

TESTE DE UM GRANDE MOTOR DE INDUÇÃO
UTILIZANDO UMA FONTE AUXILIAR DE
PEQUENA CAPACIDADE

por

FRANCISCO ESSI AMIGO

ORIENTADOR:

PROF. R. S. RAMSHAW, PhD

Trabalho de dissertação submetida a
ESCOLA POLITÉCNICA DA UFPb como re-
quisitos parciais para a obtenção
do título de MESTRE EM CIÊNCIAS EM
ENGENHARIA ELÉTRICA



A516t Amigo, Francisco Essi.
Teste de um grande motor de indução utilizando uma fonte auxiliar de pequena capacidade / Francisco Essi Amigo. - Campina Grande, [19--?].
77 f.

Dissertação (Mestrado em Ciências) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia.
"Orientação : Prof. Dr. R. S. Ramshaw".
Referências.

1. Motor de Indução. 2. Fonte - Capacidade. 3. Circuito de Potência. 4. Dissertação - Ciências. I. Ramshaw, R. S. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.313.33(043)

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar meus sinceros agradecimentos ao Professor R. S. Ramshaw por suas sugestões e orientação neste trabalho de dissertação.

Gostaria ainda de agradecer ao citado professor pela sua valiosa ajuda em resolver minhas dificuldades de linguagem, quando da redação do texto original em inglês.

E finalmente, expresso a minha gratidão à ESCOLA POLITÉCNICA DA UFPb pelas condições a mim proporcionadas para a realização deste trabalho.

LISTA DE SÍMBOLOS

- T_1 = torque desenvolvido pelo motor de indução
- T_2 = torque entregue ao gerador de indução
- s_1 = escorregamento do motor de indução
- s_2 = escorregamento do gerador de indução
- k_1 = inclinação da característica torque-escorregamento do motor de indução
- k_2 = inclinação da característica torque-escorregamento do gerador de indução
- P_1 = potência de saída do motor de indução
- P_2 = potência entregue pelo gerador de indução
- Ω_1 = velocidade do motor de indução
- Ω_2 = velocidade do gerador de indução
- Ω_0 = velocidade síncrona
- β = razão de transformação da caixa de mudança de velocidades

ÍNDICE

Abstract	1
Introdução	2
1 - Circuito de Potência e Método de Controle	4
1.1 - Princípio e Operação	4
1.2 - Considerações Teóricas	4
1.3 - Limitações	8
1.4 - Discussão	12
2 - Detalhes do Circuito de Potência	13
2.1 - Considerações Gerais	13
2.2 - Detalhes Específicos	13
2.3 - Discussão	21
3 - Detalhes de Controle	22
3.1 - Considerações Gerais	22
3.2 - Detalhes Específicos	23
3.3 - Conclusão	24
4 - Lógica para o Controle	25
4.1 - Introdução	25
4.2 - Multiplicador	25
4.3 - Comparador	27
4.4 - Circuito Limitador	28
4.5 - Circuito Sincronizador	28
4.6 - Ajuste de Largura	29
4.7 - Circuito Lógico	29
4.8 - Circuito de Gatilhamento	30
4.9 - Proteção dos Tiristores	30
5 - Transdutores	31
5.1 - Introdução	31
5.2 - Unidade de Medida de Torque	31
5.3 - Tacogerador de Corrente Alternada	32

6 - Resultados do Sistema	33
6.1 - Discussão: Teoria versus Prática	33
6.2 - Conclusão	34
Apêndice A - Métodos de Partida	35
A1 - Considerações Gerais	35
A2 - Controle de Tensão	35
A3 - Razão de Transformação Variável e sem Controle de Tensão	37
A4 - Razão de Transformação fixa e sem con- trole de Tensão	37
A5 - Motor Auxiliar de Partida	37
Apêndice B - Resposta Transitória do Motor de Cor- rente Contínua	39
B1 - Considerações Gerais	39
B2 - Conclusão	43
Referências	44

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig.		Pag.
1	- Esquema Regenerativo	45
1.1	- Diagrama Geral	46
1.2	- Curva Padrão	47
1.3	- Mudança da característica torque com a tensão de linha	48
1.4	- Limite de Variação do Torque-escorregamento	49
2.1	- Primeiro Exemplo: Resistência do rotor ver- sus Potência de Saída	50
2.2	- Segundo Exemplo: Resistência do Rotor ver- sus Potência de Saída	51
2.3	- Máximo β para máquinas de 5000 HP	52
2.4	- Variação de Potência com β para Máquinas de 5000 HP	53
3.1	- Circuito de Subpotência para o Servomotor	54
3.2	- Formas de Onda para o Circuito de Subpo- tência	55
4.1	- Circuito Geral de Controle	56
4.2	- Circuito Multiplicador	57
4.3	- Circuito Comparador e Limitador	58
4.4	- Detalhes Específicos do Comparador	59
4.5	- Circuito Inversor	60
4.6	- Circuito Sincronizador	61
4.7	- Multivibrador Monoestável	62
4.8	- Mapa dos Pulsos Sincronizados	63
4.9	- Circuito AND	64
4.10	- Circuito de Gatilhamento	65
4.11	- Proteção dos Tiristores	66

5.1	- Amplificador de Tensão Análoga ao Torque	67
5.2	- Tensão Análoga e Torque	68
5.3	- Retificador e Amplificador do Sinal Velocidade	69
5.4	- Tensão Análoga e Velocidade	70
6.1	- Potência versus Resistência do Rotor do Gerador	71
6.2	- Eficiência do Modelo	72
A.1	- Posição das Chaves	73
B.1a	- Circuito Equivalente do Motor DC	74
B.1b	- Circuito Equivalente do Motor DC e da Impedância da Fonte	74
Apêndice C	- Amplificador Operacional MC1741-CI	75
Apêndice C	- Porta Dupla a Duas Entradas μ L914	76
Apêndice C	- Inversor μ L900	77

ABSTRACT

This thesis concerns a load test of an induction motor. The output power is maintained constant and drives an induction generator. The motor and generator are connected to a closed loop to be regenerative. Then, the supply provides only the losses of the system.

INTRODUÇÃO

I - Os objetivos da tese são de projetar, construir e analisar um sistema para testes de carga de um motor de indução. O propósito do teste de carga é observar a elevação da temperatura dos enrolamentos num período de tempo, mantendo constante a potência de saída no eixo do motor. Uma vez que se pretende montar um protótipo para testar motores / de grande potência (até 5000 HP), um esquema regenerativo é usado como mostra a fig.1. Aqui, o motor de indução aciona um gerador de indução através de uma caixa de mudança de velocidades ajustável. A fonte fornece energia para suprir todas as perdas no sistema e é de capacidade menor que o valor nominal do motor a plena carga.

Os métodos disponíveis para o controle do motor são discutidos em seguida

II - Métodos

a) Variação da tensão de alimentação

A carga do motor pode ser alterada pelo controle de tensão, o qual pode ser efetuado facilmente pela variação de excitação de campo de um alternador trabalhando como fonte auxiliar. A dificuldade está na interpretação da elevação de temperatura devido a variação das perdas no núcleo causadas pela variação da densidade de fluxo na máquina.

b) Variação da frequência da fonte de alimentação

Mudando a frequência, a característica torque-velocidade muda e portanto muda também o ponto de operação. Para manter a densidade de fluxo essencialmente constante, a tensão é variada na proporção direta da frequência. Como um inversor não é economicamente aplicável a tal potência, é necessário usar um alternador acionado por um motor de corrente contínua com velocidade variável através de um controle de velocidade com realimentações. Novamente, torna-se difícil interpretar a elevação de temperatura devido a variações de perdas no motor com a mudança de frequência.

c) Tensão injetada no rotor.

Para mudar o ponto de operação do gerador de indução, e consequentemente a carga no motor, poderíamos mudar a velocidade de rotação do eixo. Como o motor sob teste é do tipo gaiola de esquilo, um conversor de frequência é necessário entre a fonte auxiliar e o motor de indução. Como um inversor a tiristores para tais condições se torna relativamente caro, um conjunto motor-alternador pode ser usado. O motor auxiliar poderia ser de corrente contínua ou um motor de indução / com controle de frequência através de uma realimentação. Para uma faixa de velocidades relativamente baixa não é necessário usar um sistema do tipo Kramer ou Scherbius, mas a faixa de possíveis potências de saída do motor em teste também fica limitada. Além disso, é pior que no caso c) devido a enorme potência nominal exigida para o controlador.

d) Resistência adicionada ao rotor do gerador de indução

Com a introdução de resistências adicionais no rotor do gerador de indução mudamos o ponto de operação na característica torque-velocidade do motor de indução. Com este método podemos evitar a introdução de máquinas auxiliares e ainda operar o motor a tensão e frequência constantes. Uma relação de mudanças de velocidade adequada e uma determinada faixa de valores de resistências aplicadas ao rotor são necessárias em função da potência de saída do motor sob teste e das características torque-velocidade de ambas as máquinas. Um circuito de controle para mudar as resistências aplicadas no rotor é adicionado ao sistema para regular automaticamente a potência de saída no eixo do motor.

III - Conclusão

O último método foi escolhido porque é o mais simples e é o meio mais econômico de controlar a potência de saída no eixo do motor. Ele oferece versatilidade porque a caixa de mudança de velocidade e a resistência adicionada ao rotor são ambos parâmetros ajustáveis, possibilitando uma larga faixa de controle da potência de saída.

CAPITULO I

1 - CIRCUITO DE POTÊNCIA E METODO DE CONTROLE

1.1 - Princípio e Operação

Como vimos na fig. 1 usamos um sistema de malha fechada motor-gerador de indução. O motor de indução aiona o gerador de indução e a potência produzida pela geração é realimentada ao motor. Uma fonte auxiliar alimenta todas as perdas do sistema. A característica torque-escorregamento do gerador pode ser variada adicionando-se resistência / no rotor do gerador, fazendo então variar a carga vista pela motor de indução. A caixa de mudança de velocidades é posicionada entre o motor e o gerador para permitir que o gerador opere abaixo da velocidade síncrona. Os transdutores detetam torque e velocidade do motor e convertem para sinais equivalentes de tensão. Estas tensões de saída são então / multiplicadas e comparadas com uma tensão de referência. O sinal erro entra num circuito lógico que comanda um motor de corrente contínua para o controle de posição de um reostato trifásico conectato ao rotor do gerador de indução. Entre o motor de corrente contínua e o eixo do reostato há uma caixa de mudança para diminuir sensivelmente a velocidade / de rotação do reostato. O diagrama de blocos está esquematizado na fig. 1.1

Assim a carga no motor de indução pode ser mantida constante pela comparação da carga análoga com a referência. O sinal diferença é usado para acionar um servomecanismo de posição "on-off" que controla a resistência aplicada ao rotor do gerador de indução.

1.2 - Considerações teóricas

Devido a perdas originadas por atrito e ventilação a potência eletromagnética de saída do motor de indução é maior que a potência no eixo. Similarmente, a potência eletromagnética de entrada para o gerador de indução é menor que a potência de entrada no eixo de um valor igual as perdas na caixa de mudança, ventilação e atrito no gerador.

Quando admitimos que as duas potências eletromagnéticas são iguais, motor e gerador, um certo erro é introduzido. O erro fica reduzido as perdas na caixa de mudança de velocidades se usamos as características mecânicas torque-escorregamento.

Admitindo perdas mecânicas iguais, temos

$$|P_1| = |P_2|$$

Como a potência é igual ao produto do torque pela velocidade, a relação entre torques é

$$T_1 = -\beta T_2 \quad [1.1]$$

onde $\beta = \Omega_2/\Omega_1$

Quando a velocidade está perto da velocidade síncrona a característica torque-escorregamento pode ser considerada linear. Da fig. 1-2 temos

$$T_1 = s_1 k_1 \quad [1-2]$$

$$T_2 = s_2 k_2 \quad [1-3]$$

onde k_1 e k_2 são as inclinações da característica torque-escorregamento em $s = 0$.

$$\text{Mas } \Omega_2 = (1 - s_2)\Omega_0$$

$$\text{e } \Omega_1 = (1 - s_1)\Omega_0$$

$$\text{Daí, } \beta = \frac{1 - s_2}{1 - s_1} \quad [1-4]$$

Das equações 1-1, 1-2, 1-3 e 1-4, o escorregamento do motor de indução é

$$s_1 = \frac{\beta(\beta - 1)k_2}{k_1 + \beta^2 k_2} \quad [1-5]$$

A potência no eixo do motor de indução é

$$P_1 = T_1 \Omega_1 \quad [1-6]$$

onde $T_1 = s_1 k_1 \quad [1-7]$

e $T_2 = s_2 k_2 \quad [1-8]$

Das equações 1-6, 1-7 e 1-8, temos

$$s_1 = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4P_1}{k_1 \Omega_0}}}{2} \quad [1-9]$$

onde k_1 é uma função da resistência do rotor e da tensão aplicada.

Como a equação 1-9 é equivalente a equação 1-5, com algumas manipulações algébricas chegamos a

$$\frac{\frac{k_1}{k_2} + \beta^2}{2\beta(\beta - 1)} = \frac{k_1 \Omega_0}{4 P_1} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4P_1}{k_1 \Omega_0}} \right) \quad [1-10]$$

A equação 1-10, como representada pela fig.1-2, é uma equação geral para todas as máquinas de indução no nosso sistema escolhido. Se conhecemos as características das duas máquinas de indução podemos determinar a razão ótima de transformação da caixa de mudança e o valor da resistência variável para o gerador de indução de tal forma a se obter uma determinada gama de variação da potência de saída no eixo do motor.

Seja $X = \frac{4P_1}{k_1 \Omega_0} \quad [1-11]$

e $Y = \frac{\left(\frac{k_1}{k_2}\right) + \beta^2}{2\beta(\beta - 1)} \quad [1-12]$

Da fig. 1-2, para cada ponto X corresponde somente um ponto Y.

Da equação 1-12,

$$(2Y - 1)\beta^2 - 2YB - k_1/k_2 = 0$$

Portanto,

$$\beta = \frac{Y + \sqrt{Y^2 + (2Y-1) \frac{k_1}{k_2}}}{2Y - 1} \quad [1-13]$$

O sinal negativo da equação 1-13 é ignorado porque

Admitindo uma resistência constante no rotor do motor de indução, para potência de saída constante, X é uma constante e por isso, Y é constante. As variáveis da equação 1-13 são β e k_2 . A razão da caixa de mudança decresce quando aumentamos k_2 ou quando aumentamos a resistência aplicada ao rotor do gerador de indução. Levando em consideração as perdas no sistema, a melhor situação é aquela quando temos o β mínimo e a mínima resistência adicionada ao rotor do gerador. Isto significa que as perdas na caixa de mudança são menores para velocidades / mais baixas e as perdas no circuito do rotor do gerador de indução são menores para valores menores de resistência adicionada.

1.3 - Limitações

O sistema tem algumas limitações com respeito a tensão, potência e velocidade.

1.3.1 - Limitação de tensão

A inclinação das características torque-escorregamento mudam na proporção direta do quadrado da tensão de linha. Assim, a uma tensão V_1 (veja fig.1-3) a característica torque do motor é T_{11} , a inclinação é k_{11} e a velocidade é Ω_{11} . A mesma potência e tensão de linha a característica torque do gerador é T_{21} , a inclinação é k_{21} e a velocidade é $\beta \Omega_{11}$. Se a tensão de linha decresce para V_2 , as novas características para o motor de indução mudam para T_{12} , k_{12} e Ω_{12} . Para manter uma potência de saída constante a inclinação da característica do gerador é mudada para k_{22} onde a característica torque é T_{22} e a velocidade é $\beta \Omega_{12}$. Como a análise deste comportamento depende de condições iniciais, potência de saída e β , então o gráfico mostrado na fig.1-2 deve ser usado.

Como k_{11} é conhecido, então k_{12} é determinado da relação:

$$\frac{k_{11}}{k_{12}} = \frac{V_1^2}{V_2^2}$$

para uma mudança de tensão. A fig.1-2 dá o novo valor de k_{22} .

Deve ser tomado cuidado quanto ao valor final da inclinação da característica do gerador, k_{22} , a qual deve ser menor ou igual a inclinação natural da característica do gerador. Isto é $k_{22} \leq k_2$ (inclinação natural). A resistência no circuito do rotor deve ser reduzida quando a tensão decresce.

Uma outra limitação extrema surge quando a característica torque-escorregamento do motor de indução é tangente com a curva T_o . T_o é o lugar geométrico dos pontos de potência de saída constante (veja fig.1-4).

Portanto,

$$T_o = \frac{P_1}{\Omega_1}$$

[1-14]

O ponto de operação normal é Q que corresponde a velocidade Ω_{11} . Com variação de tensão, o ponto de operação máximo é R com uma velocidade Ω_{12} , quando as duas curvas são tangentes, ou

$$\left. \frac{dT_1}{d\Omega_1} \right|_{T_1 = T_{12}} = \left. \frac{dT_o}{d\Omega_1} \right|_{T_o = T_{12}} \quad [1-15]$$

$$T_1 = T_o$$

Anteriormente sabíamos, das equações 1-2 e 1-14 que

$$T_1 = k_1 \frac{k_1 \Omega_1}{\Omega_o} \quad [1-16]$$

$$T_o = P_1 / \Omega_1$$

Usando as condições estabelecidas na equação 1-15

$$\frac{dT_1}{d\Omega_1} = - \frac{k_1}{\Omega_o}$$

$$\frac{dT_o}{d\Omega_1} = - \frac{P_1}{\Omega_1^2}$$

(para potência constante)

$$\Omega_1 = \Omega_{12}$$

$$k_1 = k_{12}$$

Portanto,

$$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{P_1 \Omega_o}{k_{12}}}$$

dá a mais baixa velocidade para P_1 e k_{12} dados.

Mas quando $\Omega_1 = \Omega_{12}$ temos $T_1 = T_o$, então, usando a equação 1-16 temos

$$k_{12} = \frac{4P_1}{\Omega_o} \quad [1-17]$$

que é mínima inclinação da característica do motor. Sendo este o ponto de operação mínimo ele nos fornecerá o mínimo β possível.

Seja V_m a mínima tensão de linha permitida. Daí,

$$k_{12} = c_1 V_m^2 \quad [1-18]$$

porque a inclinação da característica varia com a tensão de linha, onde c_1 é uma constante e depende dos parâmetros do motor.

Substituído a equação 1-18 na equação 1-17, temos

$$V_m = 2 \sqrt{\frac{P_1}{c_1 \Omega_0}} \quad [1-19]$$

Isto nos dá a tensão mais baixa possível para um dado P_1

Teoricamente podemos acionar o motor a plena carga quando V_m é a mínima tensão de linha se β é escolhido através deste critério. Evidentemente isto depende também do valor de k_2 . Mas com escorregamento grande no gerador para uma velocidade do motor próxima a velocidade síncrona significa grandes perdas.

1.3.2 - Limitações de velocidade

Aqui a limitação encontrada é de caráter puramente mecânico como mancais, atrito, lubrificação, etc. O gerador de indução gira acima da velocidade síncrona dependendo da razão da caixa de mudança de velocidades. O fabricante deve fornecer a limitação de velocidade. De acordo com a potência do motor em teste, escolhemos a razão de transformação de tal forma que a velocidade do gerador de indução esteja abaixo deste limite.

1.3.3 - Limitação de potência

A limitação de potência está diretamente relacionada a máxima potência permitida e fornecida pelo fabricante. Para alcançar este ponto são necessárias escolhas adequadas da razão de transformação e da resistência adicionada ao rotor do gerador. A resistência do rotor / de ambas as máquinas muda com a variação de temperatura e também muda em consequência a inclinação das características. A resistência do rotor aumenta com a elevação da temperatura e a inclinação da característica do motor diminui. O efeito deve ser acrescentado ao efeito causado pela variação da tensão de linha e a faixa de valores de resistências a ser adicionada ao rotor é determinada na maneira descrita na seção da variação de tensão de linha pela fig.1-2.

1.

1.4 - Discussão

Embora as considerações teóricas aqui apresentadas sejam aproximadas elas produzem bons resultados como veremos no próximo capítulo.

Necessitamos uma escolha adequada da razão de transformação e da faixa de variação de resistência adicionada ao rotor devido a variações da tensão de linha e da elevação de temperatura. Como uma expressão simples que envolve os dois efeitos não é possível de ser determinada, é mais fácil usar a fig.1-2 com condições iniciais e adicionado-se os efeitos destas variações.

A escolha da razão de transformação também depende da capacidade da fonte de alimentação auxiliar. A melhor escolha é a mínima razão de transformação que dá resistência a ser adicionada ao rotor. No caso as perdas internas são minimizadas.

Uma escolha incorreta da razão de transformação nos daria alguns problemas. Se ela for muito pequena não atingiremos a potência desejada independentemente do valor da resistência adicionada ao rotor. Se ela for muito grande a resistência a ser adicionada ao rotor deve ser muito grande ocasionado perdas desnecessárias, e possivelmente, atingiríamos uma velocidade acima do valor máximo permissível.

CAPÍTULO 2

2 - DETALHES DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

2.1 - Considerações gerais

Para este trabalho utilizamos os equipamentos disponíveis no laboratório. Para tanto um modelo com máquinas de 3 HP foi utilizado para simular o sistema previamente discutido. A ligação entre as máquinas foi feita por um sistema convencional de polia e correia em V.

2.2 - Detalhes específicos

2.2.1 - Motor de indução

O motor usado é uma máquina elétrica generalizada construída por Mawdsley's Ltd., ligada como um motor de indução com 4 polos 3 fases, ligação delta. Esta máquina pode ainda operar com rotor bobinado criando portanto possibilidades de simular diferentes testes pela simples adição de resistência no rotor. Isto significa que podemos mudar a característica torque-escorregamento do motor. Seus valores nominais são:

208 V

8.4 A

60 Hz

3 HP

1745 rpm

As perdas rotacionais do motor de indução a velocidade nominal são:

$$P_{rm} = 230 \text{ W}$$

2.2.2 - Gerador de Indução

O gerador de indução é uma máquina com rotor bobinado, 4 polos, trifásica, ligação delta, construída pela General Electric e reformada por Windeler Electric Co. Ltd. Seus valores nominais são:

208 V
 9.6 A
 60 Hz
 3 HP
 1725 rpm

As perdas rotacionais a velocidade nominal são:

$$P_{rg} = 150 \text{ W}$$

2.2.3 - Caixa de mudança de velocidades

A caixa de mudança de velocidades é simplesmente um sistema constituído de polia e correia em V. Diferentes velocidades são obtidas pela mudança da polia e da distância relativa entre as máquinas. Este tipo de transmissão se aquece e produz patinação com o tempo e com o aumento de potência. Evidentemente não usaríamos o mesmo tipo de transmissão para altas potências é quando se exige bom rendimento. Para uma potência de 5000 HP um outro tipo de caixa de mudança de velocidades / deve ser empregado

Sem carga e com razão de transformação igual a 1,2 a nossa caixa de mudança apresenta rotacionais igual a

$$P_{rgb} = 120 \text{ W}$$

2.2.4 - Circuito de potência

Em seguida mostramos alguns exemplos da escolha da razão de transformação para ilustrar as considerações teóricas do capítulo 1 levando em conta as limitações do sistema modelo.

Primeiro Exemplo:

Como a potência nominal do motor de indução é de 3 HP vamos trabalhar a plena carga. Então

$$P_1 = 2238 \text{ W}$$

A inclinação natural da característica do motor de indução a temperatura baixa é:

$$k_{11} = 145 \text{ N.m}$$

A inclinação natural da característica do motor de indução a alta temperatura é:

$$k_{22} = 350 \text{ N.m}$$

A variação da resistência no enrolamento do motor em função da temperatura é determinada da seguinte fórmula

$$R_h = R_c \frac{t_h + K}{t_c + K}$$

R_h = resistência aquecida

R_c = resistência fria

t_h = temperatura alta do enrolamento em graus Celsius

t_c = temperatura baixa

K = 234,5 para o cobre

= 225 para o alumínio

Então, da fórmula acima, a máxima variação de R_h é de aproximadamente 15%. Isto é, a máxima variação de k_1 pela elevação / de temperatura é cerca de 15%. Se a variação da tensão de linha introduz uma variação na inclinação de 15%, a variação total na inclinação é 30%. O valor final da inclinação da característica do motor é

$$k_{12} = 0,7 k_{11}$$

Portanto,

$$k_{12} = 101,5 \text{ N.m}$$

Da equação 1-11 temos

$$X = \frac{4 P_1}{k_{12} \Omega_o}$$

Com os dados que conhecemos concluimos que

$$X = 0,467$$

que aplicado a fig.1-2 obtemos

$$Y = 3,7$$

Da equação 1-13 e admitindo que

$$k_1 = k_{12}$$

$$k_2 = k_{22} \text{ (alta temperatura)}$$

concluimos que a razão de transformação é aproximadamente 1,2

A resistência do enrolamento do rotor do motor de indução medida é

$$r_{2g} = \frac{350}{k_2} \Omega$$

Da fig.1-2 e da equação 1-11 construímos a tabela 2-1 , onde $k_1 = 145$ N.m e a razão de transformação 1,2.

TABELA 2-1

$r_{2g} (\Omega)$	k_2 (N.m)	Y	X	P_1 (W)
9.0	39.0	10.75	0.178	1210
8.0	43.7	9.90	0.192	1310
7.0	50.0	9.05	0.209	1430
6.5	54.0	8.57	0.220	1500
6.0	58.3	8.17	0.230	1570
5.0	70.0	7.31	0.254	1730
4.0	87.5	6.45	0.286	1960
2.5	140.0	5.17	0.350	2400
1.6	219.0	4.37	0.404	2760
1.0	350.0	3.85	0.452	3100

A fig.2-1 mostra os valores teóricos e práticos da potência de saída versus a resistência do rotor do gerador, para uma tensão de linha constante e igual a 208 V.

Segundo Exemplo:

Agora nós trabalhamos a uma potência de 1400 W com motor de indução cuja inclinação a baixa temperatura é igual a

$$k_{11} = 40 \text{ N.m}$$

O gerador de indução é o mesmo do exemplo anterior, portanto sua inclinação a alta temperatura é

$$k_{22} = 350 \text{ N.m}$$

Admitindo uma variação de 30% na inclinação da característica do motor, temos

$$k_{12} = 35 \text{ N.m}$$

Com os dados que possuímos e substituídos na equação 1-11 determinamos

$$X = 0,85$$

e que aplicado a fig.1-2, obtemos

$$Y = 1,63$$

$$\text{Admitindo que } k_1 = k_{12}$$

$$k_2 = k_{22}$$

e com o uso da equação 1-13, temos uma razão de transformação igual a 1,48.

Usamos uma razão de transformação igual a 1,5 e na tabela 2-2 temos os resultados teóricos quando

$$k_1 = 40 \text{ N.m} \quad (\text{constante})$$

$$k_2 = \frac{350}{r_{2g}} \text{ N.m} \quad (\text{medido})$$

A fig.2-2 mostra os valores teóricos e práticos da potência de saída versus resistência de rotor do gerador, quando a tensão de linha é constante e igual a 208 V.

TABELA 2.2

Segundo Exemplo

$r_{2g} (\Omega)$	$k_2 (\text{N.m})$	Y	X	$P_1 (\text{W})$
9.0	39.0	2.15	0.710	1340
8.0	43.7	2.11	0.726	1370
7.0	50.0	2.04	0.740	1400
6.5	54.0	1.99	0.754	1420
6.0	58.3	1.95	0.760	1430
5.0	70.0	1.88	0.782	1480
4.0	87.5	1.80	0.805	1520
2.5	140	1.68	0.834	1570
1.6	219	1.62	0.847	1600
1.0	350	1.57	0.867	1640

Terceiro Exemplo:

Neste exemplo estudamos a escolha da razão de transformação e da resistência adicional para uma máquina de 5000 HP. Aqui o sistema não foi praticamente testado. O exemplo é útil para ilustrar as considerações teóricas do último capítulo.

Vamos admitir um motor de indução com as seguintes características :

5000 HP

Trifásico

4 polos

60 Hz

1730 rpm

$k_1 = 515.000 \text{ N.m}$ (baixa temperatura)

O gerador de indução seria uma máquina com rotor bobinado com as seguintes características:

5000 HP

Trifásico

4 polos

60 Hz

1700 rpm

$k_2 = 376.000$ (alta temperatura)

Do último capítulo sabemos que para uma potência de saída constante e k_1 constante, para diferentes valores da razão de transformação há diferentes valores para resistências adicionadas ao rotor.

Se $k_1 = 515.000$ N.m

e $P_1 = 5000$ HP (e constante),

fazendo uso da equação 1-11, temos

$X = 0,154$

E da fig.1-2, temos

$Y = 12,5$

Como podemos observar da equação 1-13, para diferentes valores de k_2 temos diferentes valores de razão de transformação. A curva a na fig. 2-3 mostra este resultado.

Agora, se k_1 decresce de 30% do seu valor por qualquer que seja o efeito, a curva irá mudar. Neste caso

$k_1 = 360.000$ N.m

$P_1 = 5000$ HP (constante)

Usando a equação 1-11, obtemos

$$X = 0,22$$

que substituído na fig. 1-2 nos dá

$$Y = 8,56$$

Analogamente, usando a equação 1-13 plotamos a curva b na fig. 2-3. Esta é a pior condição e nos dá a mínima razão de transformação possível. Daí concluímos que

$$\beta \geq 1.115$$

Mas ainda não foi definido o valor da razão de transformação a ser usada. É necessário conhecer a faixa de variação da potência de saída. Para cada valor da razão de transformação a faixa de variação da potência de saída é diferente.

Sejam

$$\beta = 1.12$$

$$k_1 = 515.00 \text{ N.m}$$

$$0 \leq k_2 \leq 376.000 \text{ N.m}$$

Da equação 1-12, para cada valor de k_2 determinamos um valor de Y. Da fig. 1-2 obtemos X, e usando a equação 1-11 temos P_1 .

O mesmo tipo de cálculo é feito para

$$\beta = 1.20$$

o qual é mostrado na fig. 2-4.

Concluímos que a escolha da razão de transformação depende do tipo de teste a que nos propomos realizar. Se queremos que a máquina trabalhe a plena carga e melhor escolha para a razão de transformação é 1,12. No entanto, se queremos que uma grande variação na potência de saída escolhamos uma razão de transformação maior. Nesta última escolha o valor da resistência adicionada ao rotor é maior acarretando um aumento nas perdas internas no sistema como um todo.

2.3 - Discussão

Este capítulo mostra como escolher a razão de transformação e a resistência adicionada ao rotor para manter uma potência de saída constante. Os dois primeiros exemplos foram testados e seus resultados práticos foram comparados com a teoria por nós desenvolvida fornecendo resultados plenamente satisfatórios. O terceiro exemplo é hipotético e ao mesmo tempo útil para se determinar o valor da razão de transformação e resistência adicionada ao rotor para um conjunto motor-gerador de indução de 5000 HP cada, quando conhecemos suas respectivas inclinações a temperaturas baixa e alta.

Admitimos uma variação total de 30% na inclinação para os efeitos de elevação de temperatura e que de tensão aplicada. Se assumimos uma queda de 15% devido a elevação de temperatura, a queda máxima na tensão aplicada é de aproximadamente 8%.

BIBLIOTECA

CENTRO DE CIÊNCIA E
TECNOLOGIA

CAPÍTULO 3

3 - DETALHES DE CONTROLE

3.1 - Considerações gerais

A resistência a ser adicionada ao rotor do gerador de indução é um reostato trifásico. Para mudar a potência de saída do motor de indução variamos a posição do eixo do reostato trifásico o qual é acionado por um motor de corrente contínua do tipo "shunt". Como o motor shunt gira em ambas as direções necessitamos de um circuito de subpotência adequado. Devido a baixa potência consumida os motores fracionários podem ser alimentados de um rede monofásica. Afim de evitar um curto circuito no transformador quando mudamos de direção vamos usar um alimentador de meia onda. Isto é, a corrente é descontínua e a armadura do motor recebe pulsos de corrente a cada ciclo da tensão de linha. Durante este tempo o torque produzido pelo pulso de corrente na armadura irá acelerar o motor.

A fig. 3-1 mostra uma configuração de tiristores "back-to-back". Um tiristor é gatilhado quando a tensão de linha cruza a linha do zero para garantir a condução independentemente da variação da força contra-eletromotriz com o tempo no estado transitório. Para inverter o sentido de rotação do motor shunt, o outro tiristor é gatilhado por um pulso na porta deslocado de 180° em relação ao primeiro caso.

As formas de onda do alimentador de meia onda para uma direção específica de rotação são mostradas na fig. 3-2.

Em lugar de uma configuração de tiristores "back-to-back" poderíamos usar um triac com algumas desvantagens. Quando o triac é gatilhado em $\omega t=0$, entre 0 e α a corrente é invertida porque a tensão de linha é menor que a força contraeletromotriz e cria um torque frenante. Devido a indutâncias no transformador e na armadura do

motor, a corrente se torna positiva somente após o ângulo α . Poderíamos usar um detetor para gatilhar o triac somente quando a tensão de linha fosse maior ou igual a força contraeletromotriz do motor para evitar corrente negativa. Mas, devido a comutação no motor de corrente contínua, há ruído nos terminais da armadura e impossibilitando o uso de um simples circuito eletrônico para a detecção. Um outro meio é enviar o pulso de gatilho para o triac a um ponto constante acima de $\omega t=0$, para evitar corrente negativa. Neste caso nós decrescemos a aceleração do motor no estado transitório.

Elegemos a configuração "back-to-back" pela sua versatilidade, simplicidade e economia.

3.2 - Detalhes específicos

Para movimentar o eixo do reostato trifásico adicionado aos terminais do rotor do gerador de indução usamos um pequeno motor de corrente contínua construído por Janette Gear Motor, 1/30 HP, modelo AWD. A velocidade nominal no eixo do motor é 1725 rpm ligado a uma caixa de redução de velocidades do tipo engrenagens por fator de 2.208. A redução de velocidade implica em baixo tempo de resposta e ao mesmo tempo previne contra instabilidade do sistema.

O reostato trifásico tem uma resistência total de 8Ω em cada fase. O servomotor, ou motor fracionário de corrente contínua, com a caixa de redução de velocidades muda a resistência do reostato a uma razão de

$$\frac{\Delta r}{\Delta t} = 0.14 \Omega/s$$

Devido a carga e a inércia no eixo do servomotor, este não atinge a velocidade nominal rapidamente. Quando gatilhamos o tiristor o tempo de duração para atingir a velocidade nominal é de aproxima-

damente um segundo. O mesmo tempo de duração se verifica quando cortamos o tiristor afim de atingir velocidade nula.

O campo do motor de corrente contínua é excitado por uma fonte de tensão contínua de 30 volts.

A resistência de armadura do servomotor é $5,5 \Omega$, e a indância na armadura é 0,5 mH.

3.3 - Conclusão

O tempo do transitório quando partimos o servomotor é / baixo e pode ser desprezado quando comparado com a variação de resistênciá adicionado ao rotor que pode ser considerada uma variação linear.

CAPÍTULO 4

4 - LÓGICA PARA O CONTROLE

4.1 - Introdução

O objetivo é manter uma potência de saída constante no motor de indução. Um circuito de controle fornece sinais para o circuito de gatilhamento e dependendo de qual tiristor que é comandado o servomotor gira em uma ou outra direção. O servomotor altera a resistência adicionada ao rotor do gerador de indução automaticamente de tal forma a manter a potência constante no eixo do motor de indução.

O torque de saída é convertido para uma tensão análoga. A velocidade de rotação do eixo do motor é também convertida a uma tensão análoga. Os dois sinais de tensão são multiplicados e obtemos uma tensão análoga que corresponde a potência de saída. Esta tensão análoga é comparada com uma tensão de referência. Dependendo do sinal desta comparação o circuito lógico escolhe a direção que o servomotor deve girar.

Há circuito sincronizador e os pulsos para os tiristores são sincronizados com a tensão de linha. Através de um circuito inversor temos um trem de pulsos defasados um em relação ao outro de 180° . Cada trem de pulsos entra num circuito AND a duas portas. A outra porta vem da comparação entre a tensão de referência e a tensão análoga da potência. Assim, o sinal de saída do circuito lógico é G1 ou G2. O circuito lógico de controle é mostrado na figura 4-1.

4.2 - Multiplicador

Este multiplicador fornece uma tensão de saída que é o produto linear de dois sinais de entrada. Ele é um multiplicador monolítico de quatro quadrantes embora somente usemos um quadrante. O multiplicador opera com o princípio da transcondutância variável e oferece um erro de linearidade inferior a 0,30% a temperatura ambiente. A sai-

da é uma corrente proporcional a duas entradas necessitando portanto de um conversor corrente-para-tensão. Este conversor precisa de baixa polarização e "offsete correntes" para evitar erros com a variação de temperatura. O circuito multiplicador precisa de alguns ajustes adicionais para se obter boa linearidade e precisa de um circuito RC série ligado a cada entrada para evitar oscilações parasitas quando se utiliza cabos longos nas entradas.

A tensão de saída, V_o , do multiplicador é dada por

$$V_o = K V_x V_y$$

onde

$$K = \frac{2R_L}{R_x R_y I_1}$$

Para operação em baixa frequência,

$$R_x = 30 \text{ K}\Omega$$

$$R_y = 62 \text{ K}\Omega$$

Para melhor desempenho com variação de temperatura,

$$I_1 = 0,5 \text{ mA} \quad (R_1 = 16 \text{ K}\Omega)$$

Portanto,

$$K = \frac{R_L}{465} \quad (R_L \text{ em K}\Omega)$$

Como a máxima tensão de saída é 10V, é necessário escolher R_L de maneira adequada.

Apresentaremos agora o procedimento de ajustes do circuito: (vide fig. 4-2)

a) Entrada X

Ligue um oscilador no pino 9, aterre o pino 13, ajuste o potenciômetro P_2 até se obter uma tensão alternada nula na saída.

b) Entrada Y

Ligue um oscilador no pino 13, aterre o pino 9, ajuste o potenciômetro P_1 para uma saída alternada nula.

c) Saída

Aterre os pinos 13 e 9, ajuste o potenciômetro P_3 até se conseguir uma tensão contínua nula na saída.

Como a máxima tensão de entrada é $\pm 10V$, usamos em cada entrada do multiplicador um diodo zener de 8,2V para proteção do circuito.

4.3 - Comparador

O controle requer uma comparação entre a saída do multiplicador e a tensão de referência. Como a tensão de referência deve ser variável para se obter diferentes potências de saída do motor de indução usamos um amplificador diferencial (veja fig. 4-3a)

A tensão de saída é:

$$V_o = \frac{V_2}{V_1} \cdot R_4 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

As impedâncias de entrada não são iguais para as duas entradas. A impedância da entrada de inversão é R_1 e a impedância da entrada de não-inversão é $R_3 \parallel R_4$.

Para resultar num erro mínimo devido corrente de polarização da entrada, a seguinte relação deve ser obedecida:

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$$

O ganho para cada entrada é R_2/R_1 se $R_1=R_3$ e $R_2=R_4$.

Então o ganho do circuito comparador é dado por

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

o qual satisfaz a condição de

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

4.4 - Circuito limitador

O vaivém da tensão de saída do comparador deve ser limitada dentro de limites específicos para o casamento com o circuito lógico. O diodo zener reduz o ganho do amplificador se a saída excede a tensão do zener (veja fig. 4-3b).

A tensão de saída do circuito limitador é dada por

$$V_o = - \frac{R_2}{R_1} V_1 \quad \text{se} \quad |V_o| \leq V_z + 0.7$$

A impedância de entrada é R_1 . Para minimizar o erro devido a corrente de polarização da entrada, um resistor igual a $R_1 // R_2$ deve ser ligado a entrada de não-inversão.

Os circuitos comparador e limitador são ligados juntos através de um resistor de $1K\Omega$ (veja fig. 4-4). Para ser consistente com o circuito lógico usamos um circuito inversor na saída o qual é mostrado na fig. 4-5.

4.5 - Circuito Sincronizador

Usamos um circuito quadrador com a finalidade de se obter um pulso sincronizado com a linha. Como usamos o mesmo transformador que alimenta o servomotor, sem derivação central, usamos a configuração "back-to-back" de diodos e um amplificador para diminuir o atraso de propagação. O ganho do amplificador é escolhido com o fim de se

obter uma tensão de pico menor que 3,6V para casamento com o circuito lógico. A figura 4-6 mostra o circuito utilizado. A saída P_o passa através de um inversor igual ao circuito na figura 4-5. As saídas são \bar{P}_1 e P_1 .

4.6 - Ajuste de largura

A largura do pulso para gatilhar o tiristor deve ser / menor que 180° para diminuir a dissipação na porta do dispositivo e grande o suficiente para garantir o gatilhamento do tiristor independentemente da força contraeletromotriz do motor de corrente contínua, mesmo no estado do transitório. Uma largura adequada de 3 ms é usada em nosso circuito.

O multivibrador monoestável mostrado na figura 4-7 nos dá a largura desejável do pulso.

A figura 4-8 mostra o mapa dos pulsos.

4.7 - Circuito Lógico.

Os pulsos vindos dos dois multivibradores monoestáveis são deslocados em fase de radianos. Os tiristores são gatilhados em concordância com a saída do comparador.

Se $V_o > V_{ref}$, TH1 ON

Se $V_o < V_{ref}$, TH2 ON

Então, um circuito AND (fig.4-9) é usado para cada sinal de gatilho.

G1 = B.P2

G2 = C.P3

Em série com as entradas B e C há uma chave mecânica que abre quando o cursor do reostato atinge o limite. Isto protege o servomotor. Quando a chave abre, uma das entradas é 0 e o sinal de porta será 0.

4.8 - Circuito de gatilhamento

O sinal de porta do circuito lógico entra numa fonte de corrente em série com um transformador de pulsos. No secundário do transformador de pulsos há um pequeno resistor para polarizar o diodo zener. O diodo zener limita a tensão aplicada a porta do tiristor. O diodo permite somente tensões positivas aplicadas na porta do dispositivo.

Como escolhemos a configuração "back-to-back" de tiristores, usamos isolamento através do transformador de pulsos para evitar ruídos no circuito lógico.

Dois circuitos de gatilhamento são usados, um para cada tiristor. O circuito de gatilhamento é mostrado na figura 4-10.

4.9 - Proteção dos tiristores

Para diminuir o dv/dt aplicado sobre o tiristor usamos um circuito RC série em paralelo com cada tiristor. O maior dv/dt no circuito ocorre quando o tiristor deixa de conduzir e tensão em cima / dele cresce imediatamente para a força contraeletromotriz do servomotor. O circuito RC previne o tiristor de conduzir novamente sem a aplicação de novo sinal em sua porta.

A figura 4-11 mostra a proteção dos tiristores.

CAPÍTULO 5

5 - TRANSDUTORES

5.1 - Introdução

O circuito de controle necessita de sinais de tensão análogas de torque e velocidade do motor de indução. Estes sinais de tensão são multiplicados e comparados com uma tensão de referência. O sinal erro aciona um circuito lógico para mudar a posição do reostato aplicado ao rotor do gerador de indução com o fim de manter uma potência constante no eixo do motor de indução.

Os transdutores usados em nosso sistema são equipamentos de medida auxiliares da máquina elétrica generalizada construída pela Mawdsley's Ltd.

5.2 - Unidade de medida de torque

O torque a ser medido é transmitido por um eixo vasado. Quando o torque é aplicado há um esforço de torção sobre o eixo vasado. Um pequeno sistema em forma de anel envolve o eixo e acusa a distorção da distribuição de fluxo fornecendo uma tensão alternada com amplitude proporcional ao torque aplicado. O sinal produzido pelo detector de torque ("torductor") é retificado e filtrado fornecendo uma tensão análoga contínua. A impedância de saída nos terminais do indicador de torque deve ser 1000Ω . Como esta tensão de saída é pequena com fins de uso de registradores com amplificadores próprios, em nosso caso amplificamos este sinal antes de entrar no circuito multiplicador. A entrada de inversão do ampliador operacional é virtualmente aterrada e usamos um resistor de 1000Ω para casamento de impedância de saída do indicador e obter precisão na medida.

O circuito amplificador está mostrado na fig. 5-1. Um capacitor de $200 \mu F$ está em paralelo com a entrada para filtrar oscilações devido a tensões internas no eixo. A entrada para o multiplica-

dor deve ser menor que 10 V. Um diodo zener de 8,2 V é usado na saída do amplificador para proteger o multiplicador.

A unidade de medida de torque tem um ajuste de zero. Nós usamos um ajuste no ampliador operacional devido a polarização por corrente de entrada.

A figura 5-2 mostra a correspondência entre a tensão análoga V_x e o torque.

A saída do amplificador apresenta uma oscilação em 8 Hz mas de pequena amplitude que vem da unidade de medida de torque.

5.3 - Tacogerador de corrente alternada.

Na máquina elétrica generalizada há um tacogerador em corrente alternada para medir a velocidade do rotor do motor de indução com frequência variável e sendo de aproximadamente 266 Hz a 1000 rpm.

Com propósito de controle este sinal alternado é retificado, filtrado e em seguida é amplificado antes de entrar no circuito multiplicador.

A figura 5-3 mostra os circuitos retificador e amplificador. Para proteger a entrada do circuito multiplicador, colocamos um diodo zener na saída do amplificador.

A figura 5-4 mostra a correspondência entre a velocidade e o sinal de tensão análogo.

CAPÍTULO 6

6 - RESULTADOS DO SISTEMA

6.1 - Discussão: Teoria versus Prática

No capítulo 2 mostramos como escolher a razão de transformação do circuito de potência aplicando as considerações teóricas apresentadas no capítulo 1. Os resultados destas escolhas foram satisfatórios, como vimos nas figuras 2.1 e 2.2 que comparam os resultados práticos e teóricos.

A caixa de mudança de velocidades que usamos em nosso modelo não é adequada para grandes motores sob teste. Quando aumentamos a potência a caixa de mudança se aquece e produz escorregamento. Isto significa que a eficiência do sistema decresce. A fonte auxiliar supre todas as perdas do sistema, isto é, ela deve ser dimensionada para alimentar a diferença entre potência gerada e potência de entrada para o motor de indução.

Em nosso modelo as perdas rotacionais totais para o conjunto motor-caixa de mudança-gerador, quando a razão de transformação é 1,2 é 500 W ou igual a 33,6% da potência nominal do motor.

Na figura 6-1 mostramos a variação de potência com resistência do rotor do gerador para uma razão de transformação igual a 1,2 quando

P_m = potência de entrada do motor

P_l = potência de saída do motor

P_g = potência gerada

P_f = potência fornecida pela fonte auxiliar

Podemos observar que a potência fornecida pela fonte / permanece aproximadamente constante e começa a aumentar quando a po-

tência de saída é aumentada. A eficiência de uma máquina de indução aumenta com a potência. A eficiência também aumenta quando diminuímos a resistência do rotor. No esquema regenerativo a potência aumenta quando diminuímos a resistência adicionada ao gerador então, a eficiência aumenta rapidamente. A figura 6-2 mostra a eficiência do nosso modelo ver sus a resistência adicionada ao rotor do gerador. A plena carga a eficiência é cerca de 50%. Este resultado já esperávamos porque a eficiência de pequenas máquinas é baixa e as perdas na caixa de mudança são grandes comparadas com a potência de saída do motor. Isto de maneira alguma significa que para um motor de indução de 5000 HP a fonte auxiliar tenha que ser dimensionada para a metade da plena carga do motor.

6.2 - Conclusão

Uma caixa de mudança de velocidades de alta eficiência deve ser usada num sistema de 5000 HP de saída. A razão de transformação da caixa de mudança escolhida está no capítulo 2: o mínimo valor possível é requerido para o menor valor de resistência adicionada ao rotor do gerador. Os efeitos de variação na inclinação da característica com elevação de temperatura e de queda da tensão de linha devem ser levados em consideração. Acreditamos que se uma razão de transformação adequada for escolhida, para uma máquina de 5000 HP necessitaremos de uma fonte auxiliar com capacidade de aproximadamente 20% do valor nominal da máquina.

APÊNDICE A

A -- MÉTODOS DE PARTIDA

A-1 - Considerações gerais

No modelo de máquinas de 3HP não tivemos nenhum problema com relação a partida devido a baixa potência nominal. Usamos um variac para controlar a tensão e assim evitamos grandes transitórios de corrente. Num sistema com 5000 HP não é possível usar o mesmo método. Alguns métodos são sugeridos e devem ser examinados com muito cuidado.

A-2 - Controle de tensão

Primeiramente fechamos a chave S2 (veja a fig. A-1) com uma pequena tensão aplicada, quando a corrente inicial também é pequena. Aumentamos suavemente a tensão até atingir o valor nominal. A velocidade do motor está próxima da velocidade síncrona e a velocidade do gerador de indução é β vezes a velocidade do motor. Em seguida adicionamos resistência ao gerador de indução. Fechamos a chave S1 e a velocidade irá decrescer até atingir o ponto de operação. Isto significa que a energia cinética armazenada irá decrescer até atingir o estado permanente. Assim que fechamos a chave S1 a corrente magnetiza o circuito do gerador de indução e potência é gerada a qual diminui até atingir o regime permanente.

Se desprezamos as perdas rotacionais, o comportamento dinâmico é dado por

$$T_1 + \beta T_2 = J \frac{d\Omega_1}{dt} \quad [A-1]$$

onde

- T_1 = torque mecânico do motor de indução
- T_2 = torque mecânico do gerador de indução
- J = inércia equivalente vista pelo motor

Mas, do capítulo 1 temos

$$T_1 = \left(1 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0}\right) k_1$$

$$T_2 = \left(\frac{1 - \beta \Omega_1}{\Omega_0}\right) k_2$$

Admitindo inclinação constante da característica

$$\left(1 - \frac{\Omega_1}{\Omega_0}\right) k_1 + \beta k_2 \left(1 - \frac{\beta \Omega_1}{\Omega_0}\right) = J \frac{d \Omega_1}{dt}$$

A solução desta equação é dada por:

$$\Omega_1(t) = \Omega_0 \left(\frac{k_1 + \beta k_2}{k_1 + \beta^2 k_2}\right) + \left(\Omega_{10} - \frac{k_1 + \beta k_2}{k_1 + \beta^2 k_2} \Omega_0\right) e^{-\frac{k_1 + \beta^2 k_2}{J \Omega_0} t} \quad [A-2]$$

onde Ω_{10} é a velocidade do motor quando fechamos S1.

O valor final da velocidade será:

$$\Omega_1(\infty) = \Omega_0 \left(\frac{k_1 + \beta k_2}{k_1 + \beta^2 k_2}\right) \quad [A-3]$$

e o tempo para atingir o regime permanente é

$$t_\infty = \int_{\Omega_{10}}^{\Omega_1(\infty)} \frac{J}{T_1 + \beta T_2} d \Omega_1 \quad [A-4]$$

Quando trabalhamos com grandes potências não podemos usar o método do controle de tensão. Sugerimos um outro método.

A-3 - Razão de transformação variável e sem controle de tensão

Neste caso devemos usar uma caixa de mudança que permita variar a razão de transformação quando as máquinas estão girando.

Primeiramente fechamos a chave S1 e o gerador parte, com uma grande resistência adicionada ao rotor, com motor de indução. A razão de transformação é escolhida de forma a se obter uma velocidade no motor de indução próxima da síncrona. Simultaneamente fechamos a chave S2 e abrimos S1. A corrente inicial deve estar próximo de zero porque a velocidade está próxima da velocidade síncrona. Agora mudamos a razão / de transformação para um valor $\beta_1 > 1$, que é o valor adequado e escolhido para o teste do motor. Após o sistema atingir o regime permanente fechamos novamente a chave S1. O comportamento do sistema depois deste / passo é o mesmo estudado no último método (A-2).

A-4 - Razão de transformação fixa e sem controle de tensão

A caixa de mudança de velocidades opera em um única razão de transformação. Há um compromisso entre a partida e as condições do teste para se escolher a razão de transformação adequada. Partimos o gerador de indução com grande resistência adicionada ao rotor, fechando a chave S1, e o sistema irá acelerar lentamente até atingir o regime - permanente. A velocidade do gerador admitimos ser aproximadamente a velocidade síncrona, e a velocidade do motor portanto igual a Ω_0/β . Como $\beta > 1$, a velocidade do motor é menor que a velocidade síncrona . Para partir o motor de indução há um transitório de corrente devido ao escorregamento do motor. Esta corrente depende dos parâmetros da máquina, da razão de transformação e da inércia equivalente do conjunto motor-caixa de mudança-gerador.

Este sistema, embora seja o mais econômico, apresenta / grandes transitórios de corrente sobrecarregando a fonte auxiliar.

A-5 - Motor auxiliar de partida

O método mais fácil talvez e mais correto quando se trata de grandes potências seria acoplar ao motor de indução sob teste um outro motor de indução dimensionado para levar o sistema a velocidade / de sincronismo. Este motor de partida seria desligado assim que se ligasse a fonte auxiliar ao sistema regenerativo.

APÊNDICE B

B -- RESPOSTA TRANSITÓRIA DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

B-1 -- Considerações teóricas

Primeiramente vamos admitir o comportamento do motor durante qualquer ciclo como mostrado na figura 3-2.

A fonte de corrente alternada tem uma impedância interna grande o suficiente para ser computada

$$\text{Seja } Z_e = r_e + j \omega L_e$$

a impedância interna da fonte.

O circuito equivalente do motor de corrente contínua é mostrado na figura B-1a, onde

$$r_m = \text{resistência de armadura}$$

$$L_m = \text{indutância da armadura}$$

$$V_b = \text{força contraeletromotriz}$$

A impedância interna da fonte está em série com a impedância do motor. Sendo assim, a figura B-1b mostra o circuito equivalente, onde

$$R = r_m + r_e$$

$$L = L_m + L_e$$

A força contraeletromotriz é proporcional a velocidade / porque a corrente de campo é feita constante, resultando em

$$V_b(t) = K \Omega(t)$$

[B-1]

O torque é produzido pela corrente de armadura, isto é, é uma função do tempo dada por

$$T(t) = K i(t) \quad [B-2]$$

O comportamento dinâmico do sistema mecânico, se admitirmos um coeficiente B constante, é

$$T_m = \frac{J d \Omega(t)}{dt} + B \Omega(t) \quad [B-3]$$

Durante o intervalo $\alpha_n < \omega t < \beta_n$ a equação para o circuito equivalente é

$$E \sin(\omega t + \alpha_n) - V_b(t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad [B-4]$$

ou

$$E (\sin \omega t \cos \alpha_n + \sin \alpha_n \cos \omega t) - V_b(t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad [B-5]$$

A transformada de Laplace da equação B-5 é

$$E \left(\frac{\omega \cos \alpha_n + s \sin \alpha_n}{s^2 + \omega^2} \right) - V_b(s) = (R + sL) I(s) \quad [B-6]$$

onde $V_b(s)$ e $I(s)$ são transformadas de Laplace de $V_b(t)$ e $i(t)$ respectivamente.

A corrente de armadura inicia num ângulo quando a tensão de linha excede a força contraeletromotriz. Então,

$$\sin \alpha_n = \frac{V_b(t)}{E}$$

Se Ω_n é a velocidade no ângulo α ,

$$\sin \alpha_n = \frac{K \Omega_n}{E} \quad [B-7]$$

Da equação B-2 e equação B-3,

$$I(s) = \frac{1}{K} [(sJ + B) \Omega(s) - J \Omega_n] \quad [B-8]$$

Das equações B-6 e B-7

$$\frac{w \sqrt{E^2 - K^2 \Omega_n^2} + K \Omega_n s}{s^2 + w^2} - K \Omega(s) =$$

$$= \left(\frac{R + sL}{k} \right) (sJ + B) \Omega(s) - \left(\frac{R + sL}{K} \right) J \Omega_n$$

Desta expressão concluímos que

$$\Omega(s) = \frac{wk \sqrt{E^2 - K^2 \Omega_n^2} + K^2 \Omega_n s}{JL \left[s^2 + s \left(\frac{BL + RJ}{JL} \right) + \frac{RB + K^2}{JL} \right] (s^2 + w^2)} +$$

$$+ \frac{\left(s + \frac{R}{J} \right) \Omega_n}{s^2 + s \left(\frac{BL + RJ}{JL} \right) + \frac{RB + K^2}{JL}}$$

Como $\frac{BL + RJ}{JL}$ e $\frac{RB + K^2}{JL}$ são positivos, a equação de segunda ordem no denominador tem duas soluções negativas. Em casos práticos as soluções são normalmente reais.

Sejam a e b estas soluções. Então

$$\Omega(s) = \frac{wK \sqrt{E^2 - K^2 \Omega_n^2} + K^2 \Omega_n s}{JL(s+a)(s+b)(s^2 + w^2)} + \frac{(s+c) \Omega_n}{(s+a)(s+b)} \quad [B-9]$$

onde $c = \frac{R}{L}$

A transformação inversa da equação B-9 é

$$\Omega(t) = \frac{1}{a-b} \left\{ \frac{K \sqrt{E^2 - K^2 \Omega_n^2}}{JL} \left[\frac{b \sin wt - w \cos wt + w e^{-bt}}{b^2 + w^2} - \right. \right.$$

$$\left. \left. \frac{a \sin wt - a \cos wt + w e^{-a}}{a^2 + w^2} \right] + \frac{K^2 \Omega_n}{JL} \left[\frac{w \sin wt + b \cos wt - b e^{-bt}}{b^2 + w^2} - \right. \right.$$

$$\left. - \frac{w \sin wt + a \cos wt - a e^{-at}}{a^2 + w^2} \right] + \Omega_n \left[(c-b)e^{-bt} - (c-a)e^{-at} \right] \quad [B-10]$$

Com algumas manipulações a equação B-10 torna-se

$$\begin{aligned} \Omega(t) = & \sin wt \left[\frac{K \sqrt{E^2 - K^2 \Omega_n^2} (ab - w^2) + wK^2 \Omega_n (a+b)}{JL(a^2 + w^2)(b^2 + w^2)} \right] + \\ & + \cos wt \left[\frac{-w(a+b)K \sqrt{E^2 - K^2 \Omega_n^2} + (ab - w^2)K^2 \Omega_n}{JL(a^2 + w^2)(b^2 + w^2)} \right] + \\ & + e^{-at} \left[\frac{-wK \sqrt{E^2 - K^2 \Omega_n^2} + aK^2 \Omega_n}{JL(a-b)(a^2 + w^2)} - \left(\frac{c-a}{a-b}\right) \Omega_n \right] + \\ & + e^{-bt} \left[\frac{wK \sqrt{E^2 - K^2 \Omega_n^2} - bK^2 \Omega_n}{JL(a-b)(b^2 + w^2)} + \left(\frac{c-b}{a-b}\right) \Omega_n \right] \end{aligned}$$

Esta equação pode ser escrita na forma

$$\Omega(t) = M \sin wt + N \cos wt + P e^{-at} + Q e^{-bt} \quad [B-11]$$

onde M, N, P e Q são, respectivamente, coeficientes de $\sin wt$, $\cos wt$, e^{-at} e e^{-bt} .

Durante o mesmo intervalo $\alpha_n < wt < \beta_n$, das equações B-2 e B-3, a corrente de armadura é

$$i(t) = \frac{1}{K} \left[J \frac{d\Omega(t)}{dt} + B \Omega(t) \right]$$

Portanto,

$$\begin{aligned} i(t) = & \left(\frac{MB - wNJ}{K}\right) \sin wt + \left(\frac{NB' + wMJ}{K}\right) \cos wt + \\ & + \frac{P(B - aJ)}{K} e^{-at} + \frac{Q(B - bJ)}{K} e^{-bt} \quad [B-12] \end{aligned}$$

Esta equação pode ser escrita na forma

$$i(t) = m \sin wt + n \cos wt + p e^{-at} + q e^{-bt} \quad [B-13]$$

onde m , n , p e q são, respectivamente, coeficientes de $\sin wt$, $\cos wt$, e^{-at} e e^{-bt} .

Durante o intervalo $\beta_n < wt < 2\pi + \alpha_{n+1}$, o motor fornece energia a carga de sua energia cinética armazenada. Não há torque eletromagnético neste intervalo porque a corrente de armadura é nula. Assim, da equação B-3,

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} + B \Omega(t) = 0$$

A solução desta equação é

$$\Omega(t) = \Omega_{n+1} e^{-t/T} \quad [B-14]$$

onde Ω_{n+1} é o valor final da velocidade quando $wt = \beta_n$, e $T = J/B$.

β_n é determinado da equação B-13 quando a corrente de armadura vem a zero.

B-2 - Conclusão

Se conhecemos as constantes do motor, por métodos computacionais podemos calcular o comportamento da máquina no estado transitório. A velocidade final para cada meio ciclo é a velocidade inicial / para o próximo.

REFERÊNCIAS

1. R. S. Ramshaw: "A controlled load test of a 5000 hp induction motor connected to a 1000 kw supply", Industrial Research Institute, October 1970.
2. G. Yamashita, T. Schmidt, S. Johnsons: "Analysis of a closed loop induction motor-generator system", EE362 report of University of Waterloo, March 1971.
3. A. Kusko: "Solid-state DC motor drives", The M.I.T. Press, 1971.
4. J. Elmbinder: "Application considerations for linear integrated circuits", Wiley-Interscience, 1970.
5. R. S. Ramshaw: "Power Electronics and Electric Drives", a ser publicado.
6. I.E.E.E.: "Test procedure for polyphase induction motors and generators", September 1964.

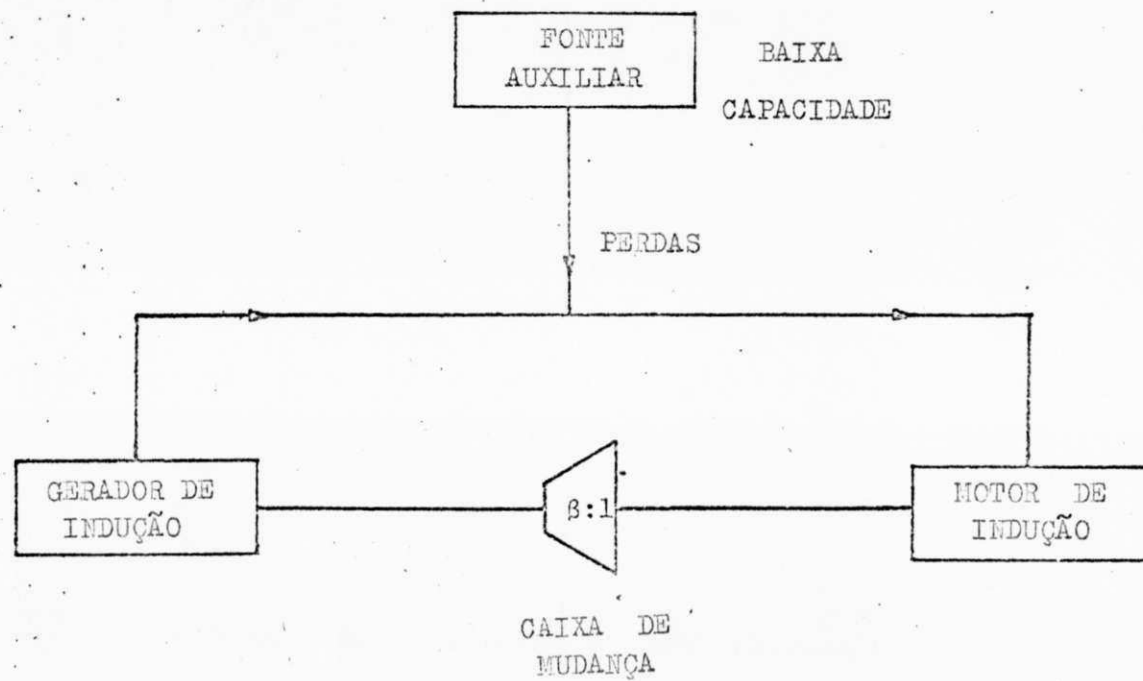


FIG. 1 -- Esquema Regenerativo

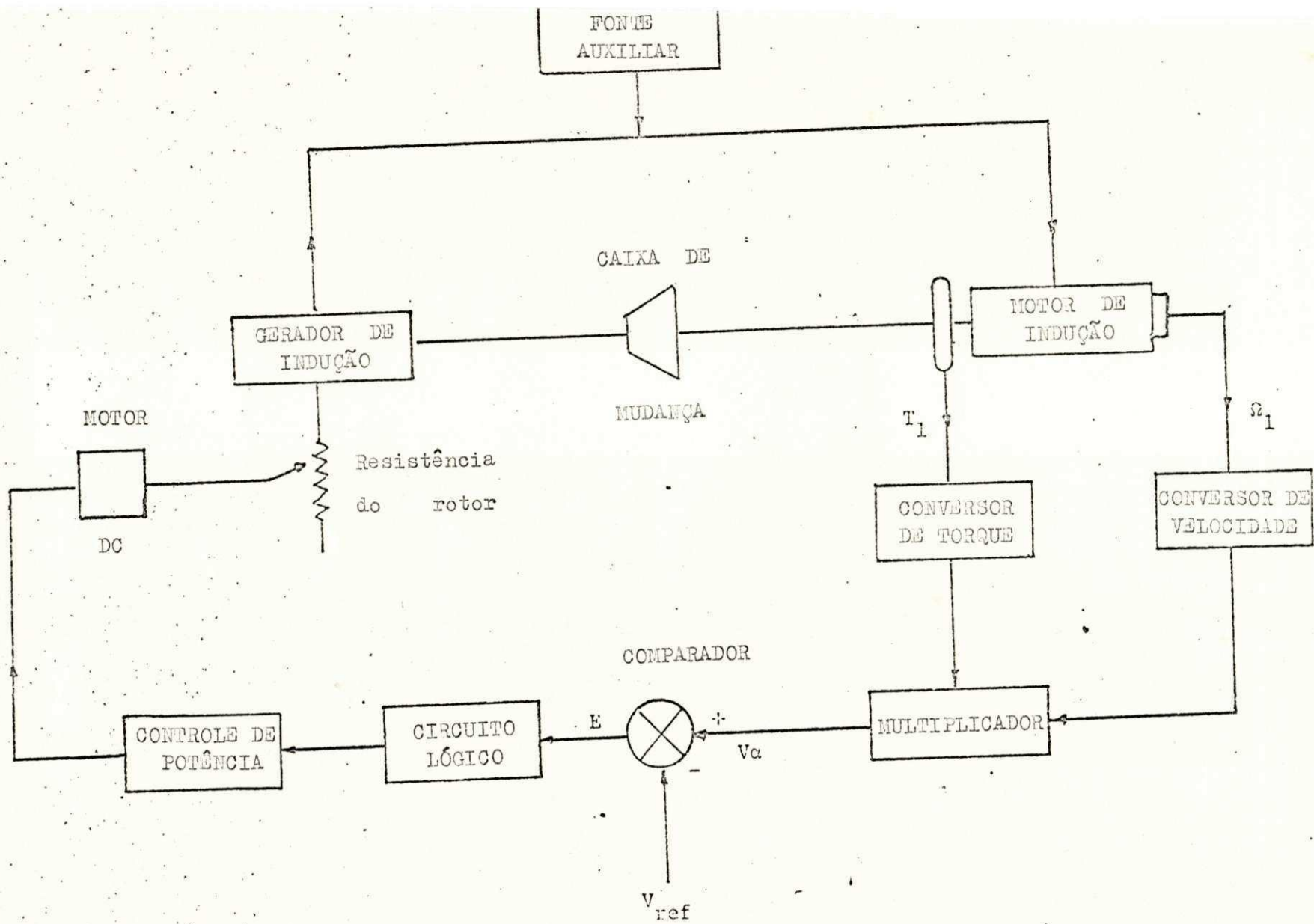


FIG. 1.1 - Diagrama Geral

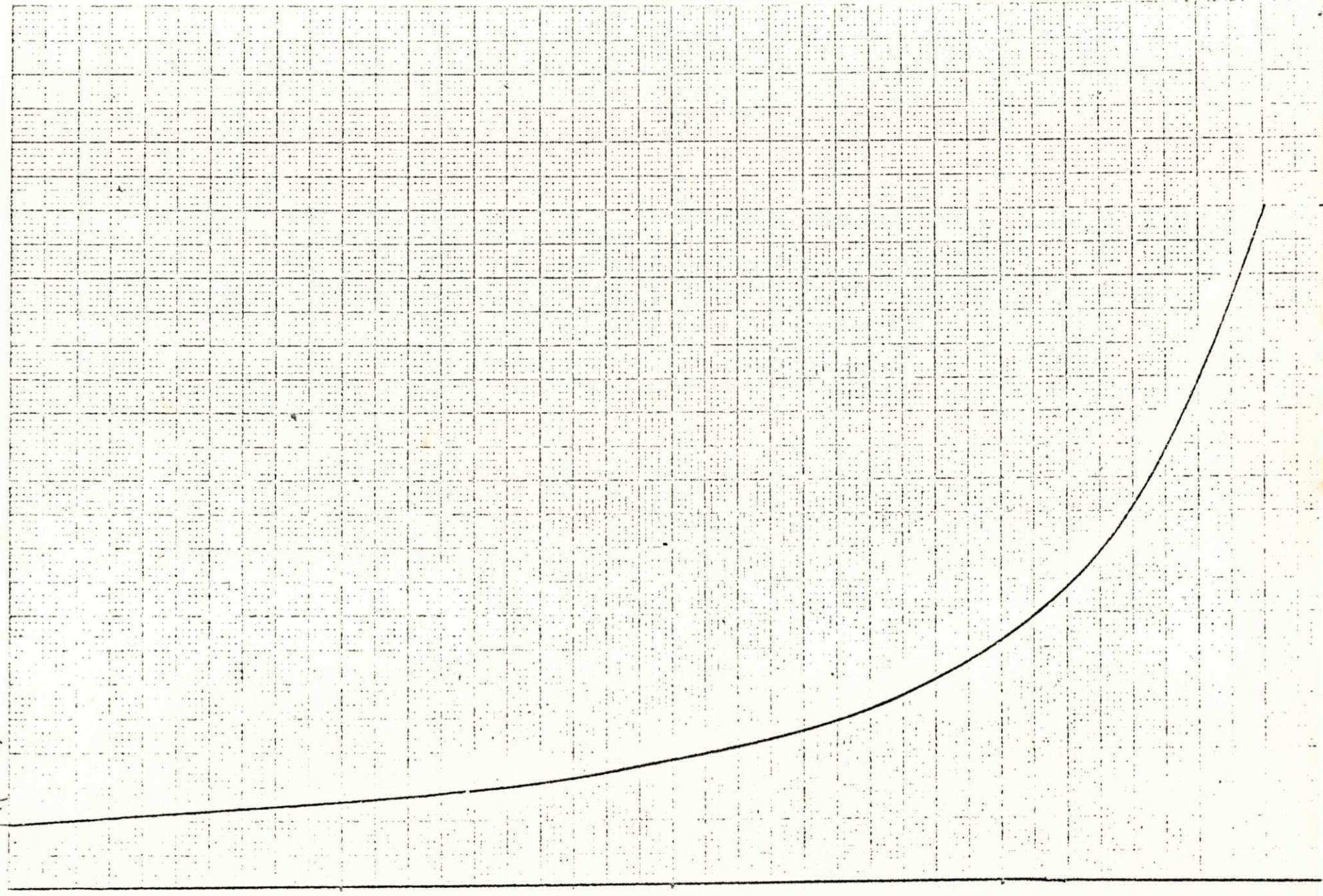
$$\frac{(x_1/x_2) + \beta^2}{2\beta(\beta - 1)}$$

20

15

10

5



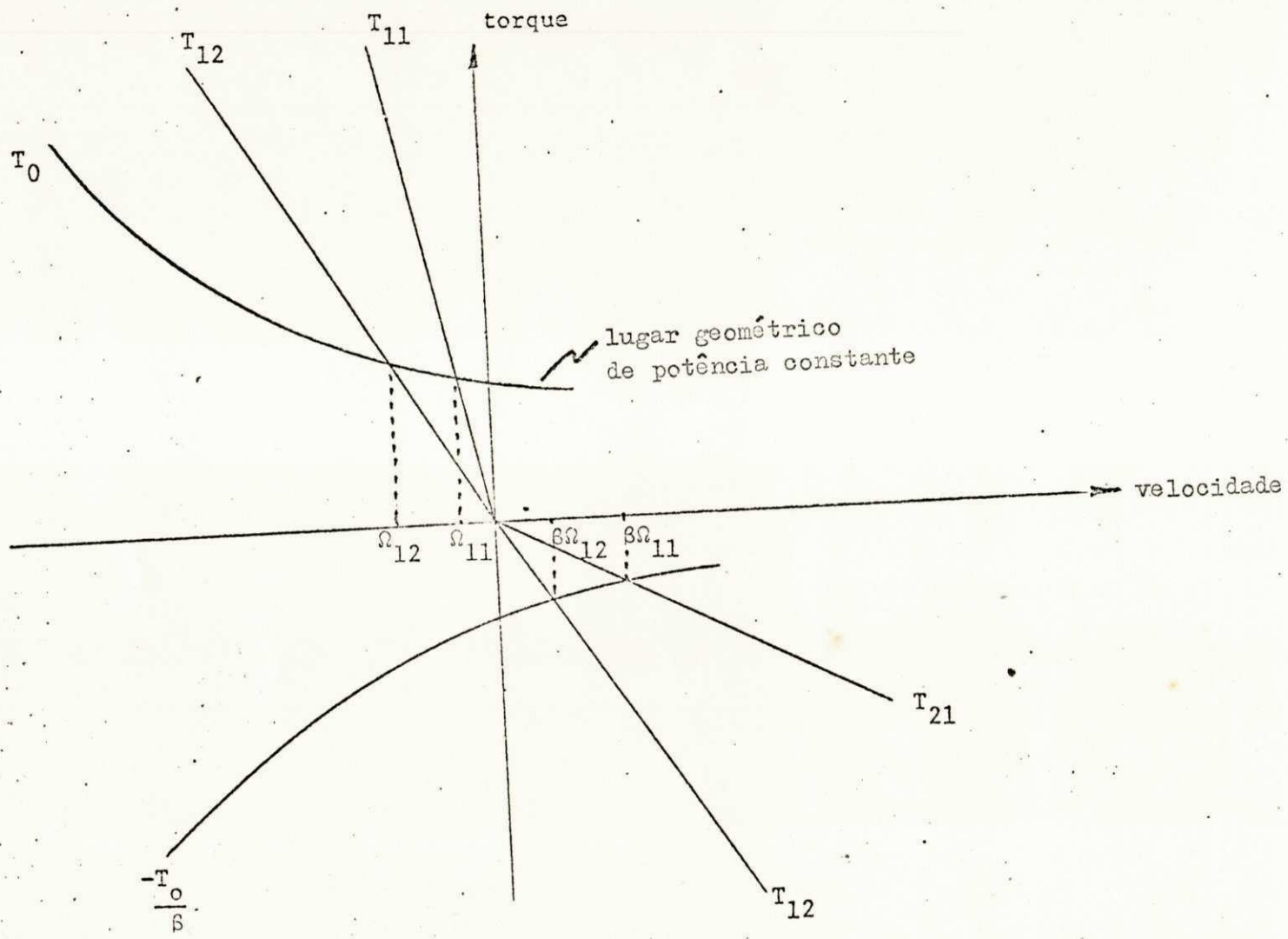


FIG. 1.3 - Mudança da característica torque com a tensão de linha

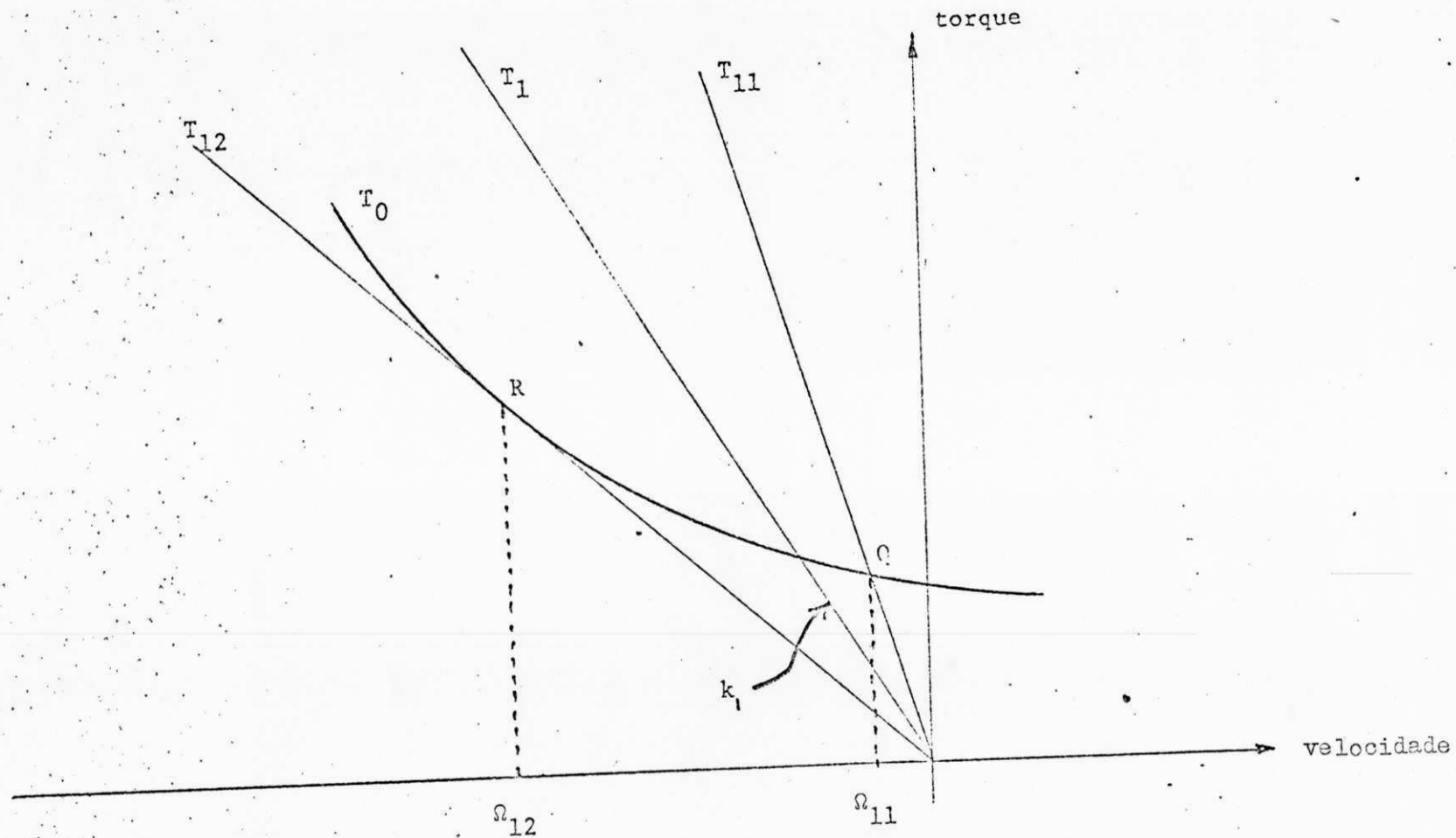


FIG. 1.4 - Limite de variação do Torque-escorregamento

FIG. 2.1 - Primeiro Exemplo

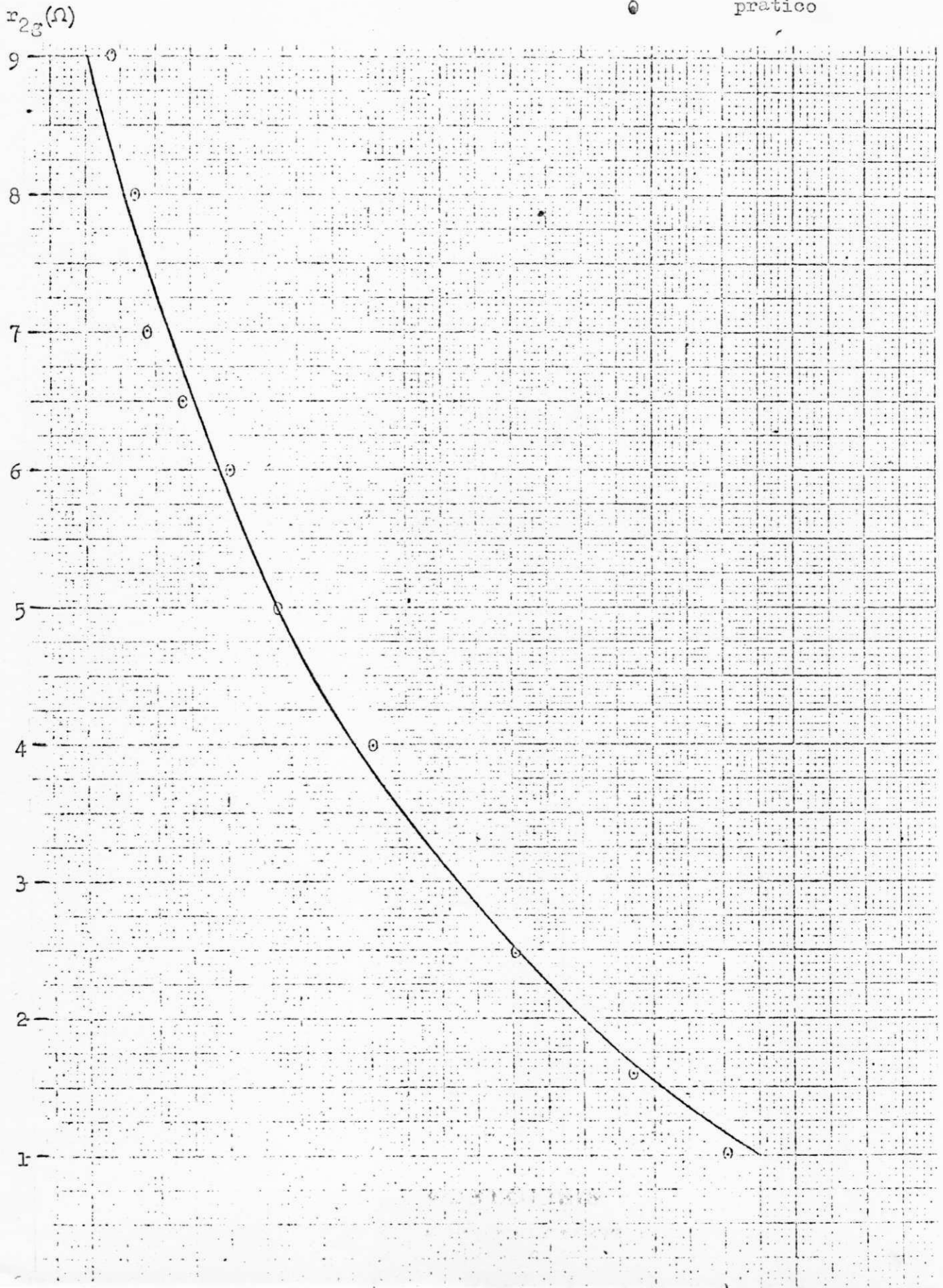
teórico
prático

FIG. 2.2 - Segundo Exemplo

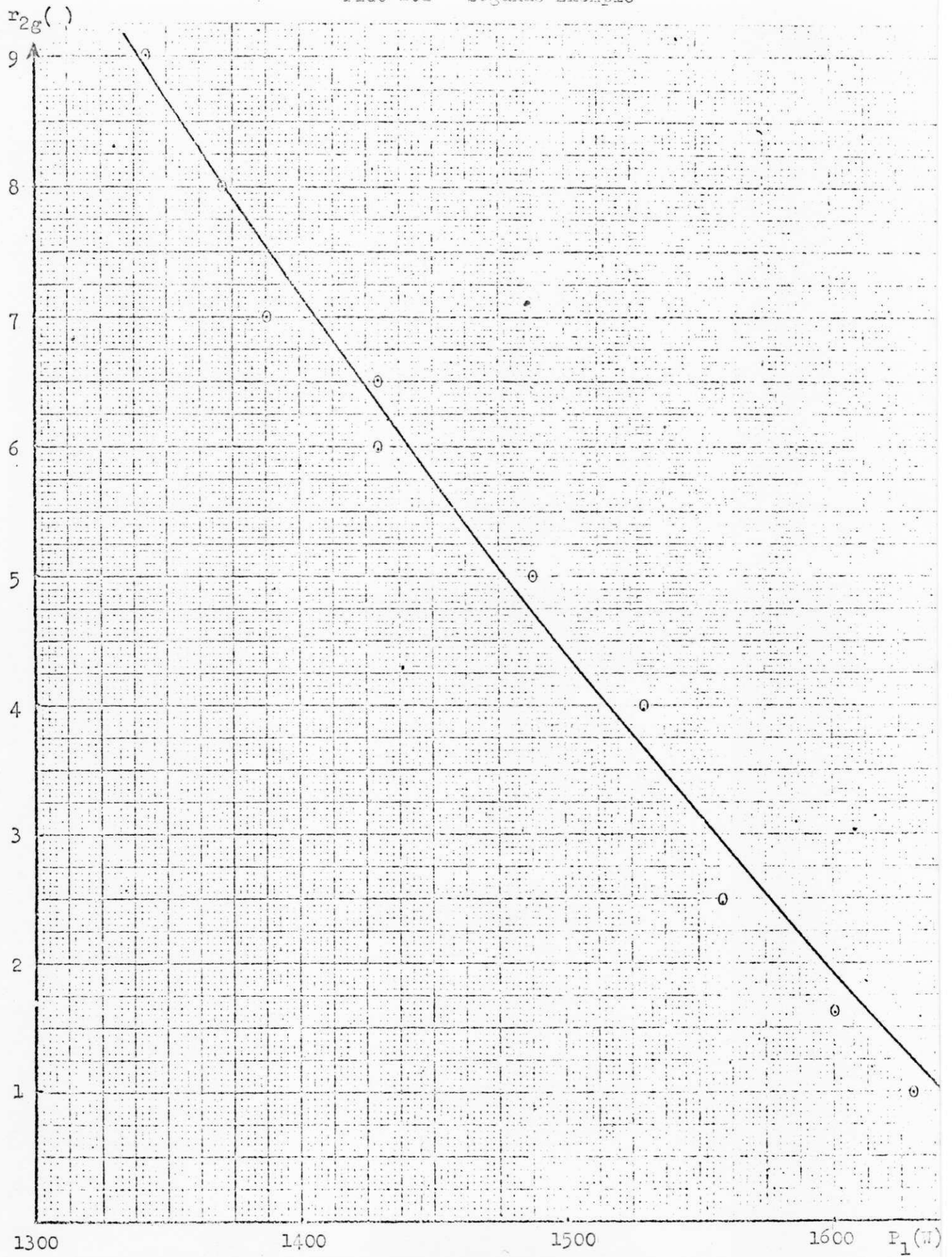


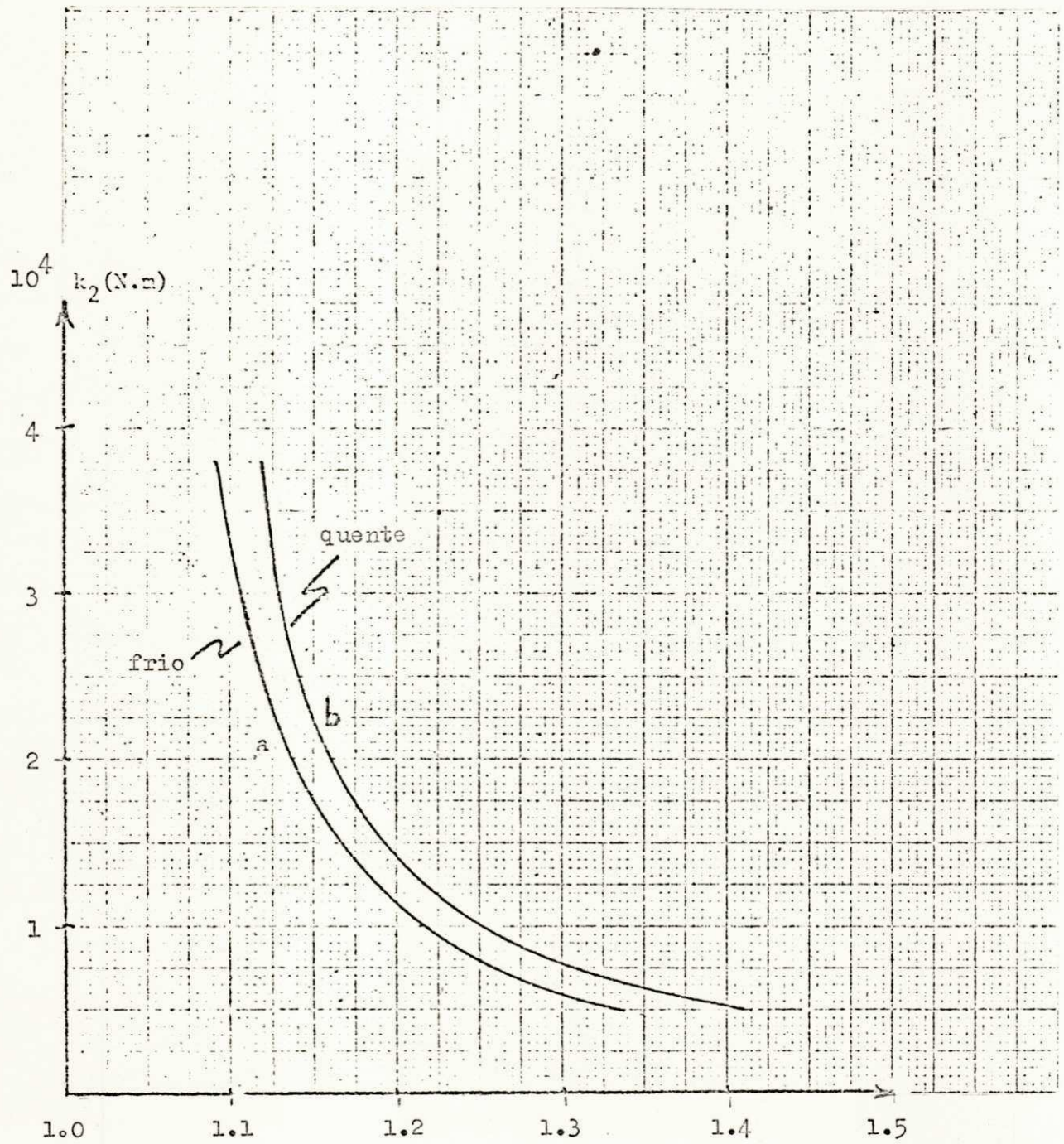
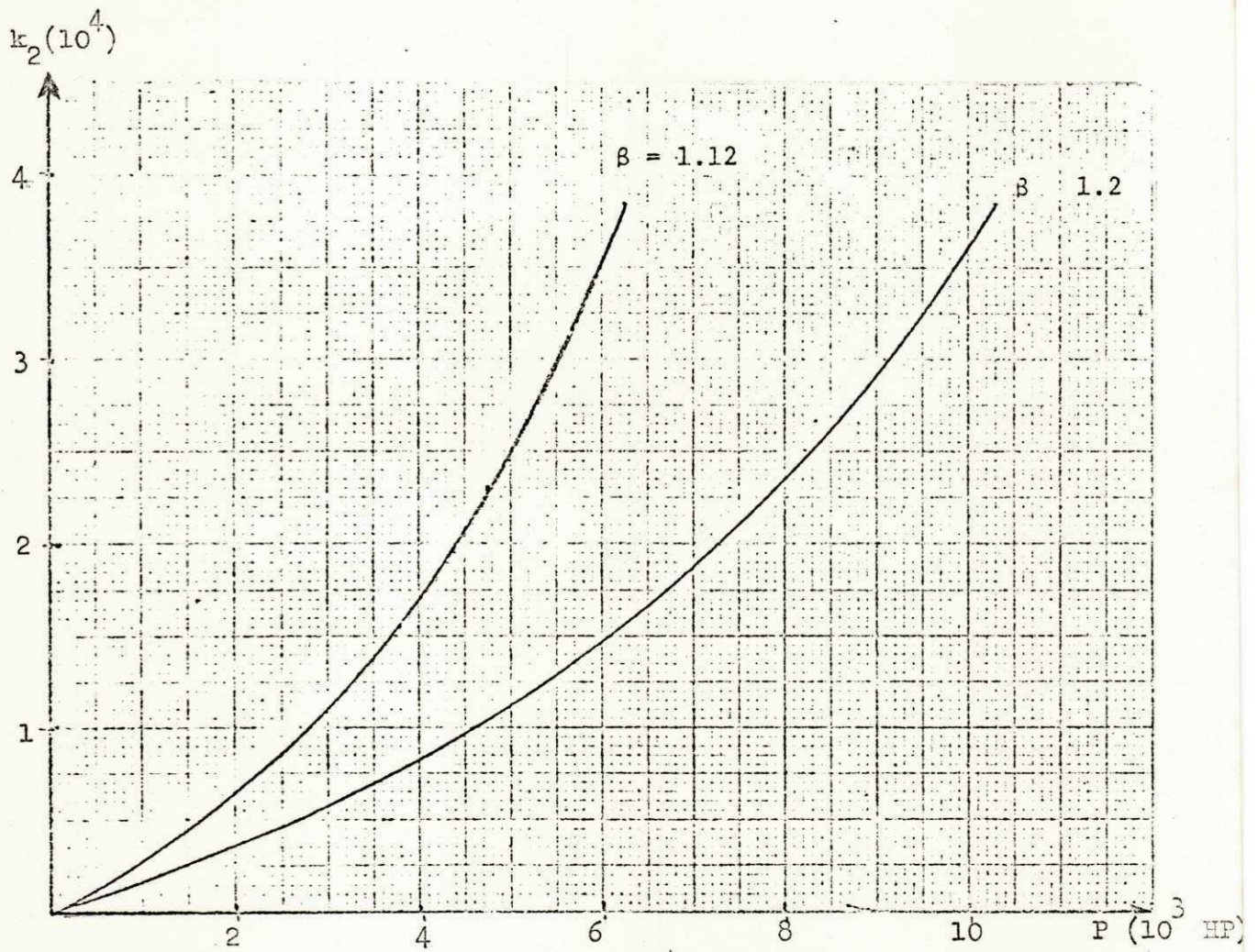
FIG. 2.3 - Máximo β para máquinas de 5000 HP

FIG. 2.4 - Variação de potência com β
para máquinas de
5000 HP



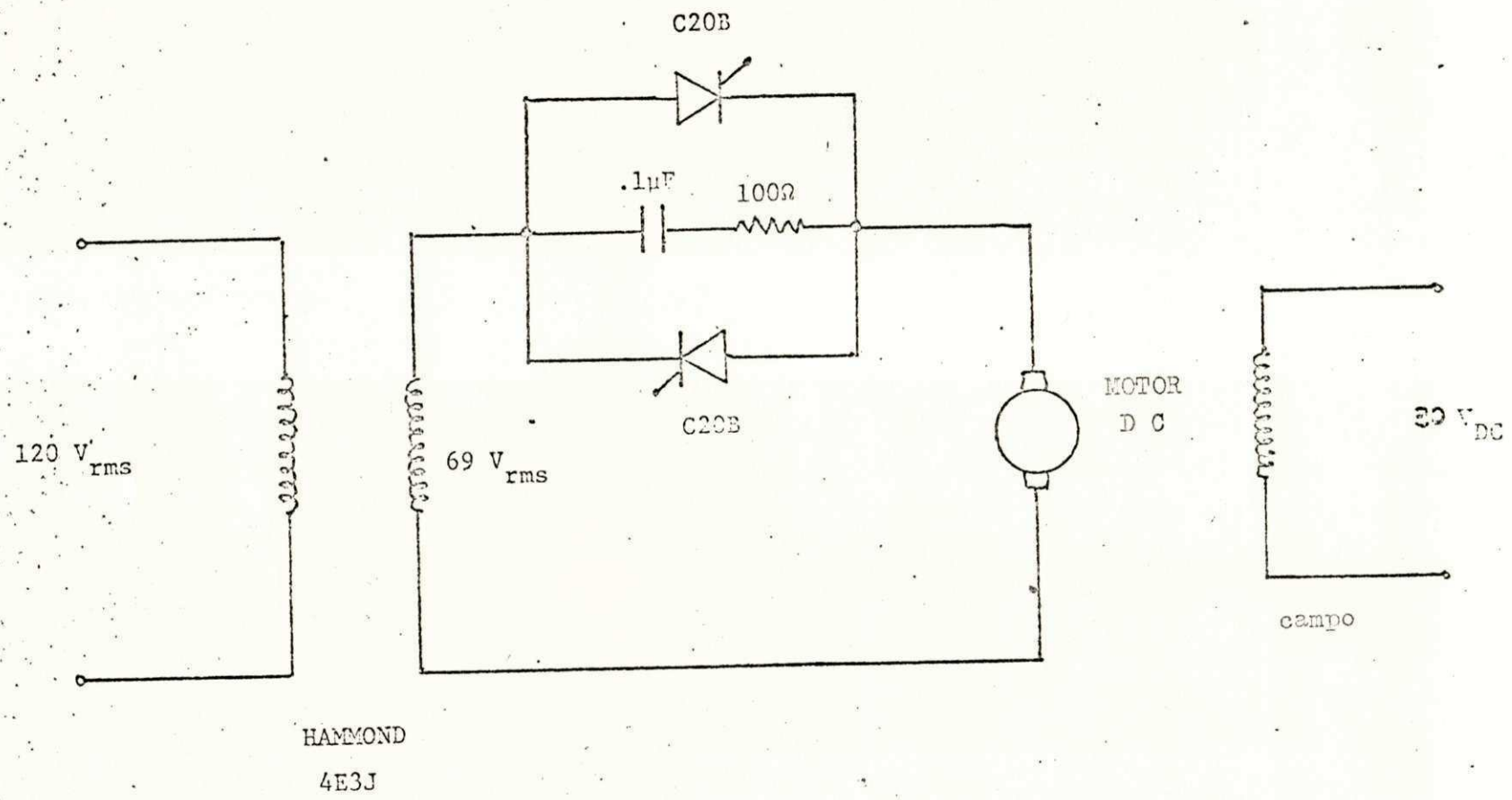


FIG. 3.1 - Circuito de subpotência para o servomotor

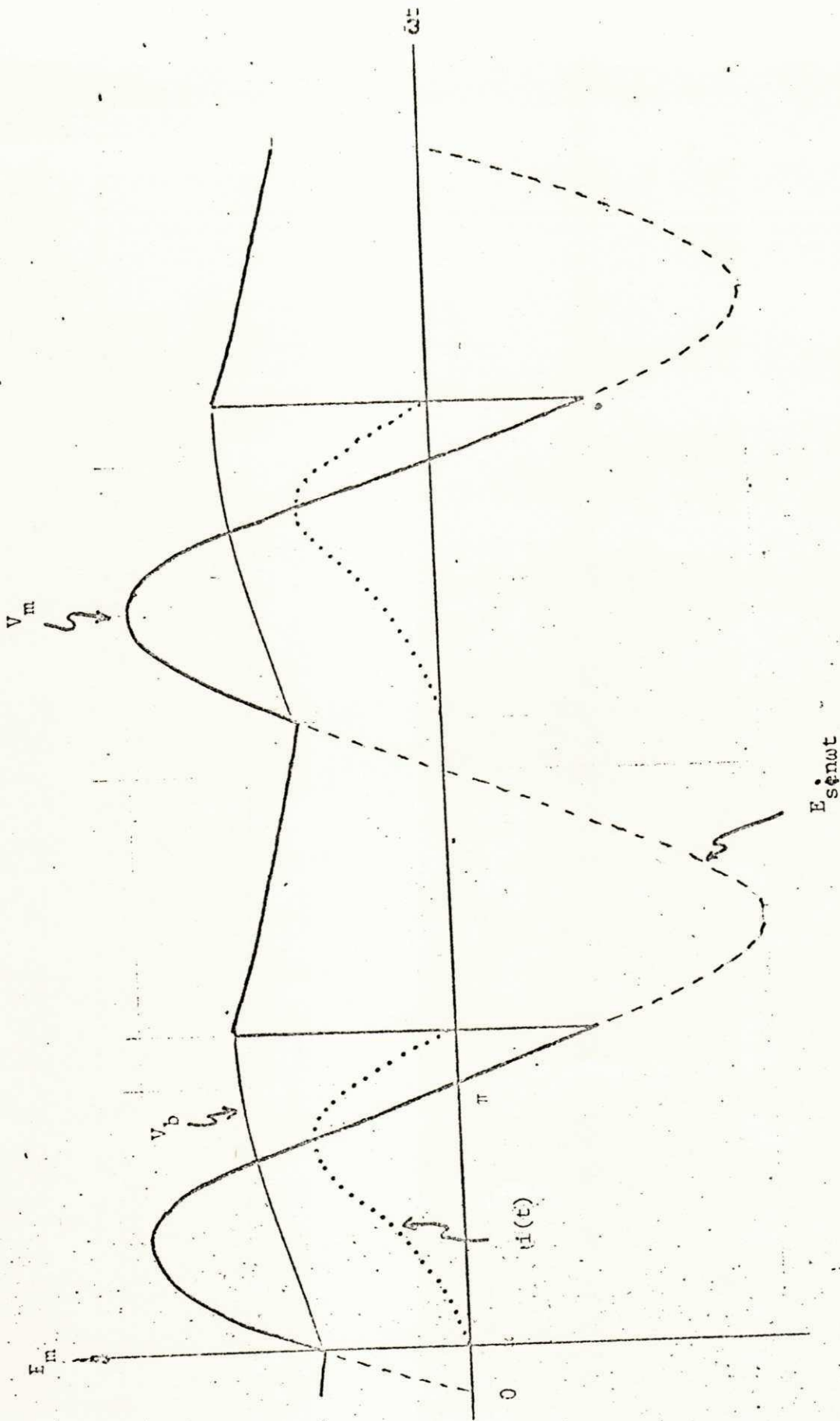


FIG. 3.2 - Formas de onda para o circuito de subpotência

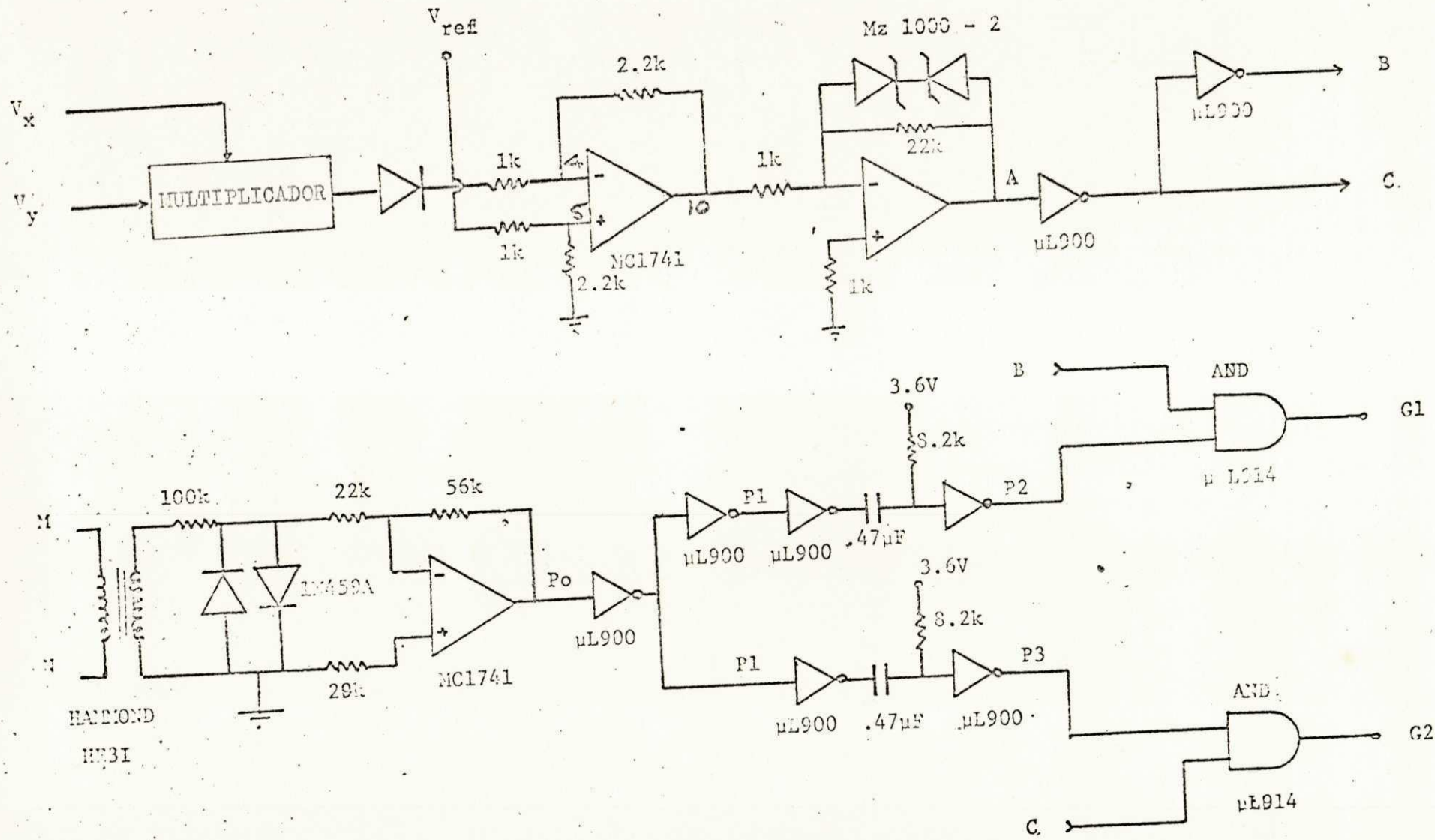


FIG. 4.1 - Circuito Geral de Controle

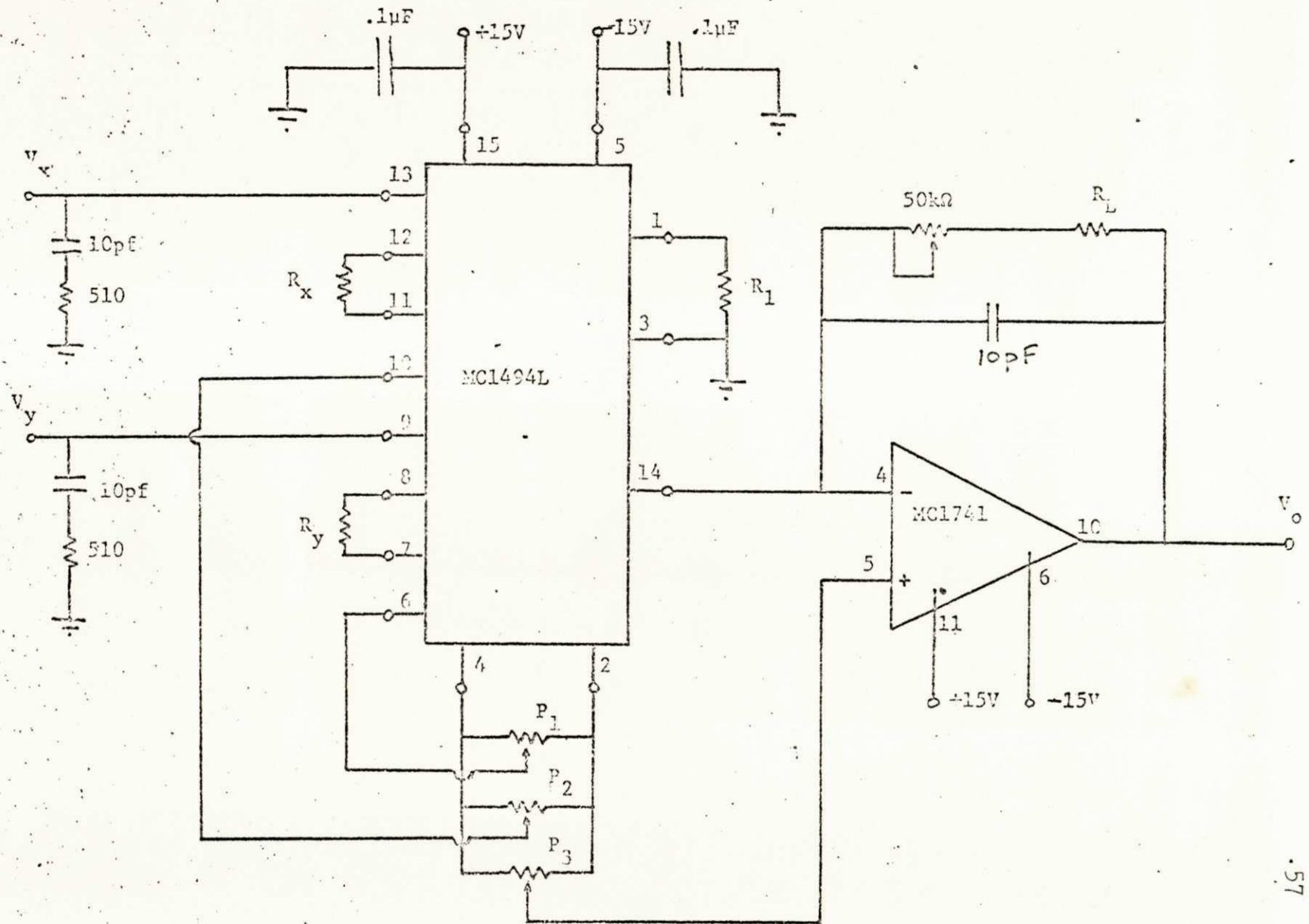
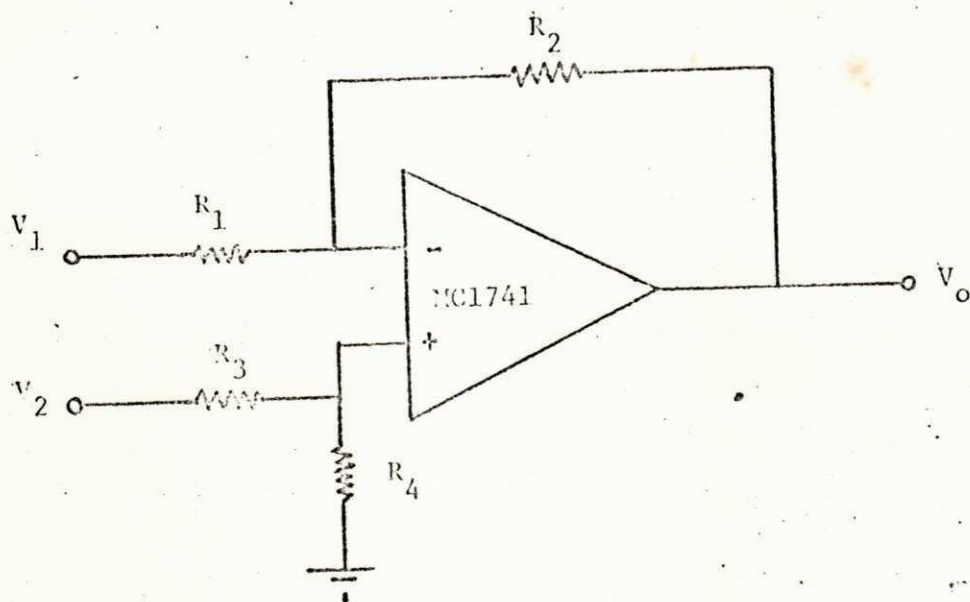
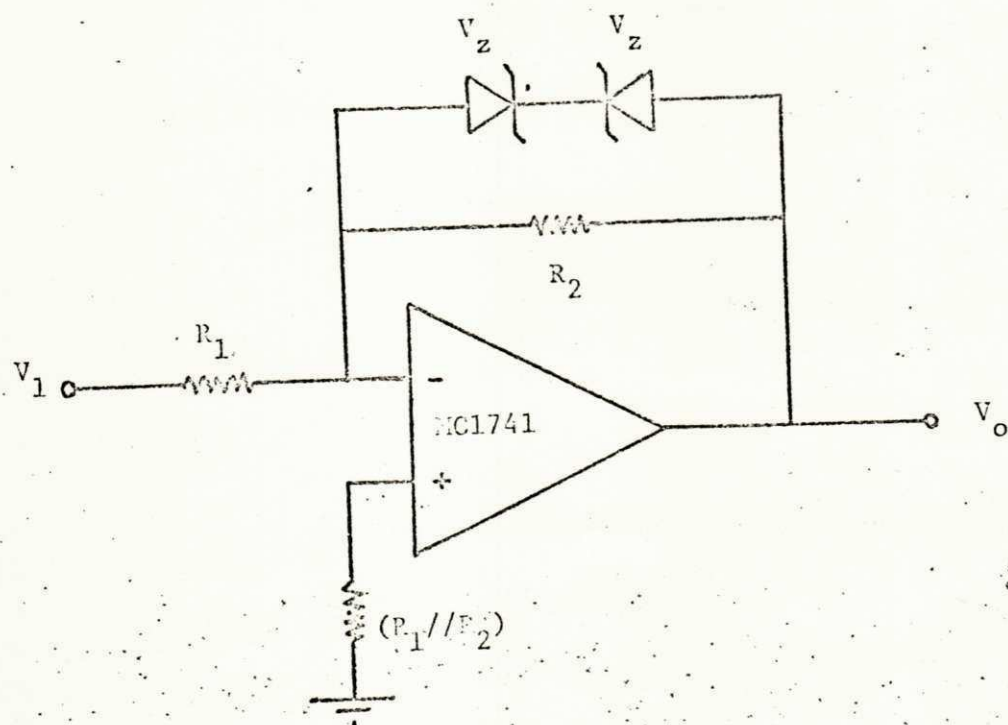


FIG. 4.2 - Circuito Multiplicador



a) Circuito Comparador



b) Circuito Limitador

FIG. 4.3 - Circuitos Comparador e Limitador

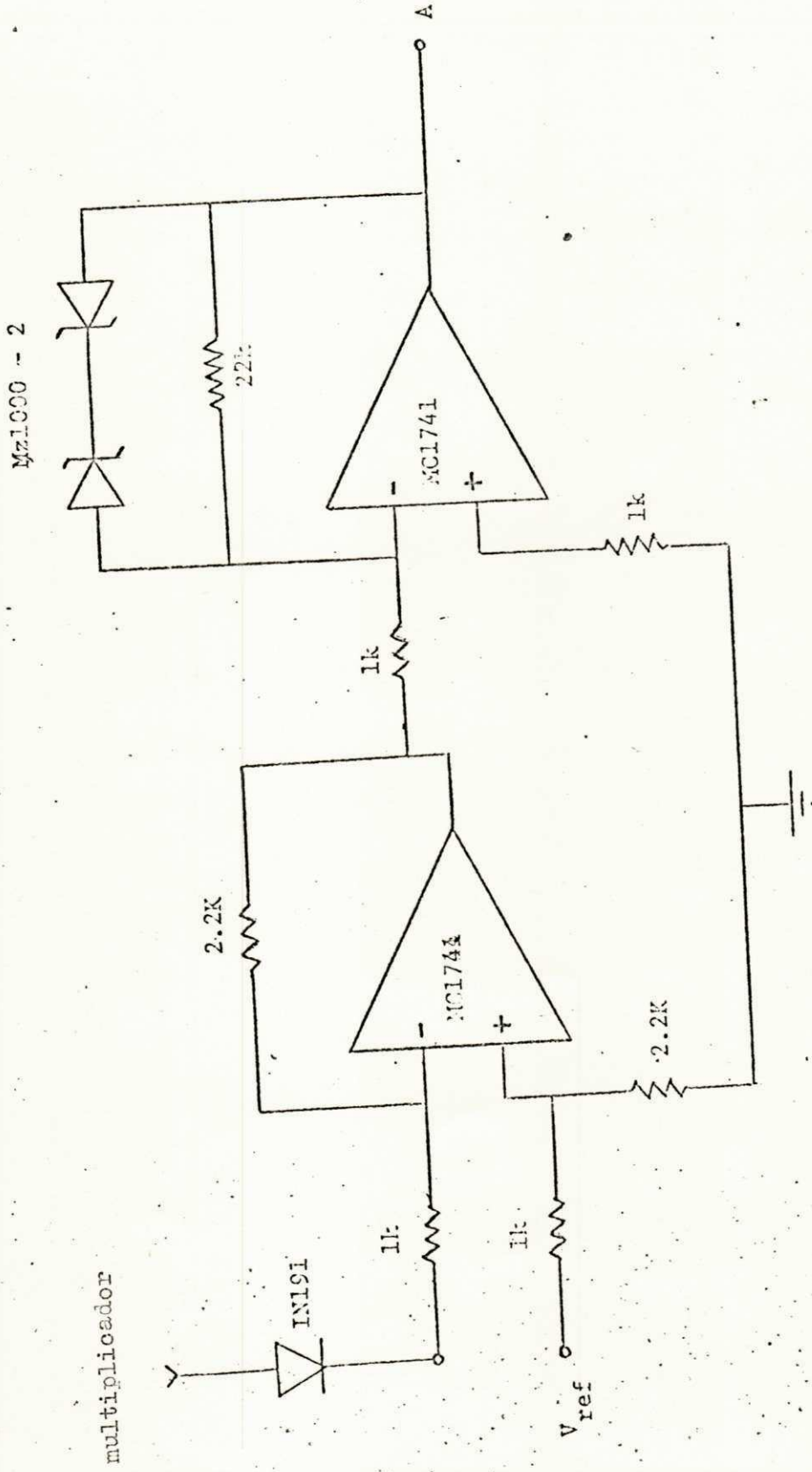


FIG. 4.4 - Detalhes Especificos do Comparador

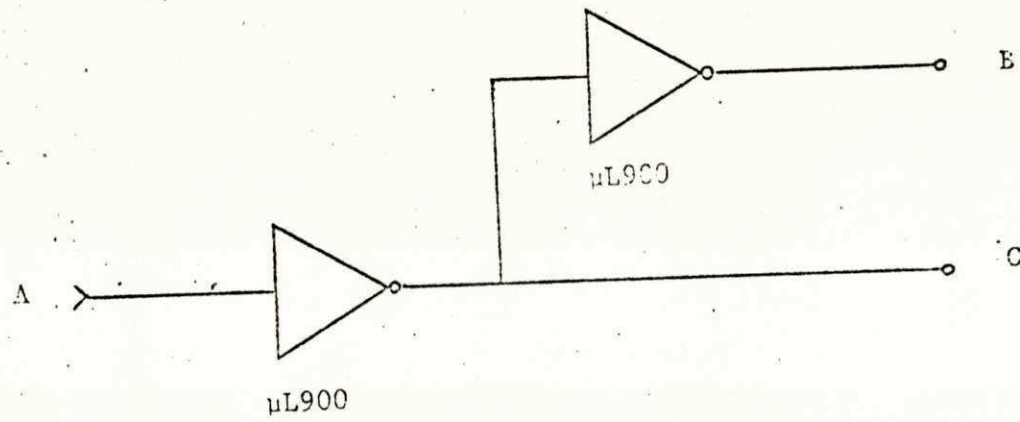


tabela da verdade

A	B	C
0	0	1
1	1	0

FIG. 4.5 - Circuito Inversor

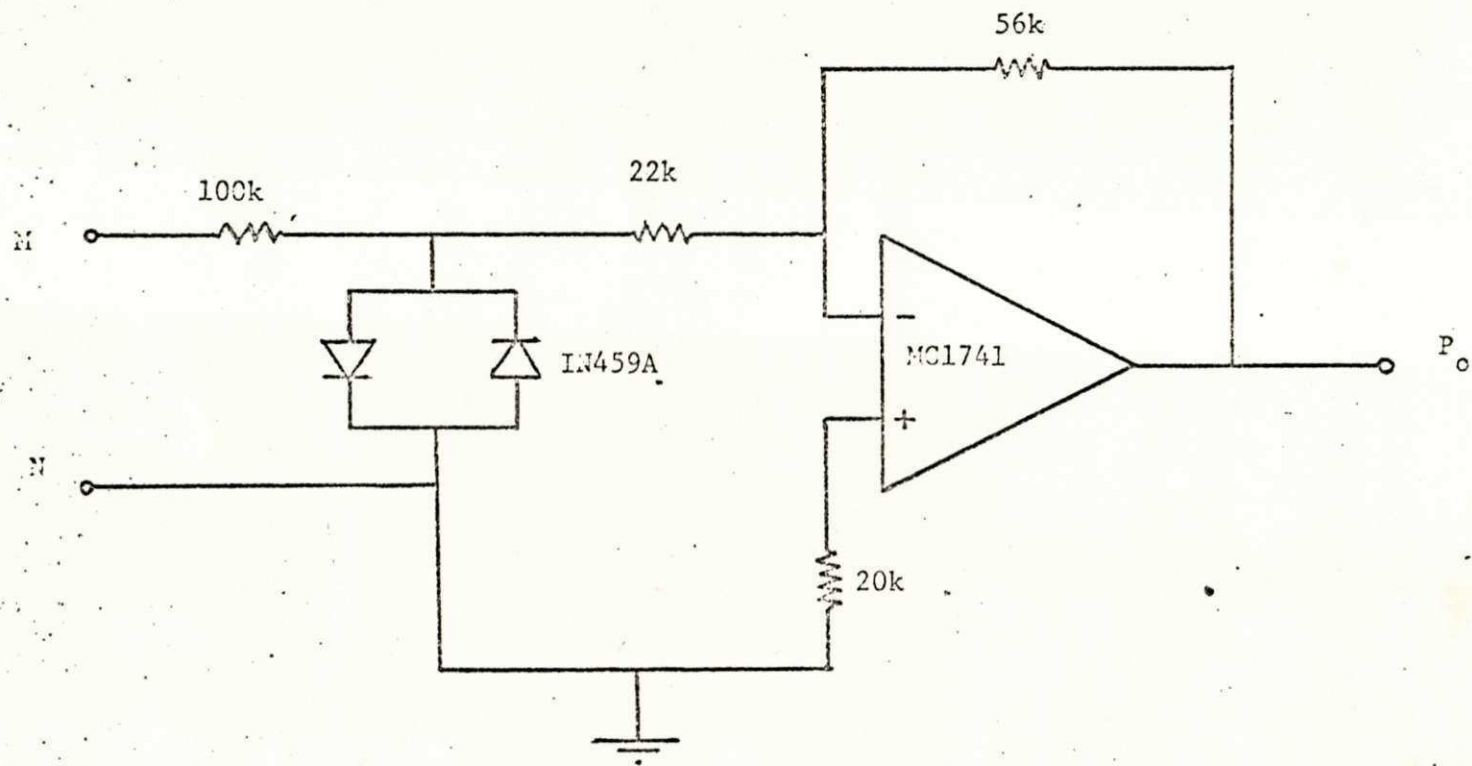


FIG. 4.6 - Circuito Sincronizador

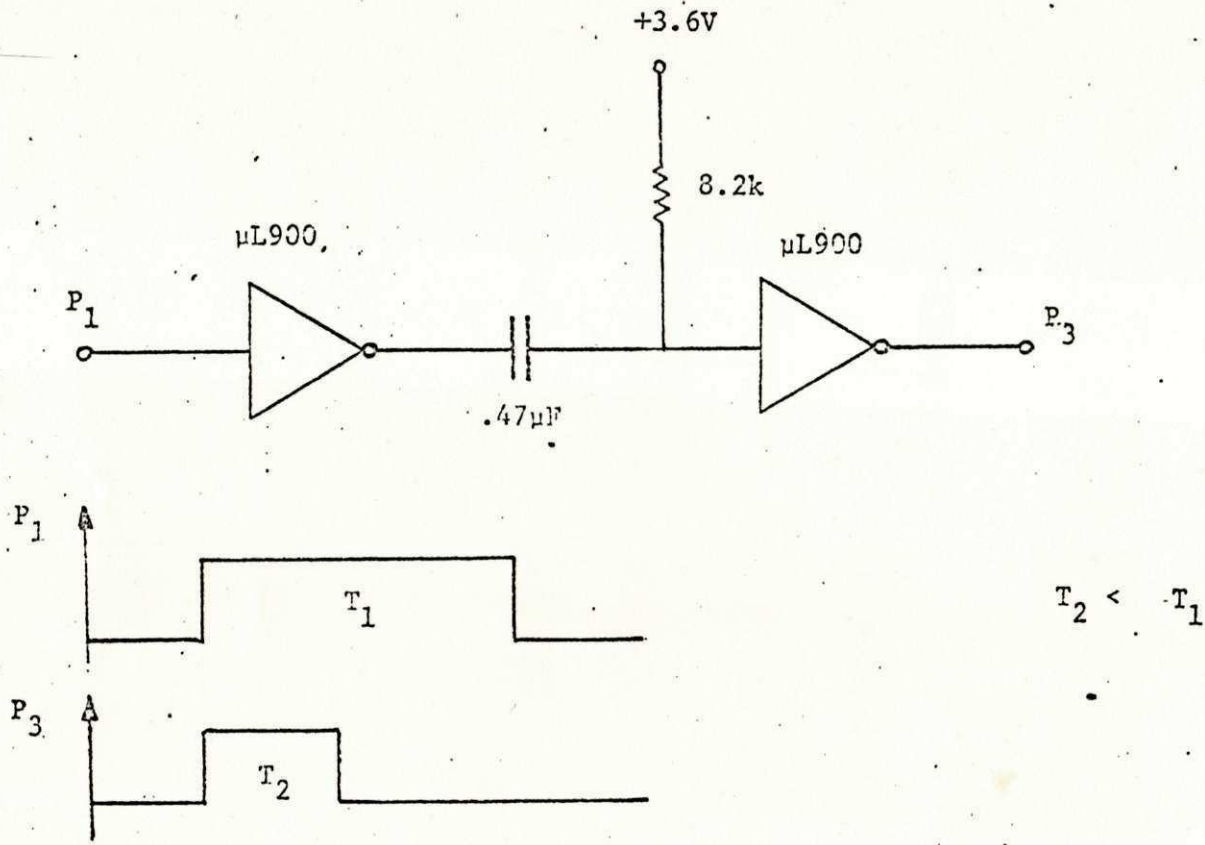


FIG. 4.7 - Multivibrador Monoestável

Tensão de
linha

63

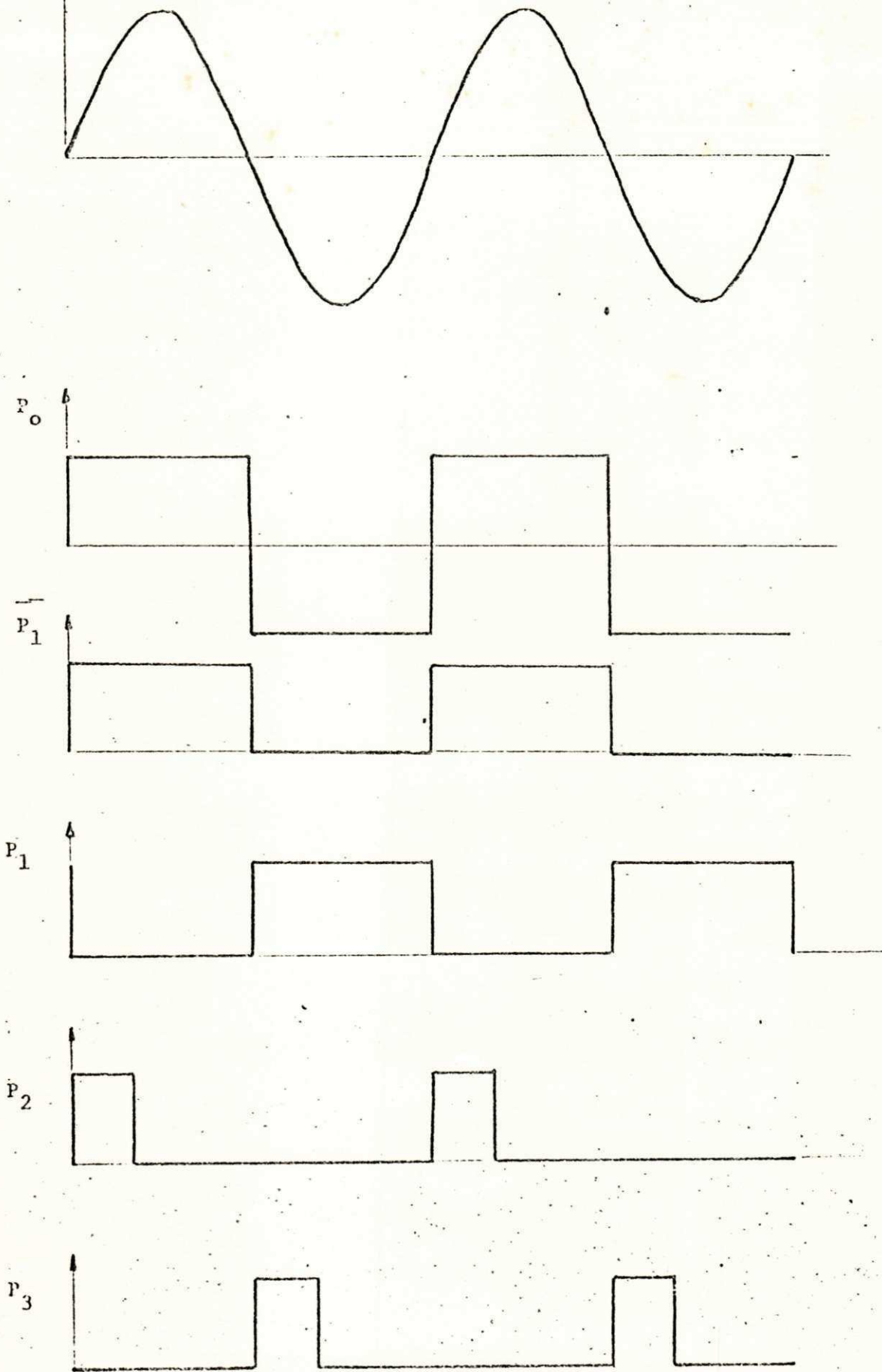


FIG. 4.8 - Mapa dos pulsos sincronizados.

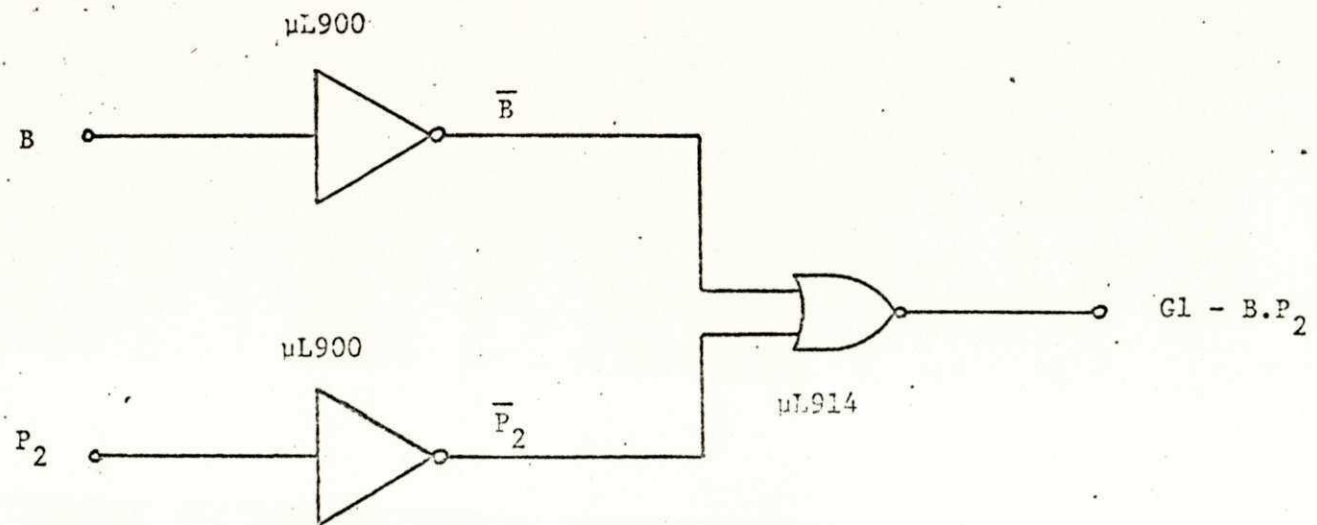


tabela da verdade

B	P ₂	B̄	P̄ ₂	G ₁
0	1	1	0	0
1	0	0	1	0
0	0	1	1	0
1	1	0	0	1

FIG. 4.9 - Circuito AND

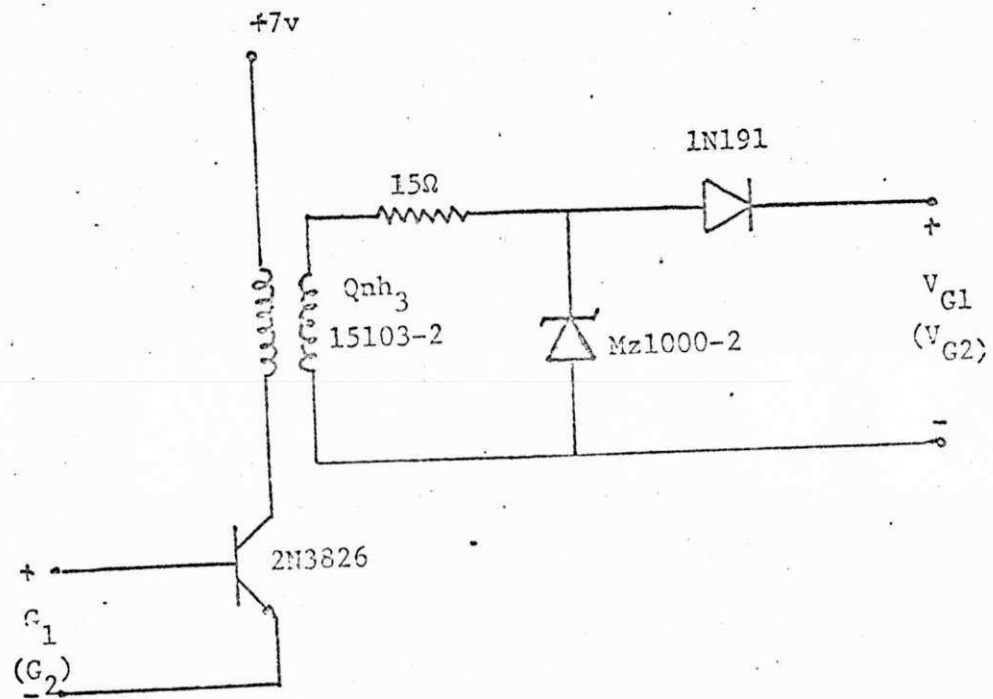


FIG. 4.10 - Circuito de Gatilhamento

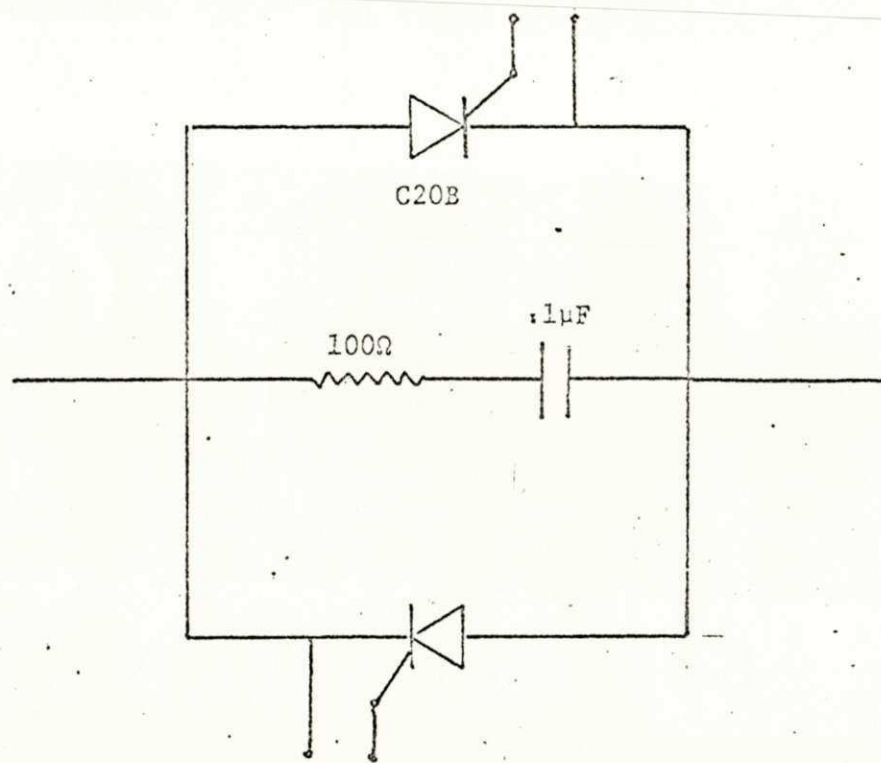


FIG. 4.11 - Proteção dos Tiristores

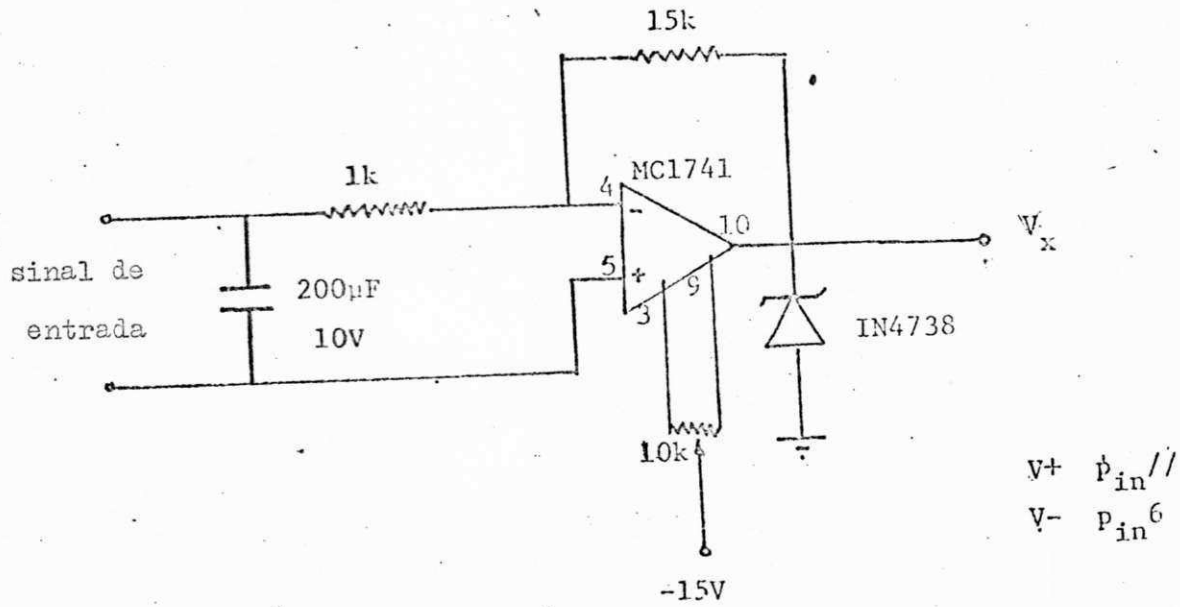


FIG. 5.1 - Amplificador de Tensão Análoga ao Torque

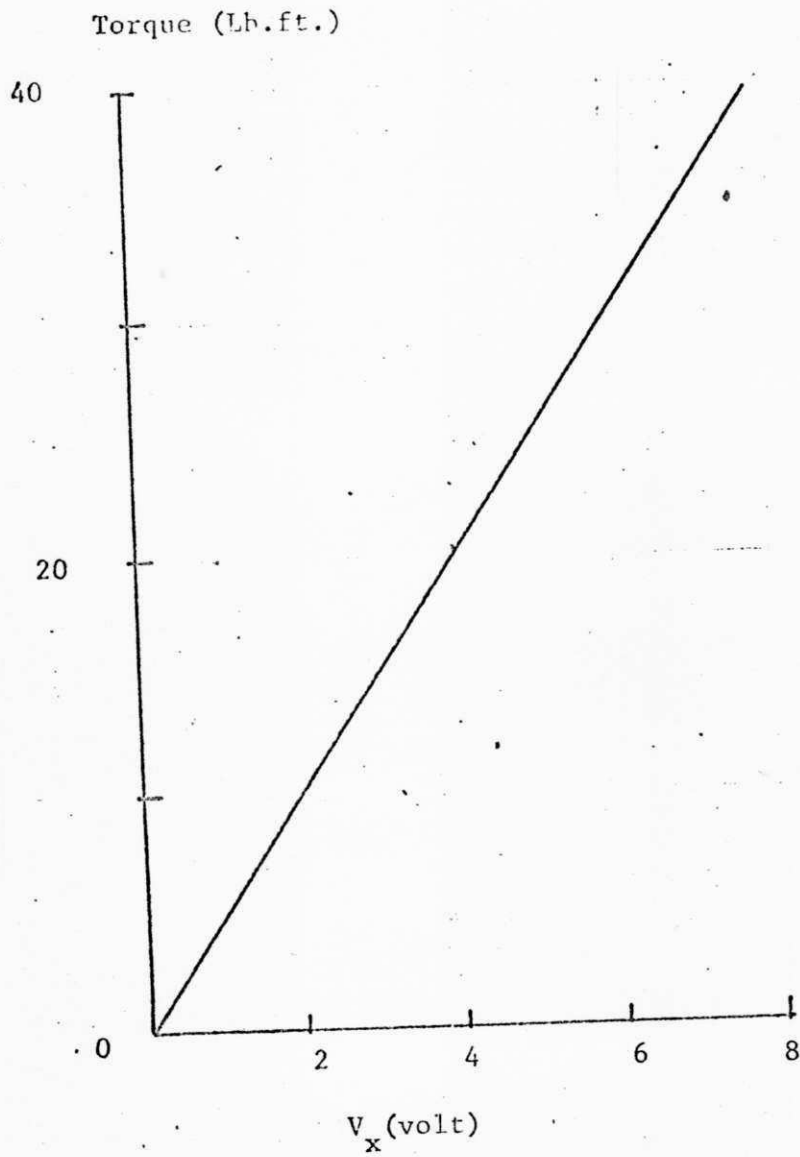
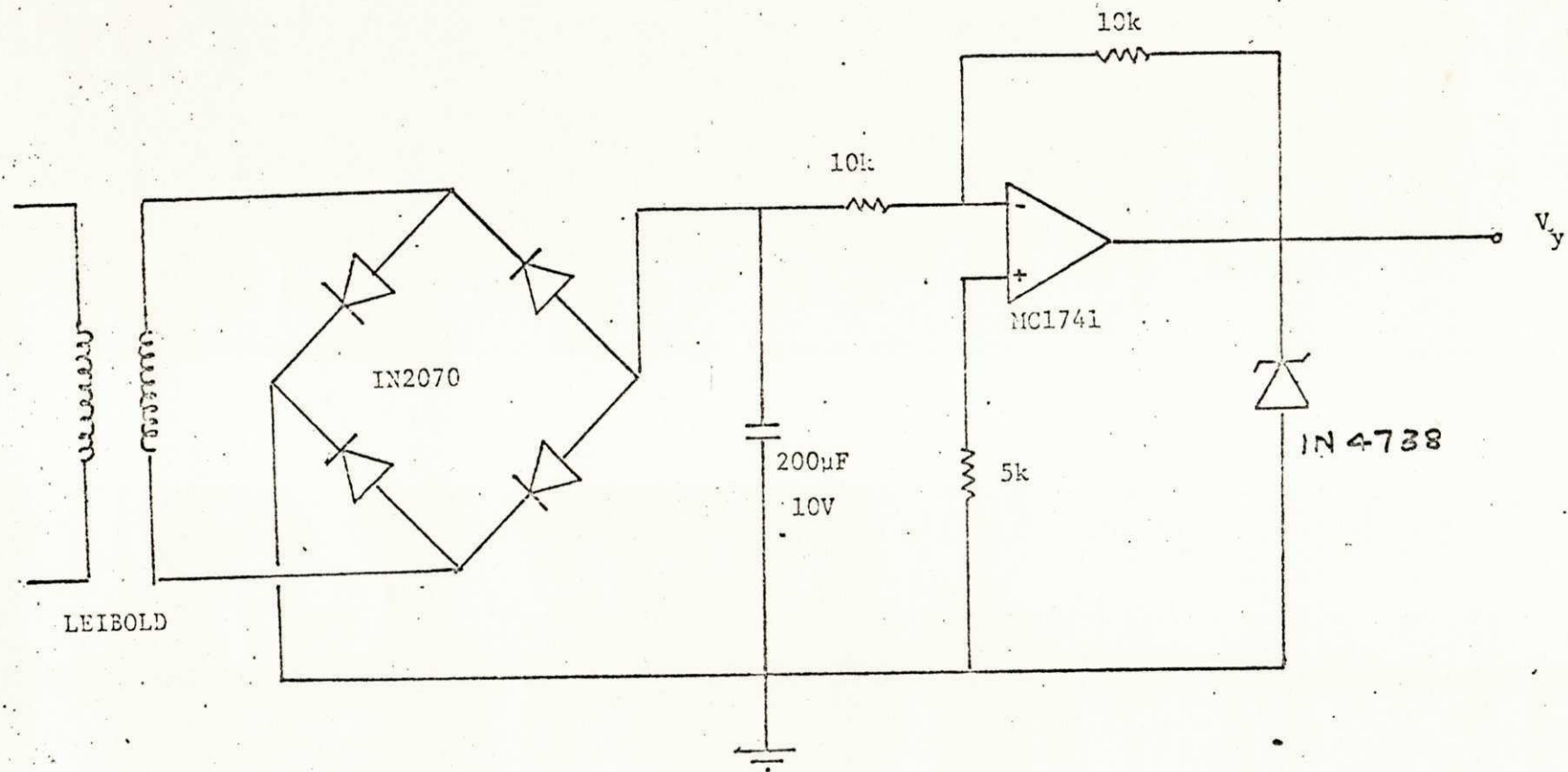


FIG. 5.2 - Tensão Análoga e Torque



• FIG. 5.3 - Retificador e Amplificador do Sinal Velocidade

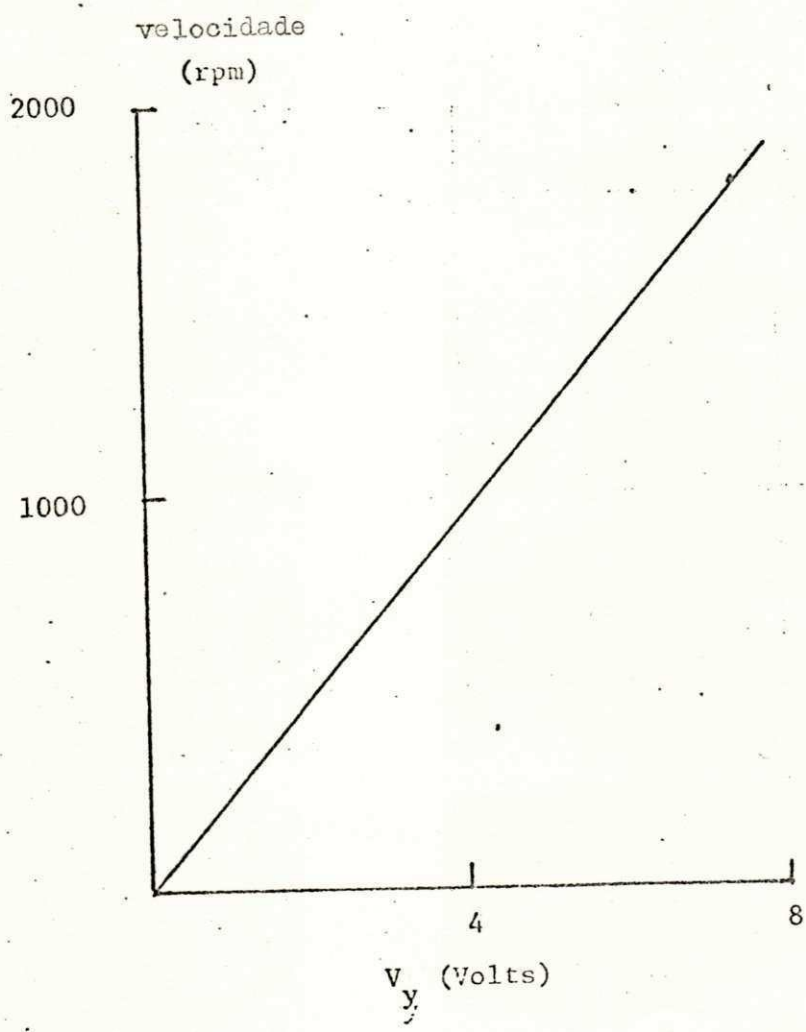


FIG. 5.4 - Tensão Análoga e Velocidade

FIG. 6.1 - Potência X Resistência do Rotor do Gerador

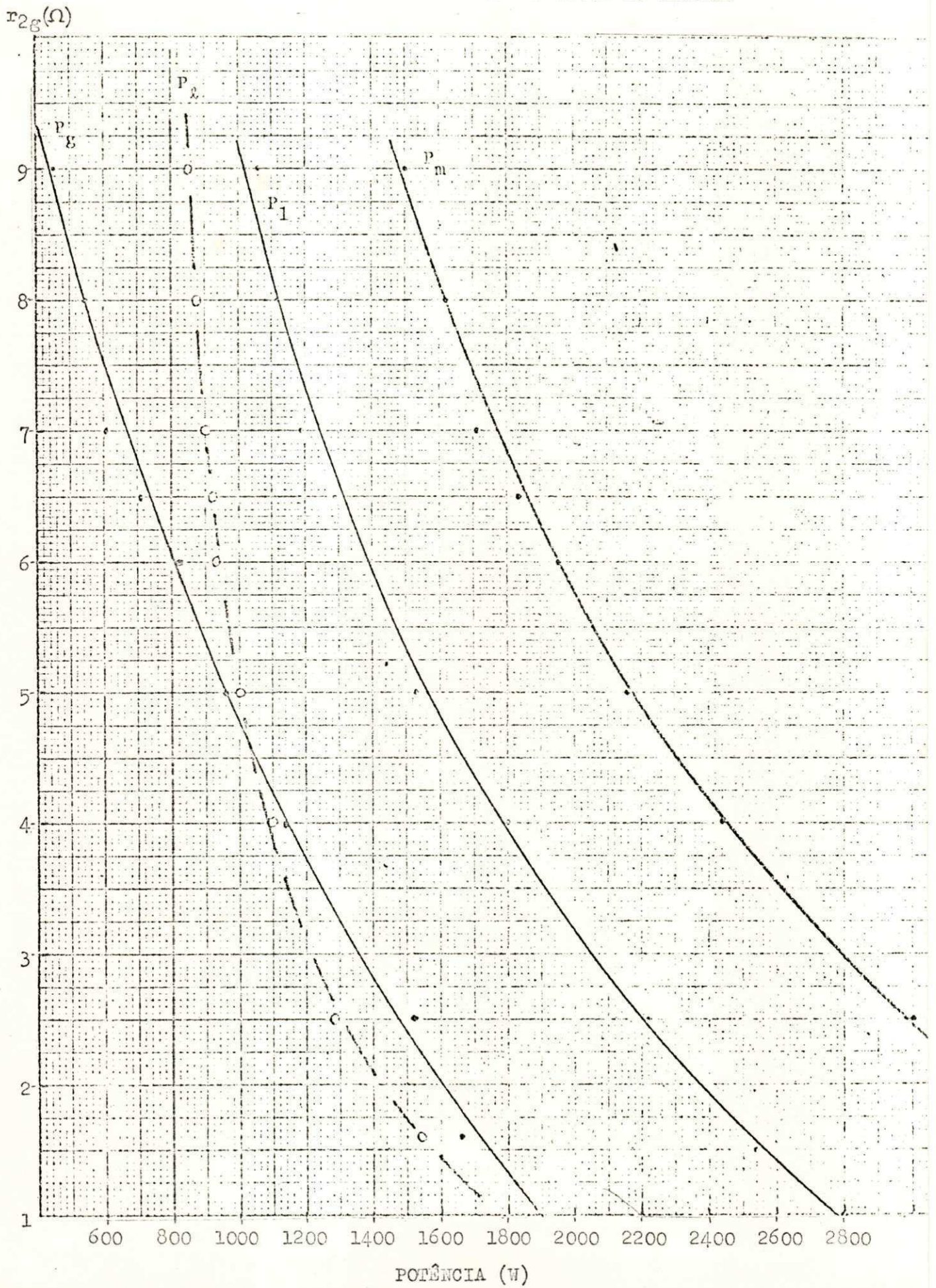
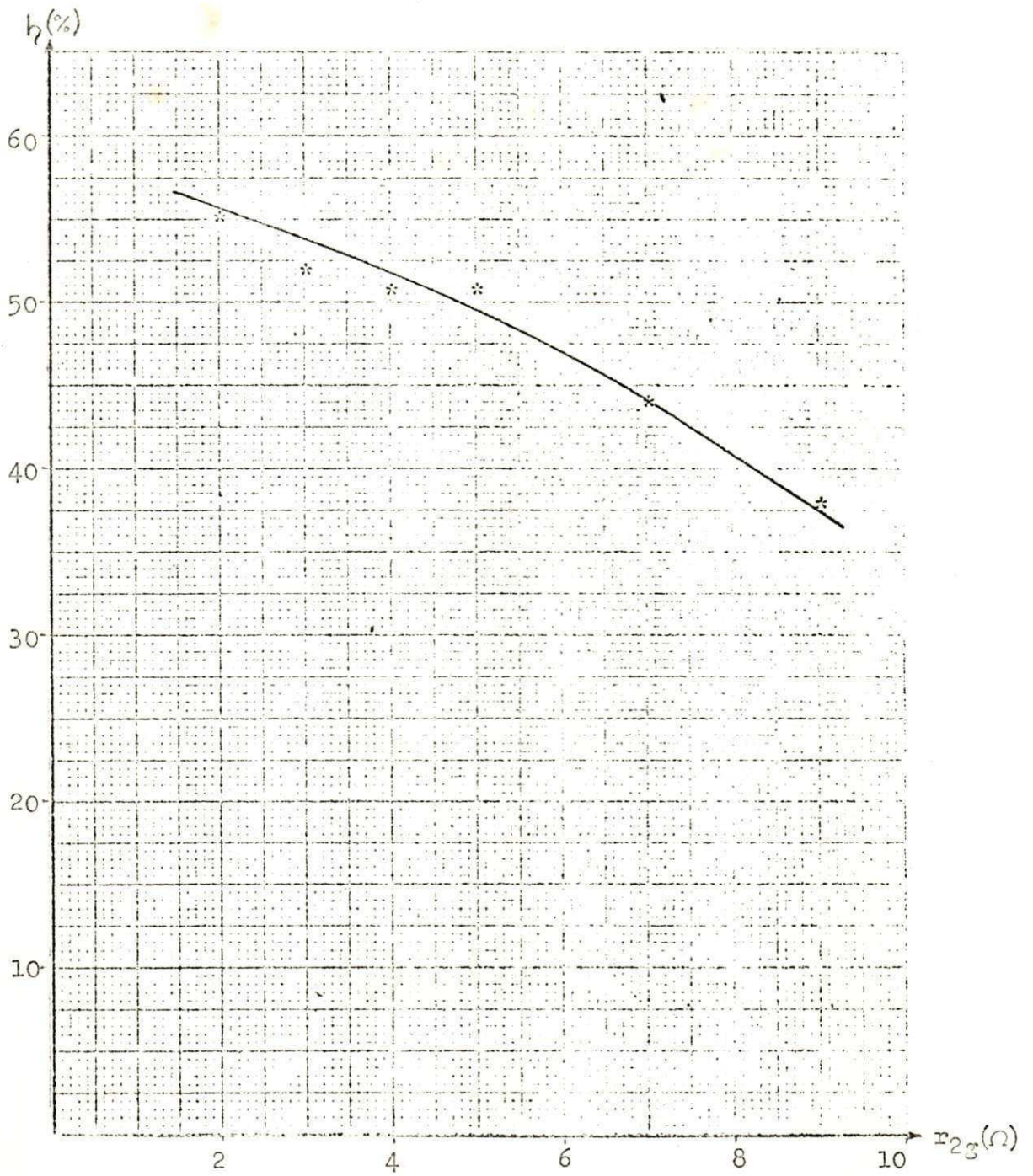


FIG. 6.2 - Eficiência do Modelo



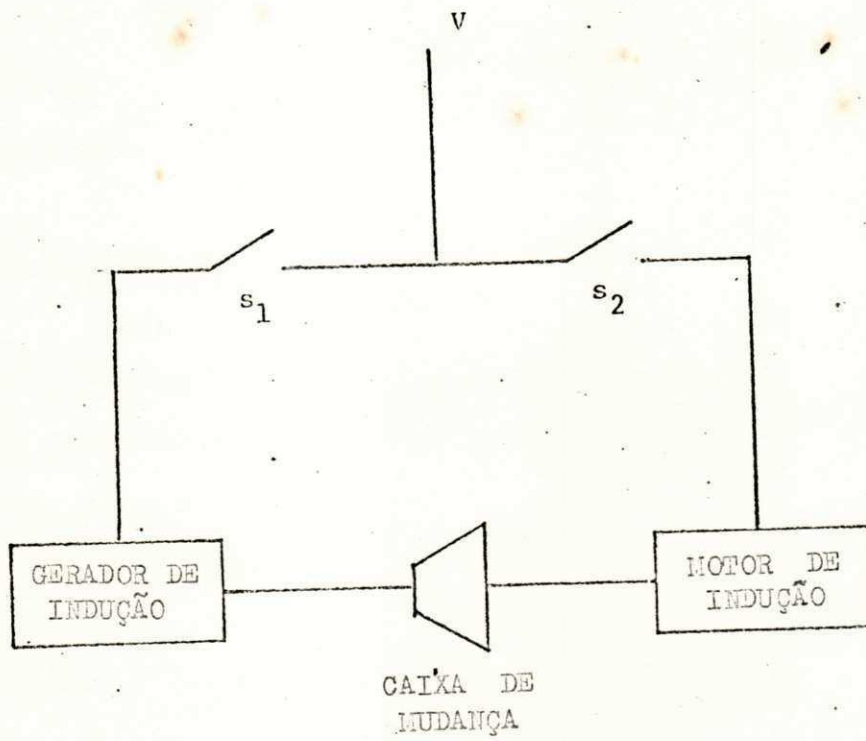


FIG. A-1 - Posição das Chaves



FIG. B-1a - Circuito Equivalente do Motor DC

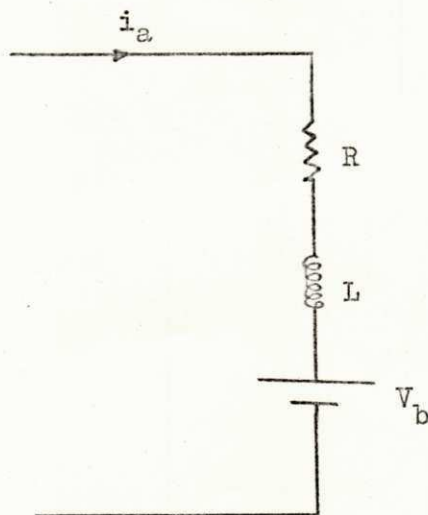


FIG. B-1b - Circuito Equivalente do Motor DC e da Impedância da Fonte

AMPLIADOR OPERACIONAL MC1741-CI

Tem alto ganho e não requer qualquer compensação externa

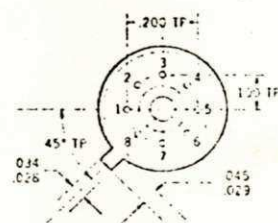
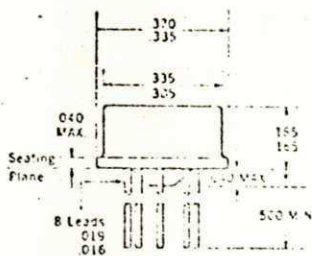
- FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- LOAD-CIRCUIT PROTECTION
- INPUT VOLTAGE NULL CAPABILITY
- WIDE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH UP

BRIEF DESCRIPTION—The $\mu A741C$ is a high performance monolithic operational amplifier constructed on the silicon chip, using the Fairchild Planar[®] epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of "latch-up" tendencies make the $\mu A741C$ ideal as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltages provide superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. The $\mu A741C$ is short-circuit protected, has the same pin configuration as the popular $\mu A709$ operational amplifier, but requires no external components for frequency compensation. The internal GCB/octave roll-off insures stability in closed loop applications. For full temperature range operation ($-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$) see $\mu A741$ data sheet.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	± 18 V
Internal Power Dissipation	500 mW
Differential Input Voltage	± 30 V
Input Voltage (Note 1)	± 15 V
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Operating Temperature Range	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300 $^{\circ}C$
Output Short-Circuit Duration (Note 2)	Indefinite

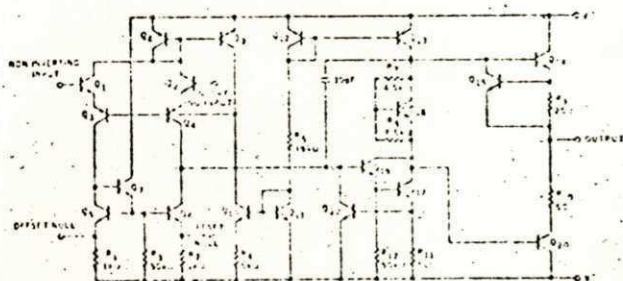
PHYSICAL DIMENSIONS
in accordance with
JEDEC (TO-93) outline



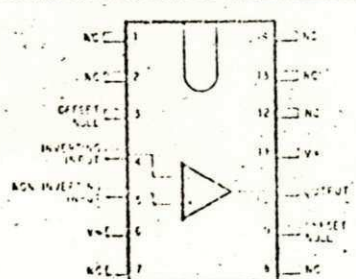
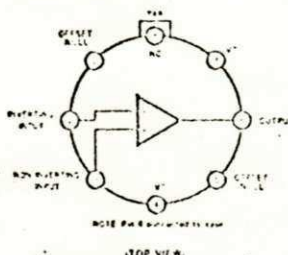
NOTES: Dimensions in millimeters.
All dimensions are maximum unless otherwise specified.
Lead lengths are typical.
Package weight is 0.22 grams.

ORDER PART NO. U5D7741393

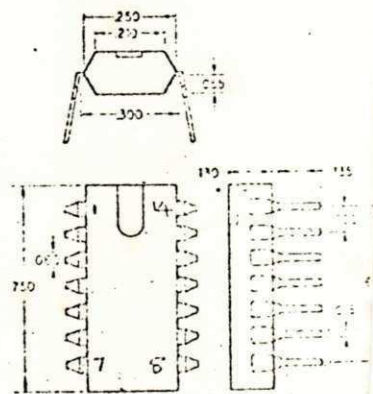
SCHEMATIC DIAGRAM



CONNECTION DIAGRAMS



TYPICAL DUAL IN-LINE PACKAGE



NOTES: All dimensions in millimeters.
Leads are intended for insertion into holes 0.30 mm.

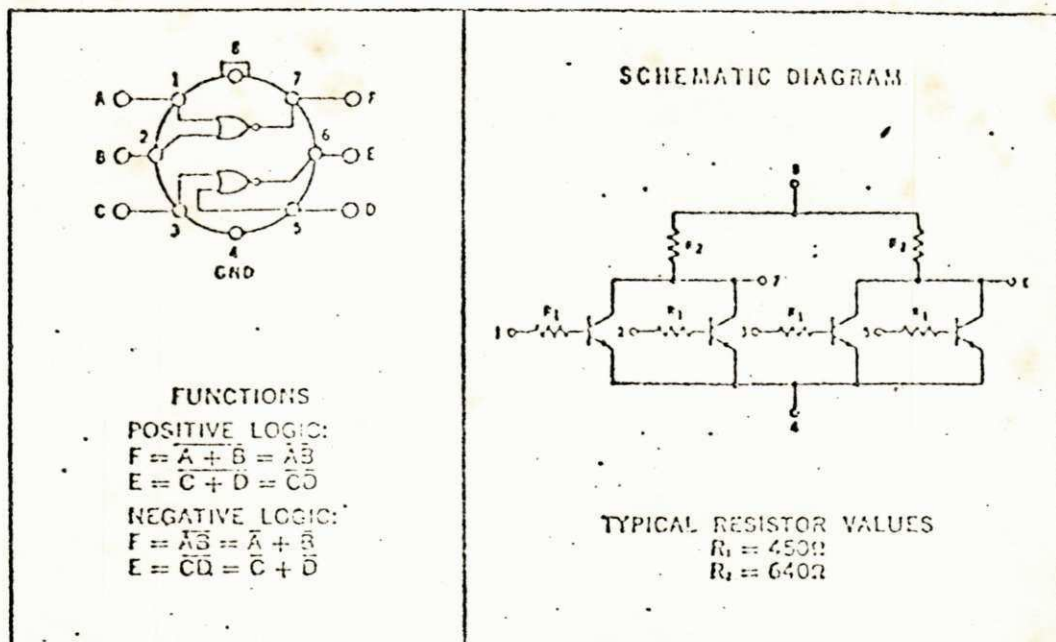
ORDER PART NO. U6D7741393

NOTES:
(1) For supply voltages less than ± 15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
(2) Short circuit may be to ground or either supply.

[®]Planar is a patented Fairchild process.

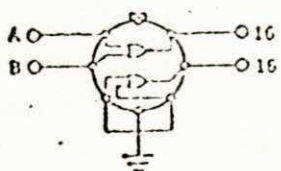
PORTA DUPLA A DUAS ENTRADAS μ L914

É usado como 2 portas positivas NOR

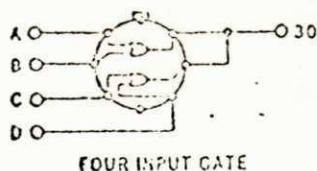


LOADING RULES

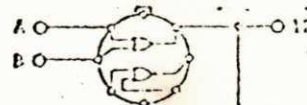
INPUT PIN	LOAD FACTORS	OUTPUT PIN	DRIVE FACTOR
1	3	6	16
2	3	7	16
3	3		
5	3		



TWO INPUT GATE
POSITIVE LOGIC:
 $\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$
NEGATIVE LOGIC:
 $\overline{\overline{A} \cdot \overline{B}} = \overline{\overline{A} + \overline{B}}$



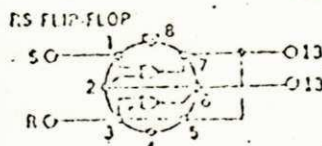
FOUR INPUT GATE
POSITIVE LOGIC:
 $\overline{A + B + C + D} = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D}$
NEGATIVE LOGIC:
 $\overline{\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D}} = \overline{\overline{A} + \overline{B} + \overline{C} + \overline{D}}$



SIX INPUT GATE
VCC NOT CONNECTED
POSITIVE LOGIC:
 $\overline{A + B + C + D + E + F} = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} \cdot \overline{E} \cdot \overline{F}$
NEGATIVE LOGIC:
 $\overline{\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} \cdot \overline{E} \cdot \overline{F}} = \overline{\overline{A} + \overline{B} + \overline{C} + \overline{D} + \overline{E} + \overline{F}}$

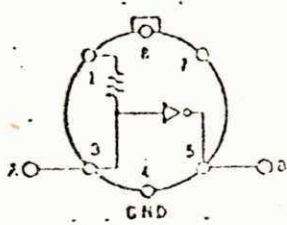
PIN NUMBERS			
INPUT		OUTPUT	
J	3	6	7
L	L	NC	NC
L	H	L	H
H	L	H	L
H	H	NOT ALLOWED	

NC = No change.



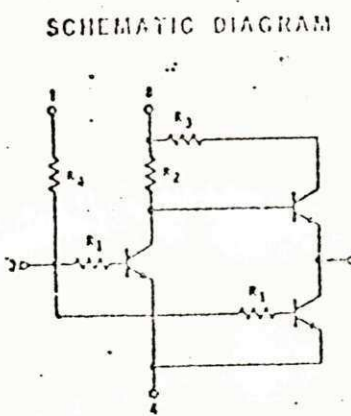
INVERSOR μ L900

Tem baixa impedância de fonte



FUNCTIONS
 POSITIVE LOGIC:
 $B = \bar{A}$
 NEGATIVE LOGIC:
 $B = \bar{\bar{A}}$

SCHEMATIC DIAGRAM



TYPICAL RESISTOR VALUES
 $R_1 = 450\Omega$
 $R_2 = 1000\Omega$
 $R_3 = 100\Omega$
 $R_4 = 1000\Omega$

LOADING RULES			
INPUT PIN	LOAD FACTOR	OUTPUT PIN	DRIVE FACTOR
3	6	5	60

