

PMC-519 PROJETO MECÂNICO 1985

*Projeto preliminar de um Torquímetro Óptico Digital em
Frequência Modulada.*

*Aluno: Walter Jorge Augusto Ponge-Ferreira /
Orientador: Prof. Carlos Chieng-Ching Tu*

A aqueles cujas vidas são sombras e não luz.

AGRADECIMENTOS

À ajuda voluntária do pessoal do Agrupamento de Motores do IPT, Francisco E. B. Nêgro, Carlos Eduardo Ibañes Luco e Paulo Chinellato de Camargo, sem a qual não seria possível a realização dos ensaios do protótipo.

À ajuda valorosa de Tu Li-Shui no aprimoramento e confecção dos circuitos eletrônicos.

À orientação dedicada do Prof. Carlos Chieng-Ching Tu, que além de orientar e incentivar ainda colaborou pessoalmente na confecção e execução dos testes do protótipo.

A meus pais que sempre selaram por mim.

A todos que direta ou indiretamente ajudaram para a realização deste trabalho.

RESUMO:

O trabalho relata o projeto de um torquímetro dinâmico óptico em frequência modulada, utilizando na medição de torque em eixo rotativo e transmissão do sinal óptico ininterrupto modulado em frequência para o referencial estacionário.

O projeto dá uma nova solução para o problema comumente registrado em controle e instrumentação, decorrente da necessidade da transmissão de sinais obtidos em rotores para estatores de máquinas rotativas. A solução apresentada consiste no acoplamento óptico para a transmissão do sinal modulado em frequência.

As principais vantagens do acoplamento óptico são a inexistência de contato mecânico entre os elementos da transmissão do sinal; baixa geração de ruído inerente ao acoplamento e isolamento elétrico.

As vantagens da transmissão de sinal modulado em frequência já são amplamente conhecidas. Até por ser uma técnica muito antiga na transmissão de sinais, a mesma utilizada na transmissão dos impulsos no sistema nervoso animal. Isso atesta sua confiabilidade.

A imunidade a ruídos é obtida agindo-se em dois movimentos: minimizando-se a atenuação e distorção do sinal portador de informação e evitando-se o abafamento do sinal pelo ruído. O sinal em frequência é mais imune ao ruído pois a atenuação do sinal, em razão da dissipação de energia, não afeta diretamente o ente portador de informação. Também é possível adotar-se uma banda do espectro de frequência para a transmissão da informação, não influenciada pelas fontes de ruído existentes no processo.

O projeto consiste na aplicação dos dois princípios descritos como nova solução do problema da medição de torque em eixos rotativos. Solução que permite ampla utilização em diversos casos, como na medição do torque/potência efetiva transmitida entre máquinas hidráulicas e bombas/motores elétricos; na medição do torque e

fetivo transmitido de motores para as diversas cargas a eles acopladas, como também em sistemas de automatização embarcada.

O torquímetro (TDO/FM) compreende:

a) Transdução do torque mecânico em um sinal de tensão elétrica por extensômetro elétricos dispostos em Ponte de Wheatstone;

b) Amplificação do sinal de tensão elétrica e conversão em sinal elétrico modulado em frequência por meio de um conversor de frequência em tensão;

c) Transdução do sinal elétrico em sinal óptico infravermelho modulado em frequência;

d) Transmissão óptica do sinal do estator para o captador óptico com características óptico-geométricas otimizadas;

e) Transdução do sinal óptico em elétrico e amplificação; e

f) Leitura em osciloscópio ou frequencímetro comerciais, com possibilidade de transmissão do sinal contínuo para equipamentos de processamento de dados.

O trabalho descreve pormenorizadamente os componentes do TDO/FM. Relata a construção, calibração e ensaios de um protótipo e a comparação de desempenho, em relação a um dinamômetro comercial, na medição do torque de um motor Diesel.

S U M Á R I O

	Página
DEDICATÓRIA	i
AGRADECIMENTO	ii
RESUMO	1
SUMÁRIO	3
RELAÇÃO DE FOTOS	5
RELAÇÃO DE FIGURAS	6
RELAÇÃO DE ANEXOS	7
1 - INTRODUÇÃO	8
1.1 - objetivo do trabalho	8
1.2 - tendências do mercado	8
1.3 - sinal modulado em frequência	8
1.4 - acoplamento óptico	9
1.5 - medição de torque em eixos rotativos	10
2 - FORMULAÇÃO DO PROJETO	11
2.1 - objetivo do projeto	11
2.2 - formulação qualitativa	11
2.3 - formulação quantitativa	11
3 - SOLUÇÕES EXISTENTES	13
3.1 - medição de torque pelo esforço reativo	13
3.2 - medição de torque pelo esforço ativo	13
4 - DESCRIÇÃO DA SOLUÇÃO POR ACOPLAMENTO ÓPTICA EM FM	15
4.1 - descrição do sistema	15
4.2 - sinal de entrada	15
4.3 - sub-sistema de transdução do torque e emissão do sinal óptico	16

4.4 - sub-sistema captador do sinal óptico	16
4.5 - sinal de saída	17
5 - CARACTERÍSTICAS DO TDO/FM	18
5.1 - características funcionais	18
5.2 - características operacionais	18
5.3 - características quanto à instalação	18
5.4 - características quanto à manutenção	18
5.5 - comparação com as demais soluções	19
6 - DESCRIÇÃO DO PROJETO E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	20
6.1 - projeto mecânico	20
6.2 - projeto óptico	21
6.3 - projeto eletrônico	22
6.4 - montagem do protótipo	23
7 - EXPERIÊNCIAS E RESULTADOS	24
7.1 - calibração do protótipo	24
7.2 - ensaios e simulações	25
7.3 - comparação de desempenho em bancada dinamométrica	26
8 - CONCLUSÃO E RECOMENDAÇÕES	27
ANEXOS	51
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	94

RELAÇÃO DE FOTOS:

FOTO 1 - TDO/FM completamente desmontado	28
FOTO 2 - Captador óptico elíptico e placa do circuito receptor	29
FOTO 3 - Idem, de outro ângulo	30
FOTO 4 - Circuito receptor instalado no suporte fixo	31
FOTO 5 - Montagem dos extensômetros no eixo de torção	32
FOTO 6 - Eixo de torção com carcaça bipartida desmontada	33
FOTO 7 - Eixo de torção, carcaça bipartida com circuito emissor	34
FOTO 8 - Eixo com carcaça montada; captador óptico instalado no suporte	35
FOTO 9 - TDO/FM completo	36
FOTO 10 - Idem, de outro ângulo	37
FOTO 11 - Calibração estática do TDO/FM	38
FOTO 12 - TDO/FM montado para calibração estática	39
FOTO 13 - Calibração estática do TDO/FM	40
FOTO 14 - Instrumentos de leitura do sinal de saída	41
FOTO 15 - Simulação de funcionamento do TDO/FM em rotação	42
FOTO 16 - TDO/FM montado para simulação de funcionamento em rotação	43
FOTO 17 - Idem, de outro ângulo	44
FOTO 18 - TDO/FM instalado na bancada dinamométrica	45
FOTO 19 - Idem, de outro ângulo	46
FOTO 20 - Idem, de outro ângulo	47
FOTO 21 - Idem, de outro ângulo	48
FOTO 22 - Idem, de outro ângulo	49
FOTO 23 - Pesquisadores após o sucesso dos ensaios finais	50

RELAÇÃO DE FIGURAS

FIGURA 1 - Fluxograma do sinal no TDO/FM	88
FIGURA 2 - Funcionamento do captador óptico para eixos rotativos	90
FIGURA 3 - Circuito transdutor de tensão e emissor do sinal óptico FM	91
FIGURA 4 - Circuito foto-receptor	92
FIGURA 5 - Disposição dos extensômetros em Ponte Wheatstone sobre o eixo rotativo	93
FIGURA 6 - Curva de calibração do TDO/FM	94

RELAÇÃO DE ANEXOS

ANEXO 1 - Catálogo de motores diesel veiculares MWM D-229	51
ANEXO 2 - Folheto técnico do dinamômetro Schenck	53
ANEXO 3 - Desenho do eixo flexível articulado do dinamômetro	58
ANEXO 4 - Teoria de deformação em eixos cilíndricos	59
ANEXO 5 - Extensômetros montados em Ponte de Wheatstone	60
ANEXO 6 - Teoria de amplificadores operacionais	61
ANEXO 7 - Especificações técnicas do circuito integrado AD 654	64
ANEXO 8 - Propriedades óptico-geométricas da elipse	72
ANEXO 9 - Desenho do conjunto das partes mecânicas do TDO/FM	74
ANEXO 10 - Memorial do dimensionamento do eixo	75
ANEXO 11 - Desenho de fabricação do eixo de torção	76
ANEXO 12 - Desenho de fabricação da carcaça bipartida	77
ANEXO 13 - Memorial do dimensionamento da carcaça	79
ANEXO 14 - Desenho de fabricação do suporte da carcaça	80
ANEXO 15 - Desenho de fabricação do captador elíptico em acrílico	81
ANEXO 16 - Memorial da estimação dos parâmetros do circuito emissor	82
ANEXO 17 - Excerto do folheto de aplicações do circuito integrado AD 654	84
ANEXO 18 - Tabela com os resultados da calibração estática do TDO/FM	86
ANEXO 19 - Tabela com os resultados do ensaio comparativo de desempenho entre o TDO/FM e o dinamômetro Schenck	87

1 - INTRODUÇÃO

1.1 - OBJETIVO DO TRABALHO

O trabalho relata o projeto, construção, calibração e ensaios de um protótipo de um Torquímetro Dinâmico Óptico em Frequência Modulada (TDO/FM) para a medição de torque em eixo rotativo. Isso com o intuito de provar a exequibilidade física do princípio de transmissão de sinal de rotores para estatores via transmissão óptica modulada em frequência.

1.2 - TENDÊNCIAS DO MERCADO

O extraordinário desenvolvimento da informática nos últimos anos vem revolucionando a cada dia a vida do homem. Hoje a informática não se encontra mais restrita a centros de pesquisas e grandes indústrias, mas influencia diretamente a vida do homem comum no seu cotidiano. No âmbito industrial esse desenvolvimento configura-se na automatização industrial, representada em sua forma mais sofisticada pela robotização de manufaturas e pela automotização de processos, notadamente em grande empresas. Essa revolução contudo já se apresenta disponível a padrões orçamentários mais modestos da pequena e média indústria. Até mesmo de oficinas, graças ao crescente desenvolvimento, sofisticação e em especial ao barateamento dos componentes eletrônicos e dos equipamentos de informática.

Automatizar a indústria significa a união das técnicas de processamento de dados às de instrumentação e controle. Portanto, qualquer pesquisa que pretenda o desenvolvimento das técnicas de instrumentação e controle visando adequá-las ao novo quadro de informatização é de grande interesse na atualidade. Destacam-se, além dos problemas de software, a pesquisa de novas técnicas de transdução, sensoramento e transmissão de sinal compatíveis com os equipamentos de processamento digital.

1.3 - SINAL MODULADO EM FREQUÊNCIA

A principal característica da informática é a digitalização do sinal. Atualmente vivemos a transformação da instrumentação analógica em digital. De início, optou-se pela adequação dos sistemas analógicos tradicionais aos processadores digitais através de conversores analógicos-digitais. Recentemente procura-se incorporar a técnica digital diretamente à instrumentação, dispensando os conversores analógico-digitais.

As principais vantagens da instrumentação digital é sua compatibilização mais natural aos sistemas de processamento digital, maior flexibilidade, bem como a boa imunidade ao ruído dos sinais digitais.

Uma das técnicas de digitalização de sinais consiste na adoção de circuitos integrados conversores de tensão em frequência (V/F Converter), que transformam os sinais de tensão elétrica em sinais modulados em frequência. Essa técnica permite a transmissão de sinais com baixo nível de ruído, graças à adoção de frequências transportadoras fora da faixa de ruído, bem como à adoção de filtros e ainda à possibilidade de amplificação do sinal sem elevação do nível de ruído. Uma característica importante na transmissão de sinais modulados em frequência é a sua alta confiabilidade, visto ser um dos sistemas de transmissão dos impulsos nervosos nos próprios animais (1).

1.4 - ACOPLAMENTO ÓPTICO

O acoplamento óptico apresenta aspectos que favorece a sua utilização com elemento de ligação em sistemas eletrônicos ou de mecânica fina. Entende-se por acoplamento óptico a ligação de partes do sistema utilizando-se feixe luminoso como elemento transportador do sinal.

O acoplamento óptico dispensa o contato mecânico e elétrico entre as partes do sistema, o que permite a sua utilização com isolador mecânico e elétrico.

A transmissão por feixe luminoso mostra-se razoavelmente imune às influências do meio em que se propaga. Mais precisamente, pode-se facilmente limitar à níveis satisfatórios a influência do meio sobre a transmissão óptica. Além de não sujeita às instabilidades dinâmicas, é uma forma muito veloz de transmissão de informação.

1.5 - MEDIÇÃO DE TORQUE EM MÁQUINAS ROTATIVAS

A medição de torque em eixos rotativos frequentemente se faz necessária, tanto na medição direta do torque, quanto na obtenção indireta da potência transmitida no eixo ou ainda na verificação das tensões a que o eixo está submetido.

Torquímetros sob as mais diversas configurações são dispositivos amplamente utilizados na indústria, na pesquisa e no ensino. Quer para execução de controle e comando de equipamentos, quer para a realização de ensaios e pesquisas.

O projeto do TDO/FM incorpora as vantagens da transmissão de sinais modulados em frequência e do acoplamento óptico à técnica de medição de tensões por extensômetros elétricos. Constitui-se um aplicativo desses dois princípios como nova solução para o problema da medição de torque em eixos rotativos. A solução permite ampla utilização em diversos casos, como na medição de potência transmitida entre motor e compressor/bomba, em grupos motocompressores/bombas; na medição de tensão em palhetas de turbinas; na medição de torque/potência efetiva em dinamômetros de ensaios de potência de motores; na medição do torque/potência efetiva, transmitida entre máquinas hidráulicas e bombas/motores elétricos; na medição do torque efetivo transmitido de motores para as mais diversas cargas acopladas, ainda, em sistemas de automização embarcada (2). Sobretudo a solução permite fácil conexão com sistemas de processamento de dados.

2 - FORMULAÇÃO DO PROJETO

2.1 - OBJETIVO

Projetar, construir e experimentar um torquímetro dinâmico óptico em FM para medição contínua do torque efetivo de um motor Diesel, em uma bancada dinamométrica comercial. O projeto visa a comprovar a exequibilidade física dos princípios propostos para transdução e transmissão de sinal na medição de torque em eixos rotativos.

2.2 - FORMULAÇÃO QUALITATIVA

O torquímetro deve ser capaz de realizar a medição contínua do torque efetivo fornecido pelo motor ao freio da bancada dinamométrica, ao longo de toda faixa de utilização de torque e velocidade do motor Diesel (ANEXO 1). É suficiente que seja sensível às variações lentas de potência do motor.

Suas dimensões devem ser compatíveis com o espaço disponível para sua instalação na bancada dinamométrica, de forma a permitir sua instalação entre o eixo flexível, acoplado ao motor, e a flange de acoplamento da bancada dinamométrica.

O torquímetro deve fornecer um sinal elétrico modulado em frequência, portador da informação de torque, compatível com frequencímetro e osciloscópio disponíveis.

Deve satisfazer aos requisitos de segurança em operação e permitir um funcionamento durante o tempo necessário ao ensaio de comparação de desempenho, frente às medições da bancada dinamométrica (ANEXO 2).

2.3 - FORMULAÇÃO QUANTITATIVA

Características de operação: velocidade de rotação máxima de 3000 rpm; torque máximo 70 mKgf.

Características dimensionais: comprimento inferior a 200 mm; dimensões das flanges compatíveis com o eixo elástico articulado (ANEXO 3).

Características de funcionamento: amplitude pico-a-pico do sinal de saída na faixa de dēcimo a dezena de Volt; freqüência portadora na faixa de KHz (superior a dez vezes a velocidade de rotação máxima).

3 - SOLUÇÕES EXISTENTES

O torque transmitido em eixos rotativos pode ser medido diretamente, tanto através do esforço ativo, quanto através do esforço reativo dos elementos de suporte do motor ou da carga (3).

3.1 - MEDIÇÃO PELO ESFORÇO REATIVO

A técnica mais comum na medição do torque pelo esforço reativo consiste na suspensão do motor ou carga por mancais e medição do torque reativo sobre um medidor de força, agindo através de um braço de alavanca de comprimento conhecido. Além dos inconvenientes da inclusão do atrito dos mancais, exige modificações no motor e no seu suporte. Essa técnica é a empregada na bancada dinamométrica utilizada.

Outra técnica, que elimina o problema do atrito do caso precedente, consiste na medição das tensões ou deformações dos elementos que suportam o motor. Geralmente essa técnica também exige modificações no suporte do motor.

Além dessas, existem técnicas que fornecem ou absorvem energia para medir torque, como o freio de Prony, motores ou geradores calibrados. Ou ainda as que utilizam materiais fotoelásticos e iluminação estroboscópica.

Todas as técnicas mencionadas apresentam o inconveniente de serem dificilmente aplicáveis às instalações, na configuração normal de operação, são mais indicadas para ensaios em laboratório.

3.2 - MEDIÇÃO PELO ESFORÇO ATIVO

As técnicas de medição do torque pelo esforço ativo fundamentam-se na deformação torsional de algum elemento do eixo rotativo, portador de torque.

Pode-se medir o torque por um dispositivo óptico-mecânico, que se baseia no princípio de retenção da imagem na retina. Um feixe de luz projeta-se através de um orifício de uma flange fixa ao eixo girante sobre uma escala a ser lida. O torque imprime um deslocamento angular da escala em relação ao orifício, indicando o valor do torque.

Outro transdutor empregado é o "torsional variable differential transformer" (TVDT). Três peças tubulares, de material magnético são presas ao eixo de material não magnético. As peças podem deslocar-se axialmente e girar uma em relação a outra, mas cada uma não gira em relação a um ponto do eixo. Estas peças apresentam fendas inclinadas de 45 graus em relação ao eixo. Um torque aplicado causa a aproximação de uma fenda e o afastamento da outra. Assim varia a relutância magnética. Ao aplicar-se uma corrente alternada nos enrolamentos primários, surgirão voltagens proporcionais ao torque no enrolamento secundário.

A técnica mais amplamente utilizada consiste na medição de torque por meio de extensômetros elétricos, dispostos em Ponte de Wheatstone (4). Ela fornece um sinal elétrico contínuo, apropriada aos equipamentos de instrumentação utilizados atualmente. A disposição em Ponte de Wheatstone seleciona a medição aos esforços torcionais, pois é insensível à flexão, à tração e à variação de temperatura. Essas técnicas diferem quanto a forma de transmissão do sinal do eixo rotativo para o laboratório estacionário. São usados anéis metálicos e escovas, transformadores rotativos, rádio telemetria ou ainda contato por banho de mercúrio.

4 - DESCRIÇÃO DA SOLUÇÃO POR ACOPLAMENTO ÓPTICO EM FM

4.1 - DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Como solução para o problema da medição de torque em eixos rotativos propomos o projeto do TDO/FM. Ele se compõe de dois sub-sistemas (figura 1): 1) sub-sistema de transdução do torque e emissão do sinal óptico, 2) sub-sistema de captação do sinal óptico.

Compõe o sub-sistema de transdução do torque e emissão do sinal:

- 1 - transdutor do torque em tensão;
- 2 - amplificador do sinal elétrico;
- 3 - conversor de tensão em frequência;
- 4 - transdutor de sinal elétrico em óptico.

Compõe o sub-sistema de captação do sinal óptico:

- 1 - captador óptico;
- 2 - transdutor do sinal óptico em elétrico;
- 3 - amplificador de sinal elétrico.

4.2 - SINAL DE ENTRADA

O sinal de entrada a ser medido é o torque fornecido à bancada dinamométrica pelo motor Diesel. O sinal caracteriza-se por apresentar termos constantes, de variação curta e de variação longa do torque. Nessa fase do projeto, observamos somente a exequibilidade física do TDO/FM na medição contínua dos componentes constantes e de variação longa do sinal de torque. Embora não exista nenhum impedimento teórico à construção de um torquímetro, sob os mesmos moldes do TDO/FM, que também permita a medição dos componentes de variação curta do sinal de torque.

4.3 - SUB-SISTEMA DE TRANSDUÇÃO DO TORQUE E EMISSÃO DO SINAL ÓPTICO

4.3.1 - TRANSDUTOR DE TORQUE

O transdutor de torque compõe-se de:

a) - pré-transdutor: o primeiro estágio na medição do torque mecânico, constitui-se da transdução do sinal de tensão mecânica em deformação, executado pela ação do torque sobre o eixo do transdutor (anexo 4);

b) - transdutor: a deformação é medida por quatro extensômetros elétricos dispostos em Ponte de Wheatstone, que transforma o sinal de deformação em tensão elétrica (anexo 5);

4.3.2 - AMPLIFICADOR DO SINAL ELÉTRICO EM TENSÃO

O sinal de tensão elétrico proveniente da Ponte de Wheatstone passa por um circuito amplificador e filtro passa baixa executado com amplificador operacional, onde o sinal é amplificado e as altas frequências provenientes de ruídos são filtrados (anexo 6).

4.3.3 - CONVERSOR DE TENSÃO EM FREQUÊNCIA

O sinal elétrico em tensão é convertido em sinal modulado em frequência através de um circuito integrado, conversor de tensão em frequência (anexo 7).

4.3.4 - TRANSDUTOR DO SINAL ELÉTRICO EM ÓPTICO

O sinal elétrico modulado em frequência é agora convertido em sinal óptico por meio de um diodo foto-emissor e transmitido radialmente do eixo rotativo para o captador estacionário.

4.4 - SUB-SISTEMA CAPTADOR DO SINAL ÓPTICO

4.4.1 - CAPTADOR ÓPTICO

O sinal óptico modulado em frequência proveniente do

eixo rotativo é captado por um captador óptico, que consiste de um disco de acrílico transparente em forma de elipse (5) (anexo 8). As propriedades ópticas e geométricas do captador permitem concentrar os raios luminosos, emitidos radialmente pelo eixo rotativo, num único foco, onde é colocado o transdutor do sinal óptico em elétrico (figura 2).

4.4.2 - TRANSDUTOR DO SINAL ÓPTICO EM ELÉTRICO

No foco do capatador é colocado o transistor foto receptor, que transforma o sinal óptico modulado em frequência em sinal elétrico correspondente.

4.4.3 - AMPLIFICADOR DO SINAL ELÉTRICO

O sinal elétrico modulado em frequência passa por um circuito amplificador e filtro passa alta executado com amplificadores operacionais, onde o sinal é amplificado e as baixas frequências, inclusive DC, originárias do acoplamento óptico são filtradas (anexo 6).

4.5 - SINAL DE SAÍDA

O TDO/FM oferece um sinal de saída contínuo, de baixa impedância de saída, modulado em frequência, que pode ser lido diretamente em osciloscópio ou frequencímetro comerciais, ou ainda facilmente conectado a um sistema de processamento de dados.

5 - CARACTERÍSTICAS DO TDO/FM

5.1 - CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMENTO

Por utilizar o acoplamento óptico, o TDO/FM caracteriza-se por ser um dispositivo de medição de torque em eixos rotativos que não apresenta contato mecânico e mantém isolamento elétrico entre os elementos portadores do sinal. Somando ao fato de o sinal ser modulado em frequência, o TDO/FM apresenta bons resultados quanto a baixa influência do ruído.

5.2 - CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS

Tratando-se de um dispositivo eletrônico, o TDO/FM trabalha com sinais elétricos adequados à conexão com equipamentos eletrônicos. Isso permite uma leitura contínua do torque, com possibilidade de armazenamento dos dados de interesse em arquivos eletrônicos ou em arquivos de papel, para posterior análise. Suas características também permitem sua utilização em sistemas de controle e automação de equipamentos e na automação embarcada.

5.3 - CARACTERÍSTICAS DE INSTALAÇÃO

A configuração do TDO/FM permite que ele seja instalado em eixos do equipamento a ser monitorado, na própria configuração usual de operação do equipamento, graças à pequena dimensão requerida e a utilização dos extensômetros na medição do torque. Além disso, o TDO/FM pode ser instalado em eixos que apresentem uma movimentação no espaço, já que não exige suportes rigidamente fixos ao laboratório.

5.4 - CARACTERÍSTICAS DE MANUTENÇÃO

Pela inexistência do contato mecânico entre as partes por

tadoras do sinal, a manutenção operacional do TDO/FM fica restrita ao acoplamento mecânico. A exemplo do protótipo proposto, esse acoplamento mecânico pode constituir-se unicamente de um mancal.

5.5 - COMPARAÇÃO COM AS DEMAIS SOLUÇÕES

Suas características implicam num dispositivo de baixo custo, que pode ser aplicado com vantagem em relação aos demais dispositivos descritos. Excetua-se naturalmente os dispositivos que também utilizam extensômetros elétricos. As características de instalação tornam o TDO/FM superior àqueles que requerem modificação do equipamento a ser monitorado. A possibilidade de leitura contínua também o destaca em relação à maioria dos dispositivos convencionais.

A solução do TDO/FM equivale às demais que utilizam os extensômetros elétricos. É superior a solução com anéis metálicos e escovas por requerer menos manutenção e pela maior imunidade ao ruído.

Apresenta a desvantagem de requerer uma fonte de energia para os componentes ligados ao eixo.

Sua principal vantagem, entretanto, consiste no fato de trabalhar com sinal modulado em frequência, mais imune ao ruído e mais apropriado aos equipamentos digitais.

6 - DESCRIÇÃO DO PROJETO E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

6.1 - PROJETO MECÂNICO

O projeto mecânico compõe-se: 1) do projeto do eixo de torção; 2) do projeto da carcaça com captador (fotos 1 e 8). O objetivo do projeto era a comprovação da exequibilidade física dos princípios de transmissão do sinal modulado em frequência e do acoplamento óptico na medição do torque em eixos rotativos. Por isso, não houve a preocupação de projetar uma solução mecânica ótima. O critério adotado foi tornar a construção do protótipo a mais simples e mais barata possível, face aos meios e ao tempo disponível (anexo 9).

6.1.1 - EIXO DE TORÇÃO

Foi projetado um eixo de torção para a execução da pré-transdução do torque em deformação elástica e para suportar os componentes girantes do torquímetro e do captador estático (foto 5). O eixo constituiu-se de um tubo cilíndrico central com duas flanges nos extremos, compatíveis com o eixo flexível e a flange da bancada dinamométrica. De acordo com a teoria de deformação (6) (7), e baseado nos dados de projeto, determinaram-se suas dimensões (anexo 10).

O eixo foi usinado a partir de um eixo de igual função pré-existente, adequando-se suas flanges para a bancada dinamométrica usada. Reduziu-se a espessura do tubo para a rigidez exigida tendo em vista o ensaio do motor Diesel (anexo 11).

6.1.2 - CARCAÇA SUPORTE

Foi projetada uma carcaça bipartida para acondicionar os componentes eletrônicos girantes do TDO/FM (fotos 6 e 7), que

simultaneamente pudesse servir de pista para os rolamentos do captador e de pista de observação do captador óptico de acrílico (anexo 12). Atentou-se para que a carcaça fosse metálica a fim de propiciar o isolamento magnético do circuito eletrônico e que não tocasse o tubo central do eixo para não influir na distribuição de tensões. Dimensionou-se a carcaça bipartida quanto aos esforços dinâmicos na rotação e procurou-se minimizar o desbalanceamento por uma disposição simétrica de massa (anexo 13).

O captador óptico projetado constitui-se de uma chapa de aço (anexo 14). Ela funciona como suporte dos rolamentos de acoplamento, do captador óptico de acrílico propriamente dito e do circuito eletrônico, de recondicionamento do sinal óptico em elétrico. Para evitar que o captador rodasse quando em funcionamento, providenciou-se um cabo de aço de fixação (foto 9).

6.2 - PROJETO ÓPTICO

Foi projetado um captador óptico de acrílico de forma elíptica, que funciona como receptor dos feixes de luz, emitidos pelo eixo girante (fotos 1, 2 e 3). A luz é emitida radialmente do eixo girante, cujo centro coincide com um dos focos da elipse de acrílico. Qualquer que seja a direção de emissão, o feixe penetra no acrílico, reflete uma única vez na borda elíptica espelhada e dirige-se ao outro foco da elipse, onde se localiza o transistor foto-receptor (figura 1). O ângulo de Brewster garante que a luz não seja dispersada lateralmente,

A elipse de acrílico foi dimensionada de forma a que o transistor foto-receptor pudesse observar sempre meia circunferência (anexo 15). Foram adotados quatro diodos foto-emissores, de forma a existir sempre, pelo menos dois sendo observados pelo receptor. A elipse foi usinada e polida à mão (8) e usado papel alu

mínio para espelhar a sua borda (foto 2). Por isso o captador óptico apresentou algumas falhas de dispersão e de não focalização do feixe de luz sobre o foto-receptor. Mesmo assim mostrou-se suficiente para que se alcançasse o objetivo do projeto.

A frequência da onda de luz do acoplamento óptico, por ser infra-vermelho e não visível a olho nu interpôs algumas dificuldades na construção e ensaios do TDO/FM. Esse fato exigiu uma constante monitoração por instrumentos para costatação do funcionamento do dispositivo nas diversas fases do projeto. Foi adotada a luz infra-vermelho por não existir outro para foto-emissor e foto-receptor disponível no mercado.

6.3 - PROJETO ELETRÔNICO

O projeto eletrônico compõe-se (foto 1): 1) do projeto do transdutor de tensão e emissor óptico; 2) do projeto do receptor óptico.

Ao final do projeto teórico procedeu-se ao aprimoramento prático dos circuitos.

6.3.1 - TRANSDUTOR DE TENSÃO E EMISSOR ÓPTICO

Foi projetado um circuito eletrônico alimentado por bateria de 9 volts (foto 7), composto da Ponte de Wheatstone, de um amplificador e de um conversor de tensão em frequência (figura 3). Esse conversor comanda quatro diodos foto-emissores em série.

Calculou-se a variação de potencial na Ponte de Wheatstone quando sujeitada ao torque máximo de projeto. Isso para determinar-se o ganho necessário ao amplificador e de modo a fornecer uma tensão de entrada adequada ao circuito integrado conversor (anexo 16). O circuito amplificador da ponte foi elaborado com amplificadores operacionais convencionais, guiando-se pelas recomendações de aplicação do fabricante (anexo 17). Projetou-se o circuito conversor de tensão em frequência em obediência às recomendações do fabricante (7) para trabalhar com frequência em torno de 20 kHz, com variação de 10 kHz, para a variação máxima de

torque. A ponte e os amplificadores operacionais foram alimentados por um circuito regulador de tensão, a fim de fornecer uma tensão de referência estável ao circuito medidor de tensão.

A frequência de 20 kHz para frequência transportadora da modulação foi considerada satisfatória para a rotação máxima do eixo de 50 Hz. O limite inferior de 200 ciclos de oscilação do sinal luminoso por volta satisfaz a resolução requerida para a medição da variação lenta do torque.

O circuito foi elaborado em circuito impresso e acondicionado na carcaça, sendo a bateria colocada do lado oposto ao restante do circuito (foto 7). Os diodos foto-emissores foram dispostos separados de 90 graus ao longo de uma mesma secção transversal.

6.3.2 - RECEPTOR ÓPTICO

O circuito receptor óptico (fotos 2 e 3) constitui-se de um amplificador e filtro passa-alta, para amplificar o sinal do transistor foto-receptor (figura 4). O ganho do amplificador, composto por amplificadores operacionais, foi adequado à saída requerida pela instrumentação de leitura. A finalidade do filtro passa-alta é a de eliminar o ruído de baixa frequência, proveniente de fontes luminosas ambientes. O circuito receptor é alimentado por uma fonte externa de 12 volts, dado estar acondicionado no captador, estacionário em relação ao laboratório (foto 14). O circuito receptor foi provido por uma saída BNC (fotos 4 e 9).

6.4 - MONTAGEM DO PROTÓTIPO

Terminada a confecção dos diversos componentes do TDO/FM (foto 1) e feitos os testes de funcionamento dos circuitos eletrônicos, executou-se a montagem do conjunto.

Inicialmente, foram aplicados os extensômetros nas direções principais de deformação à região central do tubo (figura 5), conforme procedimento padrão (foto 5). Os extensômetros envoltos por fita isolante para sua proteção e isolamento (foto 7). Acondicionou-se o circuito transdutor e emissor em uma das metades da carcaça e a bateria na outra metade. Os quatro diodos foto-emissores foram inseridos nos orifícios a eles destinados, no interior da carcaça. Fazendo-se seu isolamento com tubo isolante termo-contrátil. Então, procedeu-se ao fechamento da carcaça bipartida e sua fixação à flange do eixo de torsão (foto 8). Foi utilizada trava química na fixação dos parafusos, para assegurar sua fixação quando em rotação. Ainda antes do fechamento final da carcaça, durante a calibração do torquímetro, procedeu-se a mais uma verificação do funcionamento dos circuitos eletrônicos e da emissão infra-vermelha.

Na montagem do captador, inicialmente foram aparafusados os rolamentos à chapa suporte. No posicionamento do captador óptico de acrílico obteve-se sua separação correta da chapa por meio de arruelas metálicas e algumas arruelas especiais feitas de borracha (foto 8). Então foi afixado o circuito receptor à chapa, observando-se o posicionamento correto do transistor foto-receptor no orifício focal do receptor de acrílico (foto 4).

Posteriormente, durante a calibração estática do TDO/FM, foi acoplado o captador ao eixo (fotos 9 e 10).

7 - EXPERIÊNCIAS E RESULTADOS

7.1 - CALIBRAÇÃO DO PROTÓTIPO

Foi feita a calibração estática do protótipo, afixando

-se uma das suas flanges a uma placa de torno travada e prendendo-se uma barra de 2,0 m ortogonalmente a outra flange (foto 12). A barra de 13,350 Kg foi previamente marcada com espaçamentos regulares de 10 cm e presa pela extremidade ao torquímetro (foto 13). Uma placa de castanhas de torno, pesando 30,020 Kg, foi usada na produção do momento torçor, variável conforme o comprimento do braço de ação do peso. Realizaram-se 27 medidas de torque em cada um dos sentidos de torção, com leitura em frequencímetro digital e observação da forma do sinal em osciloscópio (fotos 11 e 14). Os resultados das medidas das frequências, lidas para cada torque, foram compilados em tabela (anexo 18) e colocados em um gráfico milimetrado (figura 6), usado como carta de calibração.

Os resultados obtidos demonstram que o TDO/FM tem comportamento perfeitamente linear em medição estática do torque, com coeficiente de correlação linear igual a 0,99987 na faixa de medição desejada, isto é, de -70 mKgf a +70 mKgf.

7.2 - ENSAIOS E SIMULAÇÕES

Previamente ao fechamento definitivo do torquímetro realizou-se uma calibração com a carcaça aberta para verificação do sinal emitido diretamente no circuito emissor e para calibração mais segura do ponto de torque zero em 20 KHz.

Em testes precedentes, verificou-se o rápido consumo da bateria pelo torquímetro, decorrente da baixa resistência elétrica dos extensômetros usados na Ponte Wheatstone. Devido a esse alto consumo de energia, foram registrados falhas nos ensaios preliminares. Da calibração estática definitiva ao ensaio de comparação com a bancada dinamométrica, foi observado que o torquímetro deveria permacer o mínimo de tempo ligado.

Para verificação do comportamento do TDO/FM em rotação, foram realizados alguns testes, submetendo-o a operar girando no torno sem torque aplicado (fotos 15, 16 e 17). Verificou-se que o nível de ruído aumenta com a rotação, chegando por volta de -6 dB do valor de pico-a-pico do sinal para rotação de 1000 rpm. Felizmente, comprovando-se mais uma vez a eficiência do sinal modulado em frequência, o frequencímetro digital não apresentou dificuldade na leitura correta do sinal, mesmo nesse nível de ruído.

7.3 - COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO EM BANCADA DINAMOMÉTRICA

Realizou-se o ensaio de comparação de desempenho do TDO/FM frente a uma bancada dinamométrica Schenck, realizando-se a medição do torque efetivo desenvolvido por um motor Diesel (fotos 18 a 22). Foram realizadas medições para três rotações diferentes com quatro valores de torque para cada rotação. As leituras do TDO/FM foram realizadas em frequencímetro digital e a forma do sinal, observada em um osciloscópio.

Os resultados medidos no TDO/FM, e na bancada, para cada condição foram compilados em tabela (anexo 19). Verificou-se que os resultados foram satisfatórios, apresentando uma diferença média - em relação a bancada - de 2,5%, desprezando-se dois valores muito dispersos. Novamente observou-se que o nível de ruído cresce com a rotação. A forma do sinal continua sendo aproximadamente senoidal.

Observou-se ainda que, mesmo estando o circuito emissor, desligado, surgia um sinal de ruído significativamente elevado. Esse sinal também variava com a rotação. Cogitou-se que a fonte do ruído poderia ser algum ponto quente, proveniente de fricção ou do motor, dado que o transistor foto-receptor é sensível a infravermelho e não foi provido de proteção contra irradiação do ambiente (foto 20).

8 - CONCLUSÃO E RECOMENDAÇÕES

Face aos resultados obtidos, constatou-se a exequibilidade física do TDO/FM para medição de torque em eixos rotativos. Observou-se que os princípios de transmissão do sinal modulado em frequência e acoplamento óptico são muito poderosos. Eficazes inclusive na presença de um nível de ruído de -6 dB.

Os problemas verificados durante os ensaios, como geração não determinada de ruído, decorrem provavelmente da precária qualidade de fabricação do protótipo, o qual mesmo assim, cumpriu seu objetivo. Adotando-se processos de fabricação comerciais, obter-se-ão melhores tolerâncias dimensionais e melhores características dos componentes ópticos.

Recomendamos que se procure suprir um futuro equipamento, baseado no TDO/Fm, com uma fonte externa de energia, acoplado ao eixo por escova mecânicas ou transformadores rotativos, em conjunto com reguladores de tensão. Esses recursos não desqualificam os princípios de transmissão do sinal em frequência modulada por acoplamento óptico, que são adequados a transmissão de informação, com imunidade ao ruído, conforme se comprovou neste trabalho.

(LEGENDA DAS FOTOS)

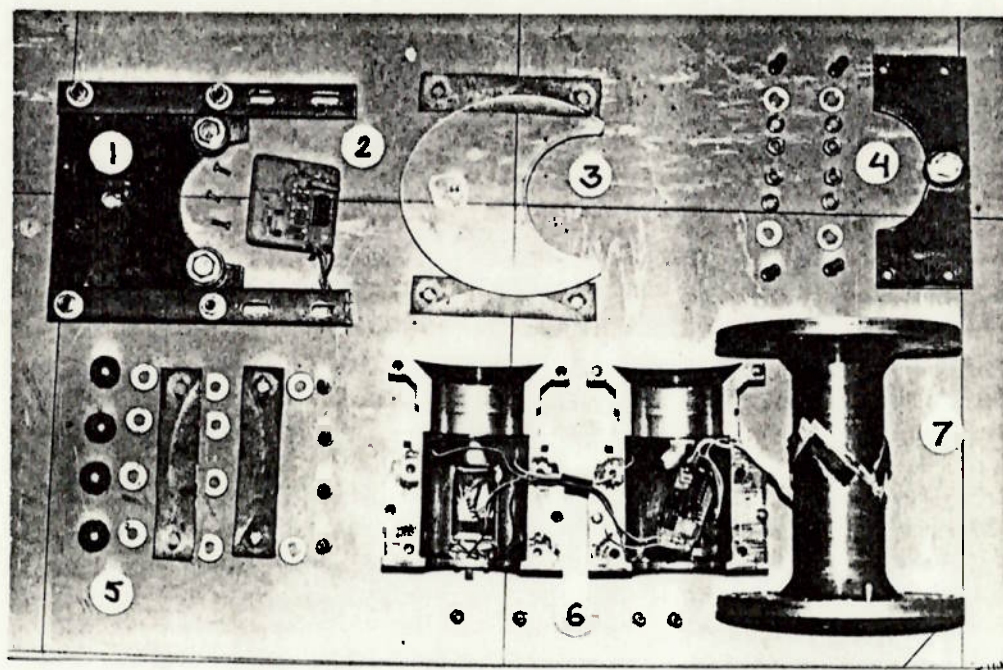


FOTO 1: TD0/FM completamente desmontado: vemos a parte inferior do suporte do captador óptico (1); o circuito receptor (2); o captador óptico elíptico em acrílico (3); parte superior do suporte do captador óptico com parafusos de união (4); arruelas metálicas e de borracha e parafusos de fixação do captador óptico elíptico no suporte (5); carcaça bipartida com circuito emissor, 4 diodos foto-emissores, bateria e interruptor (6); eixo de torção com extensômetros (7).

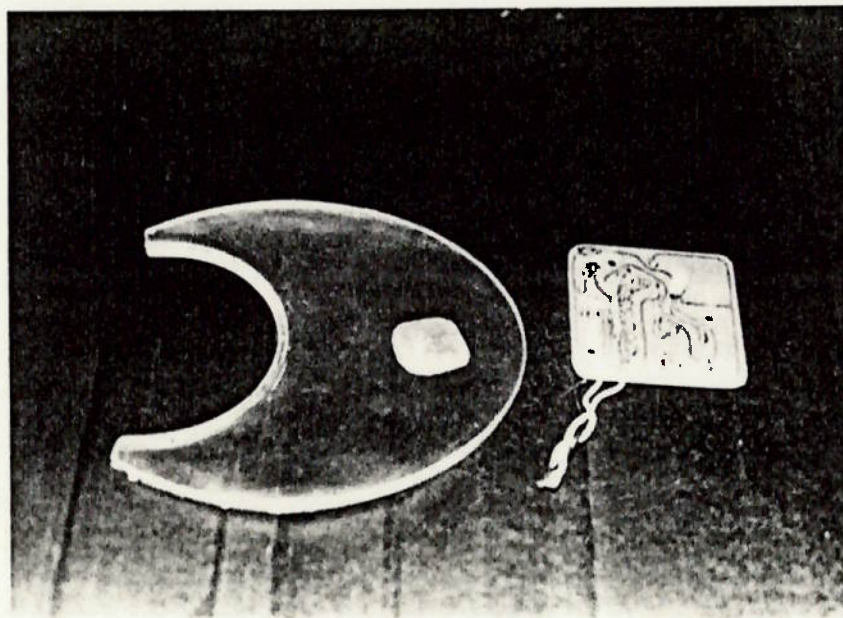


FOTO 2: Captador óptico elíptico e placa do circuito receptor: Vemos o captador elíptico em acrílico, com a borda da elipse espelhada com papel alumínio e a vedação à luz do furo de recepção (sobre o foco da elipse); vemos também o circuito impresso do receptor.

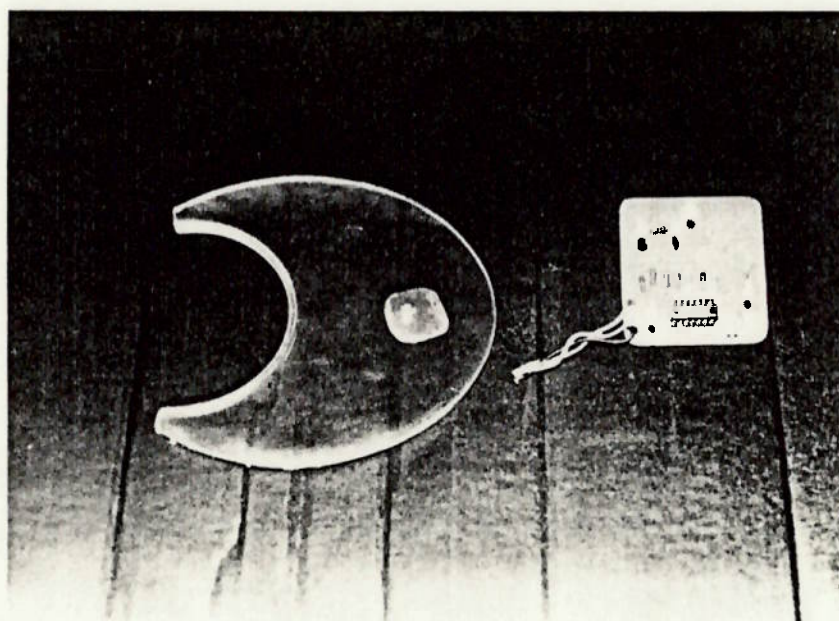


FOTO 3: Captador óptico elíptico e circuite receptor: vemos o captador elíptico em acrílico, com a borda da elipse espelhada e com o furo de inserção do transistor foto-receptor (sobre o foco da elipse); vemos também o circuite receptor.

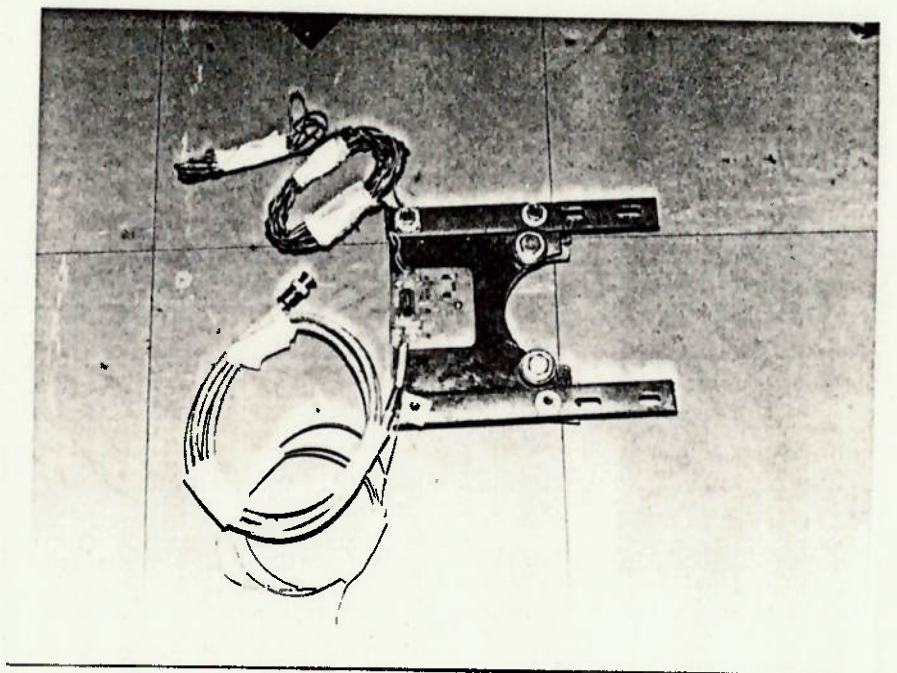


FOTO 4 : Circuito receptor instalado no suporte fixo: vemos a parte inferior do suporte do captador com: dois rolamentos de acoplamento mecânico, circuito receptor, cabo de alimentação e cabo de saída.

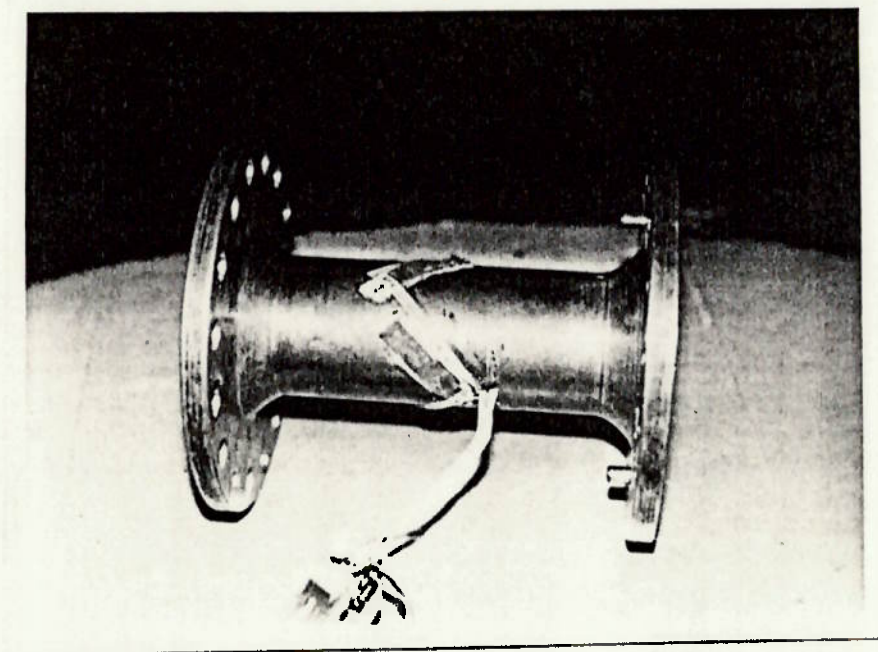


FOTO 5: Montagem dos extensômetros no eixo de torção: vemos os extensômetros colados à 45° na parte central do eixo de torção do TDO/FM.

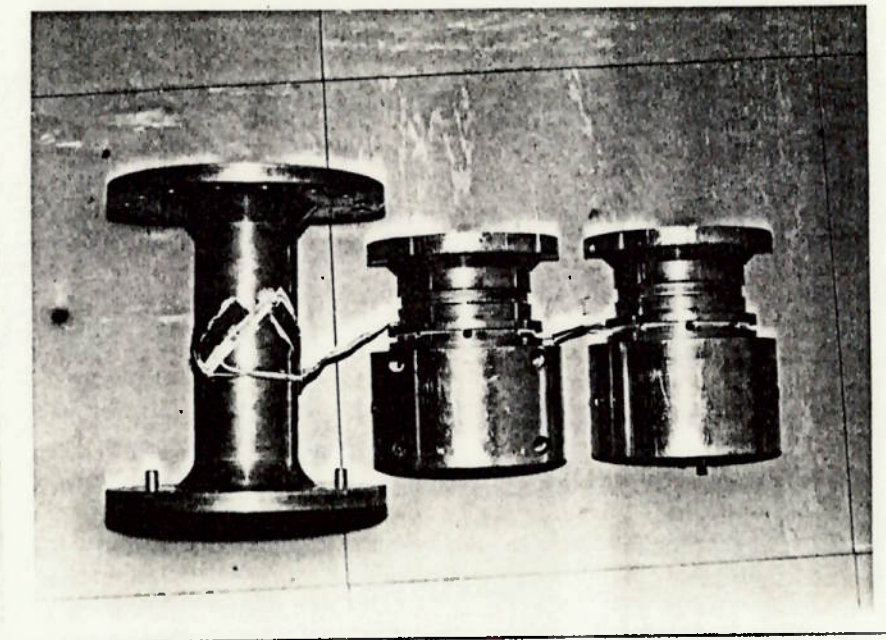


FOTO 6: Eixo de torção com carcaça bipartida desmontada: vemos o eixo de torção com os extensômetros e a carcaça bipartida com seus rebaixos-guia dos rolamentos e guia do captador óptico (observar furos dos diodos opto-emissores).

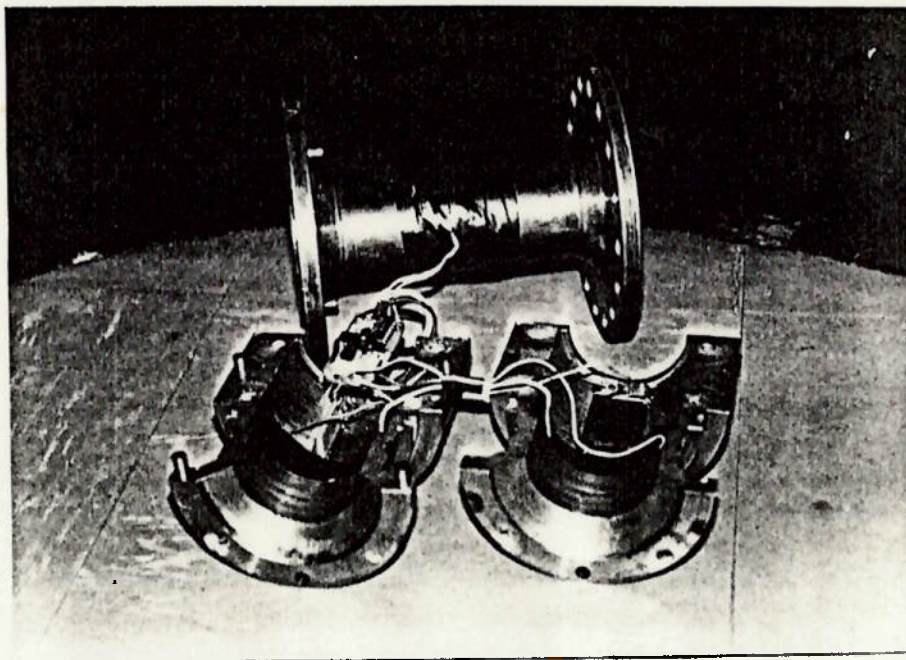


FOTO 7: Eixo de torção, carcaça bipartida com circuito emissor: vemos o eixo de torção com os extensômetros protegidos por fita isolante; o lado interno da carcaça bipartida com as cavidades de inserção do circuito emissor e da bateria de alimentação.

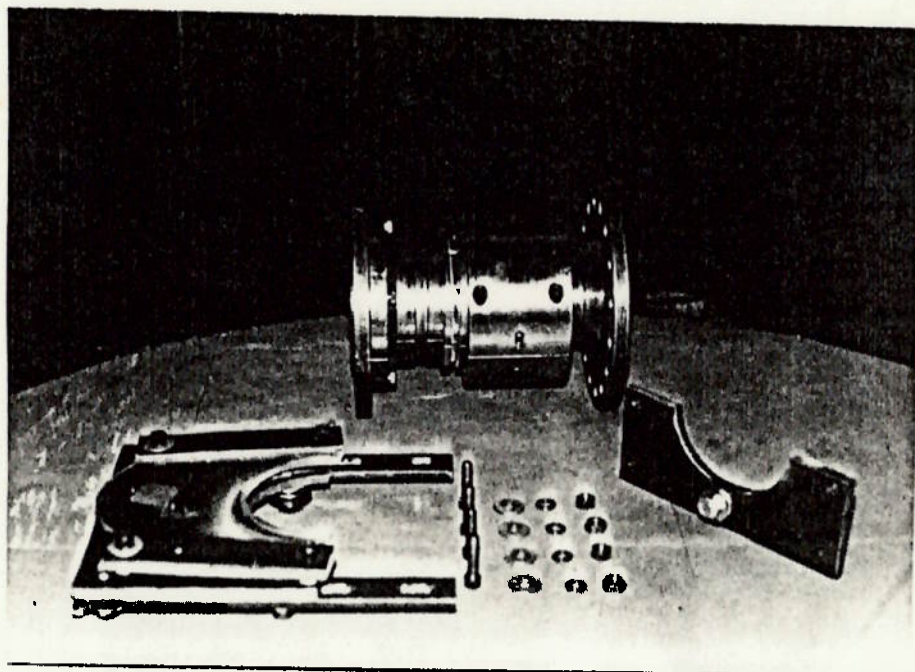


FOTO 8: Eixo com carcaça montada, captador óptico instalado no suporte: vemos o eixo de torção com a carcaça montada fixa à flange esquerda com parafusos; à frente vemos o captador óptico elíptico em acrílico instalado na parte inferior do suporte do captador.

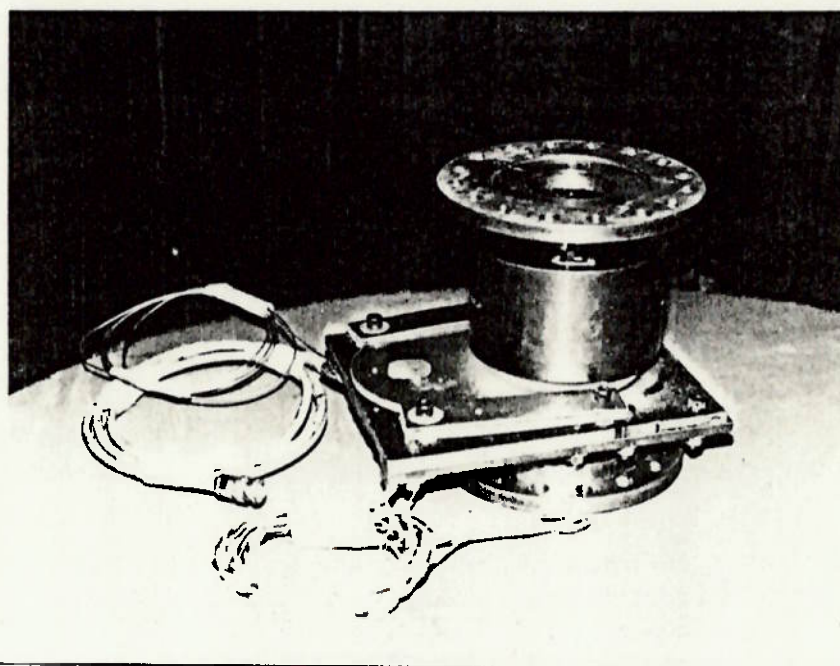


FOTO 9: TDO/FM completo: vemos o torquímetro totalmente montado, observa-se o captador óptico elíptico instalado, e o detalhe do interruptor de alimentação do circuito emissor.

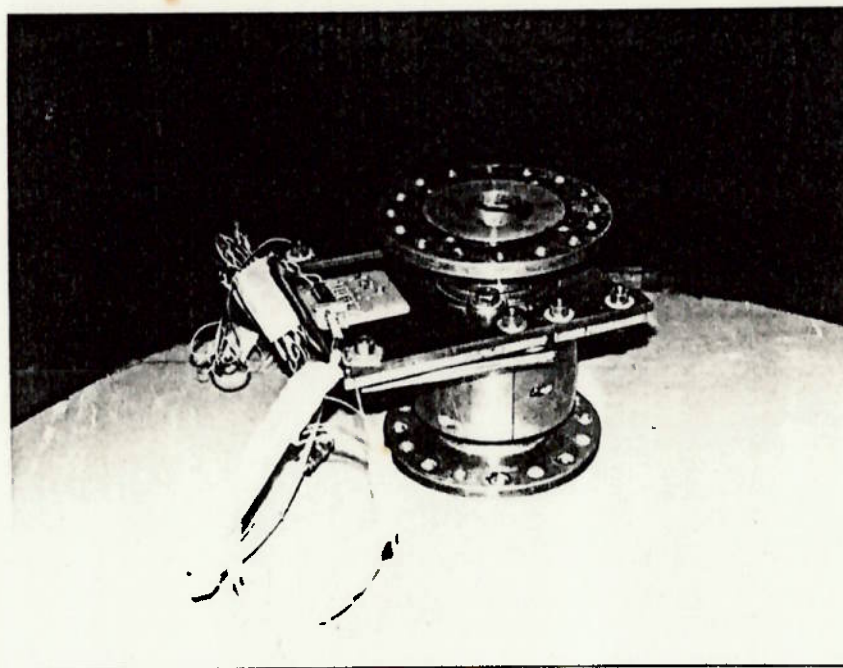


FOTO 10: TD0/FM completo: vemos o torquímetro totalmente montado, observa-se o circuito receptor instalado e o rolamento do captador correndo na guia da carcaça.

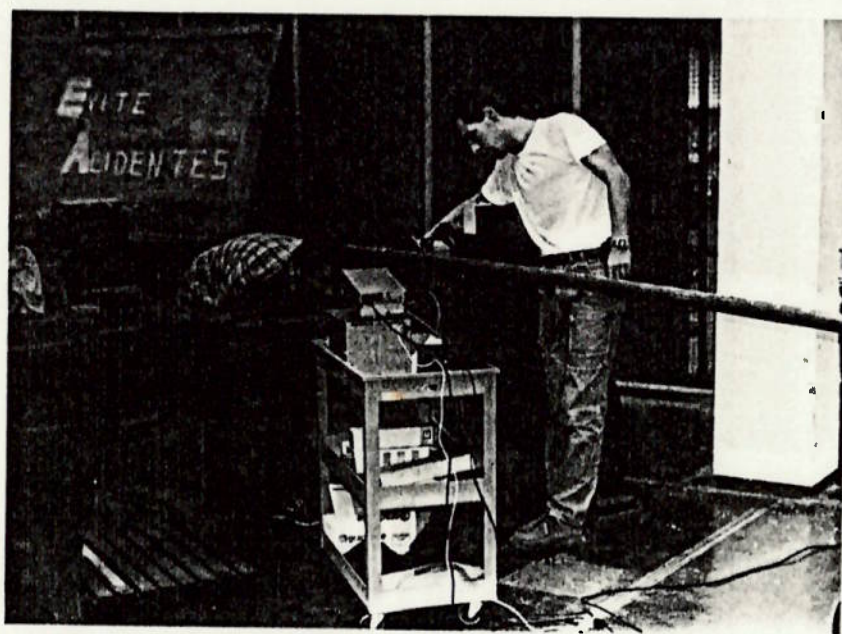


FOTO 11: Calibração estática do TDO/FM: vemos a execução da calibração estática do TDO/FM, observa-se o braço de alavanca para aplicação do torque e a instrumentação de leitura do sinal de saída.

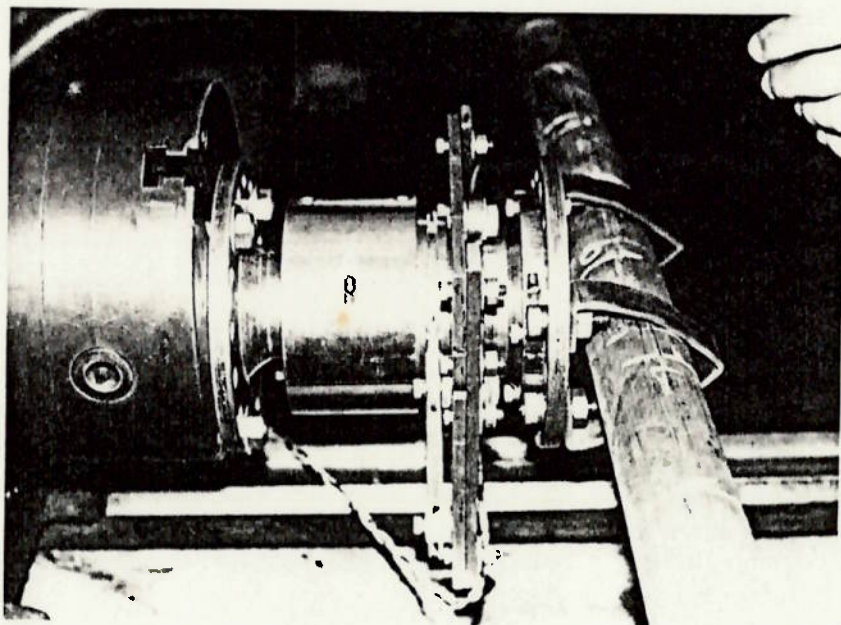


FOTO 12: TD0/FM montado para calibração estática: vemos o TD0/FM fixo por uma das flanges à placa travada de um torno mecânico; e a barra cilíndrica, usado como braço de alavanca para aplicação de torque, fixa à outra flange.

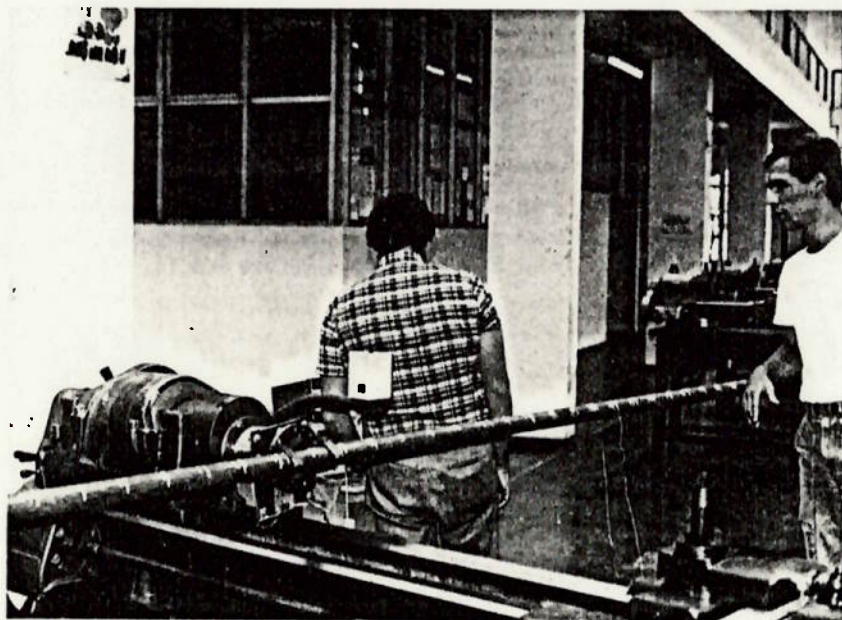


FOTO 13: Calibração estática do TDO/FM: observa-se o eixo cilíndrico com as marcas para aplicação do peso conhecido.

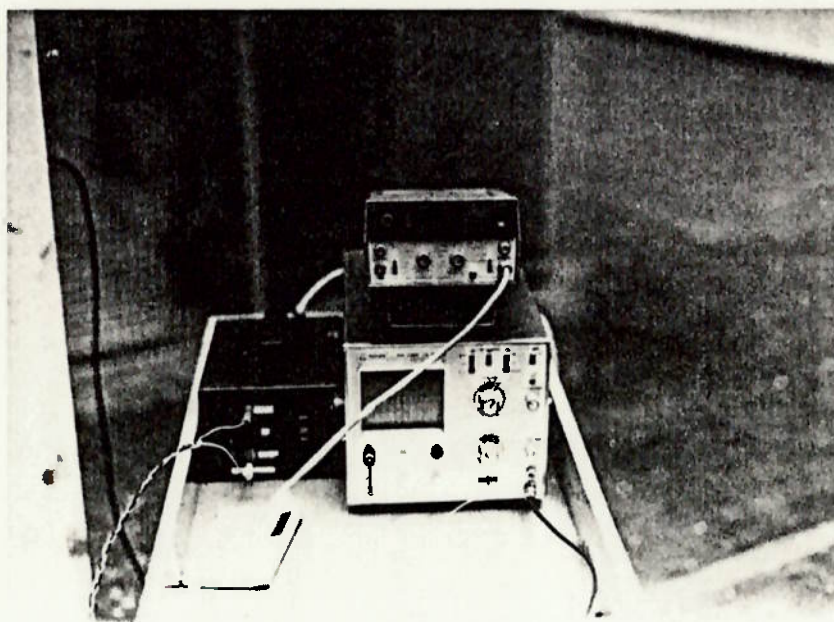


FOTO 14: Instrumentos de leitura do sinal de saída: vemos um osciloscópio para observação da forma do sinal de saída e um frequencímetro para a leitura do torque pela frequência do sinal de saída; ao lado vemos a fonte de alimentação do circuito receptor.

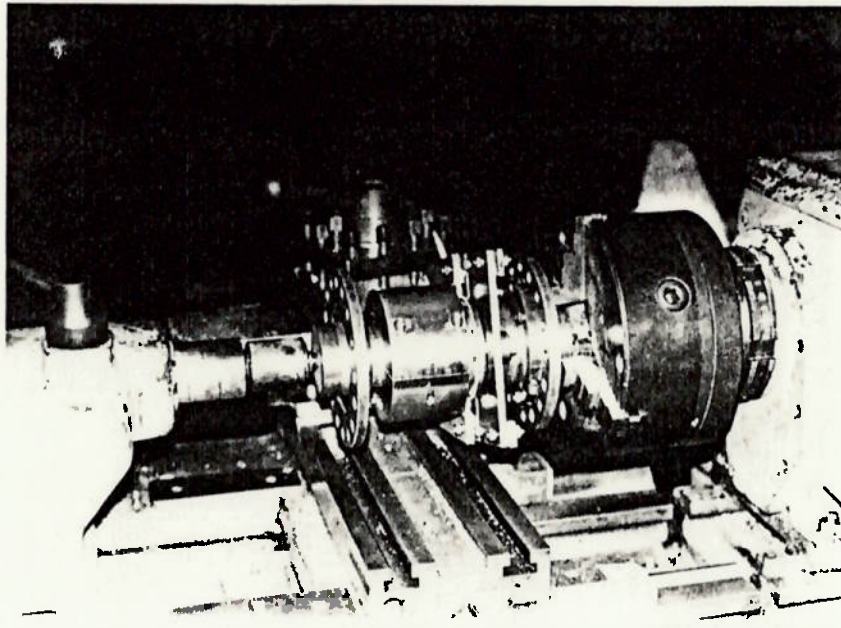


FOTO: 15: Simulação de funcionamento do TD0/FM em rotação: vemos o torquímetro instalado em um torno mecânico para observação do seu comportamento quando em rotação sem torque aplicado.

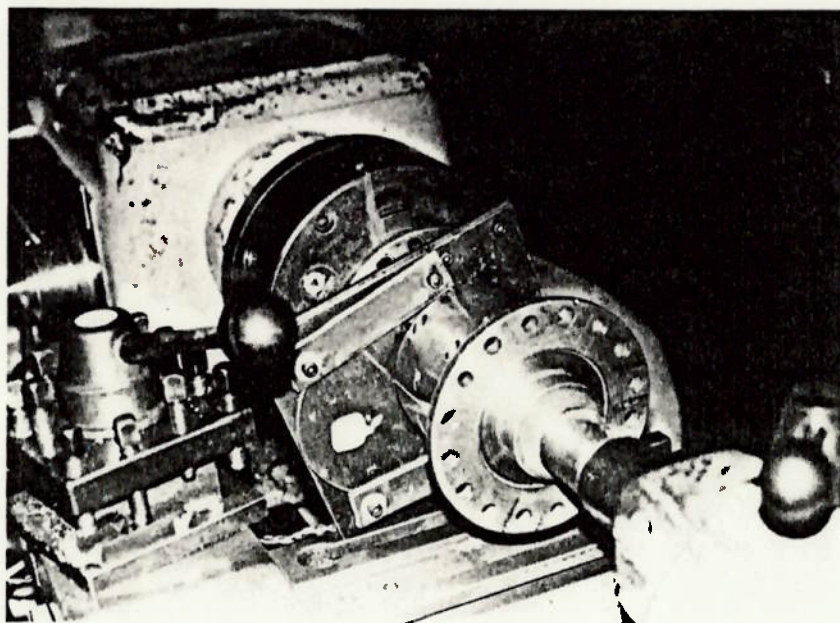


FOTO 16: TD0/FM montado para simulação de funcionamento em rotação.

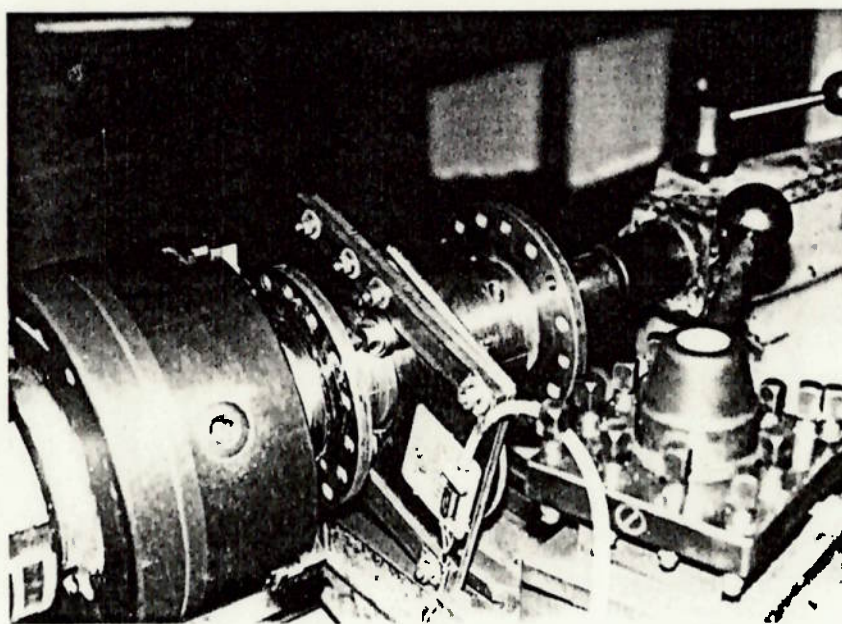


FOTO 17: TD0/FM montado para simulação de funcionamento em rotação: observa-se os rolamentos do captador correndo na guia da carcaça.

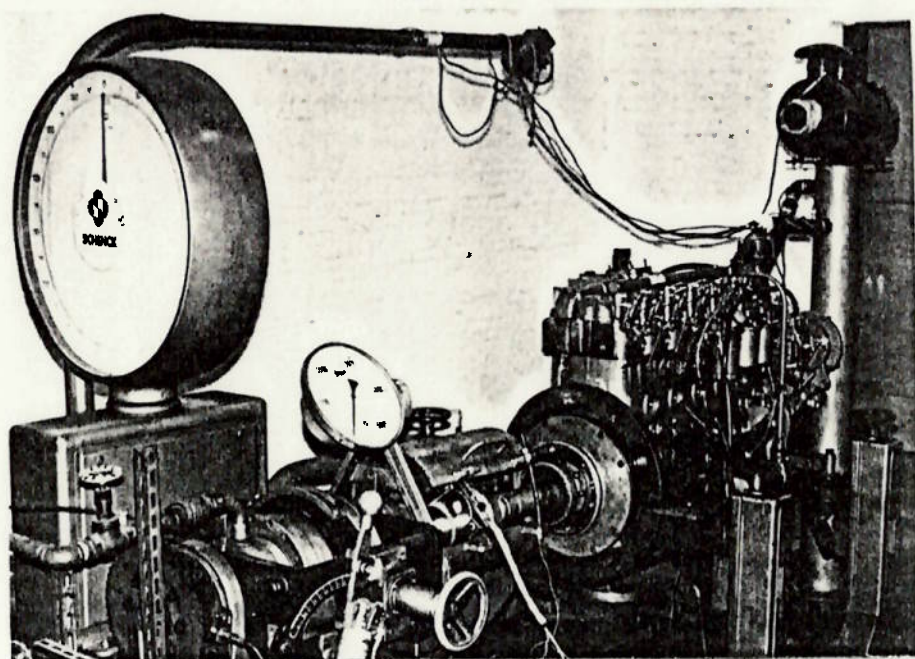


FOTO 18: TDO/FM instalado na bancada dinamométrica: vemos o torquímetro instalado entre a bancada dinamométrica e o motor Diesel ensaiado.

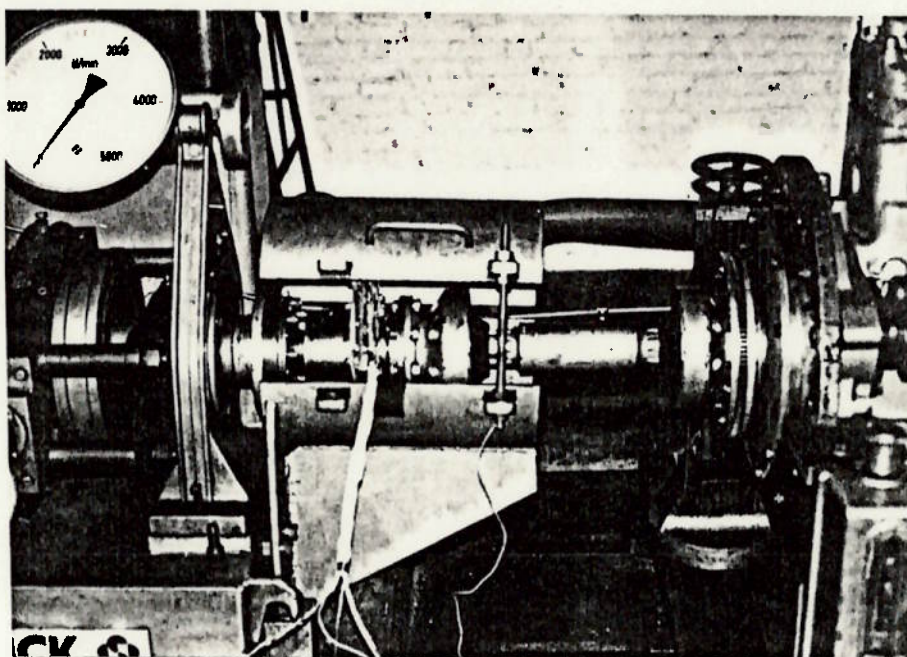


FOTO 19: TDO/FM instalado na bancada dinamométrica: vemos o torquímetro instalado entre a bancada dinamométrica à esquerda; e o eixo flexível articulado que o liga ao motor Diesel en saído, a direita.

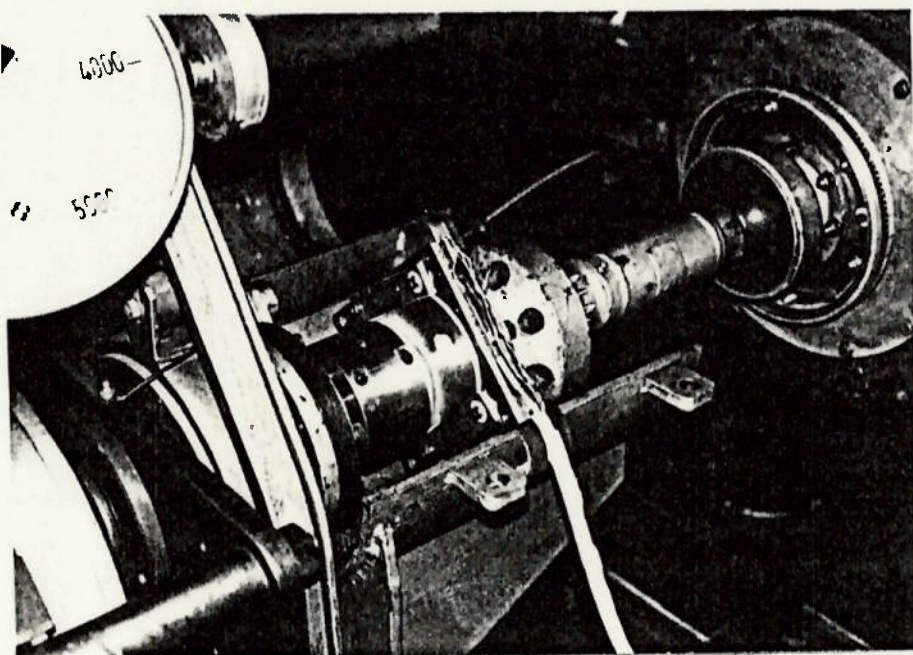


FOTO 20: TD0/FM instalado na bancada dinamométrica: vemos o torquí
metro instalado entre a bancada dinamométrica e o eixo
flexível articulado que o acopla ao motor Diesel.

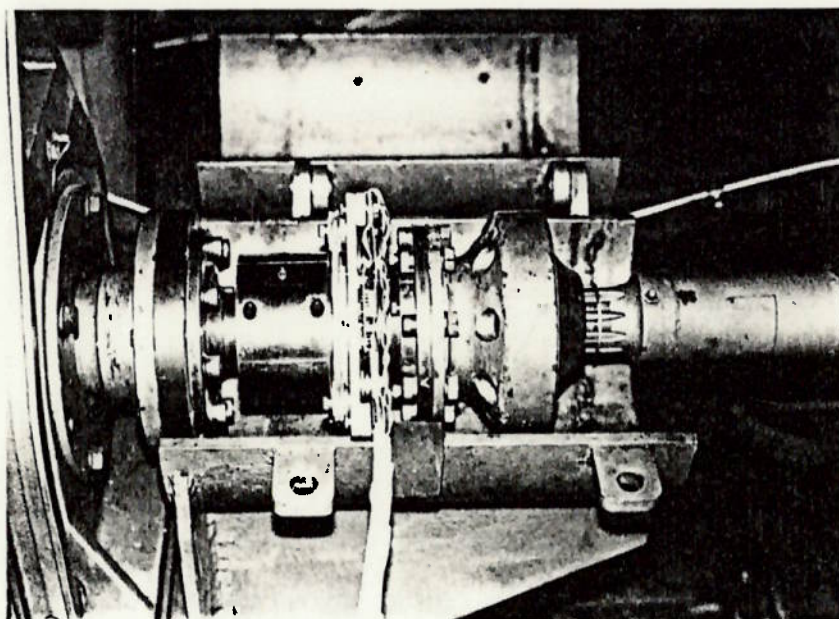


FOTO 21: TD0/FM instalado à bancada dinamométrica: vemos o torquímetro fixo; a esquerda à flange da bancada; e à direita ao eixo flexível articulado.

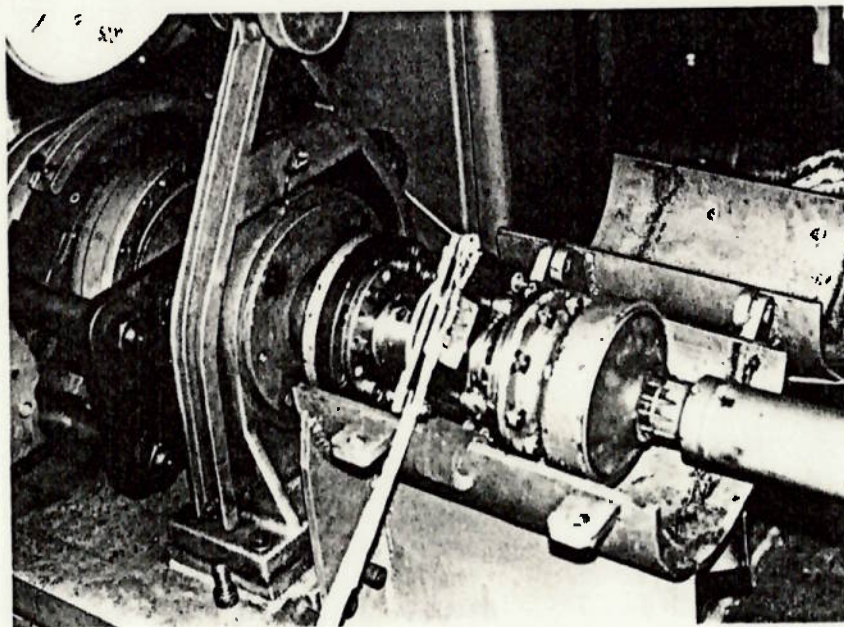
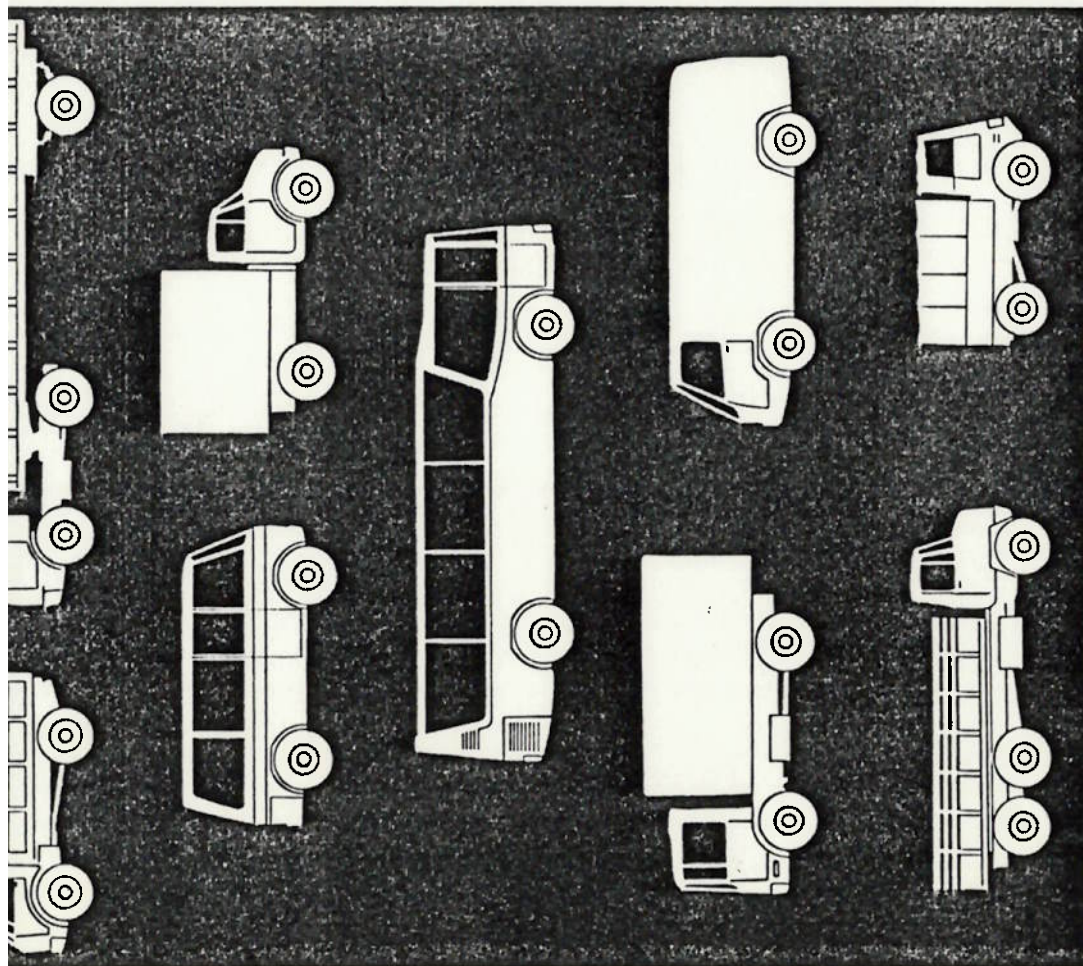


FOTO 22: TDO/FM instalado à bancada dinamométrica: vemos o torquímetro fixo; a esquerda à flange da bancada; e à direita ao eixo flexível articulado.



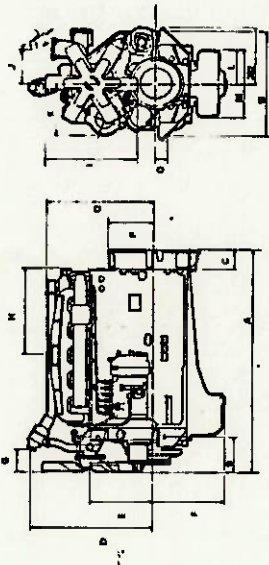
FOTO 23: Pesquisadores após o sucesso dos ensaios finais: vemos à esquerda o orientador do aluno graduando autor do trabalho, à direita.



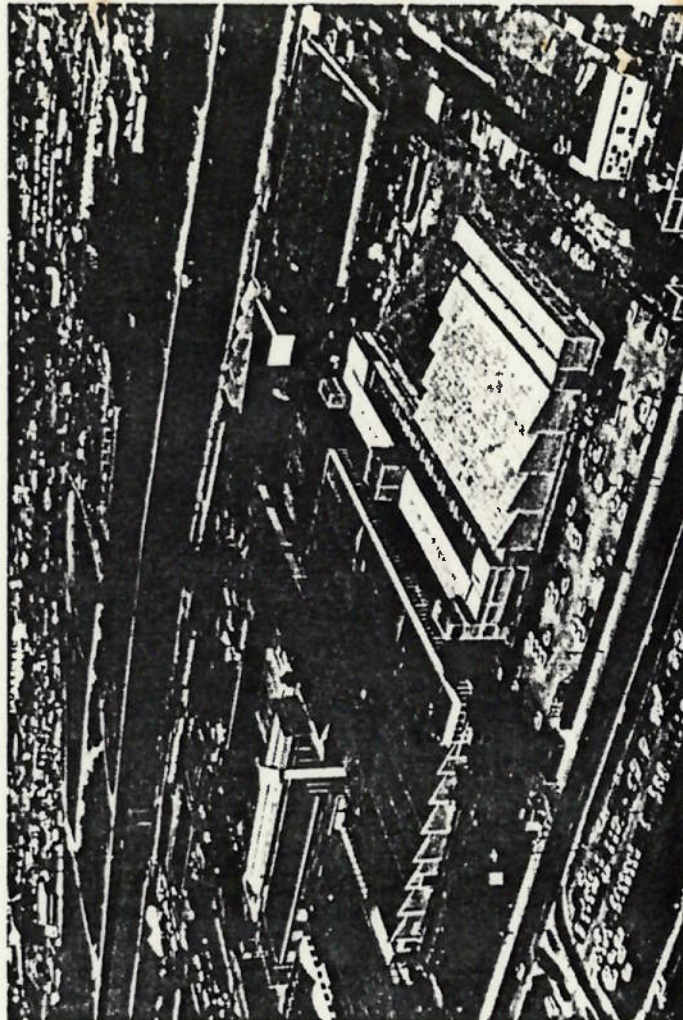
Motores diesel veiculares D-229



D 229-6	1141	171	98	608	322	365	127	442	455	183	-700	93	106	530	54	226	530	-465	1,25
---------	------	-----	----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	------	----	-----	-----	----	-----	-----	------	------



Estes dados são informativos e, para qualquer uso de responsabilidade, devem ser confirmados pela fábrica ou seus revendedores autorizados.



Vista aérea da fábrica e escritórios, situados numa área de 58000 m² em Santo Amaro, na cidade de São Paulo.

Revendedor Autorizado:

Para maiores esclarecimentos, recomendações sobre instalações, assistência técnica e peças genuínas de reposição, consulte nosso Revendedor mais próximo.

MWM MOTORES DIESEL LTDA.

Av. das Nações Unidas, 22.002 - Sto. Amaro - S. Paulo
CEP 04795 - Cx. Postal 7679 - SP - Brasil
Endereço Telefônico: DIMOTOR - SP
Telex: (011) 21571 - MWMIM - BR - Tel.: 648-0211

No empenho de aprimorar nossos produtos, reservamo-nos o direito de alterar suas especificações sem prévio aviso.

Características principais:

- CICLO:** • Diesel de 4 tempos.
- CILINDRADA:** • 4 cilindros: 3,92 l. • 6 cilindros: 5,98 l.
- CILINDROS:** • Verticais em linha. • 102 mm de diâmetro. • 120 mm de curso. • 0,38 l por cilindro. • Relação de compressão: 1:17.

CAMISAS: • Unidas, removíveis, de ferro fundido centrifugado. • Aseguram alta durabilidade e facilitam as reformas, mantendo os cilindros nas medidas standard.

INJEÇÃO DIRETA: • Possibilita alta potência específica com reduzida carga térmica, perdas e frio rápido e baixo consumo de combustível.

ADMISSÃO: • Canais de desenho especial e câmara em forma toroidal nos pistões proporcionam uma eficiente alimentação, com forte turbulência do ar nos cilindros. • O combustível é atomizado através de injetores de múltiplos furos, obtendo-se mistura perfeita com o ar comprimido, resultando em combustão eficaz, com ausência de fumos.

TORQUE: • A configuração da curva de torque garante desempenho elástico e suave, representando força de tração efetiva em ampla faixa de rotações, evitando frequentes trocas de marchas.

ANÉIS E PISTÕES: • Os pistões são de liga leve com 3 anéis de desenho especial: um de óleo e dois de compressão. • A canaleta superior é dotada de porta-anéis em aço para maior durabilidade.

BLOCO DO MOTOR: • De ferro fundido especial, em desenho estudado para oferecer extrema resistência com um mínimo de peso e dimensões. • As paredes do bloco são prolongadas até bem abaixo da linha de centro da árvore de manivelas, possuindo nervuras de reforço dimensionadas de modo a suportar qualquer tipo de torção.

CABEÇOTES: • Individuais, facilitam a manutenção, reduzindo custos de serviço e reposição. • De alta resistência térmica e perfeita vedação.

ÁRVORE DE MANIVELAS: • Forjada em aço liga, temperada por indução. Dotada de amortecedor de vibrações e contrapesos aparafusados.

ANTI-VIBRADOR: • Os motores de 4 cilindros são providos de um dispositivo com contrapesos compensadores das vibrações de 2ª ordem das massas livres, evitando os altos índices de vibração geralmente apresentados em motores diesel e permitindo um funcionamento extremamente suave. • É acionado por engrenagens helicoidais ligadas à árvore de manivelas.

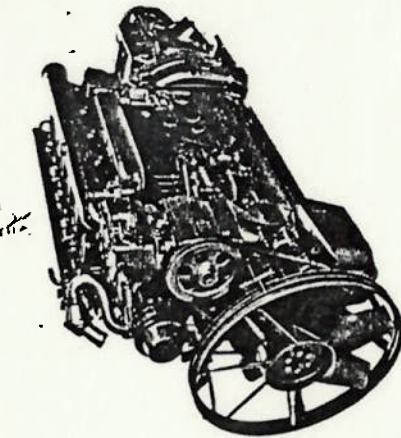
BIELAS: • Forjadas em aço liga, secção transversal em forma de "I". • Para reduzir os esforços, as superfícies de contacto entre a biela e sua capa são serrilhadas.

MANCAIS: • Os mancais funcionam com casquilhos de metal múltiplo. • O número de mancais é um a mais que o número de cilindros.

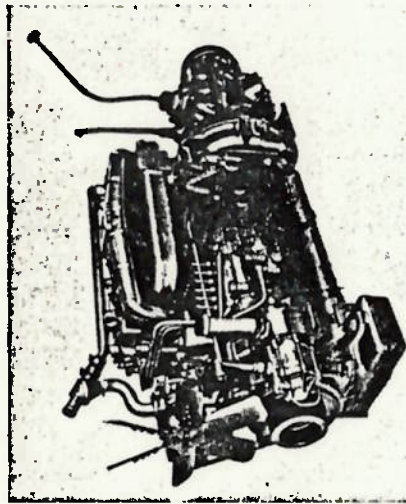
COMANDO DE VALVULAS: • A árvore de comando de válvulas é de aço especial, com excêntricos e munhões temporários por indução. • Destinado somente ao apertamento das válvulas, não sofrendo sobrecarga de outras funções.

LUBRIFICAÇÃO: • Feita por circulação forçada de óleo através de bomba de engrenagens, filtro de fluxo total com elemento substituível.

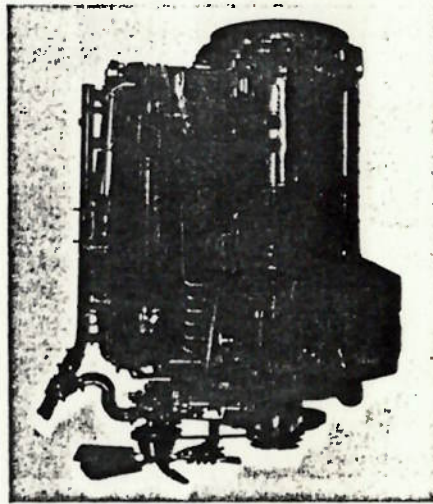
REFRIGERAÇÃO: • Sistema de circulação de água por bomba centrífuga. • A temperatura do motor é mantida sempre no melhor nível de rendimento térmico, através de regulação do fluxo de água por meio de termostato de funcionamento automático. A dissipação de calor é feita por ventilador e radiador.



Motor D229-6 com compressor de ar e caixa de 5 velocidades



Motor D229-6 com bomba de vácuo e caixa de 5 velocidades



Vantagens reais:

- Injeção direta.
- Perda imediata, mesmo a frio, sem pré-aquecimento.
- Economia substancial de combustível.
- Peso e dimensões reduzidos.
- Grande robustez e maior durabilidade.
- Funcionamento elétrico e suave.
- Baixíssimo nível de ruído e ausência quase total de vibrações.
- Manutenção específica.
- Melhor equilíbrio térmico.
- Fácil manutenção.
- As principais peças de reposição, entre outras, cabeçotes, ventúlos, câmaras, pistões, anéis, pinos de pistão, bielas, braçadeiras, são intercambiáveis entre os motores de 4 e 6 cilindros, reduzindo custo de estoques e proporcionando economia de manutenção.

Especificações Técnicas

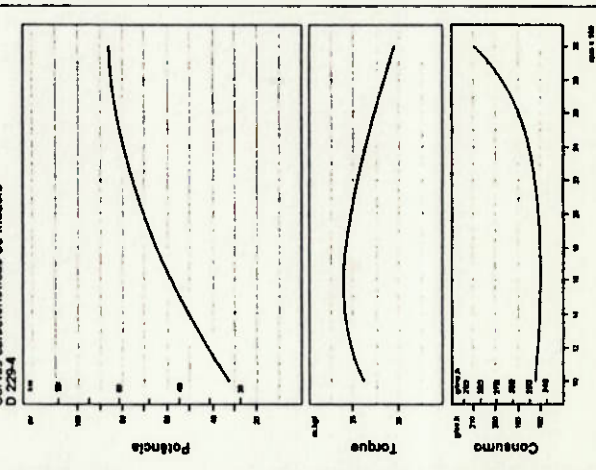
Modelo	D 229-4	D 229-6
Número de cilindros	4	6
Aspiração de ar	natural	natural
Consumo aproximado de óleo lubrificante (kg/h)	0,065	0,095
Volume de óleo do cárter (litros)	9	13
Motor de arranque 12V (CV)	1,8	3
Bateria recomendada com descarga de 20 horas (A.h)	135	135

Motor MWM D229-4 básico

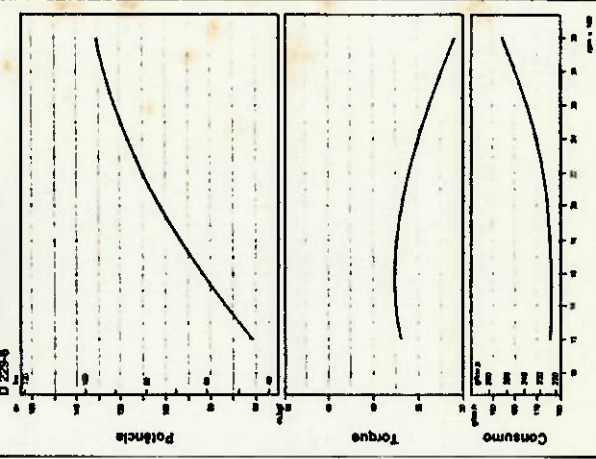
Os motores diesel veiculares da série D-229, com 4 e 6 cilindros, são destinados a caminhões, ônibus, utilitários e veículos especiais. Tem tecnologia insuperável e, nesse projeto, a MWM aplicou sua experiência de quase um século.

São motores do futuro, com muitas vantagens para o presente.

Curvas características do modelo D 229-4



Curvas características do modelo D 229-6



a) As potências indicadas foram medidas conforme Norma DIN 70020.
b) Os consumos indicados correspondem às potências nominais citadas, utilizando-se combustível apropriado, de poder calorífico inferior acima de 10000 kcal/Kg.

ANEXO 2

HYDRAULIC DYNAMOMETER

System Schenck-Häcker
with rotating case, lever control
precision scale and additional friction brake

SOM E IND NEVA S.A.
MEDICÃO - ENSAIO
R. Carneiro Leão, 670
Telefones:
5111 - 37-8642 - 37-8643

Hydraulic dynamometers are used:

To determine the power of any type of prime mover in research and production.

To run in new or repaired engines.

For trying out carburetors, ignition systems, fuel pumps, governors.

For testing fuels and lubricants.

Absorption dynamometers may be called energy transformers, with instruments to measure torque, speed, and power. Schenck Dynamometers, system Schenck-Häcker, are absorption dynamometers of the fluid friction type. They transform the prime movers' power into heat, which is taken away by the dynamometer fluid: Water. The system Schenck-Häcker has as its outstanding feature a rotating case. While formerly the rotor was running in a stationary housing, this design has a rotating case which encloses a stationary blade wheel. The blade wheel takes up the torque of the braking fluid through a lever which is supported by the weighing mechanism.

The system offers unique and exclusive advantages:

1. Absolute stability: Speed and torque of the prime mover under test remain constant, due to the characteristic power curve of this type of dynamometer, which is sharp, and follows approximately the cube of the speed.

2. Constant load: Whatever the power and the speed, the braking torque does not vary, due to scoop pipe control, which gives constant water volume inside the dynamometer.

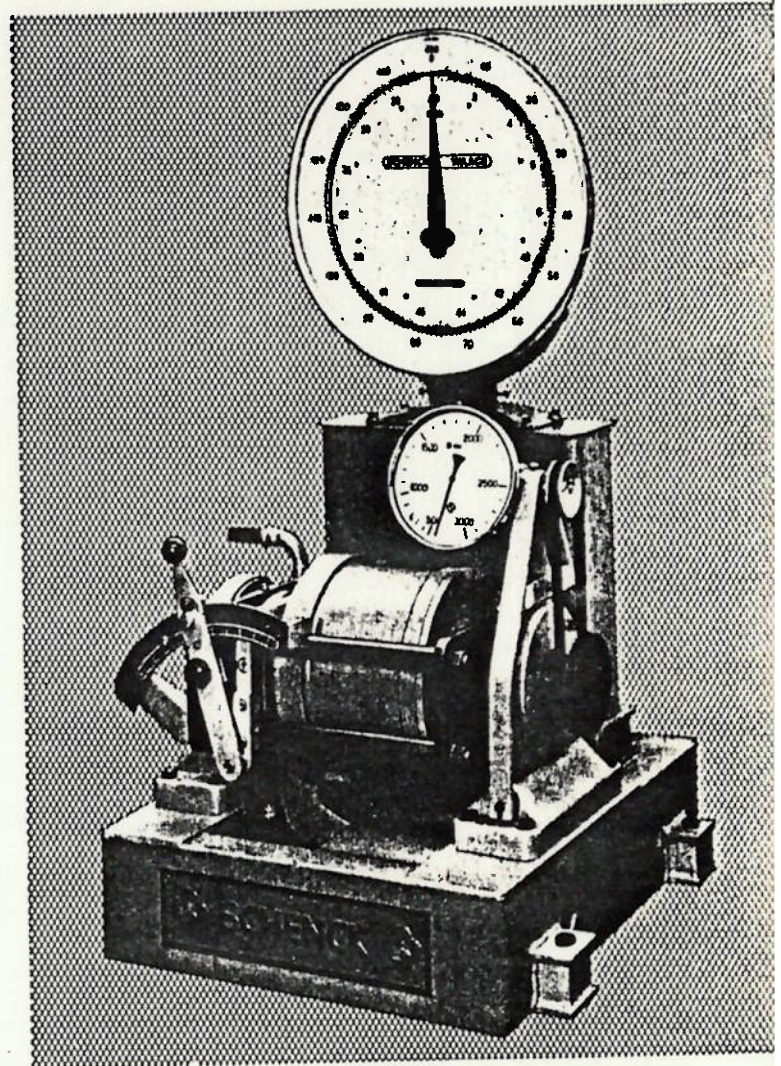
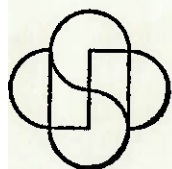


Fig. 1 Hydraulic Dynamometer, System Schenck-Häcker, Size U 1-30

3. Quick control: Water volume inside the dynamometer and, therefore, the braking torque are controlled by a single lever (Fig. 2). The volume follows almost instantly all variations in scoop pipe angle, as set by



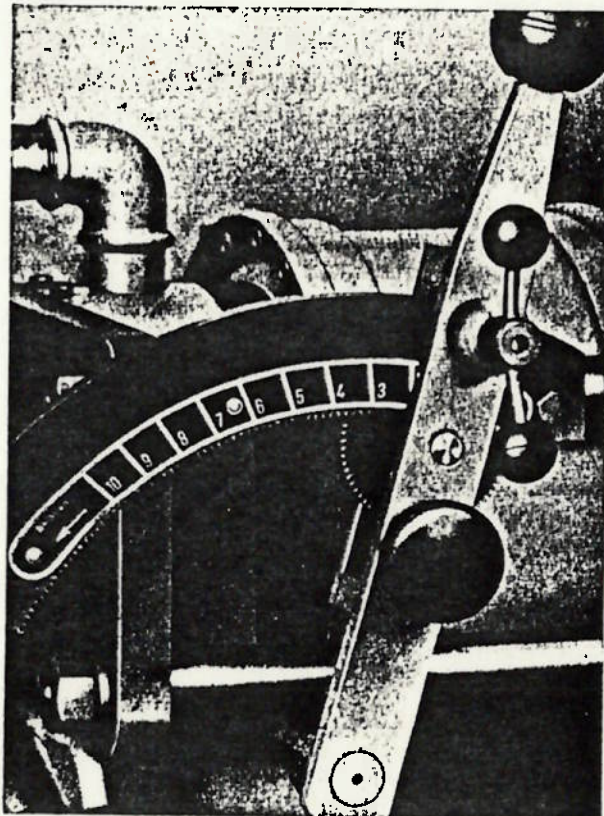
the single control lever. In ordinary testing, it is not necessary to open or close valves.

4. Wide range: The system of the rotating case makes it possible to fit an additional prony type friction brake (Fig. 4), which gives exceptional torque at low speeds.

Principle and Details of Schenck Dynamometer

A Schenck-Dynamometer, system Schenck-Häcker, is shown in Fig. 3. The rotor is driven by the prime mover under test. It rotates around the blade wheel. When the dynamometer is filled with water the blade wheel tends to turn round with the rotor. The blade wheel, attached to a supporting frame and mounted on antifriction bearings, is held in position by a lever working upon a scale. This lever is of a definite length, according to the desired indication — torque or horsepower.

Fig. 2 Control Lever



With power N as the product of load K and speed v , the equation is as follows:

$$N = K \cdot v = K \cdot r \cdot n \cdot \frac{2\pi}{60} \text{ kg m/s or ft-lb per sec.}$$

Where

N is power of prime mover under test.

K is load in kg or lbs at circumferential speed v in m/s or ft per sec. on the hydraulic radius r in m or ft.

n is speed in r. p. m.

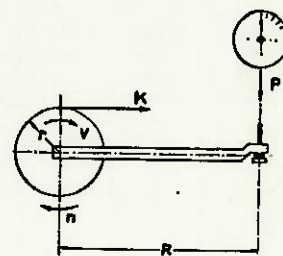
The turning moment $K \cdot r$ works upon the blade wheel and also upon the scale, through lever R .

$$K \cdot r = P \cdot R$$

Where

P is load on the scale.

To determine the power N in horsepower, a lever of suitable length is chosen, to make calculation as easy as possible.



For metric horsepower: $R = 0.716 \text{ m}$, thus

$$N = P \cdot 0.716 \cdot n \cdot \frac{2\pi}{60 \cdot 75} = \frac{P \cdot n}{1000} \text{ PS.}$$

For kilowatts: $R = 0.974 \text{ m}$, thus

$$N = P \cdot 0.974 \cdot n \cdot \frac{2\pi}{60 \cdot 75 \cdot 1.36} = \frac{P \cdot n}{1000} \text{ kW.}$$

In either of the above cases, P is the load as indicated by the scale, in kg, and n is the speed in r. p. m., measured by tachometer, or for precision work by counter and stop watch.

For horsepower $R = 2.626 \text{ ft}$, thus

$$N = P \cdot 2.626 \cdot n \cdot \frac{2\pi}{60 \cdot 550} = \frac{2\pi}{2000} \text{ hp,}$$

with P as load indicated by the scale, in lbs, and n as speed in r. p. m.

A scoop chamber is arranged to the left of blade wheel and rotor, inside the rotating case. A swivel type scoop pipe can be turned into the scoop chamber. The angular position of the scoop pipe decides the inside diameter of a water ring, produced by centrifugal forces inside the scoop chamber. The inside diameter of the water ring governs the working water

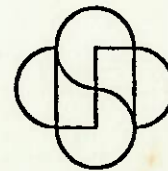
volun
scoop
torqu
into
separ
ture
influe
The
chang
dupli
engin

U-2 l
of re
Dyna
effici

U-1 l
rotat
Dyna
of re
there

The
orde
later
be b
still.
is co
lubri
near
is to
dyna

Wat
app
pow
50 %
dyna
pres
fed
in th



volume between blade wheel and rotor. Turning the scoop pipe results in change of water volume and of torque accordingly. The amount of water flowing into and out of the dynamometer may be controlled separately. It is set so that the outlet water temperature does not exceed the allowable maximum. The influence of this setting upon the torque is only slight. The described principle makes it also possible to change the torque very quickly, a valuable feature in duplicating working conditions of internal combustion engines.

U-2 Dynamometers may be used for either direction of rotation. The working chamber walls of the U-2 Dynamometers are in a radial plane, to be of equal efficiency for either direction of rotation.

U-1 Dynamometers are designed for one direction of rotation only. The working chamber walls of the U-1 Dynamometers are inclined according to the direction of rotation. With equal size, the U-1 Dynamometers, therefore, have higher power at low speeds.

The additional **Prony Type Friction Brake** may be ordered with the dynamometer and can also be fitted later as an extra. With this addition high torque can be braked down to low speeds and even to a standstill. The friction brake encloses the rotating case. It is controlled by a handwheel. The friction linings are lubricated by oil. Their braking torque is constant or nearly so. The heat, produced by this additional brake, is taken away by the water flowing through the dynamometer.

Water consumption with an outlet temperature of approx. 70° C or 160° F is 10–15 lit. or 3 gal. per horsepower per hour. It is increased by approximately 50% when using the additional friction brake. The dynamometer may be fed from the ordinary water pressure circuit. It will also attain its full power when fed from a water tank at a height of only 4 m or 12 ft, and in this case all indications will be absolutely constant.

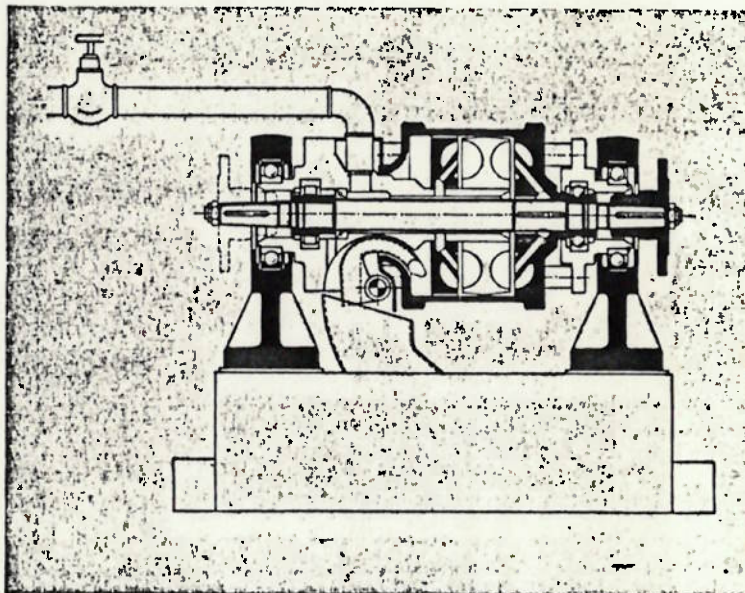


Fig. 3 Section of a Hydraulic Dynamometer, System Schenck-Häcker

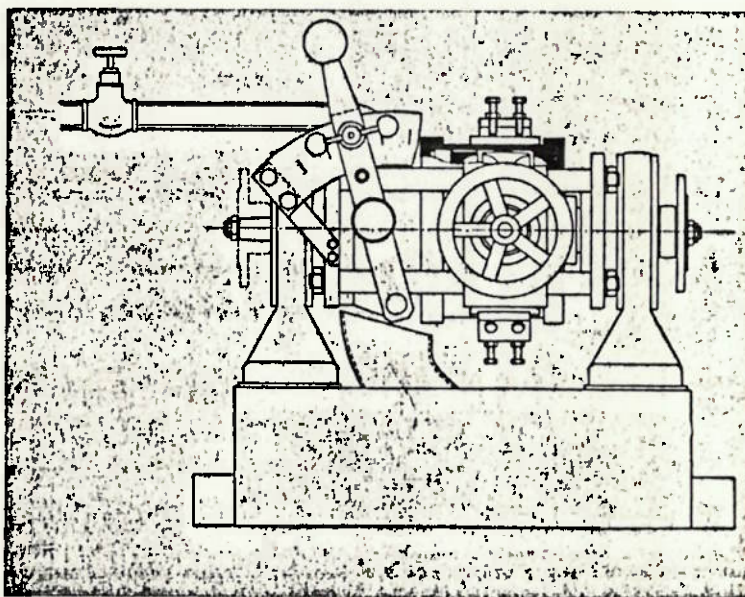


Fig. 4 Hydraulic Dynamometer with prony type friction brake

The horsepower diagrams of Schenck-Dynamometers show their wide range and field of operation. Figure 5, in logarithmic scale, shows the approximate power and speed relation for the standard types. (1 PS = 0.986 hp)

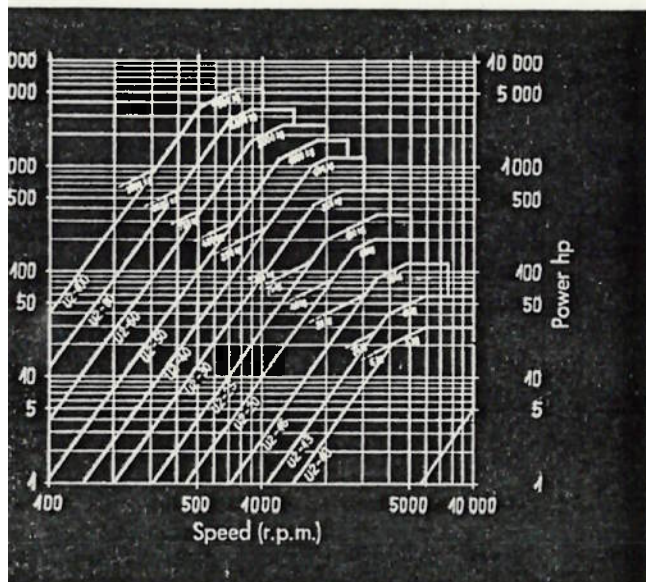
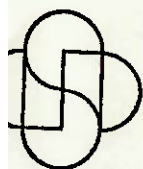


Fig. 5 Power and speed of Dynamometer range

Physical and technical reasons limit the power, according to Fig. 6:

(a) is the maximum power of the dynamometer, resulting from the water passage areas.

(b), a line of constant torque, is given by the maximum indication of the scale as ordered for the dynamometer. The horsepower diagram shows the maximum torque, resulting from the shaft diameter. Lower scale ranges may be supplied when the full torque is not needed. They give easier reading.

(c). The position of the line c is given by the control setting, that is, the angle of the scoop pipe. c_1 is the absorbed power for minimum water volume; c_2 , maximum power with full water volume.

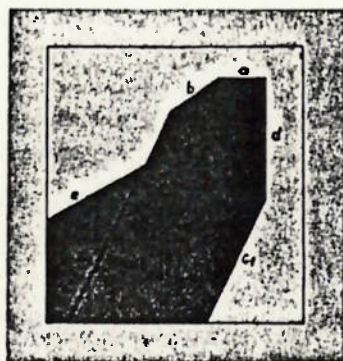


Fig. 6 Limits of power range

(d) results from maximum permissible speed.

(e) shows additional power due to prony type friction brake.

Coupling of Test Engines – Direction of Rotation

The direction of rotation of U-1 Dynamometers (front – top – rear – bottom, when standing in front of the machine) is so that standard type engines are coupled to the right side of the dynamometer. Engines with opposite direction of rotation can be coupled to the left side of U-1 dynamometers. A coupling flange for the left-hand shaft end is supplied when desired.

On U-2 Dynamometers for either direction of rotation any engine may be coupled right or left. While one engine is tested on one side, the next engine may be prepared for testing on the other. U-2-Dynamometers are suitable for testing reversible engines and motors.

Usually a Schenck-Precision Scale with indication on a large dial is fitted, safeguarded against vibrations by rubber elements. Suitable damping means keep all dynamometer vibrations away from the scale indication. When high accuracy is not necessary, a simple spring balance may be supplied instead.

When choosing a dynamometer, the following points are important:

1. Types of prime movers to be tested
(i. e., Diesel engines, electric motors, etc.).
2. Are the engines of 2-stroke or 4-stroke type?
How many cylinders?
3. What is the approximate weight of the prime movers?
4. Approximate data about horsepower at different speeds are valuable for determining the right size of dynamometer.
Maximum power and maximum speed.
Maximum torque in continuous operation.
Absolute maximum of torque.
Highest speed and smallest power to be measured at this speed.
5. Direction of rotation of prime movers to be tested.
6. Is the purpose to measure the power with high accuracy?
7. Desired units for torque or power.

¿Para qu

Sirv
Determina
clase dun
cación de
el rodaje
ensayos e
bombas c
examinar

Adverte

Frenos di
energía,
verificar
jan según
Por medi
tencia de
será abs
por el in
ción Sche
ha sido l
fijo. Ahor
dedor de
Invirtió l
versión s
tor elabo
lados tra
momento
posterior
bastidor

Las vent
son:

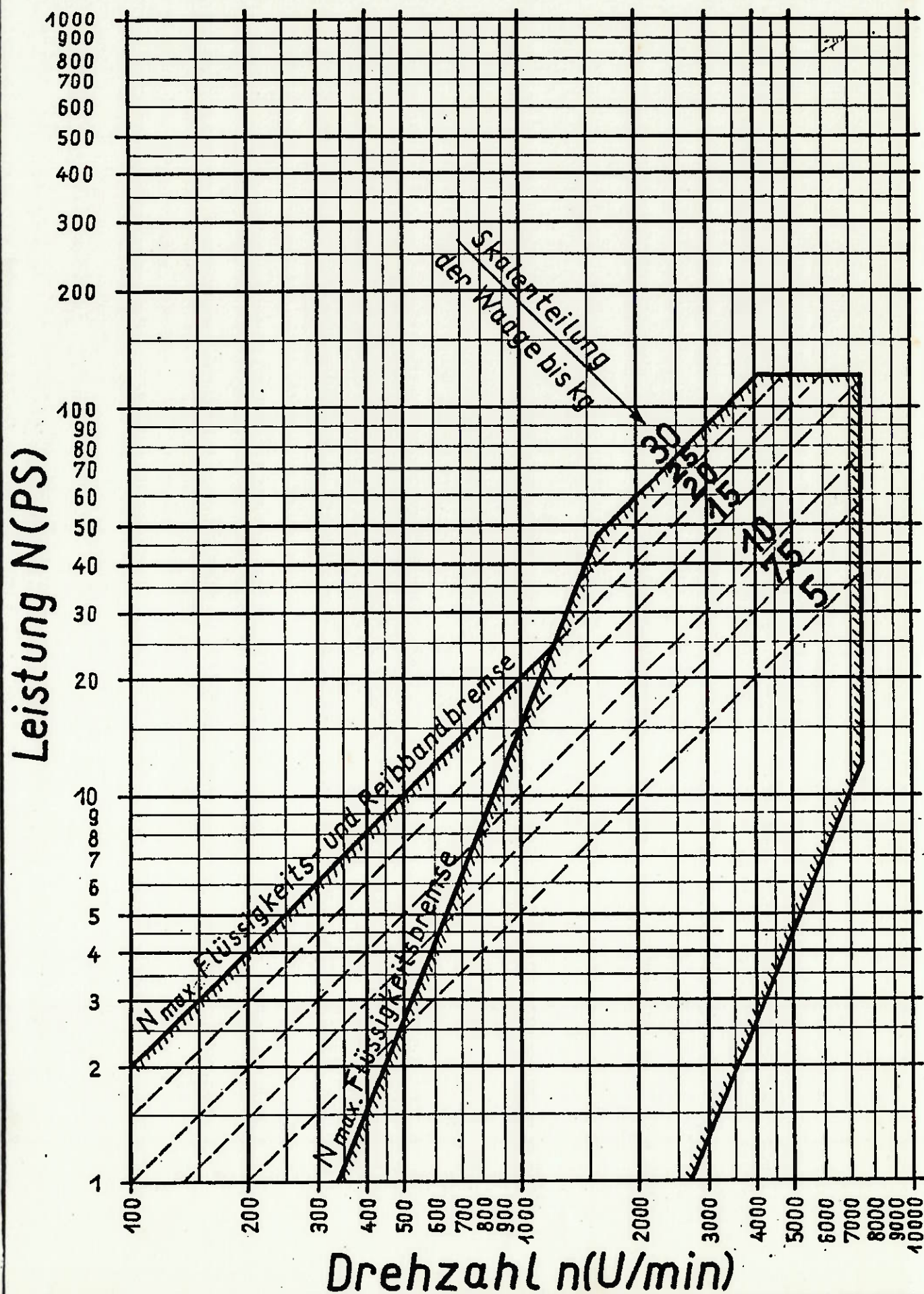
1) Estab

Al motor
punto de
gobierno
curva de
estado u

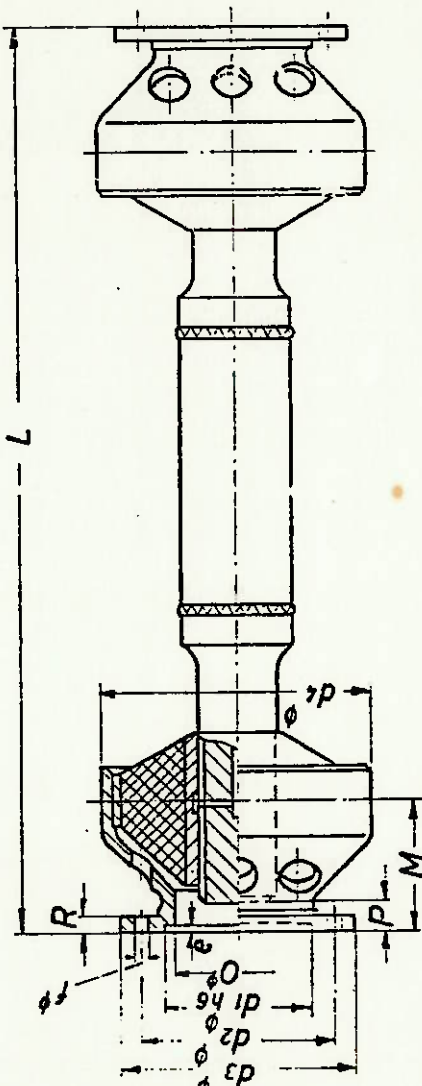
Hydr. Leistungsbremse „Schenck-Häcker“

Leistungsbereich Größe U1 - 16

4Lp 2116



s = déviation axiale maximum



En service, avec des arbres articulés on doit utiliser des dispositifs de protection suivant dessins LP3 036 et LP3 037.

La moitié, environ, du poids cité est supportée par le bout d'arbre du frein. Brides intermédiaires ou couronnes dentées pour démarreurs ou tels, augmentent la charge pour le bout d'arbre. Respecter le poids maximum admis - silbe suivant dessins LP3 034 et LP3 035.

Nous ne donnons aucune garantie pour l'endommagement d'arbres articulés élastiques résultant de vibrations de rotation ou de vitesses critiques des moteurs à essayer.

y = nombre de trous

Mesures en mm

grandeur	couple kgm	ϕ d1	ϕ h6	ϕ d2	ϕ d3	ϕ d4	e	f	y	L		M	ϕ P	R	max. U/min	S à n _{max}	S au démarrage	poids kp
48/00	7	42	62	75	92	2	6	6	285	297	50	34	13	6	8000	1,5	3	3,1
48/0	12	47	74,5	90	108	2,5	8	8	285	299	58	40	19,5	7	8000	2	4	5,1
48/1	21,5	57	84	100	120	2,5	8	8	330	346	61	46	19	7,5	7500	2	4	6,3
48/2	38	75	101,5	120	144	2,5	8	8	400	418	65	64	16	8	6000	3	6	10,6
48/3	70	90	130	150	166	2,5	10	8	455	475	75	82	21	10	5000	3,5	7	15,9
48/4	120	110	155,5	180	200	2,5	12	8	530	554	85	104	25	11	4000	5,5	11	26,4
48/5	180	110	155,5	180	242	2,5	12	8	530	560	108	104	26	11	3500	8	16	38,4
48/6	240	110	155,5	180	260	2,5	12	8	530	566	120	104	30	11	3000	8	16	
48/6 1/2	300	110	155,5	180	270	2,5	12	8	575	615	125	104	29	11	2500	10	20	55

ANEXO 3



Carl Schenck

Arbres articulés élastiques

LP3 024 f

ANEXO 4: TEORIA DE DEFORMAÇÃO EM EIXOS CILÍNDRICOS

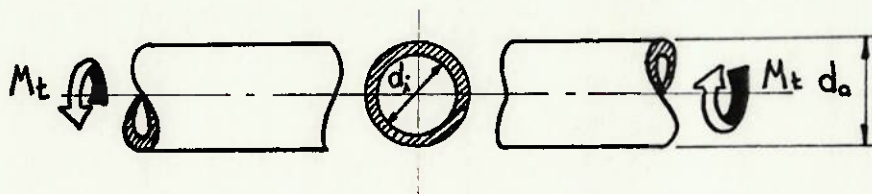
EIXO CILÍNDRICO SUJEITO A TORÇÃO:

Estando o eixo da figura sujeito a ação do esforço de torção pura, temos na seções transversal as tensões:

Tensão normal: $\sigma = 0$

Tensão de cisalhamento: $\tau_{\max} = \frac{M_t}{W_t}$

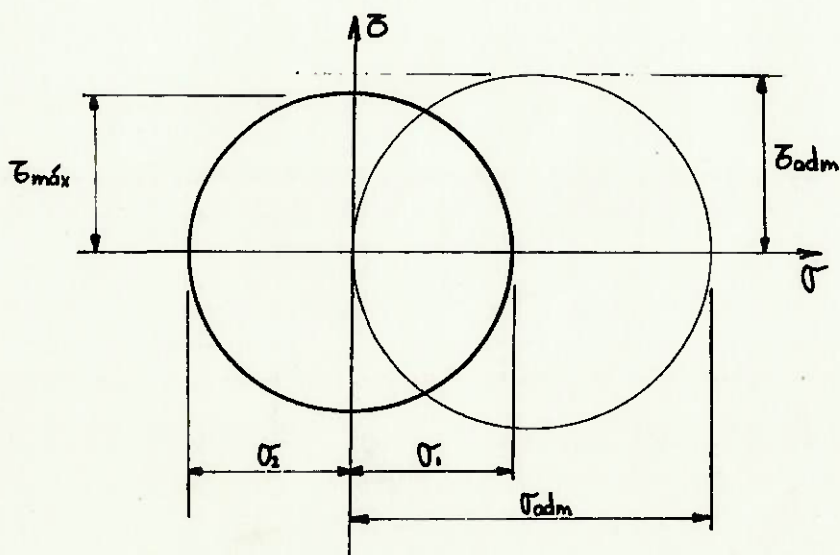
onde: $W_t = \frac{\pi}{16} \frac{(d_a^4 - d_i^4)}{d_a}$



Pelo Critério de Tresca, e observando-se o círculo de Mohr de tensões para uma ponte da superfície externa do eixo:

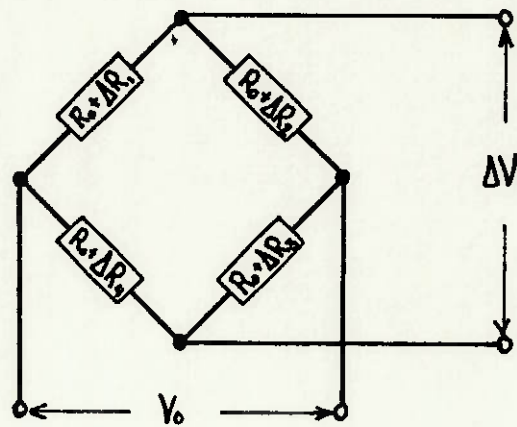
$$\tau_{\max} \leq \tau_{\text{adm}} = \frac{\sigma_{\text{adm}}}{2}$$

com: $\sigma_{\text{adm}} = \frac{\sigma_r}{K}$ / K = coef. de segurança



ANEXO 5 :

EXTENSÔMETROS EM PONTE DE WHEATSTONE:



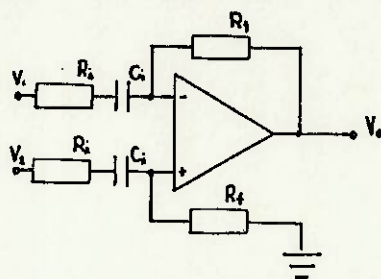
$$\frac{\Delta V}{V_0} = + \frac{1}{4} \frac{\Delta R_1}{R_0} - \frac{1}{4} \frac{\Delta R_2}{R_0} + \frac{1}{4} \frac{\Delta R_3}{R_0} - \frac{1}{4} \frac{\Delta R_4}{R_0}$$

ANEXO 6:

TEORIA DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS:

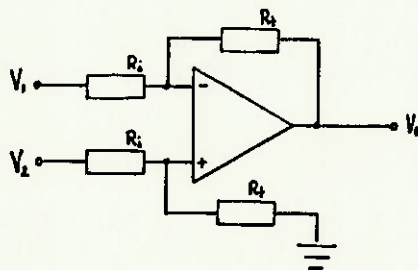
Os circuitos eletrônicos, executados com base em amplificadores operacionais com realimentação negativa, empregados no TDO/FM são:

a) amplificador com filtro passa alta:



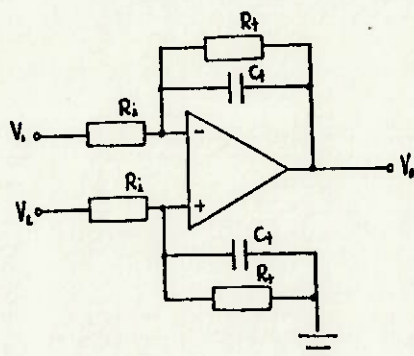
$$V_o = \frac{j\omega R_f C_i}{1 + j\omega R_i C_i} (V_1 - V_2)$$

b) amplificador de tensão



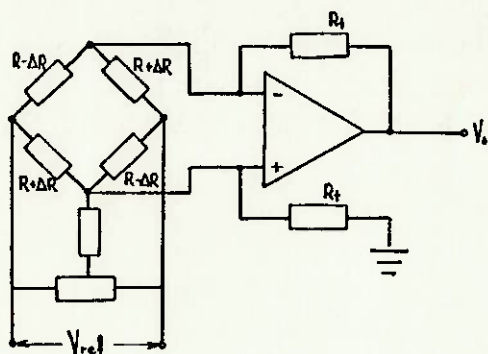
$$V_o = \frac{R_f}{R_i} (V_1 - V_2)$$

c) amplificador com filtro passa baixa:

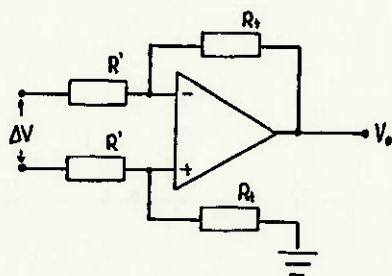


$$V_o = \frac{R_t}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_t C_t} \cdot (V_1 - V_2)$$

d) amplificador para Ponte de Wheatstone:



O circuito equivale a:



$$\text{onde: } R' = \frac{(R + \Delta R) \cdot (R - \Delta R)}{2R} \xrightarrow{\Delta R \ll R} R' = \frac{R}{2}$$

$$V_0 = \frac{R_t}{R'} \cdot \Delta V$$

onde da teoria de extensômetros montados em Ponte Wheatstone, temos:

$$\frac{\Delta V}{V_{\text{ref}}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R} \cdot 4 = \frac{\Delta R}{R}$$

$$\text{assim: } V_0 = \frac{R_t}{R'} \cdot \frac{\Delta R}{R} \cdot V_{\text{ref}}$$

$$\text{portanto: } V_0 = 2 \cdot \frac{R_t}{R} \cdot \frac{\Delta R}{R} \cdot V_{\text{ref}}$$

Low Cost Monolithic Voltage-to-Frequency Converter

FEATURES

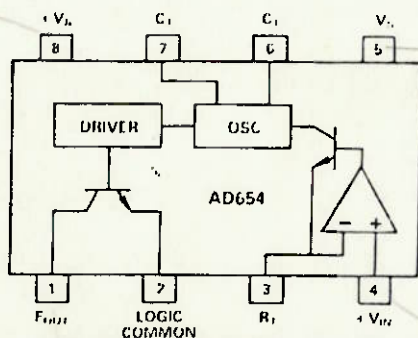
- Low Cost
- Single or Dual Supply, 5 to 36 Volts, $\pm 5V$ to $\pm 18V$
- Full Scale Frequency Up to 500kHz
- Minimum Number of External Components Needed
- Versatile Input Amplifier
 - Positive or Negative Voltage Modes
 - Negative Current Mode
 - High Input Impedance, Low Drift
- Low Power: 2.0mA Quiescent Current
- Low Offset: 1mV



PRODUCT DESCRIPTION

The AD654 is a monolithic V/F converter consisting of an input amplifier, a precision oscillator system, and a high current output stage. A single RC network is all that is required to set up any full scale (F.S.) frequency up to 500kHz and any F.S. input voltage up to $\pm 30V$. Linearity error is only 0.03% for a 250kHz F.S., and operation is guaranteed over an 80dB dynamic range. The overall temperature coefficient (excluding the effects of external components) is typically $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$. The AD654 operates from a single supply of 5 to 36V and consumes only 2.0mA quiescent current.

The low drift ($4\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ typ) input amplifier allows operation directly from small signals such as thermocouples or strain gauges while offering a high (250M Ω) input resistance. Unlike most V/F converters, the AD654 provides a square-wave output, and can drive up to 12 TTL loads, opto-couplers, long cables, or similar loads.



AD654 Pin Configuration

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Packaged in an 8-pin mini-DIP, the AD654 is a complete V/F converter requiring only an RC timing network to set the desired full scale frequency and a selectable pull-up resistor for the open-collector output stage. Any full scale input voltage range from 100mV to 10 volts (or greater, depending on $+V_S$) can be accommodated by proper selection of the timing resistor. The full scale frequency is then set by the timing capacitor from the simple relationship, $f = V/10RC$.
2. A minimum number of low cost external components are necessary. A single RC network is all that is required to set up any full scale frequency up to 500kHz and any full scale input voltage up to $\pm 30V$.
3. Plastic packaging allows low cost implementation of the standard VFC applications: A/D conversion, isolated signal transmission, F/V conversion, phase-locked loops, and tuning switched-capacitor filters.
4. Power supply requirements are minimal; only 2.0mA of quiescent current is drawn from the single positive supply from 4.5 to 36 volts. In this mode, positive inputs can vary from 0 volts (ground) to $(+V_S - 4)$ volts. Negative inputs can easily be connected for below ground operation.
5. The versatile open-collector output stage can sink more than 10mA with a saturation voltage less than 0.4 volts. The Logic Common terminal can be connected to any level between ground (or $-V_S$) and 4 volts below $+V_S$. This allows easy direct interface to any logic family with either positive or negative logic levels.

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

P.O. Box 280; Norwood, Massachusetts 02062 U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Twx: 710/394-6577
Telex: 924491 Cables: ANALOG NORWOODMASS

SPECIFICATIONS (@ +25°C and V_S (total) = 5 to 16.5V, unless otherwise specified. All testing done @ 5V).

Model	Min	AD654JN Typ	Max	Units
CURRENT-TO-FREQUENCY CONVERTER				
Frequency Range	0		500	kHz
Nonlinearity ¹				
$f_{max} = 250\text{kHz}$		0.03	0.1	%
$f_{max} = 500\text{kHz}$		0.20	0.4	%
Full Scale Calibration Error				
$C = 390\text{pF}$, $I_{IN} = 1.000\text{mA}$	-10		10	%
vs. Supply ($f_{max} \leq 250\text{kHz}$)				
$V_S = +4.75$ to $+5.25\text{V}$		0.20	0.40	%/V
$V_S = +5.25$ to $+16.5\text{V}$		0.05	0.10	%/V
vs. Temp (0 to 70°C)		50		ppm/°C
ANALOG INPUT AMPLIFIER (Voltage-to-Current Converter)				
Voltage Input Range				
Single Supply	0		(+V_S - 4)	V
Dual Supply	-V_S		(+V_S - 4)	V
Input Bias Current (Either Input)		30	50	nA
Input Offset Current		5		nA
Input Resistance (Non-Inverting)		250		MΩ
Input Offset Voltage		0.5	1.0	mV
vs. Supply				
$V_S = +4.75$ to $+5.25\text{V}$		0.1	0.25	mV/V
$V_S = +5.25$ to $+16.5\text{V}$		0.01	0.1	mV/V
vs. Temp (0 to 70°C)		4		μV/°C
OUTPUT INTERFACE (Open Collector Output) (Symmetrical Square Wave)				
Output Sink Current in Logic "0" ²				
$V_{OUT} = 0.4\text{V max}$, 25°C	10	20		mA
$V_{OUT} = 0.4\text{V max}$, 0 to 70°C	5	10		mA
Output Leakage Current in Logic "1"				
0 to 70°C		10	100	nA
0 to 70°C		50	500	nA
Logic Common Level Range	-V_S		(+V_S - 4)	V
Rise/Fall Times ($C_T = 0.01\mu\text{F}$)				
$I_{IN} = 1\text{mA}$		0.2		μs
$I_{IN} = 1\mu\text{A}$		1		μs
POWER SUPPLY				
Voltage, Rated Performance	4.5		16.5	V
Voltage, Operating Range				
Single Supply	4.5		36	V
Dual Supply	±5		±18	V
Quiescent Current				
V_S (Total) = 5V		1.5	2.5	mA
V_S (Total) = 30V		2.0	3.0	mA
TEMPERATURE RANGE				
Rated Performance	0		70	°C
Operating Range	-40		85	°C

NOTES

¹At $f_{max} = 250\text{kHz}$; $R_T = 1\text{k}\Omega$, $C_T = 390\text{pF}$, $I_{IN} = 0.1\text{mA}$.

$f_{max} = 500\text{kHz}$; $R_T = 1\text{k}\Omega$, $C_T = 200\text{pF}$, $I_{IN} = 0.1\text{mA}$.

²The sink current is the amount of current that can flow into Pin 1 of the AD654 while maintaining a maximum voltage of 0.4V between Pin 1 and Logic Common.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

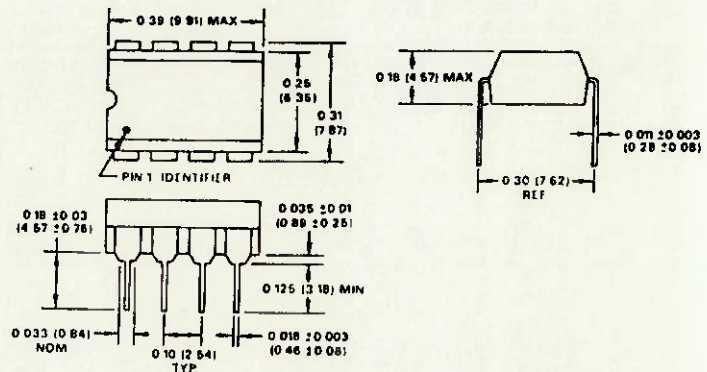
Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Total Supply Voltage +V _S to -V _S	36V
Maximum Input Voltage	
(Pins 3, 4) to -V _S	-300mV to +V _S
Maximum Output Current	
Instantaneous	50mA
Sustained	25mA
Logic Common to -V _S	-500mV to (+V _S - 4)
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).



CIRCUIT OPERATION

The AD654's block diagram appears in Figure 1. A versatile operational amplifier serves as the input stage; its purpose is to convert and scale the input voltage signal to a drive current in the NPN follower. Optimum performance is achieved when, at the full scale input voltage, a 1mA drive current is delivered to the current-to-frequency converter (an astable multivibrator). The drive current provides both the bias levels and the charging current to the externally connected timing capacitor. This "adaptive" bias scheme allows the oscillator to provide low nonlinearity over the entire current input range of 100nA to 2mA. The square wave oscillator output goes to the output driver which provides a floating base drive to the NPN power transistor. This floating drive allows the logic interface to be referenced to a level other than -V_S.

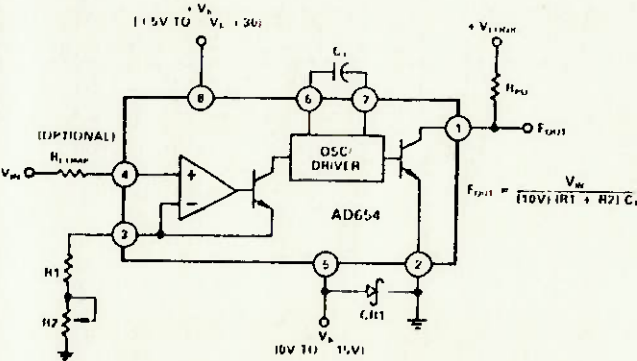


Figure 1. Standard V/F Connection for Positive Input Voltages

V/F CONNECTION FOR POSITIVE INPUT VOLTAGES

In the connection scheme of Figure 1, the input amplifier presents very high (250MΩ) impedance to the input voltage, which is inverted into the proper drive current by the scaling resistors at pin 3. Resistors R1 and R2 are selected to provide a 1mA full scale current with enough trim range to accommodate the AD654's 1% FS error and the components' tolerances. Full scale currents other than 1mA can be chosen, but linearity will be reduced; 1mA is the maximum allowable drive. The AD654's positive output voltage range spans from -V_S (ground in single supply operation) to four volts below the positive supply. Power supply

rejection degrades as the input exceeds (+V_S - 3.75V) and at (+V_S - 3.5V) the output frequency goes to zero.

As indicated by the scaling relationship in Figure 1, a 0.01μF timing capacitor will give a 10kHz full scale frequency, and 0.001μF will give 100kHz with a 1mA drive current. Good V/F linearity requires the use of a capacitor with low dielectric absorption (DA), while the most stable operation over temperature calls for a component having a small tempco. Polystyrene, polypropylene, or Teflon* capacitors are preferred for tempco and dielectric absorption; other types will degrade linearity. The capacitor should be wired very close to the AD654. In Figure 1, Schottky diode CR1 (MBD101) prevents logic common from dropping more than 500mV below -V_S. This diode is not required if -V_S is equal to logic common.

V/F CONNECTIONS FOR NEGATIVE INPUT VOLTAGE OR CURRENT

The AD654 can accommodate a wide range of negative input voltages with proper selection of the scaling resistor, as indicated in Figure 2. This connection, unlike the buffered positive connection, is not high impedance because the signal source must supply the 1mA F.S. drive current. However, large negative voltages beyond the supply can be handled easily by modifying the scaling resistors appropriately. If the input is a true current source, R1 and R2 are not used. Again, diode CR1 prevents latch-up by insuring Logic Common does not drop more than 500mV below -V_S. The clamp diode (MBD101) protects the AD654 input from "below -V_S" inputs.

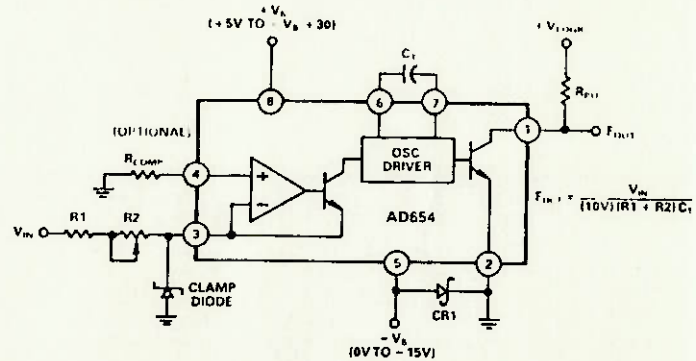


Figure 2. V/F Connections for Negative Input Voltages or Current

Teflon is a trademark of E. I. Du Pont de Nemours & Co.

OFFSET CALIBRATION

In theory, two adjustments calibrate a V/F: scale and offset. In practice, most applications find the AD654's 1mV max voltage offset sufficiently low to forgo offset calibration. However, the input amplifier's 30nA (typ) bias currents will generate an offset due to the difference in DC source resistance between the input terminals. This offset can be substantial for large values of $R_T = R_1 + R_2$ and will vary as the bias currents drift over temperature. Therefore, to maintain the AD654's low offset, the application may require balancing the DC source resistances at the inputs (pins 3 and 4).

For positive inputs, this is accomplished by adding a compensation resistor nominally equal to R_T in series with the input as shown in Figure 3a. This limits the offset to the product of the 30nA bias current and the mismatch between the source resistance R_T and R_{COMP} . A second, smaller offset arises from the inputs' 5nA offset current flowing through the source resistance R_T or R_{COMP} . For negative input voltage and current connections, the compensation resistor is added at pin 4 as shown in Figure 3b in lieu of grounding the pin directly. For both positive and negative inputs, the use of R_{COMP} may lead to noise coupling at pin 4 and should therefore be bypassed for lowest noise operation.

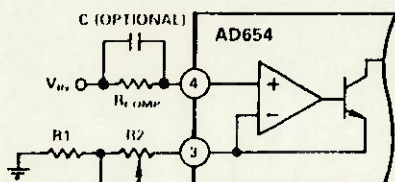


Figure 3a. Bias Current Compensation - Positive Inputs

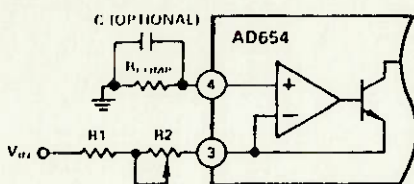


Figure 3b. Bias Current Compensation - Negative Inputs

If the AD654's 1mV offset voltage must be trimmed, the trim must be performed external to the device. Figure 3c shows an optional connection for positive inputs in which R_{OFF1} and R_{OFF2} add a variable resistance in series with R_T . A variable source of $\pm 0.6V$ applied to R_{OFF1} then adjusts the offset $\pm 1mV$. Similarly, a $\pm 0.6V$ variable source is applied to R_{OFF2} in Figure 3d to trim offset for negative inputs. The $\pm 0.6V$ bipolar source could simply be an AD589 reference connected as shown in Figure 3e.

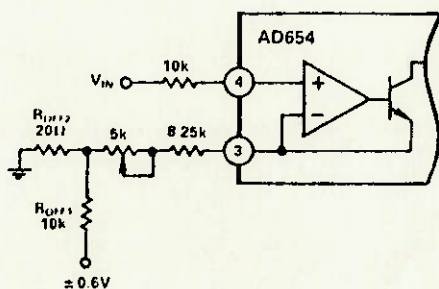


Figure 3c. Offset Trim Positive Input (10V FS)

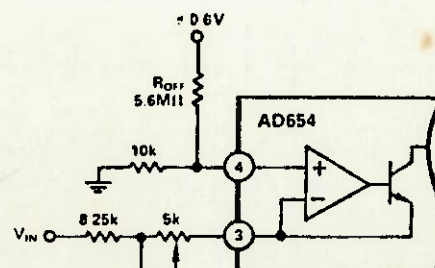


Figure 3d. Offset Trim Negative Input (-10V FS)

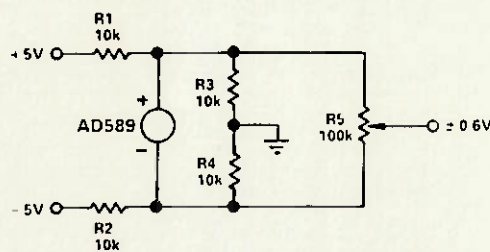


Figure 3e. Offset Trim Bias Network

FULL SCALE CALIBRATION

Full scale trim is the calibration of the circuit to produce the desired output frequency with a full scale input applied. In most cases this is accomplished by adjusting the scaling resistor R_T . Precise calibration of the AD654 requires the use of an accurate voltage standard set to the desired FS value and an accurate frequency meter. A scope is handy for monitoring output waveshape. Verification of converter linearity requires the use of a switchable voltage source or DAC having a linearity error below $\pm 0.005\%$, and the use of long measurement intervals to minimize count uncertainties. Since each AD654 is factory tested for linearity, it is unnecessary for the end-user to perform this tedious and time consuming test on a routine basis.

Sufficient FS calibration trim range must be provided to accommodate the worst-case sum of all major scaling errors. This includes the AD654's 10% full scale error, the tolerance of the fixed scaling resistor, and the tolerance of the timing capacitor. Therefore, with a resistor tolerance of 1% and a capacitor tolerance of 5%, the fixed part of the scaling resistor should be a maximum of 84% of nominal, with the variable portion selected to allow 116% of the nominal.

If the input is in the form of a negative current source, the scaling resistor is no longer required, eliminating the capability of trimming FS frequency in this fashion. Since it is usually not practical to smoothly vary the capacitance for trimming purposes, an alternative scheme such as the one shown in Figure 4 is needed. Designed for a FS of 1mA, this circuit divides the input into two current paths. One path is through the 100k Ω

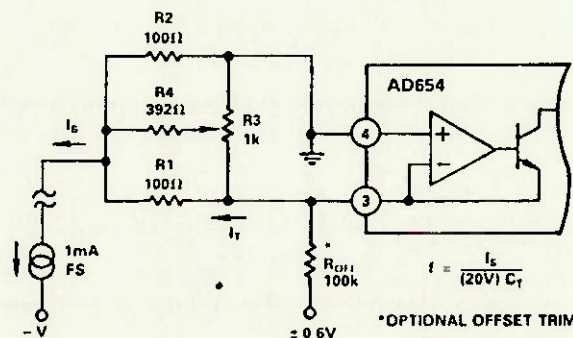


Figure 4. Current Source FS Trim

resistor R1, and flowing into pin 3; it constitutes the signal current I_T to be converted. The second path, through another 100 Ω resistor R2, carries the same nominal current. Two equal valued resistors offer the best overall stability, and should be either 1% discrete film units, or a pair from a common array.

Since the 1mA FS input current is divided into two 500 μ A legs (one to ground and one to pin 3), the total input signal current (I_S) is divided by a factor of two in this network. To achieve the same conversion scale factor, C_T must be reduced by a factor of two. This results in a transfer unique to this hookup:

$$f = \frac{I_S}{(20V) C_T}$$

For calibration purposes, resistors R3 and R4 are added to the network, allowing a $\pm 15\%$ trim of scale factor with the values shown. By varying R4's value the trim range can be modified to accommodate wider tolerance components or perhaps the calibration tolerance on a current output transducer such as the AD592 temperature sensor. Although the values of R1 – R4 shown are valid for 1mA FS signals only, they can be scaled upward proportionately for lower FS currents. For instance, they should be increased by a factor of ten for a FS current of 100 μ A.

In addition to the offsets generated by the input amplifier's bias and offset currents, an offset voltage induced parasitic current arises from the current fork input network. These effects are minimized by using the bias current compensation resistor R_{OFF} and offset trim scheme shown in Figure 3c.

Although device warmup drifts are small, it is good practice to allow the devices operating environment to stabilize before trim, and insure the supply, source and load are appropriate. If provision is made to trim offset, begin by setting the input to 1/10,000 of full scale. Adjust the offset pot until the output is 1/10,000 of full scale (for example, 25Hz for a FS of 250kHz). This is most easily accomplished using a frequency meter connected to the output. The FS input should then be applied and the gain pot should be adjusted until the desired FS frequency is indicated.

INPUT PROTECTION

The AD654 was designed to be used with a minimum of additional hardware. However, the successful application of a precision IC involves a good understanding of possible pitfalls and the use of suitable precautions. Thus $+V_{IN}$ and R_T pins should not be driven more than 300mV below $-V_S$. Likewise, Logic Common should not drop more than 500mV below $-V_S$. This would cause internal junctions to conduct, possibly damaging the IC. In addition to the diode shown in Figures 1 and 2 protecting Logic Common, a second Schottky diode (MBD101) can protect the AD654's inputs from "below $-V_S$ " inputs as shown in Figure 5. It is also desirable not to drive $+V_{IN}$ and R_T above $+V_S$. In operation, the converter will exhibit a zero output for inputs above $(+V_S - 3.5V)$. Also, control currents above 2mA will increase nonlinearity.

The AD654's 80dB dynamic range guarantees operation from a control current of 1mA (nominal FS) down to 100nA (equivalent to 1mV to 10V FS). Below 100nA improper operation of the oscillator may result, causing a false indication of input amplitude. In many cases this might be due to short-lived noise spikes which become added to input. For example, when scaled to accept an FS input of 1V, the -80 dB level is only 100 μ V, so when the mean input is only 60dB below FS (1mV), noise spikes

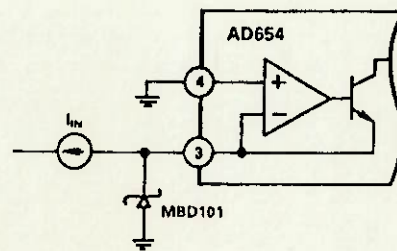


Figure 5. Input Protection

of 0.9mV are sufficient to cause momentary malfunction.

This effect can be minimized by using a simple low-pass filter ahead of the converter or a guard ring around the R_T pin. The filter can be assembled using the bias current compensation resistor discussed in the previous section. For an FS of 10kHz, a single-pole filter with a time constant of 100ms will be suitable, but the optimum configuration will depend on the application and the type of signal processing. Noise spikes are only likely to be a cause of error when the input current remains near its minimum value for long periods of time; above 100nA full integration of additive input noise occurs. Like the inputs, the capacitor terminals are sensitive to interference from other signals. The timing capacitor should be located as close as possible to the AD654 to minimize signal pickup in the leads. In some cases, guard rings or shielding may be required.

DECOUPLING

It is good engineering practice to use bypass capacitors on the supply-voltage pins and to insert small-valued resistors (10 to 100 Ω) in the supply lines to provide a measure of decoupling between the various circuits in the system. Ceramic capacitors of 0.1 μ F to 1.0 μ F should be applied between the supply-voltage pins and analog signal ground for proper bypassing on the AD654. A proper ground scheme appears in Figure 6.

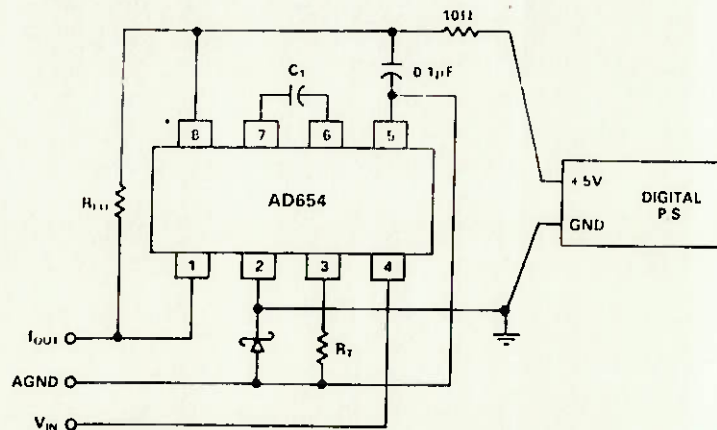


Figure 6. Proper Ground Scheme

OUTPUT INTERFACING CONSIDERATIONS

The output stage's design allows easy interfacing to all digital logic families. The output NPN transistor's emitter and collector are both uncommitted. The emitter can be tied to any voltage between $-V_S$ and 4 volts below $+V_S$, and the open collector can be pulled up to a voltage 36 volts above the emitter regardless of $+V_S$. The high power output stage can sink over 10mA at a maximum saturation voltage of 0.4V. The stage limits the output current at 25mA and can handle this limit indefinitely without damaging the device.

NONLINEARITY SPECIFICATION

The preferred method of specifying nonlinearity error is in terms of maximum deviation from the ideal relationship after linearizing the converter at full scale. This error will vary with the full scale frequency and the mode of operation. The AD654 operates best at a 250kHz full scale frequency with a negative stage input; the linearity is typically within 0.03%. Operating at higher frequencies or with positive inputs will degrade the linearity as indicated in the Specifications Table. The shape of the typical linearity plot is given in Figure 7.

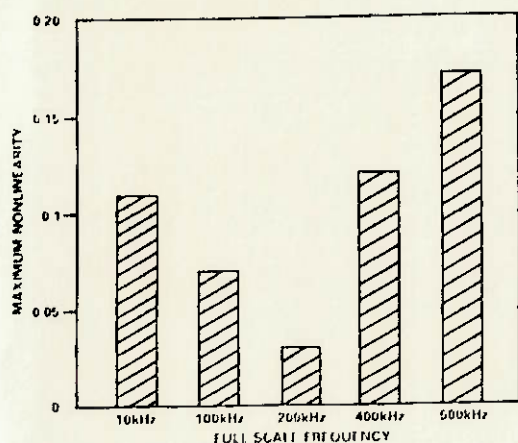


Figure 7. Typical Nonlinearities at Different Full-Scale Frequencies

TWO-WIRE TEMPERATURE-TO-FREQUENCY CONVERSION

Figure 8 shows the AD654 in a two-wire temperature-to-frequency conversion scheme. The twisted pair transmission line serves the dual purpose of supplying power to the device and also carrying frequency data in the form of current modulation.

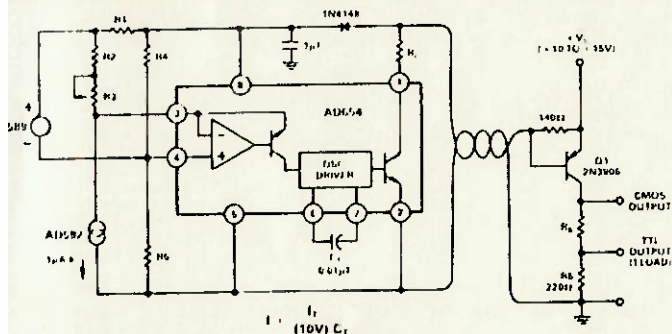


Figure 8. Two-Wire Temperature-to-Frequency Converter

The positive supply line is fed to the remote V/F through a 10kΩ resistor. This resistor is selected such that the quiescent current of the AD654 will cause less than one V_{BE} to be dropped. As the V/F oscillates, additional switched current is drawn through R_1 when pin 1 goes low. The peak level of this additional current causes Q1 to saturate, and thus regenerates the AD654's output square wave at the collector. The supply voltage to the AD654 then consists of a DC level, less the resistive line drop, plus a one V_{BE} p-p square wave at the output frequency of the AD654. This ripple is reduced by the diode/capacitor combination.

To set up the receiver circuit for a given voltage, the R_S and R_L resistances are selected as shown in Table I. CMOS logic stages can be driven directly from the collector of Q1, and a single TTL load can be driven from the junction of R_5 and R_6 .

$+V_S$	R_S	R_L
10V	270Ω	1.8k
15V	680Ω	2.7k

Table I.

	$(+V_S)$	R1	R2	R3	R4	R5	
K	10V	—	—	—	100k	127k	$F = 10\text{Hz/K}$
	15V	—	—	—	100k	127k	
°C	10V	6.49k	4.02k	1k	95.3k	22.6k	$F = 10\text{Hz/°C}$
	15V	12.7k	4.02k	1k	78.7k	36.5k	
°F	10V	6.49k	4.42k	1k	154k	22.6k	$F = 5.55\text{Hz/°F}$
	15V	12.7k	4.42k	1k	105k	36.5k	

Table II.

At the V/F end, the AD592C temperature transducer is interfaced with the AD654 in such a manner that the AD654 output frequency is proportional to temperature. The output frequency can be scaled and offset from K to °C or °F using the resistor values shown in Table II. Since temperature is the parameter of interest, an NPO ceramic capacitor is used as the timing capacitor for low V/F TC.

When scaling per K, resistors R_1 – R_3 and the AD589 voltage reference are not used. The AD592 produces a $1\mu\text{A/K}$ current output which drives pin 3 of the AD654. With the timing capacitor of $0.01\mu\text{F}$ this produces an output frequency scaled to 10Hz/K. When scaling per °C and °F, the AD589 and resistors R_1 – R_3 offset the drive current at pin 3 by 273.2μA for scaling per °C and 255.42μA for scaling per °F. This will result in frequencies scaled at 10Hz/°C and 5.55Hz/°F, respectively.

OPTOISOLATOR COUPLING

A popular method of isolated signal coupling is via optoelectronic isolators, or optocouplers. In this type of device, the signal is coupled from an input LED to an output photo-transistor, with light as the connecting medium. This technique allows DC to be transmitted, is extremely useful in overcoming ground loop problems between equipment, and is applicable over a wide range of speeds and power.

Figure 9 shows a general purpose isolated V/F circuit using a low cost 4N37 optoisolator. A +5V power supply is assumed for both the isolated (+5V isolated) and local (+5V local) supplies. The input LED of the isolator is driven from the collector output of the AD654, with a 9mA current level established by R_1 for high speed, as well as for a 100% current transfer ratio.

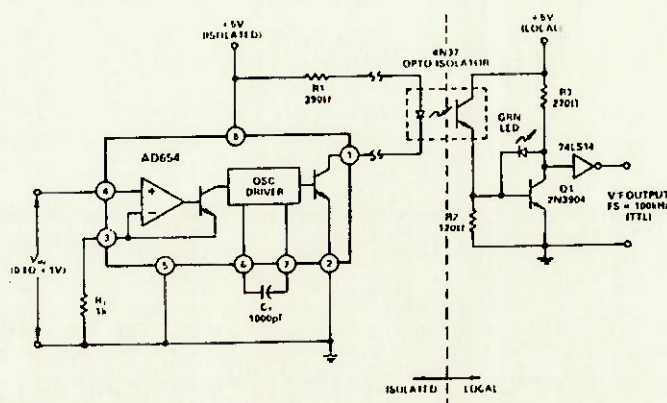


Figure 9. Optoisolator Interface

At the receiver side, the output transistor is operated in the photo-transistor mode; that is with the base lead (pin 6) open. This allows the highest possible output current. For reasonable speed in this mode, it is imperative that the load impedance be as low as possible. This is provided by the single transistor stage current-to-voltage converter, which has a dynamic load impedance of less than 10 ohms and interfaces with TTL at the output.

USING A STAND-ALONE FREQUENCY COUNTER/LED DISPLAY DRIVER FOR VOLTMETER APPLICATIONS

Figure 10 shows the AD654 used with a stand-alone frequency counter/LED display driver. With $C_T = 1000\text{pF}$ and $R_T = 1\text{k}\Omega$ the AD654 produces an FS frequency of 100kHz when $V_{IN} = +1\text{V}$. This signal is fed into the ICM7226A, a universal counter system that drives common anode LED's. With the FUNCTION pin tied to D1 through a 10k Ω resistor the ICM7226A counts the frequency of the signal at A_{IN} . This count period is selected by the user and can be 10ms, 100ms, 1s, or 10 seconds, as shown on pin 21. The longer the period selected, the more resolution the count will have. The ICM7226A then displays the frequency on the LED's, driving them directly as shown. Refreshing of the LED's is handled automatically by the ICM7226. The entire circuit operates on a single +5V supply and gives a meter with 3, 4, or 5 digit resolution.

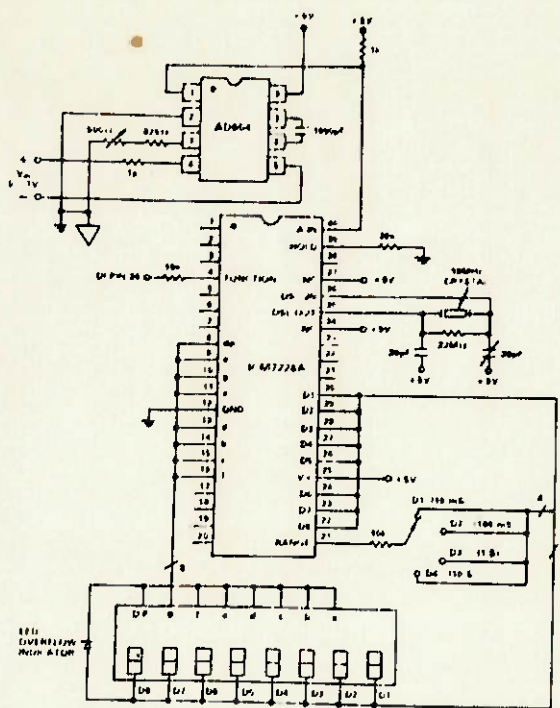


Figure 10. AD654 With Stand-Alone Frequency Counter/LED Display Driver

Longer count periods not only result in the count having more resolution, they also serve as an integration of noisy analog signals. For example, a normal-mode 60Hz sine wave riding on the input of the AD654 will result in the output frequency increasing on the positive half of the sine wave and decreasing on the negative half of the sine wave. This effect is cancelled by selecting a count period equal to an integral number of noise signal periods. A 100ms count period is effective because it not only has an integral number of 60Hz cycles (6), it also has an

integral number of 50Hz cycles (5). This is also true of the 1 second and 10 second count period.

AD654-BASED ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION USING A SINGLE CHIP MICROCOMPUTER

The AD654 can serve as an analog-to-digital converter when used with a single component microcomputer that has an interval timer/event counter such as the 8048. Figure 11 shows the AD654, with a full scale input voltage of +1V and a full scale output frequency of 100kHz, connected to the timer/counter input pin T1 of the 8048. Such a system can also operate on a single +5V supply.

The 8748 counter is negative edge triggered; after the STRT CNT instruction is executed subsequent high to low transitions on T1 increment the counter. The maximum rate at which the counter may be incremented is once per three instruction cycles; using a 6MHz crystal, this corresponds to once every 7.5 μs , or a maximum frequency of 133kHz. Because the counter overflows every 256 counts (8 bits), the timer interrupt is enabled. Each overflow then causes a jump to a subroutine where a register is incremented. After the STOP TCNT instruction is executed, the number of overflows that have occurred will be the number in this register. The number in this register multiplied by 256 plus the number in the counter will be the total number of negative edges counted during the count period. The count period is handled simply by decrementing a register the number of times necessary to correspond to the desired count time. After the register has been decremented the required number of times, the STOP TCNT instruction is executed.

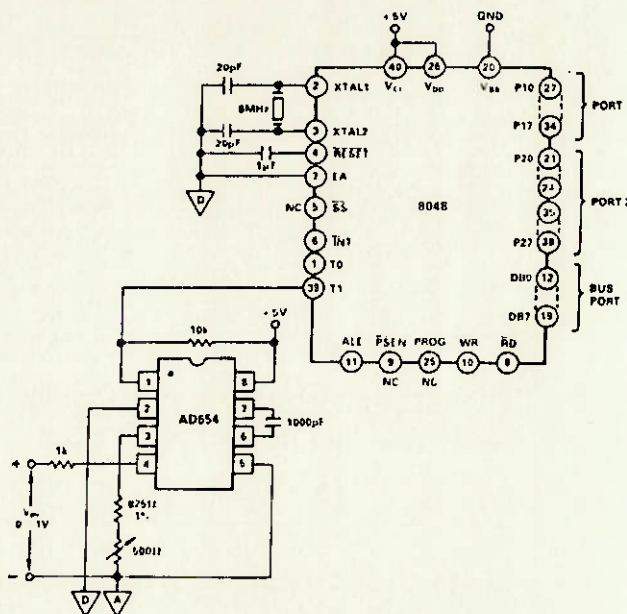


Figure 11. AD654 VFC as an ADC

The total number of negative edges counted during the count period is proportional to the input voltage. For example, if a 1V full-scale input voltage produces a 100kHz signal and the count period is 100ms, then the total count will be 10,000. Scaling from this maximum is then used to determine the input voltage, i.e., a count of 5000 corresponds to an input voltage of 5V. As with the ICM7226, longer count times result in counts having more resolution; and they result in the integration of noisy analog signals.

FREQUENCY DOUBLING

The AD654's output is a square-wave rather than a pulse train, information about the input signal is carried on both edges of the output waveform. The circuit in Figure 12 converts the output into a pulse train, effectively doubling the output frequency, while preserving the better low frequency linearity of the AD654. This circuit also accommodates an input voltage which is greater than the AD654 supply voltage.

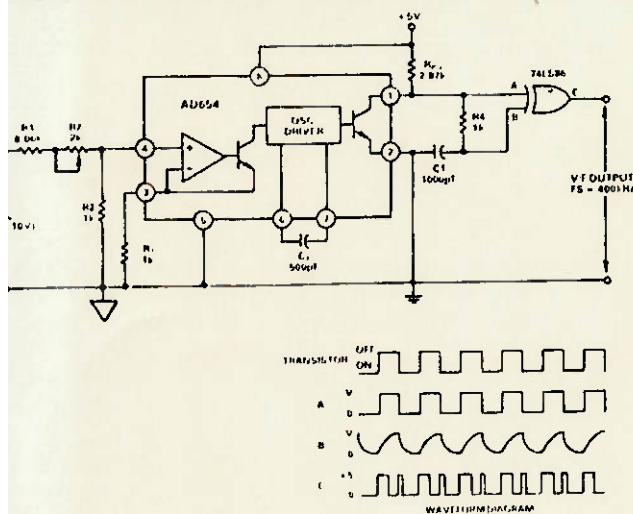


Figure 12. Frequency Doubler

Resistors R1 - R3 are used to scale the 0 to +10V input voltage down to 0 to +1V as seen at pin 4 of the AD654. Recall that the input must be less than $V_{SUPPLY} - 4V$, or in this case less than 5V. The timing resistor and capacitor are selected such that this +1V signal seen at pin 4 results in a 0 to 200kHz output frequency.

Use of R4, C1 and the XOR gate doubles this 200kHz output frequency to 400kHz. The AD654 output transistor is actually used as a switch, switching capacitor C1 between a charging mode and a discharging mode of operation. The voltages at the input of the 74LS86 are shown in the waveform diagram. Due to the difference in the charge and discharge time constants, the output pulse widths of the 74LS86 are not equal. The output pulse is wider when the capacitor is charging due to its longer rise time than fall time. The pulses should therefore be counted on their rising, rather than falling, edges.

OPERATION AT HIGHER OUTPUT FREQUENCIES

Operation of the AD654 via the conventional output (pins 1 and 2) is speed limited to approximately 500kHz for reasons of

TTL logic compatibility. Although the output stage may become speed limited, the multivibrator core itself is able to oscillate to 1MHz or more. The designer may take advantage of this feature in order to operate the device at frequencies in excess of 500kHz.

Figure 13 illustrates this with a circuit offering 2MHz full scale. In this circuit the AD654 is operated at a full scale (FS) of 1mA, with a C_T of 100pF. This achieves a basic device FS frequency of 1MHz across C_T . The P channel JFETs, Q1 and Q2, buffer the differential timing capacitor waveforms to a low impedance level where the push-pull signal is then AC coupled to the high speed comparator A2. Hysteresis is used, via R7, for non-ambiguous switching and to eliminate the oscillations which would otherwise occur at low frequencies.

The net result of this is a very high-speed circuit which does not compromise the AD654 dynamic range. This is a result of the FET buffers typically having only a few pA of bias current. The high end dynamic range is limited, however, by parasitic package and layout capacitances in shunt with C_T , as well as those from each node to AC ground. Minimizing the lead length between A2-6/A2-7 and Q1/Q2 in PC layout will help. A ground plane will also help stability. Figure 14 shows the waveforms V1 - V4 found at the respective points shown in Figure 13.

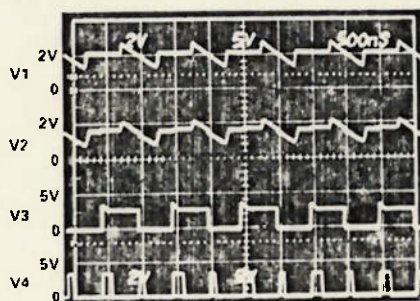


Figure 14. Waveforms of 2MHz Frequency Doubler

The output of the comparator is a complementary square wave at 1MHz FS. Unlike pulse train output V/F converters, each half-cycle of the AD654 output conveys information about the input. Thus it is possible to count edges, rather than full cycles of the output, and double the effective output frequency. The XOR gate following A2 acts as an edge detector producing a short pulse for each input state transition. This effectively doubles the V/F FS frequency to 2MHz. The final result is a 1V full scale input V/F with a 2MHz full-scale output capability; typical nonlinearity is 0.5%.

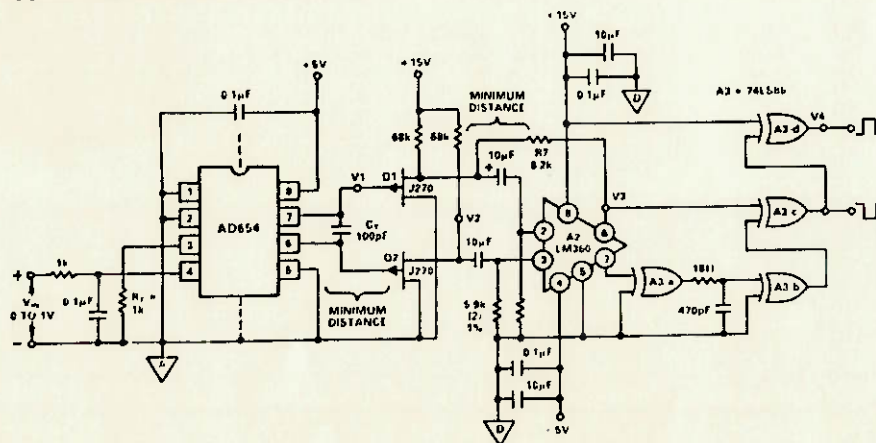


Figure 13. 2MHz, Frequency Doubling V/F

ANEXO 8 :

Propriedades Optico-Geométricas da Elipse:

A) Propriedade Geométrica:

A condição necessária e suficiente para que uma reta t_1 seja tangente à elipse num ponto T_1 , da mesma, é que seja bissetriz do ângulo FT_1F' , que não contém FF' , onde F e F' são os focos da elipse.

Demonstração:

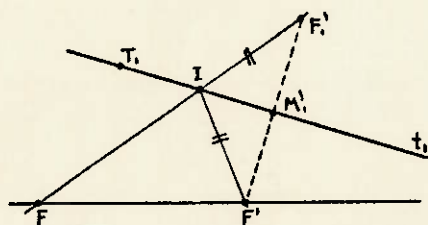
a) Condição necessária:

Hipótese: t_1 é tangente à elipse no ponto T_1 .

Tese: t_1 é bissetriz do ângulo FT_1F' (que não contém FF').

Toma-se o ponto F_1' simétrico de F' em relação à reta t_1 ; seja M_1 a intersecção de t_1 com $F'F_1'$. A reta t_1 não encontra o segmento FF' , pois os pontos de FF' são internos à elipse; logo pode-se dizer que F e F' estão num mesmo semi-plano em relação a t_1 e como F' e F_1' estão em semi-planos opostos em relação a essa mesma reta, conclui-se: F e F_1' estão em semi-planos opostos e o segmento FF_1' tem um ponto I em comum com a reta t_1 .

Examinam-se as duas possibilidades (ver figura).



1.^a) $I \equiv T_1$; como $\Delta IF_1' M_1' = \Delta T_1 F' M_1'$; resulta que t_1 é bissetriz de um dos ângulos formados por $T_1 F$ e $T_1 F'$.

2.^a) $I \neq T_1$ então

$$IF + IF' = IF + IF_1' = FF_1' < T_1 F + T_1 F_1' = T_1 F + T_1 F' = 2a$$

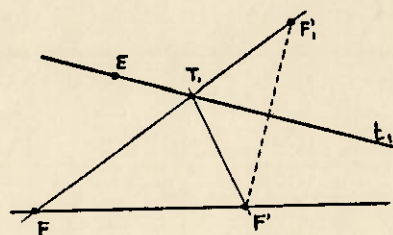
isto é, I é um ponto interno à elipse, o que é um absurdo, pois t_1 é tangente por hipótese. Conclui-se que $I \equiv T_1$ e recai-se no caso anterior.

b) Condições suficiente:

Hipótese: t_1 é bissetriz do ângulo $FT_1 F'$ (que não contém FF').

Tese: t_1 é tangente à elipse no ponto T_1 .

Toma-se um ponto E arbitrário em t_1 , porém não coincidente com T_1 (ver figura).



Resulta:

$EF + EF' = EF + EF_1' > FF_1' = T_1 F + T_1 F_1' = T_1 F + T_1 F' = 2a$, isto é, E é ponto externo; logo t_1 é tangente no ponto T_1 .

B) Corolário:

Sendo a elipse uma superfície espelhada internamente, se um raio luminoso for emitido de um dos focos, em qualquer direção no plano da elipse, este se refletirá na elipse, e necessariamente incidirá no outro foco.

ANEXO 10:

MEMORIAL DO DIMENSIONAMENTO DO EIXO

Temos para o aço ABNT 1020: $\sigma_r = 46,6 \text{ Kgf/mm}^2$

$$\sigma_e = 25,3 \text{ Kgf/mm}^2$$

adotando-se o coeficiente de segurança igual a 4, temos:

$$\sigma_{adm} = 11,7 \text{ Kgf/mm}^2$$

Do critério de Tresca advém: $\tau_{adm} = \frac{\sigma_{adm}}{2}$

$$\tau_{adm} = 5,8 \text{ Kgf/mm}^2$$

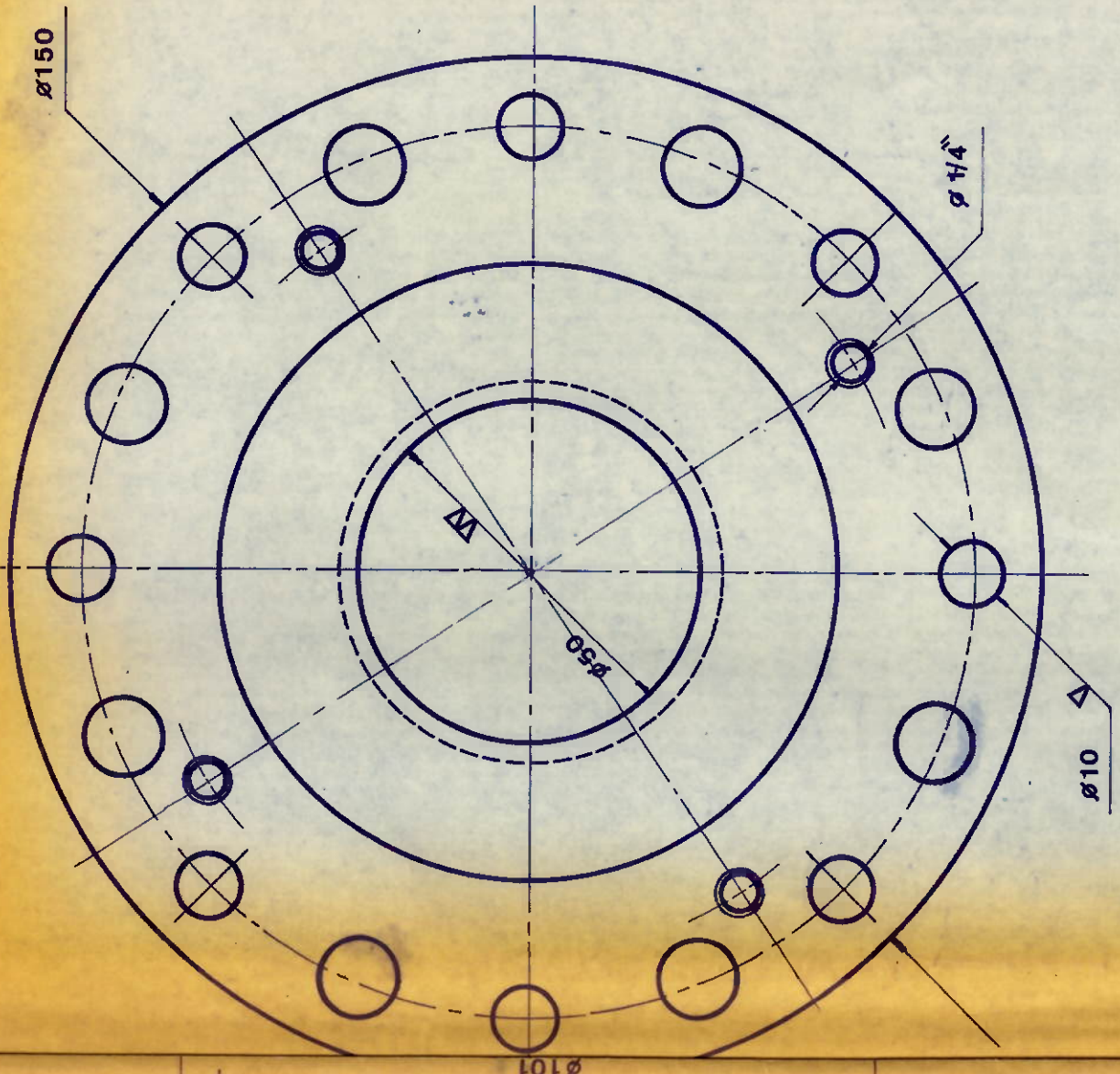
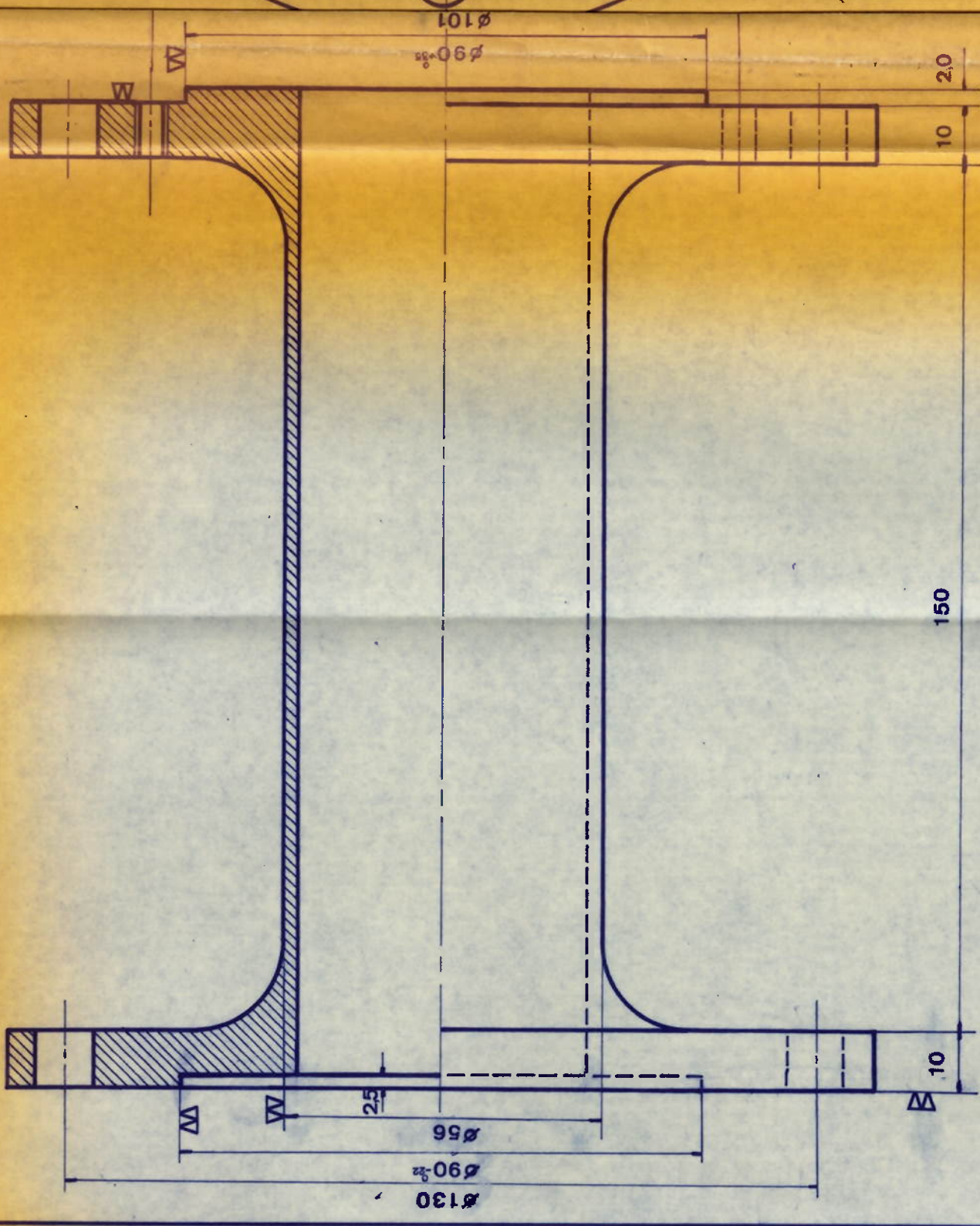
$$\text{Como: } \tau_{m\acute{a}x} = \frac{M_t}{W_t} \leq \tau_{adm} \text{ onde } W_t = \frac{\pi}{16} \frac{(d_a^4 - d_i^4)}{d_a}$$

para uma secção circular anular de diâmetro externo d_a e diâmetro interno d_i .

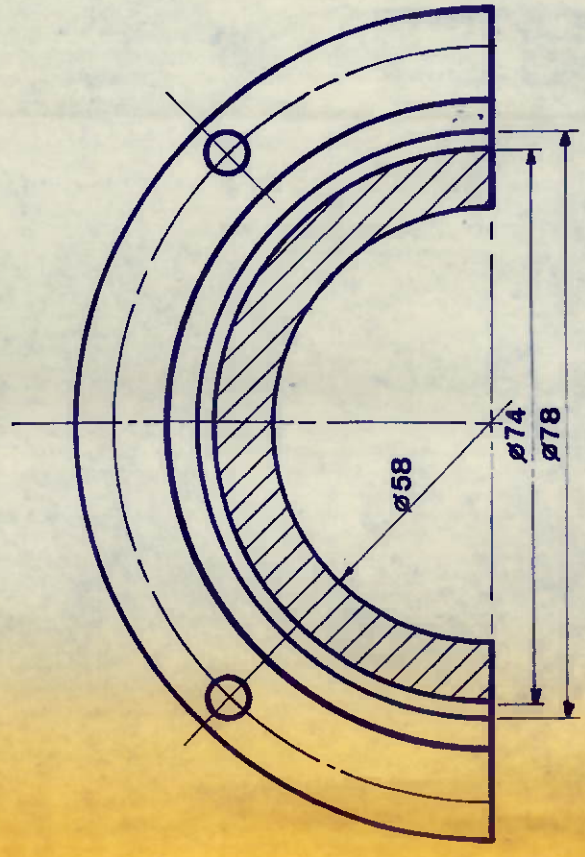
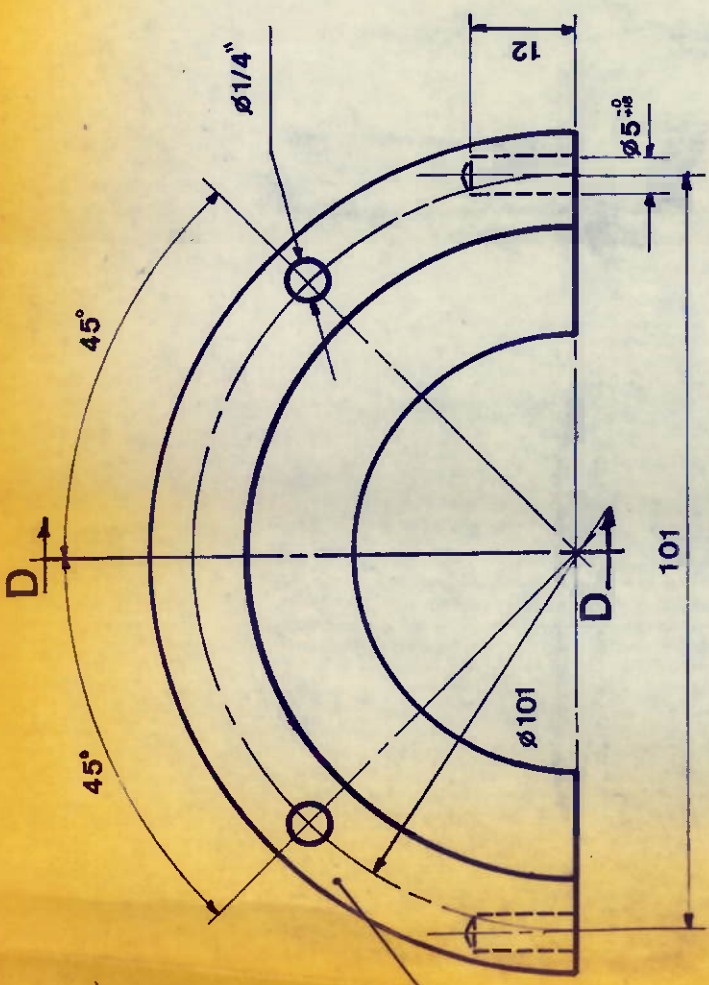
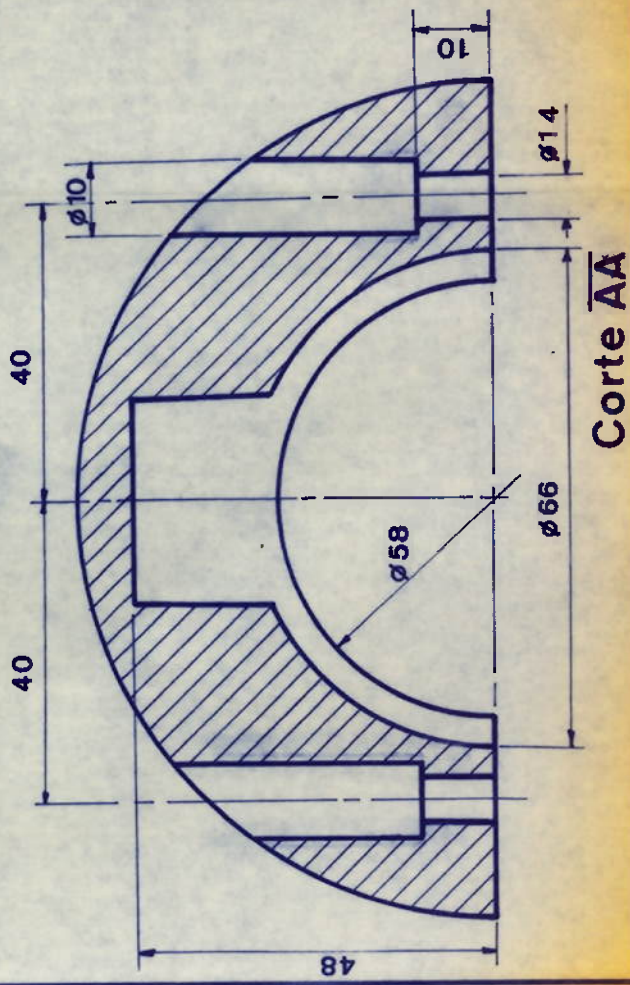
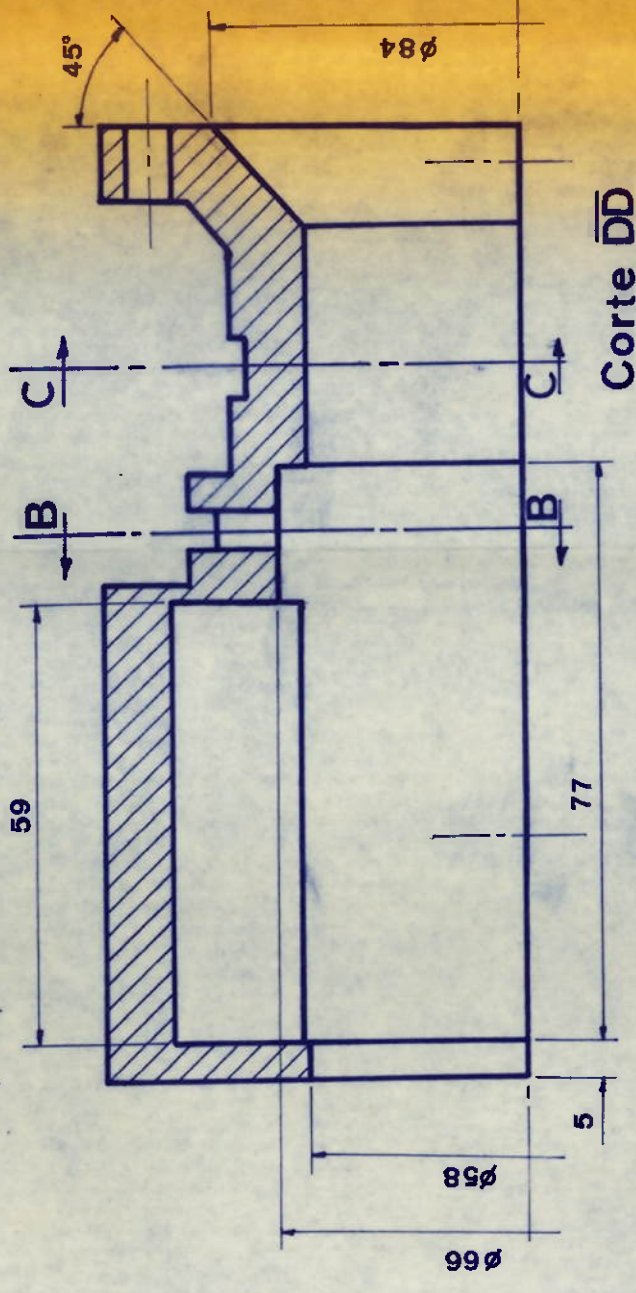
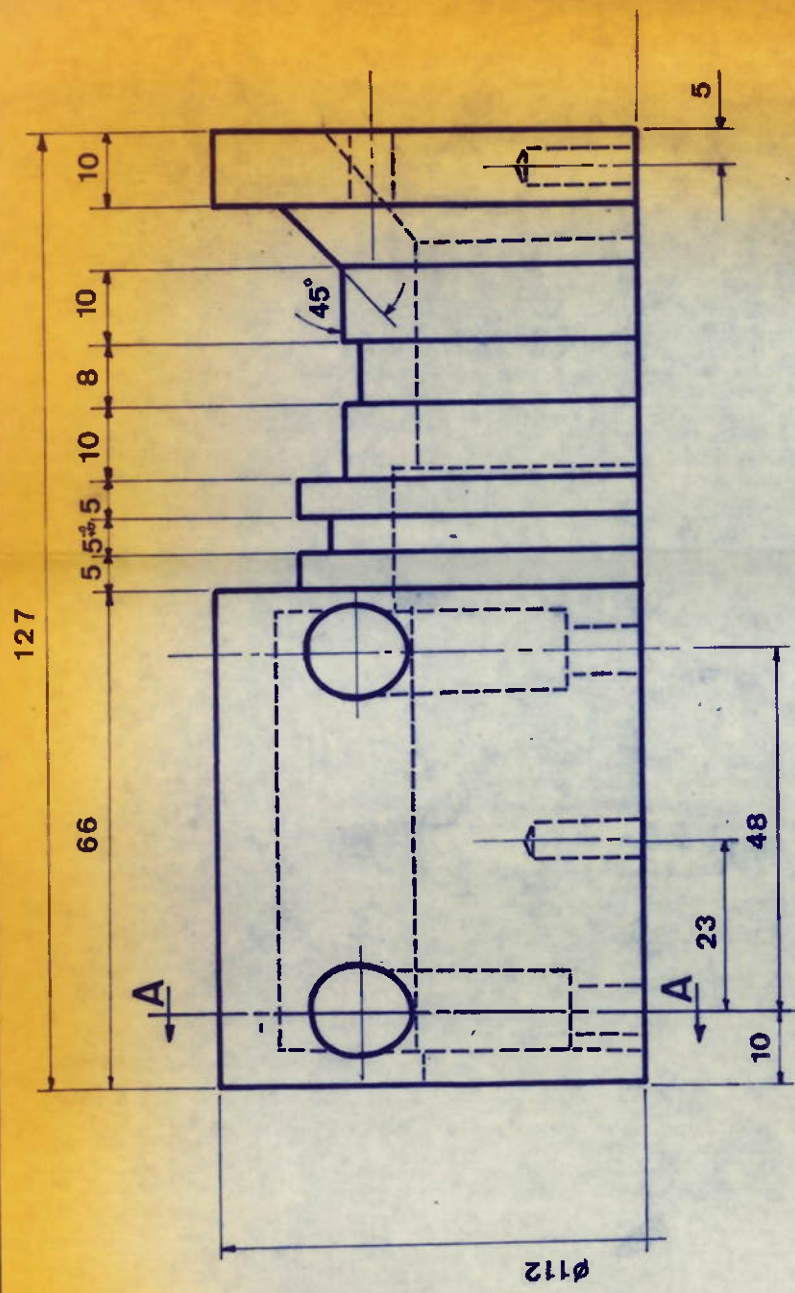
Adotando-se o mesmo torque admissível ao eixo flexível articulado de 70m Kg e sendo $d_i=50\text{mm}$, temos:

$$d_a \geq 55,78\text{mm}$$

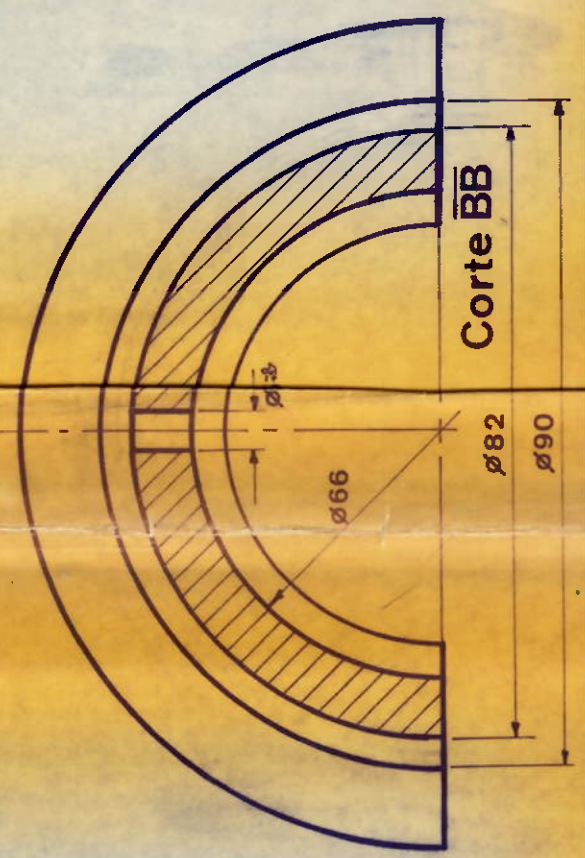
Adotamos: $d_a = 56\text{mm}$.



I	Eixo calibrado	I	ABNT 1020		
Pc	DESIGNAÇÃO	Qt	MATERIAL		
PMC-518 PROJETO MECÂNICO II			EPUSP		
TORQUÍMETRO DIGITAL OPTICO			301085		
TÍTULO: ANEXO II			dim. em mm		
EIXO CALIBRADO			escala 1:1		



Corte CC



Corte BB

1 Carcaça Superior	1	ABNT 1020
Pq DESIGNAÇÃO	Qt	MATERIAL e OBS.
PMC-518 PROJETO MECÂNICO	EPUSP	
TDO/FM	17/12/85 <i>Walt</i>	
TÍTULO: ANEXO 12	dim.	mm
CARCAÇA SUPERIOR	escala	1:1

Anexo 13:

MEMORIAL DO DIMENSIONAMENTO DA CARÇAÇA:

Os elementos críticos no dimensionamento da carcaça bi-partida são os parafusos de união entre as duas metades.

Dados:

- massa de meia carcaça: $m=2\text{Kg}$
- distância do centro de gravidade de meia carcaça ao eixo de rotação: $R=40\text{mm}$
- rotação máxima: $R_{\text{máx}}= 3000 \text{ rpm}$
- tensão admissível: $\tau_{\text{adm}}= 0,8 \text{ e } 0,8,30$
 $\tau_{\text{adm}}=24\text{Kgf/mm}^2$
- área da secção do parafuso $1/4''$: $A=32\text{mm}^2$

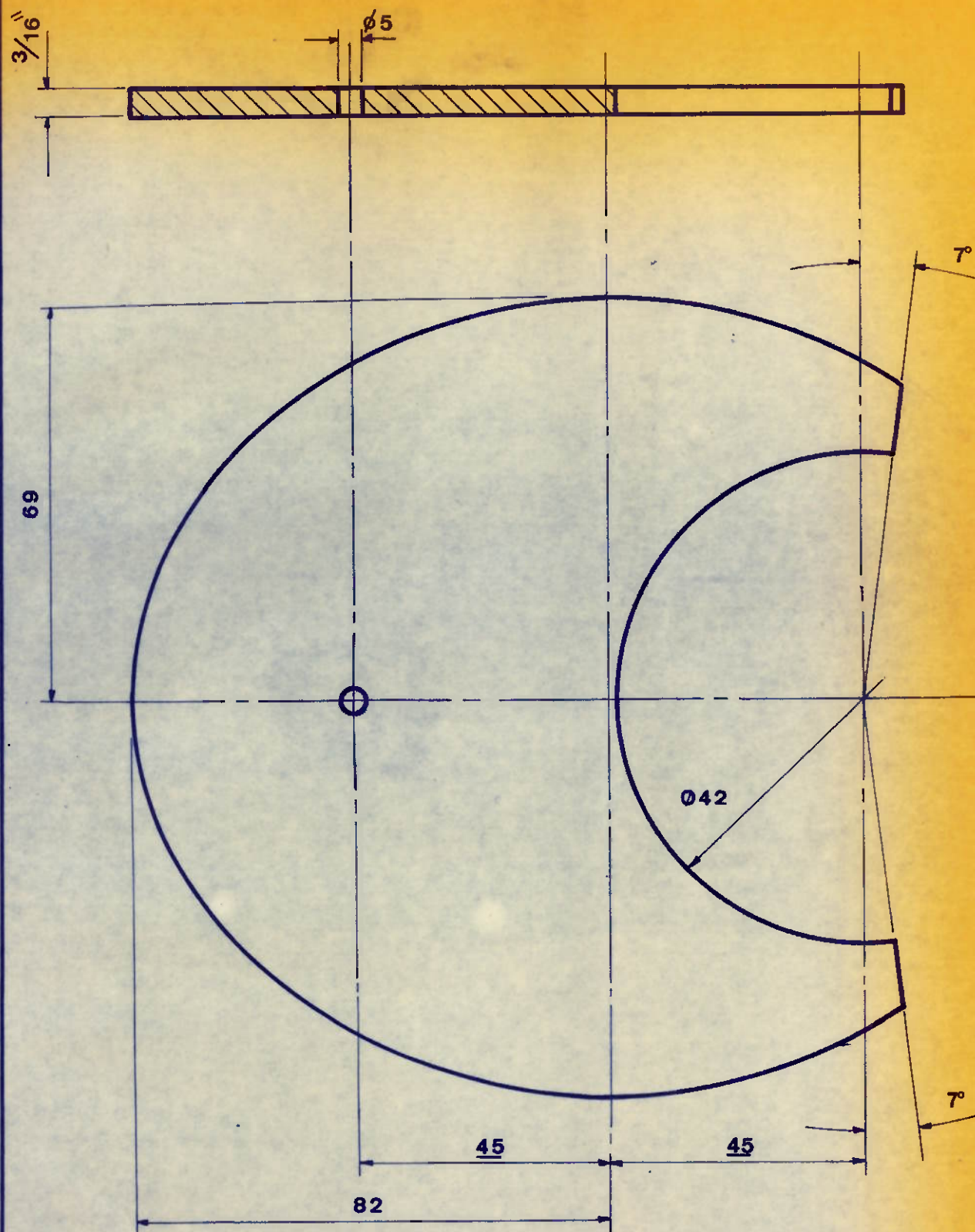
$$\text{Temos: } \tau_{\text{adm}} \geq \frac{F}{N \cdot A} \quad F = M \cdot R W^2.$$

onde: N - nº de parafusos.

$$\text{Assim: } N \geq \frac{M R W^2}{\tau_{\text{adm}} \cdot A}.$$

$$\text{Portanto: } N \geq 1,03$$

Adotamos: $N = 4$ parafusos $1/4''$.



MATERIAL: ACRÍLICO TRASPARENTE 3/16"

PMC -518 PROJETO MECÂNICO	18/12/85 <i>Walter</i>
ANEXO 14 T D O/F M	dim. mm
CAPTADOR ÓPTICO	escala 1:1

ANEXO 16:

MEMORIAL DA ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EMISSOR

A) Estimação do ganho de amplificação inicial:

Do Circulo de Mohr temos para um eixo sujeitado ao torque puro:

$$\tau_{\text{m\`ax}} = \sigma_1$$

Assim:
$$\epsilon = \frac{\sigma_1}{E}$$

Onde: σ_1 - Tensão principal agindo no plano a 45° com eixo.

E - m\`odulo de Hooock = $2,1 \times 10^6 \text{ Kg f/m}^2$

ϵ - deformação.

Com:
$$\tau_{\text{m\`ax}} = \frac{M_t}{W_t} \Rightarrow \tau_{\text{m\`ax}} = 557 \text{ Kg f/cm}^2$$

$$p / M_t = 70 \text{ m Kg f}$$

Portanto:
$$\epsilon = 2,65 \times 10^{-4}.$$

Dados do extens\`ometro usado:

SR4 (Baldwin-Lima-Hamilton Co, Tipo A-I-S13)

$$G.F. = 2,05 \pm 1\% \quad R = 120,4 \pm 2\Omega$$

$$\text{Assim: } \frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta R}{R_0} = G.F. \cdot \epsilon = 5,44 \times 10^{-4}$$

Com: $V = 5V \rightarrow \Delta V = 2,5 \text{ mV}$

Onde ΔV \`e a diferen\`ca de pot\`encial na sa\`ida da Ponte de Wheatstone quando o eixo solicitado ao momento tens\`ao m\`axima.

Como desejamos uma diferença máxima na tensão na entrada do conversor de 1,0V (segundo especificações do fabricante).

$$\text{Temos: } A = \frac{V_2}{\Delta V} = \frac{1,0V}{2,5mV} = 400$$

Ganho estimado para amplificador operacional
400

$$\text{Assim: } R_t = A \cdot R_i = A \cdot R_o = 400 \cdot 120\Omega$$

$$R_t = 48K\Omega$$

B) Determinação dos parâmetros do circuito conversor de tensão em frequência:

$$\text{Temos que: } f = \frac{V_{in}}{10 R_t C_t}$$

$$\text{Ccm: } R_t = 3,3 \text{ e } V_{in} = 2,5V \pm 1,0V$$

$$\text{Assim: } C_t = \frac{2,5}{10 \cdot 3,3 \times 10^3 \cdot 20 \times 10^3}$$

$$\text{para } f = 20kHz = C_t = 3,78 \text{ F}$$

Portanto:	torque	freqüência
	0mKgf	20 kHz
	+ 70mKgf	28 kHz
	- 70mKgf	12 kHz

Obs.: os valores calculados foram ajustados experimentalmente posteriormente.

High Speed

For isolated V/F uses appreciably above 100kHz, an optocoupler specified for high speed is the best choice. This can be achieved several ways, including user-designed high-speed photo-diode type isolators with high-speed output buffers, or complete integral-buffer high-speed TTL output optoisolators such as the 6N137 types. Of these two, the former is illustrated below.

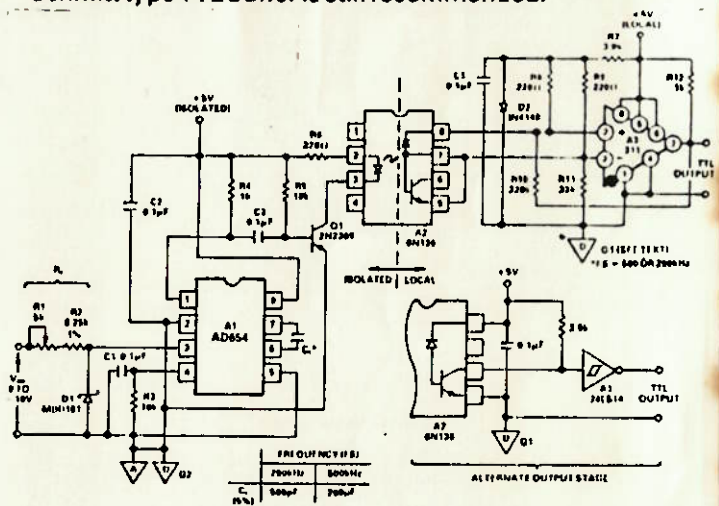
Figure 10b shows how an isolated photo-diode V/F output coupler suitable for a FS frequency of up to 1MHz can be implemented. In this circuit, a high-speed, separate photo-diode/transistor optoisolator is used (the 6N136). For this particular use, the 6N136's internal transistor buffer is not used, but the high-speed diode between pins 7-8 is applied to take advantage of the low inherent delays.

The V/F portion to the left is a $\sim 10V$, 200 or 500kHz FS circuit using the AD654 from an isolated +5V supply with a 16mA output drive. Other input arrangements can also be used, however the input mode used here allows the maximum V/F linearity to be achieved. The AD654's I_L should be set at no lower than 1mA for best speed and the Q1 output driver stage for the LED is recommended. The V/F can be easily set up for either 200 or 500kHz FS operation as shown in the table. The best overall linearity will be attained at a 200kHz FS and it can be lower than 0.1%.

At the receiver, resistors R8-R9 act as a differential, low impedance load resistance for the photo-diode which is operated in a photo-voltaic mode. A3, a standard 311 type comparator, regenerates the logic state of the diode, producing 5V TTL levels at its output. The stage has ON and

OFF delays of about 200ns (or less). Thus, it is useful at speeds up to 1MHz or higher, depending upon the comparator used. The 311 is the upper speed limit to this coupler. However, even the general purpose 311 is capable of tracking the AD654 speed at 500kHz and its single 5V supply operation is attractive for reasons of simplicity.

Note that the 6N136 coupler also allows the more conventional use by applying the photo-diode output current to the built-in NPN transistor as a saturated logic stage. This mode, which is an alternate option for this circuit, is shown in detail in the inset. It is attractive for intermediate speeds, delays on the order of $1\mu s$ or less, since it does not require the comparator stage used here. Note that a Schmitt type TTL buffer is still recommended.



b. High-Speed Isolated V/F

ANEXO 18:

TABELA DOS RESULTADOS DA CALIBRAÇÃO ESTATICA DO TDO/FM:

TORQUE (mKgf)	FREQUÊNCIA (KHz)	TORQUE (mKgf)	FREQUÊNCIA (KHz)
-72,4	10,622	+72,4	30,137
-69,4	11,054	+69,4	29,960
-66,4	11,478	+66,4	29,620
-63,4	11,889	+63,4	29,228
-60,4	12,303	+60,4	28,836
-57,4	12,725	+57,4	28,444
-54,4	13,141	+54,4	28,026
-51,4	13,541	+51,4	27,632
-48,4	13,541	+48,4	27,230
-45,4	14,392	+45,4	26,811
-42,4	14,845	+42,4	26,411
-39,4	15,225	+39,4	26,025
-36,4	15,682	+36,4	25,600
-33,4	16,088	+33,4	25,194
-30,4	16,494	+30,4	24,795
-27,4	16,930	+27,4	24,376
-24,4	17,330	+24,4	23,993
-21,4	17,774	+21,4	23,573
-21,0	17,775	+21,4	23,544
-18,4	18,174	+18,4	23,185
-18,0	18,187	+18,0	23,134
-15,3	18,538	+15,3	22,781
-15,0	18,615	+15,0	22,713
-12,0	19,053	+12,0	22,297
- 9,0	19,436	+ 9,0	21,924
- 6,0	19,890	+ 6,0	21,490
- 0,0	20,595	+ 0,0	20,717

APÊNDICE 19

MEDIDAS DO DINAMÔMETRO		MEDIDAS DO TDO/FM		DIFERENÇA (%)
ROTAÇÃO (rpm)	TORQUE (mKgf)	FREQUÊNCIA (KHz)	TORQUE (mKgf)	
1483	8,2	19,40	8,7	6
1437	18,6	18,00	19,0	2
1384	29,7	16,49	30,0	1
1337	35,9	15,60	36,7	2
1994	8,6	19,18	10,5	22*
1960	15,9	18,33	16,8	6
1896	29,4	16,72	28,7	2
1849	35,8	15,79	35,3	1
1018	9,7	19,34	9,1	3
989	19,6	17,92	19,8	1
1105	32,9	16,03	33,7	2
1090	34,4	15,83	35,0	2
			MÉDIA	2,5%

* OBS.: Não considerado

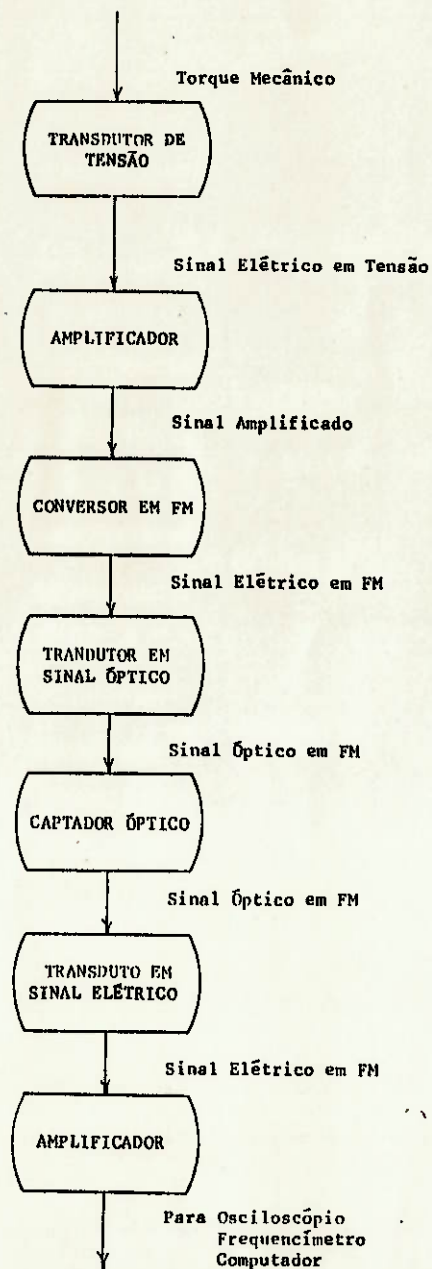


FIGURA 1 - Fluxograma do sinal no TDO/FM

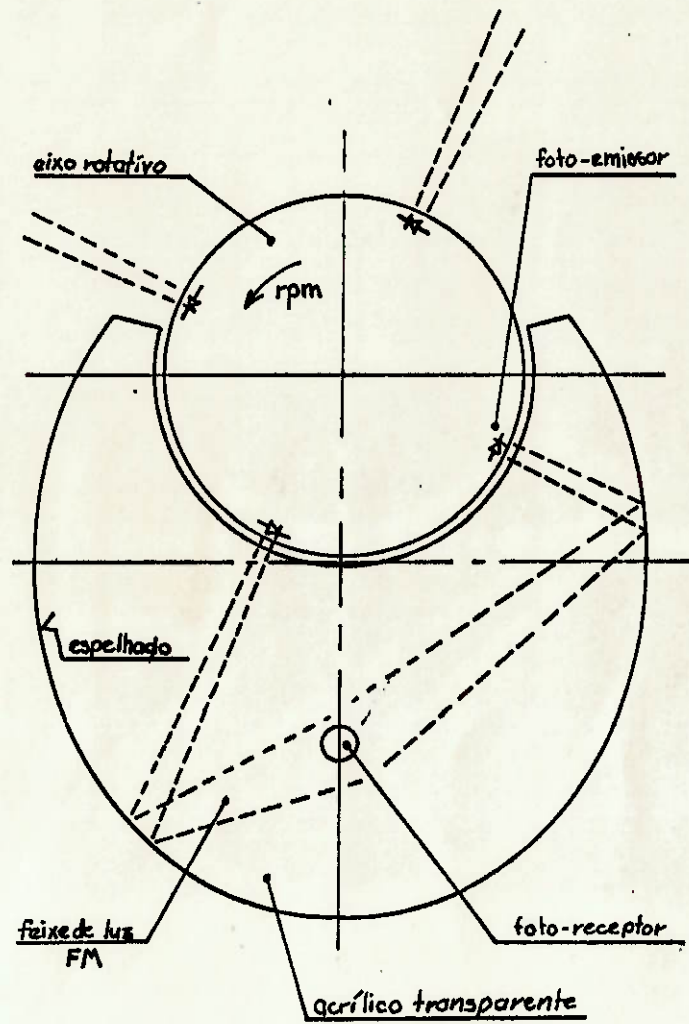
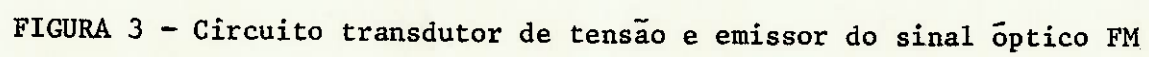


FIGURA 2 - Funcionamento do captador óptico para eixos rotativos



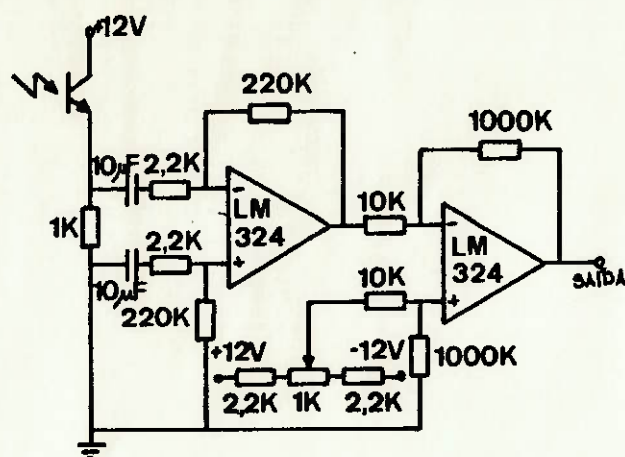


FIGURA 4 - Circuito foto-receptor

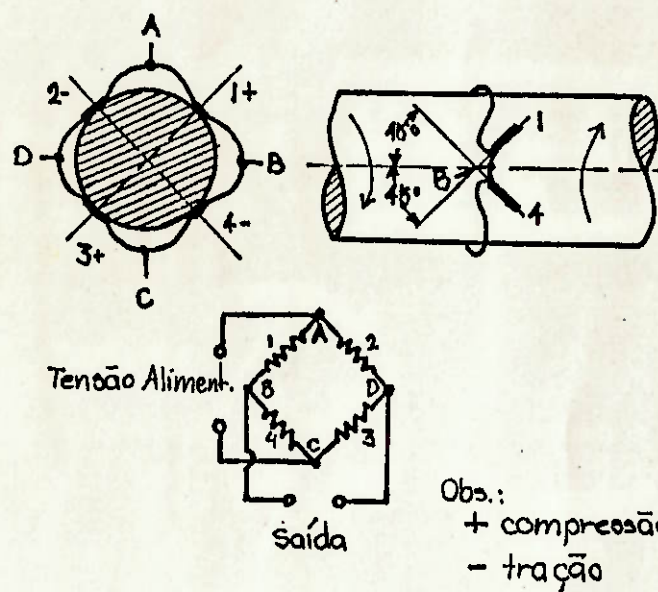


FIGURA 5 - Disposição dos extensômetros em Ponte Wheatstone sobre o eixo rotativo

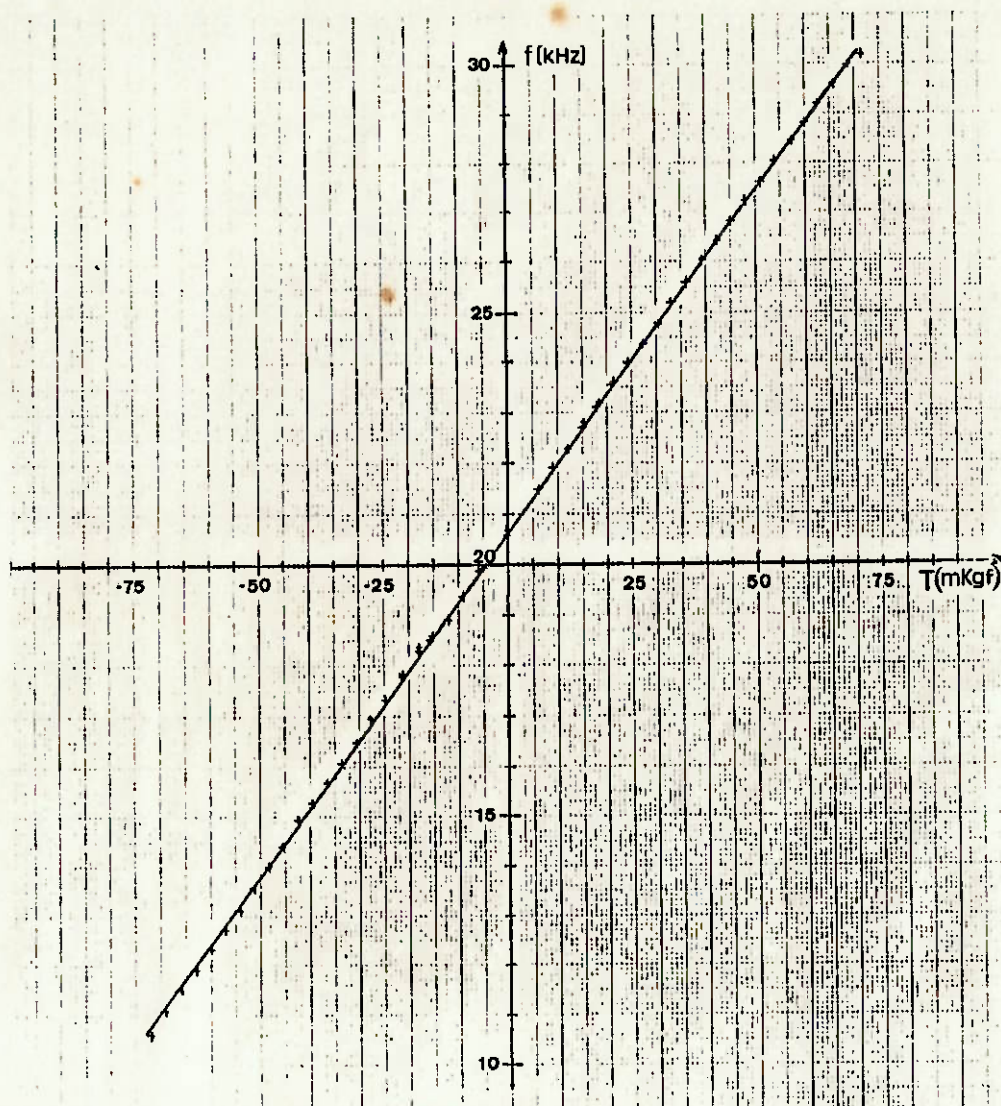


FIGURA 6 - Curva de calibração do TDO/FM

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- (1) Altman, J., (1966). Organic Foundations of Animal Behavior; Holt, Rinehart and Winston Inc., capítulo 5: 113, 117, 127, 165.
- (2) (1985). "Engine Control Sensors: a status report". Automotive Engineering, Vol. 93, number 7; 29-39.
- (3) Lima, Raul Gonzalez, (1984). "Torquímetro Óptico Digital para Eixos Rotativos"; Projetos Mecânico, EPUSP.
- (4) Valentich, J., (1972). "Keeping Tabs on Torque Using Strain Gauges". Machine Design: 26-29.
- (5) Loriggio, Placido. Desenho Geométrico.
- (6) Popov, Egor Paul (1978). Introdução à Mecânica dos Sólidos; Editora Edgar Blücher Ltda, São Paulo, capítulo 5; capítulo 9.
- (7) Niemann, Gustav (1971). Elementos de Máquinas. Editora Edgar Blücher Ltda, São Paulo, Vol. I.
- (8) Edwards, Lauton, (1977). Industrial Arts Plastics; 2nd. Ed., Chas. A. Bennef Co., Inc...
- (9) Jung, W., "Operation and Applications of the AD654 IC V-to-F Converter", Analog Divices, Application Notes: 12