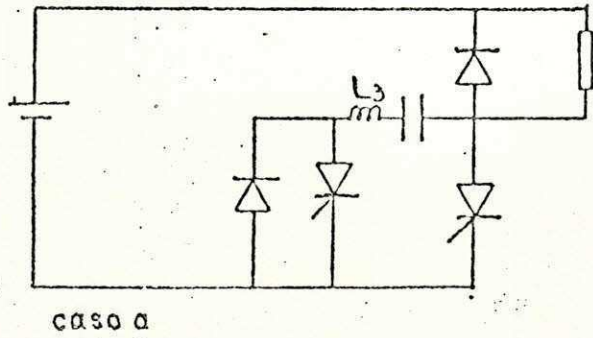


Fig. 6(d) - Malha de Recarga



$L_2$  não existindo,  $L_3$  apresenta a vantagem de permitir a reversão e a recarga do capacitor.

As possíveis estruturas que este tipo apresenta são:



### Grupo 3

O Grupo 3 não possui indutância que ocasione sobrecarga do capacitor. Entretanto, o diodo que aparece em anti-paralelo com o tiristor principal, permite a aceleração da sua recarga. Fig. 7a.

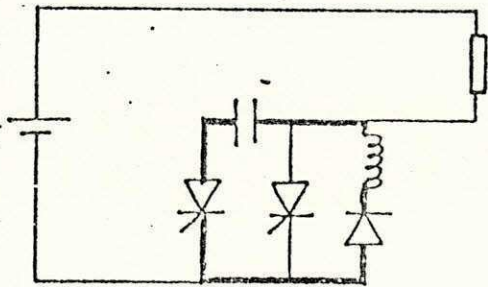


Fig. 7a

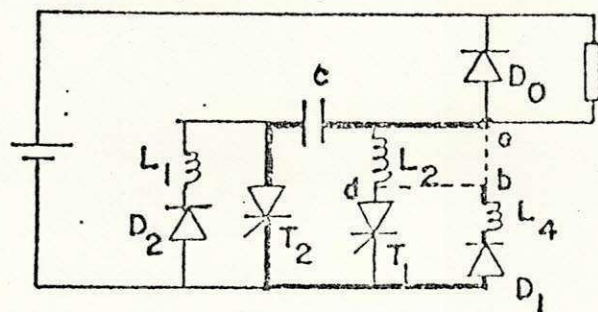


Fig. 7b

Sequência dos circuitos equivalentes em cada intervalo-*Fig.7c.*

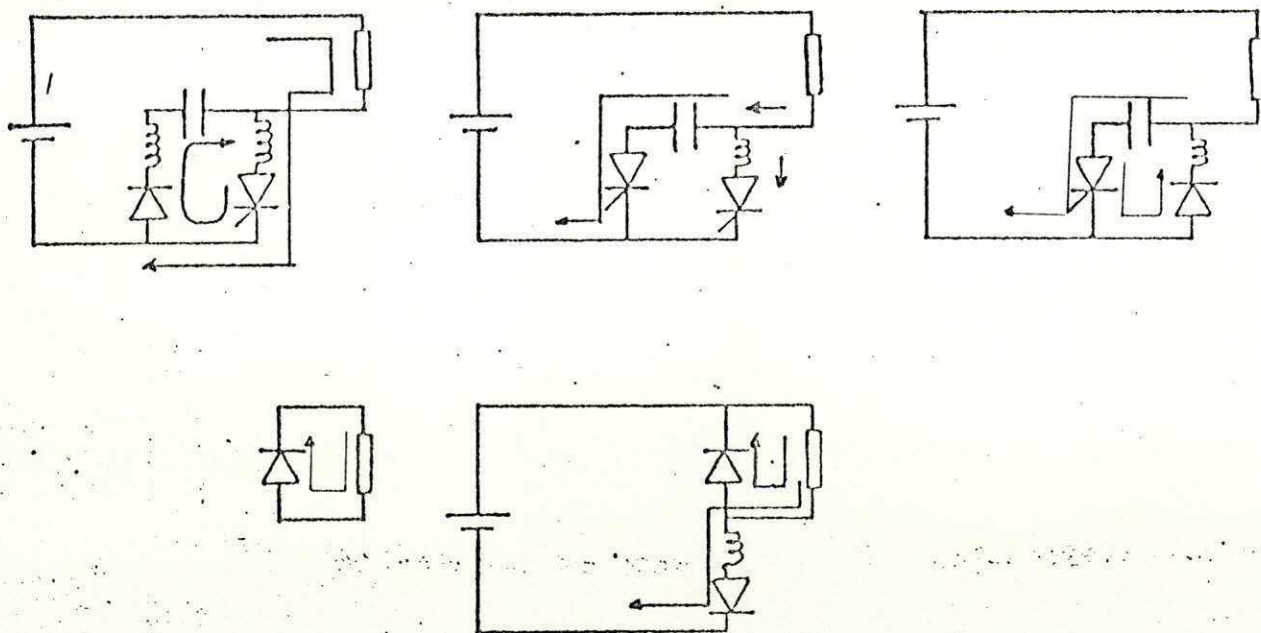


Fig. 7c

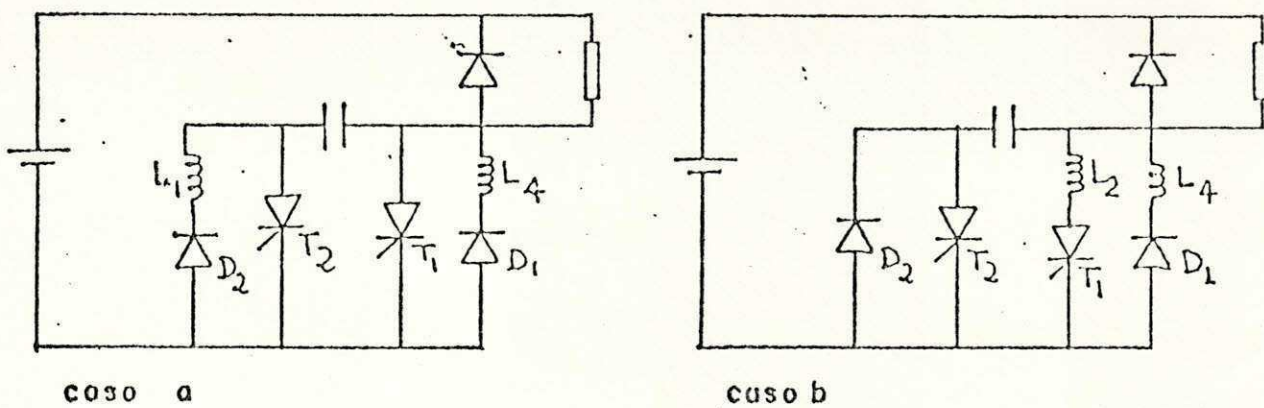
*Considerações sobre as indutâncias*

Os traços pontilhados que aparecem em c e d indicam como o anodo de  $D_1$  pode ser conectado.

A análise relativa a  $L_2$  é a mesma feita no Grupo 1.

Se  $L_2$  existe,  $L_1$  não é imprescindível ao funcionamento do circuito, mas, se não existe,  $L_1$  o é.

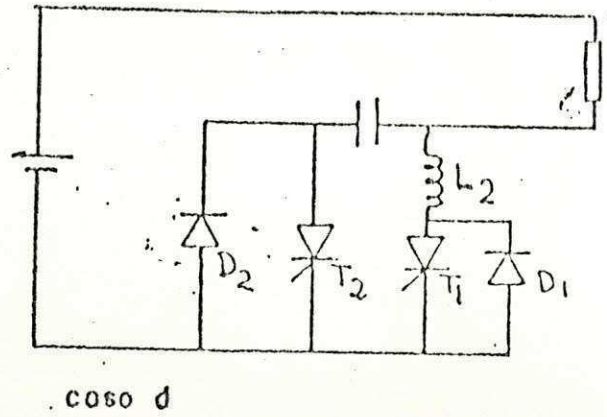
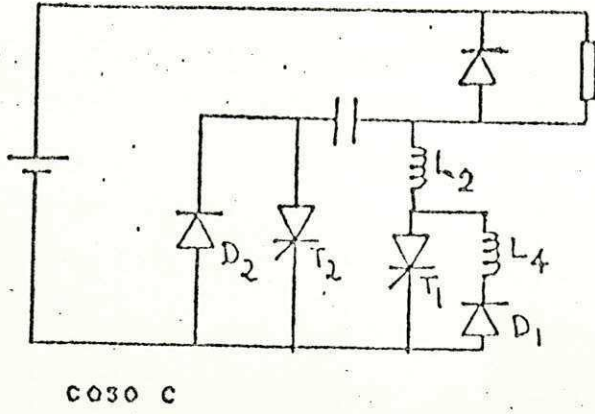
Logo, as alternativas são:



caso a

caso b





Grupo 4

Este grupo possui malha de aceleração e a indutância em série com o capacitor na malha de recarga vai acarretar sobretensão. Fig. 8a.

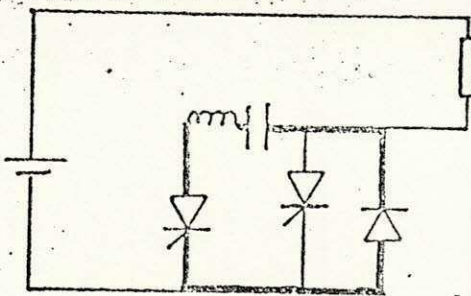


Fig. 8a

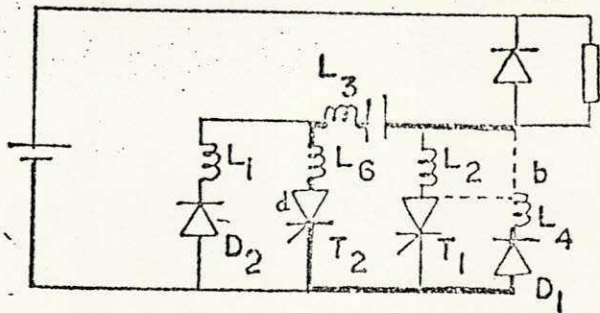
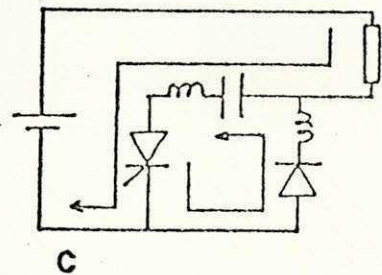
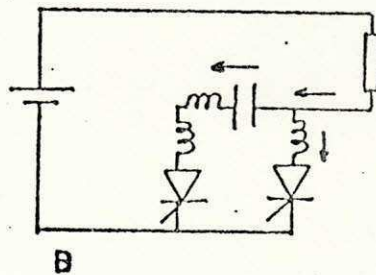
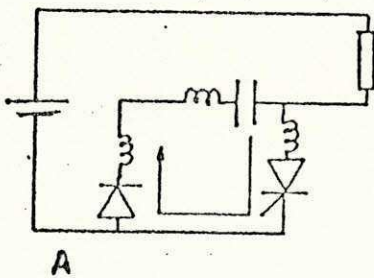


Fig. 8b

Sequência de malhas ativas.





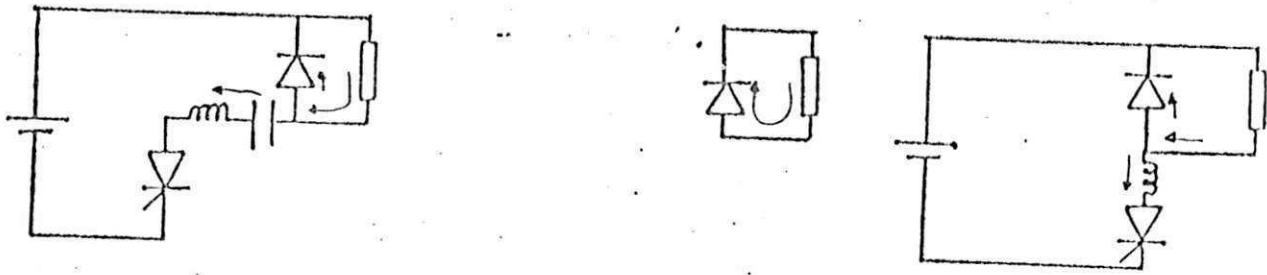


Fig. 8c

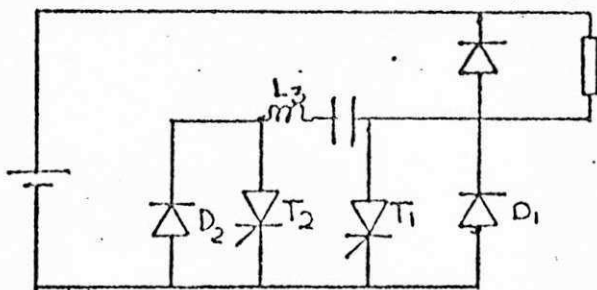
### Considerações sobre as indutâncias

A análise de  $L_2$  é a mesma feita no Grupo 1.

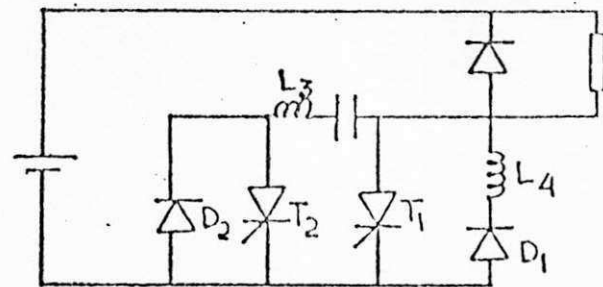
Existindo uma indutância no ramo de  $T_2$ , tal que a sua localização permita a reversão e a recarga do capacitor, todas as demais podem vir a influenciar no funcionamento do circuito, mas não são imprescindíveis. Esta indutância sendo única, portanto, assume a posição de  $L_3$ .

Com  $L_1$  e  $L_4$ , o capacitor tem reversão e recarga mais lentas e ambos os tiristores, quando são comutados, recebem tensão reversa proporcional à tensão do capacitor, segundo os divisores de tensão que  $L_1$  e  $L_4$  formam respectivamente com  $L_3$  ou  $L_6$ .

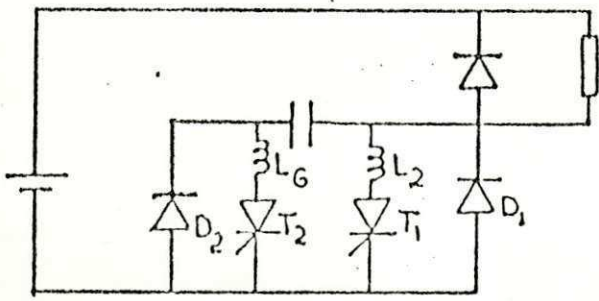
Dentro deste quadro, as alternativas que este grupo apresentam são:



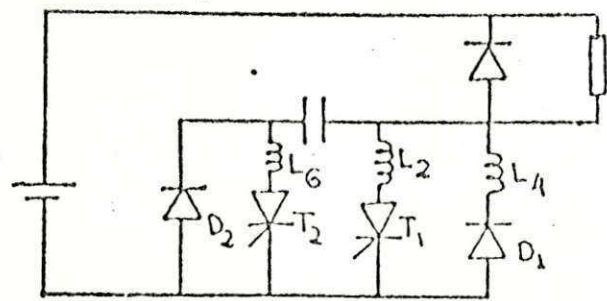
caso a



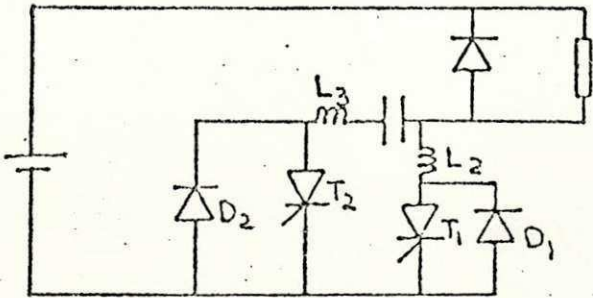
caso b



caso c



caso d



caso e

## Grupo 5

O que caracteriza este grupo é a presença de uma inductância que aparece na malha principal e que atua na sobre-tensão do capacitor. Fig. 9a.

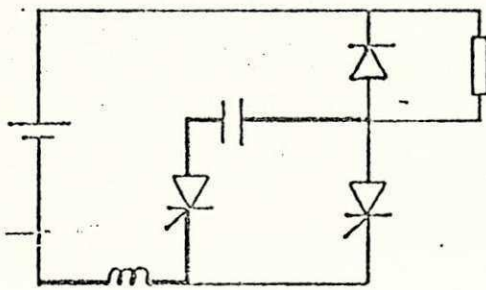


Fig. 9a

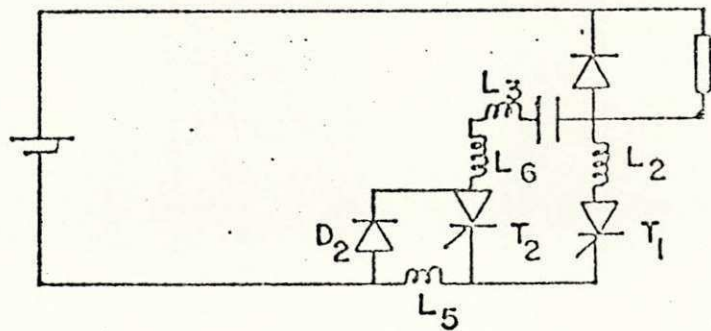


Fig. 9b

A seqüência das malhas ativas é mostrada na Fig. 9c.

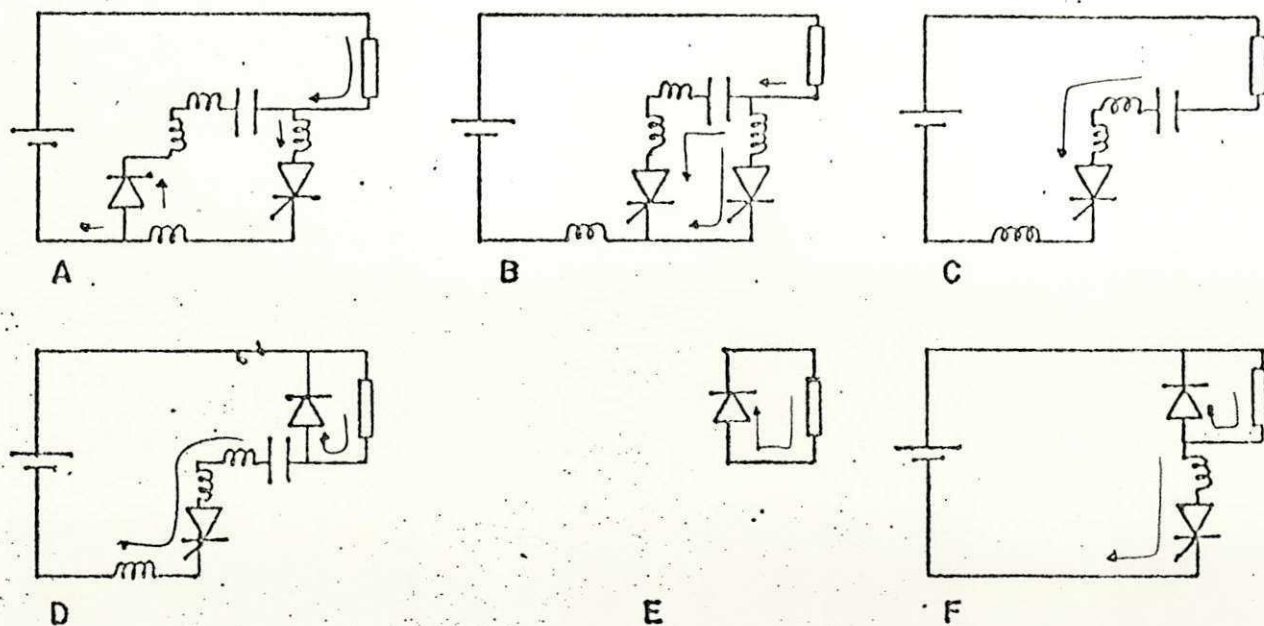


Fig. 9c

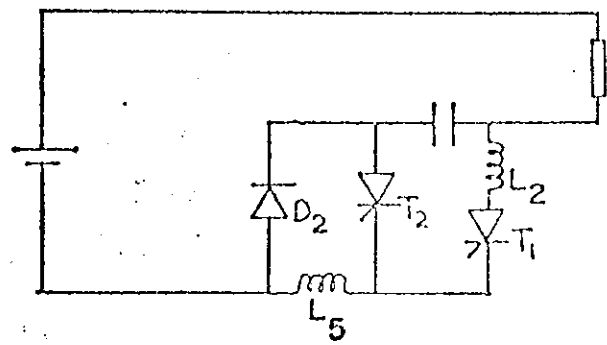
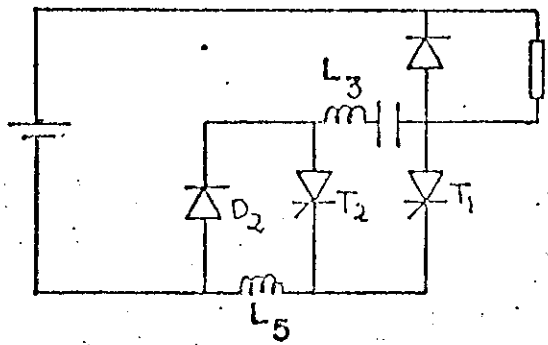
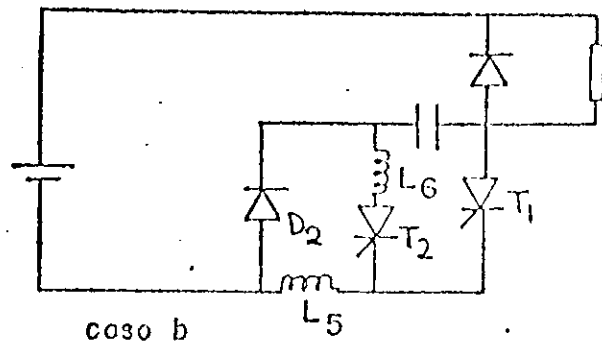
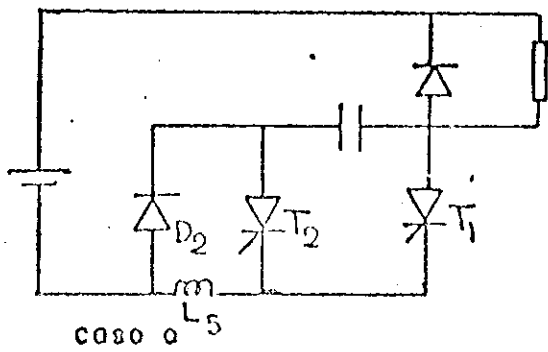
#### *Considerações sobre as indutâncias*

$L_5$  limita a taxa de variação de corrente ( $di/dt$ ) no instante em que  $T_1$  for acionado, mas não impede transferências bruscas de corrente de  $T_1$  para  $T_2$ . Isto pode causar danos para  $T_2$ , o que acarreta a necessidade de colocar-se uma indutância ou no ramo de  $T_1$ , ou no de  $T_2$ .

A indutância no ramo de  $T_2$ , contribuirá para um maior valor de sobretensão do capacitor, ao passo que no ramo de  $T_1$ , ela não interfere neste aspecto.



As alternativas possíveis são:



### Grupo 6

Este grupo acrescenta, ao tipo anterior, a malha de aceleração.

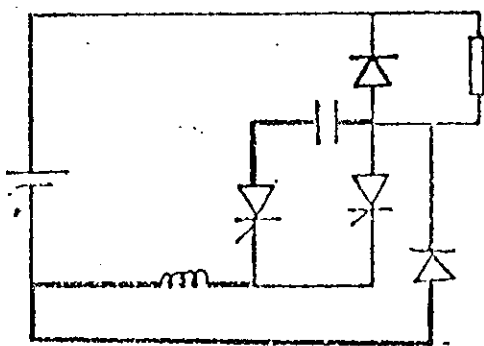


Fig. 10a

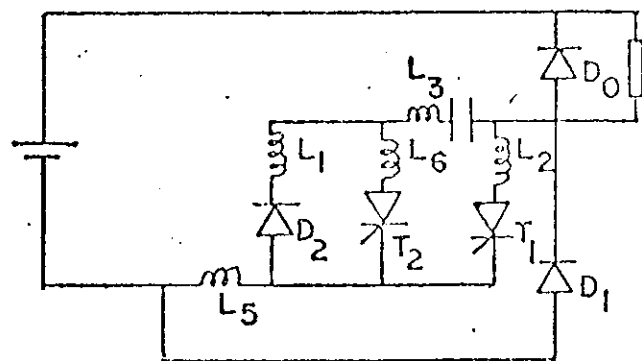


Fig. 10b

A sequência de malhas ativas é mostrada na Fig.10c.

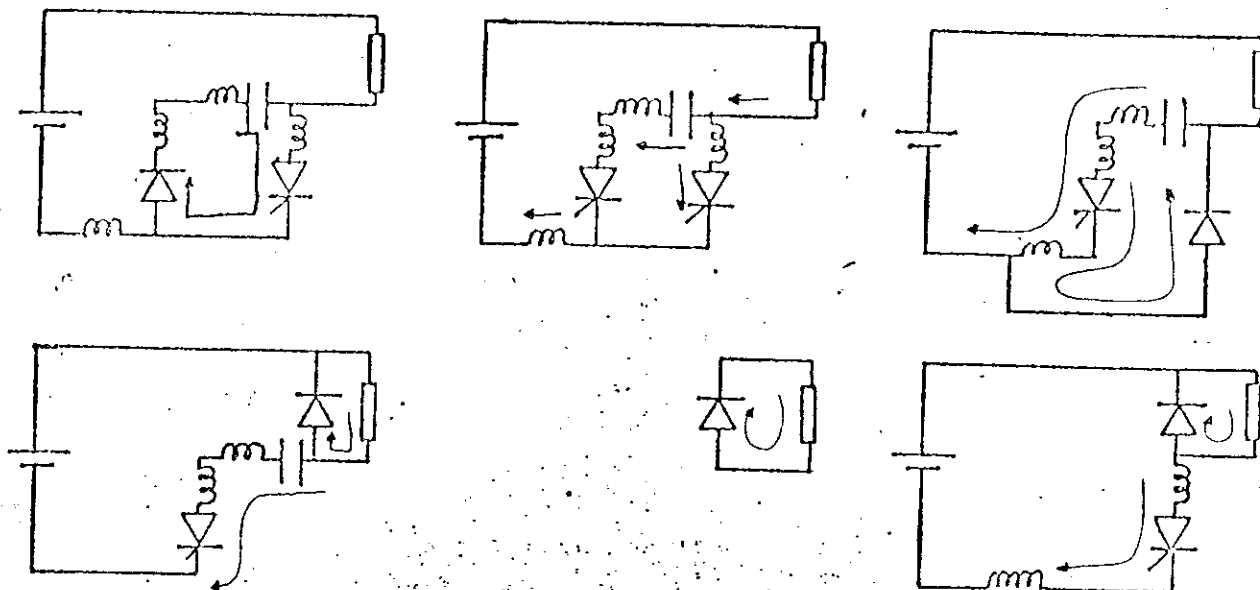
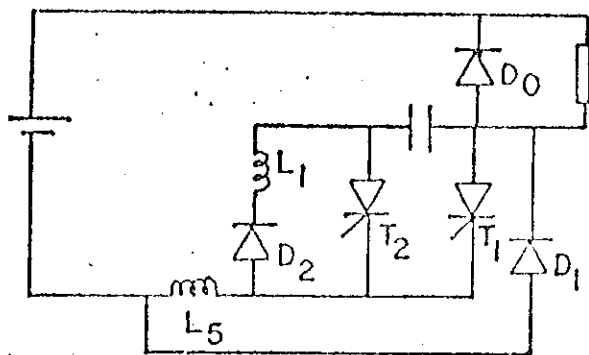


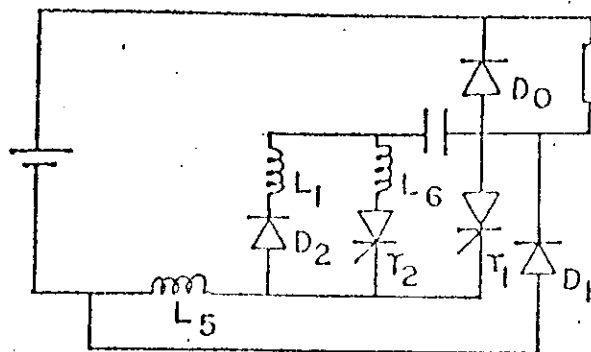
Fig. 10c

#### *Considerações sobre as indutâncias*

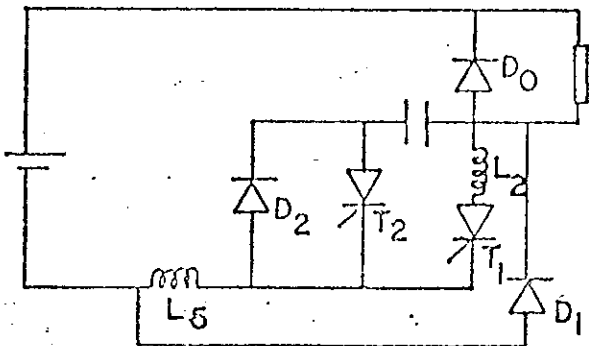
A análise que é feita para o Grupo 5, aplica-se também a este caso. As alternativas que se apresentam são, portanto:



caso a



caso b



caso c

### 2.3 - ANÁLISE DOS CIRCUITOS

O comportamento de cada circuito chaveador pode ser determinado pela análise de operação durante diferentes intervalos. Na análise a seguir, é utilizado este método e é dada ênfase aos intervalos, que permitem a definição das principais características de operação e de projeto dos circuitos.

São consideradas as seguintes hipóteses:

- a) Os tiristores e diodos são considerados ideais.
- b) O bloqueio ocorre em um semicondutor, quando a corrente atinge zero e não flui corrente no sentido reverso.
- c) O acionamento é controlado por um circuito de gatilhamento.



to, que considera-se ter ação instantânea sobre o tiristor.

- d) Na maioria dos circuitos, as perdas são desprezíveis; entretanto, alguns circuitos acarretam sobretensão no capacitor de comutação e o seu valor é limitado pelas perdas nos circuitos de reversão e aceleração. Nesses casos, as perdas são consideradas na determinação dos valores de tensão nos terminais do capacitor, no início da comutação.
- e) A carga é considerada fortemente indutiva, de modo que a corrente de carga mantém seu valor constante, durante o intervalo de comutação (considerando este, muito menor que o período de operação).
- f) O circuito é considerado operando em regime permanente; no início de cada análise, o capacitor C é pré-carregado com tensão  $E_c$ , através de um tiristor auxiliar, que é acionado só para este fim ou para condições especiais de carga [16]. Entretanto, normalmente o que é feito, é enviar um pulso inicial a  $T_2$  e, através deste, o capacitor atinge a tensão  $E_c$ .

A fim de poder-se estabelecer uma comparação entre os diversos circuitos, as principais expressões são desenvolvidas em função de um parâmetro, definido como  $X = I_m/I_o$ , onde  $I_m$  é a corrente máxima capaz de circular no capacitor e  $I_o$  é a corrente máxima de carga. Em alguns casos, não há oscilação durante o intervalo de recarga; nesses casos, o cálculo de  $I_m$  é efetuado através da expressão que definiria a oscilação natural entre L e C, se o tiristor  $T_1$  não bloqueasse.

Como o caso a do Grupo 1 se constitui no caso mais básico, sua análise é feita detalhadamente. Os outros casos são apresentados de forma mais resumida, exceto quando houver necessidade de tornar evidente alguns aspectos de seu funcionamento.

Todas as configurações possíveis, que podem ser derivadas da Fig. 7, apresentam as seguintes características comuns de funcionamento:

- $T_1$  acionado, aplica-se a tensão da fonte sobre a carga, quando por ele toda corrente de carga estiver circulando.
- A reversão de carga do capacitor depende do acionamento de  $T_1$  e é considerada ressonante.
- A frequência máxima de operação do chaveador é função do tempo gasto na reversão e na recarga do capacitor.

#### Grupo 1 - caso a

A sequência considerada, dos intervalos durante um ciclo de operação, inicia-se com o tiristor principal,  $T_1$ , conduzindo (intervalo A). A comutação começa quando o tiristor auxiliar,  $T_2$ , é acionado (intervalo B).

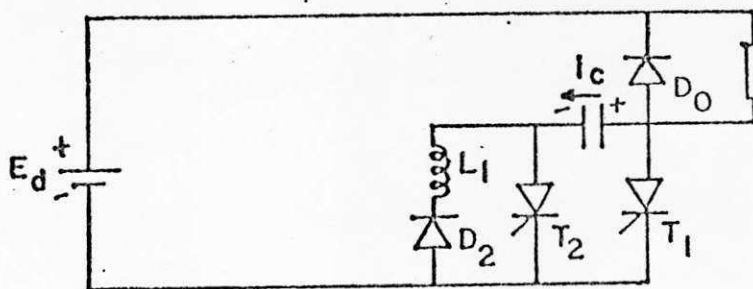


Fig. 11a - Circuito Grupo 1 - Caso a

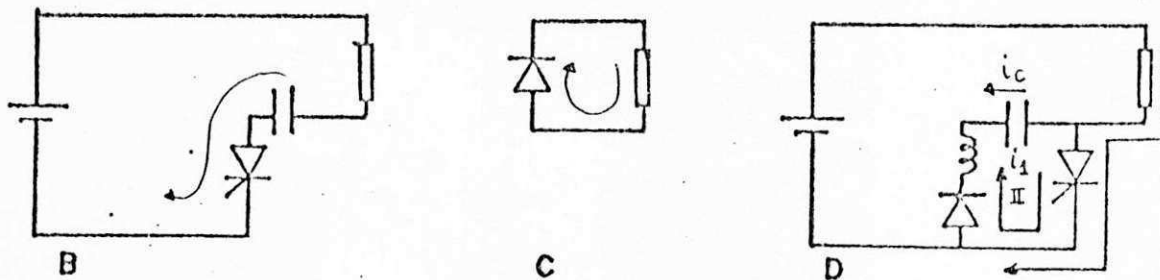


Fig. 11b- Grupo 1 - caso a

*Intervalo A*

$T_1$  conduz a corrente  $I_o$  e o capacitor está carregado com uma tensão  $E_c$  igual a:

$$E_c = E_d \quad (1)$$

*Intervalo B*

Quando  $T_2$  é acionado, o capacitor reverte sua polaridade linearmente obedecendo as imposições do circuito e aplicando tensão negativa sobre o tiristor principal.

$$e_c(0) = -E_c$$

$$i_c(0) = I_o$$

$$C \frac{de_c}{dt} = I_o$$

$$e_c = \frac{I_o t}{C} + e_c(0)$$

$$e_c = \frac{I_o t}{C} - E_d \quad (2)$$

A partir de  $t = t_1$ , o diodo de circulação livre fica



diretamente polarizado.

### Intervalo C

$$e_c(0) = E_d$$

$$i_c(0) = 0$$

### Intervalo D

As condições iniciais do intervalo anterior em relação ao capacitor, são mantidas.

$T_1$  é acionado e o capacitor oscila ressonantemente a través da malha II.

$$L_1 \frac{di_1^2}{dt^2} + \frac{1}{C} i_1 = 0$$

$$i_1 = -i_c$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

malha de reversão (MR),  
Fig. 11b (D)

$$e_c = E_d \cos \omega_1 t \quad (3)$$

$$i_1 = \frac{E_d}{\omega_1 L_1} \text{sen } \omega_1 t \quad (4)$$

$$\frac{I_m}{\omega_1 L_1} = \frac{E_d}{\omega_1 L_1} = E_d \sqrt{\frac{C}{L_1}} \quad \text{para} \quad t'_3 = \frac{\pi}{2\omega_1} \quad \begin{array}{l} i_1 = I_m \\ e_c = 0 \end{array}$$

Tempo de aplicação de tensão reversa sobre  $T_1$

$$t_o = \frac{CE_d}{I_o} \quad (5)$$

Capacitância mínima de comutação.

$$C = \frac{I_o t_q}{E_d} = C_r \quad (6)$$

A energia utilizada na comutação.

$$W = \frac{1}{2} C E_d^2$$

Se a energia desviada do tiristor principal  $T_1$ , durante o intervalo de comutação,  $\bar{e}$ :

$$W' = E_d I_o t_o$$

então

$$\frac{W}{W'} = \frac{1}{2} C E_d^2 \cdot \frac{1}{E_d I_o t_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega C E_d}{I_o} \cdot \frac{1}{\omega t_o}$$

Da eq (5) tem-se  $\frac{\omega C E_d}{I_o} = \omega t_o$

$$\text{logo: } \frac{W}{W'} = \bar{W} = \frac{1}{2} \quad (7)$$

A indutância do circuito de reversão  $\bar{e}$

$$L = \frac{C E_d^2}{I_m}$$

$$L = \frac{I_o t_q}{E_d} \cdot \frac{E_d^2}{I_m} \cdot \frac{I_o}{I_o} = \left( \frac{I_o}{I_m} \right)^2 \cdot \frac{E_d t_q}{I_o}$$

$$\text{onde } \frac{I_m}{I_o} = X \quad \text{e } L_r = \frac{E_d t_q}{I_o}$$

$$\frac{L}{L_r} = \bar{L} = \frac{1}{X^2} \quad (8)$$

Tempo total de comutação

$$t_t = 2t_o = 2T_o$$

$$\frac{t_t}{T_o} = 2 \quad (9)$$

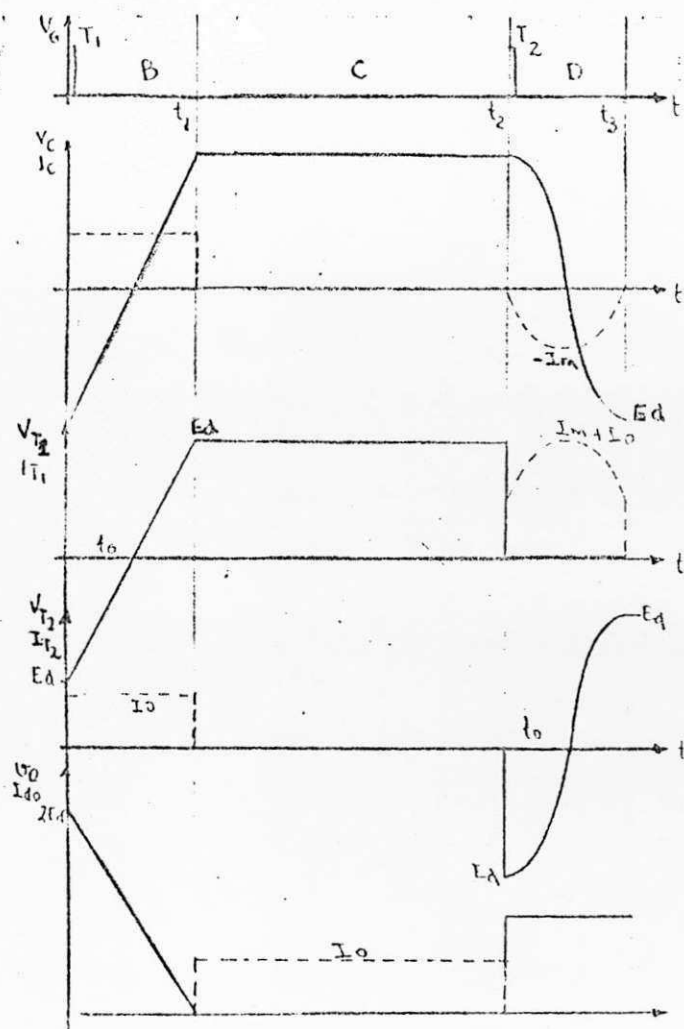


Fig. 12 - Formas de onda - Grupo 1 - caso a

caso b

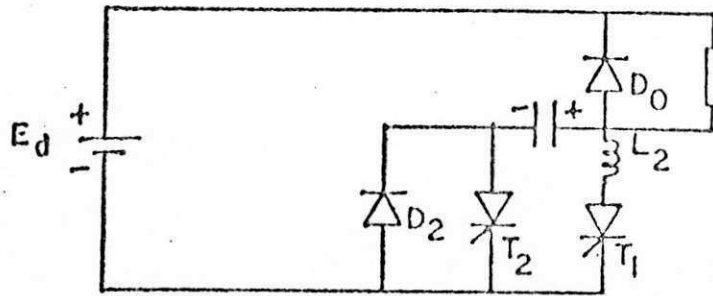


Fig. 13 - Circuito Grupo 1 - caso b.

Neste caso uma indutância é conectada em série com  $T_1$ . Por esta razão, quando  $T_2$  é acionado, a corrente de carga  $I_o$  não se desvia instantaneamente para  $T_2$ , mas se transfere segundo  $I_o - i_c$ , onde  $i_c$  no intervalo B tem a forma de onda senoidal como indica a Fig. 14. A tensão máxima que o capacitor pode atingir é  $E_c = E_d$ , mas quando  $i_c = I_o$ , o valor inicial da tensão reversa aplicada sobre  $T_1$  é: (Fig. 14)

$$E_c' = E_c \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{X} \quad (10)$$

A análise detalhada do circuito, feita à semelhança do caso a, permite determinar:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{X} \quad (11)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{X}{\sqrt{X^2 - 1}} \quad (12)$$



$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{X \sqrt{X^2 - 1}} \quad (13)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{X}{2 \sqrt{X^2 - 1}} \quad (14)$$

$$t_t = t_1 + t_2$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \left[ \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + X + \sqrt{X^2 - 1} \right] / X \quad (15)$$

As formas de onda representativas do funcionamento deste circuito são:

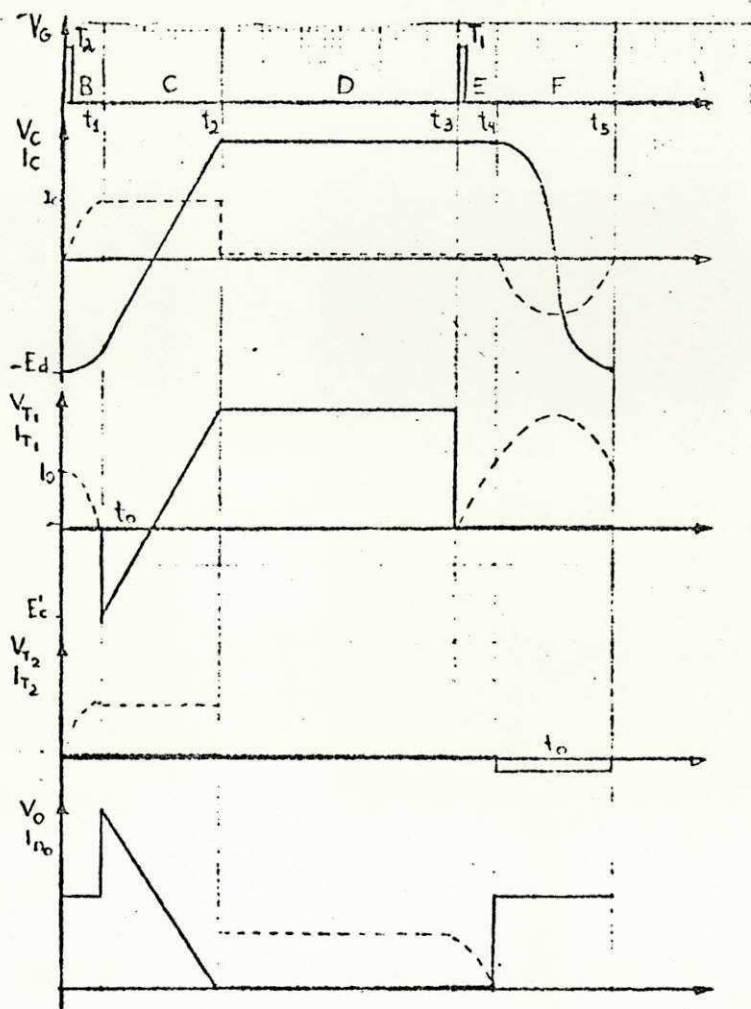


Fig. 14 - Formas de onda - Grupo 1 - caso b.

## Grupo 2

Nos circuitos que constituem as alternativas do Grupo 2, a indutância alocada em série com o capacitor impede a transferência imediata da corrente do ramo de  $T_1$  para o de  $T_2$  e permite que o capacitor adquira uma sobretensão, com relação ao valor da tensão da fonte. O diodo  $D_3$ , nestas montagens, impede que haja uma ressonância de descarga do capacitor, após a comutação, através da malha  $E_d - D_0 - D_1 - L - C$ .

caso a [Wagner]

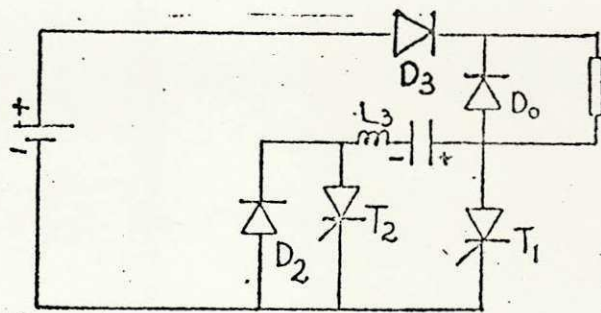


Fig. 15 - Grupo 2 - caso a.

A corrente máxima suscetível de circular em  $L$  e  $C$  é dada por:

$$I_m = E_c \sqrt{C/L} = E_c / (\omega L) = \omega C E_c \quad (16)$$

onde  $\omega = 1/\sqrt{LC}$

Após o período  $t_1$  uma tensão em rampa é aplicada ao tiristor a partir do valor

$$E'_c / E_c = \sqrt{X^2 - 1} / X \quad (17)$$

Como  $E_c = E_d + \omega L I_o$ , vem

$$\frac{E_c}{E_d} = X / (X - 1) \quad (18)$$

Os valores dos parâmetros portanto são:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{X - 1} \quad (19)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{X - 1}{\sqrt{X^2 - 1}} \quad (20)$$

$$\frac{L_3}{L_r} = \frac{1}{(X - 1) \sqrt{X^2 - 1}} \quad (21)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{X^2}{2(X - 1) \sqrt{X^2 - 1}} \quad (22)$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{1}{(X-1)} \left[ \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + (X-1) + \sqrt{X^2-1} + \frac{\pi}{2} \right] \quad (23)$$

As formas de onda representativas do funcionamento deste circuito são:

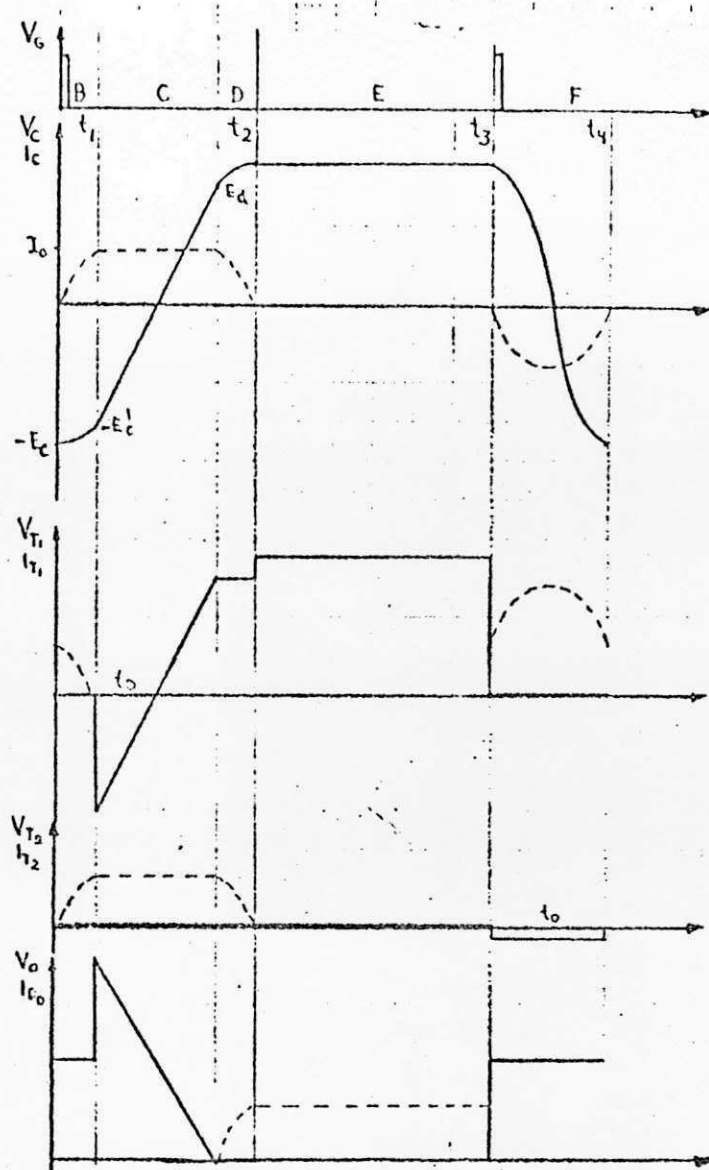


Fig. 16 - Formas de onda - Grupo 2 - caso a.



caso b

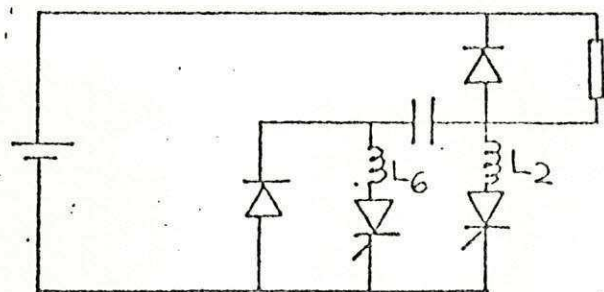


Fig. 17 - Grupo 2 - caso b.

Este circuito sô difere do caso a deste grupo em relação às indutâncias equivalentes, quando seus efeitos interagem. Conseqüentemente, o valor máximo de corrente,

$$I_m = \frac{E_c}{\omega_1 L_s} \text{ e a frequência de operação também são afetados.}$$

O aspecto aparente dos circuitos equivalentes para cada intervalo, e das formas de onda, é o mesmo.

A indutância equivalente do intervalo B é

$$L_s = L_2 + L_6 \quad \text{e} \quad \omega_1 = \frac{1}{L_s C}$$

As diferenças que surgem devido a relação de indutâncias são explicitadas através do coeficiente  $K = \frac{L_6}{L_2}$ .

A relação de sobretensão é dada por:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - \sqrt{K/(1+K)}} \quad (24)$$

E os valores dos parâmetros podem ser assim apresentados:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{X - \sqrt{K/(1 + K)}} \quad (25)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{X - \sqrt{K/(1 + K)}}{\sqrt{X^2 - 1}} \quad (26)$$

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{(1 + L) (X - \sqrt{K/(1 + K)}) \sqrt{X^2 - 1}} \quad (27)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X - \sqrt{K/(1 + K)}} \left[ \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + (X - \sqrt{K/(1 + K)}) + \sqrt{X^2 - 1} + \right. \\ \left. + \frac{\pi}{2} \sqrt{K/(1 + K)} \right] \quad (28)$$

### Grupo 3

As alternativas que este grupo apresenta, caracterizam-se, basicamente, por não terem indutância em série com o capacitor na malha de recarga. Esta, é acelerada através da oscilação ressonante permitida pelo diodo colocado em antiparalelo com o tiristor principal, tornando o tempo de aplicação de tensão inversa,  $t_o$ , sobre o referido tiristor, independente da carga.

A tensão máxima que a carga do capacitor C pode atingir é  $E_d$ .

caso a

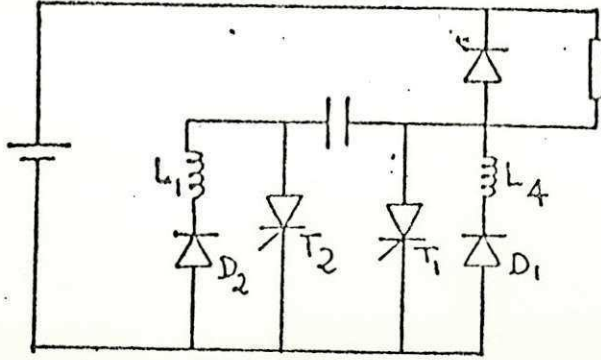


Fig. 18 - Grupo 3 - caso a.

Para este circuito, os valores dos parâmetros podem ser expressos:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\cos^{-1} (1/X)}{\sqrt{X^2 - 1}} \quad (29)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{\cos^{-1} (1/X)} \quad (30)$$

$$\frac{L_4}{L_r} = \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1} \cos^{-1} (1/X)} \quad (31)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{2\cos^{-1} (1/X)} \quad (32)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{2\cos^{-1} (1/X)}{\sqrt{X^2 - 1}} \quad (33)$$

As formas de onda representativas do seu funcionamento são:

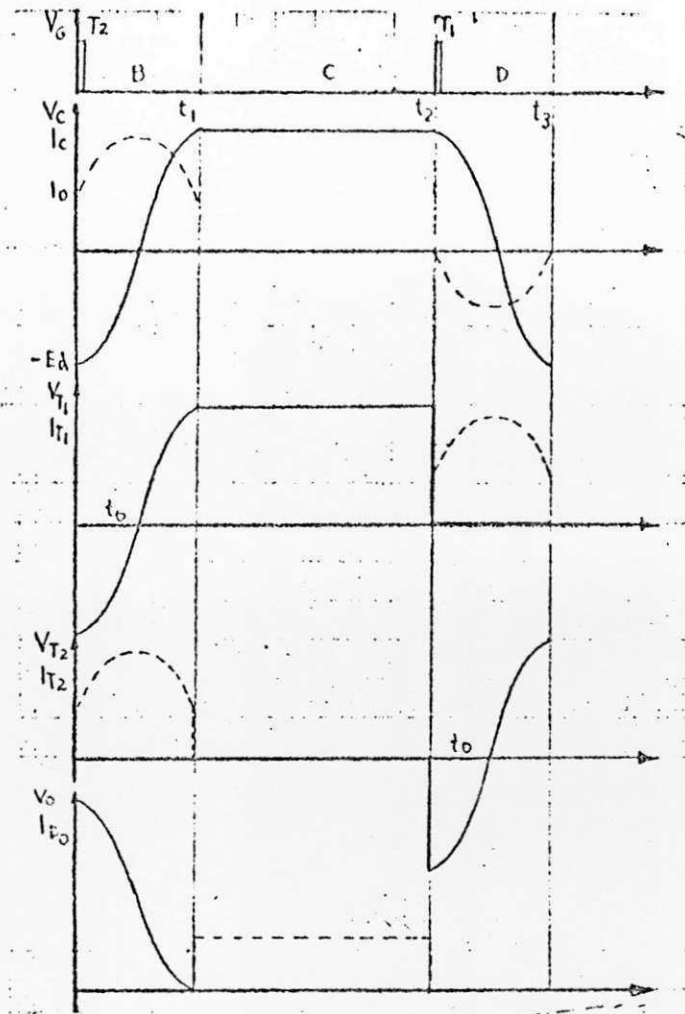


Fig. 19 - Formas de onda - Grupo 3 - caso a.



caso b

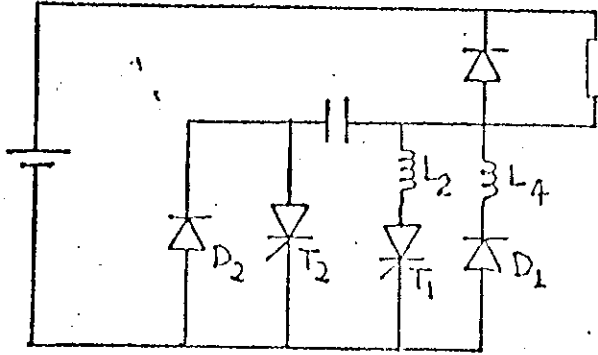


Fig. 20 - Grupo 3 - caso b.

O funcionamento deste circuito s3 difere daquele do caso a no in3cio da comuta33o. A transfer3ncia da corrente do ramo de  $T_1$  para o ramo de  $T_2$  depende da indut3ncia  $L_2$ . As modifica33es introduzidas nas caracter3sticas do circuito s3o representadas, nas equa33es abaixo, por  $K = L_4/L_2$ . Os circuitos equivalentes, nos demais intervalos de opera33o, s3o id3nticos aos do caso a.

Valores dos par3metros s3o:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\cos^{-1}(1/X)}{\sqrt{X^2 - 1 + 1/K}}, \quad \text{onde } K = \frac{L_4}{L_2} \quad (34)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1 + 1/K}}{\cos^{-1}(1/X)} \quad (35)$$

$$\frac{L_4}{L_r} = \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1 + 1/K} \cos^{-1}(1/X)} \quad (36)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1 + 1/K}}{2\cos^{-1}(1/X)} \quad (37)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1 + 1/K}} \left[ \frac{1}{K} \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{1}{K\sqrt{X^2 - 1 + 1/K}} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + \sqrt{X^2 - 1 + 1/K} - \sqrt{X^2 - 1} \right] \quad (38)$$

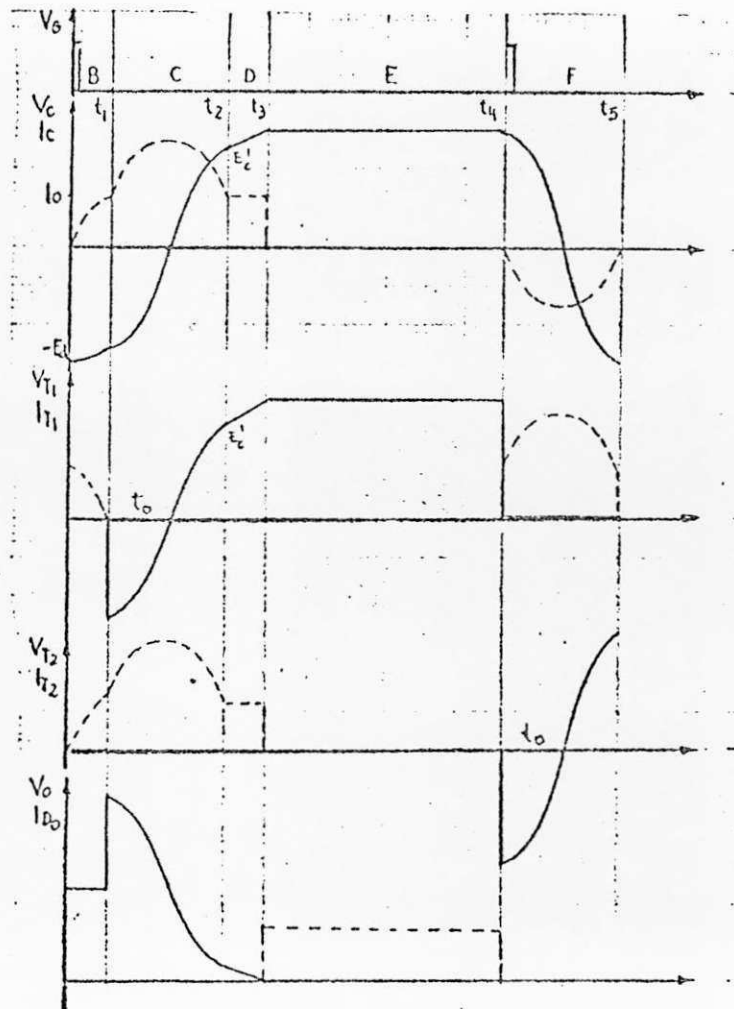


Fig. 21 - Formas de onda - Grupo 3 - caso b.

caso c

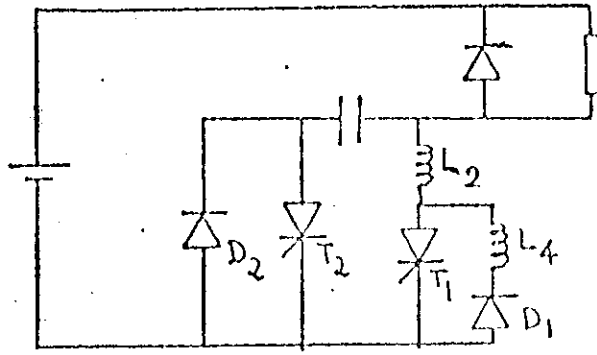


Fig. 22a - Grupo 3 - Caso C

Sequência de malhas equivalentes

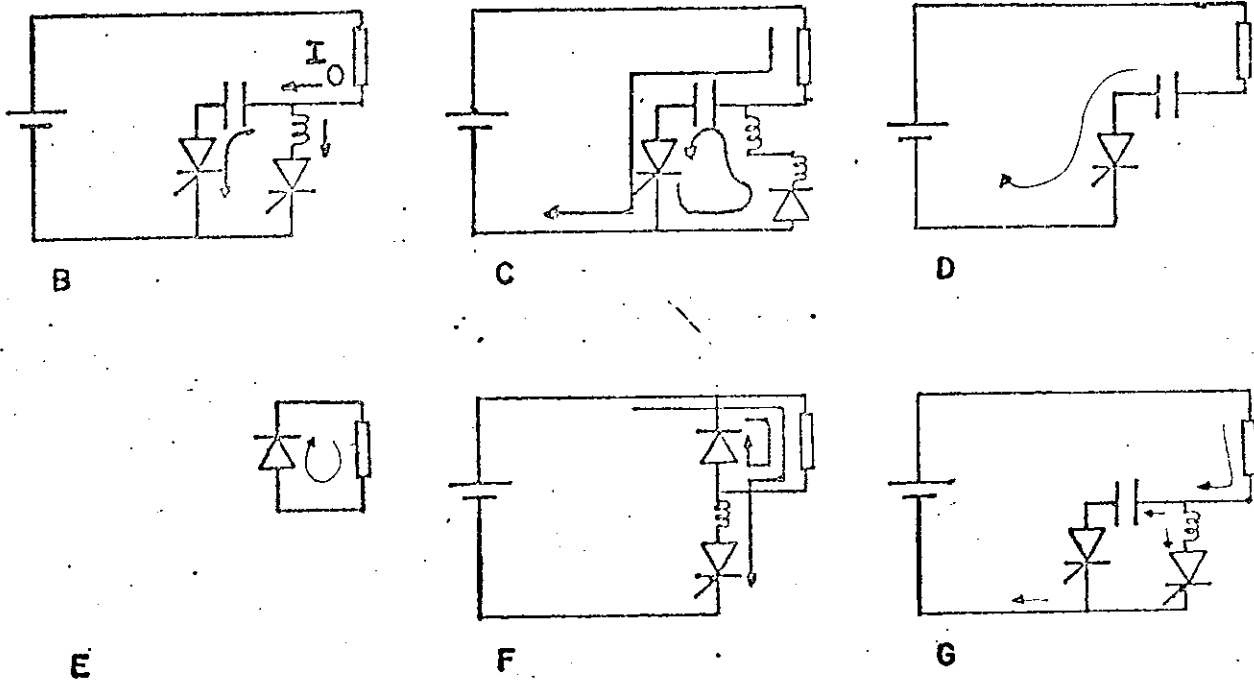


Fig. 22b - Malhas equivalentes.

*Intervalo A*

$T_1$  conduz a corrente  $I_0$  de carga, e o capacitor está

carregado com:

$$E_c = E_d \quad (39)$$

### Intervalo B

Devido a indutância  $L_2$ , a corrente não se desvia instantaneamente de  $T_1$  para o ramo de C, quando  $T_2$  é acionado.

$$e_c(0) = -E_d$$

$$i_c(0) = 0$$

$$e_c = -E_d \cos \omega_1 t \quad (40)$$

$$i_c = \frac{E_d}{\omega_1 L_2} \text{sen } \omega_1 t \quad (41)$$

Este intervalo termina quando  $i_c(t_1) = I_o$ .

$$t_1 = \text{sen}^{-1} \left( \frac{I_o \omega_1 L_2}{E_d} \right) / \omega_1 \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad (42)$$

Em  $t = t_1$ , a tensão do capacitor é:

$$E'_d = E_d \sqrt{1 - \left( \frac{I_o \omega_1 L_2}{E_d} \right)^2} \quad (43)$$

Se  $i_c$  não atingir  $I_o$  até no máximo  $t = \pi/2$ , não haverá comutação de  $T_1$ .

### Intervalo C

O capacitor fornece  $I_o$  para a carga e acelera sua descarga através da MA, aqui constituída por C -  $T_2$  -  $L_2$  -  $D_1$  -  $L_4$ , Fig. 22b - (intervalo c)



$$e_c(0) = -E'_d$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_2 + L_4)C}}$$

$$i_c(0) = I_0$$

$$e_c = -E'_d \cos \omega_2 t + \frac{I_0}{\omega_2 C} \sin \omega_2 t \quad (44)$$

$$i_c = I_0 \cos \omega_2 t + E'_d \sqrt{\frac{C}{L_2 + L_4}} \sin \omega_2 t \quad (45)$$

$$I_m = \sqrt{I_0^2 + \left( \frac{E'_d}{\omega_2 (L_2 + L_4)} \right)^2} \quad (46)$$

$$\frac{I_m}{I_0} = X, \quad \frac{E'_d}{\omega_2 (L_2 + L_4) I_0} = \sqrt{X^2 - 1}$$

*Intervalo D*

$$e_c(0) = E'_d$$

$$i_c(0) = I_0$$

Como  $E'_d < E_d$ , neste intervalo, o capacitor atinge  $E_d$  carregando-se linearmente.

$$e_c = \frac{I_0 t}{C} + E'_d \quad (47)$$

O tempo gasto neste intervalo é

$$t_3 = \left( 1 - \frac{E'_d}{E_d} \right) \frac{CE_d}{I_0} \quad (48)$$

*Intervalo E*

As condições de tensão e corrente do capacitor são mantidas:

$$e_o = 0$$

$$i_o = I_o$$

*Intervalo F*

Devido a  $L_2$ , a corrente de carga não se estabelece instantaneamente, logo:

$$i_{T1} = \frac{E_d t}{L_2} \quad (49)$$

*Intervalo G*

$$e_c(0) = E_d$$

$$i_c(0) = 0$$

$$e_c = E_d \cos \omega_1 t$$

$$i_c = \frac{-E_d}{\omega_1 L_2} \text{sen } \omega_1 t$$

Tempo de aplicação da tensão reversa:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\cos^{-1}(1/X)}{\sqrt{X^2 - 1 + \left(\frac{1}{1+K}\right)}}, \quad K = L_4/L_2 \quad (50)$$

Capacitância mínima de comutação:

$$\frac{C}{C_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1 + (1/(1+K))}}{\left(\frac{K}{1+K}\right) \cos^{-1}\left(\frac{1}{X}\right)} \quad (51)$$

Indutância utilizada na reversão:

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{\left(\frac{K}{1+K}\right) \sqrt{X^2 - 1 + (1/(1+K))} \cos^{-1}\left(\frac{1}{X}\right)} \quad (52)$$

A energia utilizada na comutação é:

$$\frac{W}{W_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1 + (1/(1+K))}}{2\left(\frac{K}{1+K}\right) \cos^{-1}\left(\frac{1}{X}\right)} \quad (53)$$

Tempo total de comutação é dado por:

$$t_t = t_1 + t_2 + t_3$$

$$t_t = \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1 + (1/(1+K))}} \left[ \frac{1}{(1+K)} \operatorname{sen}^{-1}\left(\frac{1}{(1+K) \sqrt{X^2 - 1 + (1/(1+K))}}\right) + \cos^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + \sqrt{X^2 - 1 + (1/(1+K))} - \sqrt{X^2 - 1} \right] \quad (54)$$

Pelas equações que descrevem os intervalos, os gráficos das formas de onda são semelhantes aos do caso b, diferindo apenas no intervalo C de  $e_{T_1}$ .

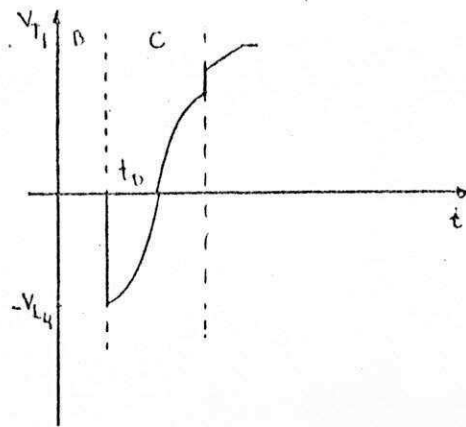


Fig. 23 - Tensão reversa sobre  $T_1$  - caso c.

caso d

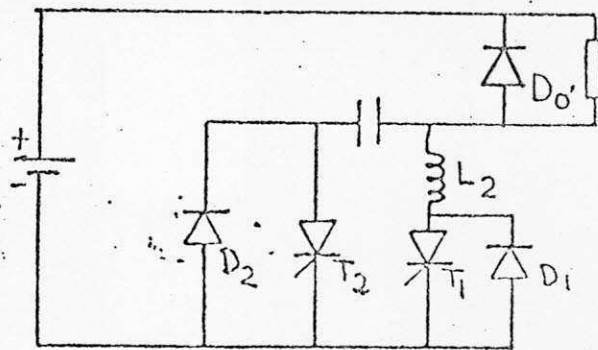


Fig. 24 - Grupo 3 - caso d.

Neste caso a tensão reversa aplicada sobre  $T_1$  é dita suave e esta é a única diferença que este circuito apresenta com relação ao caso c.

A análise do circuito permite que sejam determinados os valores dos parâmetros

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{2 \cos^{-1}(1/X)}{X} \quad (55)$$



$$\frac{C}{C_r} = \frac{X}{2 \cos^{-1}(1/X)} \quad (56)$$

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{2X \cos^{-1}(1/X)} \quad (57)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{X}{4 \cos^{-1}(1/X)} \quad (58)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \sin^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + 2\cos^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + X - \sqrt{X^2 - 1} \right] \quad (59)$$

As formas de onda representativas do seu funcionamento são:

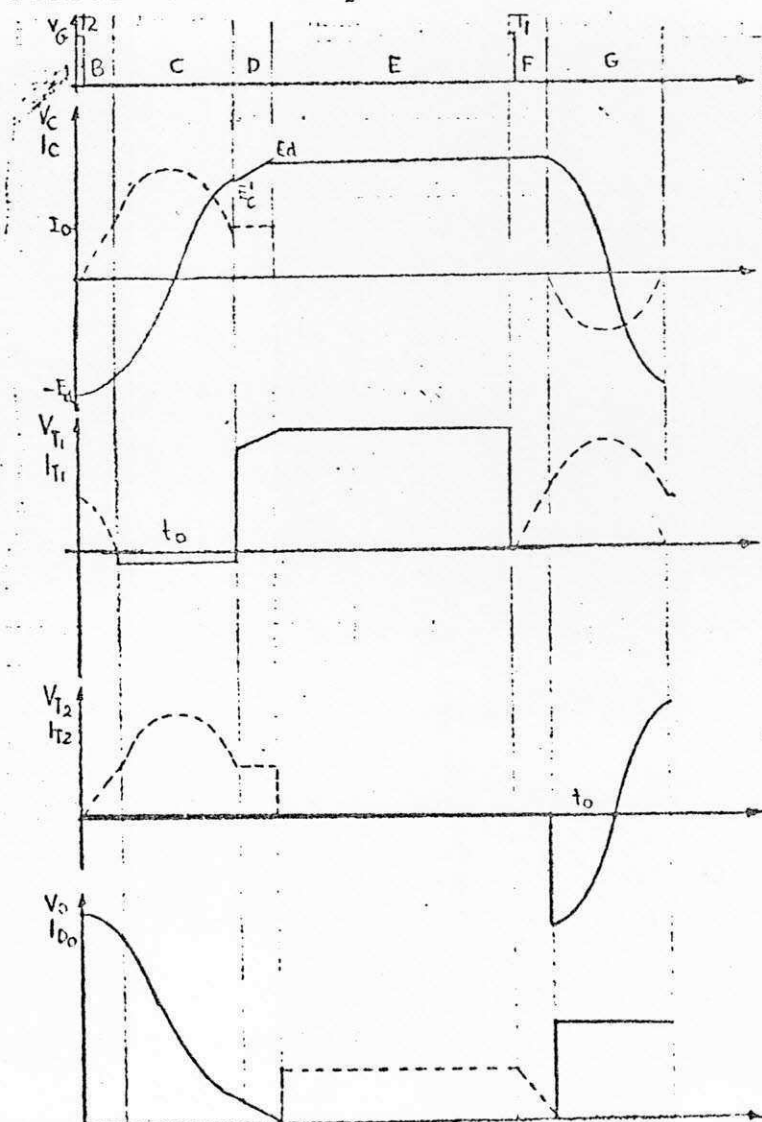


Fig. 25 - Formas de onda - Grupo 3 - caso d.

## Grupo 4

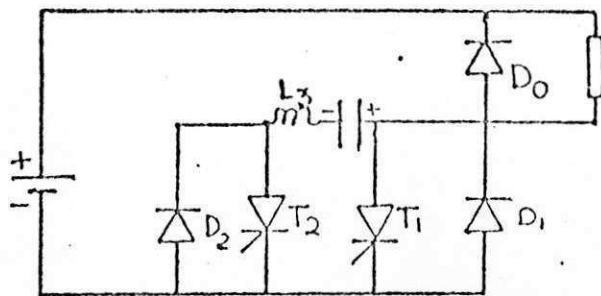


Fig. 26 - Grupo 4 - caso a.

Neste circuito, a tensão reversa sobre o tiristor  $T_1$ , limita-se à queda de tensão no diodo  $D_2$ . A tensão no sentido direto é aplicada em degrau e seu crescimento deve ser limitado por um circuito amortecedor ("snubber"), após a anulação da corrente contínua que circula através de  $D_2$ , até que atinja, novamente, o valor  $I_o$ . Na análise idealizada, a sobretensão seria sempre superior a  $E_c$  em cada ciclo de operação. Por isto, a determinação dessa sobretensão deve ser calculada considerando-se as perdas do circuito. Para perdas pequenas ( $Q > 10$ ) seu valor é determinado pela solução das equações [1], [10].

$$-E_c'' = E_c \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1 \quad (60)$$

$$I_o = \frac{E_c}{\omega_1 L_3} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \text{sen } \omega_1 t_1 \quad (61)$$

$$E_c = \left[ - (E_d - E_c'') \cos \omega_1 t_2 + \frac{I_o}{\omega_1 C} \text{sen } \omega_1 t_2 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) + E_d \quad (62)$$

$$E_c'' - E_d = \omega_1 L_3 I_0 \cotg \omega_1 t_2 \quad (63)$$

Onde  $\omega_1 t_1$  e  $\omega_2 t_2$  são encontradas para cada valor de X, através da solução das seguintes equações transcendentais:

$$\frac{1}{X} = \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \text{sen } \omega_1 t_1 \quad (64)$$

$$X \left[ 1 + \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1 \right] = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right) - \cos \omega_1 t_2}{\text{sen } \omega_1 t_2} \quad (65)$$

portanto

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{1}{\frac{1}{X} \cotg \omega_1 t_2 + \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1} \quad (66)$$

Valores dos parâmetros:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{2 \cos^{-1}(1/X)}{X} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (67)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{X}{2 \cos^{-1}(1/X)} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (68)$$

$$\frac{L}{L_r} = \frac{1}{X \cos^{-1}(1/X)} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (69)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C}{C_r} \cdot \left(\frac{E_c}{E_d}\right)^2 = \frac{X}{4 \cos^{-1}(1/X)} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (70)$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \sin^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + 2\cos^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{X^2 - 1} - \frac{XE_d}{E_c}}\right) \right] \quad (71)$$

Nos casos em que a tensão reversa aplicada sobre o tiristor, é a queda de tensão de um diodo (comutação suave), o tempo de bloqueio do mesmo aumenta de 30% [19].

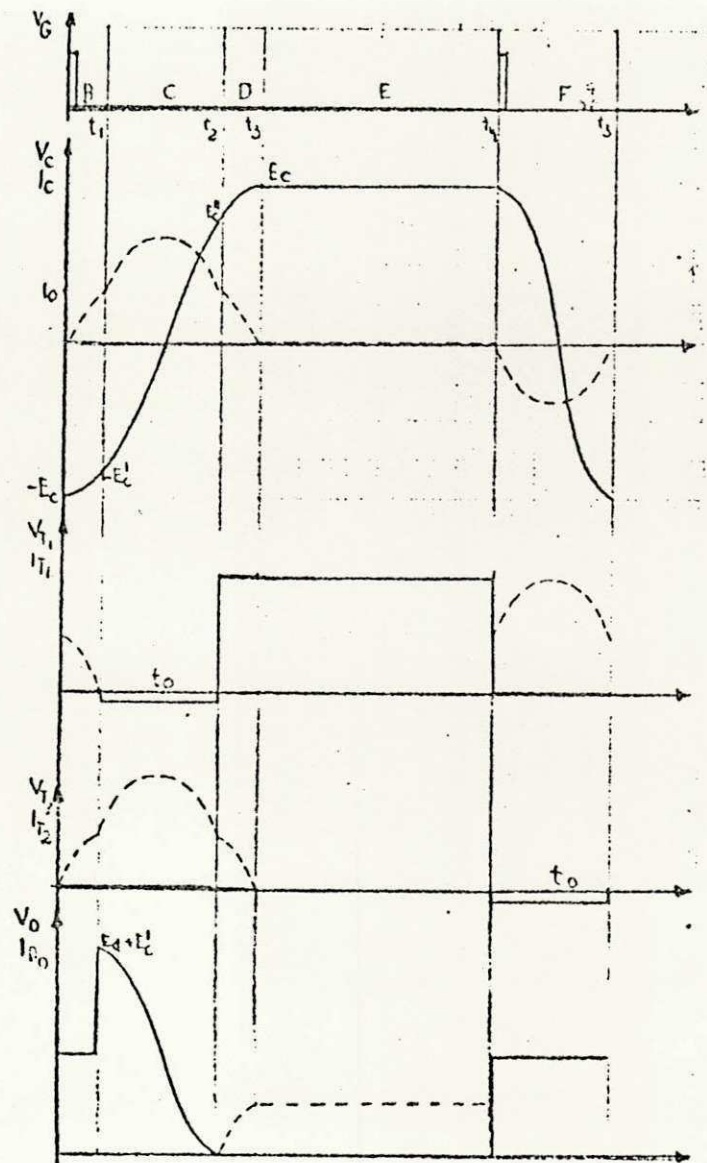


Fig. 27 - Formas de onda - Grupo 4 - caso a.



## caso b

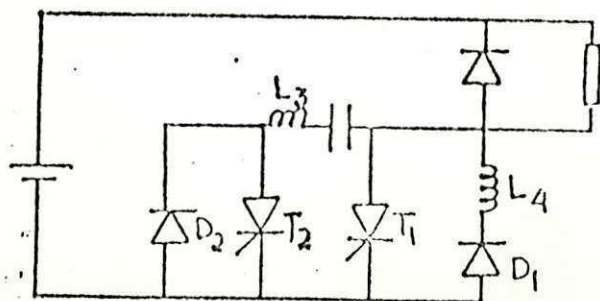


Fig. 28 - Grupo 4 - caso b.

Este circuito difere do caso a deste grupo devido à presença da indutância  $L_4$ , de modo que a tensão reversa aplicada sobre  $T_1$  para comutá-lo, é um divisor da tensão do capacitor.

*Intervalo A*

$T_1$  conduz a corrente  $I_0$  e a tensão da fonte é aplicada sobre a carga.

*Intervalo B*

$T_2$  é acionado mas devido  $L_3$ , a corrente não se transfere instantaneamente.

$$e_c(0) = -E_c$$

$$i_c(0) = 0$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C}}$$

$$e_c = -E_c \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) \cos \omega_1 t \quad (72)$$

$$i_c = \frac{E_c}{\omega_1 L_3} \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) \sin \omega_1 t \quad (73)$$

$$t_1 = \text{sen}^{-1}\left(\frac{I_o \omega_1 L_3}{E_c}\right) / \omega_1 \quad (74)$$

### Intervalo C

A corrente do capacitor atinge  $I_o$  e a partir de então ele acelera sua recarga através de  $L_4 e D_1$ .

$$e_c(0) = -E'_c$$

$$i_c(0) = I_o$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_4 + L_3)C}}$$

$$e_c = \left[ -E'_c \cos \omega_2 t + \frac{I_o}{\omega_2 C} \sin \omega_2 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_2 t}{2Q}\right) \quad (75)$$

$$i_c = \left[ I_o \cos \omega_2 t + E'_c \sqrt{\frac{C}{L_3 + L_4}} \sin \omega_2 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_2 t}{2Q}\right) \quad (76)$$

$$\frac{E'_c}{\omega_2 (L_3 + L_4) I_o} = \sqrt{X^2 - 1} \quad (77)$$

### Intervalo D

$$e_c(0) = E''_c$$

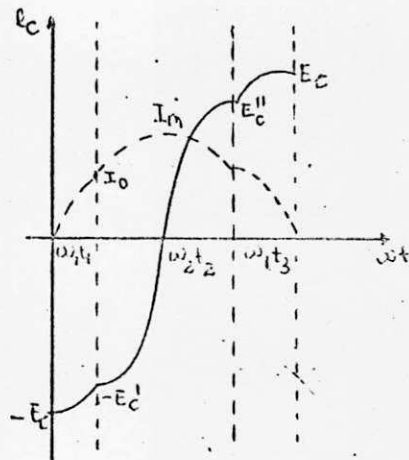
$$i_c(0) = I_o$$

$E_c''$  é maior que  $E_d'$ , e  $D_o$  fica, portanto, diretamente polarizada, mas, devido a  $L_3$ , a corrente não se transfere imediatamente para a malha de circulação livre. Enquanto isto, o capacitor armazena um acréscimo de carga acima da tensão da fonte.

$$e_c = \left[ - (E_d - E_c'') \cos \omega_1 t + \frac{I_o}{\omega_1 C} \sin \omega_1 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) + E_d \quad (78)$$

$$i_c = \left[ (E_d - E_c'') \omega_1 C \sin \omega_1 t + I_o \cos \omega_1 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) \quad (79)$$

Cálculo da sobretensão do capacitor:



Manipulando as expressões (80 a 85) de tensão e corrente, representativas dos valores finais dos intervalos B, C e D é possível determinar  $\omega_1 t_1$ ,  $\omega_2 t_2$ ,  $\omega_1 t_3$  e  $E_c/E_d$ .

$$-E_c' = E_c \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1 \quad (80)$$

$$I_o = \frac{E_c}{\omega_1 L_3} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \sin \omega_1 t_1 \quad (81)$$

$$E_c'' = \left[ -E_c' \cos \omega_2 t_2 + I_o \omega_2 (L_3 + L_4) \sin \omega_2 t_2 \right] \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) \quad (82)$$

$$I_o = \left[ I_o \cos \omega_2 t_2 + E_c' \sqrt{\frac{C}{(L_3 + L_4)}} \operatorname{sen} \omega_2 t_2 \right] \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) \quad (83)$$

$$E_c = \left[ - (E_d - E_c'') \cos \omega_1 t_3 + \frac{I_o}{\omega_1 C} \operatorname{sen} \omega_1 t_3 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_3}{2Q}\right) + E_d \quad (84)$$

$$E_c'' - E_d = \omega_1 L_3 I_o \operatorname{cotg} \omega_1 t_3 \quad (85)$$

$$\omega_1 t_1 = \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + K}} \quad \therefore K = \frac{L_4}{L_3} \quad (86)$$

$$\frac{\exp\left(\frac{\omega_2 t_2}{2Q}\right) - \cos \omega_2 t_2}{\operatorname{sen} \omega_2 t_2} = \sqrt{X^2 - 1} \quad (87)$$

$$\begin{aligned} 1 - \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_2 t_2 - \cos \omega_2 t_2 \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \\ \hline \sqrt{\frac{1}{K + 1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1 \\ = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_3}{2Q}\right) - \cos \omega_1 t_3}{\operatorname{sen} \omega_1 t_3} \end{aligned} \quad (88)$$

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{1}{1 - \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_3}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{K + 1} \sqrt{X^2 - 1} \operatorname{sen} \omega_1 t_3}} \quad (89)$$

Portanto, os valores dos parâmetros são:

$$t_o^{\circ} = \frac{E_d}{E_c} \cdot \frac{\sqrt{X^2 - 1} \cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega t_1}{20}\right) \cos \omega t_1}{\cos \omega t_1} \quad (90)$$

$$\frac{C_r}{C} = \frac{\sqrt{X^2 - 1} \cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega t_1}{20}\right) \cos \omega t_1 \cdot \frac{E_d}{E_c}}{\sqrt{X^2 - 1}} \quad (91)$$

$$\frac{L_r}{(L_3 + L_4)} = \frac{E_d}{E_c} \cdot \frac{\sqrt{X^2 - 1} \cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega t_1}{20}\right) \cos \omega t_1}{\exp\left(\frac{-\omega t_1}{20}\right) \cos \omega t_1} \quad (92)$$

$$\frac{W_r}{W} = \frac{2C_r}{C} \left(\frac{E_d}{E_c}\right)^2 \quad (93)$$

$$t_o^{\circ} = \frac{E_d \exp\left(\frac{-\omega t_1}{20}\right) \cos \omega t_1}{X^2 - 1} \left[ \sqrt{\frac{1+K}{1}} \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{1} \right) + \sqrt{\frac{1+K}{1}} \right] \quad (94)$$

$$+ 2\cos^{-1}(1/X) + \sqrt{\frac{1+K}{1}} \operatorname{tg}^{-1} \left( \sqrt{\frac{1+K}{1}} \right)$$

$$\left( \frac{\sqrt{X^2 - 1} \exp \omega t_2 - \cos \omega t_2}{1} \exp\left(\frac{-\omega t_2}{20}\right) - \frac{E_d}{E_c} \exp\left(\frac{-\omega t_1}{20}\right) \cos \omega t_1 \right) \quad (94)$$



As formas de onda representativas do funcionamento deste circuito são:

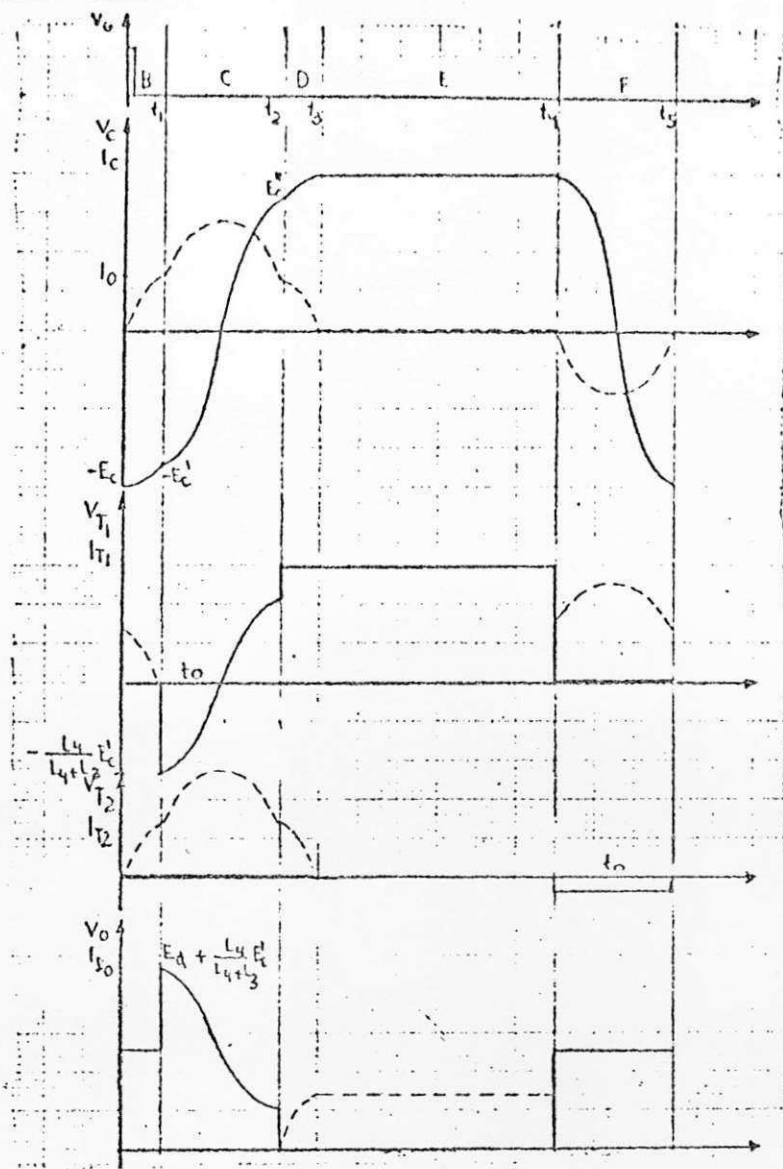


Fig. 29 - Formas de onda - Grupo 4 - caso b.

caso c

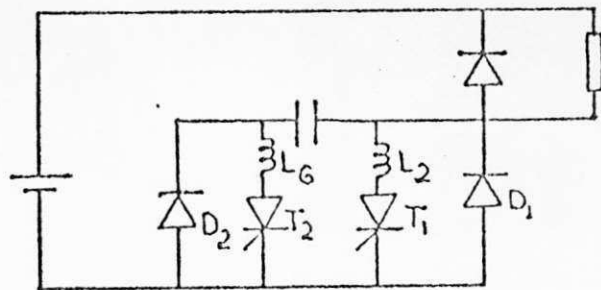


Fig. 30 - Grupo 4 - caso c.

Este circuito s3 difere do caso a, deste grupo, no que diz respeito 3 indut3ncia equivalente na malha de extin33o. Conseqüentemente, o valor m3ximo de corrente e a fre3qu3ncia de opera33o s3o afetados com rela33o ao caso a. O aspecto aparente dos circuitos equivalentes para cada inter<sub>u</sub>alo e das formas de onda 3 o mesmo. Portanto, os valores dos par3metros s3o:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{1}{1 - \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \exp\left(\frac{-\omega_2 t_3}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{x^2 - 1} \operatorname{sen} \omega_2 t_3}} \quad (95)$$

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{2 \cos^{-1}(1/x) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{x^2 - 1}} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (96)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{\sqrt{x^2 - 1}}{2 \cos^{-1}(1/x) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (97)$$

$$\frac{L_6}{L_r} = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{2 \sqrt{x^2 - 1} \cos^{-1}(1/x)} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (98)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{C}{2C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (99)$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{\frac{E_c}{E_d} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1}} \left[ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{\sqrt{\frac{K+1}{K}}}{\sqrt{X^2 - 1}} \right) + \right. \\ \left. + 2 \cos^{-1}(1/X) + \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \right) \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_2 t_2 - \cos \omega_2 t_2 \right) \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) - \frac{1}{E_c} \frac{1}{E_d} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1 \right] \quad (100)$$

caso d

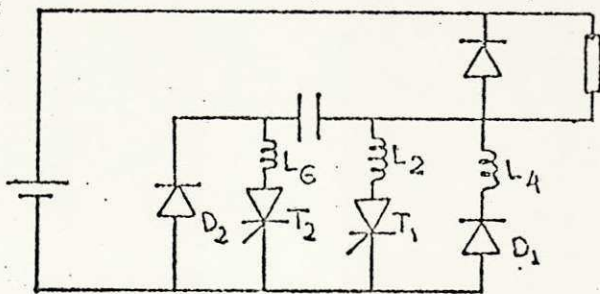


Fig. 31 - Grupo 4 - caso d.

Este circuito difere do caso b deste grupo, no valor da indutância equivalente na malha de aceleração. Por consequente, o valor máximo de corrente e a frequência de operação são afetados. O aspecto aparente das formas de onda continua a ser o mesmo.

Das expressões que definem os valores finais dos intervalos B, C e D, pode-se determinar:

$$\omega_1 t_1 = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \sqrt{\frac{K_1 + K_2}{1 + K_1}} \right) \quad (101)$$

$$\text{onde } K_1 = \frac{L_6}{L_2}, \quad K_2 = \frac{L_4}{L_2}$$

$$\frac{\exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) - \cos \omega_2 t_2}{\operatorname{sen} \omega_2 t_2} = \sqrt{X^2 - 1} \quad (102)$$

$$\begin{aligned} & 1 - \left[ \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_2 t_2 - \cos \omega_2 t_2 \right] \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1 \\ & \frac{\sqrt{\frac{K_1}{K_1 + K_2}} \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\operatorname{sen} \omega_3 t_3} \\ & = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_3 t_3}{2Q}\right) - \cos \omega_3 t_3}{\operatorname{sen} \omega_3 t_3} \quad (103) \end{aligned}$$

Com os valores de  $\omega_1 t_1$  e  $\omega_3 t_3$  encontrados nas equações (101) e (103), a expressão de  $E_c/E_d$  é:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{1}{1 - \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \exp\left(\frac{-\omega_3 t_3}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{\frac{K_1 + K_2}{K_1}} \sqrt{X^2 - 1} \operatorname{sen} \omega_3 t_3}} \quad (104)$$



Os valores dos parâmetros são:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1}} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (105)$$

$$\frac{c}{C_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{\cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (106)$$

$$\frac{L_6 + L_4}{L_r} = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1} \cos(1/X)} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (107)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{c}{2C_r} \left(\frac{E_c}{E_d}\right)^2 \quad (108)$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_o} = & \frac{\frac{E_c}{E_d} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1}} \left[ \sqrt{\frac{K_1 + K_2}{1 + K_1}} \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \sqrt{\frac{K_1 + K_2}{1 + K_1}} \right) + \right. \\ & + 2 \cos^{-1}(1/X) + \left. \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + K_2}} \operatorname{tg}^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + K_2}} \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_2 t_2 - \cos \omega_2 t_2 \right) \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) - \frac{1}{\frac{E_c}{E_d} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1} \right) \right] \quad (109) \end{aligned}$$



## CASO e

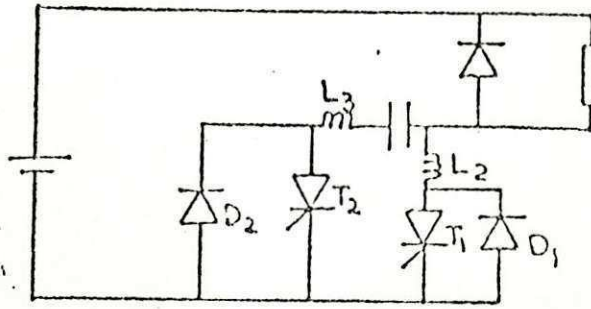


Fig. 32 - Grupo 4 - caso e.

Como no caso a deste grupo, a tensão reversa sobre o tiristor  $T_1$ , limita-se à queda de tensão no diodo  $D_1$ . São válidas, portanto, as mesmas considerações. As formas de onda em seu aspecto aparente também em nada diferem; portanto, os valores dos parâmetros são:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{1}{1 - \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \exp\left(\frac{-\omega_3 t_3}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{\frac{K+1}{K}} \cdot \sqrt{X^2 - 1} \sin \omega_3 t_3}} \quad (110)$$

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{2 \cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1}} \frac{E_c}{E_d} \quad (111)$$

$$\frac{c}{C_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{2 \cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1} \frac{E_c}{E_d} \quad (112)$$

$$\frac{L_2 + L_3}{L_r} = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1} \cos^{-1}(1/X)} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (113)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{C}{2C_r} \left(\frac{E_c}{E_d}\right)^2 \quad (114)$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_o} = & \frac{\frac{E_c}{E_d} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1}} \left[ \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}}\right) + 2\cos^{-1}(1/X) + \right. \\ & \left. + \sqrt{\frac{K}{K+1}} \operatorname{tg}^{-1}\left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}}\right) \right. \\ & \left. \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_2 t_2 - \cos \omega_2 t_2 \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) - \frac{1}{\frac{E_c}{E_d} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1} \right] \quad (115) \end{aligned}$$

### Grupo 5

Nas alternativas que este grupo apresenta, quando o tiristor principal é acionado, devido a  $L_5$ , a corrente não se estabelece instantaneamente. O capacitor carrega-se com uma tensão acima do valor da fonte.

## CASO a

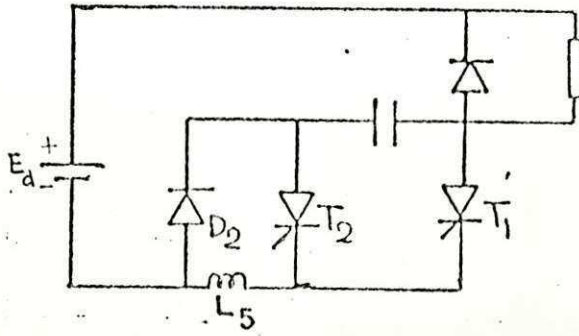


Fig. 33 - Grupo 5 - caso a.

A partir das expressões descritivas do circuito, os valores dos parâmetros podem ser expressos da seguinte forma:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{(X - 1)} \quad (116)$$

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{X}{(X - 1)} \quad (117)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{(X - 1)}{X} \quad (118)$$

$$\frac{L_5}{L_r} = \frac{1}{X(X - 1)} \quad (119)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{C}{2C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (120)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{(X - 1)} \left[ 2X - 1 + \frac{\pi}{2} \right] \quad (121)$$

As formas de onda representativas do funcionamento deste circuito são:

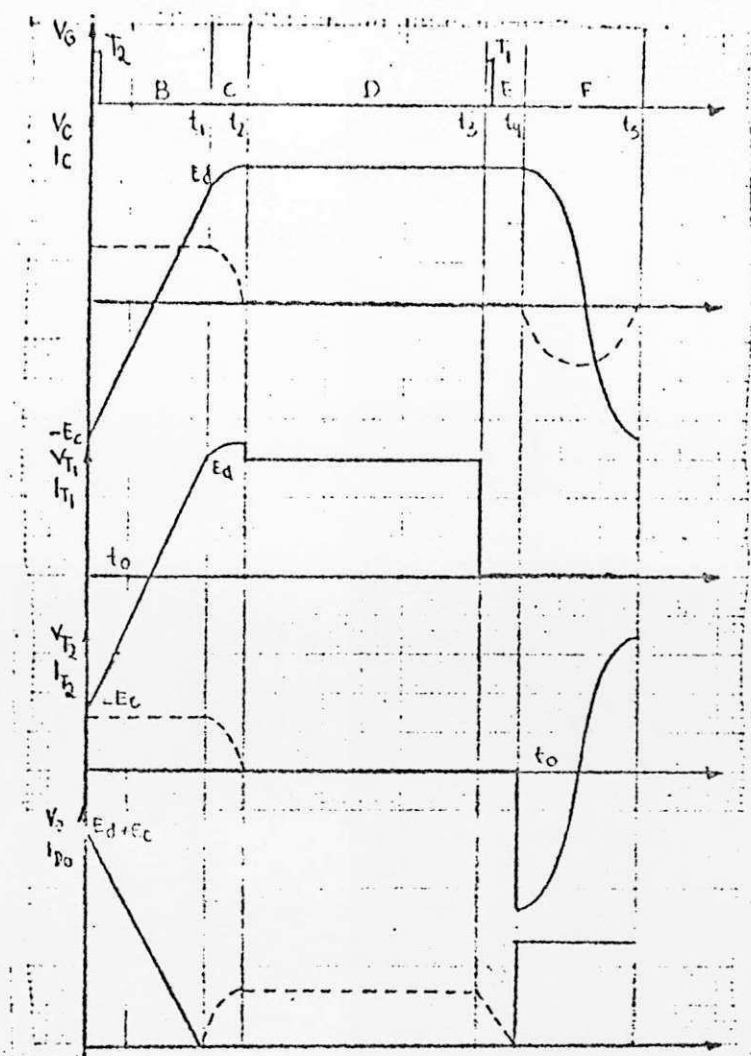


Fig. 34 - Formas de onda - Grupo 5 - caso a.

caso b

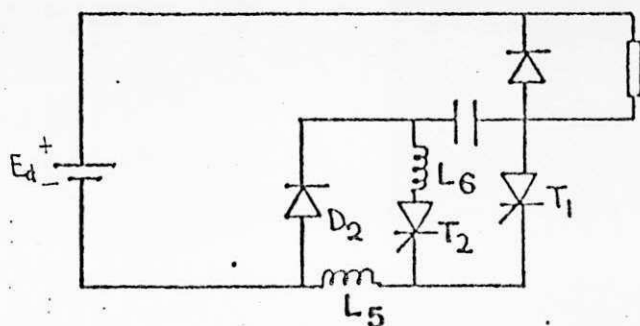


Fig. 35 - Grupo 5 - caso b.



A partir da análise dos circuitos equivalentes, tira-se os valores dos parâmetros:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - 1}, \quad K = \frac{L_5}{L_6} \quad (122)$$

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{X - 1} \quad (123)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{X - 1}{\sqrt{X^2 - 1}} \quad (124)$$

$$\frac{L_6}{L_r} = \frac{1}{(X - 1) \sqrt{X^2 - 1}} \quad (125)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{C}{2C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (126)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{(X - 1)} \left[ \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + (X - 1) + \sqrt{X^2 - 1} + \frac{\pi}{2} (1 + K) \right]$$

(127)



As formas de onda representativas do funcionamento deste circuito são:

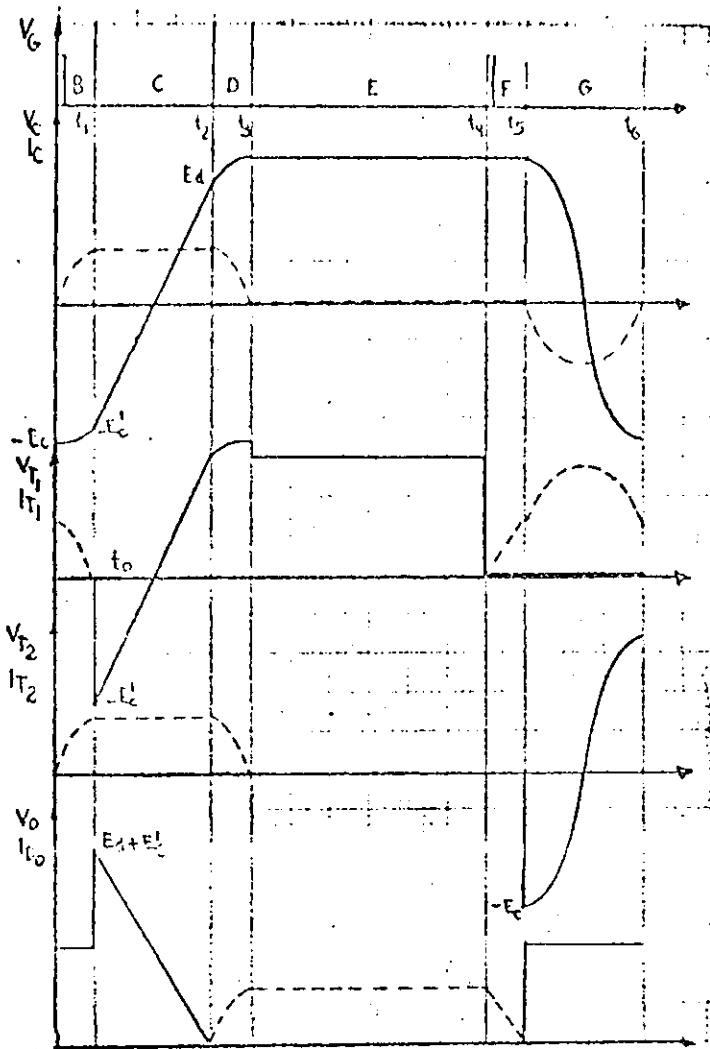


Fig. 36 - Formas de onda - Grupo 5 - caso b.

caso c

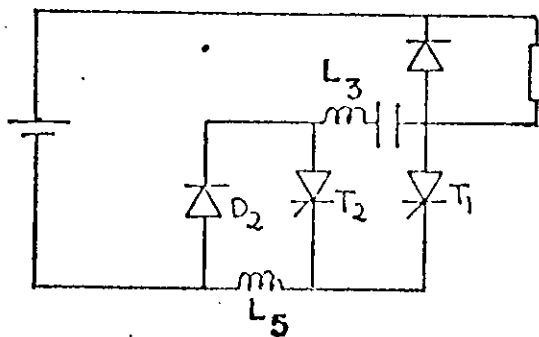


Fig. 37 - Grupo 5 - caso c.

Este circuito difere do caso b em relação à indutância equivalente na malha de reversão MR, e ao valor da tensão reversa inicial que é aplicada sobre  $T_2$ , por ocasião de sua comutação. Neste caso,  $e_{T_2}(0) = \frac{L_3}{L_3 + L_5} E_c$ .

As demais equações são coincidentes com as do caso b.

caso d

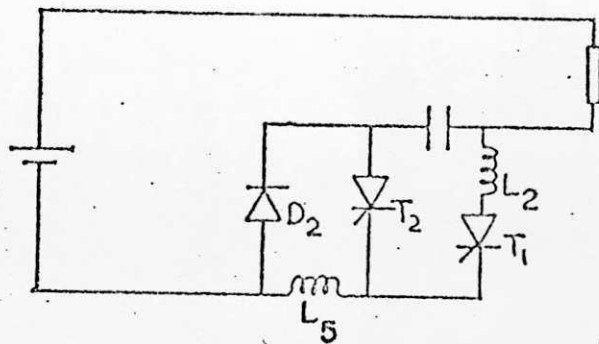


Fig. 38 - Grupo 5 - caso d.

Este caso é mais uma alternativa que se comporta de maneira análoga aos casos b e c, já analisados. Algumas diferenças que as expressões apresentam são decorrentes das indutâncias equivalentes que as diversas malhas possuem.

Todas as expressões são idênticas às do caso b a menos de:

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{1}{X - 1} \left[ \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + (X - 1) + \sqrt{X^2 - 1} + \frac{\pi}{2} \frac{1}{K} \right] \quad (128)$$

onde  $K = \frac{L_5}{L_2}$

## Grupo 6

A exemplo dos circuitos do Grupo 4, os deste grupo também possuem sobretensão do capacitor superior a  $E_c$  em cada ciclo de operação. Portanto, o valor da sobretensão é determinado seguindo a mesma sistemática lá empregada.

caso a

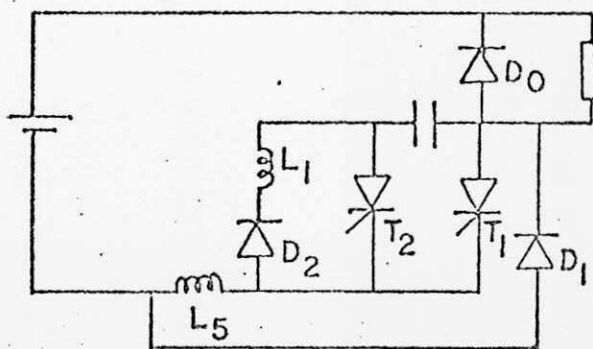


Fig. 39 - Grupo 6 - caso a.

Intervalo B

$$e_c(0) = -E_c$$

$$i_c(0) = I_o$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_5 C}}$$

$$e_c = \left[ -E_c \cos \omega_1 t + \frac{I_o}{\omega_1 C} \text{sen } \omega_1 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) \quad (129)$$

$$i_c = \left[ I_o \cos \omega_1 t + E_c \sqrt{\frac{C}{L_5}} \text{sen } \omega_1 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) \quad (130)$$

Fazendo aproximações, pode-se dizer que quando  $e_c$  a

tinge zero,  $i_c$  atinge o seu valor máximo.

$$\operatorname{tg} \omega_1 t_0 = \frac{E_c \omega_1 C}{I_0} = \sqrt{x^2 - 1} \quad (131)$$

$$t_1 = 2t_0$$

$$t_1 = \frac{2}{\omega_1} \operatorname{tg}^{-1} \sqrt{x^2 - 1}$$

$$\omega_1 = \sqrt{x^2 - 1} \cdot \frac{CE_c}{I_0} = \sqrt{x^2 - 1} \cdot \frac{I_0}{E_d C} \cdot \frac{E_d}{E_c}$$

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{x^2 - 1}}{T_0} \cdot \frac{E_d}{E_c}$$

$$\frac{t_1}{T_0} = \frac{2 \operatorname{tg}^{-1}(\sqrt{x^2 - 1})}{\sqrt{x^2 - 1} \cdot \frac{E_d}{E_c}}$$

Em  $t = t_1$  a tensão do capacitor é:

$$E_c'' = \left[ -E_c \cos \omega_1 t_1 + \frac{I_0}{1C} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right)$$

$$\frac{E_c''}{E_c} = \left[ -\cos \omega_1 t_1 + \frac{I_0}{E_c \omega_1 C} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right)$$

$$\frac{E_c''}{E_c} = \left[ -\cos \omega_1 t_1 + \frac{1}{x^2 - 1} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right)$$

Intervalo C

$$e_c(0) = E_c''$$

$$i_c(0) = I_o$$

$$e_c = \left[ - (E_d - E_c'') \cos \omega_1 t + \frac{I_o}{\omega_1 C} \operatorname{sen} \omega_1 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) + E_d \quad (132)$$

$$i_o = \left[ (E_d - E_c'') \omega_1 C \operatorname{sen} \omega_1 t + I_o \cos \omega_1 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) \quad (133)$$

Quando  $e_c$  atinge seu valor máximo,  $i_c = 0$ .

$$\operatorname{tg} \omega_1 t_2 = \frac{I_o \omega_1 L_5}{E_c'' - E_d} \quad \text{ou} \quad E_c'' - E_d = \omega_1 L_5 I_o \operatorname{cotg} \omega_1 t_2 \quad (134)$$

$$\operatorname{tg} \omega_1 t_2 = \frac{I_o \omega_1 L_5}{E_c''} \cdot \frac{1}{\frac{E_c''}{E_c} - \frac{E_d}{E_c}} = \frac{1}{\sqrt{x^2 - 1}} \cdot \frac{1}{\frac{E_c''}{E_c} - \frac{E_d}{E_c}}$$

$$\frac{t_2}{T_o} = \frac{1}{\sqrt{x^2 - 1} \cdot \frac{E_d}{E_c}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\left[ \frac{E_c''}{E_c} - \frac{E_d}{E_c} \right] \sqrt{x^2 - 1}} \quad (135)$$

Cálculo da sobretensão do capacitor:

De (130) para  $t = t_1$  e  $\div \frac{E_c}{\omega_1 L_5}$

$$\frac{\omega_1 L_5 I_o}{E_c} = \left[ \frac{\omega_1 L_5 I_o}{E_c} \cos \omega_1 t_1 + \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \right] \exp \frac{-\omega_1 t_1}{2Q} \quad (136)$$



De (129) para  $t = t_1$  e dividindo-se a expressão por  $E_c$ :

$$\frac{E_c''}{E_c} = \left[ -\cos \omega_1 t_1 + \frac{I_0 \omega_1 L_5}{E_c} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \quad (137)$$

De (134), dividindo-se por  $E_c$  vem:

$$\frac{E_c''}{E_c} - \frac{E_d}{E_c} = \frac{\omega_1 L_5 I_0}{E_c} \operatorname{cotg} \omega_1 t_2 \quad (138)$$

Substituindo (138) em (132) para  $t = t_2$ :

$$E_c = \left[ - (E_d - E_c'') \cos \omega_1 t_2 + I_0 \omega_1 L_5 \operatorname{sen} \omega_1 t_2 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right) + E_d$$

$$1 = \left[ \frac{\omega_1 L_5 I_0}{E_c} \operatorname{cotg} \omega_1 t_2 \cos \omega_1 t_2 + \frac{I_0 \omega_1 L_5}{E_c} \operatorname{sen} \omega_1 t_2 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right) + \frac{E_c''}{E_c} - \frac{\omega_1 L_5 I_0}{E_c} \operatorname{cotg} \omega_1 t_2$$

$$1 = \frac{E_c''}{E_c} - \frac{\omega_1 L_5 I_0}{E_c} \operatorname{cotg} \omega_1 t_2 + \left[ \frac{\operatorname{sen}^2 \omega_1 t_2 + \cos^2 \omega_1 t_2}{\operatorname{sen} \omega_1 t_2} \right] \cdot \frac{\omega_1 L_5 I_0}{E_c} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right)$$

$$1 = \frac{E_c''}{E_c} + \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right) - \cos \omega_1 t_2}{\operatorname{sen} \omega_1 t_2} \cdot \frac{\omega_1 L_5 I_0}{E_c}$$

$$\frac{1 - E_c''/E_c}{\frac{\omega_1 L_5 I_0}{E_c}} = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right) - \cos \omega_1 t_2}{\operatorname{sen} \omega_1 t_2} \quad (139)$$

Fazendo aproximações, pode-se dizer que:

$$\operatorname{tg} \omega_1 t_0 = \frac{E_c \omega_1 C}{I_0} = \frac{E_c}{\omega_1 L_5 I_0} = \sqrt{x^2 - 1} \quad (140)$$

Substituindo (137) em (139):

$$\begin{aligned} & \frac{1 - \left( -\cos \omega_1 t_1 + \frac{1}{\sqrt{x^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \right) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right)}{\frac{1}{\sqrt{x^2 - 1}}} = \\ & = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right) - \cos \omega_1 t_2}{\operatorname{sen} \omega_1 t_2} \\ & \sqrt{x^2 - 1} \left[ 1 - \left[ \frac{1}{\sqrt{x^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 - \cos \omega_1 t_1 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right) \right] = \\ & = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_2}{2Q}\right) - \cos \omega_1 t_2}{\operatorname{sen} \omega_1 t_2} \quad (141) \end{aligned}$$

De (136)

$$\frac{1}{\sqrt{x^2 - 1}} = \left[ \frac{1}{\sqrt{x^2 - 1}} \cos \omega_1 t_1 + \operatorname{sen} \omega_1 t_1 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \quad (142)$$

De (138) e (137) tira-se o valor de  $E_c/E_d$ :

$$\frac{E_d}{E_c} + \frac{1}{\sqrt{x^2 - 1}} \operatorname{cotg} \omega_1 t_2 = \left[ \frac{1}{\sqrt{x^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 - \cos \omega_1 t_1 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right)$$

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{1}{\left[ \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 - \cos \omega_1 t_1 \right] \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) - \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{cotg} \omega_1 t_3} \quad (143)$$

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{E_c}{E_d} \cdot \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{tg}^{-1} \left[ \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \right] \quad (144)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{\operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \right) \cdot \frac{E_c}{E_d}} \quad (145)$$

$$\frac{L_5}{L_r} = \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1} \cdot \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \right)} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (146)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{C}{2C_r} \cdot \left[ \frac{E_c}{E_d} \right]^2 \quad (147)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{E_c}{\sqrt{X^2 - 1} E_d} \left[ 2 \cdot \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} + \operatorname{tg}^{-1} \left[ \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_1 t_1 - \cos \omega_1 t_1 - \frac{E_d}{E_c} \right)} \right] \right] \quad (148)$$

As formas de onda representativas do funcionamento do circuito são:

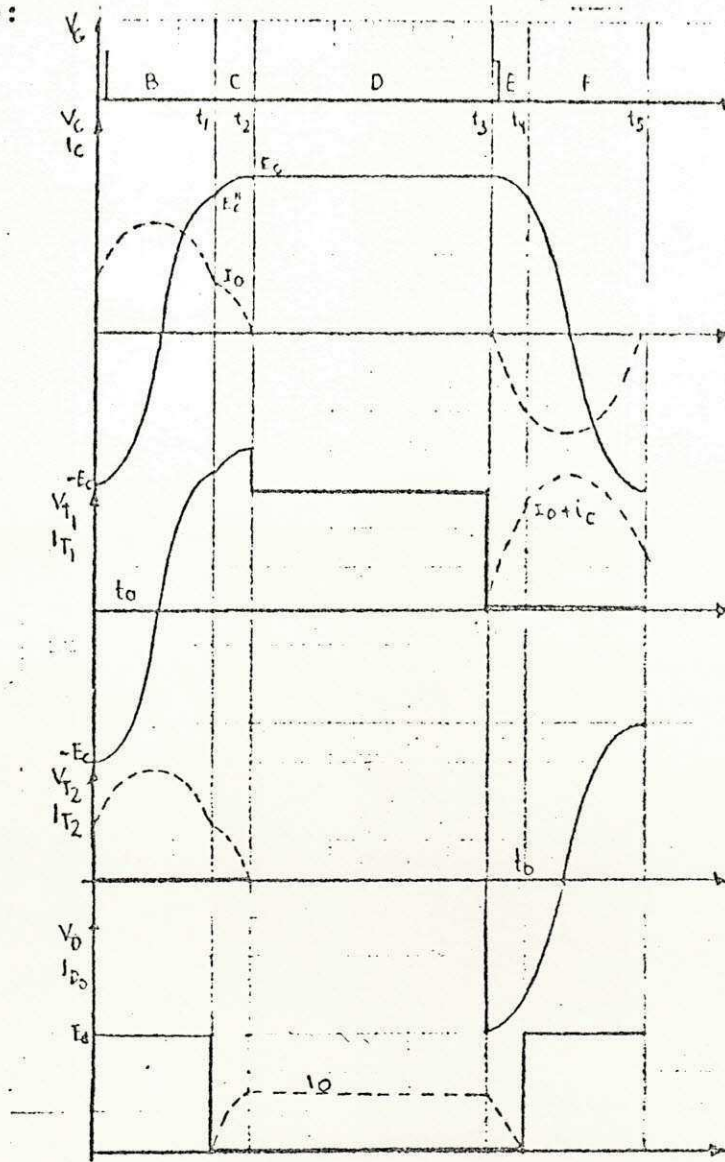


Fig. 40 - Formas de onda - Grupo 6 - caso a.

caso b

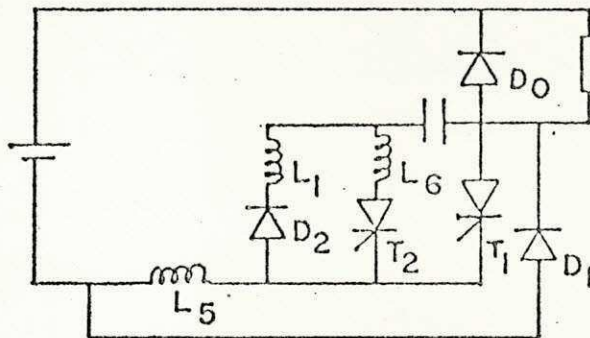


Fig. 41 - Grupo 6 - caso b.



*Intervalo A*

$T_1$  conduz a corrente  $I_0$  e a tensão da fonte se aplica sobre a carga.

*Intervalo B*

$T_2$  é acionado e a corrente não se transfere instantaneamente devido  $L_6$ .

$$e_c(0) = -E_c$$

$$i_c(0) = 0$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_6 C}}$$

$$e_c = -E_c \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) \cos \omega_1 t \quad (149)$$

$$i_c = \frac{E_c}{\omega_1 L_6} \exp\left(\frac{-\omega_1 t}{2Q}\right) \text{sen } \omega_1 t \quad (150)$$

*Intervalo C*

Neste intervalo a recarga do capacitor é acelerada através de  $D_2$  e um divisor de tensão negativa do capacitor é aplicada sobre  $T_1$ , para assegurar seu bloqueio.

$$e_c(0) = E_c'$$

$$i_c(0) = I_0$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_6 + L_5) C}}$$



$$e_c = \left[ -E_c \cos \omega_2 t + \frac{I_0}{\omega_2 C} \sin \omega_2 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) \quad (151)$$

$$i_c = \left[ I_0 \cos \omega_2 t + E_c' \sqrt{\frac{C}{L_5 + L_6}} \sin \omega_2 t \right] \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) \quad (152)$$

onde pode-se concluir que:

$$\frac{E_c'}{\omega_2 (L_5 + L_6) I_0} = \sqrt{X^2 - 1} \quad (153)$$

#### Intervalo D

A tensão final do capacitor no intervalo C é maior que a tensão da fonte, polarizando diretamente  $D_0$ . Entretanto, devido à  $(L_6 + L_5)$  enquanto a corrente transfere-se para a malha de circulação, o capacitor adquire um acúmulo de carga que resulta numa tensão  $E_c$  maior que a do ciclo anterior.

$$e_c(0) = E_c''$$

$$i_c(0) = I_0$$

Quando  $e_c$  atingir o seu valor máximo,  $i_c(t_3) = 0$

$$\operatorname{tg} \omega_2 t_3 = \frac{I_0 \omega_2 (L_5 + L_6)}{E_c'' - E_d}$$

$$\operatorname{tg} \omega_2 t_3 = \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \cdot \frac{1}{\frac{E_c''}{E_c} \cdot \frac{E_c}{E_c'} - \frac{E_d}{E_c} \cdot \frac{E_c}{E_c'}}$$

Cálculo da sobretensão:

Das equações representativas de tensão e corrente, no final dos intervalos B, C e D, determinam-se as expressões que permitem encontrar  $\omega_1 t_1$ ,  $\omega_2 t_2$ ,  $\omega_2 t_3$ .

$$\omega_1 t_1 = \operatorname{tg}^{-1} \left[ \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \sqrt{K + 1} \right] \quad K = \frac{L_5}{L_6} \quad (154)$$

$$\frac{\exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) - \cos \omega_2 t_2}{\operatorname{sen} \omega_2 t_2} = \sqrt{X^2 - 1} \quad (155)$$

$$\begin{aligned} & 1 - \frac{\left[ \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_2 t_2 - \cos \omega_2 t_2 \right] \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1} \\ & = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_2 t_3}{2Q}\right) - \cos \omega_2 t_3}{\operatorname{sen} \omega_2 t_3} \quad (156) \end{aligned}$$

Com a solução destas equações é possível determinar  $E_c/E_d$ :

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{1}{1 - \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \exp\left(\frac{-\omega_2 t_3}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1} \operatorname{sen} \omega_2 t_3}} \quad (157)$$

Valores dos parâmetros:

$$\frac{t_o}{T_o} = \frac{\cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1}} \cdot \frac{E_c}{E_d} \quad (158)$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{\cos^{-1}(1/X) \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1 \cdot \frac{E_c}{E_d}} \quad (159)$$

$$\frac{L_5 + L_6}{L_r} = \frac{\exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1 \cdot \frac{E_c}{E_d}}{\sqrt{X^2 - 1} \cos^{-1}(1/X)} \quad (160)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{C}{2C_r} \left[ \frac{E_c}{E_d} \right]^2 \quad (161)$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_0} = & \frac{\frac{E_c}{E_d} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1}{\sqrt{X^2 - 1}} \left[ \sqrt{K+1} \operatorname{tg}^{-1} \left( \sqrt{K+1} \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \right) + \right. \\ & \left. + 2 \cos^{-1}(1/X) + \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \right) \left( \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{1}{\sqrt{X^2 - 1}} \operatorname{sen} \omega_2 t_2 - \cos \omega_2 t_2 \exp\left(\frac{-\omega_2 t_2}{2Q}\right) - \frac{1}{\frac{E_c}{E_d} \exp\left(\frac{-\omega_1 t_1}{2Q}\right) \cos \omega_1 t_1} \right) \right] \end{aligned} \quad (162)$$

As formas de onda em seu aspecto aparente são semelhantes às do Grupo 4 caso *c*, diferindo somente nas tensões reversas aplicadas sobre  $T_2$  e sobre  $T_1$ . No Grupo 4 caso *c*, as comutações de  $T_2$  e  $T_1$  são suaves, neste caso a tensão reversa aplicada sobre  $T_2$  é a do capacitor, e sobre  $T_1$  é  $\frac{L_5}{L_5+L_6} e_c$ .

As formas de onda representativas do funcionamento

do circuito são:

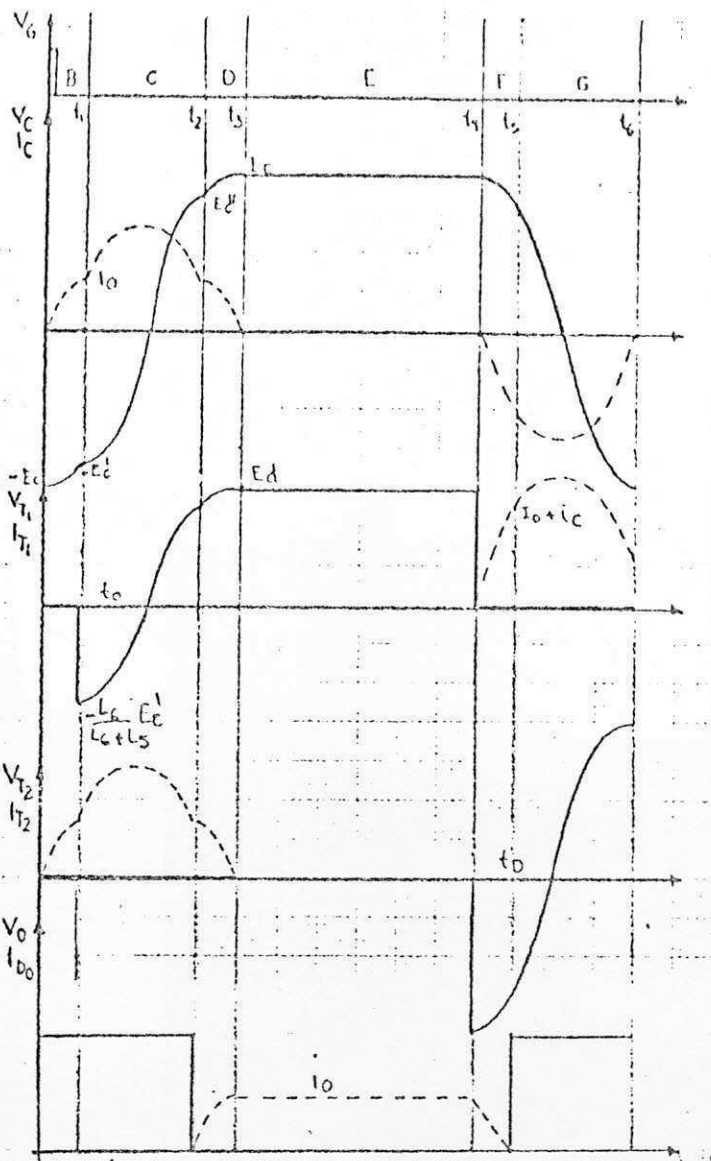


Fig. 42 - Formas de onda - Grupo 6 - caso b.

caso c

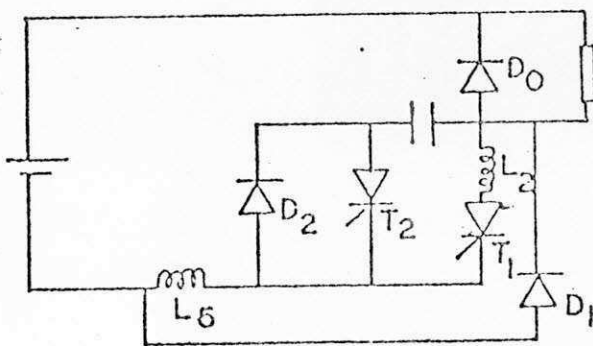


Fig. 43 - Grupo 6 - caso c.



Este circuito só difere do caso b deste grupo em relação a posição que  $L_2$  assume. Conseqüentemente, a frequência de ressonância  $\omega_2$  correspondente ao intervalo da aceleração e sobrecarga aumenta, devido à indutância resultante destes intervalos, ter diminuído.

O valor inicial da tensão reversa, aplicada sobre o tiristor principal, é, neste caso, a própria tensão do capacitor no início do Intervalo C.

As modificações introduzidas nas equações devido a indutância equivalente, são representadas pela substituição de  $\frac{L_5 + L_6}{L_6}$  por  $\frac{L_5}{L_2}$ .

Onde tiver  $(K + 1)$ , substitui-se por  $K$ .

#### 2.4. CONFIGURAÇÕES BÁSICAS

Analisando gráfica e matematicamente todas as alternativas que os diversos Grupos sugerem, constata-se ao estabelecer comparações, que em relação ao bloqueio do tiristor principal, existem diferenças de comportamento entre casos de um mesmo Grupo, o que dificulta atribuir parâmetros que representem o comportamento típico de uma família, originada da mesma procedência topológica.

O estudo dos intervalos, nos quais ocorre a comutação, permite a determinação dos parâmetros responsáveis pela comutação e desempenho de cada chaveador. Pela importância que tem o projeto adequado de tais parâmetros no funcionamen



to destes circuitos, justifica-se a escolha das características deste intervalo, como referência para classificação dos chaveadores.

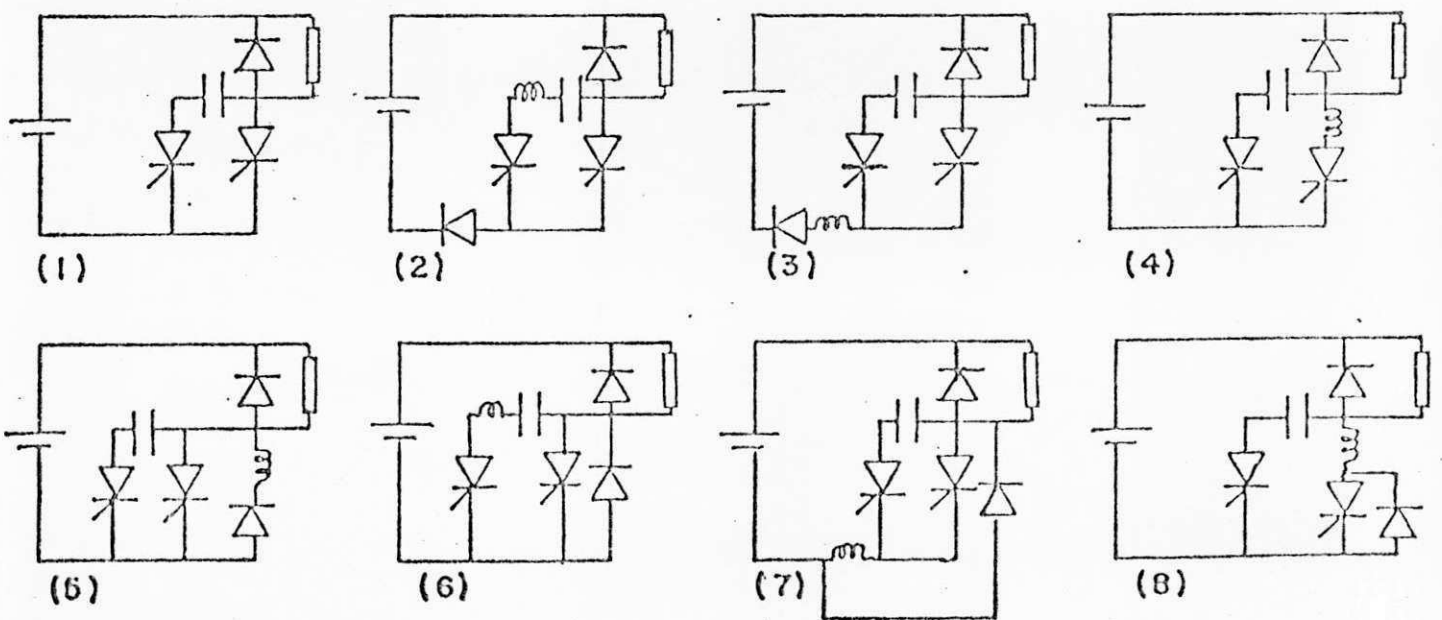
Fixado este critério, observa-se entre todos os circuitos estudados, que existem inúmeras maneiras distintas de efetivar este intento. Cada uma delas, reúne elementos que definem evidências específicas de comportamento favorecendo a uma classificação mais efetiva.

A configuração mais simplificada de efetuar distintamente o bloqueio do tiristor principal, sem considerar a malha de reversão, é aqui denominada de configuração básica.

O que designa portanto, cada configuração como básica, é a forma diferenciada e distinta de o circuito de comutação forçada executar o bloqueio do tiristor principal.

Doze configurações básicas podem então ser consideradas, a partir das alternativas que o circuito generalizado apresenta na Fig. 4.

A Fig. 44 indica as doze configurações possíveis do circuito de comutação, e as respectivas formas de onda que definem a comutação.



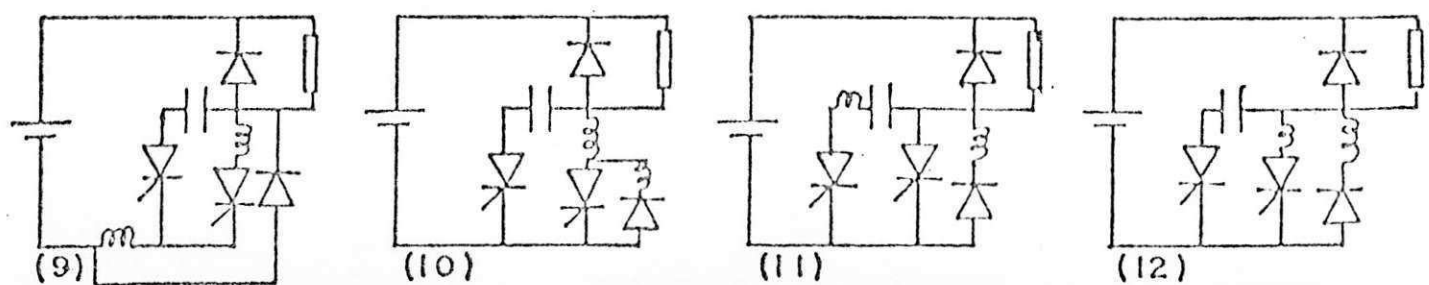
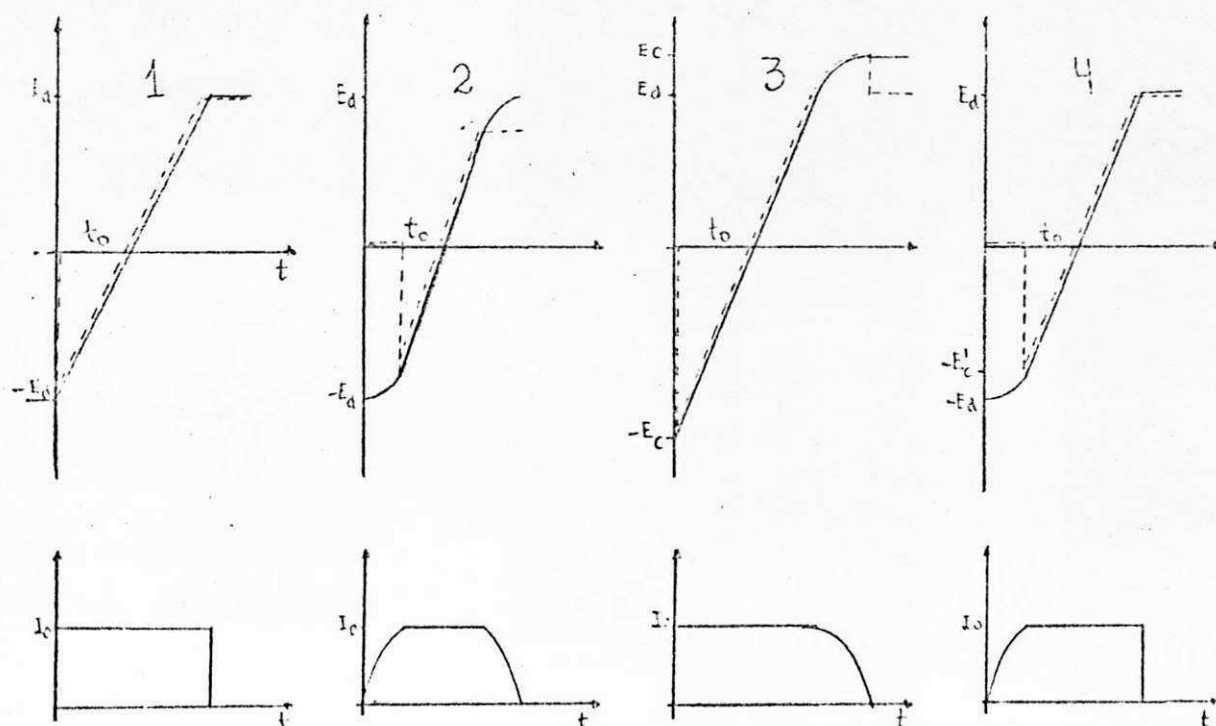


Fig. 44 - Configurações Básicas-Circuitos de comutação

A Fig.45 mostra como os circuitos básicos apresentados na Fig. 44 se comportam com relação a tensão e corrente no capacitor, no intervalo de comutação, bem como a tensão reversa aplicada sobre o tiristor principal, representada em linha tracejada.



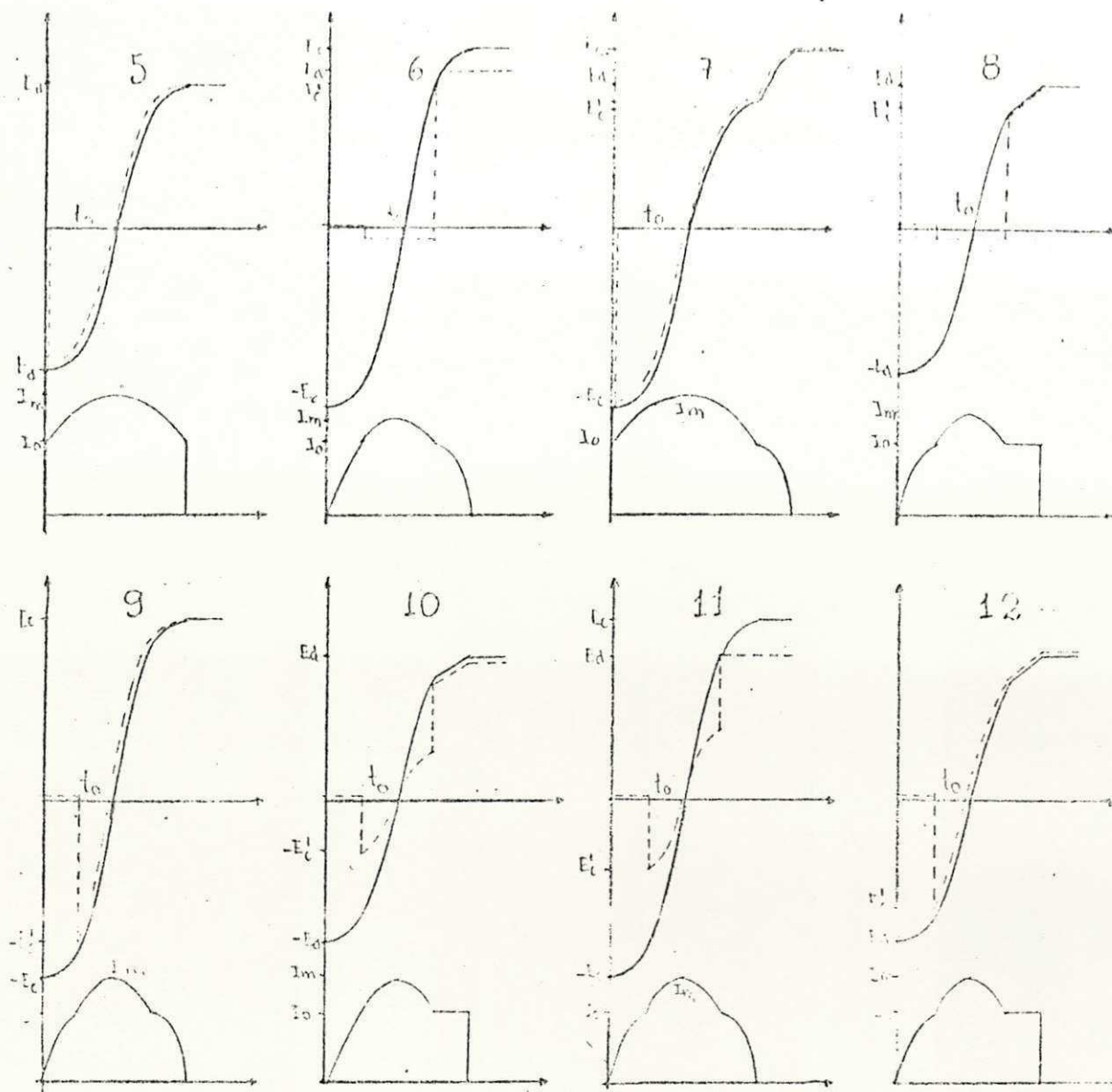


Fig. 45 - Formas de onda de tensão e corrente do capacitor e tiristor principal, durante o intervalo de comutação.

## 2.5. CONSTITUIÇÃO DOS TIPOS

A partir das doze configurações básicas, consideradas no item 2.4, todos os casos enquadrados anteriormente, nos seis Grupos originados da Lei de Formação do item 2.2, reúnem-se agora, por analogia de comportamento do intervalo de comu-

tação, formando os Tipos.

Os Tipos, semelhantemente aos Grupos, também recebem um índice numérico em sua classificação.

As Figuras 46 a 57 indicam como os diversos casos se distribuem nos tipos segundo o critério anteriormente citado.

Tipo 1 - Grupo 1 - caso a

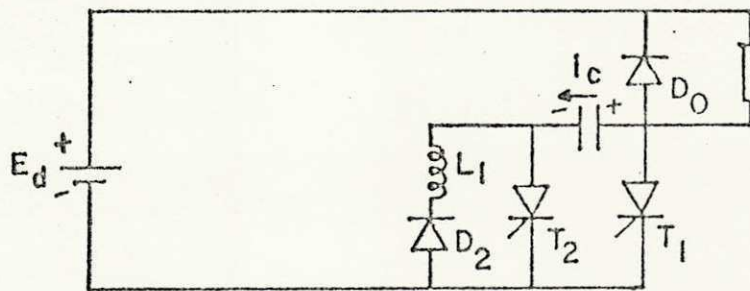


Fig. 46

Tipo 2 - Grupo 2, casos (a,b,c,d) - Grupo 5, casos (b,c,d)

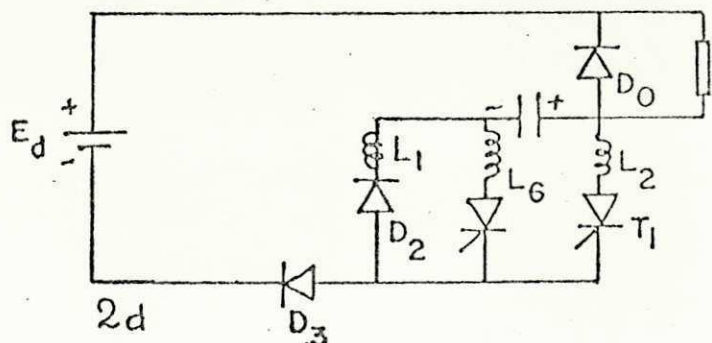
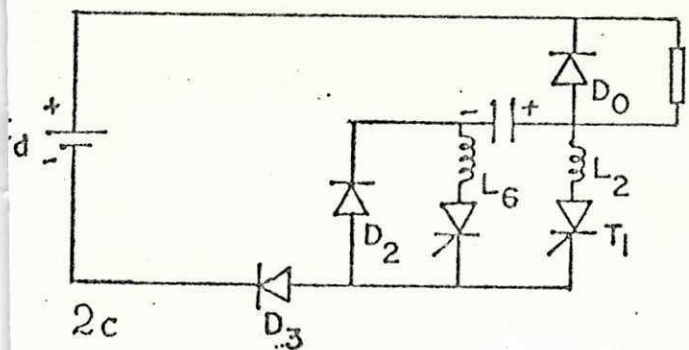
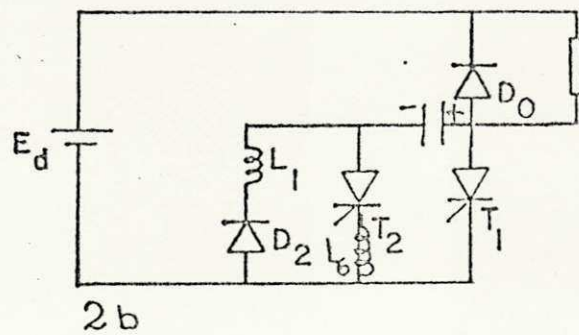
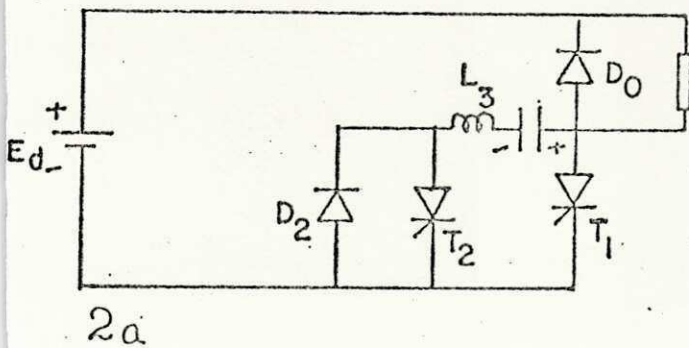


Fig. 47



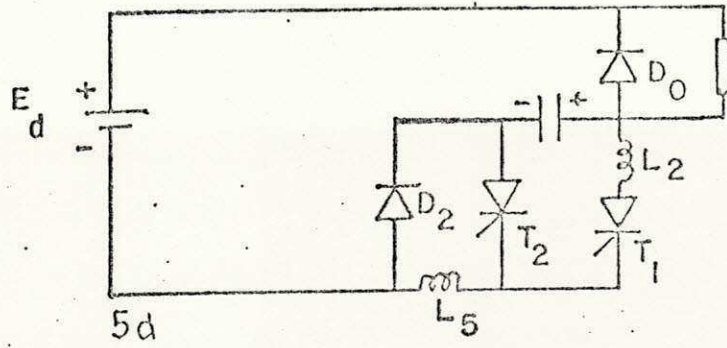
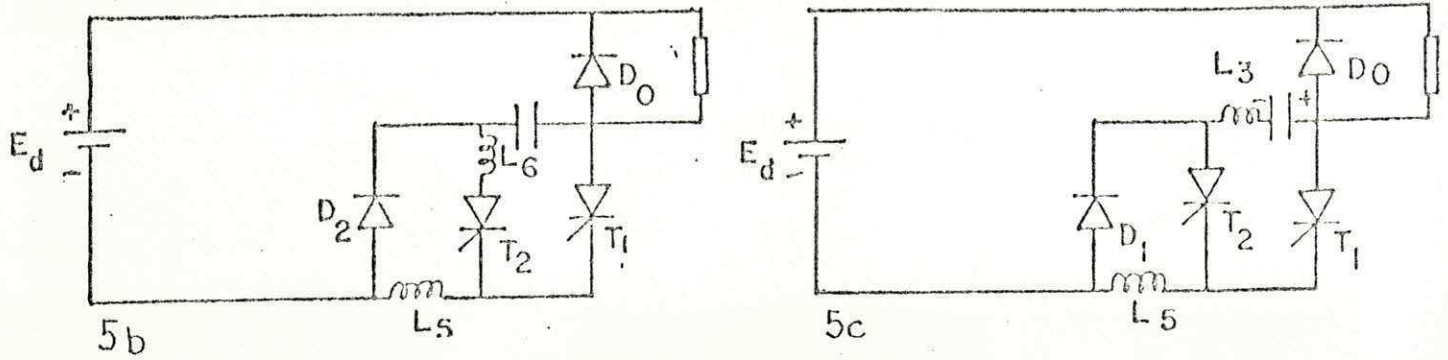


Fig. 48

Tipo 3 - Grupo 5 - caso a

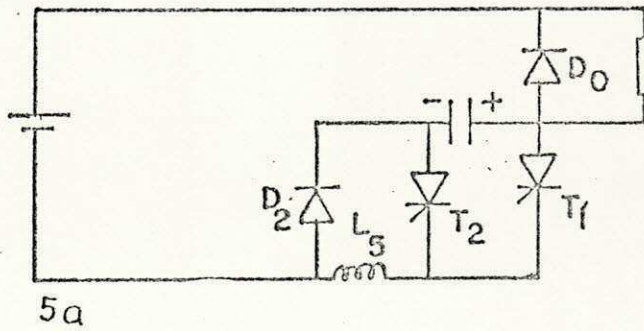


Fig. 49

Tipo 4 - Grupo 1 - caso b

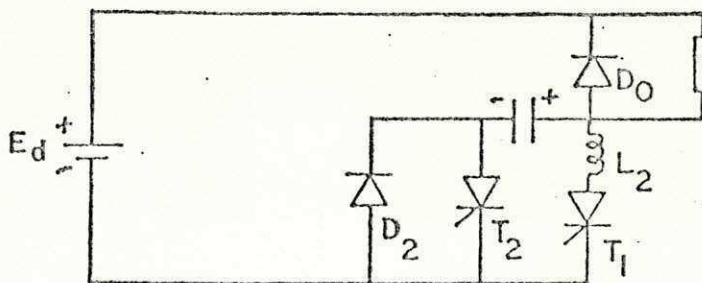


Fig. 50



## Tipo 5 - Grupo 3 - caso a

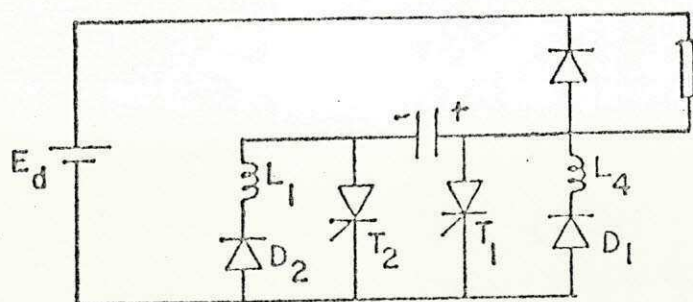


Fig. 51

## Tipo 6 - Grupo 4 - casos (a, c, e)

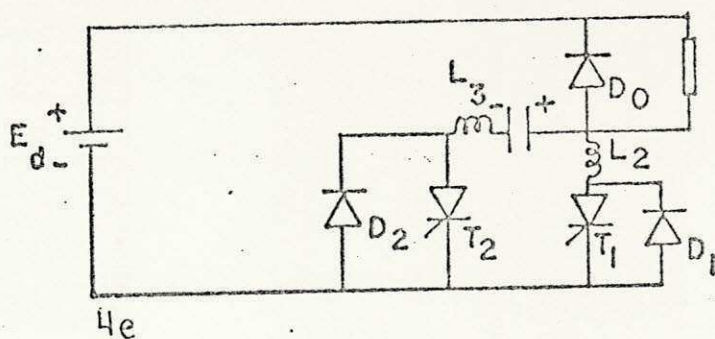
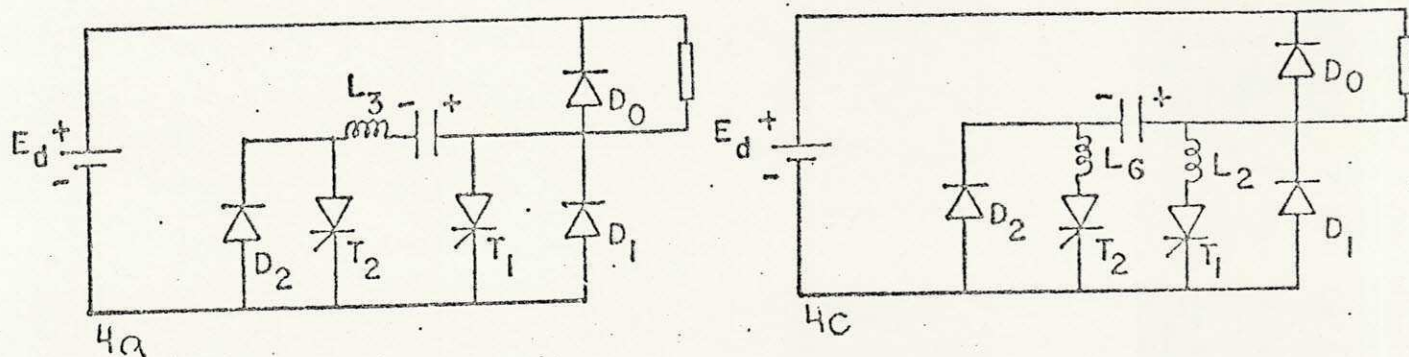


Fig. 52

## Tipo 7 - Grupo 6 - caso a

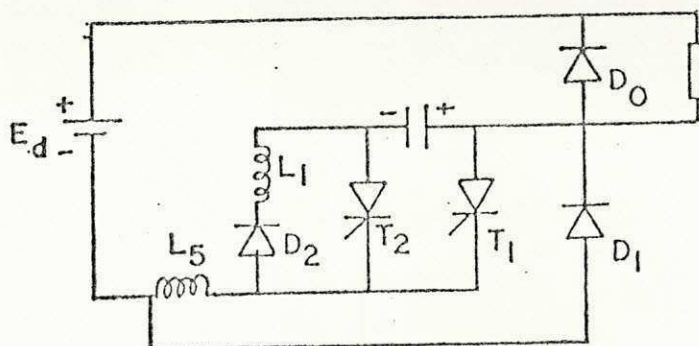


Fig. 53

Tipo 8 - Grupo 3 - caso d

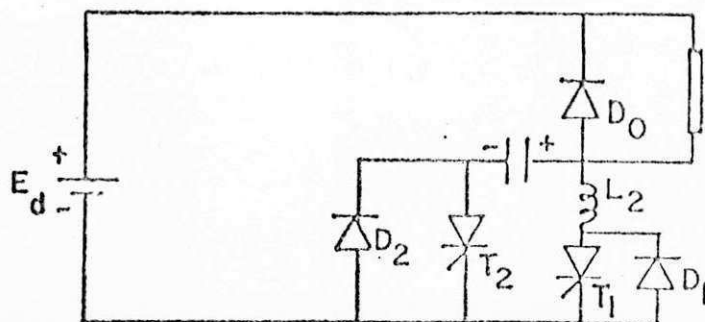


Fig. 54

Tipo 9 - Grupo 6 - caso c

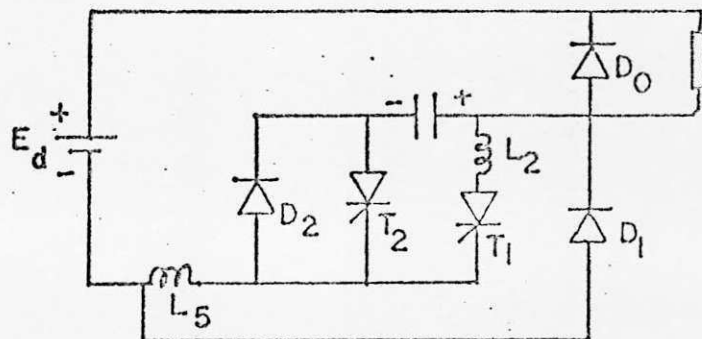


Fig. 55

Tipo 10 - Grupo 3 - caso c

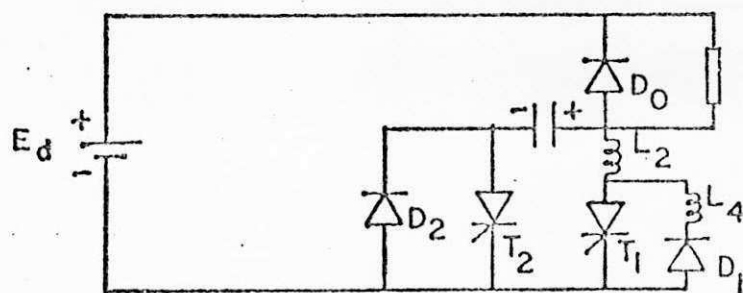


Fig. 56

Tipo 11 - Grupo 4 - casos (b,d) - Grupo 6 - caso b

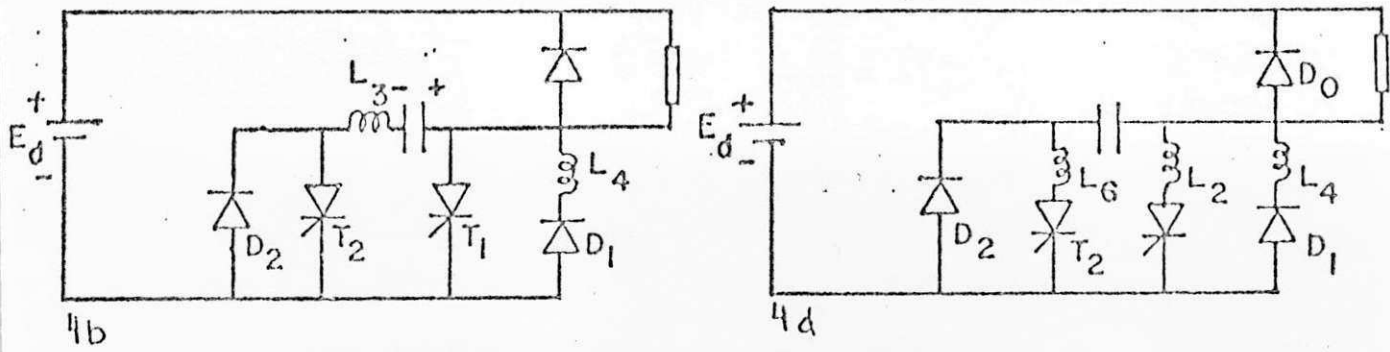


Fig. 57

Tipo 12 - Grupo 3 - caso b

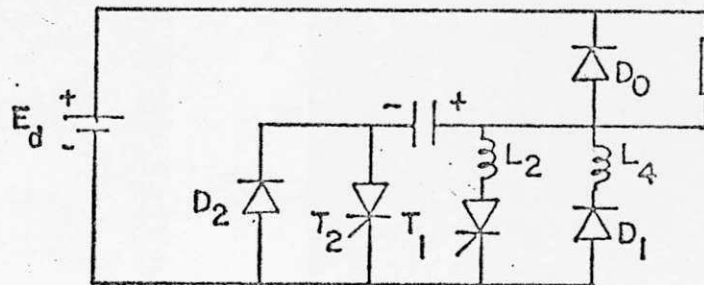


Fig. 57b

Fig. 58 - Constituição dos tipos.

## 2.6. ÁBACOS

Os parâmetros dos circuitos estão explicitados na forma de ábacos que permitem a comparação de desempenho entre as alternativas que cada tipo apresenta.

São normalizadas e plotadas em função de  $x$  as seguintes grandezas:

- $t_{o1}$  - tempo de aplicação da tensão inversa sobre o resistor principal
- $C$  - capacitância mínima de comutação
- $L$  - indutância mínima de comutação
- $V_c$  - sobretensão do capacitor
- $W$  - energia mínima de comutação
- $t_t$  - tempo total gasto para efetuar a comutação.

Para as alternativas que utilizam mais de uma indutância, examina-se através de um coeficiente  $K_1$ , que representa a relação entre duas indutâncias, como a variação nos valores destas, tendem a modificar as características dos circuitos.

Os gráficos foram plotados para três variações de  $K_1$  (0.5, 1 e 1.5).

Os gráficos agrupam as características por tipo, permitindo escolher-se, entre as alternativas que cada tipo apresenta, a que possui melhor desempenho. Em seguida são plotadas em superposição as curvas da alternativa de cada tipo, que melhor o representa, possibilitando explicitar-se dentre todos eles, quais os aspectos em que cada um apresenta melhor característica de desempenho.



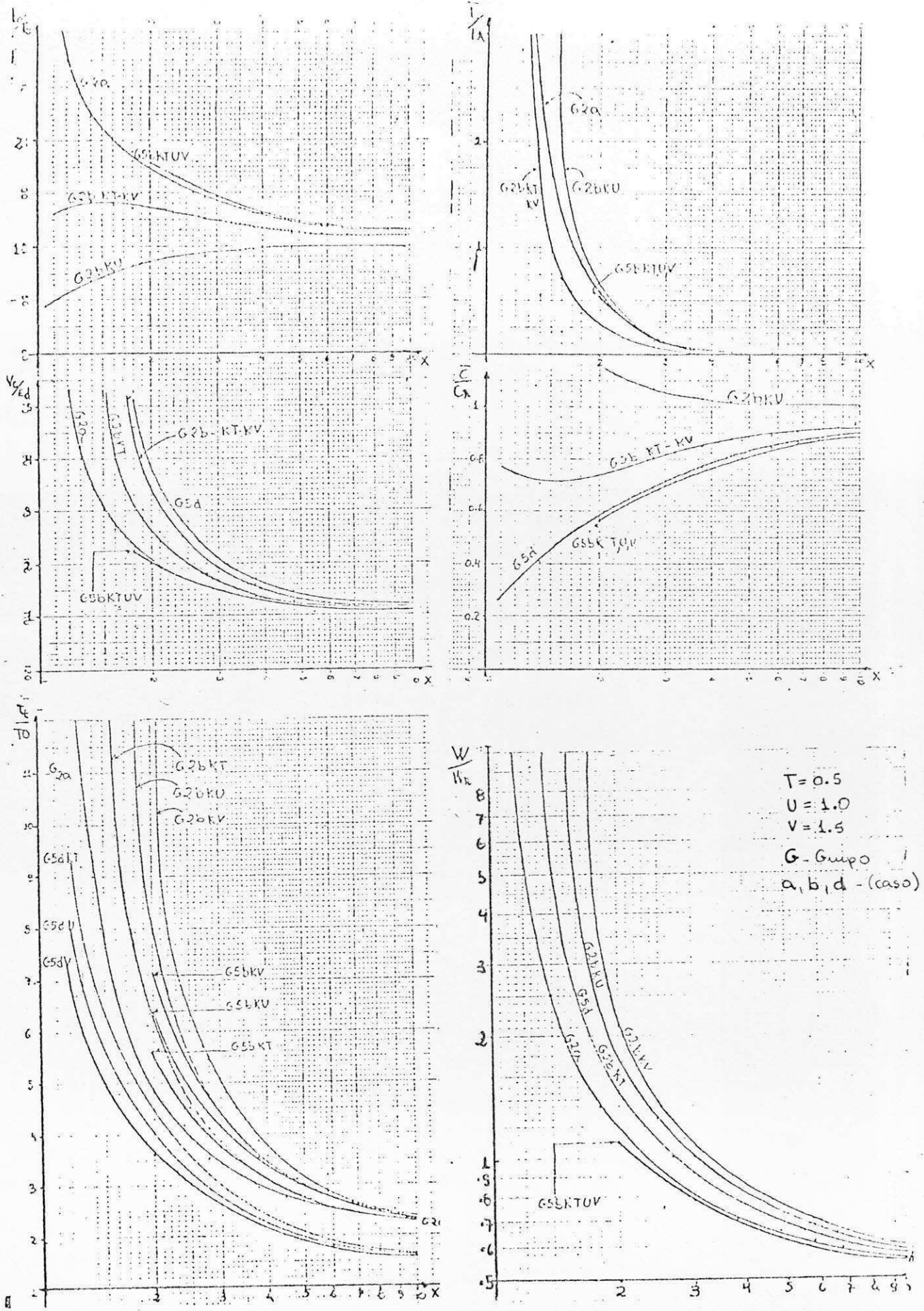


Fig. 59 - Tipo 2 - Grupo 2 - (a,b) - Grupo 5(b,c,d)



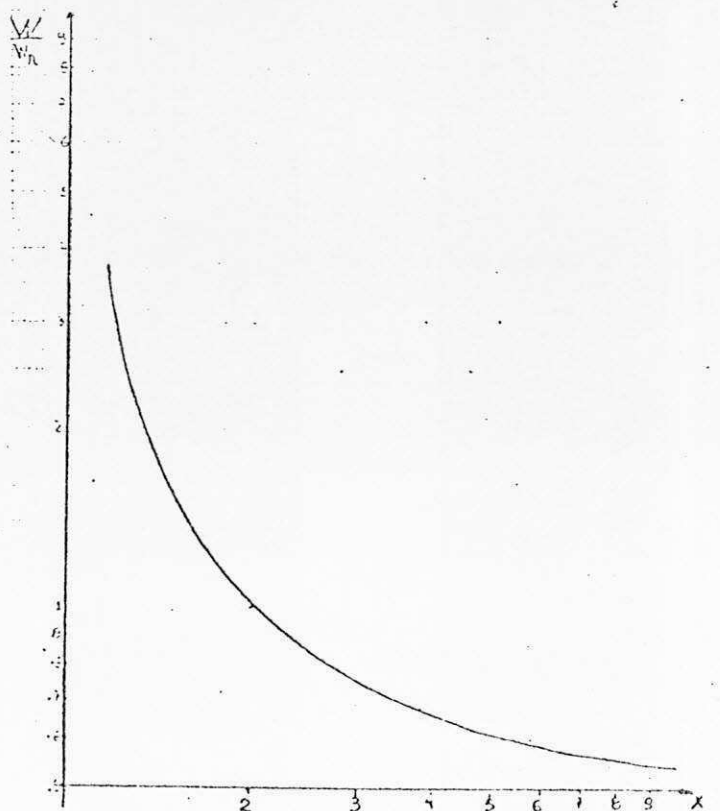
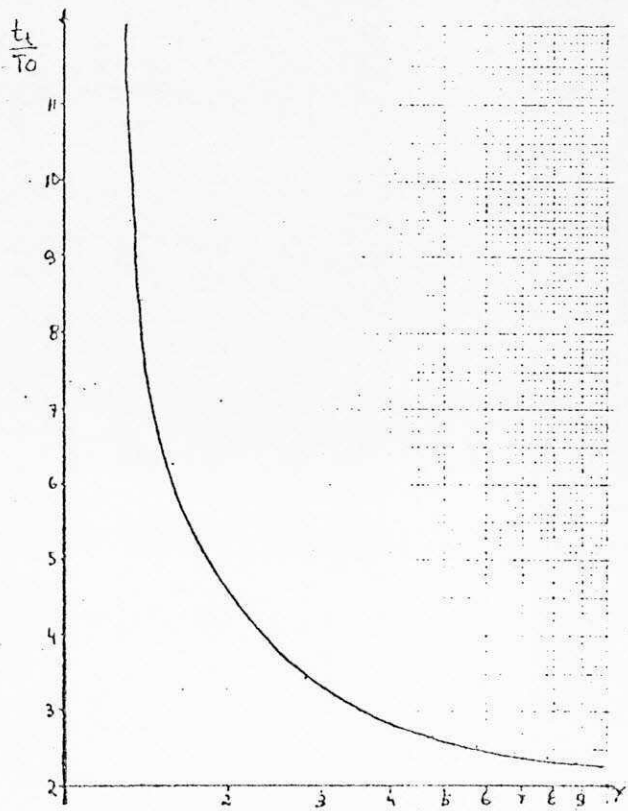
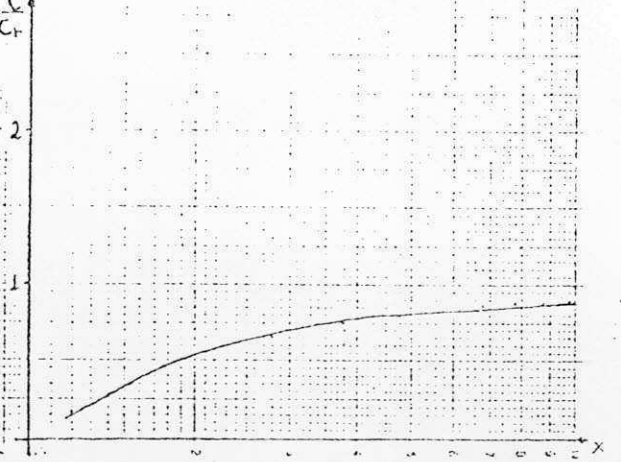
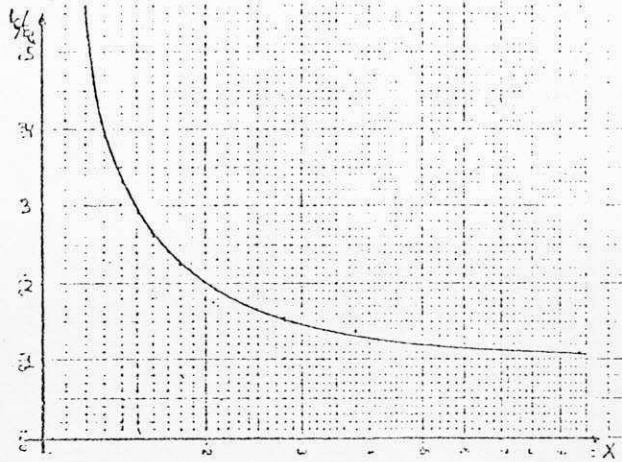
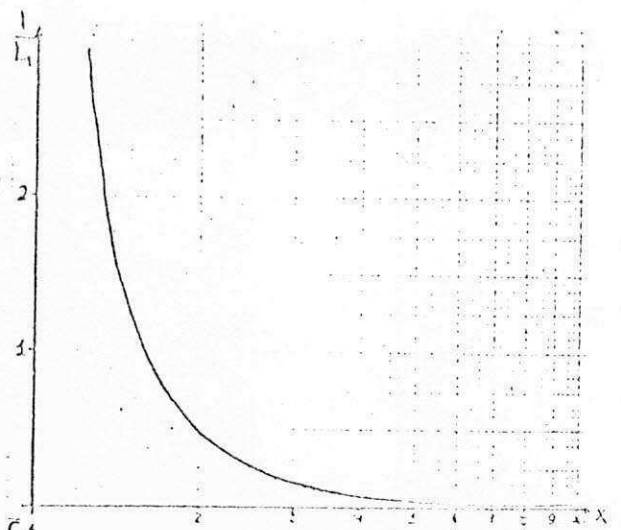
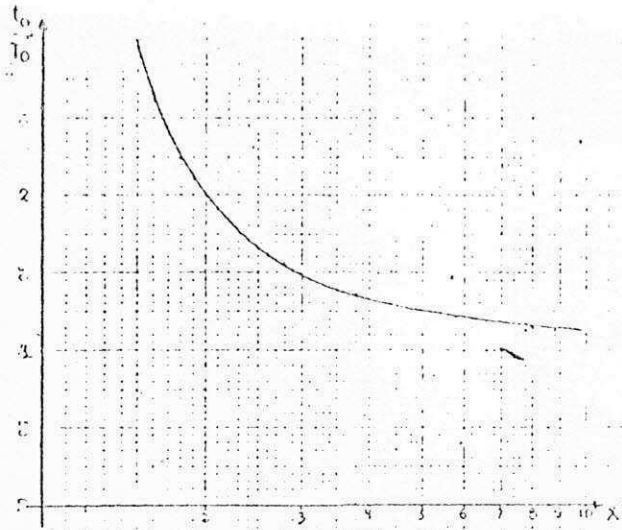


Fig. 60 - Tipo 3 - Grupo 5 - caso a

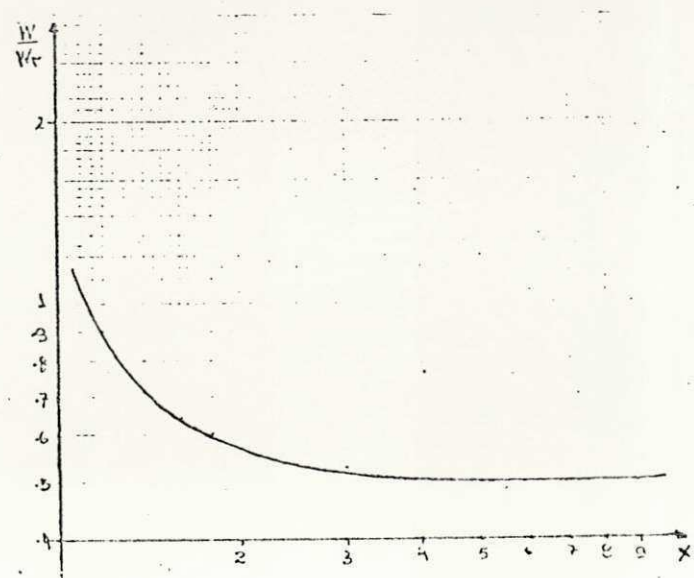
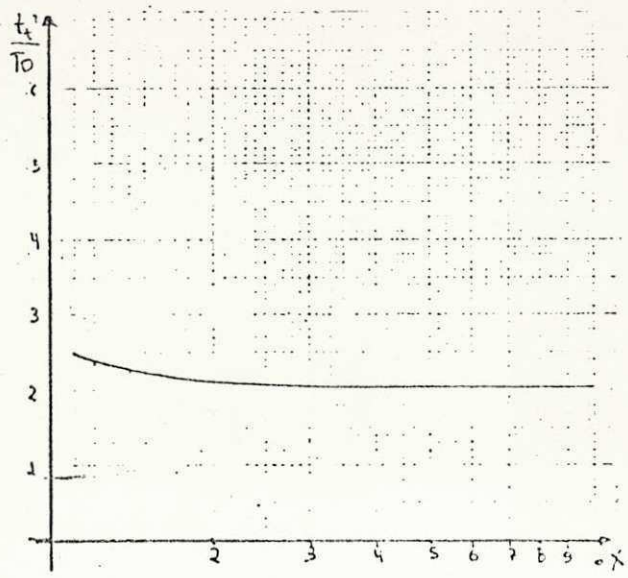
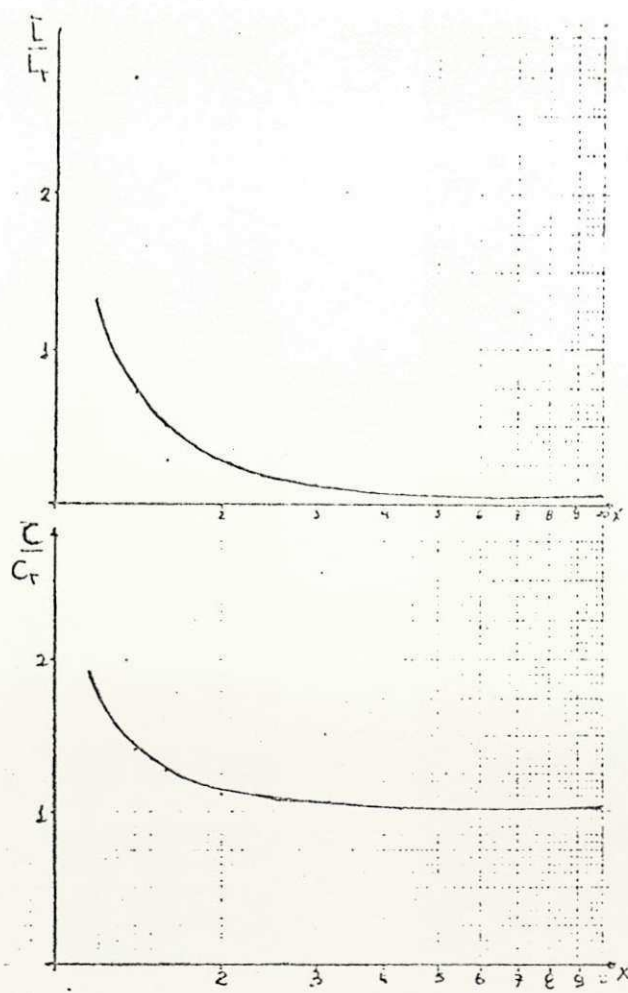
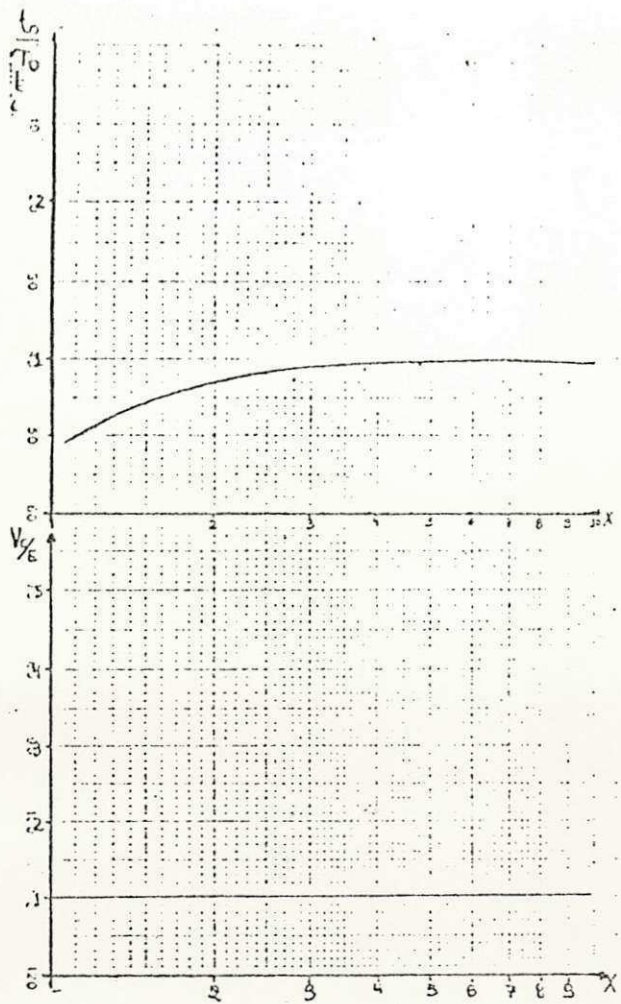


Fig. 61 - Tipo 4 - Grupo 1 - caso b

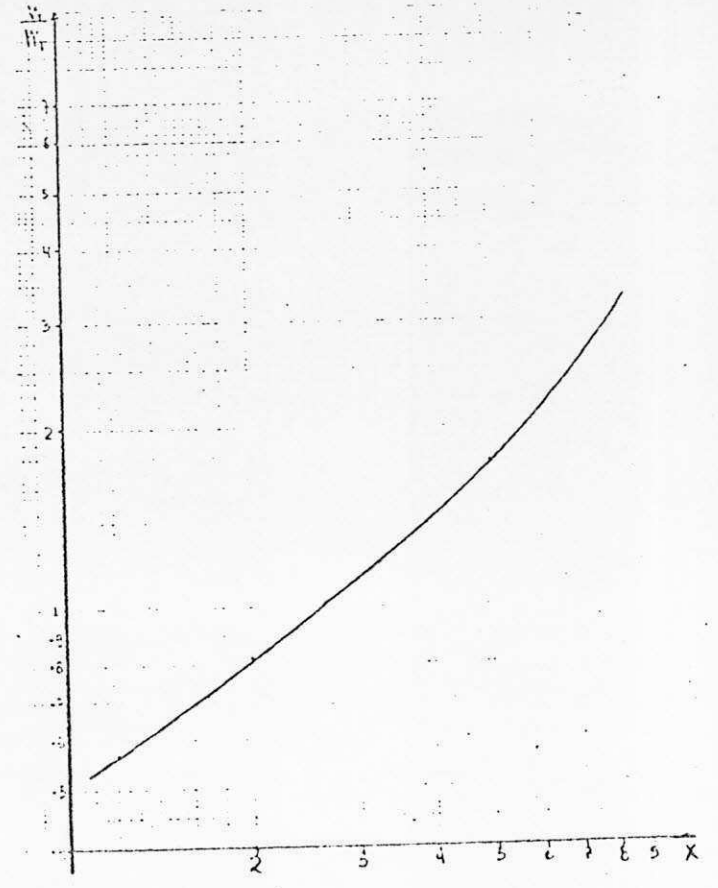
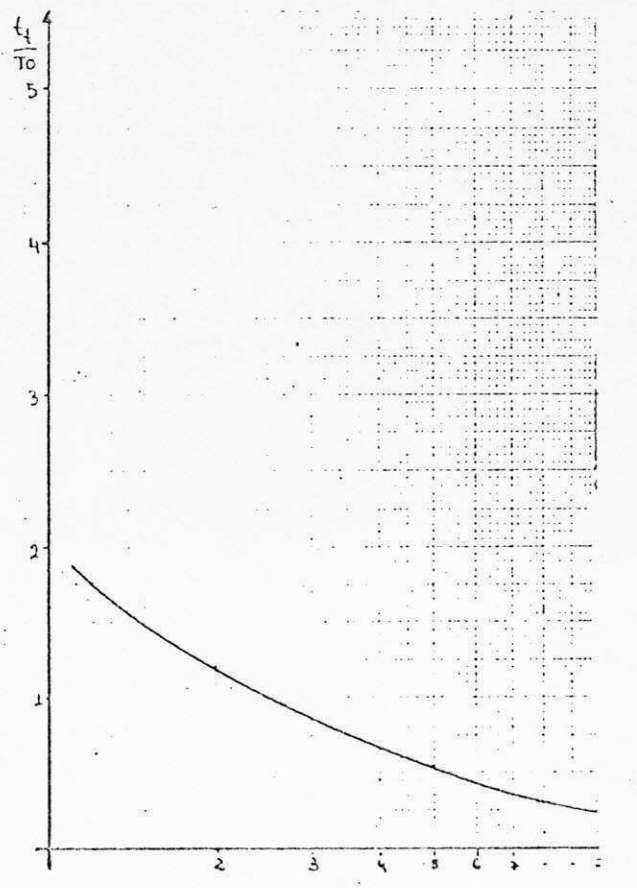
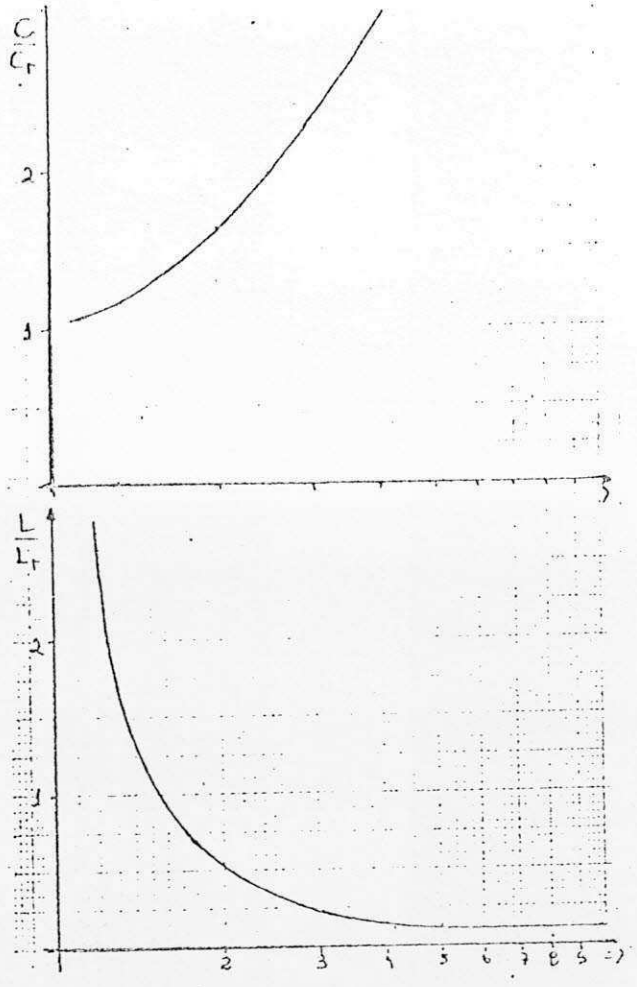
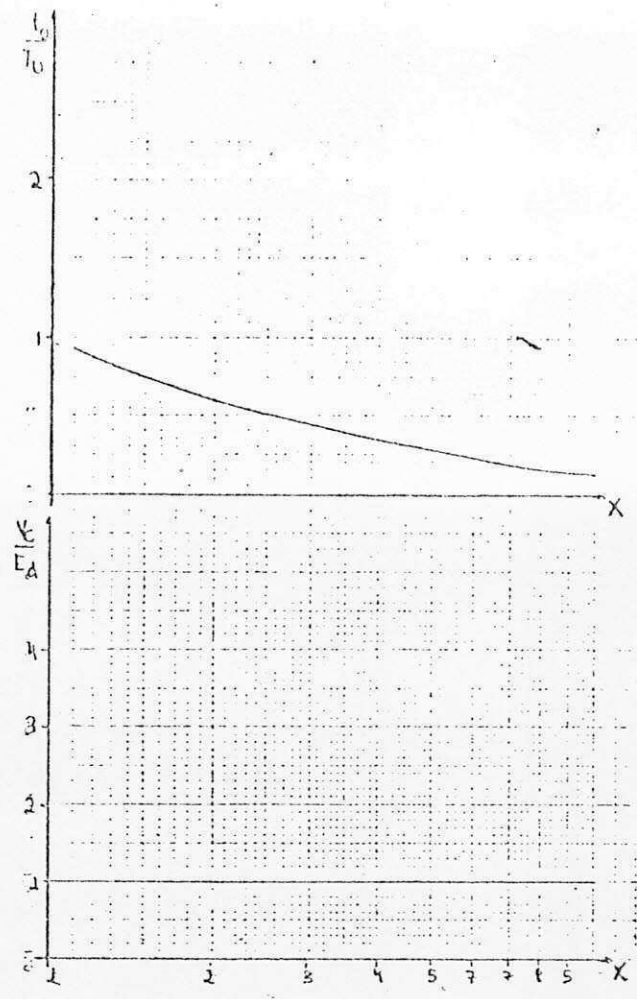


Fig. 62 - Tipo 5 - Grupo 3 - caso a

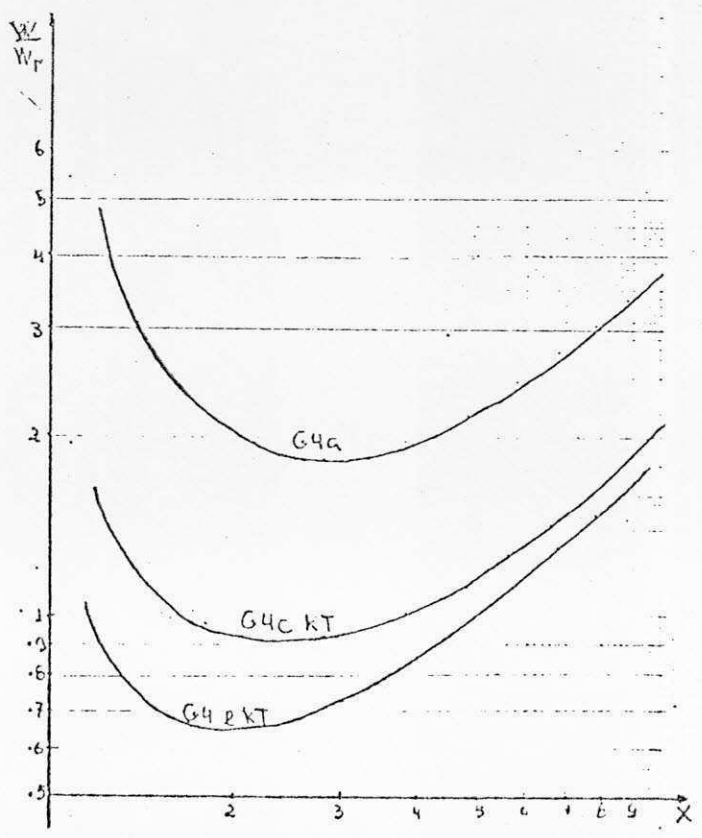
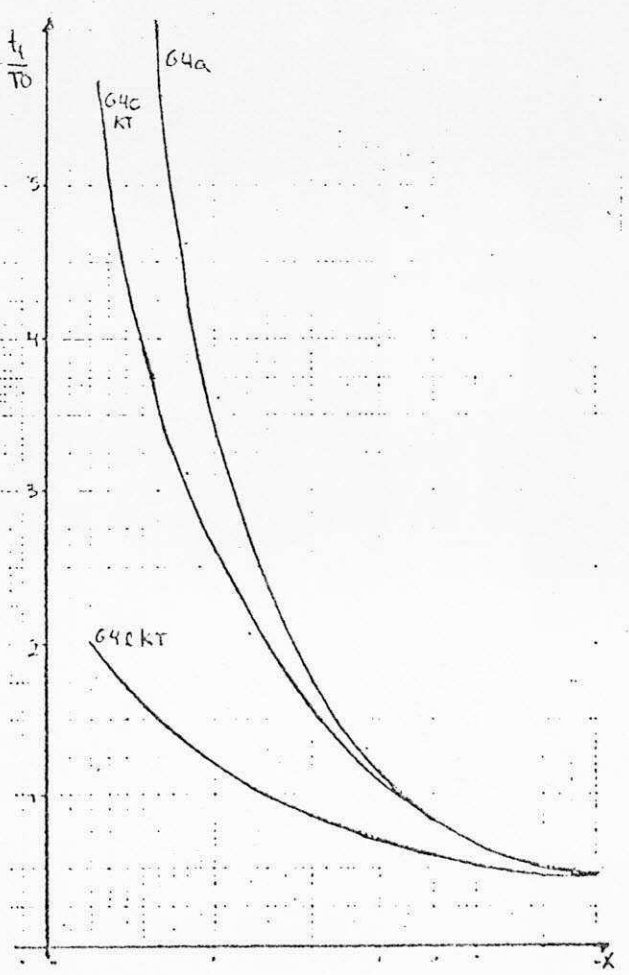
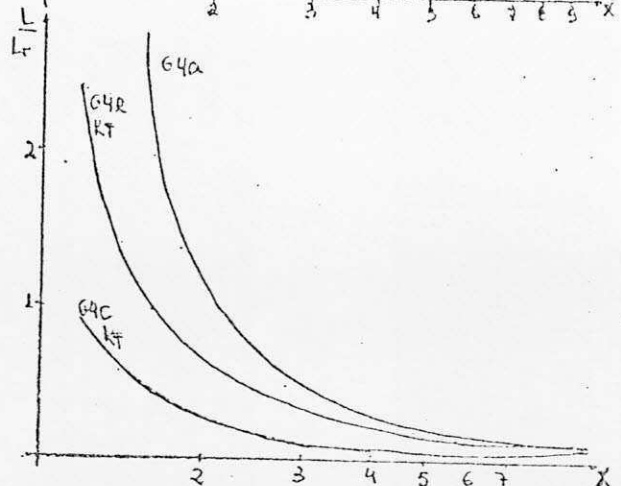
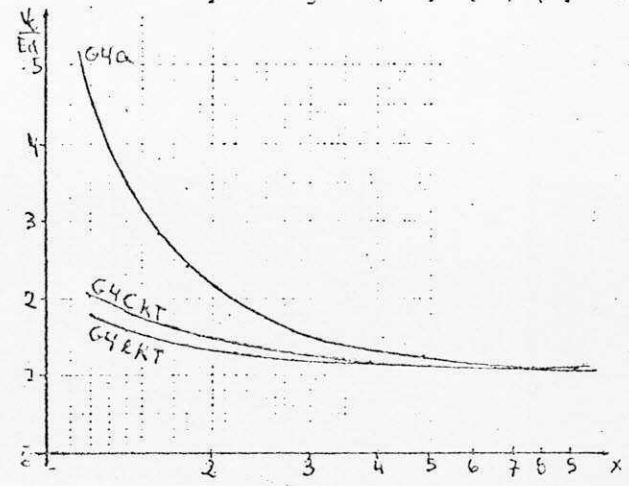
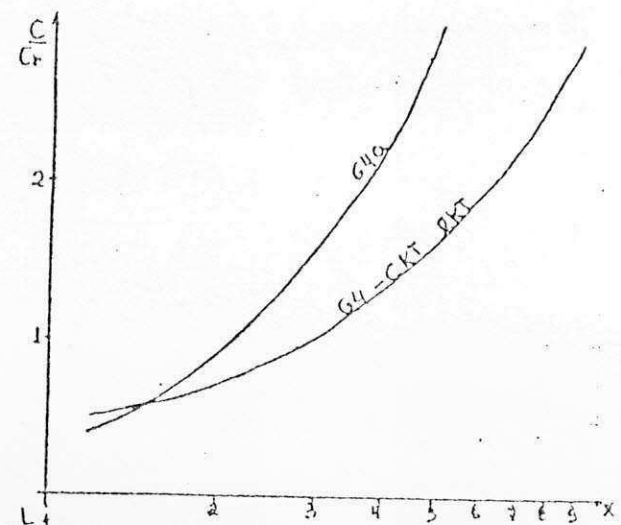
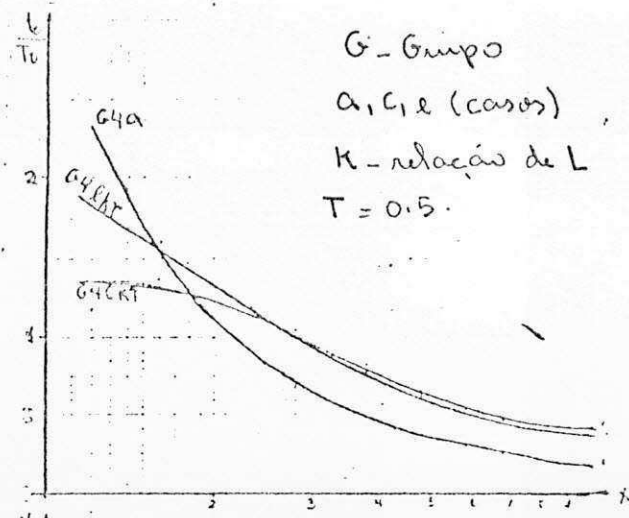


Fig. 63 - Tipo 6 - Grupo 4 - casos (a,c,e)



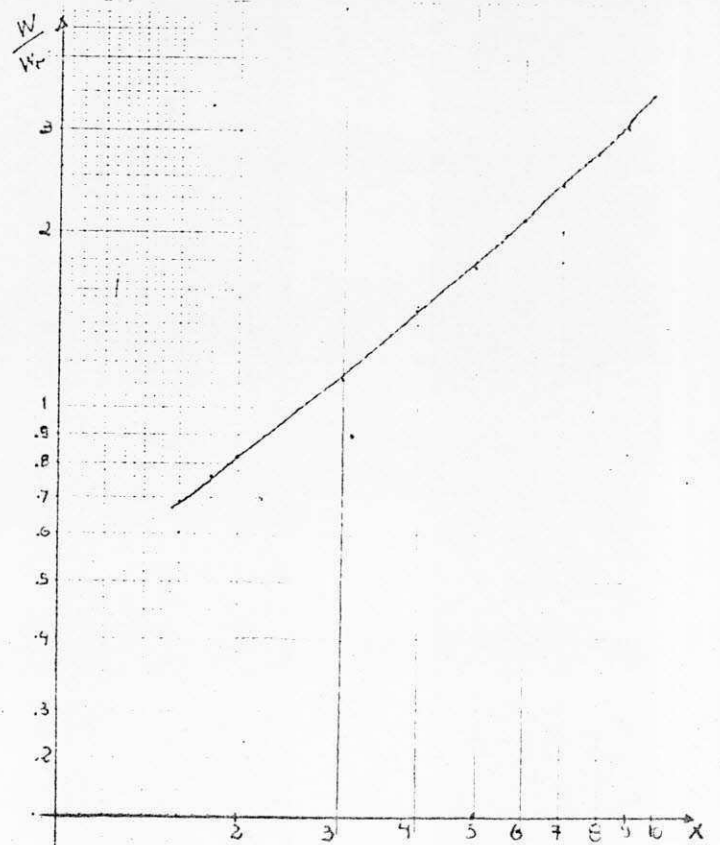
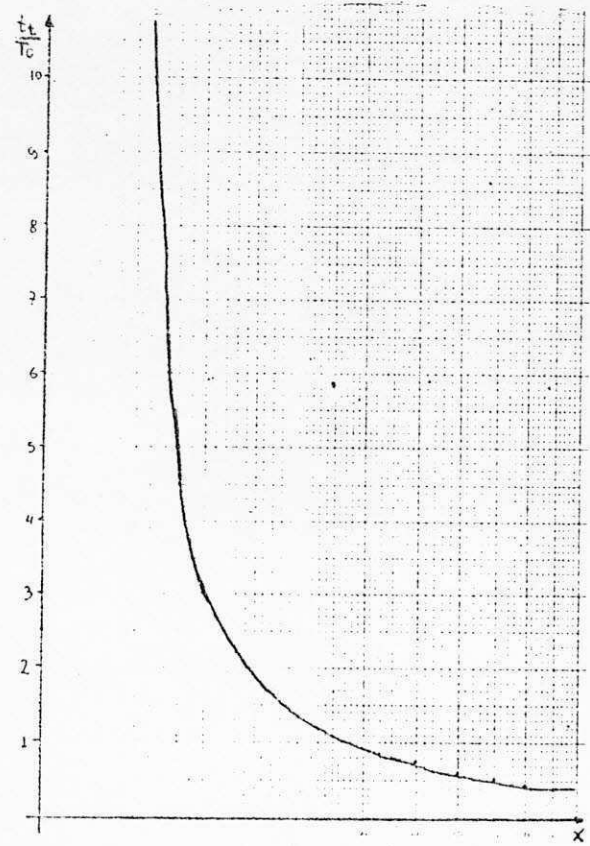
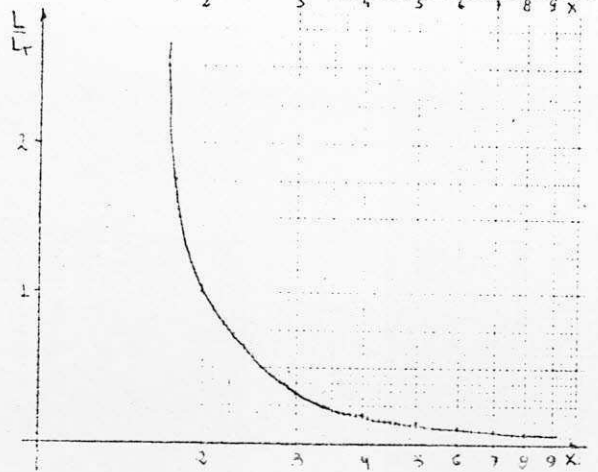
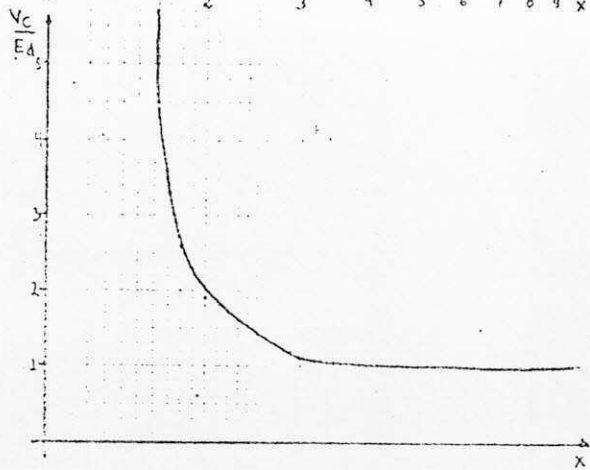
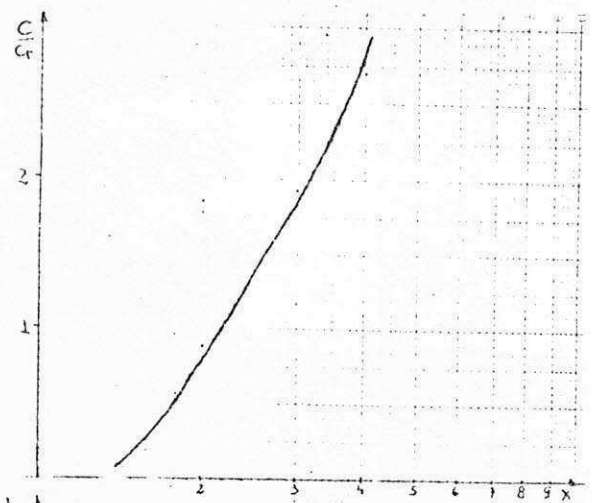
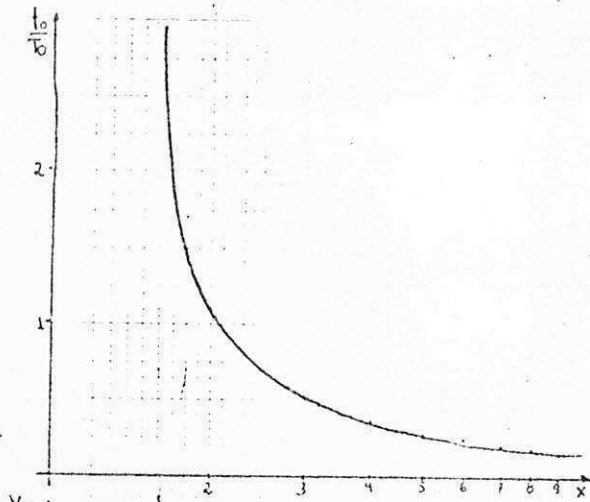


Fig. 64 - Tipo 7 - Grupo 6 - caso a



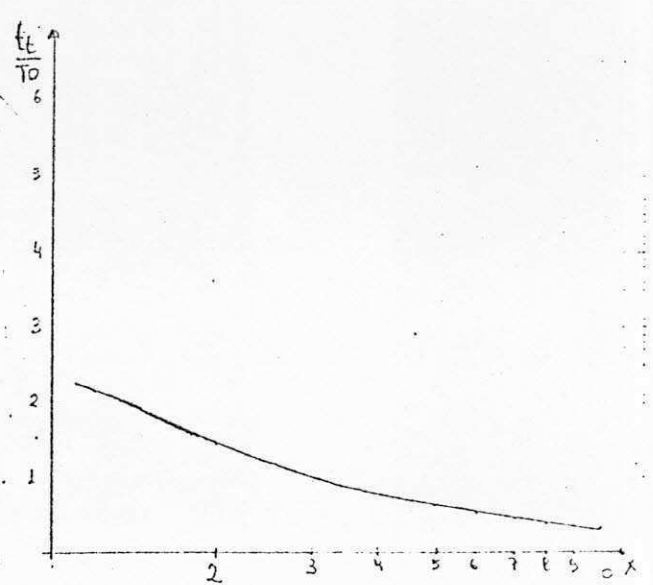
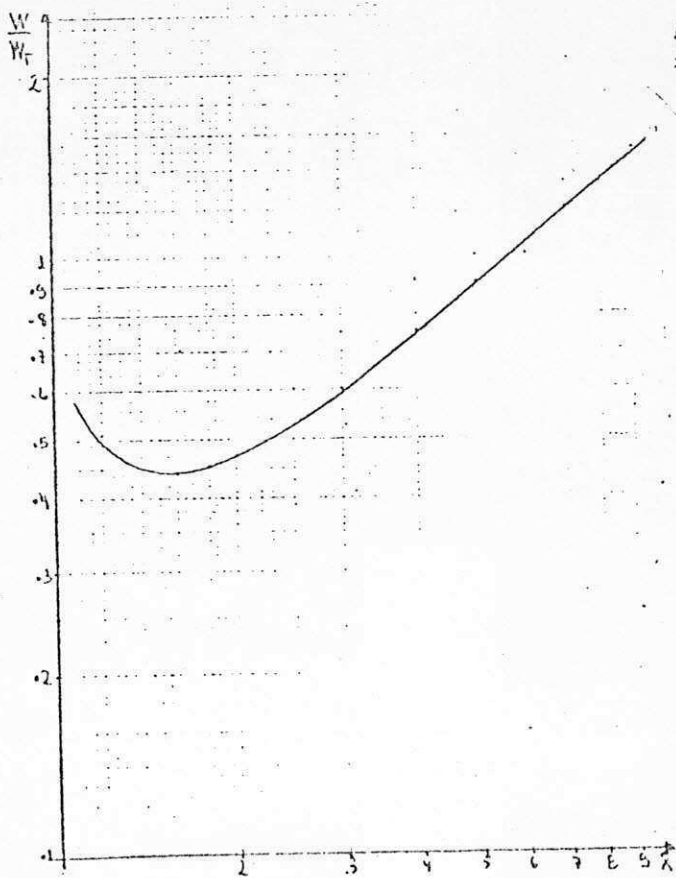
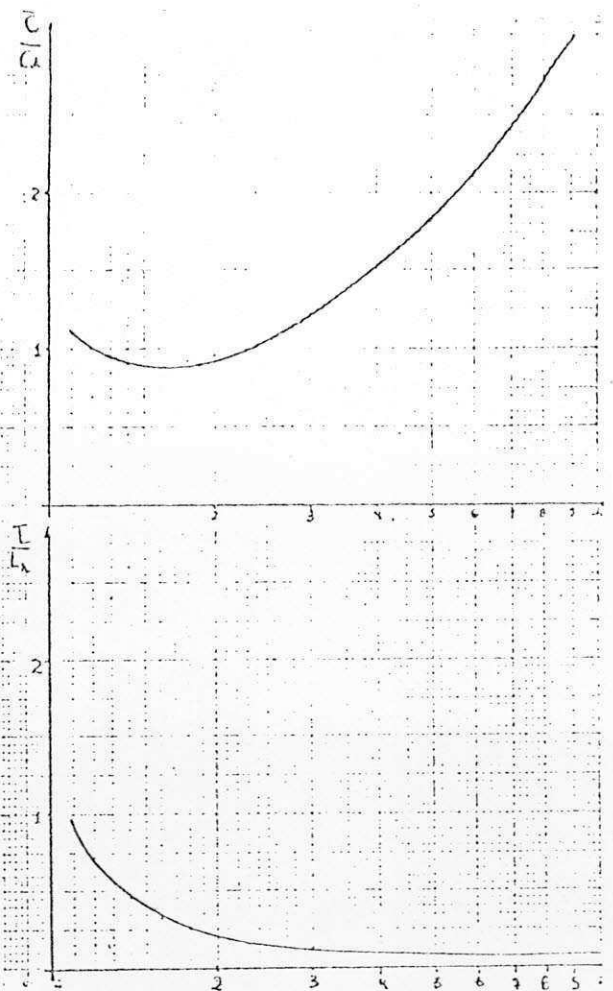
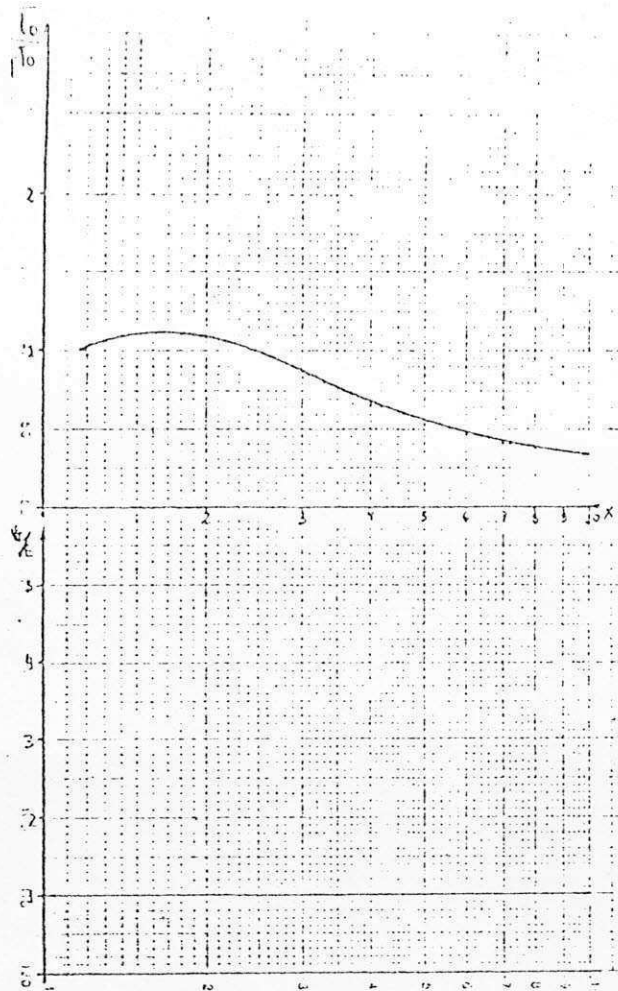


Fig. 65 - Tipo 8 - Grupo 3 - caso d

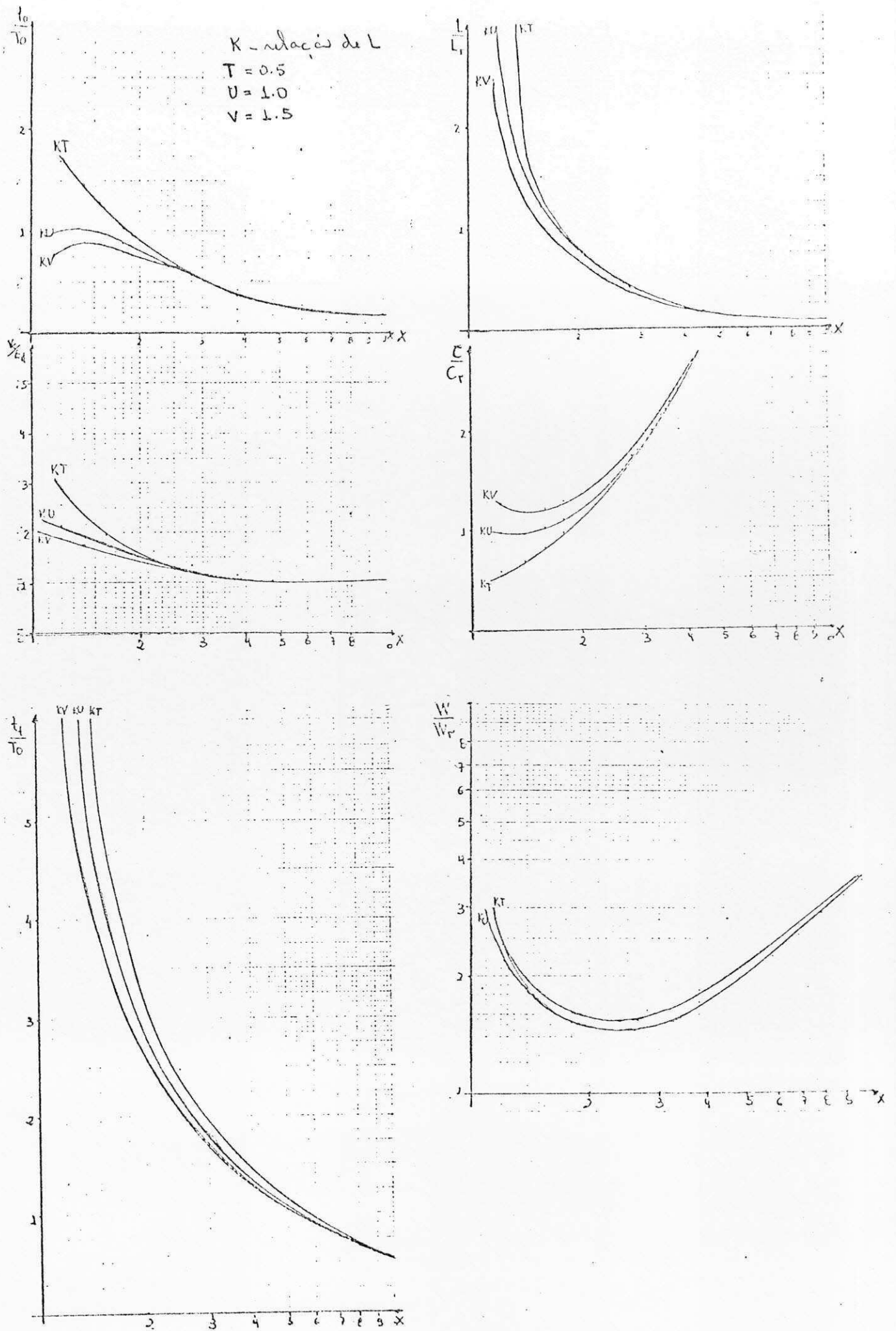


Fig. 66 - Tipo 9 - Grupo 6 - caso c

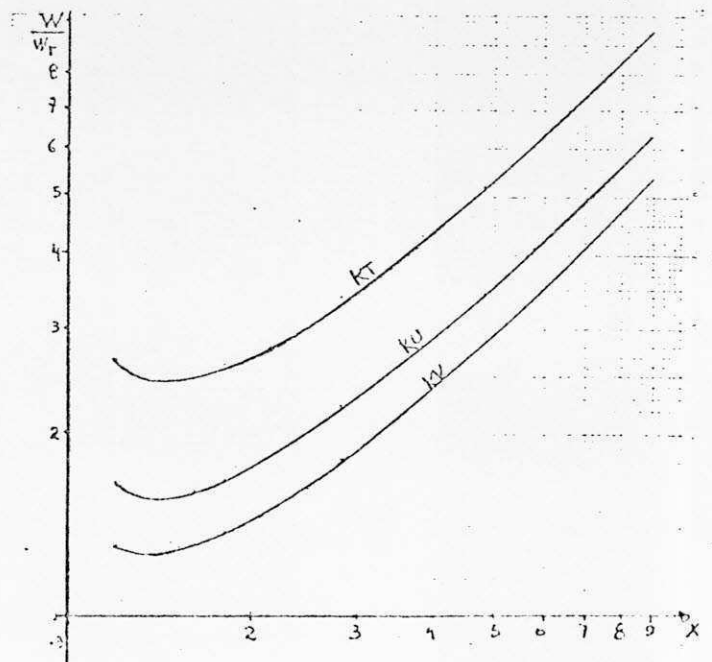
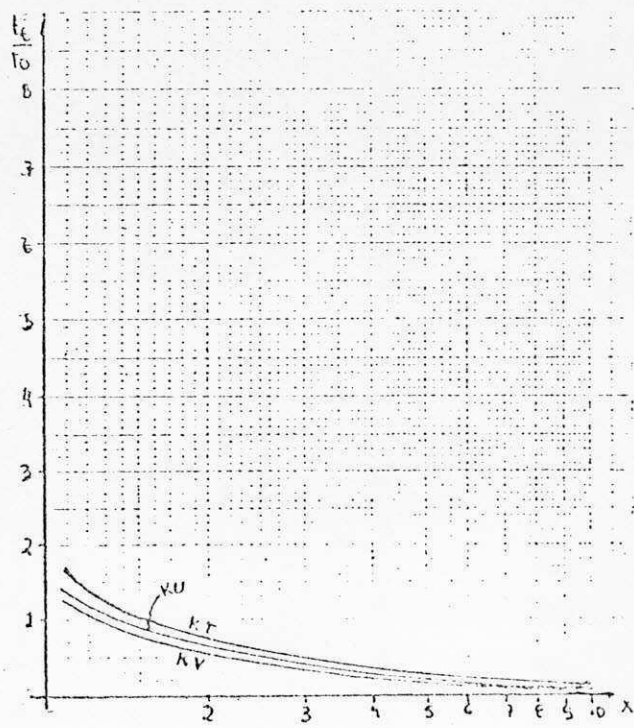
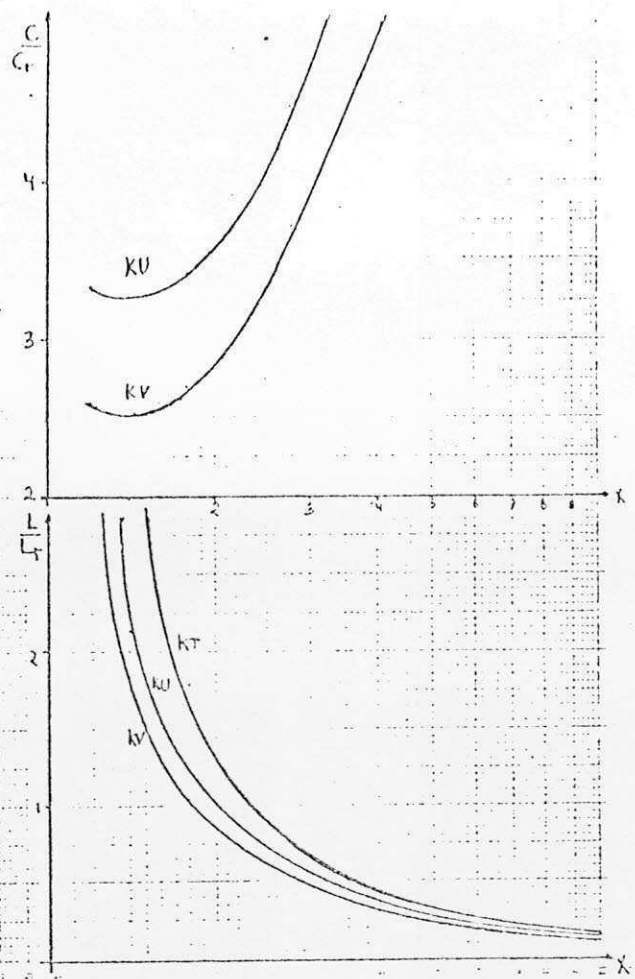
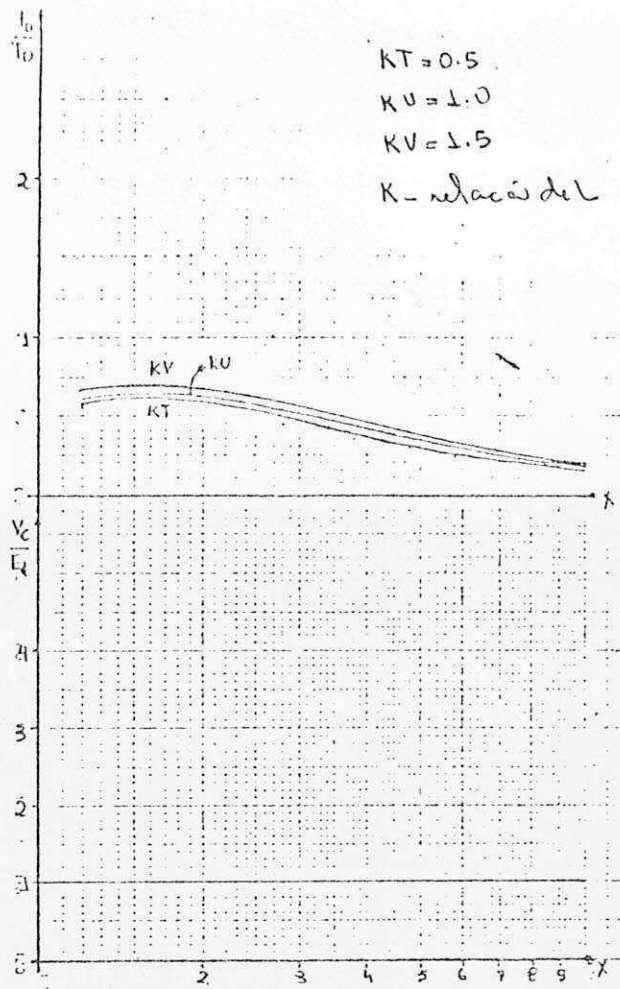


Fig. 67 - Tipo 10 - Grupo 3 - caso c

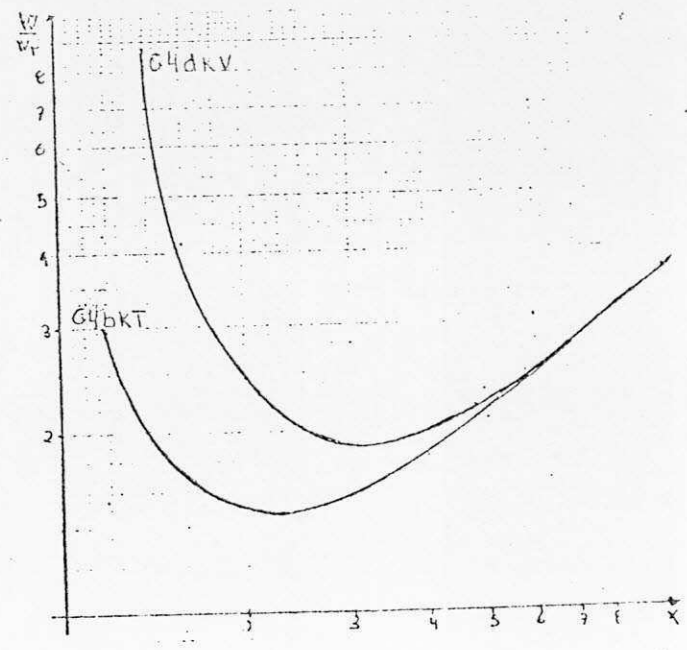
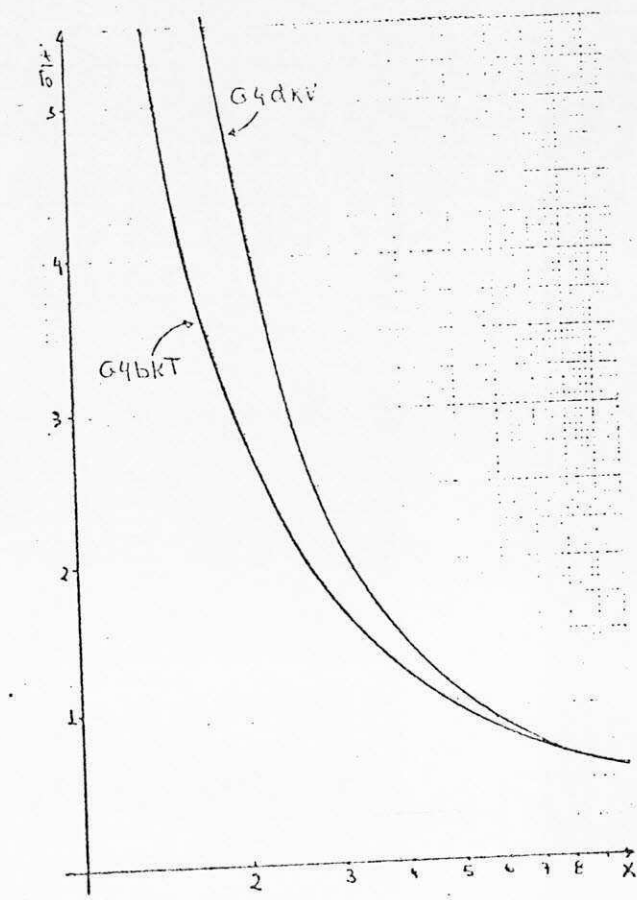
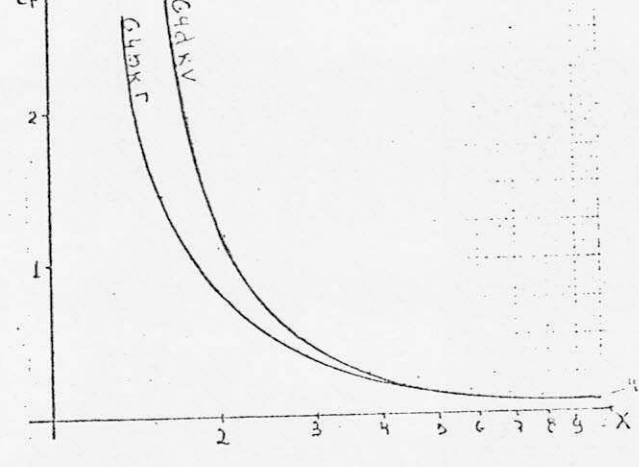
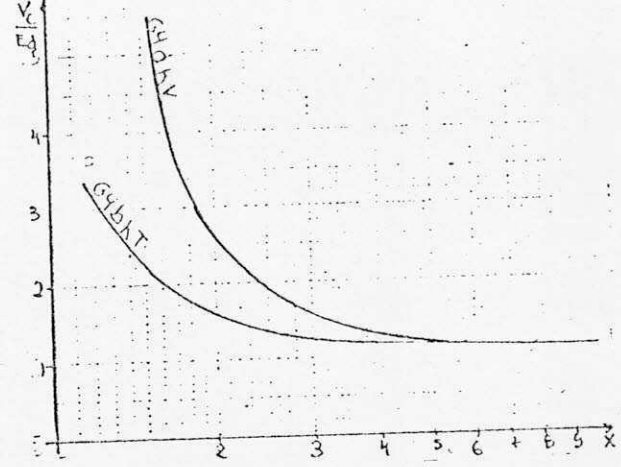
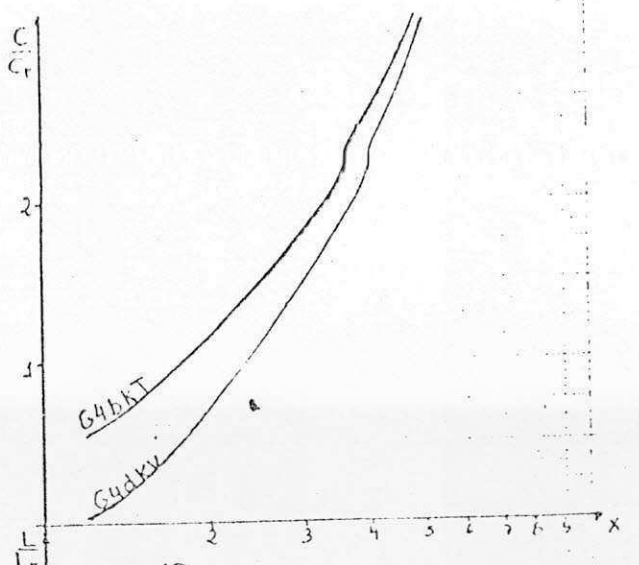
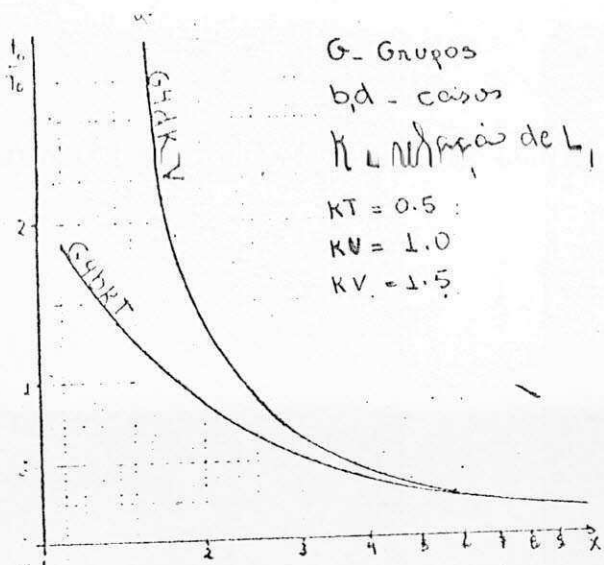


Fig. 68 - Tipo 11 - Grupo 4 - casos (b,d)

Grupo 6 - caso b



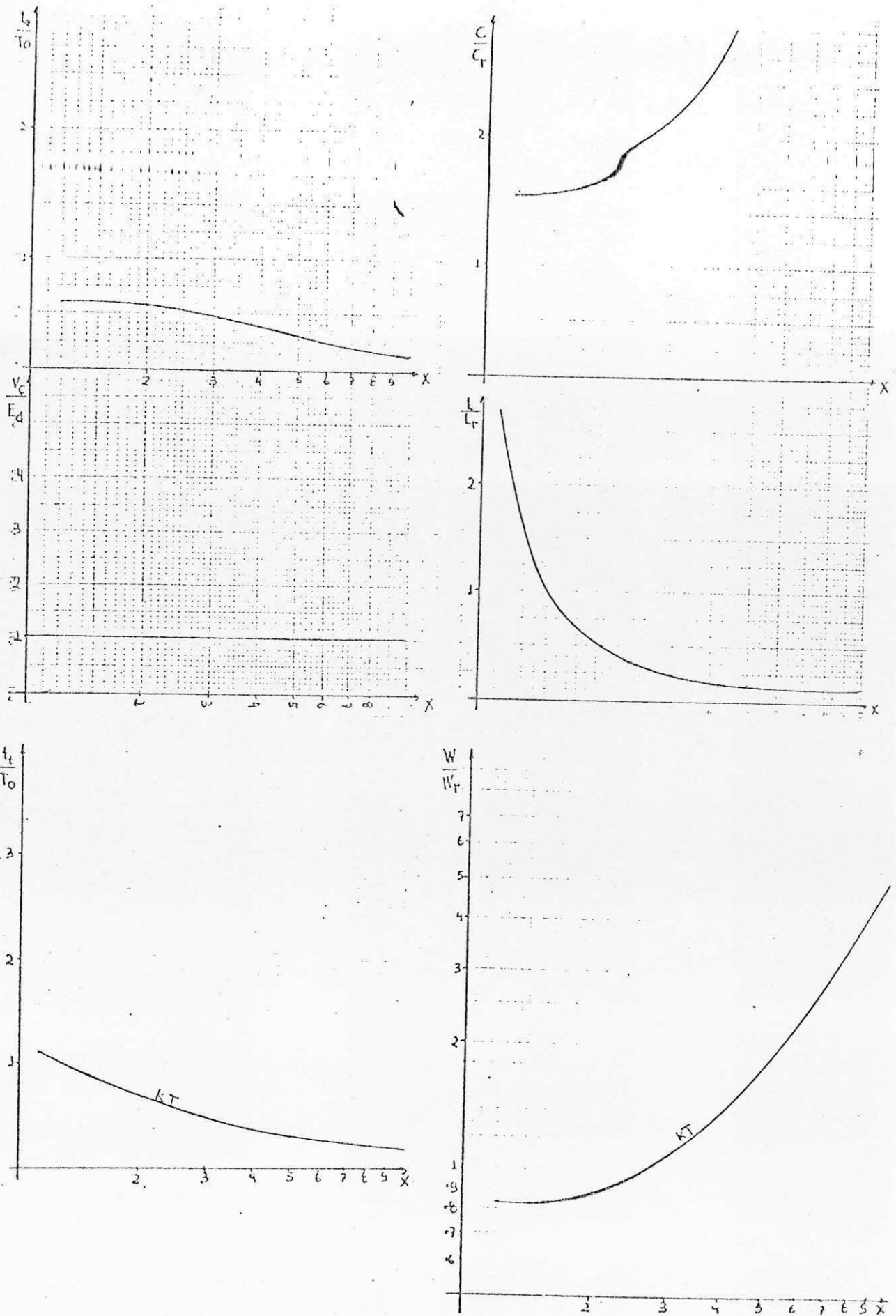


Fig. 69a - Tipo 12 - Grupo 3 - caso b



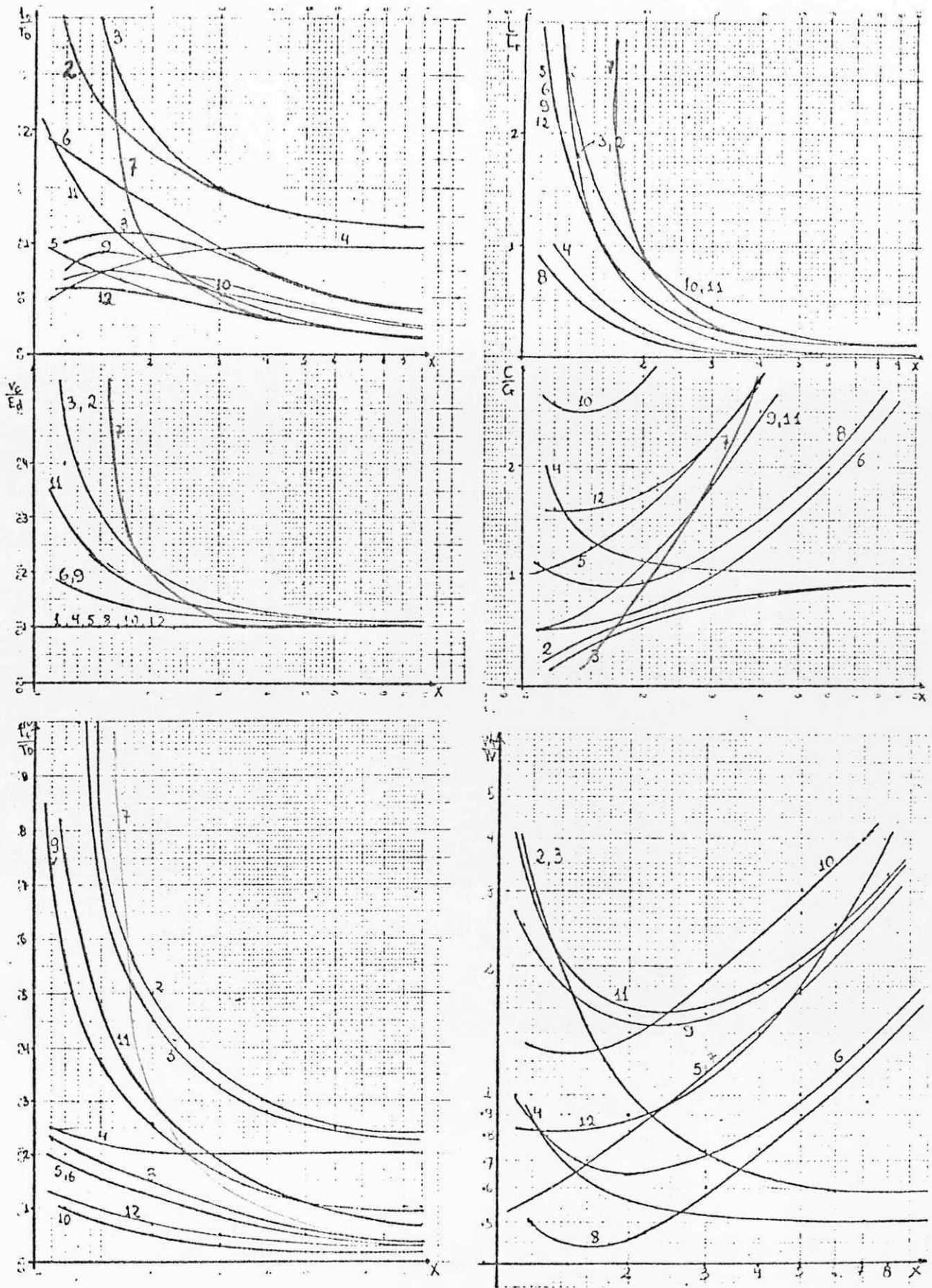


Fig. 69b. Superposição das características dos circuitos representativos dos tipos.

## 2.7 - CONCLUSÃO

O objetivo principal do estudo apresentado neste Capítulo, foi tornar possível a seleção da topologia mais adequada para uma determinada aplicação.

Dadas as diferentes possibilidades de alocação de indutâncias nos chaveadores, foi estudada a influência dessa alocação no projeto do circuito e em suas características de operação. As variáveis adotadas para comparação entre as diferentes configurações (valores da capacitância, da indutância, do tempo total de comutação, da energia utilizada, do tempo de aplicação da tensão reversa durante a comutação e da sobre-tensão no capacitor de comutação) são apresentadas em âbacos, a partir dos quais torna-se possível verificar a influência da alocação das indutâncias no circuito, bem como a tendência de modificação das características do mesmo, de acordo com a variação do valor da relação, que essas indutâncias guardam entre si.

Inicialmente, os Grupos abrigavam as alternativas obtidas através da mesma procedência topológica. A análise detalhada dessas alternativas, indicou que apesar delas pertencerem a um mesmo Grupo, algumas delas possuíam comportamento distinto em relação a comutação, embora pudessem, deste ponto de vista, ser semelhantes a alternativas de outros Grupos. As alternativas foram, portanto, reunidas posteriormente em uma nova classificação, por analogia de comportamento do intervalo de comutação, dando origem aos Tipos considerados.

A forma como as indutâncias interferem nos circuitos foi analisada caso a caso.

O circuito do Tipo 1 foi tomado como referência e os valores dos seus parâmetros foram admitidos como base.

O Tipo 2 é constituído pelos Grupos 2 (casos a e b) e 5 (casos b, c e d). Pelas características de desempenho vê-se que nos casos do Gru

po 2, a tendência é de estas características melhorarem a medida que a relação  $K_1 = L_2/L_6$  diminui, salvo o valor da indutância de comutação,  $L$ . Observa-se que o caso a, onde  $K_1$  é zero, apresenta o melhor desempenho. Com relação aos casos b e c do Grupo 5, a variação na relação das indutâncias não tem influência significativa nas características de frequência limite mais elevada e este valor aumenta à medida que  $K_1 = L_2/L_5$ , diminui.

Como os tipos 3, 4, 5 e 8 não apresentam relação de indutâncias, serão considerados mais adiante, na comparação geral.

O Tipo 6 abriga os casos a, c e e do Grupo 4. Neste Tipo, a introdução de  $L_2$  melhora sensivelmente as características de desempenho, desde que a indutância em série com o tiristor principal, seja menor do que a indutância em série com o capacitor. Para os valores estudados, à medida que  $K_1 = L_2/L_3$  ou  $K_1 = L_2/L_6$  diminuem, as características melhoram. O caso e entretanto, em todos os aspectos, é o que melhor representa este Tipo.

O Tipo 7 abriga o caso a do Grupo 6. Neste caso  $K_1 = L_1/L_5$ . Observa-se que quando  $K_1$  aumenta a tendência é de o capacitor e a frequência diminuírem e de a energia envolvida na comutação aumentar. O seu funcionamento passa a ser menos crítico a partir de  $x = 1.6$ .

No Tipo 9 quando  $K_1 = L_2/L_5$  diminui, o capacitor tende para valores menores. Quando  $K_1$  aumenta, a energia, a indutância e a sobretenção diminuem, enquanto que a frequência aumenta.

No Tipo 10,  $K_1 = L_4/L_2$ . As curvas indicam que todas as características melhoram, quando  $K_1$  diminui.

O Tipo 11 abriga os casos b e d do Grupo 4 e caso b do Grupo 6.

As características do caso b do Grupo 4, melhoram à medida que  $K_1 = L_4/L_3$  diminui, enquanto que para o caso d, as características melho

ram quando  $K_2 = L_4/L_2$  diminui e  $K_1 = L_6/L_2$  aumenta. No caso b do Grupo 6, quando  $K_1 = L_5/L_6$  aumenta, as características tendem a melhorar. O caso b, do Grupo 4 (G 4b), funciona em frequência mais elevada e gasta menor energia; o caso d necessita de menor capacitância e maior indutância L. O caso b do Grupo 6 funciona numa frequência equivalente à do G 4b, entretanto tem menor sobretensão  $V_C/E$  e menor indutância L.

O Tipo 12 é constituído por um único circuito, que é o caso b do Grupo 3. Este é mais um caso em que as características melhoram quando  $K_1 = L_4/L_2$  diminui.

Um critério, usualmente utilizado para o dimensionamento de L e C, é a energia mínima de comutação. Os menores valores de C são encontrados nos Tipos 2 e 3, para qualquer X. Para  $X > 2$ , os valores de C, necessários para garantir a comutação, aumentam bastante para os Tipos 5, 9, 11 e 12. Para os Tipos 8 e 6, C também aumenta, mas o faz com uma taxa de crescimento mais baixa.

As energias mínimas de comutação ocorrem para  $X < 3$ , com exceção dos Tipos 2, 3 e 4, portanto, os valores de C e L que possibilitam melhor desempenho devem ser escolhidos dentro desta faixa.

Os Tipos 8 e 4 permitem usar os menores valores de indutância L. Com relação a máxima frequência de operação os Tipos 10 e 12 são os melhores. Os Tipos 6, 7, 9 e 11 necessitam de circuitos amortecedores com perdas relativamente altas para evitar elevados  $dv/dt$  nos tiristores.

Em estudos anteriores [10], oito casos foram considerados como básicos e suas características foram explicitadas permitindo uma análise comparativa de seus desempenhos. Neste trabalho, através da Lei de Formação que foi estabelecida e da análise gráfica e matemática de cada alternativa gerada, constatou-se a existência de mais quatro Tipos distintos dos oito até então encontrados. Também mostra que, dentro destes oito tipos, existem alternativas que, em determinados aspectos, apresentam



desempenho superior ao caso básico representativo. Um exemplo disto o corre no Tipo 2, com o caso d do Grupo 5, que permite o funcionamento em uma frequência bem mais elevada que o caso a do Grupo 2, considerado básico na referência indicada. O caso b do Grupo 5 é quem melhor representa este Tipo em relação a energia mínima, e menor C. A menor indutância é apresentada pelo caso b do Grupo 2. No tipo 6, o caso e apresenta melhor desempenho que o caso a, também básico no mesmo trabalho indicado.

Entre os novos tipos identificados, verifica-se que a introdução de indutâncias em determinados ramos, pode melhorar certas características do circuito, como ocorre com os Tipos 10 e 12 com relação a frequência. A introdução de  $L_4$  nos casos **c** e **b** do Grupo 3 (representantes respectivamente dos Tipos 10 e 12) os torna os mais atraentes deste ponto de vista.

Todavia a escolha de uma determinada alternativa está ligada à aplicação e à experiência do projetista.



## CAPÍTULO 3

### CHAVEADORES QUE EFETUAM A REVERSÃO DE CARGA DO CAPACITOR, INDEPENDENTEMENTE DO TIRISTOR PRINCIPAL

#### 3.1. INTRODUÇÃO

A fim de encontrar configurações de chaveadores que superem as limitações existentes nos casos estudados no Cap. 2, é que este capítulo aborda mais uma gama de circuitos.

Como nos casos anteriormente analisados, estes também têm a comutação do tiristor principal efetuada por um circuito auxiliar colocado em paralelo com o referido tiristor. Fonte de comutação forçada, tipo A, como indica a Fig. 2.

A mesma sistemática utilizada no capítulo 2, é empregada agora, com relação à LEI DE FORMAÇÃO DOS CIRCUITOS e aos CRITÉRIOS COMPARATIVOS.

Os circuitos aqui focalizados distinguem-se dos anteriores no que diz respeito a reversão de carga do capacitor e a corrente no tiristor principal. Quando a corrente de reversão de tensão do capacitor, é sobreposta a corrente de carga no tiristor principal, implica conseqüentemente no aumento desta, para o seu dimensionamento. Este aspecto é con-

tornado através de uma mudança na topologia do circuito, permitindo que a reversão de carga seja processada independentemente do tiristor principal.

### 3.2. LEI DE FORMAÇÃO DAS FAMÍLIAS DOS CIRCUITOS CHAVEADORES

Segundo o mesmo procedimento efetuado no capítulo 2, ítem 2.2, a Fig. 70 reúne as possibilidades de topologias que uma fonte de comutação, em paralelo com tiristor principal e efetuando a reversão independente de  $T_1$ , pode apresentar.

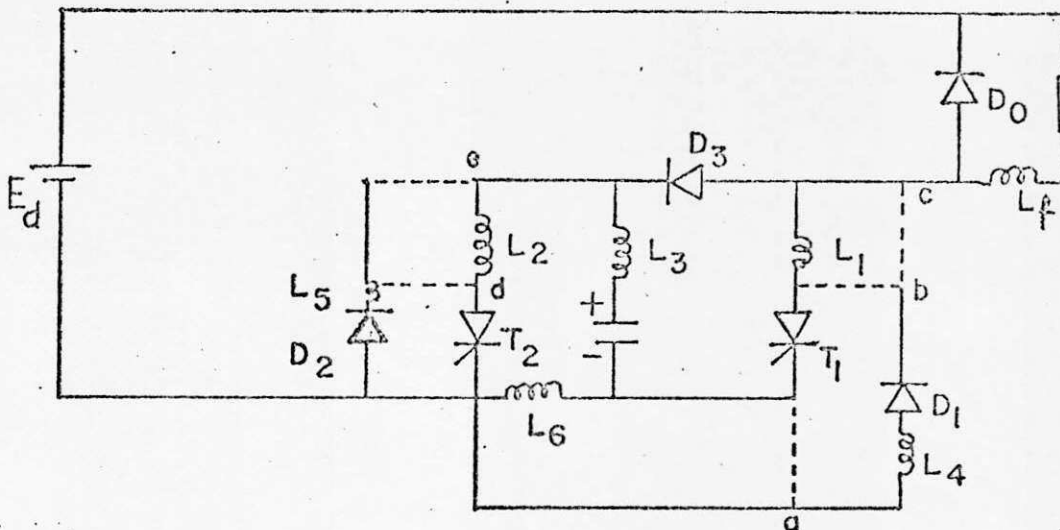


Fig. 70 - Circuito generalizado.

Admite-se que  $T_1$  está conduzindo e que por ele circula a corrente de carga. A capacitância  $C$  é pré-carregada com uma tensão  $E_c$ , com a polaridade indicada na Fig. 70. A reversão de carga do capacitor, efetua-se através da malha for

mada por  $T_2-L_2-L_6-L_3-C$  e evidentemente tem início por ocasião do acionamento de  $T_2$ . Como se vê, a reversão ocorre independentemente do tiristor principal e a comutação deste, começa quando o diodo  $D_3$  fica diretamente polarizado, possibilitando a transferência da corrente de carga para este ramo, a qual não se dá imediatamente devido a presença das indutâncias  $L_1$  e  $L_3$ .

Enquanto a transferência de corrente se processa, o capacitor continua sua reversão de carga e a tensão reversa inicial que pode ser aplicada sobre  $T_1$  depende do valor de tensão que a carga do capacitor detenha no instante em que a corrente em  $T_1$  se anular. Concluída a reversão, o capacitor entra no processo de recarga através da fonte  $D_3-C-L_3-L_6$ -carga. O circuito generalizado apresenta duas possibilidades quanto à malha de aceleração. A recarga do capacitor pode ser acelerada tanto pelo ramo do diodo  $D_1$ , colocado em anti-paralelo com o tiristor principal, como pelo ramo de  $D_2$ , colocado em anti-paralelo com o tiristor auxiliar.

Os demais aspectos são semelhantes aos anteriormente analisados, por isto são aqui omitidos.

Todas as alternativas analisadas neste capítulo têm malha de aceleração, tendo em vista que a presença desta possibilita o funcionamento do circuito em uma frequência mais elevada, sendo possível, entretanto, a operação destas alternativas sem a referida malha.

A semelhança do que é apresentado no capítulo anterior, as alternativas que possuem indutância na malha de recarga, e esta é acelerada através de  $D_1$  ou de  $D_2$ , dão origem

a uma sobretensão no capacitor de comutação, sendo o seu valor limitado pelas perdas nos circuitos de reversão e aceleração. Embora os casos anteriores tenham sido analisados dando maior atenção a este aspecto, no presente capítulo, são considerados os casos de menor sobretensão, ou seja, quando, devido às perdas, a tensão do capacitor, após a reversão, é sempre menor que a tensão da fonte, constituindo o pior caso.

Os grupos enunciados a seguir seguem a mesma sistemática do capítulo anterior.

### Grupo 1

Os circuitos deste grupo caracterizam-se por não conterem nenhuma indutância, exceto  $L_2$ , na malha principal e por ter o diodo da malha de aceleração em anti-paralelo com o tiristor principal. As possíveis alocações de indutâncias são indicadas na Fig. 71-b.

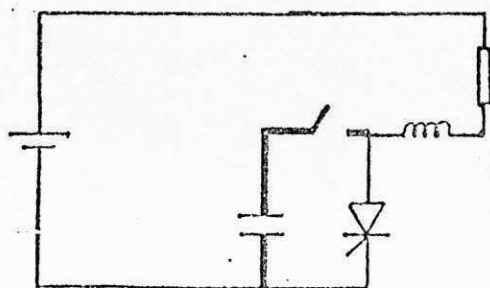


Fig. 71a

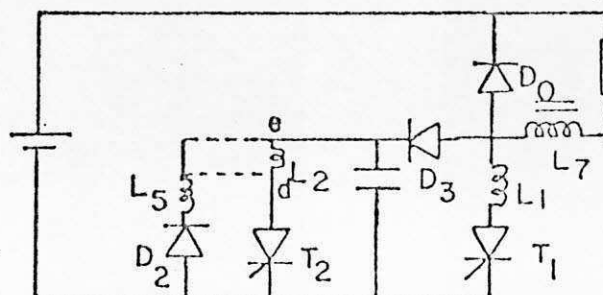


Fig. 71b

Sequência dos circuitos equivalentes, durante cada intervalo.

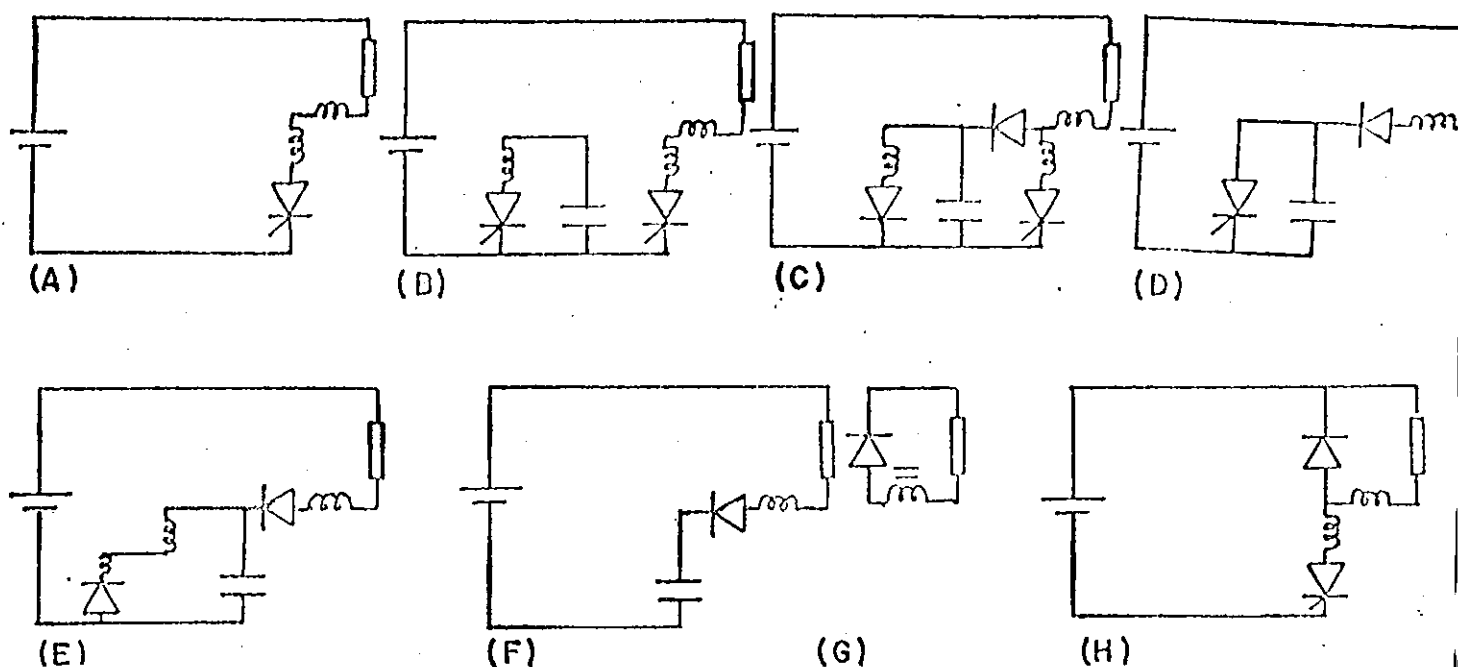


Fig. 71-c

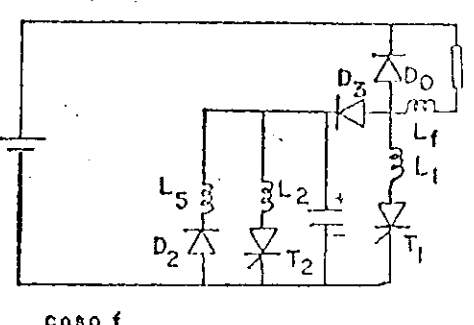
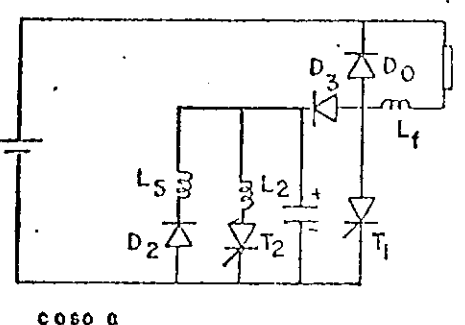
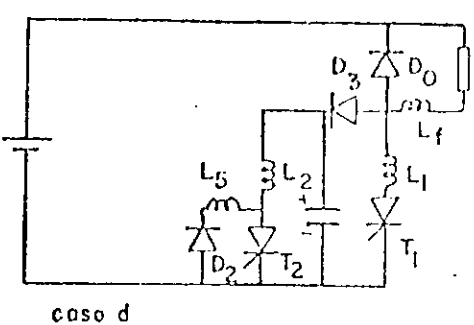
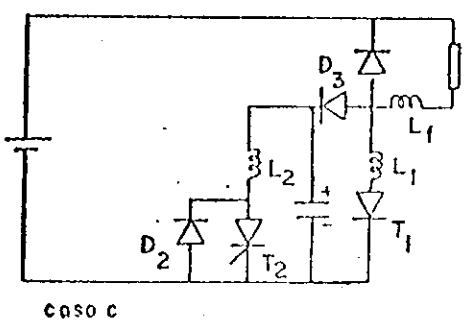
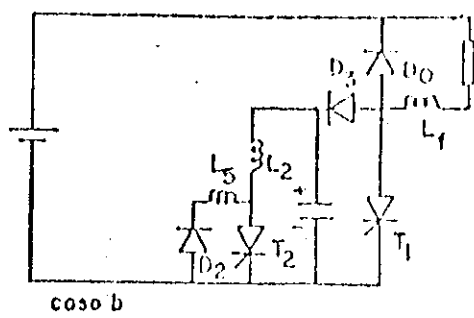
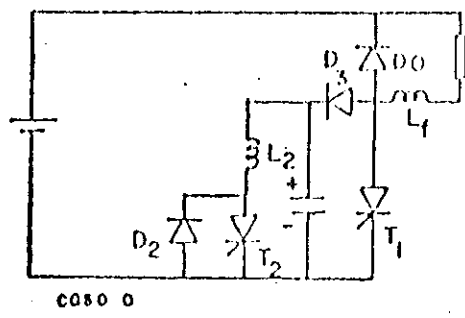
*Considerações sobre as indutâncias*

$L_1$  em série com o tiristor principal limita possíveis variações bruscas de corrente ( $di/dt$ ), tanto no disparo quanto na comutação, limitando, portanto, as perdas de acionamento e de bloqueio reverso.

Na malha de reversão se faz necessária pelo menos uma indutância, no caso  $L_2$ . Em relação a malha de aceleração, se  $L_5$  existe, a sua extremidade *c* pode ser conectada em *b* ou em *a*. Se  $L_5 = 0$ , então necessariamente, *c* deve estar conectado em *b*, para o capacitor poder oscilar ressonantemente através de  $L_2$ .

As alternativas, portanto, que este grupo oferece são:





Grupo 2

Nos circuitos do Grupo 2, aparece uma indutância em série com o capacitor, o que o faz carregar-se, com uma tensão  $E_c$  maior que  $E_d$  e o diodo da malha de aceleração está em anti-paralelo com o tiristor auxiliar.

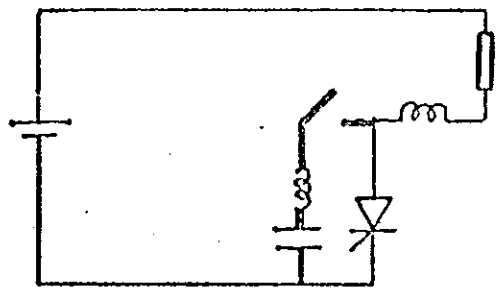


Fig. 72a

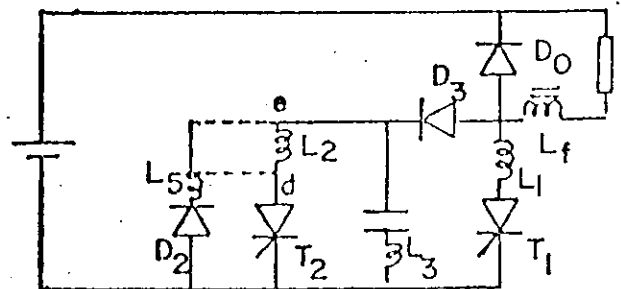


Fig. 72b

Sequências dos circuitos equivalentes, durante cada intervalo.

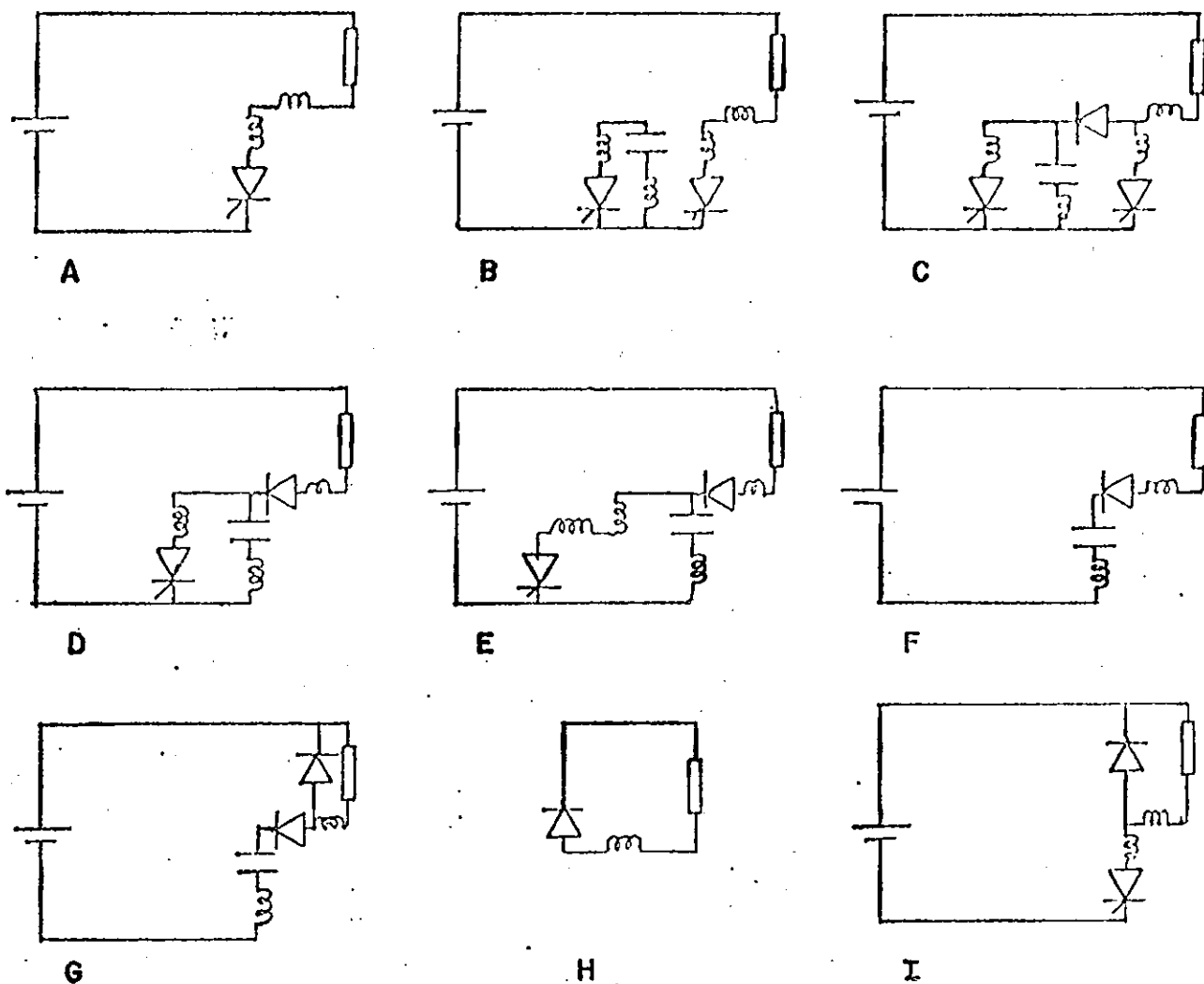


Fig. 72-c

#### Considerações sobre as indutâncias

$L_1$  em série com o tiristor principal limita variações bruscas de corrente, sobre o mesmo.

Para que o capacitor possa aplicar uma tensão reversa sobre  $T_1$ , é necessário que exista nas malhas de recarga (MRc) e aceleração (MA), representadas pelos intervalos (d) e (e), respectivamente, outra indutância ( $L_2$  e/ou  $L_5$ ) para atuar como divisor de tensão, de tal forma que  $(e_c - e_{L_3}) < 0$  por um tempo  $t_o > t_q$  especificado pelo fabricante. As alternativas possíveis são:



Grupo 3

As considerações em relação a sobretensão do capacitor e ao diodo da malha de aceleração estar em anti-paralelo com  $T_2$ , feitas no Grupo 2, também se aplicam neste caso.

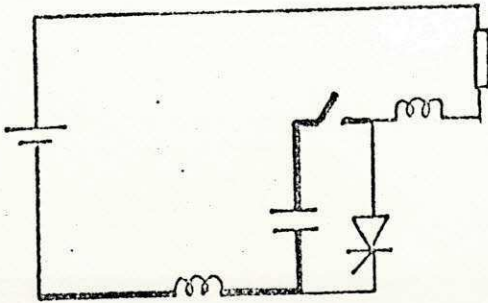


Fig. 73a

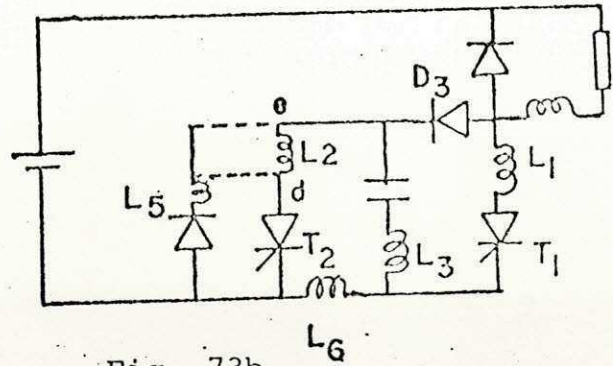


Fig. 73b

Sequência dos circuitos equivalentes, durante cada intervalo.

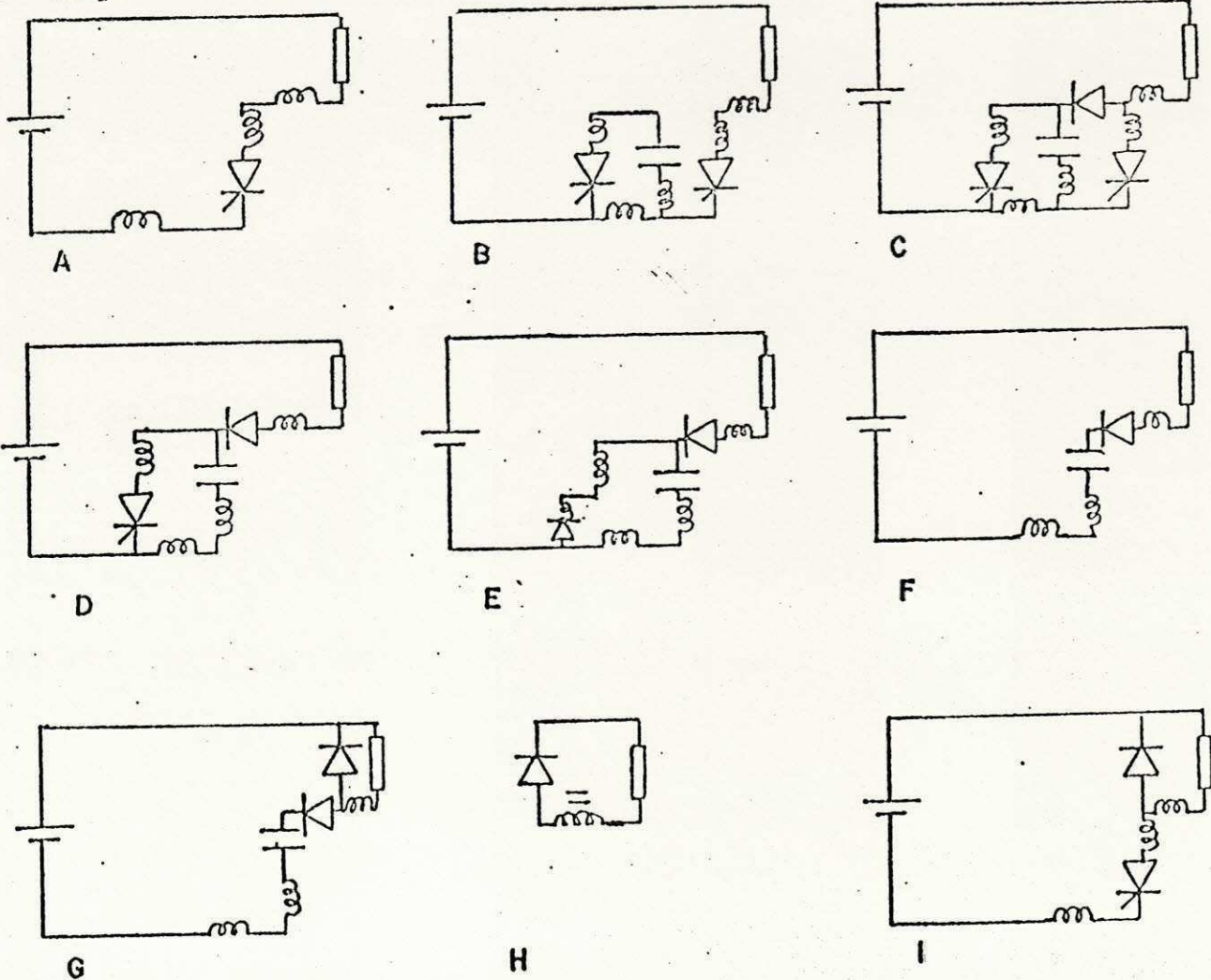


Fig. 73-c

*Considerações sobre as indutâncias*

Neste caso a indutância  $L_6$  é responsável pela sobre-tensão do capacitor, por estar na malha de recarga em série com ele. Portanto, a existência de  $L_3$  pode ser dispensável, constituindo-se apenas em possibilidade de mais alternativas.

$L_1$  é imprescindível ao funcionamento do circuito. Se  $L_2$  não existe, quando  $D_3$  fica diretamente polarizado, a sua condução provoca o curto circuito do capacitor. Para manter a soma das tensões da malha de reversão nula, a corrente em  $L_6$  deve permanecer inalterada; donde conclui-se que não há transferência da corrente de  $T_1$  para  $D_3$ , Fig. 74a. Se  $L_2$  existe, à primeira vista, ela atua na reversão de carga inicial do capacitor. Mas para isto  $L_6$  está presente. Logo se  $L_1$  e  $L_6$  existem,  $L_2$  é dispensável por sua influência ser redundante.

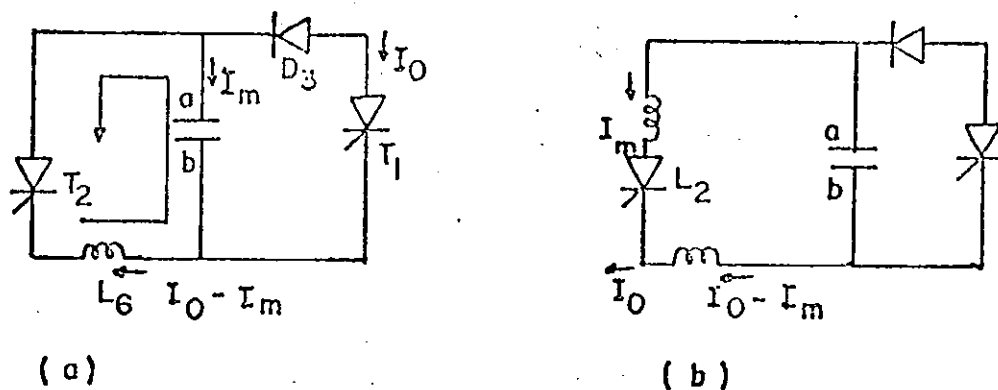


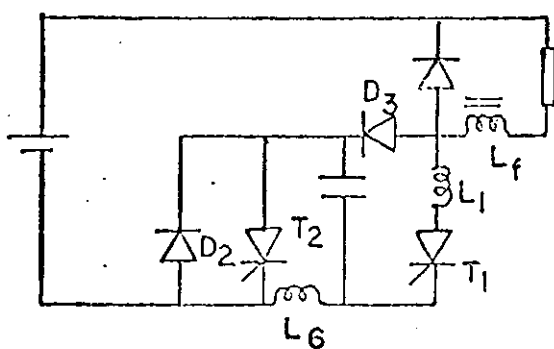
Fig. 74

Porém, se  $L_1$  é nula,  $L_2$  não sendo, a transferência de corrente de  $T_1$  para  $T_2$  ocorre segundo a lei de variação de corrente em  $L_6$  e  $L_2$ . Entretanto, o capacitor não reverte sua polaridade, ficando durante todo o intervalo (c) com car

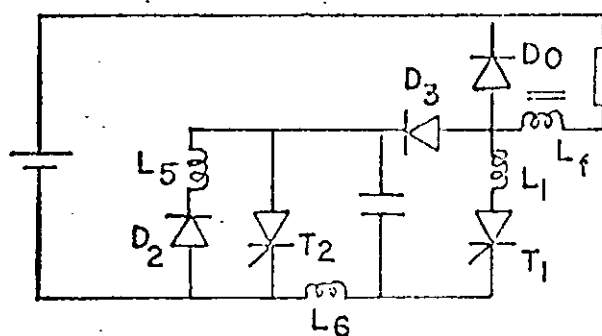


ga zero e, posteriormente, recebendo carga positiva na placa a. Ver Fig. 74b. É fácil concluir que se o capacitor não reverter sua polaridade, não há tensão reversa para ser aplicada ao tiristor principal  $T_1$  e, conseqüentemente, seu bloqueio não é assegurado. Logo a função de  $L_1$  vai mais além do que simplesmente limitar  $di/dt$  excessivo sobre  $T_1$  e  $T_2$ , por ocasião tanto do acionamento de  $T_1$ , como da transferência de corrente de um para o outro.

Dentro do exposto as alternativas possíveis são:



caso a



caso b

#### Grupo 4

O grupo 3 pode superar as limitações de funcionamento se arranjado com outra disposição, realizada por este grupo 4: troca de localização entre o ramo do capacitor com o de  $T_2$ . O capacitor carrega-se com tensão  $E_d$  e o diodo da malha de aceleração está em anti-paralelo com o tiristor auxiliar.

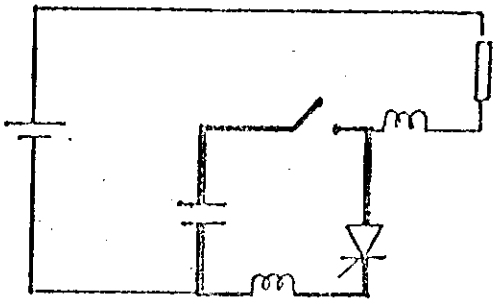


Fig. 75a

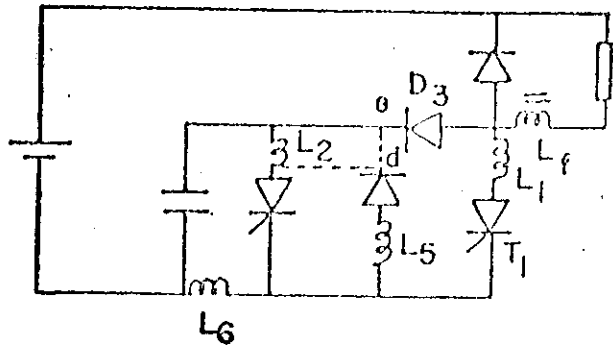
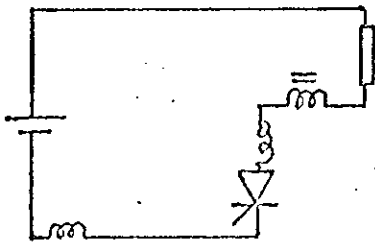
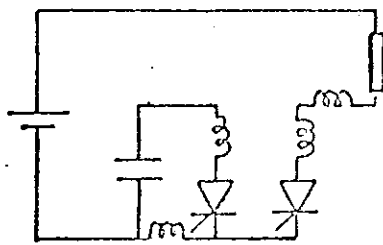


Fig. 75b

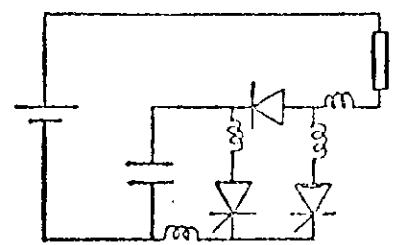
Sequência das malhas ativas, durante cada intervalo.



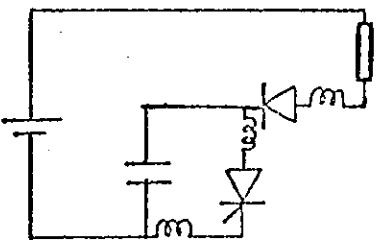
A



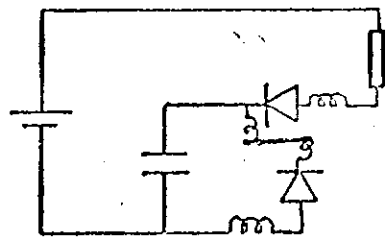
B



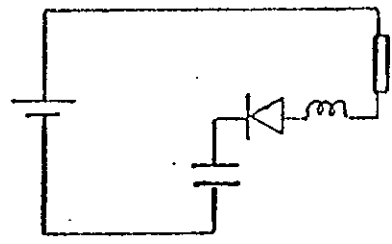
C



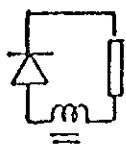
D



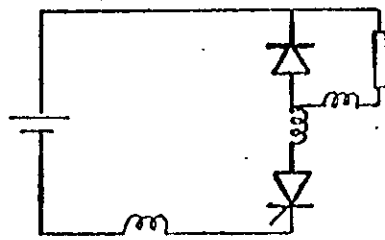
E



F



G



H

Fig. 75c

*Considerações sobre as indutâncias*

A indutância  $L_6$  limita possíveis variações bruscas de corrente em  $T_1$  por ocasião de seu acionamento. Atua ainda na reversão de carga do capacitor.

$L_1$  é dispensável ao funcionamento do circuito, uma vez que  $L_6$  desempenha a função que ela teria.

Se  $L_2$  não existe, a presença de  $L_5$  é imprescindível, atuando como um divisor de tensão e conseqüentemente sendo responsável pela aplicação da tensão reversa sobre  $T_1$ . Em relação a  $T_2$  o valor que  $L_5$  assume, não afeta as condições de funcionamento do circuito, apenas determina o modo como  $T_2$  é comutado. Neste caso particular, a presença de  $L_2$  pode ser benéfica ao funcionamento do circuito sob o seguinte aspecto: devido a indutâncias parasitas, o capacitor pode atingir uma tensão maior que  $E_d$ . Com isto durante algum tempo o diodo de circulação fica diretamente polarizado, enquanto que o capacitor, simultaneamente à condução do diodo  $D_0$  se descarrega um pouco através da malha de reversão, intervalo b, representando assim uma ameaça à condução de  $T_1$ . Entretanto, quando a tensão do capacitor é menor que  $E_d$  e  $D_3$  fica diretamente polarizado, bloqueando  $D_0$ , o capacitor devido esta mesma indutância parasita, rapidamente readquire parte desta carga.

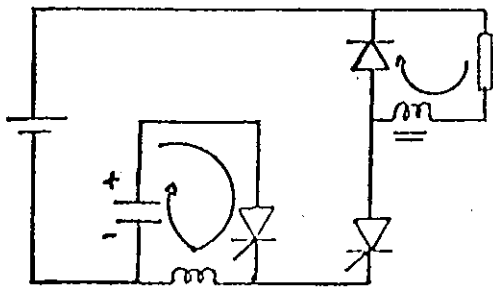


Fig. 76 -  $L_6^+$

Esta perda parcial de sobrecarga causada pela condução do diodo  $D_0$  pode ser prevenida colocando uma indutância em série com  $T_2$ . Esta, juntamente com  $L_6$ , atuam como um divisor de potencial para a tensão inicial do capacitor, de modo que quando  $T_2$  é gatilhado, sobre a carga não fica aplicada nenhuma tensão capaz de polarizar diretamente  $D_0$ , como ilustra a figura abaixo:

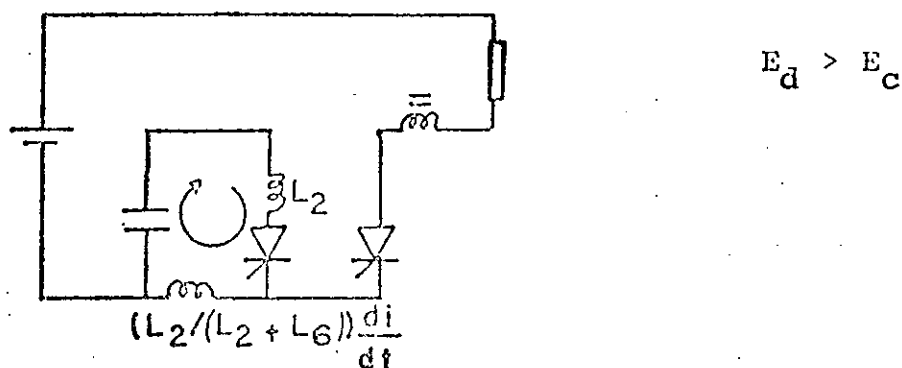


Fig. 77

Em relação à malha de aceleração da recarga do capacitor é imprescindível a existência de  $L_2$  ou  $L_5$  para ter-se uma tensão reversa sobre  $T_1$ . Do contrário sobre  $T_1$  ficam somente as quedas de tensão de  $D_2$  e  $D_3$  que são opostas e, portanto, anulam-se, não restando tensão reversa suficiente para assegurar a recuperação do bloqueio de  $T_1$ .

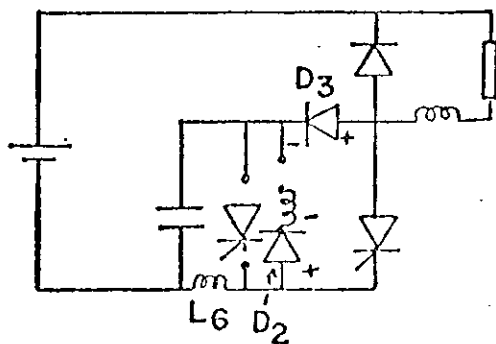
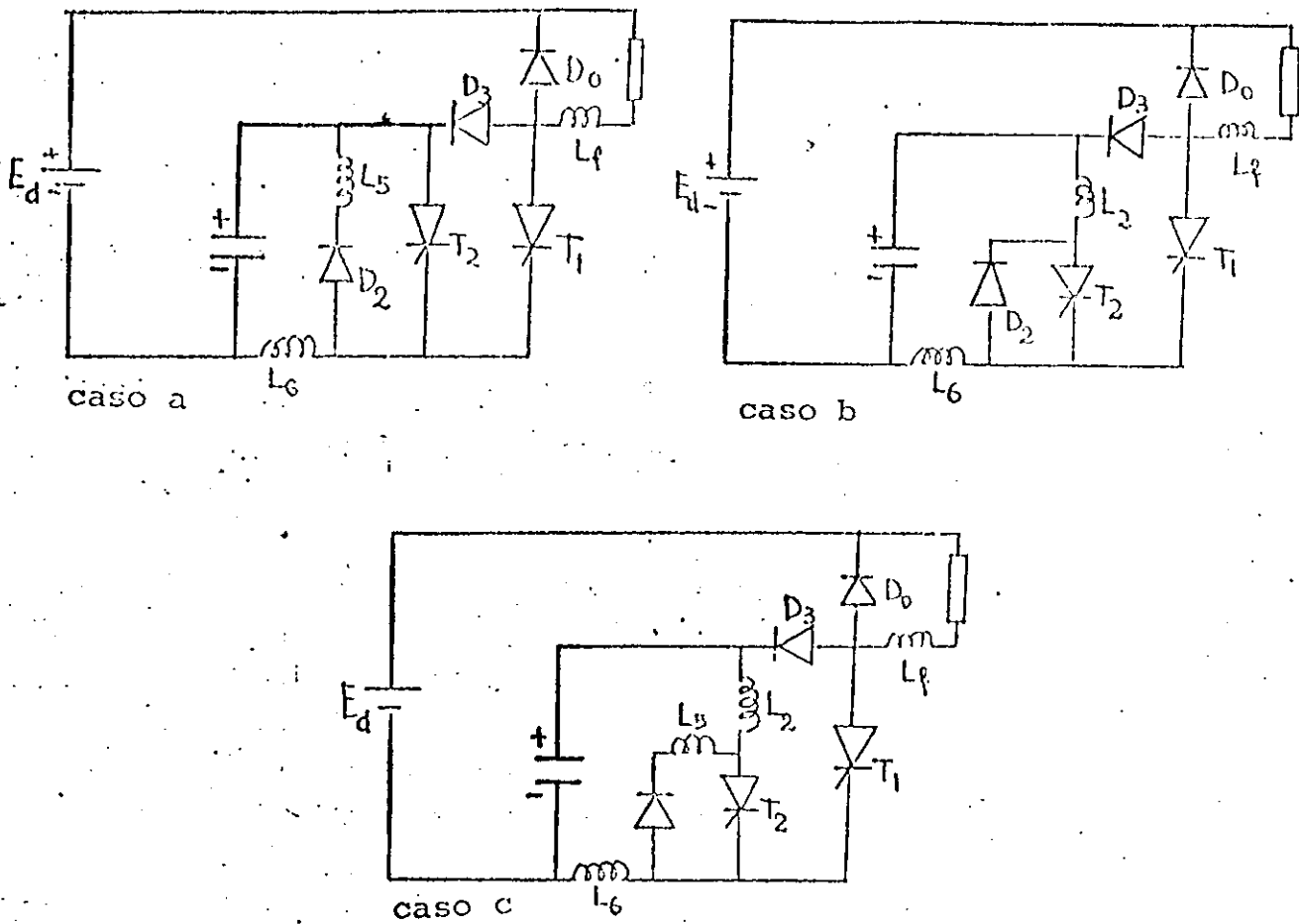


Fig. 78

As variações que este circuito apresenta são portan-

to:



Grupo 5

Como no Grupo 4, a tensão máxima com a qual o capacitor carrega-se é  $E_d$ . A diferença entre os dois grupos é que neste, o diodo responsável pela aceleração da recarga do capacitor, aparece em anti-paralelo com  $T_1$ .

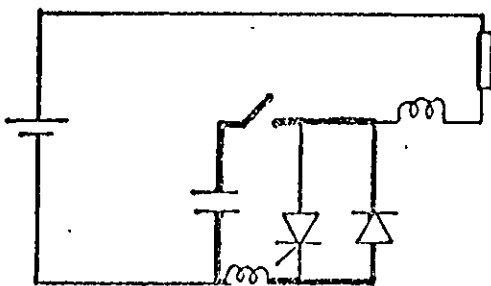


Fig. 79a

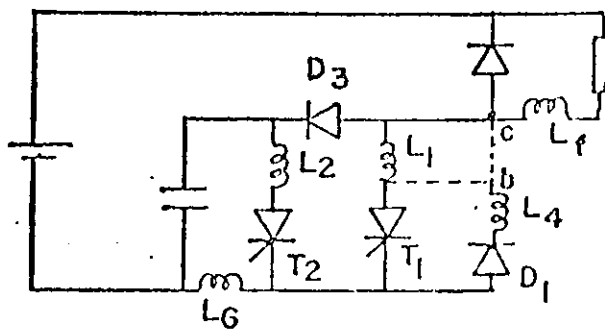


Fig. 79b



Sequências dos circuitos equivalentes, durante cada intervalo.

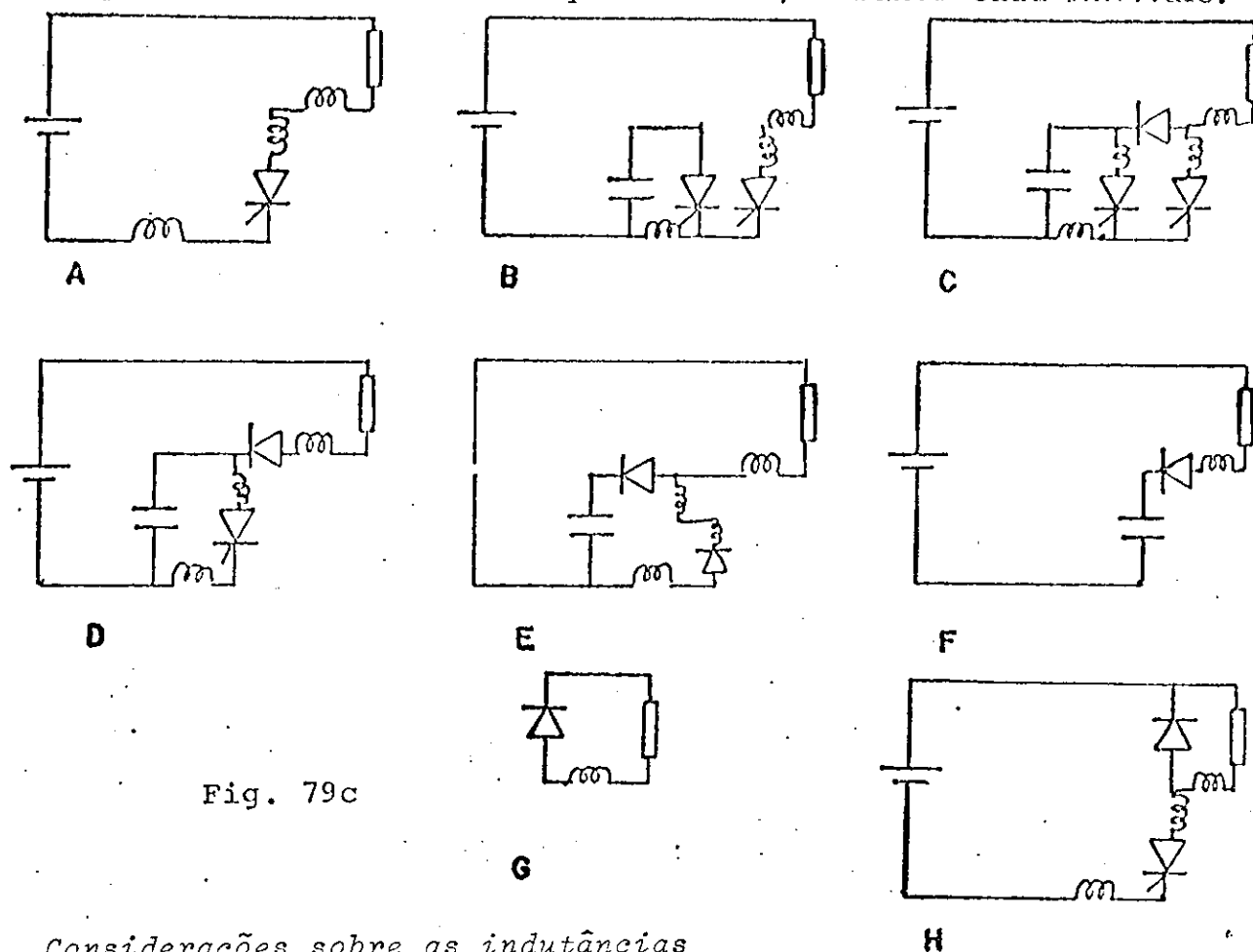


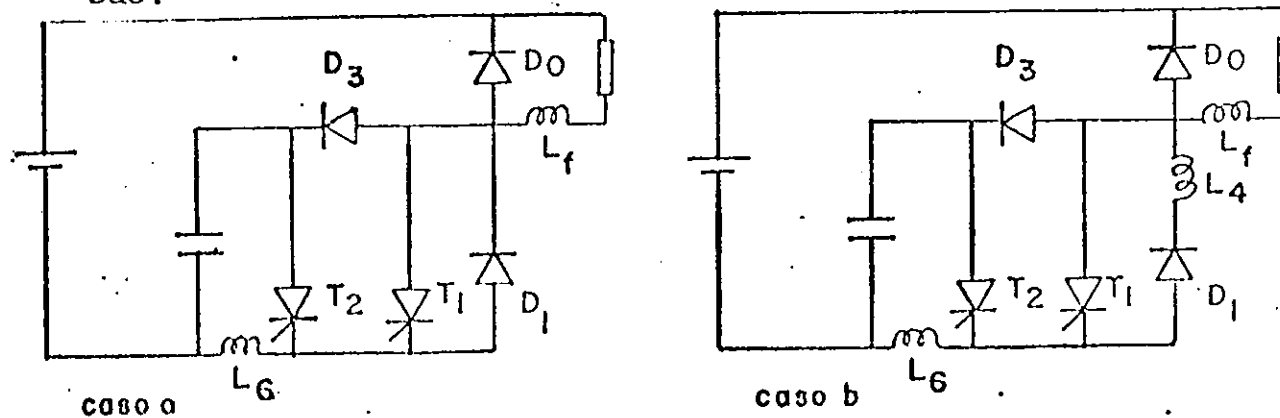
Fig. 79c

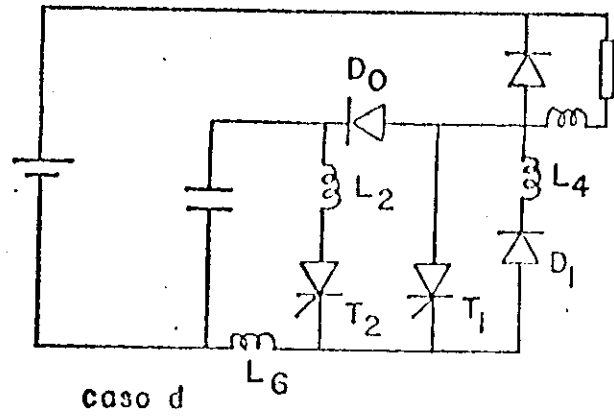
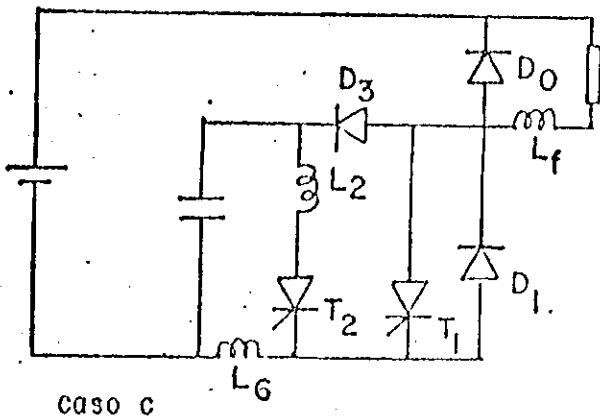
Considerações sobre as indutâncias

A mesma análise feita no grupo 3 aplica-se a este caso, diferindo no intervalo (e), malha de aceleração, onde a presença de  $L_4$  não é imprescindível ao funcionamento do circuito, mas se constitui em uma alternativa.

Portanto, as alternativas que este grupo apresenta,

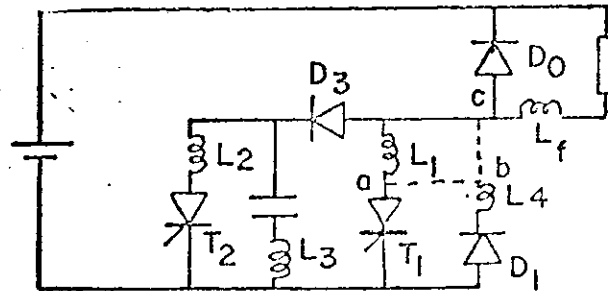
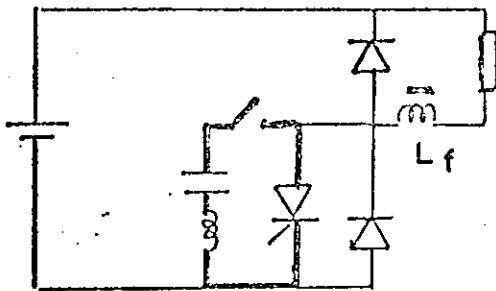
são:



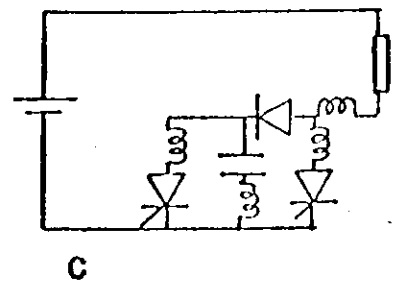
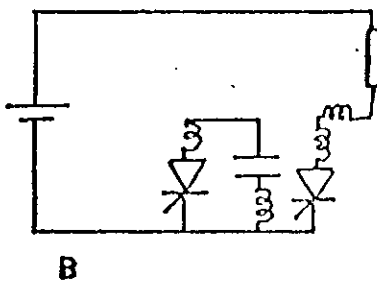
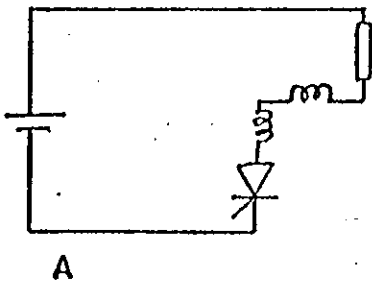


Grupo 6

Este grupo também apresenta uma indutância em série com o capacitor na malha de recarga, o que faz com que este carregue-se com uma tensão  $E_c$ , maior que  $E_d$ . Na malha de a celeração, o diodo  $D_1$  está em anti-paralelo com  $T_1$ .



Sequência dos circuitos equivalentes, durante cada intervalo.



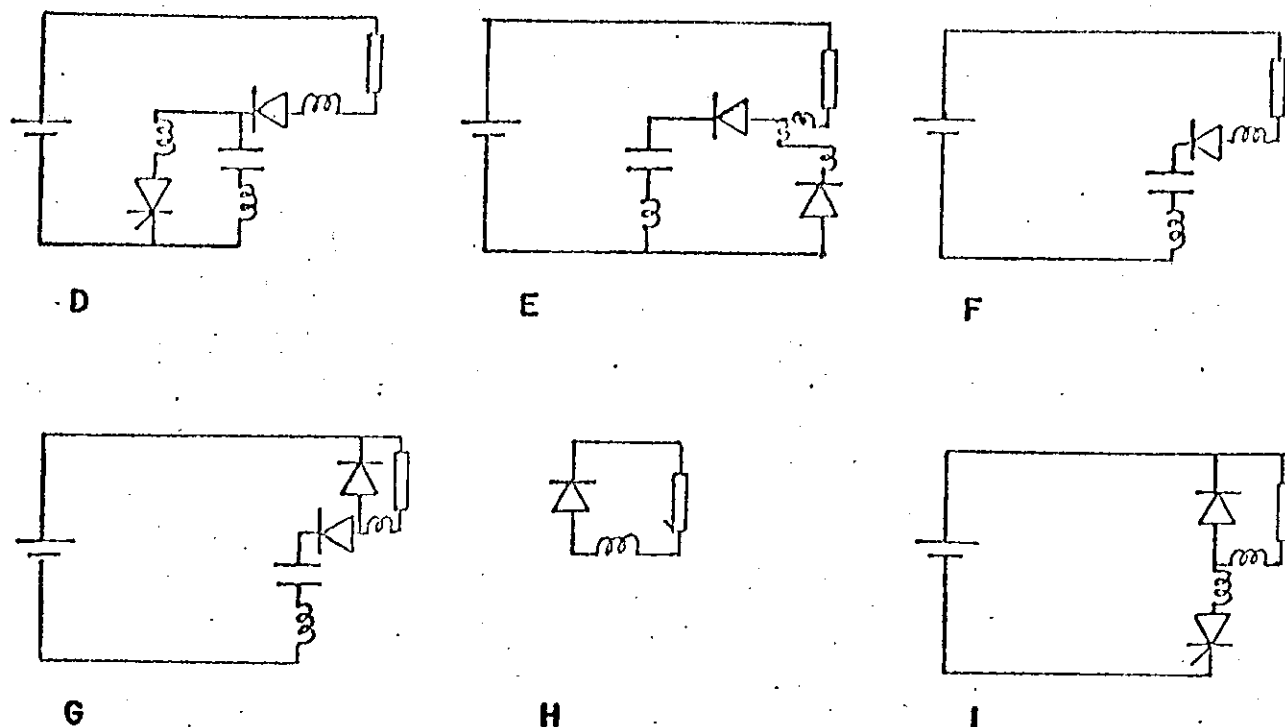


Fig. 80c

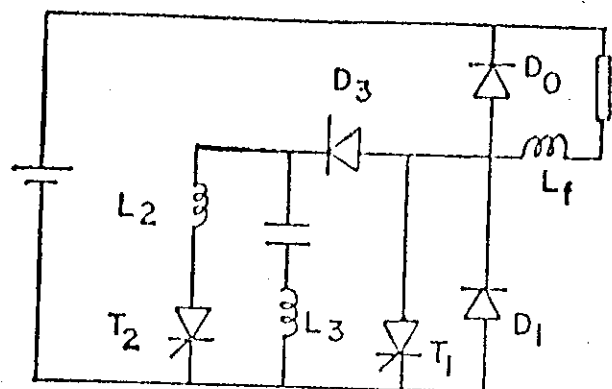
### Considerações sobre as indutâncias

A indutância  $L_3$  em série com o capacitor faz com que este carregue-se com uma tensão  $E_c$ , maior que  $E_d$ .

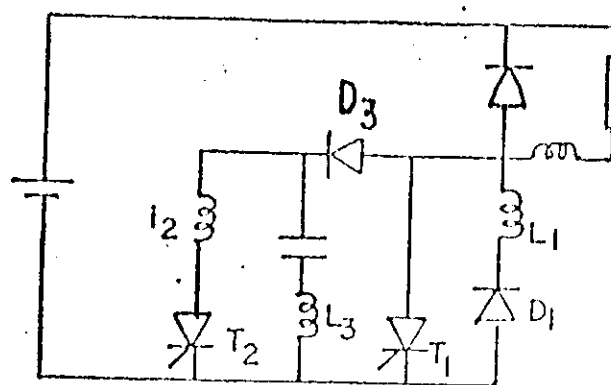
A existência de uma indutância em série com  $T_1$  tem a mesma função discutida no Grupo 2, e torna dispensável a presença de  $L_2$ . Se  $L_1$  não existir, a presença de  $L_2$  é necessária para evitar que taxas elevadas de  $di/dt$  circulem por  $T_2$  quando o diodo  $D_3$  ficar diretamente polarizado.

A diferença entre conectar o terminal **b** em **c** ou em **a** está na indutância resultante da malha de aceleração. Se conectar **b** em **a**, resulta em uma maior indutância equivalente, o que implica em mais tempo necessário para recarga e, por conseguinte, maior limitação em frequência.

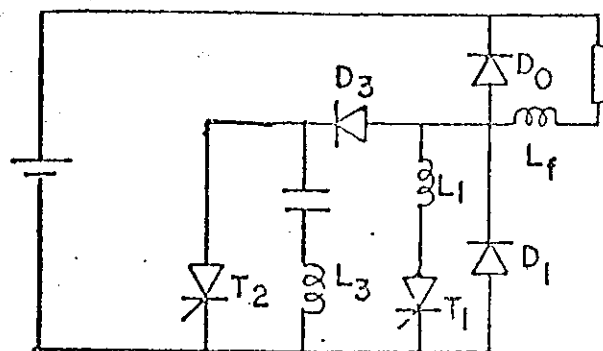
As alternativas apresentadas por este grupo são:



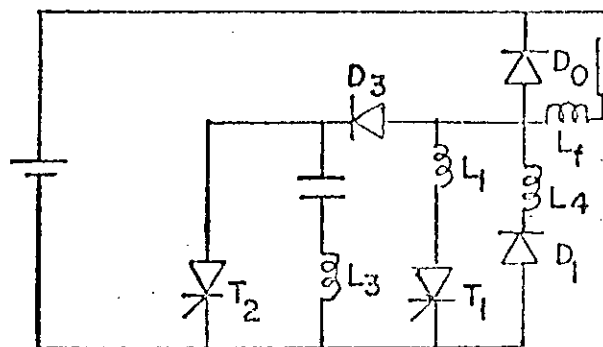
caso a



caso b



caso c



caso d

## Grupo 7

Neste grupo a tensão máxima que o capacitor atinge é  $E_d$ . Quando  $D_3$  fica diretamente polarizado, a existência de  $D_1$  e  $L_1$  e/ou  $L_4$  acelera a reversão do capacitor, com  $D_1$  em anti-paralelo com  $T_1$ .

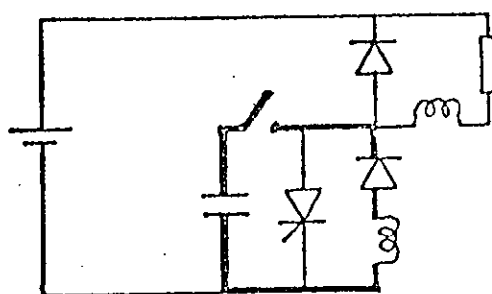


Fig. 81a

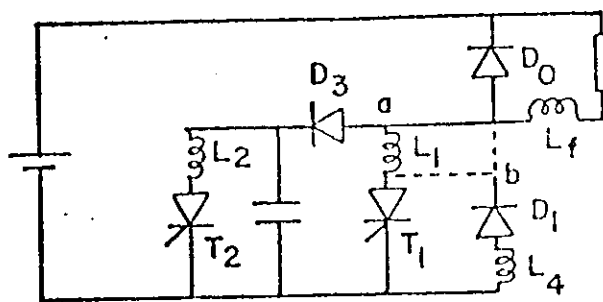


Fig. 81b

Seqüência dos circuitos equivalentes, durante cada intervalo.

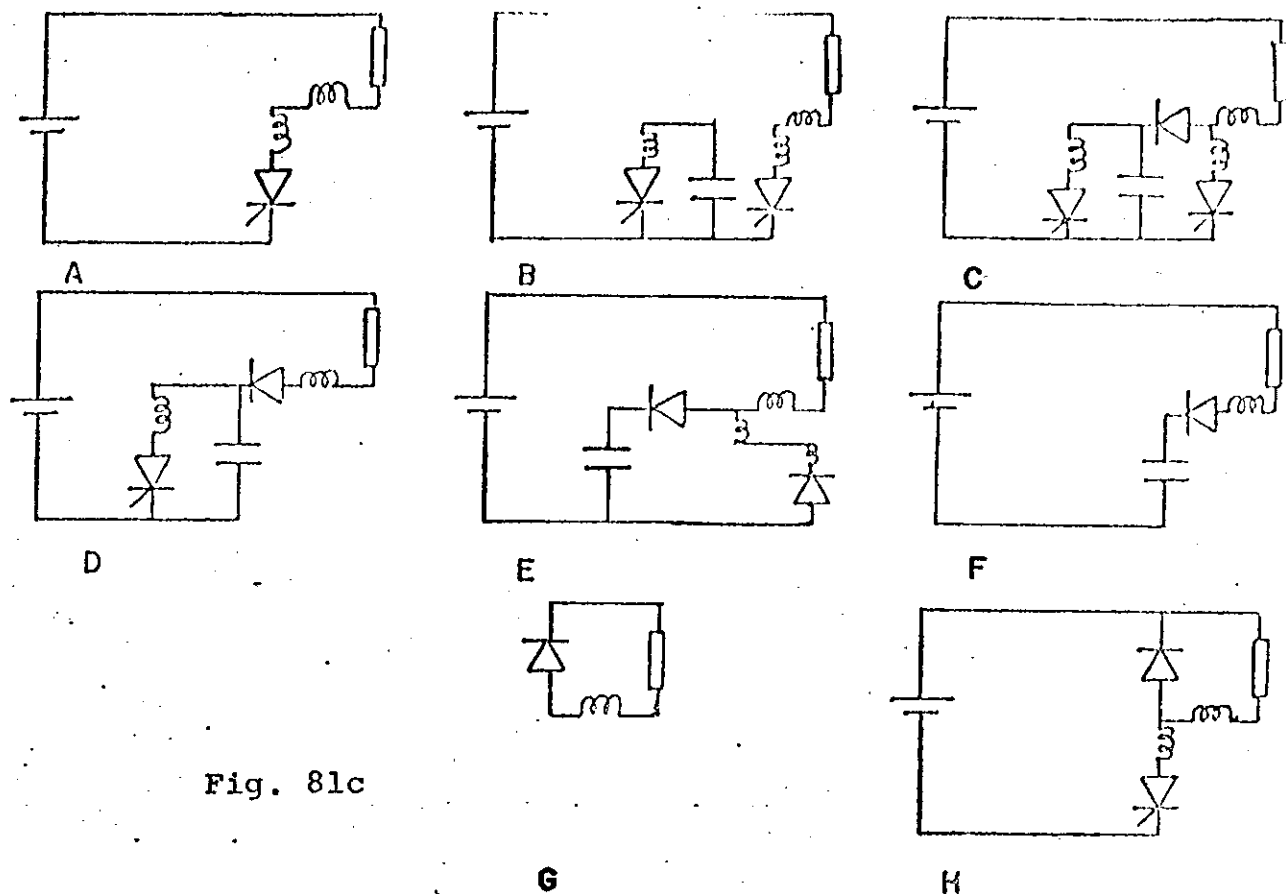


Fig. 81c

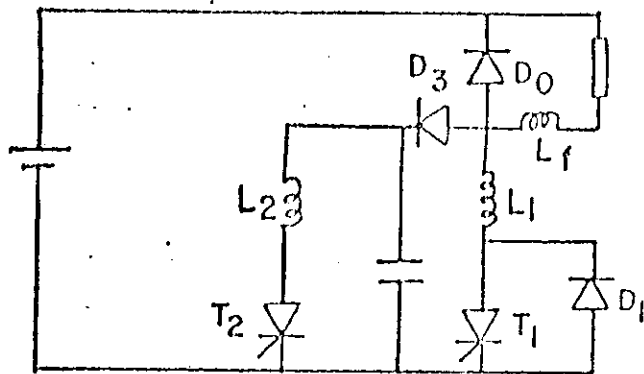
#### Considerações sobre as indutâncias

A mesma análise efetuada no Grupo 1, aplica-se a este.

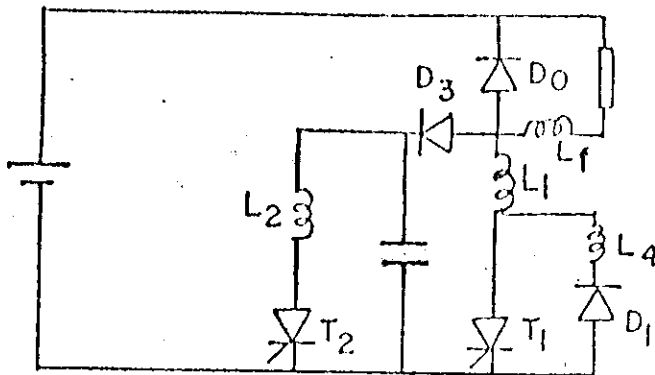
Como as indutâncias recebem um índice segundo a sua localização, neste grupo portanto, se  $L_1$  existe,  $L_4$  pode ser nula e o tiristor principal é comutado de forma suave, mas se  $L_1$  é nula,  $L_4$  é imprescindível à aceleração da recarga do capacitor. A existência de ambas é uma alternativa de topologia, tendo portanto a comutação de  $T_1$  efetuada por um divisor da tensão do capacitor.

As variações oferecidas por este grupo são:

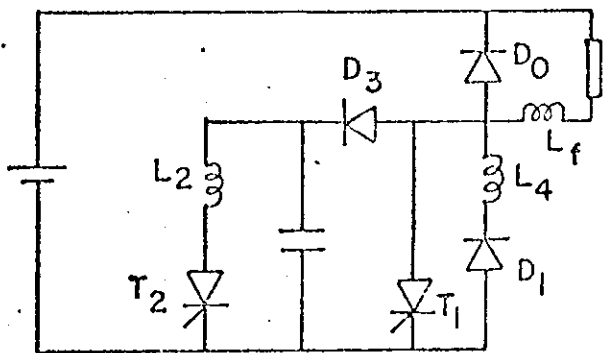




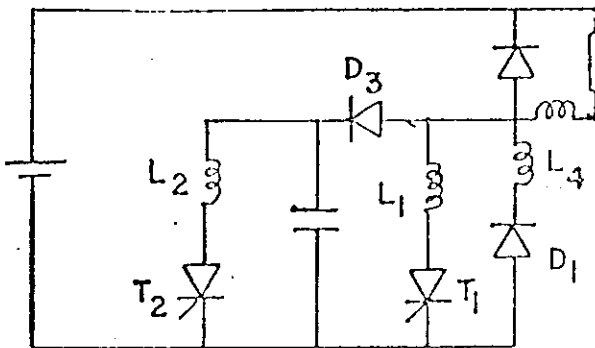
caso a



caso b



caso c



caso d

Grupo 8

A tensão do capacitor neste circuito assume um valor acima de  $E_d$ , devido a indutância  $L_6$ .

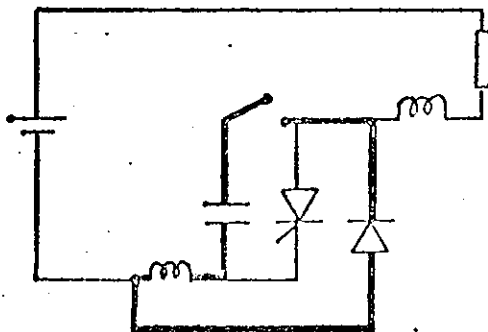


Fig. 82a

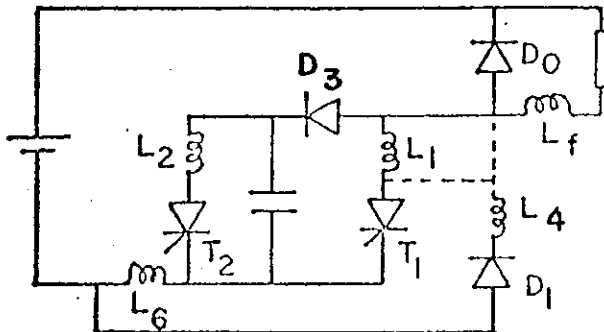
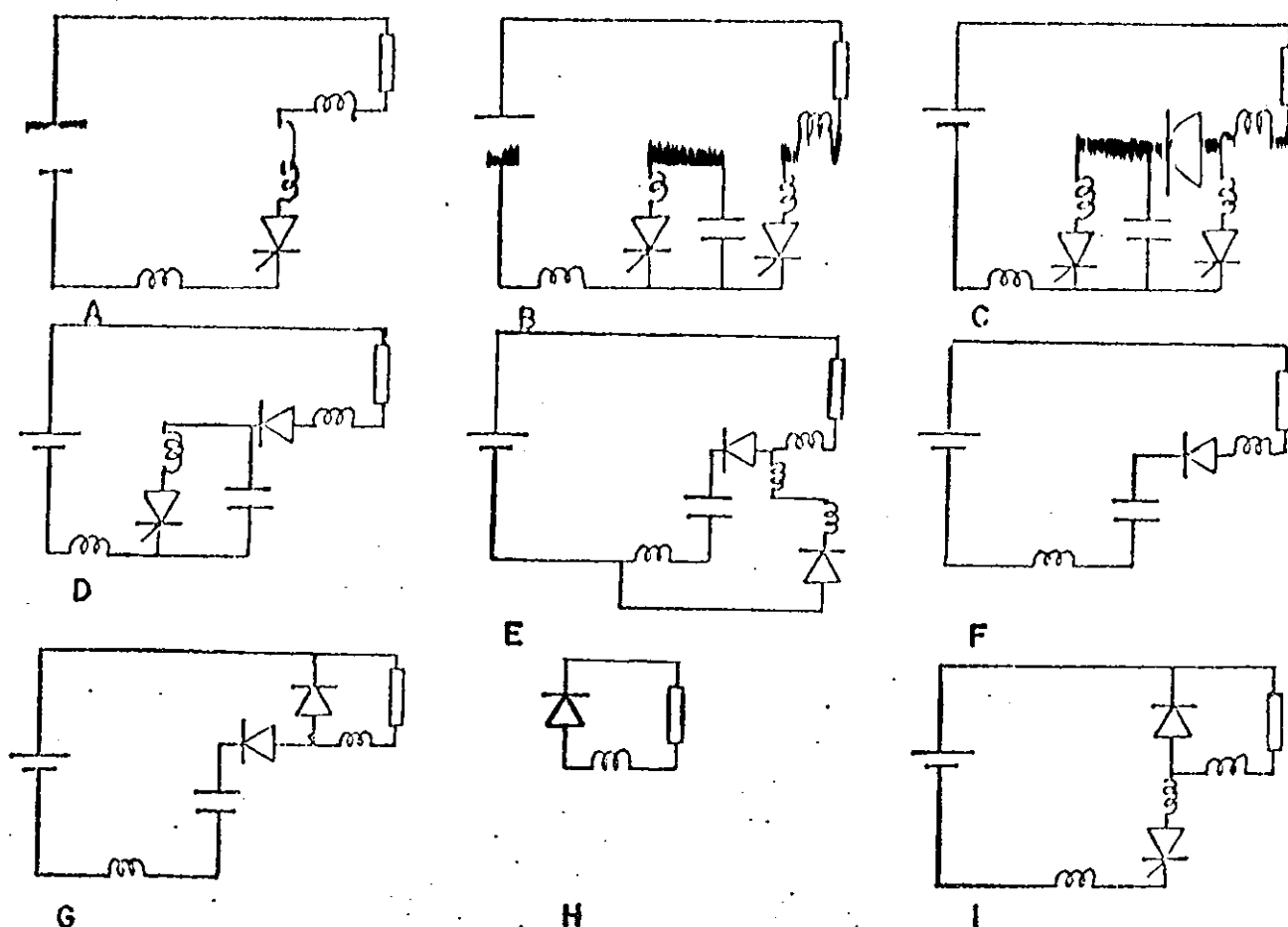


Fig. 82b

Sequência dos circuitos equivalentes em cada intervalo.

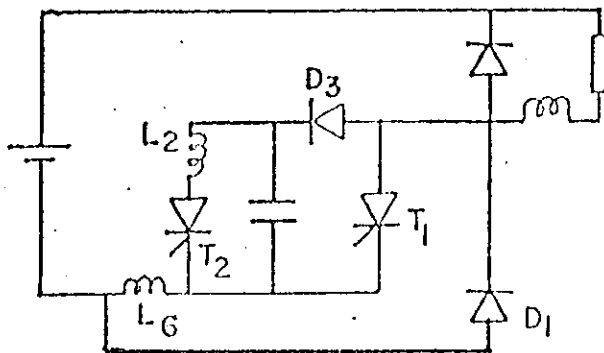


*Considerações sobre as indutâncias*

$L_1$  em série com o tiristor principal é dispensável, uma vez que para limitar possíveis variações bruscas de corrente no acionamento de  $T_1$ , já existe  $L_6$  e, na transferência de corrente para  $T_2$ , existe  $L_2$  que é imprescindível à reversão de carga do capacitor.

Através de  $L_6$  o tiristor principal é comutado com a tensão reversa equivalente a do capacitor, logo  $L_4$  é redundante, para esta finalidade.

Portanto este grupo só apresenta uma alternativa:



### 3.3. ANÁLISE DOS CIRCUITOS

A metodologia empregada na análise dos circuitos estudados neste capítulo é a mesma usada no capítulo 2.

#### Grupo 1

O caso a [12] deste grupo é apresentado detalhadamente para facilitar o entendimento dos que se seguem. McMurray faz a análise do cálculo do tempo de aplicação da tensão reversa, sobre os tiristores principal e auxiliar. São acrescentados, portanto, o cálculo dos demais parâmetros.

#### caso a [12]

Durante um ciclo de operação, a sequência dos intervalos inicia com o tiristor principal,  $T_1$ , conduzindo no in

tervalo A. A reversão de carga começa no intervalo B, quando  $T_2$  é acionado e a extinção da corrente em  $T_1$ , inicia-se no instante em que o capacitor atinge carga zero, polarizando diretamente  $D_3$ .

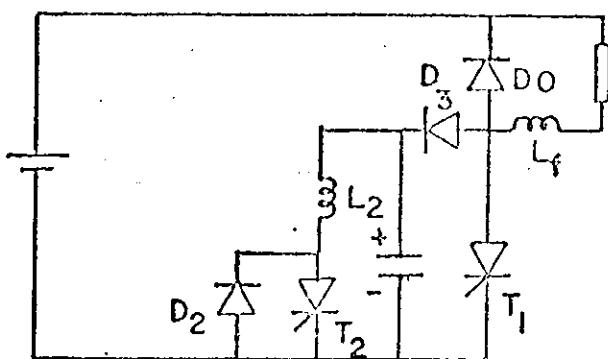


Fig. 83a - Grupo 1.- caso a

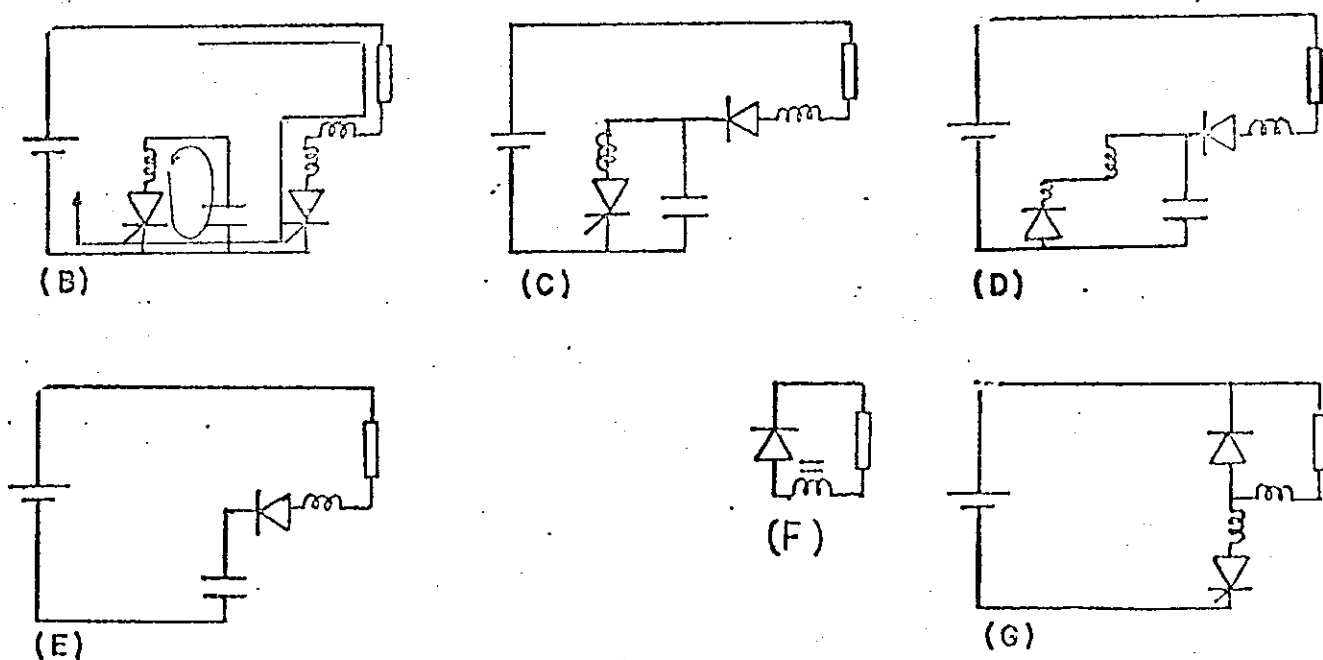


Fig. 83b - Sequência de malhas ativas equivalentes.

*Intervalo A*

$T_1$  conduz a corrente  $I_0$  de carga e o capacitor está carregado com uma tensão igual a tensão da fonte.

$$e_c = E_d$$

*Intervalo B*

$$e_c(0) = E_d$$

$$i_c(0) = 0$$

Para a malha de reversão tem-se:

$$L_2 \frac{di_1}{dt} - \frac{1}{C} \int i_c(\tau) d\tau - e_c = 0 \quad i_1 = -i_c$$

$$L_2 \frac{di_1^2}{dt^2} + \frac{1}{C} i_1 = 0 \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}$$

$$e_c = E_d \cos \omega_1 t \quad (163)$$

$$i_1 = \frac{E_d}{\omega_1 L_2} \text{sen } \omega_1 t \quad (164)$$

A corrente máxima é

$$I_m = \frac{E_d}{\omega_1 L_2} = E_d \sqrt{\frac{C}{L_2}} \quad \text{para } t_1 = \pi/2\omega_1$$

$$e_c(t_1) = 0$$

A partir de  $t = t_1$  a tensão do capacitor reverte a



polaridade e  $D_3$  fica diretamente polarizado. Como não existe indutância no ramo de  $T_1$ , a corrente de carga se desvia instantaneamente através de  $D_3$ , extinguindo assim a corrente através de  $T_1$ .

*Intervalos C e D*

$$e_c(0) = 0$$

$$i_1(0) = -I_m = -(I_o + i_c(0))$$

logo,

$$i_c = (I_m - I_o) \cos \omega_1 t \quad (165)$$

$$i_1 = I_o + (I_m - I_o) \cos \omega_1 t \quad (166)$$

$$e_c = \sqrt{\frac{L_2}{C}} (I_o - I_m) \sin \omega_1 t \quad (167)$$

O tempo de aplicação de tensão inversa sobre o tiristor principal é até quando  $e_c(t_{o1}) = 0$

$$t_{o1} = \pi/\omega_1$$

O intervalo D, no qual a corrente  $i_1$  é negativa, circulando pelo diodo  $D_2$ , determina o tempo  $t_{o2}$ , para o qual o tiristor  $T_2$  fica submetido a tensão reversa.

Quando  $i_c(t) = -I_o$ ,

$$-I_o = (I_m - I_o) \cos \omega_1 t$$

$$\cos^{-1}\left(\frac{I_o}{I_m - I_o}\right) = \frac{t_{o2} \omega_1}{2}$$

$$t_{o2} = \frac{2}{\omega_1} \cos^{-1}\left(\frac{I_o}{I_m - I_o}\right) \quad (168)$$

O tiristor auxiliar só bloqueia se  $I_o > \frac{I_m}{2}$

No término do intervalo D  $e_c(t_f)$  vale:

$$e_c(t_f) = E_f = \sqrt{\frac{L_2}{C}} (I_o - I_m) \text{sen } \omega_1 t_f \quad (169)$$

$$t_f = t_2 + t_3, \quad \text{ou}$$

$$t_f = t_{o1} + \frac{t_{o2}}{2}$$

#### Intervalo E

Ao término do intervalo anterior a tensão  $E_f$  é menor que  $E_d$ .

$$e_c(0) = E_f$$

$$i_c(0) = I_o$$

Neste intervalo o capacitor carrega-se linearmente até  $E_d$ .

$$t_4 = (E_d - E_f) \frac{C}{I_o} \quad (170)$$

#### Intervalo F e G

Durante o intervalo F, a corrente fica circulando a

través do diodo de circulação mantida em  $I_o$  através do filtro  $L_f$ .

Como não existe indutância em série com  $T_1$ , a taxa de variação segundo a qual a corrente transfere-se da malha de circulação para a malha principal é bastante alta,  $\frac{di}{dt} = E_d/L_o$ , onde  $L_o$  representa as indutâncias parasitas, e que nesta análise não são consideradas para efeito de cálculo da tensão inicial do capacitor no intervalo A.

- Tempo de Aplicação da Tensão Reversa

Para o tiristor principal:

Da expressão (167), no intervalo C e D, tem-se:

$$t_{o1} = \frac{\pi}{\omega_1}$$

$$\text{mas } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} = \frac{I_m}{CE_d} \cdot \frac{I_o}{I_o} = \frac{X}{T_o}$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{\pi}{X} \quad (171)$$

Para o tiristor auxiliar:

Da expressão (168)

$$t_{o2} = \frac{2}{\omega_1} \cos^{-1} \left( \frac{I_o}{I_m - I_o} \right)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{2}{X} \cos^{-1} \left( \frac{1}{X - 1} \right) \quad (172)$$

- Capacitância mínima de comutação

Durante o intervalo C e parte do D, uma tensão reversa fica aplicada sobre o tiristor principal, portanto o capacitor deve no mínimo ser capaz de assegurar esta tensão.

$$C = \frac{I_m}{E_d \omega_1} = \frac{I_m t_o}{E_d} \cdot \frac{1}{\omega_1 t_o} = \frac{I_m}{I_o} \cdot \frac{I_o t_o}{E_d} \cdot \frac{1}{\omega_1 t_o}$$

chamando  $C_r = \frac{I_o t_o}{E_d}$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{X}{\omega_1 t_o}$$

$$\frac{C}{C_r} = \frac{X}{\pi} \quad (173)$$

- A Indutância capaz de absorver a energia armazenada no capacitor é:

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{X\pi} \quad (174)$$

- Energia desviada do tiristor principal, durante o intervalo de comutação;

$$W_r = E_d I_o t_o$$

$$W = \frac{1}{2} C E_d^2$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r}$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{X}{2\pi} \quad (175)$$

- Tempo total de comutação

$$t_t = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 \quad \text{ou}$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{1}{X} \left[ \frac{3\pi}{2} + \cos^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + X - (1-X) \operatorname{sen} \left( \cos^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) \right) \right] \quad (176)$$

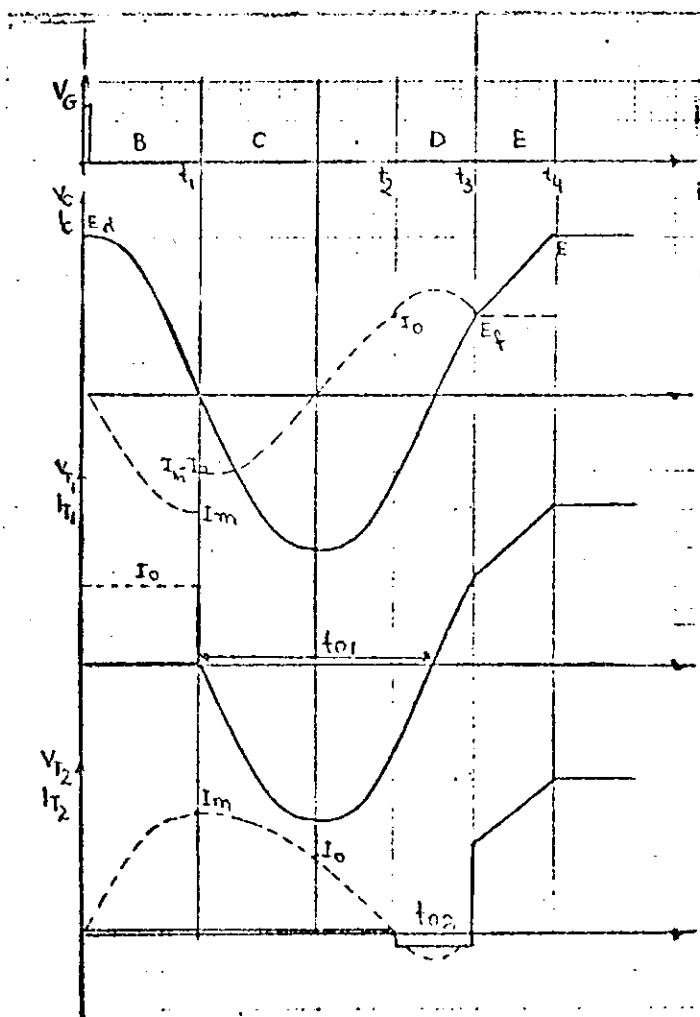


Fig. 84 - Formas de onda - Grupo 1 - caso a



caso b

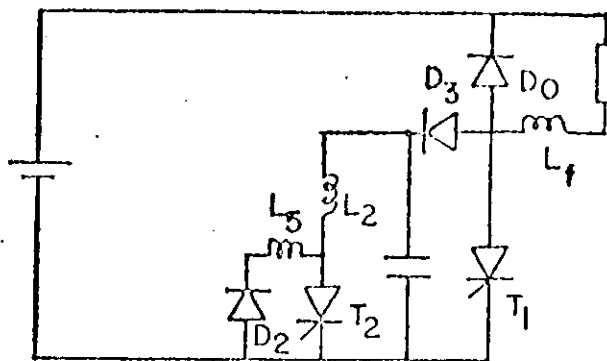


Fig. 85 - Grupo 1 - caso b

Neste caso, uma indutância é conectada em série com  $D_2$  e o tiristor  $T_2$  tem comutação forte, cuja tensão reversa inicial aplicada é um divisor da tensão do capacitor. Os demais intervalos têm funcionamento idêntico ao caso a, deste grupo. A relação de indutâncias aparece explícita através de  $K_1 = L_5/L_2$ .

A análise do circuito, à semelhança do que foi feito no caso a, permite que sejam determinados os seguintes parâmetros:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + \sqrt{(1+K_1)} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{1+K_1}{(X^2-2X)+(1+K)}} \right) \right] \quad (177)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{\sqrt{(1+K_1)}}{X} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{1+K_1}{(X^2-2X)+(1+K_1)}} \right) \quad (178)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\cos^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + \sqrt{(1+K_1)} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{1+K_1}{(X^2-2X)+(1+K_1)}} \right)} \quad (179)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\sqrt{(1 + K_1)} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{1 + K_1}{(X^2 - 2X) + (1 + K_1)}} \right)} \quad (180)$$

$$\frac{L}{L_r} = \frac{1}{X \sqrt{1 + K} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{1 + K_1}{(X^2 - 2X) + (1 + K_1)}} \right)} \quad (181)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{X}{2 \sqrt{1 + K_1} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{1 + K_1}{(X^2 - 2X) + (1 + K_1)}} \right)} \quad (182)$$

$t_t = t_1 + t_2 + t_3 + t_4$  , que também é igual a:

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \frac{\pi}{2} + \cos^{-1} \left( \frac{1}{X - 1} \right) + 2 \sqrt{(1 + K)} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{1 + K}{(X^2 - 2X) + (1 + K)}} \right) + X - \sqrt{X^2 - 2X} \right] \quad (183)$$

As formas de onda representativas do funcionamento deste circuito são:

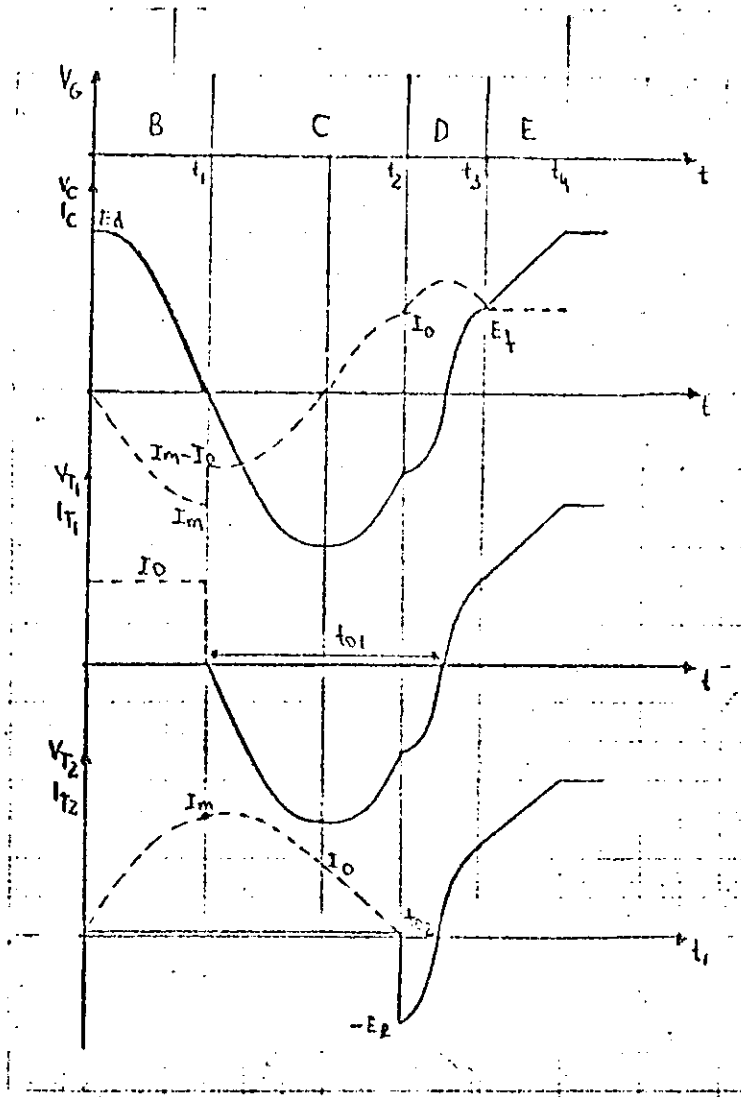


Fig. 86 - Formas de onda - Grupo 1 - caso b.

caso c [12]

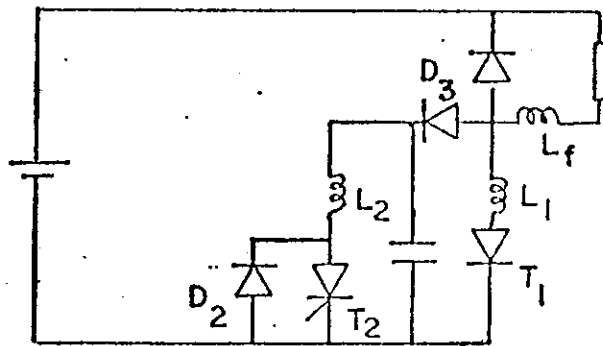


Fig. 87a - Grupo 1 - caso c

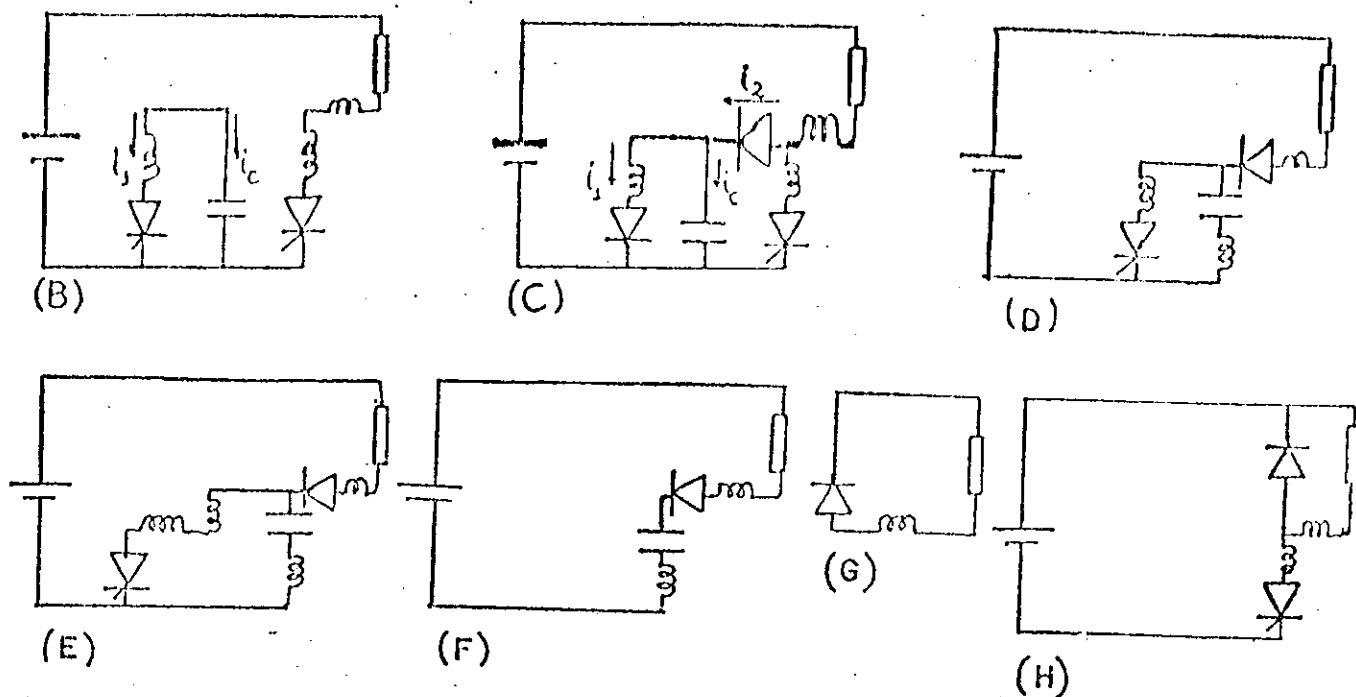


Fig. 87b - Sequência de malhas ativas equivalentes.

*Intervalo A*

$T_1$  conduz a corrente  $I_0$  e o capacitor está carregado com uma tensão igual a da fonte.

$$e_c = E_d$$

*Intervalo B*

$$e_c(0) = E_d$$

$$i_c(0) = 0$$

Para a malha de reversão tem-se:

$$e_c = E_d \cos \omega_1 t$$

(184)

$$i_1 = \frac{E_d}{\omega_1 L_2} \text{sen } \omega_1 t \quad (185)$$

A corrente máxima nesta oscilação é:

$$I_m = \frac{I_m}{\omega_1 L_2} = E_d \sqrt{\frac{C}{L_2}} \quad \text{para } t_1 = \frac{\pi}{2\omega_1}$$

$$\text{em } t_1 \begin{cases} i_1 = I_m \\ e_c = 0 \end{cases}$$

A partir de  $t_1$  a tensão do capacitor reverte e  $D_3$  fica diretamente polarizado. A corrente de carga começa a desviar-se por  $D_3$  extinguindo assim a corrente através do tiristor principal.

*Intervalo C*

$$e_c(0) = 0$$

$$i_c(0) = -I_m$$

$$e_c = -E_c \sqrt{\frac{L_f}{L_2}} \text{sen } \omega_f t \quad (186)$$

$$i_c = -I_m \cos \omega_f t \quad (187)$$

$$L_f = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_f C}}$$

$$i_2 = i_c + i_1$$



$$i_1 = \frac{1}{L_2} \int e_{L_2}(t) dt + K, \quad e_{L_2} = e_c, \quad \text{estão em paralelo.}$$

$$i_1 = \frac{1}{L_2} \int -\frac{I_m}{\omega_2 C} \operatorname{sen} \omega_2 t \, d\omega_2 t + K$$

$$i_1 = \frac{I_m}{CL_2 \omega_2^2} \cos \omega_2 t + K$$

$$\text{em } t = 0, \quad i_1 = I_m \quad \therefore \quad K = I_m - \frac{I_m}{CL_2 \omega_2^2}$$

$$i_1 = I_m - I_m \frac{L_f}{L_2} (1 - \cos \omega_2 t) \quad (188)$$

$$i_2 = I_m \frac{L_f}{L_2} (1 - \cos \omega_2 t) \quad (189)$$

O tiristor principal bloqueia num tempo  $t_2$  se  $i_2(t_2) = I_o$ ,  
 donde

$$t_2 = \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{I_o L_1}{I_m L_f} \right] / \omega_2 \quad (190)$$

É visto da expressão (189) que não haverá extinção de  $T_1$  se  
 $I_o > 2I_m \frac{L_f}{L_1}$ , ou seja, para haver extinção é preciso que  $i_2$   
 atinja  $I_o$  até no máximo que  $\omega_2 t$  atingir  $\pi$ .

Quando a extinção ocorrer tem-se:

$$e_c(t_2) = E_e = -I_m \sqrt{\frac{L_f}{C}} \operatorname{sen} \omega_f t_2$$

$$i_1(t_2) = I_e = I_m - \frac{L_1}{L_2} I_o$$

se positiva.

$$e_c(t_{01}) = 0 \quad \therefore \quad t_{01} = \phi/\omega_1$$

A máxima corrente no sentido negativo que ocorre em  $L_2$  é

$$i_1(t_{01}) = I_0 - I_s.$$

O intervalo E no qual a corrente  $i_1$  é negativa circulando então através do diodo  $D_3$ , é o tempo  $t_{02}$ , para o qual o tiristor  $T_2$  fica submetido a tensão reversa.

Quando  $i_1(t) = 0$

$$I_0 = I_s \cos(\omega_1 t_{02} - \phi)$$

$$\omega_1 t_{02} = \cos^{-1}(I_0/I_s) \pm \phi$$

$$t_{02} = 2 \cos^{-1}(I_0/I_s) / \omega_1 \quad (194)$$

Os intervalos D e E têm as mesmas expressões e ambos acontecem em um tempo  $t_f$  igual a:

$$t_f = t_3 + t_4 = t_{01} + \frac{t_{02}}{2} \quad (195)$$

A este tempo a tensão  $E_f$  é reaplicada ao tiristor auxiliar e este  $de/dt$  deve ser observado para que não haja danos ao tiristor.

$$E_f = e_c(t_f) = -E_{rm} \sin(\omega_1 t_f - \phi)$$

*Intervalo F*

Ao término do intervalo anterior a tensão  $e_c(t_f) < E_d$

$$e_c(0) = E_f$$

$$i_c(0) = I_o$$

Neste intervalo o capacitor carrega-se até  $E_d$  linearmente.

$$t_5 = (E_d - E_f) \frac{C}{I_o} \quad (196)$$

*Intervalo G e H*

Durante o intervalo G, simplesmente a corrente fica circulando através do diodo de circulação, mantida em  $I_o$  através do filtro  $L_f$ .

O intervalo H começa quando  $T_1$  é novamente gatilhado e termina quando  $D_o$  bloqueia.

A taxa de variação segundo a qual a corrente se transfere da malha de circulação para malha principal é:

$$\frac{di}{dt} = \frac{E_d}{L_1}$$

- Tempo de Aplicação da Tensão Reversa

Para o tiristor principal:

$$t_{o1} = \frac{T_o}{X} \cos^{-1} \left( \frac{K_1 - X + 1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right) \quad (197)$$

## Intervalo D e E

A corrente no diodo  $D_3$  permanece igual a  $I_o$  durante este intervalo.

$$e_c(0) = E_e$$

$$i_l(0) = I_e$$

$$i_l = I_o - i_c$$

$$e_c = E_e \cos \omega_1 t - I_g \sqrt{\frac{L_2}{C}} \sin \omega_1 t \quad (191)$$

$$I_g = I_e - I_o = I_m - I_o (1 + L_1/L_2)$$

$$i_c = C \frac{de_c}{dt} = -E_e \sqrt{\frac{C}{L_2}} \sin \omega_1 t - I_g \cos \omega_1 t \quad (192)$$

$$i_l = I_o - i_c$$

$$i_l = I_o + E_e \sqrt{\frac{C}{L_2}} \sin \omega_1 t + I_g \cos \omega_1 t \quad (193)$$

Os parâmetros  $I_s$ ,  $E_{rm}$  e  $\phi$  são definidos como sendo

$$I_s = \left[ E_e^2 C/L_2 + I_g^2 \right]^{1/2}, \quad E_{rm} = I_s \sqrt{L_2/C}, \quad \phi = \cos^{-1} \left( \frac{I_g}{I_s} \right)$$

com estes parâmetros então tem-se

$$e_c = -E_{rm} \sin(\omega_1 t - \phi)$$

$$i_l = I_o - I_s \cos(\omega_1 t - \phi)$$

Esta tensão reversa fica aplicada sobre  $T_1$ , até que  $c_c$  torne

Para o tiristor auxiliar:

$$t_{O2} = \frac{2}{\omega_1} \cos^{-1} \left( \frac{I_O}{I_S} \right)$$

Fazendo as substituições adequadas  $I_O/I_S$  em função de X vale:

$$\frac{I_O}{I_S} = \frac{1}{\sqrt{L_1/L_2 + (X - 1)^2}} \quad (198)$$

logo  $t_{O2}$  pode ser expresso como

$$t_{O2} = \frac{2T_O}{X} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right) \quad (199)$$

- Capacitância mínima de comutação

No intervalo D, durante um tempo  $t_{O1}$  a tensão reversa fica aplicada sobre  $T_1$ , portanto o capacitor deve no mínimo ser capaz de assegurar esta tensão reversa.

$$C = \frac{X}{\cos^{-1} \left( -\frac{I_g}{I_S} \right)} \cdot \frac{I_O t_{O1}}{E_d}$$

mas  $\frac{I_O t_{O1}}{E_d} = C_r$  então,

$$\frac{C}{C_r} = \frac{X}{\cos^{-1} \left( \frac{K_1 - X + 1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right)} \quad (200)$$



- A Indutância do circuito de reversão é:

$$L_2 = \frac{E_{rm}}{I_s \omega_1}$$

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{E_{rm}}{I_s \omega_1} \cdot \frac{I_o}{E_d t_o}$$

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{X \cos^{-1} \left( \frac{K_1 - X + 1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right)} \quad (201)$$

- Energia desviada do tiristor principal, durante o intervalo de comutação é:

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \left[ \frac{K_1 + (X - 1)^2}{X^2} \right]$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{K_1 + (X - 1)^2}{2X \cos^{-1} \left( \frac{K_1 - X + 1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right)} \quad (202)$$

O tempo total é portanto expresso em função de X, como sendo:

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \frac{\pi}{2} + \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + 1}} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1}{X} (K_1 + 1) \right) + \right. \\ \left. + \cos^{-1} \left( \frac{K_1 - X + 1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right) + \right. \\ \left. + X - \sqrt{K_1 + (X - 1)^2} \cdot \text{sen} \left( \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right) \right) \right] \quad (203)$$

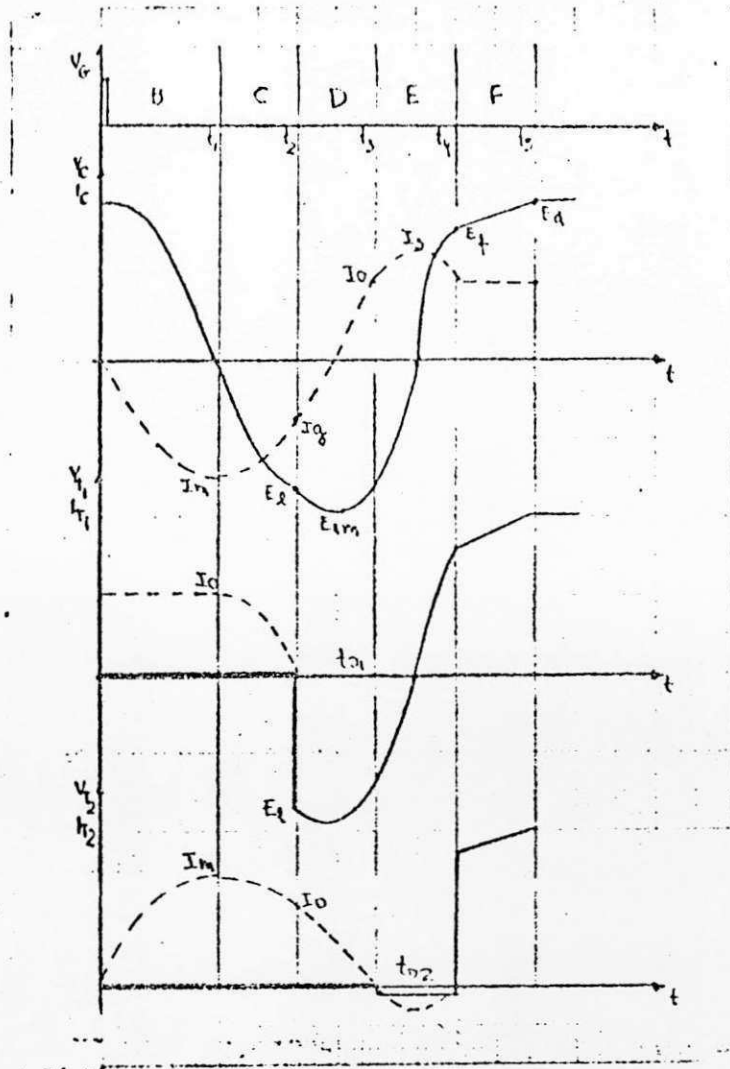


Fig. 88 - Formas de onda - caso c - Grupo 1

caso d

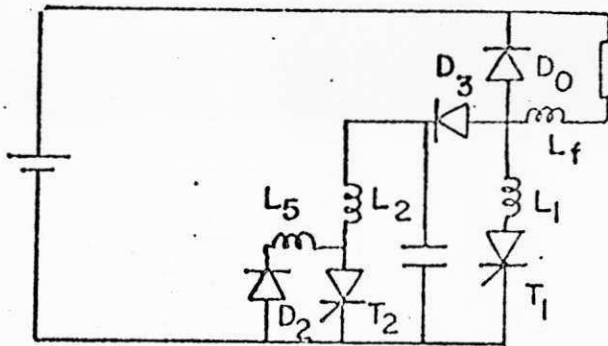


Fig. 89 - Grupo 1 - caso d

Este caso sô difere do caso c, no intervalo E, onde a tensão reversa aplicada sobre  $T_2$  para assegurar o seu bloqueio é um divisor de tensão do capacitor, cujo valor inicial é dado por:

$$E'_e = \frac{L_5}{L_5 + L_2} E_d \frac{\sqrt{L_1/L_2 + (X - 1)^2 - 1}}{X} \quad (204)$$

A corrente máxima suscetível de circular no capacitor é:

$$I_m = \frac{E_d}{\omega_1 L_2} \quad \therefore \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{CL_2}}$$

A relação das indutâncias são explicitadas nas expressões através dos coeficientes

$$K_1 = \frac{L_1}{L_2} \quad e \quad K_2 = \frac{L_5}{L_2}$$

Os valores dos parâmetros portanto são:

$$t_{o1} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{K_1 - (X - 1)}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{K_1 + (X - 1)^2}} \right) + \sqrt{K_2 + 1} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(1 + K_2)} (K_1 + (X^2 - 1) - 1)}} \right) \right] \quad (205)$$

$$t_{o2} = \frac{\sqrt{K_2 + 1}}{X} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{1 + K_2} (K_1 + (X - 1)^2 - 1)}} \right) \quad (206)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\cos^{-1}\left(\frac{K_1 - (X-1)}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) + \sqrt{K_2+1} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{1+K_2}(K_1+(X-1)^2-1)}}\right)} \quad (207)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\sqrt{K_2+1} \cos^{-1}\left(\sqrt{1 + \frac{1}{1+K_2}(K_1+(X-1)^2-1)}\right)} \quad (208)$$

$$\frac{L}{L_r} = \frac{1}{X \sqrt{K_2+1} \cos^{-1}\left(\sqrt{1 + \frac{1}{1+K_2}(K_1+(X-1)^2-1)}\right)} \quad (209)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{X}{2 \sqrt{K_2+1} \cos^{-1}\left(\sqrt{1 + \frac{1}{1+K_2}(K_1+(X-1)^2-1)}\right)} \quad (210)$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_o} = & \frac{1}{X} \left[ \frac{\pi}{2} + \sqrt{\frac{K_1}{K_1+1}} \cos^{-1}\left(1 - \frac{1}{X} (K_1+1)\right) + \cos^{-1}\left(\frac{K_1 - (X-1)}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) \right. \\ & - \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) + 2\sqrt{K_2+1} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{1+K_2}(K_1+(X-1)^2-1)}}\right) + \\ & \left. + X - \sqrt{K_2 + K_1 + (X-1)^2} \cdot \text{sen}\left(\cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{1+K_2}(K_1+(X-1)^2-1)}}\right)\right) \right] \quad (211) \end{aligned}$$

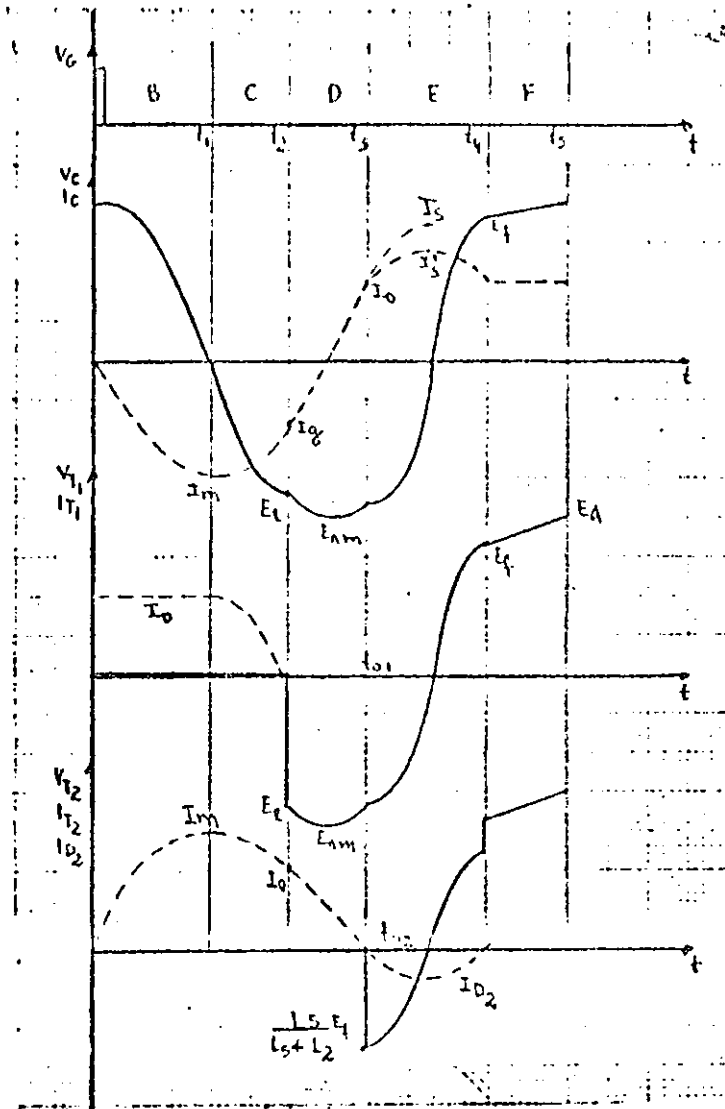


Fig. 90 - Formas de onda - Grupo 1 - caso d

caso e

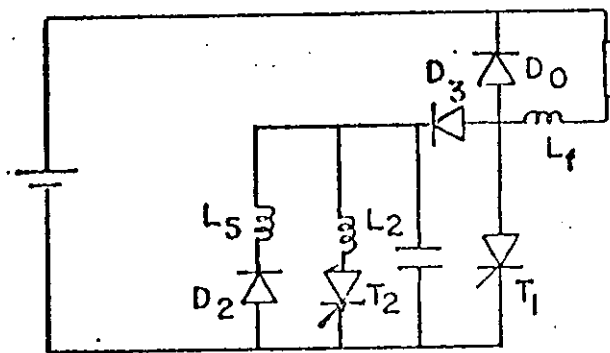


Fig. 91 - Grupo 1 - caso e

O caso e. só difere do caso b, no intervalo D, onde a tensão reversa aplicada sobre  $T_2$  é a tensão do capacitor, que por sua vez também está aplicada sobre  $T_1$ .

Nos demais aspectos este circuito se comporta como o caso já enunciado, e os valores dos parâmetros podem ser assim apresentados:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + \sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{(X^2 - 2X) + K_1}} \right) \right] \quad (212)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{\sqrt{K_1}}{X} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{(X - 2X) + K_1}} \right) \quad (213)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\cos^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + \sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{(X^2 - 2X) + K_1}} \right)} \quad (214)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{(X^2 - 2X) + K_1}} \right)} \quad (215)$$

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{X \left[ \cos^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + \sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{(X^2 - 2X) + K_1}} \right) \right]} \quad (216)$$

$$\frac{L_5}{L_r} = \frac{1}{X \sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{(X^2 - 2X) + K_1}} \right)} \quad (217)$$



$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{2\sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{(X^2 - 2X) + K_1}} \right)} \quad (218)$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{1}{X} \left[ \frac{\pi}{2} + \cos^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + 2\sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{K_1}{(X^2 - 2X) + K_1}} \right) + \sqrt{X^2 - 2X} \right] \quad (219)$$

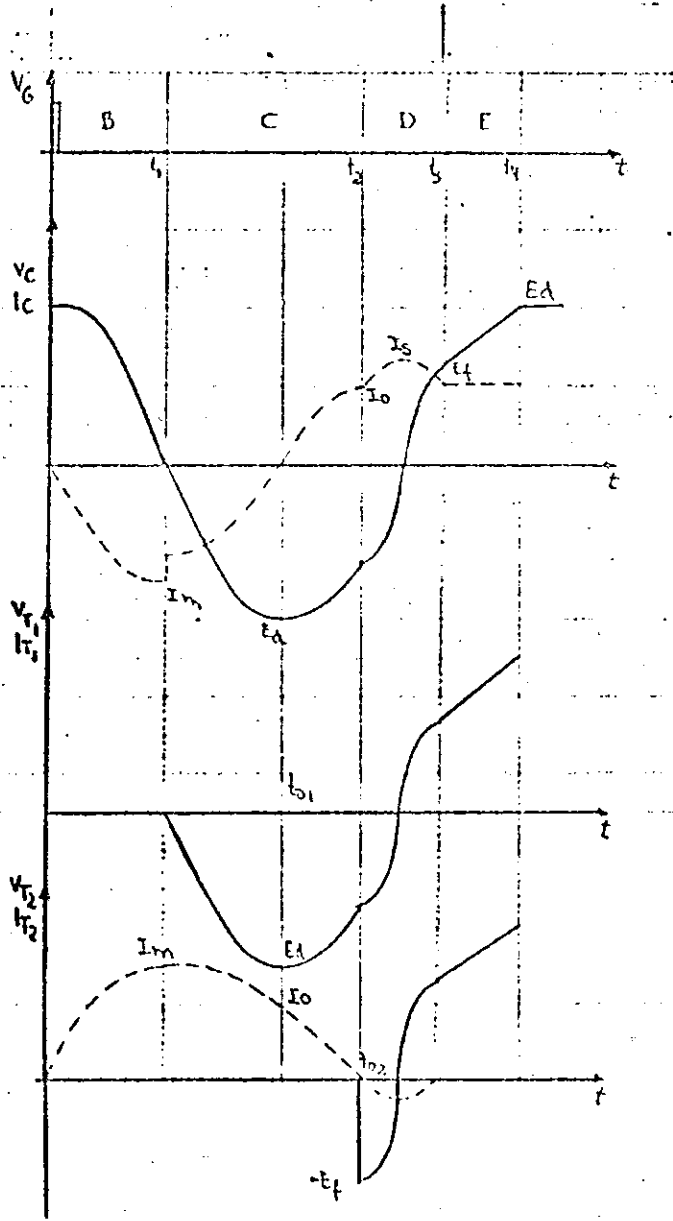


Fig. 92 - Formas de onda - Grupo 1 - caso e

caso f

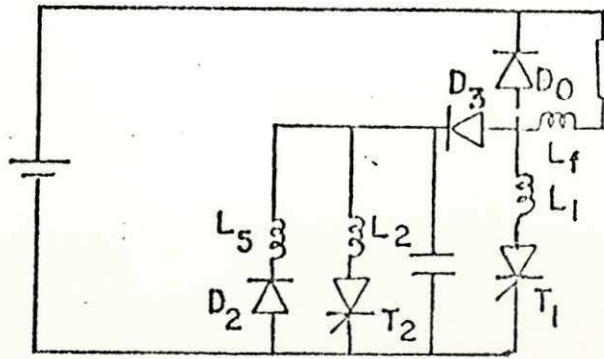


Fig. 93 - Grupo 1 - caso f

O caso f só difere dos casos c e d, no intervalo E, onde neste intervalo a tensão reversa aplicada sobre  $T_1$  e sobre  $T_2$  é a própria tensão do capacitor, como mostram as formas de onda na Fig. 94.

Os valores dos parâmetros são:

$$K_1 = L_1/L_2 \quad , \quad K_2 = L_5/L_2$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{K_1 - (X-1)}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}} \right) + \sqrt{K_2} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2} (K_1 + (X-1)^2 - 1)}} \right) \right] \quad (220)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{\sqrt{K_2}}{X} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2} (K_1 + (X-1)^2 - 1)}} \right) \quad (221)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\cos^{-1}\left(\frac{K_1 - (X-1)}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) + \sqrt{K_2} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2}(K_1 + (X-1)^2 - 1)}}\right)} \quad (222)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\sqrt{K_2} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2}(K_1 + (X-1)^2 - 1)}}\right)} \quad (223)$$

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{X \cos^{-1}\left(\frac{K_1 - (X-1)}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) + \sqrt{K_2} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2}(K_1 + (X-1)^2 - 1)}}\right)} \quad (224)$$

$$\frac{L_5}{L_r} = \frac{1}{X \sqrt{K_2} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2}(K_1 + (X-1)^2 - 1)}}\right)} \quad (224)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{X}{2 \sqrt{K_2} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2}(K_1 + (X-1)^2 - 1)}}\right)} \quad (225)$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_o} = & \frac{1}{X} \left[ \frac{\pi}{2} + \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + 1}} \cos^{-1}\left(1 - \frac{1}{X}(K_1 + 1)\right) + \cos^{-1}\left(\frac{K_1 - (X-1)}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) - \right. \\ & \left. - \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}}\right) + 2\sqrt{K_2} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2}(K_1 + (X-1)^2 - 1)}}\right) + \right. \\ & \left. + X - \sqrt{K_2 + K_1 + (X-1)^2} \cdot \text{sen}\left(\cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_2}(K_1 + (X-1)^2 - 1)}}\right)\right) \right] \quad (226) \end{aligned}$$

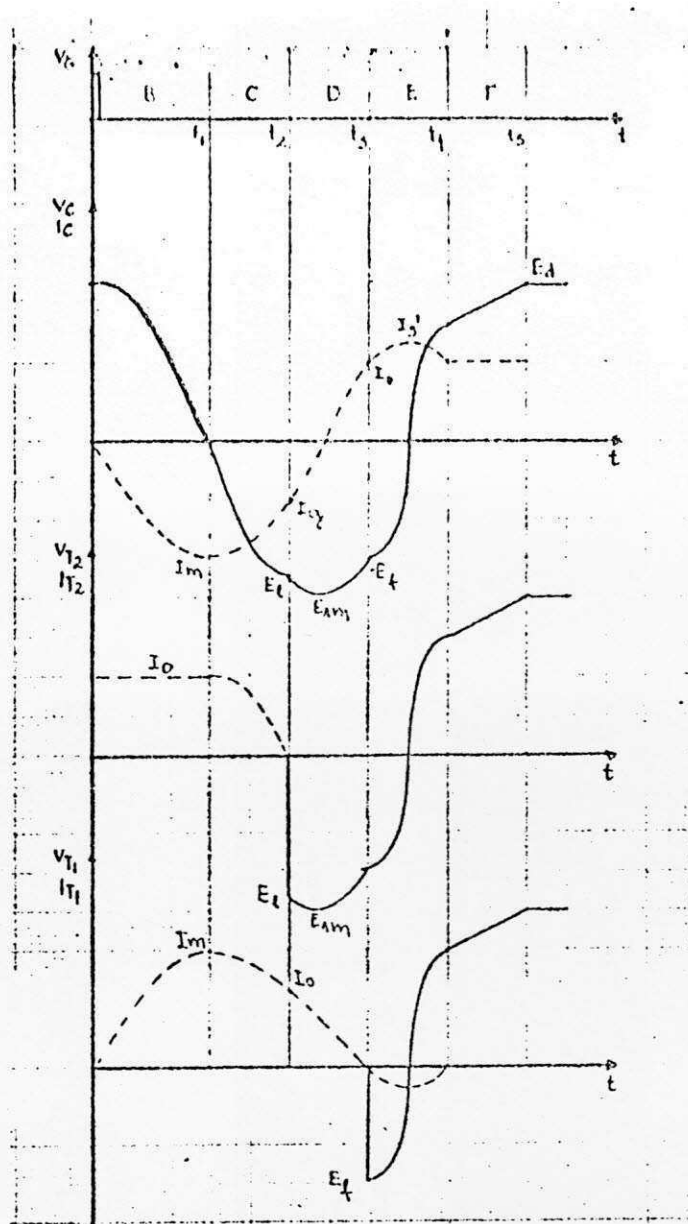


Fig. 94 - Formas de onda - Grupo 1 - caso f

## Grupo 2

Os circuitos que constituem as alternativas deste grupo, apresentam uma indutância em série com o capacitor, o que permite que este adquira uma sobretensão, em relação ao valor da tensão da fonte.

CASO a

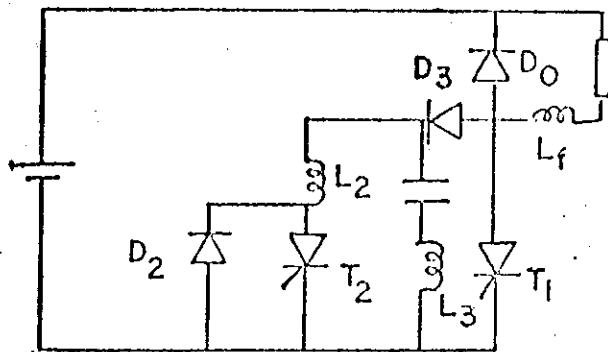


Fig. 95a - Grupo 2 - caso a

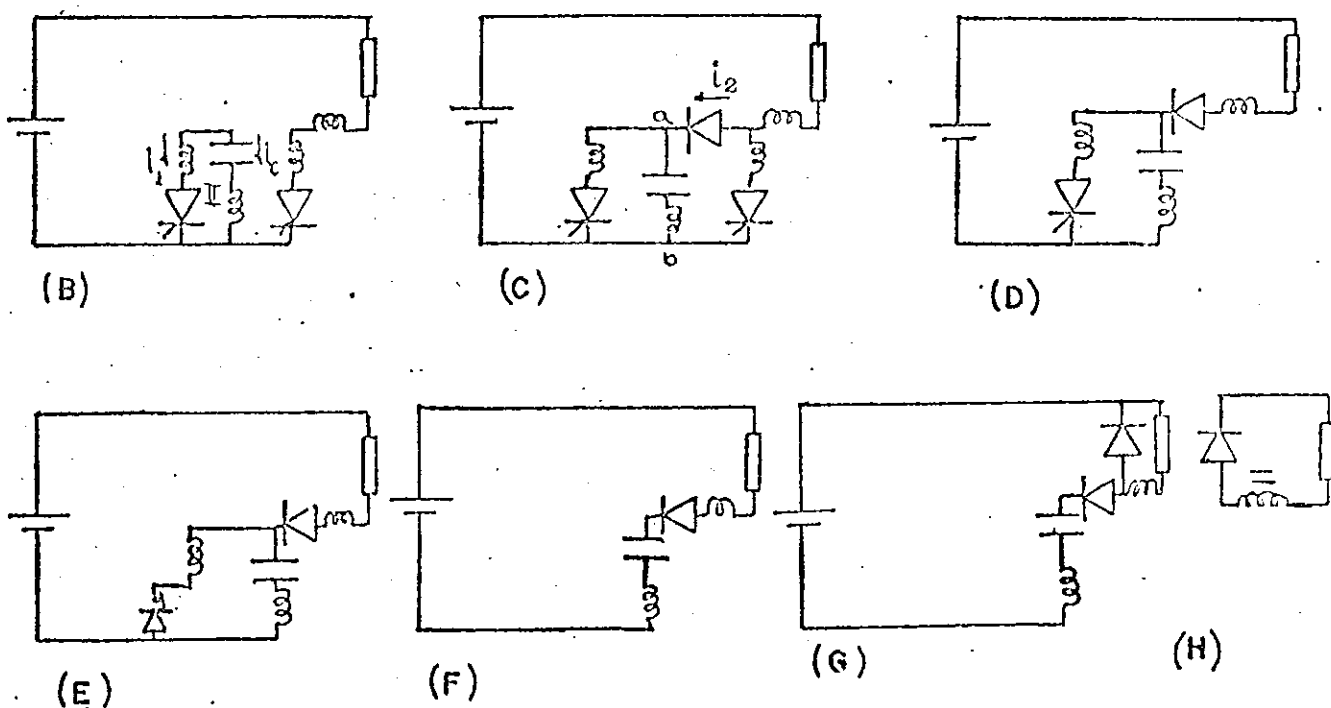


Fig. 95b - Sequência de malhas equivalentes

Intervalo A

\$T\_1\$ conduz a corrente de carga e o capacitor está carregado com uma tensão \$E\_c\$.

$$E_c = E_d + I_o \sqrt{L_3/C}$$

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - \sqrt{\frac{L_3}{L_3 + L_2}}} \quad (227)$$

## Intervalo B

$$e_c(0) = E_c \quad L_r = L_2 + L_3 \quad i_1 = -i_c$$

$$i_c(0) = 0 \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C}}$$

Para Malha II tem-se

$$i_1 = \frac{E_c}{\omega_1 L_r} \text{ sen } \omega_1 t \quad (228)$$

$$e_c = E_c \text{ cos } \omega_1 t \quad (229)$$

A corrente máxima para efeito do cálculo de X, a ser considerada é:

$$I_m = \frac{E_c}{\omega_1 L_r} \quad \text{e acontece em } t = t_1 = \frac{\pi}{2\omega_1}$$

## Intervalo C

$$e_c(0) = 0$$

$$i_c(0) = -I_m = -\frac{E_c}{\omega_1 L_r} = -E_c \sqrt{\frac{C}{L_r}}$$

A partir do instante em que  $e_c(t_1) = 0$ , o  $D_3$  fica diretamente polarizado, devido a, neste instante,  $i_c(t_1) = I_m$  e tanto  $e_{L_2}$  como  $e_{L_3}$  serem nulos.

$$i_2 = i_c + i_1$$

$$e_{L_2} + e_{L_3} = e_c \quad \text{onde } e_{L_2} = e_c - e_{L_3}$$



$$e_c(t) = -E_c \text{ sen } \omega_1 t \quad (230)$$

$$i_c(t) = -I_m \text{ cos } \omega_1 t \quad (231)$$

Quando  $D_3$  começa a conduzir, um curto se forma entre os pontos ab, onde conclui-se que  $e_c + e_{L_3} = 0$  e conseqüentemente  $e_{L_2} = 0$ . Isto significa que durante o tempo em que  $D_3$  estiver conduzindo não há variação de corrente em  $L_2$  fazendo com que neste intervalo  $i_1$  mantenha-se igual a  $I_m$ .

$$i_2 = i_c + i_1$$

$$i_2 = I_m (1 - \text{cos } \omega_1 t) \quad (232)$$

Esta situação permanece até que  $i_2$  atinja  $I_o$ , quando toda corrente de  $T_1$  é desviada, fazendo com que ele cesse de conduzir.

Para  $t = t_2$  tem-se:

$$I_o = -I_m \text{ cos } \omega_1 t_2 + I_m$$

$$t_2 = \text{cos}^{-1} \left( \frac{I_m - I_o}{I_m} \right) / \omega_1 \quad (233)$$

Em  $t = t_2$

$$e_c(t_2) = E_e = -E_c \text{ sen } \omega_1 t_2$$

$$E_e = -E_c \sqrt{1 - \frac{X-1}{X}^2}$$

$$i_c(t_2) = I_g = -I_m \text{ cos } \omega_1 t_2$$

$$I_g = -I_m \left( \frac{X-1}{X} \right) \quad (234)$$

$$i_1 = I_m$$

## Intervalo D

Neste intervalo  $i_2$  permanece igual a  $I_0$ .

$$e_c(0) = E_e$$

$$i_c(0) = I_g$$

$$i_1(0) = I_m$$

Este intervalo vai até  $t = t_3$ , quando  $i_1(t) = 0$

$$e_c(t) = E_e \cos \omega_1 t - I_g \sqrt{\frac{L_r}{C}} \operatorname{sen} \omega_1 t \quad (235)$$

$$i_c(t) = -E_e \sqrt{\frac{C}{L_r}} \operatorname{sen} \omega_1 t - I_g \cos \omega_1 t \quad (236)$$

$$i_1 = I_0 - i_c$$

$$i_1 = I_0 + \frac{E_e}{\omega_1 L_r} \operatorname{sen} \omega_1 t + (I_0 - I_m) \cos \omega_1 t \quad (237)$$

$$e_{T_1}(0) = + E_e \frac{L_2}{L_r} \quad (238)$$

Colocando  $i_c$ ,  $e_c$  em termos de  $I_s$ ,  $\phi$  e  $E_{rm}$ , onde

$$I_s = \sqrt{E_e^2 C/L_r + I_g^2} \quad (239)$$

$$-E_{rm} = -I_s \sqrt{\frac{L_r}{C}} \quad (240)$$

$$\phi = \cos^{-1} (-I_g/I_s)$$

vem

$$i_1 = I_0 - I_s \cos(\omega_1 t - \phi)$$

$$e_c = -E_{rm} \sin(\omega_1 t - \phi) \quad (241)$$

Este intervalo dura o tempo necessário para que a corrente em  $T_2$  anule-se.

$$i_1(t_3) = 0, \text{ onde}$$

$$\omega_1 t_3 = \phi \pm \cos^{-1}\left(\frac{I_0}{I_s}\right)$$

$$t_3 = \left[ \phi \pm \cos^{-1}\left(\frac{I_0}{I_s}\right) \right] / \omega_1 \quad \text{mas,}$$

$$t_{o1} = \phi / \omega_1 \quad \text{da eq. (241)} \quad (242)$$

#### Intervalo E

Continua com as mesmas equações do intervalo D. O tiristor  $T_2$  fica submetido a queda de tensão do diodo  $D_2$  e o tiristor principal continua submetido a tensão  $L_2 \frac{di_1}{dt}$

$$t_{o2} = \frac{2}{\omega_1} \cos^{-1}\left(\frac{I_0}{I_s}\right) \quad (243)$$

$$t_{o1} = t_3 + \frac{t_{o2}}{2}$$

Ao final dos intervalos D e E

$$t_f = t_{o1} + \frac{t_{o2}}{2}$$

$$e_c(t_f) = -E_{rm} \sin(\omega_1 t_f - \phi) = E_f = -E_{rm} \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{X} \quad (244)$$

Esta tensão  $E_f$  é aplicada sobre  $T_2$  após  $t_{O2}$  e este  $\frac{dc}{dt}$  deve ser observado para evitar danos.

#### Intervalo F

Em  $t = t_4$ , término do intervalo E a tensão do capacitor é menor que  $E_c$  e supostamente menor que  $E_d$ . O capacitor então carrega-se até  $E_d$ , conduzindo  $I_o$  constante.

$$e_c = \frac{I_o t}{C} + E_f$$

$$t_5 = \left(1 - \frac{E_c}{E_d} \frac{\sqrt{X^2 - 1}}{X}\right) \frac{CE_d}{I_o} \quad (245)$$

#### Intervalo G

A duração deste intervalo é 1/4 do ciclo da frequência natural da malha de sobrecarga.

$$\frac{t_6}{T_o} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_3}{L_2 + L_3}} \cdot \frac{E_c}{XE_d} \quad (246)$$

- Tempo de Aplicação da Tensão Reversa

Para o tiristor principal

Da expressão (241), no intervalo D e E tem-se:

$$t_{o1} = \phi / \omega_1$$

$$t_{o1} = \cos^{-1} \left( - \frac{I_g}{I_s} \right) / \omega_1 \quad \dots \quad \omega_1 = \frac{X}{T_o} \frac{E_d}{E_c}$$

Colocando  $I_g$ ,  $I_s$  e  $\omega_1$  em função de  $X$  fica:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{E_c}{E_d X} \cos^{-1} \left( \frac{X - 1}{X} \right) \quad (247)$$

Para o tiristor auxiliar:

Da expressão (243)

$$t_{o2} = \frac{2}{1} \cos^{-1} \left( \frac{I_o}{I_s} \right)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{2E_c}{XE_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) \quad (248)$$

- Capacitância mínima de comutação

Aplicando o princípio de conservação de energia no intervalo D e E

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X E_d / E_c}{\cos^{-1} \left( \frac{X - 1}{X} \right)} \quad (249)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X E_d / E_c}{2 \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right)} \quad (250)$$

- Energia desviada do tiristor principal, durante o intervalo de comutação.

$$W_r = E_d I_o t_o$$

$$W = \frac{1}{2} E_c^2 C$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (251)$$

- A Indutância do circuito de reversão é

$$L_r = L_2 + L_3$$

$$\frac{L_r}{L_{\text{referência}}} = \frac{1}{X \cdot \frac{E_d}{E_c} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{X} \right)} \quad (252)$$

- Tempo total de comutação:

$$t_t = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5$$

$$t_t = t_{o1} + \frac{t_{o2}}{2} + t_5 + t_6$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X \frac{E_d}{E_c}} \cdot \left[ 2 \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{X} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + \frac{\pi}{2} - \sqrt{X^2 - 1} + \right. \\ \left. + \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + 1}} \right] + 1 \quad (253)$$



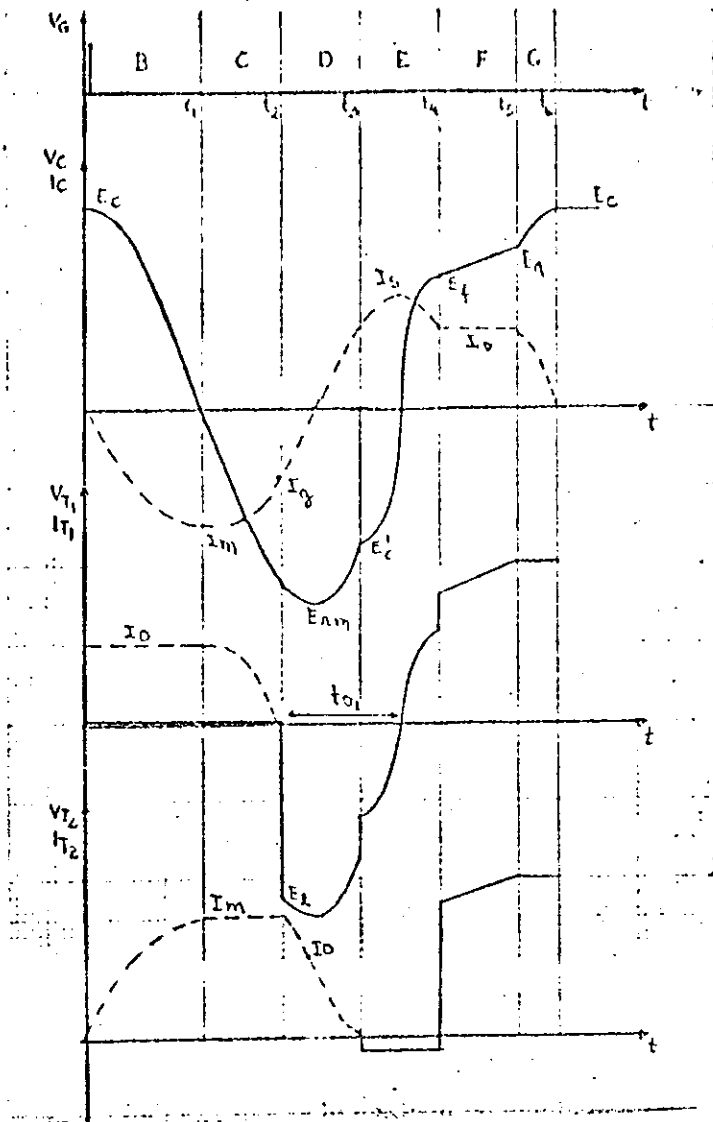


Fig. 96 - Formas de onda - Grupo 2 - caso a

caso b

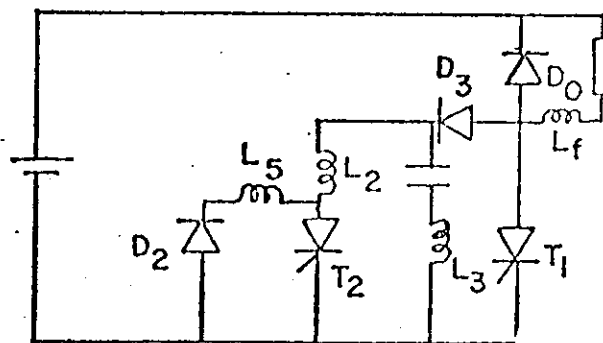


Fig. 97 - Grupo 2 - caso b

Este circuito sô difere do caso a deste grupo, em relação a indutância equivalente da malha de aceleração e conseqüentemente, devido  $L_5$  a comutação de  $T_2$  é forte e a tensão reversa aplicada sobre este tiristor auxiliar é um divisor da tensão do capacitor

A influência das indutâncias equivalentes nas diversas malhas, são explicitadas nas equações descritivas dos intervalos, através dos coeficientes:

$$K_1 = \frac{L_3}{L_2} \quad e \quad K_2 = \frac{L_5}{L_2}$$

A relação de sobretensão é dada por:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + 1}}} \quad (254)$$

E os valores dos parâmetros podem ser descritos como:

$$t_{o1} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{X} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + \sqrt{\frac{1+K_1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{1 + \frac{1+K_1}{1+K_1+K_2} (X^2-1)} \right) \right] \quad (255)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \sqrt{\frac{1+K_1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1+K_1}{1+K_1+K_2} (X^2-1)}} \right) \quad (256)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\frac{E_c}{E_d}} \sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2}}$$

$$\left( \frac{1}{\cos^{-1}\left(\frac{X-1}{X}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + \sqrt{\frac{1+K_1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2}(X^2-1)}}\right)} \right)$$

(257)

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\frac{E_c}{E_d}} \cdot \sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2}} \cdot \left( \frac{1}{\cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2}(X^2-1)}}\right)} \right)$$

(258)

$$\frac{L}{L_r} = \frac{\sqrt{(1+K_1)/(1+K_1+K_2)}}{X \frac{E_c}{E_d} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2}(X^2-1)}}\right)}$$

(259)

$$\frac{W}{W_r} = \frac{C_2}{C_r} \cdot \left[ \frac{E_c}{E_d} \right]^2$$

(260)

$$t_t = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5$$

$$t_t = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \cos^{-1}\left(\frac{X-1}{X}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1}{X}\right) + 2 \sqrt{\frac{1+K_1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2}(X^2-1)}}\right) \right.$$

$$\left. + \frac{\pi}{2} - \sqrt{X^2-1} + \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{K_1}{1+K_1}} \right] + 1$$

(261)

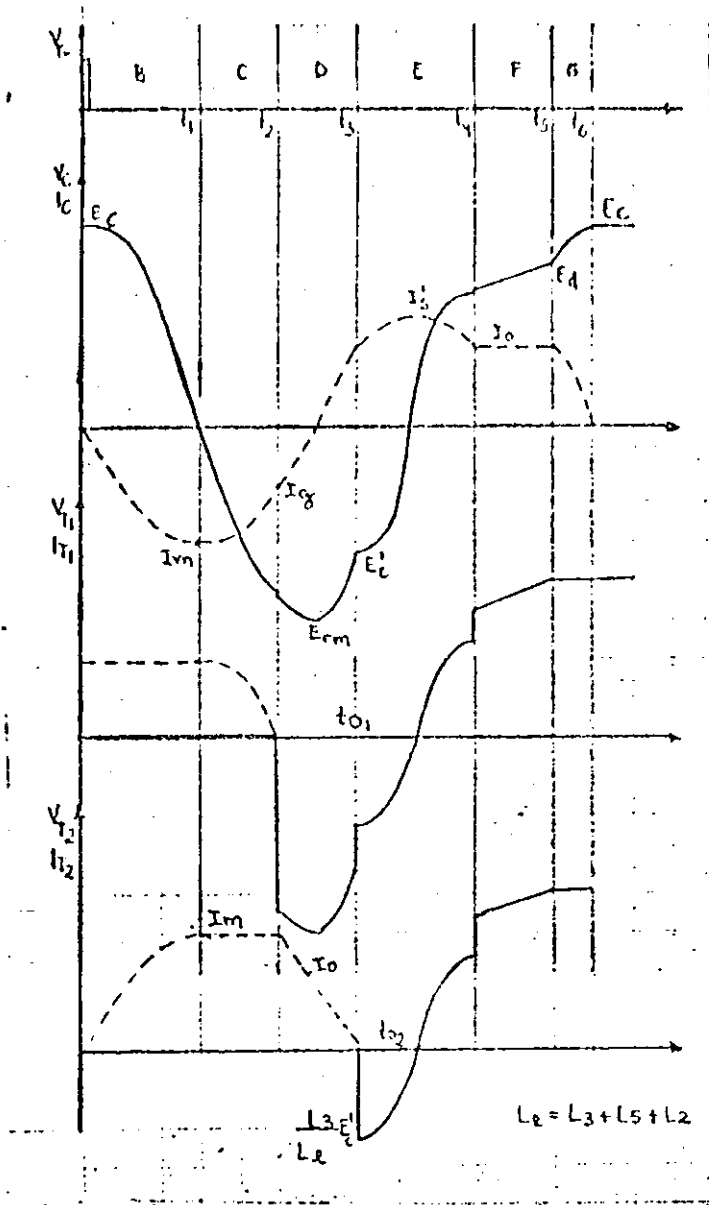


Fig. 98 - Formas de onda - Grupo 2 - caso b

caso c

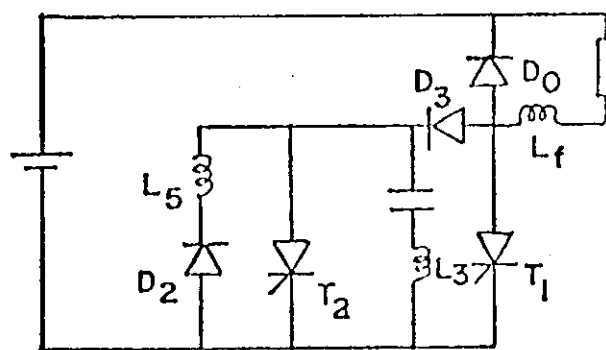


Fig. 99 - Formas de onda - Grupo 2 - caso c

Devido C estar em s\u00e9rie com  $L_3$  e n\u00e3o haver outra indut\u00e2ncia na malha de revers\u00e3o que constitua um divisor de tens\u00e3o,  $D_3$  s\u00f3 fica diretamente polarizado quando  $i_c$  anular-se e a tens\u00e3o ab for a tens\u00e3o  $e_c = -E_c$ .

Como a corrente n\u00e3o se transfere instantaneamente de  $T_1$  para o ramo de  $(C - L_3)$ , a tens\u00e3o reversa inicial aplicada a ambos os tiristores \u00e9:

$$E_e = - \frac{K_1}{1 + K_1} E_c \sqrt{X^2 - 1} / X \quad (262)$$

A corrente m\u00e1xima suscet\u00edvel de circular no capacitor \u00e9 dada por:

$$I_m = E_c \sqrt{\frac{C}{L_3}}$$

A influ\u00eancia das indut\u00e2ncias \u00e9 expressa atrav\u00e9s do coeficiente  $K_1 = L_5/L_3$

E a rela\u00e7\u00e3o de sobretens\u00e3o \u00e9 calculada pela f\u00f3rmula:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - 1} \quad (263)$$

Os valores dos par\u00e2metros podem ser assim determinados:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \sqrt{K_1 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{1 + K_1} (X^2 - 1) + 1}} \right) \quad (264)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{E_c/E_d} \cdot \sqrt{\frac{1}{K_1 + 1}} \cdot \frac{1}{\cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{1 + K_1} (X^2 - 1) + 1}} \right)} \quad (265)$$

$$\frac{L_3}{L_r} = \frac{E_c/E_d}{X \sqrt{K_1 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{1 + K_1} (X^2 - 1) + 1}} \right)} \quad (266)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (267)$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_o} = & \frac{E_c}{X E_d} \left[ \frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + \right. \\ & + 2 \sqrt{K_1 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{K_1 + 1} (X^2 - 1) + 1}} \right) - \\ & \left. - \sqrt{X^2 - 1} + \sqrt{\frac{1}{K_1 + 1}} \cdot \frac{\pi}{2} \right] + 1 \quad (268) \end{aligned}$$



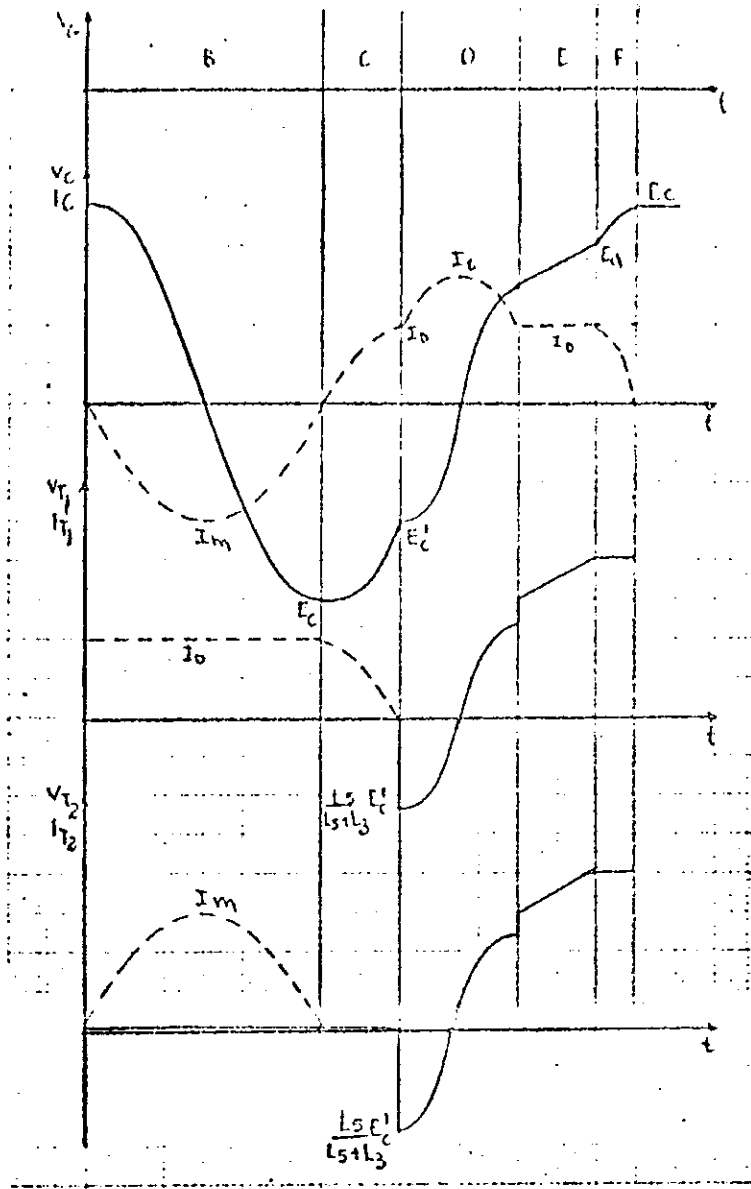


Fig. 100 - Formas de onda - Grupo 2 - caso c

caso d

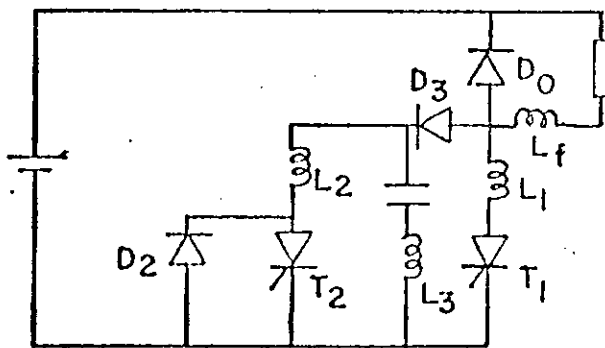


Fig. 101 - Grupo 2 - caso d

A análise deste circuito é feita à semelhança dos ca sos anteriores deste grupo.

No intervalo C, a expressão descritiva da corrente em  $D_3$  é dada por:

$$i_{D_3} = I_m \frac{L_p}{L_2} (1 - \cos \omega_2 t) \quad , \quad L_p = L_1 // L_2$$

onde observa-se que a extinção pode ocorrer até no máximo  $\omega_2 t = 2\pi$ , determinando que para haver comutação, a corrente máxima  $I_m$  e corrente média  $I_o$  deve obedecer a seguinte relação:

$$I_o < 2 I_m \frac{L_p}{L_2}$$

A relação da sobretensão é determinada por:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - \sqrt{\frac{K_2}{1 + K_2}}} \quad (269)$$

As indutâncias são expressas através dos coeficientes:

$$K_1 = \frac{L_1}{L_2} \quad , \quad K_2 = \frac{L_3}{L_2}$$

Os valores dos parâmetros são:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \cdot \left[ \begin{aligned} & 2 \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 \left( \frac{K_1 + K_2 (1 + K_1)}{(1 + K_2)(1 + K_1)} + 1 \right) - 2X(1 + K_1) + (1 + K_1)^2 - \frac{K_1 + K_2 (1 + K_1)}{(1 + K_2)(1 + K_1)} \left( \frac{1 + K_1}{K_1} \right)^2}} \right)} + \\ & + \cos^{-1} \left( \frac{X - (1 + K_1)}{\sqrt{X^2 \left( \frac{K_1 + K_2 (1 + K_1)}{(1 + K_2)(1 + K_1)} + 1 \right) - 2X(1 + K_1) + (1 + K_1)^2 - \frac{K_1 + K_2 (1 + K_1)}{(1 + K_2)(1 + K_1)} \left( \frac{1 + K_1}{K_1} \right)^2}} \right) \end{aligned} \right] \quad (270)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{2E_c}{XE_d} \cdot \left[ \begin{aligned} & \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 \left( \frac{K_1 + K_2 (1 + K_1)}{(1 + K_2)(1 + K_1)} + 1 \right) - 2X(1 + K_1) + (1 + K_1)^2 - \frac{K_1 + K_2 (1 + K_1)}{(1 + K_2)(1 + K_1)} \left( \frac{1 + K_1}{K_1} \right)^2}} \right) \end{aligned} \right] \quad (271)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{E_c/E_d} \cdot \frac{1}{\omega_1 t_{o1}} \quad (272)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{E_c/E_d} \cdot \frac{1}{\omega_1 t_{o2}} \quad (273)$$

$$\frac{L_2 + L_3}{L_r} = \frac{E_c/E_d}{X \omega_1 t_{o1}} \quad (274)$$

Obs:  $\omega_1 t_{o1}$ , e  $\omega_1 t_{o2}$  não foram substituídos nas expressões (272), (273), (274) por serem extensas e já terem sido apresentadas em  $t_{o1}/T_o$  e  $t_{o2}/T_o$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2$$

$$t_t = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5$$

Para simplificar a apresentação pelo gráfico da Fig. 102, vê-se que  $t_3 + t_4 = t_{o1} + \frac{t_{o2}}{2}$ , onde

$$t_t = t_1 + t_2 + t_{o1} + \frac{t_{o2}}{2} + t_5$$

$$\frac{t_t}{T_o} = 1 + \frac{t_{o1}}{T_o} + \frac{t_{o2}}{2T_o} + \frac{E_c}{X E_d} \left[ \frac{\pi}{2} + \sqrt{\frac{K_1 + K_2(1+K_1)}{(1+K_2)(1+K_1)}} \cdot \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1}{X} \sqrt{\frac{1+K_1}{K_1}} \right) - \right.$$

$$\left. - \sqrt{X^2 \left( \frac{K_1 + K_2(1+K_1)}{(1+K_2)(1+K_1)} + 1 \right) - 2X(1+K_1) + (1+K_1)^2} - \frac{K_1 + K_2(1+K_1)}{(1+K_2)(1+K_1)} \left( \frac{1+K_1}{K_1} \right)^2 \right] +$$

$$+ \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{K_2}{1+K_2}} \left. \right]$$

(275)

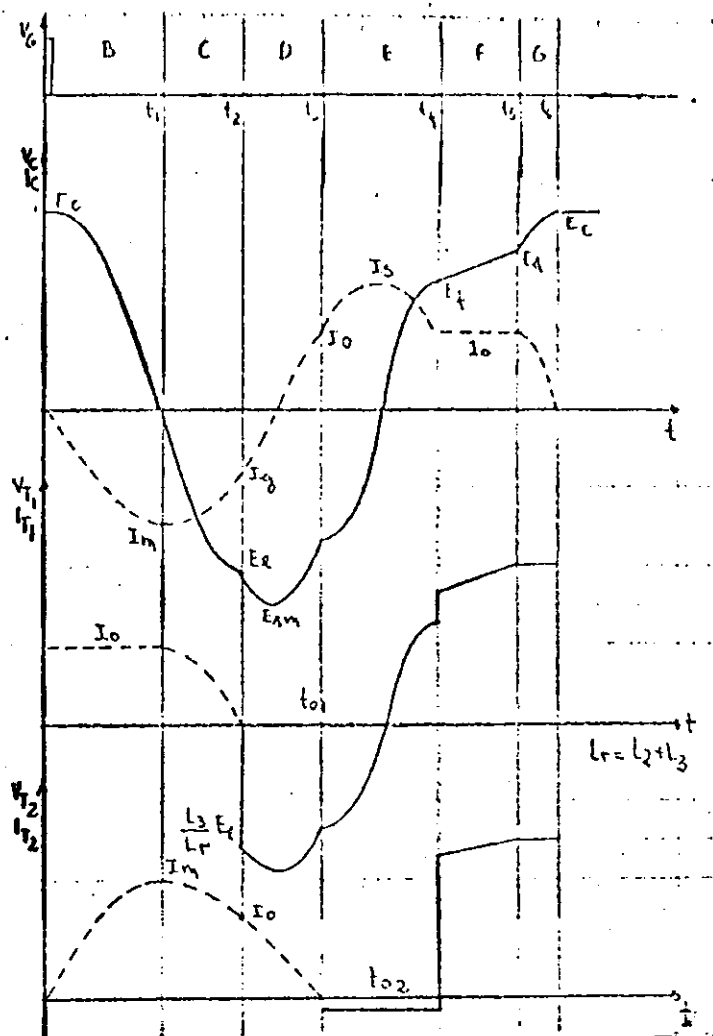


Fig. 102 - Formas de onda - Grupo 2 - caso d

caso f

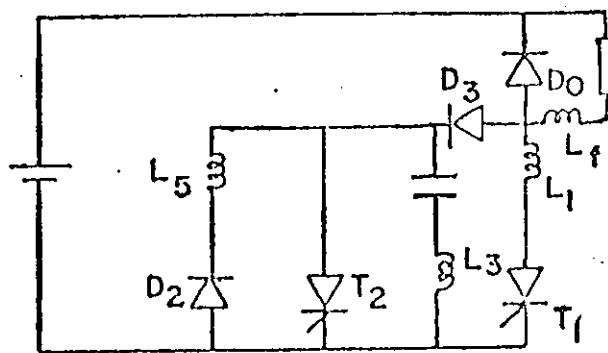


Fig. 103 - Grupo 2 - caso f

O comportamento deste caso é idêntico ao do Grupo 6 - caso d. A diferença na topologia é que neste, a aceleração da recarga do capacitor, dá-se através de  $D_2$  e  $L_5$  e no caso d dá-se através do diodo em anti-paralelo com  $T_1$ .

A análise dos circuitos demonstra que esta diferença não altera os resultados dos parâmetros, formas de onda ou níveis de tensão aplicados, os quais são explicitados no Grupo 6 - caso d.

caso g

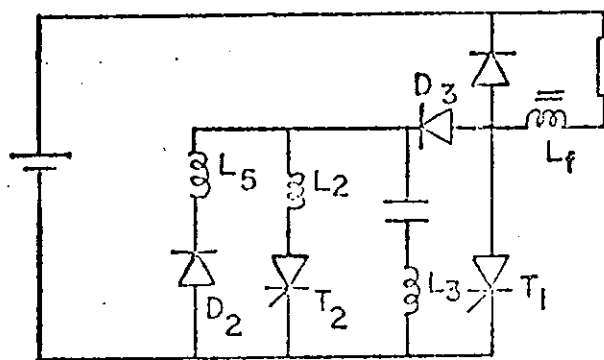


Fig. 104 - Grupo 2 - caso g

Este caso só difere do caso b, deste grupo em relação a indutância equivalente na malha de aceleração (intervalo E), por conseguinte modifica a frequência da oscilação do capacitor.

Comparando as expressões deste caso com as do caso b, vê-se que são iguais, apenas diferindo na forma como os coeficientes,  $K_1$  e  $K_2$  são arrançados. Devido a semelhança,



as expressões e os gráficos das formas de onda são omitidos. Os parâmetros normalizados são explicitados nos ábacos.

### Grupo 3

Nas alternativas que este grupo apresenta, quando o tiristor principal é acionado, devido a  $L_6$ , a corrente não se estabelece instantaneamente. O capacitor adquire uma sobretensão acima do valor da fonte.

#### caso a

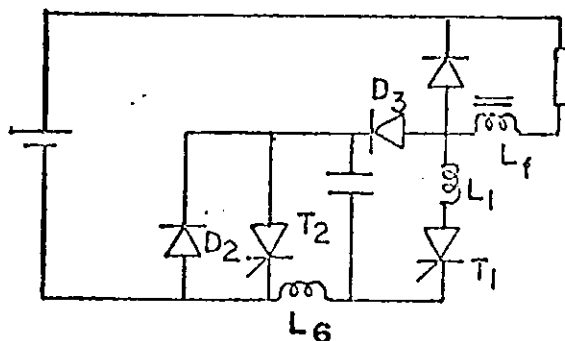


Fig. 105 - Grupo 3 - caso a

A partir das expressões descritivas do circuito, os valores dos parâmetros podem ser expressos da seguinte forma:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{x}{x - \sqrt{\frac{1 + K_1}{K_1}}} \quad \dots \quad K_1 = \frac{L_1}{L_6} \quad (276)$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \cos^{-1} \frac{1 + K_1 - X}{X} \quad (277)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{2E_c}{XE_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) \quad (278)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X \frac{E_d}{E_c}}{\cos^{-1} \left( \frac{1 + K_1 - X}{X} \right)} \quad (279)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X \frac{E_d}{E_c}}{2 \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right)} \quad (280)$$

$$\frac{L_6}{L_r} = \frac{1}{X \frac{E_d}{E_c} \cos^{-1} \left( \frac{1 + K_1 - X}{X} \right)} \quad (281)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (282)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \pi + \sqrt{\frac{K_1}{1 + K_1}} \cdot \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1 + K_1}{X} \right) + \right. \\ \left. + \cos^{-1} \left( \frac{1 + K_1 - X}{X} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) - \sqrt{1 - \frac{1}{X^2}} \right] + 1 \quad (283)$$

As formas de onda representativas do funcionamento deste cir  
cuito são:

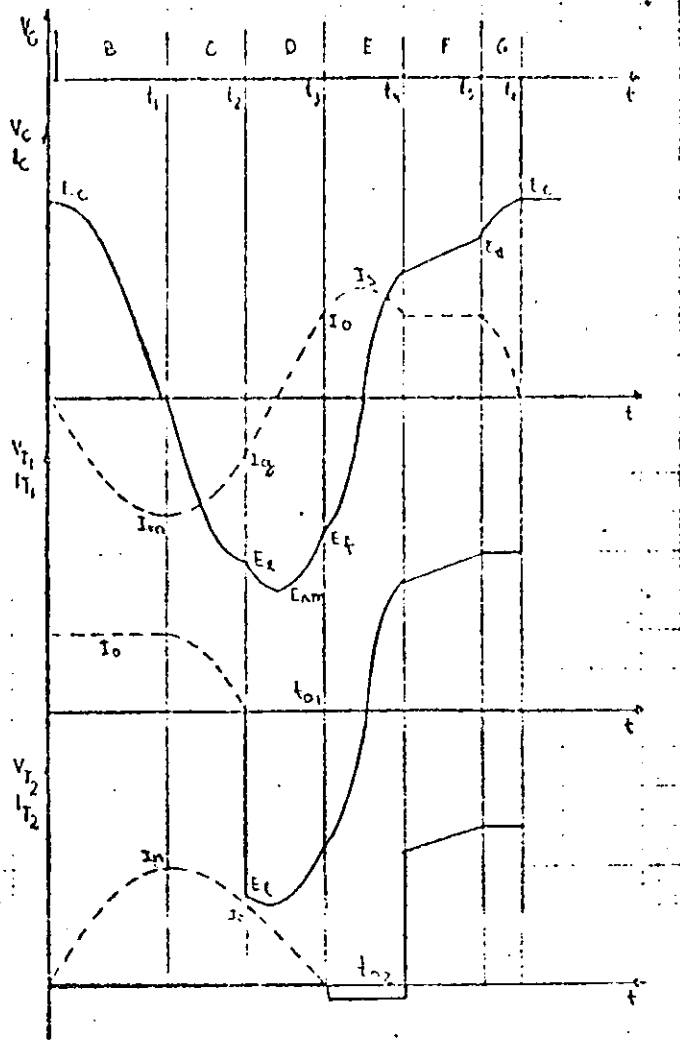


Fig. 106 - Formas de onda - Grupo 3 - caso a

caso b

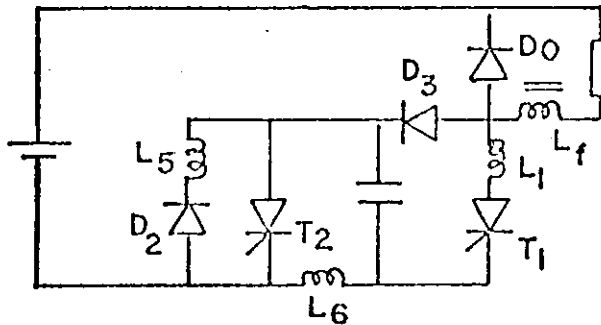


Fig. 107 - Grupo 3 - caso b

Com  $L_5$  a comutação de  $T_2$  passa a ser forte e a tensão inicial aplicada é um divisor da tensão do capacitor. Por conseguinte este circuito difere do caso a, no intervalo E.

Os parâmetros são determinados como sendo:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - \sqrt{\frac{1+K_1}{K_1}}} \quad (284)$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{1+K_1-X}{X} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + \sqrt{1 + \frac{K_1}{K_2}} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 + \frac{K_1}{K_2}}} \right) \right] \quad (285)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \sqrt{1 + \frac{K_1}{K_2}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(X^2-1)}{1+K_1/K_2} + 1}} \right) \quad (286)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \sqrt{\frac{X^2 + K_1/K_2}{X^2(X^2-1) + 1 + K_1/K_2}} \cdot \frac{E_d}{E_c X} \cdot \frac{1}{\omega_1 t_{o1}} \quad (287)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_6 C}} \quad , \quad \omega_1 = \frac{X}{T_o} \frac{E_d}{E_c}$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \sqrt{\frac{X^2 + K_1/K_2}{X^2(X^2-1) + 1 + K_1/K_2}} \cdot \frac{E_d}{E_c X} \cdot \frac{1}{\omega_1 t_{o2}} \quad (288)$$

$$\frac{I_G}{L_r} = \sqrt{\frac{X^2 + K_1/K_2}{X^2(X^2 - 1) + 1 + K_1/K_2}} \cdot \frac{E_c/E_d}{X\omega_1 t_{O2}} \quad (289)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (290)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{1+K_1-X}{X} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + 2 \sqrt{1 + \frac{K_1}{K_2}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 + \frac{K_1}{K_2}}} \right) \right. \\ \left. - \sqrt{1 - \frac{1}{X^2}} + \pi + \sqrt{\frac{K_1}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1+K_1}{X} \right) \right] + 1 \quad (291)$$

As formas de onda são apresentadas na figura seguinte.

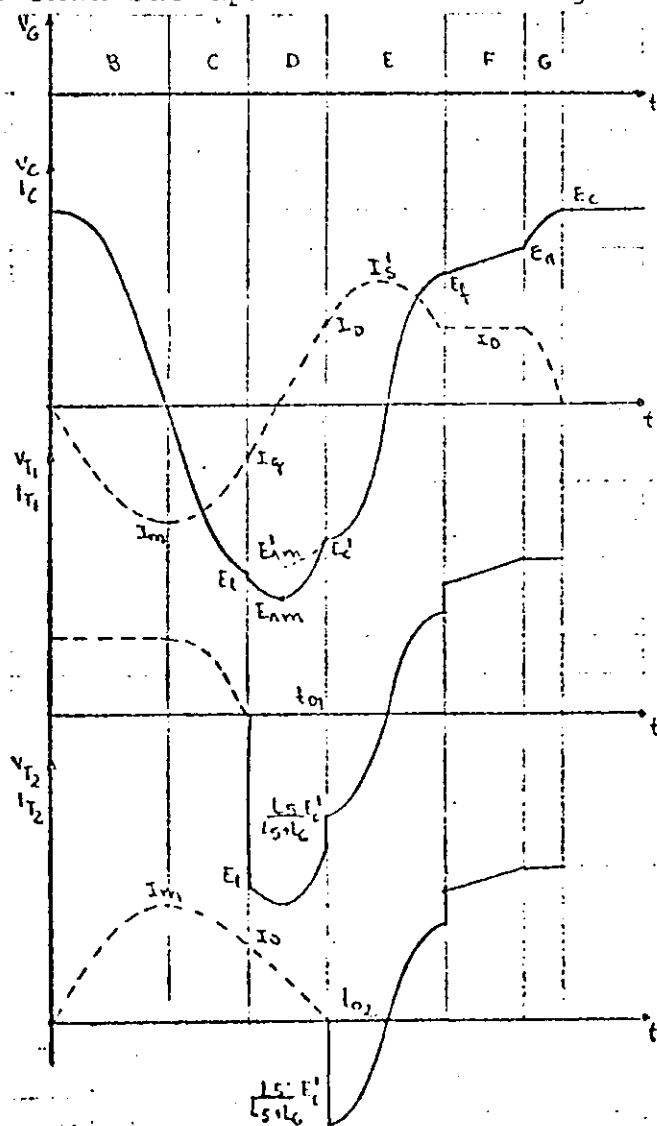


Fig. 108 - Formas de onda - Grupo 3 - caso b

## Grupo 4

Estas alternativas apresentam uma mudança na posição do capacitor com relação aos casos até então apresentados. Por conseguinte  $L_6$  não aparece na malha de recarga, evitando a sobrecarga do capacitor

caso a [12]

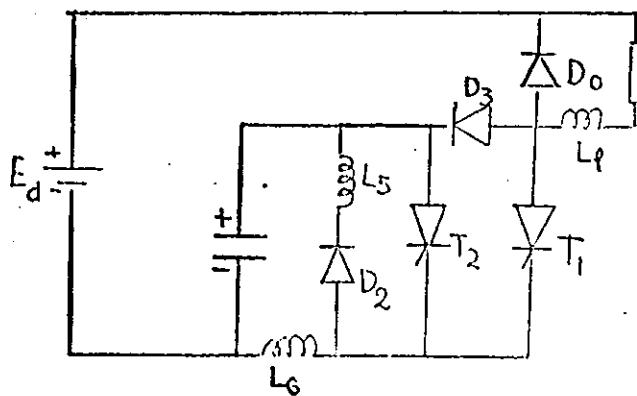


Fig. 109 - Grupo 4 - caso a

A corrente máxima suscetível de circular no capacitor é dada por:

$$I_m = \frac{E_d}{\omega_5 L_6} \quad \therefore \quad \omega_5 = \frac{1}{\sqrt{L_6 C}}$$

A tensão reversa inicial aplicada sobre os tiristores assumem o mesmo valor e é igual ao divisor da tensão do capacitor, que no início do intervalo D vale:

$$e_c(0) = E_e = -E_d \sqrt{\frac{X^2 - 1}{X}} \quad (292)$$



$$e_{T_1}(0) = e_{T_2}(0) = \frac{L_5}{L_5 + L_6} E_e$$

A partir das expressões desenvolvidas na análise do circuito, é possível determinar:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{1}{X} \sqrt{1 + K_1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(X^2 - 1)}{1 + K_1} + 1}} \right) \quad (293)$$

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\sqrt{1 + K_1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(X^2 - 1)}{1 + K_1} + 1}} \right)} \quad (294)$$

$$\frac{L_6}{L_r} = \frac{1}{X \sqrt{1 + K_1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(X^2 - 1)}{1 + K_1} + 1}} \right)} \quad (295)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \quad (296)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \pi + \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + 2 \sqrt{1 + K_1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(X^2 - 1)}{1 + K_1} + 1}} \right) - \sqrt{X^2 - 1} + X \right] \quad (297)$$

As formas de onda são explicitadas na figura que se segue:

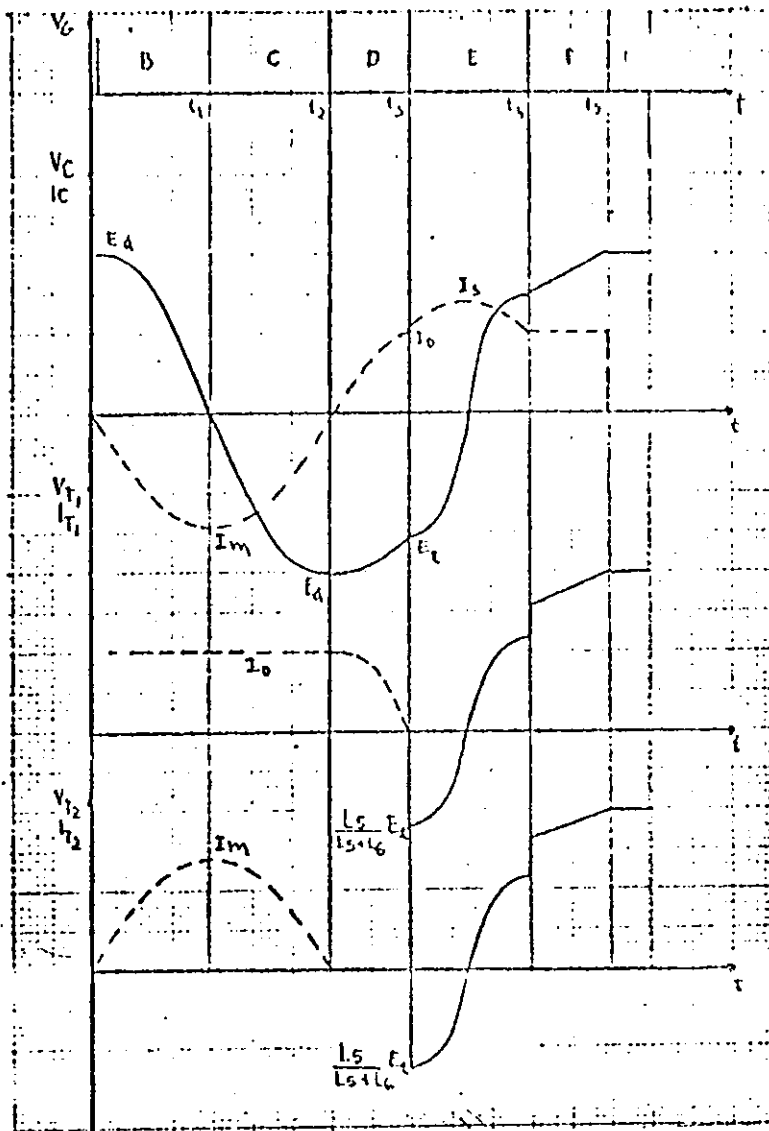


Fig. 110 - Formas de onda - Grupo 4 - caso a

caso b

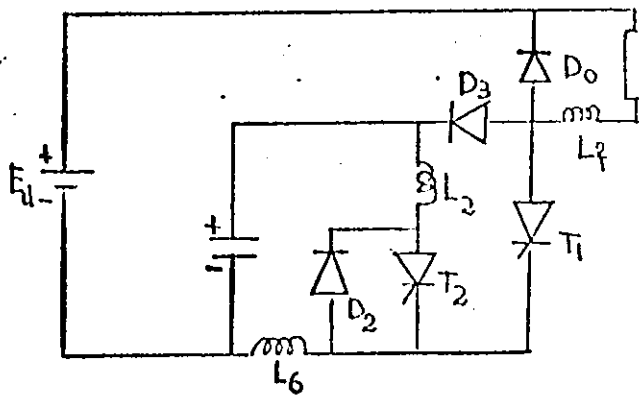


Fig. 111 - Grupo 4 - caso b

Neste circuito o diodo  $D_2$  é colocado em anti-paralelo com  $T_2$  tornando sua comutação suave.

Partindo da análise do circuito, os seus parâmetros podem ser assim determinados:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{1}{X} \cos^{-1} \left( \frac{X - 1}{\sqrt{\frac{2X - 1}{1 + K_1} + (X - 1)^2}} \right) \quad (298)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{2}{X} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{2X - 1}{1 + K_1} + (X - 1)^2}} \right) \quad (299)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\cos^{-1} \left( \frac{X - 1}{\sqrt{\frac{2X - 1}{1 + K_1} + (X - 1)^2}} \right)} \quad (300)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{2 \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{2X - 1}{1 + K_1} + (X - 1)^2}} \right)} \quad (301)$$

$$\frac{L}{L_r} = \frac{1}{X \cos^{-1} \left( \frac{X - 1}{\sqrt{\frac{2X - 1}{1 + K_1} + (X - 1)^2}} \right)} \quad (302)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \left( \frac{E_{rm}}{E_d} \right)^2 \quad (303)$$

$$\text{onde } \frac{E_{rm}}{E_d} = \frac{1}{X} \sqrt{\frac{2X - 1}{1 + K_1} + (X - 1)^2}$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) \right. \\ \left. + X - \frac{1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} + \frac{\pi}{2} + \sqrt{1+K_1} \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{X} \right) \right] \quad (304)$$

As formas de onda representativas do funcionamento deste circuito são:

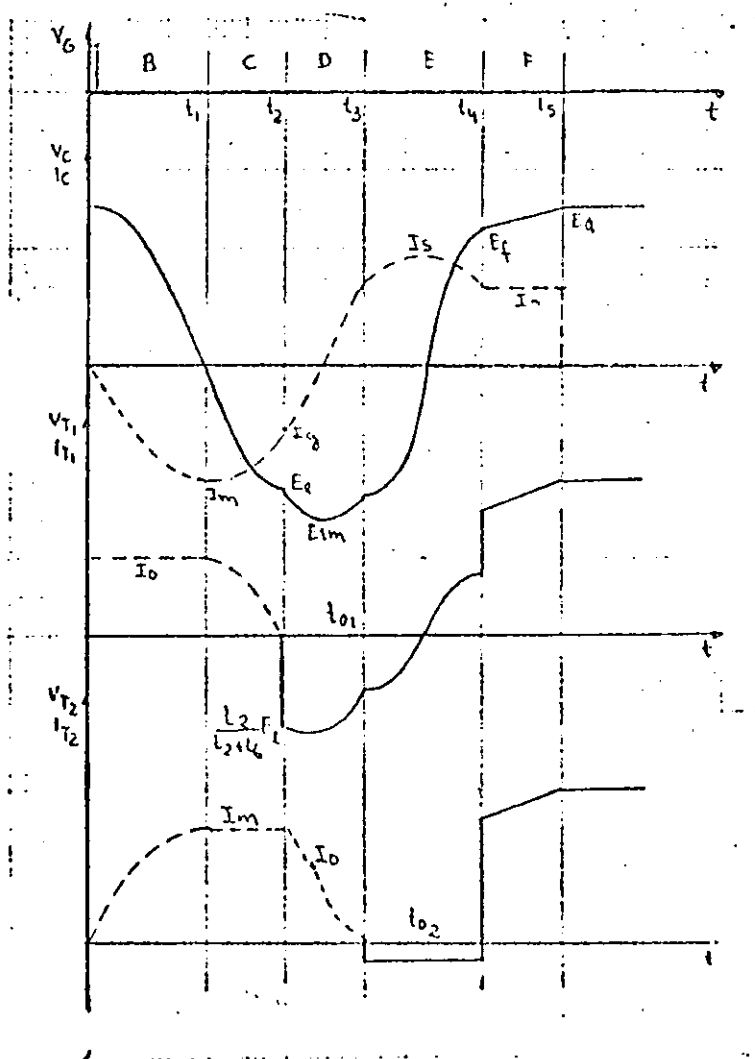


Fig. 112 - Formas de onda - Grupo 4 - caso b

caso c [12]

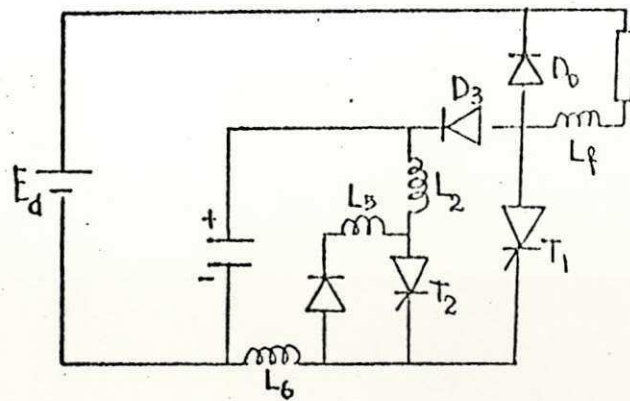


Fig. 113 - Grupo 4 - caso c

Nesta alternativa,  $L_5$  aparece em série com  $D_2$ , tornando a comutação de  $T_1$ , forte.

Só difere do caso b, na indutância equivalente da malha de aceleração, cuja influência é explicitada nas equações através das relações de indutâncias

$$K_1 = \frac{L_2}{L_6} \quad \text{e} \quad K_2 = \frac{L_5}{L_6}$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) + \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{1+K_1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2} \left( \frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1 \right) + 1}} \right) \right] \quad (305)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{1}{X} \sqrt{\frac{1+K_1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2} \left( \frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1 \right) + 1}} \right) \quad (306)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\omega_5 t_{o1}} \quad \text{onde} \quad \omega_5 = \frac{X}{T_o} \quad (307)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\omega_5 t_{o2}} \quad (308)$$

$$\frac{L_{2+L_6}}{L_r} = \frac{1}{X \omega_5 t_{o2}} \quad (309)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_r} \left( \frac{E_{rm}}{E_d} \right)^2, \quad \frac{E_{rm}}{E_d} = \frac{1}{X} \sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X} & \left[ \frac{\pi}{2} + \sqrt{1+K_1} \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{X} \right) + \right. \\ & + \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) + \\ & + \sqrt{\frac{1+K_1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_1+K_2} \left( \frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1 \right) + 1}} \right) + \\ & \left. + X - \sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1} \right] \quad (310) \end{aligned}$$



As formas de onda que representam o comportamento do circuito são:

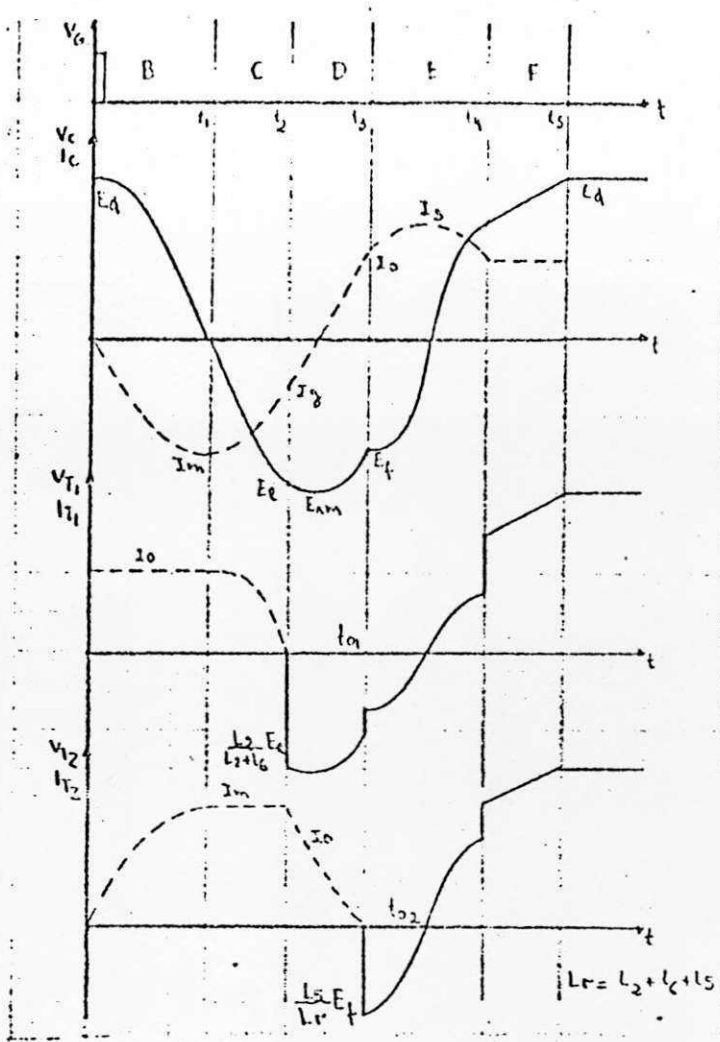


Fig. 114 - Formas de onda - Grupo 4 - caso c

#### Grupo 5

Este grupo difere do Grupo 4 em relação a malha de a celeração, que aqui se efetiva pelo diodo em anti-paralelo com o tiristor principal.

caso a

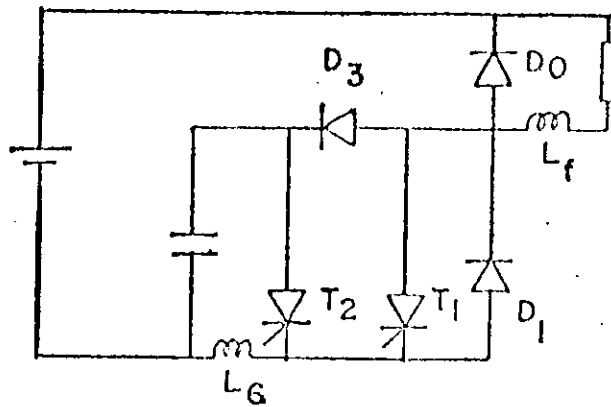


Fig. 115 - Grupo 5 - caso a

A análise do circuito permite determinar os seguintes parâmetros:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{2}{X} \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) \quad (311)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{2 \cos^{-1} (1/X)} \quad (312)$$

$$\frac{L_6}{L_r} = \frac{1}{2X \cos^{-1} (1/X)} \quad (313)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \quad (314)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \pi + \sin^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + 2 \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + X - \sqrt{X^2 - 1} \right] \quad (315)$$

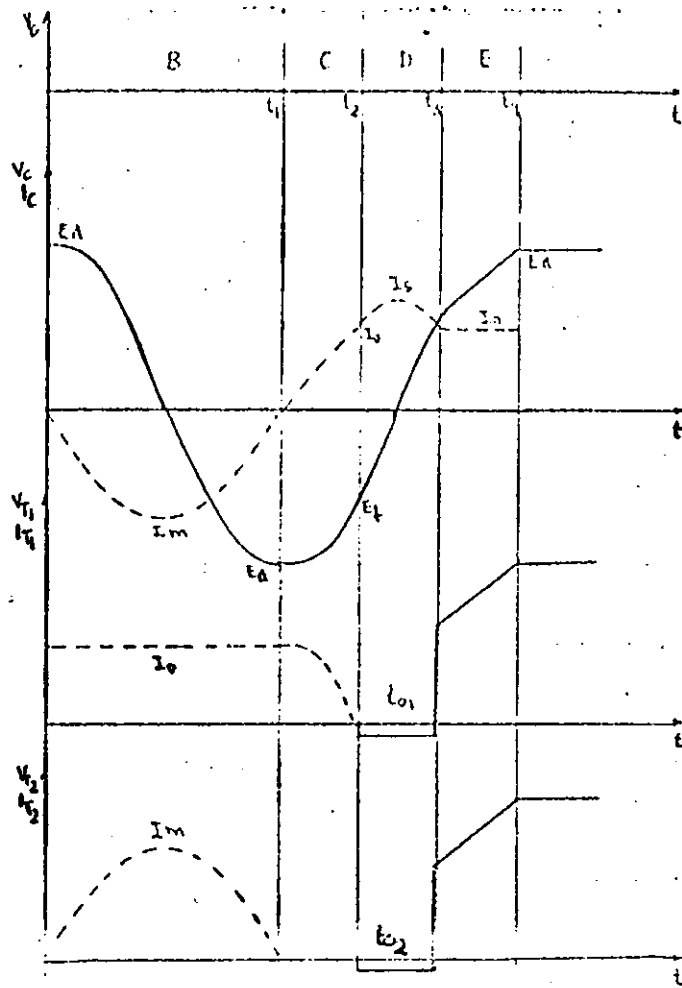


Fig. 116 - Formas de onda - Grupo 5 - caso a

caso b

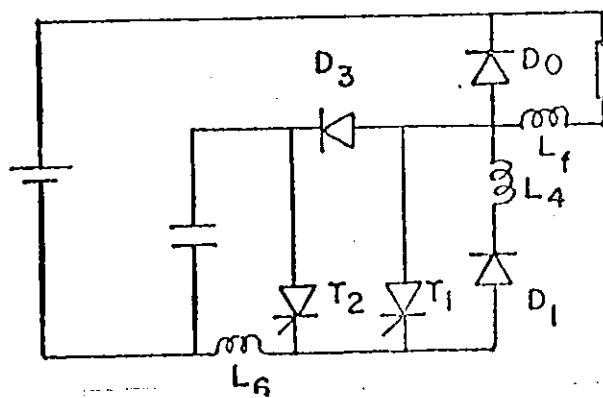


Fig. 117 - Grupo 5 - caso b

Este caso é exatamente igual ao caso a do Grupo 4, mesmas expressões em todos os intervalos, mesmas formas de onda.

Comparando as topologias de ambos, o fato de o diodo da malha de aceleração estar em anti-paralelo com  $T_1$  ou  $T_2$ , em nada modifica o funcionamento do circuito.

$L_4$  difere de  $L_5$  somente pelo índice o qual está associado a localização no circuito.

### caso c

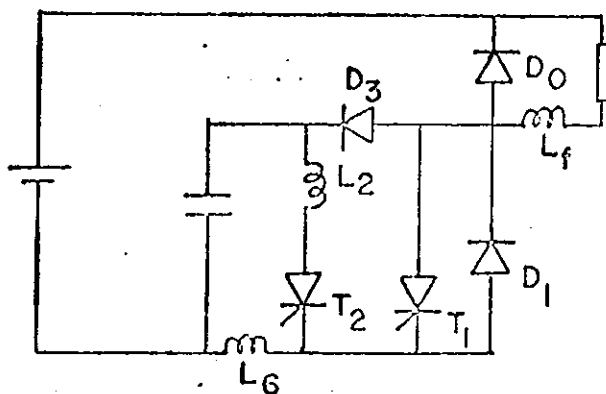


Fig. 118 - Grupo 5 - caso c

A análise do circuito permite determinar

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) + \right. \\ \left. + 2 \sqrt{\frac{1}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{2X + (1+K_1)(X-1)^2 + 1 + K_1}} \right) \right] \quad (316)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{2}{X} \sqrt{\frac{1}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{2X + (1+K_1)(X-1)^2 + (1+K_1)}} \right) \quad (317)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\omega_5 t_{o1}} \quad \therefore \quad \omega_5 = \frac{X}{T_o} \quad (318)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\omega_5 t_{o2}} \quad (319)$$

$$\frac{L_6}{L_r} = \frac{1}{X \omega_5 t_{o2}} \quad (320)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_r} \quad (321)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + X - \sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1} \right] + \frac{t_{o1}}{T_o} \quad (322)$$

As formas de onda representativas do funcionamento do circui-  
to são:

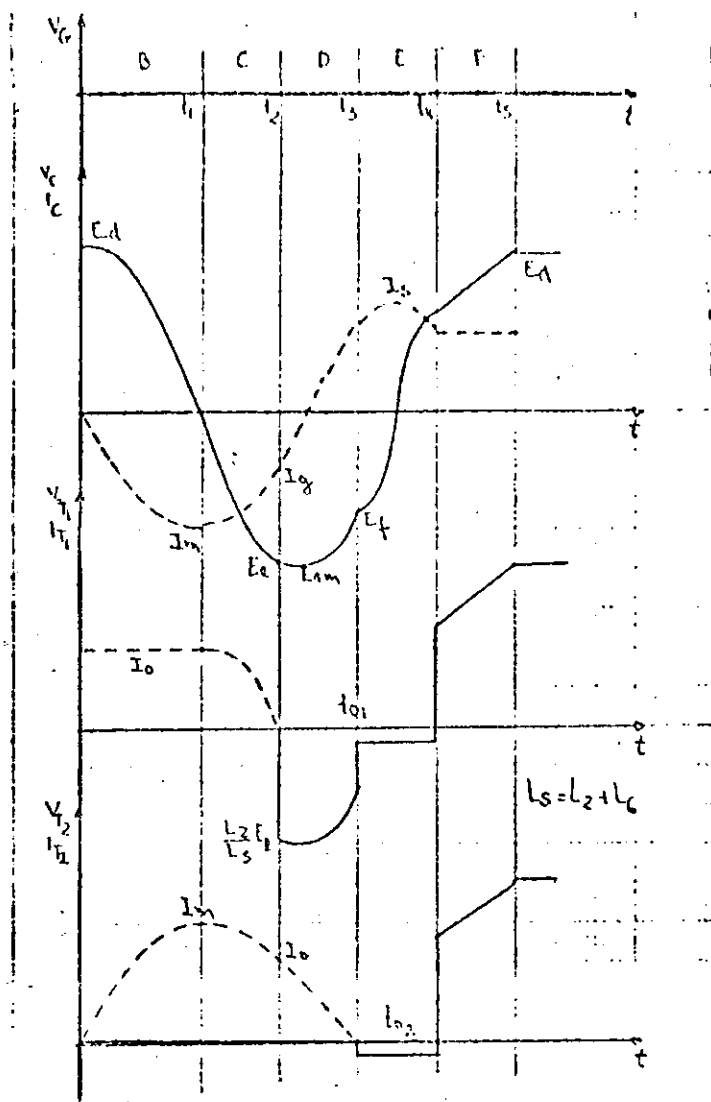


Fig. 119 - Formas de onda - Grupo 5 - caso c

caso d

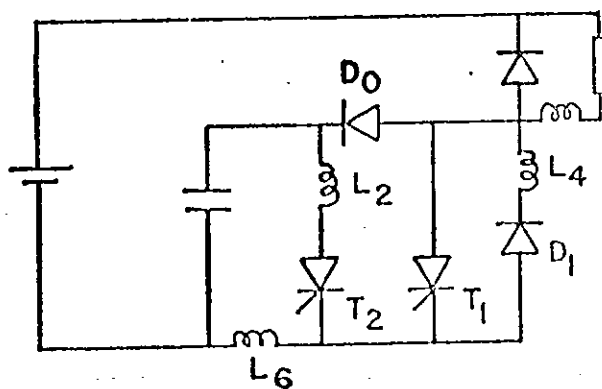


Fig. 120 - Grupo 5 - caso d



Este circuito só difere do caso c deste grupo, na in-  
 dutância resultante da malha de aceleração, no intervalo E.  
 A introdução de  $L_4$  reflete-se nas equações através de  $K_2 = J_4/L_6$

As expressões que representam os parâmetros são:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2}} \right) + \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_2} \left( \frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1 \right) + 1}} \right) \right] \quad (323)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{1}{X} \sqrt{\frac{1+K_2}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_2} \left( \frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1 \right) + 1}} \right) \quad (324)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\omega_s t_{o1}} \quad \therefore \quad \omega_s = \frac{X}{T_o} \quad (325)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\omega_s t_{o2}} \quad (326)$$

$$\frac{L}{L_r} = \sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_2}} \cdot \frac{1}{\cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1+K_1}{1+K_2} \left( \frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1 \right) + 1}} \right)} \quad (327)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r}$$

(328)

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{1}{X} \left[ \frac{\pi}{2} + \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + X - \sqrt{\frac{2X-1}{1+K_1} + (X-1)^2 + 1} \right] + \frac{t_{01}}{T_0} + \frac{t_{02}}{T_0} \quad (329)$$

As formas de onda que se seguem representam o funcionamento do circuito:

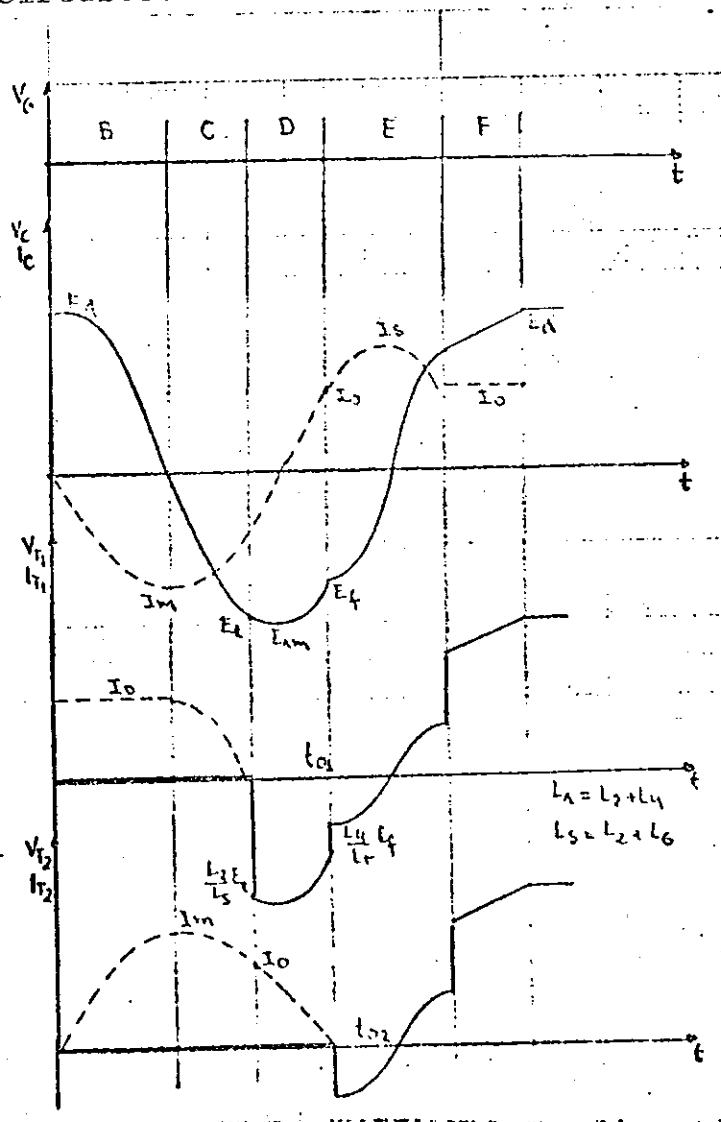


Fig. 121 - Formas de onda - Grupo 5 - caso d

## Grupo 6

Os circuitos deste grupo possuem indutância em série com o capacitor nas malhas de recarga e aceleração. Por conseguinte o capacitor adquire uma sobrecarga cuja tensão é maior que a da fonte  $E_d$ .

caso a

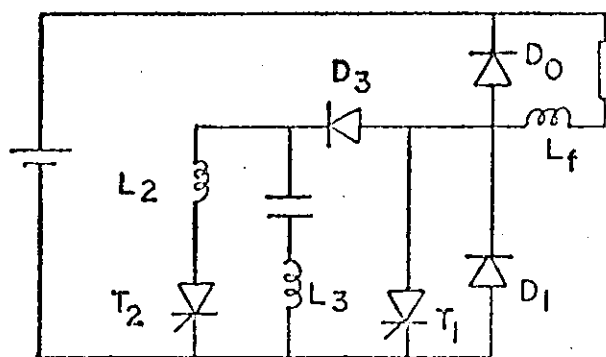


Fig. 122 - Grupo 6 - caso a

Quando o diodo  $D_3$  fica diretamente polarizado,

$\frac{L_2}{L_3 + L_2} e_c(t_2)$  é a tensão reversa inicial aplicada sobre  $T_1$ .

Durante a aceleração a tensão reversa aplicada tanto sobre  $T_1$  como sobre  $T_2$  é suave.

Através da análise detalhada do circuito é possível determinar:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{x}{x - \sqrt{\frac{K_1}{1 + K_1}}}, \quad K_1 = \frac{L_3}{L_2} \quad (330)$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \cos^{-1} \left( \frac{1-X}{X} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) +$$

$$+ \sqrt{\frac{K_1}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(1+K_1)(X^2-1)}{K_1} + 1}} \right) \quad (331)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{2E_c}{XE_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(1+K_1)(X^2-1)}{K_1} + 1}} \right) \quad (332)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{E_d}{E_c} \cdot \frac{X}{\omega_1 t_{o1}} \quad \dots \quad \omega_1 = \frac{X}{T_o} \frac{E_d}{E_c} \quad (333)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{2 \frac{E_c}{E_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(1+K_1)(X^2-1)}{K_1} + 1}} \right)} \quad (334)$$

$$\frac{L}{L_r} = \frac{1}{2X \frac{E_c}{E_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(1+K_1)(X^2-1)}{K_1} + 1}} \right)} \quad (335)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (336)$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \frac{\pi}{2} + \cos^{-1} \left( \frac{X-1}{X} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1-X}{X} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + \right. \\ \left. + 2 \sqrt{\frac{K_1}{1+K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1+K_1}{K_1} (X^2-1) + 1}} \right) - \right. \\ \left. - \sqrt{X^2-1} + \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{K_1}{1+K_1}} + 1 \right] \quad (337)$$

As formas de onda deste circuito são:

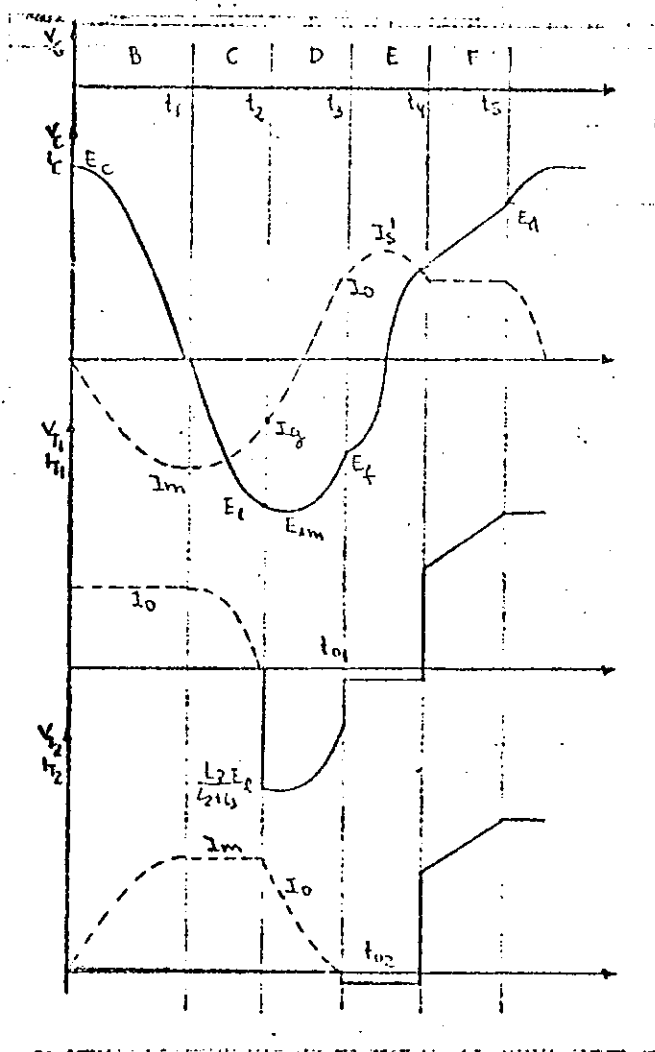


Fig. 123 - Formas de onda - Grupo 6 - caso a

caso b

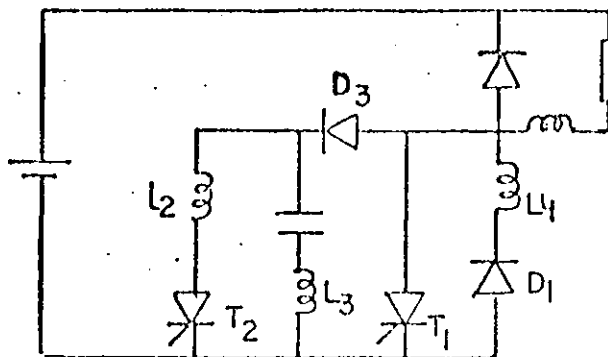


Fig. 124 - Grupo 6 - caso b

O caso b acrescenta  $L_4$ , fazendo com que tanto  $T_1$  como  $T_2$  tenham comutação forte.

As modificações advindas da introdução de mais uma indutância são explicitadas através das relações

$$K_1 = \frac{L_3}{L_2} \quad , \quad K_2 = \frac{L_4}{L_2}$$

Os parâmetros são

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - \sqrt{\frac{K_1}{1 + K_1}}} \quad (338)$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{1 - X}{X} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + \sqrt{\frac{K_1 + K_2}{1 + K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(1 + K_1)(X^2 - 1)}{K_1 + K_2} + 1}} \right) \right] \quad (339)$$

$$\frac{t_{O2}}{T_O} = \frac{E_c}{XE_d} \sqrt{\frac{K_1 + K_2}{1 + K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(1 + K_1)(X^2 - 1)}{K_1 + K_2} + 1}} \right) \quad (340)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{E_d}{E_c} \frac{X}{\omega_1 t_{O1}}, \quad \omega_1 = \frac{X}{T_O} \frac{E_d}{E_c} \quad (341)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{E_d}{E_c} \frac{X}{\omega_1 t_{O2}} \quad (342)$$

$$\frac{L}{L_r} = \frac{\sqrt{\frac{1 + K_1}{K_1 + K_2}}}{X \frac{E_c}{E_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{(1 + K_1)(X^2 - 1)}{K_1 + K_2} + 1}} \right)} \quad (343)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (344)$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_O} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \frac{\pi}{2} + \cos^{-1} \left( \frac{X - 1}{X} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1 - X}{X} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{X} \right) + \right. \\ \left. + \sqrt{\frac{K_1 + K_2}{1 + K_1}} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1 + K_1}{K_1 + K_2} (X^2 - 1) + 1}} \right) - \right. \\ \left. - \sqrt{X^2 - 1} + \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{K_1}{1 + K_1}} \right] + 1 \quad (345) \end{aligned}$$

As formas de onda representativas do comportamento do circuito são:



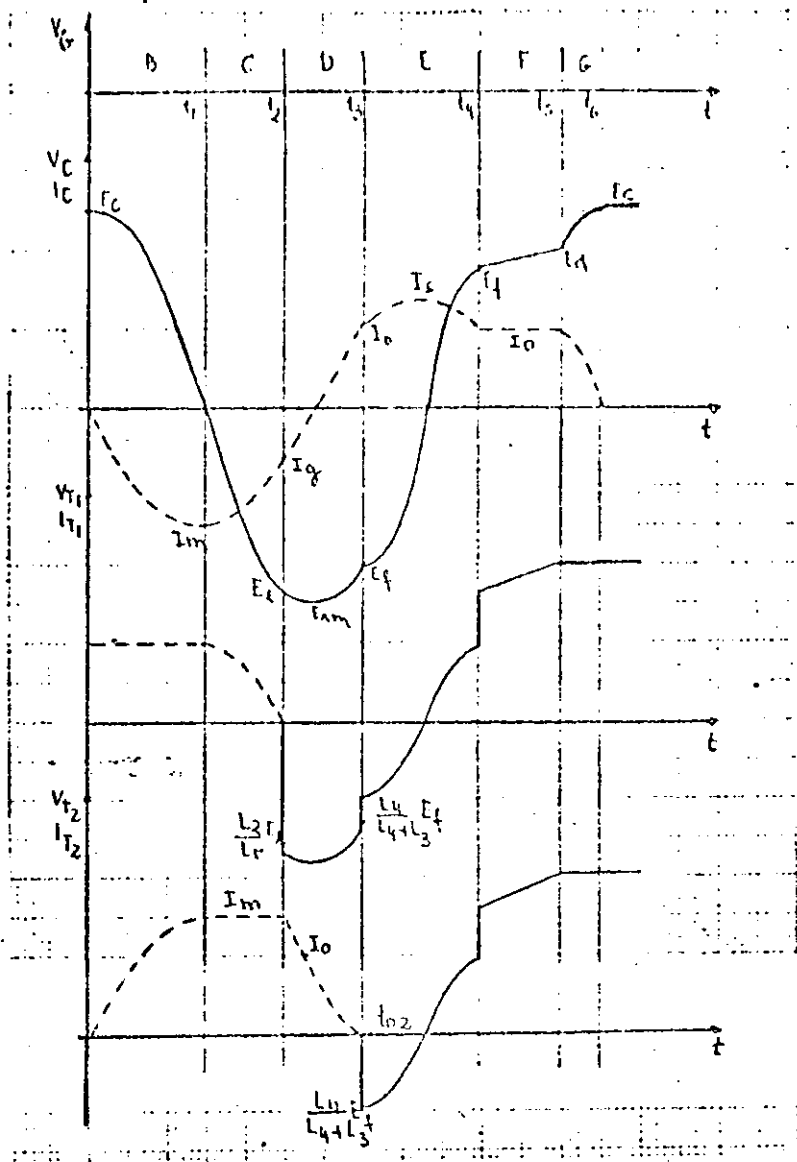


Fig. 125 - Formas de onda - Grupo 6 - caso b

caso c

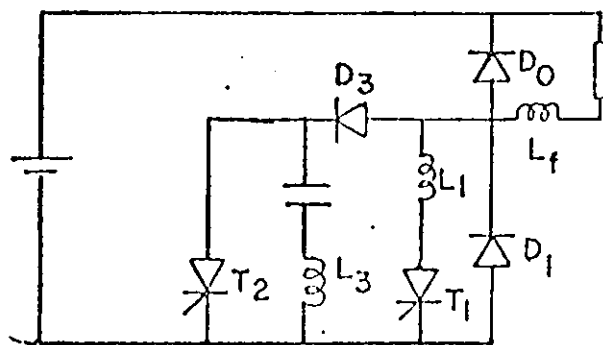


Fig. 126 - Grupo 6 - caso c

Os parâmetros são determinados por:

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X-1} \quad (346)$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{2E_c}{XE_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - \frac{1}{1+K_1} + 1}} \right) \quad (347)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{X} \sqrt{\frac{1}{1+K_1}} \right) + 2 \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - \frac{1}{1+K_1} + 1}} \right) \right] \quad (348)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{XE_d}{2E_c \omega_1 t_{o1}} \quad (349)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{XE_d}{E_c \omega_1 t_{o2}} \quad (350)$$

$$\frac{L_3}{L_r} = \frac{1}{2X \frac{E_c}{E_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - \frac{1}{1+K_1} + 1}} \right)} \quad (351)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (352)$$

$$\frac{t_t}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \frac{3\pi}{2} + \sqrt{1+K_1} \sin^{-1} \left( \sqrt{\frac{1}{1+K_1}} \cdot \frac{1}{X} \right) + \right. \\ \left. + 2 \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{X^2 - \frac{1}{1+K_1} + 1}} \right) + (X-1) - \sqrt{X^2 - \frac{1}{1+K_1}} \right] \quad (353)$$

As formas de onda são apresentadas a seguir:

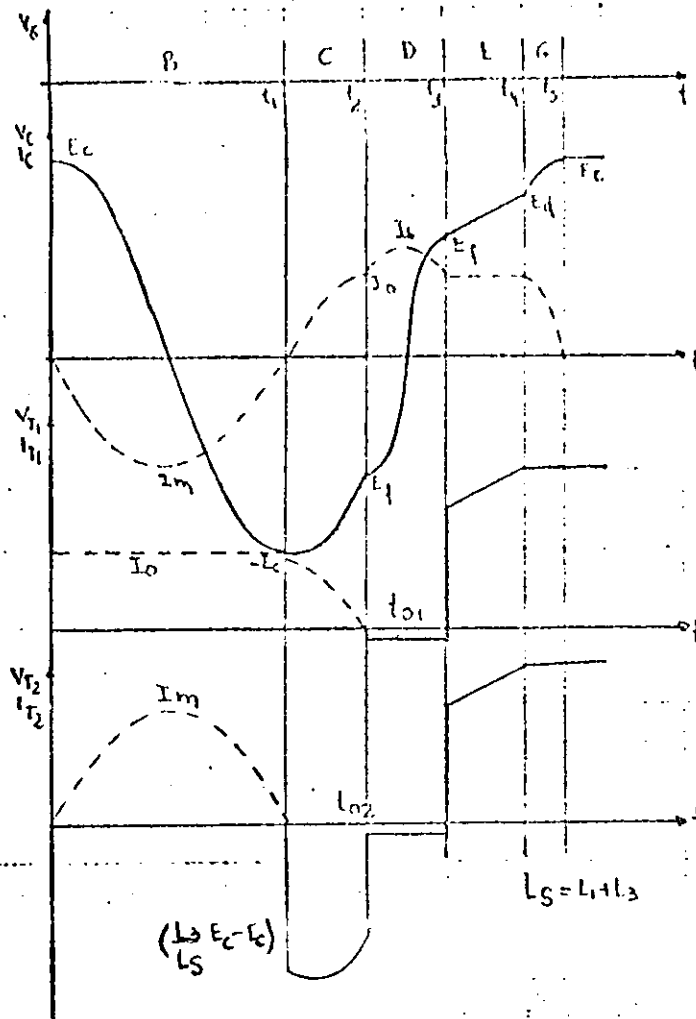


Fig. 127 - Formas de onda - Grupo 6 - caso c

caso d

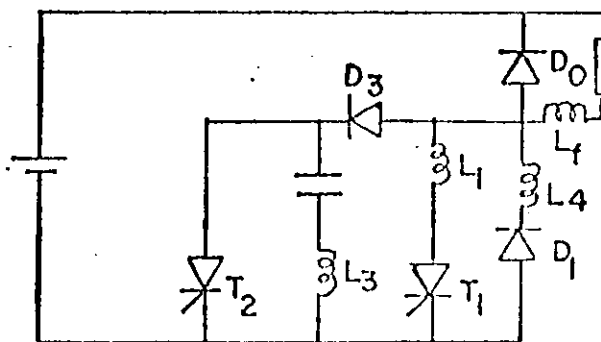


Fig. 128 - Grupo 6 - caso d

As indutâncias são expressas através das relações

$$K_1 = \frac{L_1}{L_3}, \quad K_2 = \frac{L_4}{L_3}$$

Os parâmetros portanto são determinados através de:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \sqrt{K_2 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{K_2 + 1} \left( X^2 - \frac{1}{K_1 + 1} \right) + 1}} \right) \quad (354)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \sqrt{K_1 + 1} \operatorname{sen}^{-1} \frac{1}{X} \sqrt{\frac{1}{K_1 + 1}} + \sqrt{K_2 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{K_2 + 1} \left( X^2 - \frac{1}{1 + K_1} \right) + 1}} \right) \right] \quad (355)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\frac{E_c}{E_d} \sqrt{K^2 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{K_2 + 1} \left( X^2 - \frac{1}{1 + K_1} \right) + 1}} \right)} \quad (356)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X E_d / E_c}{\sqrt{K_1 + 1} \operatorname{sen}^{-1} \left( \sqrt{\frac{1}{K_1 + 1}} \cdot \frac{1}{X} \right) + \sqrt{K_2 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{K_2 + 1} \left( X^2 - \frac{1}{1 + K_1} \right) + 1}} \right)} \quad (357)$$

$$\frac{L_3}{L_r} = \frac{1}{X \frac{E_c}{E_d} \sqrt{K_2 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{K_2 + 1} \left( X^2 - \frac{1}{1 + K_1} \right) + 1}} \right)} \quad (358)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_l}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (359)$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{E_c}{X E_d} \left[ \sqrt{K_1 + 1} \operatorname{sen}^{-1} \left( \sqrt{\frac{1}{K_1 + 1}} \frac{1}{X} \right) + \right. \\ \left. + 2 \sqrt{K_2 + 1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{K_2 + 1} \left( X^2 - \frac{1}{K_1 + 1} \right) + 1}} \right) + \right. \\ \left. + (X - 1) - \sqrt{X^2 - \frac{1}{1 + K_1}} + \frac{3\eta}{2} \right] \quad (360)$$

As formas de onda representativas do comportamento do circuito são:

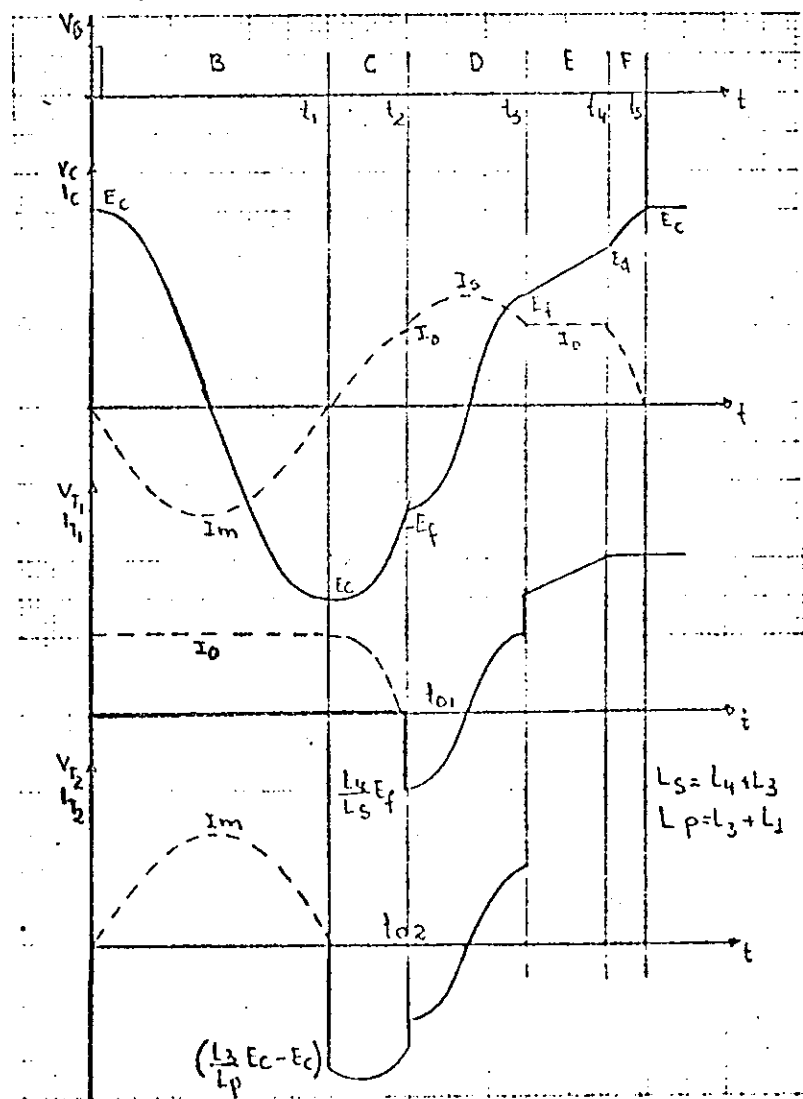


Fig. 129 - Formas de onda - Grupo 6 - caso d

## Grupo 7

caso a

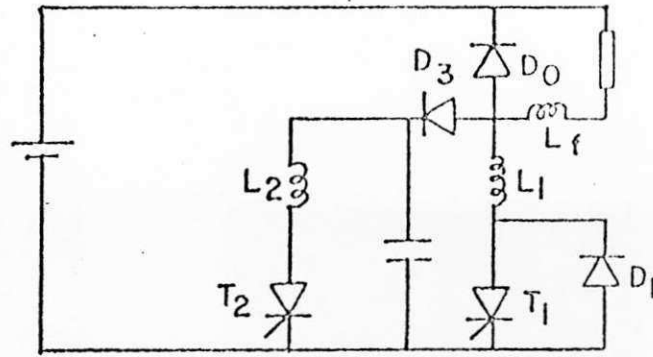


Fig. 130 - Grupo 7 - caso a

Este caso não tem sobretensão e  $K_1 = \frac{L_1}{L_2}$

Os parâmetros são:

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{1}{X} \cos^{-1} \left( \frac{K_1 - (X-1)}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}} \right) +$$

$$+ 2 \sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{2 + \frac{1}{K_1} ((X-1)^2 - 1)}} \right) \quad (361)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{\sqrt{K_1}}{X} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{2 + \frac{1}{K_1} ((X-1)^2 - 1)}} \right) \quad (362)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\omega_1 t_{o1}} \quad (363)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\omega_1 t_{O2}} \quad (364)$$

$$\frac{L_2}{L_r} = \frac{1}{X\omega_1 t_{O2}} \quad (365)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C}{C_r} \quad (366)$$

$$\begin{aligned} \frac{t_t}{T_o} = \frac{1}{X} & \left[ \frac{\pi}{2} + \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + 1}} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1}{X} (K_1 + 1) \right) + \right. \\ & \left. + X - \sqrt{\frac{K_1 + (X-1)^2 - 1}{K_1 + (X-1)^2}} \right] + \frac{t_{O1}}{T_o} \quad (367) \end{aligned}$$

As formas de onda representativas do funcionamento do circuito são apresentadas a seguir:



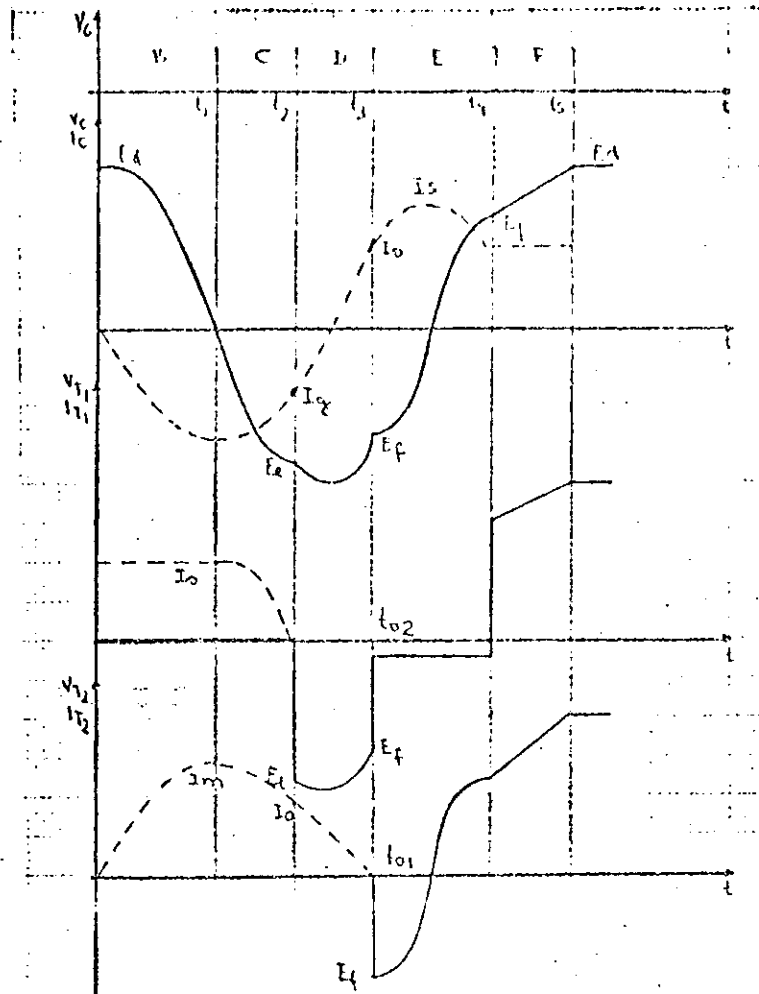


Fig. 131 - Formas de onda - Grupo 7 - caso a

caso b

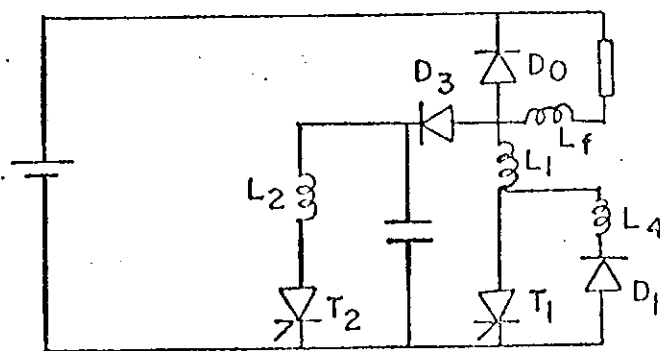


Fig. 132 - Grupo 7 - caso b

Com a introdução de  $L_4$ , a comutação de  $T_1$  passa a ser forte.

$$K_1 = \frac{L_1}{L_2}, \quad K_2 = \frac{L_4}{L_2}$$

Os parâmetros dos circuitos são:

$$\frac{t_{01}}{T_0} = \frac{1}{X} \left[ \cos^{-1} \left( \frac{K_1 - (X-1)}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{K_1 + (X-1)^2}} \right) + \sqrt{K_1 + K_2} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_1 + K_2} (K_1 + (X-1)^2 - 1)}} \right) \right] \quad (368)$$

$$\frac{t_{02}}{T_0} = \frac{\sqrt{K_1 + K_2}}{X} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{K_1 + K_2} (K_1 + (X-1)^2 - 1)}} \right) \quad (369)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\omega_1 t_{01}} \quad \dots \quad \omega_1 = \frac{X}{T_0} \quad (370)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\omega_1 t_{02}} \quad (371)$$

$$\frac{L}{L_r} = \frac{1}{X \omega_1 t_{02}} \quad (372)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_r} \quad (373)$$

$$\frac{t_t}{T_0} = \frac{1}{X} \left[ \frac{\pi}{2} + \sqrt{\frac{K_1}{K_1 + 1}} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1}{X} (K_1 + 1) \right) \right] + X \sqrt{\frac{K_1 + (X-1)^2 - 1}{K_1 + (X-1)^2}} + \frac{t_{O1}}{T_0} + \frac{t_{O2}}{T_0} \quad (374)$$

As formas de onda que este circuito apresenta são:

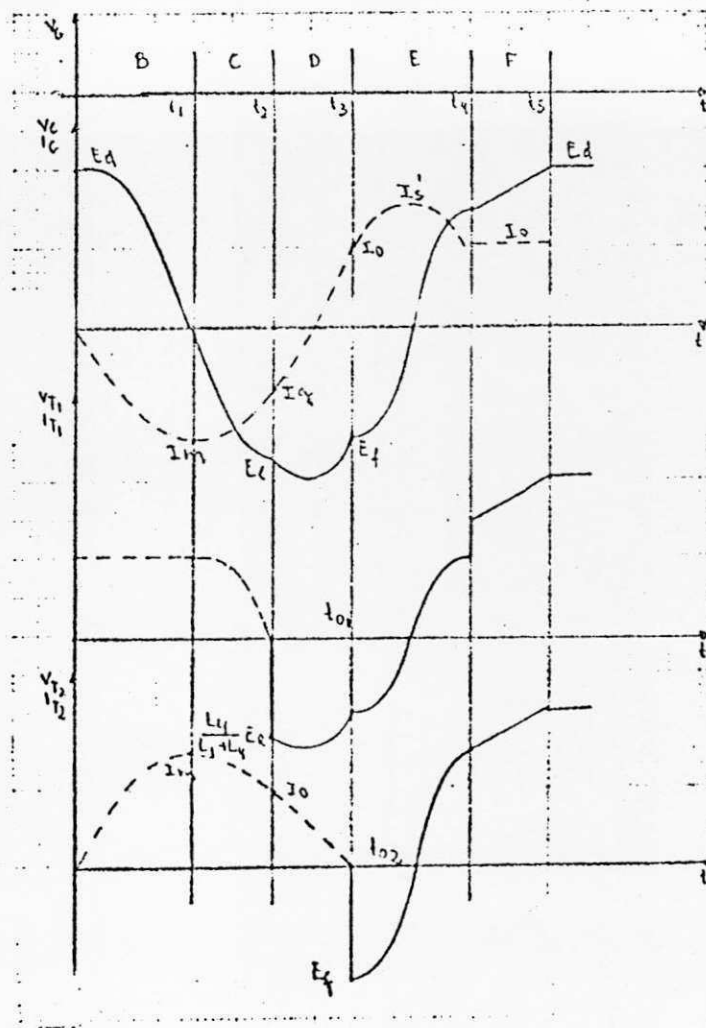
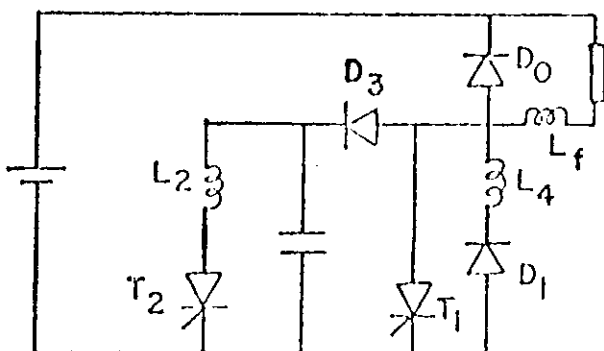


Fig. 133 - Formas de onda - Grupo 7 - caso b

caso c



caso d

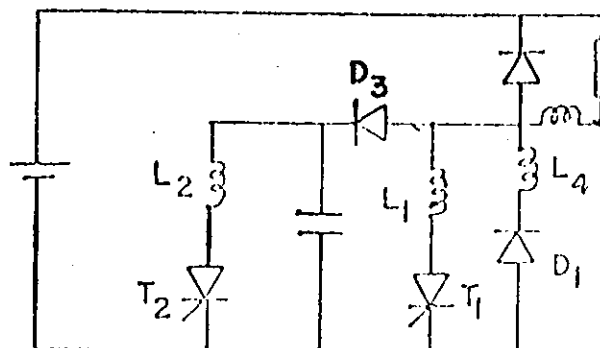


Fig. 134 - Grupo 7 - caso c

Fig. 135 - Grupo 7 - caso d

Estes circuitos s3o diferem dos caso e e caso f do Grupo 1 no intervalo em que ocorre a acelera33o, pois aqui esta 3e feita atrav3s de  $L_4$  e  $D_1$  em anti-paralelo com o tiristor principal. Entretanto esta diferen3a n3o modifica nem as express3es nem as formas de onda, por isto estas s3o aqui omitidas.

## Grupo 8

## caso a

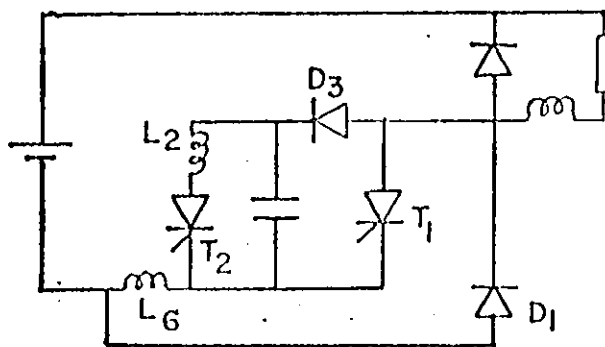


Fig. 136 - Grupo 8 - caso a

A análise detalhada do circuito permite determinar os parâmetros do circuito.

$$\frac{E_c}{E_d} = \frac{X}{X - \sqrt{K_1}} \quad (375)$$

$$\frac{t_{o1}}{T_o} = \frac{E_c}{XE_d} \left[ \frac{\pi}{2} + \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + \sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{X^2 - 2X}{K_1} + 1}} \right) \right] \quad (376)$$

$$\frac{t_{o2}}{T_o} = \frac{E_c \sqrt{K_1}}{XE_d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{X^2 - 2X}{K_1} + 1}} \right) \quad (377)$$

$$\frac{C_1}{C_r} = \frac{X}{\frac{E_c}{E_d} \omega_1 t_{o1}} \quad (378)$$

$$\frac{C_2}{C_r} = \frac{X}{\frac{E_c}{E_d} \omega_1 t_{o2}} \quad (379)$$

$$\frac{L}{L_r} = \frac{X}{X \frac{E_c}{E_d} \omega_1 t_{o2}} \quad (380)$$

$$\frac{W}{W_r} = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_r} \left( \frac{E_c}{E_d} \right)^2 \quad (381)$$

$$\frac{t}{T_0} = \frac{E_c}{X E_d} \left[ \pi + \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{1}{X-1} \right) + 2 \sqrt{K_1} \cos^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{\frac{X^2 - 2X}{K_1} + 1}} \right) - \right. \\ \left. - \sqrt{X^2 - 2X} + \frac{\pi}{2} \sqrt{K_1} \right] + 1 \quad (382)$$

As formas de onda que representam o funcionamento do circuito são:

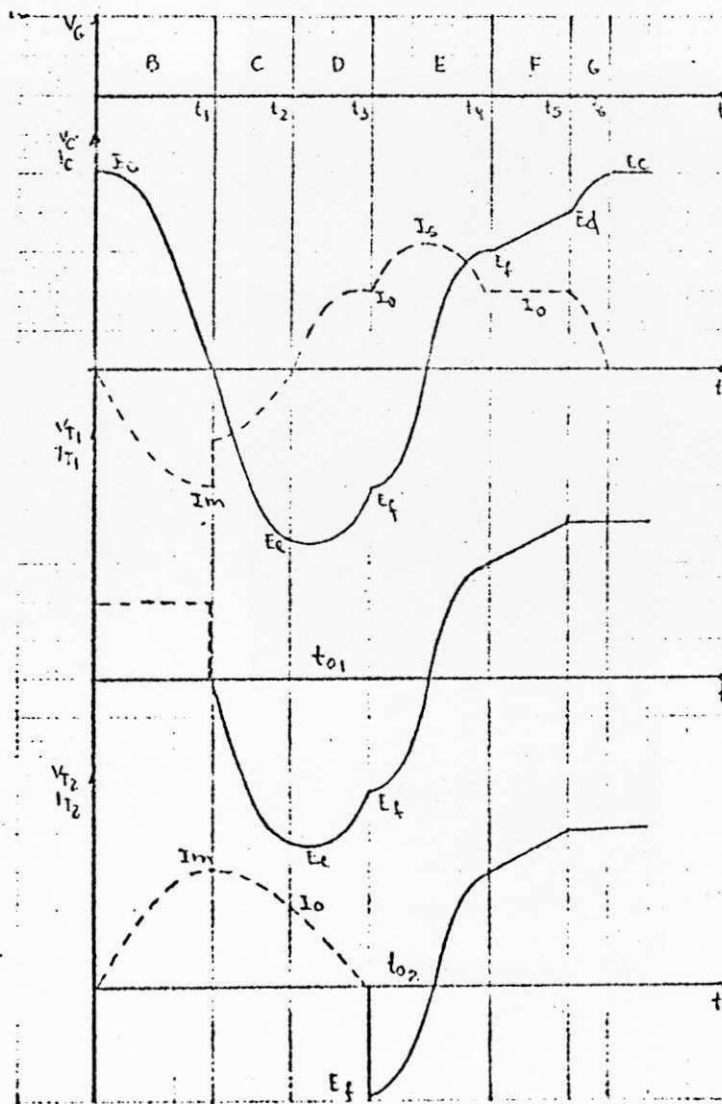


Fig. 137 - Formas de onda - Grupo 8 - caso a

### 3.4 - CONFIGURAÇÕES BÁSICAS

O critério usado para classificação das configurações consideradas básicas é o mesmo do capítulo 2.

A análise dos circuitos mostra que, nesta família de chaveadores, onde a reversão de carga é feita independentemente do tiristor principal, quando determina-se os parâmetros responsáveis pela comutação observa-se que em grande parte dos circuitos, o tempo de aplicação de tensão inversa sobre o tiristor auxiliar é menor que sobre o tiristor principal. Como a expressão do cálculo do capacitor é uma função inversamente proporcional ao tempo de aplicação de tensão reversa, o capacitor calculado com  $t_{01}$  é menor que o calculado com  $t_{02}$ , logo este último é quem satisfaz as condições de operação do circuito.

Pela importância que tem a tensão reversa sobre o tiristor auxiliar, na determinação adequada dos parâmetros da fonte de comutação, é que sua forma de onda também consta como referência para classificação dos chaveadores.

Os circuitos analisados distribuem-se portanto em 22 configurações básicas, apresentadas na Fig. 138.

As Figuras 139 (a,b,c) mostram como os circuitos básicos apresentados na Fig. 138 se comportam com relação a tensão do capacitor, durante o intervalo de comutação, bem como a tensão reversa aplicada sobre o tiristor principal, representada em linha tracejada, e sobre o tiristor auxiliar, representada em linha cheia mas em um gráfico abaixo.



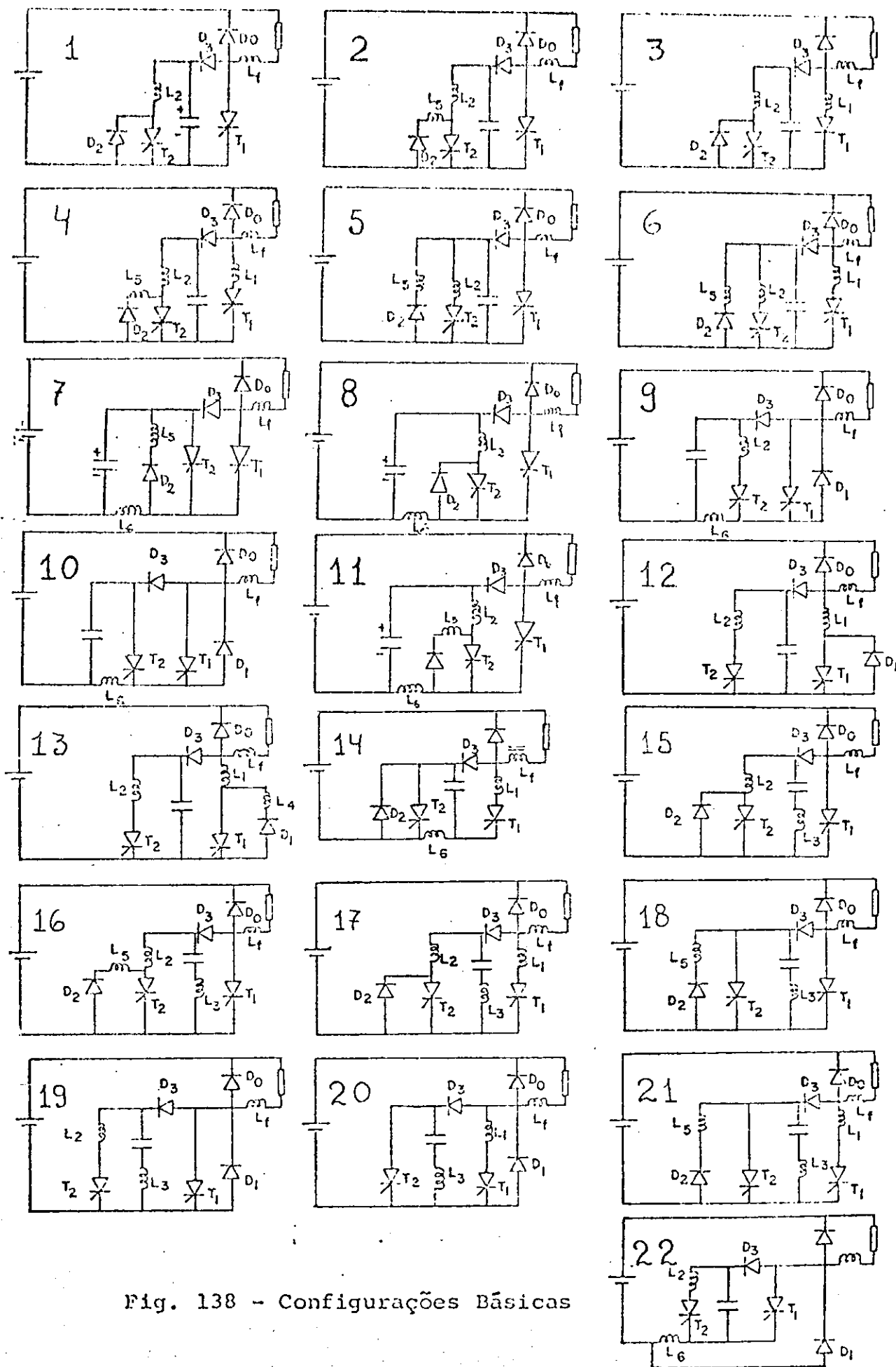


Fig. 138 - Configurações Básicas

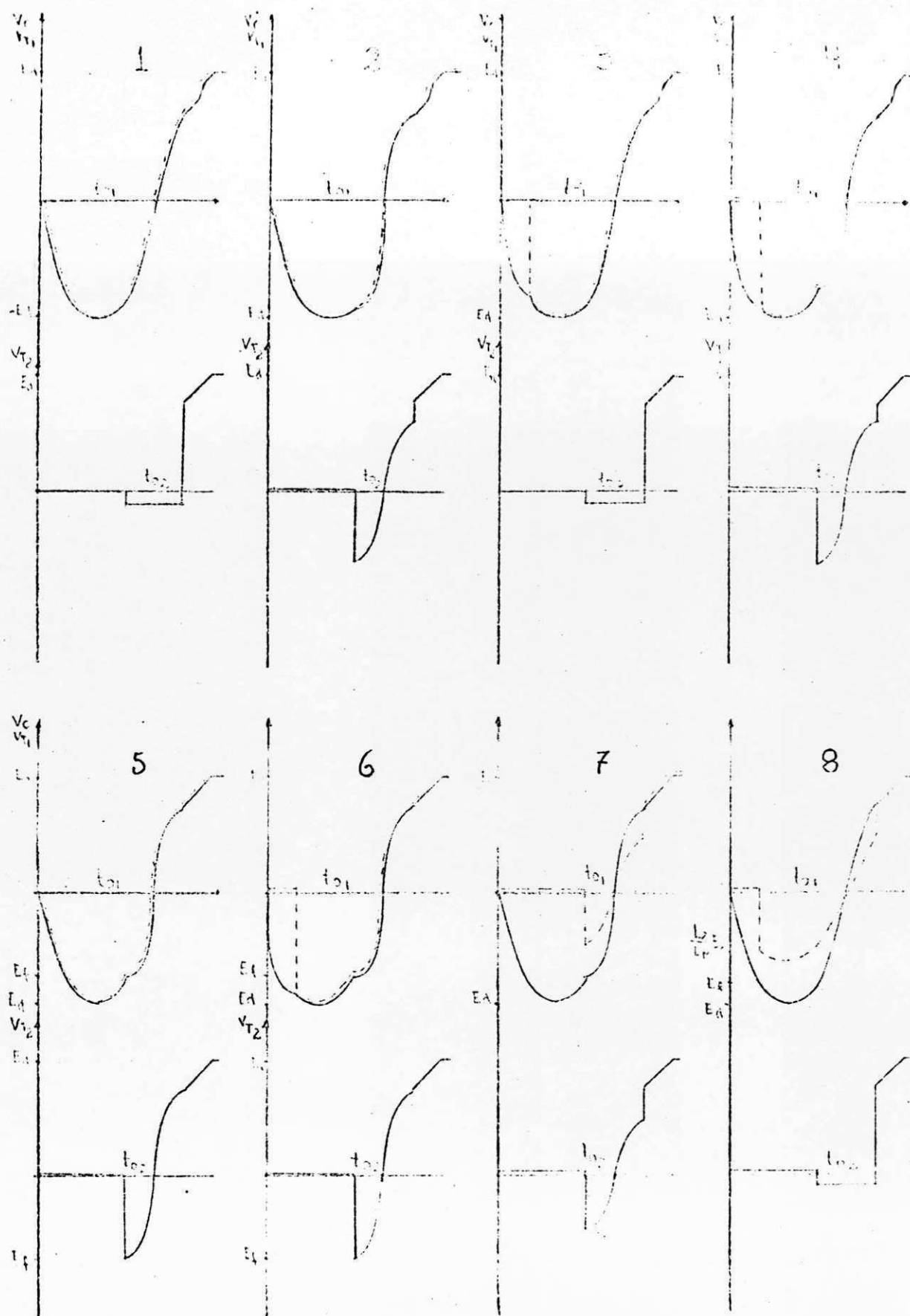


Fig. 139a - Tensão do Capacitor e tensão reversa aplicada sobre os tiristores, principal (tracejado) e auxiliar, durante o intervalo de comutação.



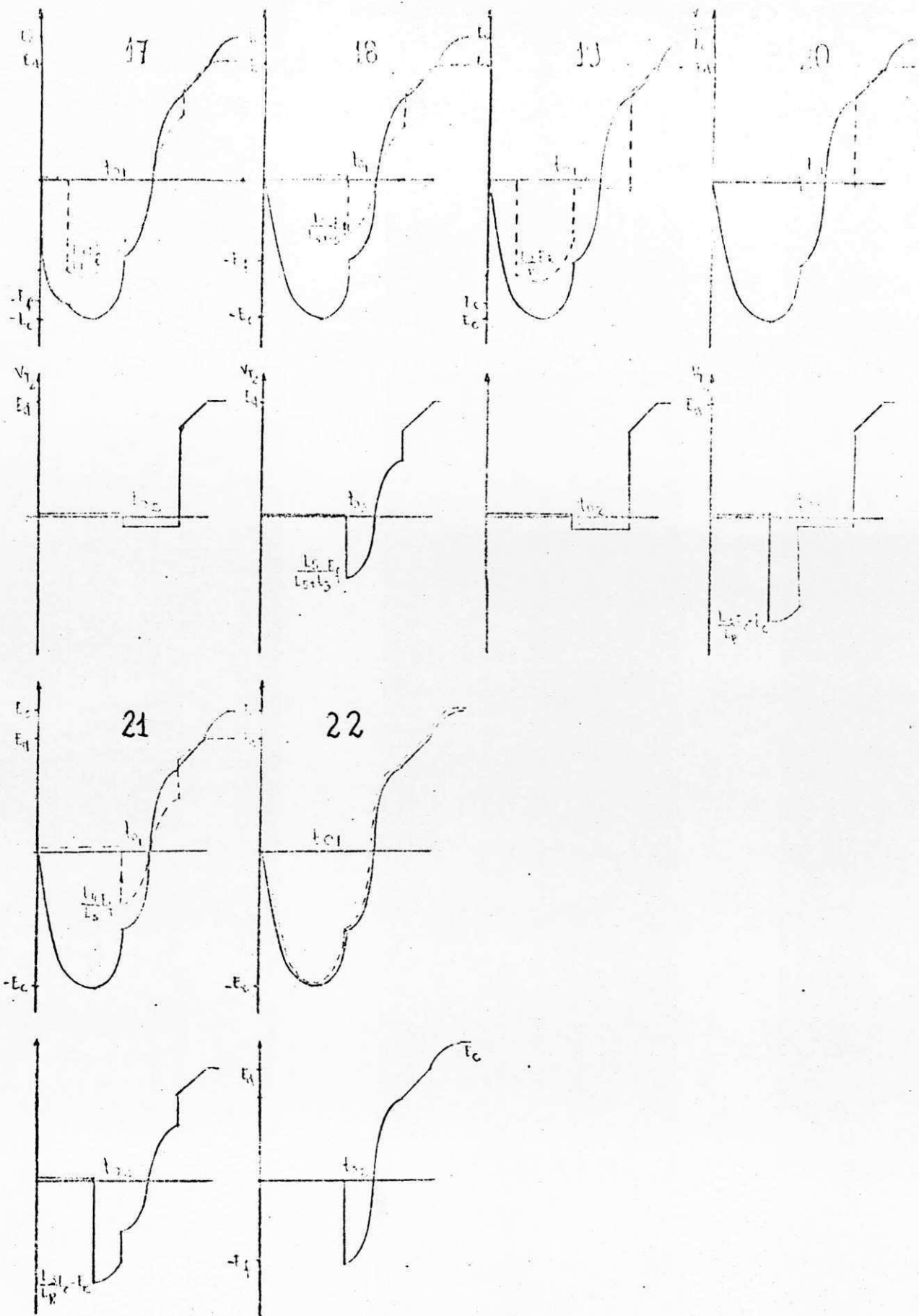


Fig.139c - Tensão do Capacitor e tensão reversa aplicada sobre os tiristores, principal (tracejado) e auxiliar, durante o intervalo de comutação.

## 3.5 - CONSTITUIÇÃO DOS TIPOS

As alternativas de circuitos geradas nos grupos são agora incorporadas aos tipos por analogia de comportamento do intervalo de comutação.

As Figuras 140 à 161 indicam como estas alternativas distribuem-se nos Tipos, segundo o critério citado no Capítulo 2, ítem 2.5.

Tipo 1 - Grupo 1 - caso a

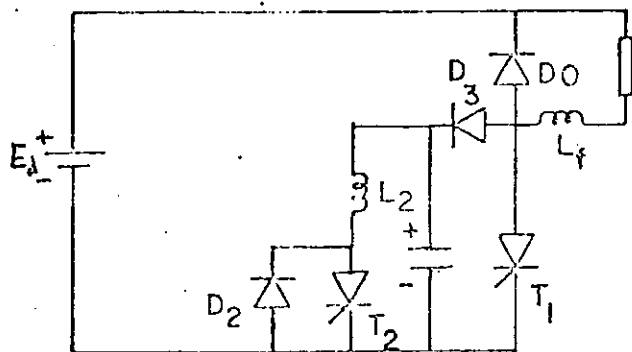


Fig. 140

Tipo 2 - Grupo 1 - caso b

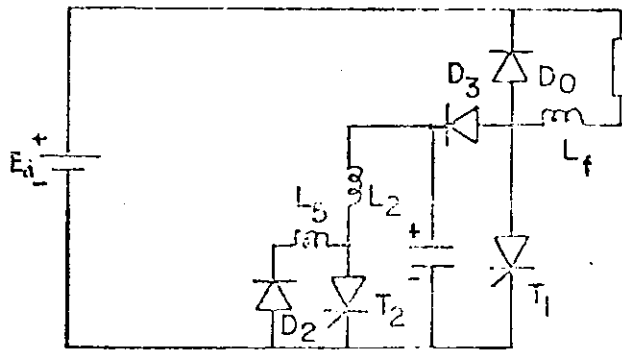


Fig. 141

Tipo 3 - Grupo 1 - caso c

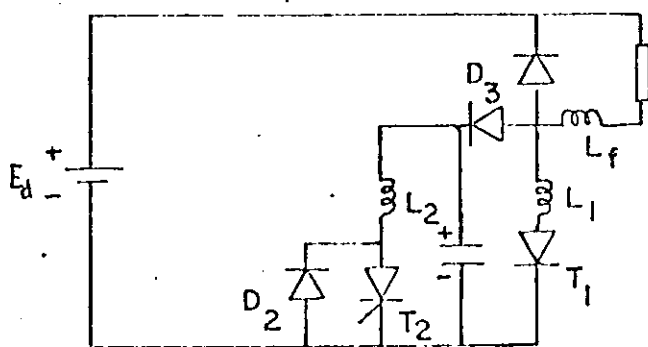


Fig. 142

Tipo 4 - Grupo 1 - caso d

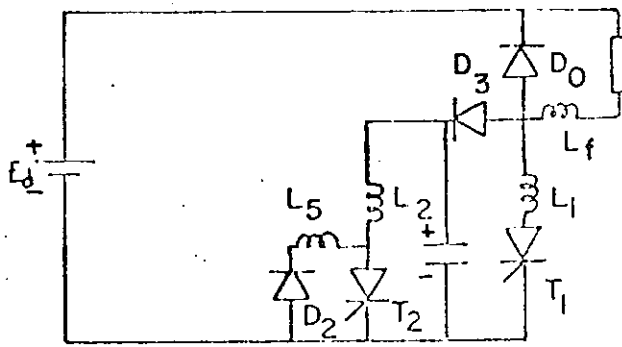


Fig. 143

Tipo 5 - Grupo 1 - caso e

Grupo 7 - caso c

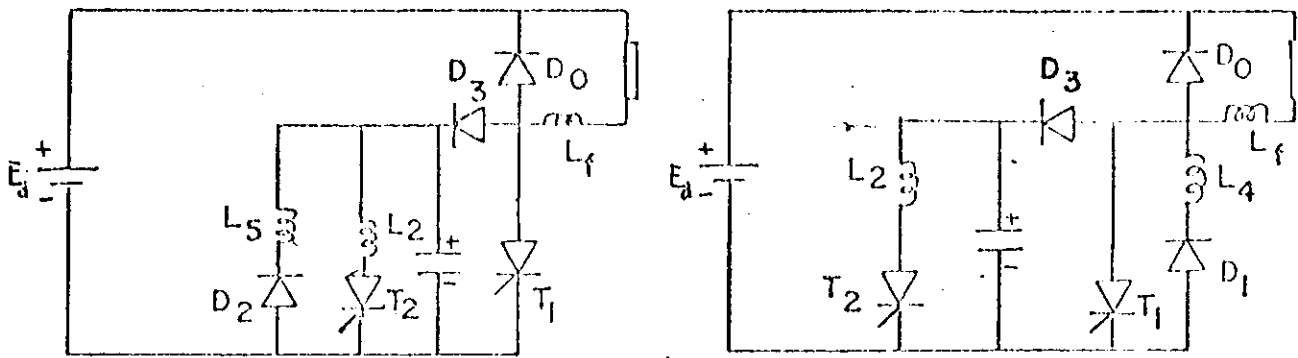


Fig. 144

Tipo 6 - Grupo 1 - caso f

Grupo 7 - caso d

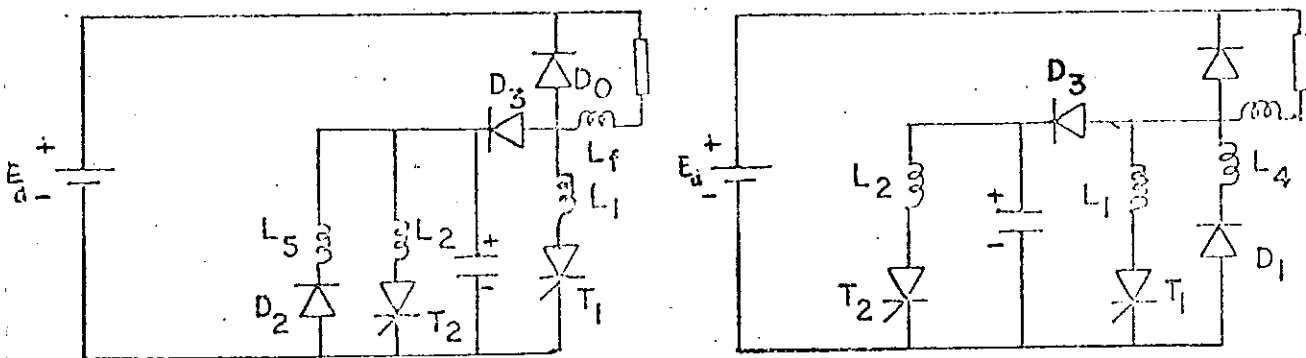


Fig. 145

Tipo 7 - Grupo 4 - caso a

Grupo 5 - caso b

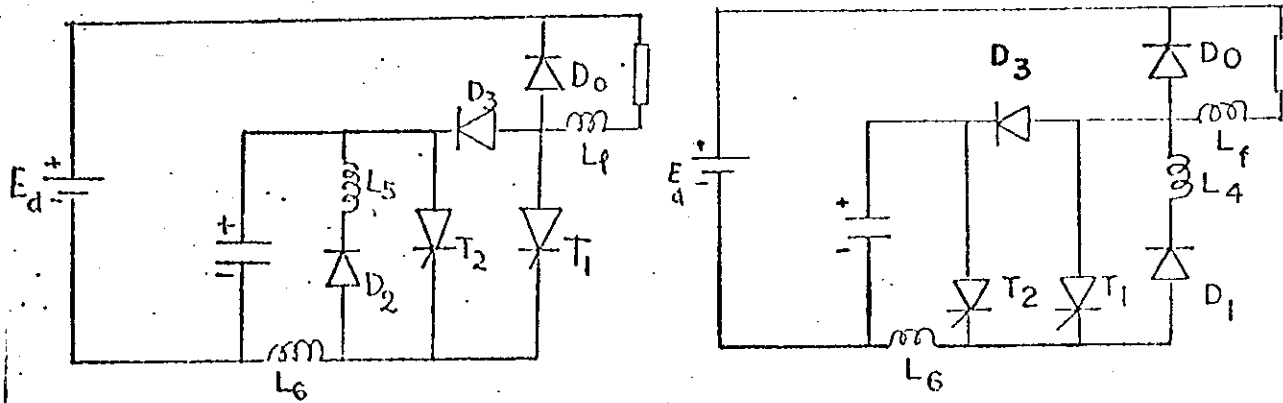


Fig. 146

Tipo 8 - Grupo 4 - caso b

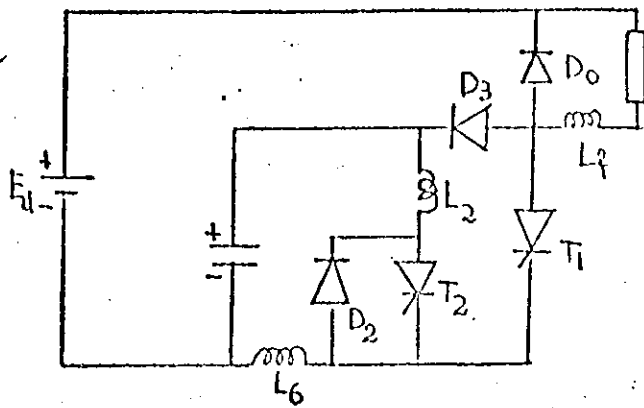


Fig. 147

Tipo 9 - Grupo 5 - caso c

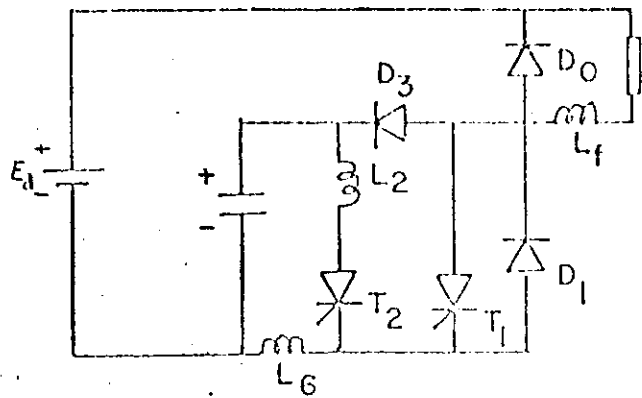


Fig. 148

Tipo 10 - Grupo 5 - caso a

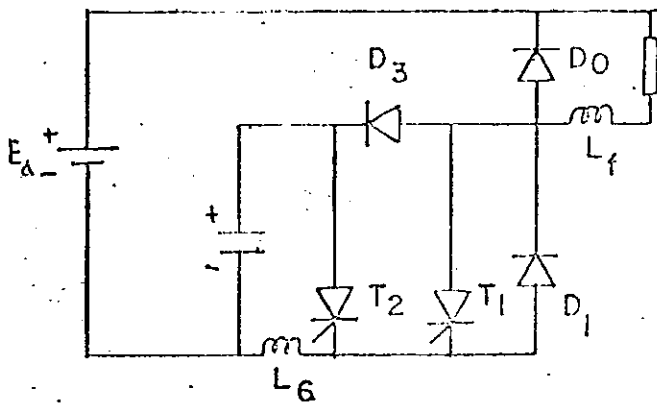


Fig. 149

Tipo 12 - Grupo 7 - caso a

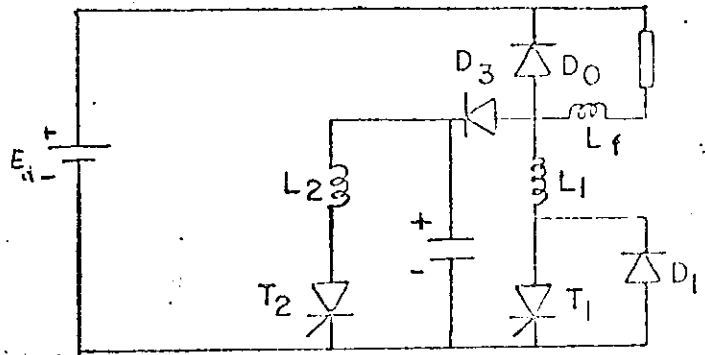


Fig. 150

Tipo 11 - Grupo 4 - caso c

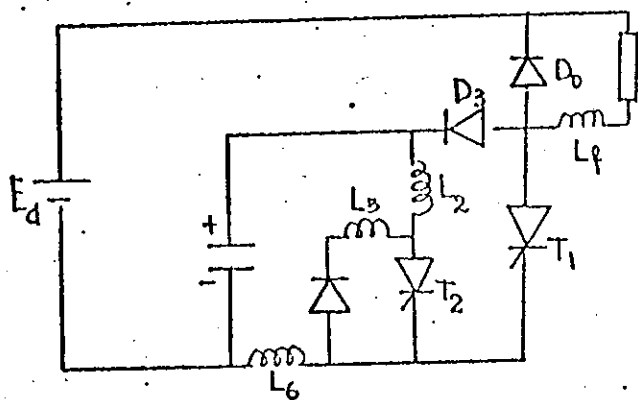
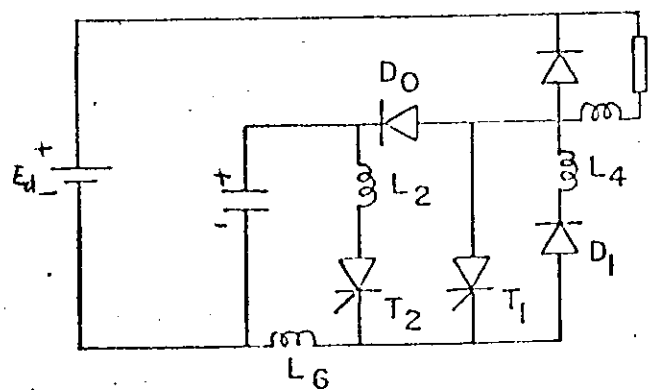


Fig. 151

Grupo 5 - caso d





Tipo 13 - Grupo 7 - caso b

Tipo 14 - Grupo 3 - caso a

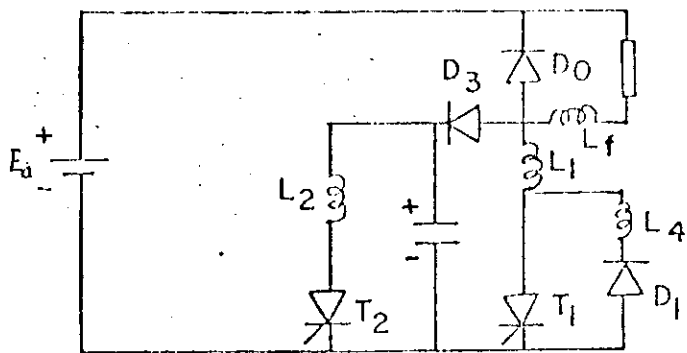


Fig. 152

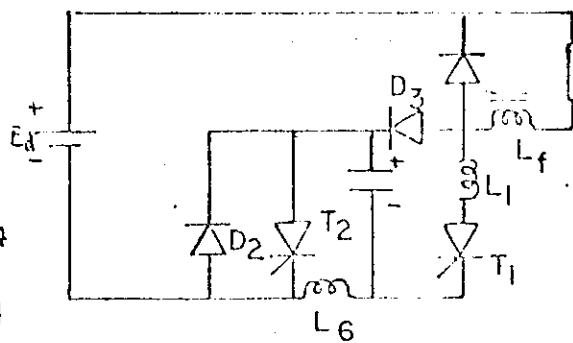


Fig. 153

Tipo 15 - Grupo 2 - caso a

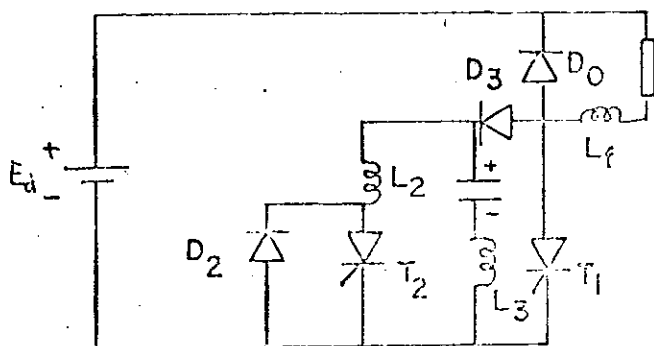


Fig. 154

Tipo 17 - Grupo 2 - caso d

Tipo 18 - Grupo 2 - caso c

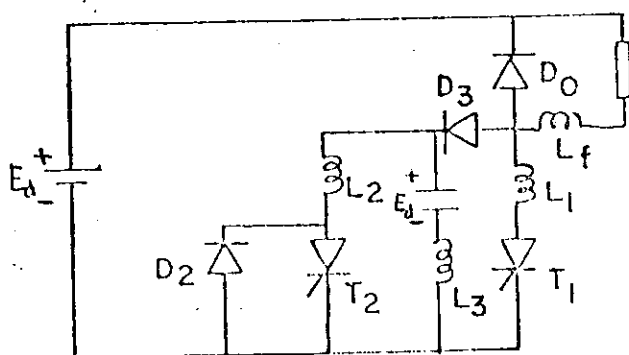


Fig. 155

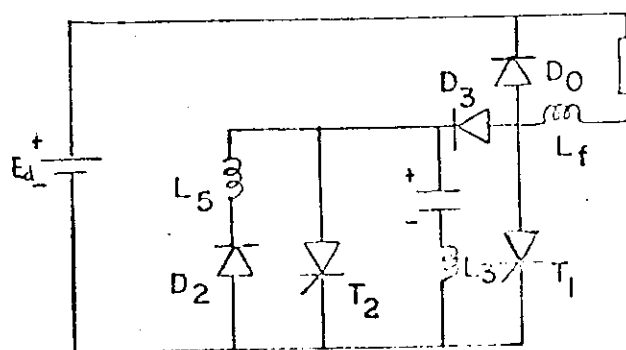


Fig. 156

Tipo 16 - Grupo 2 - casos (b,g), Grupo 3 - caso b,

Grupo 6 - caso b

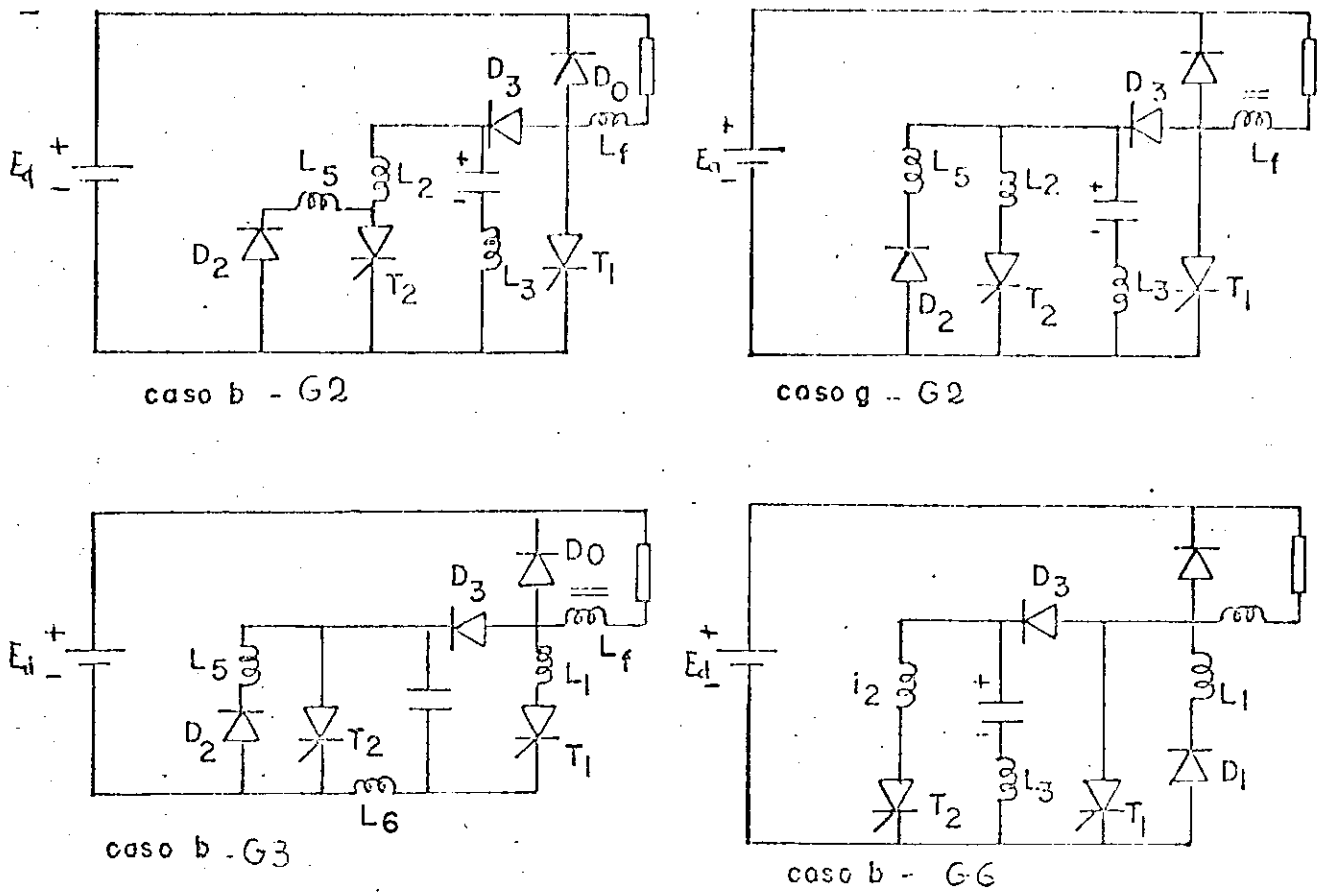


Fig. 157

Tipo 19 - Grupo 6 - caso a

Tipo 20 - Grupo 6 - caso c

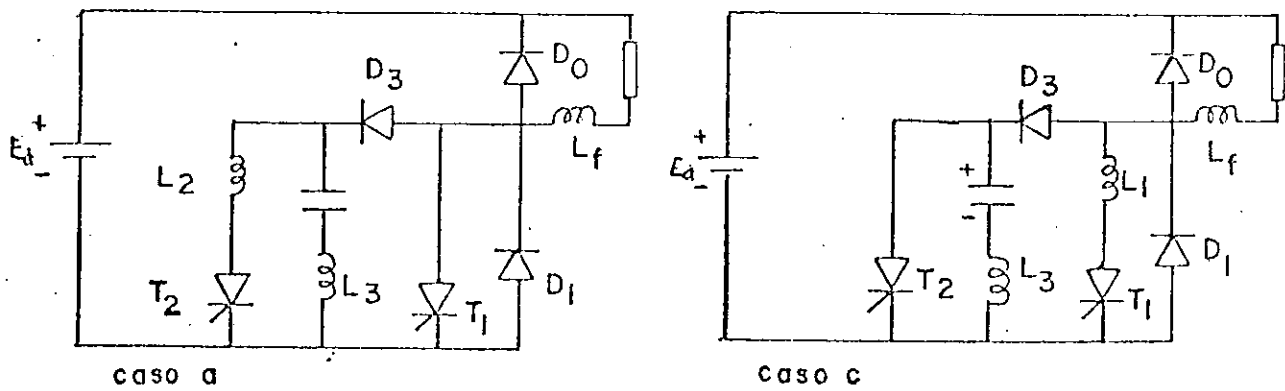


Fig. 158

Fig. 159

Tipo 21 - Grupo 2 - caso f

Grupo 6 - caso d

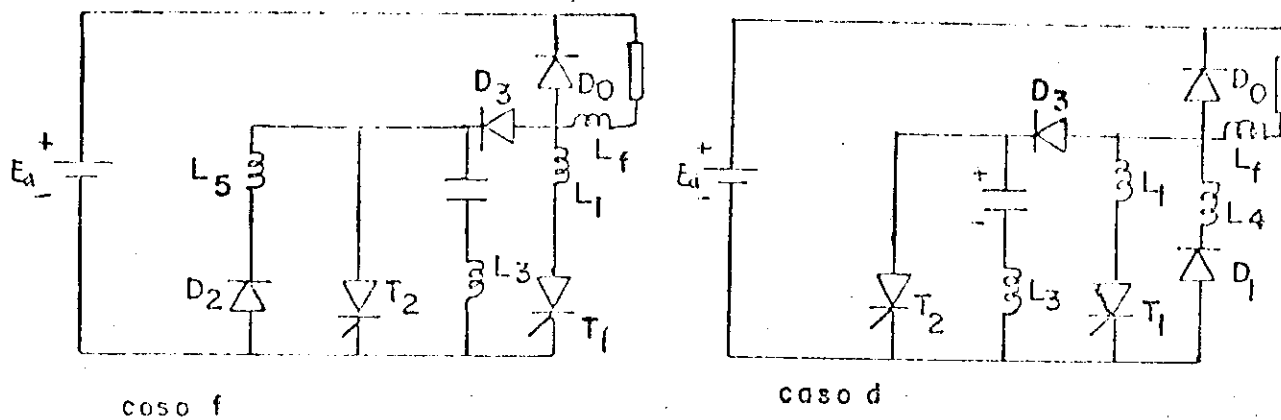


Fig. 160

Tipo 22 - Grupo 8 - caso a

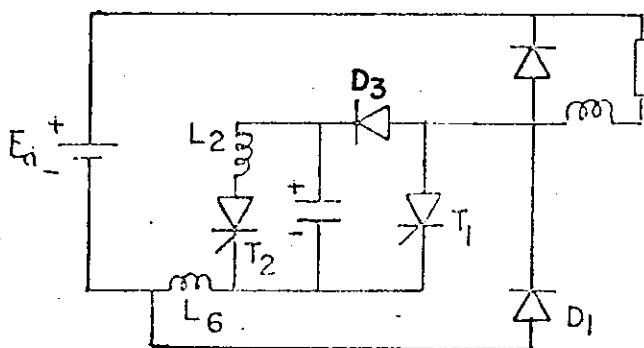


Fig. 161

## 3.6 - ÂBACOS

Os parâmetros dos circuitos estão explicitados na forma de âbacos, a semelhança do que foi feito no capítulo 2.

Aqui, são acrescentados o tempo de aplicação da tensão reversa sobre o tiristor auxiliar  $t_{o2}$ , e o capacitor  $C_2$  calculado com  $t_{o2}$ .

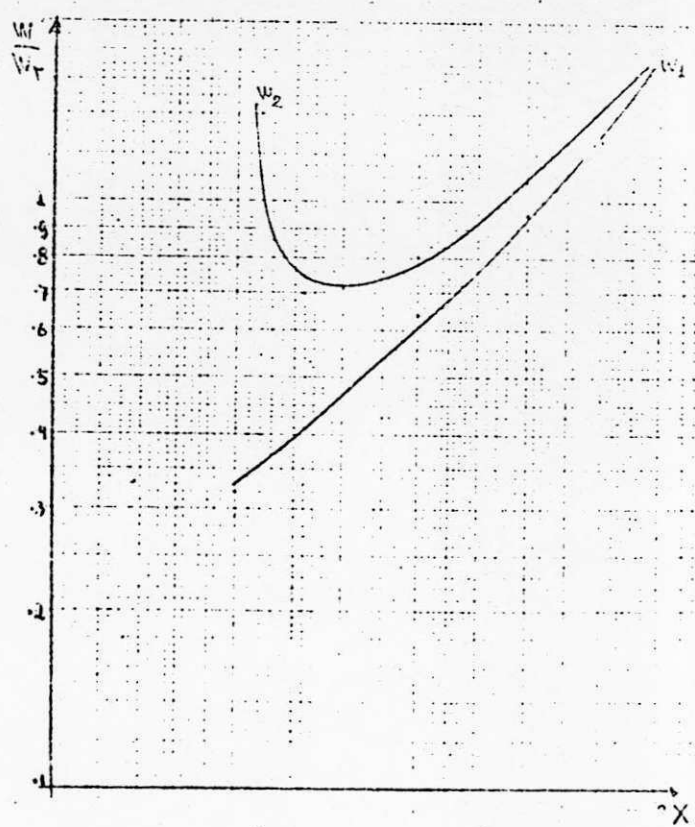
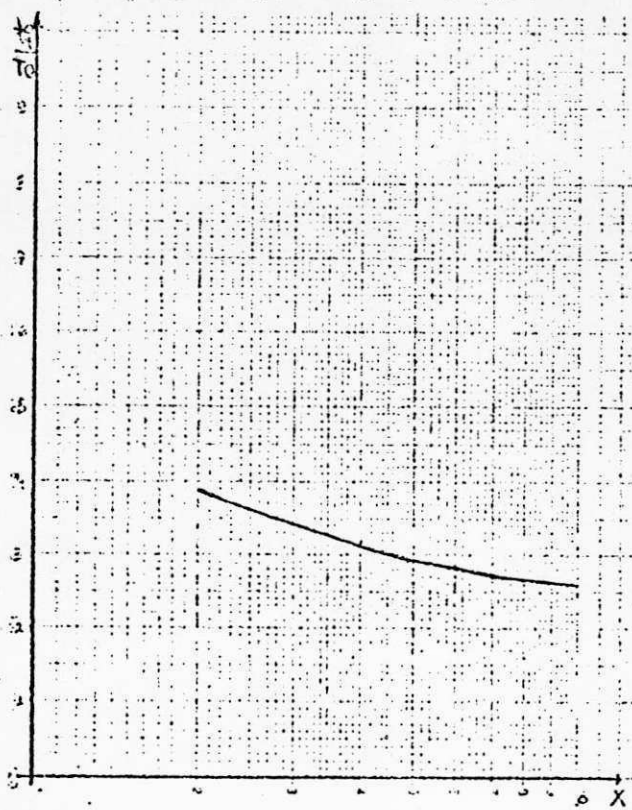
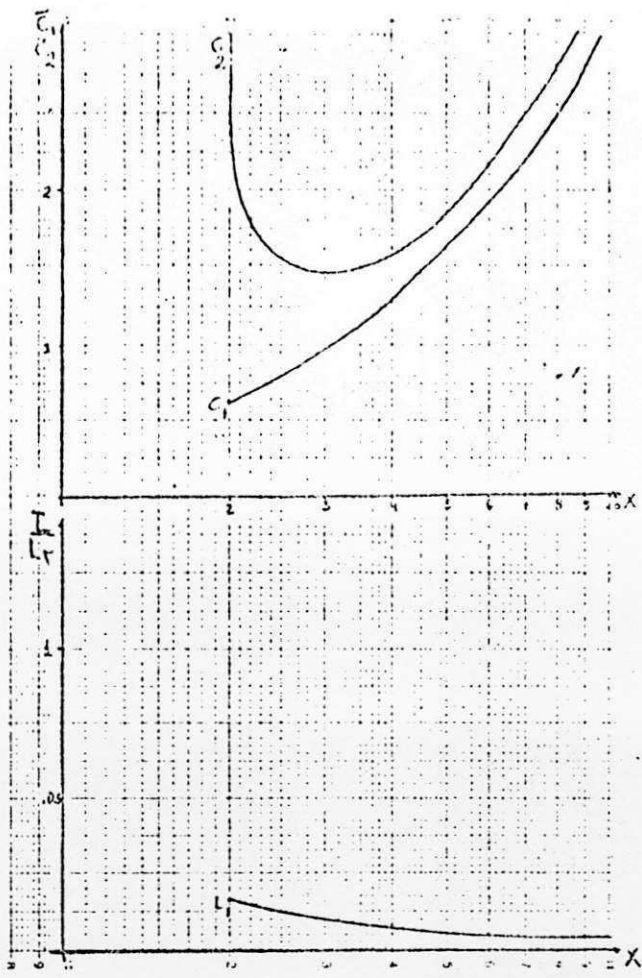
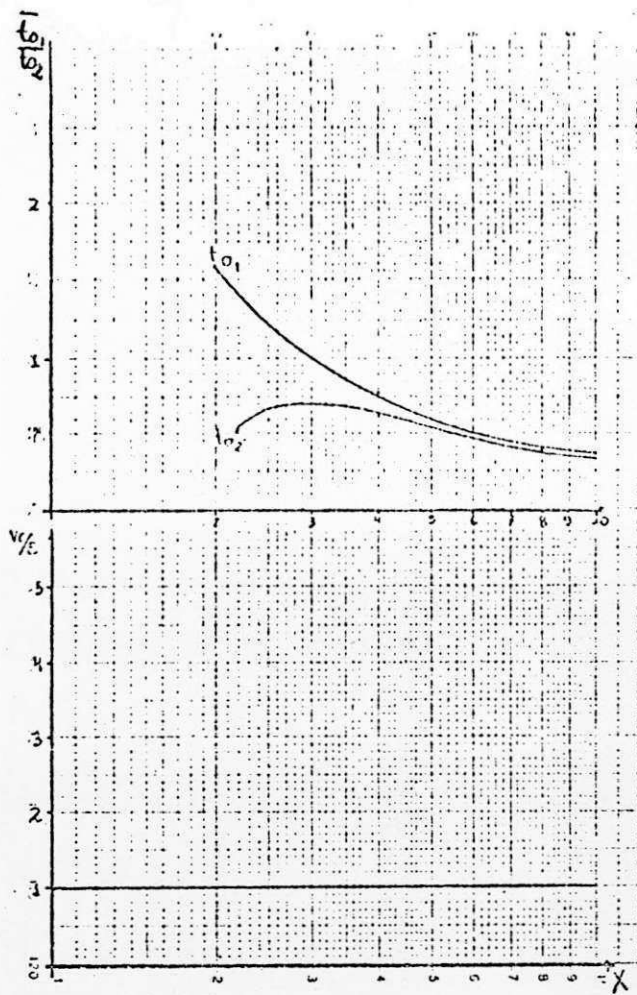


Fig. 162 - Tipo 1 - caso a

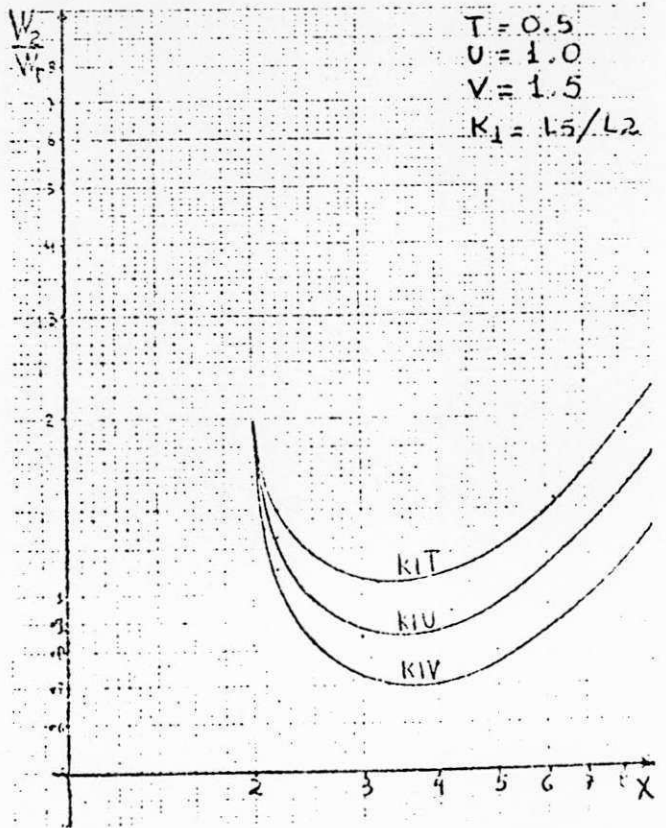
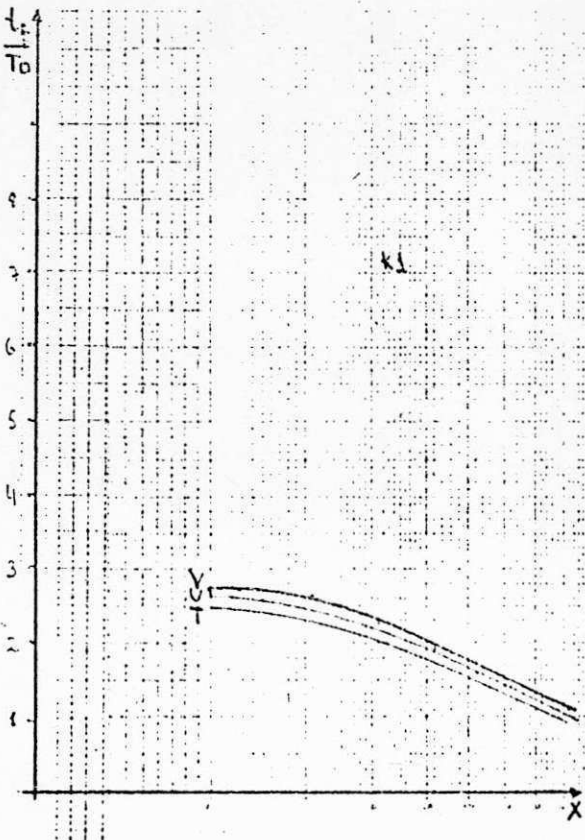
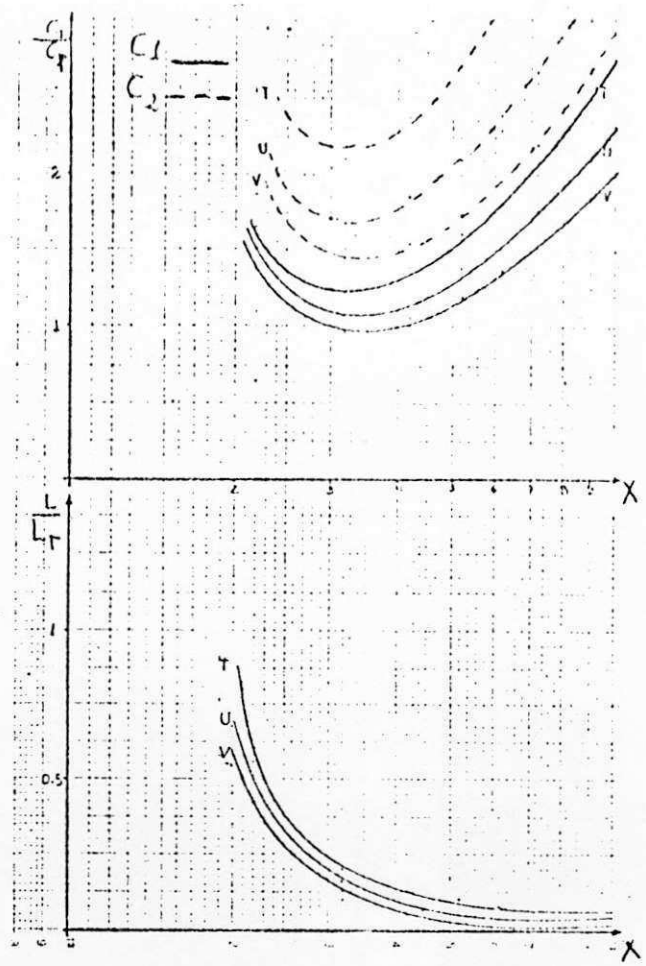
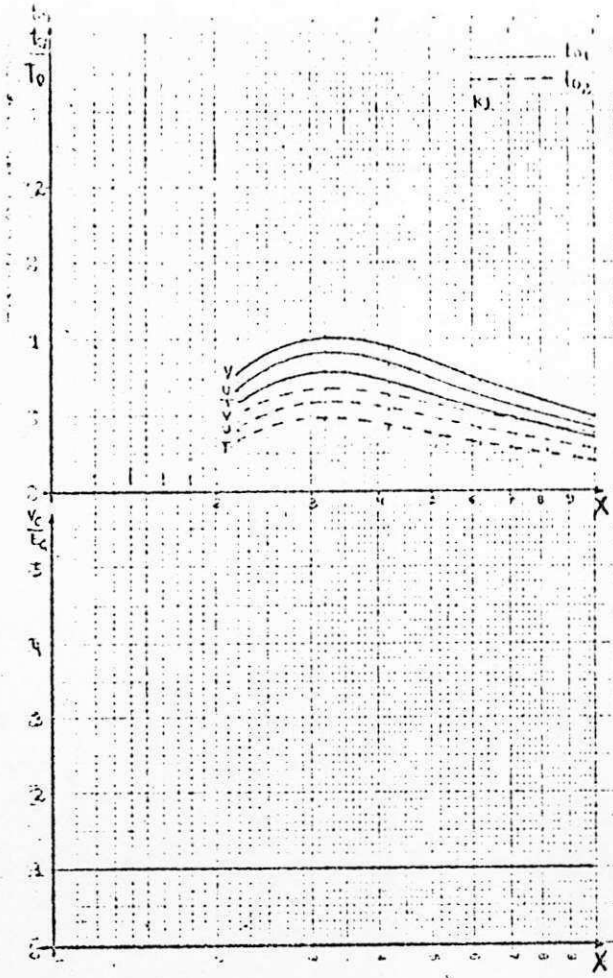


Fig. 163 - Tipo 2 - Grupo 1 - caso b

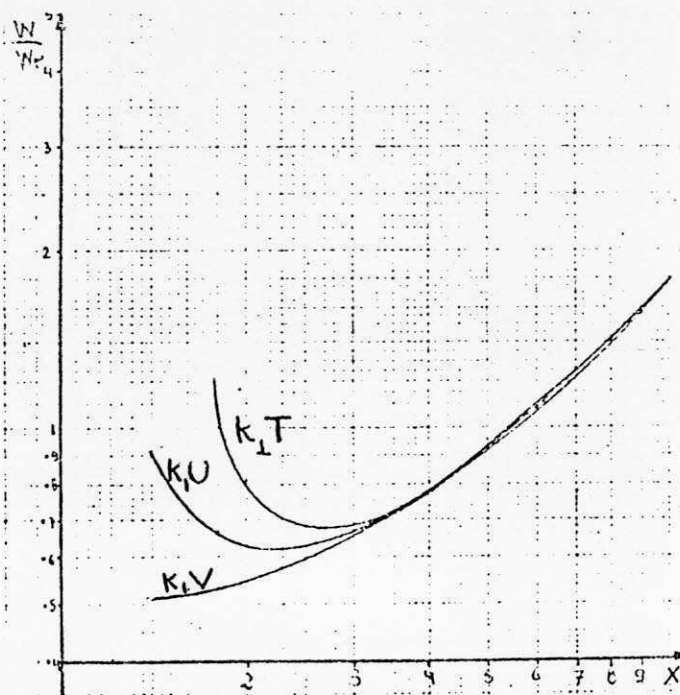
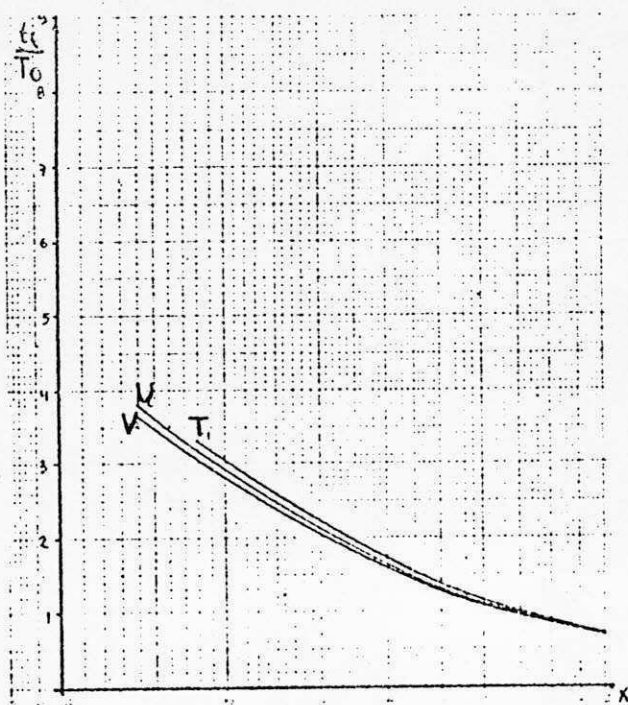
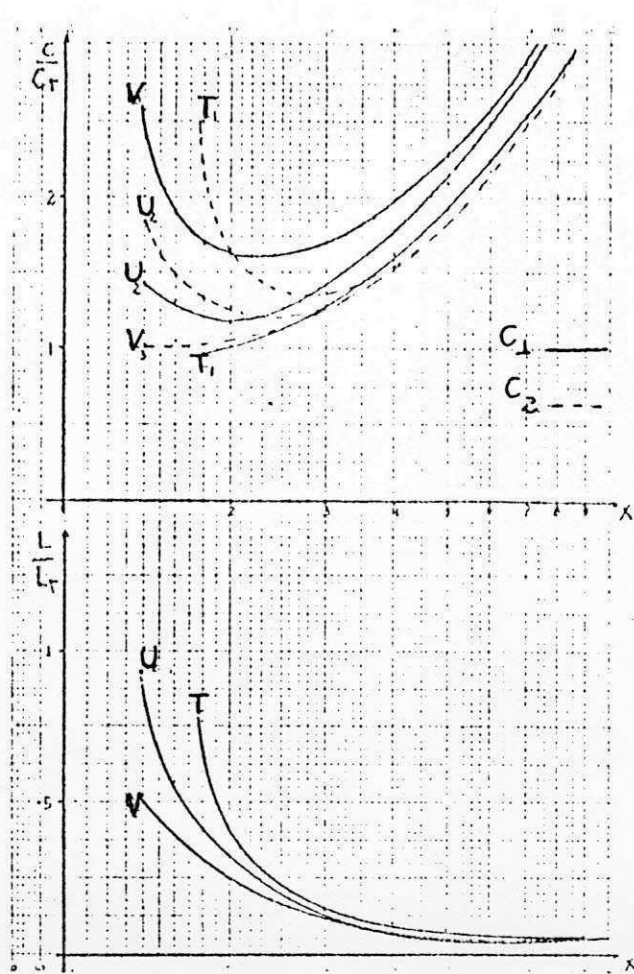
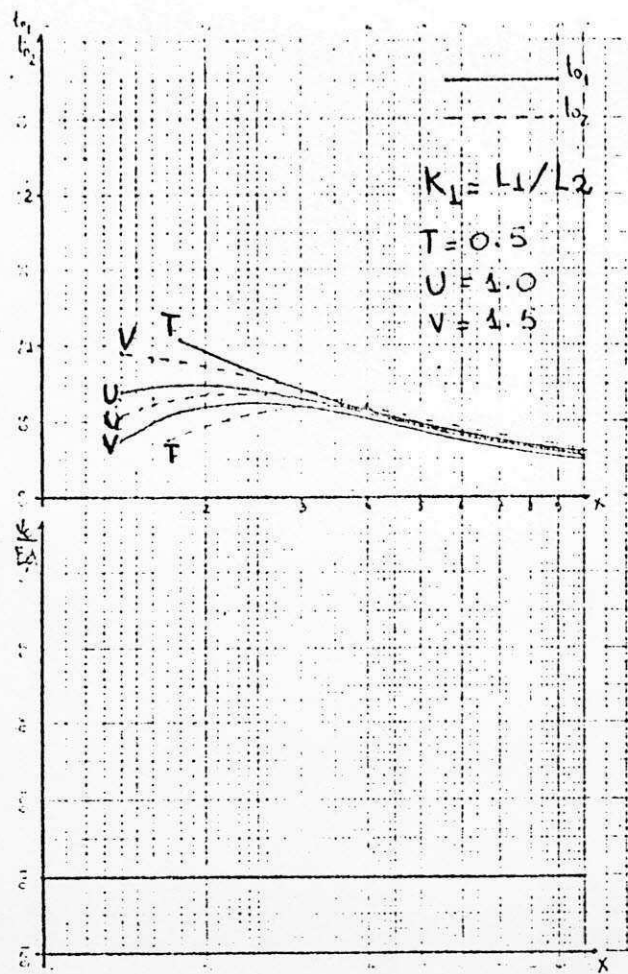


Fig. 164 - Tipo 3 - Grupo 1 - caso c



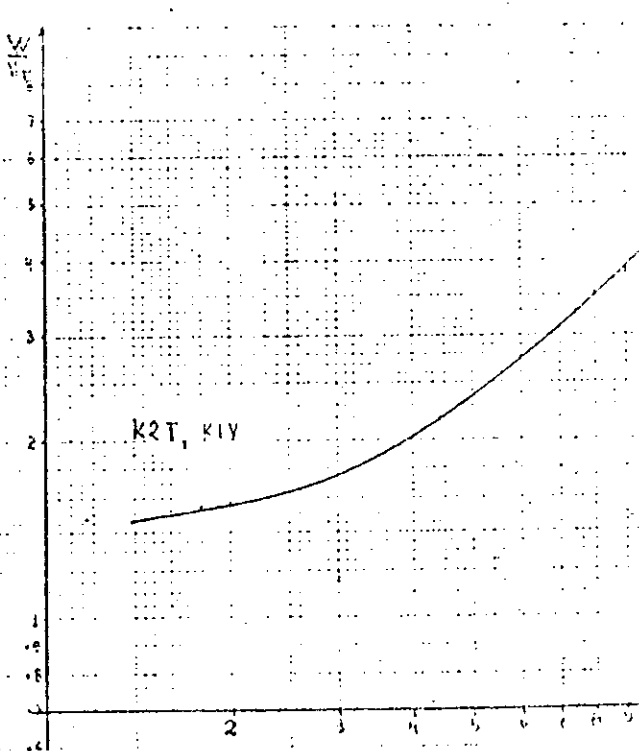
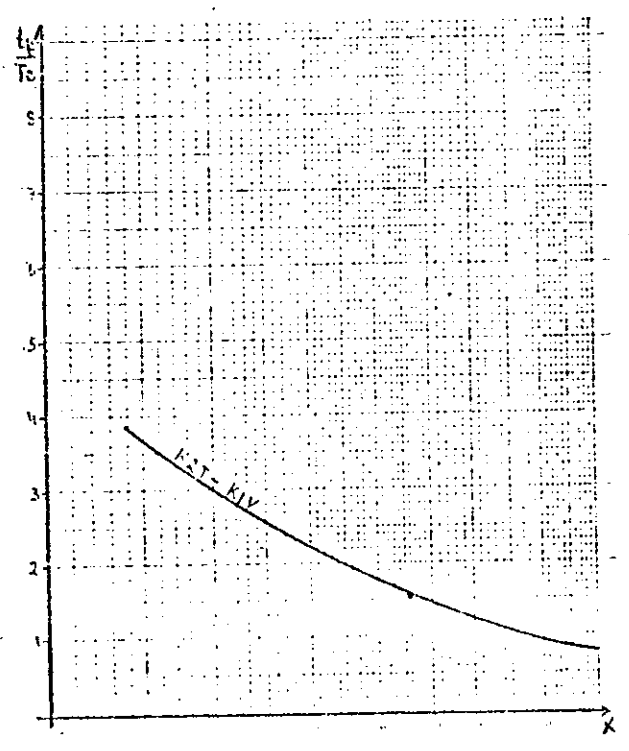
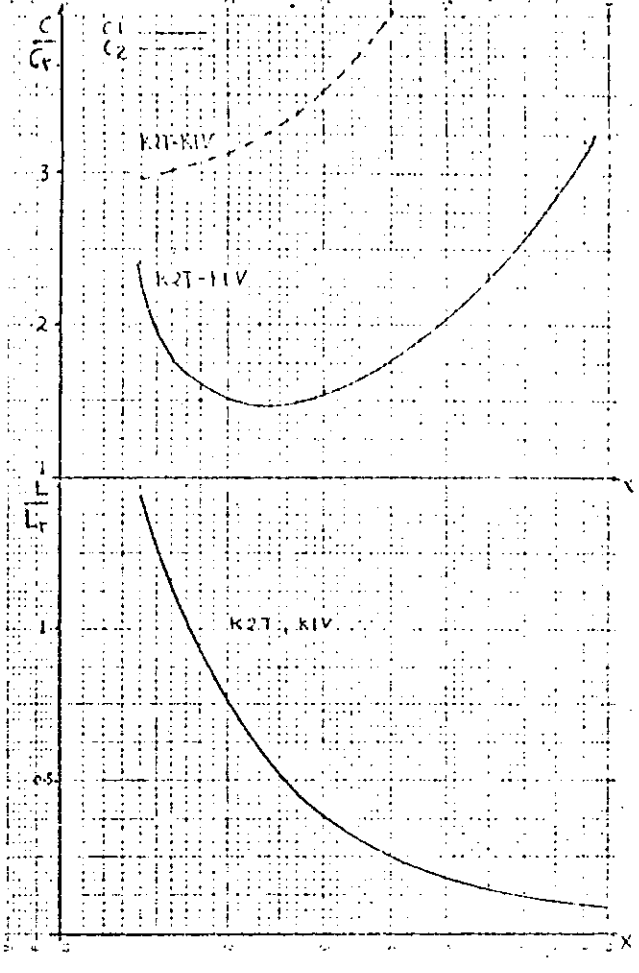
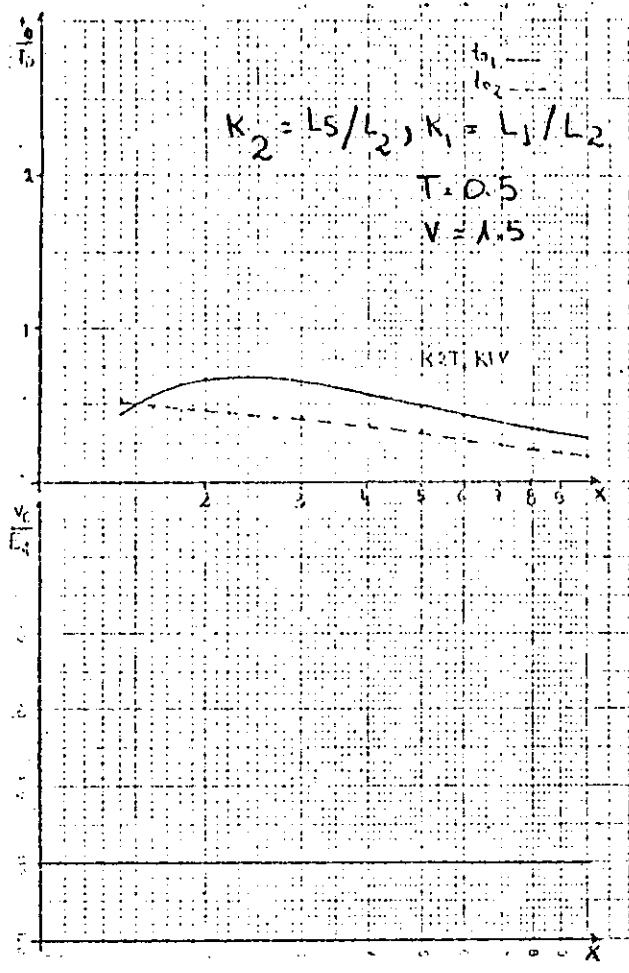


Fig. 165 - Tipo 4 - Grupo 1 - caso d



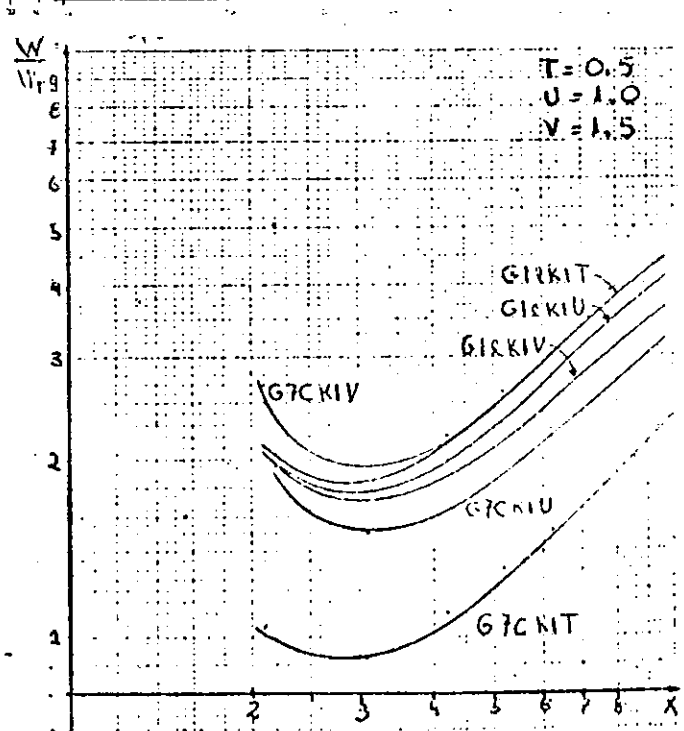
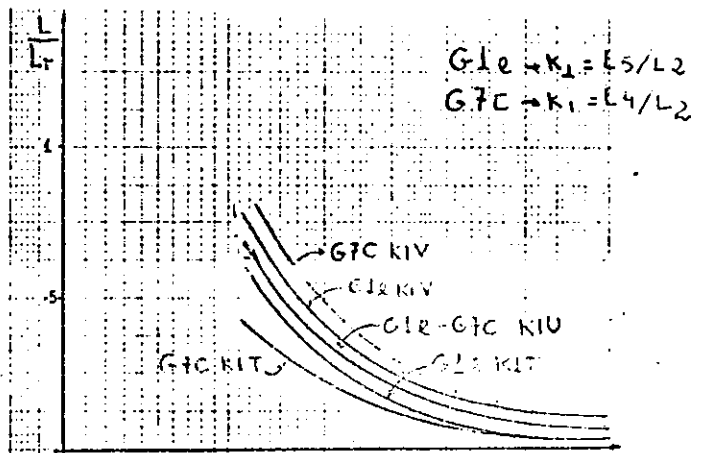
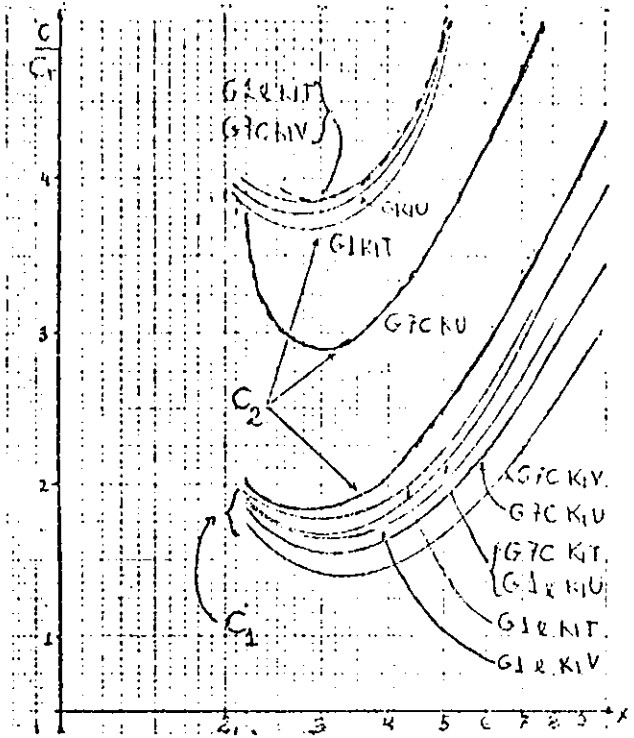
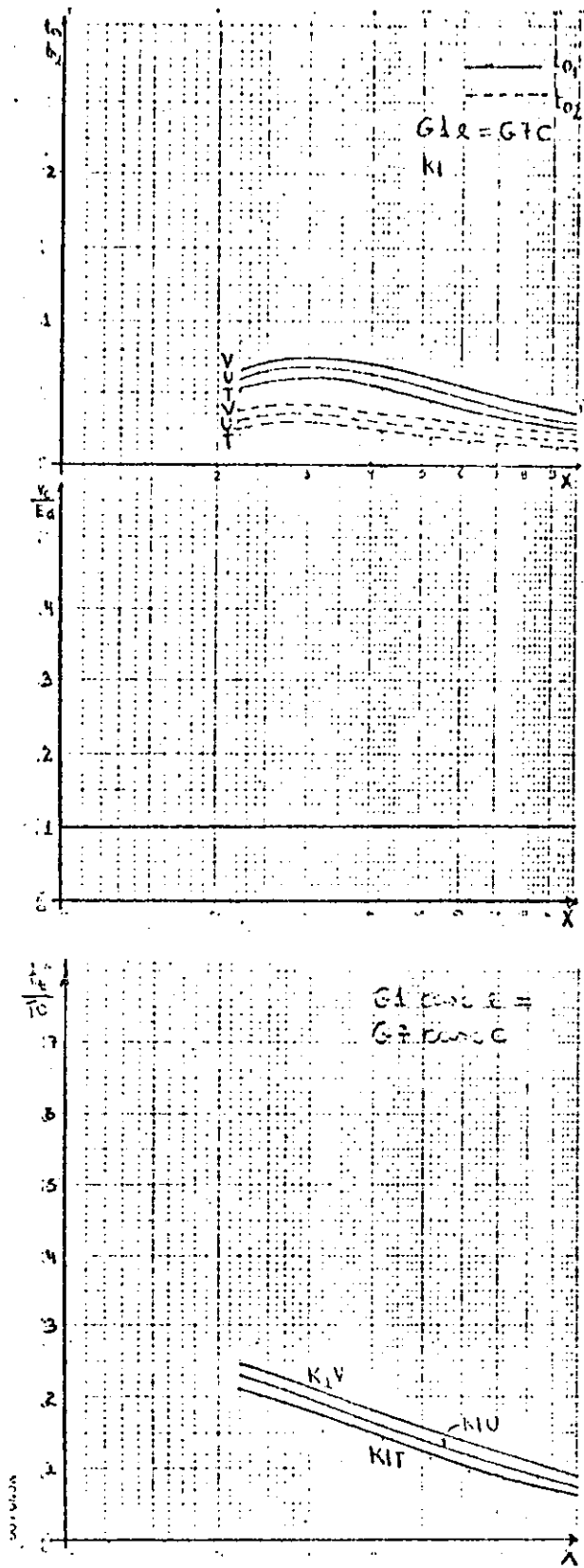


Fig. 166 - Tipo 5 - Grupo 1 - caso e, Grupo 7 - caso c

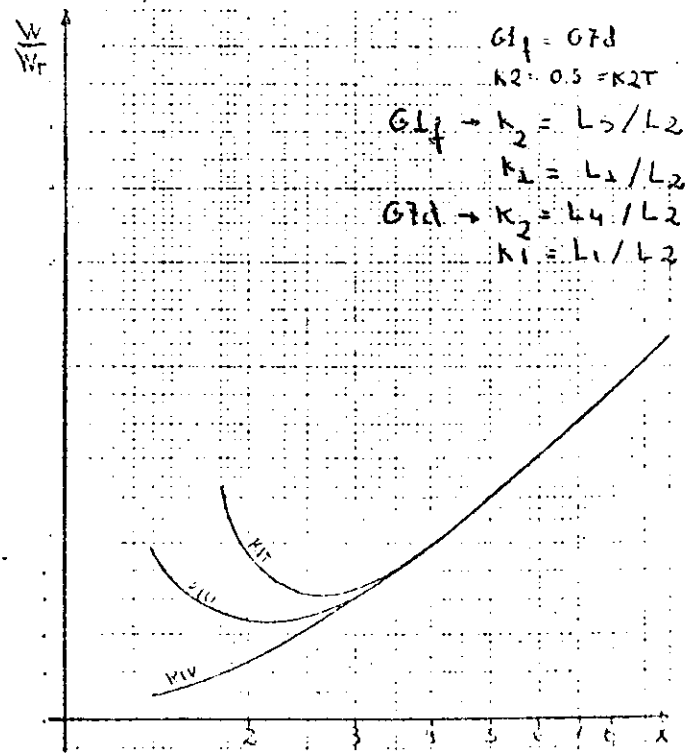
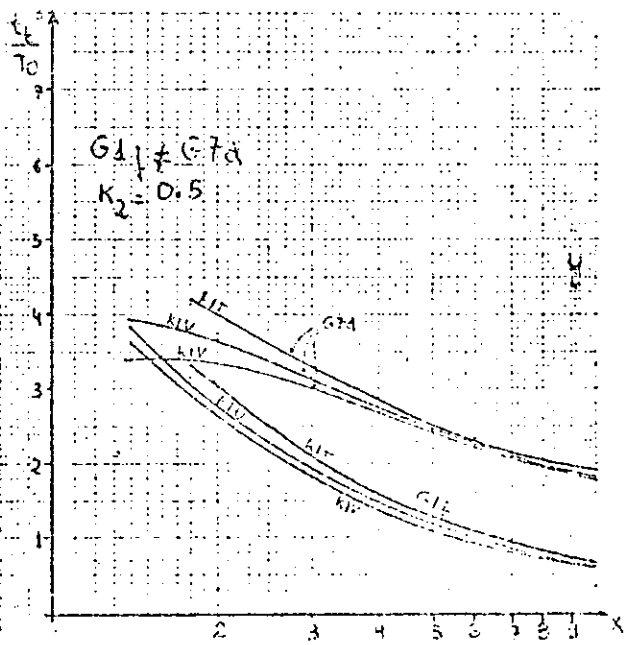
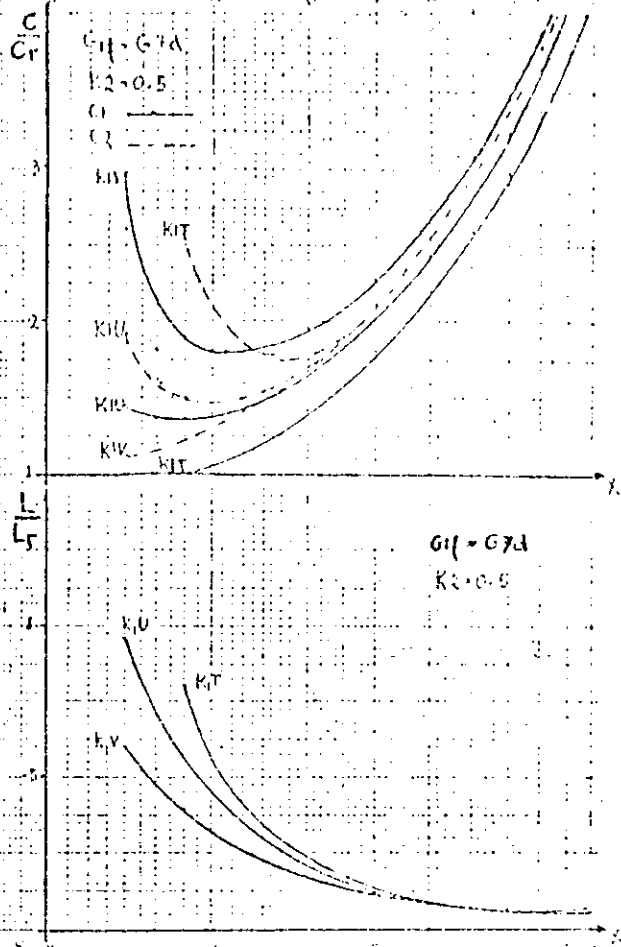
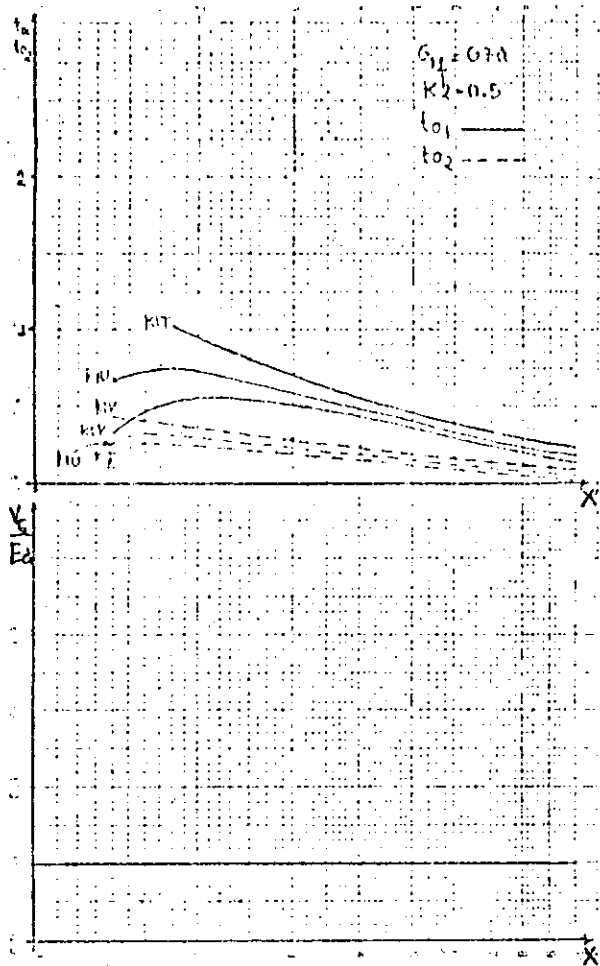


Fig. 167 - Tipo 6 - Grupo 1 - caso f, Grupo 7 - caso d

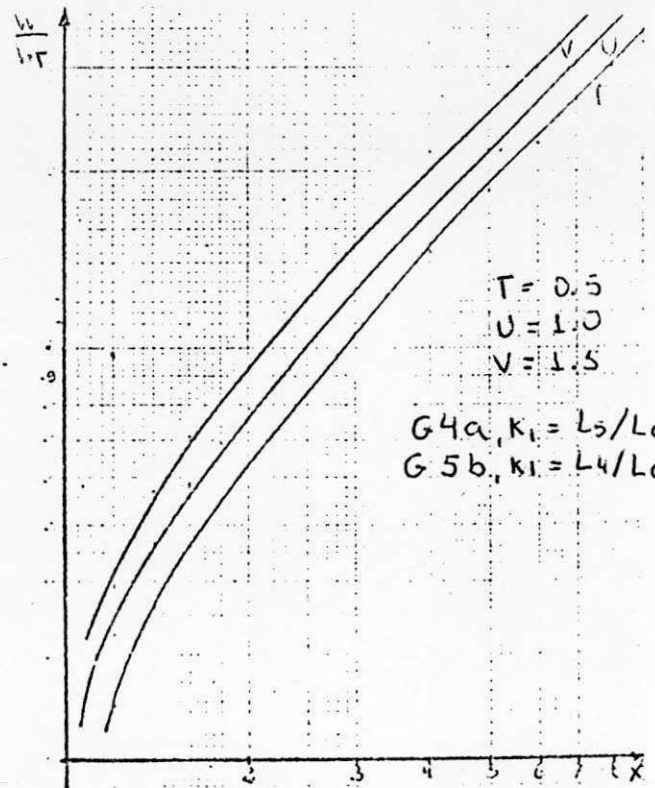
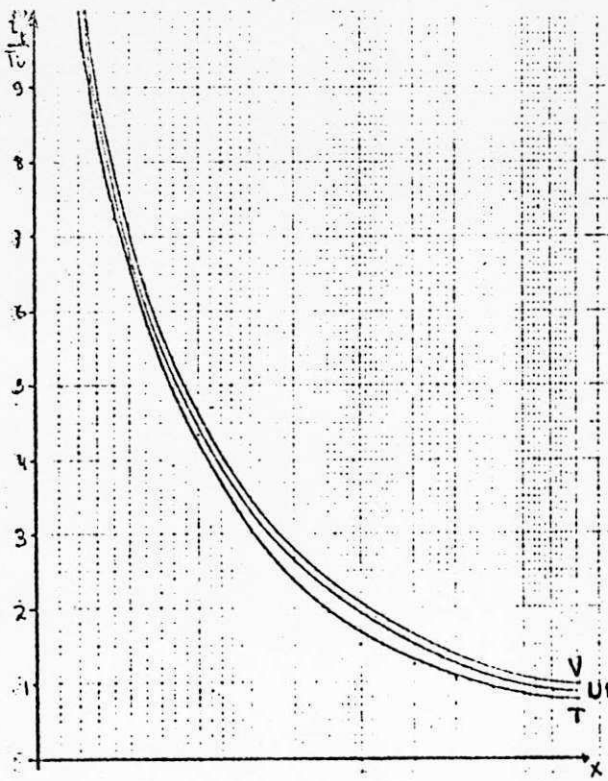
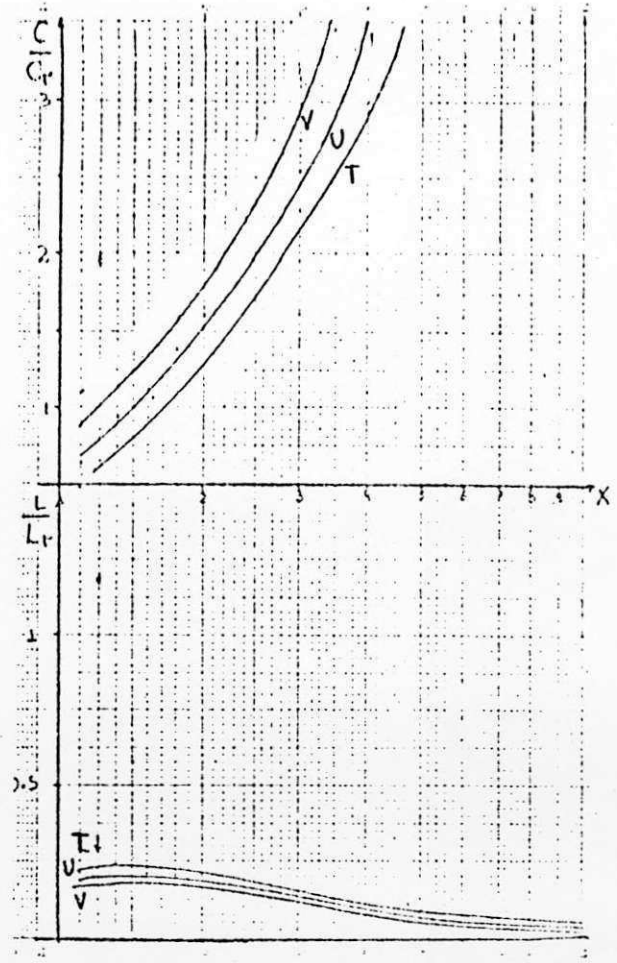
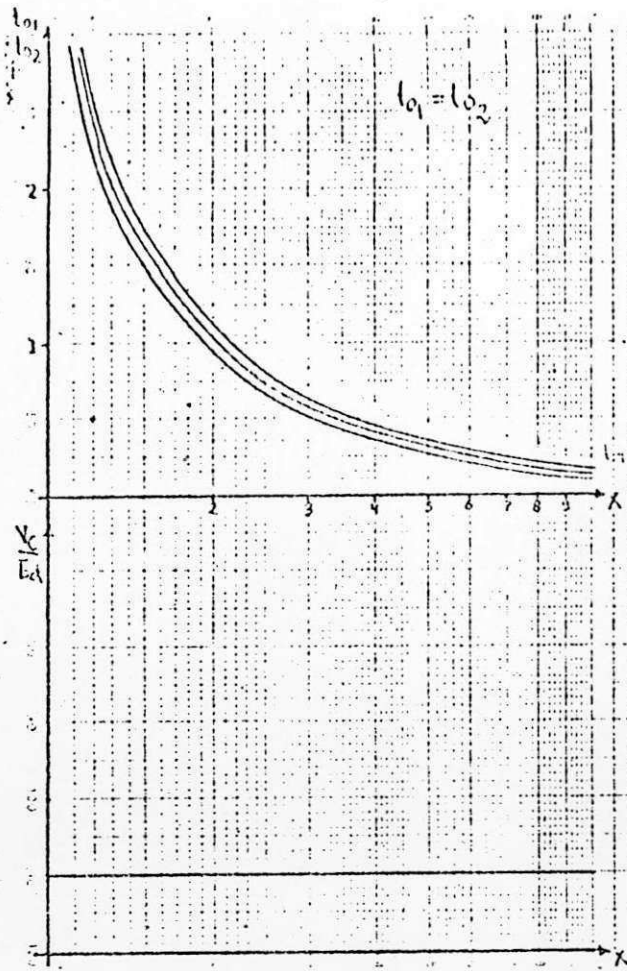


Fig. 168 - Tipo 7 - Grupo 4 - caso a., Grupo 5 - caso b

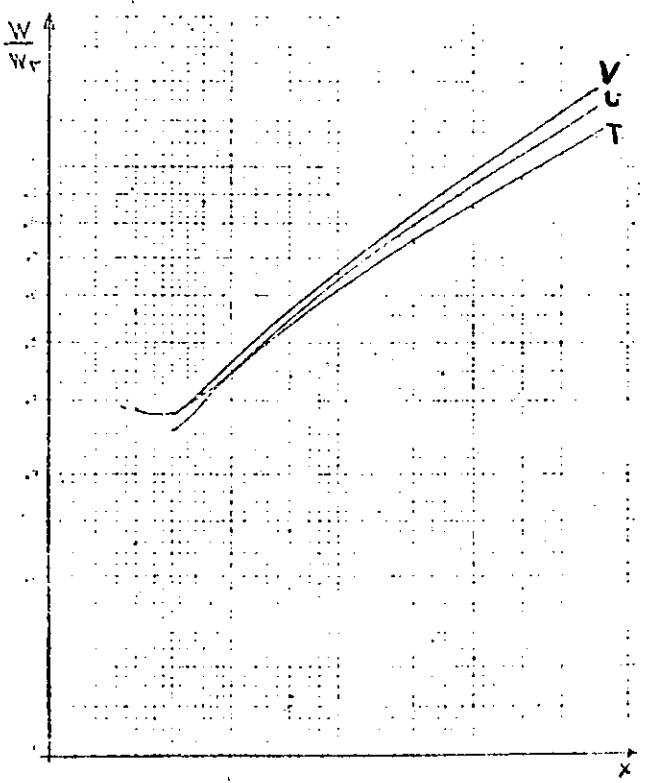
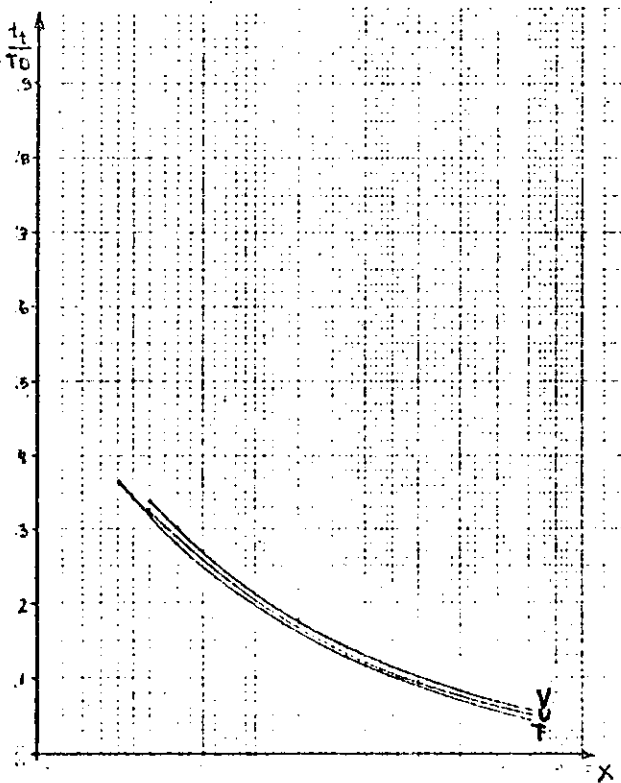
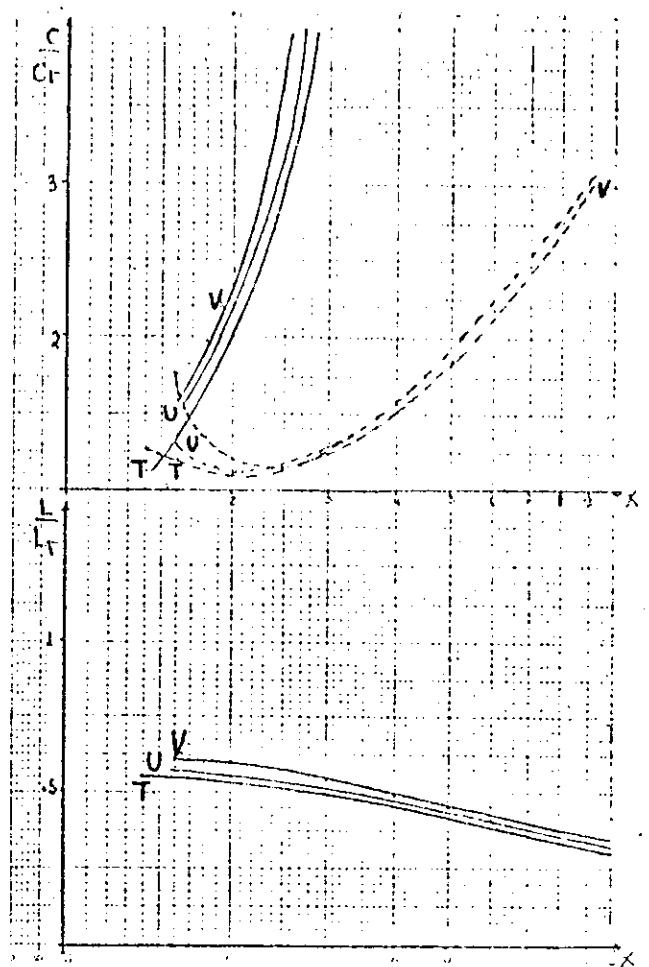
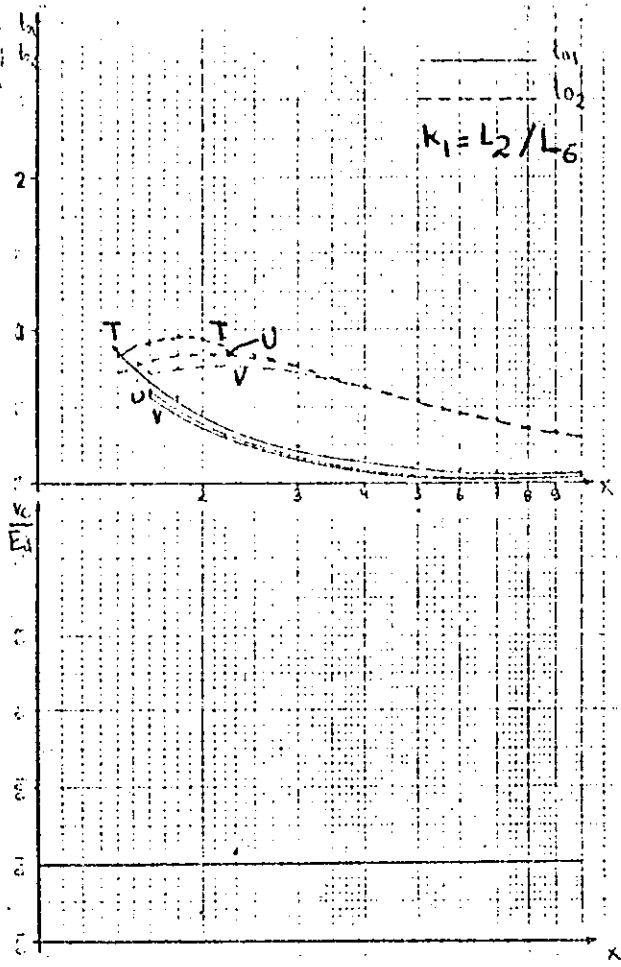


Fig. 169 - Tipo 8 - Grupo 4 - caso b



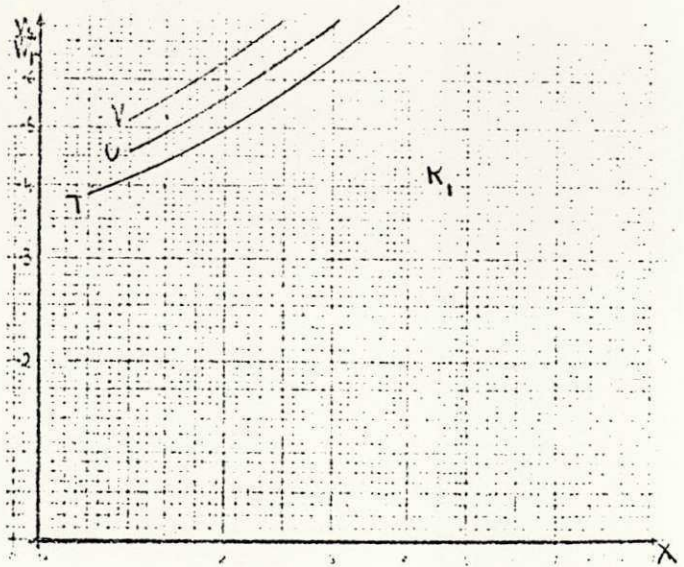
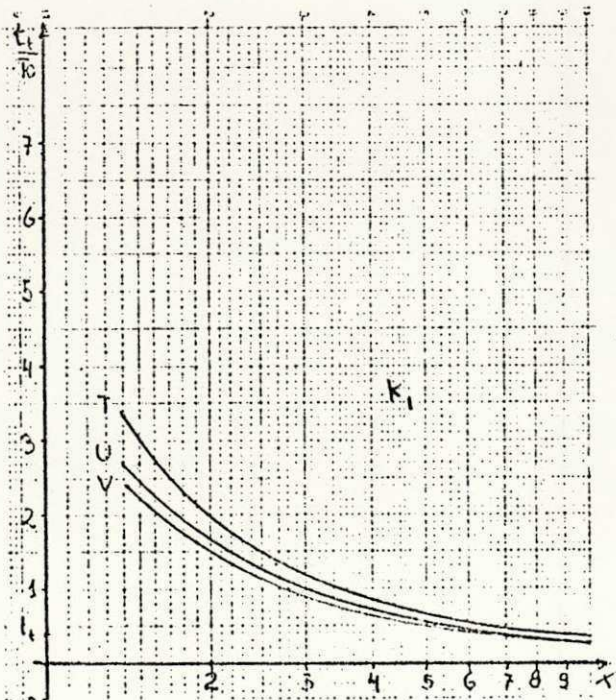
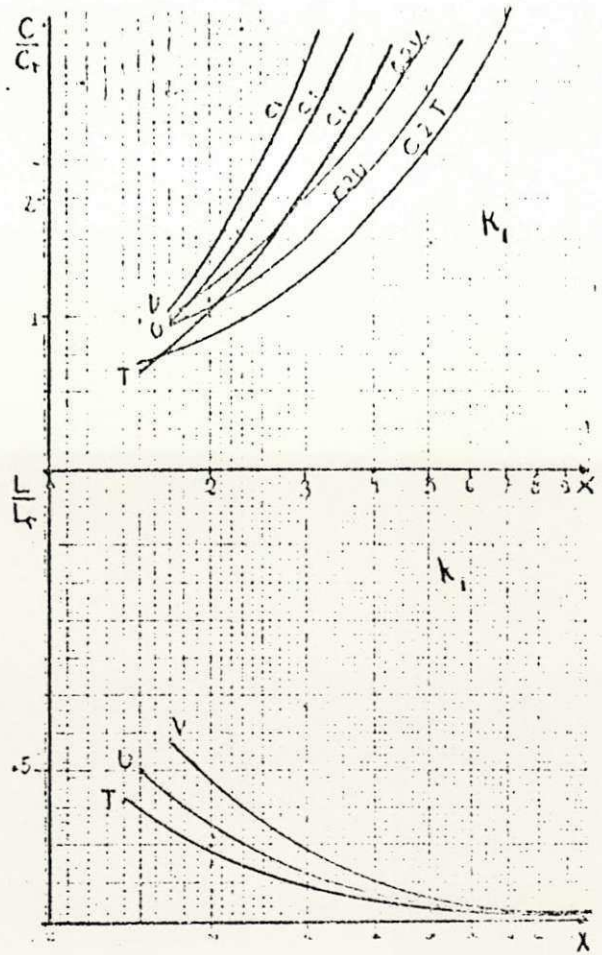
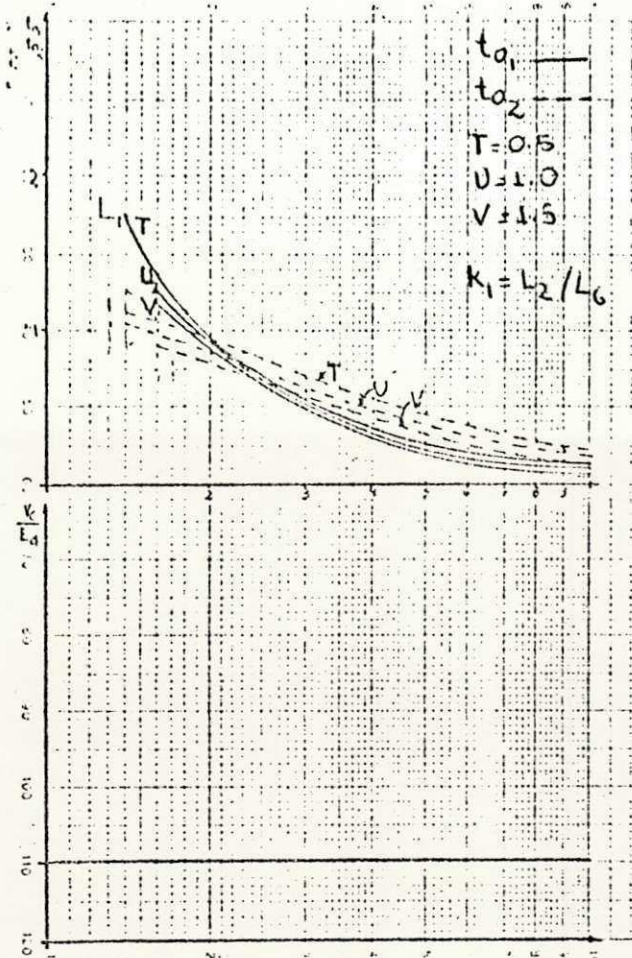


Fig. 170 - Tipo 9 - Grupo 5 - caso c



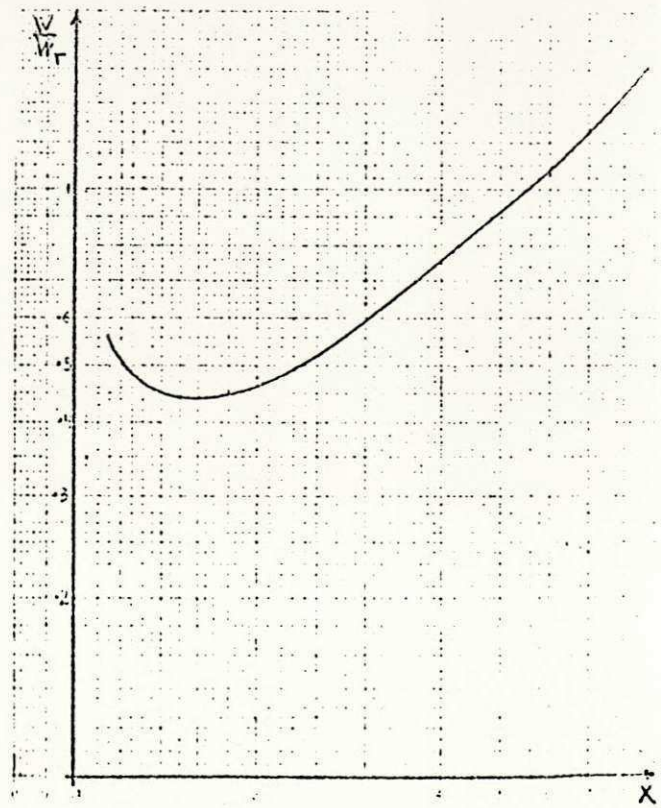
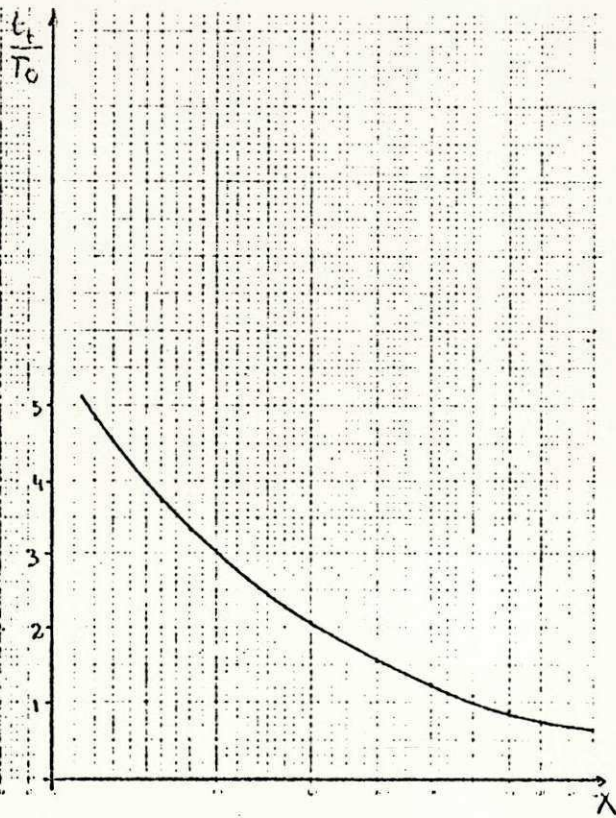
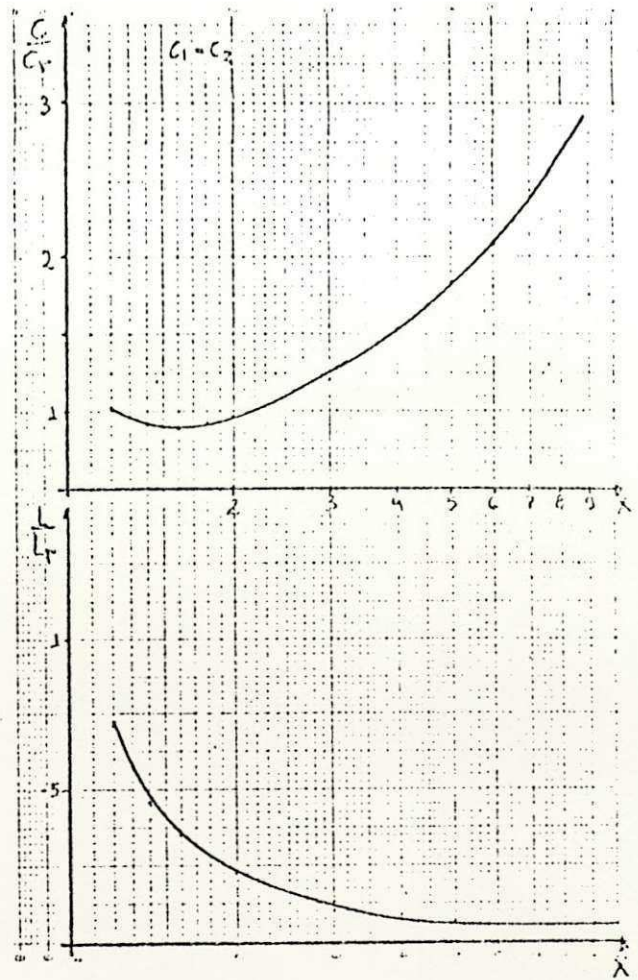
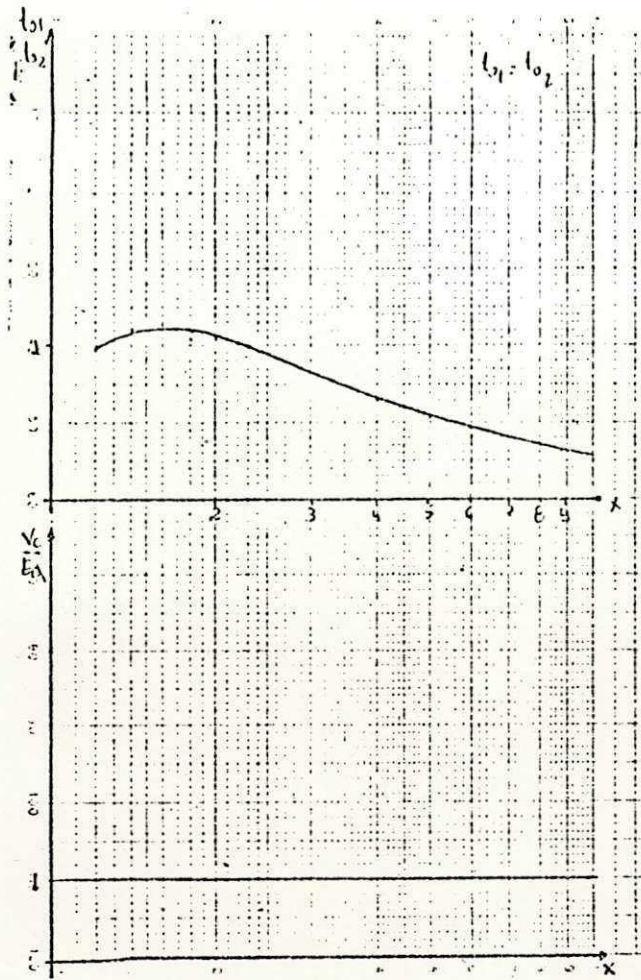


Fig. 171 - Tipo 10 - Grupo 5 - caso a

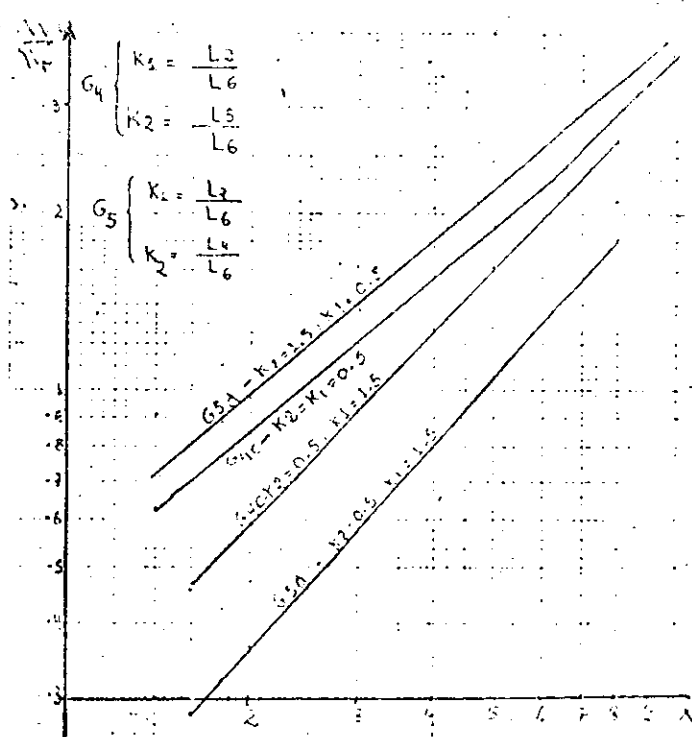
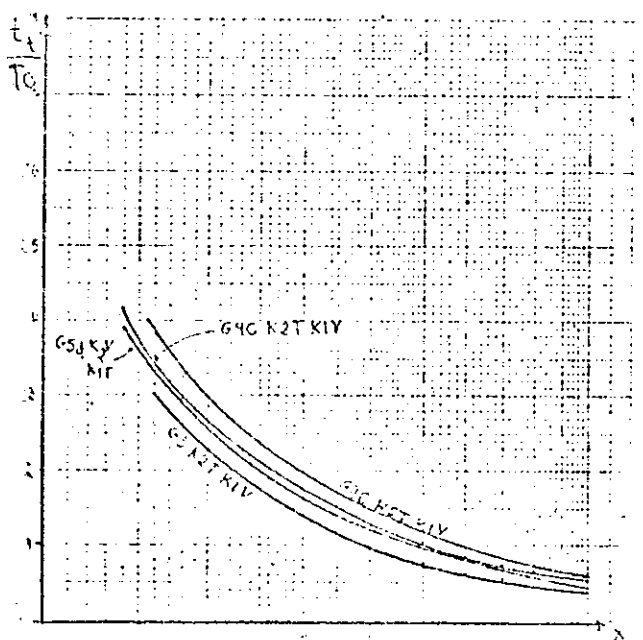
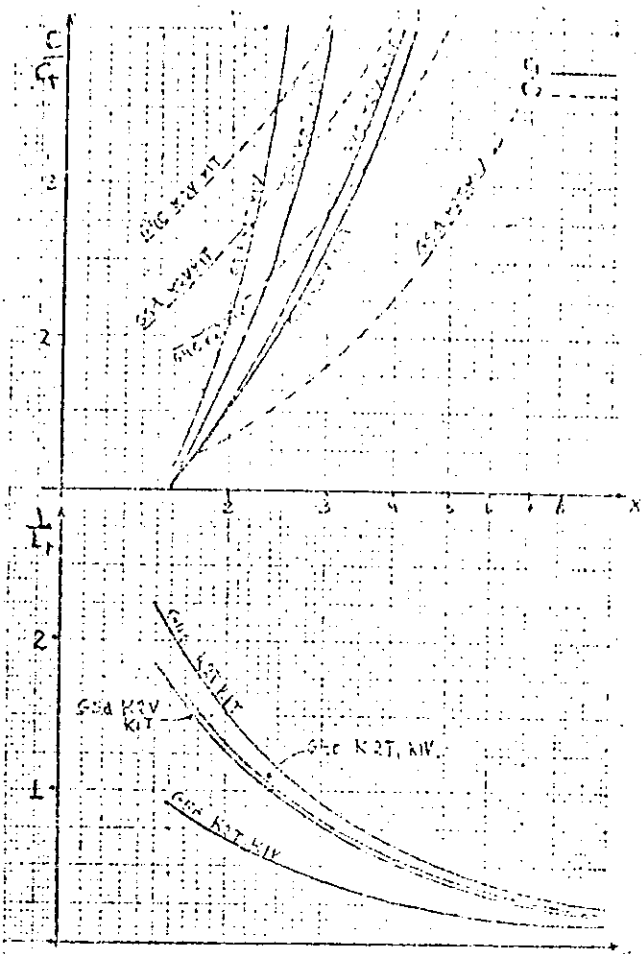
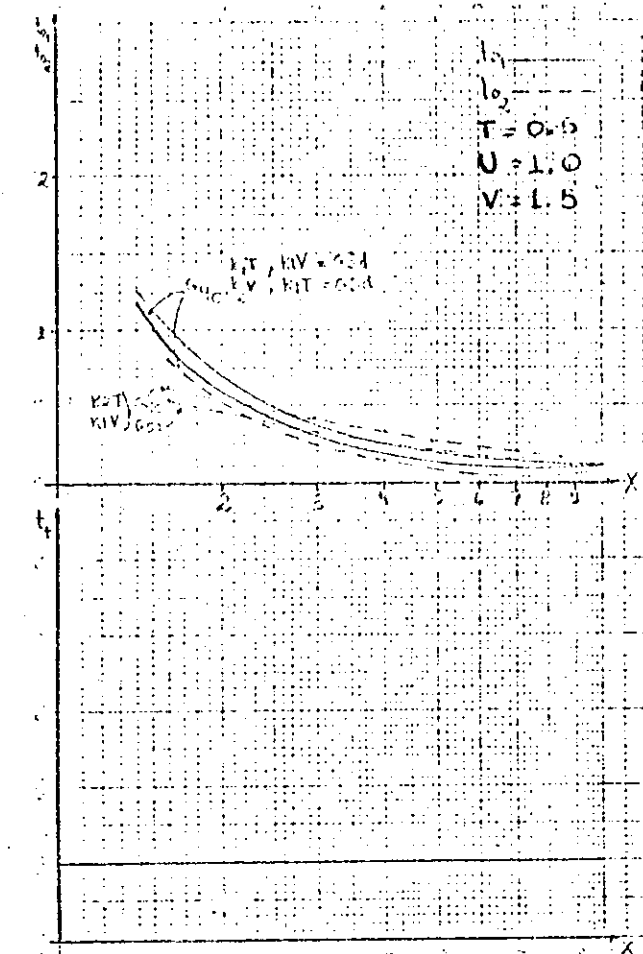


Fig. 172 - Tipo 11 - Grupo 4 - caso c, Grupo 5 - caso d



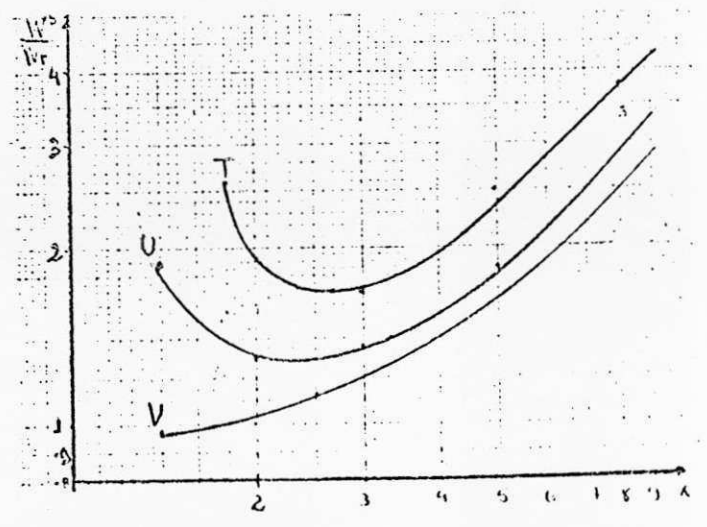
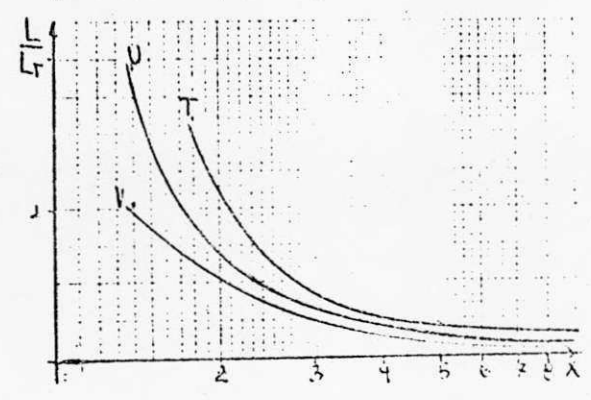
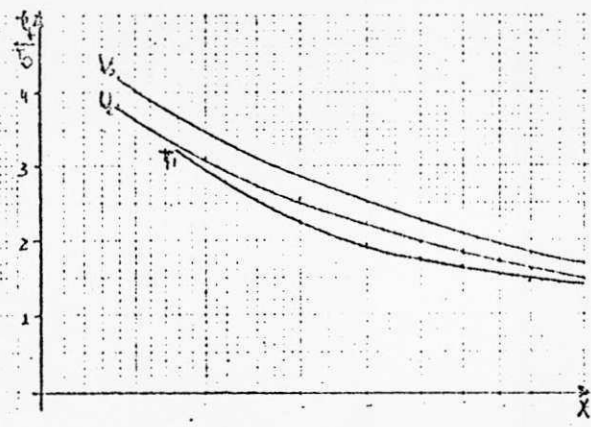
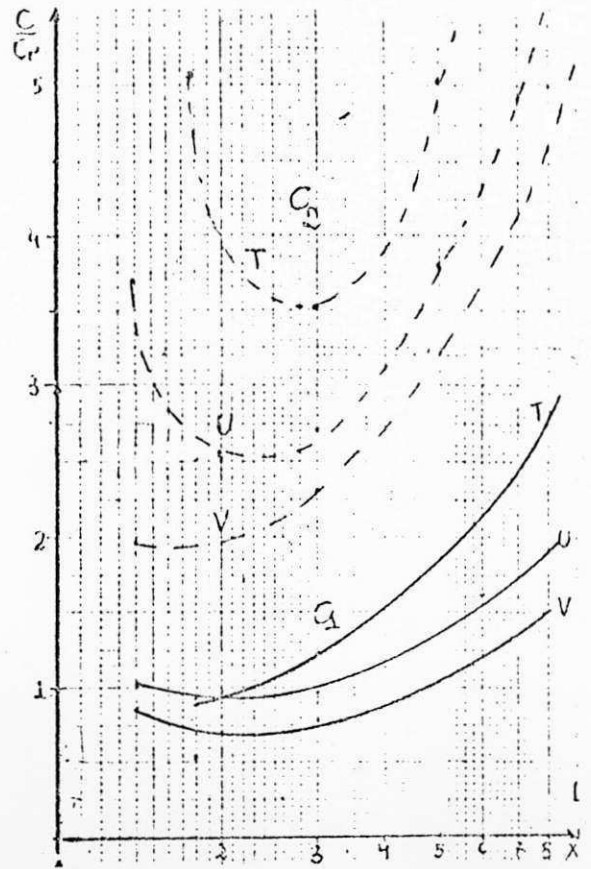
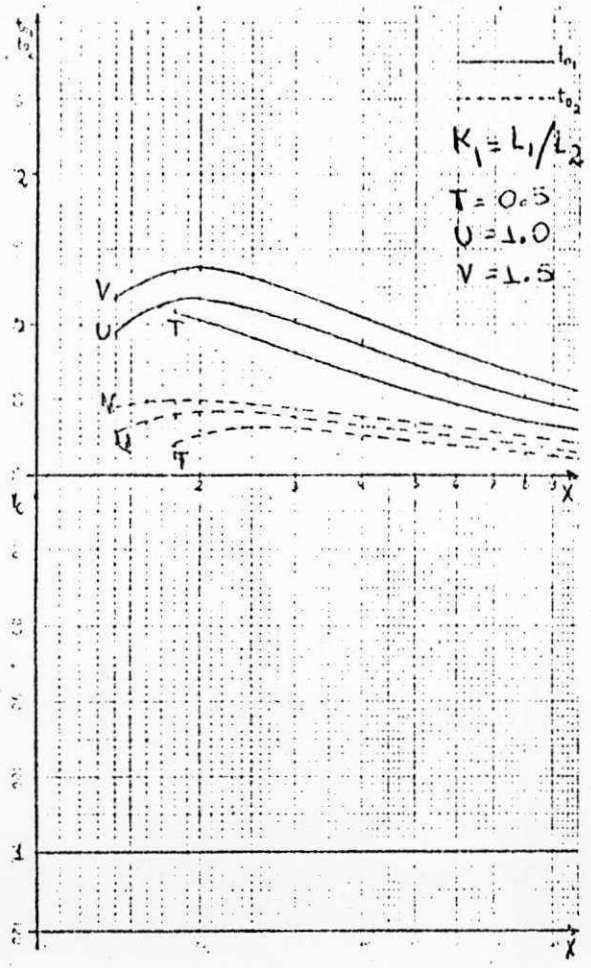


Fig. 173 - Tipo 12 - Grupo 7 - caso a

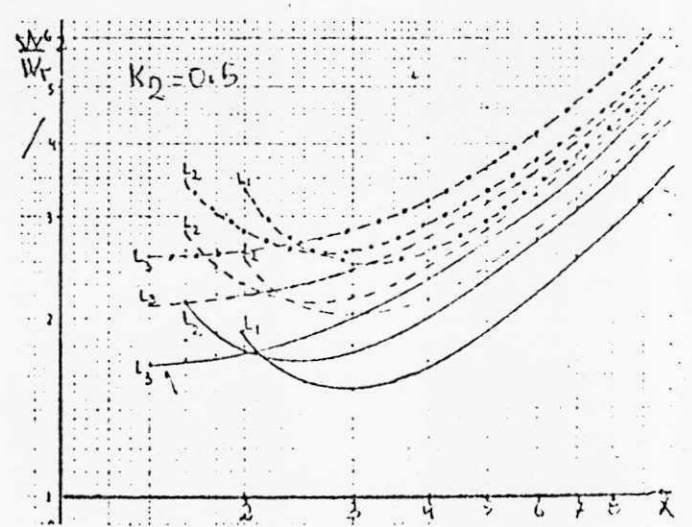
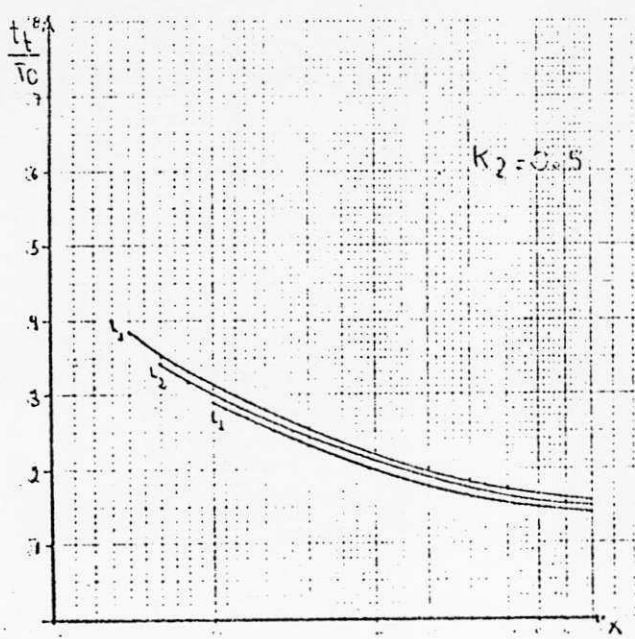
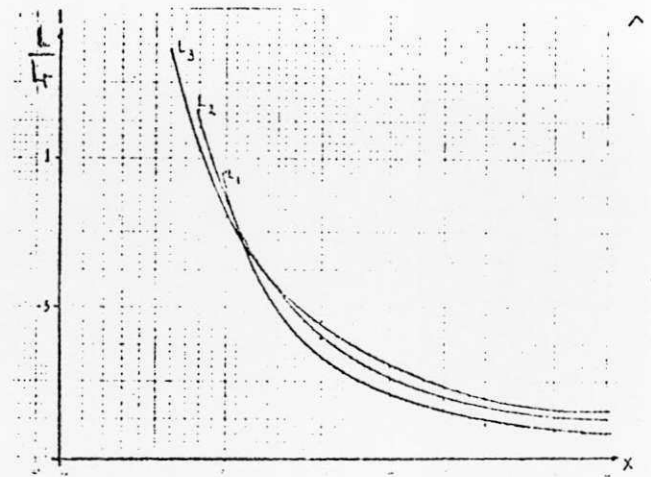
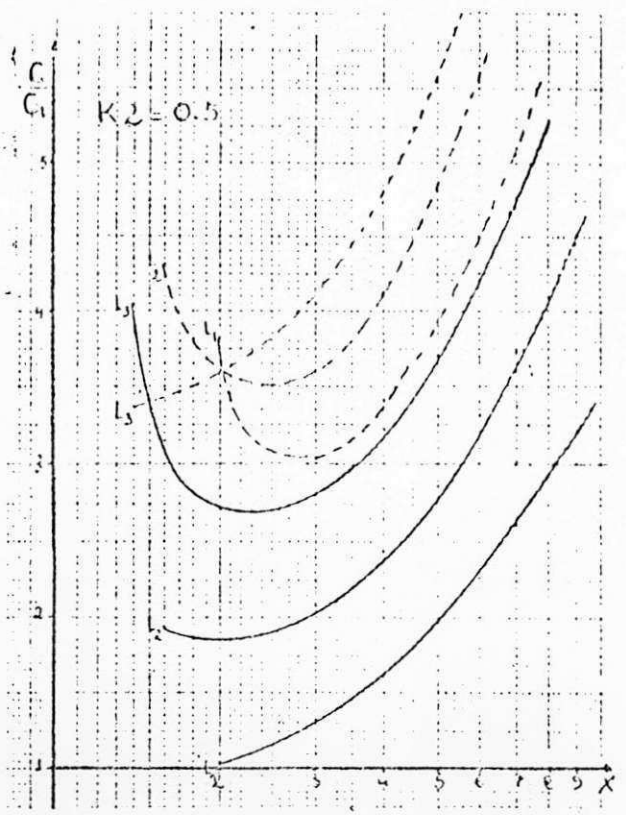
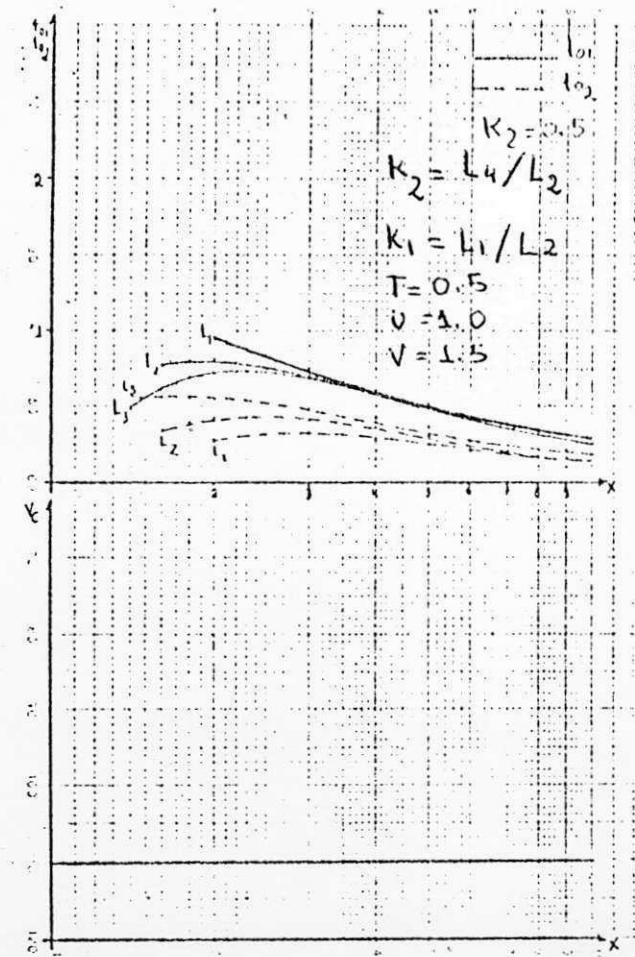


Fig. 174 - Tipo 13 - Grupo 7 - caso b

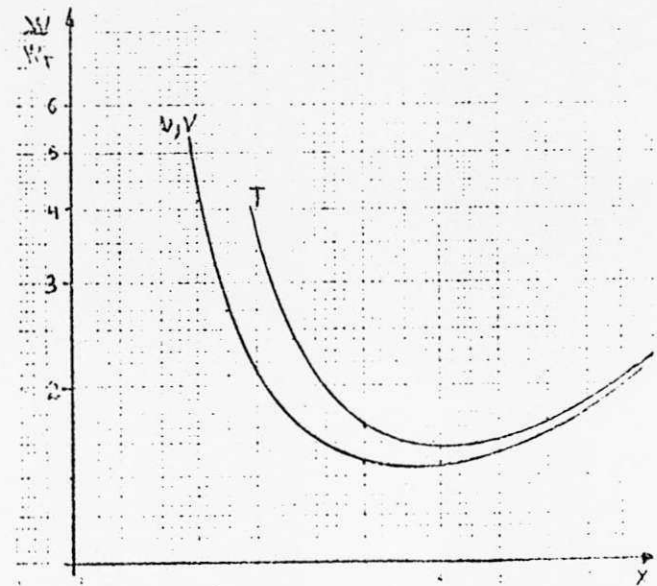
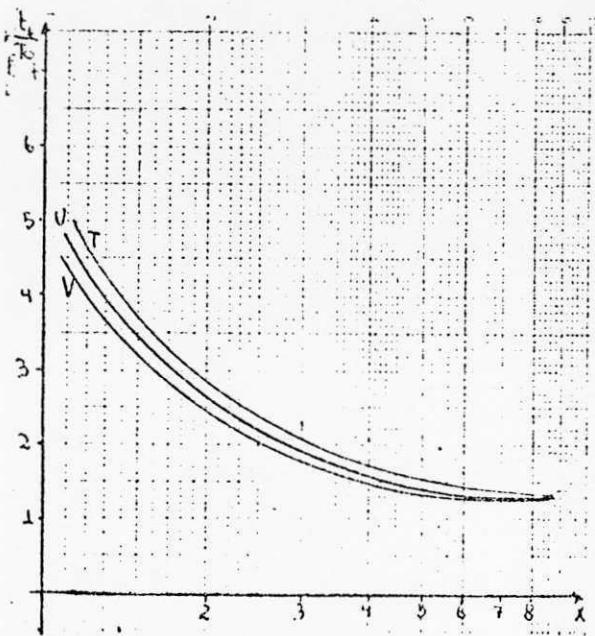
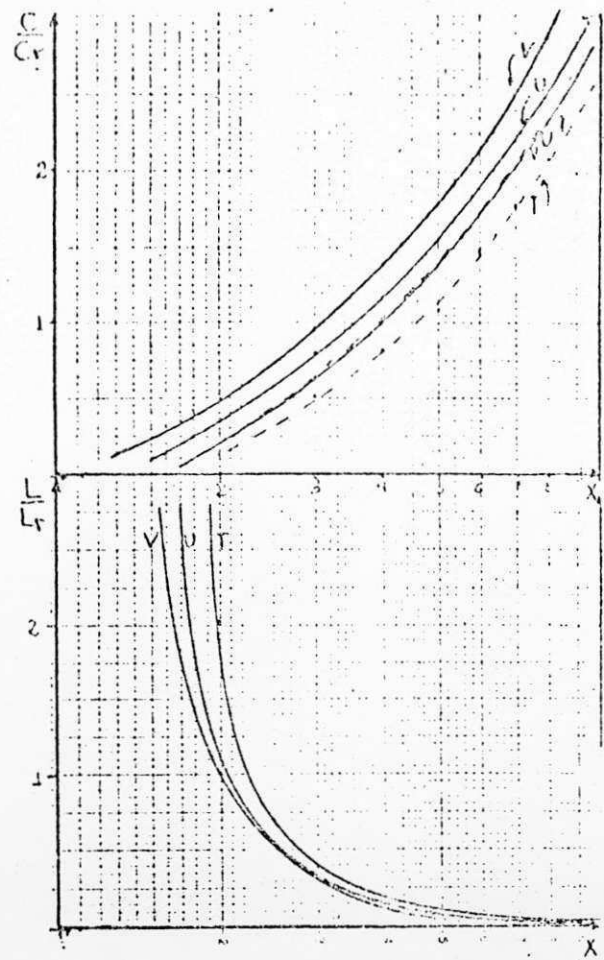
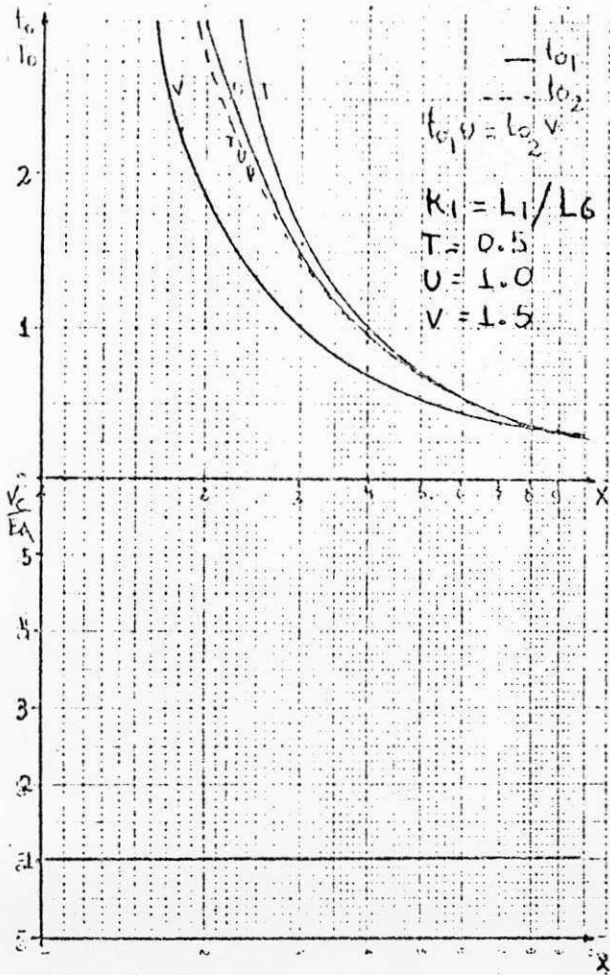


Fig. 175 - Tipo 14 - Grupo 3 - caso a



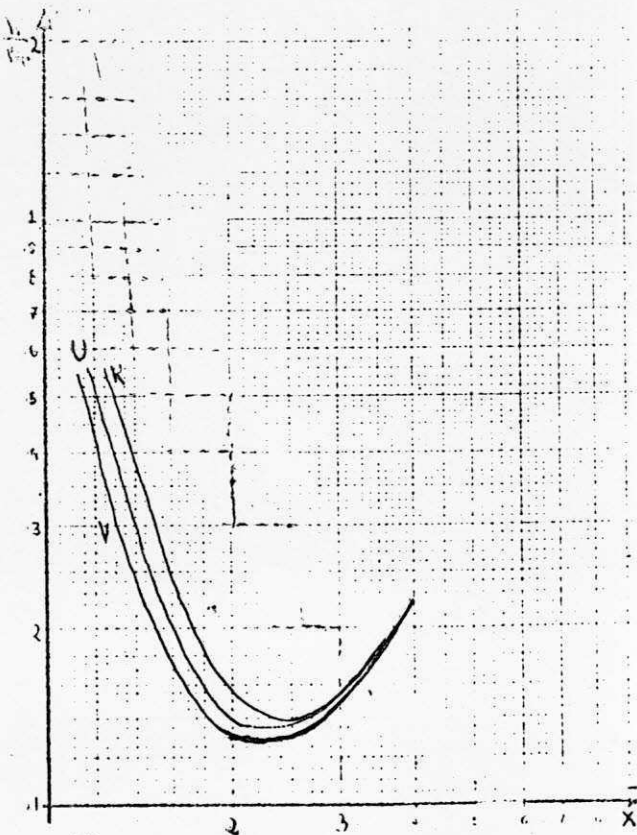
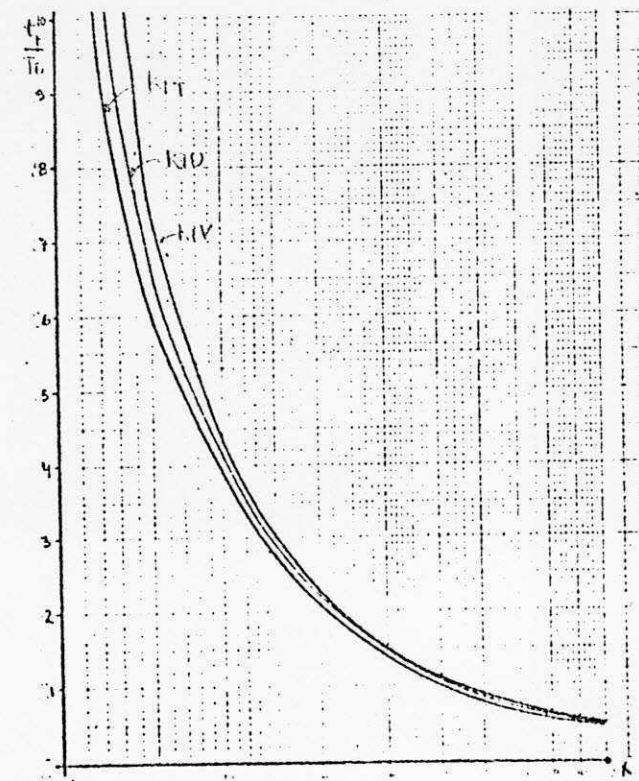
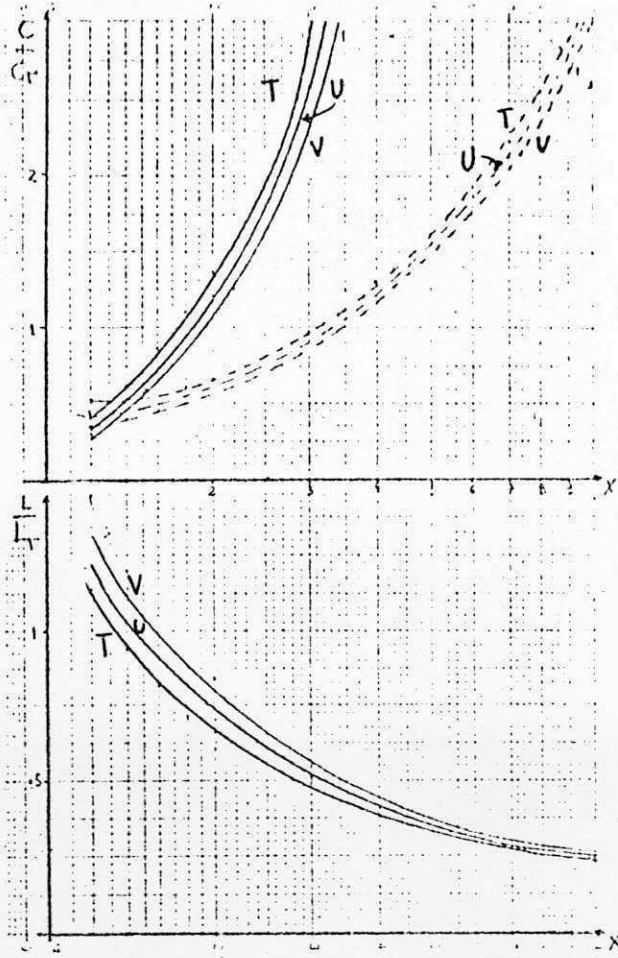
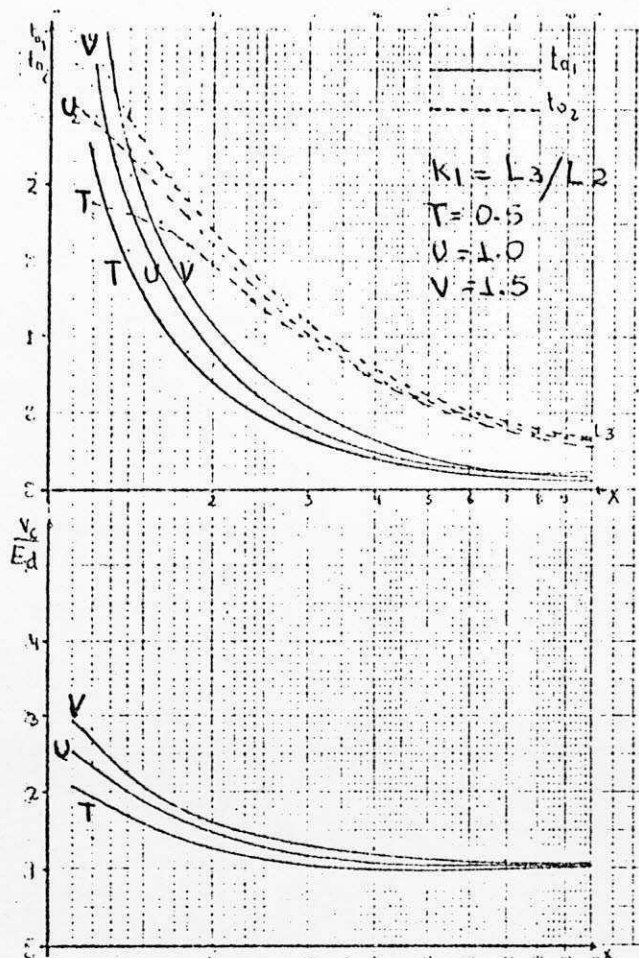


Fig. 176 - Tipo 15 - Grupo 2 - caso a

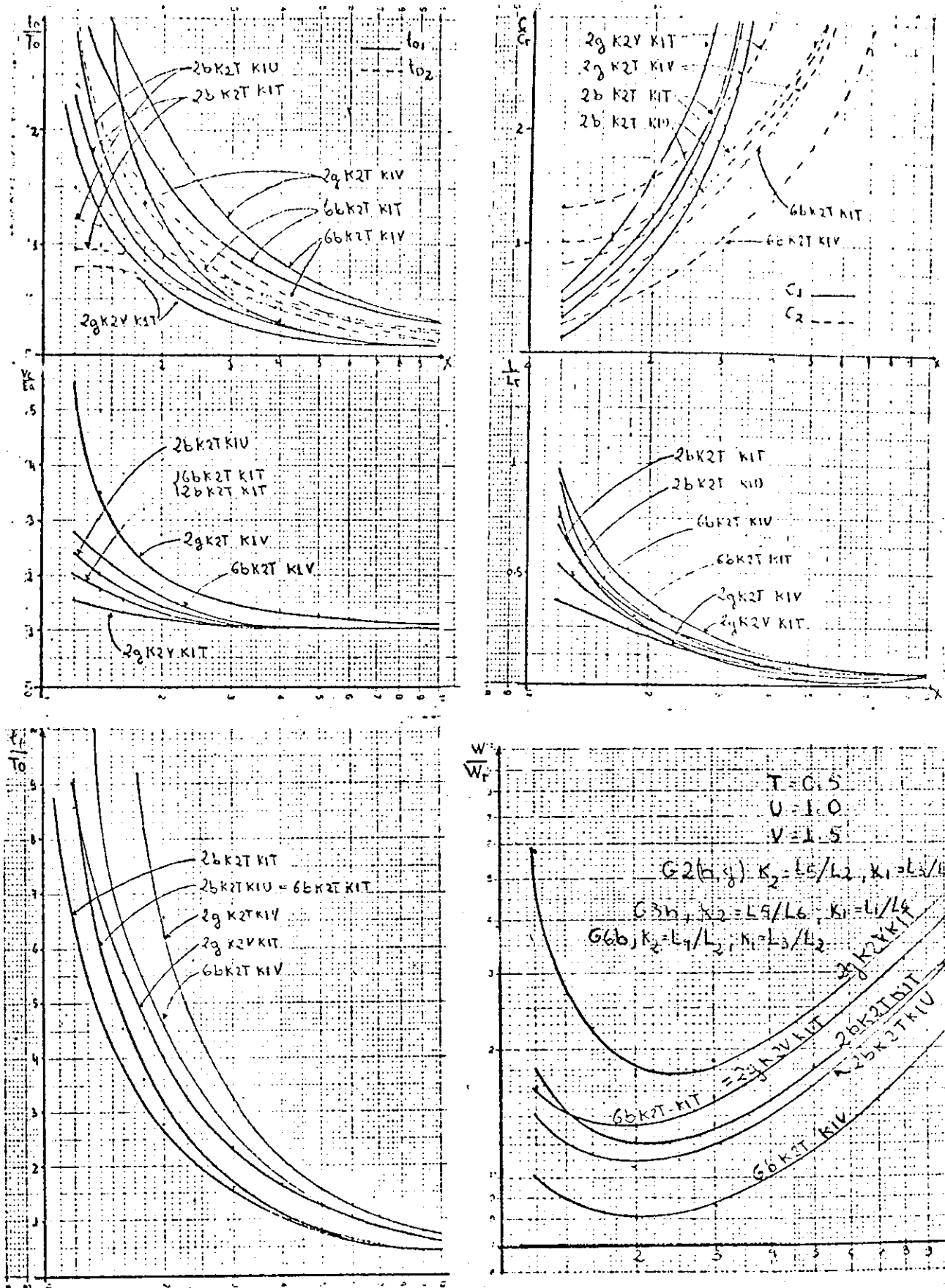


Fig.177 - Tipo 16 - Grupo 2 - casos (b,g), Grupo 3 - caso b, Grupo 6 - caso b

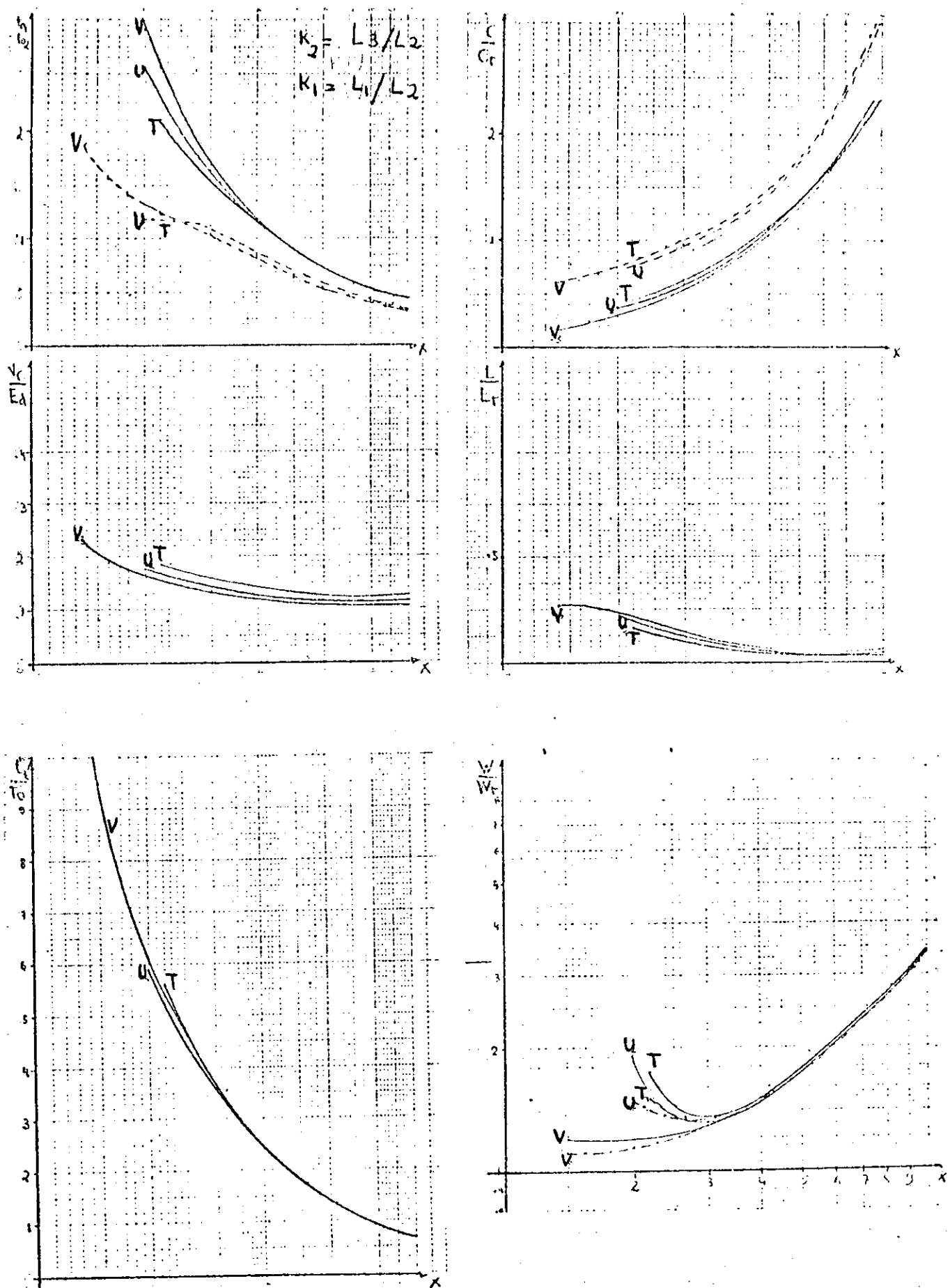


Fig. 178 - Tipo 17 - Grupo 2 - caso d

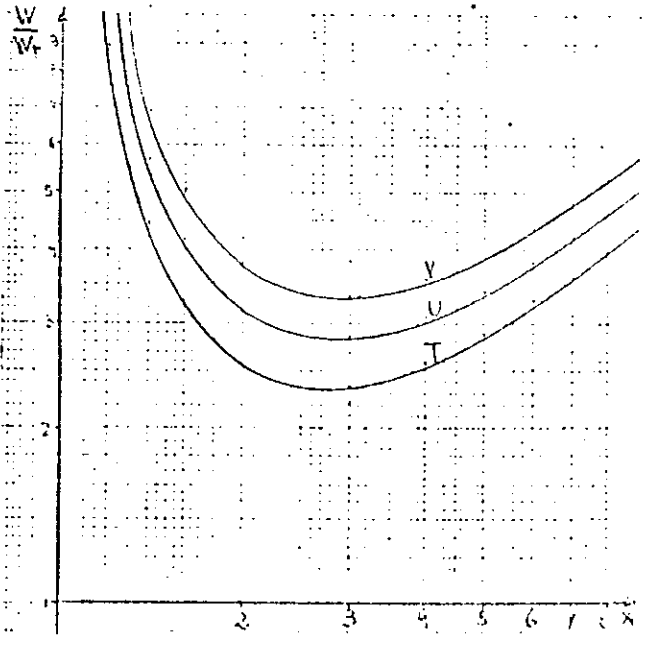
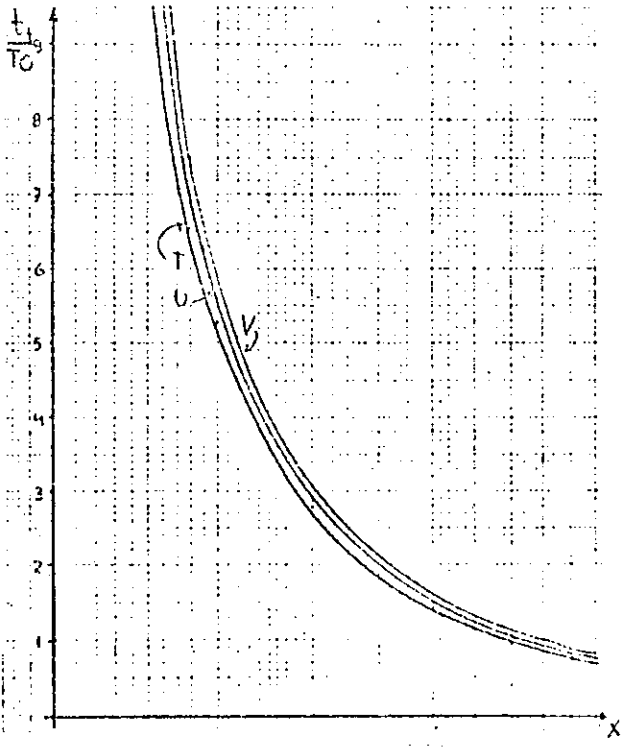
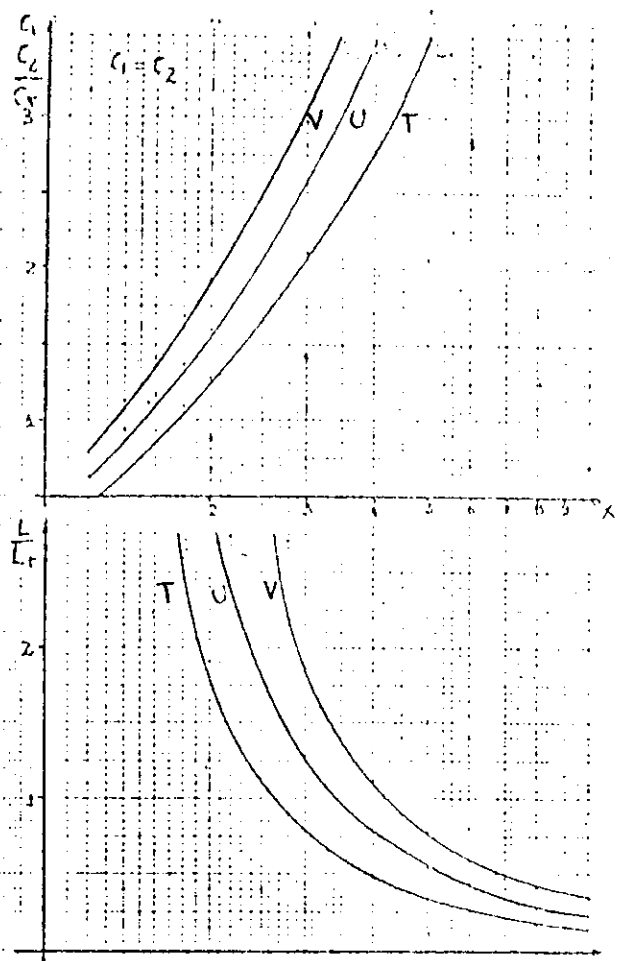
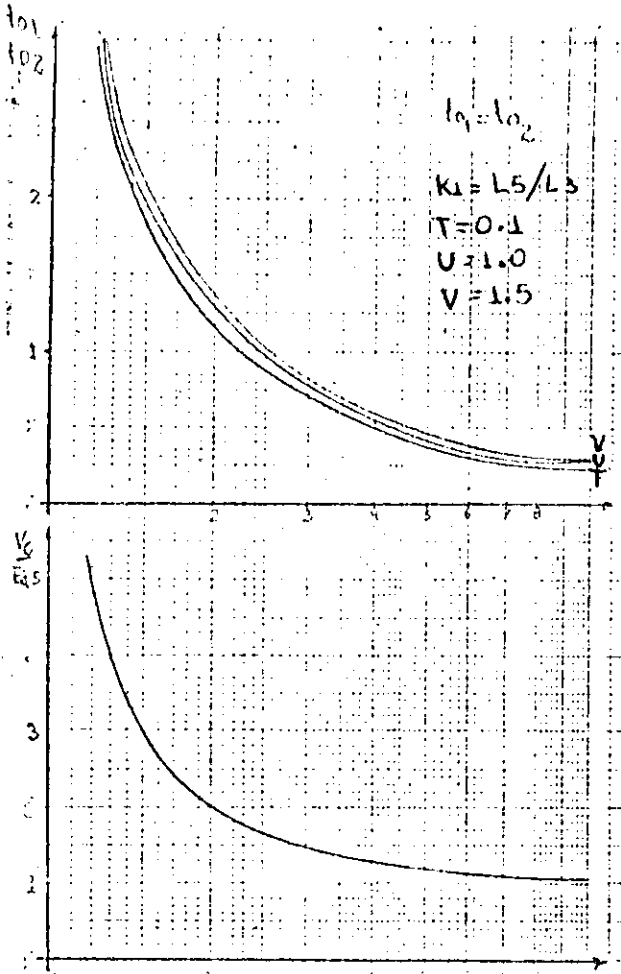


Fig. 179 - Tipo 18 - Grupo 2 - caso c



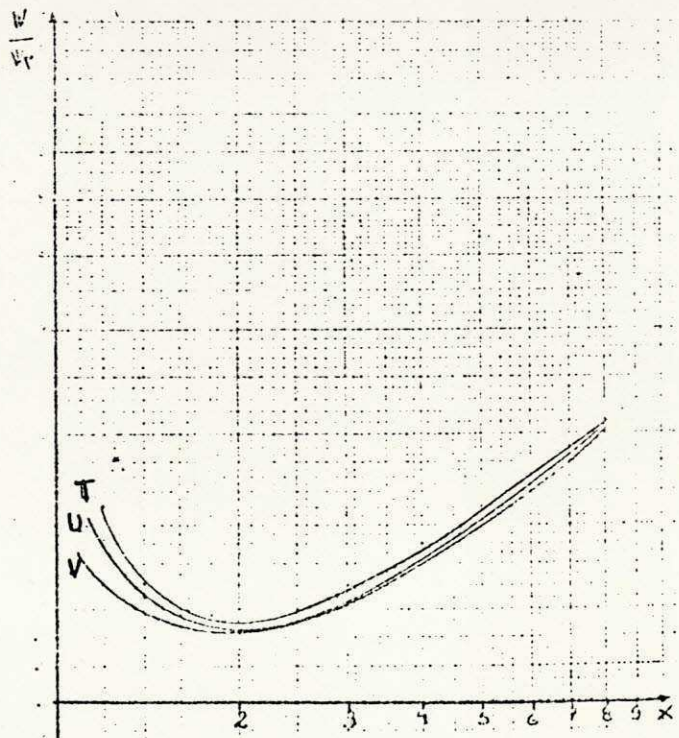
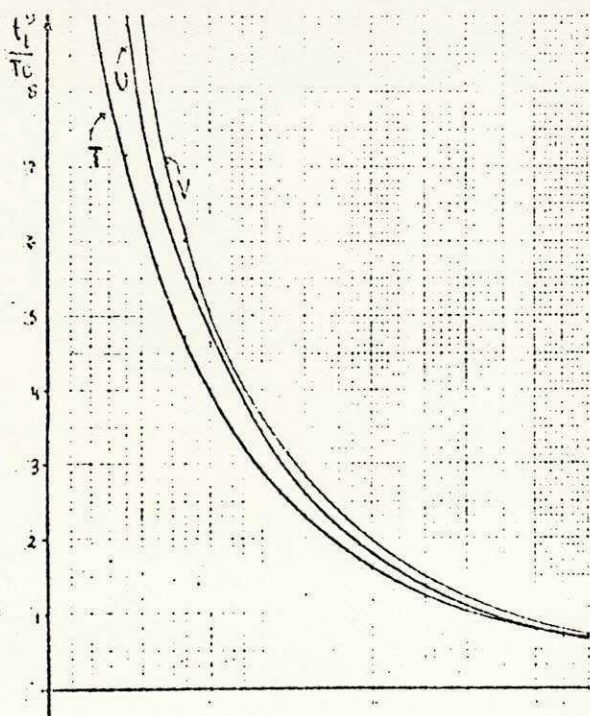
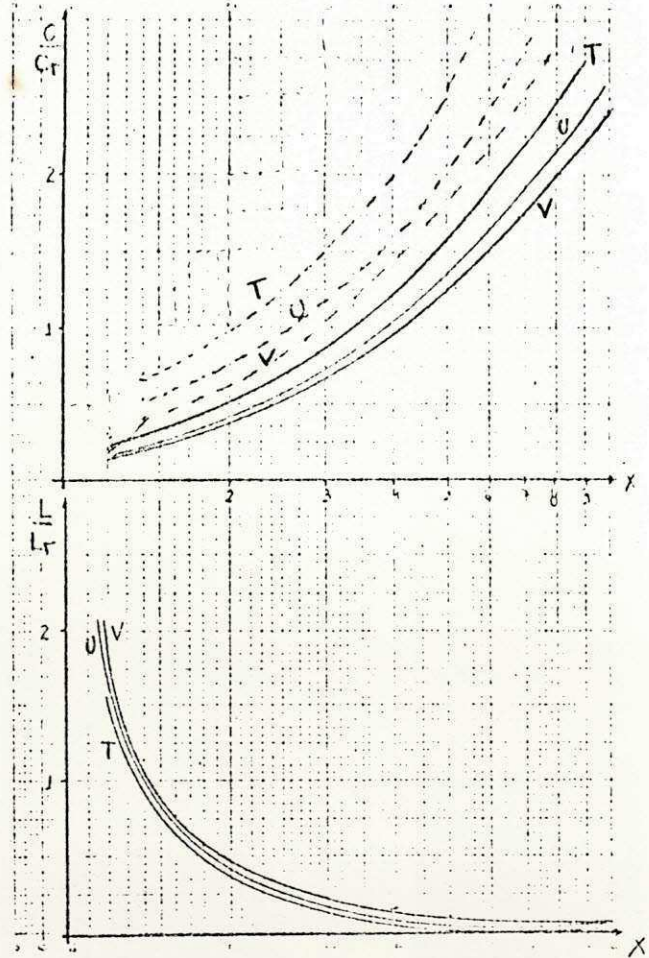
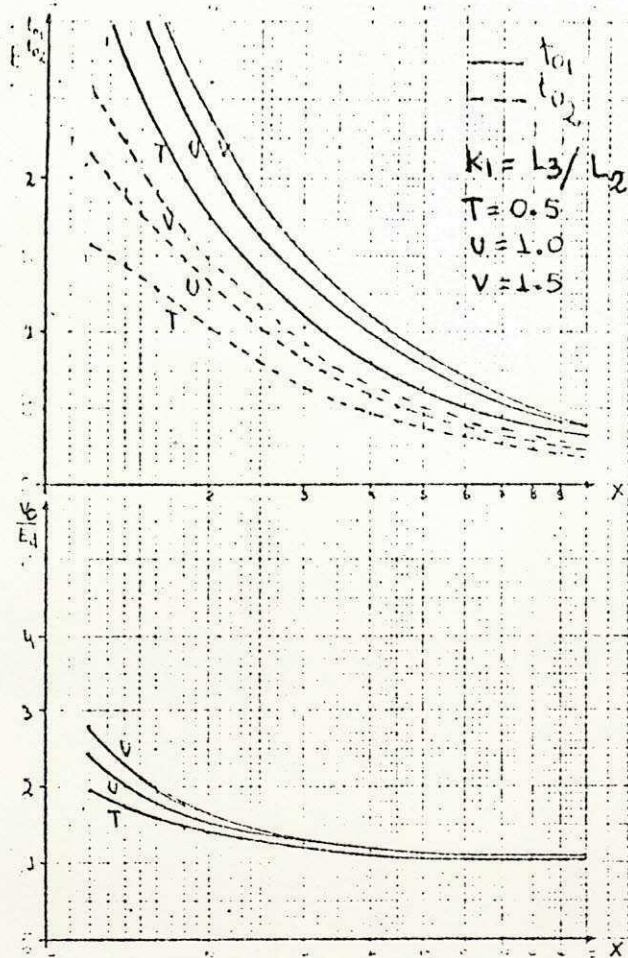


Fig. 180 - Tipo 19 - Grupo 6 - caso a

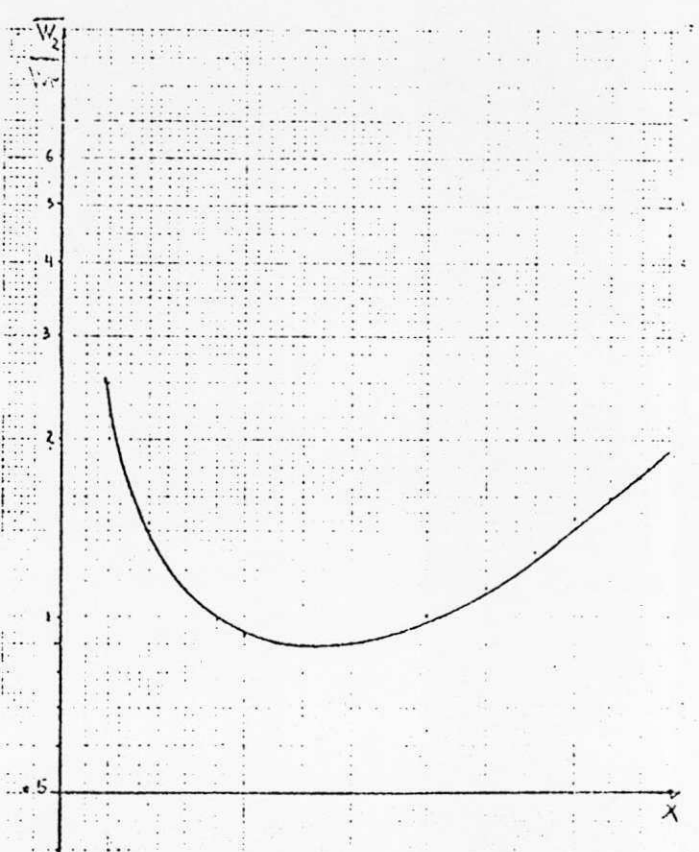
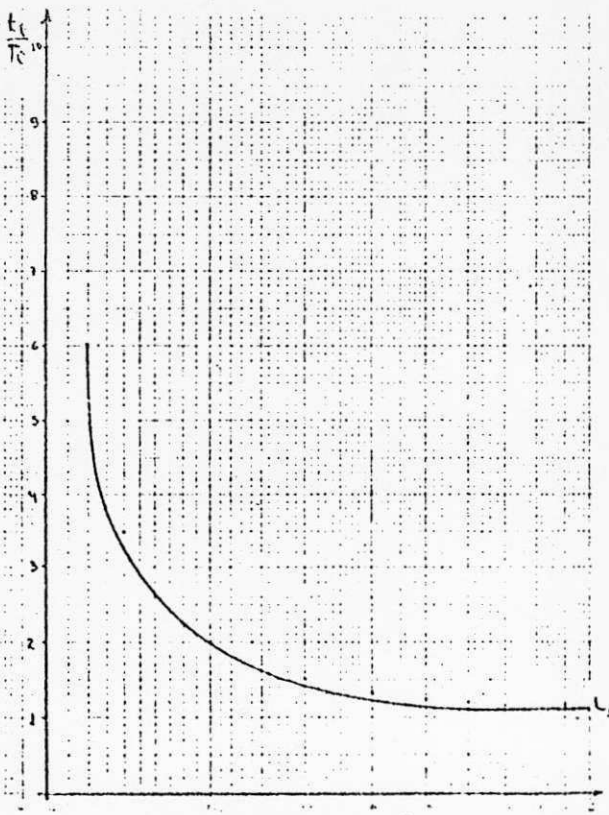
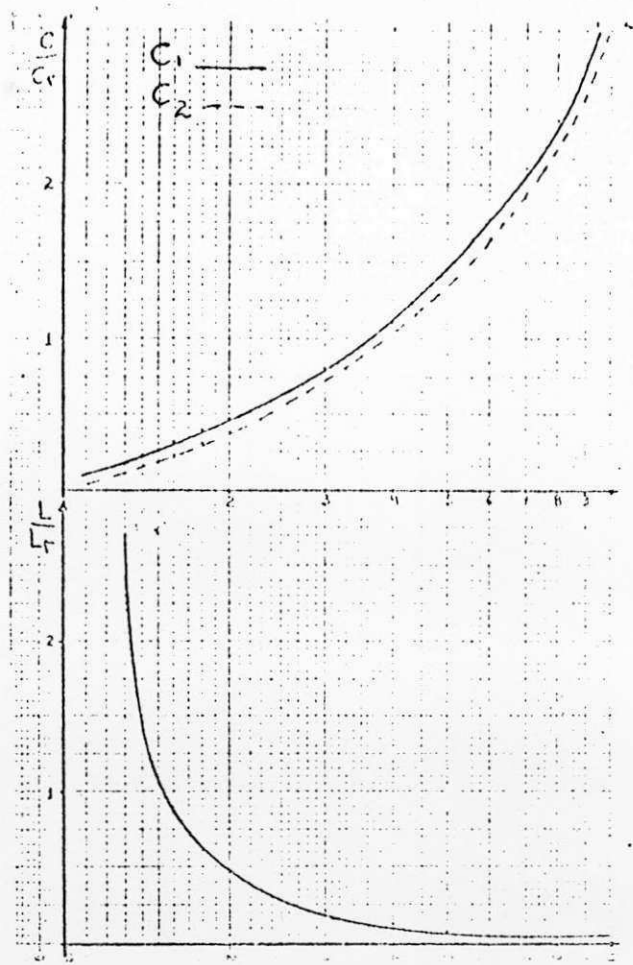
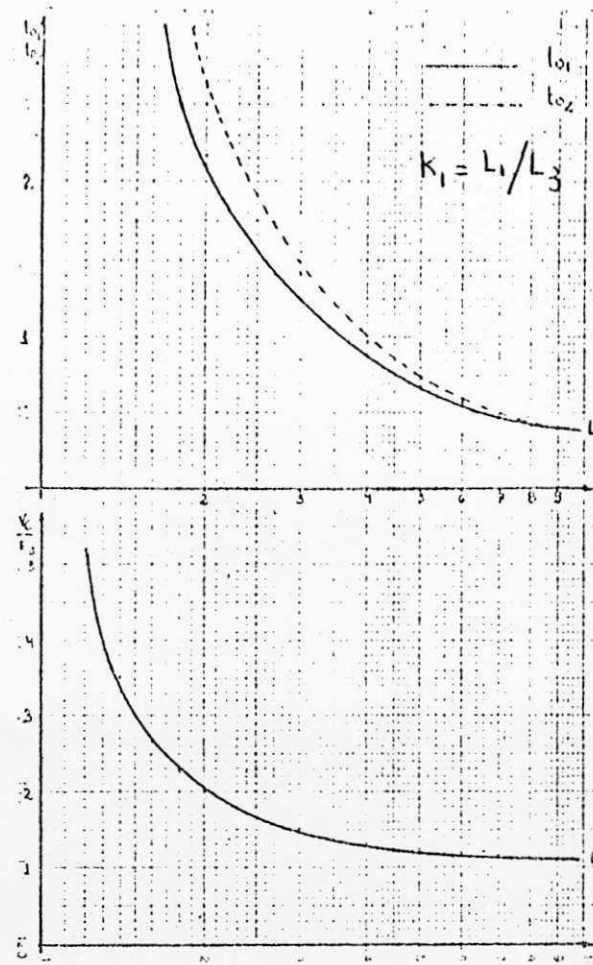


Fig. 181 - Tipo 20 - Grupo 6 - caso c



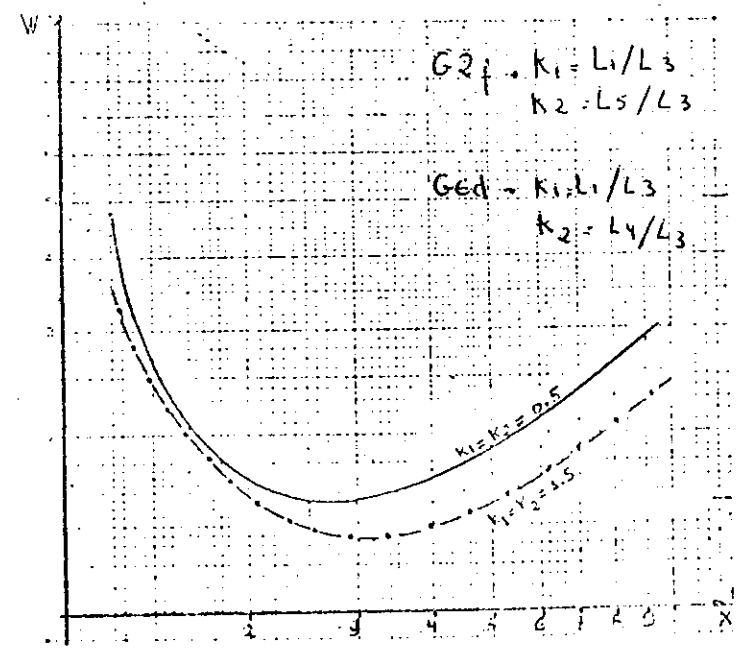
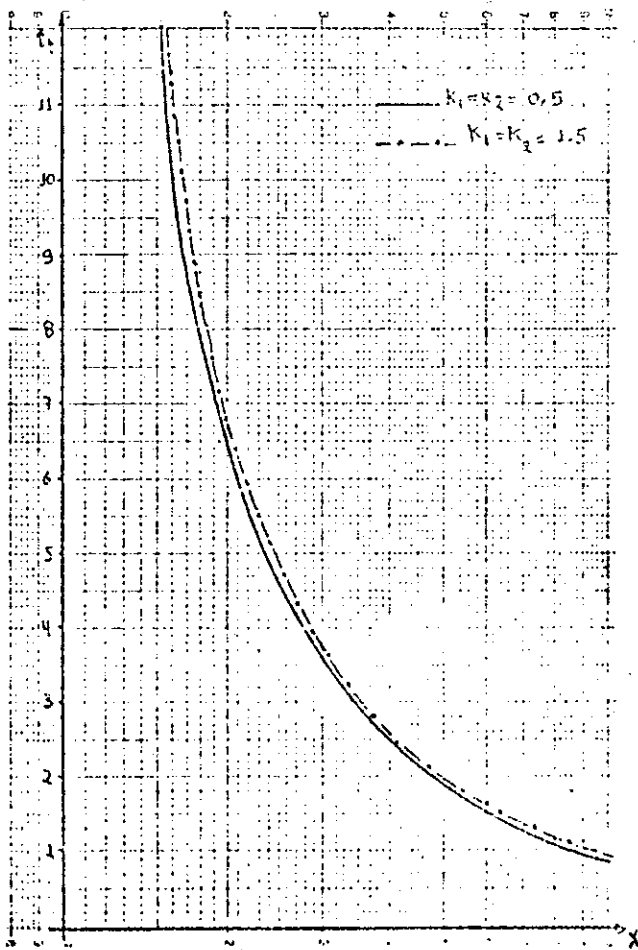
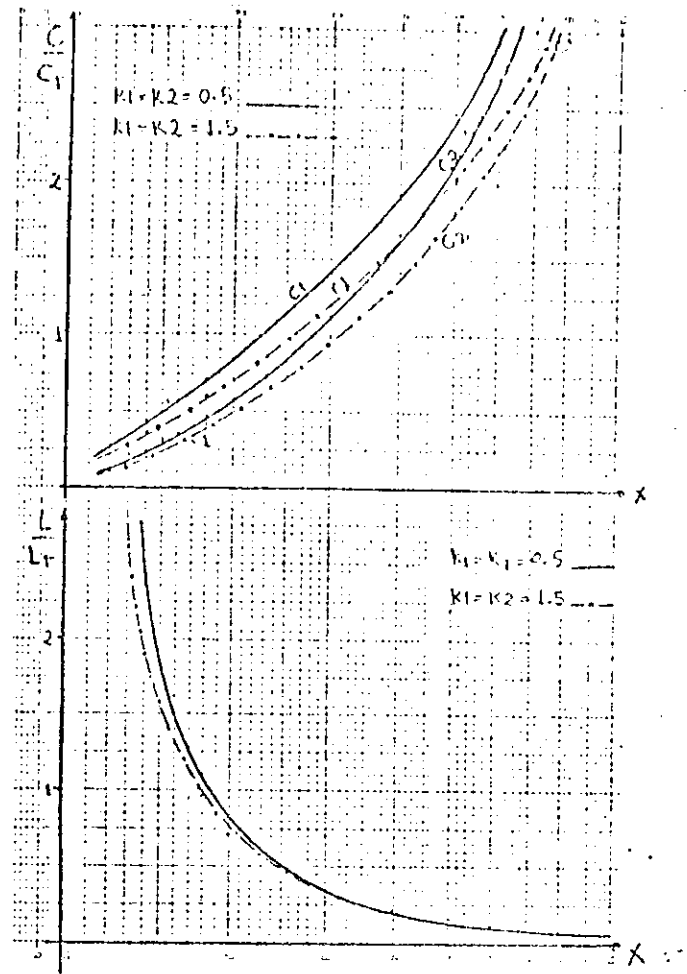
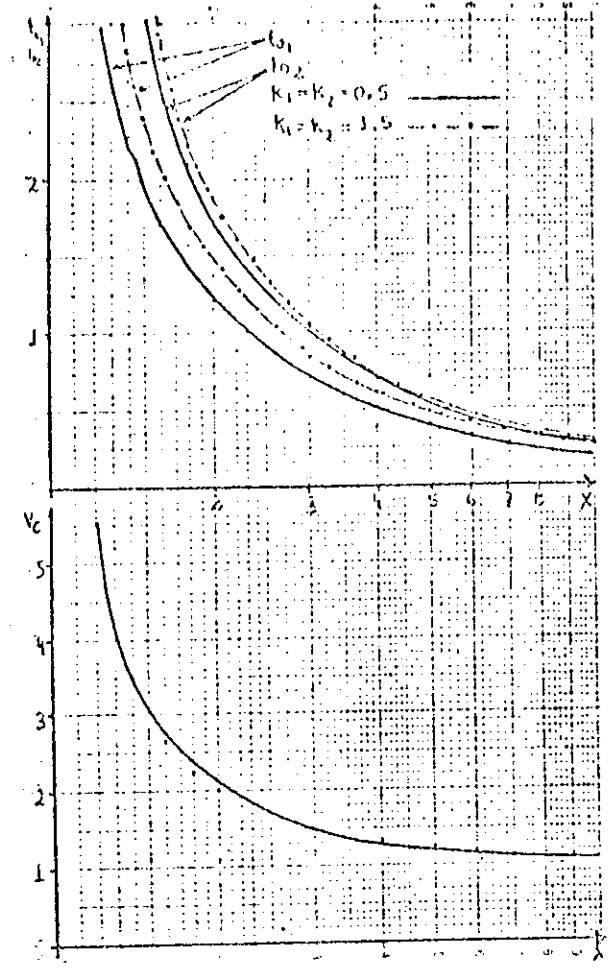


Fig. 182 - Tipo 21 - Grupo 2 - caso f, Grupo 6 - caso d

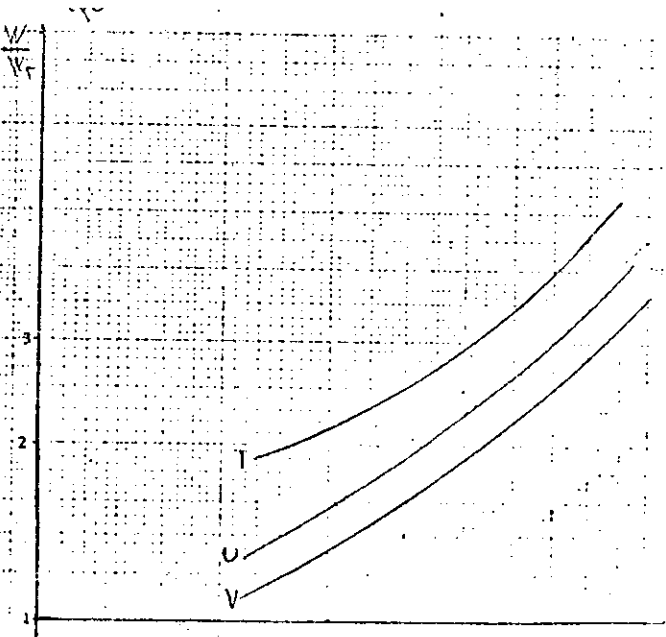
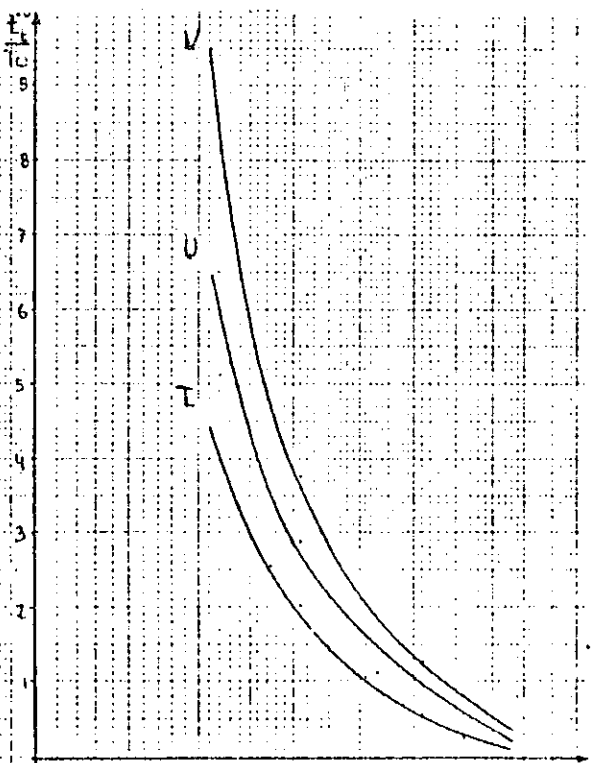
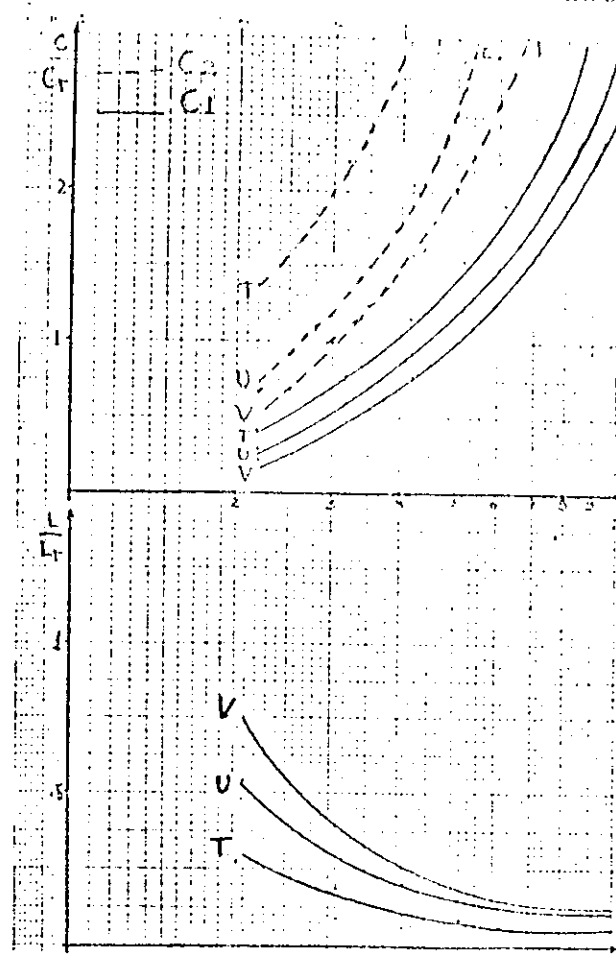
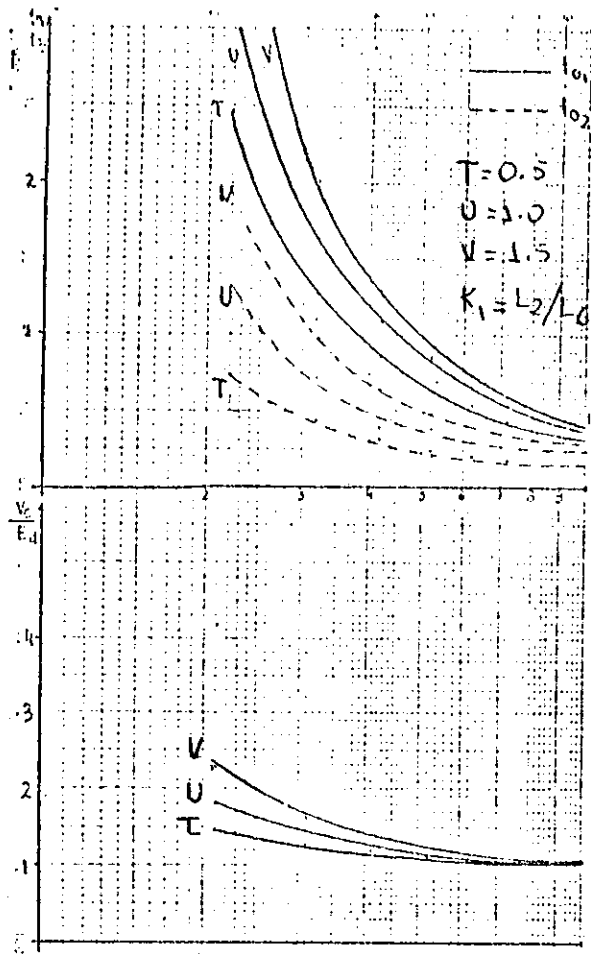


Fig. 183 - Tipo 22 - Grupo 8 - caso a

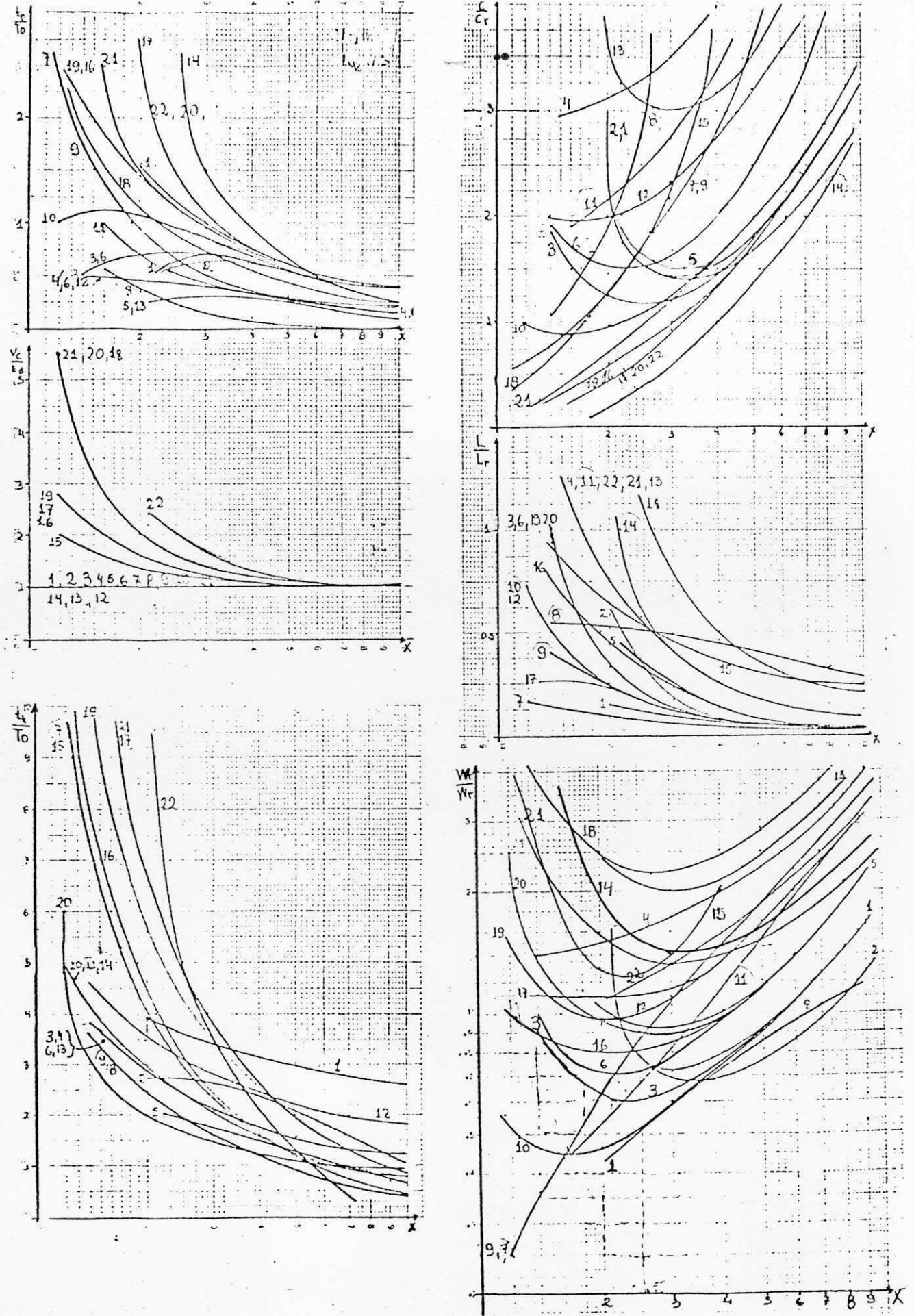


Fig. 184 - Comutação dos Tipos.

### 3.6.1 - Análise dos Tipos

#### Tipo 1 (Grupo 1, caso a)

As curvas características deste tipo mostram que  $t_{01}$  é maior que  $t_{02}$ , conseqüentemente  $C_2$  é maior que  $C_1$  e  $C_2$ , portanto, é quem torna viável o projeto. Obedecendo as imposições do circuito, o seu funcionamento só é possível a partir de  $X = I_m/I_o > 2$  e a energia mínima utilizada na comutação é em torno de  $X = 3$ .

#### Tipo 2 (Grupo 1, caso b)

A indutância  $L_5$  introduzida em série com  $D_2$  torna a comutação de  $T_2$  do modo forte.

Na simulação, a relação de indutâncias  $K_1 = L_5/L_2$  assumiu os seguintes valores:  $K_1T = 0,5$ ,  $K_1U = 1$ ,  $K_1V = 1,5$ .

Observa-se, nas curvas plotadas, que a tendência é de os menores valores de  $W$  ocorrerem quando  $K_1$  aumenta, enquanto que um maior limite de frequência ocorre à medida que  $K_1$  diminui.

#### Tipo 3 (Grupo 1, caso c)

A introdução de  $L_1$  em série com  $T_1$  permite analisar a influência da variação de  $K_1 = L_1/L_2$ .

Vê-se que, quando  $K_1$  aumenta,  $C_1$  se torna maior que  $C_2$  e que quando  $K_1$  diminui,  $C_2$  se torna maior que  $C_1$ . Os menores valores de  $C_1$  e  $C_2$  são mais próximos quando  $L_1 = L_2$ , sendo iguais para  $X \cong 2,3$  que corresponde à energia mínima. Comparando os tipos 1 e 3, observa-se que este último apre -



senta menores valores no que se refere a  $C$ ,  $W$ ,  $t_t$ .

**Tipo 4** (Grupo 1, caso d)

Comparando este tipo com o Tipo 3 a introdução de  $L_5$  piora todas as características, só não interferindo na frequência. A tendência, entretanto, é de as características melhorarem um pouco à medida que  $K_2 = L_5/L_2$  diminui, e  $K_1 = L_1/L_2$  aumenta.

**Tipo 5** (Grupo 1, caso e:  $K_1 = L_5/L_2$ ; Grupo 7, caso c:  $K_1 = L_4/L_2$ )

Em relação à frequência de operação, ambos têm o mesmo comportamento e a frequência tende a aumentar, quando  $K_1$  diminui. Nas demais características, o caso c do Grupo 7, apresenta os menores valores para  $K_1 T$ , ou seja, a medida que  $L_4$  diminui.

**Tipo 6** (Grupo 1, caso f:  $K_2 = L_5/L_2$ ,  $K_1 = L_1/L_2$ ; Grupo 7, caso d:  $K_2 = L_4/L_2$ ,  $K_1 = L_1/L_2$ ).

Estes dois casos só diferem entre si com relação à frequência. O caso f do Grupo 1, neste aspecto, apresenta melhor desempenho. Nos demais aspectos, a tendência é de as características melhorarem quando  $K_2$  diminui e  $K_1$  aumenta.

**Tipo 7** (Grupo 5, caso b:  $K_1 = L_4/L_6$ ; Grupo 4, caso a:  $K_1 = L_5/L_6$ )

O melhor desempenho ocorre quando  $K_1$  diminui. Os dois circuitos têm as mesmas características.

**Tipo 8** (Grupo 4, caso b:  $K_1 = L_2/L_6$ )

As únicas características em que este tipo é melhor que



o Tipo 7, é na frequência, e na energia.

O desempenho do circuito tende a melhorar quando  $K_1$  diminui. A energia utilizada na comutação é menor que a do tipo 7 para valores elevados de  $X$ . Para  $K_1 T$ ,  $X > 4$ .

**Tipo 9** (Grupo 5, caso c:  $K_1 = L_2/L_6$ )

Quando  $K_1$  diminui, os parâmetros também diminuem com exceção da frequência, a qual tende a aumentar com o aumento de  $K_1$ .

Este também é um caso em que  $t_{o1}$  é quem determina  $C$ .

**Tipo 10** (Grupo 5, caso a)

Este tipo só possui uma indutância, e esta é comum aos ramos de  $T_1$  e  $T_2$ . Conseqüentemente  $t_{o1} = t_{o2}$  e  $C_1 = C_2$ .

**Tipo 11** (Grupo 4, caso c:  $K_2 = L_5/L_6$ ,  $K_1 = L_2/L_6$ ; Grupo 5, caso d:  $K_2 = L_4/L_6$ ,  $K_1 = L_2/L_6$ )

Quem melhor representa este tipo é o caso d do Grupo 5 cujas tendências são de melhoria de suas características quando  $K_2$  diminui e  $K_1$  aumenta;  $t_{o1}$  é quem determina  $C$ .

**Tipo 12** (Grupo 7, caso a:  $K_1 = L_1/L_2$ )

A tendência é de as características melhorarem quando  $K_1$  aumenta. Só a frequência aumenta quando  $K_1$  diminui.

**Tipo 13** (Grupo 7, caso b:  $K_2 = L_4/L_2$ ,  $K_1 = L_1/L_2$ )

Difere do Tipo 12, pela introdução de  $L_4$  em série

com  $D_1$ . Em termos da frequência, os valores são quase coincidentes. Com  $L_4$ ,  $C_2$  fica bem maior que no caso do Tipo 12.

As características melhoram quando  $K_2$  diminui, o que se conclui que a introdução de  $L_4$  piora o desempenho do circuito.

**Tipo 14** (Grupo 3, caso a:  $K_1 = L_1/L_6$ )

$t_{o1}$  é quem determina  $C$  e as melhores características são para  $K_1 = 1$ , ou seja,  $L_1 = L_6$ .

**Tipo 15** (Grupo 2, caso a:  $K_1 = L_3/L_2$ )

Quando  $K_1$  diminui favorece a melhores valores de sobretensão,  $L$ ,  $W$  e  $t_t$ . Entretanto, o capacitor diminui à medida que  $K_1$  aumenta.

**Tipo 16** (Grupo 2, casos b:  $K_2 = L_5/L_2$ ;  $K_1 = L_3/L_2$  e g:  $K_2 = L_5/L_2$ ;  $K_1 = L_3/L_2$ ; Grupo 3, caso b:  $K_2 = L_5/L_6$ ;  $K_1 = L_1/L_6$ , Grupo 6, caso b:  $K_2 = L_4/L_2$ ;  $K_1 = L_3/L_2$ .)

Neste tipo o caso b do Grupo 6 apresenta melhor desempenho quando  $K_2$  diminui e  $K_1$  aumenta. É o que consome menor energia na comutação. Esta característica determinou sua escolha como representante deste tipo.

O caso b do Grupo 2 é o que funciona com frequência mais elevada, e o faz quando  $K_1$  e  $K_2$  diminuem.

O caso g do Grupo 2, entretanto, é o que apresenta menor sobretensão e esta tende a diminuir quando  $K_2$  aumenta e  $K_1$  diminui.

**Tipo 17** (Grupo 2, caso d:  $K_2 = L_3/L_2$ ,  $K_1 = L_1/L_2$ )

Aumentando  $K_2$  e  $K_1$ , a tendência é de as características melhorarem.

**Tipo 18** (Grupo 2, caso c:  $K_1 = L_5/L_3$ )

Todas as características têm a tendência de melhorarem a medida que  $K_1$  diminui.

**Tipo 19** (Grupo 6, caso a:  $K_1 = L_3/L_2$ )

Quando  $K_1$  aumenta, C e W diminuem. Quando  $K_1$  diminui, a frequência aumenta, L e a sobretensão diminuem.

**Tipo 20** (Grupo 6, caso c:  $K_1 = L_1/L_3$ )

$t_{01}$  é quem determina C, mas comparando com o Tipo 19, o valor de C para este caso é menor e a sobretensão é maior.

A tendência é, portanto, de a introdução de  $L_1$  melhorar as características do circuito, inclusive o Tipo 20 funciona numa frequência bem mais elevada, que o tipo 19.

**Tipo 21** (Grupo 2, caso f:  $K_2 = L_5/L_3$ ,  $K_1 = L_1/L_3$ ; Grupo 6, caso d:  $K_2 = L_4/L_3$ ,  $K_1 = L_1/L_3$ )

Estes casos são idênticos em todas as características e têm melhor desempenho quando, tanto  $K_2$  como  $K_1$  diminuem.

**Tipo 22** (Grupo 8, caso c:  $K_1 = L_2/L_6$ )

Afora a frequência, todas as características melhoram quando  $K_1$  aumenta.

### 3.7 - CONCLUSÃO

O Capítulo 3 foi desenvolvido seguindo basicamente a mesma sistemática do Capítulo 2. Os valores usados como base para normalização dos parâmetros são os mesmos do capítulo anterior.

Os circuitos de comutação são projetados para prover um tempo de aplicação de tensão reversa suficiente para assegurar o bloqueio, tanto do tiristor principal como do auxiliar. Na análise dos circuitos, observou-se na maioria deles, que o tempo de aplicação da tensão reversa sobre o tiristor auxiliar,  $t_{o2}$ , é menor do que aquele aplicado sobre o tiristor principal,  $t_{o1}$ . Por conseguinte, o valor do capacitor capaz de assegurar a comutação do tiristor auxiliar é maior do que aquele capaz de assegurar a comutação do tiristor principal. Portanto, o capacitor de maior valor é que torna viável o funcionamento do circuito.

Algumas aplicações necessitam de um diodo de aceleração da recarga do capacitor, quando a corrente de carga é pequena. Isto é importante, onde se deseja frequência fixa de operação, além de permitir frequência limite mais elevada [12]. Neste capítulo os circuitos estudados possuem este diodo de aceleração.

A análise detalhada dos circuitos permitiu observar a influência que as indutâncias têm no desempenho do circuito, tanto no que se refere ao seu valor, como à sua alocação.

Mc Murray [12] afirma que uma indutância em série com o tiristor auxiliar favorece a comutação do tiristor principal, mas desfavorece a comutação desse tiristor auxiliar e vice-versa. Observou-se que isto implicava em que os capacitores, necessários à comutação, assumissem valores bastante diferentes. Os Tipos 1 e 3, quando comparados evidenciam melhor este aspecto, como também mostram que quando ambos os tiristores trazem consigo, cada um, uma indutância em série, o desempenho do circuito melhora à medida que os valores das indutâncias se aproximam. Tanto é que, para  $L_1$  igual a  $L_2$  o Tipo 3 apresenta menores valores de Capacitor e Energia mínima envolvida na comutação, atuando numa faixa mais elevada de frequência.

Os Tipos 7, 8, 9, 10, 11 e 14 apresentam a indutância,  $L_6$  que pela sua alocação estratégica, está sempre presente nos circuitos equivalentes, quando  $T_1$  ou  $T_2$  estão acionados. É curioso notar que nestes tipos, sempre quem determina o valor do capacitor de comutação é  $t_{o1}$ . Mc Murray [12] aponta o caso **c** do Grupo 4, Tipo 11, como sendo a melhor alternativa entre as quatro alternativas que ele analisa. Verificou-se, entretanto, que outra configuração (caso **d**, Grupo 5) do mesmo Tipo possui melhor desempenho apresentando menores valores no que se refere a  $C$ ,  $L$ ,  $W$ ,  $t_t$ .

Os Tipos 14, 16, 17, 19, 20 e 22 são os que requerem menores valores de  $C$ . Entretanto, entre esses, o 16 é o que utiliza a menor energia de comutação.

Os Tipos 1 e 7 são os que exigem menores valores de indutância e os Tipos 5, 8, 9 e 20 são os que permitem funcionamento em uma frequência limite mais elevada.

Como no capítulo anterior, a escolha de uma alternativa em detrimento de outras, vai depender das exigências feitas por uma determinada aplicação.



## CONCLUSÃO

A contribuição ao estudo na concepção de circuitos chaveadores aqui efetuada está inserida em uma linha de pesquisa desenvolvida em Eletrônica de Potência, que visa obter estruturas de circuitos conversores, chaveadores como também inversores, utilizando como critério inicial de investigação, a alocação da fonte de comutação segundo o que Vernhoeff [2] sugere.

Neste trabalho são examinadas, em duas famílias de chaveadores, possibilidades de alocação de indutâncias, estudando sua influência no projeto do circuito e em suas características de operação. Em ambas, a fonte de comutação está colocada em paralelo com o tiristor principal. O estudo sistemático realizado, oferece uma contribuição à classificação destas estruturas, segundo o intervalo de comutação. As características de desempenho e de projeto das configurações são obtidas utilizando métodos clássicos de análise de circuitos. Tais características são apresentadas na forma de ábacos normalizados. Esses ábacos permitem efetuar comparações dos desempenhos de operação, possibilitando a escolha mais adequada de uma estrutura tendo em vista determinada aplicação.



A primeira família pode ser muito encontrada na literatura. As configurações que ela engloba são a dois tiristores e efetuam a reversão, através do tiristor principal. A introdução de indutâncias adicionais nos diversos ramos do circuito de potência, sugere vinte e duas estruturas, que se comportam do ponto de vista comutação, de doze maneiras distintas, acrescentando portanto, mais quatro casos, aos oito considerados básicos, já existentes. São verificados inclusive os casos de sobretensão. A introdução de indutâncias em relação a estruturas básicas aumenta a faixa de frequência de operação, embora as demais características tendam a piorar seus valores. Em pelo menos um caso, o da estrutura de Mc. Murray, a introdução de uma indutância em série com o tiristor principal, melhora todas as características.

A segunda família apresenta uma mudança na topologia dos circuitos com relação a primeira, permitindo que a reversão de carga do capacitor seja processada independentemente do tiristor principal. Como estes circuitos são mais complexos, a introdução de indutâncias nos diversos ramos do circuito de potência, modifica na maioria dos casos, o intervalo de comutação, tornando a classificação menos compacta. Os trinta circuitos identificados, se comportam de vinte e duas maneiras distintas. Destes vinte e dois casos básicos identificados na família, somente cinco estruturas haviam sido estudadas [12]. Entre estas cinco, uma delas é apontada por Mc Murray [12] como sendo

a que possui melhores características, (Tipo II, Grupo 4, caso C). Verifica-se entretanto, que outra configuração do mesmo Tipo (Grupo 5, caso d) possui melhor desempenho de funcionamento. Nesta família, em cada circuito que possui sobretensão, é considerado o pior caso de operação, ou seja, aquele em que, devido às perdas, a tensão do capacitor após a reversão, é sempre menor que a tensão da fonte.

Embora não tenham sido apresentados resultados experimentais no trabalho, foi verificado experimentalmente a viabilidade de operação de cada circuito discutido.

O estudo das estruturas de circuitos que podem ser originadas verificando as possibilidades de alocação de indutâncias, a partir da posição que cada fonte de comutação ocupa, é um trabalho que pode conduzir a resultados interessantes.

#

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [ 1 ] BEDFORD, B.D., and HOFT, R.G. - "Principles of inverter circuits", John Wiley, New York, 1964.
- [ 2 ] VERNHOEFF, Arie - "Basic Forced-Commutated Inverters and their Characteristics". IEEE Trans. Ind. Applic., vol. IA-9, Nº 5, pp. 601-606, Set/Out., 1973.
- [ 3 ] MAPHAM, Neville W. - "The Classification of SCR Inverter Circuits". IEEE International Conversion Record, Part 4, pp. 99-105, 1964.
- [ 4 ] HUMPHREY, Andrew J. - "Inverter Commutation Circuits". IEEE Trans. Ind. and Gen. Applic., Vol. IGA-4, pp. 104-110, Jan/Feb., 1968.
- [ 5 ] AKAMATSU, M., KUMANO, M. and KASA, A. - "A Thyristor - Forced Commutation Method with Commutation Current Transformer", Mitsubishi Electric Corporation, Trans. IEEJ Vol. 93-B, nº 7, pp. 33-40, Aug/1973.
- [ 6 ] BUSALAEV, G.H. and SCHVARC, G.K. - "Cálculo de dispositivos a condensadores de bloqueio de tiristores" (em russo), Elektrischestvo, SSSR, nº 6, pp. 45-50, 1968.
- [ 7 ] FOCH, M. Henri - "Étude analytique des régimes permanents et transitoires des circuits de commutation du type Mc Murray". C.R. Acad. Sc Paris t. 279 série B - 387-390, Oct/1974.
- [ 8 ] DAVIS, R.M. and MELLING, J.R. - "Quantitative Comparison of Commutation Circuits for Bridge Inverters". IEE PROC. Vol. 124, nº 5, pp. 237-246, Mar/1977.
- [ 9 ] MAZDA, F.F. - "Design of High-frequency Thyristor Chopper Circuits". Electronic Engineering, pp. 34-39, Feb. 1970.
- [10] CABRAL DA SILVA, E.R. e MENEZES VAZ, R.T. - "Considerações sobre Circuitos de Comutação Forçada em Chavea-



- dores". II Encontro Nacional de Automática, SBA, pp. 133-144, Salvador-Ba., Julho, 1981.
- [11] KNAPP, P. - "Solid-State Regulating Units for Motoring and Braking D.C. Traction Vehicles". Brown Boveri Rev. 6/7, pp. 252-270 - 1970.
- [12] Mc MURRAY, W. - "Thyristor Commutation in DC Choppers - A Comparative Study". IEEE, Trans. Ind. Applic. Vol. IA-14, nº 6, pp. 547-558, Nov/Dec, 1978.
- [13] REVANKAR, G.N. and PALSETIA, Parvez K. - "Design Criteria of Commutation Circuit in a DC Chopper". IEEE, Trans. Ind. Electronics and Control Inst., Vol. IECI-19, nº 3, pp. 86-88, Aug/1972.
- [14] DUBEY, G.K. and RANADE, D.B. - "A Chopper for Control of DC Traction Motor". Electric Machines and Electromechanics, pp. 299-319, 1979.
- [15] MENÉZES VAZ, R.T. e CABRAL DA SILVA, E.R. - "Contribuição ao Desenvolvimento de Chaveadores", II Encontro Nacional de Automática, SBA, pp. 145-154, Salvador-Ba. Julho 1981.
- [16] Mc MURRAY, W. - "Stepless Solid-State Controls for Battery-Powered DC Electric Vehicles". Tech. Papers of IFAC Symp. on Control in Power Electronics and Electrical Drivers, Dusseldorf, Vol. 2. pp. 421-435, Oct. 7-9-1974.
- [17] CABRAL DA SILVA, E.R. - "Estudo Comparativo da comutação forçada em chaveadores e inversores (em máquina síncrona auto-pilotada) "Relatório de pesquisa, Proc. 40.2558/81, 1983.
- [18] DEWAN, S.B., DANG, G.S., and NICHOLSON, N.M. - "A Fast Response DC Chopper". Soc. Annual Confo, IEEE Ind. Appl., pp. 922-926, Toronto, October, 1975.
- [19] GRAF, C.E., SKOGSHOLM, E.A. and VOLKMANN, W.K. - "Practical design considerations for inverter drivers". IEEE Trans. on Ind. Applic., Vol. IA-9, nº 5, pp- 593-600, Sep/Oct/, 1973.