

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DESENVOLVIMENTO DE UM EQUIPAMENTO DE MEDIÇÃO E CONTROLE DA ROTAÇÃO,
UTILIZADO EM BANCADA PARA TESTE DE MOTORES DE COMBUSTÃO INTERNA.

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

CAMILO PETER HOSS

FLORIANÓPOLIS, SETEMBRO DE 1981

DESENVOLVIMENTO DE UM EQUIPAMENTO DE MEDIÇÃO E CONTROLE DA ROTAÇÃO, UTILIZADO EM BANCADA PARA TESTE DE MOTORES DE COMBUSTÃO INTERNA.

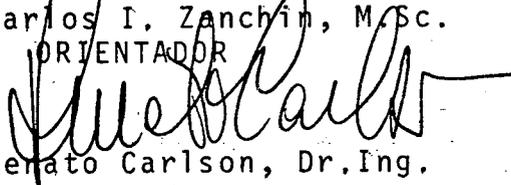
CAMILO PETER HOSS

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



Prof. Carlos I. Zanchin, M.Sc.

ORIENTADOR



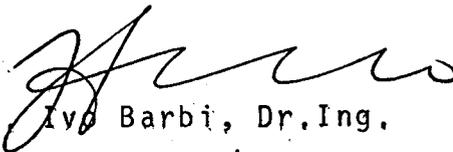
Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.

Coordenador do curso de pós-graduação em engenharia elétrica

BANCA EXAMINADORA



Prof. Carlos I. Zanchin, M.Sc.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Rogério T. da Silva Ferreira, Ph.D.

À família HOSS
Aos meus pais
À minha esposa
Aos meus irmãos

AGRADECIMENTOS

- Ao prof. Carlos Inácio Zanchin pela inestimável ajuda prestada na orientação deste trabalho.
- Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica que de uma ou de outra forma deram seu apoio.
- Aos colegas do curso de pós-graduação, pelo incentivo e sugestões dadas.
- Aos funcionários dos Laboratórios de Eletrônica, Máquinas Elétricas e Motores a combustão interna, pelo seu apoio na montagem e teste do trabalho.
- Aos serviços prestados pela estação de rádio amador (PP5 UF) da UFSC, em especial ao Arildon Savi e R Mackay .
- Ao Laboratório de motores, com apoio do programa do Pro-Álcool.
- À CAPES e ao FINEP pelo apoio financeiro.

R E S U M O

Os principais objetivos deste trabalho são o projeto e a construção de circuitos eletrônicos modulares, baseado em componentes disponíveis no mercado brasileiro, que conectados entre si, venham a constituir um equipamento para teste, com ampla faixa de rotação sob carga variável, usada na verificação do desempenho de motores de combustão interna de pequeno porte.

Terminado o projeto, os referidos módulos foram construídos e montados, constituindo-se num protótipo, com características de funcionamento pré-fixadas, incluindo facilidades operacionais, tais como a memorização dos valores máximo e mínimo, leitura da rotação em forma digital, controle automático da rotação variando a carga e controle manual da carga.

Apresentou-se testes de operação do equipamento acoplado a um motor de combustão interna de dois tempos e 3.5 CV nominais.

A B S T R A C T

The main objectives of this work are to design and to build modular electronic circuits, based on components available at the Brazilian market, which can be assembled together in order to be used as a test equipment, having a wide speed range under variable load, to check the performance of small combustion engines.

Once the design was completed, the modular boards were built and assembled in a prototype, having pre-defined working characteristics including, comfortable handling and processing features like, maximum and minimum storage values, digital read-out for revolution, automatic revolution control with variable load and manual load control.

Operating tests are presented with the test equipment connected to a two-Stroke internal combustion motor rated at 3.5 Hp.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA.....	S.1
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 - DIAGRAMA BLOCO DA INSTALAÇÃO.....	5
2.1 - Introdução.....	5
2.2 - PLL e divisor.....	5
2.3 - Bloco do contador de rotação.....	5
2.3.1 - Observador ótico.....	7
2.3.2 - Contador de pulsos.....	7
2.3.3 - Registro e mostrador digital.....	8
2.4 - Atuação no campo do freio eletrodinamométrico....	8
2.4.1 - Fonte de tensão controlada com tiristor.	9
2.4.2 - Variação do ângulo de disparo dos tiris- tores.....	11
2.4.3 - Dispositivos de controle.....	12
2.5 - Limite da rotação.....	12
CAPÍTULO 3 - ANÁLISE DOS BLOCOS FUNCIONAIS.....	13
3.1 - Introdução.....	13
3.2 - Funcionamento do oscilador central.....	13
3.2.1 - Teoria de funcionamento do PLL.....	13
3.2.2 - Divisor binário.....	17
3.3 - Funcionamento do contador de rotação.....	17
3.3.1 - Detecção e transmissão dos pulsos.....	17
3.3.2 - Contagem dos pulsos e conformação do resul- tado.....	19
3.3.3 - Comparação e registro dos valores máximo e mínimo.....	19
3.3.4 - Sistema de múltiplex.....	21
3.3.5 - Decodificador.....	21
3.3.6 - Seleção e apresentação dos valores no mos- trador digital.....	21
3.4 - Variação da tensão no campo do freio.....	22
3.4.1 - Contador de varredura e multiplicador.....	23
3.4.2 - Contador bidirecional.....	23
3.4.3 - Comparação entre a rampa gerada e o valor de referência.....	25
3.4.4 - Controle do trem de pulsos sincronizado com a rede.....	25

3.4.5 - Amplificador do trem de pulsos.....	26
3.4.6 - Servo compensador.....	26
3.4.7 - Operação manual.....	28
3.4.8 - Operação automática.....	28
3.5 - Proteção da rotação.....	29
CAPÍTULO 4 - PROJETO.....	30
4.1 - Introdução.....	30
4.2 - Cálculo do oscilador central.....	30
4.2.1 - Cálculo do VCO.....	30
4.2.2 - Cálculo do filtro.....	32
4.2.3 - Cálculo da faixa de captura.....	34
4.2.4 - Cálculo do divisor.....	34
4.3 - Projeto do contador de rotação.....	34
4.3.1 - Comparador de pulsos por nível médio.....	34
4.3.2 - Contador de RPM.....	36
4.3.3 - Comparador e registro.....	37
4.3.4 - Multiplex.....	39
4.3.5 - Decodificador.....	39
4.3.6 - Mostrador digital.....	39
4.3.7 - Circuitos auxiliares.....	39
4.4 - Projeto da fonte de tensão contínua com tiristor..	42
4.4.1 - Gerador de rampa	42
4.4.2 - Contador bidirecional.....	42
4.4.3 - Comparador dois(2).....	42
4.4.4 - Amplificador do trem de pulsos e retifica- dor.....	45
4.4.5 - Operação manual.....	45
4.4.6 - Operação automática.....	47
4.5 - Proteção da rotação.....	49
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS.....	51
CAPÍTULO 6 - DISCUSSÕES E CONCLUSÕES.....	63
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	70
APÊNDICE I - FONTE DE ALIMENTAÇÃO.....	72
APÊNDICE II - DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO FREIO.....	74
APÊNDICE III - PAINEL FRONTAL.....	85
APÊNDICE IV - ESPECIFICAÇÕES DE COMPONENTES.....	86

S I M B O L O G I A

- A - Ganho de tensão na malha direta
 B - Inclinação da curva conjugado velocidade no ponto de o peração
 C_i - Capacitor, onde i é a numeração do mesmo
 CH_i - Chave externa onde i é a numeração da mesma
 f - Frequência
 F_c - Faixa da frequência de captura do PLL
 F_{cr} - Frequência da entrada do contador de rampa
 f_L - Faixa da frequência de sincronismo do PLL
 f_o - Frequência de saída do oscilador controlado por tensão
 f'_o - Frequência de entrada do detetor de fase
 $F(s)$ - Característica de transferência do filtro passa baixa
 i_a - Corrente no circuito externo de armadura
 i_c - Corrente na carga
 I_{ef} - corrente eficaz na carga
 I_{med} - Corrente média na carga
 i_n - Corrente instantânea ao abrir o tiristor
 I_{sc} - Corrente de curto circuito na armadura
 J - Momento inercial, incluindo o da carga
 K, K' - Constante do motor
 K_a - Constante do projeto
 K_d - Ganho de conversão do comparador de fase
 K_f - Constante de projeto do campo
 K_g - Inclinação da linha de entreferro na velocidade W_m
 K_m - Constante do motor
 K_o - Ganho de conversão do VCO

K_t	-	Torque constante de um servomotor
L_a	-	Indutância da armadura
L_c	-	Indutância da carga
L_f	-	Indutância do campo
n	-	Número de bits
N_p	-	Número de pulsos gerados
N_f	-	Número de furos do disco
P	-	Número de pulsos
Q_i	-	Saída do divisor
R_a	-	Resistência de armadura
R_c	-	Resistência da carga
R_e	-	Resolução do contador
R_{eq}	-	Resistência equivalente
R_f	-	Resistência do campo
R_i	-	Resistência, onde i é a numeração da mesma
T	-	Período
T_c	-	Conjugado da carga
T_{cr}	-	Período do contador de rampa
T_f	-	Constante de fricção do eixo do motor
VCO	-	Oscilador controlado por tensão
V_c	-	Tensão da carga
V_{ef}	-	Tensão eficaz da rede de alimentação
V_f	-	Tensão no campo
V_m	-	Tensão média na carga
V_n	-	Tensão senoidal monofásica da rede
V_o	-	Tensão de pico
V_t	-	Tensão no terminal da máquina
V_{sef}	-	Tensão eficaz no secundário do transformador

- W - Velocidade angular em RPM do eixo do motor
- W_i - Frequência de entrada do PLL
- W_m - Velocidade angular em rad/s
- W_{mo} - Velocidade para características lineares
- W_f - Velocidade angular final do eixo
- W_o - Frequência na saída do oscilador controlado por tensão
- W_t - Intervalo de disparo do tiristor
- β - Ângulo de condução do tiristor
- θ_i - Fase do sinal de entrada do PLL
- θ_o - Fase do sinal do VCO
- θ_e - Diferença de fase ($\theta_i - \theta_o$)
- ψ - Ângulo de disparo dos Tiristores
- ζ_a - Constante de tempo da armadura
- ζ_c - Constante de tempo de carga
- ζ_f - Constante de tempo do campo
- ζ_m - Constante de tempo inercial

INTRODUÇÃO

É constante a necessidade que se está sentindo de equipamentos para fins de pesquisa e de indústria, tanto os instrumentos com características genéricas, para as mais variadas aplicações, como também os de aplicações específicas. Incentivos ao desenvolvimento de tecnologia nacional tem crescido muito nos últimos anos, facilitando com isto a pesquisa. A própria indústria nacional tem mostrado grandes interesses no desenvolvimento de novas tecnologias na área de instrumentação, abrindo com isto um vasto campo de pesquisa. A eletrônica participa de grande parte dos equipamentos industriais, devido sua grande confiabilidade e versatilidade, requisitos não encontrados em equipamentos mecânicos. O crescente progresso na tecnologia de componentes eletrônicos, eleva a cada dia a automatização nas indústrias, havendo com isto uma procura elevada de equipamentos nacionais, de custo e qualidade competitiva aos de fabricação estrangeira.

Uma bancada para teste de motores de combustão interna é um sistema com muita utilidade, tanto num laboratório de pesquisa como na indústria. Em nossos dias ainda se depende da importação dos mesmos, estando-se desta forma limitado em adquirir equipamentos com características muitas vezes além das desejadas, encarecendo com isto o produto final e não sendo usado em seu todo por não interessar ao usuário certas partes. Preocupando-se com o desenvolvimento de tecnologia totalmente nacional, que seja versátil e satisfaça as exigências para o teste de um motor de combustão interna de pequeno porte, será feito um estudo com o intuito de criar um instrumento que seja útil ao laboratório de pesquisa e facilmente adaptável a outras finalidades.

Pela Norma Brasileira, MB 749, uma bancada para teste de motores precisa satisfazer os seguintes requisitos:

- Instrumento para medir a rotação;
- Instrumento para aplicar uma carga variável ao motor;
- Sensor e leitura da carga aplicada;
- Medida de temperaturas;
- Medida do consumo de combustível;
- Medidas de pressão.

A medida da rotação pode ser obtida de várias maneiras, dependendo do fim específico para o qual se desejar, podendo ser empregados tacômetros CC, CA ou digitais [19]. O tacômetro CC funciona basicamente como um gerador de corrente contínua, apresentando a tensão gerada em um voltímetro, com boas características de funcionamento, normalmente empregado quando se deseja apenas visualizar ou ler a informação da rotação. O tacômetro CA possui o mesmo princípio de funcionamento que o CC, só que apresenta sua tensão de saída sob forma alternada, onde a amplitude é proporcional à velocidade do eixo, e com frequência fixa, com características e empregos semelhantes ao do tacômetro CC, levando vantagem na transmissão do sinal a longa distância. Com a simplificação e o aperfeiçoamento conseguiu-se a partir do tacômetro CA chegar ao digital, porém este último relaciona frequência com velocidade, o qual tem tido maior procura nos últimos anos, principalmente com o aparecimento da era digital, onde a automatização de sistemas tem grande ênfase, muitas vezes controlados pelo próprio computador. Um tacômetro digital, além de sua fácil construção e instalação no eixo, apresenta sua saída sob forma digital, informação esta precisa e imune de perturbações externas. Ao contrário dos sistemas digitais, os analógicos possuem uma boa linearidade, mas no entanto são muito críticos devido a sua sensibilidade com a temperatura, ruídos, derivas e outros, principalmente quando se trata de pequenos sinais [18]. Além disso, quando se deseja realizar uma interface para aquisição de dados em um sistema de controle, torna-se necessário uma conversão A/D, a qual introduz erros de conversão, o mesmo não acontece com um tacômetro digital. As técnicas de medida a partir de um gerador de pulsos têm grande emprego nos sistemas de controle numérico [16], onde se consegue medir deslocamentos de microns, uma medida considerada precisa nestes sistemas.

Para aplicar a carga ao eixo do motor, normalmente são empregados equipamentos hidráulicos quando se trata de elevada potência, e para média e baixa já são empregados eletrodinamômetros, diminuindo com isto o volume da instalação e facilmente controlados eletricamente, com a variação da tensão no campo ou na armadura, dependendo do equipamento empregado. Considera-se elevada potência, quando ultrapassar 100 CV, e de baixas potência, quando for abaixo de 10 CV.

Como sensores de carga são empregadas as células de carga, seu valor normalmente é apresentado em uma ponte de Wheatstone com frequência portadora ou de corrente contínua.

A medição da temperatura normalmente é feita por termopares, que apresentam um nível de tensão para uma variação de temperatura, ou então por termoresistores, que apresentam uma variação de resistência para uma variação de temperatura, para ambos já existem instrumentos no mercado nacional.

Para medir o consumo do combustível, ainda são usados - tubos de vidro com uma escala afixada ao mesmo e indicação da graduação da grandeza.

Para medição de pressões tem-se o manômetro, instrumento este considerado um dos mais elementares e com um erro relativamente pequeno, porém com restrições a certas faixas de medição. O tubo de Bourdon também é muito empregado, porém se limita a pressões estáticas, ou sujeitas a pequenas variações. Em geral os sistemas de pressão pulsante são medidos com transdutores eletromecânicos.

Baseado na descrição feita acima a respeito dos elementos integrantes de uma bancada para teste de motores e a necessidade dos mesmos, propõe-se satisfazer os dois primeiros requisitos, desenvolvendo um protótipo para laboratório, com as seguintes características, e seu diagrama apresentado na figura 1,1 .

- Contador digital de 500 a 8000 RPM;
- Memorizar a máxima e mínima rotação ocorrida num intervalo de tempo;
- Apresentar num mostrador de quatro dígitos a rotação atual, valor máximo ou mínimo;
- Resolução de uma (1) RPM;
- Limitar a rotação do motor;
- Controle automático da rotação;
- Servo compensador digital;
- Oscilador central com PLL (Phase-Locked Loop);
- Uma fonte variável de zero a 200 Volts;
- Circuitos com componentes de fácil aquisição no mercado brasileiro.

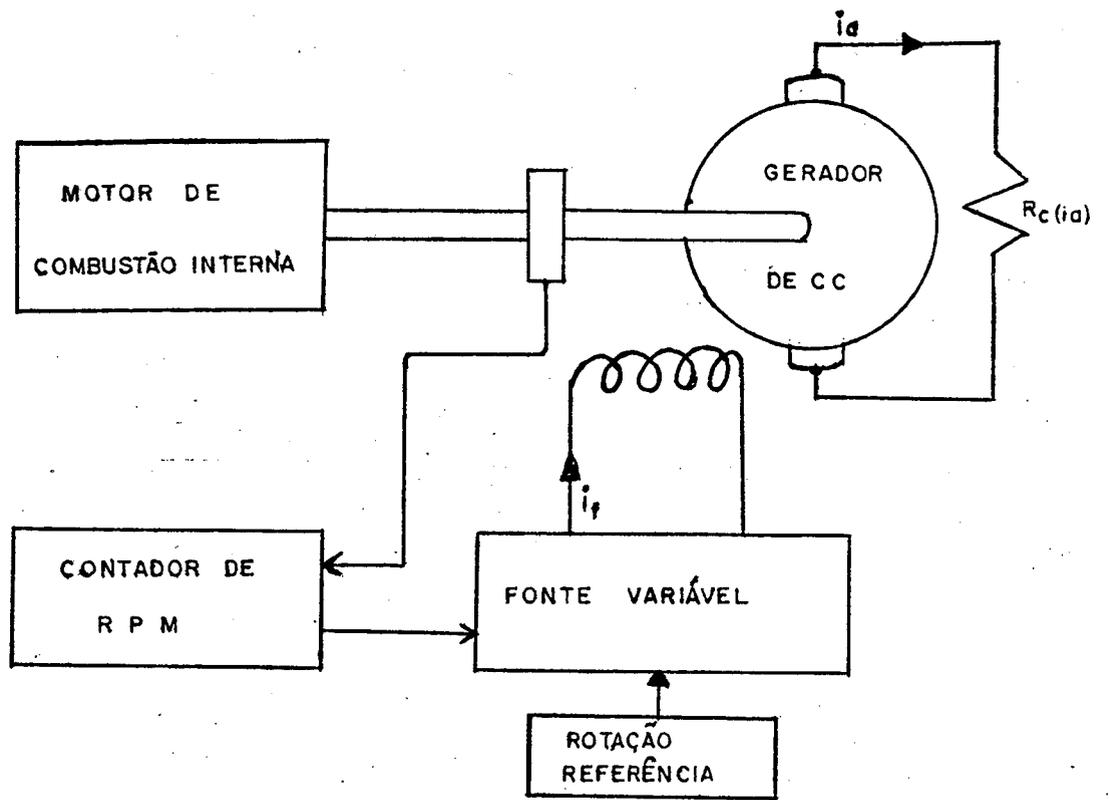


FIG. 1.1 Esquema do contador e controle da rotação do motor

C A P Í T U L O - 2

DIAGRAMA BLOCO DA INSTALAÇÃO

2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados em forma de diagrama de blocos as diversas partes que compõem a bancada. Também será analisado seu funcionamento teórico e sua interligação em forma de diagrama, visto na figura 2.1.

Basicamente todo o sistema desenvolvido na bancada está baseado em lógica digital, facilitando com isto uma futura interligação com um microprocessador. Caso isto venha a ocorrer, muitos blocos poderão ser substituídos pelo "software".

2.2 - PLL E DIVISOR

O PLL e o divisor, conectados como visto no diagrama em blocos da figura 2.1, são responsáveis pelo perfeito funcionamento do instrumento. Qualquer que seja a perturbação que possa ocorrer neste conjunto, irá comprometer o desempenho do equipamento. O PLL e o divisor, também chamados de oscilador central, controlam todos os circuitos auxiliares do contador de RPM e da atuação no campo do freio.

2.3 - BLOCO DO CONTADOR DA ROTAÇÃO

Para se obter a rotação do eixo de uma máquina existem muitos meios, mas nem todos são satisfatórios. O sistema por processos digitais está tendo uma grande procura nos últimos anos [8]. Modernos tacômetros digitais transmitem a informação da rotação em forma de frequência, facilitando sua contagem, registro e a apresentação num mostrador digital.

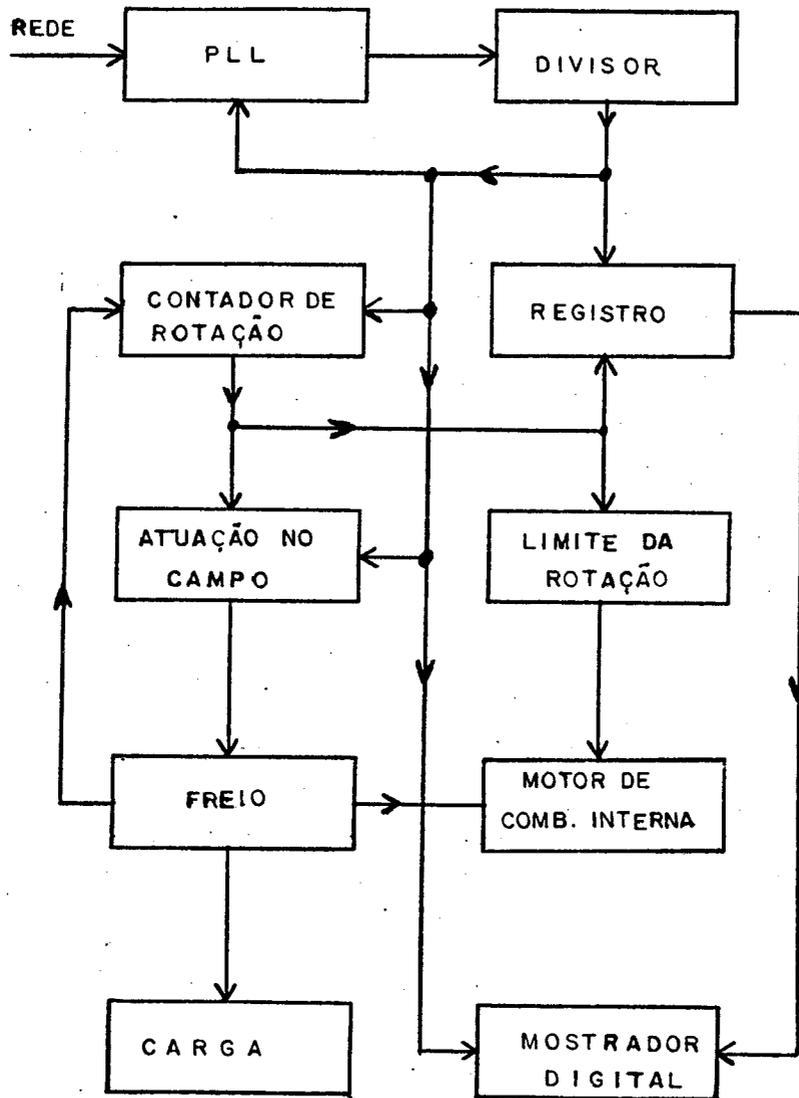


FIG. 2.1 Diagrama em bloco da instalação

2.3.1 - Observador ótico

O observador ótico é um dispositivo de medida que está acoplado diretamente ao eixo do motor.

A interrupção do feixe luminoso pelo disco gera um trem de pulsos que mantém uma relação direta com o número de furos do disco e a velocidade do eixo, podendo escrever-se a seguinte relação

$$N_p = N_f \times W \quad (2.1)$$

N_p = número de pulsos gerados

N_f = número de furos do disco

W = rotação do eixo do motor

Escrevendo o número de pulsos gerados sob forma de frequência obtém-se

$$N_p = N_f \left(\frac{\text{pulsos}}{\text{revolução}} \right) \times W \left(\frac{\text{revolução}}{\text{minuto}} \right) \times \frac{1}{60} \left(\frac{\text{minuto}}{\text{segundos}} \right) \quad (2.2)$$

$$N_p = \frac{N_f \times W}{60} \quad (2.3)$$

Pela equação 2.3 podem ser determinados os parâmetros, dos quais depende a frequência gerada pelo observador ótico, e a partir destes, obter a regulação desejada.

2.3.2 - Contador de pulsos

Os contadores são dispositivos lógicos que permitem a contagem de um trem de pulsos, durante um dado tempo. A saída da informação é dada por níveis lógicos, o conjunto destes bits formam uma palavra digital. O número de bits na saída do contador é determinado pela maior frequência de entrada, podendo ser escrito como

$$f = 2^n \quad (2.4)$$

onde n é o número de bits na saída do contador.

O tempo de contagem, também chamado de tempo de amostragem, tem grande influência na resolução do contador. Incluindo o tempo de amostragem (T_a) na equação 2.3 tem-se.

$$N_p = N_f \cdot W \cdot T_a / 60 \quad (2.5)$$

A resolução dada pela variação do bit menos significativo (LSB), é a razão de variação entre a velocidade angular e o número de pulsos contados durante o tempo de amostragem, podendo ser escrito como

$$R_e = W / N_p \quad (2.6)$$

$$R_e = 60 / (N_f \times T_a) \quad (2.7)$$

onde R_e é a resolução do contador.

2.3.3 - Registro e mostrador digital

Os registros, também chamados de memórias, são dispositivos que permitem armazenar uma informação digital durante um dado tempo. Possuem duas vias de dados, uma para a entrada da informação e outra para a saída. Estas vias são acessíveis por comandos lógicos que podem ser programados em forma de matriz. O uso das memórias cresceu nos últimos anos, principalmente na área de controle e informática [3]

Os mostradores digitais são dispositivos luminosos quando ativos, e são usados para mostrar uma informação decimal ou hexadecimal. Nas palavras decimais a indicação é direta e nas binárias é apresentada em forma hexadecimal. Toda palavra é decodificada em segmentos para ser apresentada no mostrador digital.

2.4 - ATUAÇÃO NO CAMPO DE FREIO ELETRODINAMOMÉTRICO

O freio eletrodinamométrico controlado pelo campo é um dispositivo que não requer muita potência para ser controlado, mesmo sendo sua armadura de média ou grande potência.

A variação da tensão no campo é feita através de dispositivos a estado sólido, que, além de serem versáteis, tem um custo baixo e de fácil montagem.

2.4.1 - Fonte de tensão contínua com tiristor

Observando o retificador em ponte da figura 2.2, controlando o disparo dos tiristores, conclui-se ser possível variar a tensão na saída, onde cada tiristor controla um semiciclo. O tiristor somente permite disparo quando tiver uma tensão positiva entre os terminais anodo e catodo, e uma polarização direta entre gatilho e catodo. O controle do ângulo, que é feito pelo gatilho, pode variar de zero (0) a π para um tiristor e π a 2π para outro, cujo ângulo de variação é chamado de ângulo ψ .

Algumas grandezas são de fundamental importância na escolha dos tiristores, como, por exemplo, a máxima tensão inversa repetitiva, corrente média e eficaz no sentido de condução. A máxima tensão inversa repetitiva depende da rede a qual o arranjo indutor-tiristor está conectado [4].

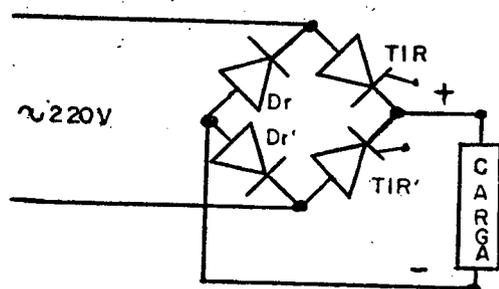


FIG. 2.2 Retificador de onda completa a diodos e tiristores

A corrente média no tiristor pode ser dada por

$$I_{\text{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\psi) d\psi \quad (2.8)$$

onde a corrente $i(\psi)$ é função de ângulo do disparo.

$$I_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i(\psi) d\psi + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} i(\psi) d\psi \quad (2.9)$$

Sendo I_c a corrente no campo do freio,
Por sua vez a corrente eficaz pode ser dada por:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\psi) d\psi} \quad (2.10)$$

A tensão média do retificador pode ser

$$V_m = \frac{1}{2\pi} \int_b^{\pi} \sqrt{2} V_0 \text{sen}(\psi) d(\psi) + \frac{1}{2\pi} \int_{b'}^{2\pi} \sqrt{2} V_0 \text{sen}(\psi) d(\psi) \quad (2.11)$$

onde b varia de zero a π e b' de π a 2π

$$V_m = \frac{1}{2\pi} \left[\sqrt{2} V_0 \text{sen}(\psi) \right]_b^{\pi} + \frac{1}{2\pi} \left[\sqrt{2} V_0 \text{sen}(\psi) \right]_{b'}^{2\pi} \quad (2.12)$$

Considerando-se $b=b'$, obtém-se

$$V_m = -\frac{2}{\sqrt{2\pi}} \left[V_0 \cos\psi \right]_b^{\pi} \quad (2.13)$$

resultando em

$$V_m = 0,45 V_o (1 + \cos b) \quad (2.14)$$

onde $\cos b$ varia de zero a 1

2.4.2 - Variação do ângulo de disparo dos tiristores

Num retificador de onda completa do tipo ponte, com dois tiristores e dois diodos, será possível uma variação da tensão de saída da fonte, controlando o ângulo de disparo, um no semiciclo positivo e outro no negativo, correspondendo a cada ângulo um respectivo nível de tensão.

Subdividindo-se o semiciclo em I intervalos iguais, resultam com isso I ângulos de disparos iguais, e em consequência o mesmo número de diferentes níveis de tensão na saída da fonte.

Definindo o ângulo de disparo como sendo ψ e sendo $\Delta\psi$ o passo angular dado pela variação de um intervalo I , então,

$$\Delta\psi = 180/I \quad (2.15)$$

Se I_n é o somatório de todos os intervalos para determinar ψ , tem-se

$$\psi = I_n \cdot \Delta\psi \quad (2.16)$$

Reescrevendo a equação 2.14 em função do ângulo ψ , a tensão na saída do regulador implica em

$$V_m = 0,45V_o(1+\cos\psi) \quad (2.17)$$

A tensão da rede é senoidal, e por isto, não é possível uma variação linear da tensão de saída da fonte, quando se aplica uma variação linear do ângulo de disparo dos tiristores, mas para efeitos de projeto foi considerado como uma variação linear.

2.4.3 - Dispositivos de controle

Os dispositivos de controle normalmente são empregados em laços de realimentação para estabilizar o sistema em torno de um valor de referência.

Nos dispositivos realizados com lógica digital, sempre deve ser levado em consideração o tempo de amostragem e a constante de tempo do sistema. O erro entre a referência e o valor atual é responsável pela variação do ângulo de disparo, isto é, um deslocamento de I_n para um novo valor de I_n' maior ou menor que I_n , dependendo do sinal que o erro apresentar.

2.5 - LIMITE DA ROTAÇÃO

Existem muitos dispositivos que podem ser usados para limitar a rotação do eixo do motor. Em sistemas digitais, pode ser implementado com grande facilidade um dispositivo que desligue o motor quando este ultrapassar a rotação especificada pelo fabricante.

O limite da rotação se obtém comparando o valor da saída do contador de RPM com outro pré-fixado, ocorrendo uma igualdade entre os dois, seu dispositivo é acionado.

C A P Í T U L O - 3

ANÁLISE DOS BLOCOS FUNCIONAIS

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão analisados o funcionamento dos blocos, suas interligações e algumas considerações de ordem prática do projeto.

Inicialmente será abordado o funcionamento e a importância do oscilador central no instrumento. No que se refere ao contador de rotação serão analisados desde o momento em que são gerados os pulsos até a mostragem do valor final no indicador do painel, incluindo todos os tratamentos e operações que o sinal sofre. A fonte de tensão contínua, o controle de ângulo de disparo dos tiristores e o servo-compensador também serão analisados neste capítulo. Por fim será efetuada uma breve abordagem do dispositivo de segurança da rotação.

3.2 - FUNCIONAMENTO DO OSCILADOR CENTRAL

3.2.1 - Teoria de funcionamento do PLL (Phase-Locked Loop)

PLL é um sistema realimentado composto de: detetor de fase, filtro passa baixa, amplificador de erro e oscilador controlado por tensão (VCO), mostrados na figura 3.1.

O detetor de fase compara a frequência de entrada W_i com W_0 da saída do oscilador controlado por tensão (VCO), esta por sua vez entra no filtro passa baixa para eliminar grande parte dos ruídos, a saída do filtro entra no amplificador de erro, e este é proporcional ao erro de entrada, controlando a frequência de oscilação do VCO. As duas frequências se amarram por um sistema realimentado, verificando-se apenas uma pequena diferença de fase entre os dois sinais, que é necessária para mantê-los amarrados.

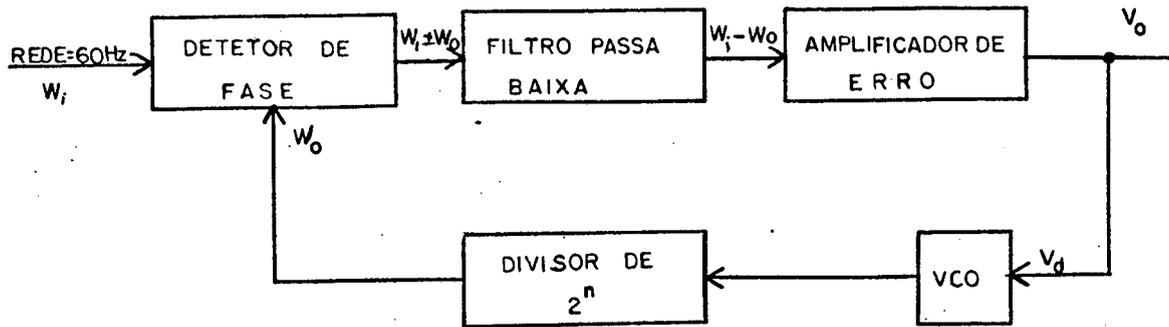


FIG. 3.1 Diagrama em bloco do oscilador central

A faixa em que ocorre a captura da frequência depende da largura do filtro passa baixa, isto é, Vco força ω_o em direção a ω_i . Quanto mais estreita for a banda passante do filtro, menor será a faixa de captura, eliminando assim maior quantidade de ruído.

Estando o PLL amarrado em fase, existe uma relação linear entre a tensão de saída do comparador de fase e a diferença de fase entre o Vco e o sinal de entrada. Na condição de sincronismo o PLL pode ser aproximado por um sistema de controle linear de realimentação negativa de "Laplace". Um modelo linear do PLL pode ser visto na figura 3.2 .

- θ_i = fase do sinal de entrada
- θ_o = fase do sinal do Vco
- θ_e = diferença de fase ($\theta_i - \theta_o$)
- K_d = Ganho de conversão do comparador de fase
- K_o = Ganho de conversão do Vco
- A = Ganho de tensão na malha direta
- $F(s)$ = Característica de transferência do filtro passa baixa.

A fase e a frequência do Vco podem ser relacionadas por

$$\omega_{osc} = d \theta_o(t) / dt \quad (3.01)$$

$$\theta_o(t) = \theta_o + \int_0^t \omega_{osc}(t) dt \quad (3.02)$$

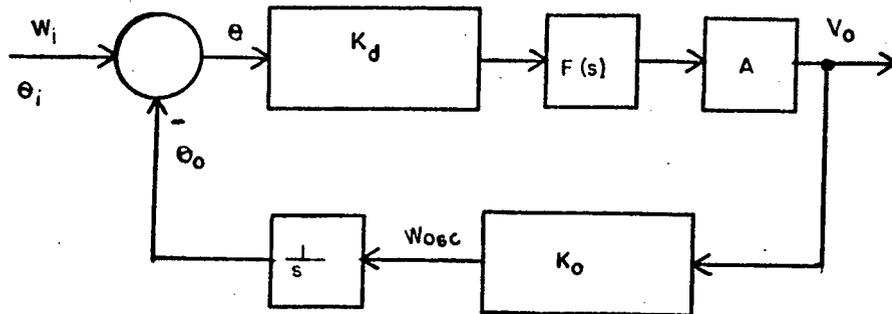


FIG 3.2 Diagrama em bloco do PLL em sistema de controle

Uma inerente integração faz parte do PLL, sendo representada pelo bloco $1/s$ da figura 3.2. A frequência do Vco é uma função linear de V_o e, é dada por

$$\omega_{osc} = \omega_0 + K_o V_o \quad (3.03)$$

ou também

$$V_o = \Delta\omega / K_o = (\omega_{osc} - \omega_0) / K_o \quad (3.04)$$

Para $V_o=0$, obtém-se $\omega_{osc}=\omega_0$, quer dizer que a frequência de oscilação é igual à central, ou então, à frequência de oscilação do VCO em malha aberta.

A função de transferência generalizada de um PLL pode ser representada por

$$\frac{V_o}{\theta} (s) = \frac{G(s)}{1 + G(s) H(s)} \quad (3.05)$$

onde

$$G(s) = K_d \cdot F(s) \cdot A \quad (3.06)$$

$$H(s) = K_o / s \quad (3.07)$$

A função de transferência de malha aberta é dada por

$$GH(s) = \frac{K_o K_d A F(s)}{s} \quad (3.08)$$

Definindo-se

$$K_v = K_o K_d A \quad (3.09)$$

E substituindo a equação 3.09 na 3.08, obtêm-se

$$GH(s) = K_v/s \cdot F(s) \quad (3.10)$$

A função de transferência de malha fechada é dada por

$$\frac{V_o}{\theta_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A K_o/s} \quad (3.11)$$

Definindo-se $s \theta_i = W_i(s)$ (3.12)

e substituindo a equação 3.09 e 3.12 na 3.11, obtêm-se

$$\frac{V_o}{W_i} = \frac{K_v F(s)}{K_o(s + K_v F(s))} \quad (3.13)$$

A estrutura e a ordem em que é realizada $F(s)$ varia de acordo com a qualidade que se deseja obter no sistema, quanto mais com plexo for o filtro mais difícil será a estabilidade, mas passa a ganhar a qualidade do PLL. O processo e a faixa de captura, as propriedades de rejeição de interferência são parâmetros que de vem ser levados em consideração no projeto do filtro passa baixa. Se for usado num instrumento como oscilador central, será de vi tal importância a rejeição do ruído.

O divisor binário é um sistema muito empregado em instrumentos digitais, baseado na mesma teoria dos contadores binários. Os contadores têm por objetivo identificar uma frequência desconhecida, enquanto que os divisores partem de uma frequência pré-fixada e geram n submúltiplas. Existem dois tipos de divisores, os decimais com base dez(10) e os binários com base dois(2). Portanto, para uma frequência f fixa na entrada do divisor decimal a n ésima frequência submúltipla é dada por

$$f_n = f/D_n \quad (3.14)$$

onde D_n é um número decimal equivalente ao n ésimo bit. Para um divisor de base dois obtém-se

$$f_n = f/2^n \quad (3.15)$$

onde n é o número de bits.

3.3 - FUNCIONAMENTO DO CONTADOR DE ROTAÇÃO

3.3.1- Detecção e transmissão dos pulsos

A detecção da rotação é obtida por um disco fixo no eixo, o qual passa por entre um foto diodo e foto transistor. Quando o disco gira com o eixo, é gerado um trem de pulsos com uma razão direta da velocidade e do número de furos que o disco apresenta.

Para tornar compatível com lógica TTL, o trem de pulsos entra num comparador de nível médio, visto na figura 3.3. A saída é levada por um cabo blindado até a bancada, onde um estágio de alta impedância faz a interligação entre o comparador e a bancada. A frequência que pode ser gerada no tacômetro digital, está limitada pelo comparador e o cabo de transmissão. É recomendável não ultrapassar 20KHz devido às limitações do cabo.

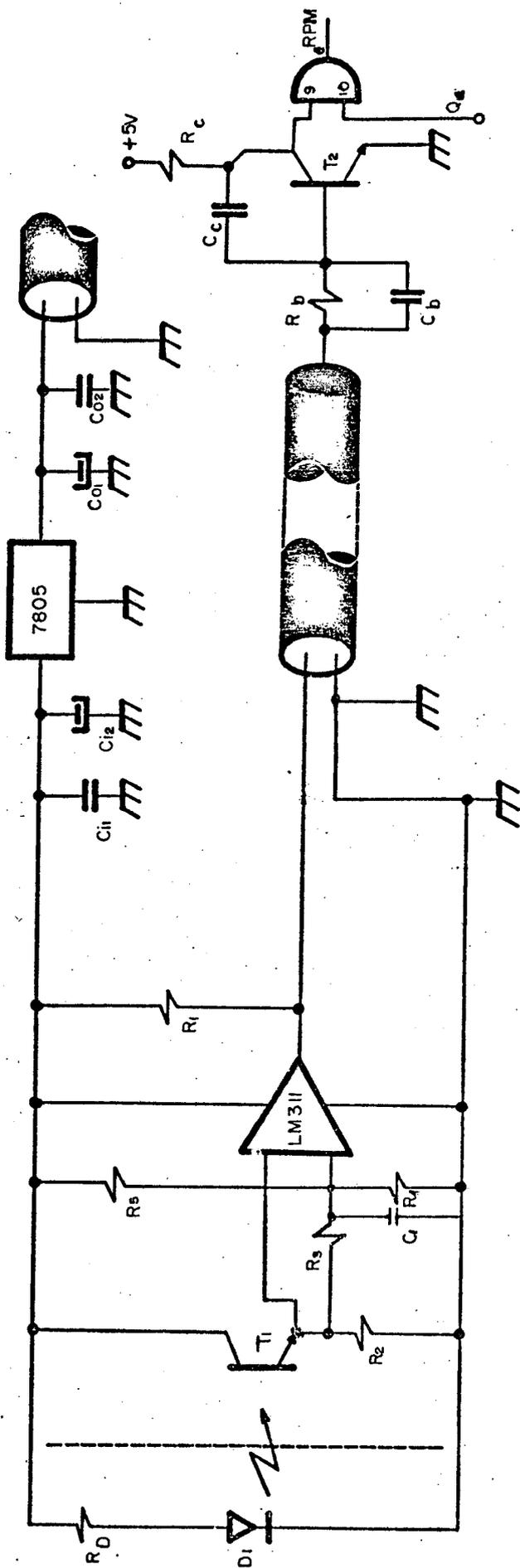


FIG. 3.3 Detetor de pulsos e transmissão até o contador de RPM

3.3.2 - Contagem dos pulsos e conformação do resultado

Para a contagem dos pulsos gerados pelo observador ótico usou-se um contador BCD, o qual traz vantagem sobre o binário quando na apresentação do valor da rotação no mostrador digital em forma decimal.

Todo contador requer um tempo de amostragem, e este é dado pelo oscilador central. Após a contagem segue um pequeno tempo de conformação dos dados obtidos pelo contador, permitindo assim que sejam comparados, armazenados e/ou apresentados no mostrador digital. A relação entre o tempo de amostragem (T_a) e conformação (T_b) pode ser vista na figura 3.4. Após T_b , a saída do contador é levada a zero por um pulso gerado pelo oscilador central, permitindo o início de uma nova contagem.

Um sistema com porta lógica "E" permite apenas a passagem dos pulsos para o contador durante T_a , inibindo no período T_b . Por efeitos técnicos foi utilizada uma média de cada quatro pulsos, sendo contado apenas um, em consequência multiplicando T_a por quatro para não alterar a equação 2.7.



FIG. 3.4 Ciclo completo do contador de rotação

3.3.3 - Comparação e registro dos valores máximo e mínimo

Este instrumento permite obter a leitura direta do valor atual da rotação no mostrador digital, como também uma seleção automática dos valores máximo e mínimo. Estes serão armazenados em registros distintos de onde podem ser chamados ao visor do painel em qualquer momento.

Um diagrama completo de todos os blocos do contador de RPM pode ser visto na figura 3.5.

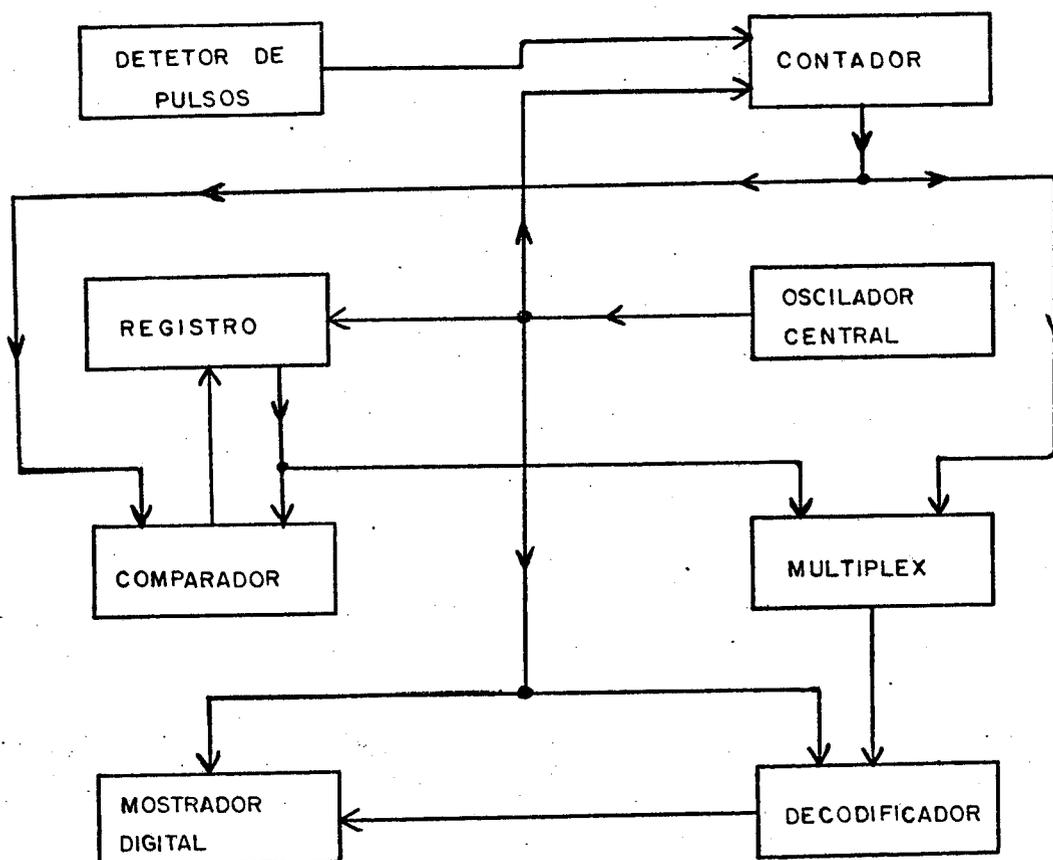


FIG. 3.5 Diagrama bloco do contador de RPM com registro

O comparador é um dispositivo que permite a entrada de dois canais simultaneamente, apresentando na saída a relação menor, igual ou maior existente entre os dois canais. A comparação só ocorre durante o tempo T_h , sendo que o valor máximo é comparado quando ocorrem os pulsos $\bar{\phi}_0$, ϕ_1 , $\bar{\phi}_2$ da figura 3.6 e para o valor mínimo, quando os pulsos $\bar{\phi}_0$, $\bar{\phi}_1$, ϕ_2 estiverem ativos.

Os valores máximo e mínimo têm um endereço na memória, controlado por ϕ_2 , toda vez que se deseja obter um registro automático dos mesmos, estes devem ser levados a zero, isto é, no endereço para máximo deve ser copiado zero e para valor mínimo será registrado um (1) para todos os bits. O critério de registro é o seguinte:

- Quando ϕ_2 é igual a zero e o valor atual da saída do contador for maior que o máximo da memória, este será substituído pelo atual.
- Para ϕ_2 igual a um e o valor atual menor que o mínimo, este será substituído.
- Não ocorrendo nenhum dos valores acima citados, não se alteram os valores previamente registrados.

3.3.4 - Sistema de multiplex

O sistema de multiplex permite a seleção entre duas vias de modo que sejam apresentadas uma por vez no mostrador digital.

Quando a entrada de seleção das vias estiver em nível zero, será possível visualizar o valor atual da rotação, e para nível um aparecem os valores máximo ou mínimo, dependendo do qual se deseja verificar.

3.3.5 - Decodificador

O decodificador tem como objetivo transformar uma informação digital, em sete segmentos. Cada quatro bits decodificados formam um número do mostrador digital. O decodificador é constituído de um registro temporário, onde a cada fim de período T_a é copiada a informação da saída do contador de RPM, o que só ocorre quando o multiplex estiver selecionando esta via. Uma vez registrado o valor, este aparece decodificado em forma de número no mostrador digital.

Este tipo de decodificador empregado, só permite a entrada de valores BCD, esta foi uma das razões pela qual se utilizou um contador de rotação BCD. Caso a contagem fosse em binário, seria necessário uma conversão binária para BCD.

3.3.6 - Seleção e apresentação dos valores no mostrador digital

Para selecionar os dados a serem apresentados no mostrador digital se procede da seguinte maneira:

- a - Para apresentar o valor atual da rotação no mostrador, será necessário que o seletor de vias do múltiplex esteja em nível zero; a partir disto ocorre uma atualização toda vez que ϕ_1 $\bar{\phi}_2$ se tornam ativos. Ver figura 3.6.
- b - Para selecionar os valores máximo e mínimo, será necessário deixar em nível um o seletor de vias do múltiplex.
- c - O valor máximo pode ser visualizado no mostrador toda vez que o item b ocorrer simultaneamente com ϕ_1 $\bar{\phi}_2$. Ver figura 3.6.
- d - O valor mínimo aparece no mostrador digital toda vez que o item b ocorrer simultaneamente com ϕ_1 ϕ_2 . Ver figura 3.6.

Todos os dispositivos de contadores ou registros permitem que sejam levados a zero, isto é, deixar a saída dos contadores ou os registros com valor inicial igual a zero. O contador de rotação é levado a zero em cada ciclo completo de $T_a + T_b$, enquanto que os registros para o valor máximo e mínimo são levados a zero quando se deseja verificar a oscilação em torno de uma dada rotação, por comando dado manualmente.

3.4 - VARIAÇÃO DA TENSÃO NO CAMPO DO FREIO

Para atuar no campo do freio foi desenvolvida uma fonte de tensão variável de média potência. Para controlar a tensão na saída do retificador, foi usada a variação do ângulo de disparo dos tiristores, onde um pode variar de zero a π e o outro de π a 2π . O sistema de variação do ângulo foi implantado com lógica digital, visto que o valor da rotação está sob forma digital, facilitando com isto a realização do laço de controle.

Uma descrição completa em forma de diagrama em bloco pode ser vista na figura 3.7.

3.4.1 - Contador de varredura e multiplicador.

O contador de varredura é um gerador de rampa com inclinação e período fixo. A inclinação é determinada pela frequência de entrada do contador e diretamente proporcional ao período, que por sua vez está em sincronismo com o semiciclo da rede.

Para obter-se uma frequência relativamente alta na entrada do gerador de rampa, utilizou-se um multiplicador na entrada do mesmo. O processo de multiplicação está baseado na dupla diferenciação da onda quadrada. Repetindo o método duas vezes, será possível quadruplicar a frequência.

3.4.2 - Contador bidirecional

O contador bidirecional é um dispositivo digital com duas entradas, uma permitindo a contagem para cima e outra para baixo, facilitando com isto a variação do ângulo de disparo dos tiristores, podendo ser incrementado ou decrementado.

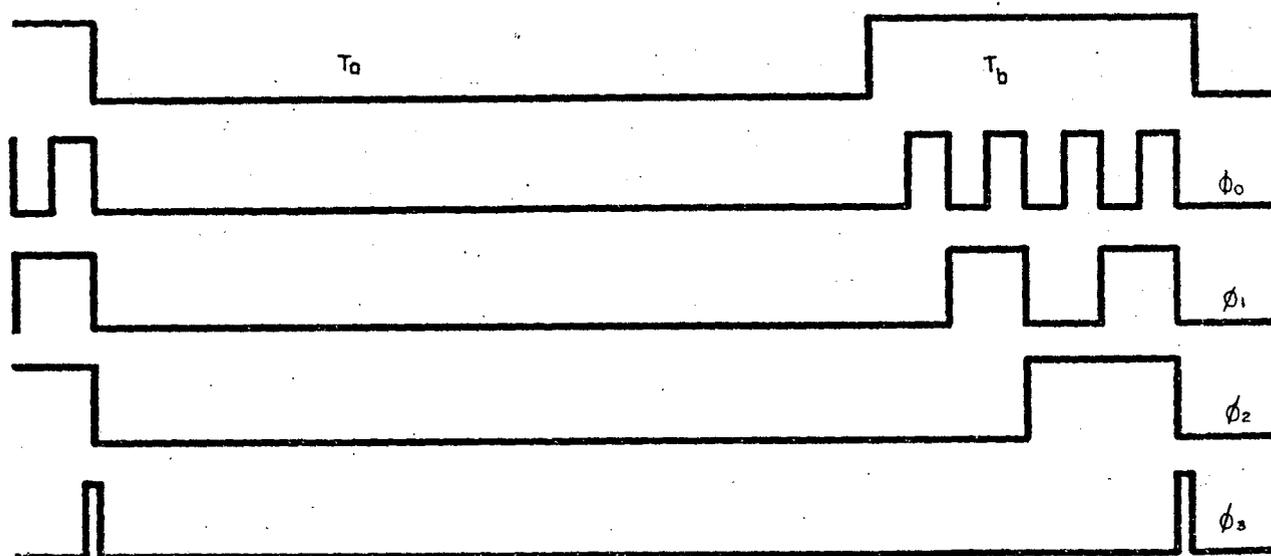


FIG. 3.6 Pulsos de controle do contador e registro de RPM

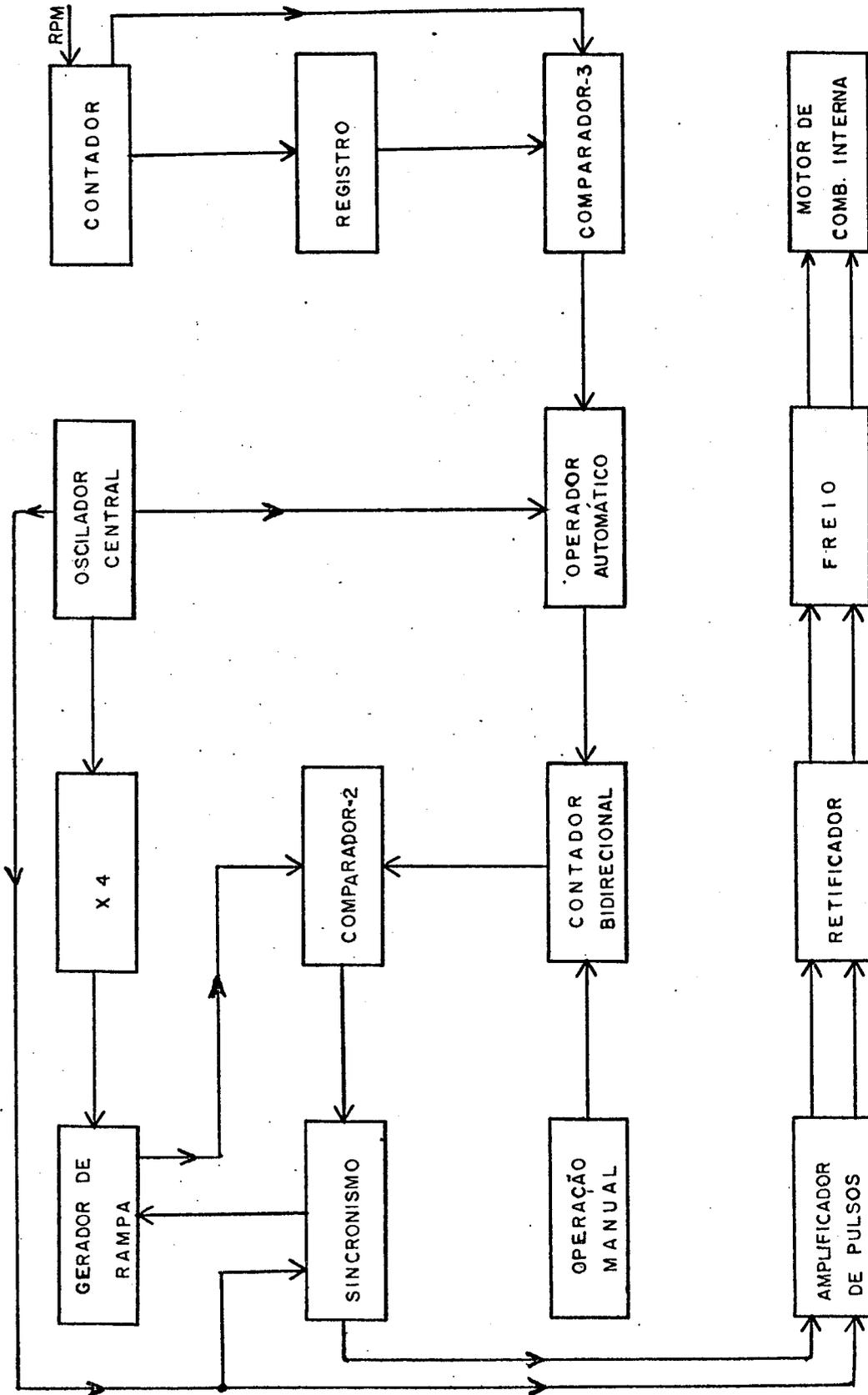


FIG. 3.7 Diagrama bloco do controle da tensão no campo do freio eletrodinamométrico

A entrada do contador é feita por carregamento série e apresenta na saída em forma paralela uma palavra digital, que será chamada de valor de referência.

3.4.3 - Comparação entre a rampa gerada e o valor de referência

A comparação entre a rampa gerada e o valor de referência ocorre no comparador dois (2) (diagrama da figura 3.7). Este sistema permite identificar o início do disparo dos tiristores. Analisando a figura 3.8, onde está representado o ponto de cruzamento das duas retas como o início do disparo, pode-se ver que quanto maior for o valor da referência, menor será o ângulo de disparo, a inclinação da rampa é constante para todos os semi-ciclos e para cada Δ referência existe um respectivo $\Delta\psi$, guardando entre si uma relação linear.

3.4.4 - Controle do trem de pulsos sincronizado com a rede

Desde o instante "P", quando as retas da rampa e da referência se encontram, será liberado um trem de pulsos sincronizado com a rede para atacar o gatilho do tiristor. Foi necessário o uso de um trem de pulsos, para vencer a corrente de manutenção, no caso específico desta montagem, e o sincronismo com a rede será indispensável para um perfeito funcionamento.

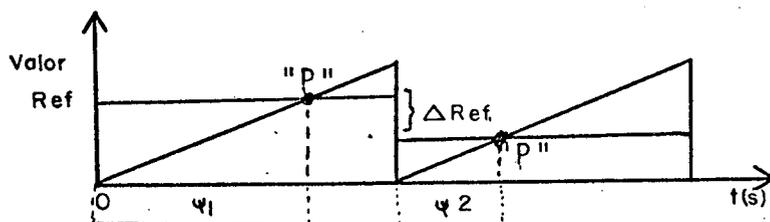


FIG. 3.8 Representação gráfica do valor de referência e a rampa gerada em função do ângulo de disparo

3.4.5 - Amplificador do trem de pulsos

Devido ao baixo nível de tensão e das atenuações sofridas pelo trem de pulsos até chegar ao gatilho, onde se necessita no mínimo de três volts para que ocorra o disparo, tornou-se necessário amplificá-los. Desenvolveu-se um estágio de potência para amplificar os pulsos antes do ataque ao gatilho, como mostra a figura 3.9. Este circuito foi usado para cada um dos tiristores da ponte retificadora.

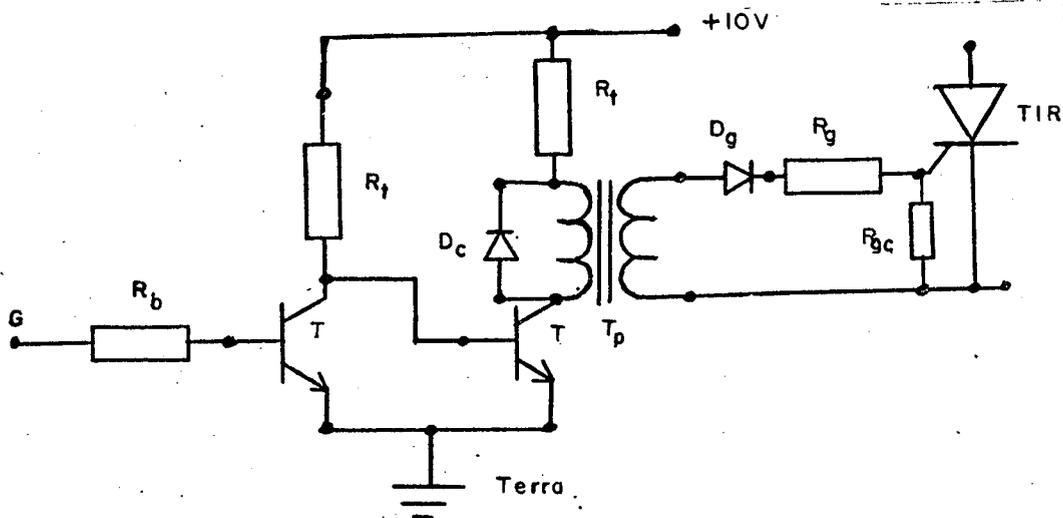


FIG. 3.9 Amplificador e isolador do trem de pulsos

3.4.6 - Servo-compensador

O servo-compensador visto no diagrama da figura 3.10 é uma representação clássica deste sistema. Sua principal função é variar a tensão no campo do freio, atuando sobre a fonte variável de tensão. O compensador é dirigido pelo erro existente entre a rotação de referência e a velocidade atual do eixo, mantendo assim uma velocidade aproximadamente constante em torno da rotação de referência.

O desenvolvimento de um sistema com servo-compensador baseado em lógica digital, merece destaque neste trabalho por apresentar resposta satisfatória e ser fácil sua implementação, obtendo todas as informações digitais necessárias. Um gráfico que mostra o seu funcionamento está na figura 3.11.

O compensador é dirigido pelo erro existente entre a rotação tomada como referência pelo operador e a que o sistema apresentar no seu instante de operação. Aplicando um método sucessivo, foi dividido em quatro décadas o espectro da rotação, que vai de zero até 8000 RPM, onde cada subdivisão corresponde a uma faixa de erro com seu respectivo ganho, dado por uma frequência fixa.

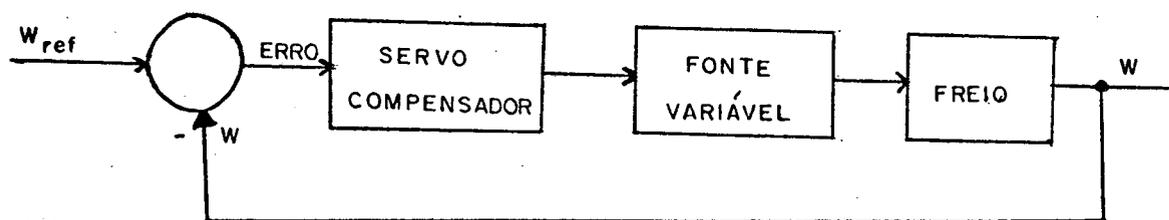


FIG. 3.10 Diagrama do servo-compensador no bloco de controle

Na faixa central onde existe um erro menor que ± 8 RPM o compensador não atua; para uma variação entre $\pm 8 \leq \text{erro} < \pm 80$ RPM será comutada automaticamente uma frequência de 15Hz para o circuito de incremento se o erro for positivo e decremento se for negativo. Para a faixa de $\pm 80 \leq \text{erro} < \pm 800$ RPM usa-se a frequência de 30Hz e para erros maiores que ± 800 RPM será necessário 60Hz.

3.4.7 - Operação manual

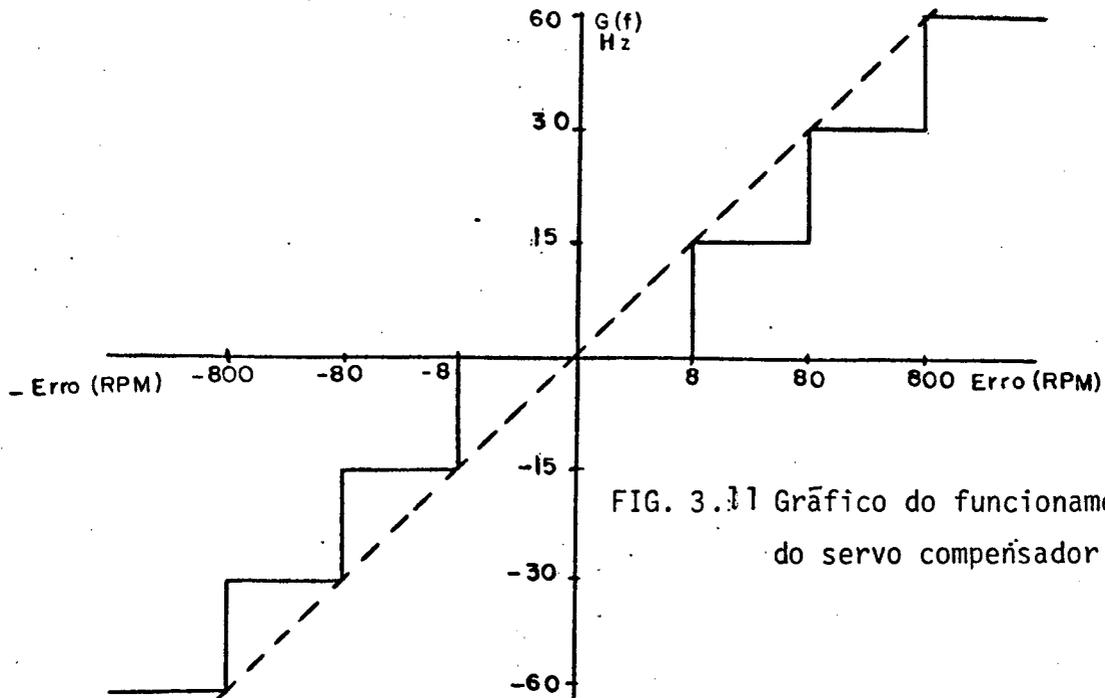
A operação manual é um dispositivo que permite a variação do valor de referência pelo operador das seguintes formas:

- a - Deslocamento rápido(+). - Este comando permite deslocar para baixo o valor da referência rapidamente com uma frequência de 480Hz, isto implica em aumentar o ângulo de disparo.
- b - Deslocamento lento(\pm). - Este comando permite ao operador fazer o ajuste fino, o deslocamento é feito por uma frequência de 30Hz, podendo ser para cima ou para baixo.
- c - Levar a zero. - Toda vez que este comando for executado, a tensão na saída da fonte vai a zero, isto implica em deixar o valor da referência em um ponto onde nunca é atingido pela rampa, ver figura 3.8.

3.4.8 - Operação automática

Na operação automática o sistema funciona em laço fechado, onde o incremento ou decremento do valor de referência para o disparo dos tiristores é controlado pelo servo-compensador, este por sua vez apresenta quatro blocos distintos, vistos na figura 3.7 e descritos abaixo:

- a - Contador de RPM - Este permite obter a informação da rotação atual, a qual será levada para ser comparada com a referência da rotação através do laço de realimentação.



- b - Registro da rotação de referência - Este registro permite ao operador armazenar uma rotação desejada que aparece no mostrador digital como rotação de referência, e a partir disto a saída do sistema deverá convergir em torno do valor registrado.
- c - Comparador de erro - Neste processo é usado um método de comparação sucessiva do erro entre o contador de RPM e a rotação de referência; quando o erro for muito grande o servo compensador atuará intensamente, e dividirá em quatro faixas de erro, sendo que na última não haverá necessidade de correção devido à insignificância do erro.
- d - Incremento e decremento automático - Este dispositivo depende do comparador de erro para liberar uma frequência maior ou menor que atua no valor do contador de referência para controlar o ângulo de disparo dos tiristores.

3.5 - PROTEÇÃO DA ROTAÇÃO

A proteção da rotação foi desenvolvida de modo que se tenham passos de seleção a cada mil RPM, começando de um até dez mil, não sendo possível obter valores intermediários. A seleção é feita pelo operador, uma vez que ao atingir o valor selecionado, automaticamente será acionado um dispositivo de segurança que desligará o motor a explosão.

C A P Í T U L O 4

P R O J E T O

4 . 1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados de forma condensada os cálculos dos diversos blocos já analisados anteriormente e, visando atender as especificações já mencionadas. Tem-se a seguir:

- Configuração e cálculo do oscilador central;
- Detetor e comparador de pulsos;
- Condições de contagem da rotação;
- Memorização e apresentação dos valores máximos, mínimo e rotação atual no mostrador digital;
- Projeto da fonte regulada, controle do ângulo de disparo com lógica digital;
- Laço de realimentação para controle da rotação;
- A proteção da rotação do eixo;
- Cálculo da estabilidade e do erro da bancada.

4 . 2 - CÁLCULO DO OSCILADOR CENTRAL

Na Figura 4 . 1, encontra-se a configuração da pastilha CMOS 4046, alimentada com +5V, funcionando como oscilador central.

4 . 2 . 1 - Cálculo do VCO

A frequência de oscilação do VCO, em malha aberta é dada por

$$f_0 = \frac{1,2}{4R_{10}C_{10}} \quad (4.1)$$

Sendo R_{10} e C_{10} ajustados externamente de acordo com f_0 desejado. Como dado do projeto, tem-se

$$f_0 = 30\,720\text{Hz}$$

$$R_{10}C_{10} = 9,77 \times 10^{-3} \quad (4.2)$$

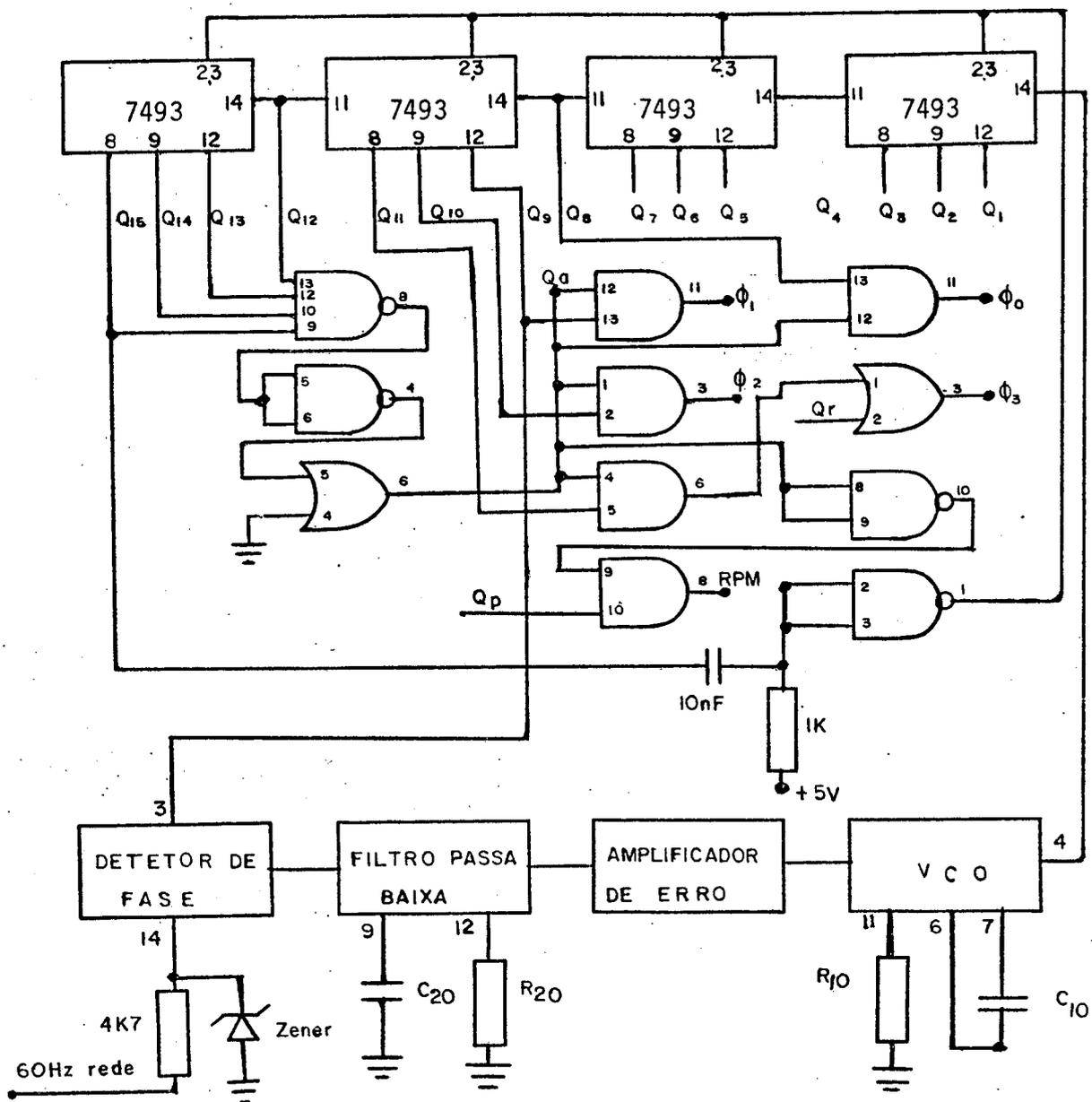


FIG. 4.1 Esquema geral do oscilador central

A saída do VCO sendo 30 720Hz, o sincronismo a ser feito com a rede de 60Hz, exige uma divisão do VCO por 2^n para obter a mesma frequência no detetor de fase. Então

$$60 = \frac{30\ 720}{2^n} \quad (4.3)$$

$$2^n = 512$$

$$n = 9$$

Definindo-se f'_0 como a realimentação do detetor de fase. Então

$$f'_0 = 60\text{Hz}$$

A faixa de sincronismo é dada pela expressão

$$2f_L = \frac{16f'_0}{V_{CC}} \quad (4.4)$$

onde f_L é a faixa de sincronismo do PLL

$$f_L = 96\text{Hz}$$

O cálculo do K_0 é obtido por

$$K_0 = \frac{8W_0}{2 V_{CC}} \quad (4.5)$$

$$K_0 = 301,59 \frac{\text{radianos}}{\text{seg/Volt}}$$

K_d é dado em Volt/rad, com variação entre 0,5 a 0,9, especificado em manual. Para

$$K_d = 0,6$$

$$K_v = K_d \times K_0 \times A \quad (4.6)$$

$$K_v = 180,96\text{Hz}$$

4.2.2 - Cálculo do filtro.

Sendo $W_n = \sqrt{K_v \times W_1} \quad (4.7)$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{W_1}{K_V}} \quad (4.8)$$

Para $\xi = 0,707$, e

$$W_1 = \frac{1}{R_{20} C_{20}} \quad (4.9)$$

entao:

$$\frac{1}{R_{20} C_{20}} = 2 K_V \quad (4.10)$$

$$C_{20} = \frac{1}{2 K_V R_{20}} \quad (4.11)$$

Aproximando R_{20} e C_{20} para valores comerciais, tem-se:

$$R_{20} = 5K6\Omega$$

$$C_{20} = 0,47\mu F$$

A função de transferência do filtro com um polo tem a seguinte característica:

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_1} \quad (4.12)$$

$$T_1 = R_{20} C_{20} \quad (4.13)$$

Sendo f_1 o polo dominante do filtro, visto na Figura 4.2, tem-se:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_{20} C_{20}} \quad (4.14)$$

$$f_1 = 60,47\text{Hz}$$

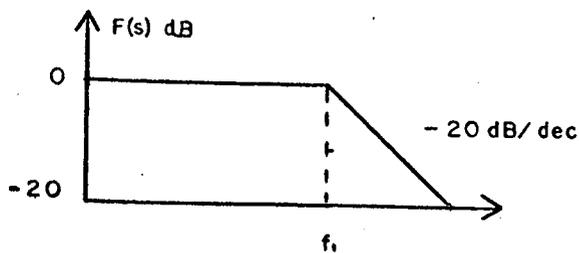


FIG. 4.2 Função do ganho versus frequência do filtro passa baixa

4 . 2 . 3 - Cálculo da faixa de captura

Definindo-se f_c como sendo a frequência da faixa de captura, tem-se:

$$f_c = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_l}{R_{20} C_{20}}} \quad (4.15)$$

$$f_c = \pm 76,19\text{Hz}$$

Baseado na Figura 4.2, verifica-se que o ponto em cruzamento em zero de f_1 está muito próximo de 60Hz. Variando-se R_{20} , se obtêm os seguintes valores:

$$R_{20} = 4\text{K}7$$

$$f_1 = 72,05\text{Hz}$$

$$f_c = 83,17\text{Hz}$$

4 . 2 . 4 - Divisor

Como divisor foram usadas quatro pastilhas TTL 7493, ligadas em configuração vista na Figura 4.1.

Além de servir como divisor do VCO, ele gera todas as frequências de controle do sistema, para o qual foram necessários 15 bits. Partindo-se de 30 720Hz, obtém-se um período de 1,066s no último bit, o qual será usado em T_a .

4 . 3 - PROJETO DO CONTADOR DE ROTAÇÃO

4 . 3 . 1 - Comparador de pulsos por nível médio

Para efeitos práticos foi escolhido um disco com 240 furos para detetor de pulsos como é visto na Figura 3.2. Como comparador, usou-se um CI LM 311, um foto transistor e um foto diodo.

A resposta em frequência do comparador se obtém analisando a Figura 4.3

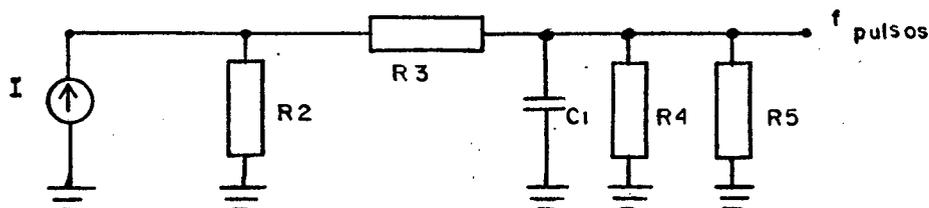


FIG. 4.3 Circuito equivalente do comparador de pulsos

$$I_{\max} = 0,1\text{mA}$$

$$\zeta \approx C \times R_{\text{eq}} \quad (4.16)$$

$$R_{\text{eq}} = (R_2 + R_3) // (R_4 // R_5) \quad (4.17)$$

$$R_{\text{eq}} = \frac{R_4 \times R_5 (R_2 + R_3) + R_4 + R_5}{(R_2 + R_3) (R_4 + R_5)}$$

$$\omega_{\text{polo}} = \frac{1}{\zeta} \quad (4.18)$$

$$\omega_{\text{polo}} = \frac{1}{10} \omega_{\text{min}} \quad (4.19)$$

$$\omega_{\text{polo}} = \frac{2\pi(\text{RPM}_{\text{min}} \times 240 \text{ pulsos/RPM})}{60 \text{ s} / \text{minuto}} \quad (4.20)$$

Fixando os valores dos componentes e a mínima rotação em:

$$R_2 = 50\text{K}$$

$$R_3 = 1\text{K}$$

$$R_4 = 1\text{K}$$

$$R_5 = 5K$$

$$C_1 = 10nF$$

$$RPM_{min} = 500$$

Obtém-se:

$$\zeta = 8.10^{-6} ms$$

$$W_{polo} = 125K (rad/s)$$

$$W_{min} = \frac{500 \times 240}{60} \times 2\pi$$

$$W_{min} = 4000\pi (rad/s)$$

$$W_{polo} = 400\pi (rad/s)$$

O tempo de resposta do filtro da Figura 4.3 é dado por:

$$T = 5\zeta_{polo}$$

$$T = \frac{5}{1,25 \times 10^3}$$

$$T = 4ms$$

Mesmo sendo a saída do comparador compatível com lógica TTL, utilizou-se um circuito de alta impedância na entrada do instrumento, visto na Figura 3.2, e seus componentes são os seguintes:

$$R_b = 4k7$$

$$R_c = 470\Omega$$

$$C_b = 220pF$$

$$C_c = 220pF$$

$$T_2 = 2N 2222$$

4.3.2 - Contador de RPM

Para calcular a dimensão do contador, tomou-se como base 8000 RPM como a máxima rotação desejada; para apresentar este valor no mostrador são necessários quatro décadas, cada uma com quatro bits.

Para uma resolução igual a um (1), pelas equações 2.21 e 2.22, obtém-se

$$R_e = 1$$

$$\frac{W}{N_p} = 1$$

$$\frac{60}{N_f \times T_a} = 1$$

$$T_a = \frac{1}{4} \text{ s}$$

$$T_a = 250 \text{ ms}$$

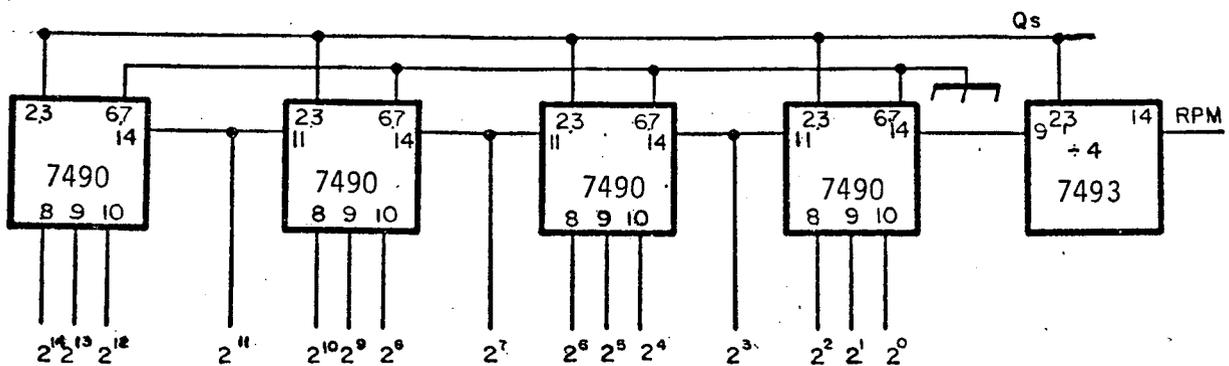


FIG. 4.4 Esquema do contador de RPM

Para a contagem BCD foram usados quatro pastilhas TTL 7490, ligadas na configuração acima, e uma 7493 como divisora - por quatro da frequência de entrada, aumentando com isto quatro vezes o tempo de amostragem. Então:

$$T_a = 250 \times 4$$

$$T_a = 1 \text{ s}$$

4 . 3 . 3 - Comparador e registro

Para comparador de nível utilizaram-se quatro pastilhas TTL 7485, ligadas em paralelo; suas interligações podem ser vistas na Figura 4.5.

Como registro foram usados os integrados TTL 74170, de fácil aquisição no mercado nacional, também vistos na Figura 4.5. O comando (Gr) e o endereço (A) estão sempre em nível zero, sendo apenas (Gw) e (B) comandados pela lógica de controle da figura 4.7.

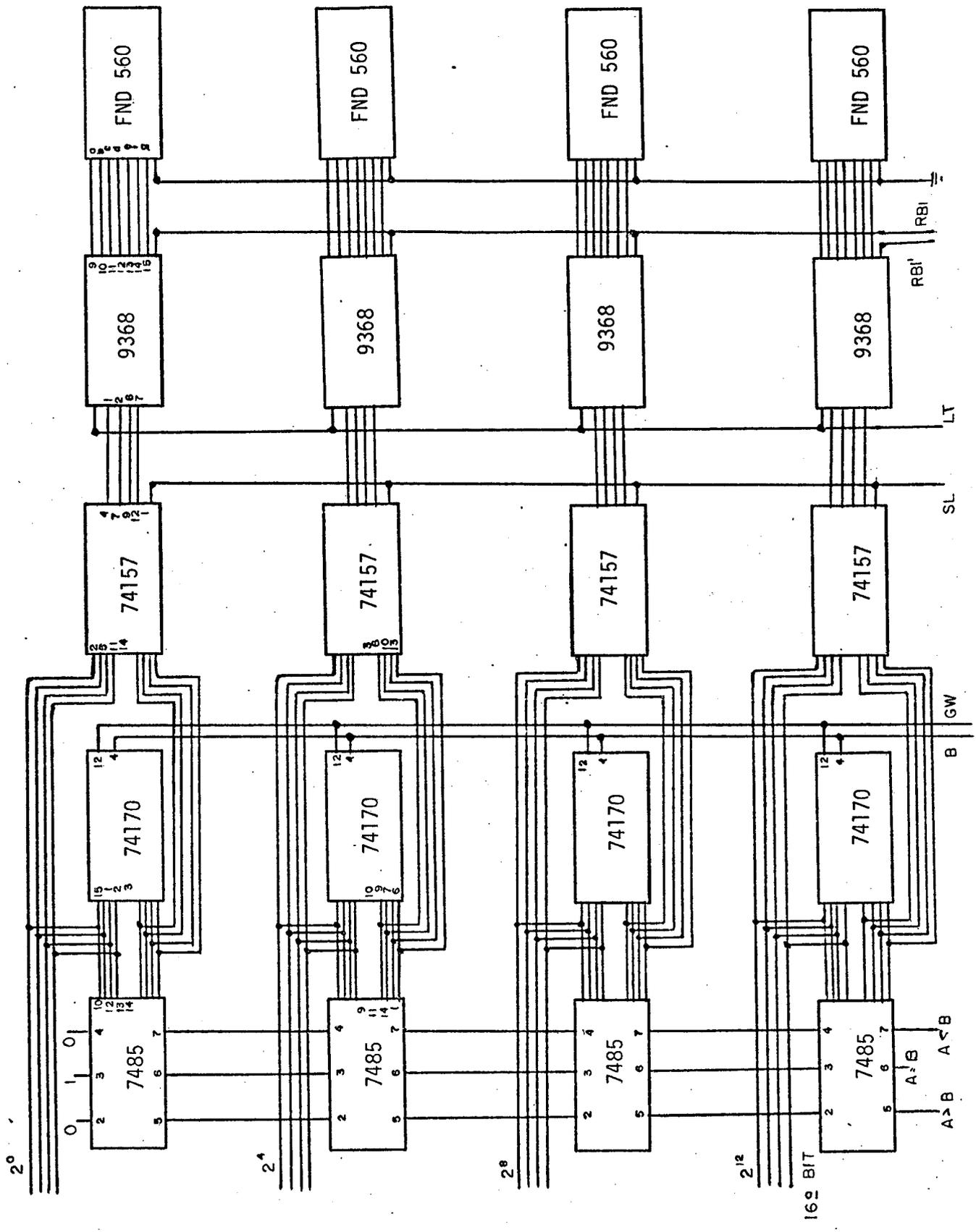


FIG. 4.5 Esquema geral do comparador, registro, multiplex, decodificador e mostrador digital

4 . 3 . 4 - Multíplex

O múltíplex visto na Figura 4.5, foi realizado com TTL 74157 o qual possui duas vias de entrada e um comando para selecionar uma das vias.

4 . 3 . 5 - Decodificador

Como decodificador foram utilizadas quatro pastilhas TTL 9368, as quais apresentam um registro interno e a decodificação de BCD em sete segmentos na saída.

O comando LT permite carregar o registro interno, enquanto que RBI apaga temporariamente o mostrador digital, diminuindo com isto o consumo dos mesmos; suas interligações podem ser vistas na Figura 4.5.

4 . 3 . 6 - Mostrador digital

O mostrador digital foi construído com FND 560, o qual permite apresentar valores decimais ou hexadecimais, sendo usados os primeiros. Isto depende do decodificador que está sendo empregado. Para apagar o mostrador, utilizou-se uma frequência de 7 680Hz, obtida do oscilador central.

4 . 3 . 7 - Circuitos auxiliares

Os circuitos auxiliares mostrados na Figura 5.6, que se todos implementados com lógica digital, executam os seguintes comandos:

- Endereçar o registro (B);
- Escrever no registro (Gw);
- Levar a zero manualmente os valores máximos e mínimo (Qr);
- Transferir o valor para o mostrador digital (LT);
- Selecionar as vias do múltíplex (SL);
- Acender o ponto decimal do mostrador (RBI');
- Apagar o dígito mais significativo do mostrador, quando este for zero (RBI').

Um diagrama completo dos pulsos de controle usados no contador de rotação, com seus sincronismos, pode ser visto

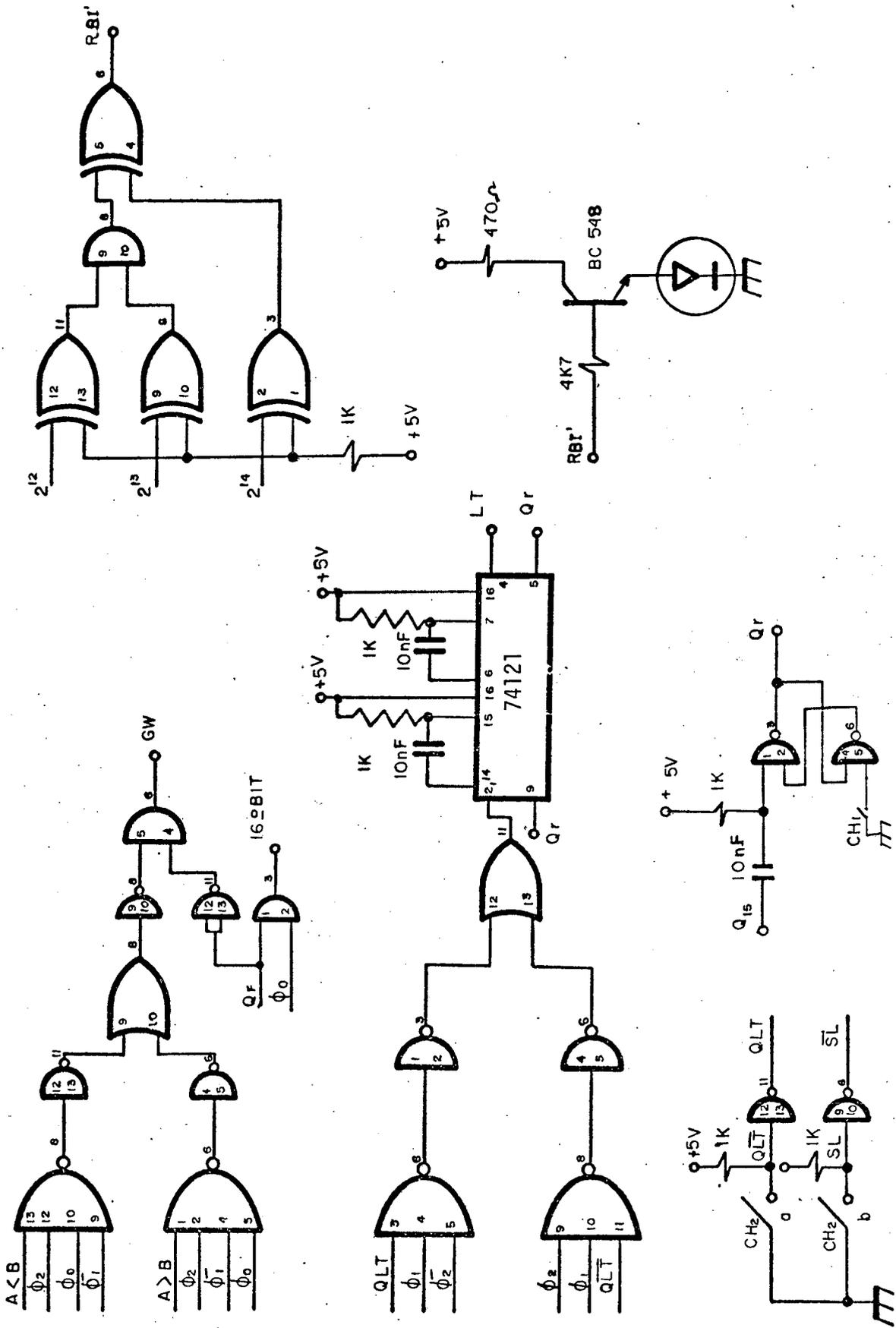


FIG. 4.6 Circuitos Auxiliares de controle do contador de RPM

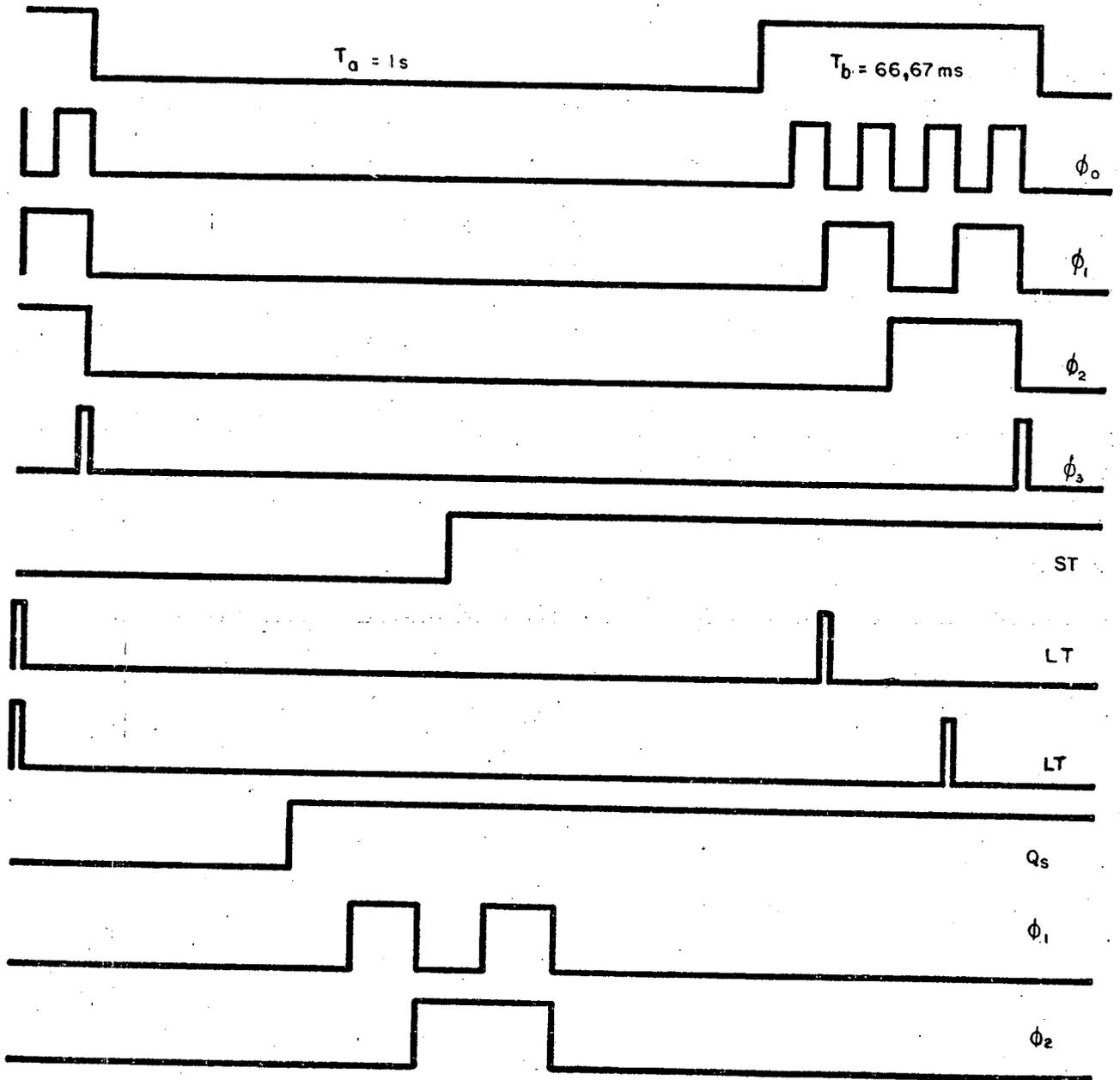


FIG 4.7 Diagrama geral dos pulsos de controle do contador de rotação

na Figura 4.7.

4 . 4 - PROJETO DA FONTE DE TENSÃO CONTÍNUA COM TIRISTORES

4 . 4 . 1 - Gerador de rampa

Para realizar este gerador foram utilizadas três pastilhas TTL 74190, as quais permitem uma contagem em BCD de zero a mil. Como o tempo de contagem é fixado em 8,33ms, será necessário uma frequência de 120K Hz em sua entrada para que sejam alcançadas as mil posições. Seu valor na saída é levado a zero em cada período de 120Hz. A frequência de entrada é obtida a partir da multiplicação por quatro da saída do VCO. Tem-se

$$T_{cr} = 8,33 \text{ ms}$$

$$F_{cr} = \frac{1000 \text{ passos}}{8,33 \text{ ms}}$$

$$F_{cr} = 120K \text{ Hz}$$

As interligações podem ser vistas na Figura 4.8.

4 . 4 . 2 - Contador bidirecional

Para contador bidirecional foram utilizados três integrados TTL74192, os quais permitem a contagem nos dois sentidos, ambos em BCD, ver Figura 5.8. Em sua saída paralela também será possível obter-se mil passos distintos, os quais variam mais ou menos, dependendo da frequência de entrada, que varia de acordo com a operação que está sendo executada. Este contador ainda apresenta um sensor que indica o fim de escala, e não é levado a zero periodicamente, só quando o operador desejar.

4 . 4 . 3 - Comparador dois (2)

Este comparador também desenvolvido com TTL 7485, permite dar início do ângulo de disparo, quando sua saída, que indica a relação entre a rampa gerada e o valor de referência, se

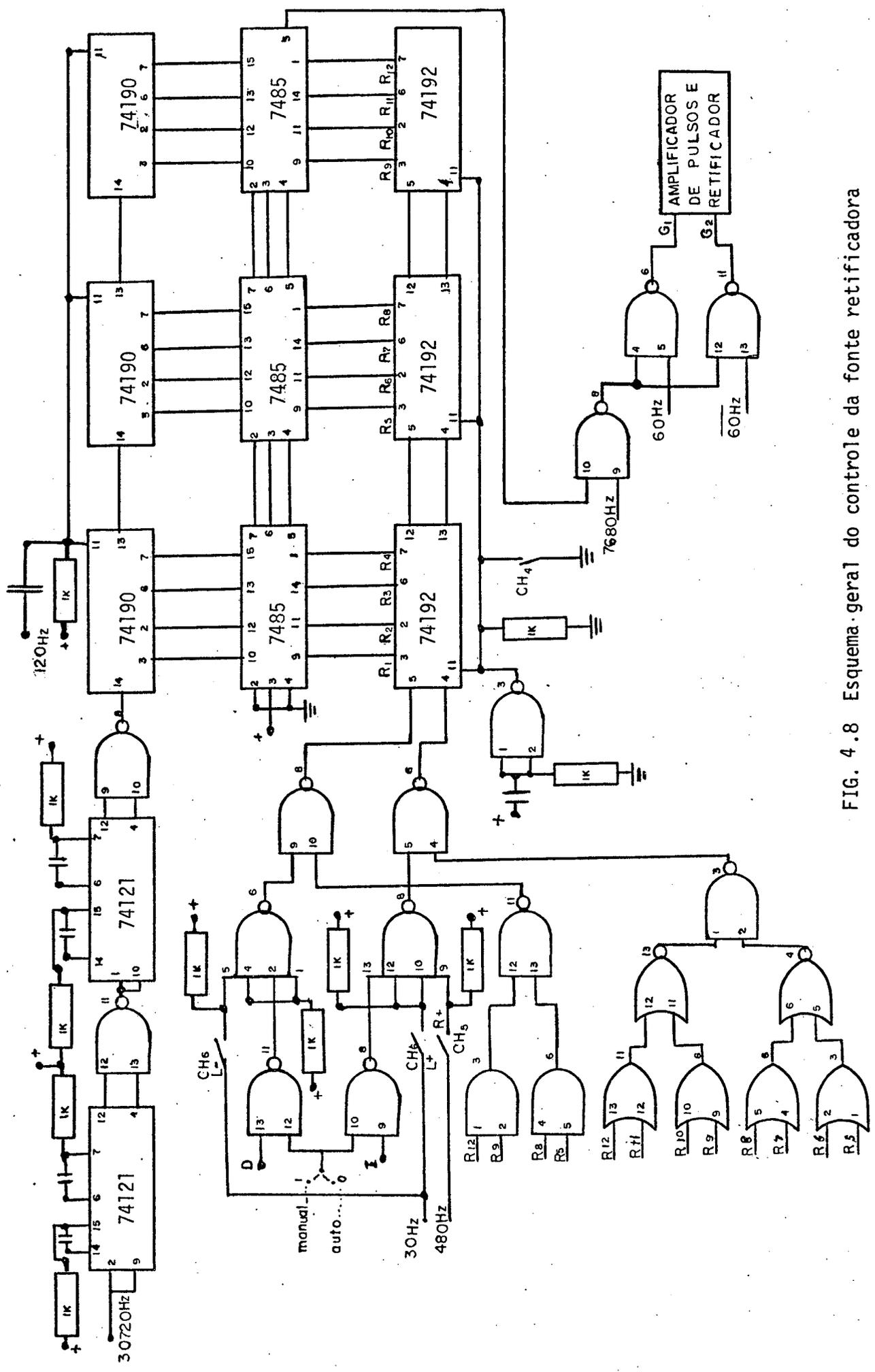


FIG. 4.8 Esquema geral do controle da fonte retificadora

tornar nível alto. Ver Figura 4.8, onde está ilustrado o circuito elétrico e a Figura 4.9 com os pulsos da saída do comparador e os do ataque do gatilho.

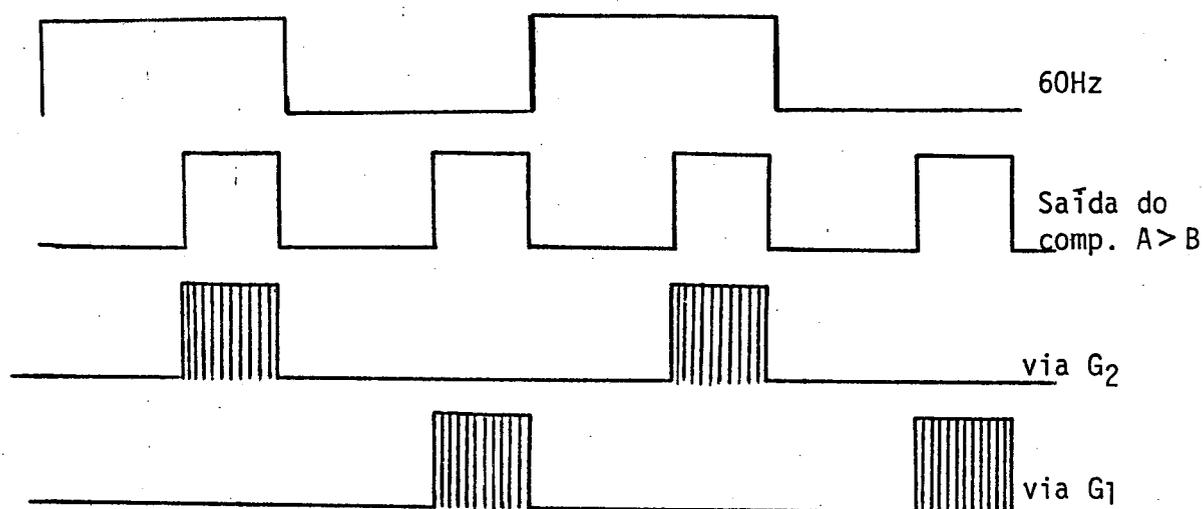


FIG. 4.9 Pulsos de controle dos tiristores

4 . 4 . 4 - Amplificador do trem de pulsos e retificador

O amplificador utilizado está na Figura 4.10, composto pelos transistores T_3 e T_4 para um tiristor e T_5 e T_6 para o outro. O transformador de pulsos T_p com a relação de transformação igual a um, permite um isolamento entre o controle e a parte de potência.

Na ponte retificadora têm-se os tiristores que são de média potência, e os diodos D_r que a completam. Cada tiristor possui uma proteção contra a derivada da tensão, constituído por R_v e C_v , e para a derivada da corrente isto não foi necessário - devido a alta indutância da carga. D_L é o diodo de roda livre da carga e V_m indica o nível de tensão na carga.

Os valores dos componentes usados na Figura 4.10 são

$$R_{b3} = R_{b4} = 4K7$$

$$R_{t3} = R_{t5} = 1K5$$

$$R_{t4} = R_{t6} = 330\Omega$$

$$R_g = R_{g'} = 47\Omega \text{ 1Watt}$$

$$R_{gc} = R_{gc'} = 180\Omega \text{ 1Watt}$$

$$R_v = R_{v'} = 1K \text{ 2Watt}$$

$$T_3 = T_4 = T_5 = T_6 = BC \ 548$$

$$D_c = D_{c'} = D_g = D_{g'} = 1N \ 914$$

$$C_v = C_{v'} = 0.1 \text{ uF (oleo)}$$

$$D_L = D_r = D_{r'} = 1N \ 4007$$

$$R_n = 1M$$

$$T_p = T_{p'} = \text{transformador de pulsos}$$

O amplificador de pulsos é alimentado por + 10V não retificado.

Para o projeto dos tiristores e diodos da fonte, se está limitando a corrente de 0,5A no campo, por uma resistência (R_f) de 400 ohm e pela tensão da rede de 220 Volts. Para tanto, foram escolhidos tiristores e diodos que suportam a tensão direta e inversa da rede, para os quais foram usados tiristores C 116M os quais suportam uma corrente de até 8A RMS e 600 Volts, como visto no apêndice IV.

4 . 4 . 5 - Operação manual

Esta operação inicia com a chave CH₃ na posição manual, a partir desta seguem três possíveis comandos:

- Deslocamento rápido (+) dado pela chave CH₅, a

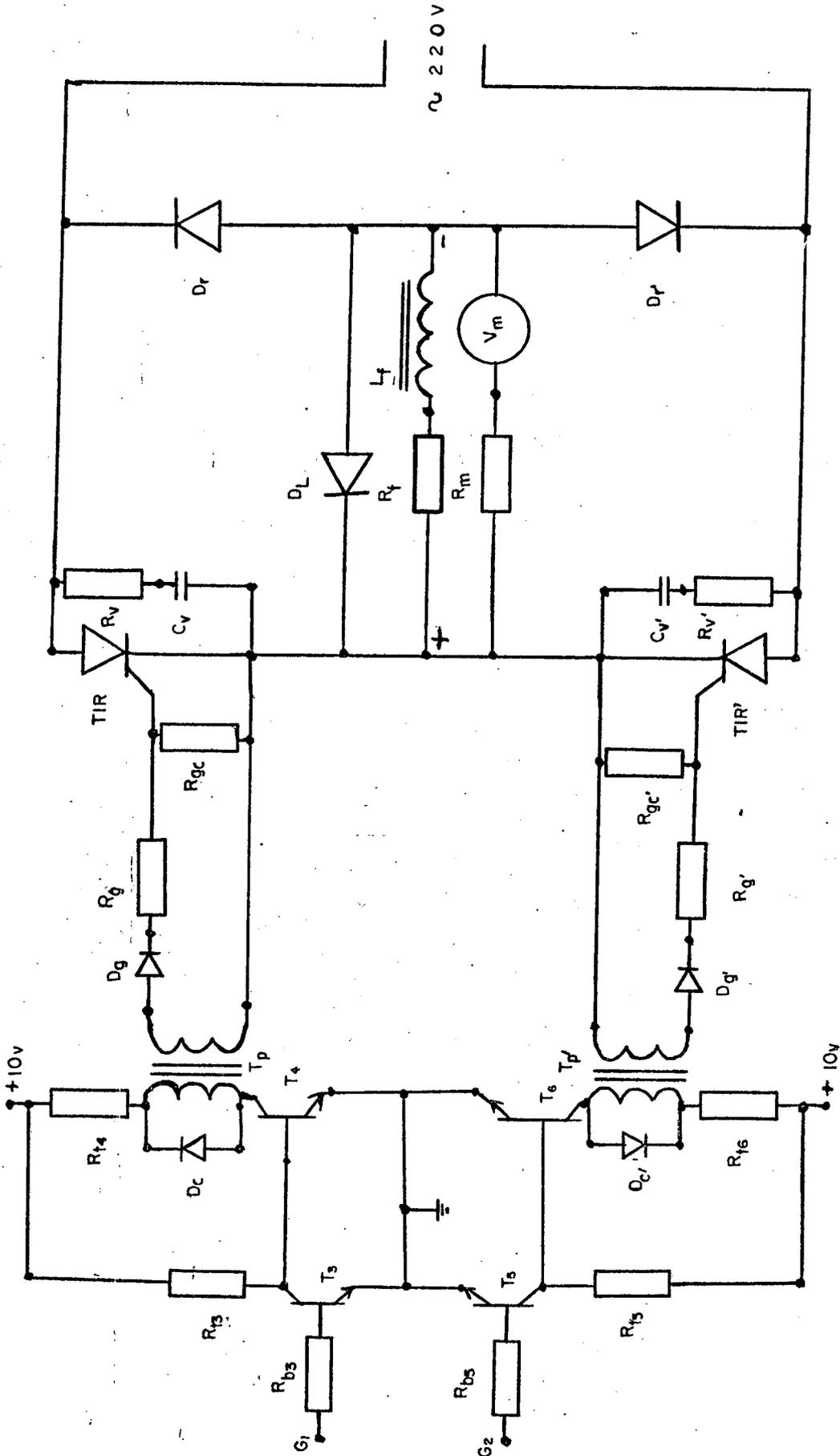


FIG. 4.10 Amplificador de pulsos e ponte retificadora

qual libera uma frequência de 480Hz para o valor de referência;

- Deslocamento lento (\pm) dado pela chave CH₆, permite incrementar ou decrementar, o que ocorre com 30Hz;
- Levar a zero é um comando que deixa em zero o valor da referência, e é dado pela chave CH₄.

4 . 4 . 6 - Operação automática e servo-compensador

Os circuitos do servo-compensador e da operação automática estão implementados na Figura 4.11, com as seguintes partes constituintes:

- Contador de rotação também chamado de sensor, é o mesmo descrito no item 4.3.2;
- Registro da rotação de referência é feito por três pastilha CMOS 4029, as quais permitem um carregamento paralelo a partir do contador de rotação, isto ocorre quando pressionada a chave CH₇;
- O servo compensador é constituído do comparador da Figura 4,11 e das portas lógicas que variam o ganho em relação ao erro apresentado no comparador.

A influência da frequência de incremento (I) ou de decremento (D) é dada pela seguinte relação:

Um semiciclo de disparo tem 180°

O valor de referência tem 1000 passos

Um passo é igual a $\Delta\psi$

$$\Delta\psi = \frac{180^{\circ}}{1000}$$

$$\Delta\psi = 0,18^{\circ}$$

Pela equação 2.17 pode-se determinar a tensão na saída do retificador

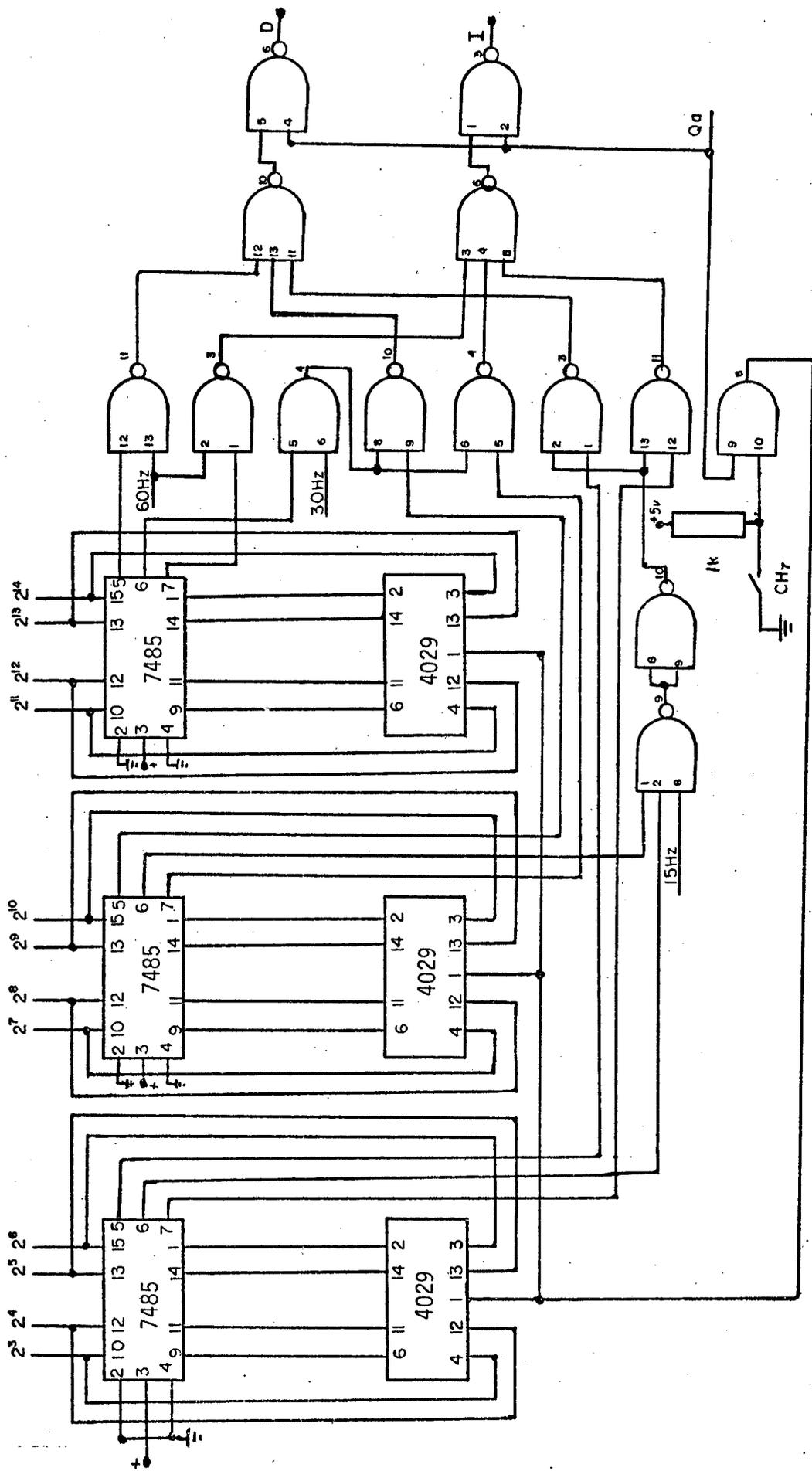


FIG. 4.11 Esquema do controle automático da rotação

$$V_m = 0,45 V_o (1 + \cos \psi)$$

$$V_m = 99 (1 + \cos \psi)$$

Para cada $\Delta\psi$ corresponde um ΔV , não havendo uma relação linear, mas para efeitos de projeto foi linearizado.

Devido a resposta lenta do motor a explosão na bancada, foram ajustados os valores exatos para o laço de realimentação no local definitivo da bancada.

A Figura 4.12 mostra a relação dos tempos, amostragem e atuação, na operação automática.

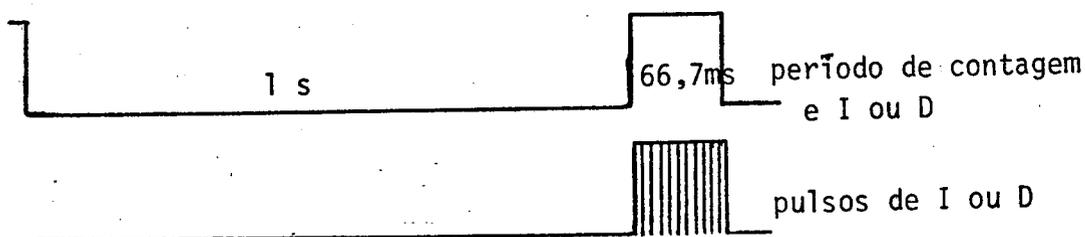


FIG. 4.12 Lógica da operação automática

4.5 - PROTEÇÃO DA ROTAÇÃO

O circuito utilizado para a proteção da rotação pode ser visto na Figura 4.13. A informação de entrada é obtida dos quatro bits mais significativos do contador de RPM, os quais são de codificados por um 7442 de quatro para dez (10) vias. O operador seleciona externamente pela chave CH8 uma das dez vias, estas por sua vez acionam uma chave lógica, a qual foi realizada por meia pastilha 7474. A saída \bar{Q} quando ativa, aciona o relê pelo transistor T_7 , o qual deixa em curto o primário da vela do motor a explosão. A chave CH9, também permite desligar o motor, enquanto que a chave CH10 rearma o relê, deixando em condições de operação. O LED vermelho indica a atuação da proteção, enquanto que o verde indica operação normal.

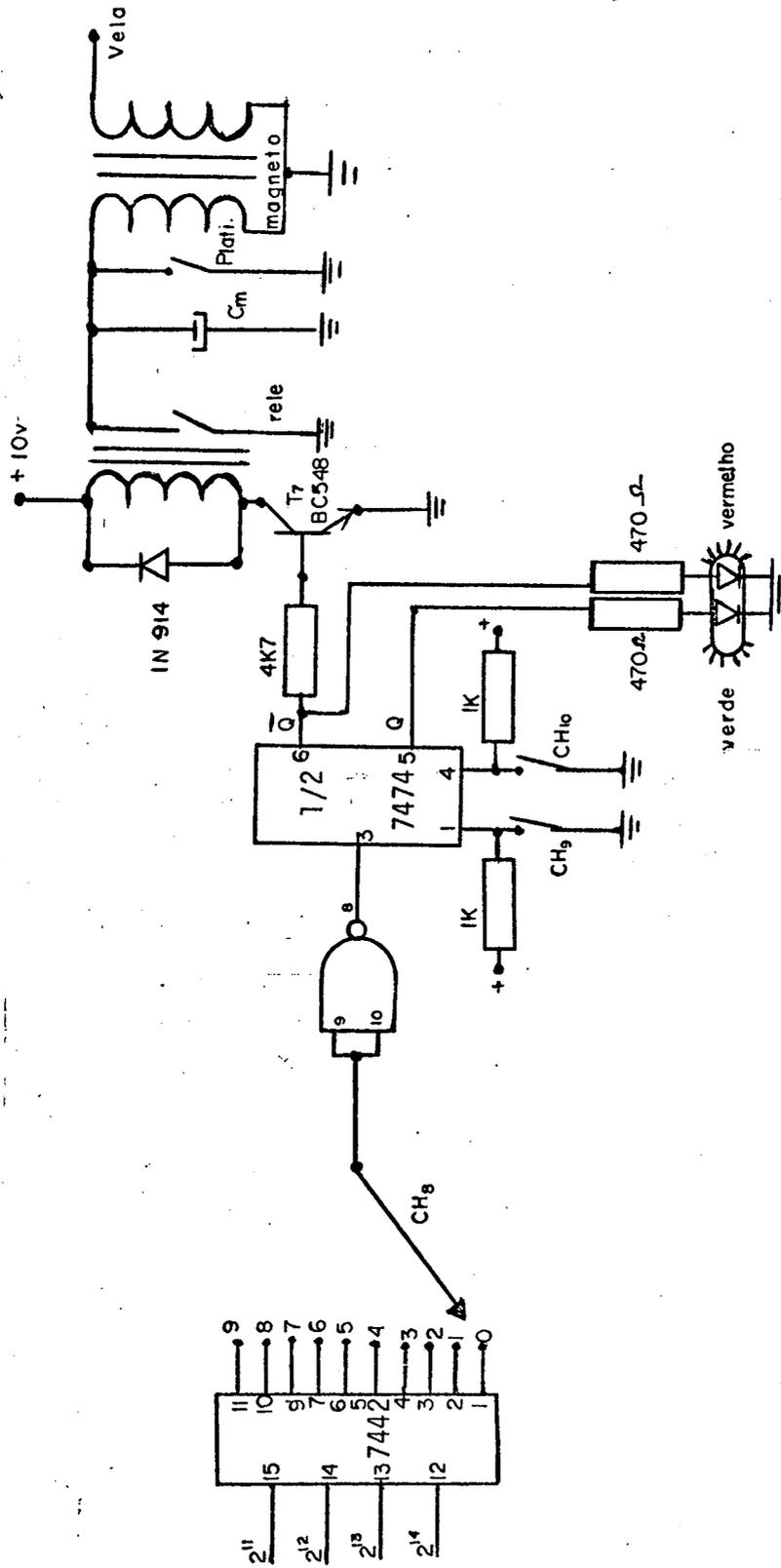


FIG. 4.13 Circuito de proteção da rotação

C A P Í T U L O - 5

RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos no protótipo de laboratório da bancada para teste de motores de combustão interna.

Nas fotos de 01 a 09 observa-se o resultado em malha aberta, isto é, operação manual e com o protótipo funcionando no laboratório de eletrônica, e nas fotos 10 a 14, os resultados - com o laço de realimentação fechado, isto é, operação automática. Estes últimos testes foram obtidos na posição definitiva no Laboratório de Motores.

Nos gráficos 5.1 e 5.2 são apresentados os resultados do comportamento da rotação no tempo, os quais foram obtidos por um taco-gerador. Nos gráfico 5.3 a 5.10 são apresentados os resultados do comportamento da corrente (I_f) no campo, foram traçadas diverças curvas em operação dinâmica.

Nas operações automáticas e estáticas dos gráficos 5.4 a 5.6, foram traçadas duas curvas da tensão na carga para uma mesma rotação, variando-se apenas a aceleração do motor, e que está representada por Δ gasolina.

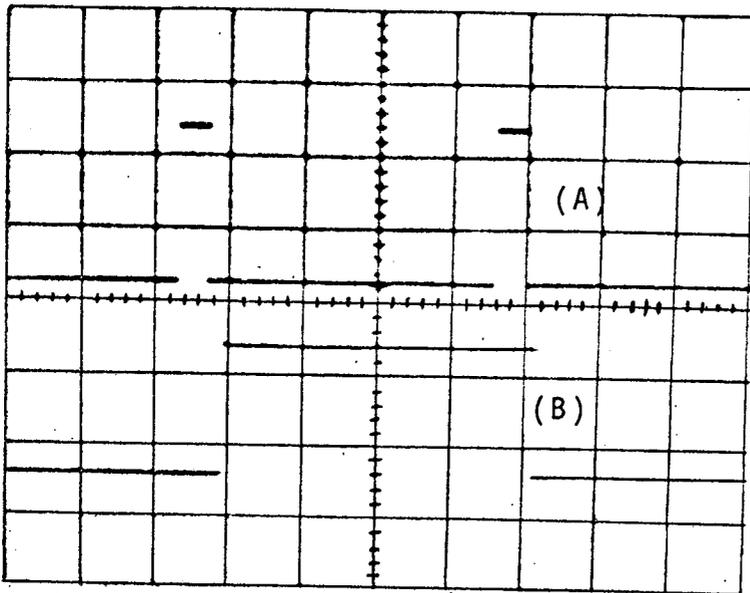


Foto - 01

A - Saída do comparador dois(2), baixa tensão na carga (30V).

B - 60Hz de sincronismo

Esc. horizontal: 2ms/div.

Esc. vertical: 2v/div.

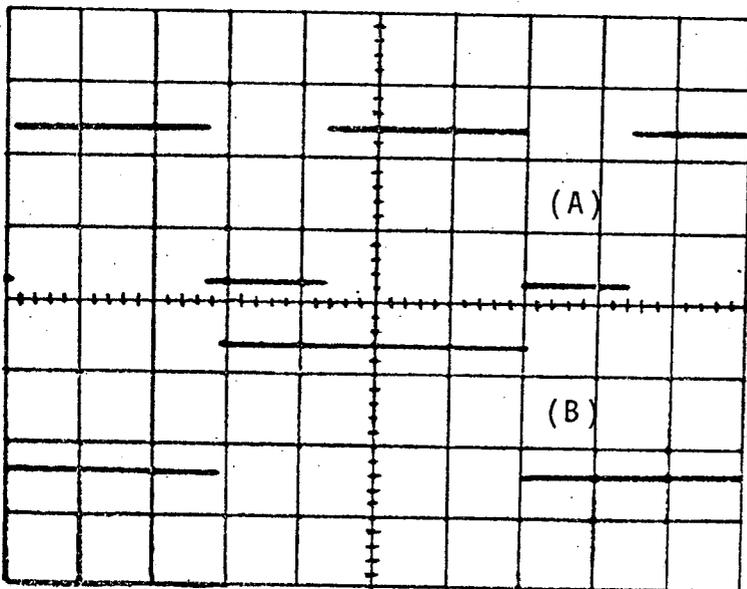


Foto - 02

A - Saída do comparador dois(2), alta tensão na carga (130V).

B - 60Hz de sincronismo

Esc. horizontal: 2ms/div.

Esc. vertical: 2v/div.

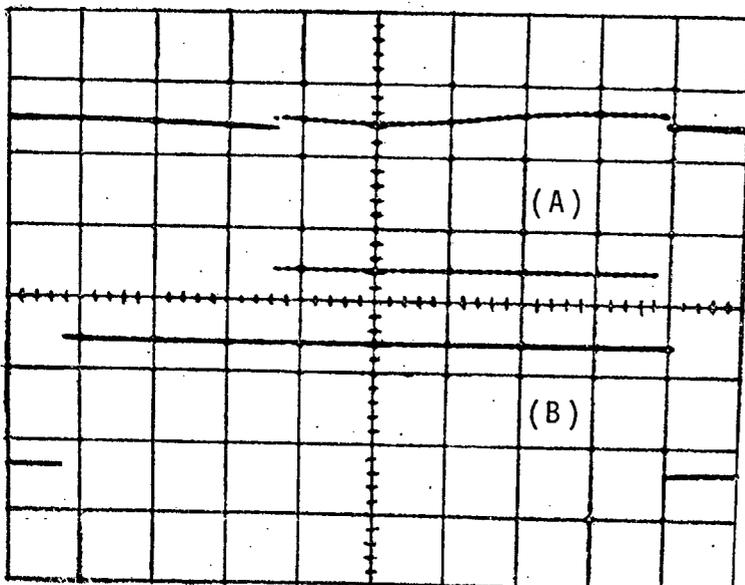


Foto - 03

A - Forma de onda na saída do amplificador de pulsos, alta tensão na carga, via G_1 (130V).

B - 60Hz de sincronismo

Esc. horizontal: 1ms/div.

Esc. vertical: A-5v/div.

B-2v/div.

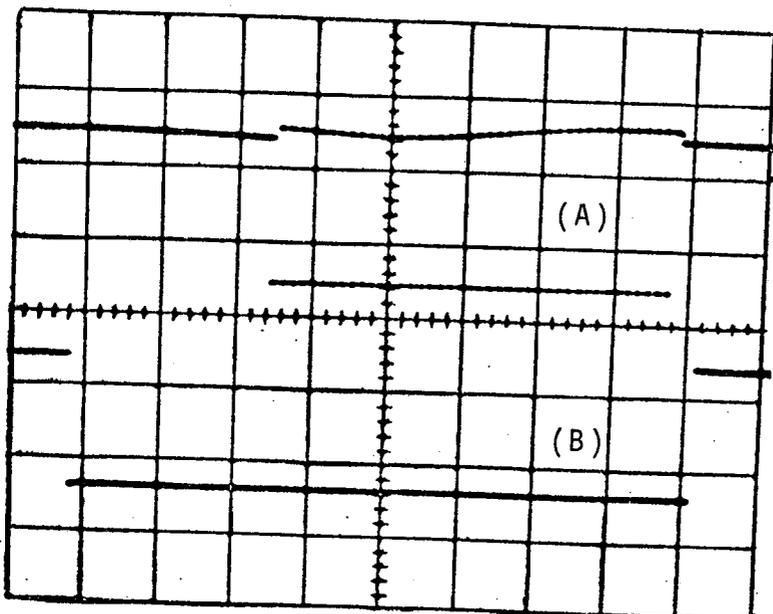


Foto - 04

A - Forma de onda na saída do amplificador de pulsos, alta tensão na carga, via G_2 (130V).

B - 60Hz de sincronismo

Esc. horizontal: 1ms/div.

Esc. vertical: A-5v/div.

B-2v/div.

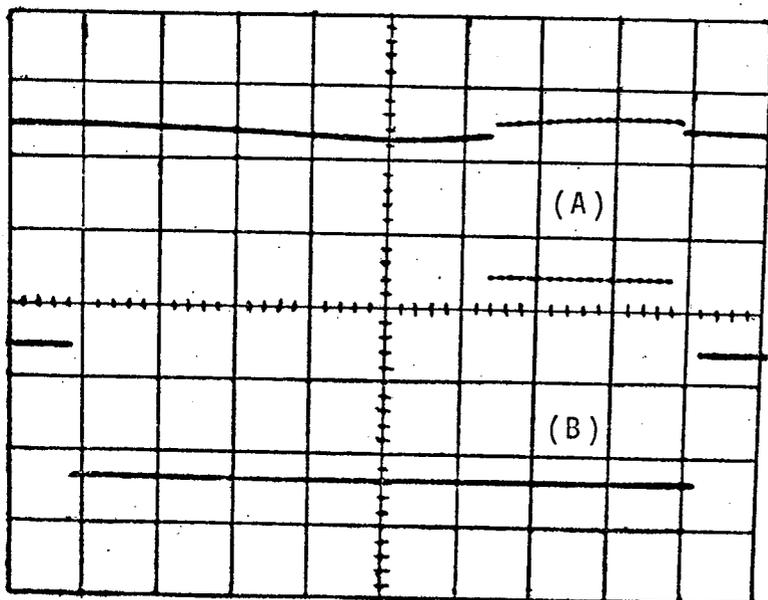


Foto - 05

A - Forma de onda na saída do amplificador de pulsos, baixa tensão na carga, via G_2 (60V).

B - 60Hz de sincronismo

Esc. Horizontal: 1ms/div.

Esc. Vertical: A-5v/div.

B-2v/div.

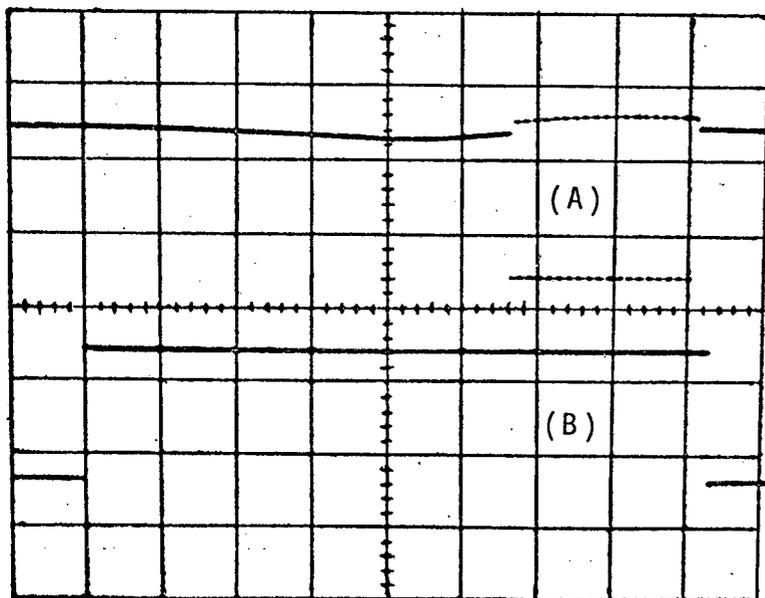


Foto - 06

A - Forma de onda na saída do amplificador de pulsos, baixa tensão na carga, via G_1 (60V).

B - 60Hz de sincronismo

Esc. Horizontal: 1ms/div.

Esc. Vertical: A-5v/div.

B-2v/div.

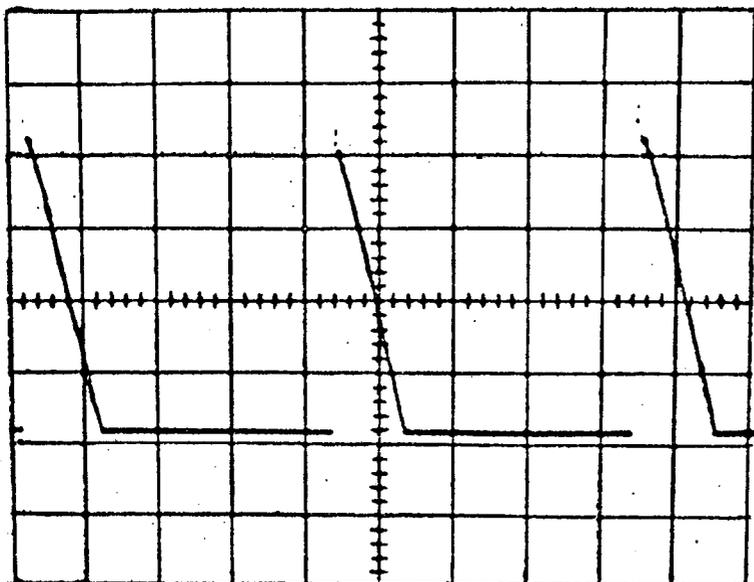


Foto - 07

Forma de onda da
tensão na carga,
baixa tensão (30V).

Esc.Horizontal: 2ms/div

Esc.Vertical: 50v/div

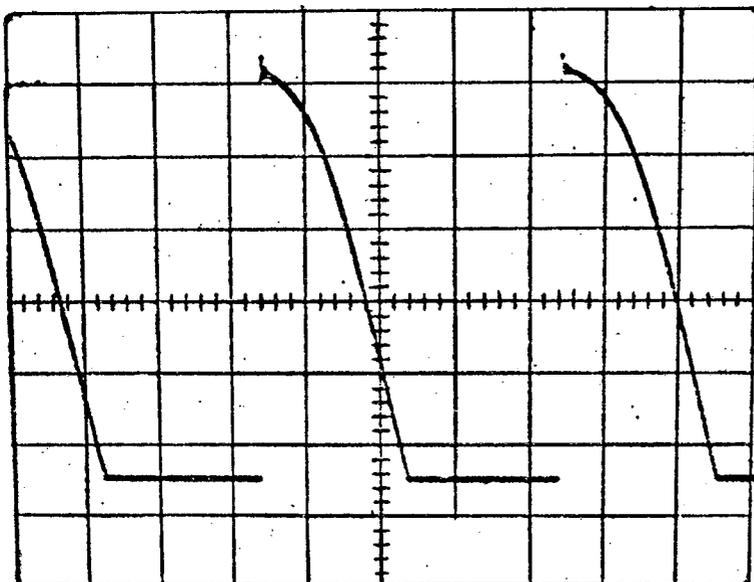


Foto - 08

Forma de onda da
tensão na carga,
50% (100V).

Esc.Horizontal: 2ms/div

Esc.Vertical: 50v/div

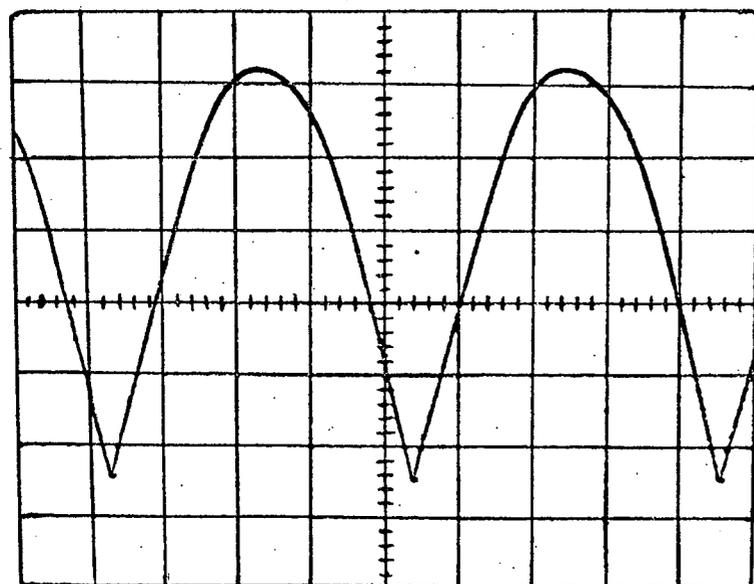


Foto - 09

Forma de onda da
tensão na carga,
máxima (198V).

Esc.Horizontal: 2ms/div

Esc.Vertical: 50v/div

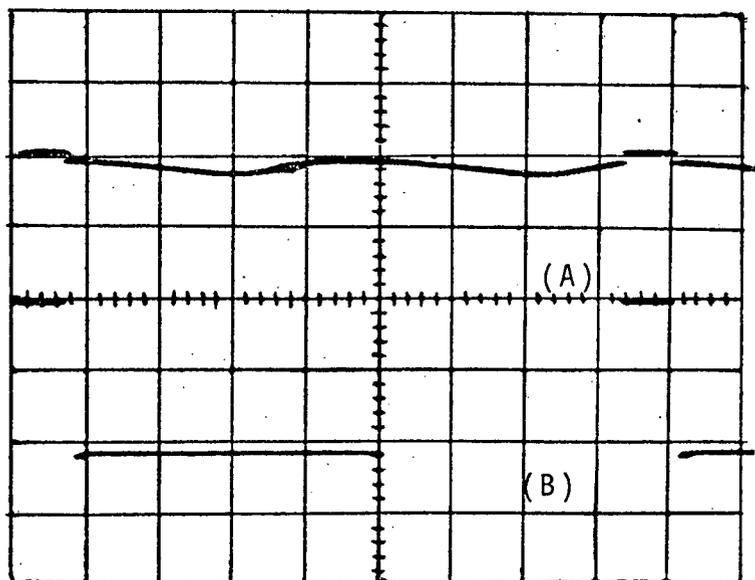


Foto - 10

A - Forma de onda na saída do amplificador de pulsos, na operação automática, via G_2 , com 3000 RPM

B - 60Hz de sincronismo

Esc. Horizontal: 2ms/div

Esc. Vertical: A-2v/div

B-5v/div

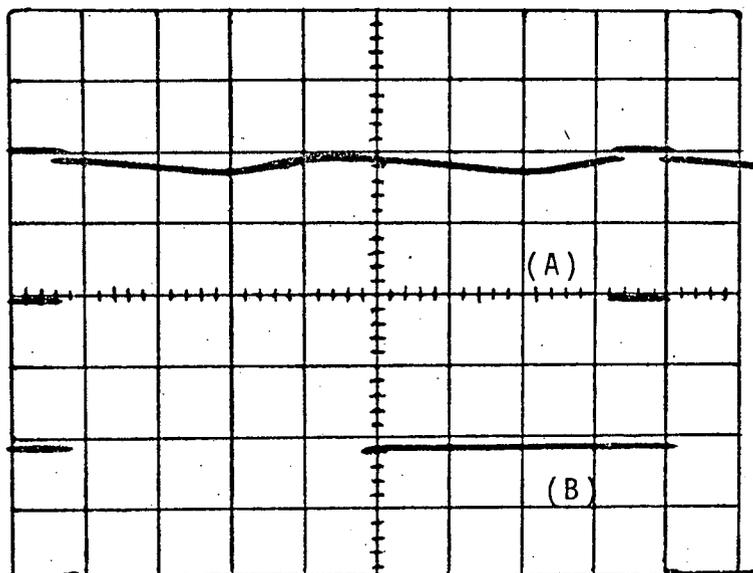


Foto - 11

A - Forma de onda na saída do amplificador de pulsos, na operação automática, via G_1 , com 3000 RPM

B - 60Hz de sincronismo

Esc. Horizontal: 2ms/div

Esc. Vertical: A-2v/div

B-5v/div

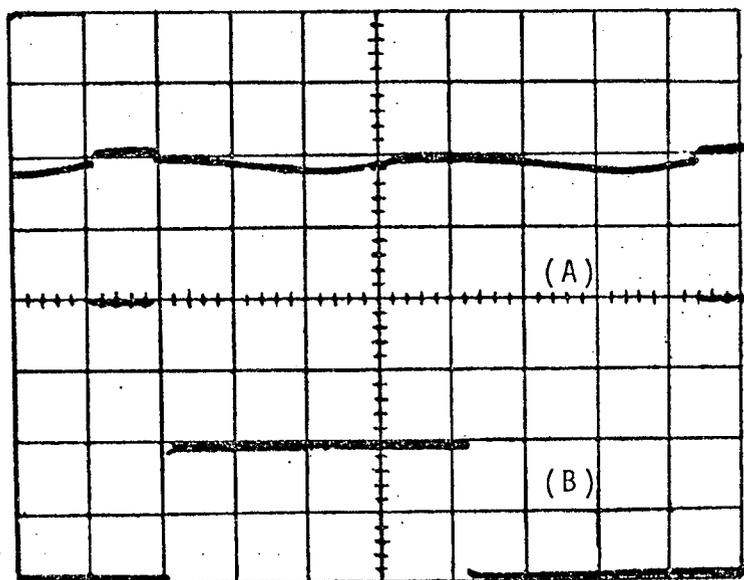


Foto - 12

A - Forma de onda na saída do amplificador de pulsos, na operação automática, via G_2 , com 1500 RPM

B - 60Hz de sincronismo

Esc. Horizontal: 2ms/div

Esc. Vertical: A-2v/div

B-5v/div

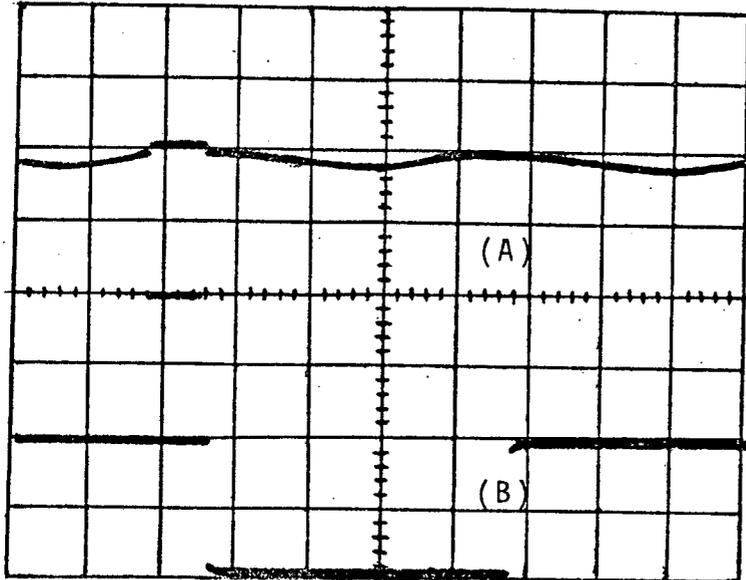


Foto - 13

A - Forma de onda na saída do amplificador de pulsos, na operação automática, via G_1 , com 1500 RPM

B - 60Hz de sincronismo

Esc. Horizontal: 2ms/div

Esc. Vertical: A-2v/div

B-5v/div

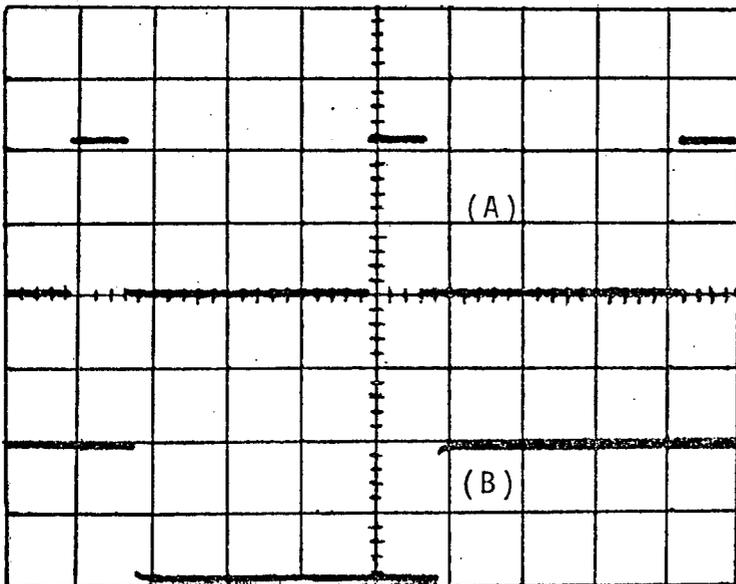


Foto - 14

A - Forma de onda na saída do comparador dois(2), operação automática com 1500 RPM

B - 60Hz de sincronismo

Esc. Horizontal: 2ms/div

Esc. Vertical: 2v/div

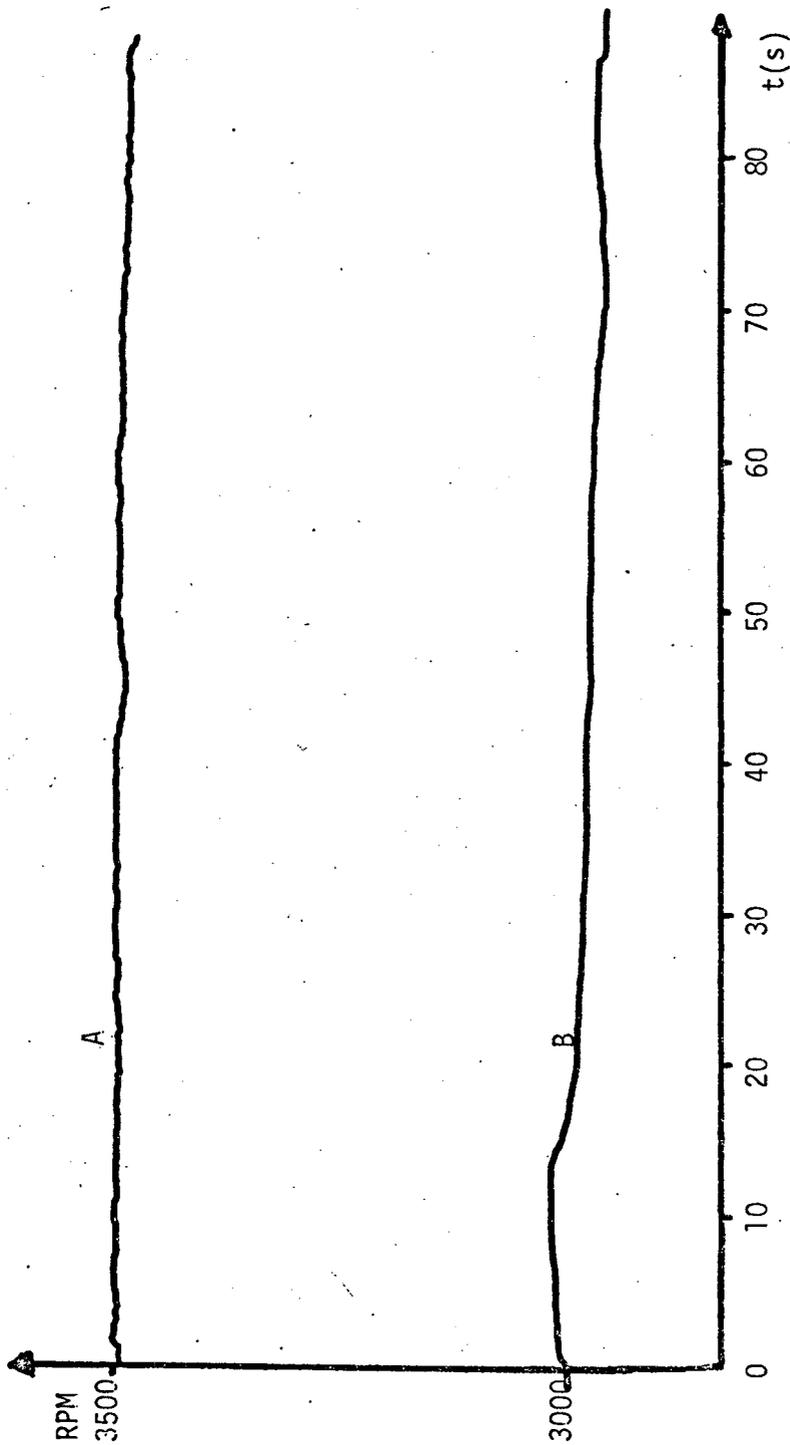


Gráfico 5.1 - Comportamento da rotação no tempo. Este gráfico foi obtido pelo registro da tensão gerada em um taco-gerador. A curva "A" mostra o comportamento da rotação de 3500 RPM com uma flutuação de mais ou menos dez RPM, e a curva "B" foi registrada para 3000RPM, com flutuações de dez a vinte RPM.

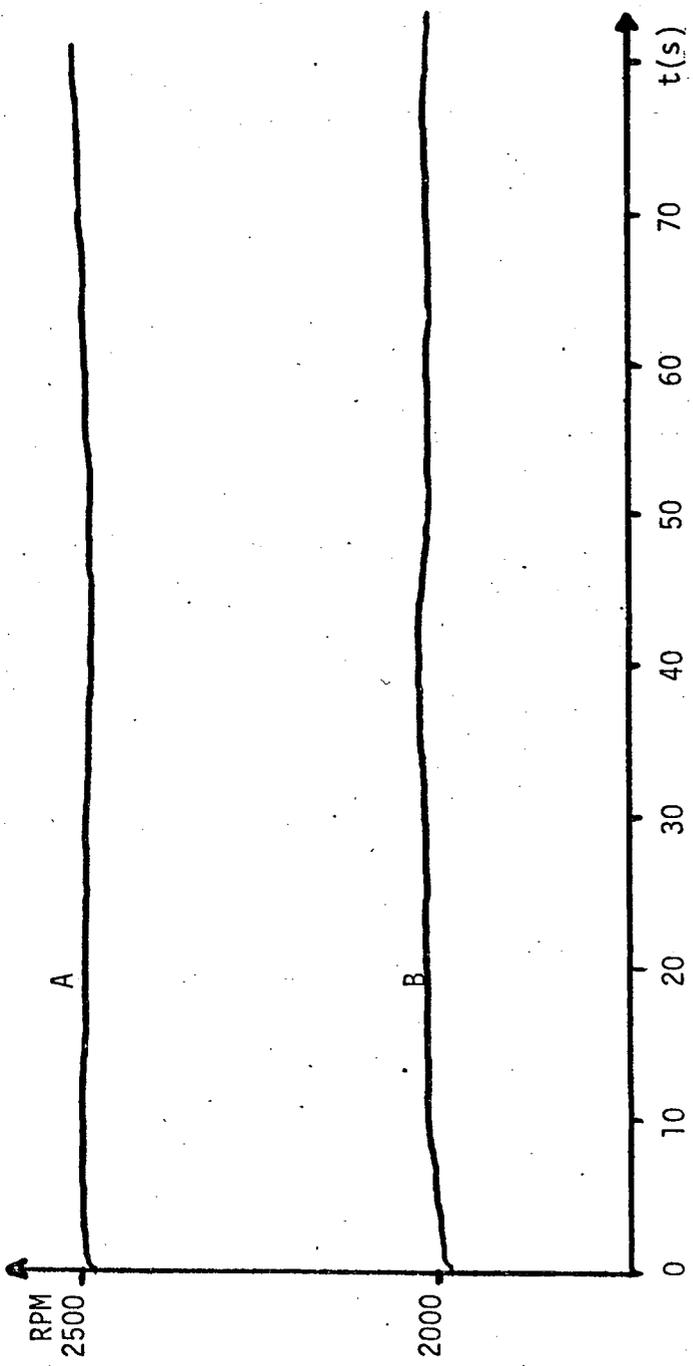


Gráfico 5.2 - Comportamento da rotação no tempo. Este gráfico também foi obtido pelo registro da tensão gerada em um taco-gerador em um ploter. A curva "A" mostra o comportamento da rotação em 2500 RPM, e a curva "B" foi registrada para 2000 RPM. Na curva "A" aparecem flutuações de dez a vinte RPM, o mesmo ocorre na curva "B".

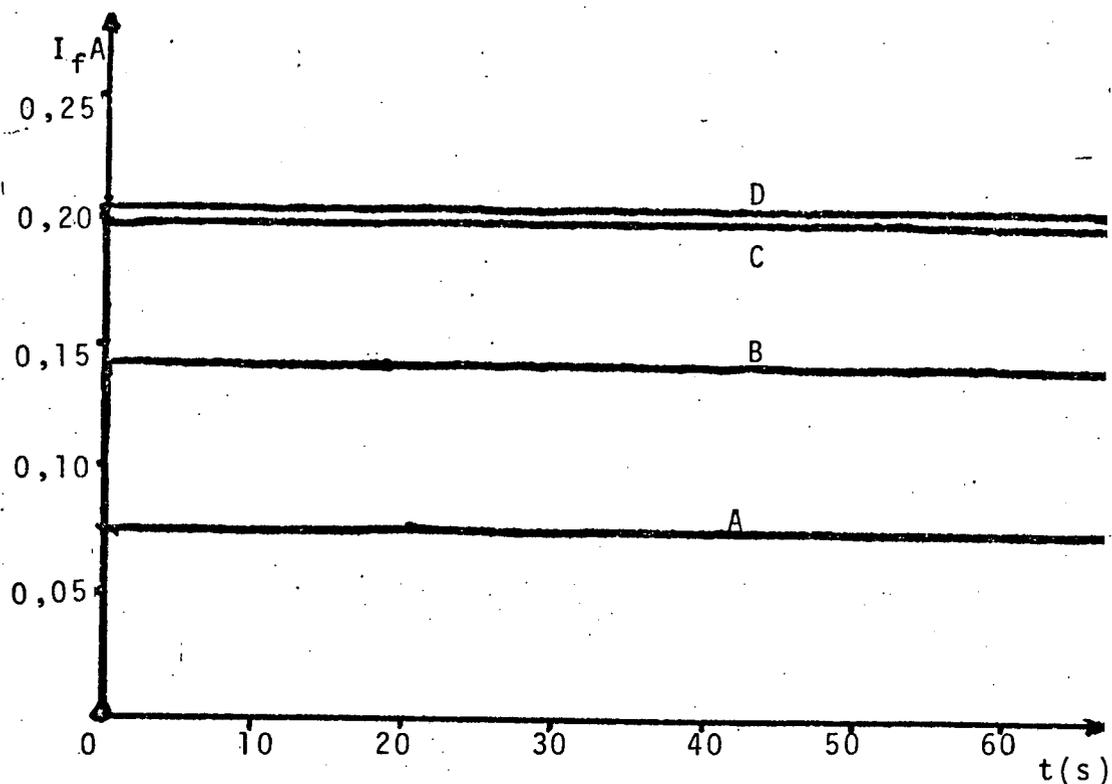


Gráfico 5.3 - Operação manual e estática,

A=3700, B=3000, C=2000, D=1000 RPM

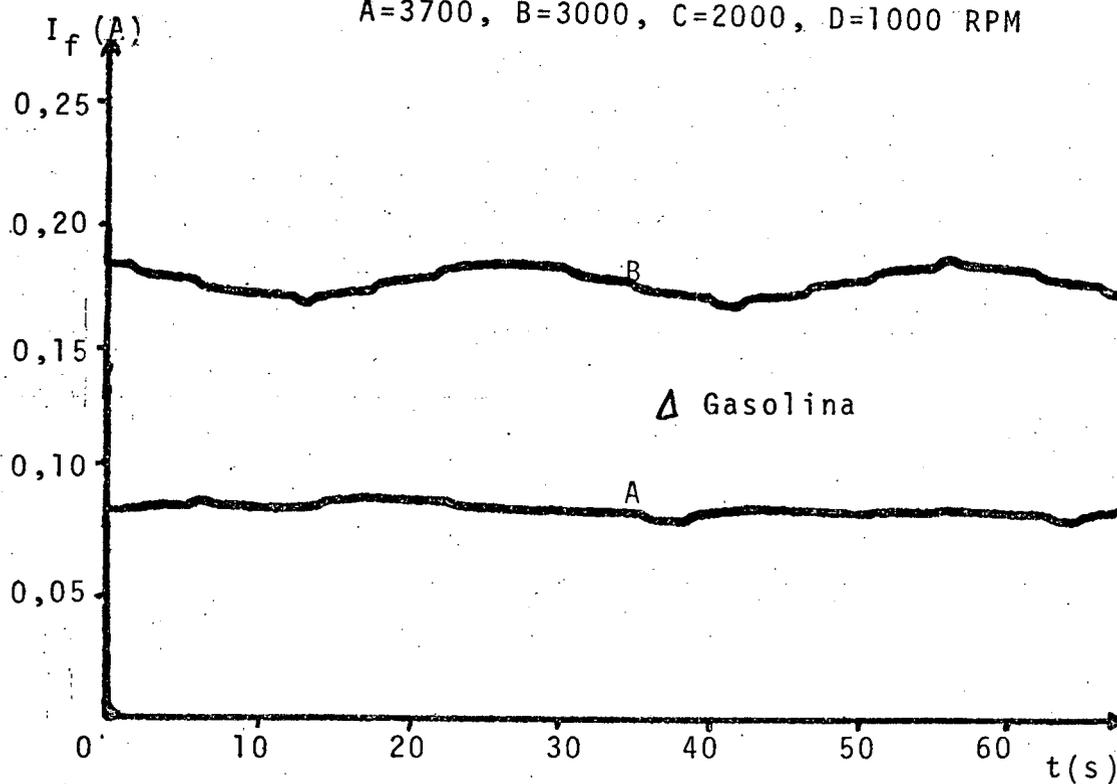


Gráfico 6.4 - Operação automática e estática,

para 2000 RPM, A= ± 10 , B= ± 40 RPM

No gráfico 5.3 pode ser visto o comportamento da corrente (I_f) para quatro diferentes rotações, com o sistema operando em malha aberta. No gráfico 5.4 pode ser visto o comportamento da corrente (I_f), para malha fechada, e com uma variação da gasolina foram obtidas duas curvas de corrente distintas.

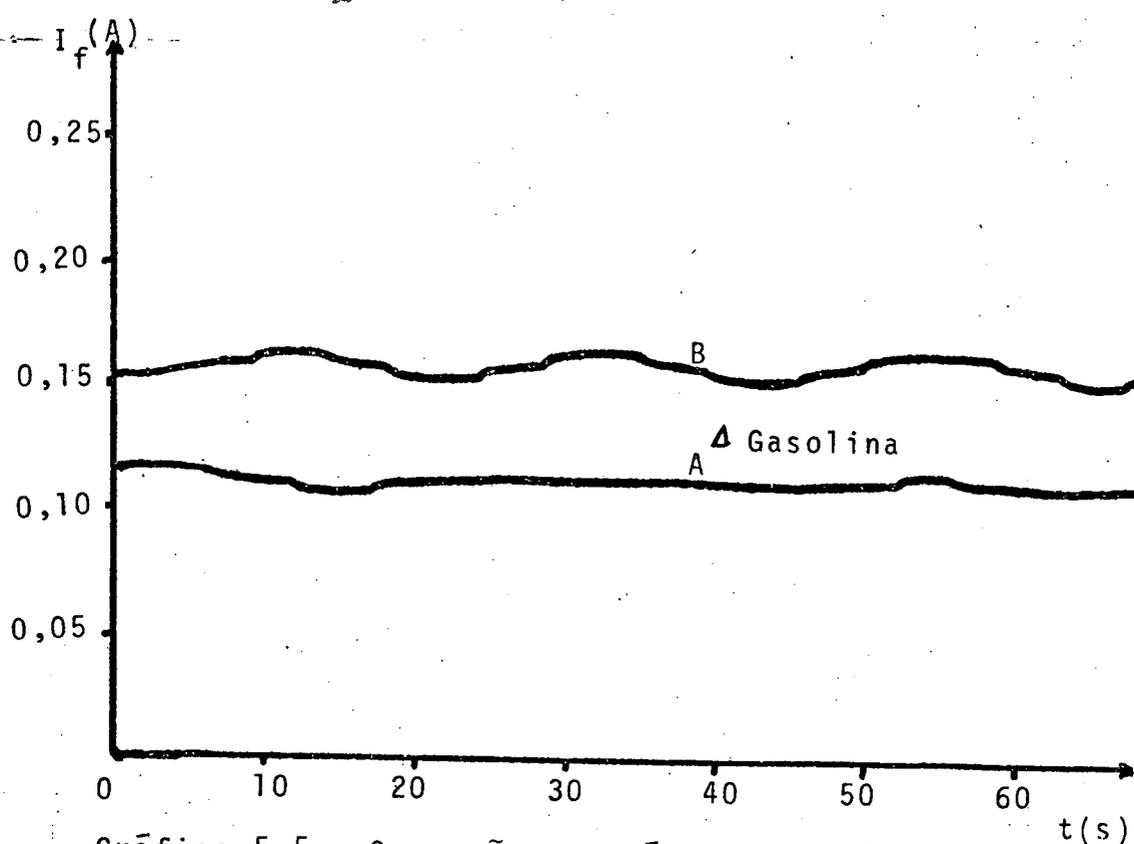


Gráfico 5.5 - Operação automática e estática,
para 2500 RPM, $A=\pm 10$, $B=\pm 40$ RPM

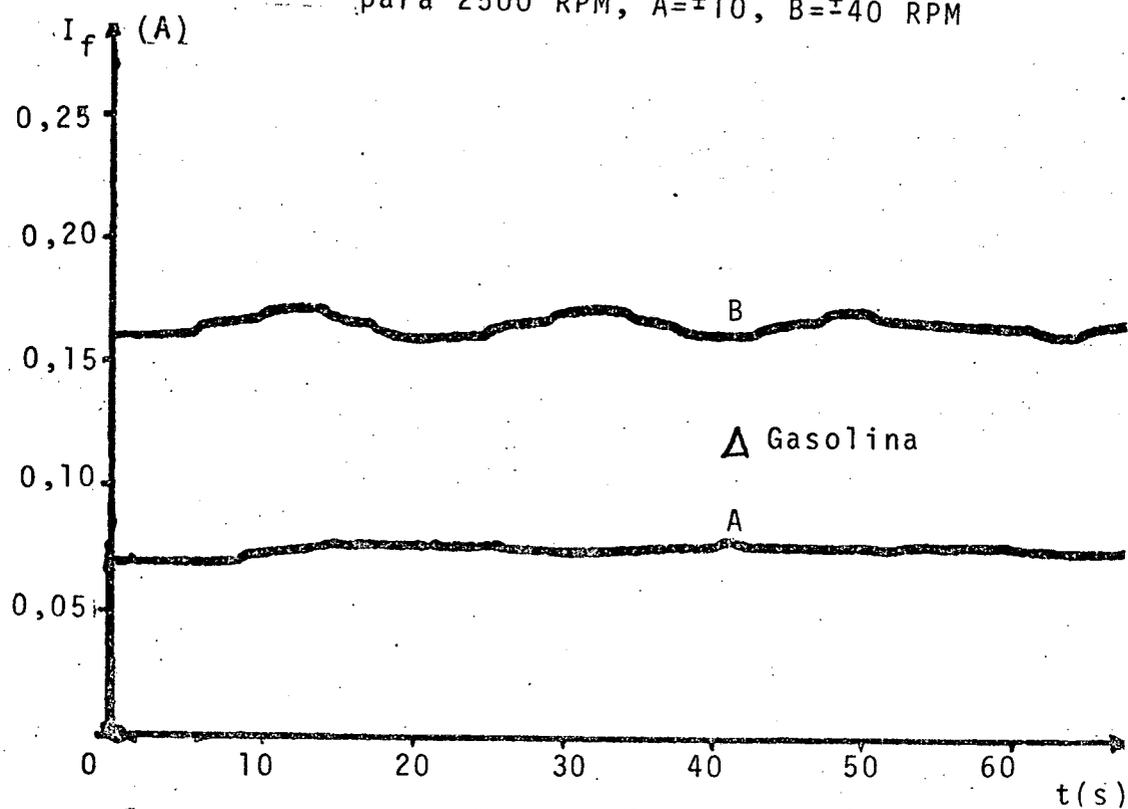


Gráfico 5.6 - Operação automática e estática,
para 3000 RPM, $A=\pm 10$, $B=\pm 40$ RPM

Nos gráficos acima é mostrado o comportamento da corrente I_f , obtida pela monitoração da corrente de campo. Pela variação da gasolina se obteve duas curvas de corrente; do campo do freio.

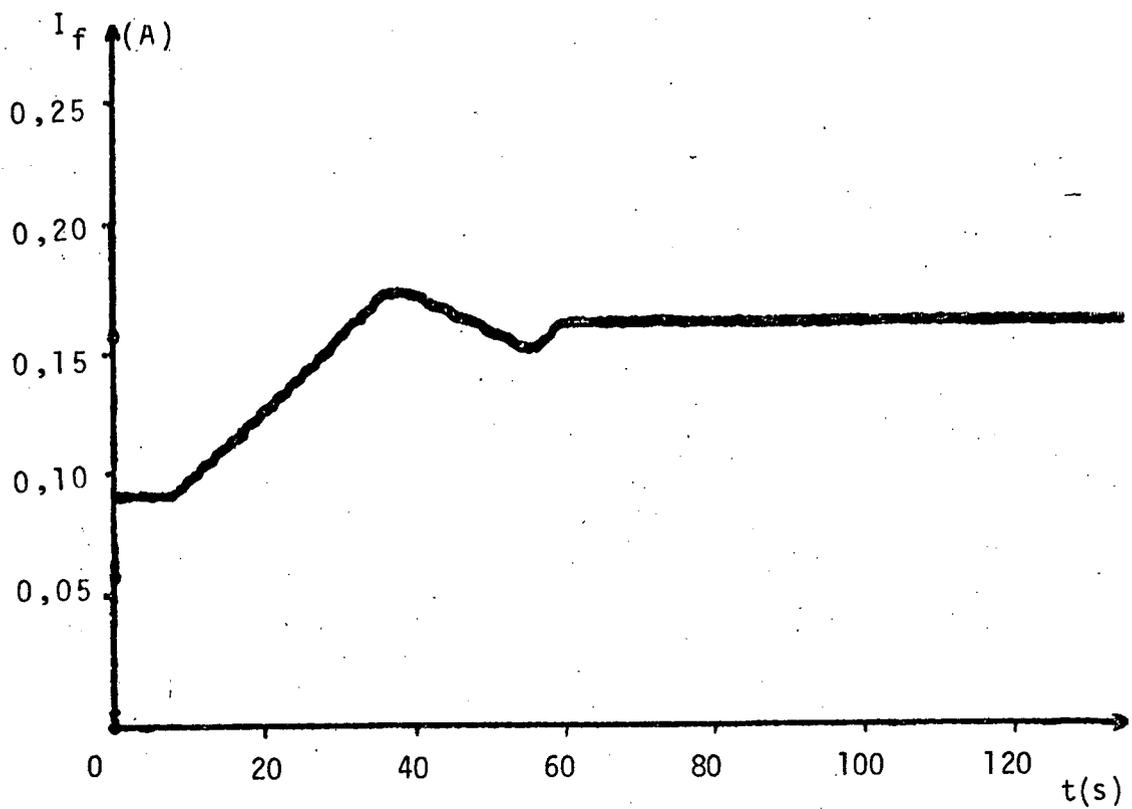


Gráfico 5.7- Operação automática e dinâmica,
com entrada do tipo salto, 500 a 1500 RPM

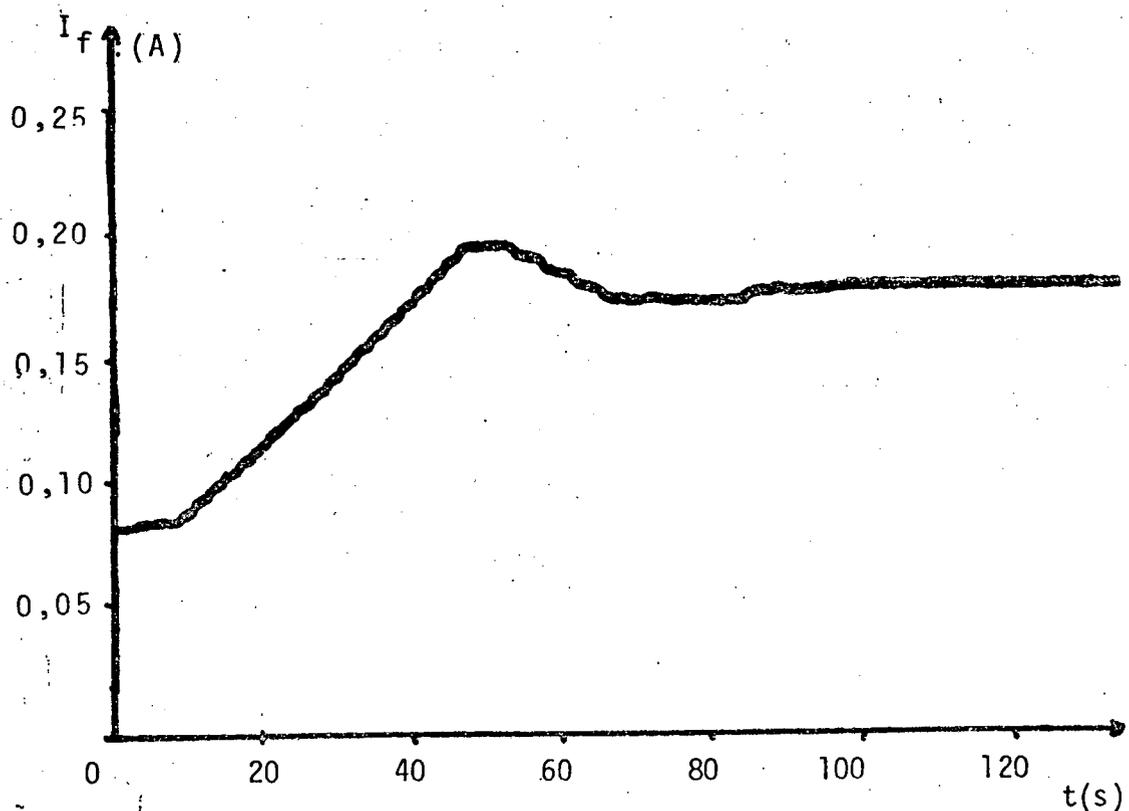


Gráfico 5.8 - Operação automática e dinâmica,
com entrada do tipo salto, 2000 a 3000 RPM

Nos gráficos acima está sendo mostrado o comportamento dinâmico, onde a corrente (I_f) varia, para acompanhar a variação da referência da rotação, que é do tipo salto.

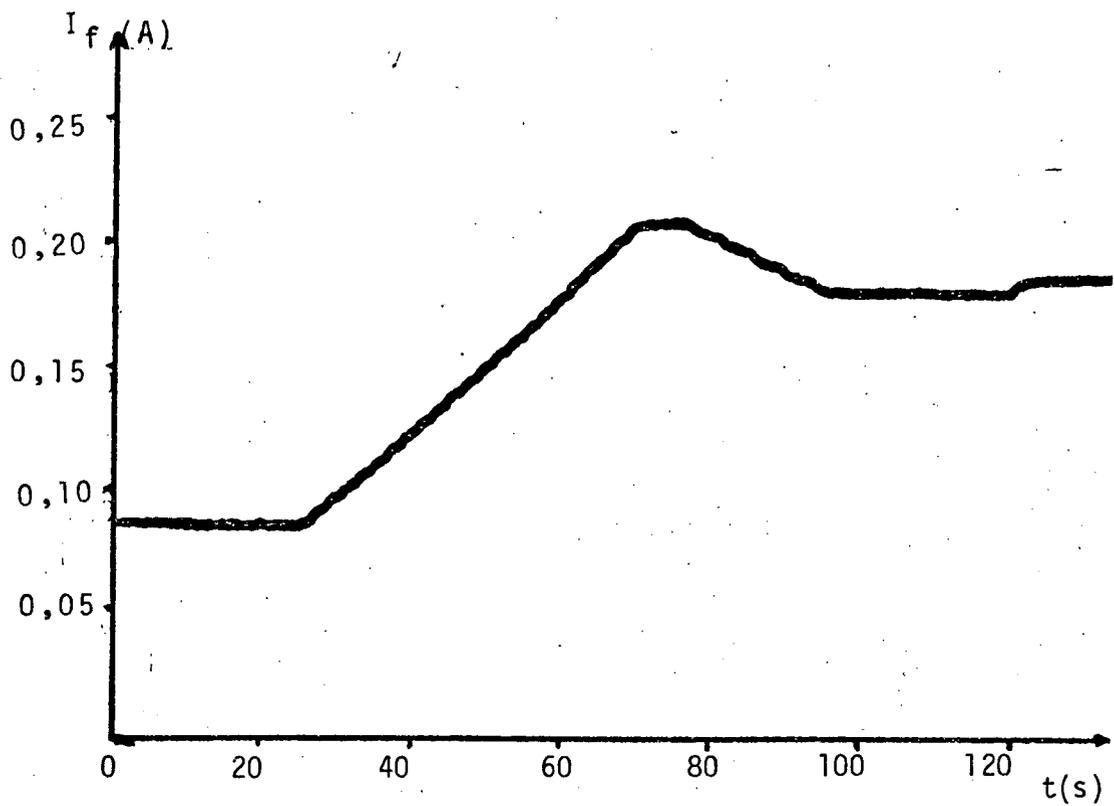


Gráfico 5.9 - Operação automática e dinâmica,
com entrada do tipo rampa, 500 a 1500 RPM

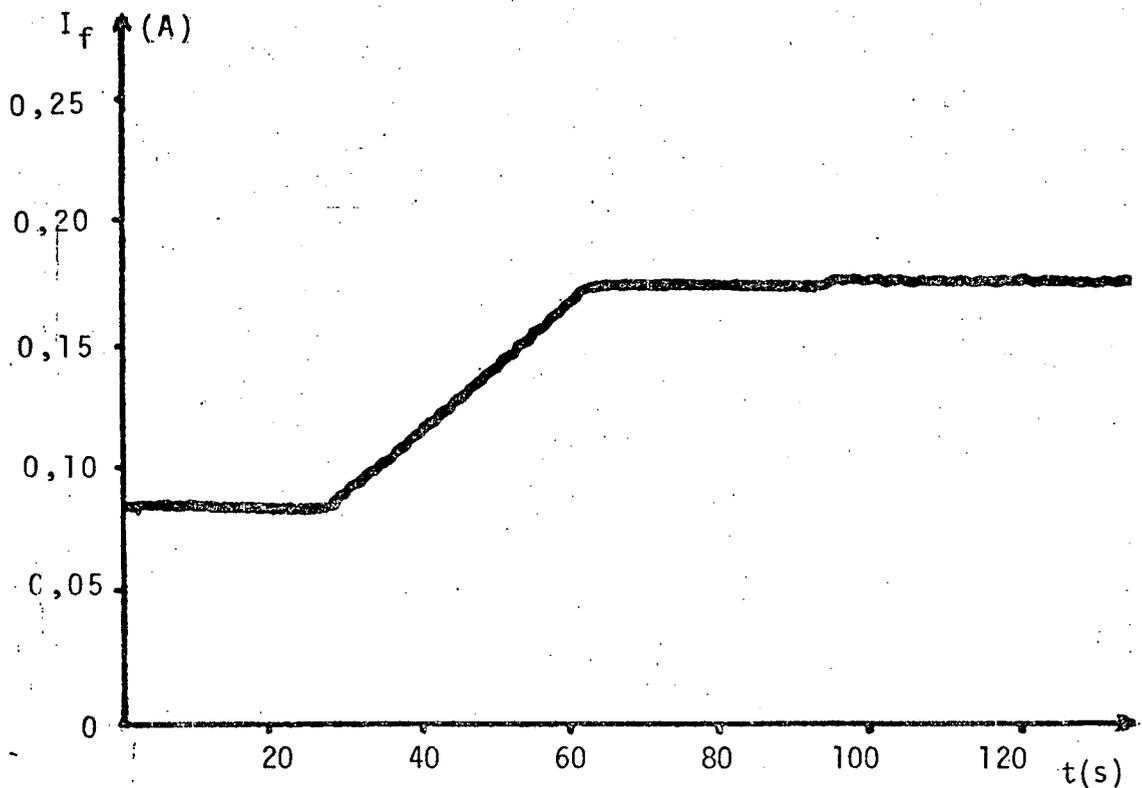


Gráfico 5.10 - Operação automática e dinâmica,
com entrada do tipo rampa, 2000 a 3000 RPM

Nós gráficos acima está sendo mostrado o comportamento da corrente (I_f), quando sua rotação de referência varia com uma entrada do tipo rampa, mostrando o comportamento da carga no eixo.

CAPÍTULO - 6

DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

Desenvolveu-se uma bancada para teste de motores de combustão interna segundo as características abordadas no primeiro capítulo.

1 - Oscilador central:

Para desenvolver o oscilador central, foi utilizado um PLL, o qual apresenta uma boa estabilidade em relação aos realizados por monostáveis. Apresenta vantagens sobre os demais, principalmente por ser um sistema realimentado. Com uma faixa de oscilação muito grande, a qual é determinada pelo projeto, com o uso de um capacitor e resistor colocados externamente, o seu filtro passa baixa permite eliminar grande parte dos possíveis ruídos que possam aparecer. O sincronismo da entrada do PLL com a rede de 60Hz, fornece uma estabilidade com uma faixa de variação muito pequena. O oscilador controlado por tensão (VCO) permite um ajuste externo de sua frequência natural de oscilação através de um resistor e capacitor, para a qual foi escolhido um valor superior aos 60Hz da rede. Para sincronizar o detetor de fase com a entrada, foi utilizado um divisor binário para fechar o laço de realimentação, além disso fornece os pulsos de controle da bancada e para manter o disparo dos tiristores em sincronismo com a rede.

Publicações recentes mostram a importância e a versatilidade de um sistema do tipo PLL, não só das pastilhas integradas como também em realização discreta com blocos distintos, baseado nisto torna-se necessário destacar a importância do uso de um sistema PLL como oscilador central nesta bancada [6,8].

O sincronismo efetuado pelo PLL com a rede de 60Hz é isento de efeitos de distorções harmônicas pois, a amarração é feita somente na frequência fundamental.

2 - Contador de Rotação

Na construção do contador de rotação, três
blocos básicos merecem destaque:

a - Detetor e contador de pulsos

Como gerador e detetor de pulsos foi utilizado um tacômetro digital acoplado ao eixo do motor, com um sistema de construção simples e uma rejeição de ruído muito grande. Os pulsos são gerados por um disco com furos e um foto transistor sensível a raios ultravermelhos, e por meio de um comparador de nível médio, são adaptados a lógica TTL, onde um contador decimal recebe a informação. A razão pela qual foi escolhido o circuito da figura 3.2 como detetor de pulsos, é que o comparador de nível médio tem uma resposta em frequência superior que o chaveamento do foto transistor. Isto quer dizer que, mesmo que o transistor esteja numa região de semicondução, apresentando um nível ac. sobre um nível dc., o comparador sente a variação ac. e a transforma em nível TTL. O erro será diretamente proporcional ao tempo de amostragem e a máxima rotação que se deseja alcançar.

b - Apresentação no mostrador digital

Para apresentar a informação da rotação num mostrador digital, utilizou-se um multiplex e um decodificador decimal. A atualização se dá toda vez que cessa a contagem, não tendo influência na formação da informação, servindo apenas como meio de seleção e indicação. Uma das facilidades que apresenta o sistema digital, é que sua informação pode ser apresentada diretamente em um visor sem exigir adaptações, enquanto que num analógico será necessário uma conversão A/D, onde podem ser introduzidos erros de conversão.

c - Registro dos valores máximo e mínimo

Como registro foram utilizadas pastilhas integradas de fácil aquisição e baixo custo, existentes no mercado nacional.

São mesmo numa informação sob forma digital será possível armazenar, o que não ocorre com um dado analógico, que primeiro precisa ser transformado. Com isto é mostrado mais uma das vantagens pelas quais foi escolhido um sistema digital e não analógico como contador da rotação.

Ainda merece destaque, o desenvolvimento de um sistema de seleção automático dos valores máximo e mínimo no decorrer de certo período, para o qual o operador deve deixar os registros em condições iniciais, apertando o botão de leva a zero. A memorização automática destes dois valores, tem grande importância para levantar as características de um motor de combustão interna, determinar os pontos de maior flutuação da rotação com carga fixa ou variável, enfim, uma série de outras experiências que possam ser introduzidos.

Um instrumento importado e que possua registro automático, normalmente é bastante complexo e em consequência o custo se eleva, enquanto que com técnicas simples e componentes nacionais, conseguiu-se desenvolver um registro automático que satisfaça as necessidades de uma bancada para teste de motores.

Desenvolveu-se um sistema de proteção da rotação, que está ligado ao contador de RPM para limitar, quando exceder o valor selecionado externamente.

O uso de circuitos digitais, requer um maior número de pastilhas para a sua realização, como também uma distribuição da fiação, tanto na placa do circuito impresso como na interligação das placas, o que não ocorre em circuitos analógicos, mas com tudo isto ainda leva vantagens em sua versatilidade na

realização de funções discretas; a rapidez com que operam, a possibilidade de armazenar o seu valor em um registro temporário ou fixo, custo relativamente mais baixo devido à maior procura e produção em escala industrial. As pastilhas de tecnologia TTL, levam uma desvantagem em relação às CMOS, por terem um consumo relativamente elevado e seus níveis lógicos de zero (0) e (5) são muito baixos, se comparados com o nível de ruído que existe nos instrumentos industriais.

3 - Fonte de tensão variável

Foram desenvolvidos estudos sobre uma fonte de tensão regulada, MC1466, da Motorola, com boas características de regulagem e linearidade, porém com difícil aquisição no mercado nacional. Como um dos objetivos deste trabalho foi usar componentes de fácil aquisição e de baixo custo, pensou-se em substituir a fonte regulada por uma ponte retificadora controlada por dois tiristores, com uma estrutura simples. Algumas formas da tensão de sua saída foram apresentadas nas fotos 07, 08 e 09, além de apresentar uma forma de onda não contínua, a sua variação não linear, mas sim proporcional ao ângulo de disparo dos tiristores. Para efeitos de estudos de projeto foi considerado como se a tensão na carga fosse linear. Esta aproximação feita, apesar de ser bastante visível a não linearidade, não influencia muito o resultado final do sistema, devido à resposta da carga no tempo ser elevada e também o controle implementado ser compatível.

A variação do ângulo de disparo foi realizado por um gerador de rampa igual ao semiciclo da rede, que é comparado com um valor de referência variável. O gerador de rampa foi realizado por um contador com mil posições distintas e sua saída é levada a zero a cada semiciclo, enquanto que o valor de referência foi obtido por um contador que não é levado a zero temporariamente e ao mesmo tempo serve de registro com igual número de posições. As curvas (A) das fotos 01 e 02, mostram o resultado lógico da comparação entre a rampa e o valor de referência para uma operação estática, assim como a curva (A) da foto 14, mostra uma operação automática e dinâmica, cuja diferença não é perceptível numa foto por ser ela um resultado instantâneo, para tanto, foram traçadas várias curvas do comportamento da carga em todas as operações.

Para que o tiristor sempre encontre uma tensão positiva em seus terminais quando no início do disparo, foi realizado um sincronismo entre a rede e a saída do comparador dois (2), que posiciona o ângulo do disparo. Este sincronismo foi apresentado nas curvas (B) das fotos. Devido à carga ser indutiva, tornou-se necessário o uso de um trem de pulsos para o ataque do gatilho, a partir do início de condução, para chegar à corrente de manutenção dos tiristores. Em consequência disto foi dispensado o uso da proteção contra a derivada da corrente, o mesmo já não ocorreu com a derivada da tensão, para a qual foram usadas proteções RC, colocadas em paralelo com os tiristores. Nas curvas (A) das fotos 03 e 06 foram apresentadas as formas do trem de pulsos da via G_1 , responsável pelo controle do semiciclo positivo, como visto nas curvas (B) das fotos, enquanto que nas fotos 04 e 05 foram apresentados os trens de pulsos da via G_2 , que controlam o semiciclo negativo. Todos estes resultados foram obtidos de uma operação estática, e nas fotos 10 à 14 para uma operação automática.

O sistema de proteção da corrente na carga, não foi necessário desenvolver, pois a resistência do campo é relativamente alta por se tratar do campo, não permitindo que circule uma corrente maior que 0,5A, baseado na lei de Ohm. Uma fonte de média potência (100W), se deve à escolha do controle no campo do freio. Caso fosse utilizado o controle na armadura, seria indispensável o uso da proteção da corrente e a potência da fonte seria maior. Esta é uma das vantagens pelas quais se optou pelo controle no campo.

A fonte de tensão variável, apesar de sua estrutura simples, e facilmente controlável, também é constituída de componentes de fácil aquisição no mercado nacional. Para esta bancada, que tem uma resposta bastante lenta, a estrutura com tiristor é a mais simples, econômica e viável. Fontes reguladas também poderiam ser desenvolvidas, mas para o caso específico deste trabalho elas não trariam grandes vantagens, podendo até encarecer o produto final. Em nada melhoraria se a fonte de tensão variável fosse mais linear e o tempo de resposta da bancada continuasse lento.

4 - Servo compensador

Desenvolveu-se um sistema de servo compensador para reduzir o erro que possa aparecer em relação à referência - desejada. O emprego do método discreto apresentou ótimos resultados. Um processo de comparação sucessiva entre o valor obtido no contador de RPM e o registro da referência da rotação divide o espectro do erro em quatro faixas distintas, onde cada uma possui seu ganho específico e linear com o erro.

Levantaram-se as curvas do comportamento da carga em função do tempo, variando a rotação de referência, onde se verifica que a resposta da bancada é lenta. Foi apresentado nos gráficos 5.4 a 5.6 um comportamento da operação automática e estática, traçando as respectivas curvas da corrente (I_f), observam-se duas cargas distintas, obtidas pela variação da aceleração do motor. Uma resposta mais significativa do comportamento do sistema foi obtida quando se aplicou uma referência do tipo salto e do tipo rampa, cujas curvas do comportamento da corrente de campo foram apresentadas nos gráficos 5.7 a 5.10. Além destes resultados, foram traçados alguns gráficos do comportamento da rotação no tempo, que podem ser vistos nos gráficos 5.1 e 5.2. Considerando a rotação como uma das variáveis fundamentais neste trabalho, não poderia se deixar de mostrar o seu comportamento, como descrito acima. Apesar da grande inércia que o motor apresenta, sua velocidade é bastante estável após o transitório.

Desenvolveu-se inicialmente um servo-compensador do tipo "bang -bang", isto é, ele atua em duas condições: uma, quando a rotação referência era menor que o valor da rotação atual, dava o comando de aliviar a carga, outro, atuava intensamente quando a rotação atual era maior que a referência. Este método não apresenta resultados satisfatórios, pois deixa o sistema em oscilação. Poderia ser desenvolvido um sistema de controle mais sofisticado, como por exemplo, um compensador do tipo integral derivada. Mas em nada contribuiria este tipo de servo-compensador, uma vez que a resposta da bancada é lenta, e seriam necessários mais registros auxiliares, o que também encareceria o produto final.

5 - Sugestões

Para a industrialização deste protótipo, sugere-se uma otimização na disposição das placas de circuito impresso e de seus componentes, como também a substituição da lógica TTL por CMOS.

Para trabalhos futuros com base nesta bancada, sugere-se o desenvolvimento de um acelerador eletrônico, que possa ter relacionado seu funcionamento com a carga. Ainda é possível desenvolver um sistema de aquisição automático de dados, o qual também poderia registrar o comportamento de todos os periféricos que envolvem a bancada e que não foram desenvolvidos neste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 - DEMERLE, M.; FROMANT, J. - Régulation numérique directe de vitesse, première partie; Capteur Numérique de vitesse, Revue Jeumont - Schneider, nº 26 Agosto 1978.
- 2 - DORF, RICHARD C. - Modern control systems. University Santa Clara - 1966.
- 3 - FAIRCHILD, Semiconductor TTL databook, JUNE 1972
- 4 - FITZGERALD, A.C.; CHARLES KINGSLEY, J.R.; ALEXANDER KUSKO; Máquinas elétricas - 1975.
- 5 - FRPGA, JONI; - Controle da velocidade de um motor DC usando o microprocessador, UFSC - 1979.
- 6 - GUATA, S.C.; Member IEEE, K. VENKATESAN; and K. EAPEN; - A Generalized Firing Angle Controller using Phase-Locked Loop for Thyristor Control - IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol IECI-28, No. 1. February 1981.
- 7 - HACHEURS ET ONDULEURS AUTONOMES - Cours d'Electronique Industrielle Traitement Electronique de l'Energie Electrique, - Institut National Polytechnique de Toulouse.
- 8 - HARASHIMO, F., HARUO N., MOSATO K., MOSATO K., and SEIJE K, - Performance Improvement in Microprocessor Based Digital PLL Speed Control System. - IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation. Vol IECI-28 No. February 1981.
- 9 - LANCASTER, DON - CMOS Cookbook, Indianapolis - 1978.
- 10 - LIN, A.K., KOEPEL, W.W., - A Microprocessor Speed control System. IEEE, Trans. Ind. Electronics Con. Ins. Vol. IECI-24, No.3. Agosto 1977.
- 11 - MORRIS, ROBERT L. e MILLER, JOHN R., Projeto com circuito Integrado TLL - Rio de Janeiro 1978.
- 12 - NATIONAL SEMICONDUCTOR - Linear databook 1976.
- 13 - NATIONAL SEMICONDUCTOR - TTL databook, 1976.

- 14 - PARECH C., Senior Member, IEEE, JOHN C. TREZISE, and MARK SACK;
- Microprocessor Control of an Induction Motor with flux Regulation. IEEE trns. on Ind. Elec. and Control Instru., Vol IECI-28, No. 1. February 1981.
- 15 - SCHNEIDER, MARCIO CHEREM, - Compensador estático de energia reativa e de desequilíbrios de uma instalação trifásica, U. F.S.C. 1980.
- 16 - SIMON, WILHELM, - Die Numerische Steuerung von Werkzeugmaschinen. München 1971.
- 17 - SLEMON, GORDON R. - Magnetolectric Devices, Transducers, Transformers, and Machines. New York 1966.
- 18 - WAIT, J.V., L.P. HUELSMAN, G.A. KORN, - Introduction to Operational Amplifier-Theory and Application, McGraw-Hill Book Company, 1975.
- 19 - WICHTMAN, E.J., - Instrumentation in Process Control. London 1972.
- 20 - WILLIAM, LORD, Senior Member, IEEE, and JACKSON H. HWANG, Member IEEE, - DC Servomotors.-Modeling and Parameter Determination. IEEE Tran. on Ind. Appl. Vol. IA-13 No.3 . May/June 1977.
- 21 - ZANCHIN, CARLOS I. - Reguladores de tensão integrada. UFSC.

APÊNDICE I

FONTE DE ALIMENTAÇÃO

A fonte de alimentação é do tipo radial, como visto na figura AI.1 , com as seguintes características:

$$V_{ef} = 220V \pm 10\%$$

$$V_{sef} = 10,38V$$

$$I_o = 2.5A$$

$$\Delta V_{real} = 2,78V$$

$$I_{sef} = 4.5A$$

$$I_{def} = 3.75A$$

$$P.trafo = 46.7VA$$

Regulador de 5V - 7805

Dissipador usado: chapas de Alumínio com (10x10x0,2)cm

Componentes utilizados:

$$C_e = 220nF/600V$$

$$C = 7500uF/50V$$

$$C_{i1} = 100uF$$

$$C_{i2} = 10nF$$

$$C_{o1} = 10nF$$

$$C_{o2} = 100uF$$

$$D_1, D_2, D_3 \text{ e } D_4 = \text{SKE/08}$$

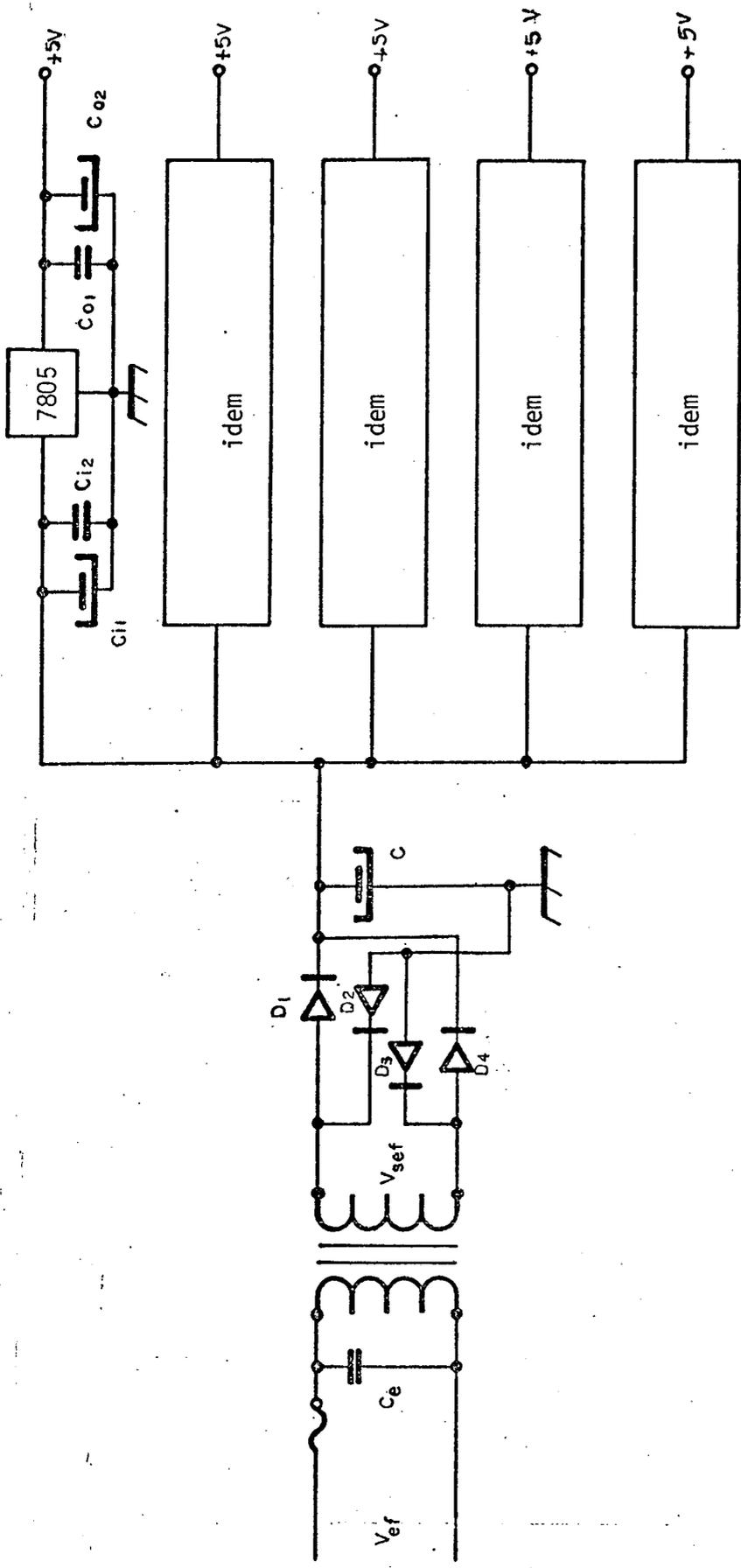


FIG. - AII- 1 Fonte de Alimentação

APÊNDICE -II

IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS DO DINAMÔMETRO

Neste apêndice serão descritas as medidas dos parâmetros , cujos valores não foram especificados pelo fabricante.

Medida da indutância do estator

Como o valor da indutância do campo é relativamente alta , não se conseguiu medir com uma ponte. Para tal, usou-se o circuito da figura AII-1.

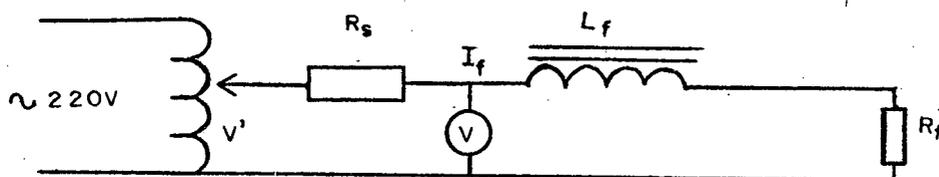


FIG. AII-1 Circuito usado na identificação da indutância do campo

$$V = 141,4V$$

$$R_f = 400 \text{ Ohms}$$

$$R_s = 0,143 \text{ Ohms}$$

$$VR_s = 0,015V$$

$$I = \frac{VR_s}{R_s} \quad (\text{AII-1})$$

$$I = 0,1049A$$

$$Z = \frac{V}{I} \quad (\text{AII-2})$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (WL)^2} \quad (\text{AII-3})$$

$$Z = \frac{141,4}{0,1049}$$

$$Z = 1347,95$$

$$L = \frac{\sqrt{|Z|^2 - R^2}}{W} \quad (\text{AII-4})$$

$$L = \frac{1287,23}{377}$$

$$L = 3,41 \text{ H}$$

$$\zeta_f = L/R$$

(AII-5)

$$\zeta_f = 8,54 \text{ ms}$$

Determinação dos outros parâmetros e constantes de tempo do dinamômetro.

Baseado no artigo [20], página 243, foi possível obter-se os dados necessários. Foram feitos vários ensaios com o dinamômetro usando o como motor de c.c., alguns resultados obtidos podem ser vistos nas figuras AII-3 e AII-4. Os resultados da corrente nos permitem analisar e comparar com as formas de corrente apresentadas no artigo acima. A forma padrão a qual ela se assemelha é mostrada na figura AII-2.

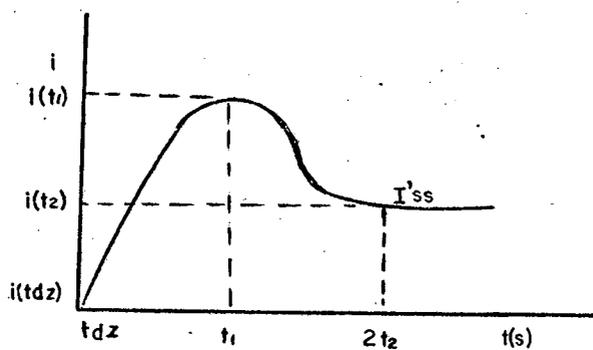


FIG. AII-2 Formato padrão da corrente de armadura

Para determinar os parâmetros, segue-se o seguinte algoritmo:

1 - Da curva de corrente se obtêm as seguintes relações:

$$\frac{i(2t_1)}{i(t_1)} \quad \text{e} \quad I'_{ss} \quad \text{(AII-6)}$$

$$i(tdz) = T_f/K_t \quad (\text{AII-7})$$

$$K' = 1 - i(tdz)/I_{sc} \quad (\text{AII-8})$$

$$KK' = 1 - I'_{ss}/I_{sc} \quad (\text{AII-9})$$

$$I_{sc} = i(t_1)^2 / i(2t_1) \quad (\text{AII-10})$$

2 - Conhecido K e K', e a razão entre $i(2t_1)/i(t_1)$, através de um gráfico pode ser alcançada a relação entre:

$$\frac{\zeta_m}{\zeta_a} \cong 6,5 \quad (\text{AII-11})$$

3 - Conhecido a tensão V e a velocidade W_f , podem ser usadas as seguintes expressões:

$$\zeta_c = \frac{K}{1-K} \zeta_m \quad (\text{AII-12})$$

$$R_a = \frac{V}{I_{sc}} \quad (\text{AII-13})$$

$$L_a = R_a \times \zeta_a \quad (\text{AII-14})$$

$$K_e = K_t = \frac{KK'V}{W_f} \quad (\text{AII-15})$$

$$J = \frac{\zeta_m \times K_e \times K_t}{R_a} \quad (\text{AII-16})$$

$$B = \frac{J}{\zeta_c} \quad (\text{AII-17})$$

$$T_f = K_t \times i(tdz) \quad (\text{AII-18})$$

$$tdz = \zeta_a \log e \left(\frac{1}{K'} \right) \quad (\text{AII-19})$$

Mediante os valores obtidos no ensaio prático, obteve-se os seguintes valores:

$$i_{t_1} = 12A$$

$$i(2t_1) = 9,6A$$

$$I'_{ss} = 1,85A$$

$$I_{sc} = 15A$$

Usando o algoritmo acima, podem ser determinados os seguintes parâmetros:

$$\zeta_a = 0,5 \times 10^{-3}$$

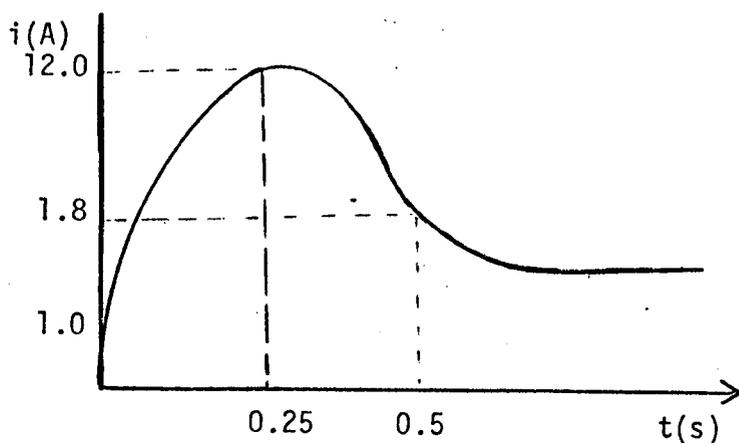
$$\zeta_m = 3,25 \times 10^{-3}$$

$$\zeta_c = 51 \times 10^{-3}$$

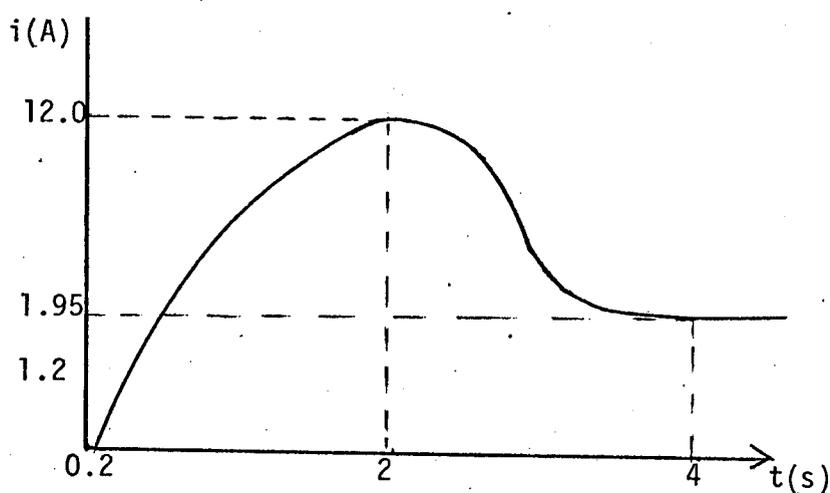
$$J = 0,27 \times 10^{-3}$$

$$B = 5,35 \times 10^{-3}$$

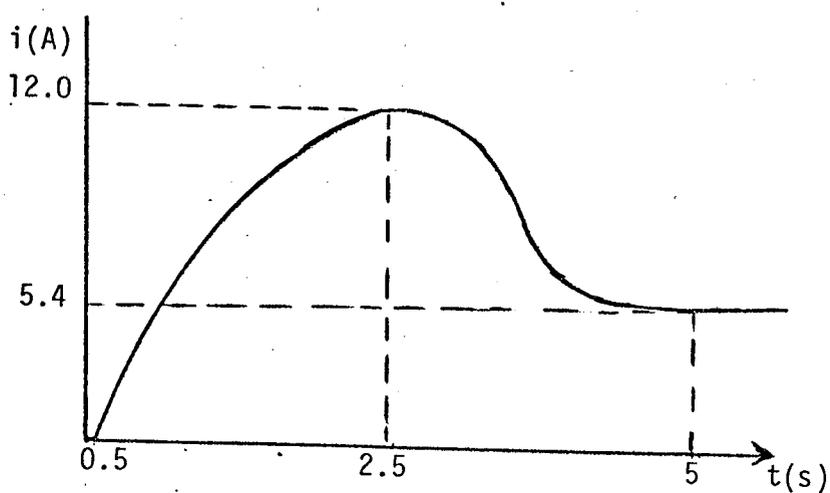
Além destes ensaios feitos, são apresentados as tabelas dos ensaios feitos pelo fabricante, como também alguns gráficos, ver tabelas AII-1 e 2 e, figuras AII-5,6 e 7.



a - Motor operando a vazio, apenas com sua inércia



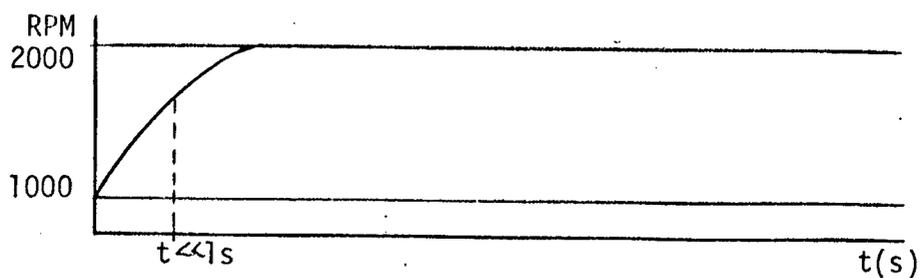
b - Motor acoplado ao disco metálico com 6.5 kg e 28.5cm de diâmetro



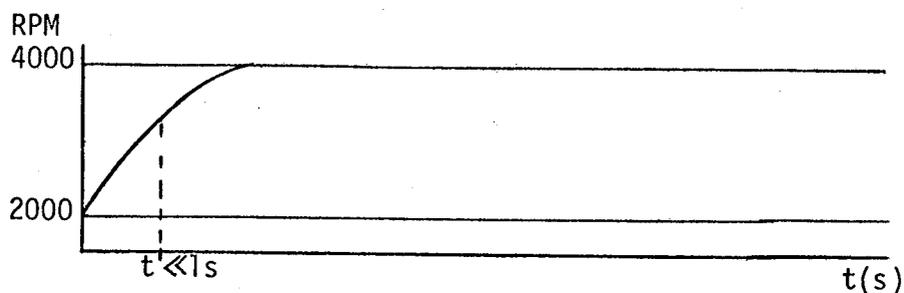
c - Motor elétrico com carga, acoplado ao de explosão

Obs.: Todos os ensaios foram feitos com excitação do campo independente e fixo em 200v / 0.5A

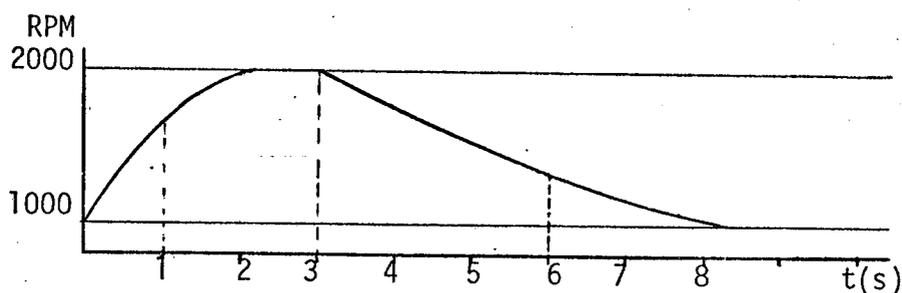
FIG. AII-3 Curvas de ensaios da corrente de armadura do freio



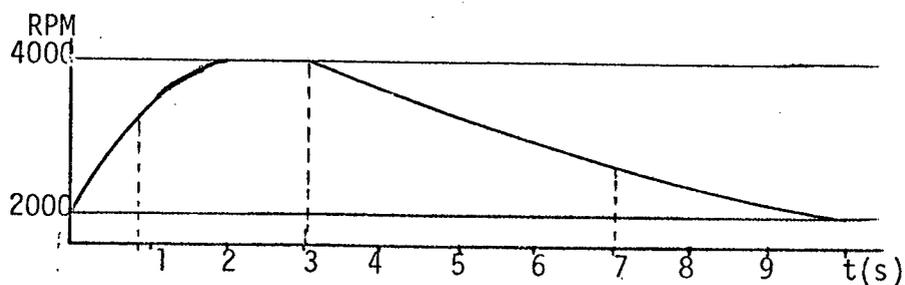
a- Ensaio do motor a vazio, com armadura de 55v/2.4A para 55v/4A em 2000 RPM e o campo de 200v/0.5A para 70v/0.175A



b- Ensaio do motor a vazio, com armadura de 125v/2.4A para 125v/5A em 4000 RPM e o campo de 200v/0.5A para 75V/0.190A



c- Ensaio do freio carregado pelo motor a explosão, com armadura de 55v/4.8A para 55V/10.5A em 2000 RPM e o campo de 200v/0.5A para 75v/0.190A



d- Ensaio do freio carregado pelo motor a explosão, com armadura de 120v/5.4A para 120v/8.4A em 3000 RPM e o campo de 200v/0.5A para 105v/0.26A

FIG. AII-4 Ensaio do freio elétrico variando a tensão no campo e observando a resposta no tempo

MOSSO FED. N.º 11990 DE STA CATARINA
 TIPO GC1-4 X N.º 3559
 MÁQUINA N. 13236

FOLHA DE ENSAIOS PARA

DADOS DE PLACA

KW	V/min	HZ	LIGAÇÃO	VOLTS	AMP. REF.	VOLTS	AMP. REF.	ISOLACAO CLASSE	OBSERVAÇÕES
16 8	800 4000	CC	C.P.D. INDPT	44 220	36,5	200	0,41 0,52	B	

ENSAIO EM CARGA						ENSAIO EM CARGA						RESISTENCIAS	
V _a 4000 I _{exc} 0,41 Tara 124						V _a 2000 I _{exc} 0,41 Tara 124						TEMPERATURA AMB. ta 23	
BRAÇO 0,45m LIGAÇÃO C.P.D.						BRAÇO 0,45m LIGAÇÃO C.P.D.						EXCITACAO PRINCIPAL 400	
												REC.MADURA 0,0866	
I _a	KW _{obs}	V _a /min	F _b	KW _{ut}	η%	I _a	KW _{obs}	V _a /min	F _b	KW _{ut}	η%	INTERPOLO	EXC.SERIE
0	0,721	197	163	0	—	0	0,443	100	1,72	0	—	0,0256	0,0196
1,6	1,370	198	198	0,317	23,8	2,8	0,628	101	1,92	0,283	45,1	PERDAS W	
5,8	1,980	203	2,31	1,178	59,4	10,0	1,292	103	2,64	1,030	79,7	P _{se}	P _{nec}
9,4	2,002	205,6	2,65	1,930	73,6	12,0	1,515	104	2,88	1,246	82,2	P _{vexc}	P _{ad}
15,8	3,810	210	3,30	3,308	86,8	18,0	2,160	107	3,58	1,925	89,1	P _{vaim}	EP
21,9	5,250	216,0	4,06	4,720	89,9	24,0	2,698	108,5	4,16	2,600	96,5	ISOLACAO M.O.	
25,0	5,640	217,0	4,28	5,420	95,2	27,5	3,418	103,0	4,91	3,000	87,2	CAMPO ARM.	
31,2	7,860	219,0	5,50	6,820	86,8	35,2	4,490	110,0	6,10	3,870	86,2	50	5
36,2	9,140	220,0	6,18	7,96	87,2	37,6	4,740	110,5	6,37	4,150	80,2		
I _{exc} =0	0,333	100	1,42	—	—	I _{exc} =0	0,18	5,1	1,62	—	—		

ENSAIO EM VAZIO				ENSAIO EM CARGA				ENSAIO EM VAZIO					
4000 r/min				2000 r/min				TARA=124 Kg BRAÇO=0,45m I _{exc} =0,48A					
I _{exc}	V _a	F _b	W	I _{exc}	V _a	F _b	W	I _a	V _a	KW ₆	F _b	KW _{ut}	η%
0	95	0,170	31,3	0	4,7	0,165	15,2	0	43,8	0,130	1,60	—	—
0,028	210	0,175	32,2	0,031	11,0	0,170	15,6	1,3	44,0	0,176	1,72	0,057	32,6
0,067	400	0,182	33,5	0,069	20,0	0,174	16,0	3,4	44,0	0,254	1,93	0,149	58,9
0,109	615	0,192	35,3	0,106	30,0	0,175	16,1	9,3	44,0	0,508	2,62	0,409	80,5
0,143	800	0,207	38,0	0,145	41,0	0,178	16,4	16,2	44,0	0,842	3,53	0,713	84,6
0,185	1000	0,225	41,4	0,185	51,0	0,182	16,7	18,6	44,0	0,916	3,76	0,818	89,2
0,227	1200	0,244	44,9	0,225	61,0	0,186	17,1	23,9	44,0	1,285	4,73	1,052	92,0
0,272	1400	0,256	47,7	0,269	71,0	0,194	17,8	29,6	44,0	1,700	5,85	1,302	76,5
0,331	1620	0,296	54,5	0,325	82,0	0,205	18,7	35,5	44,0	1,960	6,55	1,561	79,6
0,385	1800	0,325	59,2	0,375	91,0	0,216	19,8						
0,428	2000	0,335	61,6	0,400	100,0	0,228	21,0	0	0,9	0,105	1,53	—	—
0,505	2250	0,380	70,0	0,490	110,0	0,245	22,5						
0,650	2500	0,455	83,6	0,585	120,0	0,272	25,0						
0,890	2750	0,535	98,4	0,916	140,0	0,355	32,6						

TENSAO APLICADA: Exc.Principal.....v | Armad.....v |v

OPD: (*) ACIONADO PELO FREIO DA SALA DE PROVAS DA (E.M. ANEL S.A)
 FORÇA BRUTA (F_b) MEDIDA NO BRAÇO DO FREIO DO CLIENTE

Tabela AII-2

FE 1344

Eng. Sala de Provas 01/12/75 Aprovado / /

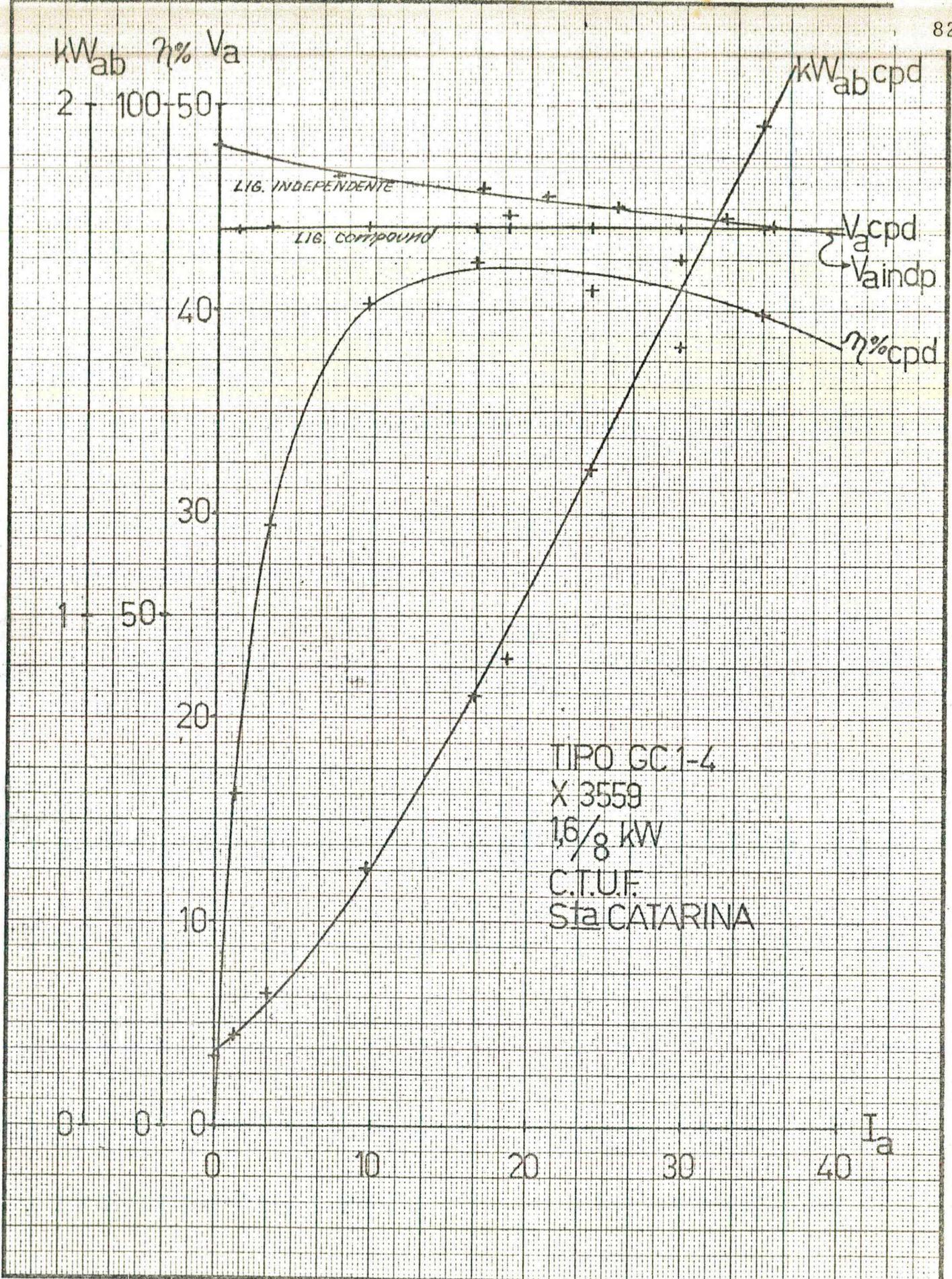


Figura AII-5

ENSAIO EM CARGA 800 1/min

N.º PED. 11990

09/12/75

EXEC. Novembro

VISTO

SP1347

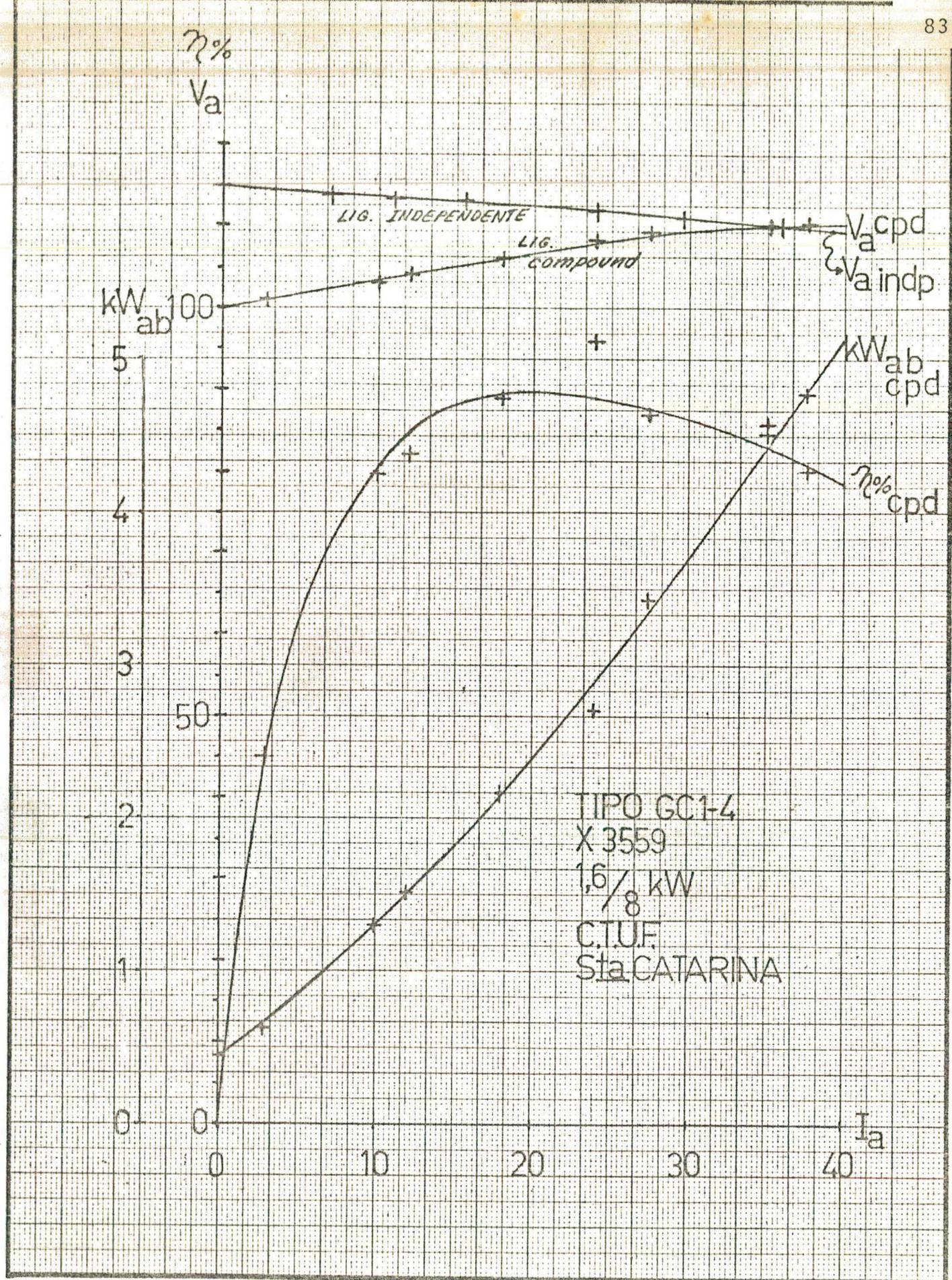


Figura AII-6

ENSAIO EM CARGA 2000 $\frac{r}{min}$

SP1346

N.º PED. 11990

09/12/75

EXEC. *[Signature]*

VISTO *[Signature]*

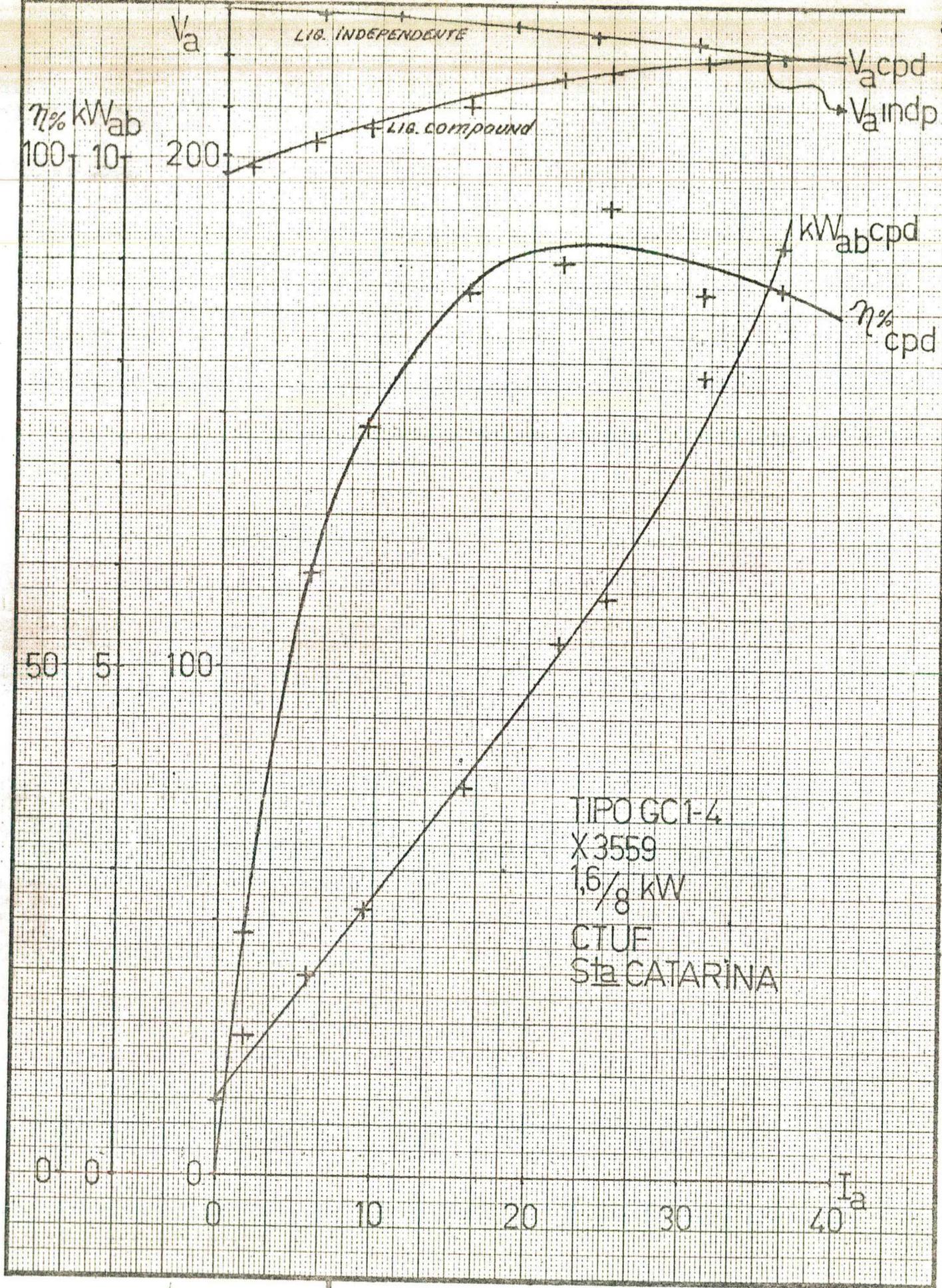


Figura AII-7

ENSAIO EM CARGA 4000 r/min

N.º PED. 11990

09112175

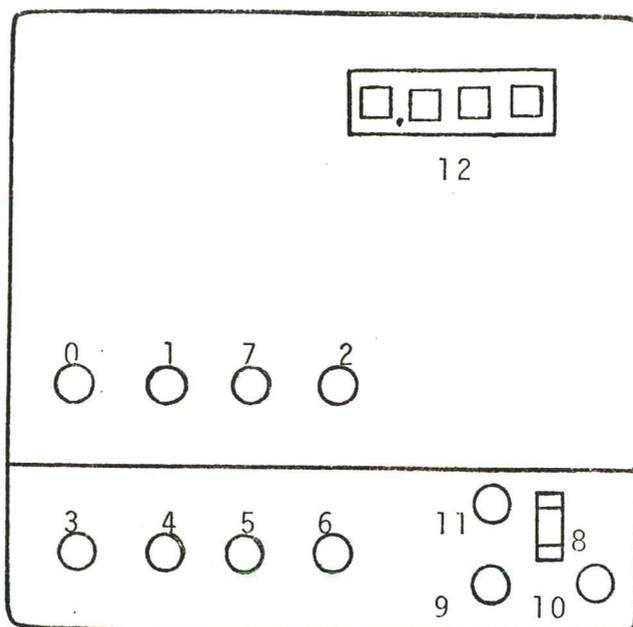
EXEC. NOVEMBRO 1950

SP1345

VISTO

APÊNDICE - III

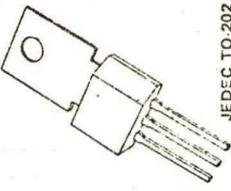
PAINEL FRONTAL



- 0- CH_0 = Chave geral de liga e desliga do instrumento
- 1- CH_1 = Chave de leva a zero da memória
- 2- CH_2 = Chave de três posições, no centro = valor atual, para cima = máximo para baixo = mínimo
- 3- CH_3 = Chave de duas posições, para cima = automático, para baixo = manual
- 4- CH_4 = Leva a zero o valor de referência, também a carga
- 5- CH_5 = Deslocamento rápido do ângulo de disparo
- 6- CH_6 = Deslocamento lento do ângulo de disparo (mais ou menos)
- 7- CH_7 = Registro da rotação de referência
- 8- CH_8 = Seleciona a máxima rotação desejada
- 9- CH_9 = Desliga o motor à explosão
- 10- CH_{10} = Rearma o relê, permitindo ligar o motor à explosão
- 11- LED duplo, vermelho = impedido o funcionamento, verde = permitido
- 12- Mostrador com quatro dígitos

Triode Thyristor (SCR)

8A RMS Up to 600 Volts



JEDEC TO-202

The C116 is a molded silicon plastic SCR which incorporates General Electric's new POWER-GLAS glassivation process. This process provides for an intimate void-free bond between the silicon chip and the glass coating significantly improving performance and reliability.

FEATURES:

- Glassivated silicon chip for maximum reliability in AC or DC circuitry.
- Special selections for non-standard gate requirements available upon request.
- Designed for a variety of mount-down methods.

TYPICAL SCR APPLICATIONS

Application	GENERAL FUNCTIONS					
	Motor Control	Temperature Control	Relay & Solenoid Driver	Power Regulator	Capacitor Discharge Circuit	
Process Control Equipment	X	X	X	X		
Reproduction Equipment	X	X	X	X		
Food Trucks	X					
Machine Tools, Misc. Mfg.	X		X			
Sewing Machines	X					
Lamp Equipment	X		X		X	
Photo. Equipment	X	X	X		X	
CF (Copy) Machines			X			
Industrial Equipment			X			
Verifying Machines			X			
Lighting Equipment			X	X		
Boilers, Meters			X	X		
Gas & Oil Burners			X		X	
Internal Combustion Engines, Pumps					X	

General Electric Semiconductor Data Handbook, New York 1977

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

TYPE	REPETITIVE PEAK OFF STATE VOLTAGE, $V_{OFF}(1)$ $T_C = -40^\circ\text{C to } +110^\circ\text{C}$	REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE, $V_{RRM}(1)(2)$ $T_C = -40^\circ\text{C to } +110^\circ\text{C}$	NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE, $V_{RRM}(1)(2)$ $T_C = -40^\circ\text{C to } +110^\circ\text{C}$
C116F	50 Volts	50 Volts	75 Volts
C116A	100 Volts	100 Volts	200 Volts
C116B	200 Volts	200 Volts	300 Volts
C116C	300 Volts	300 Volts	400 Volts
C116D	400 Volts	400 Volts	500 Volts
C116E	500 Volts	500 Volts	600 Volts
C116M	600 Volts	600 Volts	750 Volts

- RMS On-State Current, $I_T(\text{RMS})$
- Average On-State Current, $I_T(\text{AV})$
- Critical Rate-of-Rise of On-State Current, di/dt : (4)
- Gate Triggered Operation
- Switching from 200 volts
- Switching from 400 volts
- Switching from 600 volts
- Peak One Cycle Surge (non-imp) On-State Current, I_{TSM} 50 Hz
- Peak One Cycle Surge (non-imp) On-State Current, I_{TSM} 60 Hz
- I_T (for fusing), for times at 8.3 milliseconds
- I_T (for fusing), for times at 1.5 milliseconds
- Peak Gate Power Dissipation, P_{GM}
- Average Gate Power Dissipation, P_{GM}
- Peak Positive Gate Current, I_{GM}
- Peak Positive Gate Voltage, V_{GM}
- Peak Negative Gate Voltage, V_{GM}
- Storage Temperature, T_{STG}
- Operating Temperature, T_J

NOTES:

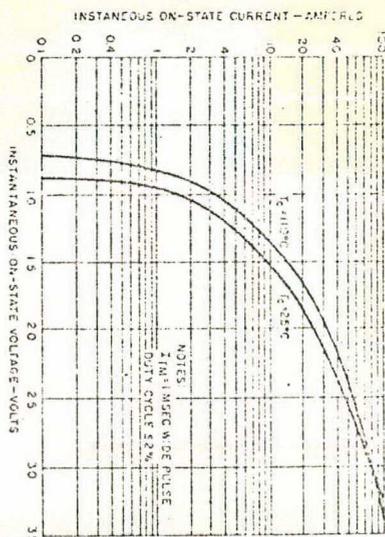
- (1) Values apply for zero or negative gate voltage only.
- (2) Half sine wave pulse, 10 millisecond duration.
- (3) During performance of the off-state and reverse blocking tests, the thyristor should be held at zero gate current. The pulse repetition rate for this test is 60 Hz. The duration of the JEDC di
- (4) di/dt rating is established in accordance with JEDEC Standard P.S.397, Section 5.2. The pulse repetition rate for this test is 60 Hz. The duration of the JEDC di

CHARACTERISTICS

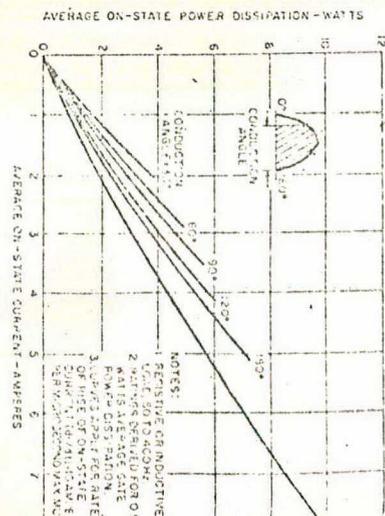
TEST	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
Peak Off-State or Reverse Current (1)	I_{BRM} or I_{RRM}	—	—	0.1	mA	$V_{BRM} = V_{RRM} = \text{Max. allowable volts peak}$ $T_C = +25^\circ\text{C}$
Peak On-State Voltage	V_{TM}	—	—	1.57	Volts	$T_C = +25^\circ\text{C}$, $I_{FM} = 16\text{A peak}$, 1 Millisecond wide pulse, Duty cycle $\leq 2\%$.
Critical Rate-of-Rise of Off-State Voltage (Higher values may cause device switching)	dv/dt	—	100	—	Volts/ μsec	$T_C = +110^\circ\text{C}$, Rated V_{BRM} , Gate Open Circuited, Linear Waveform.
Check Commutated Turn-Off Time	t_q	—	50.	—	μsec	$T_C = +110^\circ\text{C}$, $I_{FM} = 10\text{A peak}$, Rectangular current pulse, 40 μsec duration, Commutation rate = 5A/ μsec ; Peak reverse voltage = Rated volts max.; Reverse voltage at end of turn-off time interval 12 volts min.; Repetition rate = 60 pps. Rate-of-Rise resupplied off-state voltage (dv/dt) = 10V/ μsec ; Off-State voltage = Rated V. Gate bias during turn-off time interval = 0 volts, 100 ohms.
D.C. Gate Trigger Current	I_{GT}	—	—	25	mAdc	$T_C = +25^\circ\text{C}$; $V_D = 6\text{Vdc}$; $R_L = 91\text{ ohms}$. $T_C = +40^\circ\text{C}$; $V_D = 6\text{Vdc}$; $R_L = 45\text{ ohms}$.
D.C. Gate Trigger Voltage	V_{GT}	—	—	1.5	Vdc	$T_C = +25^\circ\text{C}$; $V_D = 6\text{Vdc}$; $R_L = 91\text{ ohms}$. $T_C = +40^\circ\text{C}$; $V_D = 6\text{Vdc}$; $R_L = 45\text{ ohms}$.
Holding Current	I_H	—	—	0.2	mAdc	$T_C = +110^\circ\text{C}$; $V_D = 6\text{Vdc}$; $R_L = 1680\text{ ohms}$. Anode source voltage = 24 Vdc, Peak initiating On-State current = 0.5A, 0.1 msec to 10 msec wide pulse. Gate trigger source = 7V, 20 ohms.
Latching Current	I_L	—	—	60	mAdc	$T_C = +40^\circ\text{C}$
Steady-State (2) Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	—	—	8.0 75	$^\circ\text{C/Watt}$	Junction-to-Case (Types 11 and 12) Junction-to-Ambient (Types 11 and 12)

C116

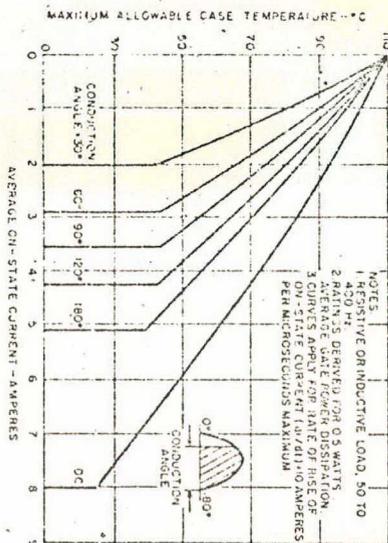
C116



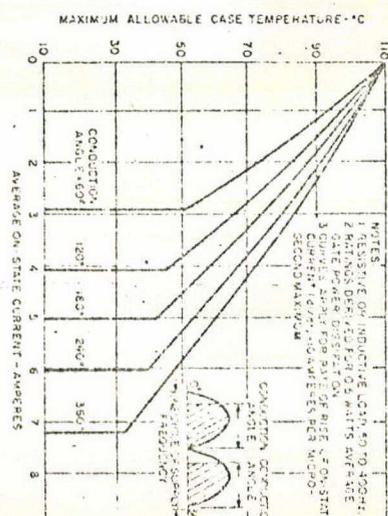
1. Max. On-State Voltage vs. On-State Current



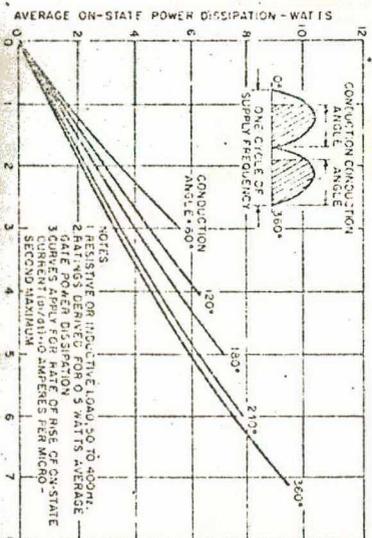
2. Max. On-State Power Dissipation for Half-Wave Rectified Sine Wave of Current



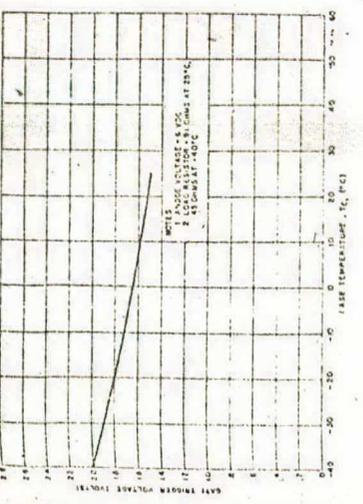
3. Max. Allowable Case Temperature For Half-Wave Rectified Sine Wave of Current



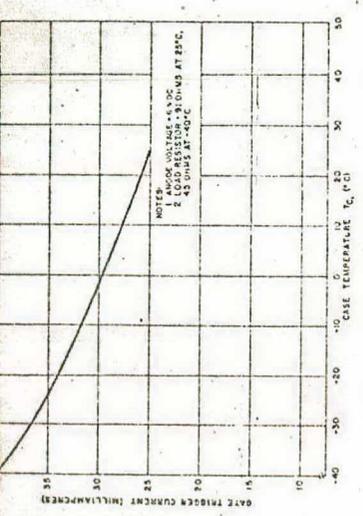
4. Max. Allowable Case Temperature For Full-Wave Rectified Sine Wave of Current



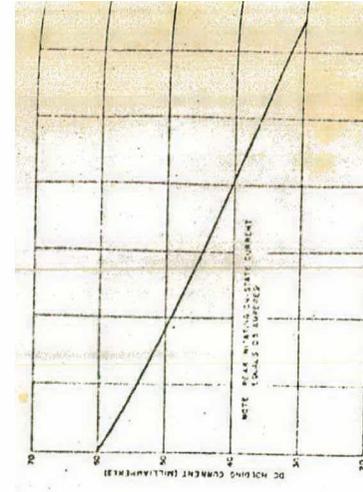
NOTES:
(1) Values apply for zero or negative gate voltage only.
(2) $R_{\theta JA}$ is approximately equal to T_C ; see outline drawing. The junction-to-ambient value is under worst case conditions, i.e., with #22 copper wire used for electrical contact to the terminals and natural convection.



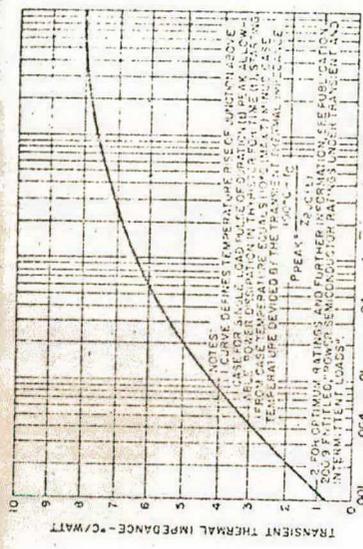
7. Max. DC Gate Voltage to Trigger vs. Case Temperature



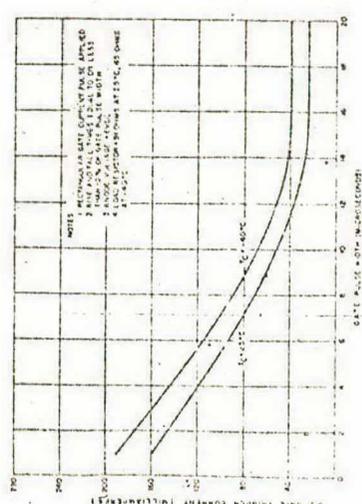
8. Max. DC Gate Current to Trigger vs. Case Temperature



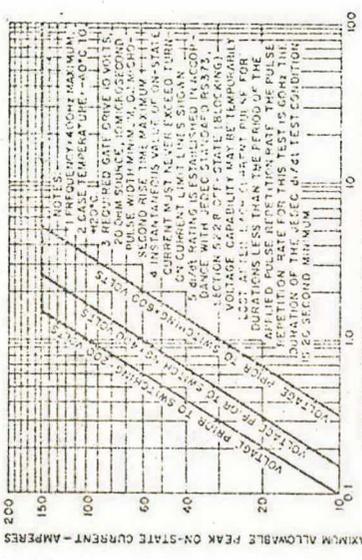
14. Max. DC Holding Current vs. Case Temperature



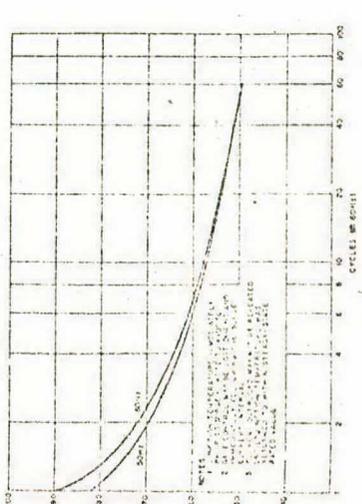
13. Max. Transient Thermal Impedance, Junction to Case Types 1 and 3



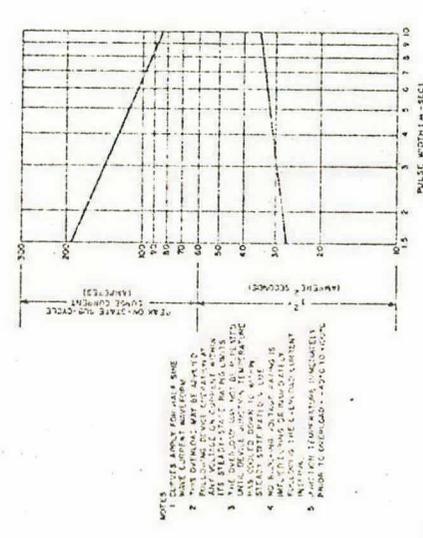
9. Max. DC Gate Current to Trigger vs. Gate Pulse Width



10. Turn-On Current Limit



11. Max. Allowable Surge Current Following Rated Load Conditions



12. Sub-cycle Surge and 1/2t Rating Following Rated Load Conditions

MOUNTING METHODS

The C110, because of its unique package design, is capable of being mounted in a variety of methods depending upon the heatsink requirements and the circuit packaging methods. The leads will bend easily, either perpendicular to the flat or to any angle, and may also be bent, desired, immediately next to the plastic case. For sharp angle bends (90° or larger), a lead should be bent only once; since repeated bending will fatigue or break the lead. Bending, in other directions may be performed as long as the lead is held firmly between the case and the bend, so that the strain on the lead is not transmitted to the plastic case. The mounting tab may also be bent or formed into any convenient shape so long as it is held firm between the plastic case and the area to be formed or bent. Without this precaution, bending may fracture the plastic case, and permanently damage the unit.

As a service to its customers, the General Electric Company provides a lead and tab shaping capability. Any of the derived types shown in the following chart are available direct from the factory to original equipment manufacturers.

OUTLINE DRAWINGS

