

CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO

POR MEIO DE CHOPPER

por

IVO BARBI

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de

MESTRE EM CIENCIAS

Especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação.

Hans Helmut Zürn

Prof. Hans H. Zürn. Ph.D.-Coordenador do curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Sergio Roberto Arruda

Prof. Sergio R. Arruda, M.Sc. - Orientador

BANCA EXAMINADORA

Hans Helmut Zürn

Prof. Hans H. Zürn, Ph.D.

Carlos I. Zanchin

Prof. Carlos I. Zanchin, M.Sc.

Polidoro E. São Tiago Fº

Prof. Polidoro E. São Tiago Fº, M.Sc.

Universidade Federal de Santa Catarina

Departamento de Engenharia Elétrica

Controle de velocidade do motor de indução por meio de
chopper

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina pa
ra obtenção do grau de Mestre em Ciências.

Ivo Barbi

Julho - 1976

A meus irmãos

A meus pais

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Sergio Roberto Arruda com quem iniciei o estudo da teoria das máquinas elétricas, pela orientação e apoio.

Agradeço à COPERTIDE, à CAPES, à UFSC pela ajuda material.

Ao colega Prof. Jean Marie Farines pelas críticas que realizou.

Aos funcionários do Centro Tecnológico que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

INDICE

- Resumo	ix
- Simbologia	viii

CAPITULO PRIMEIRO

1.1.A-A questão	02
1.2 -Objetivos.	

CAPITULO SEGUNDO

CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO DE ROTOR BOBINADO POR MEIO DE CHOPPER	05
----------------------------------------------------------------------------------	----

2.1 - Introdução	
2.2 - Relação entre o intervalo de condução do Chopper e o valor de resistência de carga vista pelo retificador.	
2.3 - Relação entre a resistência vista pelo rotor e a resistência vista pelo retificador.	
2.4 - O circuito equivalente do motor.	
2.5 - Escolha da resistência externa R_1 .	
2.6 - Valor da indutância de choque L_d .	
2.7 - Frequência do Chopper a ser adotada.	

CAPITULO TERCEIRO

PRIMEIRA CONFIGURAÇÃO DO CHOPPER	15
3.1 - O circuito sob estudo.	
3.2 - Hipóteses simplificativas.	
3.3 - Funcionamento do Chopper.	
3.4 - Estudo quantitativo dos tempos do Chopper.	
3.5 - Formas de onda.	
3.6 - Variação da tensão no SCR principal.	
3.7 - Variação da tensão no SCR auxiliar.	
3.8 - Pico de corrente nos SCR's principal e auxiliar.	

- 3.9 - Variação da corrente nos SCR's auxiliar e principal.
- 3.10 - Valores médios das correntes.
 - 3.10.1- No SCR principal.
 - 3.10.2- No SCR auxiliar.
 - 3.10.3- No indutor de comutação.
 - 3.10.4- No diodo principal.
 - 3.10.5- No diodo auxiliar.
- 3.11 - Considerações para projeto.

CAPITULO QUARTO

SEGUNDA CONFIGURAÇÃO DO CHOPPER ----- 31

- 4.1 - O circuito sob estudo.
- 4.2 - Estudo qualitativo do Chopper.
- 4.3 - Estudo quantitativo do Chopper.
 - 4.3.1 - Período de condução do SCRa.
 - 4.3.2 - Período de condução do SCR
- 4.4 - Formas de onda.
- 4.5 - Correntes nos componentes.
 - 4.5.1 - Corrente média no SCR principal.
 - 4.5.2 - Corrente máxima no SCR principal.
 - 4.5.3 - Corrente média no SCRb
 - 4.5.4 - Corrente máxima no SCRb.
- 4.6 - Considerações para projeto.

CAPITULO QUINTO

TERCEIRA CONFIGURAÇÃO DO CHOPPER ----- 42

- 5.1 - O circuito sob estudo.
- 5.2 - Estudo qualitativo do Chopper.
- 5.3 - Estudo quantitativo do chopper.
 - 5.3.1 - Período de condução do SCR principal.
 - 5.3.2 - Período de condução do SCR auxiliar.
- 5.4 - Formas de onda.
- 5.5 - Correntes nos componentes.
 - 5.5.1 - Corrente média no diodo D_2 .
 - 5.5.2 - Corrente média no SCR principal.
 - 5.5.3 - Corrente média no SCR auxiliar.

- 5.5.4 - Corrente média no diodo D_1 .
- 5.5.5 - Corrente média no indutor de comutação L.
- 5.5.6 - Potência perdida em R_2 .
- 5.5.7 - Corrente máxima no SCR principal.
- 5.5.8 - Corrente máxima no SCR auxiliar.
- 5.6 - Considerações para o projeto do Chopper.

CAPITULO SEXTO

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE AS VARIAS CONFIGURAÇÕES 85

- 6.1 - Quantidade de componentes.
- 6.2 - Comparação entre as correntes médias nos SCR's principais.
- 6.3 - Comparação entre as correntes de pico nos SCR's principais.
- 6.4 - Comparação entre as di/dt nos SCR's principais.
- 6.5 - Correntes médias nos SCR's auxiliares.
- 6.6 - Corrente de pico nos SCR's auxiliares.

CAPITULO SETIMO

CONTROLE DE VELOCIDADE DE DOIS MOTORES SIMULTANEAMENTE 92

- 7.1 - Configuração.
- 7.2 - Funcionamento.

CONCLUSÕES 96

APENDICES 97

- I - Circuito de comando dos SCR's
- II - Programas
- III - Dados experimentais dos Choppers.
- IV - O motor empregado.
- V - Exemplos de projetos.

B I B L I O G R A F I A 118

S I M B O L O G I A

- C - Capacitor de comutação.
- D_1 - Diodo principal.
- D_2 - Diodo de Comutação.
- E - Tensão nos terminais do retificador.
- I_{1m} - Valor médio da corrente no SCR principal.
- I_{D1m} - Valor médio da corrente no diodo principal.
- I_1 - Corrente secundária do motor à plena carga.
- I_0 - Corrente secundária do motor à vazio.
- I - Corrente fornecida pelo retificador à bobina L_d .
- L - Indutor de comutação.
- L_d - Bobina de filtragem.
- n - Relação entre espiras efetivas do estator e do rotor.
- R - Resistência equivalente vista nos terminais do chopper.
- R_1 - Resistência externa do rotor.
- R_2 - Resistência externa vista pelo rotor.
- R_3 - Resistência total do rotor referida ao estator.
- R_r - Resistência própria do rotor.
- R_s - Resistência do estator.
- R_z - Resistência em série com a fonte auxiliar na terceira configuração.
- S - Escorregamento.
- S_1 - SCR principal.
- S_2 - SCR auxiliar.
- T - Período do chopper.
- T_1 - Período de condução do SCR principal.
- T_2 - Período de condução do SCR auxiliar .
- T_L - Torque-carga do motor.
- V - Fonte auxiliar na terceira configuração.
- V_c - Tensão no capacitor.
- V_L - Tensão no Indutor.
- X_s - Reatância de dispersão do estator.
- $X'R$ - Reatância de dispersão do rotor referida ao estator.
- X_m - Reatância de magnetização.
- a - Índice relativo aos componentes principais da segunda configuração.
- b - Idem, para os componentes auxiliares.

R E S U M O

O controle de velocidade de um motor de indução de rotor bobinado por meio de chopper é estudado. É feito um tratamento sistemático e completo de várias configurações de choppers construídos com SCR, com a propriedade de produzir variação contínua e sem contatos mecânicos, da resistência do rotor. São apresentadas expressões e métodos simples para os projetos dos sistemas estudados e propostos. É feito um estudo comparativo entre as várias configurações para facilitar a escolha da configuração mais conveniente para uma determinada aplicação. Todas as configurações são projetadas e construídas, de acordo com os resultados da análise realizada. Uma aplicação particular é apresentada, destinada a controlar as velocidades de dois motores simultaneamente com um único chopper.

A B S T R A C T

The speed control of a wound-rotor induction motor by means of choppers is studied. A systematic and complete analysis of various chopper circuits with SCR, which provide continuous and contactless variations of rotor resistance is presented. Simple methods to design the proposed and studied systems are also presented. A comparative study between the configurations, to choose the convenient one for a given application is made. All the configurations are designed and implemented using the results of the analysis. A special application to control two motors simultaneously is presented.

C A P I T U L O

P R I M E I R O

I N T R O D U Ç Ã O

PRIMEIROCAPITULOINTRODUÇÃO1 . 1 - A QUESTÃO

O controle de máquinas elétricas por meio de SCR é mais flexível, não exige contatos mecânicos, opera com níveis de sinais de comando de baixa intensidade, pode ser efetuado a distância, é mais seguro, robusto e confiável, apresenta melhor rendimento, ocupa menos espaço, é menos ruidoso, e com o desenvolvimento acelerado da tecnologia dos semicondutores é produzido a preços cada vez mais competitivos.

Além disso é extremamente adequado ao fechamento de máquinas automatizando o controle de determinadas variáveis tais como: velocidade, posição, aceleração, torque, corrente, tensão, etc....

Històricamente, com o desenvolvimento científico e tecnológico do homem, foram cada vez mais acentuadas as necessidades de controle dessas variáveis. As máquinas de corrente alternada, apesar de mais vantajosas sob muitos aspectos, caracterizaram-se sempre por serem de controle mais difícil que as máquinas de corrente contínua. A utilização do SCR no controle das máquinas veio alterar essa situação tornando as máquinas de corrente alternada, particularmente os motores de indução, preferíveis em muitos casos, pois às suas qualidades iniciais de robustez e economia se adicionava a possibilidade de controle, também robusto e econômico.

A generalização do uso dos motores de indução talvez tenha sido a maior contribuição do SCR em controle de máquinas elétricas.

Em 1890 já se controlava a velocidade dos motores de corrente contínua por meio de reostato manual.

Em 1930 introduziu-se o controle de resistência de armadura por meio de relés e contactores. Em 1945 foi introduzido o sistema motor-gerador chamado sistema Ward-Leonard e o Amplidina. Em 1955 já se usava retificadores. Em 1961-1963 finalmente foi introduzido o controle de velocidade dos motores de corrente contínua por meio de SCR, com o emprego de choppers e retificadores controlados.

Atualmente também se controla o motor de indução por meio de configurações que empregam SCR tais como: inversores, cicloconversores, choppers, etc.

1 . 2 - OBJETIVOS

Os objetivos do presente trabalho são: analisar e obter expressões para o projeto de várias configurações com SCR destinadas a controlar a velocidade dos motores de indução com rotor bobinado; construir as várias configurações de acordo com as conclusões obtidas analiticamente e colher todas as informações úteis sobre o desempenho do sistema; preparar fórmulas e roteiros para projeto, tornando as informações aqui apresentadas acessíveis a quem deseje projetar e construir um sistema semelhante.

C A P I T U L O

S E G U N D O

CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO POR MEIO

DE CHOPPER

C A P I T U L O S E G U N D O

CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO

DE ROTOR BOBINADO POR MEIO DE CHOPPER

2 . 1 - INTRODUÇÃO

O esquema mais simples para o controle de velocidade de um motor de indução é conseguido pela variação da resistência do rotor. Este método pode produzir elevado torque de arranque com baixa corrente e permite uma variação ampla da velocidade, abaixo da velocidade síncrona. Além disso reduz a potência reativa absorvida pelo motor. Por isso este método é largamente empregado onde solicitações de grandes correntes podem causar sérios danos à rede e onde a simplicidade de operação é desejada. É também empregado quando a carga é de natureza intermitente e requer altos torques, e aceleração e desaceleração rápidas, como em prensas e guindastes.

Convencionalmente a resistência do rotor é variada manualmente e discretamente. Esta operação mecânica é indesejável. Além de exigir a intervenção direta do operador, as variações de velocidade não são suaves e a descontinuidade do reostato não permite a variação contínua da velocidade de operação do motor.

Todas as características indesejáveis de controle de velocidade com variação da resistência, mecanicamente são suprimidas quando se utiliza um controle eletrônico. Este controle eletrônico é realizado do seguinte modo:

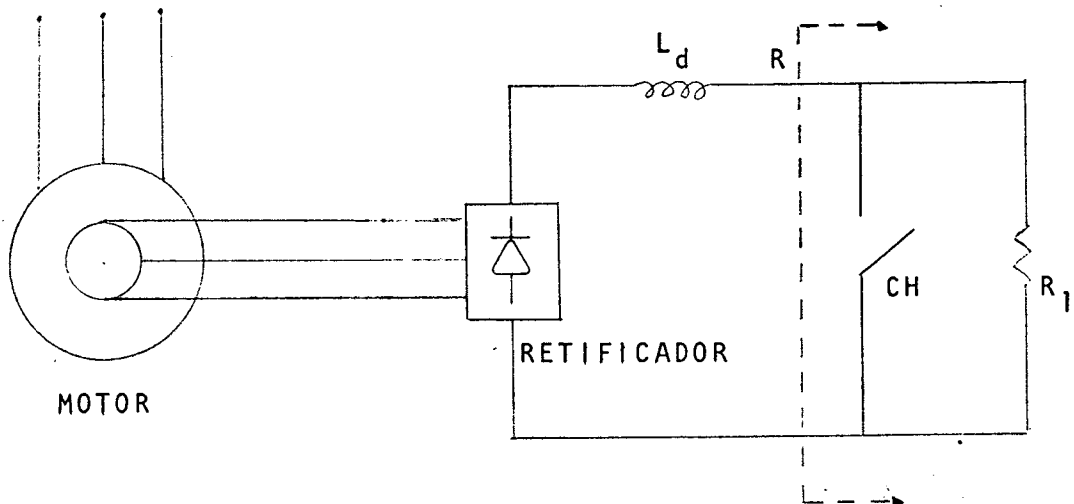


FIGURA - 2.1

Um retificador trifásico é ligado aos anéis coletores do rotor do motor de indução de rotor bobinado. A tensão retificada é aplicada sobre um resistor externo R_1 em paralelo com uma chave CH. A chave CH abre e fecha intermitentemente com uma frequência invariável. A resistência média vista pelo motor depende da duração do tempo de condução da chave CH.

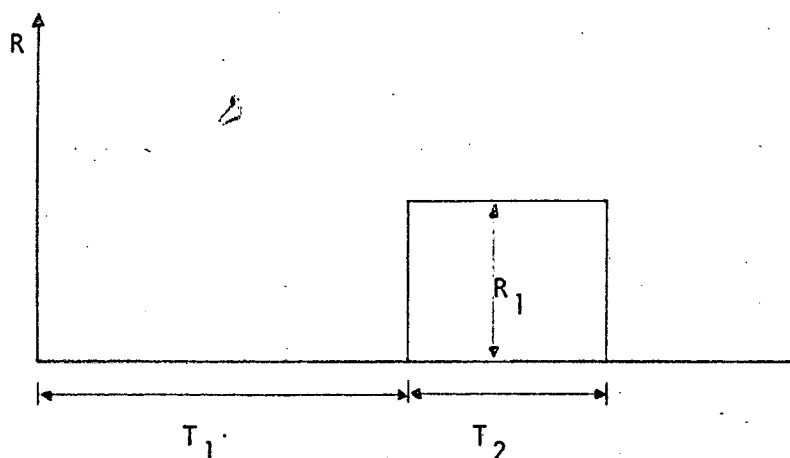


FIGURA - 2.2

O intervalo durante o qual a chave permanece fechada é T_1 e o intervalo durante o qual permanece aberta é T_2 . O período de atuação da chave é igual a T , sendo a soma de T_1 com T_2 . Define-se:

$$\alpha = \frac{T_1}{T} \quad (2.1)$$

Fazendo-se α variar de zero a um, o valor da resistência R variará entre R_1 e zero. O chaveamento e o controle do tempo de condução é realizado por meio de um Chopper a ser discutido nos capítulos seguintes.

2 . 2 - RELAÇÃO ENTRE O INTERVALO DE CONDUÇÃO DO CHOPPER E O VALOR DA RESISTÊNCIA VISTA PELO RETIFICADOR

Considerando a fonte de tensão E em série com a indutância L_d como uma fonte de corrente obtem-se:

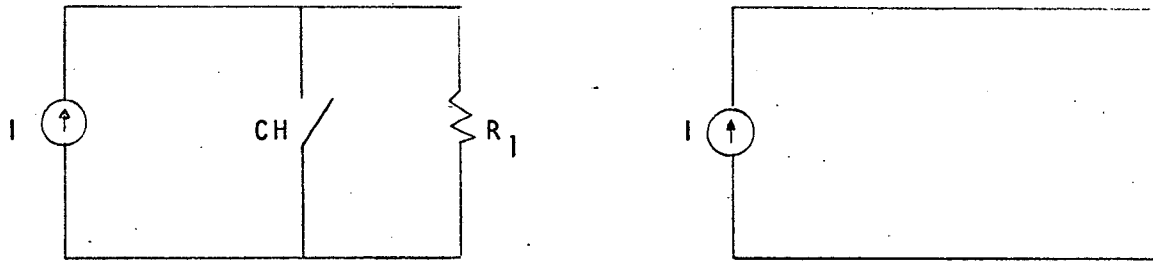
a) - Intervalo T_2 b) - Intervalo T_1

FIGURA - 2.3

As energias dissipadas nos dois intervalos são respectivamente:

$$P_{T_1} = 0$$

$$P_{T_2} = R_1 \cdot I^2 \cdot T_2$$

Consequentemente:

$$P = R_1 \cdot I^2 \cdot T_2$$

$$P = R \cdot I^2 \cdot T$$

Portanto:

$$R_1 \cdot I^2 \cdot T_2 = R \cdot I^2 \cdot T$$

ou:

$$R = \frac{T_2}{T_1} \cdot R_1$$

Mas:

$$T_2 = T - T_1$$

Assim:

$$R = R_1 \cdot \left(\frac{T - T_1}{T} \right) = R_1 \cdot \left(1 - \frac{T_1}{T} \right)$$

$$R = R_1 \cdot (1 - \alpha) \quad (2.2)$$

2 . 3 - RELAÇÃO ENTRE A RESISTÊNCIA VISTA PELO ROTOR E A RESISTÊNCIA VISTA PELO RETIFICADOR.

Os enrolamentos do rotor juntamente com o retificador podem ser assim representados:

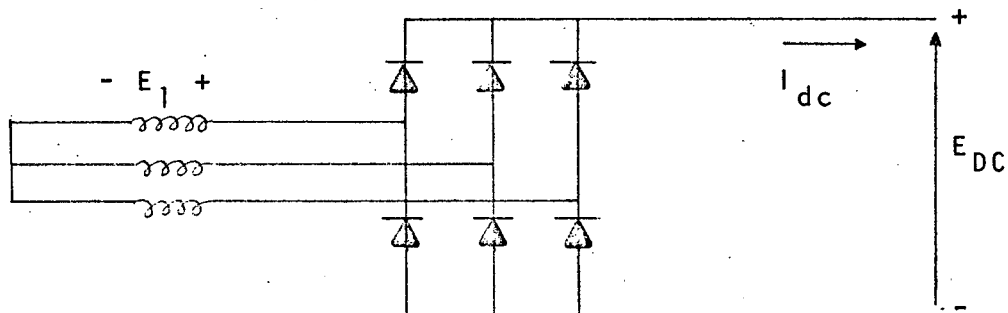


FIGURA - 2.4

As tensões E_{DC} e E_1 são assim relacionadas:

$$E_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot E_1 \quad (2.3)$$

A corrente na carga tem a seguinte forma:

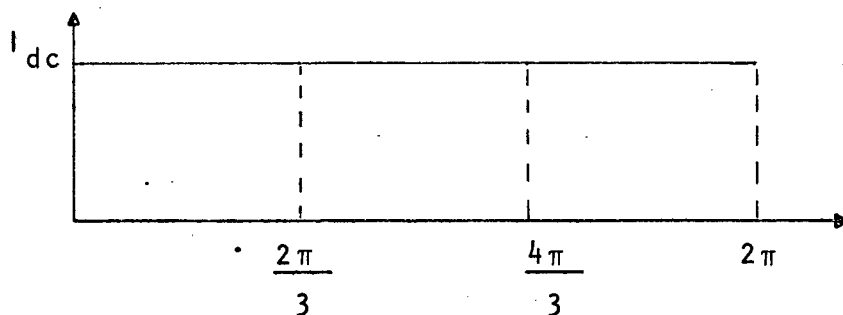


FIGURA - 2.5

A corrente em cada fase será:

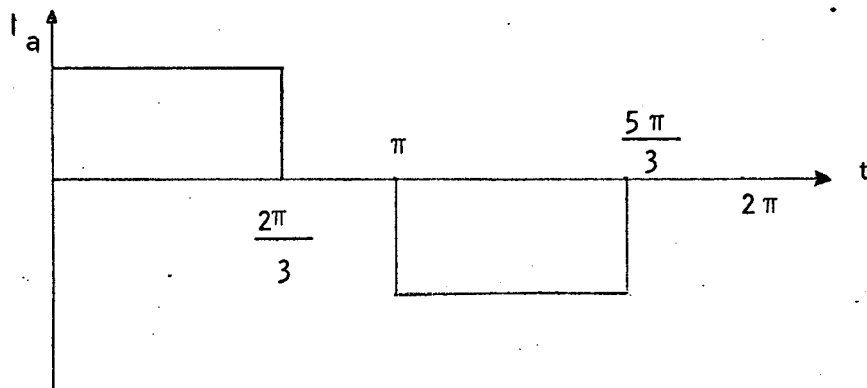


FIGURA - 2.6

O valor eficaz de corrente de fase é dado por:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum I^2} = \sqrt{\frac{1}{6} (2 \cdot I_{dc}^2 + 2 \cdot I_{dc}^2)} \quad (2.4)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot I_{dc}^2} \quad I_{ef}^2 = \frac{2}{3} \cdot I_{dc}^2$$

A potência dissipada por fase será:

$$P_f = \frac{I_{dc}^2 \cdot R}{3} = R_2 I_{ef}^2$$

Portanto:

$$R_2 = \frac{I_{dc}^2 \cdot R}{I_{ef}^2 \cdot 3} \quad (2.5)$$

Substituindo-se a relação (2.5) obtém-se:

$$R_2 = 0,5 R$$

Assim:

$$R_2 = 0,5 R_1 (1 - \alpha) \quad (2.6)$$

2 . 4 - O CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR

Como se sabe o circuito equivalente por fase é assim representado:

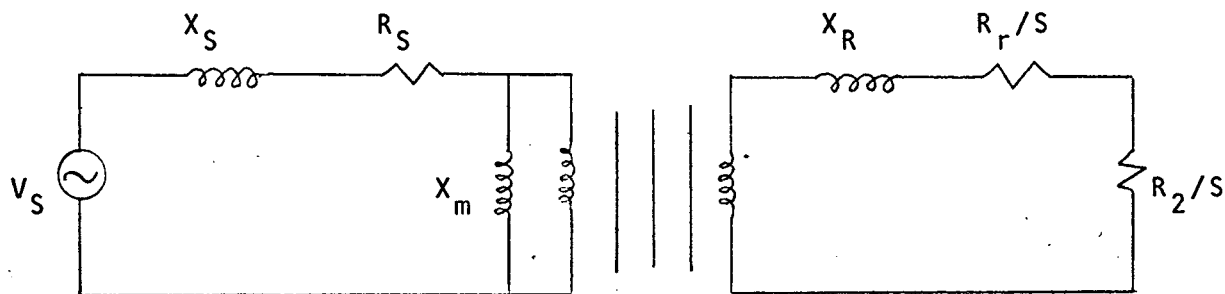


FIGURA - 2.7

ou então:

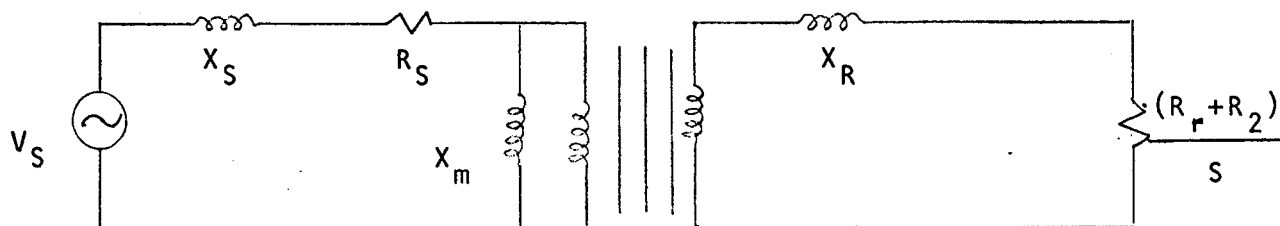


FIGURA - 2.8

o que referido ao primário resulta:

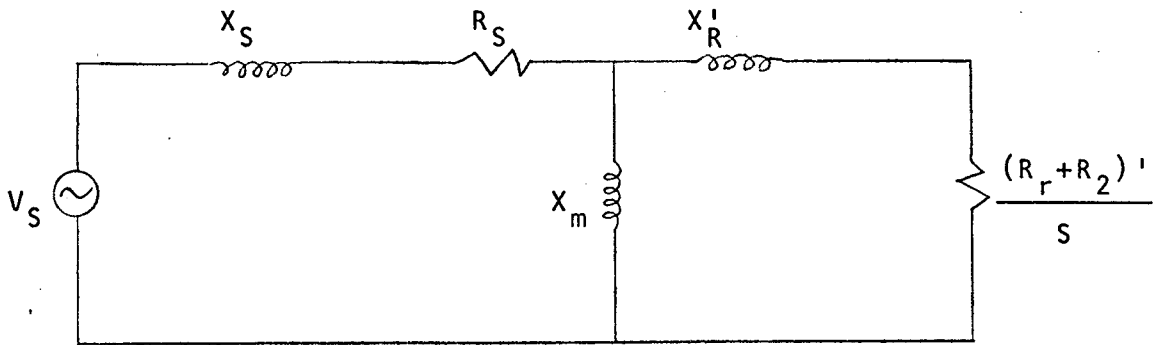


FIGURA - 2.9

$$(R_r + R_2)' = n^2 (R_r + R_2) \quad (2.7)$$

$$X'_R = n^2 \cdot X_R$$

Portanto a resistência secundária referida ao primário será:

$$R_3 = n^2 \left[R_r + 0,5R_1 (1 - \alpha) \right] \quad (2.8)$$

E o circuito equivalente se torna:

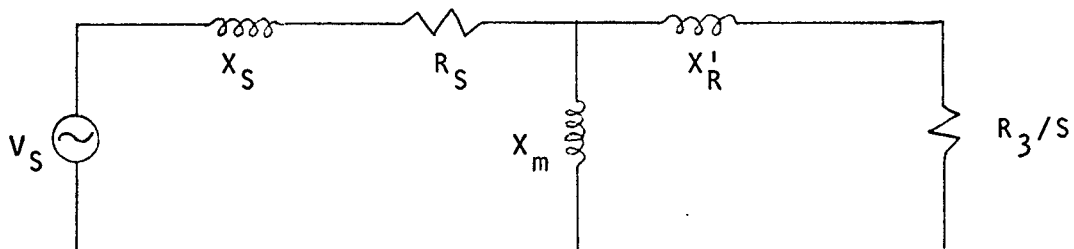


FIGURA - 2.10

2.5 - ESCOLHA DA RESISTÊNCIA EXTERNA R_1

Dispondo-se dos parâmetros do motor e de característica torque - escorregamento da carga é possível determinar uma faixa de velocidades e de valores assumidos por R_3 . Variando-se o valor de R_3 pode-se determinar varias características torque - escorregamento do motor. Superpondo todas em um mesmo gráfico, incluindo a característica da carga obtem-se:

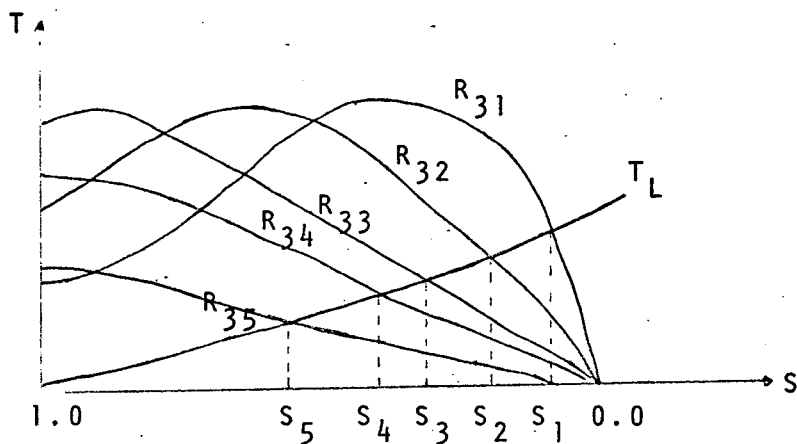


FIGURA - 2.11

Assim para S situado entre S_5 e S_1 o valor de R_3 se situará entre R_{35} e R_{31} . O intervalo de controle de velocidade fica de finido por S_5 e S_1 pois:

$$W_5 = W_s (1 - S_5) \quad (2.8)$$

$$W_1 = W_s (1 - S_1) \quad (2.10)$$

como:

$$R_3 = n^2 \left[R_r + 0,5R_1 (1 - \alpha) \right]$$

obtem-se:

$$R_1 = \frac{2}{1 - \alpha} \left(\frac{R_3}{n^2} - R_r \right) \quad (2.11)$$

Para $\alpha = 0$, condição para a qual o chopper permanece sempre aberto, obtem-se:

$$R_1 = 2 \left(\frac{R_3}{n^2} - R_r \right)$$

Tomando $R_3 = R_{35}$ obtém-se:

$$R_1 = 2 \left(\frac{R_{35}}{n^2} - R_r \right) \quad (2.12)$$

Com esta expressão determina-se o valor da resistência externa.

2.6 . VALOR DA INDUTÂNCIA DE CHOQUE L_d

Como a impedância do rotor é pequena, quando a resistência externa é curto circuitada pelo SCR há o aparecimento de elevados picos de corrente. Estes picos de corrente produzem pulsação no torque desenvolvido pelo motor, causando vibração e ruído. Para su primir estes efeitos indesejáveis, a indutância L_d deve ter um va lor adequado; deve ser tão grande quanto necessária para reduzir ' os picos de corrente a valores aceitáveis.

A forma da corrente no indutor L_d é a seguinte:

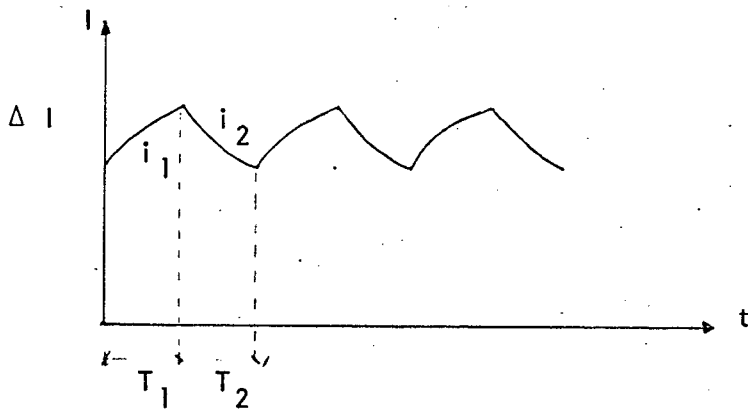


FIGURA - 2.12

O circuito pode ser assim representado:

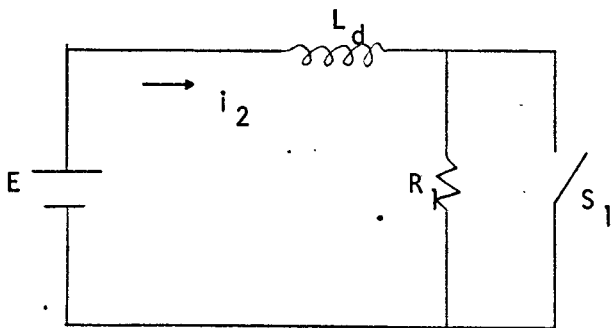


FIGURA 2.13 (a)

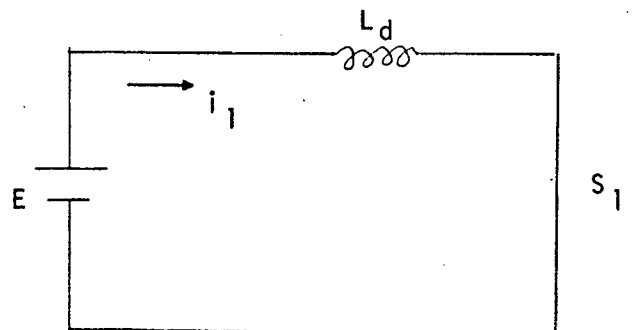


FIGURA - 2.13 (b)

De acordo com o circuito (b) pode-se escrever:

$$E = L_d \frac{di}{dt} = L_d \frac{\Delta i}{\Delta t_1} \quad (2.13)$$

$$L_d = E \cdot \frac{\Delta t_1}{\Delta i} \quad (2.14)$$

O pior caso ocorre quando $\Delta t_1 = T$ e quando o motor opera à plena carga. Portanto:

$$L_d = \frac{R_1 \cdot I_2 \cdot T}{\Delta i} \quad (2.15)$$

2 . 7 - FREQUÊNCIA A SER ADOTADA

Existem alguns pontos a serem observados na escolha da frequência do chopper:

a - com o aumento do valor da frequência a indutância L_d se torna menor. As pulsações no torque se reduzem sendo reduzidos conseqüentemente os ruídos e as vibrações.

b - com o aumento da frequência do chopper maior se torna o aquecimento do capacitor de comutação e dos elementos semicondutores particularmente dos SCR's.

c - uma frequência muito elevada aumenta o risco de os SCR's não comutarem. Isto se deve ao fato de os tempos de disparo e bloqueio dos SCR's não serem nulos.

Recomenda-se a utilização de uma frequência situada entre 200 Hz e 500 Hz.

C A P I T U L O T E R C E I R O

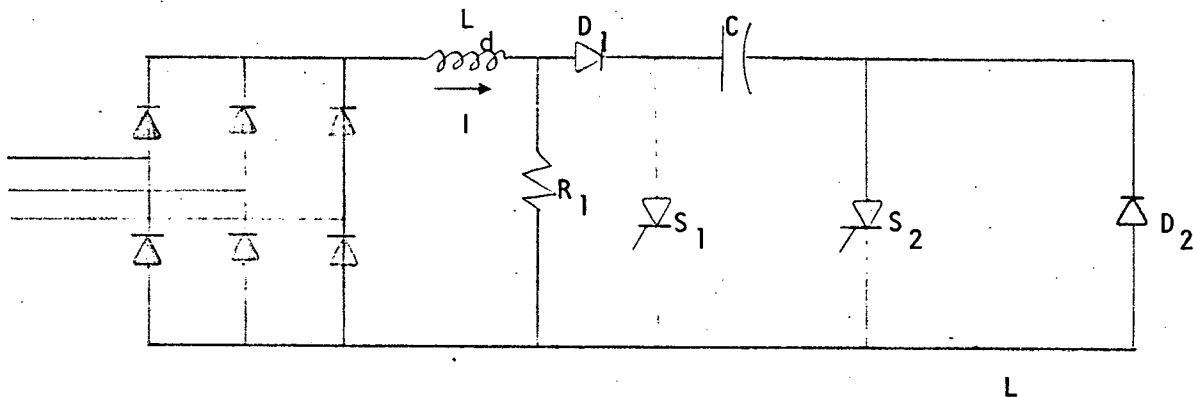
PRIMEIRA CONFIGURAÇÃO

C A P I T U L O T E R C E I R O

PRIMEIRA CONFIGURAÇÃO

3 . 1 - PRIMEIRA CONFIGURAÇÃO

O chopper sob estudo é apresentado na figura 3.1 abaixo.



S_1 - SCR principal.

S_2 - SCR auxiliar.

C - Capacitor de comutação.

R_1 - Resistência de controle da velocidade do motor.

L_d - Indutância destinada a filtrar a corrente retificada.

C, L_d , D_2 - Circuito ressonante de comutação.

3 . 2 - HIPÓTESES SIMPLIFICATIVAS

Para tornar mais simples a quantificação dos fenômenos envolvidos durante a operação do sistema, são admitidas as seguintes simplificações:

1 - Os SCR's são chaves perfeitas.

2 - A tensão rotórica retificada é contínua, visto que o retificador é uma ponte trifásica cujo fator de ondulação é menor que 4%.

3 - Os tempos de bloqueio e disparo dos SCR's são nulos.

4 - A indutância L_d é escolhida com valor tal que a corrente de carga I é constante.

5 - O circuito ressonante L , C , D_2 é ideal.

3 . 3 - FUNCIONAMENTO DO CHOPPER

Considera-se inicialmente o SCR auxiliar conduzindo e o capacitor carregado devido à queda de tensão em R_1 , com a polaridade indicada na figura 3.2 . O SCR principal encontra-se bloqueado.

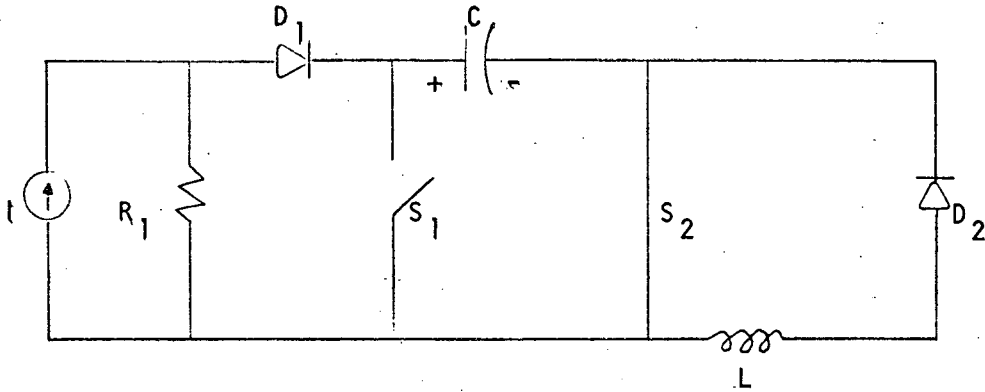


FIGURA - 3.2

A resistência vista pela máquina é igual à R_1 . O capacitor se mantém carregado devido ao bloqueio apresentado pelo diodo D_1 e pelo SCR principal.

Num instante seguinte o SCR principal é disparado. A tensão do capacitor é aplicada aos terminais do SCR auxiliar e ele é bloqueado instantaneamente. O capacitor se descarrega pelo indutor L e pelo diodo D_2 . Como o circuito de descarga do capacitor é oscilante, ele se recarrega com uma tensão de polaridade contrária à polaridade inicial, mantendo-se carregado devido ao bloqueio apresentado pelo diodo D_2 . A situação é representada na figura 3.3. Como o SCR principal se encontra conduzindo, a resistência vista pelo motor é nula.

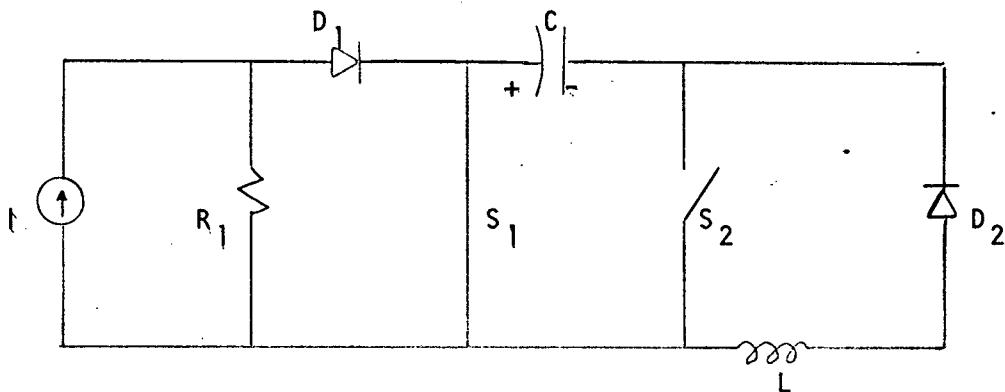


FIGURA - 3.3

Depois de um determinado intervalo de tempo o SCR auxiliar é disparado. A tensão do capacitor é aplicada aos terminais do SCR principal e ele abre instantaneamente. A resistência vista pelo motor passa a ser R_1 . O capacitor se descarrega totalmente através do SCR auxiliar, R_1 e D_1 . Devido à queda de tensão em R o capacitor se recarrega com a polaridade indicada na figura 3.4, voltando às condições iniciais.

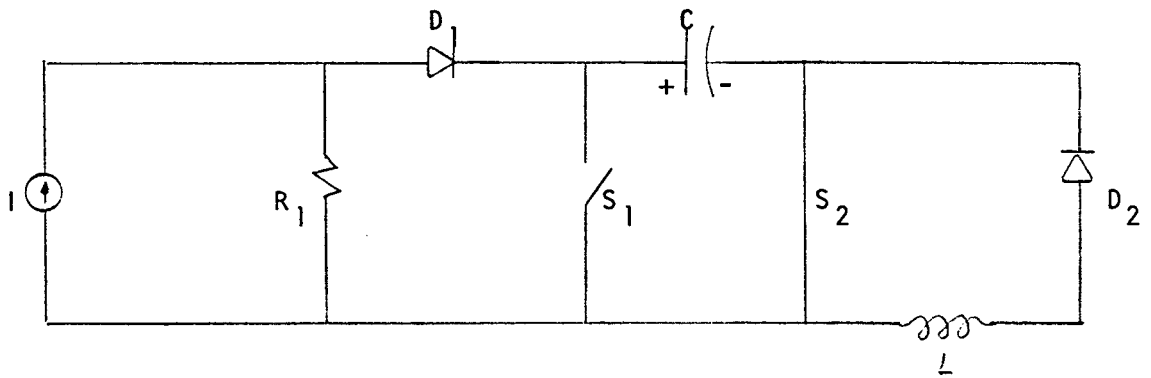


FIGURA - 3.4

O processo continua assim periodicamente. O valor médio da resistência vista pelo rotor depende do tempo de condução do SCR principal em relação ao período do chopper e é controlado por um circuito externo.

3 . 4 - ESTUDO QUANTITATIVO DOS TEMPOS DO CHOPPER

Inicialmente considera-se o SCR auxiliar conduzindo e o capacitor carregado de acordo com a polaridade indicada na figura 3.5.

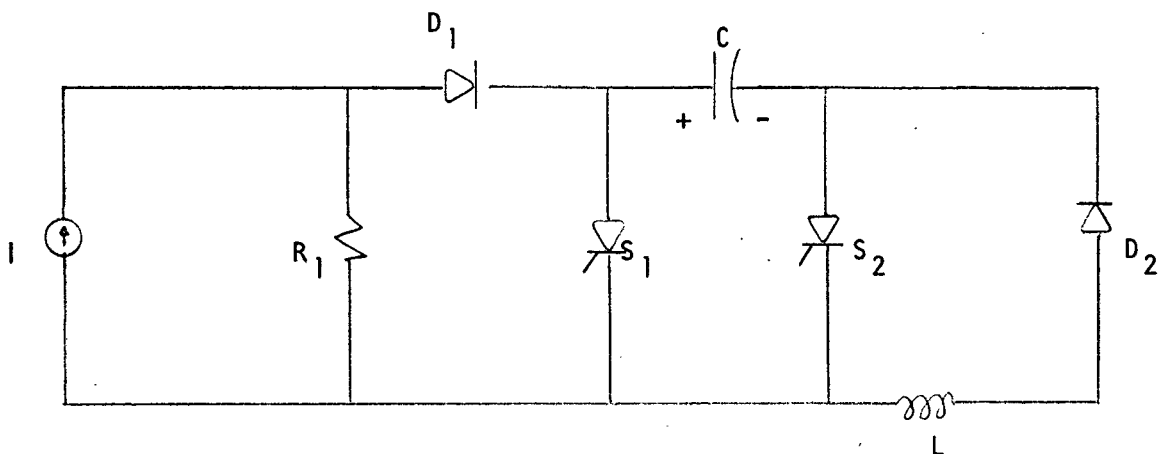


FIGURA - 3.5

No tempo $t=0$ o SCR principal é disparado. O SCR auxiliar é bloqueado instantaneamente. O capacitor se descarrega no seguinte circuito:

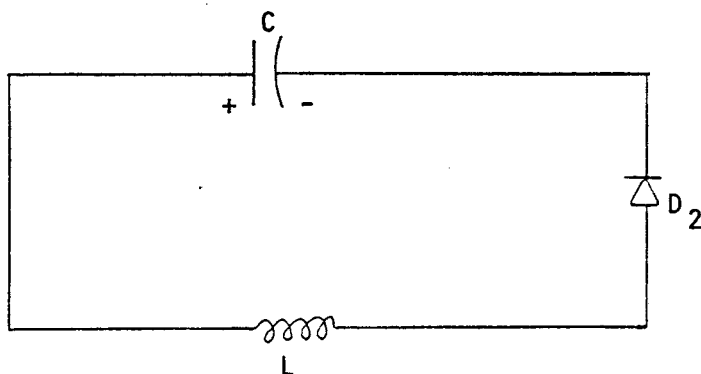


FIGURA - 3.6

A equação que representa tal circuito é:

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{1}{LC} i = 0 \quad (3.2)$$

cuja solução é:

$$i(t) = C_1 \cos \omega t + C_2 \sin \omega t \quad (3.3)$$

com a condição inicial $i(0) = 0$. Portanto $C_1 = 0$. Assim:

$$i(t) = C_2 \sin \omega t \quad (3.4)$$

como:

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

Obtêm-se:

$$V_L = LC_2 \omega \cos \omega t$$

Quando $t = 0$ $V_L = E_C$. Portanto: $C_2 = \frac{E_C}{\omega L}$

$$i(t) = \frac{E_C}{\omega L} \sin \omega t \quad (3.5)$$

$$V_C(t) = E_C \cos \omega t \quad (3.6)$$

A tensão no capacitor, se não existisse o diodo D_2 , evoluiria no tempo do seguinte modo:

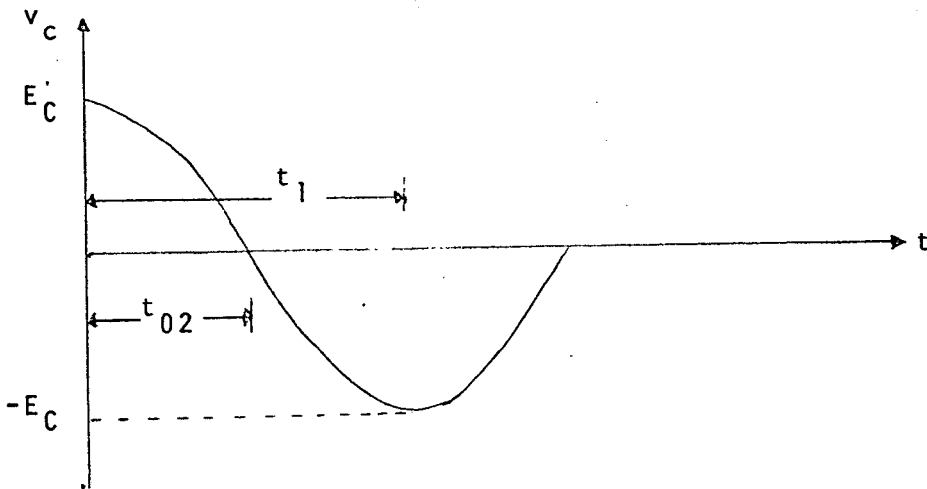


FIGURA - 3.7

Esta tensão, quando aplicada aos terminais do SCR auxiliar, força o seu bloqueio durante o intervalo de tempo t_{o2} . Por isto este tempo deve ser maior que o tempo de bloqueio do SCR, t_{off2} . Portanto:

$$t_{o2} \geq t_{off2} \quad (3.7)$$

Por outro lado, para que o capacitor se recarregue com a máxima tensão é necessário que o SCR principal permaneça conduzindo durante um tempo igual a t_1 . Assim:

$$T_1 \geq t_1$$

De acôrdo com a figura 3.7 obtém-se:

$$t_{o2} = \frac{\pi}{2\omega}$$

$$t_{o2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \quad (3.9)$$

$$t_1 = \pi \sqrt{LC} \quad (3.10)$$

Se o período de condução do SCR principal for menor que t_1 , o capacitor se recarrega com uma tensão menor que o valor máximo E_C . Tal fato poderia impedir a comutação dos SCR's.

O valor máximo da corrente do circuito de comutação neste intervalo ocorre para:

$$Wt = \frac{\pi}{2}$$

e seu valor é:

$$i_{Lm} = \frac{E_C}{WL} \quad (3.11)$$

A corrente no SCR principal será:

$$i_{S_1} = I + \frac{E_C}{WL} \text{sen}wt \quad (3.12)$$

cujo valor máximo será:

$$i_{S_1m} = I + \frac{E_C}{WL} \quad (3.13)$$

No instante $t = T_1$ o SCR auxiliar é disparado. A tensão reversa aplicada pelo capacitor bloqueia o SCR principal instantaneamente. O circuito adquire a seguinte configuração:

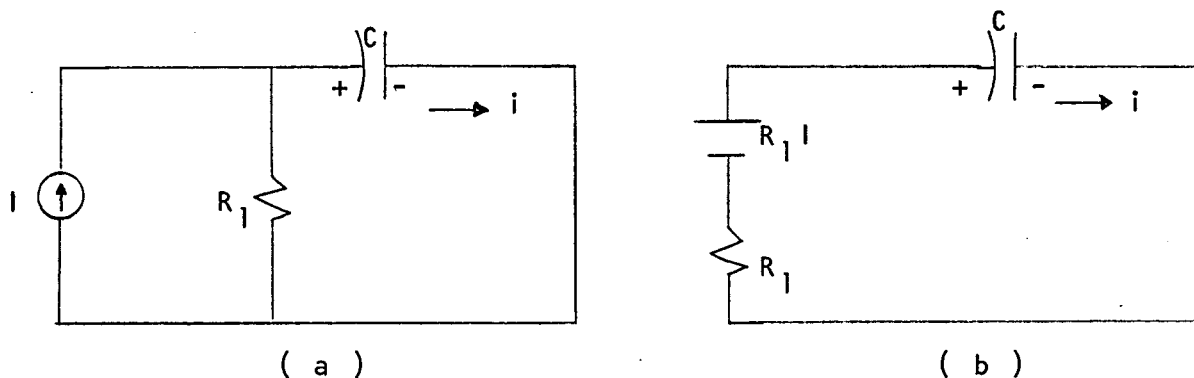


FIGURA - 3.8

$$R_1 i + \frac{1}{C} \int i dt = R_1 I \quad (3.14)$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{RC} i = 0$$

cuja solução é:

$$i = K e^{-t/R_1 C} \quad (3.15)$$

Para $t=0$

$$i = I + \frac{E_C}{R_1}$$

$$i = \left(I + \frac{E_C}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} \quad (3.16)$$

A tensão no capacitor é:

$$V_C = R_1 I - R_1 i$$

$$V_C = R_1 I - R_1 \left(I + \frac{E_C}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C}$$

$$V_C = - (R_1 I + E_C) e^{-t/R_1 C} + R_1 I \quad (3.17)$$

Para $t = t_{o1}$

$$V_C(t) = 0$$

Assim

$$(R_1 I + E_C) e^{-\frac{t_{o1}}{R_1 C}} = R_1 I$$

$$\frac{t_{o1}}{R_1 C} = \ln \left(1 + \frac{E_C}{R_1 I} \right) \quad (3.18)$$

onde t_{o1} é o tempo durante o qual a tensão nos terminais do SCR principal é negativa. Para que o bloqueio se verifique é necessário que:

$$t_{off1} \leq t_{o1} \quad (3.19)$$

Se o capacitor se carregou suficientemente no primeiro intervalo, quando o SCR principal conduzia, então:

$$E_C = R_1 I$$

$$t_{o1} = R_1 C \ln 2 \quad (3.20)$$

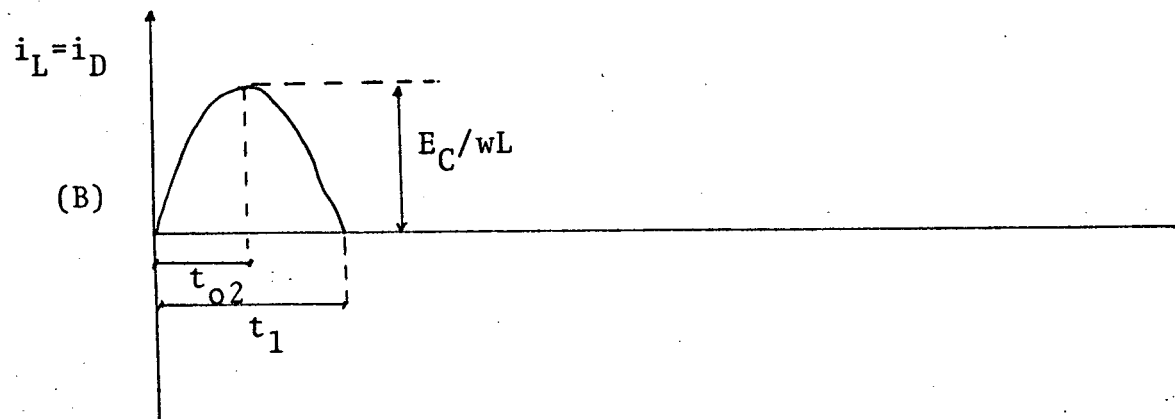
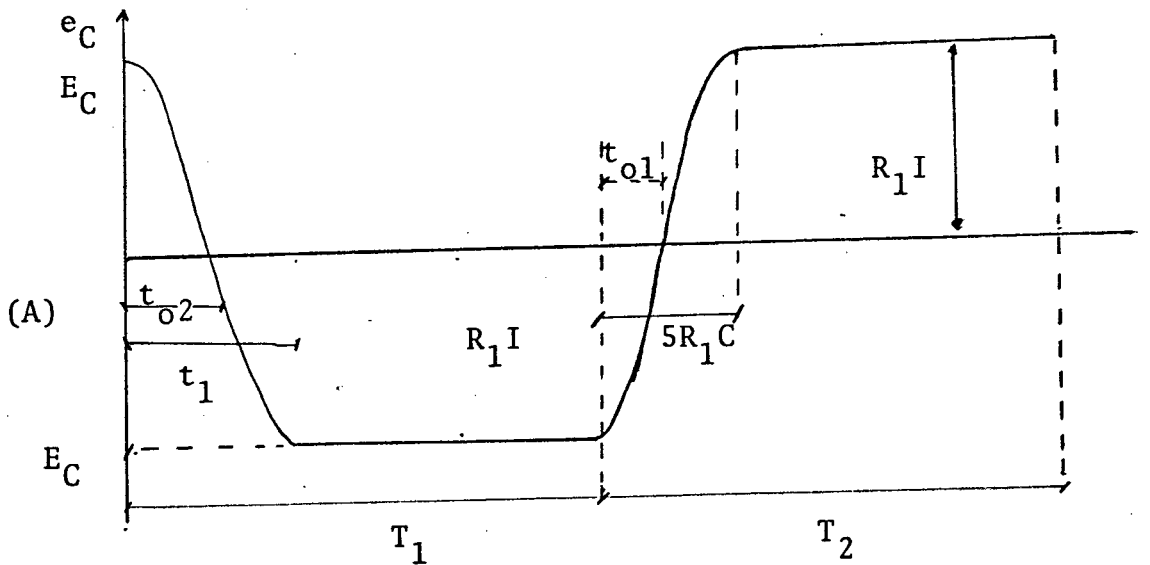
O tempo necessário para o capacitor se recarregar pode ser determinado. É razoável tomar como tempo de descarga e carga um valor igual a cinco vezes a constante de tempo, ou seja:

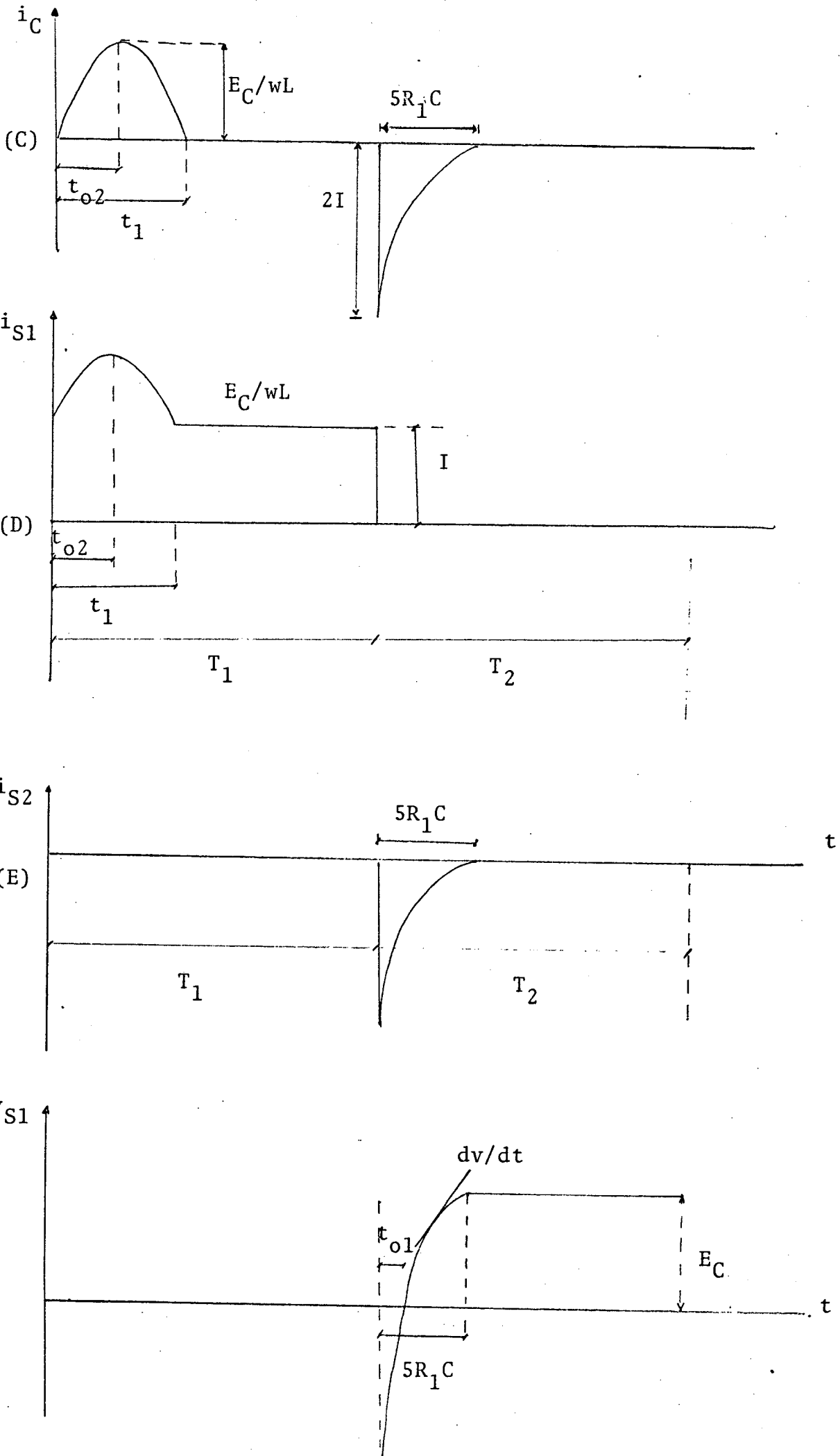
$$t = 5R_1 C \quad (3.21)$$

Portanto o período mínimo de condução do SCR auxiliar deverá ser:

$$T_2 \geq 5R_1 C \quad (3.22)$$

3 . 5 - FORMAS DE ONDA





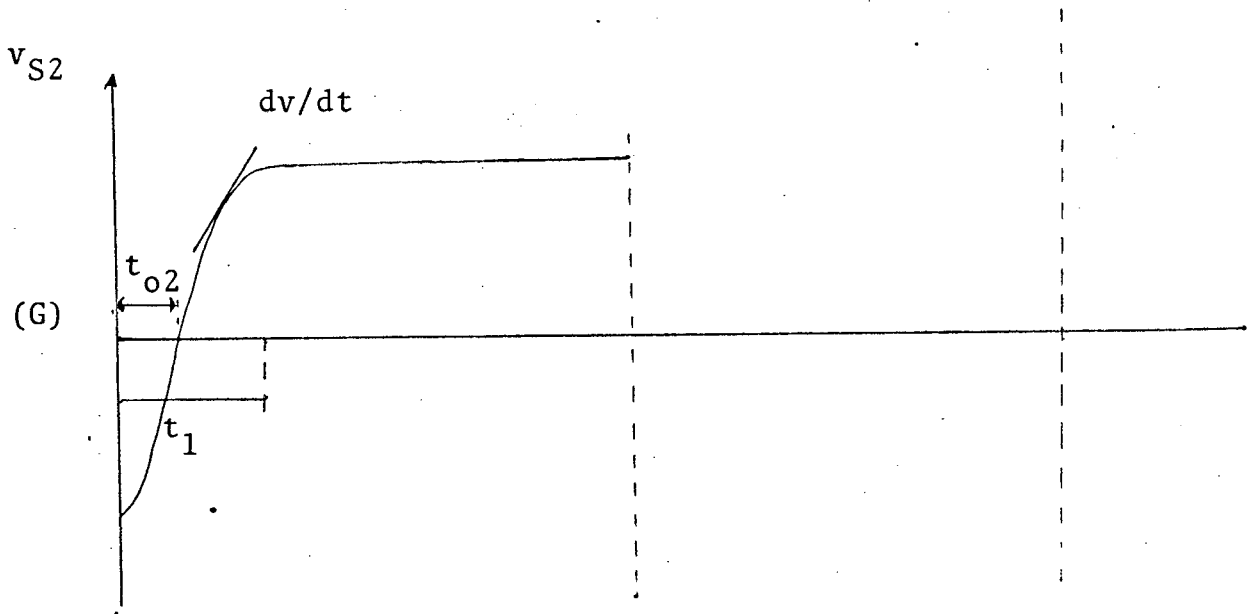


FIG. 3.9

3 . 6 - VARIAÇÃO DA TENSÃO NO SCR PRINCIPAL

Durante a condução do SCR auxiliar a tensão nos terminais do SCR principal é dada por:

$$V_C = (R_1 I + E_C) e^{-t/R_1 C} - R I \quad (3.24)$$

Assim:
$$\frac{dV_C}{dt} = -\frac{1}{R_1 C} (R_1 I + E_C) e^{-t/R_1 C}$$

O seu valor será máximo quando $t = 0$. Portanto:

$$\frac{dV_C}{dt} = \left(\frac{R_1 I + E_C}{R_1 C} \right)$$

Por isto:

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{2I}{C} \quad (3.25)$$

Segundo esta expressão, o valor da derivada da tensão no SCR principal ocorre quando o motor opera a plena carga

condição na qual a corrente I atinge o seu valor máximo.

3 . 7 - VARIAÇÃO DA TENSÃO NO SCR AUXILIAR

Enquanto o SCR principal conduz, a tensão nos terminais do SCR auxiliar será:

$$V = E_C \cos \omega t$$

Cuja derivada será:

$$\frac{dV}{dt} = E_C \omega \sin \omega t$$

Cujo valor máximo será.

$$\frac{dV}{dt} = R_1 I \omega = \frac{R_1 I}{\sqrt{LC}} \quad (3.26)$$

Segundo esta expressão verifica-se também que o valor máximo ocorre para a máxima corrente I de carga.

3 . 8 - PICO DE CORRENTE NO SCR PRINCIPAL E NO SCR AUXILIAR

O valor máximo da corrente instantânea no SCR principal ocorre quando é máxima a corrente i_L de acordo com a forma de onda apresentada na figura (2.9).

Como já foi mostrado o seu valor será:

$$i_{S_1m} = I + \frac{R_1 I}{\omega L}$$

ou:

$$i_{S_1m} = I \left(1 + \frac{R_1}{\omega L} \right) \quad (3.27)$$

O valor máximo instantâneo no SCR auxiliar será:

$$i_{S_2m} = I + \frac{E_C}{R_1} = I + \frac{R_1 I}{R_1}$$

ou

$$\boxed{i_{S_2m} = 2I} \quad (3.28)$$

3 . 9 - VARIAÇÃO MÁXIMA DA CORRENTE NOS SCR' S PRINCIPAL E AUXILIAR

A corrente instantânea no SCR principal é dada por:

$$iS_1 = I + \frac{E_C}{WL} \text{ sen } wt \quad (3.29)$$

Portanto:

$$\frac{diS_1}{dt} = \frac{dI}{dt} + \frac{E_C}{WL} \quad (3.30)$$

De acordo com a hipótese admitida, de que o chaveamento do SCR é instantâneo, a corrente variaria para um tempo $t = 0$, instantaneamente de zero a I , o que produziria uma $\frac{dI}{dt}$ infinita. Isto evidentemente não pode ocorrer, sendo portanto uma falha do modelo.

É recomendável determinar E_C e utilizar uma indutância em série com o SCR de modo a reduzir a $\frac{dI}{dt}$ e fazer:

$$\frac{diS_1}{dt}$$

atingir valores aceitáveis.

Dificuldade análoga ocorre em relação à derivada da corrente do SCR auxiliar, cuja forma de onda está apresentada na figura (2.9.c).

É recomendável colocar uma indutância de algumas dezenas de microhenrys em série com o SCR e verificar experimentalmente se a variação da corrente é suportável por ele.

3 . 10 - VALORES MÉDIOS DAS CORRENTES

3.10.1 - NO SCR PRINCIPAL

Segundo a figura 2.9.d obtém-se:

$$I_{1m} = \frac{1}{T} \left(I_1 T_1 + \frac{2}{\pi} \frac{E_C}{WL} 2 t_{o2} \right) \quad (3.31)$$

$$t_{o2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC}$$

$$I_{1m} = \frac{1}{T} I_1 T_1 + \frac{2E_C}{W^2 L} = \frac{1}{T} I_1 T_1 + \frac{2R_1 I}{W^2 L}$$

substituindo $W = \frac{1}{LC}$ obtêm-se:

$$I_{1m} = \frac{1}{T} (T_1 + 2R_1 C)$$

o valor médio máximo ocorre para os valores máximos de T_1 e I .

3.10.2 - NO SCR AUXILIAR

A corrente no SCR auxiliar é dada por:

$$i_{S_2} = I + \frac{E_C}{R_1} e^{-t/R_1 C} \quad (3.33)$$

A corrente média será:

$$I_{2m} = \frac{1}{T} \int_0^{5R_1 C} \left(I + \frac{E_C}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} dt$$

Mas $E_C = R_1 I$. Assim:

$$I_{2m} = \frac{2IR_1 C}{T} \left(1 - e^{-\frac{5R_1 C}{R_1 C}} \right)$$

$$I_{2m} = \frac{2IR_1 C}{T} \quad (3.34)$$

A corrente no SCR auxiliar será máxima quando a corrente I for máxima.

Observar que se o período T diminuir, as correntes médias aumentarão.

3.10.3 - CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DE COMUTAÇÃO

O valor médio da corrente no indutor de comutação é igual ao valor médio da corrente de descarga do capacitor quando o SCR principal é disparado.

Portanto:

$$I_{Lm} = \frac{2}{\pi} \frac{E_C}{WL} \frac{t_1}{T}$$

mas:

$$t_1 = \pi \sqrt{LC}$$

\implies

$$I_{Lm} = \frac{2E_C}{TL^2C}$$

$$I_{Lm} = \frac{2R_1 I}{TL^2C}$$

(3.36)

3.10.4- CORRENTE MÉDIA NO DIODO PRINCIPAL

O diodo principal conduz tanto no período de condução do SCR principal quanto no período de condução do SCR auxiliar. O valor médio da corrente é igual à soma dos valores médios dos intervalos T_1 e T_2 , que são respectivamente:

$$i_a = I \frac{T_1}{T} \quad (3.37)$$

$$i_b = \frac{1}{T} 2IR_1C \quad (3.38)$$

Portanto a corrente média será:

$$ID_{1m} = \frac{1}{T} (T_1 + 2R_1C) \quad (3.39)$$

Constata-se que o máximo valor da corrente média no diodo principal D_1 ocorre quando é máxima a corrente de carga do motor.

3.10.5- CORRENTE MÉDIA NO DIODO AUXILIAR

A corrente média no diodo auxiliar D_2 será igual a corrente média no indutor de comutação L . Assim:

$$ID_{2m} = \frac{2R_1 I}{TL^2C} \quad (3.40)$$

3.11 - CONSIDERAÇÕES PARA PROJETO

Fazendo-se um sumário dos intervalos de tempo envolvidos, obtem-se:

$$T_1 \geq \pi \sqrt{LC} \quad (3.41)$$

$$T_2 \geq 5R_1C \quad (3.42)$$

$$t_{o1} = R_1C \log 2 \quad (3.43)$$

$$t_{o2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \quad (3.44)$$

$$t_{off1} \leq t_{o1} \quad (3.45)$$

$$t_{off2} \leq t_{o2} \quad (3.46)$$

É importante observar que se as condições descritas pelas expressões (3.41) e (3.42) forem satisfeitas, os tempos t_{o1} e t_{o2} dependerão somente dos parâmetros S, L. e R do Chopper e independem da corrente I, ou seja, da carga com que o motor opera. As facilidades encontradas no projeto do circuito são evidentes. Verifica-se que nas outras configurações propostas tal fato não se verifica.

De acordo com a expressão (3.43), tendo-se determinado o valor do resistor R_1 de acordo com o capítulo 2 e tendo-se obtido o tempo t_{o1} do catálogo do fabricante do SCR, pode-se determinar o valor do capacitor de comutação C , pois:

$$C = \frac{t_{o1}}{R_1 \log 2} \quad (3.47)$$

Dispondo-se do valor do capacitor de comutação C e do valor de tempo t_{o2} do SCR auxiliar determina-se o valor do indutor L com a expressão.

$$L = \frac{4t_{o2}^2}{\pi^2 C} \quad (3.48)$$

A seguir, calcula-se as correntes médias, de pico e as solicitações impostas aos SCR por variação de corrente e por variação de tensão de acordo os parágrafos 3.6, 3.7, 3.8, 3.9, e 3.10.

C A P I T U L O Q U A R T O

SEGUNDA CONFIGURAÇÃO

C A P I T U L O Q U A R T O

SEGUNDA CONFIGURAÇÃO

4 . 1 - O CIRCUITO SOB ESTUDO

O chopper proposto é apresentado na figura 4.1.

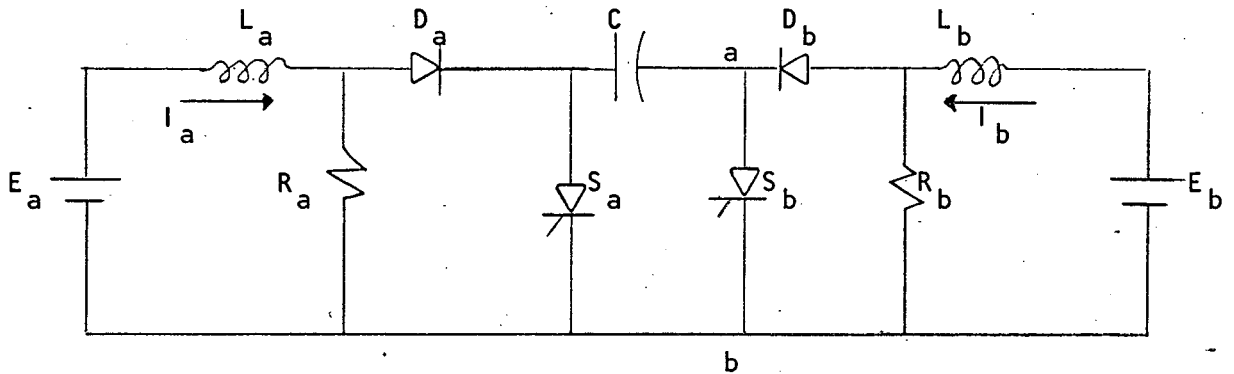


FIGURA - 4.1

A configuração à esquerda dos pontos ab é idêntica à configuração anterior. A direita dos pontos ab é diferente. Distingue-se da configuração anterior por não apresentar circuito ressonante de comutação dos SCR's. Utiliza uma fonte auxiliar E_b , uma indutância de filtragem L_{db} e uma resistência R_b destinada a produzir a queda de tensão necessária para carregar o capacitor, e um diodo D_b destinado a manter o capacitor carregado enquanto for necessário.

4 . 2 - ESTUDO QUALITATIVO DO CHOPPER

Inicialmente o SCR_b está em estado de condução e o SCR_a está bloqueado. Nestas condições a configuração adquire a seguinte forma:

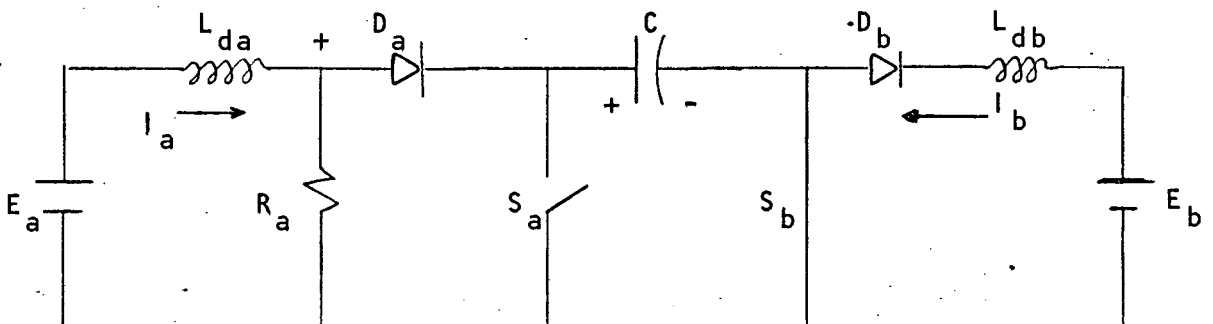


FIGURA - 4.2

A corrente I_b é crescente e a corrente I_a é decrescente. A queda de tensão no resistor carrega o capacitor com a polaridade indicada. Quando o SCR_a é disparado, curto-circuita o resistor R_a . O capacitor é aplicado diretamente aos terminais do SCR_b e ele se torna bloqueado instantaneamente. A configuração passa a ser:

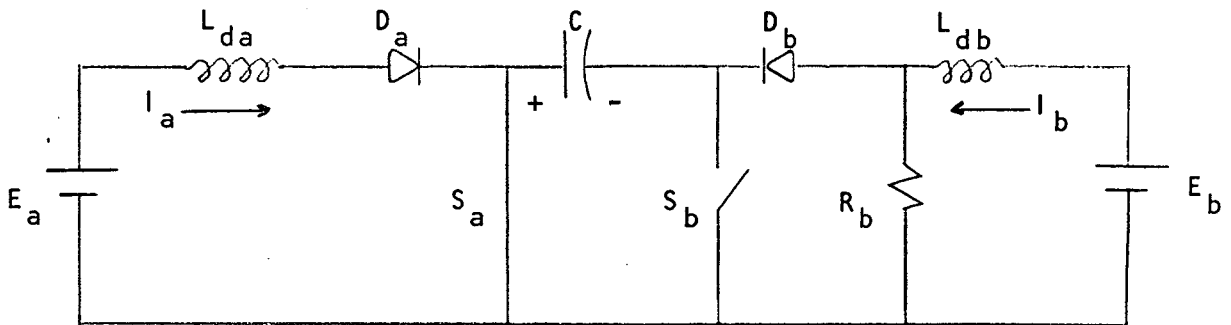


FIGURA - 4.3

O capacitor se descarrega totalmente e devido à queda de tensão no resistor R_b a sua polaridade se inverte. Durante este intervalo a corrente I_a é crescente e a corrente I_b é decrescente. A configuração passa a ser:

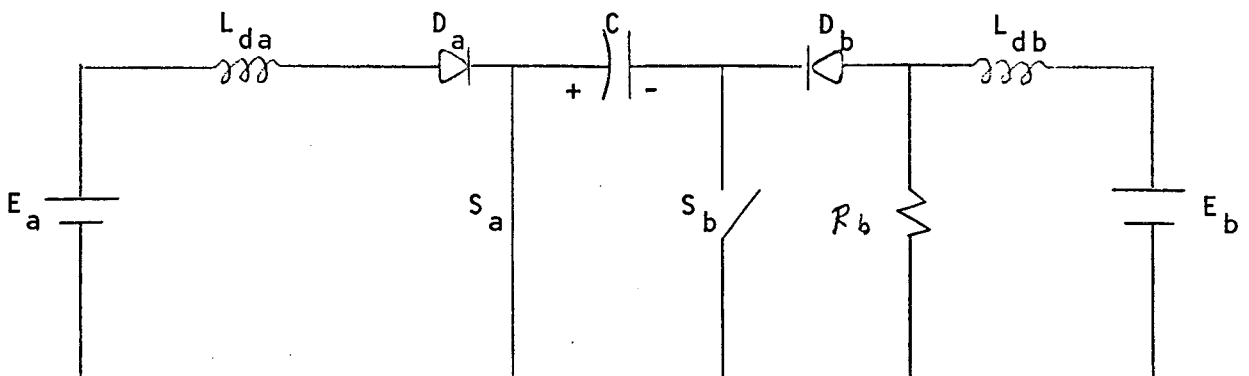


FIGURA - 4.4

Num passo seguinte, quando o SCR_b é disparado, o SCR_a é bloqueado instantaneamente. A carga do capacitor se inverte, voltando' o circuito às condições iniciais iguais às da figura 4.2. Mantida constante a frequência do chopper, o valor médio de cada resistência será função do tempo de condução dos seus SCR's correspondentes.

4 . 3 - ESTUDO QUANTITATIVO DO CHOPPER

4.3.1 - PERÍODO DE CONDUÇÃO DO SCR_a

Como simplificação será admitido que as fontes E_a e E_b em série com os indutores L_a e L_b constituem fontes de corrente, o que realmente ocorre se as indutâncias forem devidamente projetadas. Segundo esta hipótese, a configuração se torna:

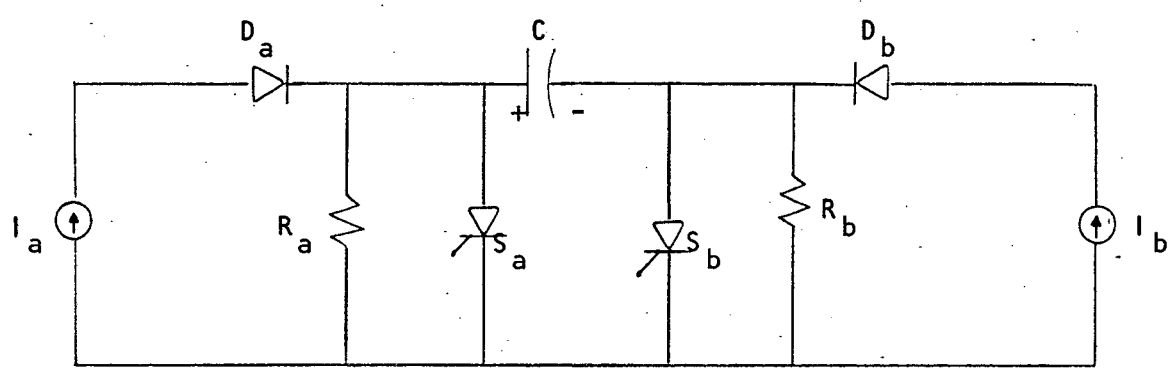


FIGURA - 4.5

Quando o SCR_a é disparado, o circuito de descarga e recarga do capacitor se torna:

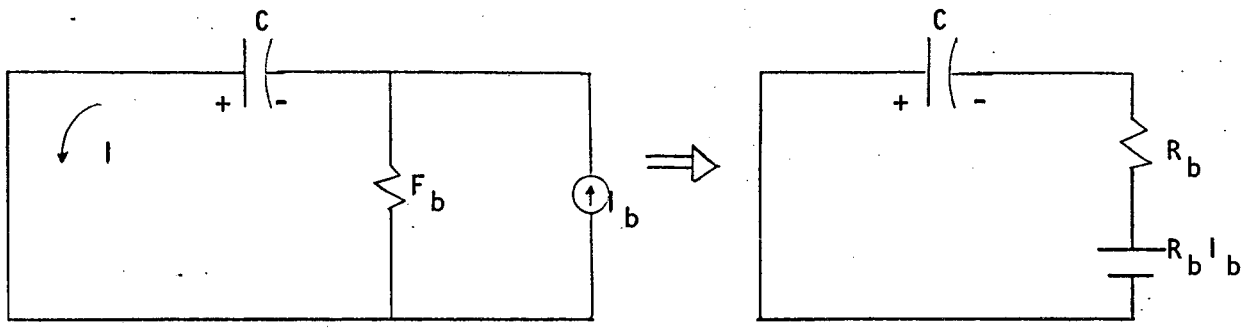


FIGURA - 4.6

Como já foi mostrado antes, a corrente i_C será:

$$i_{Ca} = \left(I_b + \frac{E_a}{R_b} \right) e^{-t/R_b C} \quad (4.1)$$

Com valor inicial:

$$i_{Coa} = I_b + \frac{E_{Ca}}{R_b} \quad (4.2)$$

A tensão no capacitor será;

$$e_{Ca} = R_b \left(I_b + \frac{E_{Ca}}{R_b} \right) e^{-t/R_b C} - R_b I_b$$

$$e_{Ca} = (R_b I_b + E_{Ca}) e^{-t/R_b C} - R_b I_b$$

Para $t=t_{o2}$ obtem-se $e_C = 0$. Portanto:

$$(R_b I_b + E_{Ca}) e^{-\frac{t_{o2}}{R_b C}} = R_b I_b$$

$$t_{o2} = R_b C \log \left(1 + \frac{E_{Ca}}{R_b I_b} \right) \quad (4.3)$$

O tempo total do transitório pode ser tomado como cinco vezes a constante de tempo, ou seja:

$$t_1 = 5R_b C \quad (4.4)$$

Na expressão (4.3) pode-se substituir E_{Ca} por $R_a I_a$.

4.3.2 - PERIODO DE CONDUÇÃO DO SCR_B

Do mesmo modo, quando o SCR_B é disparado obtem-se:

$$t_{o1} = R_a C \log \left(1 + \frac{E_{Cb}}{R_a I_a} \right)$$

Como $E_{Cb} = R_b I_b$, obtem-se:

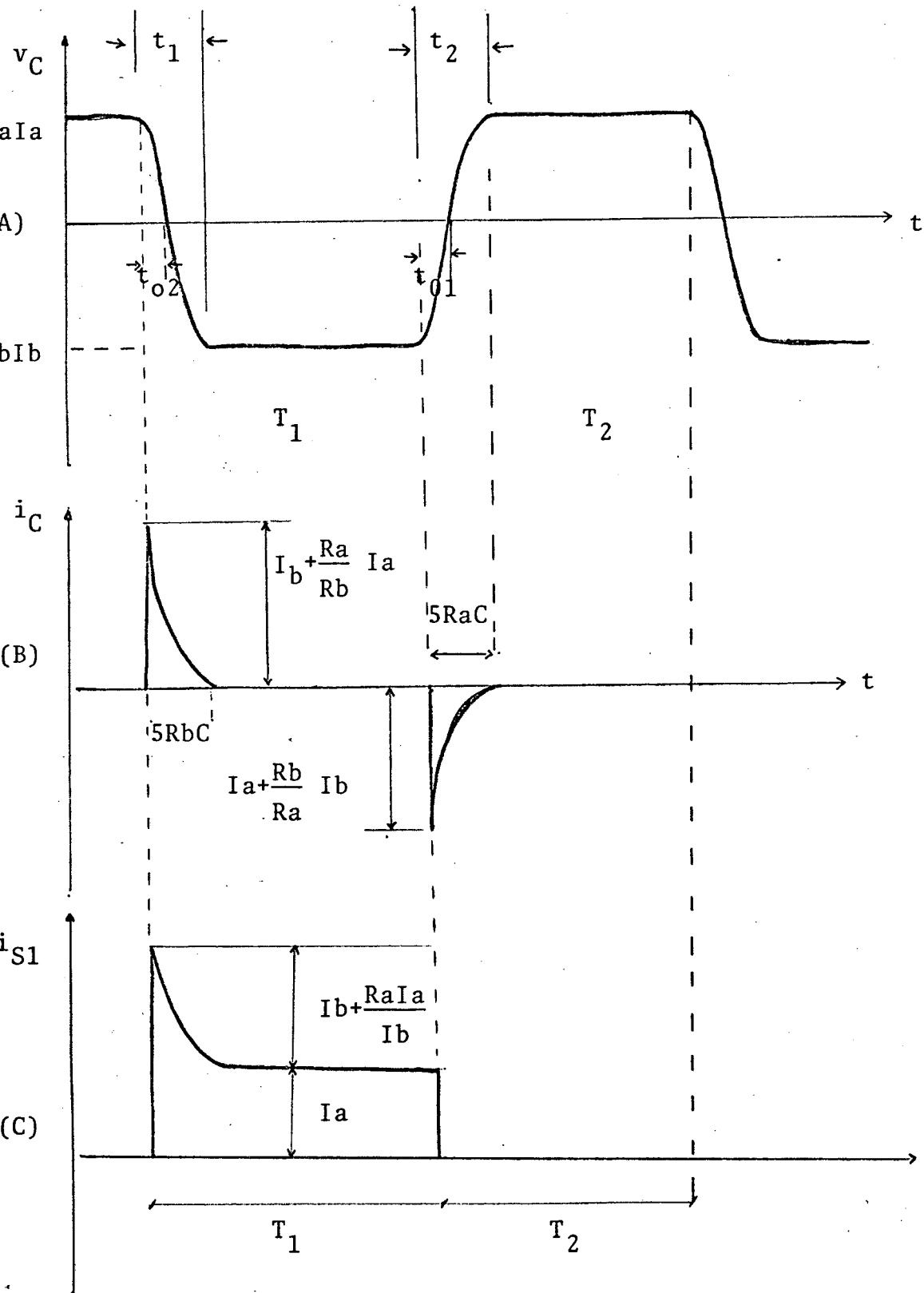
$$t_{o1} = R_a C \log \left(1 + \frac{R_b I_b}{R_a I_a} \right) \quad (4.6)$$

Tomando o tempo total do transitório como cinco vezes a constante de tempo, obtem-se:

$$t_2 = 5R_a C \quad (4.7)$$

Para que $E_{Ca} = R_a I_a$ e portanto para que as expressões (a) e (b) descrevem os tempos de descarga do capacitor, é necessário que o tempo mínimo de condução do SCR_a seja igual a t_1 e que o tempo mínimo de condução do SCR_b seja igual a t_2 .

4 . 4 - FORMAS DE ONDA



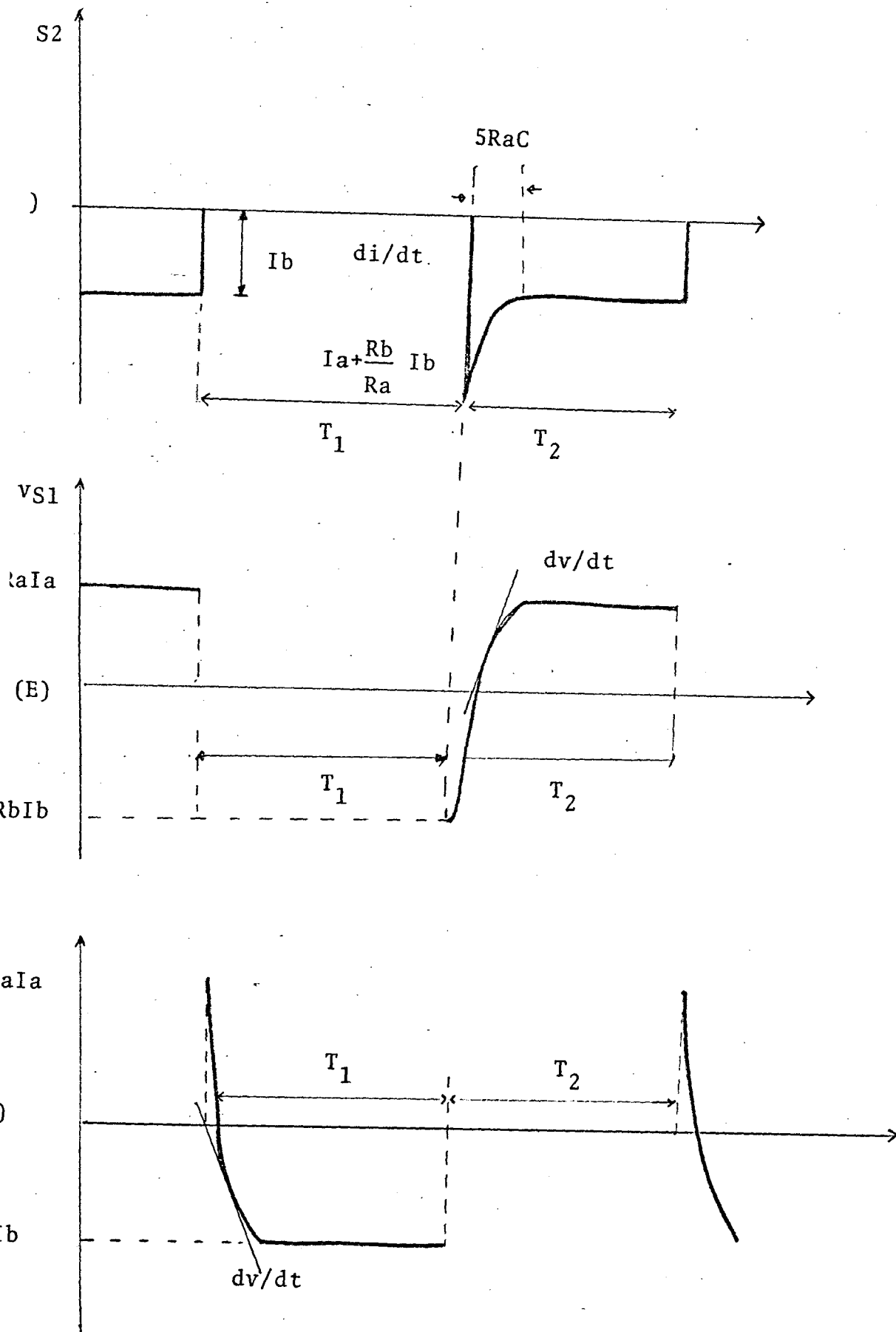


FIG: 4.7

4 . 5 - CORRENTES NOS COMPONENTES

4.5.1 - CORRENTE MÉDIA NO SCR PRINCIPAL

De acôrdo com a expressão (4.1) e com a figura 4.7.c, obtem-se:

$$IS_{1m} = \frac{1}{T} T_1 I_a + \frac{1}{T} \int_0^{5R_b C} \left(I_b + \frac{E_a}{R_b} \right) e^{-t/R_b C} dt$$

$$IS_{1m} = \frac{T_1 I_a}{T} + \frac{1}{T} \left(I_b + \frac{E_a}{R_b} \right) \int_0^{5R_b C} e^{-t/R_b C} dt$$

Realizando a integração obtem-se:

$$IS_{1m} = \frac{1}{T} (I_a T_1 + R_b I_b C + R_a I_a C) \quad (4.8)$$

Verifica-se então que o máximo valor médio da corrente ocorre com o valor máximo da corrente I_a e com o máximo período de condução T_1 do SCR principal.

4.5.2 - CORRENTE MÁXIMA DO SCR PRINCIPAL

De acordo com a figura 4.7.c a máxima corrente instantânea no SCR principal é dada por:

$$IS_1 = I_a + I_b + \frac{R_a}{R_b} \cdot I_a \quad (4.9)$$

$$IS_1 = \left(\frac{R_a}{R_b} + 1 \right) I_a + I_b \quad (4.10)$$

4.5.3 - CORRENTE MÉDIA NO SCR_B

Por analogia com a expressão (4.8) obtem-se para a corrente média no SCR_b o seguinte valor:

$$IS_2^m = \frac{1}{T} (I_b T_2 + R_a I_a C + R_b I_b C) \quad (4.11)$$

Verifica-se que o máximo valor médio ocorre para o máximo valor da corrente I_b e para o máximo valor do período de condução do SCR_b .

4.5.4 - CORRENTE MÁXIMA NO SCR_b

Por analogia com a expressão (4.10) obtem-se:

$$IS_2 = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) I_b + I_a \quad (4.12)$$

4.5.5 - VARIAÇÃO DE TENSÃO NO SCR_a (dv/dt)

A corrente no capacitor quando o SCR_a está bloqueado e o SCR_b conduzindo de acordo com a fig. 4.8, é dada por:

$$i_C = \left(I_a + \frac{R_b I_b}{R_a} \right) e^{-t/R_a C} \quad (4.13)$$

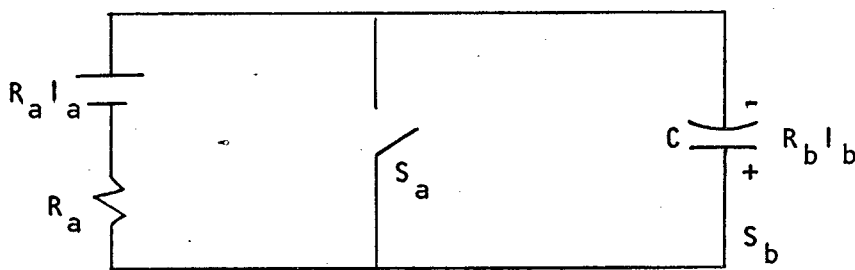


FIGURA - 4,8

A tensão sobre o SCR_a é dada por :

$$v_C = R_a I_a - R_a i_C \quad (4.14)$$

$$v_C = R_a I_a - \left(R_a I_a + R_b I_b \right) e^{-t/R_a C}$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \left(\frac{I_a}{C} + \frac{R_b I_b}{R_a C} \right) e^{-t/R_a C}$$

$$\frac{dV_a}{dt} = \frac{I_a}{C} + \frac{R_b I_b}{R_a C} \quad (4.15)$$

4.5.6 - VARIAÇÃO DE TENSÃO SOBRE O SCR_b. (dv/dt)

Por analogia com a expressão (4.14) obtem-se:

$$\frac{dV_b}{dt} = \frac{I_b}{C} + \frac{R_a I_a}{R_b C} \quad (4.16)$$

4 . 6 - CONSIDERAÇÕES PARA PROJETO

Tomando as expressões para os tempos, anteriormente deduzidas, obtem-se:

$$t_{o2} = R_b C \log \left(1 + \frac{R_a I_a}{R_b I_b} \right) \quad (4.$$

$$t_{o1} = R_a C \log \left(1 + \frac{R_b I_b}{R_a I_a} \right)$$

$$t_1 = 5R_b C$$

$$t_2 = 5R_a C$$

$$t_{o2} > t_{off2}$$

$$t_{o1} > t_{off1}$$

Da expressão (4.5) observa-se que t_{o2} é mínimo quando I_a é mínimo e quando I_b é máximo. Isto ocorre quando o período de condução do SCR_b é máximo e o período de condução do SCR_a é mínimo. O valor mínimo de I_a é medido com o motor girando e vazio. O valor máximo de I_b é determinado com a fonte E_b curto circuitada,

ou seja, a plena carga. Assim com R_a , R_b , I_a , I_b e t_{o2} determinados determina-se o valor do capacitor C

$$C_2 = \frac{t_{o2}}{R_b \log \left(1 + \frac{R_a I_a}{R_b I_b} \right)}$$

Onde: I_a - valor mínimo

I_b - valor máximo

Poderá ser utilizado um valor de C maior que o calculado, se tal valor não for comercial. De acôrdo com a expressão (4.6), o tempo t_{o1} de descarga do capacitor será mínimo quando I_a e I_b forem respectivamente máximo e mínimo. I_a constitui a corrente de plena carga do motor e I_b a corrente na fonte b quando o resistor R_b é permanentemente ligado aos seus terminais. Portanto o capacitor C será:

$$C_1 = \frac{t_{o1}}{R_a \log \left(1 + \frac{R_b I_b}{R_a I_a} \right)}$$

O valor utilizado deverá ser o maior dentre os dois valores obtidos para o capacitor de comutação.

C A P I T U L O Q U I N T O

TERCEIRA CONFIGURAÇÃO

C A P I T U L O Q U I N T O

TERCEIRA CONFIGURAÇÃO

5 . 1 - O CIRCUITO SOB ESTUDO

O circuito sob estudo é apresentado na figura 5.1.

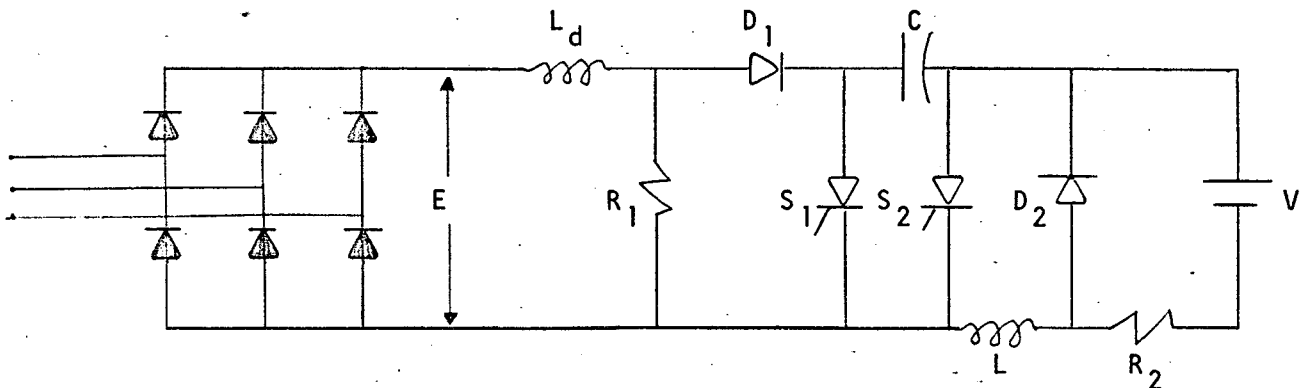


FIGURA - 5.1

S_1 - principal

S_2 - auxiliar

C - capacitor de comutação

L_1, C_1, D_2 - circuito ressonante de comutação

R_1 - resistência externa do rotor

L_d - indutância destinada a diminuir os picos de correntes no rotor.

Sabe-se que a tensão no rotor depende da velocidade angular. Para velocidades próximas da velocidade síncrona, a tensão E torna-se muito baixa e a carga do capacitor muito pequena. Conseqüentemente há o risco de o SCR não ser comutado. Por esta razão uma fonte V é usada na configuração mostrada. A resistência R_2 é destinada a limitar a potência retirada da fonte auxiliar V e assim aumentar o rendimento do conjunto.

5 . 2 - ESTUDO QUALITATIVO DO CHOPPER

Antes do disparo do S_1 , S_2 está conduzindo. O S_2 é considerado como um curto e o capacitor se carrega com uma tensão com a polaridade indicada na fig. 5.2.

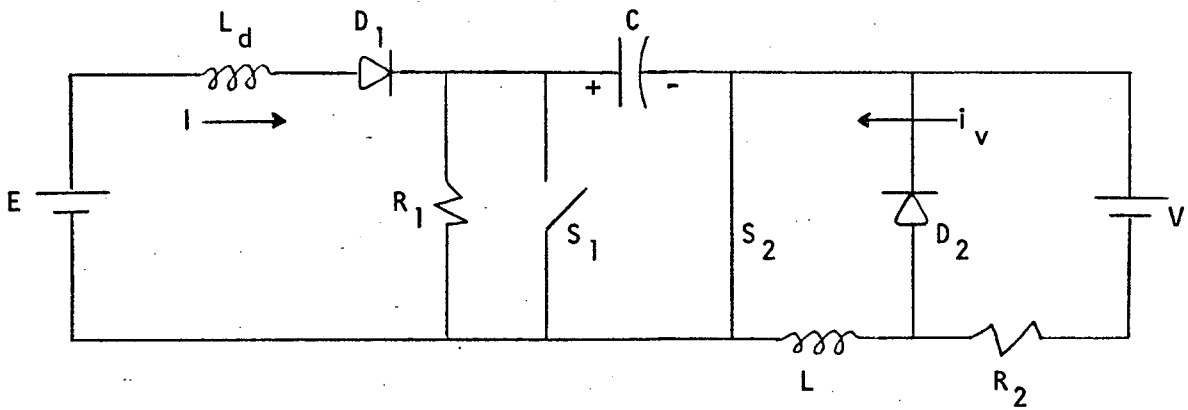


FIGURA - 5.2

Num tempo $t = 0$ o SCR₁ é disparado. O resistor R_1 é curto circuitado. A tensão E_C do capacitor é aplicada nos terminais de S_2 no sentido inverso de condução. O S_2 abre instantaneamente. A configuração se torna:

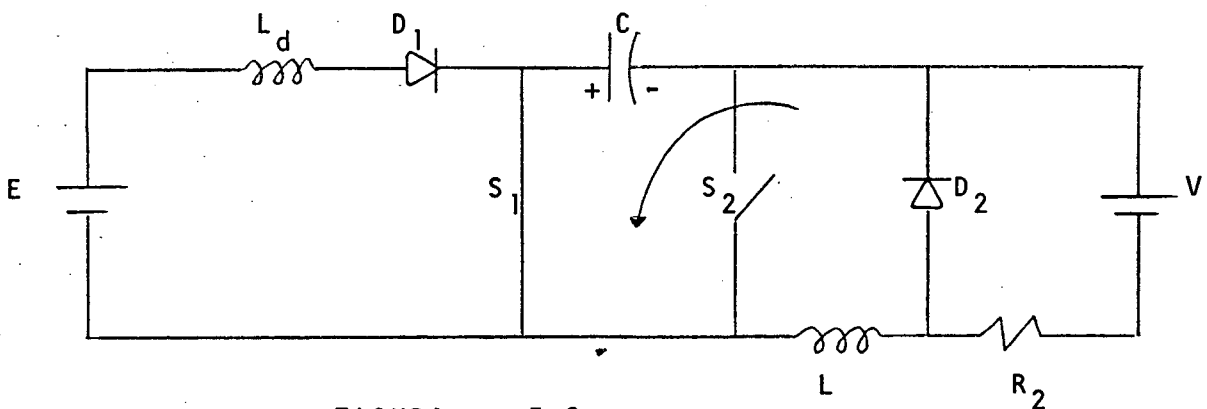


FIGURA - 5.3

O capacitor se descarrega por L e D_2 . Como o circuito é ressonante ele adquire uma polaridade inversa. Quando atinge polaridade inversa a sua carga é bloqueada pelo diodo D_2 . A configuração passa a ser:

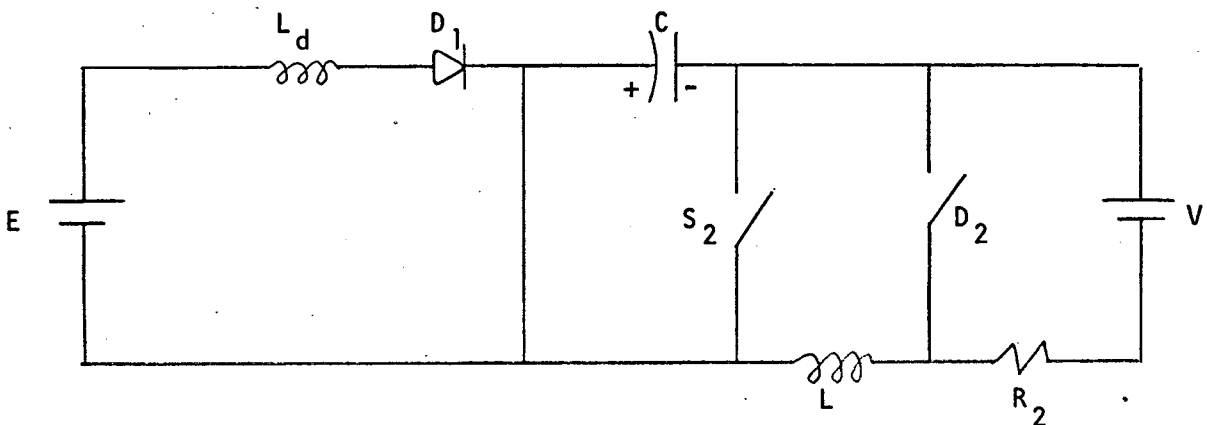


FIGURA - 5.4

A tensão do capacitor é E_C . Devido à polaridade da fonte V , a partir deste instante a carga do capacitor aumenta e assume um valor E_{C1} . Como $i_L = 0$, a carga do capacitor permanece constante. A fonte V assim garante uma tensão E_C alta capaz de bloquear o S_1 . A configuração se torna:

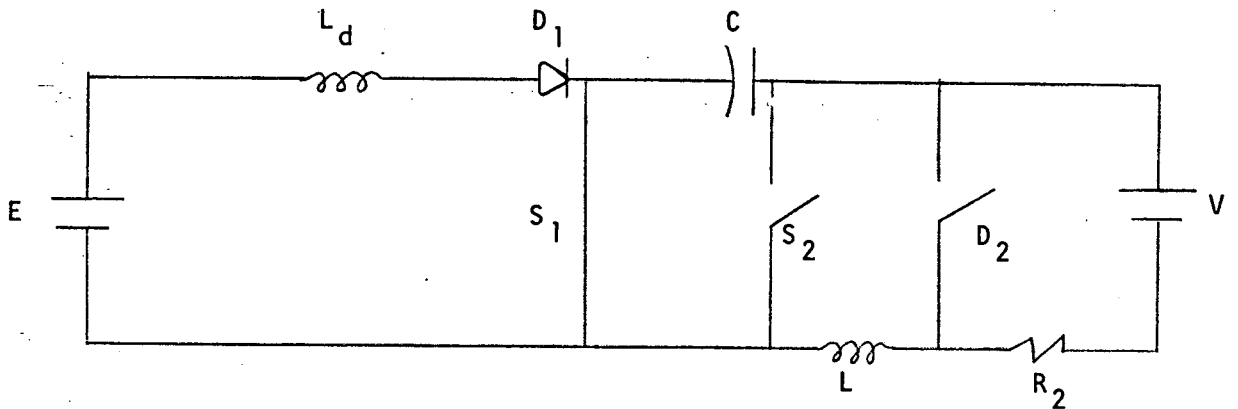


FIGURA - 5.5

Num instante $t = T_1$, S_2 é disparado. o Capacitor se descarrega através de S_2 e abre S_1 instantaneamente. A corrente I flui pelo resistor R_1 . A configuração se torna:

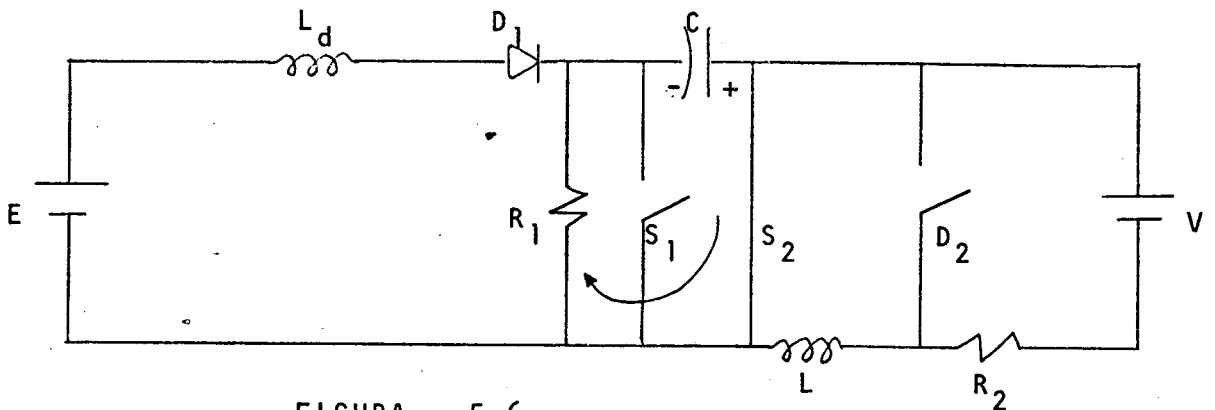


FIGURA - 5.6

Após a sua descarga, o capacitor é carregado com a tensão E_C devido à queda de tensão IR_1 . Volta-se ao início do ciclo e a configuração passa a ser:

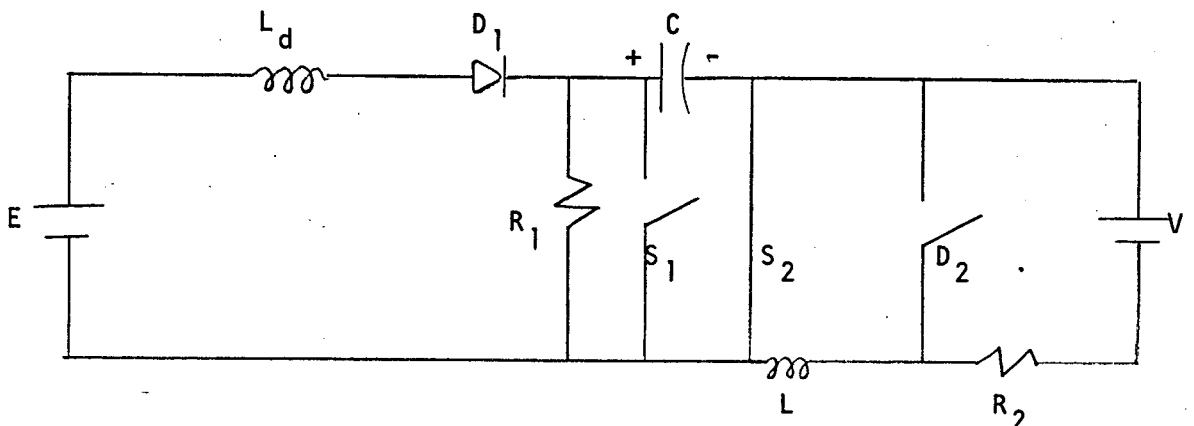


FIGURA - 5.7

Durante todo o processo a corrente I é considerada constante, ou seja:

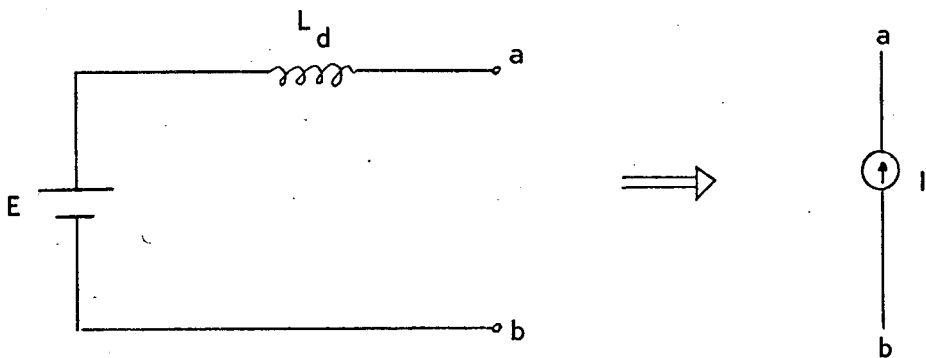


FIGURA - 5.8

5.3 - ESTUDO QUANTITATIVO DO CHOPPER

5.3.1 - PERÍODO DE CONDUÇÃO DO SCR PRINCIPAL

No instante em que o SCR_1 vai ser disparado, o capacitor está carregado com a polaridade indicada na figura 5.9 e S_2 está conduzindo.

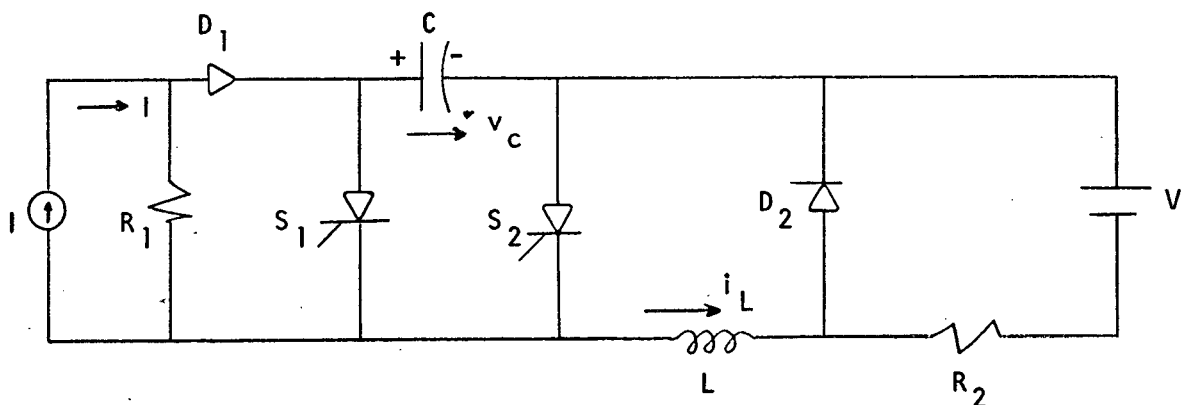


FIGURA - 5.9

Antes do disparo de S_1 tem-se:

$$i_C(0_-) = 0 \quad i_{S_2}(0_-) = i_v = \frac{V}{R_2} \quad i_{D_1} = I = \text{cte.}$$

$$i_{S_1}(0_-) = 0 \quad v_C(0_-) = -E_C \quad i_L = -i_C = 0$$

Quando $t=0$ S_1 é disparado e torna-se um curto-circuito, S_2 é bloqueado. O capacitor se descarrega por S_1 , L e D_2 , assim:

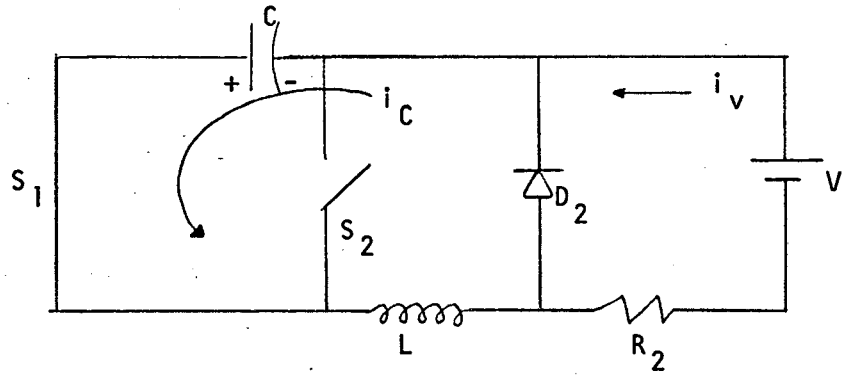


FIGURA - 5.10

A equação da corrente i_C será:

$$0 = L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int i_L dt \quad (5.1)$$

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{LC} i_L = 0$$

Da equação característica:

$$\left(D^2 + \frac{1}{LC} \right) i = 0$$

$$\Rightarrow D_1 = \alpha + j\beta \quad D_2 = \alpha - j\beta \quad \beta = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Cuja solução é do tipo:

$$i_L = C_1 \cos \beta t + C_2 \sen \beta t$$

para $t = 0 \Rightarrow i_L = \frac{V}{R_2}$, Portanto $C_1 = \frac{V}{R_2}$

$$E_C = L \frac{di_L}{dt} \quad \Rightarrow \quad \frac{E_C}{L} = \frac{di_L}{dt} \quad \Rightarrow$$

$$\frac{di_L}{dt} = - C_1 \beta \sen \beta t + C_2 \beta \cos \beta t$$

$$C_2 = \frac{E_C}{L} \frac{1}{\beta}$$

Portanto:

$$i_L = \frac{V}{R_2} \cos \beta t + \frac{E_C}{\beta L} \operatorname{sen} \beta t$$

Definindo-se $\omega = \beta$ obtem-se:

$$i_L = \frac{V}{R_2} \cos \omega t + \frac{E_C}{\omega L} \operatorname{sen} \omega t \quad (5.2)$$

Por outro lado:

$$C \frac{dv_C}{dt} + \frac{1}{L} \int v_C dt = 0 \quad (5.3)$$

$$\Rightarrow \frac{d^2 v_C}{dt^2} + \frac{1}{LC} v_C = 0$$

Cuja solução será:

$$v_C(t) = C_1 \cos \beta t + C_2 \operatorname{sen} \beta t$$

Para $t=0$

$$v_C(0) = -E_C \Rightarrow C_1 = -E_C$$

$$i_C(0) = C \frac{dv_C}{dt} = \frac{V}{R} \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C R} V$$

$$\Rightarrow C_2 = \frac{V}{\omega C R^2} = \frac{\omega V}{\omega^2 C R^2}$$

$$\Rightarrow C_2 = \frac{\omega L V}{R_2}$$

$$\Rightarrow v_C(t) = -E_C \cos \beta t + \frac{V}{R_2} \omega L \operatorname{sen} \beta t \quad (5.4)$$

Durante a descarga do capacitor a tensão e a corrente tomam as seguintes configurações:-

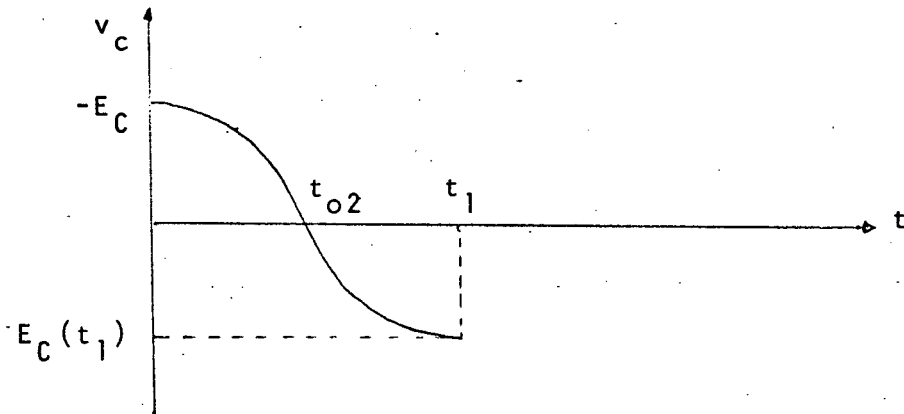


FIGURA - 5.11 (a)

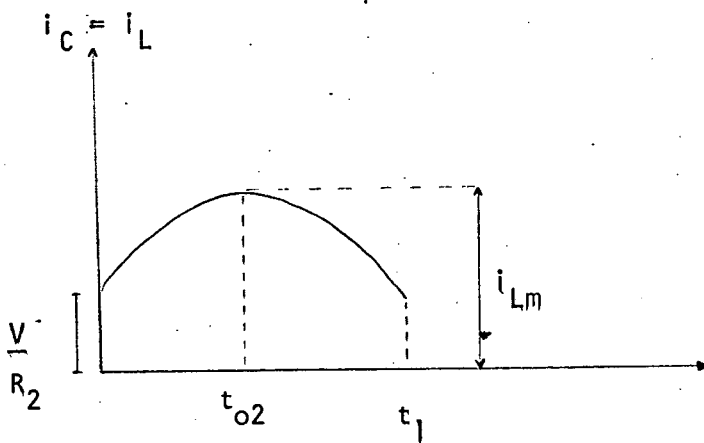


FIGURA - 5.11 (b)

No instante $t=t_{o2}$ a tensão do capacitor se anula e a corrente na malha considerada é máxima. Durante o intervalo $(0, t_{o2})$ a tensão do capacitor está aplicada no sentido inverso de condução do S_2 . Portanto o tempo t_{off2} deve ser menor que t_{o2} . Por isto o tempo t_{o2} é importante e deve ser conhecido.

Se $t_{off2} > t_{o2}$, S_2 não se abre.

Assim:

$$t = t_{o2} \quad v_C = 0 \quad i_L = i_{LM}$$

Com a expressão (5.4) obtem-se:

$$0 = - E_C \cos \beta t_{o2} + \frac{V}{R_2} \omega L \sin \beta t_{o2}$$

$$\boxed{\operatorname{tg}(\beta t_{o2}) = \frac{E_C R_2}{\omega L V}} \quad (5.5)$$

A corrente máxima será:

$$\boxed{I_{Lm} = \frac{E_C}{\omega L} \sin(\omega t_{o2}) + \frac{V}{R_2} \cos(\omega t_{o2})} \quad (5.6)$$

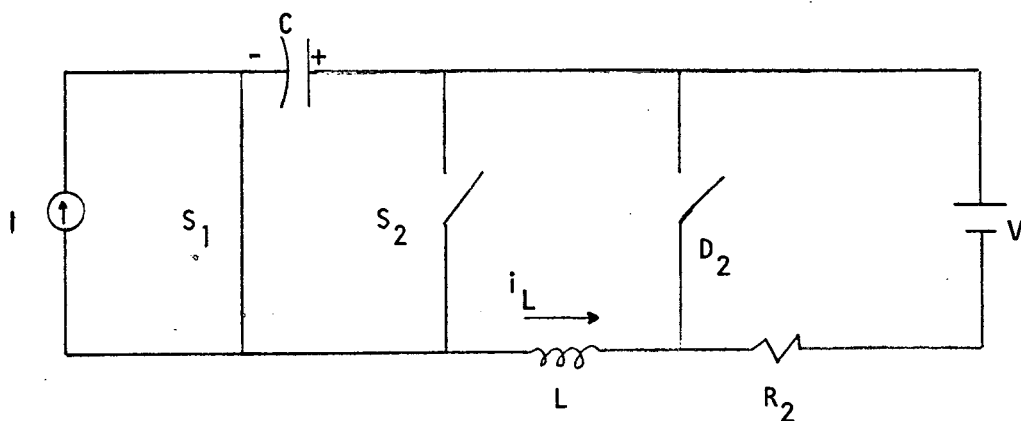
No diodo D_2 existem duas correntes: a corrente i_V no sentido de não condução e a corrente i_L no sentido de condução.

Assim:

$$i_{D_2} = i_L - i_V \quad i_V = \frac{V}{R_2}$$

Quando $i_L = \frac{V}{R_2}$ a corrente $i_{D_2} = 0$

Seja t_1 o instante em que i_{D_2} se anula. A partir de t_1 o D_2 se abre e a configuração se torna:



Por ação da fonte V a tensão no capacitor continua a crescer até que i_L se torne nula. As formas de i_C e v_C se tornam:

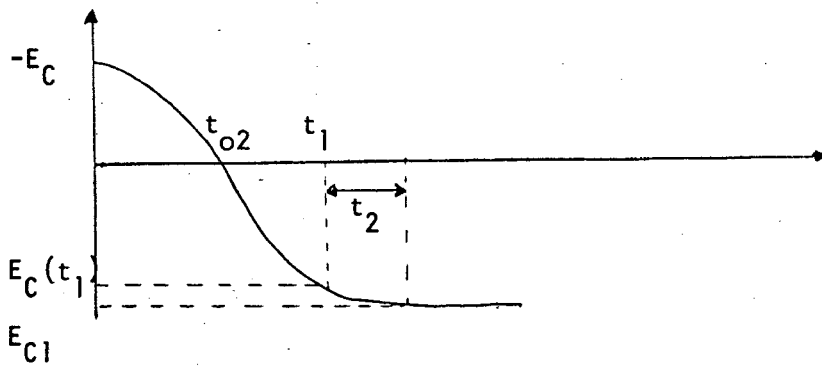


FIGURA - 5.13 (a)

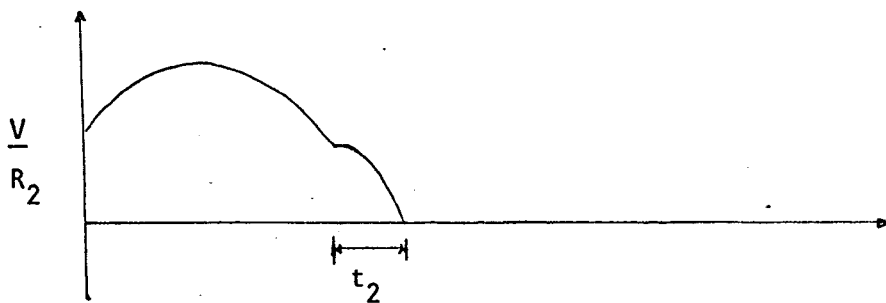


FIGURA - 5.13 (b)

Quando $t = t_1$ tem-se:

$$i_L = \frac{V}{R_2}$$

Portanto:

$$\frac{V}{R_2} = \frac{E_C}{\omega L} \sin(\omega t_1) + \frac{V}{R_2} \cos(\omega t_1) \quad (5.7)$$

Com esta expressão determina-se t_1 . A tensão $E_C(t_1)$ será:

$$E_C(t_1) = -E_C \cos(\omega t_1) + \frac{V}{R_2} \omega L \sin \omega t_1 \quad (5.8)$$

O tempo total gasto pelo capacitor para atingir a sua carga máxima é:

$$t_1 + t_2$$

Este tempo é importante porque deve ser menor que T_1 , o

período de condução do SCR principal S_1 . A máxima tensão atingida pelo capacitor será E_{C1} . No instante $t = t_1$ tem-se:

$$i_v = i_L$$

$$i_{S1} = I + i_v$$

$$i_v = \frac{V}{R_2}$$

$$v_C = E_C(t_1)$$

A equação da malha , fig 5.12, será:

$$V = R_2 i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt \quad \Rightarrow$$

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R_2}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0$$

Cuja equação característica será:

$$\left(D^2 + \frac{R_2}{L} D + \frac{1}{LC} \right) = 0 \quad \Rightarrow$$

$$D_{1,2} = -\frac{R_2}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R_2}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

para:

$$\frac{1}{LC} > \left(\frac{R_2}{2L}\right)^2$$

tem-se:

$$D_1 = \alpha + j\beta$$

$$D_2 = \alpha - j\beta$$

onde:

$$\alpha = -\frac{R_2}{2L}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R_2}{2L}\right)^2}$$

A solução será:

$$i_V = e^{\alpha t} (C_1 \cos \beta t + C_2 \operatorname{sen} \beta t)$$

Para $t=0$:

$$\Rightarrow i_V = \frac{V}{R_2} \Rightarrow C_1 = \frac{V}{R_2}$$

$$\Rightarrow E_C = V - R_2 i - L \frac{di}{dt}$$

$$\Rightarrow E_C = V - \frac{R_2 V}{R_2} - L \frac{di}{dt} = -L \frac{di}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{E_C(1)}{L} = \frac{di}{dt}$$

Mas:

$$\frac{di}{dt} = \alpha e^{\alpha t} \left(\frac{V}{R_2} \cos \beta t + C_2 \operatorname{sen} \beta t \right) + e^{\alpha t} \left(-\frac{V}{R_2} \beta \operatorname{sen} \beta t + C_2 \beta \cos \beta t \right)$$

$$\Rightarrow -\frac{E_C(1)}{L} = \alpha \frac{V}{R_2} + C_2 \beta$$

$$\Rightarrow C_2 = -\frac{E_C(1)}{L\beta} - \frac{\alpha V}{\beta R_2}$$

$$i_V = e^{\alpha t} \left[\frac{V}{R_2} \cos \beta t - \left(\frac{E_C(1)}{\beta L} + \frac{\alpha V}{\beta R_2} \right) \operatorname{sen} \beta t \right] \quad .(5.10)$$

Para $t = 0 \Rightarrow i_V = 0$

$$\frac{V}{R_2} \cos(\beta t_2) - \left[\frac{E_C}{\beta L} + \frac{\alpha V}{\beta R_2} \right] \text{sen } \beta t_2 = 0$$

$$\boxed{\text{tg}(\beta t_2) = \frac{\frac{V}{R_2}}{\left(\frac{E_C(1)}{\beta L} + \frac{\alpha V}{\beta R_2} \right)}} \quad (5.11)$$

Com a expressão (5.11) pode-se determinar o tempo t_2 . É importante o valor da tensão E_C em cada instante do período t_2 .

Sabe-se que:

$$V = E_C + V_L + V_{R_2} \quad (5.12)$$

$$E_C = V - V_L - V_{R_2}$$

$$V_{R_2} = R_2 i = e^{\alpha t} \left[V \cos \beta t - \left(\frac{E_C R_2}{\beta L} + \frac{V}{\beta} \right) \text{sen } \beta t \right]$$

$$V_L = L \frac{di}{dt} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} = \alpha e^{\alpha t} & \left[\frac{V}{R_2} \cos \beta t - \left(\frac{E_C}{\beta L} + \frac{V}{\beta R_2} \right) \text{sen } \beta t \right] + \\ & + e^{\alpha t} \left[-\frac{V}{R_2} \beta \text{sen } \beta t - \left(\frac{E_C \beta}{\beta L} + \frac{\alpha V \beta}{\beta R_2} \right) \cos \beta t \right] \end{aligned}$$

Assim, tomando $\alpha = -\frac{R_2}{2L}$ obtem-se:

$$\frac{di}{dt} = e^{\alpha t} \left\{ \text{sen } \beta t \left[-\frac{V}{R_2} + \frac{R_2 \cdot E_C}{2L \beta L} - \frac{R_2 V}{2L^2} \right] + \text{cos } \beta t \left[-\frac{E_C}{L} + \frac{V}{2L} - \frac{V}{2L} \right] \right\}$$

Portanto:

$$v_L = e^{\alpha t} \left\{ \text{sen } \beta t \left[-\frac{LV\beta}{R_2} + \frac{R_2 \cdot E_C}{2 \beta L} - \frac{1}{2} \cdot \frac{R_2 \cdot V}{2L V} \right] + \text{cos } \beta t (-E_C) \right\}$$

substituindo as expressões de v_L e v_R obtem-se:

$$v_C = V - e^{\alpha t} \left[V \text{cos } \beta t - \left(\frac{E_C R_2}{\beta L} + \frac{\alpha V}{\beta} \right) \text{sen } \beta t \right. \\ \left. - e^{\alpha t} \left\{ \text{sen } \beta t \left[-\frac{VL\beta}{R_2} + \frac{R_2 \cdot E_C}{2 \beta L} - \frac{R_2 V}{4L\beta} \right] + \text{cos } \beta t (-E_C) \right\} \right]$$

Dividindo-se por V e reagrupando-se os termos semelhantes, obtem-se:

$$\frac{e_C}{V} = 1 - e^{\alpha t} \left\{ \text{sen } \beta t \left[-\frac{E_C R_2}{V \beta L} - \frac{\alpha}{\beta} - \frac{\beta L}{R_2} + \frac{E_C R_2}{2V \beta L} \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{R_2 \cdot 1}{\beta L \cdot 4} \right] + \text{cos } \beta t \left[-\frac{E_C}{V} + 1 \right] \right\}$$

$$\frac{e_C}{V} = 1 - e^{\alpha t} \left[\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{E_C R_2}{V \beta L} - \frac{\alpha}{\beta} - \frac{L}{R_2} - \frac{1}{4} \frac{R_2}{\beta L} \right) \text{sen } \beta t \right. \\ \left. - \text{cos} \left(\frac{E_C}{V} - 1 \right) \right] \Rightarrow$$

$$\frac{e_C}{V} = 1 + e^{\alpha t} \left[\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{E_C}{V} \cdot \frac{R_2}{\beta L} + \frac{\alpha}{\beta} + \frac{\beta L}{R_2} + \frac{1}{4} \cdot \frac{R_2}{\beta L} \right) \sin \beta t \right. \\ \left. + \cos \beta t \left(\frac{E_C}{V} - 1 \right) \right]$$

Para $t = t_2$ obtem-se:

$$\frac{E_{C1}}{V} = 1 + e^{\alpha t_2} \left[\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{E_C(1)}{V} \cdot \frac{R_2}{\beta L} + \frac{\alpha}{\beta} + \frac{\beta L}{R_2} + \frac{1}{4} \cdot \frac{R_2}{\beta L} \right) \sin \beta t_2 \right. \\ \left. + \cos \beta t_2 \left(\frac{E_C(1)}{V} - 1 \right) \right]$$

A partir do instante $t = t_1 + t_2$ o capacitor continua carregado com a polaridade indicada abaixo, com uma tensão E_C . A corrente $i_L = i_C = 0$

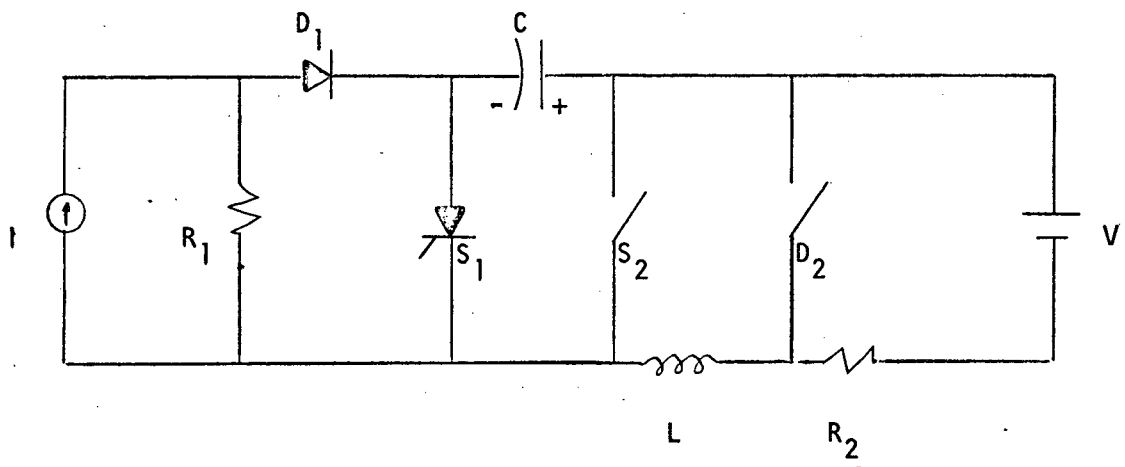


FIGURA - 5.14

Este estado continua até o instante T_1 , quando o SCR auxiliar é disparado.

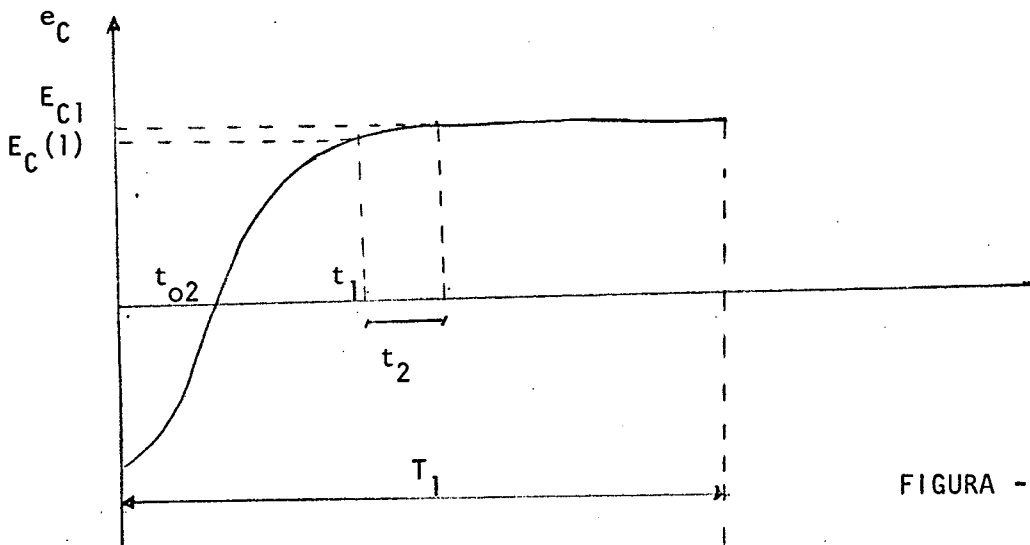


FIGURA - 5.15 (a)

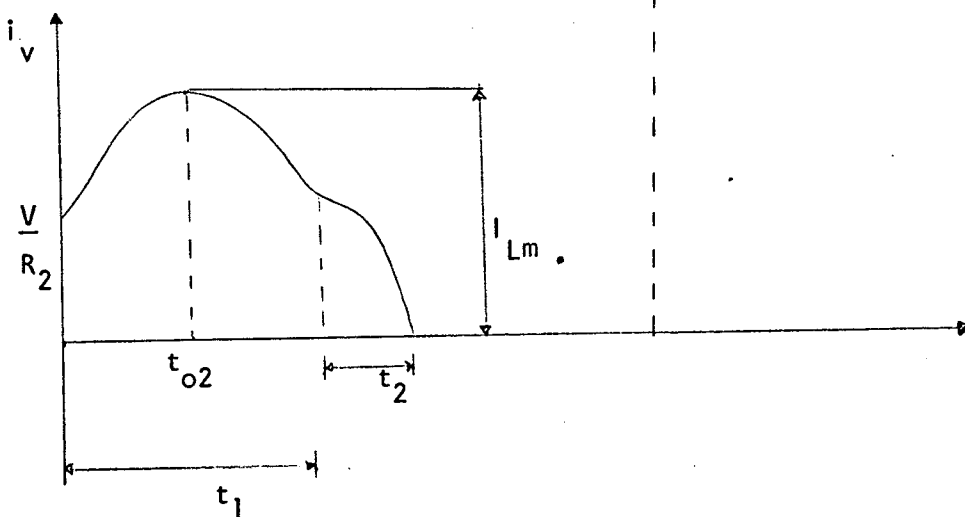


FIGURA - 5.15 (b)

5.3.2 - PERIODO DE CONDUÇÃO DO SCR AUXILIAR

No instante T_1 , quando o S_2 é disparado a tensão inversa E_{C1} é aplicada nos terminais de S_1 e ele se abre. Em seguida devido à queda de tensão em R_1 , adquire polaridade contrária, de acordo com a figura a seguir.

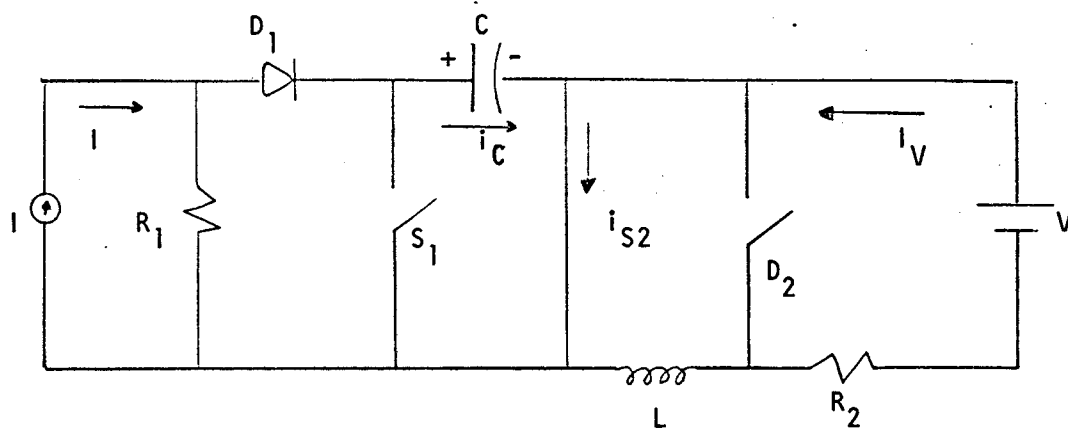


FIGURA - 5.16

Da figura se conclui: $i_{S_2} = i_V + i_C$

A corrente i_C é dada pela seguinte equação:

$$R_1 i_C + \frac{1}{C} \int i_C dt = 0 \quad (5.14)$$

Da onde:

$$\boxed{R_1 \cdot \frac{di_C}{dt} + \frac{1}{C} i_C = 0} \quad \Rightarrow$$

$$\frac{di_C}{dt} + \frac{1}{R_1 C} i_C = 0 \quad \Rightarrow$$

$$\boxed{i_C = C_1 e^{-t/R_1 C}}$$

O circuito do capacitor se torna:

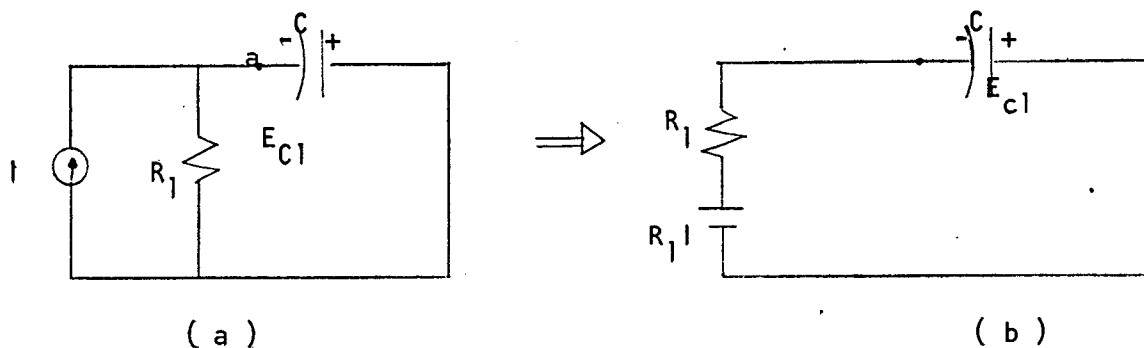


FIGURA 5.17

Para $t = 0$:

$$\Rightarrow i = \frac{v}{R_1} + \frac{E_{C1}}{R_1}$$

Mas $v = R_1 I$ Assim: $i(0) = I + \frac{E_{C1}}{R_1}$

$$\Rightarrow C_1 = I + \frac{E_{C1}}{R_1} \Rightarrow$$

$$i_C = \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} \quad (5.15)$$

A corrente inicial no SCR auxiliar será:

$$I_{S2} = \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) \quad (5.16)$$

A corrente i_L percorre o seguinte circuito:

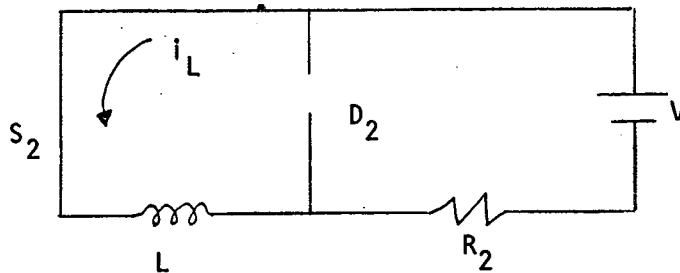


FIGURA - 5.18

A sua equação será:

$$V = R_2 i_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (5.17)$$

Com a solução:

$$i_L = \frac{V}{R_2} + C_1 e^{-\frac{R_2}{L} t}$$

Para $t = 0 \Rightarrow i_L = 0 \Rightarrow C_1 = -\frac{V}{R_2}$

$$\Rightarrow i_L = \frac{V}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L} t} \right) \quad (5.18)$$

A corrente no SCR auxiliar será:

$$i_{S2} = \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} + \frac{V}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L} t} \right) \quad (5.19)$$

De acordo com a fig. 5.18 a tensão no capacitor pode ser determinada do seguinte modo:

$$e_C = - R_1 i_C + R_1 I \quad (5.20)$$

Substituindo a expressão de i_C :

$$e_C = - R_1 \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} + R_1 I \Rightarrow$$

$$e_C = R_1 I - (R_1 I + E_{C1}) e^{-t/R_1 C} \quad (5.21)$$

A origem dos tempos para as equações (15), (16), (17), (18), (19), (20), (21) é tomada no instante T_1 . A tensão no capacitor tem, em função do tempo, a forma da fig. 5.19.

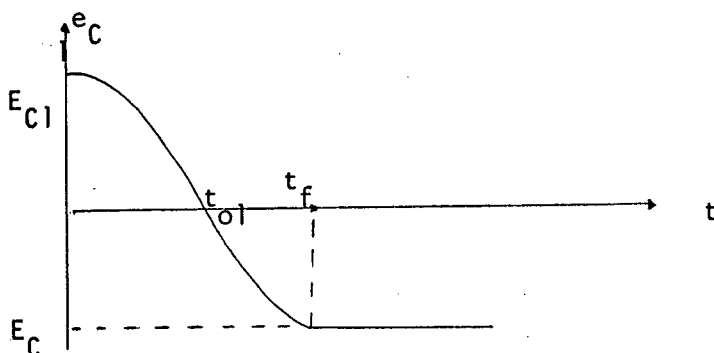


FIGURA - 5.19

Quando $t = t_{o1}$ a tensão no capacitor se anula. Assim o t_{off} do SCR₁ deve ser menor que t_{o1} . Por isto a sua determinação é importante. Na equação (5.21), tomando-se $e_C = 0$ tem-se:

$$0 = R_1 I - (R_1 I + E_{C1}) e^{-\frac{t_{o1}}{R_1 C}}$$

$$t_{o1} = R_1 C \log \left(1 + \frac{E_{C1}}{R_1 I} \right) \quad (5.22)$$

Para $t \rightarrow \infty \Rightarrow e_C \rightarrow E_C$. Portanto, de acordo com a expressão (5.21), a tensão atingida pelo capacitor será:

$$E_C = R_1 I \quad (5.23)$$

De acordo com (5.15) e (5.21) tem-se:

$$i_C = \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} \Rightarrow e_C = R_1 I - (R_1 I + E_{C1}) e^{-t/R_1 C}$$

De um modo geral, decorrido um intervalo $t = 5\zeta$ onde $\zeta = R_1 C$ considera-se terminado o regime transitório, pois:

$$e^{-\frac{5\zeta}{\zeta}} \approx 0 \quad \Rightarrow$$

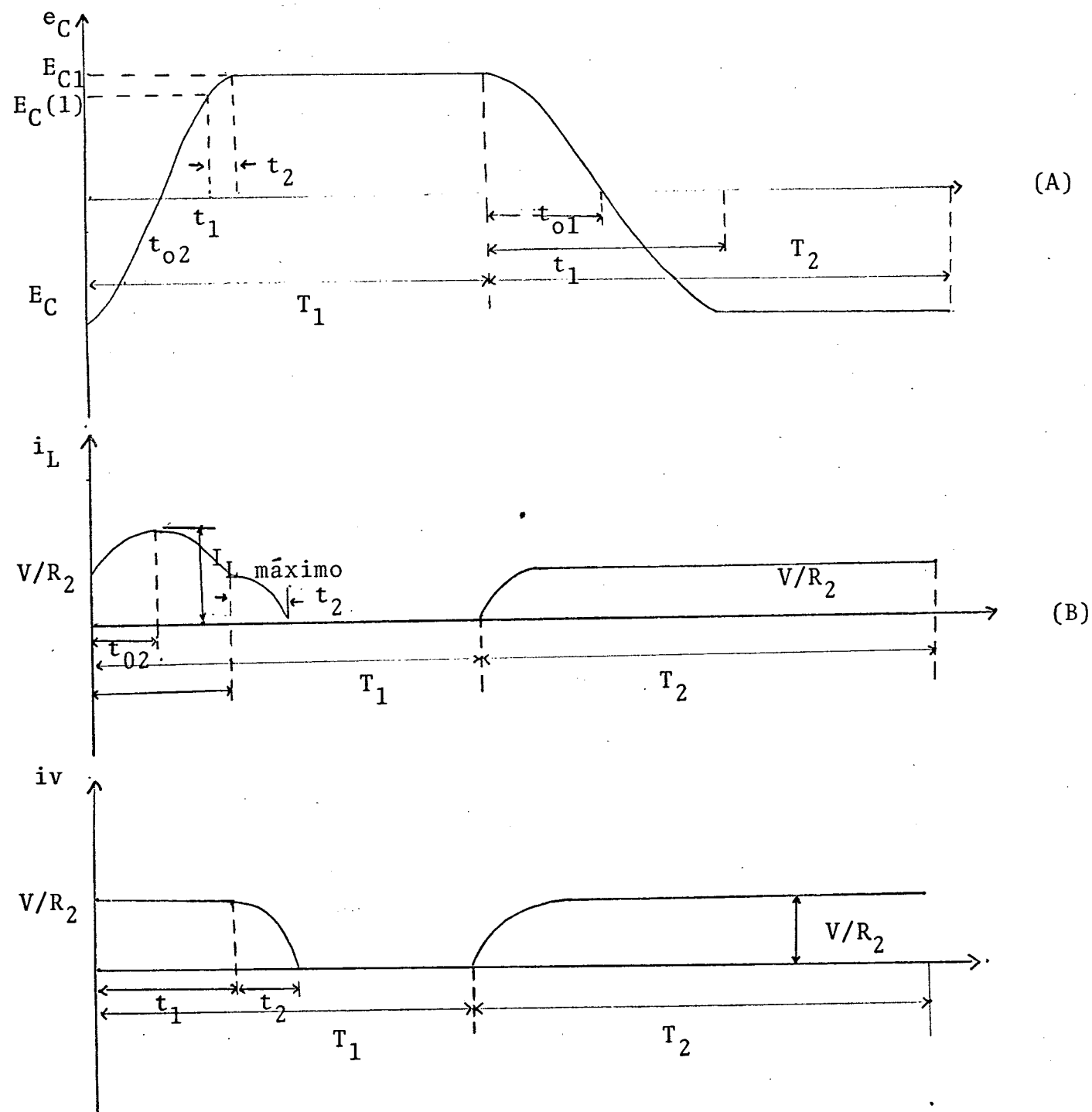
$$t_f = 5R_1 C \quad (5.24)$$

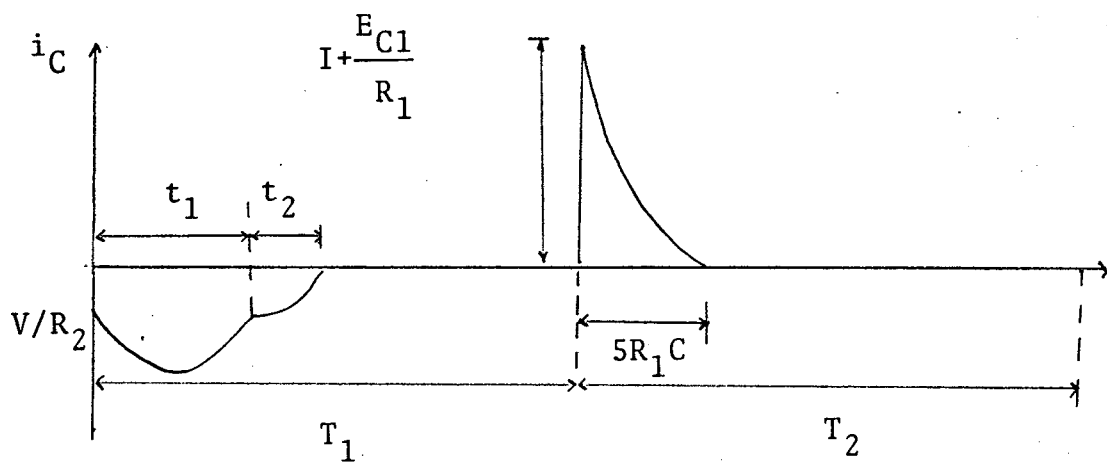
Assim este tempo pode ser feito tão pequeno quanto possível, tomando valores adequados para $R_1 C$.

O intervalo de tempo T_2 deve ser maior que t_f . No tempo T_2 , o SCR₁ é disparado e o ciclo reinicia.

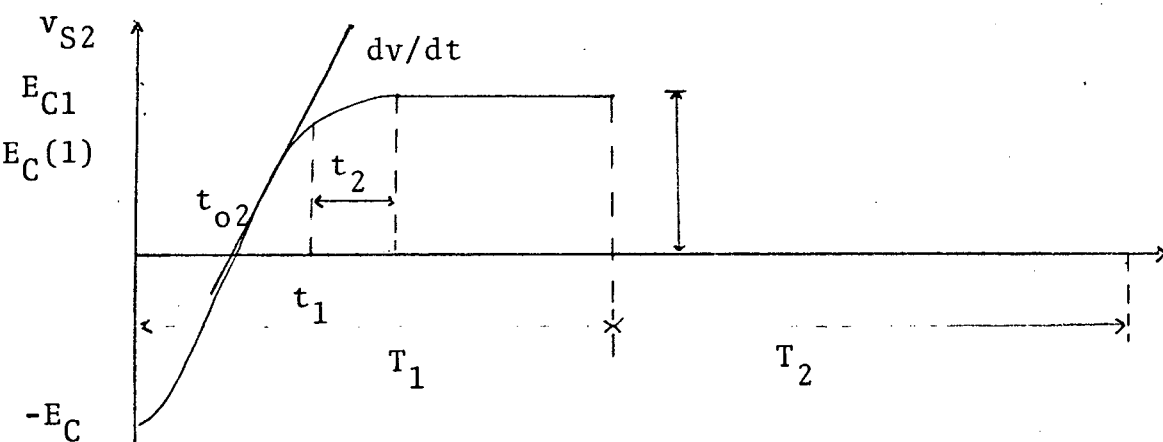
5 . 4 - FORMAS DE ONDA

As formas de onda das grandezas envolvidas em cada ciclo estão representadas a seguir:

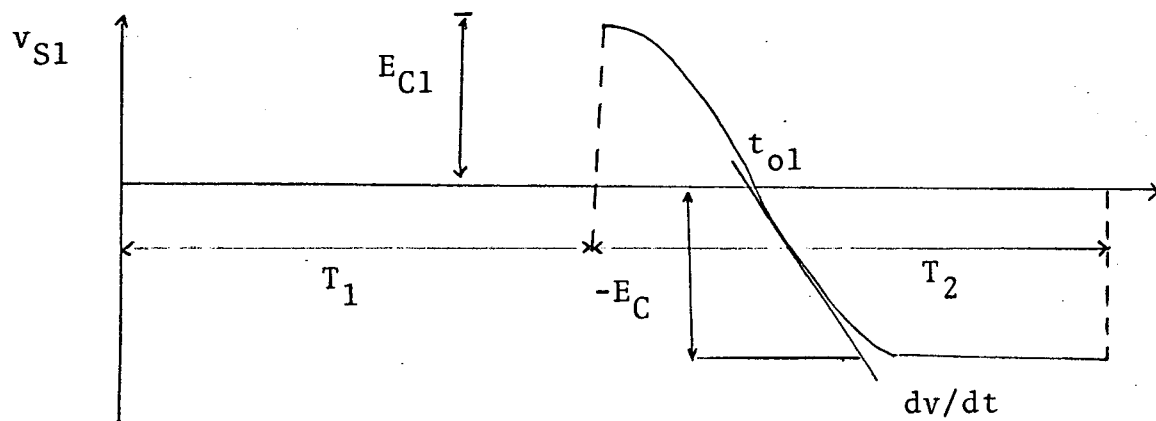




(D)



(E)



(F)

FIG: 5.20

5 . 5 - CORRENTES NOS COMPONENTES5.5.1 - CORRENTE MÉDIA NO DIODO D_2

Como já foi visto, a corrente só existe em D_2 no intervalo $(0, t_1)$.

$$i_{D2} = i_1 - i_v \quad (5.25)$$

$$i_v = \frac{V}{R_2}$$

$$i_L = \frac{E_C}{\omega L} \text{sen}\omega t + \frac{V}{R_2} \text{cos}\omega t \quad \Rightarrow$$

$$i_{D2} = \frac{E_C}{\omega L} \text{sen}\omega t + \frac{V}{R_2} \text{cos}\omega t - \frac{V}{R_2} \quad (5.26)$$

A corrente média será:

$$i_{D2m} = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega t_1} i_{D2} d(\omega t) \quad \Rightarrow$$

$$i_{D2m} = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega t_1} \left(\frac{E_C}{\omega L} \text{sen}\omega t + \frac{V}{R_2} \text{cos}\omega t - \frac{V}{R_2} \right) d(\omega t) \quad \Rightarrow$$

$$i_{D2m} = \frac{1}{\omega T} \left[\frac{R_1 I}{\omega L} (1 - \text{cos}\omega t_1) + \frac{V}{R_2} \text{sen}\omega t_1 - \frac{V}{R_2} \omega t_1 \right] \quad (5,27)$$

De acordo com esta expressão, a corrente média no diodo auxiliar D_2 será tanto maior quanto maior for a frequência do chopper. A sua forma de onda é:

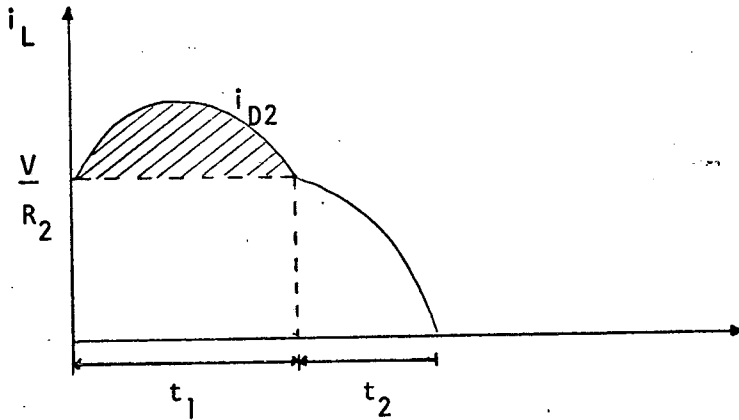


FIGURA - 5.21

5.5.2 - CORRENTE MÉDIA NO SCR PRINCIPAL

Durante o intervalo T_1 o SCR₁ conduz a corrente:

$$i_{S1} = I + i_L \quad (5.28)$$

Sendo:

$$i_L = \frac{E_C}{\omega L} \text{sen} \omega t + \frac{V}{R_2} \text{cos} \omega t$$

no intervalo $(0, t_1)$.

Para evitar manipulações matemáticas muito demoradas, inicialmente desconsidera-se a corrente i_L no intervalo t_2 . Assim:

$$i_{S1m} = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega t_1} \left(I + \frac{E_C}{\omega L} \text{sen} \omega t + \frac{V}{R_2} \text{cos} \omega t \right) d(\omega t) + \frac{L}{\omega T} \int_{\omega t_1}^{\omega t_1} I d(\omega t)$$

O que resulta em:

$$i_{S1m} = \frac{IT_1}{T} + \frac{1}{\omega T} \left\{ \frac{R_1 I}{\omega L} (1 - \text{cos} \omega t_1) + \frac{V}{R_2} \text{sen} \omega t_1 \right\} \quad (5.29)$$

O valor médio da corrente será máximo quando T_1/T e I forem máximos. Como já foi observado, T_1 não pode se tornar igual a T devido ao tempo t_{off1} de abertura do SCR₁. Admitindo ser de 250 S o tempo mínimo de abertura do SCR₁, tem-se:

$$i_{S1m} = \frac{I(T - 250 \times 10^{-6})}{T} + \frac{1}{\omega T} \left\{ \frac{R_1 I}{\omega L} (1 - \cos \omega t_1) + \frac{V}{R_2} \sin \omega t_1 \right\}$$

Dando um acréscimo de 10% para incluir a corrente no intervalo t_2 tem-se:

$$i_{S1m} = \frac{1,1 I(T - 250 \times 10^{-6})}{T} + \frac{1,1}{\omega T} \left\{ \frac{R_1 I}{\omega L} (1 - \cos \omega t_1) + \frac{V}{R_2} \sin \omega t_1 \right\} \quad (5,30)$$

5.5.3 - CORRENTE MÉDIA NO SCR AUXILIAR

No intervalo de condução T_2 do SCR auxiliar a corrente que passa por ele é:

$$i_{S2} = i_C + i_V \quad (5.31)$$

onde:

$$i_C = \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C}$$

Para este período a corrente i_V precisa ser determinada.

Do circuito tem-se.

$$i_V = \frac{V}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L} t} \right) \quad (5.32)$$

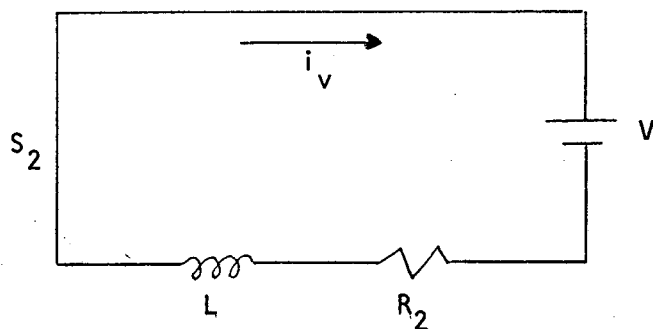


FIGURA - 5.22

Assim:

$$i_{S2} = \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} + \frac{V}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L} t} \right)$$

Sendo T_2 o período de condução do SCR_2 tem-se:

$$i_{S2m} = \frac{1}{T} \int_0^{T_2} \left[\left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} + \frac{V}{R_2} \left(1 - e^{-\frac{R_2}{L} t} \right) \right] dt$$

A máxima corrente média ocorrerá para o máximo T_2 e para o máximo I . Realizando-se a integração obtém-se:

$$i_{S2m} = \left(I + \frac{V}{R_2} \right) \frac{T_2}{T} + \left(E_{C1} \cdot C - \frac{VL}{R_2^2} \right) \frac{1}{T} + \left(\frac{VL}{R_2^2} e^{-\frac{R_2 T_2}{L}} - E_{C1} \cdot C e^{-\frac{T_2}{R_1 C}} \right) \frac{1}{T} \quad (5.33)$$

5.5.4 - CORRENTE MÉDIA NO DIODO D_1

O diodo D_1 conduz nos seguintes intervalos:

a) - (0, T₁)

$$\text{Neste intervalo} \Rightarrow i_{D1} = i_{S1} = I + i_L$$

b) - (T, t_f)

$$\Rightarrow i_{D1} = i_C = \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C}$$

A corrente média será:

$$i_{D1m} = \frac{1}{\omega T} \int_0^{\omega T_1} (I + i_L) d(\omega t) + \frac{1}{T} \int_0^{t_f} \left(I + \frac{E_{C1}}{R_1} \right) e^{-t/R_1 C} dt$$

Mas:

$$i_{S1m} = \frac{1,1 I (T - 250 \times 10^{-6})}{T} + \frac{1,1}{\omega T} \left\{ \frac{R_1 I}{\omega L} (1 - \cos \omega t_1) + \frac{V}{R_2} \text{sen} \omega t_1 \right\}$$

$$i_{Cm} = \frac{1}{T} (R_1 I C + E_{C1} C) e^{-\frac{T_2}{R_1 C}}$$

Portanto:

$$i_{D1m} = \frac{1,1 I (T - 250 \times 10^{-6})}{T} + \frac{1,1}{\omega T} \left\{ \frac{R_1 I}{\omega L} (1 - \cos \omega t_1) + \frac{V}{R_2} \text{sen} \omega t_1 \right\} + \frac{1}{T} (R_1 I C + E_{C1} C) e^{-\frac{T_2}{R_1 C}}$$

5.5.5 - CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DE COMUTAÇÃO L

A forma da corrente na indutância L é :

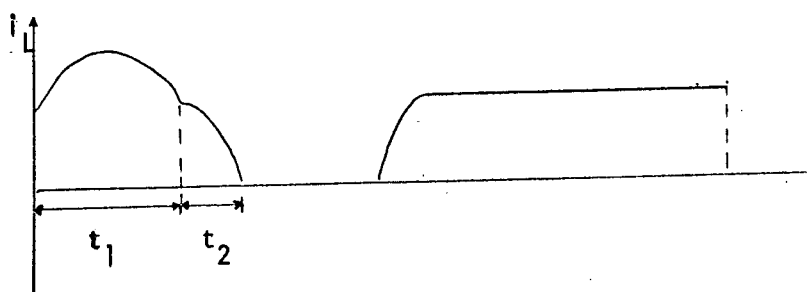


FIGURA - 5.23

$$i_{Lm} = \frac{L}{wT} \frac{V (T_2 + t_1 + t_2) w}{R_2} + \frac{1}{wT} \int_0^{wt_1} \left(\frac{E_C}{wL} \text{sen}wt + \frac{V}{R_2} \text{cos}wt \right) d(wt)$$

Assim:

$$i_{Lm} = \frac{1}{T} \frac{V (T_2 + t_1 + t_2)}{R_2} + \frac{1}{wT} \left[\frac{E_C}{wL} (1 - \text{cos}wt_1) + \frac{V}{R_2} \text{sen}wt_1 \right] \quad (5.35)$$

O seu valor máximo ocorre para T_2 e para a máxima corrente I .

5.5.6 - POTENCIA PERDIDA EM R_2

O valor da potência perdida no resistor R_2 é aproximadamente, para um T_2 máximo, igual a: V^2/R_2 .

Estas perdas tornam menor o rendimento do sistema. Por isto deve-se escolher R_2 tão grande e V tão pequeno quanto possível.

5.5.7 - CORRENTE MÁXIMA NO SCR PRINCIPAL

De acordo com a expressão (5.6):

$$I_{S1m} = \frac{E_C}{wL} \text{sen}(wt_{o2}) + \frac{V}{R_2} \text{cos}(wt_{o2}) \quad \Rightarrow$$

$$\frac{R_2 \cdot I_{S1m}}{V} = \frac{R_2}{wL} \frac{E_C}{V} \text{sen}(wt_{o2}) + \text{cos}(wt_{o2})$$

Definindo-se: $Q = \frac{wL}{R_2}$ $A = \frac{E_C}{V}$

obtem-se:

$$\frac{R_2 \cdot I_{S1m}}{V} = \frac{A}{Q} \text{sen}(wt_{o2}) + \text{cos}(wt_{o2})$$

Como $\text{tg}(wt_{o2}) = A/Q$, para parâmetros conhecidos do circuito, a corrente máxima no SCR principal pode ser determinada.

5.6 - CONSIDERAÇÕES PARA O PROJETO DO CHOPPER

Os tempos envolvidos são:

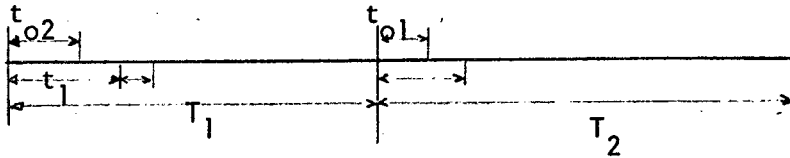


FIGURA - 5.24

Para que o funcionamento do chopper se realize é necessário que as seguintes relações se mantenham em todos os pontos de operação:

$$a - t_{o2} \geq t_{off2} \quad (5.37)$$

$$b - t_{o1} \geq t_{off1} \quad (5.38)$$

$$c - T_1 \geq t_1 + t_2 \quad (5.39)$$

$$d - T_2 \geq t_f \quad (5.40)$$

Onde os tempos t_{off2} e t_{off1} são fornecidos pelo fabricante dos SCR's e o período $T = T_1 + T_2$ é determinado pela frequência de operação do circuito de comando dos SCR's. O objetivo é determinar os valores dos componentes do circuito de modo que os tempos t_{o2} , t_{o1} , t_2 e t_f sejam adequados. As expressões resultantes da análise do circuito são:

$$a - t_f = 5R_1C \quad (5.41)$$

$$b - \text{tg}(wt_{o2}) = \frac{E_C R_2}{VwL} \quad (5.42)$$

$$c - t_{o1} = R_1C \log \left(1 + \frac{E_C I}{R_1 I} \right) \quad (5.43)$$

$$d - \frac{V}{R_2} = \frac{E_C}{wL} \text{sen}wt_1 + \frac{V}{R_2} \text{cos}wt_1 \quad (5.44)$$

$$e - \operatorname{tg}(\beta t_2) = \frac{\frac{V}{R_2}}{\left(\frac{E_C(1)}{\beta L} + \frac{\alpha V}{\beta R_2} \right)} \quad (5.45)$$

$$f - E_C(1) = -E_C \cos \omega t_1 + \frac{\omega L V}{R_2} \operatorname{sen} \omega t_1 \quad (5.46)$$

$$g - \frac{E_C 1}{V} = 1 + \alpha e^{\alpha t} \left[\left(\frac{1}{2} \frac{E_C(1)}{V} \frac{R_2}{\beta L} + \frac{\alpha}{\beta} + \frac{\beta L}{R_2} + \frac{1}{4} \frac{R_2}{\beta L} \right) \operatorname{sen} \beta t + \left(\cos \frac{E_C(1)}{V} - 1 \right) \right] \quad (5.47)$$

Definindo-se: $Q = \frac{\omega L}{R_2}$; $A = \frac{E_C}{V} \Rightarrow$

$$\boxed{A - \operatorname{tg}(\omega t_{o2}) = \frac{A}{Q}} \quad (5.48)$$

$$B - \frac{V}{R_2} = \frac{E_C}{\omega L} \operatorname{sen} \omega t_1 + \frac{V}{R_2} \cos \omega t_1$$

$$1 = \frac{E_C}{V} \frac{R_2}{\omega L} \operatorname{sen} \omega t_1 + \frac{V}{R_2} \frac{R_2}{V} \cos \omega t_1$$

$$1 = \frac{A}{Q} \operatorname{sen} \omega t_1 + \cos \omega t_1 \Rightarrow$$

$$\frac{A}{Q} = \frac{1 - \cos \omega t_1}{\operatorname{sen} \omega t_1}$$

Mas:

$$\operatorname{tg}(\omega t_{o2}) = \frac{\operatorname{sen} \omega t_{o2}}{\cos \omega t_{o2}} = \frac{\operatorname{sen}^2 \omega t_{o2}}{\operatorname{sen} \omega t_{o2} \cos \omega t_{o2}}$$

$$\operatorname{tg}(wt_{02}) = \frac{\operatorname{sen}^2 wt_{02} + \operatorname{sen}^2 wt_{02}}{2\operatorname{sen} wt_{02} \cdot \operatorname{cos} wt_{02}} \Rightarrow$$

$$\operatorname{tg}(wt_{02}) = \frac{1 - [\operatorname{cos} wt_{02} - \operatorname{sen} wt_{02}]}{2\operatorname{sen}(wt_{02}) \cdot \operatorname{cos}(wt_{02})}$$

portanto:

$$\operatorname{tg}(wt_{02}) = \frac{1 - \operatorname{cos}(2wt_{02})}{\operatorname{sen}(2wt_{02})}$$

Da onde se conclui que:

$$\boxed{t_1 = 2t_{02}}$$

(5.49)

$$(C) - E_C(1) = \frac{VwL}{R_2} \operatorname{sen} wt_1 - E_C \operatorname{cos} wt_1$$

$$\frac{E_C(1)}{V} = \frac{wL}{R_2} \operatorname{sen} wt_1 - \frac{E_C}{V} \operatorname{cos} wt_1$$

$$\frac{E_C(1)}{V} = Q \operatorname{sen} wt_1 - A \operatorname{cos} wt_1$$

tomando $wt_1 = 2wt_{02}$ obtem-se:

$$\frac{E_C(1)}{V} = Q \operatorname{sen}(2wt_{02}) - A \operatorname{cos}(2wt_{02})$$

$$\frac{1}{Q} \frac{E_C(1)}{V} = \operatorname{sen}(2wt_{02}) - \frac{A}{Q} \operatorname{cos}(2wt_{02})$$

$$\frac{1}{Q} \frac{E_C(1)}{V} = \operatorname{sen}(2wt_{02}) - \operatorname{tg}(wt_{02}) \cdot \operatorname{cos}(2wt_{02})$$

tomando:

$$\text{sen}(2\omega t_{02}) = \text{sen}(\omega t_{02}) \cos(\omega t_{02})$$

$$\cos(2\omega t_{02}) = \cos^2(\omega t_{02}) - \text{sen}^2(\omega t_{02})$$

obtem-se:

$$\frac{1}{Q} \frac{E_C(1)}{V} = \frac{\text{sen}(\omega t_{02})}{\cos(\omega t_{02})}$$

$$\boxed{\begin{aligned} \frac{E_C(1)}{V} &= A = \frac{E_C}{V} \implies \\ E_C(1) &= E_C = R_1 I \end{aligned}}$$

(5.50)

$$(D) - \text{tg}(\beta t_2) = \frac{\frac{V}{R_2}}{\left(\frac{E_C(1)}{\beta L} + \frac{\alpha V}{\beta R_2} \right)}$$

Mas:

$$E_C(1) = E_C \implies$$

$$\text{tg}(\beta t_2) = \frac{\frac{V}{R_2}}{\left(\frac{E_C}{\beta L} + \frac{\alpha V}{\beta R_2} \right)}$$

Na análise do circuito define-se:

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R_2}{2L} \right)^2}$$

$$\omega^2 = 1/LC \implies$$

$$\beta = w \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

Substituindo na expressão (D) obtem-se:

$$\operatorname{tg}(\beta t_2) = \frac{V}{\left(\frac{E_C R_2}{\beta L} + \frac{\alpha V}{\beta} \right)} = \frac{1}{\frac{E_C R_2}{V \beta L} + \frac{\alpha}{\beta}}$$

Se $\alpha = -\frac{R_2}{2L}$ obtem-se:

$$\operatorname{tg}(\beta t_2) = \frac{\sqrt{Q^2 - 0,25}}{(A - 0,5)} \quad (5.51)$$

$$(E) - \frac{E_C I}{V} = 1 + e^{\alpha t_2} \left\{ \left(\frac{1}{2} \frac{E_C R_2}{V \beta L} + \frac{\alpha}{\beta} + \frac{\beta L}{R_2} + \frac{1}{4} \frac{R_2}{\beta L} \right) \operatorname{sen} \beta t_2 + \cos \left(\frac{E_C}{V} - 1 \right) t_2 \right\}$$

Fazendo-se as seguintes substituições:

$$A = \frac{E_C}{V} \quad \alpha = -\frac{R_2}{2L} \quad \beta = \frac{1}{w \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

Obtem-se:

$$\frac{E_{C1}}{V} = 1 + e^{-\frac{\beta t_2}{\sqrt{4Q^2 - 1}}} \left\{ \left(\frac{A + 1}{2\sqrt{Q^2 - 0,25}} + \sqrt{Q^2 - 0,25} \right) \text{sen } \beta t_2 + \cos \beta t_2 (A - 1) \right\} \quad (5.52)$$

$$(F) \quad - t_{o1} = R_1 C \log \left(1 + \frac{E_{C1}}{R_1 I} \right)$$

$$t_{o1} = R_1 C \log \left(1 + \frac{E_{C1}}{R_1 I} \right)$$

$$t_{o1} = R_1 C \log \left(1 + \frac{E_{C1}}{V} \cdot \frac{1}{A} \right) \quad (5.53)$$

5 . 7 - DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

Antes de se dimensionar os vários componentes do chopper é necessário conhecer L_d , I_o , I_L e R_1 . Estas grandezas são determinadas em função das características do motor. Conseqüentemente, as tensões $R_1 \cdot I_o$ e $R_1 \cdot I_L$, que são as tensões mínima e máxima retificadas tornam-se conhecidas. O passo seguinte consiste na determinação de C , L , R_2 e V .

5.7.1 - CÁLCULO DO VALOR DO CAPACITOR DE COMUTAÇÃO

De acordo com a figura 5.25, tem-se:

$$A = \frac{E_C}{V} = \frac{R_1 I}{V}$$

O valor mínimo de $t_{o1}/R_1 C$ ocorre para o máximo valor da corrente I . Definindo-se o valor máximo como a corrente à plena carga I_L , obtem-se:

$$AM = \frac{E_C}{V} = \frac{R_1 I_L}{V} \quad (5.53)$$

Escolhendo-se arbitrariamente um valor para Q , obtém-se a relação $t_{o1}/R_1 C$. Tomando-se $t_{o1} = t_{off1}$, obtém-se o valor do capacitor C , do seguinte modo:

$$C = \left(\frac{R_1 C}{t_{o1}} \right) \frac{t_{off1}}{R_1} \quad (5.54)$$

O capacitor a ser utilizado não poderá ser menor que este valor, sob pena de o SCR principal não atingir o seu estado de não condução.

5.7.2 - CALCULO DO INDUTOR L

De acordo com a figura 5.26, o valor mínimo $w.t_{o2}$ ocorre para o valor mínimo de A . Definindo-se o valor mínimo da corrente, como a corrente do motor a vazio I_o , obtém-se:

$$Am = \frac{R_1 I_o}{V} \quad (5.55)$$

Para o valor de Q já adotado para o dimensionamento do capacitor, determina-se $w.t_{o2}$.

Tomando-se $t_{o2} = t_{off2}$, obtém-se:

$$w = \frac{(w.t_{o2})}{t_{off2}} \quad (5.56)$$

como:

$$w = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

com C conhecido, o valor de L pode ser obtido.

5.7.3 - CALCULO DE V e R₂

Com $AM = \frac{R_1 I_L}{V}$ determinado, obtém-se o valor da fonte

auxiliar V, pois:

$$V = \frac{R_1 I_L}{A_m} \quad (5.57)$$

Com $Q = \frac{wL}{R_2}$, o valor do resistor fica determinado pois:

$$R_2 = \frac{wL}{Q} \quad (5.58)$$

5.7.4 - DIMENSIONAMENTO DOS SCR's

As correntes de pico nos SCR's principal e auxiliar podem ser determinadas pelas expressões:

$$I_{S1m} \frac{R_2}{V} = \frac{A_m}{Q} \text{sen}(wt_{o2}) + \text{cos}(wt_{o2}) \quad (5.59)$$

$$I_{S2m} = I_1 + \frac{E_{C1}}{R_1} \quad (5.60)$$

respectivamente, onde wt_{o2} deve ser tomado para o maior valor de A.

O valor máximo da tensão reversa aplicada sobre o SCR principal é igual a E_{C1} . O valor de E_{C1}/V pode ser determinado pela figura 5.27, em função de Q e de A. Deve ser tomado o maior valor de A.

O máximo valor da tensão direta sobre o SCR principal é igual a $R_1 I_L$, não dependendo de Q ou A.

No SCR auxiliar, a máxima tensão reversa é igual a E_{C1}/V e a máxima tensão direta é igual $R_1 I_L$.

As derivadas das tensões nos SCR's podem ser determinadas com as expressões (5.12) e (5.4).

5 . 8 - DISCUSSÃO SOBRE AS OPÇÕES DO PROJETISTA

No projeto do chopper da terceira configuração, o projetis

ta terá que arbitrar valores para Q e V . Surge então a necessidade de critérios para a escolha dessas variáveis.

5.8.a - ESCOLHA DA TENSÃO V

A tensão V ao se tornar muito elevada produz muitas perdas no resistor R_2 . Se a tensão se tornar muito baixa, não carrega o capacitor com energia suficiente para realizar a comutação do SCR principal. Para tornar menos exaustivo o dimensionamento do chopper, recomenda-se escolher um valor de V tal que o valor do capacitor C se torne pouco dependente de Q . Assim, segundo a figura 5.25 se:

$$A_m = \frac{R_1 I_L}{V}$$

for maior ou igual a 4, o objetivo anterior é alcançado. O valor de C fica determinado em função de R_1 , I_C , Q e V .

5.8.b - ESCOLHA DE Q

É preciso que se conheça a influência da variável Q sobre o rendimento do chopper e as solicitações de corrente impostas aos seus componentes, particularmente aos SCR's. Para se fazer um julgamento, tendo-se tomado $A_m = 1,0$, o que é um valor real, considera-se dois valores de Q :

$$Q_1 = 0,5 \quad \text{e} \quad Q_2 = 2,0$$

$$\text{Assim: } Q_2 = 4Q_1$$

De acordo com a figura 5.26:

$$w_2 \cong \frac{w_1}{2}$$

$$\text{o que implica em: } L_2 \cong 4L_1$$

mas:

$$Q = \frac{wL}{R_2} = \sqrt{\frac{L}{C} \frac{1}{R_2}}$$

$$\frac{Q_2}{Q_1} = \sqrt{\frac{L_2}{C}} \cdot \frac{1}{R_{22}} \sqrt{\frac{C}{L_1}} \cdot R_{21} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{R_{21}}{R_{22}} \Rightarrow$$

$$R_{22} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} R_{21} \cdot \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{R_{21}}{2} \quad \text{ou} \quad \boxed{R_{22} = \frac{R_{21}}{2}}$$

$$\text{Se } R_{22} < R_{21} \Rightarrow \boxed{P_{22} > P_{21}}$$

Portanto, se pode concluir que quanto maior o valor de Q adotado, maiores as perdas do sistema e maior o valor do indutor. Quanto maior o valor do indutor L , menor a amplitude da corrente no SCR_1 durante a sua condução. De acordo com a figura 5.20.b e a expressão (5.6), o valor máximo da corrente de recarga do capacitor, via SCR_1 , L , R_2 , D_2 e C é dada por:

$$I_{Lm} = \frac{E_C}{\omega L} \text{sen}(\omega t_{o2}) + \frac{V}{R_2} \text{cos}(\omega t_{o2})$$

que pode ser escrita do seguinte modo:

$$I_{Lm} \cdot \frac{R_2}{V} = \frac{A}{Q} \text{sen}(\omega t_{o2}) + \text{cos}(\omega t_{o2})$$

da qual o valor máximo da corrente pode ser obtido. Resumindo-se as conclusões a que se chegou neste parágrafo, se estabelece que:

- a - maiores valores de Q produzem maiores perdas de potência no chopper e menores picos de corrente nos componentes.
- b - menores valores de Q produzem menores perdas de potência no chopper e maiores picos de corrente nos componentes.

É preciso observar que as conclusões foram deduzidas para

tempo t_{o2} constante e independente de Q , sendo definido em função do SCR auxiliar utilizado.

Sem duvida, um critério que pode ser adotado é a relação entre a potência perdida no chopper e a potência nominal do motor. No controle de motores de grande potência, a potência perdida pode ser maior que em motores de pequena potência. Se para um V e um Q adotados, o valor da potência perdida em R_2 é excessiva, deve-se tentar diminuir o Q . Se o valor mínimo de Q for limitado devido aos picos de corrente, deve-se tentar um menor valor para V . Para o controle de um motor de 2,5Kw, com um $A_m = 5,0$ e $A_m = 1,0$, um valor de $Q = 0,55$ foi adotado para a construção e projeto de um protótipo.

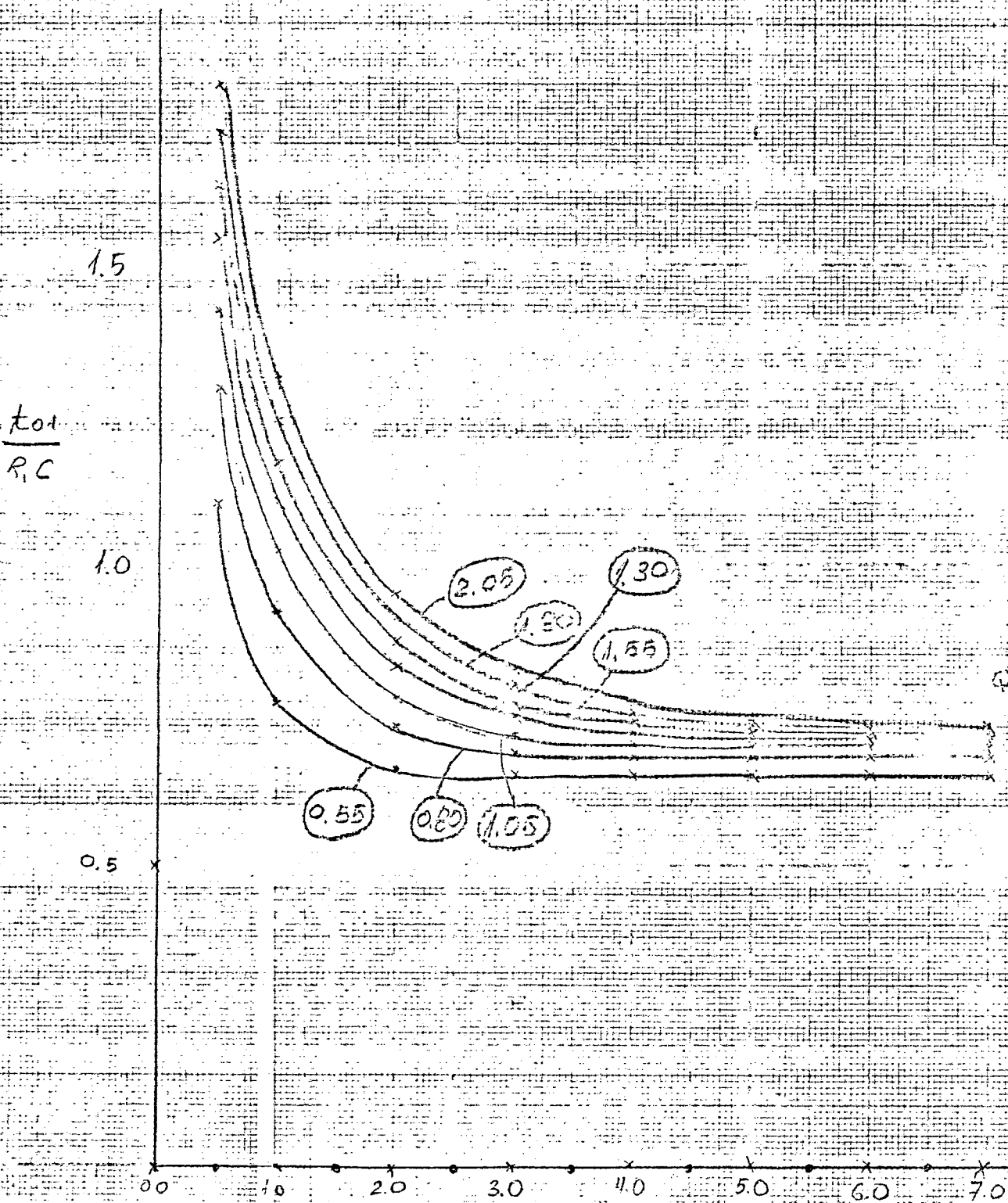


fig. 5.25

W, $\times 10^2$

Q

1.5

1.0

0.5

0.5

0.75

1.0

1.25

1.5

1.75

2.0

2.25

10

20

30

40

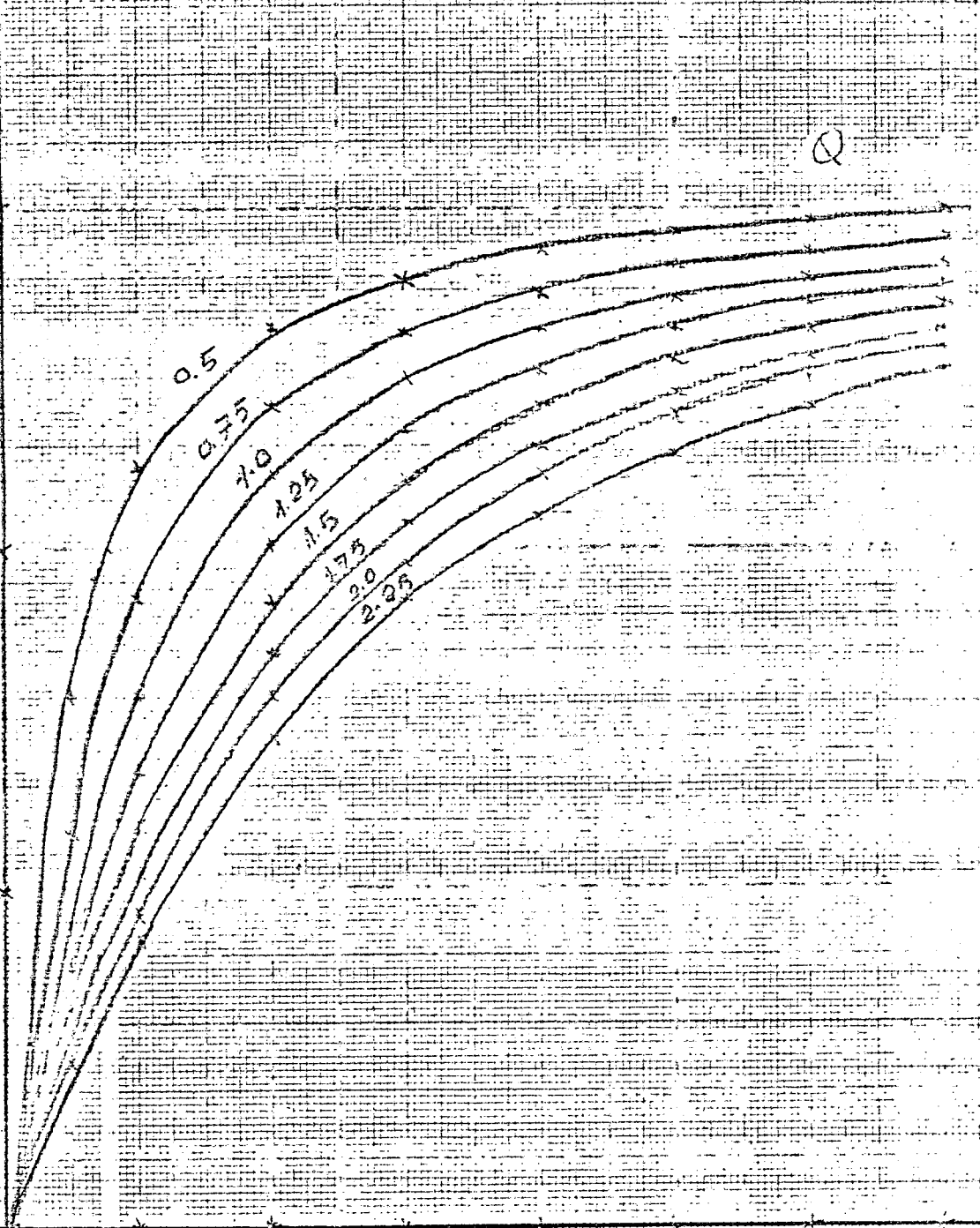
50

60

70

A

fig. 5.26



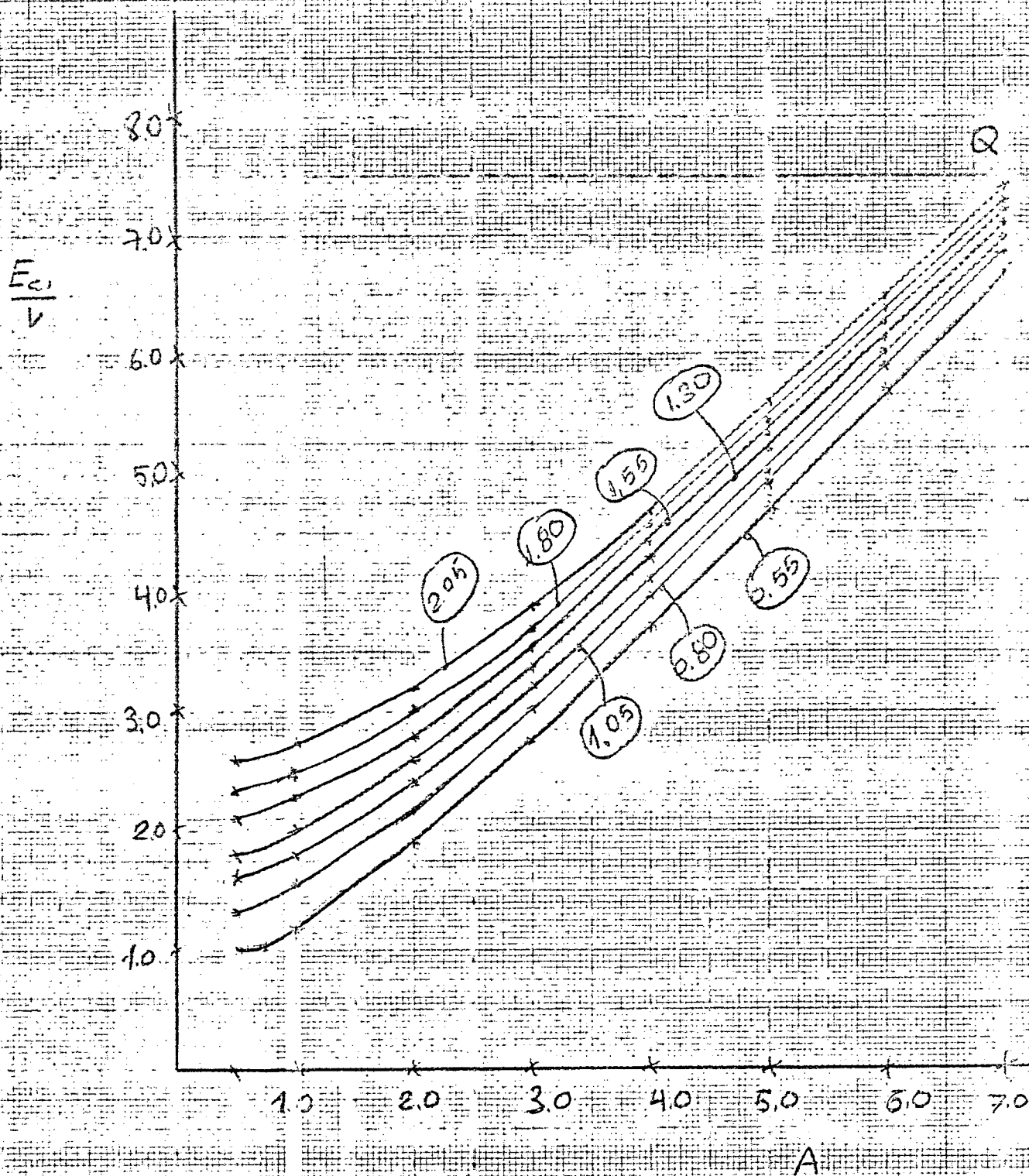


fig. 5.27

w_{t_2}

3.0

2.0

1.0

1.0

2.0

3.0

4.0

5.0

6.0

7.0

Q

A

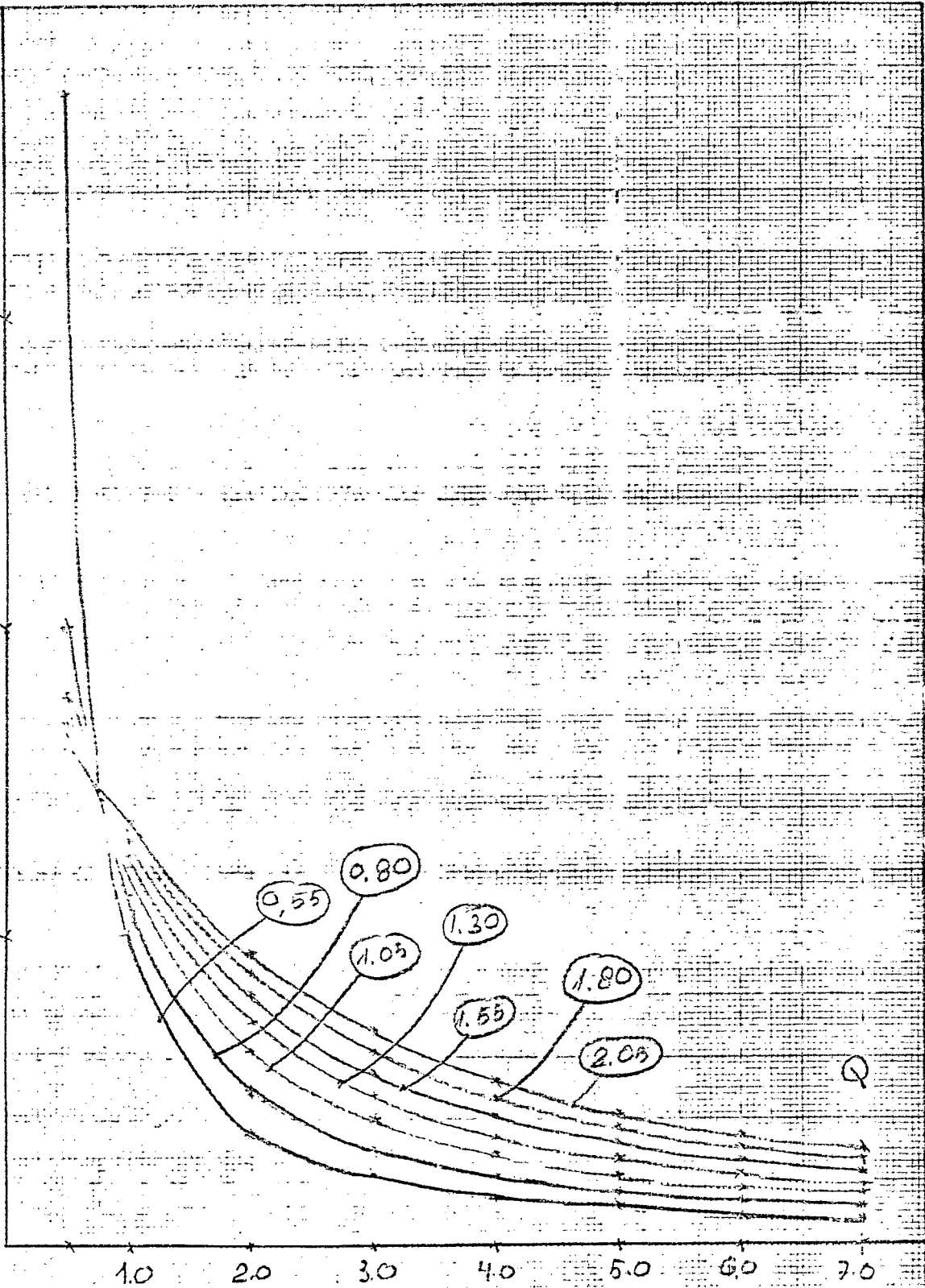


fig. 5.23

C A P I T U L O S E X T O

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE AS VARIAS CONFIGURAÇÕES

C A P I T U L O S E X T O

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE AS VARIAS CONFIGURAÇÕES

6 . 1 - QUANTIDADE DE COMPONENTES

As diferenças entre as várias configurações são mostradas abaixo. À esquerda dos pontos ab todas as configurações são iguais.

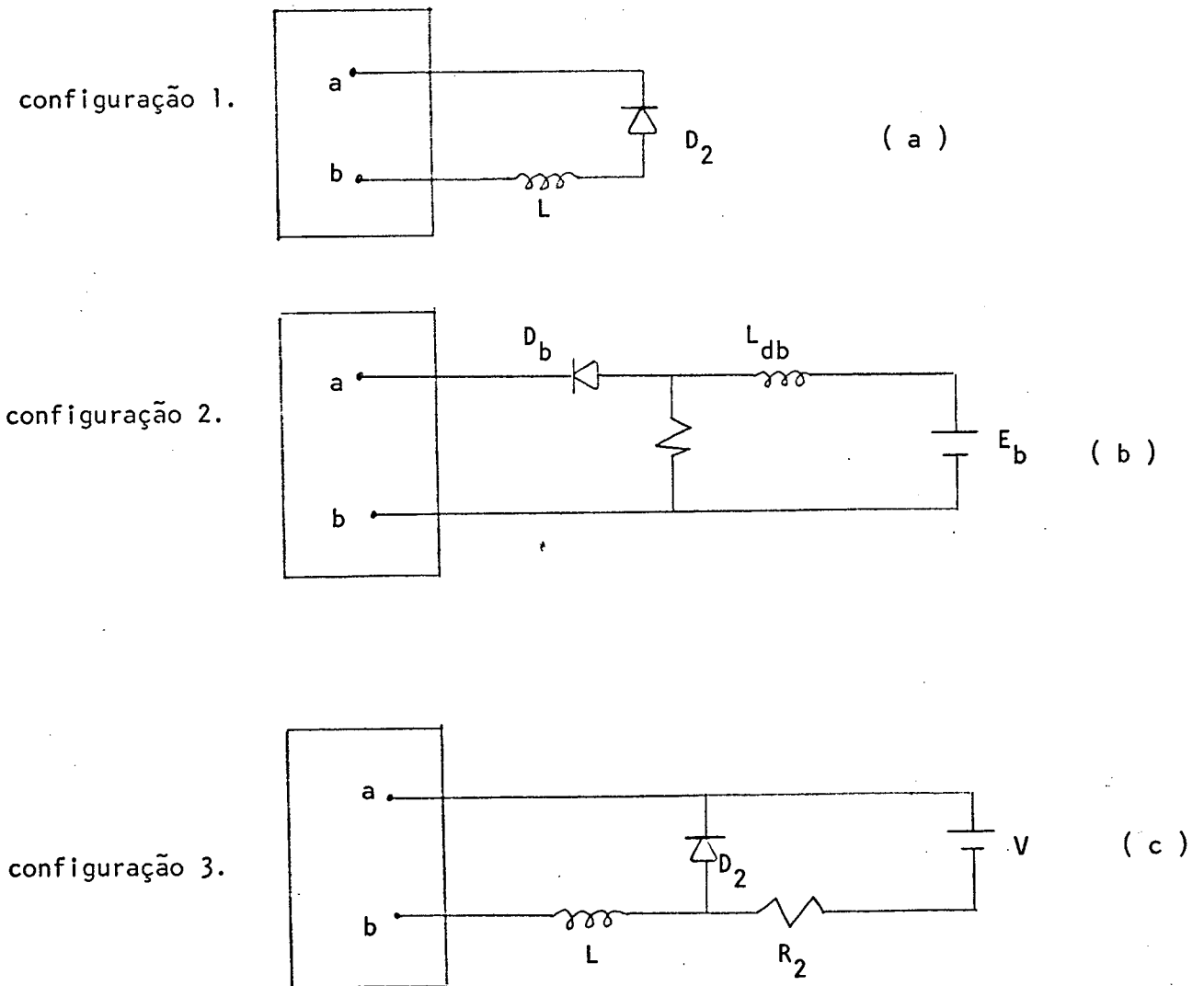


FIGURA - 6.1

De acordo com a figura 6.1, a configuração mais simples e de menor custo é a primeira. Não utiliza fontes auxiliares e não ocorrem perdas de energia por efeito Joule.

Nas configurações 2 e 3 toda a potência fornecida pelas fontes E e V respectivamente são perdidas, traduzindo-se este fato em diminuição do rendimento do sistema. Assim, sob o ponto de vista de rendimento e custo, a configuração número 1 é mais vantajosa. Por outro lado, quando o motor opera sem carga e a tensão secundária se torna reduzida, há o risco de a carga armazenada no capacitor de comutação não ser suficiente para produzir o bloqueio dos SCR's. Se isto ocorrer o controle de velocidade do motor não se realiza. Por isto o projeto pode se tornar crítico, particularmente na escolha do capacitor e do indutor de comutação. Face a uma situação desta natureza, onde a confiabilidade do controle é relevante, é recomendável optar pela segunda ou pela terceira configuração. Joga-se com fator custo e segurança, ficando a opção a critério do projetista.

6 . 2 - COMPARAÇÃO ENTRE AS CORRENTES MÉDIAS NOS SCR'S PRINCIPAIS

Segundo as expressões 3.32, 4.8 e 5.30, as correntes médias nos SCR's principais são dadas por:

$$I_{1m} = \frac{I}{T} (T_1 + 2R_1 C) \quad (3.32)$$

$$I_{1m} = \frac{1}{T} (I_a T_1 + R_b I_b C + R_a I_a C) \quad (4.8)$$

$$I_{1m} = \frac{1,1 IT_1}{T} + \frac{1,1}{wT} \frac{R_1 I}{wL} (1 - \cos wt_1) + \frac{V}{R_2} \text{sen} wt_1 \quad (5.30)$$

Segundo estas expressões, considerando os termos relevantes:

$$I_{1m} = \frac{IT_1}{T} \quad (3.32.a)$$

$$I_{1m} = \frac{IT_1}{T} \quad (4.8.a)$$

$$I_{1m} = \frac{1,1 IT_1}{T} \quad (5.30.a)$$

Conclui-se que as correntes médias nos três casos, nos SCR's principais, podem ser consideradas iguais, não constituindo critério para a escolha da configuração.

6 . 3 - COMPARAÇÃO ENTRE AS CORRENTES DE PICO NOS SCR'S PRINCIPAIS

Segundo as expressões 3.27, 4.10 e 5.6 as correntes de pico nos diodos principais nas três configurações são respectivamente.

$$i_{1m} = I \left(1 + \frac{R_1}{wL} \right) \quad (3.27)$$

$$i_{1m} = \left(\frac{R_a}{R_b} + 1 \right) I_a + I_b \quad (4.10)$$

$$i_{1m} = I + \frac{E_C}{wL} \text{sen}(wt_{o2}) + \frac{V}{R_2} \text{cos}(wt_{o2}) \quad (5.6)$$

Para se estabelecer comparação entre as três correntes, é necessário tomar valores numéricos.

6 . 4 - COMPARAÇÃO ENTRE AS di/dt NOS SCR'S PRINCIPAIS

De acordo com as figuras 3.9.d, 4.7.c e 5.20. as correntes nos SCR's principais são dadas por:

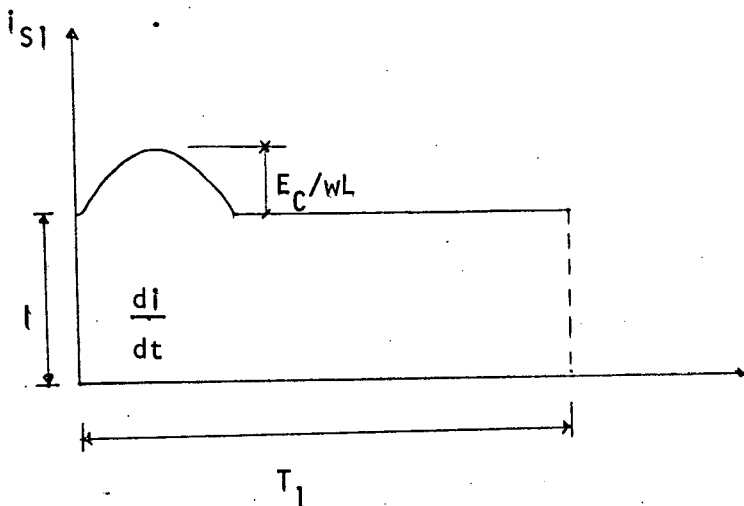


FIGURA 6.2. (a)

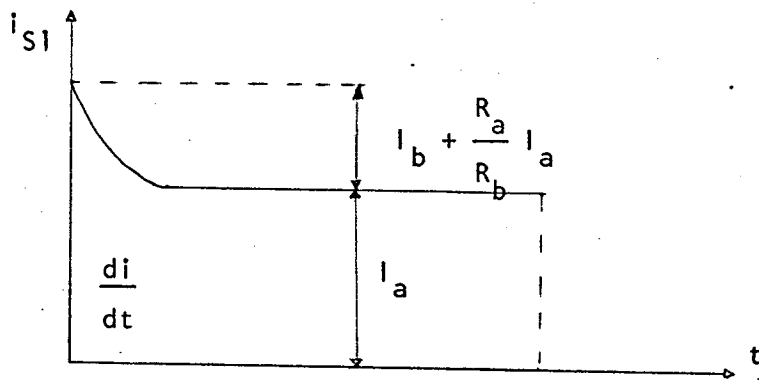


FIGURA _ "6.2 (b)

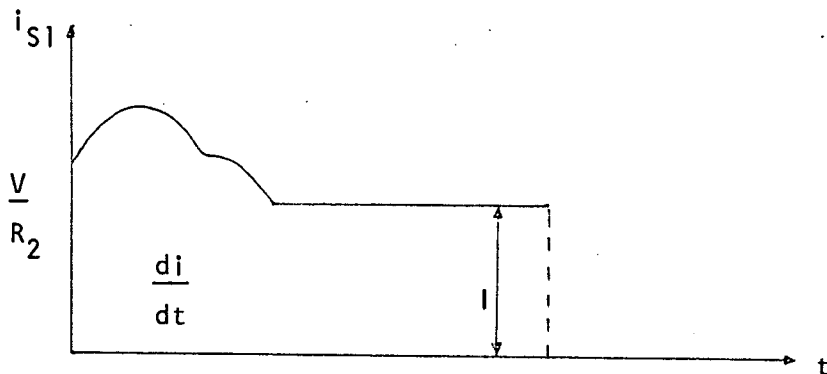


FIGURA . 6.2 (c)

Verifica-se que a maior variação de corrente ocorre para a segunda configuração, de acordo com as hipóteses admitidas, de bloqueio instantâneo dos SCR's. Contudo, de acordo com o que já foi discutido em parágrafos anteriores, o procedimento analítico para o cálculo de di/dt não é confiável, sendo recomendado a experimentação para a sua determinação.

6 . 5 - CORRENTES MÉDIAS NOS SCR' S AUXILIARES

As correntes médias nos SCR' s auxiliares nas configurações 1, 2 e 3 de acordo com o que já foi apresentado são:

$$I_{S2m} = \frac{2IR_c}{T} \quad (3.24)$$

$$I_{S2m} = \frac{1}{T} (I_1 T_2 + R_a I_a C + R_b I_b C) \quad (4.11)$$

$$I_{S2m} = \frac{T_2}{T} \left(I + \frac{V}{R_2} \right) \quad (5.33)$$

Constata-se que a configuração que aceita um SCR com menor corrente média é a primeira, sendo esta uma vantagem adicional em relação as outras configurações.

6 . 6 - CORRENTES DE PICO NOS SCR' S AUXILIARES

Segundo as expressões já discutidas, tem-se:

$$i_{S2m} = 2I \quad (3.28)$$

$$i_{S2m} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) I_b + I_a \quad (4.12)$$

$$i_{S2m} = I + \frac{E_{C1}}{R_1} \quad (5.36)$$

para a primeira, segunda e terceira configuração respectivamente. É razoável tomar $E_{C1} = R_1 I$. Assim para a terceira configuração obtem-se:

$$i_{S2m} = 2I \quad (5.36.a)$$

Verifica-se que a primeira configuração opera com menor corrente ' de pico no SCR auxiliar enquanto a segunda opera com a maior corrente de pico.

6 . 7 - SUMÁRIO

De acordo com os parágrafos 6.1 a 6.7, verifica-se que a configuração n° 1 é mais vantajosa que as outras duas, sob dois aspectos principais. Um deles diz respeito ao custo inicial, que é menor por não exigir fonte auxiliar. Outro diz respeito ao rendimento, que é maior que nas outras configurações, justamente por não e-

xigir fonte auxiliar, da qual toda potência fornecida ao sistema é perdida. Além, disso, de acordo com a análise realizada, a configuração n° 1 é a que exige menor demanda de tempo na escolha dos componentes e cálculo das solicitações de corrente e tensão a eles impostas.

É preciso que se tenha em vista porém, o fato de que a queda de tensão no resistor R, que por sua vez é responsável pela carga do capacitor destinado a realizar o bloqueio dos SCR's, é função da velocidade do motor. Na situação em que o motor opera sem carga, a tensão secundária e por sua vez a tensão no capacitor se torna muito baixa. Nessa situação os SCR's, deixam de comutar e perde-se o controle do sistema.

Nas aplicações em que o motor sempre opera com carga, o chopper apresentado na 1ª configuração é tão confiável quanto os demais. Tendo-se em vista as suas vantagens, ele é recomendado para essas aplicações. Na aplicação onde o motor pode operar sem carga, deve-se determinar cuidadosamente a tensão a vazio e os valores dos componentes do chopper, destinados a realizar a comutação, afim de garanti-la em todas as velocidades. Entende-se que para aplicações desse tipo a 1ª configuração não é de confiabilidade total, recomendando-se a 2ª ou a 3ª configuração, nas quais a comutação p_é assegurada pela fonte auxiliar. Nessas configurações, sob este ponto de vista, a confiabilidade é total. Tendo-se que utilizar a 2ª ou a 3ª configuração deve-se ter em vista o seu maior custo inicial, maior dificuldade de projeto e maior consumo de potência.

C A P I T U L O S É T I M O

CONTROLE DE VELOCIDADE DE DOIS MOTORES SIMULTANEAMENTE

C A P I T U L O S É T I M O

CONTROLE DE VELOCIDADE DE DOIS MOTORES SIMULTANEAMENTE

7 . 1 - CONFIGURAÇÃO

Se na segunda configuração apresentada na fig. 4.1 a fonte auxiliar E_b for substituída por um segundo motor de indução, de acordo com a fig. 6.1, o chopper atuará simultaneamente nos valores das resistências rotóricas dos dois motores.

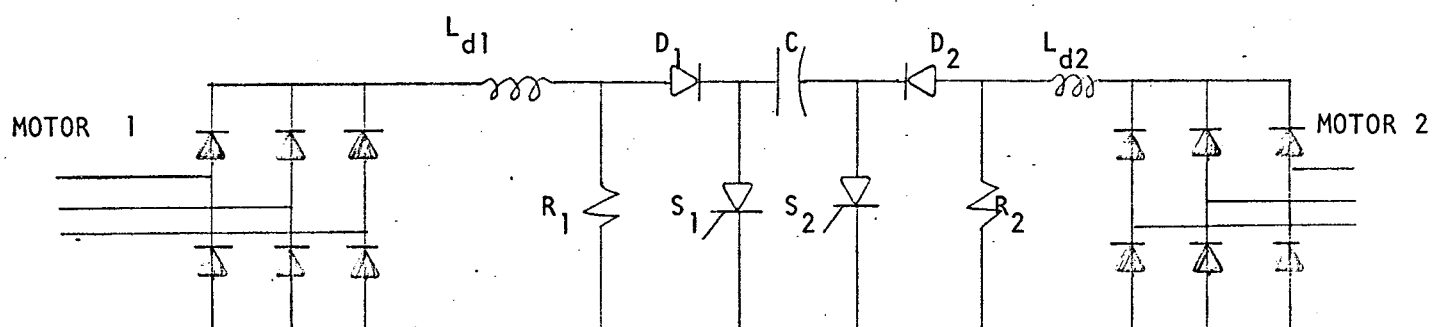


FIGURA .,7.1

As resistências R_1 e R_2 são determinadas em função das características do motor, das características torque-velocidade das cargas por eles acionadas e das gamas de velocidades desejadas para cada um deles. Determinadas R_1 e R_2 e as correntes I_a e I_b determina-se o valor do capacitor de comutação C . Todo o procedimento para o projeto é idêntico ao apresentado no capítulo quarto.

7 . 2 - FUNCIONAMENTO

Quando o período de condução no SCR é grande, a resistência vista pelo motor 1 é baixa e a resistência vista pelo motor 2 é alta, pois:

$$\bar{R}_1 = 0,5R_1 (1 - \alpha_1) \quad (7.1)$$

$$\bar{R}_2 = 0,5R_2 (1 - \alpha_2) \quad (7.2)$$

$$e \quad T_1 > T_2$$

Nesta condição o motor 1 tem velocidade alta e o motor 2 tem velocidade baixa. Se o período de condução T_1 do SCR₁ diminuir, o período de condução T_2 do SCR₂ aumenta. Assim a resistência do motor 2 diminui. Conseqüentemente a velocidade do motor 1 torna-se baixa e a velocidade do motor 2 torna-se alta. É possível então com um só chopper controlar a velocidade dos dois motores simultaneamente.

Das relações 7.1 e 7.2 obtém-se:

$$\bar{R}_1 = 0,5R_1 (1 - \alpha_1)$$

$$\alpha_2 = \frac{T - T_1}{T} = \frac{T_2}{T}$$

$$\bar{R}_2 = 0,5R_2 (1 - \alpha_2)$$

$$\alpha_1 = \frac{T - T_2}{T} = 1 - \frac{T_2}{T} = (1 - \alpha_2)$$

$$\Rightarrow \bar{R}_2 = 0,5R_2 \left(1 - \frac{\bar{R}_1}{0,5R_1} \right)$$

$$\Rightarrow \bar{R}_2 = - \frac{R_2}{R_1} \bar{R}_1 + 0,5R_2 \quad (7.3)$$

Portanto gráficamente tem-se:

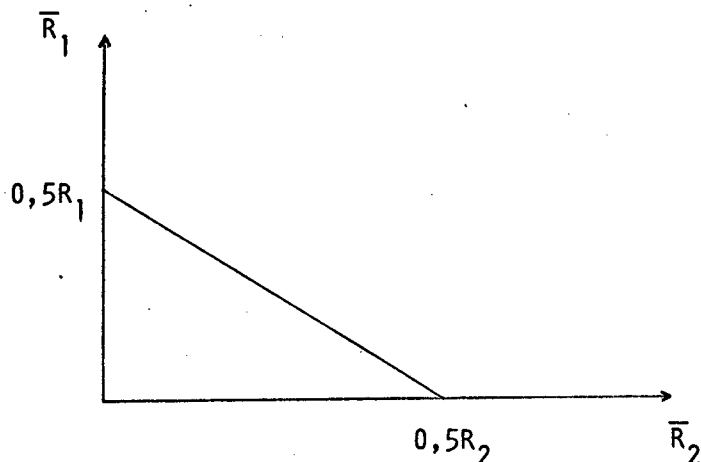


FIGURA - 7.2

Dispondo-se de $\bar{R}_2 = f(\bar{R}_1)$ e dos parâmetros e características das cargas por eles acionadas é possível obter a relação:

$$N_2 = f(N_1) \quad (7.4)$$

C A P I T U L O O I T A V O

CONCLUSÕES

C A P Í T U L O O I T A V OCONCLUSÕES

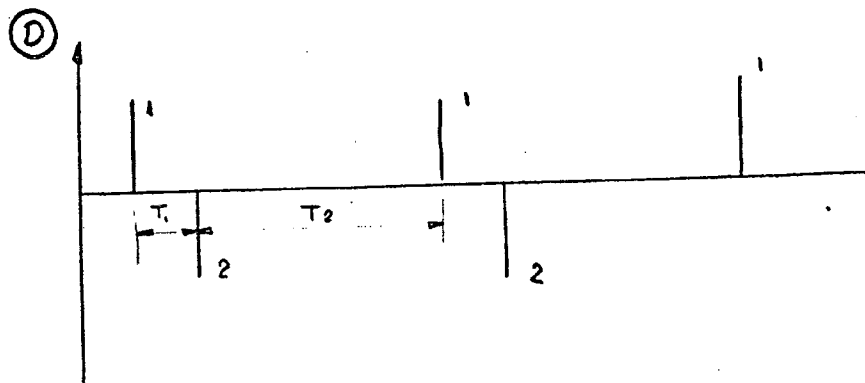
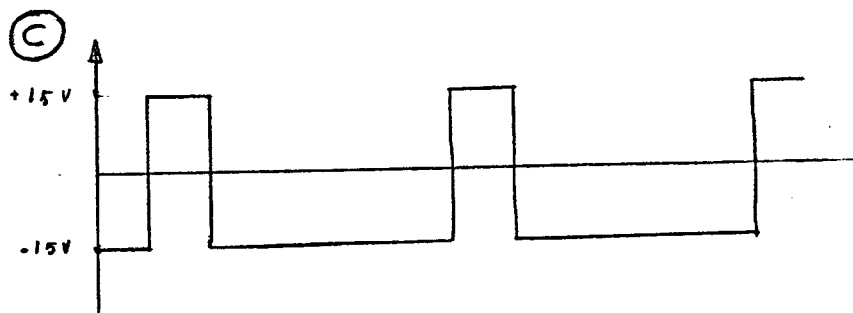
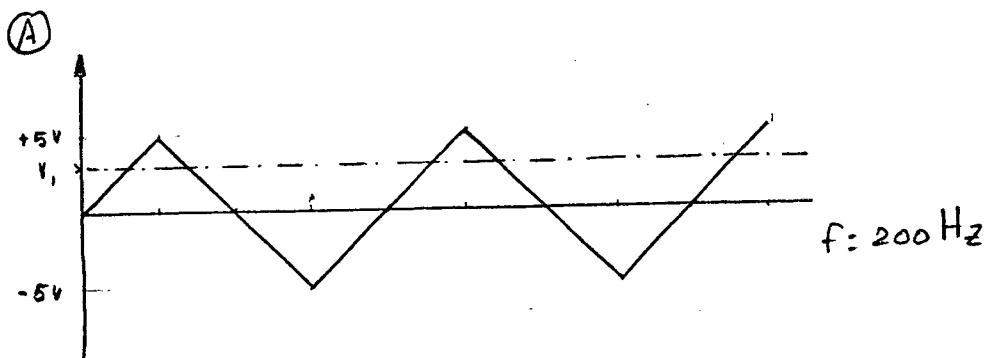
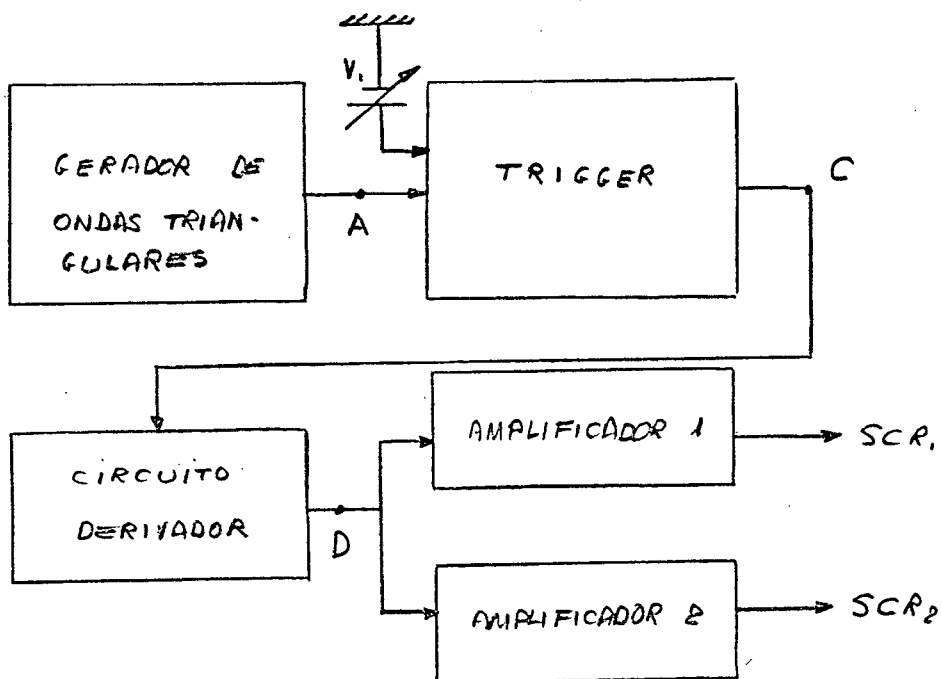
As configurações dos choppers aqui estudadas, destinadas a controlar a velocidade dos motores de indução de rotor bobinado, são simples porém adequadas e convenientes para algumas aplicações. Cada uma das configurações foi analisada e as expressões resultantes da análise foram preparadas de modo a facilitar o projeto por uma pessoa com conhecimentos básicos de engenharia elétrica, com pouco manuseio matemático. Para a terceira configuração foram obtidas curvas normalizadas, de modo que, apesar de sua análise ter-se revelado trabalhosa, o seu projeto tão simples quanto às demais.

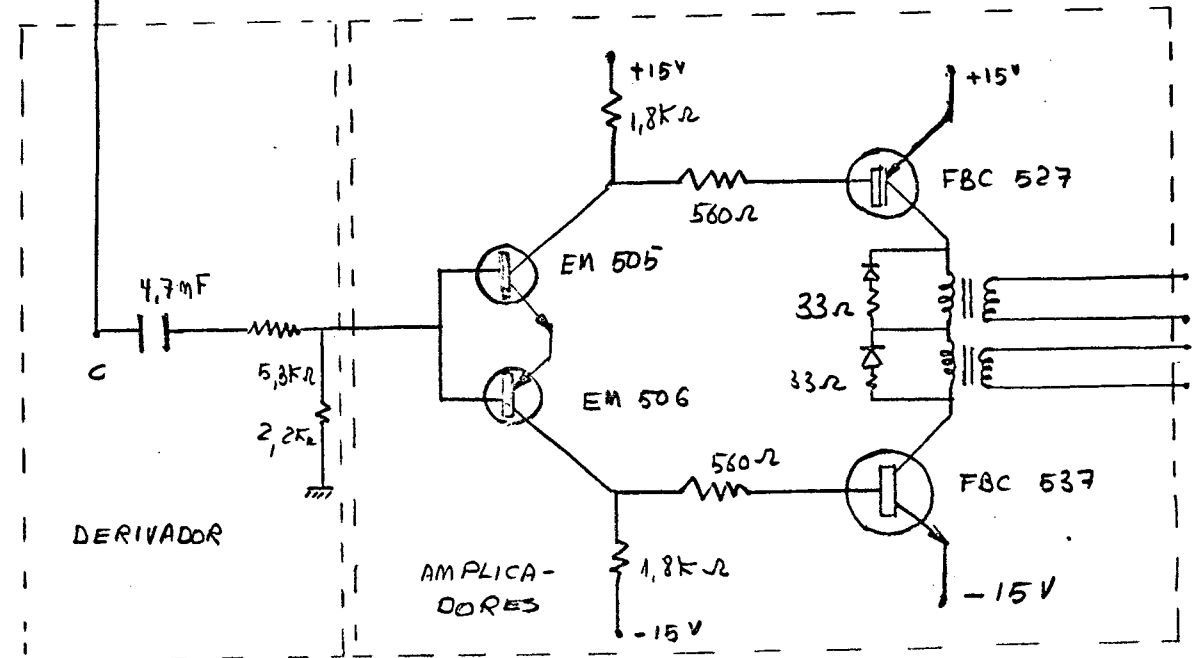
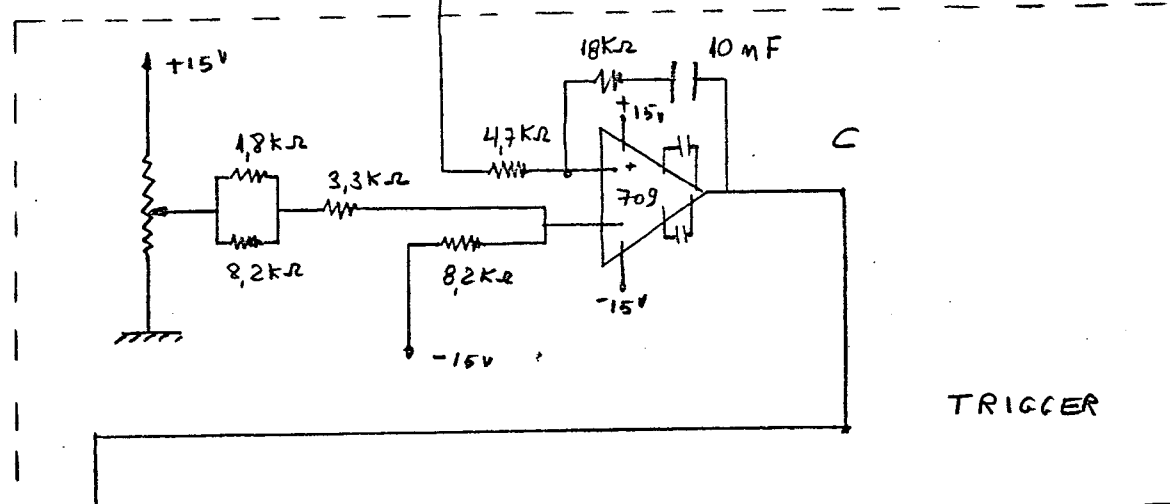
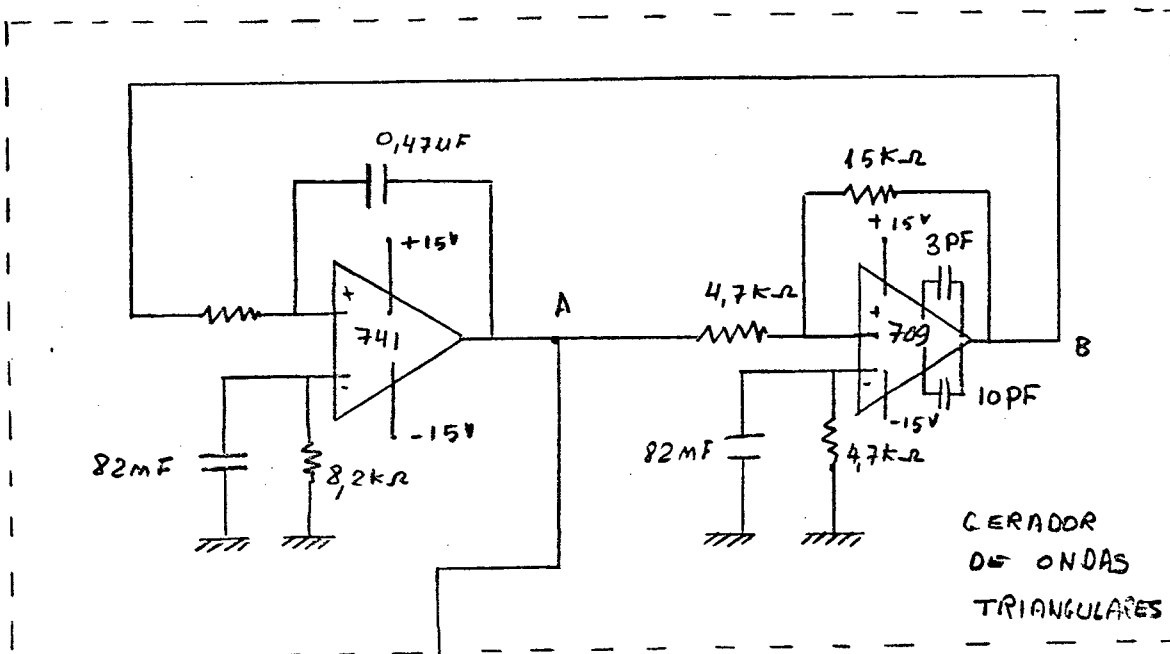
Mostrou-se também que a segunda configuração é adequada para o controle simultâneo da velocidade de dois motores. Todas as configurações foram realizadas e colocadas sob experimentação, tendo-se obtido absoluto sucesso no controle de um motor de 2.5Kw. Os parâmetros do motor empregado, os exemplos de utilização das expressões deduzidas para projeto e as fotografias da montagem executada estão anexadas nos apêndices.

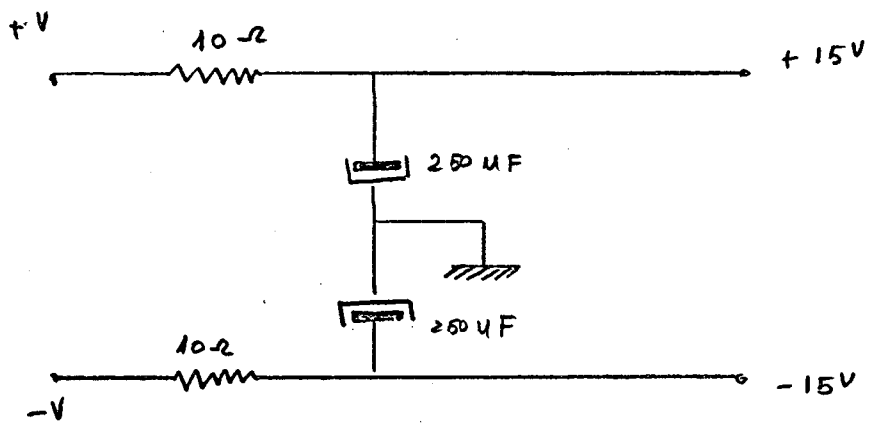
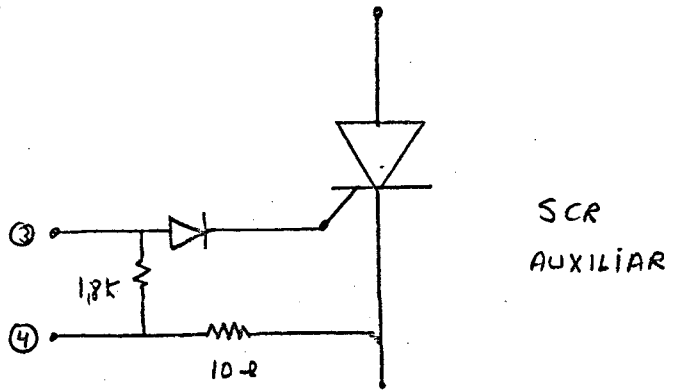
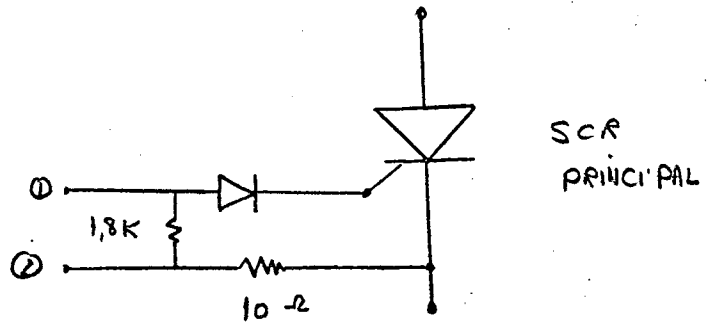
A P E N D I C E S

CIRCUITO DE COMANDO DOS SCR' _S	I
PROGRAMAS.....	II
DADOS EXPERIMENTAIS DOS CHOPPERS.....	III
O MOTOR EMPREGADO.....	IV
EXEMPLOS DE PROJETOS DOS CHOPPERS.....	V

CIRCUITO DE COMANDO DOS SCR'S







A P E N D I C E II

PROGRAMA

1º-SUBROTINA TORQUE : Destinada a resolver o circuito equivalente do motor de indução.

ENTRADA: Parâmetros do motor referidos ao estator, rotação síncrona em RPM e escorregamento.

SAÍDA : Torque, rotação, escorregamento, corrente, potência.

2º-PROGRAMA 1 : Destinado a obter as características βt_2 , $E_{C1/V}$, t_{o1/R_1C} e wt_2 em função de A e Q para o chopper apresentado na 3ª configuração, capítulo quinto.

ENTRADAS: A e Q.

SAÍDAS : βt_2 , $E_{C1/V}$, t_{o1/R_1C} , wt_2

3º-PROGRAMA 2 : Destinado a obter a característica wt_{o2} em função de A e Q para o chopper apresentado na terceira configuração.

ENTRADAS : A e Q.

SAÍDAS : wt_{o2}

SUBROUTINE TORQUE

PAGE 1

// JOB T

LOG DRIVE CART SPEC CART AVAIL PHY DRIVE
 0000 0002 - 0002 0000

V2 M11 ACTUAL 16K CONFIG 16K

// FOR

*ONE WORD INTEGERS

*LIST SOURCE PROGRAM

```

SUBROUTINE TORQUE(R1,X1,B0,G0,R2,X2,VF,RPMS,S,YI1,PEL1,
CPPEL2,RPV,TORQ,YI2)
  Z2=SQRT(((R2/S)**2)+(X2**2))
  G2=(R2/S)/(Z2**2)
  B2=X2/(Z2**2)
  G20=G2+G0
  B20=B2+B0
  Y20=SQRT((G20**2)+(B20**2))
  R20=(G20)/(Y20**2)
  X20=(B20)/(Y20**2)
  Z20=SQRT(R20**2+Y20**2)
  RT=R1+R20
  XT=X1+X20
  ZT=SQRT(RT**2+XT**2)
  YI1=VF/ZT
  YI2=(YI1*Z20)/Z2
  PEL1=3.0*R2*(YI2**2)*((1-S)/S)
  PEL2=PEL1/746
  RPV=RPMS*(1-S)
  W=0.1046*RPV
  TORQ=PEL1/W
  RETURN
END

```

FEATURES SUPPORTED

ONE WORD INTEGERS

CORE REQUIREMENTS FOR TORQUE

CONTROL 0 VARIABLES 30 PROGRAM 262

RELATIVE ENTRY POINT ADDRESS IS 0025 (HEX)

END OF COMPILATION

// DUP

*STORE MS JA TORQUE

CART ID 0002 DB ADDR 5D5D DB CNT 0016

// FOR

*ONE WORD INTEGERS

*IOCS(CARD,1132PRINTER?)

FEATURES SUPPORTED

ONE WORD INTEGERS

IOCS

CORE REQUIREMENTS FOR

CONTROL 0 VARIABLES 30 PROGRAM 136

PAGE 2

END OF COMPILATION

$$R'_2 = 50,0 \Omega$$

// XEQ	S	I ₁	WATTS	HP	ROTAÇÕES	TORQUE	I ₂
	0.00	2.40	0.24	0.00	1799.82	0.00	0.00
	0.10	2.43	219.59	0.29	1619.82	1.29	0.40
	0.20	2.54	386.53	0.51	1439.82	2.56	0.80
	0.30	2.70	501.74	0.67	1259.82	3.80	1.19
	0.40	2.92	566.35	0.75	1079.82	5.01	1.58
	0.50	3.17	581.99	0.78	899.82	6.18	1.96
	0.60	3.45	550.25	0.73	719.82	7.30	2.34
	0.70	3.74	473.66	0.63	539.82	8.33	2.71
	0.80	4.05	354.58	0.47	359.82	9.42	3.07
	0.90	4.36	195.68	0.26	179.82	10.40	3.42
	1.00	4.67	-0.21	-0.00	-0.17	11.33	3.77

PAGE 2

END OF COMPILATION

$$R'_2 = 3,90 \Omega$$

// XEQ	S	I ₁	WATTS	HP	ROTAÇÕES	TORQUE	I ₂
✓	0.00	2.40	0.14	0.00	1799.82	0.01	0.00
	0.10	5.54	2319.27	3.13	1619.82	13.68	4.69
	0.20	8.82	2947.07	3.95	1439.82	19.56	7.93
	0.30	10.89	2687.16	3.60	1259.82	20.39	9.92
	0.40	12.16	2174.15	2.91	1079.82	19.24	11.13
	0.50	12.97	1655.51	2.21	899.82	17.58	11.89
	0.60	13.51	1199.87	1.60	719.82	15.93	12.40
	0.70	13.89	815.75	1.09	539.82	14.44	12.75
	0.80	14.16	494.66	0.66	359.82	13.15	13.01
	0.90	14.26	226.34	0.30	179.82	12.03	13.20
	1.00	14.52	-0.20	-0.00	-0.17	11.07	13.34

PAGE 2

END OF COMPILATION

$$R'_2 = 100,0 \Omega$$

// XEQ	S	I ₂	WATTS	HP	ROTAÇÕES	TORQUE	I ₂
	0.00	2.40	0.12	0.00	1799.82	0.00	0.00
	0.10	2.41	110.25	0.14	1619.82	0.65	0.20
	0.20	2.43	195.09	0.26	1439.82	1.29	0.40
	0.30	2.48	254.85	0.34	1259.82	1.93	0.60
	0.40	2.54	289.81	0.36	1079.82	2.56	0.80
	0.50	2.61	300.78	0.40	899.82	3.19	1.00
	0.60	2.70	286.63	0.38	719.82	3.80	1.19
	0.70	2.80	249.78	0.33	539.82	4.41	1.39
	0.80	2.92	188.69	0.25	359.82	5.01	1.58
	0.90	3.04	105.33	0.14	179.82	5.60	1.77
	1.00	3.17	-0.11	-0.00	-0.17	6.18	1.96

PAGE 1

PROGRAMA I

// JOB

LOG DRIVE CART SPEC CART AVAIL PHY DRIVE
 0000 0002 0002 0000

V2 M11 ACTUAL 16K CONFIG 16K

// FOR

*IOCS(CARD,1132PRINTER)

*ONE WORD INTEGERS

*LIST SOURCE PROGRAM

```

C=0.55
600  A=0.51
300  TGBT2=SQRT(Q**2-0.25)/(A-0.5)
      BT2=ATAN(TGBT2)
      SBT2=SIN(BT2)
      CBT2=COS(BT2)
      RAIZ1=SQRT(4*Q**2-1.0)
      RAIZ2=SQRT(Q**2-0.25)
      RAZAO=-BT2/RAIZ1
      ERAZ=EXP(RAZAO)
      COM=(A+1)/(2.0+RAIZ2)
      COMO=COM+RAIZ2
      EC1V=1.0+ERAZ*((COMO*SBT2)+(A-1)*CBT2)
      T01RC=ALOG(1+EC1V/A)
      WT2=2.0*Q*BT2/RAIZ1
      WRITE(3,150)Q,A,BT2,EC1V,T01RC,WT2
150  FORMAT(2X,6F10.2)
      IF(A-7.0)100,100,200
100  A=A+0.5
      GO TO 300
200  IF(Q-2.0)400,400,500
400  Q=Q+0.25
      GO TO 600
500  CALL EXIT
      END

```

FEATURES SUPPORTED
 ONE WORD INTEGERS
 IOCS

CORE REQUIREMENTS FOR
 COMMON 0 VARIABLES 36 PROGRAM 252

END OF COMPILATION

// XEQ	Q	A	βt_2	E_{C1}/V	t_{01}/R_1C	wt_2
	0.55	0.51	1.52	1.03	1.1	3.66
	0.55	1.01	0.42	1.18	0.77	1.01
	0.55	1.51	0.22	1.48	0.68	0.53
	0.55	2.01	0.15	1.88	0.66	0.36
	0.55	2.51	0.11	2.33	0.65	0.27
	0.55	3.01	0.09	2.79	0.65	0.21
	0.55	3.51	0.07	3.26	0.65	0.18
	0.55	4.01	0.06	3.74	0.65	0.15
	0.55	4.51	0.05	4.22	0.65	0.13
	0.55	5.01	0.05	4.71	0.65	0.12
	0.55	5.51	0.04	5.20	0.65	0.10
	0.55	6.01	0.04	5.69	0.65	0.09
	0.55	6.51	0.03	5.19	0.65	0.09

0.55	7.01	0.03	6.68	0.6~	0.08
0.80	0.51	1.55	1.34	1.2~	1.99
0.80	1.01	0.88	1.53	0.92	1.13
0.80	1.51	0.55	1.81	0.78	0.70
0.80	2.01	0.39	2.17	0.7~	0.50
0.80	2.51	0.30	2.59	0.70	0.38
0.80	3.01	0.24	3.03	0.6~	0.31
0.80	3.51	0.20	3.49	0.6~	0.26
0.80	4.01	0.17	3.95	0.68	0.22
0.80	4.51	0.15	4.43	0.6~	0.19
0.80	5.01	0.13	4.91	0.68	0.17
0.80	5.51	0.12	5.40	0.6~	0.15
0.80	6.01	0.11	5.88	0.68	0.14
0.80	6.51	0.10	6.37	0.68	0.13
0.80	7.01	0.09	6.86	0.6~	0.12
1.05	0.51	1.55	1.61	1.42	1.77
1.05	1.01	1.06	1.79	1.02	1.21
1.05	1.51	0.74	2.05	0.8~	0.84
1.05	2.01	0.54	2.39	0.7~	0.62
1.05	2.51	0.43	2.78	0.7~	0.48
1.05	3.01	0.35	3.21	0.72	0.40
1.05	3.51	0.29	3.65	0.71	0.33
1.05	4.01	0.25	4.11	0.7~	0.29
1.05	4.51	0.22	4.58	0.7~	0.25
1.05	5.01	0.20	5.05	0.69	0.22
1.05	5.51	0.18	5.53	0.6~	0.20
1.05	6.01	0.16	6.01	0.6~	0.18
1.05	6.51	0.15	6.50	0.6~	0.17
1.05	7.01	0.14	6.98	0.69	0.16
1.30	0.51	1.56	1.86	1.54	1.69
1.30	1.01	1.16	2.03	1.1~	1.26
1.30	1.51	0.87	2.28	0.9~	0.94
1.30	2.01	0.67	2.60	0.8~	0.72
1.30	2.51	0.53	2.97	0.7~	0.58
1.30	3.01	0.44	3.38	0.75	0.48
1.30	3.51	0.37	3.81	0.7~	0.41
1.30	4.01	0.32	4.26	0.7~	0.35
1.30	4.51	0.29	4.72	0.71	0.31
1.30	5.01	0.26	5.18	0.71	0.28
1.30	5.51	0.23	5.65	0.7~	0.25
1.30	6.01	0.21	6.13	0.7~	0.23
1.30	6.51	0.19	6.61	0.7~	0.21
1.30	7.01	0.18	7.10	0.69	0.19
1.55	0.51	1.56	2.11	1.63	1.65
1.55	1.01	1.23	2.27	1.17	1.30
1.55	1.51	0.96	2.50	0.97	1.02
1.55	2.01	0.77	2.80	0.8~	0.81
1.55	2.51	0.63	3.16	0.8~	0.66
1.55	3.01	0.52	3.55	0.77	0.55
1.55	3.51	0.45	3.97	0.75	0.47
1.55	4.01	0.39	4.40	0.7~	0.41
1.55	4.51	0.35	4.85	0.7~	0.37
1.55	5.01	0.31	5.31	0.72	0.33
1.55	5.51	0.28	5.78	0.7~	0.30
1.55	6.01	0.26	6.25	0.71	0.27
1.55	6.51	0.23	6.72	0.70	0.25
1.55	7.01	0.22	7.20	0.7~	0.23
1.80	0.51	1.56	2.35	1.7~	1.62
1.80	1.01	1.28	2.50	1.24	1.33
1.80	1.51	1.04	2.72	1.0~	1.08
1.80	2.01	0.85	3.01	0.9~	0.88
1.80	2.51	0.71	3.35	0.8~	0.73
1.80	3.01	0.60	3.72	0.80	0.62

1.80	3.51	0.52	4.13	0.77	0.54
1.80	4.01	0.45	4.55	0.77	0.47
1.80	4.51	0.40	4.99	0.74	0.42
1.80	5.01	0.36	5.44	0.77	0.38
1.80	5.51	0.33	5.90	0.77	0.34
1.80	6.01	0.30	6.36	0.72	0.31
1.80	6.51	0.28	6.83	0.77	0.29
1.80	7.01	0.25	7.31	0.77	0.27
2.05	0.51	1.56	2.59	1.80	1.61
2.05	1.01	1.31	2.73	1.31	1.36
2.05	1.51	1.10	2.94	1.00	1.13
2.05	2.01	0.92	3.21	0.95	0.94
2.05	2.51	0.77	3.54	0.87	0.80
2.05	3.01	0.66	3.90	0.83	0.69
2.05	3.51	0.58	4.29	0.77	0.60
2.05	4.01	0.51	4.70	0.77	0.53
2.05	4.51	0.46	5.13	0.70	0.47
2.05	5.01	0.41	5.57	0.77	0.42
2.05	5.51	0.37	6.02	0.77	0.38
2.05	6.01	0.34	6.48	0.73	0.35
2.05	6.51	0.31	6.94	0.77	0.32
2.05	7.01	0.29	7.41	0.77	0.30

PAGE 1

PROGRAMA 2

// JOB

LOG DRIVE CART SPEC CART AVAIL PHY DRIVE
 0000 0002 0002 0000

V2 M11 ACTUAL 16K CONFIG 16K

// FOR

*IOCS(CARD,1132PRINTER)

*LIST SOURCE PROGRAM

*ONE WORD INTEGERS

Q=0.5

700 A=0.0

400 Wt02=ATAN(A/Q)

WRITE(3,100)Q,A,Wt02

100 FORMAT(3X,3F8.3)

IF(A-7)200,200,300

200 A=A+0.5

GO TO 400

300 IF(Q-2)500,500,600

500 Q=Q+0.25

GO TO 700

600 CALL EXIT

END

FEATURES SUPPORTED

ONE WORD INTEGERS

IOCS

CORE REQUIREMENTS FOR

COMMON

0 VARIABLES

8 PROGRAM

98

END OF COMPILATION

// XEQ	Q	A	w,t ₀₂
	0.500	0.000	0.000
	0.500	0.500	0.785
	0.500	1.000	1.107
	0.500	1.500	1.249
	0.500	2.000	1.325
	0.500	2.500	1.373
	0.500	3.000	1.405
	0.500	3.500	1.428
	0.500	4.000	1.446
	0.500	4.500	1.460
	0.500	5.000	1.471
	0.500	5.500	1.480
	0.500	6.000	1.487
	0.500	6.500	1.494
	0.500	7.000	1.499
	0.500	7.500	1.504
	0.750	0.000	0.000
	0.750	0.500	0.588
	0.750	1.000	0.927
	0.750	1.500	1.107
	0.750	2.000	1.212
	0.750	2.500	1.279
	0.750	3.000	1.325
	0.750	3.500	1.359
	0.750	4.000	1.385

0.750	4.500	1.405
0.750	5.000	1.421
0.750	5.500	1.435
0.750	6.000	1.446
0.750	6.500	1.455
0.750	7.000	1.464
0.750	7.500	1.471
1.000	0.000	0.000
1.000	0.500	0.463
1.000	1.000	0.785
1.000	1.500	0.982
1.000	2.000	1.107
1.000	2.500	1.190
1.000	3.000	1.249
1.000	3.500	1.292
1.000	4.000	1.325
1.000	4.500	1.352
1.000	5.000	1.373
1.000	5.500	1.390
1.000	6.000	1.405
1.000	6.500	1.418
1.000	7.000	1.428
1.000	7.500	1.438
1.250	0.000	0.000
1.250	0.500	0.380
1.250	1.000	0.674
1.250	1.500	0.876
1.250	2.000	1.012
1.250	2.500	1.107
1.250	3.000	1.176
1.250	3.500	1.227
1.250	4.000	1.267
1.250	4.500	1.299
1.250	5.000	1.325
1.250	5.500	1.347
1.250	6.000	1.365
1.250	6.500	1.380
1.250	7.000	1.394
1.250	7.500	1.405
1.500	0.000	0.000
1.500	0.500	0.321
1.500	1.000	0.588
1.500	1.500	0.785
1.500	2.000	0.927
1.500	2.500	1.030
1.500	3.000	1.107
1.500	3.500	1.165
1.500	4.000	1.212
1.500	4.500	1.249
1.500	5.000	1.279
1.500	5.500	1.304
1.500	6.000	1.325
1.500	6.500	1.343
1.500	7.000	1.359
1.500	7.500	1.373
1.750	0.000	0.000
1.750	0.500	0.278
1.750	1.000	0.519
1.750	1.500	0.708
1.750	2.000	0.851
1.750	2.500	0.960
1.750	3.000	1.042
1.750	3.500	1.107

1.750	4.000	1.158
1.750	4.500	1.199
1.750	5.000	1.234
1.750	5.500	1.262
1.750	6.000	1.287
1.750	6.500	1.307
1.750	7.000	1.325
1.750	7.500	1.341
2.000	0.000	0.000
2.000	0.500	0.244
2.000	1.000	0.463
2.000	1.500	0.643
2.000	2.000	0.785
2.000	2.500	0.896
2.000	3.000	0.982
2.000	3.500	1.051
2.000	4.000	1.107
2.000	4.500	1.152
2.000	5.000	1.190
2.000	5.500	1.222
2.000	6.000	1.249
2.000	6.500	1.272
2.000	7.000	1.292
2.000	7.500	1.310
2.250	0.000	0.000
2.250	0.500	0.218
2.250	1.000	0.418
2.250	1.500	0.588
2.250	2.000	0.726
2.250	2.500	0.837
2.250	3.000	0.927
2.250	3.500	0.999
2.250	4.000	1.058
2.250	4.500	1.107
2.250	5.000	1.147
2.250	5.500	1.182
2.250	6.000	1.212
2.250	6.500	1.237
2.250	7.000	1.259
2.250	7.500	1.279

A P E N D I C E III

DADOS EXPERIMENTAIS DOS CHOPPERS

Fig. AP3 - 1
Forma de onda na bobina L_d .

$f = 200 \text{ Hz}$
12A/DIV.
PARA TODAS AS CONFIGURAÇÕES

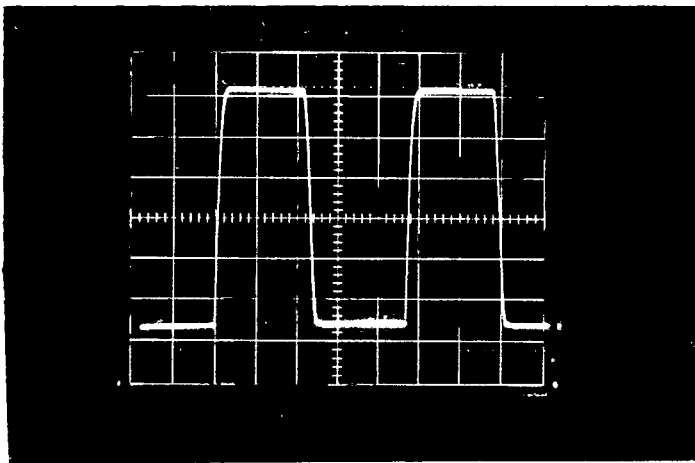
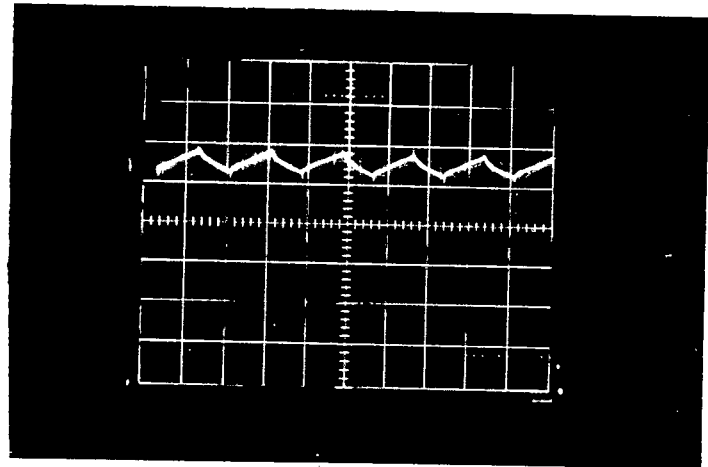


Fig. AP3 - 2
Forma da tensão do capacitor na configuração 1.
 $f = 200 \text{ Hz}$
50V/DIV.

Fig. AP3 - 3
Corrente de fase da armadura do motor.

$f = 200 \text{ Hz}$
5A/DIV.
PARA TODAS AS CONFIGURAÇÕES

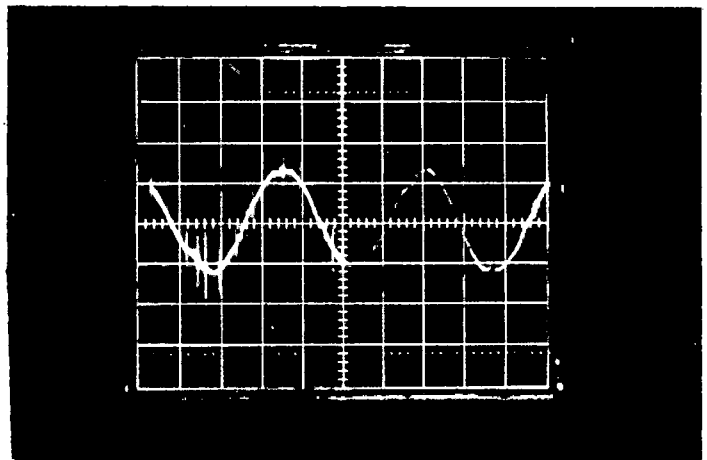


Fig. AP3 - 7
 Forma da tensão nos terminais do SCR principal
 (50V/DIV.)
 $f = 200 \text{ Hz}$
 PARA TODAS AS CONFIGURAÇÕES

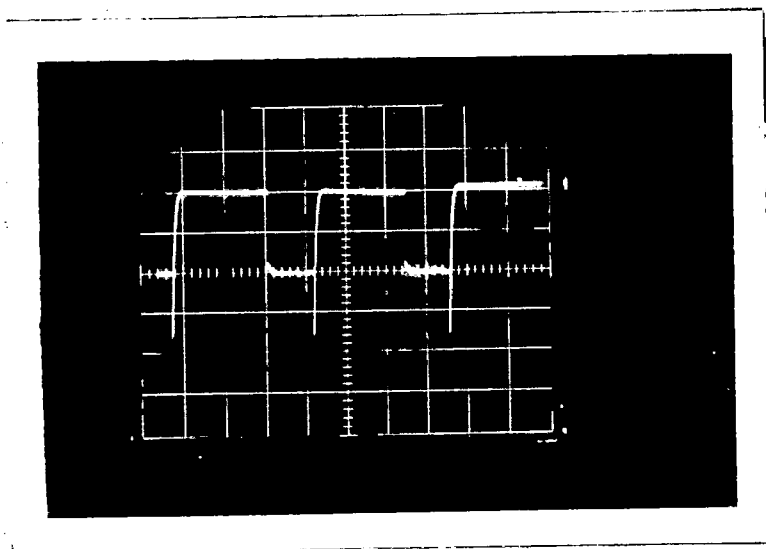
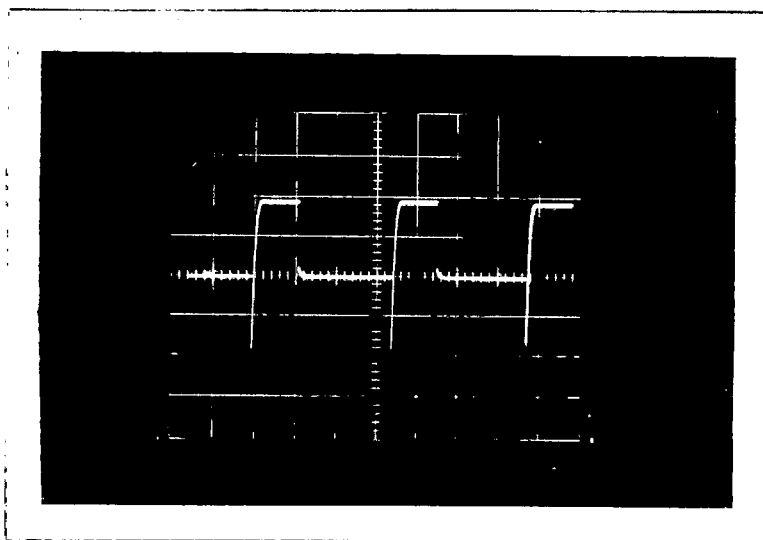
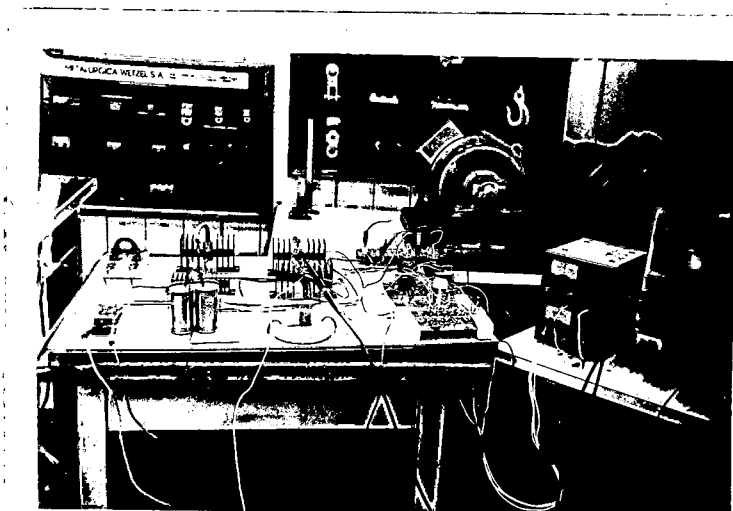


Fig. AP3 - 8
 Forma da tensão nos terminais do SCR auxiliar.
 (50V/DIV.)
 $f = 200 \text{ Hz}$
 PARA TODAS AS CONFIGURAÇÕES.

Fig. AP3 - 9
 Montagem realizada no Laboratório de máquinas elétricas.



A P E N D I C E IVO MOTOR EMPREGADOa - DADOS:

$$X_1 = 7,3$$

$$X_2' = 7,3$$

$$R_1 = 2,1$$

$$R_2' = 3,90$$

$$X_m = 84,0$$

$$R_C = 685,0$$

$$n = 4,66$$

$$N = 1730 \text{ RPM}$$

$$N_s = 1800 \text{ RPM}$$

$$\text{Pot} = 2,5 \text{ kw}$$

$$V = 220/380 \text{ V}$$

lig = b - CARACTERISTICAS TORQUE ESCORREGAMENTO

Foram obtidas as características torque-escorregamento no computador para resistências iguais a 3.90Ω , 50.0Ω e 100.0Ω resultando as curvas (a), (b) e (c) respectivamente, de acordo com a figura AP - 1.

Com os valores de R_2 , referindo-se ao secundário e subtraindo-se a resistência própria do enrolamento obtem-se:

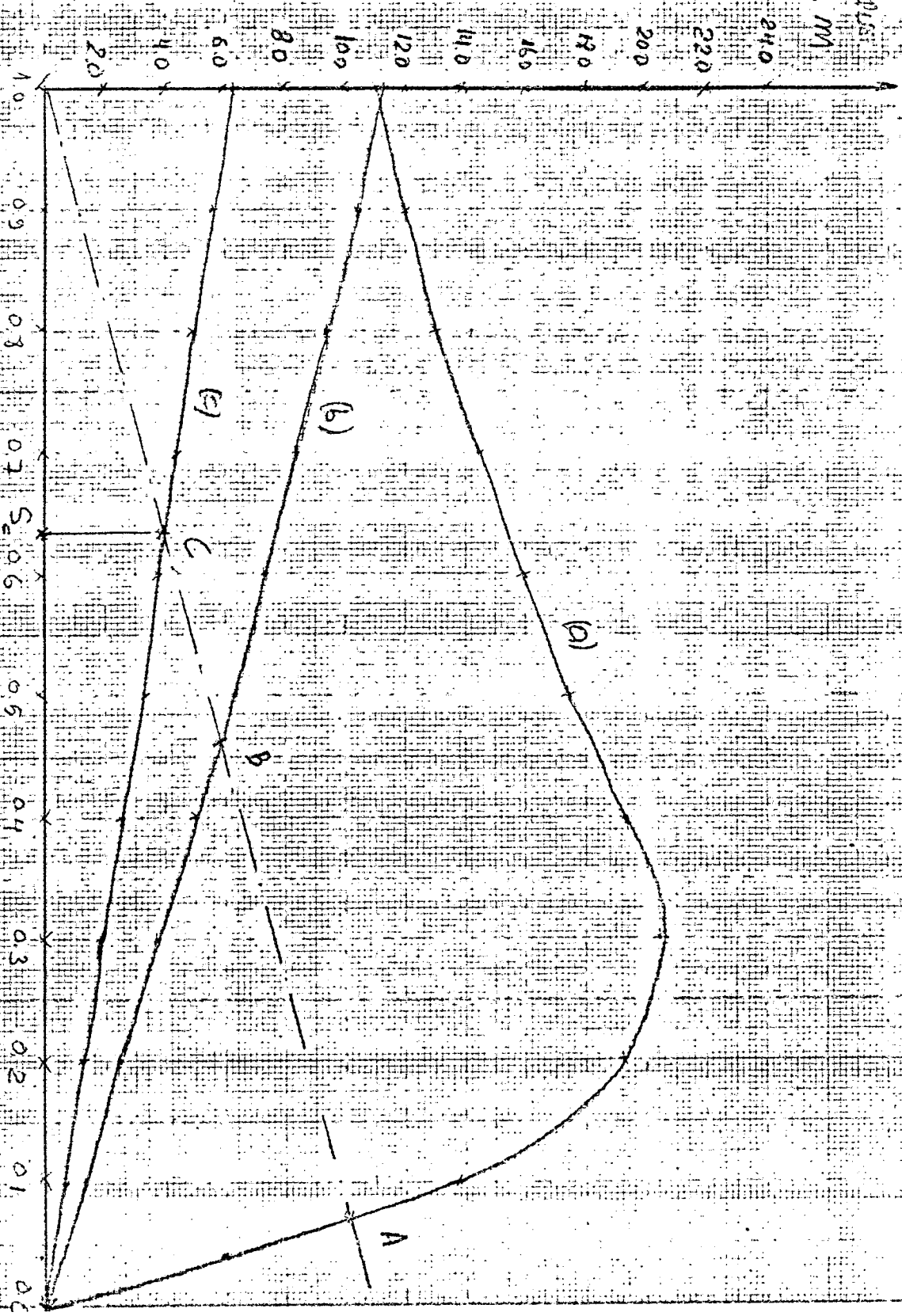
$$(a) R_1 = 0.0 \Omega$$

$$(b) R_1 = 2.12 \Omega$$

$$(c) R_1 = 4.42 \Omega$$

Para permitir a variação de velocidade dentro de uma gama maior, empregou-se um valor igual a 5.0 Ohms . Teoricamente é prevista uma variação de velocidade de 650 RPM até 1730 RPM . Experimentalmente obteve-se uma variação de 450 RPM até 1730 RPM .

TORQUE
N.M



CARACTERÍSTICA DO MOTOR TORQUE - ESCORREGAMENTO

Fig AP-1

A P E N D I C E VEXEMPLOS DE PROJETOS DOS CHOPPERSV.a - PRIMEIRA CONFIGURAÇÃO

Tomando-se $t_{o1} = t_{o2} = 50 \text{ uS}$ e $R_1 = 5 \Omega$, obtém-se com as expressões (3.43) e (3.44):

$$t_{o1} = R_1 C \log 2 \Rightarrow C = \frac{t_{o1}}{R_1 \log 2} \Rightarrow C = 14,4 \mu\text{F}$$

Toma-se: $C = 200 \mu\text{F}$

Calcula-se a indutância do seguinte modo:

$$t_{o2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \quad L = 50 \mu\text{H}$$

Na execução da montagem utilizou-se um indutor L de $700 \mu\text{H}$, tornando $t_{o2} = 185 \text{ uS}$.

V.b - SEGUNDA CONFIGURAÇÃO

DADOS : $t_{o1} = t_{o2} = 50 \text{ uS}$

$$R_a = 5,0 \Omega$$

$$I_{oa} = I_{ob} = 5,0 \text{ A}$$

$$I_{La} = I_{Lb} = 25,0 \text{ A}$$

CALCULO DO CAPACITOR : de acordo com (4.5)

$$t_{o1} = R_a C \log \left(1 + \frac{R_b I_b}{R_a I_a} \right)$$

Verifica-se ser necessário determinar o valor do capacitor

para a condição na qual o circuito produz o menor tempo t_{o1} , ou seja, quando $R_b I_b$ é mínimo. Assim:

$$t_{o1} = 5C \log \left(1 + \frac{5.5}{5.25} \right) \Rightarrow C = 20.0 \mu F$$

Este circuito não contém circuito ressonante para comutar os SCR's. Deve-se porém determinar o valor do capacitor para o tempo t_{o2} . No caso:

$$t_{o2} = R_b C \log \left(1 + \frac{R_a I_a}{R_b I_b} \right) \Rightarrow C = 20.0 \mu F$$

V.c - TERCEIRA CONFIGURAÇÃO

De acordo com a figura 5.26, o mínimo tempo t_{o1} ocorre para o máximo valor de A. Como:

$$A = \frac{E_C}{V} = \frac{R_1 I}{V}$$

verifica-se que o capacitor deve ser calculado para a condição de plena carga. Como $I_L = 25 A$ e tomando-se $V = 25,0 V$ obtém-se: $A = 5$. Entrando-se na figura 5.26 com um Q arbitrado igual a 0.55 obtém-se:

$$\frac{t_{o1}}{R_1 C} = 0,65 \Rightarrow C = 15,38 \mu F$$

Tomando-se: $C = 20.0 \mu F$.

Num passo seguinte, determina-se o valor do indutor de comutação L. Segundo a figura 5.27, o menor tempo t_{o2} ocorre para o menor valor de A. Se $I = 5.0$ obtém-se $A = 1.0$. Com $Q=0.55$, entrando-se na figura 5.27 obtém-se:

$$w \cdot t_{o2} = 1,1 \Rightarrow w = 2,2 \times 10^4 \text{ rd/s}$$

$$w = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow L = 100,0 \mu \text{ H}$$

$$Q = \frac{wL}{R_2} \Rightarrow R_2 = 8,0 \Omega$$

OBS: Para se escolher os diodos e os SCR's bem como as bitolas dos condutores que constituirão os indutores, é necessário, com o formulário apresentado, determinar as correntes e tensões em cada um deles.

B I B L I O G R A F I A

- 1 - PARIMELALAGAN R. AND RAJAGOPALAN V.
 "Steady-State Investigations of a Chopper-Fed DC Motor With Separate Excitation" - IEEE Transactions on Industry and General Applications, January/February - 1971.

- 2 - PARESH C. SEN - "Rotor Chopper Control for Induction Motor Drive: Trc Strategy" - IEEE Transactions on Industry Applications, January/February 1975.

- 3 - Dubey G. K., Pillai S. K. and REDDY P.P.
 "Analisis and Design of a Doubly fed Speed Control of Slip-Ring induction Motors - Part I" IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation - November, 1975.

- 4- BEDFORD B. D. AND HOFT R. C.
 "Principles of Inverter Circuits" - Livro- New York, Wiley, 1964.

- 5 - "SCR MANUAL" - General Electric.

- 6 - RAMASHAW R. S. "Power Electronics - Thiristor Controlled Power for Electric Motors" - Chapman and Hall - London.

- 7 - VESHENEVSKI S. "Caracteristicas de Los Motores en El Acionamiento electrico" - Editora MIR - MOSCOU - (livro).

- 8 - MAZDA F. F. - "Thyristor Control" - Newnes - Butterworths, London (livro).