

Universidad Nacional de Ingeniería

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica



**Diseño de un
Simulador de Vuelo Instrumental**

T E S I S

Para Optar el Título Profesional de

INGENIERO ELECTRONICO

Julio Ricardo Venero Villafuerte

Promoción 1980 - 2

Lima - Perú

1985

A mi Madre

TABLA DE CONTENIDOS

INTRODUCCION	8
CAPITULO I	
AERODINAMICA Y CONTROLES DE UNA AERONAVE	
1. Sustentación	11
1.1. Conceptos Generales	11
1.2. Ecuación de Continuidad	13
1.3. Ecuación de Bernoulli	13
1.4. Medida de la velocidad del aire	14
1.5. Perfil Aerodinámico	17
1.6. Sustentación del ala de un avión	18
1.7. Fuerza Aerodinámica	19
1.8. Ecuación de Sustentación	21
1.9. Resistencia	21
1.10. Relación Sustentación/Resistencia	23
2. Actuaciones del avión	24
2.1. Avión Convencional	25
2.2. Avión a Reacción	32
3. Ejes de Giro de una aeronave	33
4. Mandos Primarios	36
CAPITULO II	
NAVEGACION AEREA Y VUELO INSTRUMENTAL	

1. Definición, Características y Parámetros de Navegación	42
2. Tipos de Navegación	44
3. Vuelo Instrumental	45
3.1. Generalidades	45
3.2. Clasificación de los Instrumentos	47
4. Instrumentos de Control	47
5. Instrumentos de Comportamiento	48
5.1. Indicador de Velocidad Anemométrica	49
5.2. Altimetro	51
5.3. Indicador de Régimen de Ascenso	53
5.4. Horizonte Artificial	56
5.5. Indicador de Inclinación y Viraje	58
6. Instrumentos de Navegación	62
6.1. Compás Magnético	62
6.2. Indicador Radiomagnético	65

CAPITULO III

DESCRIPCION DEL SISTEMA SIMULADOR DE VUELO INSTRUMENTAL

1. Diagrama en bloques	67
2. Descripción del Diagrama en bloque	67
2.1. Control de Rumbo	67
2.2. Control de Profundidad	71
2.3. Interfase de entrada y salida	73
2.4. La Computadora	74
2.5. Controles Auxiliares	75

CAPITULO IV

DISEÑO DEL HARDWARE DEL SISTEMA

1.	Control de Rumbo	76
1.1.	Control de Alabeo	76
1.2.	Control de Dirección	82
1.3.	Oscilador controlado por voltaje	87
1.4.	Contador de Rumbo	94
1.5.	Circuito del Compás Magnético	96
2.	Control de Profundidad	99
2.1.	Control de Potencia	99
2.2.	Control de Timón de Profundidad	100
2.3.	Oscilador controlado por voltaje	106
2.4.	Contador de Altura	107
2.5.	Circuito altimétrico	109
2.6.	Circuito del CLIMB	111
3.	Interfase de Entrada	114
3.1.	Asignación de Port's	117
3.2.	Diseño del control de acceso	117
4.	Interfase de Salida	119
4.1.	Asignación de Port's	120
4.2.	Diseño del control de acceso	124
5.	Diseño de los Servos de los Instrumentos	124
5.1.	Diseño del Circuito de Control	124
5.2.	Diseño del Bloque Realimentador	126
5.3.	Diseño del Control de Contador	130

5.4.	Sistema Contador	130
5.5.	Diseño del Sistema Indicador	135
5.6.	Especificaciones de diseño para cada instrumento	136
5.7.	Controles Auxiliares	139
CAPITULO V		
DISEÑO DEL SOFTWARE DEL SIMULADOR		
1.	Diseño del Algoritmo	143
2.	Desarrollo del Programa	145
3.	Escalamiento	151
CONCLUSIONES		154
BIBLIOGRAFIA		157
APENDICE A		160
APENDICE B		166
APENDICE C		173
APENDICE D		

I N T R O D U C C I O N

EL SIMULADOR DE VUELO INSTRUMENTAL es un sistema que tiene - por objeto simular las maniobras y procedimientos que efectúa - el Piloto en una aeronave y que permite el conocimiento e interpretación correcta de los instrumentos existentes en la Cabina de un avión.

EL SIMULADOR DE VUELO INSTRUMENTAL, permite a los alumnos Pilotos o a los Pilotos ya experimentados practicar todas las ma- niobras de vuelo desde el momento del descolaje de la aeronave - hasta el momento del aterrizaje.

Es importante el conocimiento y dominio de la interpretación que dan las marcaciones de los instrumentos; ya que una mala interpretación de los mismos puede ocasionar incidentes de graves consecuencias, tales como el extravío de una aeronave o accidentes de fatales consecuencias.

Por eso en la fase de instrucción del Piloto es muy importan- te el paso por estos sistemas simuladores donde se le corregi- rán defectos o se le absolverán las dudas que tenga, ya que en una situación de vuelo real una duda o un error puede desencade- nar en pérdidas de vidas humanas y por ende la pérdida material de la aeronave.

Según las estadísticas la mayoría de los accidentes de aviación se deben a fallas de pilotaje; de ahí es la importancia que tiene la Instrucción que se da a los Pilotos en Sistemas Simuladores.

Para lograr nuestros objetivos, nuestro sistema cuenta con dos paneles de controles; uno de los paneles está ubicado en la cabina, donde se encuentran los instrumentos y los controles de la aeronave (timón de profundidad, timón de dirección, control de alerones, control de potencia de motor y controles auxiliares.); este panel es operado por el alumno piloto; y el otro panel será el KEYBOARD de una microcomputadora desde donde operará el Instructor.

En el VIDEO-DISPLAY se graficará el resultado de la navegación que efectúe el alumno; uno de los resultados se verá reflejado en el PATRON DE VUELO; que es el gráfico del movimiento de la aeronave en el plano horizontal; otro resultado que se obtendrá es el PERFIL DE VUELO que es el gráfico del movimiento de la aeronave en el plano vertical.

En el PATRON DE VUELO se podrán analizar los procedimientos de Navegación radioeléctrica y se verán los diferentes procedimientos de descenso VOR o descenso ADF; así como los patrones de espera; de acuerdo a las características geográficas de los diferentes Aeropuertos; así como de las condiciones meteorológicas imperantes en los mismos. Los procedimientos de penetración de cada aeropuerto es diferentes uno de otro.

En el PERFIL DE VUELO se graficará y se analizará si el alumno hace los procedimientos correctos a la hora del despegue y del aterrizaje, así como para analizar los niveles de seguridad y de crucero; este PERFIL DE VUELO es muy importante ya que las mayores probabilidades de accidente ocurren a la hora del aterrizaje y del despegue.

Otra de las razones para el uso de estos simuladores es el ahorro de combustible que se hace, ya que si no se contara con estos sistemas el aprendizaje del vuelo instrumental se haría en aeronaves en vuelo con el consiguiente gasto de combustible que resultaría demasiado oneroso para el aprendizaje de Vuelo Instrumental.

Con el presente trabajo se pretende diseñar un sistema SIMULADOR DE VUELO INSTRUMENTAL para aeronaves convencionales; se ha creído conveniente hacer esta aclaración ya que el presente trabajo va orientado a simulación de aviones de transporte cuya velocidad de operación está por debajo de la velocidad del sonido (0.5 Mach como máximo); además el aprendizaje del PILOTAJE se hace en aviones de motor convencional.

Por otro lado en la Cabina del PILOTO solamente estamos considerando los instrumentos básicos para poder efectuar un vuelo, ya que el colocar instrumentos de sistemas más complicados no facilitaría el aprendizaje del Vuelo Instrumental. Los instrumentos que estamos considerando para nuestros sistemas son los que todo avión debe tener como mínimo para poder efectuar una Navegación.

C A P I T U L O I

AERODINAMICA Y CONTROLES DE UNA AERONAVE

1. SUSTENTACION

1.1. Conceptos Generales

Si definimos la relación de presiones δ como:

$$\delta = \frac{P}{P_0} \quad \dots(1)$$

donde: $P_0 = 29.92$ Pulgadas de Hg.

$= 2116.0$ PSF (Pound Square Feet)

$= 14.7$ PSI (Pound Square Inch)

Definimos la relación de temperatura θ como:

$$\theta = \frac{T}{T_0} \quad \dots(2)$$

donde: $T_0 = 519^{\circ}\text{R}$ (59°F)

$= 288^{\circ}\text{K}$ (15°C)

Densidad, definimos ρ

$$\rho = \frac{\text{masa}}{\text{unidad de volumen}} \quad (\text{Slugs/ft}^3)$$

Definimos la relación de densidades σ como:

$$\sigma = \frac{\rho}{\rho_0} \quad \dots(3)$$

Densidad Standar

$$\rho_0 = 0.002337 \text{ Slugs/ft}^3$$

La densidad del aire decrece con la altura.

Recordando la Ley Universal de los gases:

$$\rho = \frac{P}{RT} \quad \dots(4)$$

R es la constante universal de los gases.

En la ecuación número (4) tenemos:

$$\frac{\rho}{\rho_0} = \frac{P/RT}{P_0/RT_0} \quad \dots(5)$$

Reemplazando (1), (2) y (3) en (5) tenemos:

$$\sigma = \frac{\delta}{\theta} \quad \dots(6)$$

Viscosidad.

Es la fricción interna de un fluido causada por la atracción molecular el cual hace que el flujo tienda a resistir.

$$\text{Viscosidad Cinética} = \frac{\text{Coef. absoluta de viscosidad}}{\text{densidad}}$$

$$\gamma = \frac{\mu}{\rho} \quad \dots(7)$$

1.2. Ecuación de Continuidad.

Considerar el flujo de aire a través de una pipeta - tal como se muestra en la Figura 1.1

El Flujo de masa de aire = $\rho A V$

De la Ley de conservación de la energía:

$$\rho_1 A_1 V_1 = \rho_2 A_2 V_2 = \rho_3 A_3 V_3 = \text{cte.}$$

Para el flujo subsónico el aire es considerado incomprensible y tenemos:

$$A_1 V_1 = A_2 V_2 = A_3 V_3 = \text{cte.} \quad \dots(8)$$

1.3. Ecuación de Bernoulli.

La ecuación de continuidad explica la relación entre la velocidad y la sección recta para no explica la diferencia de presiones del aire pasando por una pipeta que tiene diferentes secciones rectas.

La energía de una corriente de aire es de dos formas; tiene una energía potencial el cual es la presión estática y la energía cinética el cual es la presión dinámica; la presión total permanece constante de acuerdo a la Ley de la Conservación de la Energía.

La presión dinámica (q) corresponde a la energía cinética en mecánica.

$$q = \frac{1}{2} \rho V^2 \quad \dots(9)$$

$$\rho \text{ en } \frac{\text{lb-sec}^2}{\text{ft}^4}$$

$$V \text{ en } \text{ft/sec}$$

Las unidades de q son PSF (Pound Square Feet)

Pero en aeronáutica la velocidad se acostumbra a dar en Nudos y haciendo el cambio respectivo en (9) tenemos:

$$q = \frac{\sqrt{V^2 \text{KNOTS}}}{295} \text{ PSF} \quad \dots(10)$$

La velocidad V expresado en Nudos (KNOTS).

La Ley de Vernoulli se puede expresar como:

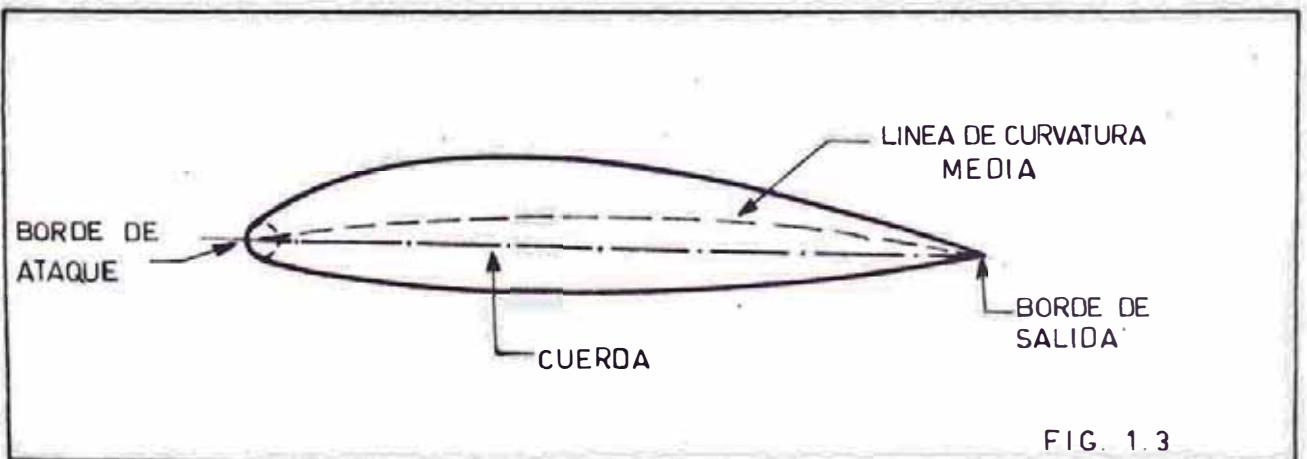
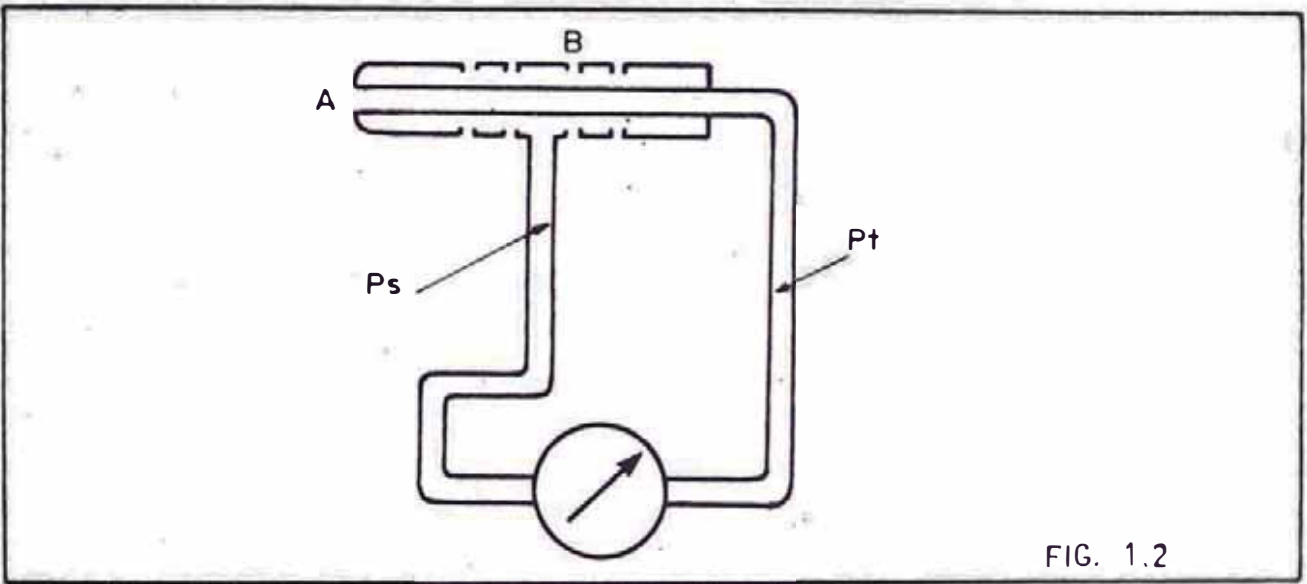
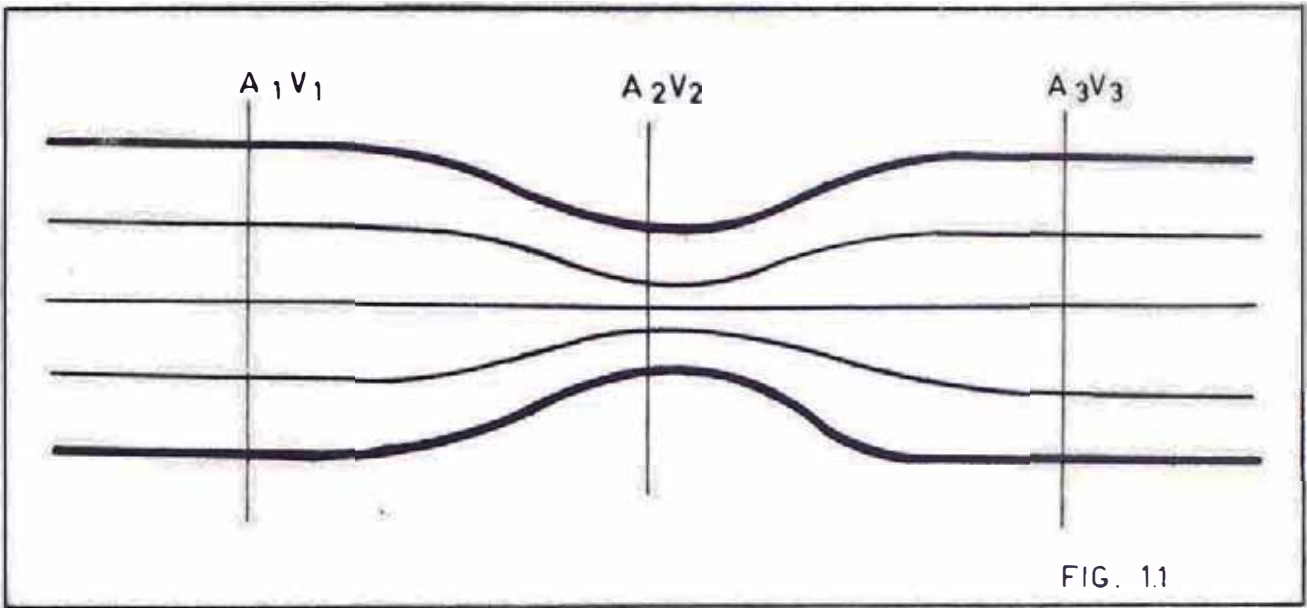
$$\text{Presión total } H = \text{Presión estática } P + \text{Presión dinámica } q$$

$$H = P + \frac{\sqrt{V^2 \text{KNOTS}}}{295} = \text{cte.} \quad \dots(11)$$

1.4. Medida de la Velocidad del Aire.

La velocidad del aire se mide con ayuda del tubo Pitot
Figura 1.2

En una de las entradas va la presión total y la puerta estática está diseñada para admitir presión estática ; un diafragma separa los dos lados de la cámara; el diafragma es separado por la presión diferencial el cual es la presión total menos la presión estática.



Esta separación del diafragma hace un movimiento a una aguja indicadora; que mide la presión dinámica.

Este movimiento de la aguja es calibrado para leer la velocidad del aire.

1.4.1. Velocidad aérea indicada (Indicated Air Speed)

Es la lectura de la velocidad que indica el dial, esta lectura siempre va acompañada con un error. (IAS)

1.4.2. Velocidad aérea calibrada (Calibrated Air Speed)

Resulta cuando se han hecho las correcciones - adecuadas a la IAS. (CAS)

1.4.3. Velocidad equivalente del aire (Equivalent Air Speed).

Resulta cuando el CAS ha sido corregido para - efectos de compresibilidad. (EAS)

1.4.4. Velocidad aérea verdadera (Truth Air Speed) (TAS)

De la ecuación de conservación de la energía - se cumple:

$$TAS^2 \bar{V} = EAS^2 \bar{V}_0$$

pero: $\bar{V}_0 = 1.0$

$$TAS = EAS \sqrt{\frac{1}{\bar{V}}} = V_e \frac{1}{\sqrt{\bar{V}}} \dots (12)$$

1.5. Perfil Aerodinámico.

Es el cuerpo, de una forma determinada que se sitúa - en la corriente de aire para aprovechar el máximo de las fuerzas que se originan en estas modificaciones - de presiones y velocidades.

A continuación detallamos la definición de los términos usados en los perfiles aerodinámicos con ayuda de la Figura 1.3

1.5.1. Cuerda.

Es la línea recta que une el borde de ataque - con el borde salida.

1.5.2. Línea de Curvatura media.

Es una línea equidistante entre el extradós y el intradós. La forma de esta línea es muy importante en las características aerodinámicas del perfil. Si la línea de curvatura media - cae por encima de la cuerda se dice que la curvatura es positiva, negativa si va por debajo y de doble curvatura si va en un tramo por arriba y en otro por abajo.

1.5.3. Radio de curvatura del borde de ataque.

Define la forma del borde de ataque y es el radio de un círculo tangente al extradós e intradós, y con su centro situado en la línea tangente en el origen a la línea de curvatura media.

1.5.4. El Angulo de ataque.

Es el ángulo que existe entre la cuerda y la dirección de la corriente libre de aire. (ver Figura 1.4)

1.6. Sustentación del ala de un avión.

En la figura 1.5 consideremos que el ala del avión se encuentra en reposo en una corriente horizontal de aire.

Como se verá se han dibujado algunas líneas de corriente alrededor del ala. Observando dichas figuras vemos que en la parte superior del ala del avión las líneas se juntan mientras que en la parte inferior no son alteradas. Haciendo una analogía con el tubo Venturi, en donde, la parte superior del ala del avión - corresponde al estrechamiento del tubo y la parte inferior del ala a la parte ancha, por lo tanto tenemos las siguientes relaciones:

$$V_2 > V_1 \quad \text{y} \quad P_1 > P_2$$

y la fuerza de sustentación del ala será:

$$F = (P_1 - P_2) A \quad \dots(13)$$

A = Area del ala del avión

La diferencia de presiones se puede obtener mediante la Ley de Bernoulli, de la ecuación (11) tenemos:

$$P_1 + \frac{\sigma V_1^2}{295} = P_2 + \frac{\sigma V_2^2}{295} \quad \dots(14)$$

Reemplazando (14) en (13) tenemos:

$$F = \frac{\sigma A}{295} (V_2^2 - V_1^2) \quad \dots(15)$$

1.7. Fuerza Aerodinámica.

Es la resultante de todas las presiones que actúan en un perfil aerodinámico en una corriente de aire. La acción de la fuerza aerodinámica pasa a través del centro de presiones. (ver Figura 1.6)

En el diagrama de fuerzas que se muestra en la Figura 1.7 tenemos las fuerzas actuantes sobre una aeronave. La fuerza aerodinámica (A.F.) se descompone en dos componentes; una vertical llamada sustentación (LIFT) y otra horizontal llamada resistencia inducida (DRAG).

Los factores que influyen en las fuerzas aerodinámicas son:

- Velocidad del flujo de aire
- Relación de densidades del flujo de aire.
- Area de superficie planar.
- Forma del perfil aerodinámico.
- Viscosidad del aire.
- Efectos de compresibilidad.
- Angulo de ataque.

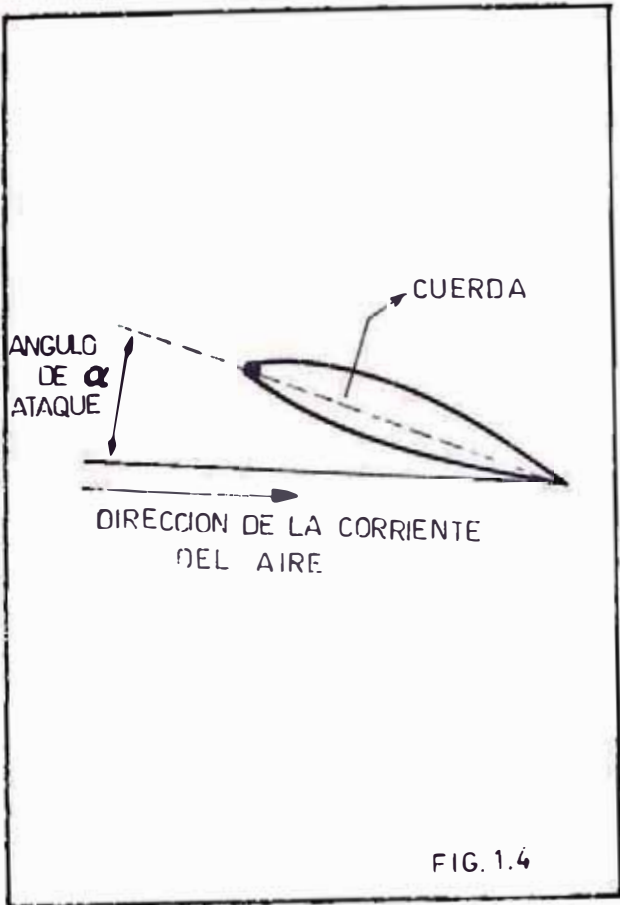


FIG. 1.4

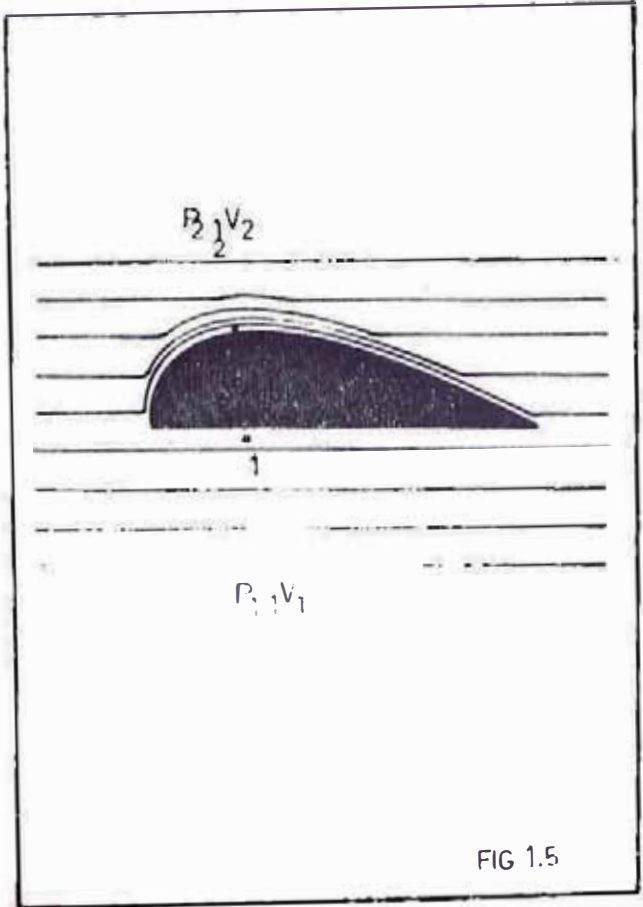


FIG 1.5

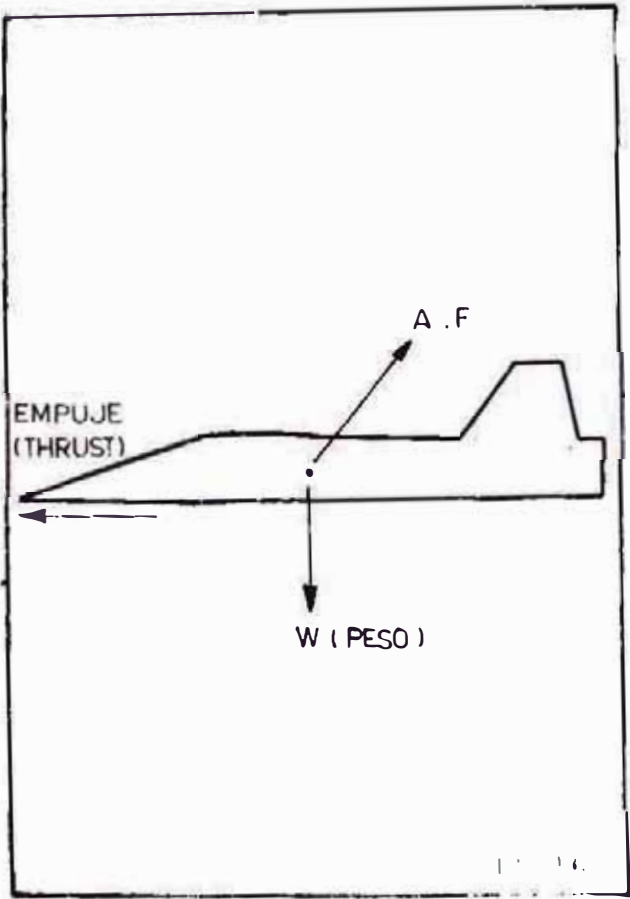


FIG. 1.6

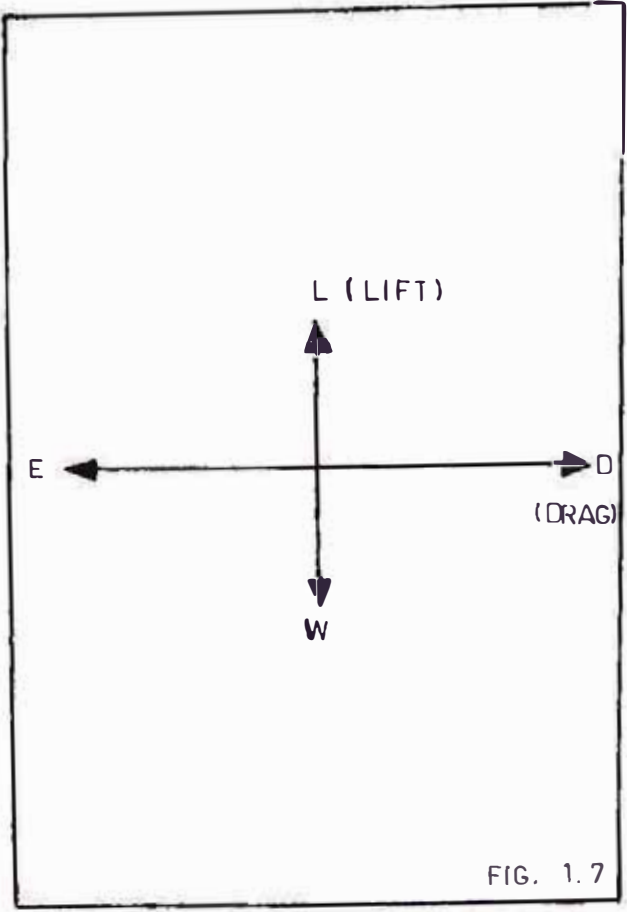


FIG. 1.7

1.8. Ecuación de sustentación.

Si definimos a C_L como coeficiente de sustentación; -
tenemos:

$$L = C_L q S$$

Recordando la ecuación (10) y reemplazando en la expresión anterior, tenemos:

$$L = \frac{C_L \sqrt{V}^2 S}{295} \quad \dots(16)$$

Si graficamos el ángulo de ataque α versus el coeficiente de sustentación C_L (Figura 1.8).

Observamos que la velocidad de pérdida ocurre cuando

$$V_S = \frac{295 L}{C_{Lmax} S} \quad \dots(17)$$

Es importante comprender que se entra en pérdida al mismo ángulo de ataque. La velocidad de pérdida varía con la raíz cuadrada de la sustentación o peso.

$$V_{S2} = V_{S1} \frac{W_2}{W_1} \quad \dots(18)$$

El ángulo de ataque para la pérdida no varía con el peso, la velocidad de pérdida sí.

1.9. Resistencia.

Es la componente de la fuerza aerodinámica que es paralela al viento relativo y retarda el movimiento del

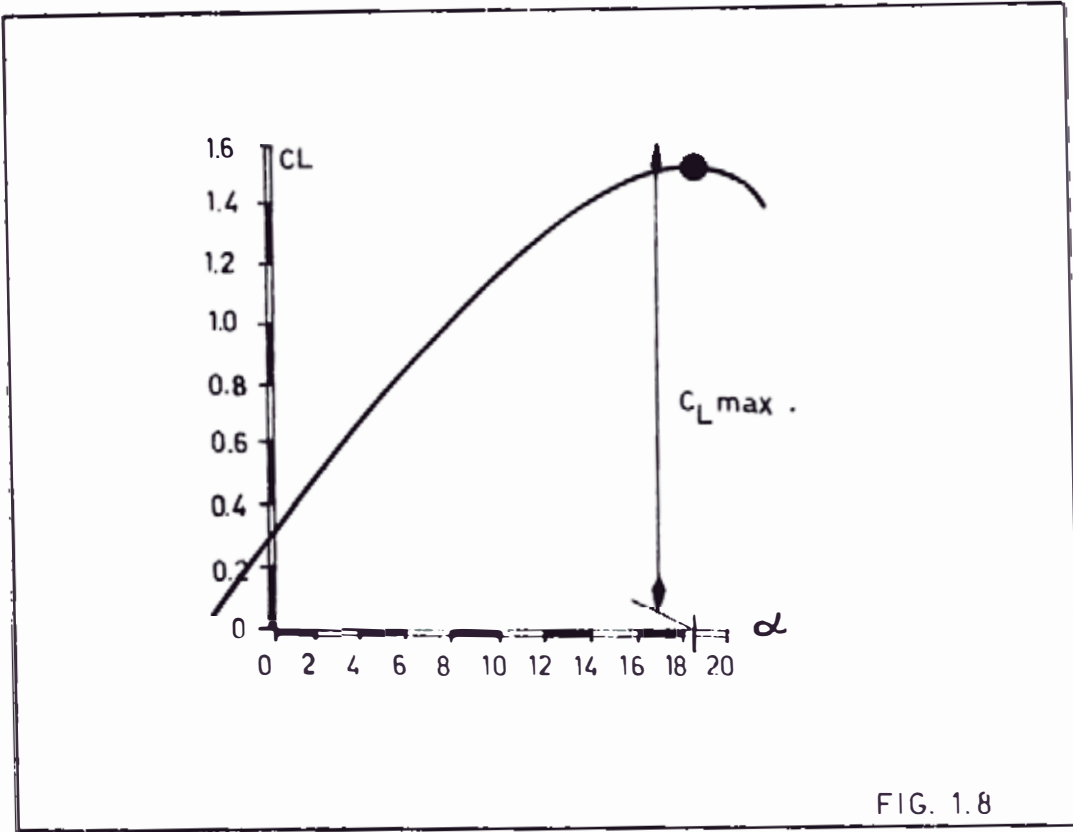


FIG. 1.8

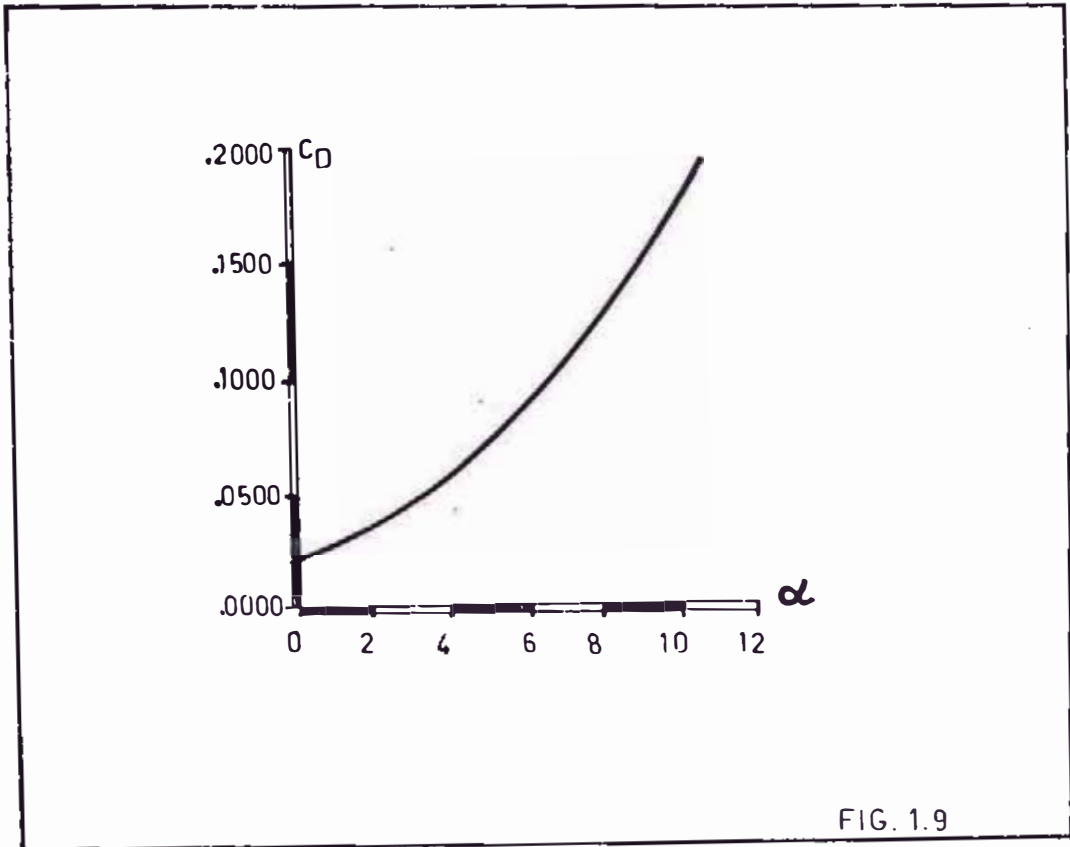


FIG. 1.9

avión. de manera análoga podemos plantear la siguiente ecuación:

$$D = C_D q S$$

$$D = \frac{C_D V S}{295} \dots(17)$$

Donde C_D es el coeficiente de resistencia.

Hay dos clases de resistencia en la velocidad subsónica:

- Resistencia inducida
- Resistencia parásita

De la ecuación (17) graficamos el coeficiente de resistencia C_D versus el ángulo de ataque (Figura 1.9)

1.10. Relación sustentación/resistencia.

Si dividimos (16) entre (19) miembro a miembro tenemos:

$$\frac{L}{D} = \frac{D_L}{C_D} \dots(20)$$

La resistencia inducida será:

$$D_i = C_{Di} q S$$

$$D_i = \frac{C_{Di} \sqrt{s} v^2}{295} \dots(21)$$

La resistencia parásita será:

$$D_p = C_{Dp} q S$$

$$D_p = \frac{C_{Dp} \sigma V^2 S}{295} \quad \dots(22)$$

Por otro lado, el coeficiente de resistencia inducida y el coeficiente de sustentación están vinculados por siguiente fórmula experimental:

$$C_{Di} = 0.38 \frac{C_L^2}{AR} \quad \dots(23)$$

Donde AR es la relación de aspecto y es propio para cada modelo de avión.

Si definimos el equivalente parásito de área (f) como:

$$f = C_{Dp} S$$

$$f = \frac{D_p}{q} = \frac{295 D_p}{\sigma V^2} \quad \dots(24)$$

$$D_p = \frac{f \sigma V^2}{295} \quad \dots(25)$$

La resistencia total será la suma de las resistencias inducidas y parásitas.

$$D = D_p + D_i \quad \dots(26)$$

2. ACTUACIONES DEL AVION

Las actuaciones del avión se deducen fácilmente por la naturaleza de las fuerzas que actúan sobre él, en la condición que se desee estudiar, vuelo horizontal, subida, viraje, etc. Las soluciones pueden presentarse en términos de potencia -

cuando se trata de aviones convencionales (hélices) o en términos de empuje cuando se trata de aviones a reacción.

2.1. Avión Convencional.

Recordando:

$$L = \frac{1}{2} \rho V^2 S C_L \quad \dots(30)$$

$$D = \frac{1}{2} \rho V^2 S C_D \quad \dots(31)$$

$$C_D = C_{DP} + \frac{C_L^2}{\pi A_e} \quad \dots(32)$$

$$L = \frac{1}{2} \rho_0 V_e^2 S C_L \quad \dots(33)$$

Donde V_e es la velocidad equivalente.

$$D = \frac{1}{2} \rho_0 V_e^2 S \left(C_{DP} + \frac{C_L^2}{\pi A_e} \right) \quad \dots(34)$$

2.1.1. Vuelo Horizontal.

En la Figura (10) hacemos el análisis para un vuelo horizontal y sin aceleración y vemos que se cumple:

$$L = W = \frac{1}{2} \rho_0 V_e^2 S C_L \quad \dots(35)$$

$$D = T = \frac{1}{2} \rho_0 v_e^2 S \left(C_{DP} + \frac{C_L^2}{\pi A_e} \right) \dots (36)$$

Donde: W es el peso del avión

T es la tracción de la hélice

Despejando (35) tenemos:

$$C_L = \frac{2W}{\rho_0 v_e^2 S} \dots (37)$$

Haciendo:

$$e = \frac{1}{2} \rho_0 S C_{DP} \dots (38)$$

$$b = \frac{1}{\frac{1}{2} \rho_0 S \pi A_e} \dots (39)$$

Reemplazando: (37), (38) y (39) en (36)

$$T_n = D = e v_e^2 + \frac{b W^2}{v_e^2} \dots (40)$$

Donde: T_n es la tracción necesaria para la sustentación.

2.1.2. Velocidad de mínima resistencia.

De la ecuación (40) tenemos que: Si derivamos con respecto a v_e y luego igualamos a cero esta derivada, obtendremos valores críticos de la fun

ción denotada en la ecuación (40), donde obtendremos un valor que es mínimo.

$$\frac{dD}{dV_e} = 2 a V_e - \frac{2 b \omega^2}{V_e^3} = 0 \quad \dots(41)$$

La velocidad de mínima resistencia ocurre cuando:

$$V_{eMD} = \sqrt[4]{\frac{b}{a}} \sqrt{\omega} \quad \dots(42)$$

2.1.3. Potencia Necesaria.

Recordando el concepto de potencia tenemos que:

$$P_n = D V \quad \dots(43)$$

Pero:

$$V = \frac{V_e}{\sqrt{\sigma}}$$

$$P_n = \frac{1}{\sqrt{\sigma}} \left(a V_e^3 + \frac{b \omega^2}{V_e} \right) \quad \dots(44)$$

2.1.4. Potencia Disponible.

Este valor se obtiene de los gráficos de potencia del motor y de la hélice del avión; pero se puede definir como:

$$P_D = \text{B.H.P.} \cdot \eta \quad \dots(45)$$

Donde:

$$\eta = \text{eficiencia}$$

B.H.P.= Potencia de freno del motor.

2.1.5. Actuaciones de subida.

Durante el ascenso el avión se ve sometido a - las mismas fuerzas que en vuelo horizontal, en la Figura 1.11 observamos el diagrama de fuer - zas de donde obtenemos las siguientes relacio - nes:

$$T = D + W \sin \varphi \quad \dots(46)$$

$$L = W \cos \varphi \quad \dots(47)$$

Despejando (46) tenemos:

$$\sin \varphi = \frac{T - D}{W} \quad \dots(48)$$

En el triángulo de velocidad observamos que la velocidad vertical (Rate of Climb, R/C) es:

$$R/C = V \sin \varphi \quad \dots(49)$$

Pero normalmente ocurre que el ángulo de elevación es pequeño y podemos hacer la aproximación siguiente:

$$\sin \varphi \approx \varphi$$

$$\varphi = \frac{T - D}{W}$$

$$R/C = V \left(\frac{T - D}{W} \right) \quad \dots (50)$$

Pero:

$$T V = P_D \quad \text{Potencia disponible}$$

$$V D = P_n \quad \text{Potencia necesaria}$$

$$R/C = \frac{P_D - P_n}{W} \quad \dots (51)$$

2.1.6. Actuaciones de descenso.

De manera análoga tenemos que de la Figura 1.12 deducimos las siguientes ecuaciones:

$$L = W \cos \varphi \quad \dots (52)$$

$$D = T + W \sin \varphi \quad \dots (53)$$

Haciendo nuevamente la aproximación siguiente:

$$\sin \varphi \approx \varphi$$

$$\varphi = \frac{D - T}{V} \quad \dots (54)$$

$$R/D = \left(\frac{D - T}{W} \right) V$$

$$R/D = \frac{P_n - P_D}{W} \quad \dots (55)$$

$$\varphi = \frac{T - D}{W}$$

$$R/C = V \left(\frac{T - D}{W} \right) \quad \dots (50)$$

Pero:

$$T V = P_D \quad \text{Potencia disponible}$$

$$V D = P_n \quad \text{Potencia necesaria}$$

$$R/C = \frac{P_D - P_n}{W} \quad \dots (51)$$

2.1.6. Actuaciones de descenso.

De manera análoga tenemos que de la Figura 1.12 deducimos las siguientes ecuaciones:

$$L = W \cos \varphi \quad \dots (52)$$

$$D = T + W \operatorname{sen} \varphi \quad \dots (53)$$

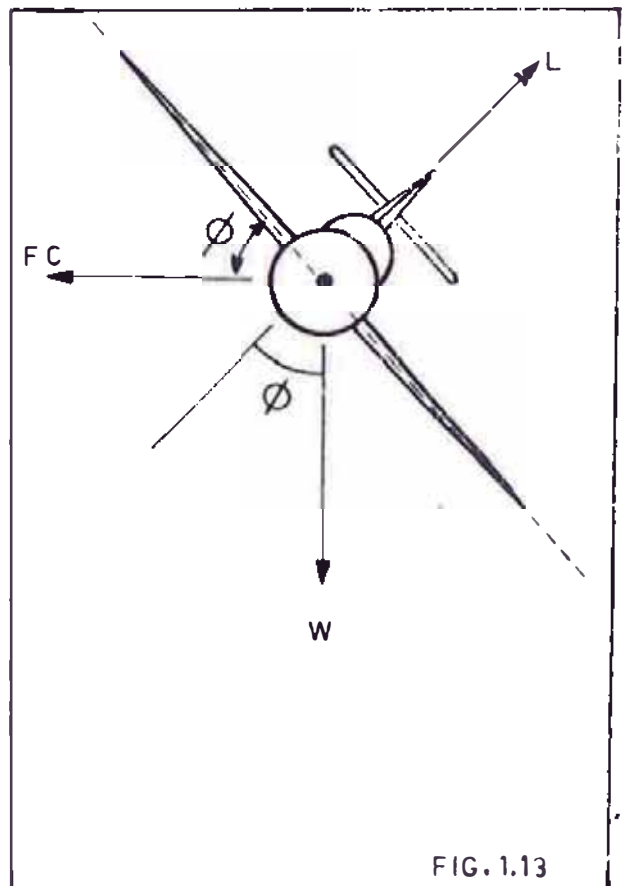
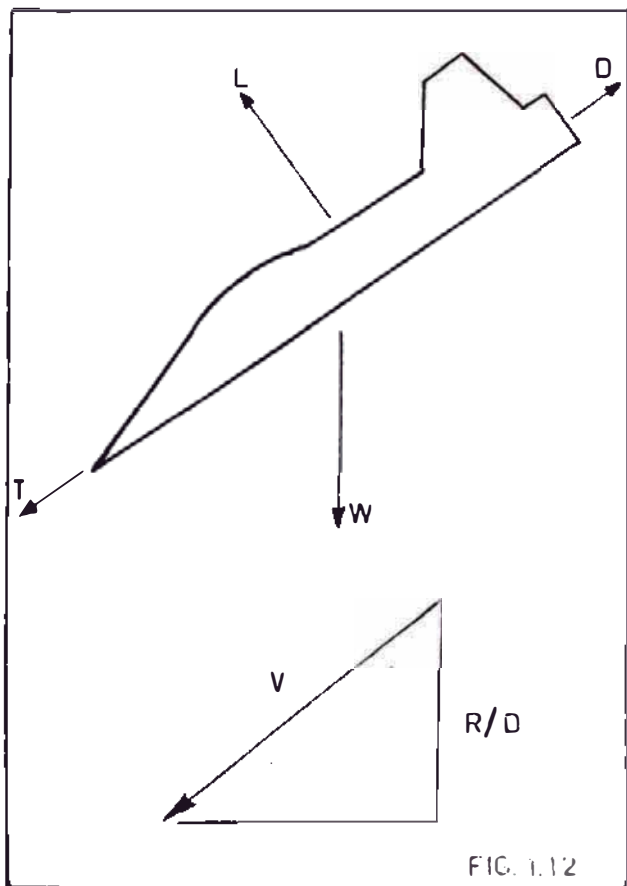
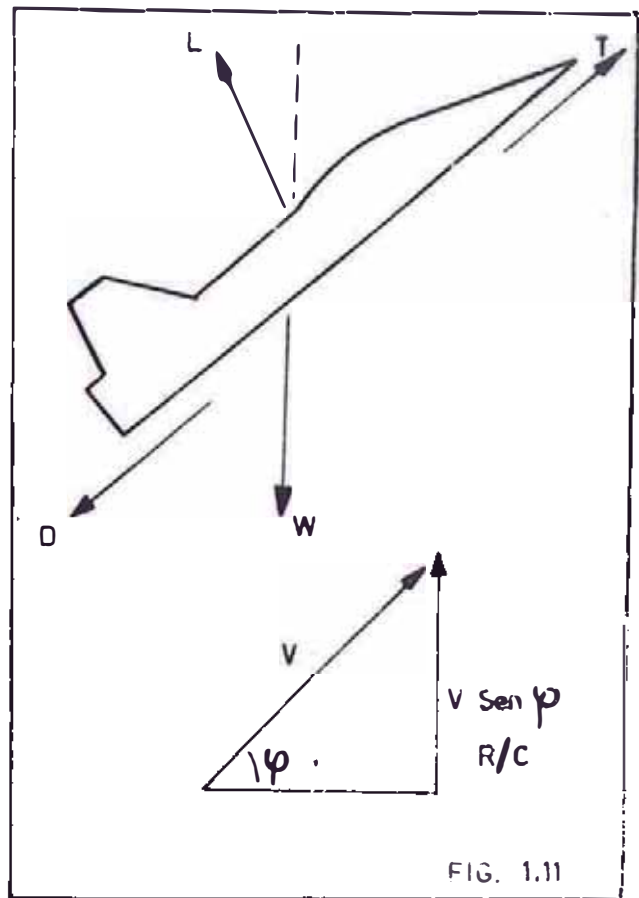
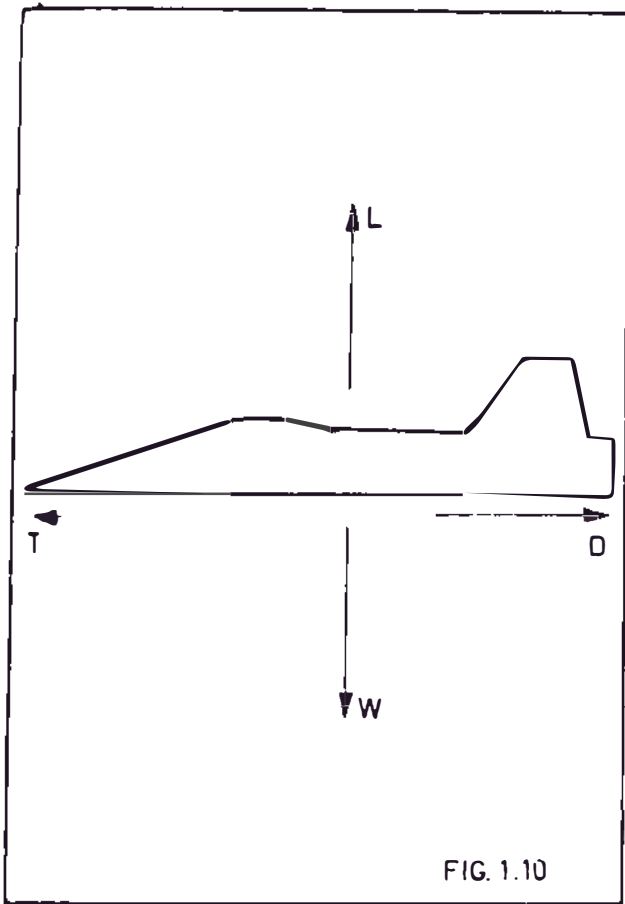
Haciendo nuevamente la aproximación siguiente:

$$\operatorname{sen} \varphi \approx \varphi$$

$$\varphi = \frac{D - T}{V} \quad \dots (54)$$

$$R/D = \left(\frac{D - T}{W} \right) V$$

$$R/D = \frac{P_n - P_D}{W} \quad \dots (55)$$



2.1.7. Virajes

Cuando el avión efectúa un viraje, éste se encuentra sometido a fuerzas radiales, en este caso - fuerza centrípeta, ya que el avión se encuentra describiendo una circunferencia durante el giro, por ende debe tener una aceleración centrípeta. Observemos el diagrama de fuerzas de la Figura - 1.13, y podemos sacar las siguientes relaciones:

$$A_c = \frac{v^2}{R} \quad \dots(51)$$

$$F_c = \frac{w}{g} \frac{v^2}{R} \quad \dots(52)$$

Proyectando las fuerzas vertical y horizontalmente e igualándolas; si el ángulo de inclinación - de las alas respecto a la horizontal es ϕ tenemos:

$$L \text{ sen } \phi = F_c \quad \dots(53)$$

$$L \text{ cos } \phi = w \quad \dots(54)$$

Iguando (52) y (53) tenemos:

$$L \text{ sen } \phi = \frac{w}{g} \frac{v^2}{R}$$

Despejando

$$R = \frac{w v^2}{gL \text{ sen } \phi} \quad \dots(55)$$

Reemplazando (30) en (55)

$$R = \frac{2}{g \rho S C_L \sin \phi V} W$$

$$R = \frac{L \cos \phi V^2}{g L \sin \phi}$$

$$R = \frac{V^2}{g \tan \phi} \quad \dots(56)$$

Si la velocidad ponemos en nudos (TAS) y ϕ en grados, el radio de giro tendremos en piés.

$$R = \frac{V^2}{11.26 \tan \phi} \quad \dots(57)$$

La velocidad angular está dado por:

$$w = \frac{V}{R}$$

$$w = \frac{g \tan \phi}{V} \quad \dots(58)$$

Si la aceleración de la gravedad (g) está en nudos por segundo y V en nudos tendremos que:

$$w = \frac{1091 \tan \phi}{V} \quad \dots(59)$$

2.2. Avión a Reacción

No haremos un análisis del comportamiento de los aviones a reacción ya que sus actuaciones son similares a los aviones convencionales cuando trabajan a una velocidad menor que 0.6 M (M número de Mach), y por velocidad en-

cima de la mencionada hay una serie de factores que comienzan a cobrar importancia tales como el efecto de compresibilidad y el compartimiento de los aviones a reacción escapa al alcance del objetivo trazado en el presente trabajo.

3. EJES DE GIRO DE UNA AERONAVE

Toda aeronave se ve afectada de factores externos e internos en sus tres grados de libertad.

Los factores externos pueden ser ráfagas de viento, turbulencia y similares.

Los factores internos son provocados debido a los mandos de vuelo. Estos mandos tienen tres ejes de giro que son:

3.1. Longitudinal.

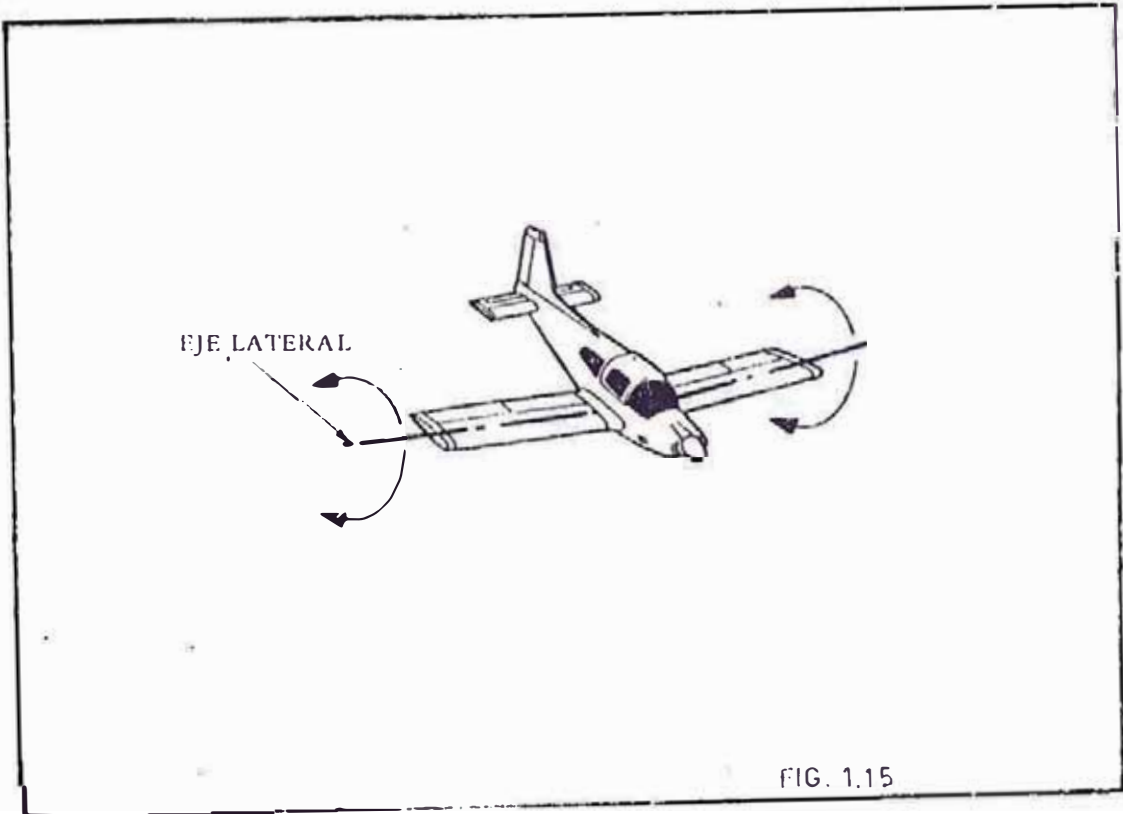
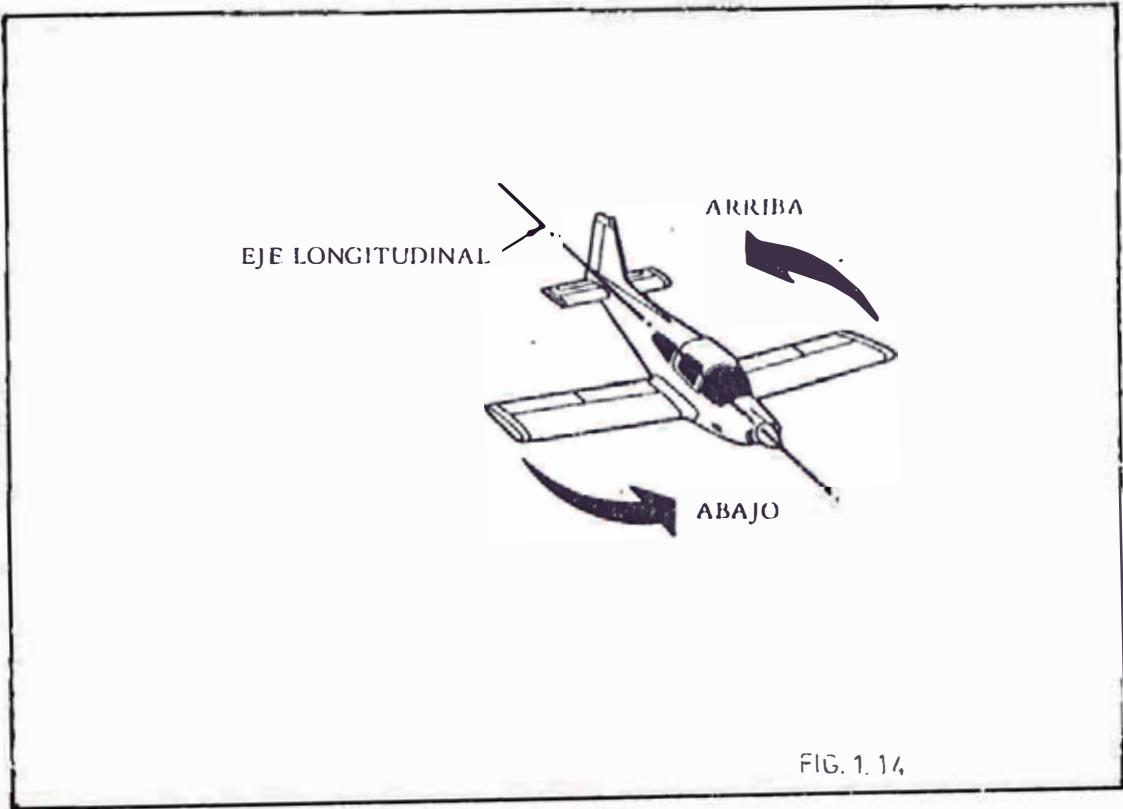
Es la línea imaginaria que une el morro del avión con la cola y permite el alabeo de una aeronave (también llamado banqueo), este movimiento es controlado por el control de alerones. (Figura 1.14)

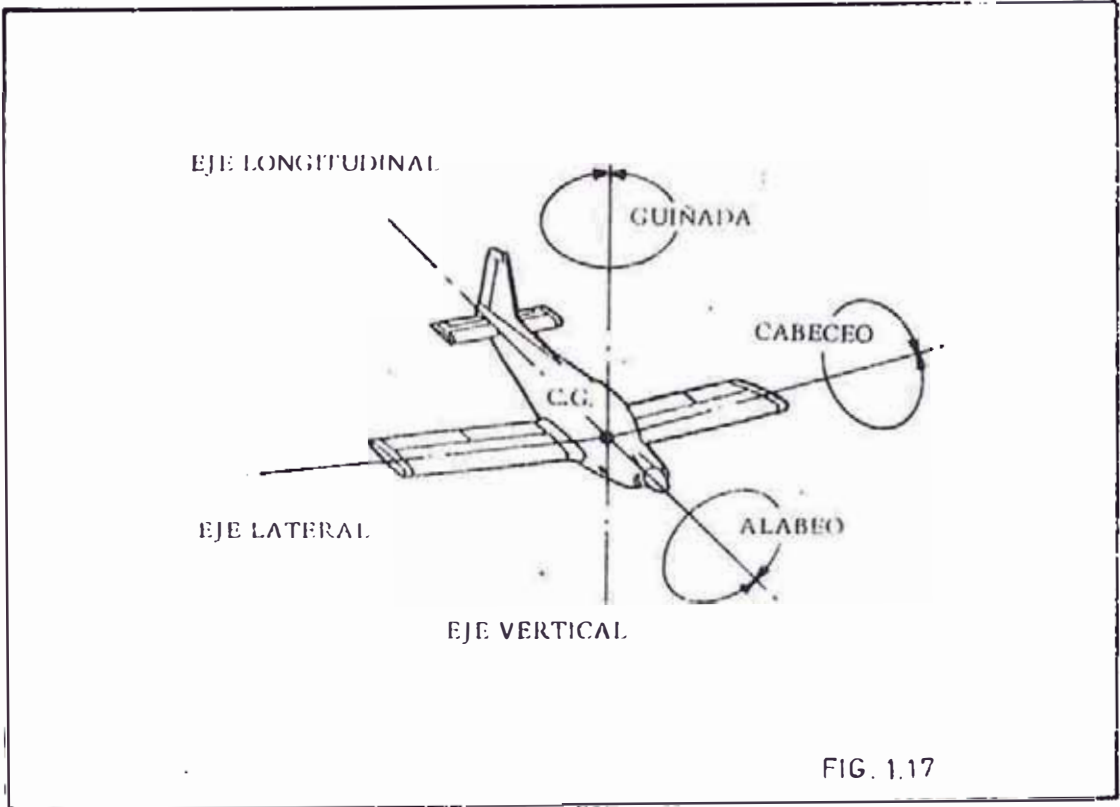
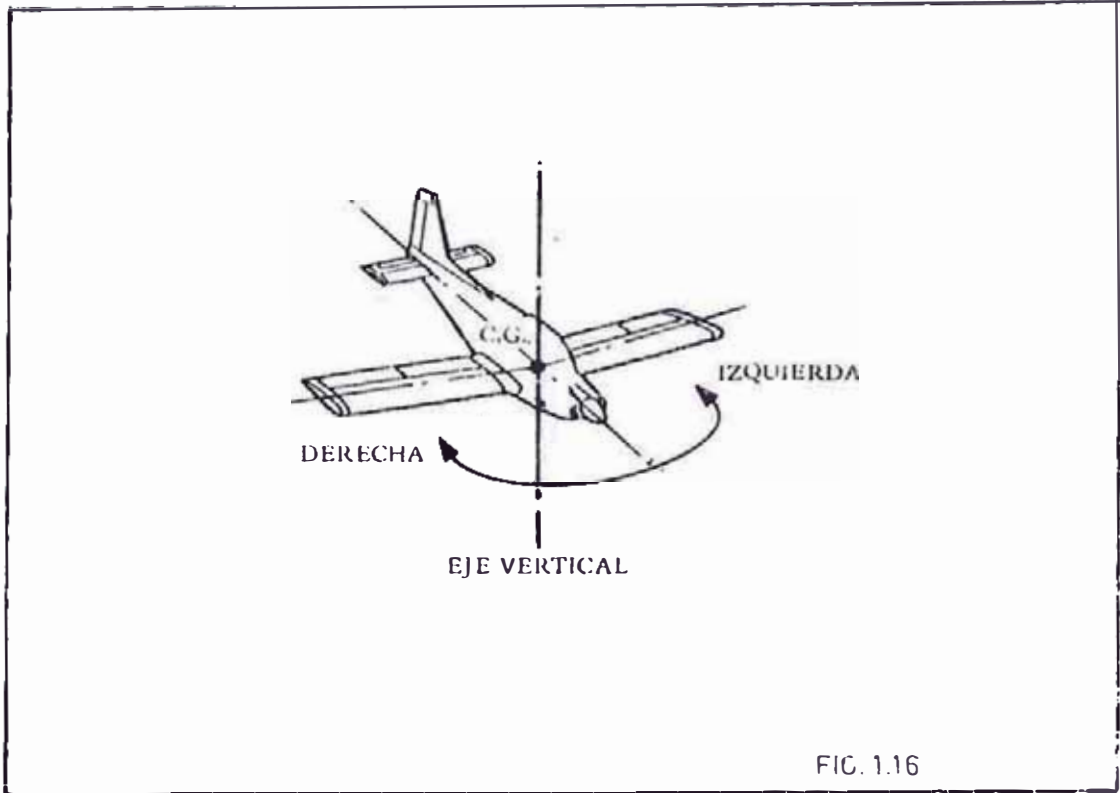
3.2. Lateral.

Es la línea imaginaria que une las puntas de las alas, este movimiento se denomina cabeceo y es controlado por el timón de profundidad. (Figura 1.15)

3.3. Vertical.

Es la línea imaginaria que es perpendicular al plano descrito por los ejes longitudinales y laterales, pasando





por el centro de gravedad, el movimiento ocasionado se denomina guiñada, y es controlado por el timón de dirección. (Figura 1.16)

En la Figura 1.17 se puede observar los tres ejes de giro de una aeronave pasando por el centro de gravedad con sus respectivos movimientos.

4. MANDOS PRIMARIOS

Los mandos son superficies aerodinámicas destinadas a provocar en una forma controlada desplazamientos del avión en los tres ejes de referencia y estos son:

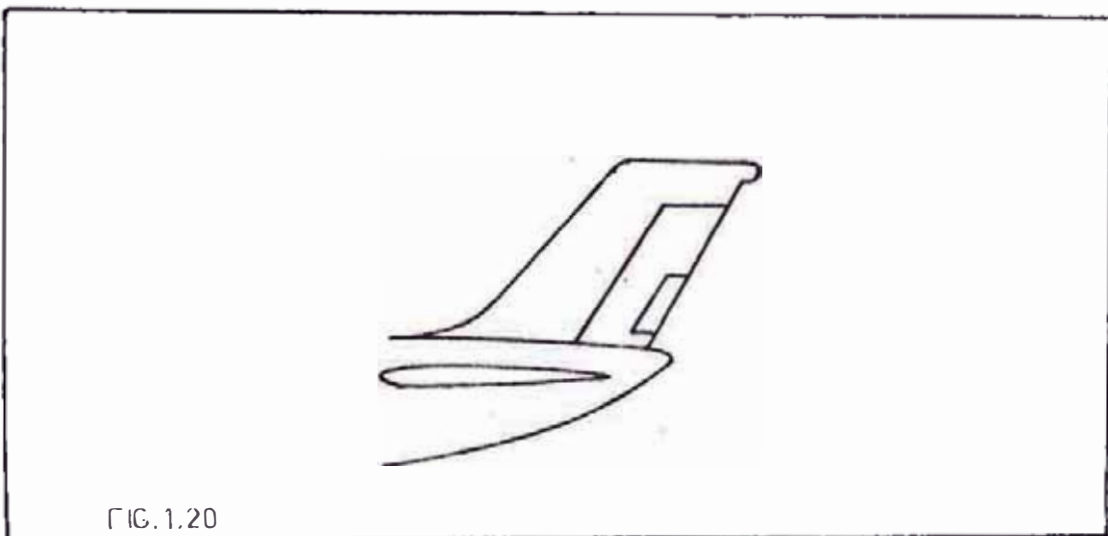
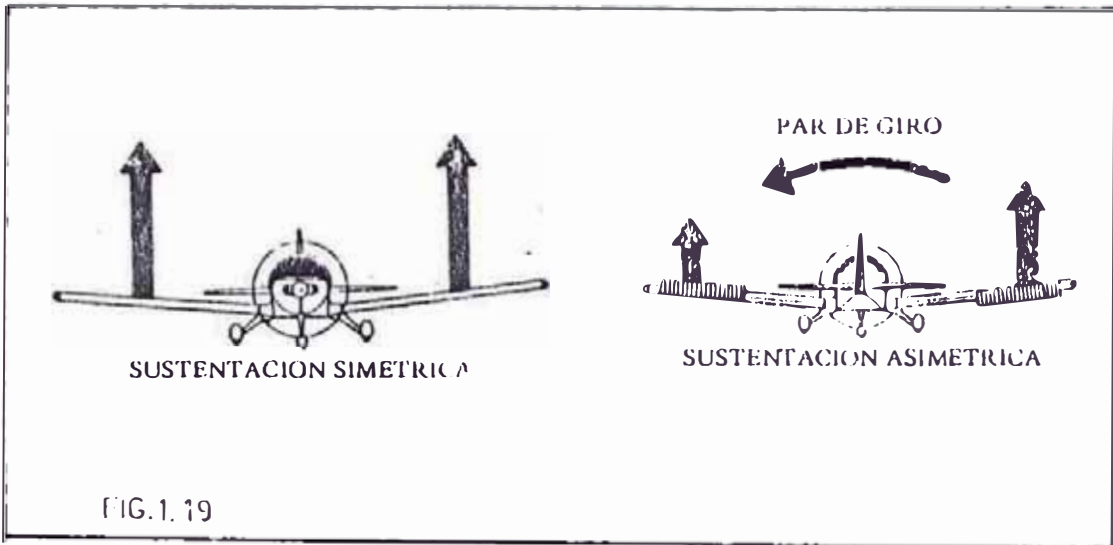
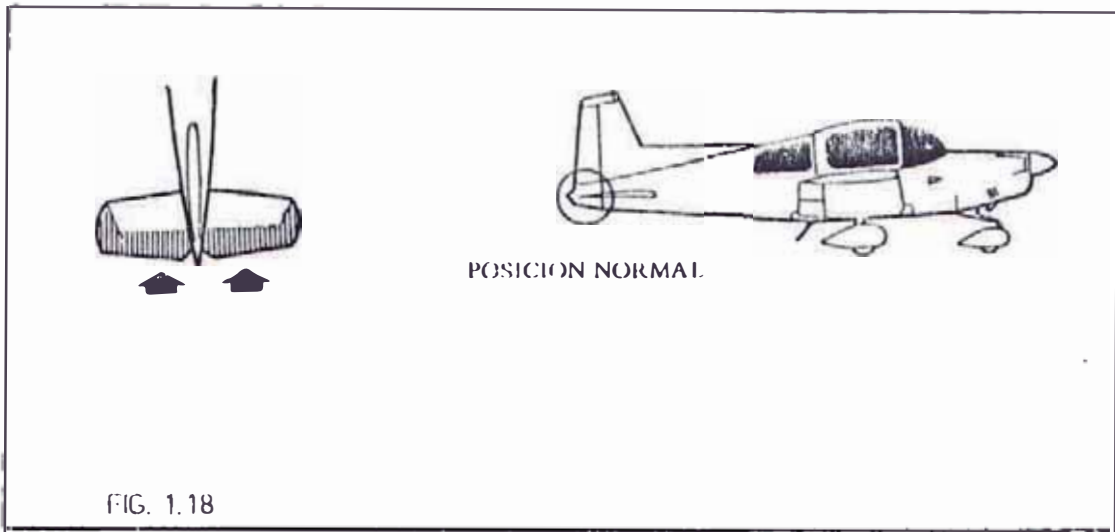
4.1. Alerones.

Están situados en los extremos de las alas y junto al borde salida, provocan desplazamientos sobre el eje longitudinal mediante una descompensación aerodinámica entre las alas.

Su principio es provocar una diferencia de sustentación entre las alas creando un par de fuerzas. El avión se inclinará hasta que las fuerzas aerodinámicas se igualen. (Figura 1.18)

4.2. Timón de Profundidad.

Situado en el extremo del estabilizador de cola (empenaje) y junto al borde de salida, provoca desplazamientos sobre el eje lateral.



En vuelo recto están alineados con el estabilizador debido a su forma aerodinámica simétrica produce una sustentación muy pequeña o casi nula.

Su principio de funcionamiento es provocar un desequilibrio aerodinámico entre la sustentación del ala y la del timón en su posición normal.

La acción de este desequilibrio de fuerzas es provocar el movimiento de profundidad del avión. El timón de profundidad se mueve por desplazamiento hacia adelante y atrás del volante de mando. (Figura 1.19)

4.3. Timón de Dirección.

Está basado igualmente en provocar un desequilibrio aerodinámico en el empenaje vertical del avión.

En situación normal, el estabilizador vertical y el timón de dirección están alineados y la fuerza aerodinámica creada es nula.

El timón se mueve con los pedales de dirección, al mover el timón de dirección se produce el desequilibrio aerodinámico y el avión realiza un movimiento de guiñada. (Figura 1.20)

4.4. Mandos Secundarios-Compensadores.

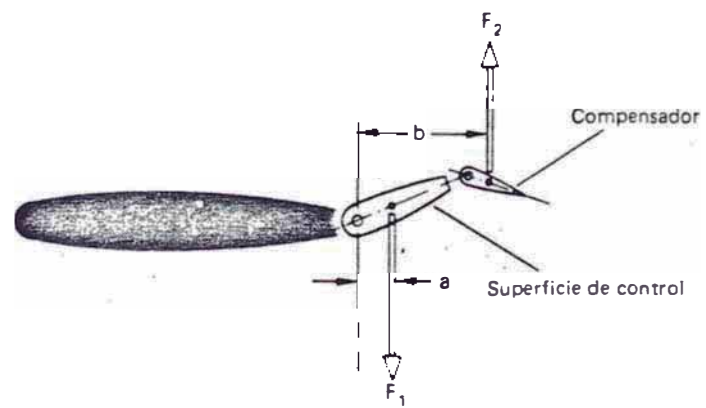
Son superficies aerodinámicas de pequeño tamaño, que permiten mantener un avión en una posición determinada aliviando al piloto la atención y el esfuerzo continuo sobre los mandos de control primarios.

El compensador está compuesto por una aleta auxiliar colocada de forma que pueda girar en el borde de salida de una superficie de control primario; esta aleta va conectada mediante poleas y cables a una volante que va en la cabina del piloto.

Los compensadores se usan para:

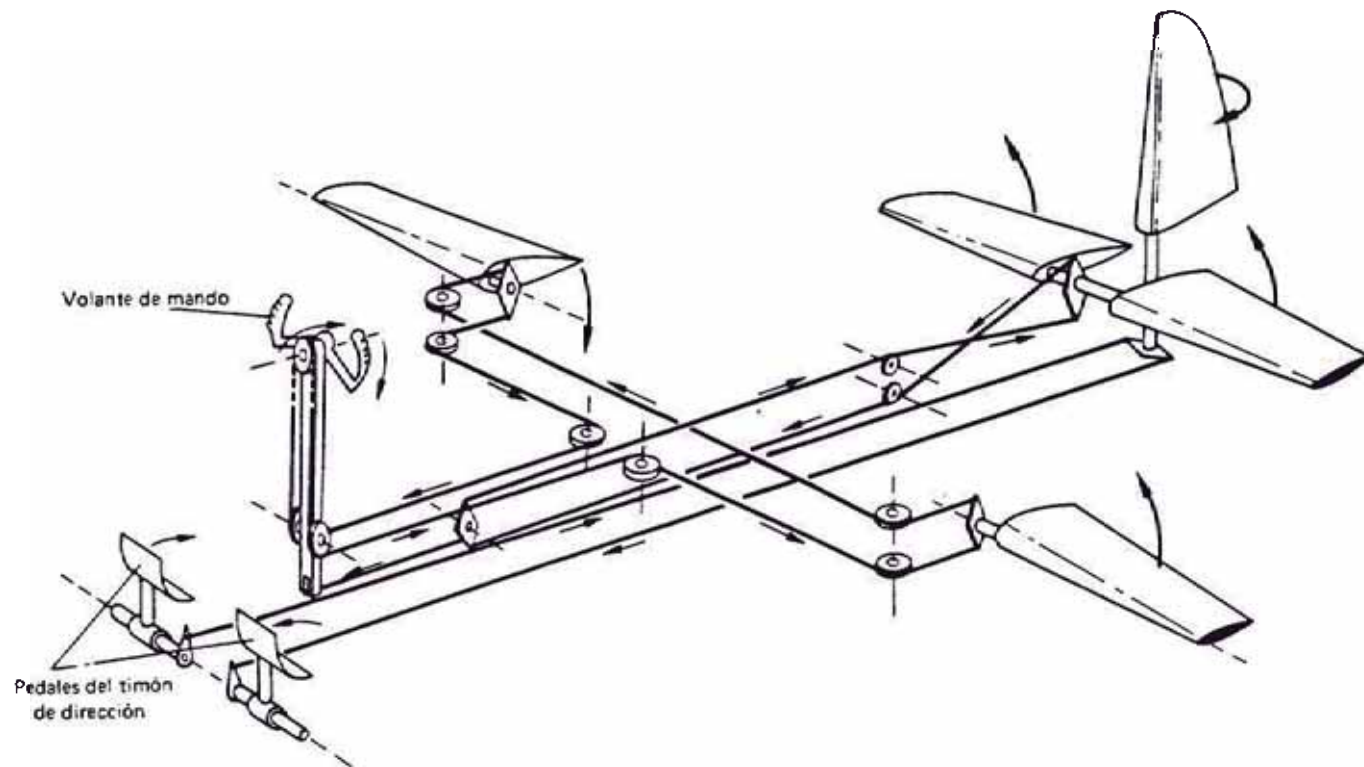
- Equilibrar los mandos primarios.
- Reducir las cargas en los mandos.

En la Figura 1.21 se observa los compensadores, y en la Figura 1.22 se observa el sistema primario de control de vuelo.



Fundamento del compensador

FIG. 1.21



Sistema primario de control de vuelo

FIG. 1.22

C A P I T U L O I I

NAVEGACION AEREA Y VUELO INSTRUMENTAL

1. DEFINICION, CARACTERISTICAS Y PARAMETROS DE NAVEGACION

1.1. Definición

La navegación se define como el procedimiento para dirigir el desplazamiento de un móvil desde un punto a otro. La navegación aérea es el procedimiento de cálculo de la posición geográfica y el control de la dirección deseada del desplazamiento de un avión, con relación a la superficie de tierra.

La OACI (Organización de Aviación Civil Internacional), define la navegación aérea como el método de navegación que permite la operación de aeronaves en cualquier trayectoria de vuelo deseada dentro de la cobertura de las ayudas para la navegación referida a la estación, o dentro de los límites de las posibilidades de las ayudas autónomas o de una combinación de ambas.

1.2. Características

En navegación aérea se dan algunas circunstancias que

hacen este tipo de navegación particularmente interesante.

- El avión no pueda detenerse en vuelo.
- Autonomía Limitada, ya que los aviones solo pueden mantenerse en vuelo el tiempo que les dure el combustible en sus depósitos.
- Velocidad, la velocidad de los aviones por muy lentos que estos sean son mayores que la de cualquier otro móvil.
- Atmósfera, la navegación aérea tiene lugar en el seno de la atmósfera, donde las condiciones meteorológicas juegan un papel decisivo. La visibilidad afecta los puntos de identificación, los vientos pueden desplazar al avión en otra ruta deseada y los cambios de presión pueden afectar la lectura de los instrumentos basados en mediciones de presión.

1.3. Parámetros

La navegación está referida siempre a cuatro problemas a solucionar y que son:

1.3.1. Situación.

Será el lugar exacto donde se encuentre la aeronave, puede quedar definido por unas coordenadas, por la posición con relación a un punto identificado.

hacen este tipo de navegación particularmente interesante.

- El avión no puede detenerse en vuelo.
- Autonomía Limitada, ya que los aviones solo pueden mantenerse en vuelo el tiempo que les dure el combustible en sus depósitos.
- Velocidad, la velocidad de los aviones por muy lentos que estos sean son mayores que la de cualquier otro móvil.
- Atmósfera, la navegación aérea tiene lugar en el seno de la atmósfera, donde las condiciones meteorológicas juegan un papel decisivo. La visibilidad afecta los puntos de identificación, los vientos pueden desplazar al avión en otra ruta deseada y los cambios de presión pueden afectar la lectura de los instrumentos basados en mediciones de presión.

1.3. Parámetros

La navegación está referida siempre a cuatro problemas a solucionar y que son:

1.3.1. Situación.

Será el lugar exacto donde se encuentre la aeronave, puede quedar definido por unas coordenadas, por la posición con relación a un punto identificado.

1.3.2. Distancia.

Es la separación entre dos puntos, y se mide sobre la línea que los une. En una superficie plana no hay mayores problemas, sin embargo no es tan sencillo cuando su distancia es grande y ha de medirse teniendo en cuenta la esfericidad de la tierra.

1.3.3. Dirección.

Es la posición de un punto con relación a otro, sin tener en cuenta cuanto están separados.

1.3.4. Tiempo.

Debe ser considerado bajo dos puntos de vista:

- Hora del día.
- Tiempo transcurrido entre dos momentos determinados (para la autonomía)

2. TIPOS DE NAVEGACION

2.1. Navegación Observada

Es aquel tipo de navegación que se realiza mirando los accidentes del terreno y situando la posición del avión con relación a ellos.

2.2. Navegación a estima

Es la navegación que se realiza por cálculo de la posición del avión según la velocidad del mismo, y el tiempo transcurrido en una dirección determinada.

2.3. Navegación Radio-eléctrica

Es aquella que se realiza teniendo en cuenta las marcas proporcionadas por los equipos receptores de abordo. Para ellos son necesarios unos equipos o estaciones emisoras en tierra que trabajan enviando ondas eléctricas al espacio. Los receptores de abordo son capaces de detectar y proporcionar al piloto de la posición del avión, con relación al Centro emisor.

2.4. Navegación Inercial

Es aquella navegación que nos permite conocer en todo instante los parámetros de vuelo de la aeronave. Esto se logra a través de computadoras de vuelo llamadas Navegadores Inerciales. La Navegación Inercial es actualmente la navegación más precisa existente.

3. VUELO INSTRUMENTAL

3.1. Generalidades

Las restricciones humanas hacen imposible que un piloto usando solamente sus sentidos pueda hacerle frente a todas las condiciones climáticas a los dispositivos mecánicos relacionados con el vuelo de un avión.

Los instrumentos de los aviones le ofrecen al piloto una ayuda incalculable al indicarle estas condiciones y las reacciones de los muchos mecanismos.

En la cabina del piloto, en el tablero de instrumentos

se registran variaciones de temperatura, velocidad, altura, dirección y posición; así como las condiciones mecánicas del motor. Aún cuando le resulte imposible al piloto ver la tierra, los instrumentos le suministrarán una información para mantenerse en vuelo.

EL VUELO INSTRUMENTAL se define como el vuelo que se realiza sin referencias exteriores visibles, guiándose únicamente de las indicaciones de los instrumentos.

Para el aprendizaje del vuelo instrumental, es necesario el conocimiento de la fisiología del balance del ser humano y sus variaciones, a fin de que el piloto aprenda a confiar en la lectura de los instrumentos y no en las propias sensaciones, las que deben ser siempre consideradas erróneas cuando están en desacuerdo con éstos.

El entrenamiento en vuelo instrumental, es actualmente parte importante en el programa de instrucción de los pilotos; durante el aprendizaje es necesario dedicar muchas horas de instrucción en tierra para la enseñanza de la fisiología del balance y falsas sensaciones experimentales en vuelo.

La instrucción práctica comienza en simuladores de vuelo, los cuales son aparatos mecánicos, electromecánicos y/o electrónicos, capaces de reproducir con bastante exactitud las condiciones reales de vuelo y está equipado con instrumentos y controles similares a los de un -

avión y pueden cubrirse con una capota para impedir al alumno piloto la visión del exterior.

El entrenamiento en vuelo instrumental no se limita al mantenimiento del equilibrio aéreo, sino también a la orientación geográfica y a la ejecución de una serie de maniobras con la ayuda de los instrumentos.

3.2. Clasificación de los Instrumentos

Los instrumentos de avión podemos clasificarlos en tres grandes categorías:

- Instrumentos de Control.
- Instrumentos de Comportamiento.
- Instrumentos de Navegación.

4. INSTRUMENTOS DE CONTROL

Estos instrumentos muestran las indicaciones de posición y potencia y están calibrados para permitir ajustes de posición y potencia en cantidades definidas. La potencia es controlada con referencia a los indicadores de potencia.

Estos varían con el avión y pueden incluir tacómetros, medidores de presión total de escape, relación de presión de escape, presión del múltiple, flujo de combustible.

A continuación describiremos los instrumentos más comunes y que se requieren para el vuelo instrumental.

4.1. Tacómetro

Indica el número de revoluciones por minuto del motor ,

realmente del cigüeñal. El tacómetro mide las RPM del motor y es la base de referencia para el ajuste de potencia.

El principio de funcionamiento de este instrumento es - el siguiente:

- El tacómetro es un instrumento eléctrico, compuesto de un generador de corriente continua, un voltímetro usado como indicador. El generador va conectado al cigüeñal del motor mediante engranajes, gira a la mitad de dicho eje. Como está conectado eléctricamente al voltímetro, se obtiene una lectura instantánea.

Al aumentar o disminuir la velocidad del motor, la lectura resultante del indicador varía debido a que el voltaje verdadero producido por el generador es directamente proporcional a la velocidad del motor.

También hay tacómetros que funcionan a corriente alterna, y la ventaja de este tacómetro es que no existen escobillas que causen errores o interferencia en la radio del avión, asimismo también las dificultades que causen por efecto de suciedad, aceite, desgaste y vibración sobre las escobillas quedarán eliminadas.

En la Figura 2.1 se muestra un modelo de tacómetro.

5. INSTRUMENTOS DE COMPORTAMIENTO

Estos instrumentos indican el comportamiento real del avión,

El comportamiento es determinado con referencia al altímetro, indicador de velocidad anemométrica o número Mach, indicador de velocidad vertical (CLIMB), indicador de rumbo, indicador de ángulo de ataque, e indicador de inclinación y viraje.

5.1. Indicador de Velocidad Anemométrica

Es un instrumento de vuelo que se comporta como un menómetro diferencial muy sensible, que mide la diferencia entre la presión estática y dinámica. Este instrumento no dá una indicación real de la velocidad del avión, sinó indica la velocidad relativa.

Teóricamente podría dar una indicación real, pero lo -
cual debería darse las siguientes condiciones:

El aire completamente quieto, a presión atmosférica -
estandar y el vuelo al nivel del mar. No obstante el pi-
loto puede calcular la velocidad real, en base a la ve-
locidad indicada, conociendo la altura de vuelo, la di-
rección y velocidad del viento y la temperatura.

Pese a las condiciones señaladas, el velocímetro es de
suma utilidad y el piloto o navegante obtiene los si-
guientes datos que se detallan:

- Velocidad real del avión con respecto a tierra.
- Determina la posición del acelerador para obtener -
la velocidad más eficiente para el vuelo.
- Determina la velocidad obtenida en picada, está den-
tro de los límites de seguridad estructural de la -
aeronave.

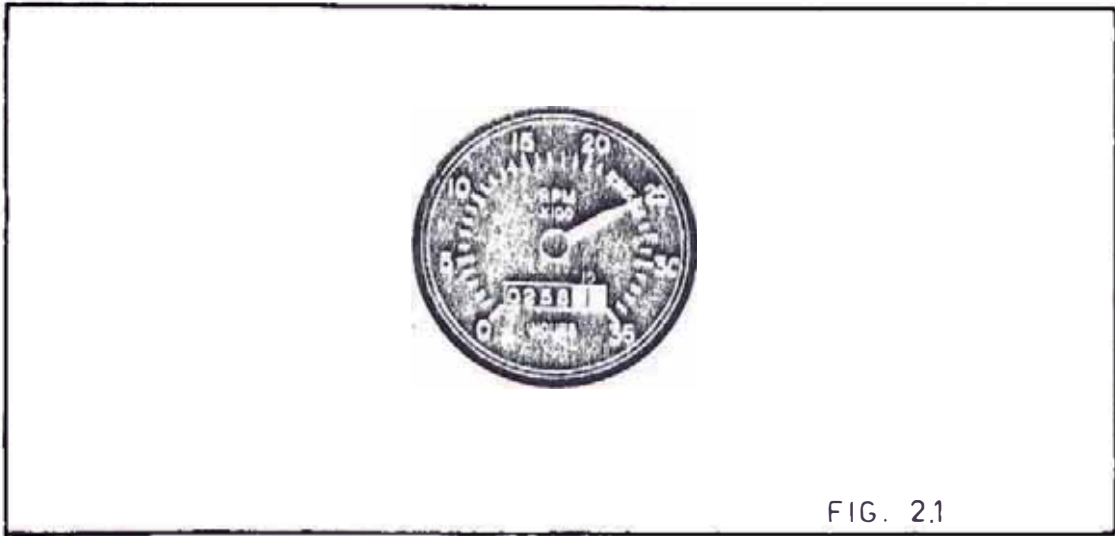


FIG. 2.1

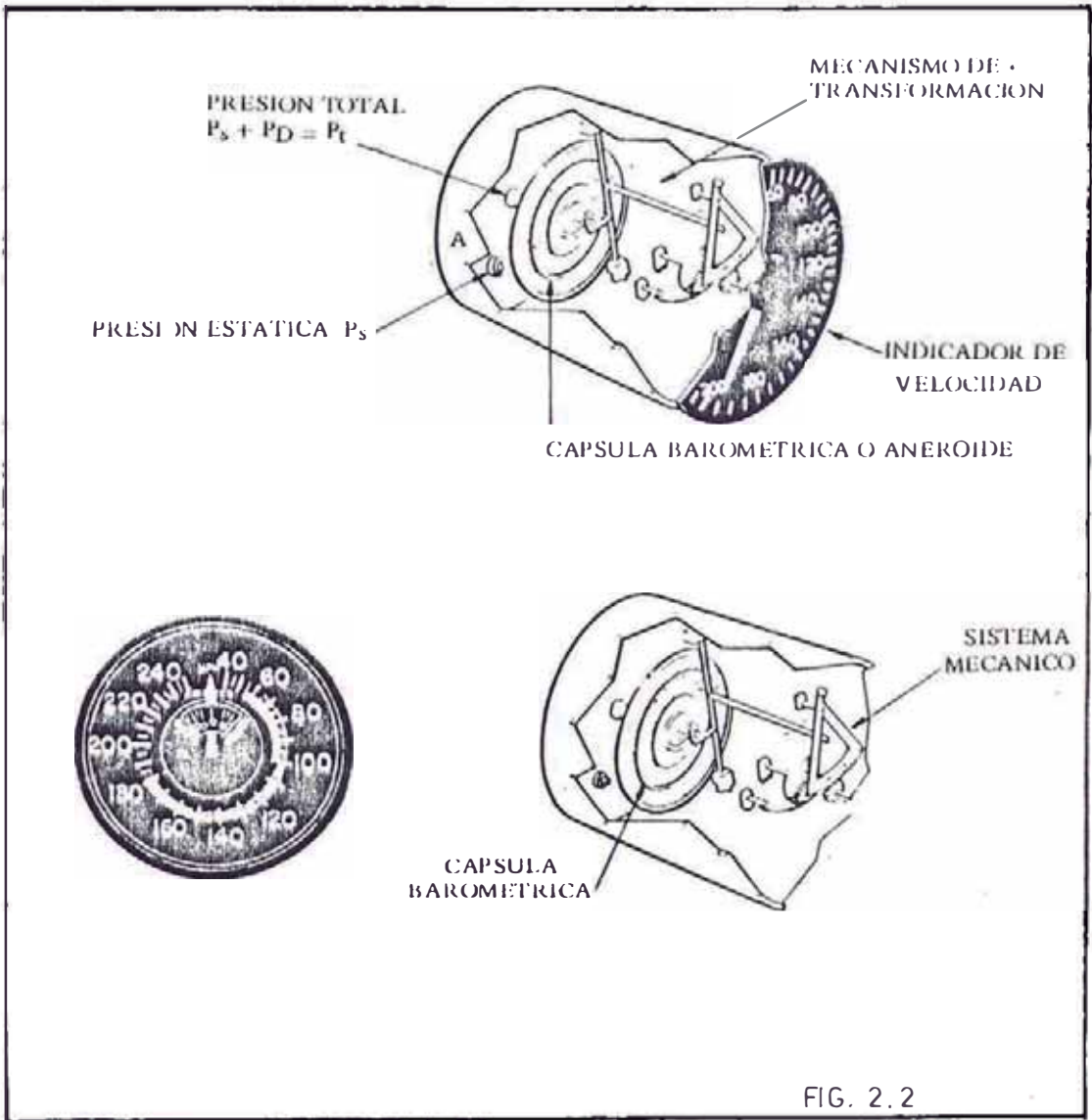


FIG. 2.2

- Indicar al piloto el momento en que el avión ha llegado a la velocidad óptima para el despegue y cuando llega a la mínima para el aterrizaje.
- Ante cualquier dirección del viento, el piloto tiene la indicación de la velocidad en la cual su máquina no entraría en pérdida.

Principio de funcionamiento

El velocímetro es un manómetro y responde a los pequeños cambios de presión diferencial. La cápsula de vidrio es suficientemente sensible para expandirse o comprimirse, ante pequeños cambios de presión.

La presión dinámica tomada del tubo pitot, es llevada a través de una cañería hasta el instrumento, precisamente hasta el interior de la cápsula de vidrio, y la presión estática, tomada del venteo estático, es transmitida al interior de la caja hermética del instrumento (indicador) y por lo tanto al exterior de la cápsula. De este modo la cápsula responde de la forma siguiente: Al aumentar la velocidad hace que ésta cápsula se expanda y al disminuir el fenómeno contrario, ya que la misma tiende a contraerse debido a sus condiciones de gran elasticidad. Un mecanismo amplificador, transmite, amplifica y transforma el movimiento lineal de la cápsula en movimiento angular de la aguja indicador. (Figura 2.2)

5.2. Altimetro

Es un instrumento que mide la presión atmosférica permitiendo

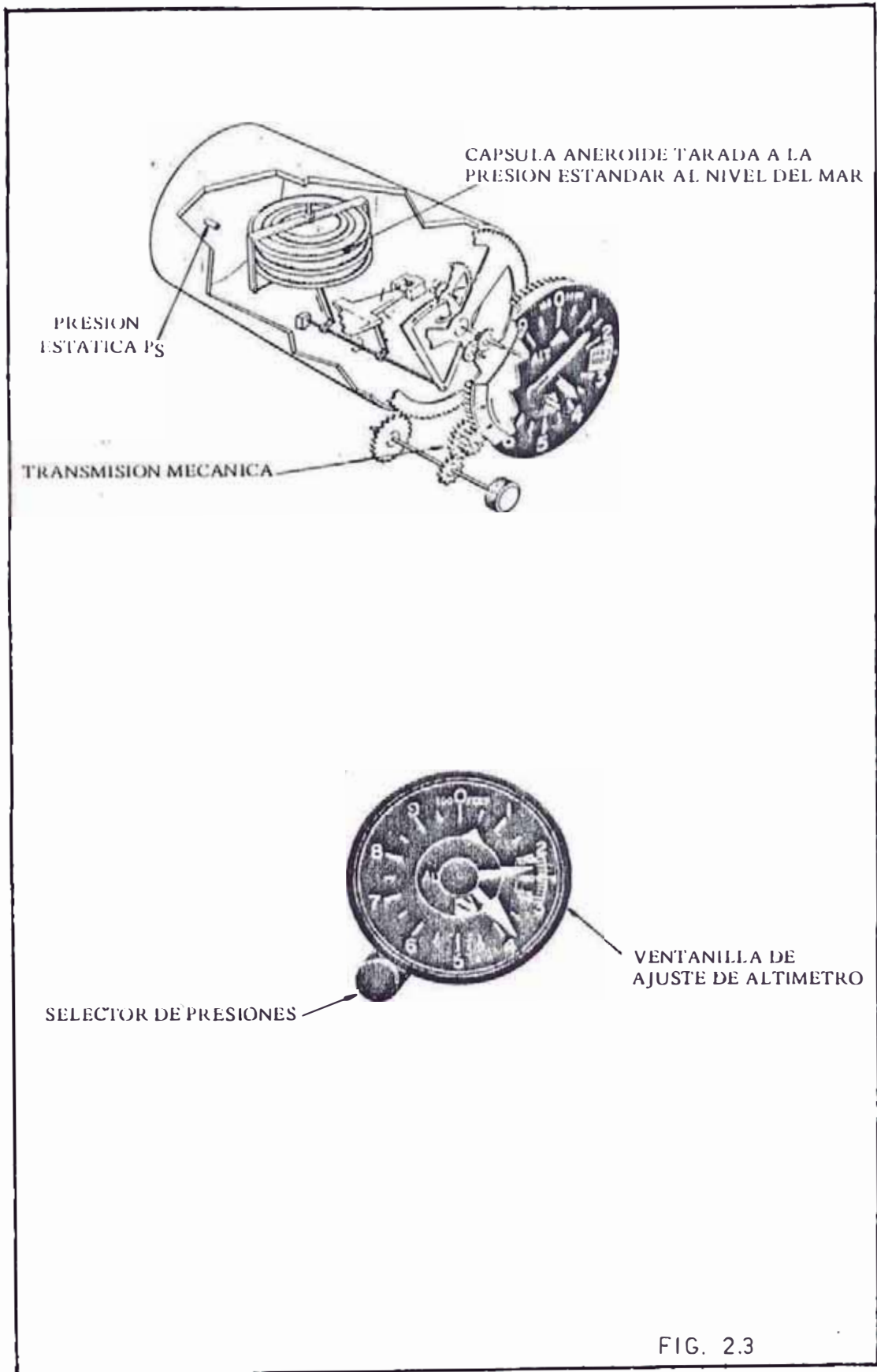


FIG. 2.3

mentemente, a través de la toma estática. Su principio de funcionamiento está basado en la variación de la presión debido a la altura.

Este instrumento incluye un sistema mecánico que transforma la indicación de la presión en altura, normalmente en pies.

Una abertura permite la entrada al instrumento de la presión estática hacia la cápsula aneróide. Esta cápsula se contrae o dilata según esta presión aumenta o disminuye y luego es transmitido mecánicamente a un sistema indicador de aguja. (Figura 2.3)

5.3. Indicador de Régimen de Ascenso

El indicador de régimen ascensional (CLIMB) muestra el aumento o pérdida de la altitud no importando cual sea la altura del avión. El instrumento es útil para el piloto no solo para mostrar los aumentos y pérdidas de altura y sus regímenes, sino también para mostrar si se han dado vueltas inclinadas sin que haya un cambio de altura y para hacer más fácil el establecimiento definitivo de ascenso en el acercamiento para un aterrizaje por instrumentos.

Principio de funcionamiento

El instrumento es esencialmente un anemómetro sensitivo, la parte interna de un diafragma es expuesta a la presión dinámica admitida directamente sin restricciones desde el tubo pitot.

La parte externa está sometida a la presión estática, - que viene a través de una válvula limitadora de la toma estática del avión.

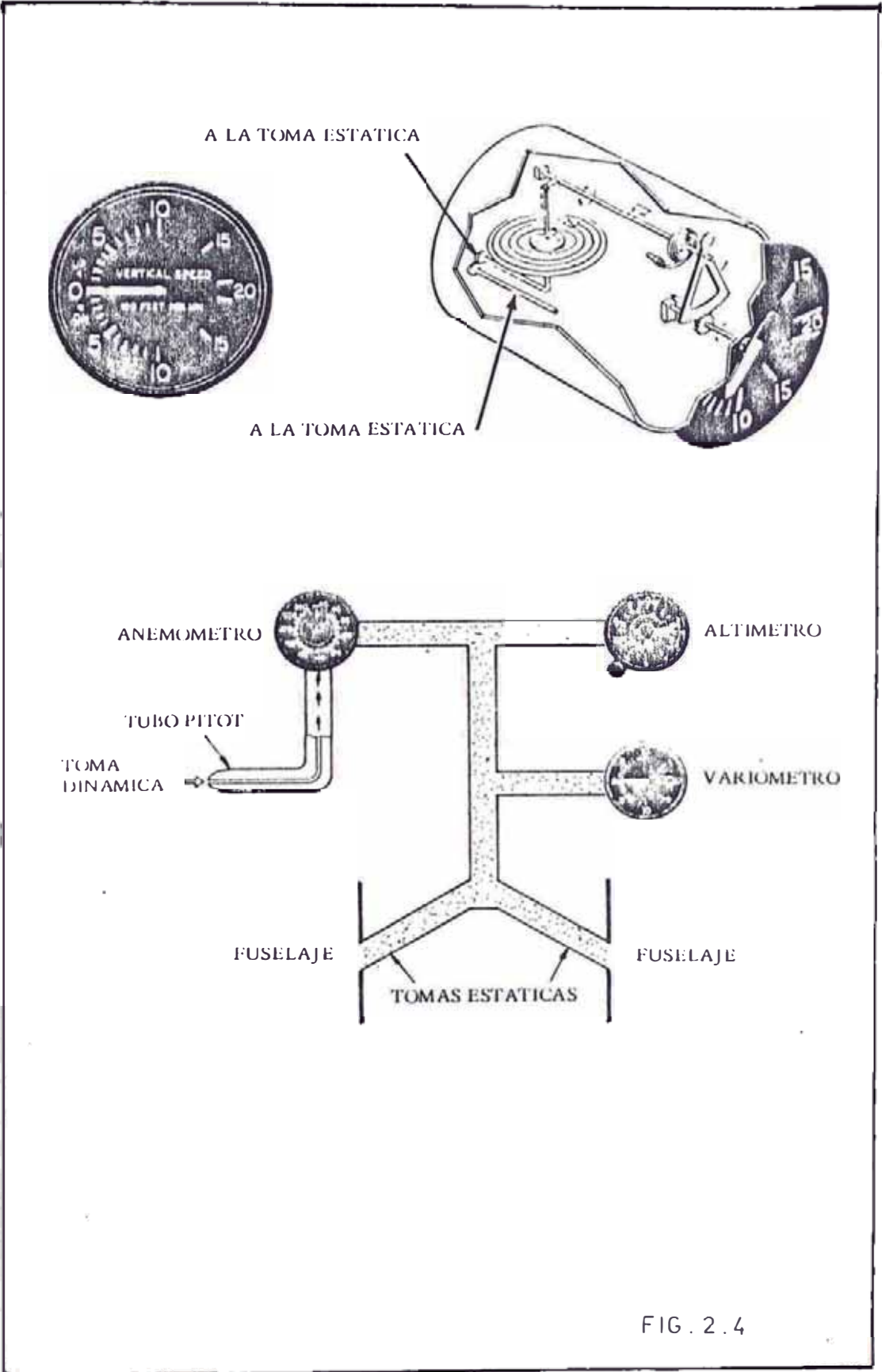
Cualquier diferencia entre estas presiones expanden o contraerán el diafragma y hará que la aguja que está - unida al diafragma, se mueva en la escala del indicador. Hay una diferencia de presión cuando el avión sube o baja, debido a que la presión que está dentro del diafragma, admitida instantáneamente, cambia más ligero que la presión que está afuera, la cual entra en la caja muy - despacio.

Si el avión asciende la diferencia que hay entre la presión externa y la presión interna del diafragma aumenta en una proporción que corresponde al régimen ascensional, debido a que con un aumento de altitud la presión disminuye.

El diafragma se contrae y la aguja se mueve en el sector de descenso de la escala a una posición que corresponde a la cantidad de diferencia de presión.

Si el avión hace una picada, la diferencia que hay entre la presión externa e interna del diafragma disminuye y el diafragma se expande y la aguja se mueve en el sector de picada de la escala a una posición correspondiente. Si el avión está en vuelo nivelado, la presión externa e interna serán iguales y el diafragma no se expande y la aguja permanece en una posición normal.

(Figura 2.4)



5.4. Horizonte Artificial

El horizonte natural es la referencia que instintivamente usará un piloto durante el vuelo. Cuando el horizonte natural está oscuro, el horizonte del giróscopo suministrará un horizonte artificial dentro de la cabina del avión.

El avión en miniatura y la barra del horizonte del indicador actuada por el giróscopo suministrarán al piloto una imitación de lo que él por lo general vería fuera del avión. El instrumento muestra siempre la posición del avión con referencia al horizonte verdadero y por lo tanto a la tierra debajo de él.

Por medio de este instrumento el piloto puede medir la cantidad de inclinación cuando lleva a cabo virajes de precisión y mantener el ángulo de planeo adecuado durante el acercamiento a la pista al hacer un aterrizaje por medio de instrumentos.

El horizonte artificial internamente tiene un rotor (puede ser impulsado por aire o por corriente eléctrica 115 voltios 400 Hz en aviación), montado universalmente es decir de tal manera que su eje pueda tomar cualquier posición en el espacio.

El rotor está montado en una caja y cuando da vueltas mantiene su eje de rotación sin importar los movimientos del avión, de manera que se establezca una referencia de vuelo horizontal.

Cualquier movimiento del avión alrededor del eje Y o X

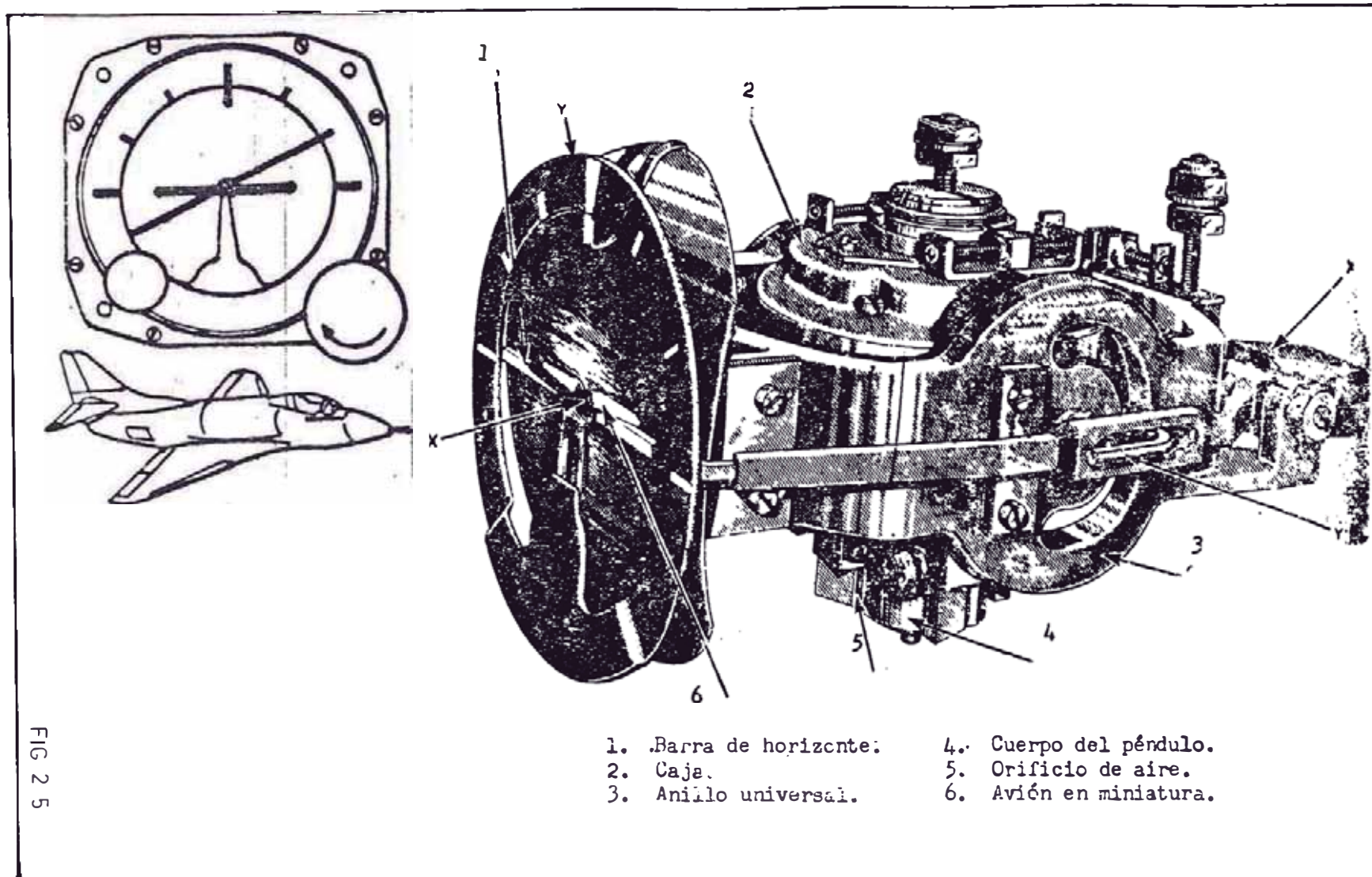


FIG 2 5

- | | |
|------------------------|------------------------|
| 1. Barra de horizonte. | 4. Cuerpo del péndulo. |
| 2. Caja. | 5. Orificio de aire. |
| 3. Anillo universal. | 6. Avión en miniatura. |

se muestra en el indicador por medio de la barra del horizonte. Esta barra es actuada a través de una articulación por medio de un pasador que sobresale de la caja giroscópica a través de una ranura en el anillo universal. La barra es observada por el piloto con referencia al avión en miniatura, que es parte del cuadrante en la parte delantera del instrumento. (Figura 2.5)

5.5. Indicador de Inclinación y Viraje

El indicador de inclinación y viraje conocido como Palo y Bola, es un instrumento que se comporta como fuente alterna de control de inclinación e indicar una necesidad para una compensación de guiñada, ya que todo viraje debe ser coordinado. El instrumento es una combinación de dos instrumentos de vuelo, un indicador de inclinación y uno de viraje. (Figura 2.6)

5.5.1. Indicador de Viraje.

Es un instrumento giroscópico que tiene libertad de movimiento en sus ejes lateral y longitudinal pero es rígido con relación al eje vertical (Principio de Precesión Giroscópica). El giroscopo solo reacciona al movimiento al rededor del eje vertical, no siendo afectado por el cabeceo o el banqueo.

Cuando el avión está virando por ejemplo a la izquierda, el conjunto del giroscopo gira según se indique la flecha, ya que el eje X está fijo al

eje longitudinal del avión. La reacción del giróscopo a esta influencia de viraje es la de girar alrededor del eje X. Este movimiento, conocido como precesión, es la tendencia a reaccionar en ángulos rectos contra una fuerza aplicada. En el indicador de viraje la rotación del conjunto giroscópico alrededor del eje X actúa contra una fuerza de resorte limitadora y está limitada por topes de aproximadamente 45° a cada lado vertical. Este resorte sirve para equilibrar la reacción giroscópica durante una vuelta y para restaurar el conjunto a su posición neutral vertical tan pronto como se reanude el vuelo directo. La acción del conjunto giroscópico es amortiguada por un amortiguador. Los efectos combinados del giróscopo, el resorte y el mecanismo de amortiguamiento, producen un desplazamiento del conjunto giroscópico aproximadamente proporcional al régimen de viraje del avión. Este desplazamiento es transmitido a la aguja por medio de un sistema articulado. Cuando la aguja se encuentra en el centro quiere decir el avión está en vuelo recto, y cuando no está en el centro indica que el avión está virando en la dirección mostrada por la aguja. La cantidad descentrada que tienen las agujas es aproximadamente proporcional al régimen de viraje. Se ha encontrado que

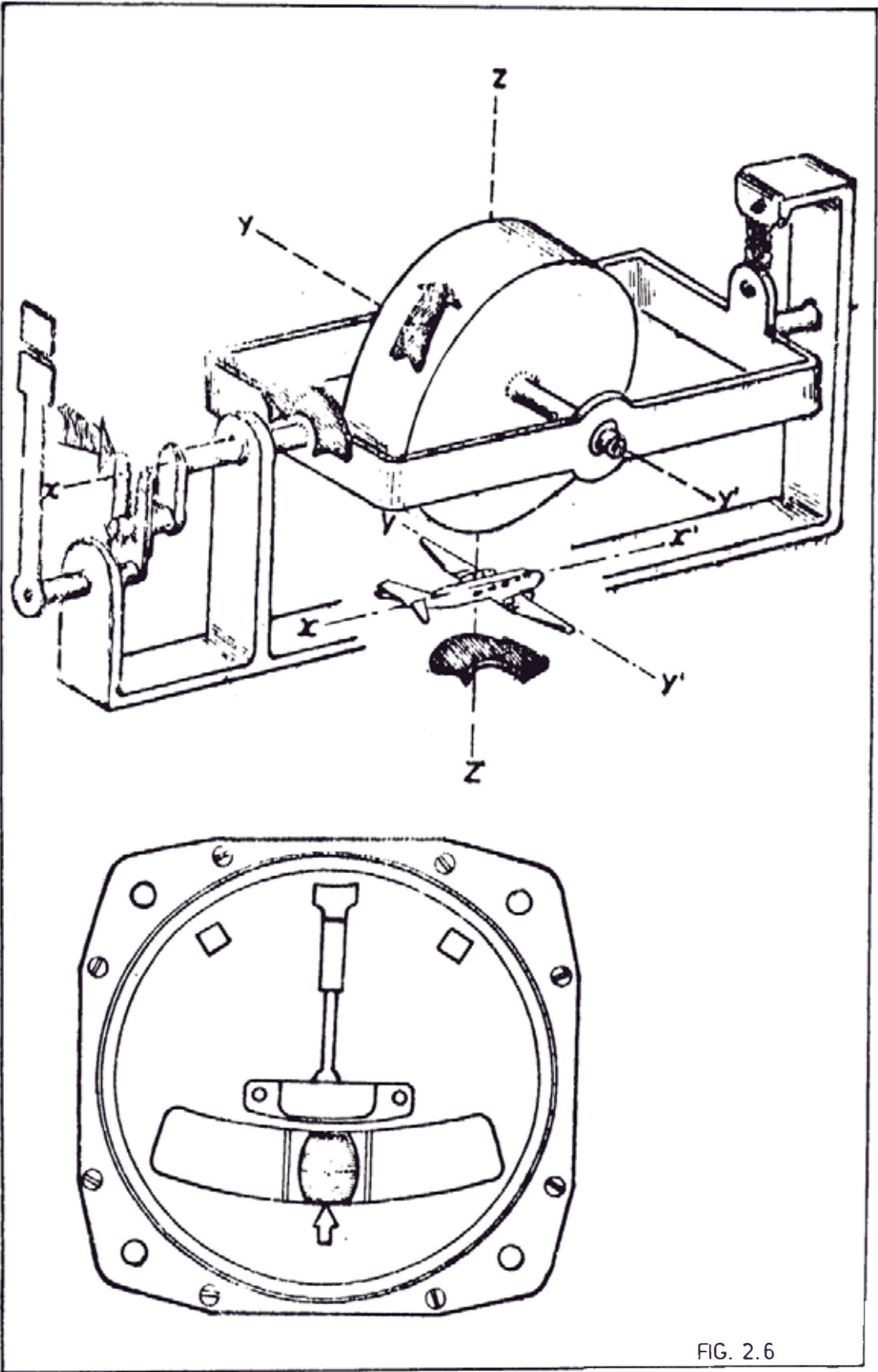


FIG. 2.6

una indicación de viraje satisfactoria se consigue si el resorte de centralización está ajustado de manera que la desviación del ancho es una aguja cuando el avión hace un viraje de 180° en 60 segundos.

5.5.2. Indicador de Inclinación.

La unidad del indicador de inclinación es una forma sencilla de péndulo que consiste de una bola de vidrio negro que se mueve contra la acción de amortiguamiento de un líquido en un tubo de vidrio de forma curva.

Su principal función es la de indicar la aplicación correcta del alerón para un promedio dado de viraje, haciendo posible de este modo que el piloto "patine" o "resbale el avión".

La unidad está construida de tal forma que cuando el avión vuela recto y nivelado la bola asume una posición en el centro del tubo. Durante un viraje la fuerza centrífuga trata de mover la bola hacia afuera, mientras que la gravedad trata de moverla hacia adentro. En un viraje, inclinado correctamente, la resultante de estas dos fuerzas pasa a través del centro del tubo y por lo tanto hace que la bola permanezca en el centro. Si la bola se mueve hacia adentro el avión está resbalando hacia la parte interna de viraje.

Si la bola se mueve hacia afuera el avión patina hacia la parte de afuera del viraje. La inclinación correcta es de ese modo indicada para cualquier viraje, pero no hay una indicación dada de la cantidad de inclinación. Ya sea durante un vuelo directo o un viraje, la bola centrada solo indica si la altura lateral del avión es correcta.

6. INSTRUMENTOS DE NAVEGACION

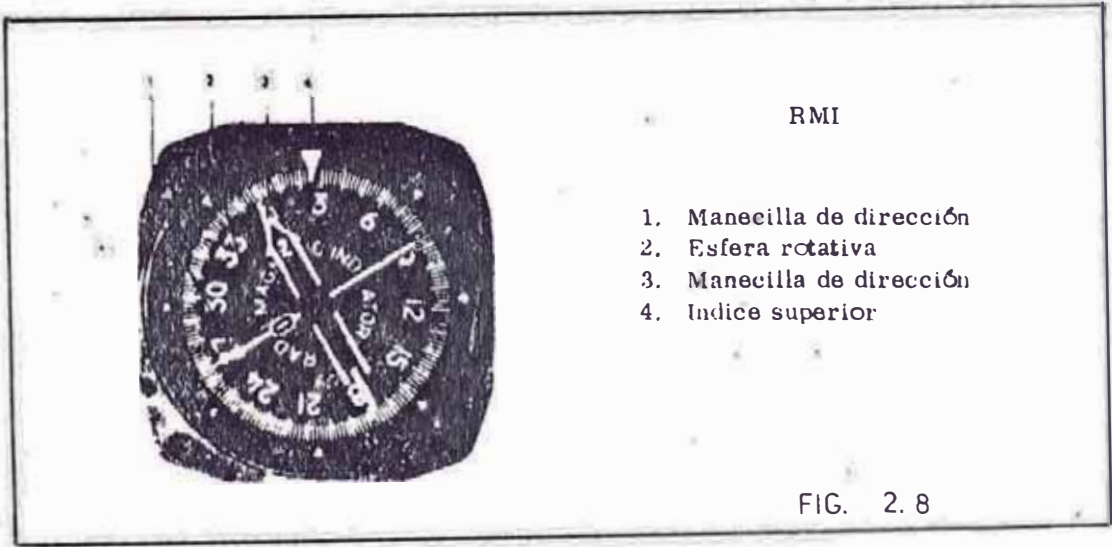
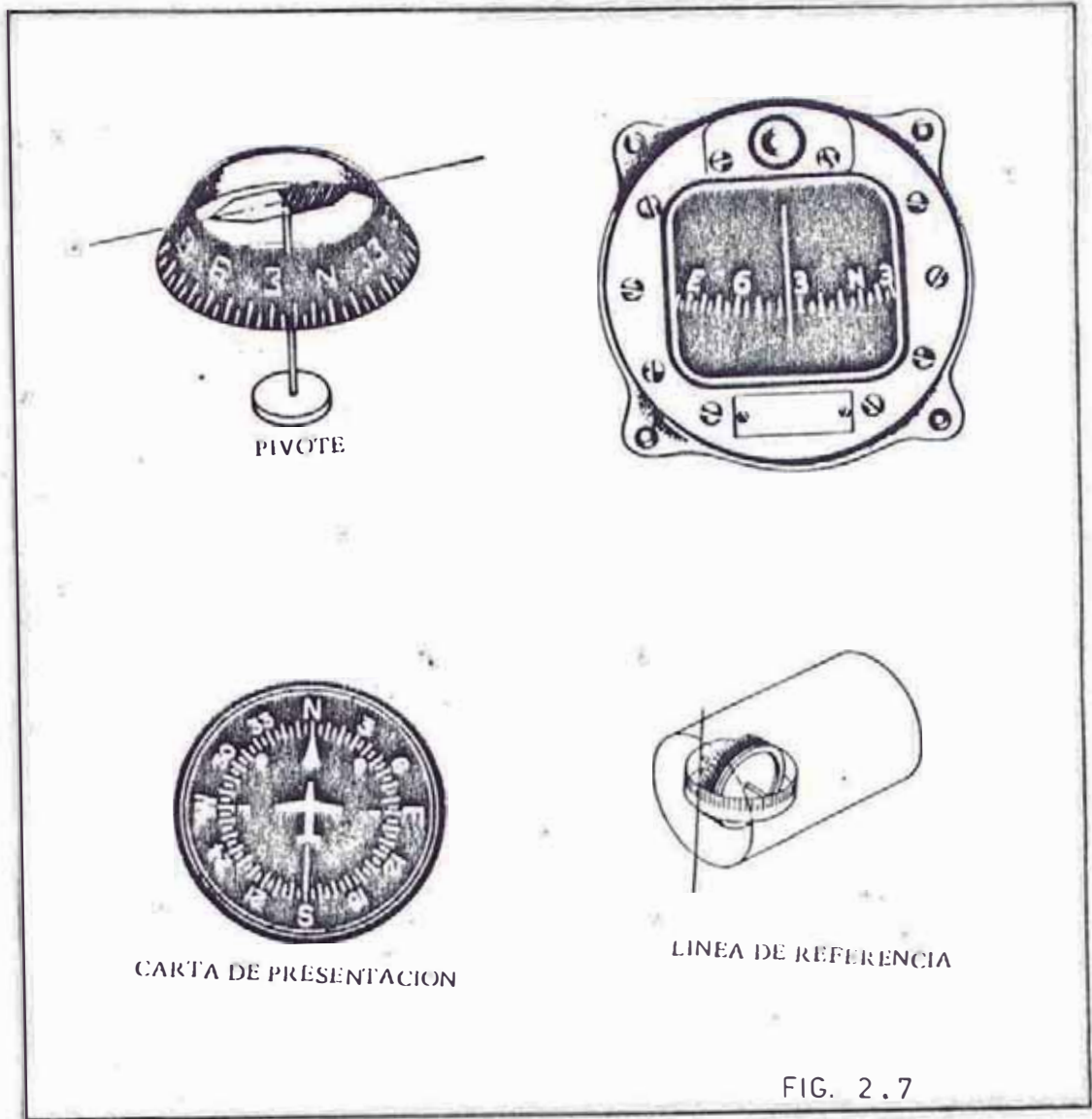
Estos instrumentos indican la posición del avión en relación con una instalación o punto fijo de navegación seleccionado. Este grupo de instrumentos incluye varios tipos de indicadores de curso, indicadores de alcance, indicadores de gradiente de descenso e indicadores de dirección.

6.1. Compás Magnético

Comunmente conocido como brújula magnética, indica el rumbo del avión con relación al Norte Magnético.

El principio de funcionamiento se basa en las propiedades de los imanes, si un imán de barra es montado sobre un pivote, de manera que puede girar en un plano horizontal, asumirá una posición con uno de sus extremos indicando hacia el polo norte magnético de la tierra. Este extremo del imán es llamado buscador del norte o simplemente el polo norte del imán.

Una brújula magnética para ser usada en un avión consiste básicamente en un recipiente lleno de líquido con un



elemento flotador con pivote al cual se añaden uno o más imanes de barra. El líquido del recipiente humedece las oscilaciones del flotador y disminuye la fricción del pivote.

En la brújula para pilotos se añade una tarjeta graduada al elemento flotador, estas graduaciones pueden ser de -10° a 5° , un marcador de referencia llamado "línea de fé" se asegura el recipiente de la brújula. La línea de fé y las graduaciones de la tarjeta son visibles a través de una ventana de vidrio. La orientación magnética del avión se lee notando en que graduación cae la línea de fé. Para corregir las desviaciones del elemento magnético, que resulten de las influencias magnéticas de la estructura del avión y del sistema eléctrico, se incorporan en la brújula un dispositivo de compensación con pequeños imanes permanentes. (Figura 2.7)

6.1.1. Variación Magnética.

Es causada por las influencias magnéticas terrestres, es la diferencia angular en grados que hay entre el polo norte geográfico y el polo norte magnético. Como la variación es debido al campo magnético de la tierra, el cual cambia constantemente y como las variaciones difieren en algunos lugares, su efecto en la brújula no puede ser eliminado por medio de la compensación. La variación se llama del "oeste" cuando el campo magnético de la tierra mueve la aguja de la brújula

hacia la izquierda del polo norte geográfico, y "este" cuando éste se mueve hacia la derecha.

6.1.2. Desviación.

La desviación producida por la influencia magnética local del avión en el cual va montada la brújula, es la diferencia angular en grados que hay entre el Norte magnético y el Norte de la brújula. Aunque la desviación por lo general permanece constante durante un corto período, su efecto en la brújula puede ser quitado por medio de compensación. La desviación es Oeste o Este igual que en la variación. Se debe notar que la desviación es la diferencia algebraica, del rumbo magnético menos el de la brújula, y es la corrección que se debe aplicar al rumbo de la brújula para obtener un rumbo magnético. La diferencia algebraica es llamada comunmente "Corrección de la desviación" y es la corrección que se debe aplicar al rumbo magnético para obtener un rumbo de brújula.

6.2. El Indicador Radiomagnético

El indicador radiomagnético es un instrumento de navegación que muestra el rumbo del avión con información sobre la dirección de navegación.

El indicador radiomagnético consiste en una circunferencia rotativa y dos manecillas de dirección de movimientos

independientes.

La circunferencia rotativa tiene graficada la rosa de los vientos y su movimiento es dependiente del compás magnético del avión mediante un sistema de sincro-transmisores - formando un sistema maestro-esclavo.

Las manecillas de dirección muestran la dirección magnética ADF o VOR, siendo la manecilla delgada el indicador del ADF y la gruesa el indicador del VOR.

Las señales de control de las manecillas del indicador radio magnético vienen del receptor VOR y del receptor ADF.

C A P I T U L O I I I

DESCRIPCION DEL SISTEMA SIMULADOR DE VUELO INSTRUMENTAL

1. DIAGRAMA EN BLOQUES

En la Figura 3.1 se muestra el diagrama en bloques del SISTEMA SIMULADOR DE VUELO INSTRUMENTAL que vamos a diseñar en el presente trabajo.

2. DESCRIPCION DEL DIAGRAMA EN BLOQUES

2.1. Control de Rumbo

Este bloque es el encargado de simular las variaciones de rumbo que rigen a nuestra aeronave; el control de cambio de rumbo se efectuará por dos controles mecánicos que moverán dos potenciómetros; uno de los cuales será el que sense y controle el movimiento de los alerones y el otro será el encargado del timón de dirección. Un diagrama en bloques más detallado es el que se muestra en la Figura 3.2.

2.1.1. Control de Alabeo.

Se encarga de simular las variaciones del movimiento de los alerones sobre el eje longitudinal de la aeronave. Este bloque nos proporciona el ángu

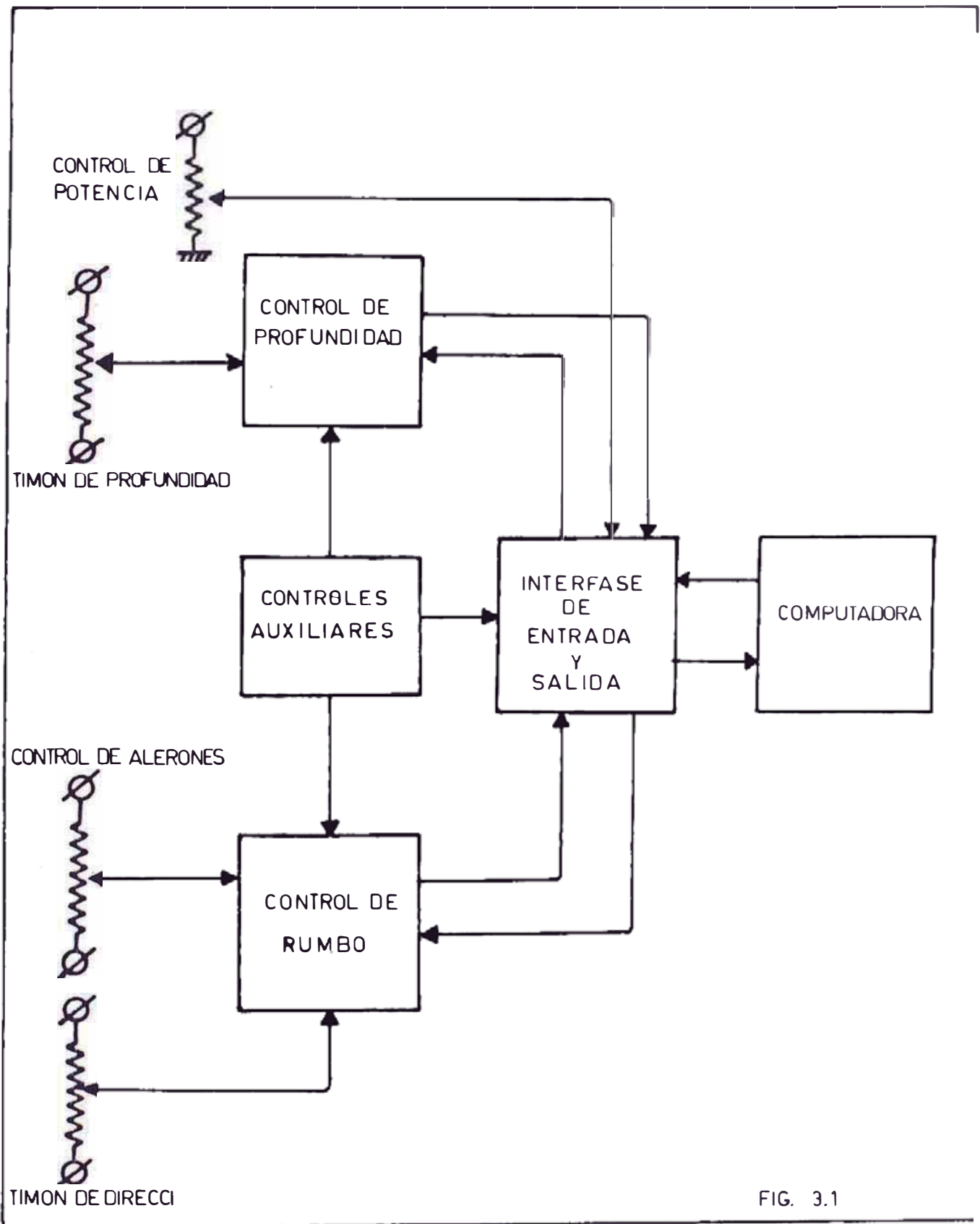


FIG. 3.1

lo de bloqueo necesario para efectuar un viraje, las variaciones serán de $\pm 90^{\circ}$, el alumno Piloto podrá controlar el ángulo de banqueo a través de su HORIZONTE ARTIFICIAL.

2.1.2. Control de Dirección.

Es el bloque encargado de sensar y controlar las variaciones sobre el eje vertical de la aeronave. Del control de dirección saldrán las señales que permitirán habilitar al contador y ver si se cuenta es hacia arriba o hacia abajo; según sea el caso si el viraje es hacia la derecha o hacia la izquierda.

2.1.3. Oscilador Controlado por Voltaje.

Es el bloque que nos permitirá los pulsos necesarios para efectuar la cuenta en los contadores, - recibe la información de la computadora, un voltaje proporcional a la velocidad angular de la aeronave y proporciona un tren de pulsos proporcional a la velocidad angular de la aeronave el momento del viraje.

2.1.4. Contador de Rumbo.

Este bloque es alimentado por los pulsos que produce el Oscilador controlado por voltaje y las señales de control del control de direcciones.

Asimismo este bloque recibe la información de la

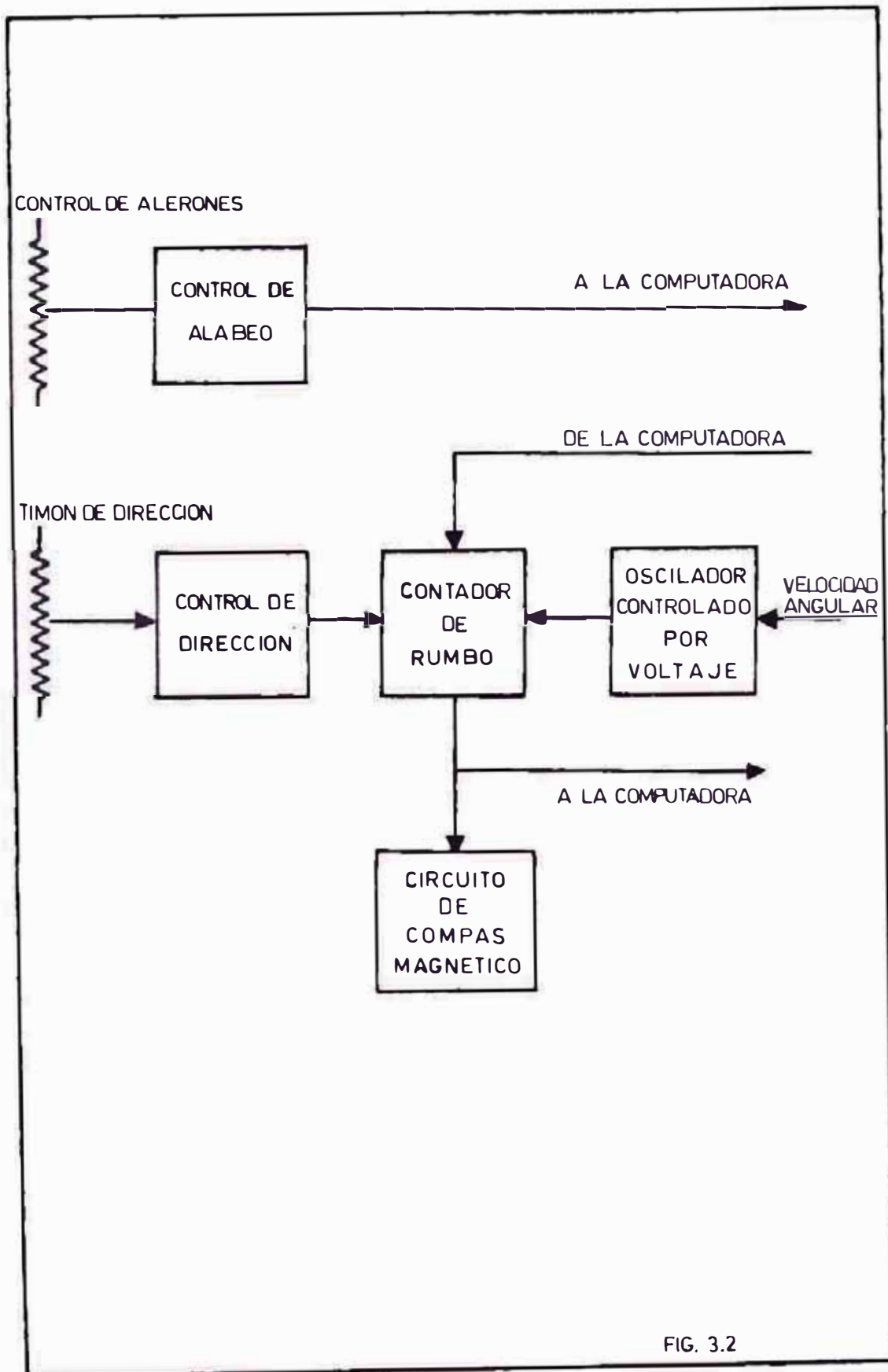


FIG. 3.2

computadora del dato inicial del rumbo a través de la interfase de salida del sistema.

La información que proporciona este bloque va a la computadora a través de la interfase de entrada del sistema.

2.1.5. Circuito del Compás Magnético.

Este circuito se encarga de recibir la información del contador de Rumbo y proporciona en forma adecuada los niveles de voltaje al servo-sistema que simula el compás magnético.

2.2. Control de Profundidad

Este bloque es el encargado de sensar y controlar las variaciones que se efectúen sobre el timón de profundidad; por otro lado también se encuentran los circuitos de control de potencia de la aeronave, ya que los ascensos y descensos van íntimamente ligados con la potencia que proporcionan los motores de las aeronaves.

Un diagrama en bloques más detallado se muestra en la Figura 3.3.

2.2.1. Control de Potencia.

Bloque encargado de simular las aceleraciones del avión y proporcionar la velocidad anemométrica a la computadora.

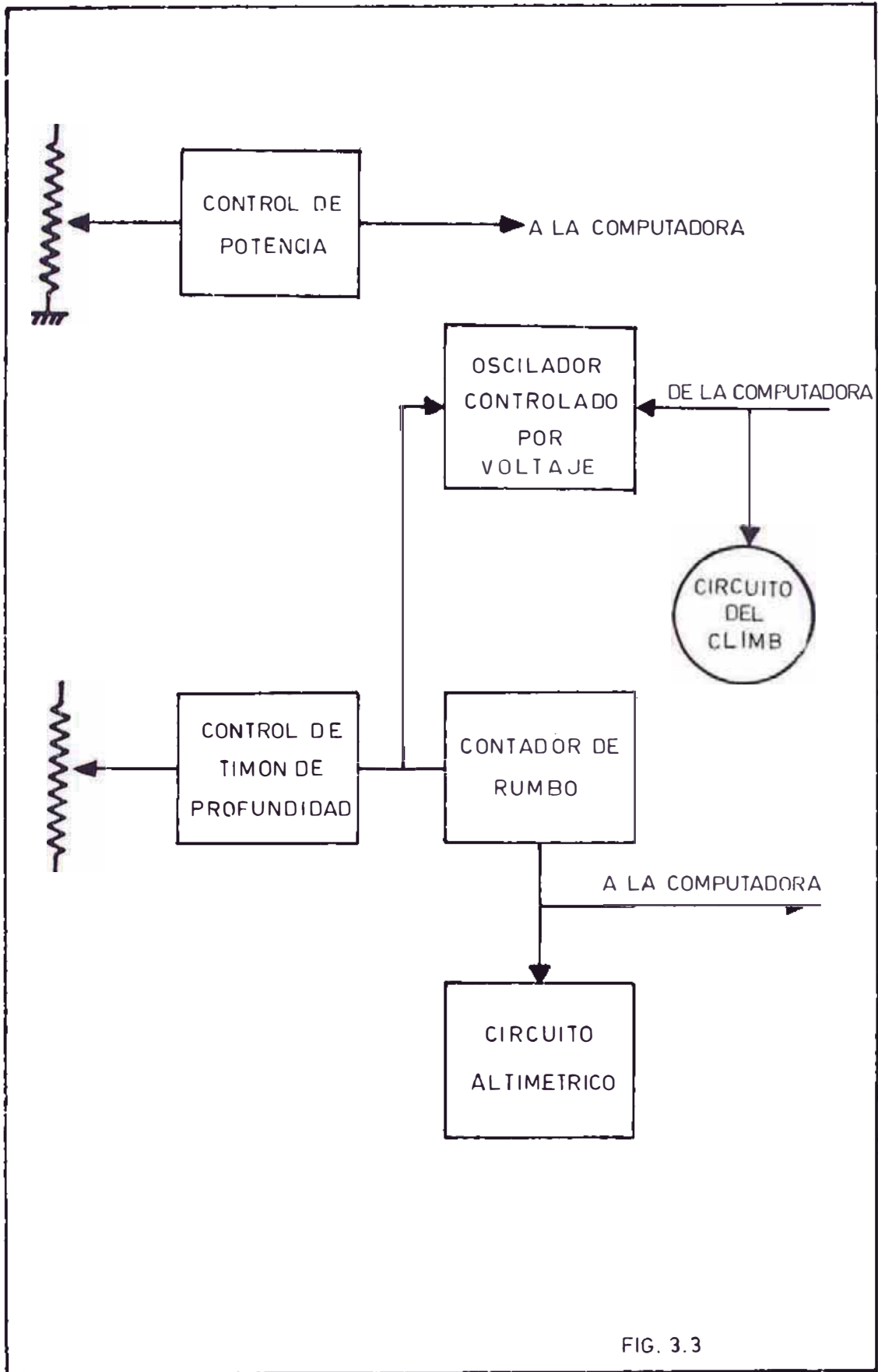


FIG. 3.3

2.2.2. Control de Timón de Profundidad.

Este bloque se encarga de sensar y controlar las variaciones del timón de profundidad y proporcionar al Oscilador controlado por voltaje y al contador de altura las señales necesarias para el control del régimen de ascenso o descenso y la velocidad ascensional.

2.2.3. Oscilador controlado por voltaje.

Produce un tren de pulsos proporcional a la velocidad ascensional; el voltaje de control es el que viene de la computadora y del control de timón de profundidad.

2.2.4. Contador de Altura.

Recibe la información del oscilador controlado por voltaje y las señales de habilitación y de cuenta ya sea hacia arriba o hacia abajo, del control de timón de profundidad. Las señales que produce el contador van al circuito altimétrico.

2.2.5. Circuito Altimétrico y del Climb.

Recibe información del DCV y del contador de altura y van estas informaciones a los servo-sistemas que simulan el CLIMB y el ALTIMETRO.

2.3. Interfase de Entrada y Salida

La interfase de entrada recibe información analógica y/o

digital de los diferentes bloques e introduce dichos datos a la computadora.

La información que ingresaremos a la computadora a través de la interfase de entrada son:

- Velocidad
- Angulo de Banqueo
- Rumbo Magnético
- Altura

La interfase de salida recibe información de la computadora y entrega a las diferentes secciones de sistema.

La información que sacaremos de la computadora a través de la interfase de salida serán:

- Velocidad de Ascenso
- Rumbo Inicial
- Velocidad Angular
- Marcación del RMI (VOR, ADF)

2.4. La Computadora

La computadora a usar será una Radio Shack TRS-80, dicha computadora será la encargada de procesar los datos de entrada y a través del mismo introducir los datos iniciales de nuestro sistema.

Esta computadora nos dará la información de la velocidad ascensional, los datos para el RMI y la velocidad angular. Asimismo, a través de la computadora se introducirán los parámetros del avión, el rumbo inicial y se ubicarán en

la pantalla las estaciones radioeléctricas.

En la pantalla de la computadora se graficarán los patrones de vuelo y los perfiles de vuelo.

El programa que usaremos serán en BASIC, ya que el sistema operativo de la TRS-80 permite acceder con interfases de entrada y salida a través de sus sentencias INP y OUT; que nos permiten 256 direcciones para cada caso.

2.5. Controles Auxiliares

Esta etapa será la encargada de sintonizar los canales - del VOR y del ADF; nuestro sistema nos permitirá hasta - 10 canales de sintonización por cada sistema en forma in dependiente.

Asimismo, en este bloque irá el control de puesta a cero (RESET), de todos los sistemas contadores (contador de - altura y contadores de los servos), a excepción de conta dor de rumbo.

C A P I T U L O I V

DISEÑO DEL HARDW DEL SISTEMA

1. CONTROL DE RUMB

1.1. Control de Alabeo

El avión para poder hacer un viraje tiene que tener un -
ángulo de banqueo; y la velocidad angular está en función
de dicho ángulo y recordando:

$$\omega = \frac{1091 \operatorname{tg} \phi}{V}$$

Las variaciones del ángulo de banqueo (ϕ) depende de -
los alerones, y el control de alerones permite giros en
el eje longitudinal, tanto para ángulos positivos como -
negativos.

Pero a nosotros no nos interesa el signo del ángulo, por
lo tanto lo único que nos interesa es el módulo; para si
mular este movimiento usaremos un potenciómetro; conecta
do en sus bornes voltaje positivo y negativo.

Un voltaje negativo indicará un giro en sentido antihora
rio y un voltaje positivo indicará un sentido horario so
bre el eje longitudinal.

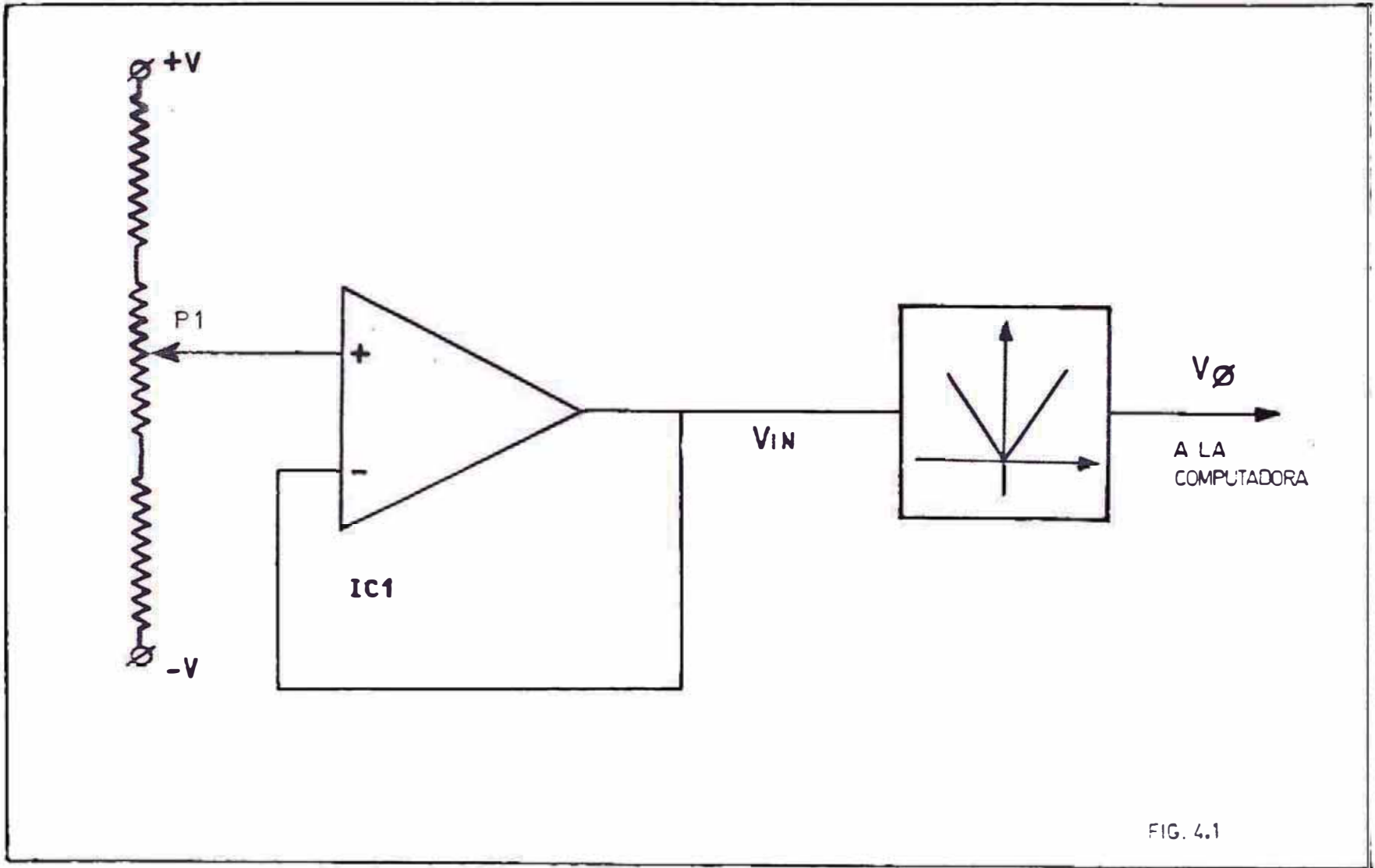


FIG. 4.1

El bloque mostrado en la Figura 4.1 será el encargado de simular lo anteriormente expuesto.

P1 es un potenciómetro de 50K que simula el control de alerones, RP1 y RP2 son resistencias que limitan el ángulo de banqueo.

El circuito integrado IC1 es un amplificador operacional que sirve como BUFFER entre el potenciómetro y la siguiente etapa. El amplificador operacional que utilizemos como BUFFER es el LM741, este amplificador operacional está compensado internamente, además está protegido contra cortocircuitos en la salida y tiene bajo consumo de potencia.

El valor de los voltajes que van entre los extremos del potenciómetro son de +15 y -15 voltios.

Como dijimos anteriormente a nosotros solo nos interesa el módulo mas no el signo, por tanto el bloque cuya función de transferencia es la función valor absoluto, podemos obtener dicha característica con el circuito propuesto en la Figura 4.2.

En la Figura 4.2 vemos dos circuitos integrados IC2 e IC3 que son amplificadores operacionales los cuales deben de ser de alta impedancia de entrada y alto SLEW RATE; para que se comporten como limitadores; el amplificador operacional LF351 cumple con estos requisitos.

El circuito integrado IC4 es un circuito amplificador operacional que trabaja como amplificador lineal, y podemos escoger el LM741 ya que es un amplificador operacio-

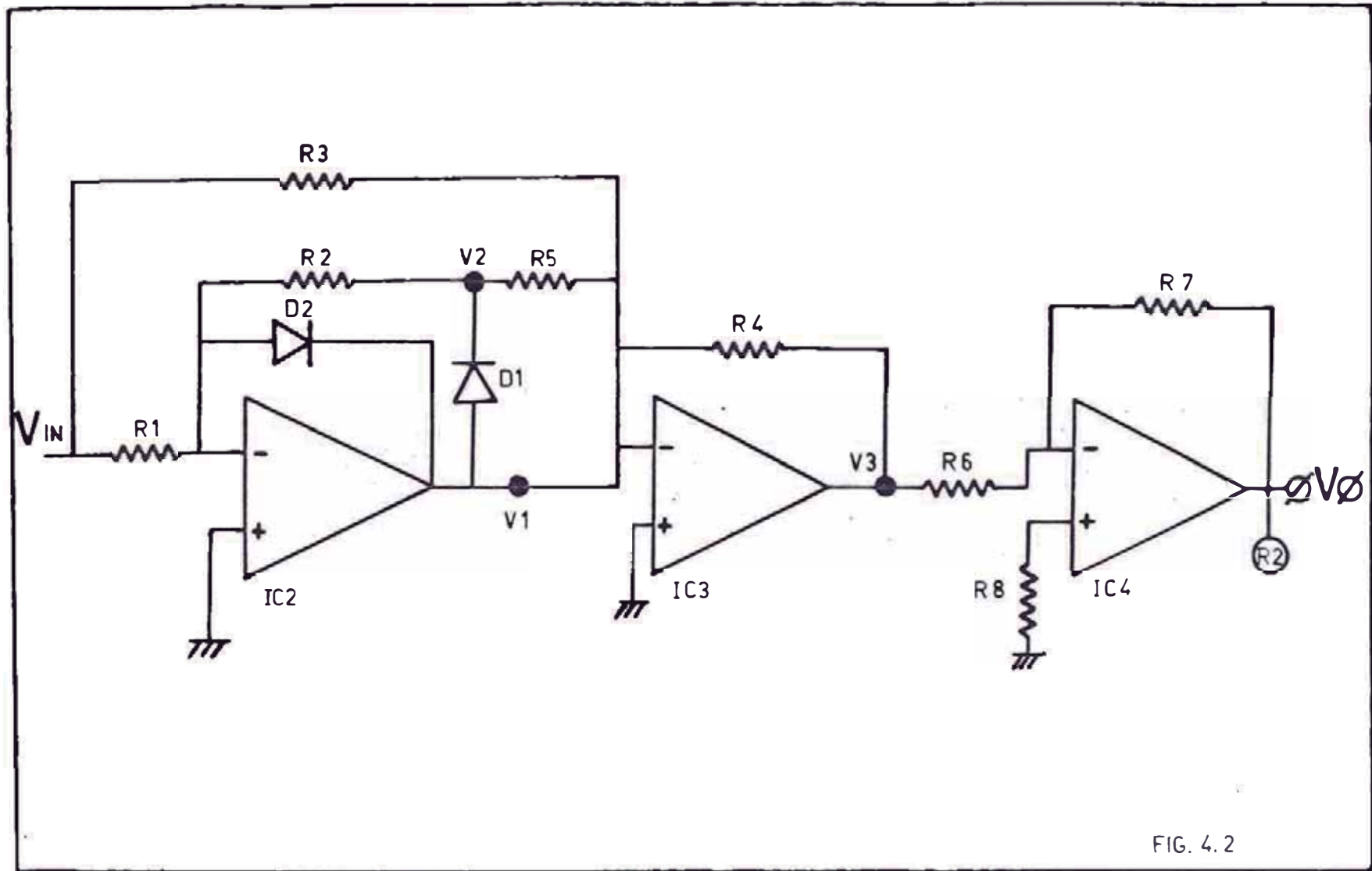


FIG. 4.2

nal que tiene buena respuesta en baja frecuencia.

Los diodos D1 son diodos de alta velocidad y serán de Silicio; buscando en los manuales de fabricantes de dispositivos semiconductores encontramos que el diodo ECG507 posee estas características.

En el circuito propuesto en la Figura 4.2 cuando V_{in} es mayor que cero; el voltaje V_1 es mayor que cero, el diodo D2 está polarizado inversamente, y el diodo D1 está polarizado en forma directa y se encuentra conduciendo, entonces el voltaje V_2 será:

$$V_2 = \frac{R_2 V_{in}}{R_1} \quad \dots(60)$$

y nuestro circuito se reducirá al circuito mostrado en la figura 4.3, en donde tendremos que el voltaje V_3 es :

$$V_3 = \frac{R_5 V_{in}}{R_4} - \frac{R_5 V_2}{R_3} \quad \dots(61)$$

reemplazando (60) en (61) tenemos:

$$V_3 = - R_5 (V_{in}) \left(\frac{1}{R_4} - \frac{R_2}{R_1 R_3} \right) \quad \dots(62)$$

Cuando V_{in} es mayor que cero, el voltaje V_1 es menor que cero; por tanto el diodo D2 conduce y D1 se encuentra polarizado inversamente; y el voltaje V_2 es aproximadamente igual a cero; entonces V_3 será:

$$V_3 = - \frac{R_5 V_{in}}{R_4} \quad \dots(63)$$

Pero la condición que nos exige la función de transferencia, que es una función valor absoluto; la pendiente de la ecuación (63) debe ser igual a uno de donde tendremos que:

$$\frac{R_5}{R_4} = 1 \quad \dots(64)$$

De manera análoga en la ecuación (62) se debe cumplir que:

$$- \left(\frac{R_5}{R_4} - \frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} \right) = 1$$

$$\frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} = 2 \quad \dots(65)$$

Si hacemos, que $R_1 = R_2 = R_5$, reemplazando en la ecuación (64) tenemos:

$$R_3 = \frac{R_5}{2}$$

Si hacemos que $R_5 = 10 \text{ K}$, entonces $R_3 = 5 \text{ K}$.

Finalmente el voltaje V_3 será invertido por el circuito amplificador inversor formado por R_6 , R_7 , R_8 y el circuito integrado IC4.

Debemos limitar V_{ϕ} a 5 voltios para que sea compatible con la tecnología de la familia TTL.

Las resistencias R6 y R4 deben de ser para adaptar impedancias y deben de ser del mismo valor por lo tanto R6 es igual a 5 K.

Como $V_{3\max}$ es igual a 10 voltios, entonces $V_{\phi\max}$ debe ser 5 voltios, entonces se cumple que:

$$R7 = \frac{R6}{2}$$

$$R7 = 2.5 \text{ K}$$

El valor de la resistencia R8 se calcula tomando el paralelo de R4, R6 y R7, se hace esto para eliminar el OFFSET de voltaje por lo tanto:

$$R8 = 1.2 \text{ K}$$

1.2. Control de Dirección

Como ya habíamos definido anteriormente este bloque proporciona la información para los controles del contador de rumbo.

Un potenciómetro simulará el timón de dirección; y sus extremos irán a voltajes positivo y negativo; un voltaje positivo será un giro a la derecha y un voltaje negativo será un giro a la izquierda, para nuestro contador la sola presencia de un voltaje en el punto medio del potenciómetro indicará que el avión está girando; y el voltaje positivo nos dará una señal para que nuestro contador cuente hacia arriba y para un voltaje negativo indicará

una cuenta hacia abajo.

De lo anteriormente expuesto podemos deducir el circuito de la Figura 4.3.

Dentro de la tecnología de los circuitos integrados encontramos un comparador de voltajes que tiene características compatibles con los niveles de voltaje que exige la tecnología TTL, además necesitamos un comparador de alta precisión en la comparación y bajo DRIFT. Un comparador que cumple con las características señaladas es el LM193. IC5 e IC6 son comparadores LM193.

El comparador LM193 tiene salida en colector abierto; y en el circuito propuesto vemos que alimenta a una puerta lógica TTL, por lo tanto debemos proceder a diseñar la resistencia del colector de la etapa de salida del comparador LM193.

De los manuales de fabricación de la familia TTL sacamos los siguientes datos:

Características de entrada para una puerta lógica TTL para una entrada "0" lógico.

$$I_{IL} \leq 1.6 \text{ mA.}$$

$$V_{IL} \leq 0.4 \text{ voltios}$$

Donde I_{IL} es la corriente de entrada para un nivel bajo.

V_{IL} es el voltaje de entrada para un nivel bajo.

Consideremos el circuito de la Figura 4.4 y podemos plantear la siguiente ecuación:

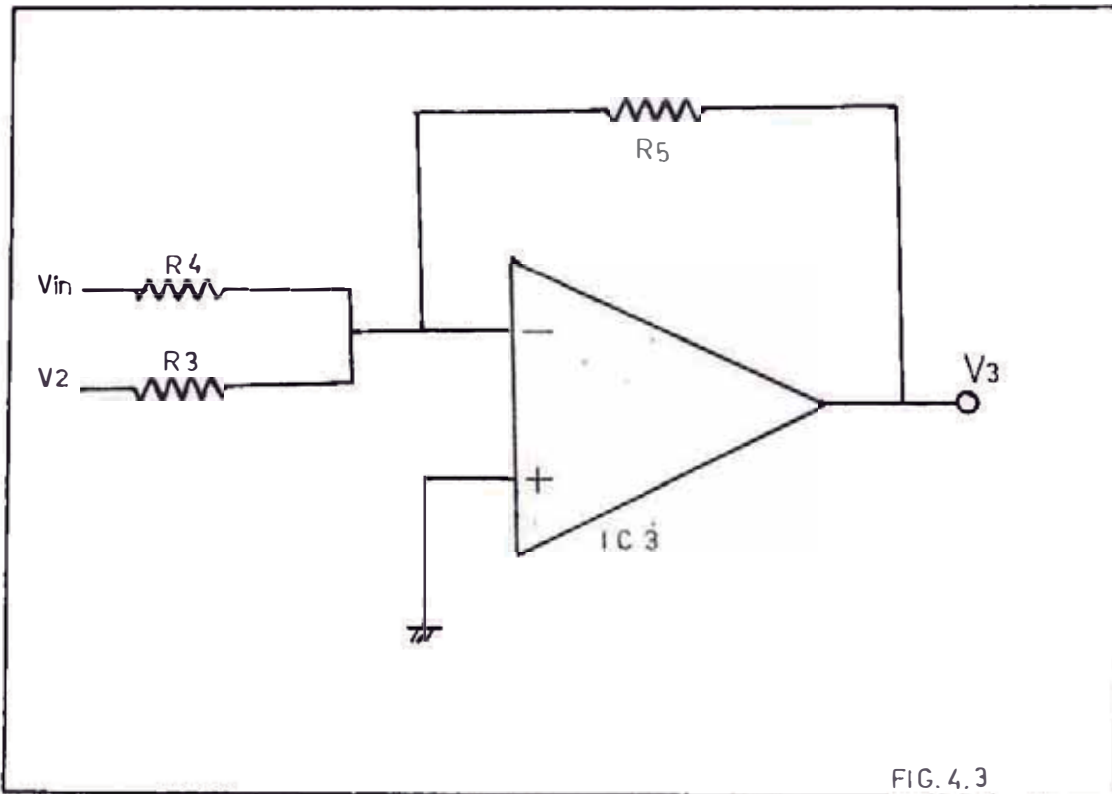


FIG. 4.3

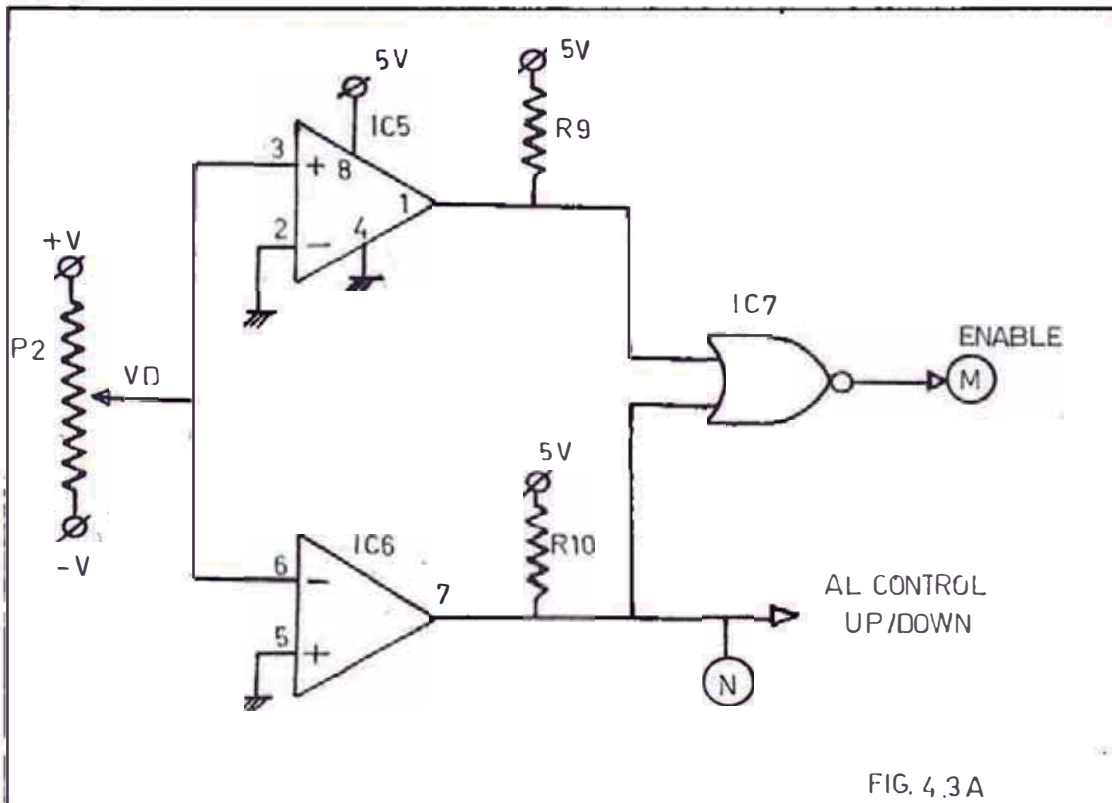


FIG. 4.3A

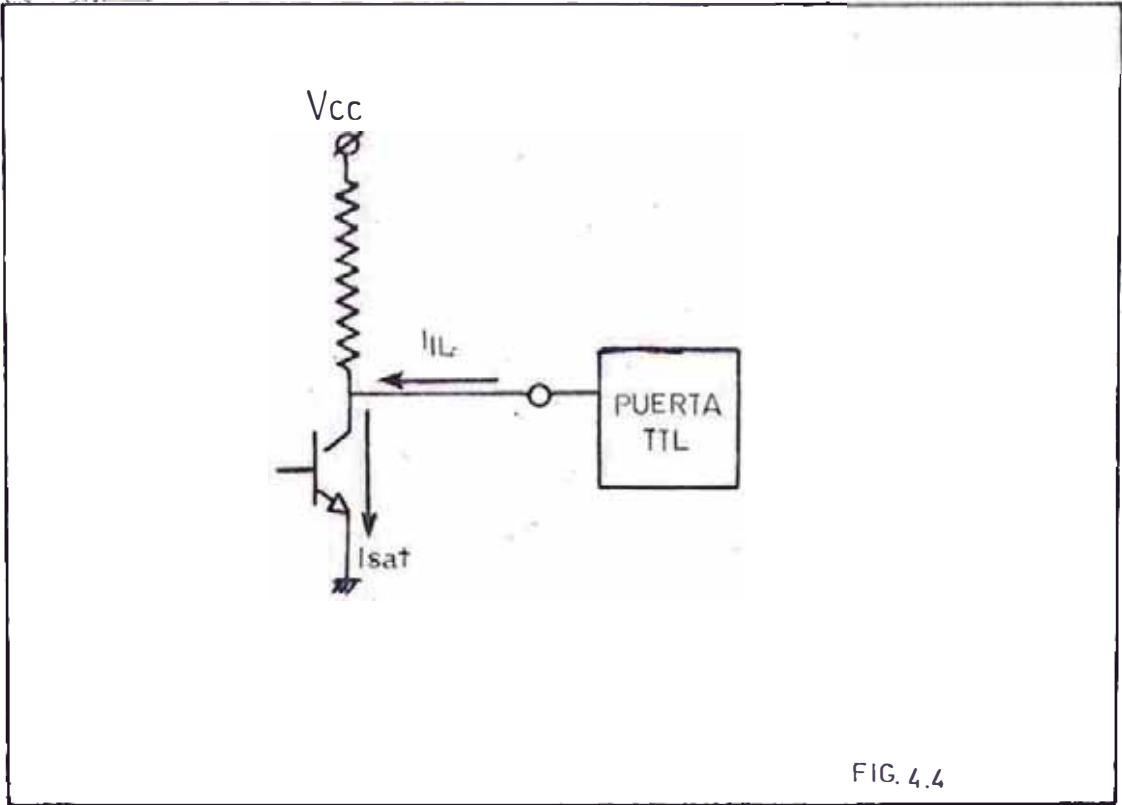


FIG. 4.4

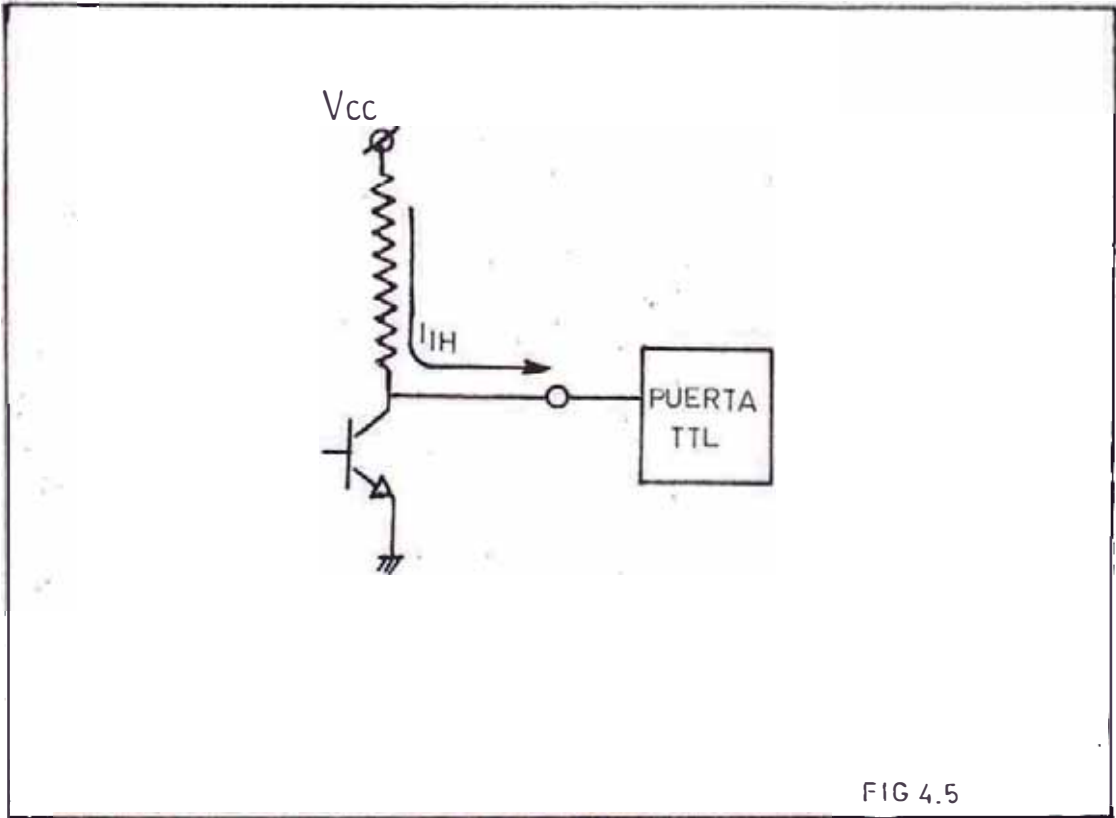


FIG 4.5

$$V_{cc} = R (I_{sat} - I_{IL}) + V_{sat}$$

Donde : I_{sat} es la corriente de saturación del transistor de salida del LM193.

V_{sat} es el voltaje de saturación del transistor de salida del LM193.

$$V_{cc} = 5 \text{ voltios (nivel de voltaje TTL)}$$

Las características de salida del LM193 nos dan que para un voltaje de saturación de 0.4 voltios, tenemos una corriente de saturación de 2 mA; reemplazando estos valores en la expresión anterior tenemos:

$$R = 10.15 \text{ K} \quad \dots(66)$$

Las características de entrada para una puerta lógica TTL para un "1" lógico de entrada son:

$$V_{IH} \geq 2.4 \text{ voltios}$$

$$I_{IH} \leq 400 \text{ uA.}$$

Donde V_{IH} es el voltaje de entrada para un nivel alto.

I_{IH} es la corriente de entrada para un nivel alto.

Ahora consideremos el circuito de la Figura 4.5 y planteamos la siguiente ecuación:

$$V_{cc} = R I_{IH} + V_{IH}$$

Para asegurar el trabajo de esta puerta lógica tomemos el peor caso:

$$V_{IH} = 2.4 \text{ voltios}$$

Reemplazando la ecuación anterior:

$$V_{cc} = R (I_{sat} - I_{IL}) + V_{sat}$$

Donde : I_{sat} es la corriente de saturación del transistor de salida del LM193.

V_{sat} es el voltaje de saturación del transistor de salida del LM193.

$$V_{cc} = 5 \text{ voltios (nivel de voltaje TTL)}$$

Las características de salida del LM193 nos dan que para un voltaje de saturación de 0.4 voltios, tenemos una corriente de saturación de 2 mA; reemplazando estos valores en la expresión anterior tenemos:

$$R = 10.15 \text{ K} \quad \dots(66)$$

Las características de entrada para una puerta lógica TTL para un "1" lógico de entrada son:

$$V_{IH} \geq 2.4 \text{ voltios}$$

$$I_{IH} \leq 400 \text{ uA.}$$

Donde V_{IH} es el voltaje de entrada para un nivel alto.

I_{IH} es la corriente de entrada para un nivel alto.

Ahora consideremos el circuito de la Figura 4.5 y planteamos la siguiente ecuación:

$$V_{cc} = R I_{IH} + V_{IH}$$

Para asegurar el trabajo de esta puerta lógica tomemos el peor caso:

$$V_{IH} = 2.4 \text{ voltios}$$

Reemplazando la ecuación anterior:

$$I_{IH} = \frac{2.6}{R}$$

Pero $I_{IH} \leq 400 \mu A$ y reemplazando en la expresión anterior tenemos:

$$R \geq 6.5 K \quad \dots(67)$$

De las expresiones (66) y (67) escogemos:

$$R = 10 K$$

Por lo tanto las resistencias R9 y R10 son de 10 K

La forma de trabajo de este circuito propuesto como control de dirección es como sigue:

Cuando el voltaje en el punto medio del potenciómetro (VD) es mayor que cero a la salida de IC5 (PIN 1) tendremos 5 voltios ("1" lógico) y a la salida de IC6 (PIN7) tendremos cero voltios ("0" lógico) y al pasar estos valores por la puerta NOR; (IC7, que es 1/4 del 7402) tendremos "0" lógico; lo que significará que habilitará al contador de rumbos. Asimismo del PIN 7 del IC6 irá el control de cuenta UP/DOWN del contador de rumbos; y nuestro contador efectuará una cuenta UP.

Cuando el voltaje VD sea menor que cero, a la salida de IC5 (PIN 1) tendremos cero voltios ("0" lógico) y a la salida del IC6 (PIN 7) tendremos 5 voltios ("1" lógico); entonces a la salida del IC7 tendremos "0" lógico, lo que significa que estaremos habilitando nuestro contador. Como el PIN 7 del IC6 va al control UP/DOWN del contador, nuestro contador hará una cuenta DOWN.

Cuando VD es igual a cero; en la salida de IC5 (PIN 1) e IC6 (PIN 7) tendremos "0" lógico, por lo que a la salida de IC7 tendremos "1" lógico el cual inhibirá a nuestro contador.

Aerodinámicamente, cuando tenemos una cuenta hacia arriba (UP) significa que nuestra aeronave está girando hacia la derecha. Cuando la cuenta es hacia abajo (DOWN) significa que nuestra aeronave está girando en sentido contrario.

Si el contador está inhabilitado significa que nuestra aeronave está manteniendo el rumbo.

1.3. Oscilador controlado por Voltaje

Recibe la información de computador (velocidad angular) y convertirá esta señal de voltaje en señal de frecuencia.

El tren de pulsos que produzca este oscilador, deberá tener una frecuencia proporcional a la información de la velocidad angular y compatible con los niveles de la tecnología TTL.

Un circuito propuesto para los fines deseados es el que se presenta en la Figura 4.6.

En el circuito de la Figura 4.6 observamos el oscilador controlado por voltaje propiamente dicho y la interfase OPAMP-TTL.

A continuación procedemos a hacer el diseño del oscilador controlado por voltaje.

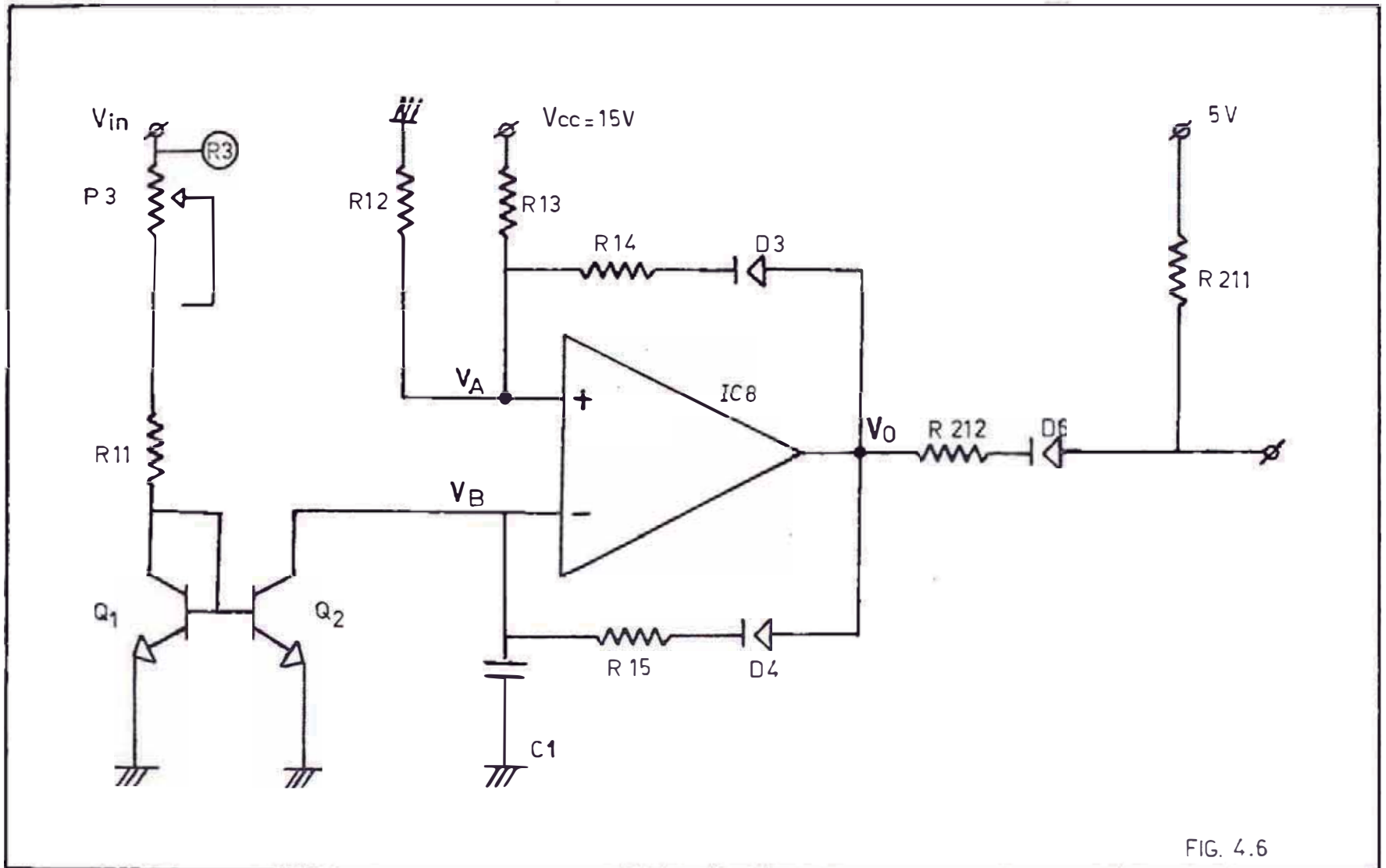


FIG. 4.6

Inicialmente el condensador C1 se encuentra descargado; por lo tanto se cumple que:

$$V_A > V_B \quad \text{y}$$

$$V_0 = 15 \text{ voltios}$$

$$V_A = 15 \left(\frac{R_{12} R_{13} + R_{12} R_{14}}{R_{12} R_{13} + R_{12} R_{14} + R_{13} R_{14}} \right) \dots\dots(67.1)$$

El condensador se cargará de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$V_C = 15 \left(1 - e^{-t/R_{15} C_1} \right)$$

El par de transistores Q1 y Q2 conforman un espejo de corriente y deben operar para:

$$V_{CE \text{ min}} = 5 \text{ voltios}$$

$$V_{CE \text{ max}} = 10 \text{ voltios}$$

El condensador demora un tiempo T_1 para cargarse de cinco a diez voltios.

$$T_1 = t_2 - t_1 \quad \dots\dots(68)$$

donde t_2 es el tiempo que demora para cargarse a diez voltios

$$10 = 15 \left(1 - e^{-t_2/R_{15} C_1} \right)$$

$$t_2 = R_{15} C_1 \ln 3 \quad \dots\dots(69)$$

y t_1 es el tiempo que demora para cargarse a 5 voltios

$$5 = 15 \left(1 - e^{-t_1/R15 C1} \right)$$

$$t_1 = R15 C1 \ln 2/2 \quad \dots(70)$$

Reemplazando (69) y (70) en (68)

$$T_1 = R15 C1 \ln 2$$

Cuando $V_A < V_B$

$$V_o = -15 \text{ voltios}$$

Los diodos D3 y D4 no conducen y el condensador se descarga por Q2 con una corriente constante I ; debido al espejo de corriente y de acuerdo a la siguiente Ley:

$$V = \frac{I T}{C}$$

$$\text{donde } I = \frac{V_{in} - 0.7}{R_{P3} + R_{11}}$$

El condensador se descargará de diez a cinco voltios; y el tiempo que demore será:

$$T_2 = \frac{5 C1}{I}$$

El tiempo de carga y descarga del condensador es:

$$T = T_1 + T_2$$

$$T = R15 C1 \ln 2 + \frac{5 C1}{I}$$

Pero la frecuencia f es la inversa del período T

$$f = \frac{1}{T}$$

$$f = \frac{I}{5 C_1 + I R_{15} C_1 \ln 2} \dots (71)$$

La corriente I es máxima cuando el voltaje V_{in} es máximo

$$V_{in \max} = 10 \text{ voltios}$$

$$I_{\max} = \frac{9.3}{R_{P3} + R_{11}}$$

En (71) hacemos la siguiente consideración

$$1 \gg \frac{I_{\max}}{5} R_{15} \ln 2$$

hacemos esta consideración para linealizar nuestra frecuencia contra el voltaje de entrada; si hacemos que:

$$\frac{9.3}{R_{P3} + R_{11}} \frac{R_{15} \ln 2}{5} = 0.1$$

$$R_{15} = \frac{5 (R_{P3} + R_{11})}{93 \ln 2}$$

Cuando $V_o = 15$ voltios y $V_A = 10$ voltios en la expresión (67.1)

$$10 = 15 \left(\frac{R_{12} R_{13} + R_{12} R_{14}}{R_{14} R_{13} + R_{12} R_{13} + R_{14} R_{12}} \right) \dots (72)$$

Cuando V_o es igual a -15 voltios y $V_A = 5$ voltios se cumple que:

$$5 = \frac{15 R_{12}}{R_{12} + R_{13}}$$

$$R_{12} = \frac{R_{13}}{2} \quad \dots(73)$$

Luego (73) en (72)

$$R_{14} = \frac{R_{13}}{3} \quad \dots(74)$$

Los transistores Q1 y Q2 deben de ser de alto h_{FE} (mayores de 40); asimismo estos transistores deben de estar apareados y deben de ser de conmutación. El transistor ECC123 se puede utilizar para este fin.

Si la corriente máxima de colector la limitamos a 2 mA. entonces:

$$R_{P3} + R_{11} = 4.65 \text{ K y}$$

$$R_{15} = 0.36 \text{ K}$$

Tomamos $R_{14} = R_{15}$ en

En la ecuación (74) reemplazando valores tenemos:

$$R_{13} = 1.08 \text{ K}$$

En la ecuación (73) reemplazando valores tenemos:

$$R_{12} = 0.54 \text{ K}$$

Finalmente la frecuencia de operación será

$$f = \frac{I}{5C1} \quad \dots(75)$$

Donde el valor del condensador dependerá de la velocidad que desarrolle el avión que vamos a simular.

Los diodos D3 y D4 serán de silicio y de alta velocidad por lo que podemos tomar el diodo ECG507.

El circuito integrado IC8 debe ser un amplificador operacional de alta velocidad, alta impedancia de entrada y gran ancho de banda. Estos requerimientos son cumplidos por el LF351.

Ahora procedemos al diseño de la interfase OPAMP-TTL, - cuando $V_o = 15$ voltios el diodo D6 no conduce y la entrada de la compuerta TTL debe estar en un nivel alto y se debe verificar que:

$$V_{cc} = R_{211} I_{IH} + V_{IH} \quad \dots(76)$$

Cuando $V_o = -15$ voltios nuestra entrada de la puerta TTL debe estar en un nivel bajo y se debe verificar que:

$$V_{IL} + R_{212} (I_{R211} + I_{IL}) = 15 \quad \dots(77)$$

Tomando valores para el peor caso:

$$I_{IH} = 400 \mu A.$$

$$V_{IH} = 2.4 \text{ voltios}$$

Reemplazando estos valores en la ecuación (76) tenemos:

$$R_{211} = 6.5 K$$

Tomando valores para el peor caso de una entrada "0" lógico para una puerta TTL:

$$V_{IL} = 0.4 \text{ voltios}$$

$$I_{IL} = 1.6 \text{ mA.}$$

La corriente que fluye por la resistencia R211 se calcula mediante la siguiente expresión:

$$I_{R211} = \frac{V_{CC} - V_{IL}}{R211}$$

Reemplazando valores obtenemos que:

$$I_{R211} = 0.707 \text{ mA.}$$

Reemplazando en la expresión (77) obtenemos el valor de R212.

$$R212 = 6.32 \text{ K}$$

El diodo D6 debe ser un diodo de alta velocidad y de Silicio; por eso escogemos diodo ECG507.

1.4. Contador de Rumbo

Nuestro circuito contador de rumbo, debe ser un sistema contador capaz de efectuar cuentas hacia arriba y hacia abajo, para simular si el giro de hacia la derecha o hacia la izquierda. Además debe tener carga inicial de datos, para poder insertar el rumbo inicial y debe ser compatible con la computadora que utilizaremos, vale de

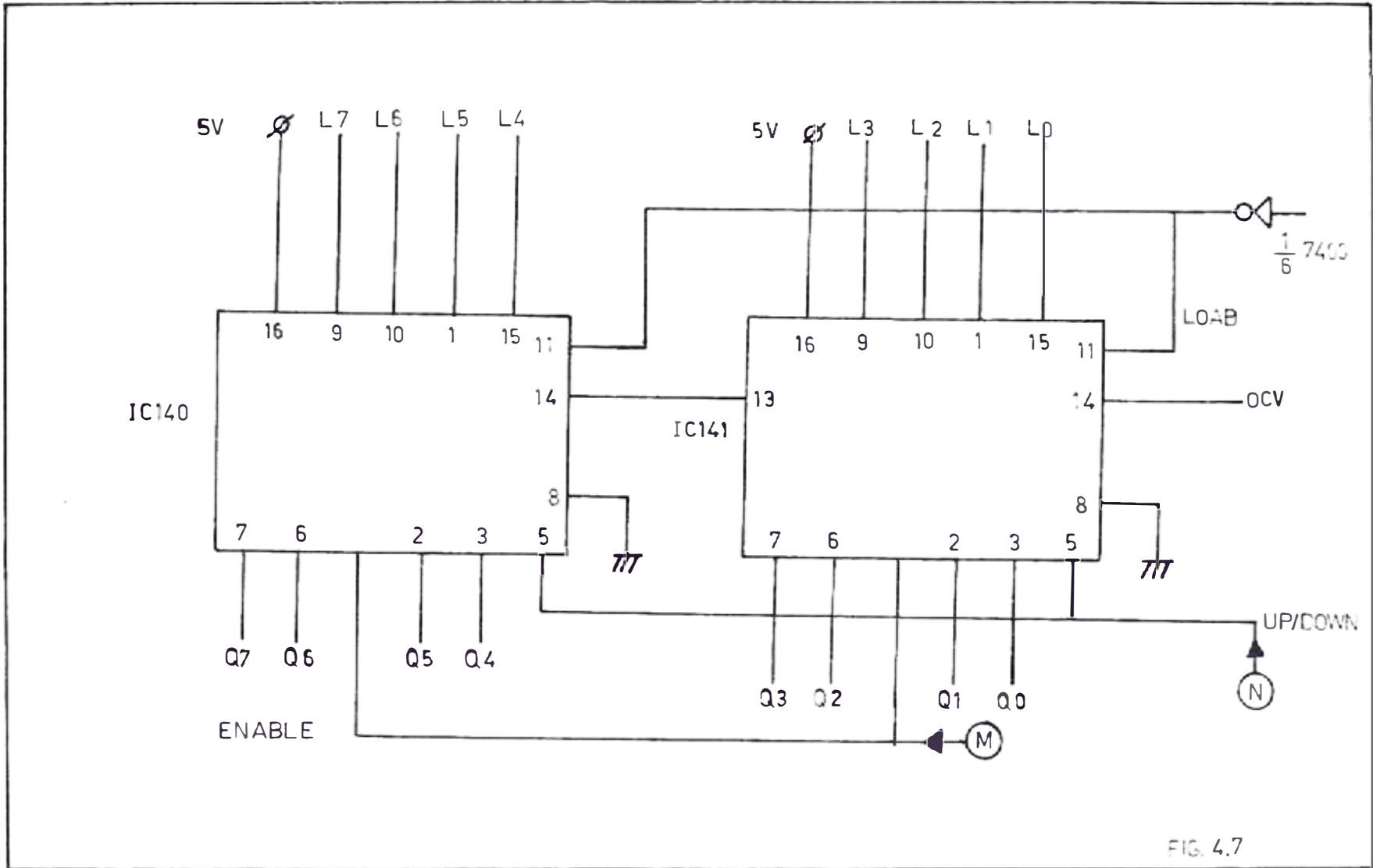


FIG. 4.7

cir contador de 8 BITS.

Dentro de la familia TTL encontramos en el 74191 (Contador con PRESET, UP/DOWN de 4 BITS) la solución a las características mencionadas, haciendo un arreglo de dos - contadores 74191 y conectando adecuadamente habremos solucionado el problema planteado. (ver circuito de la - Figura 4.7).

Los controles del ENABLE y UP/DOWN vendrán del control de dirección y el reloj (CLOCK) del sistema vendrá del tren de pulsos que proporciona el oscilador controlado por voltaje.

1.5. Circuito del Compás Magnético

Este circuito es el que proporciona el voltaje necesario para excitar el Servo que simule el compás magnético.

La información que venga del contador de rumbo (señal digital) será convertida en información analógica. Para lograr este propósito usaremos convertidores digitales analógicos de 8 BITS. Un convertidor digital analógico compatible con los niveles que exige la tecnología TTL es el DAC0808. En la Figura (4.8) se puede observar la interconexión de este circuito integrado.

En la Figura (4.8) vemos algunos valores de resistencias que procedemos a diseñar.

De las características dadas por el fabricante (ver Apéndice C); en el gráfico corriente de salida vs. voltaje

de salida; cuando todos los BITS se encuentran en "1" - lógico tenemos:

$$I_{14} = 2 \text{ mA.}$$

para una $V_{EE} = -15$ voltios y habrá una corriente

$$I_{out} = 2 \text{ mA.}$$

Además:

$$I_{out} = K \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \dots + \frac{A_8}{256} \right)$$

Donde :

$$K = \frac{V_{REF}}{R_{31}}$$

Esta ecuación es proporcionada por el fabricante.

$$A_N = 1 \text{ si } A_N \text{ se encuentra en alto nivel.}$$

$$A_N = 0 \text{ si } A_N \text{ se encuentra en bajo nivel.}$$

Para todos los $A_N = 1$ (máxima escala)

$$I_{out} = K \left(\frac{255}{256} \right)$$

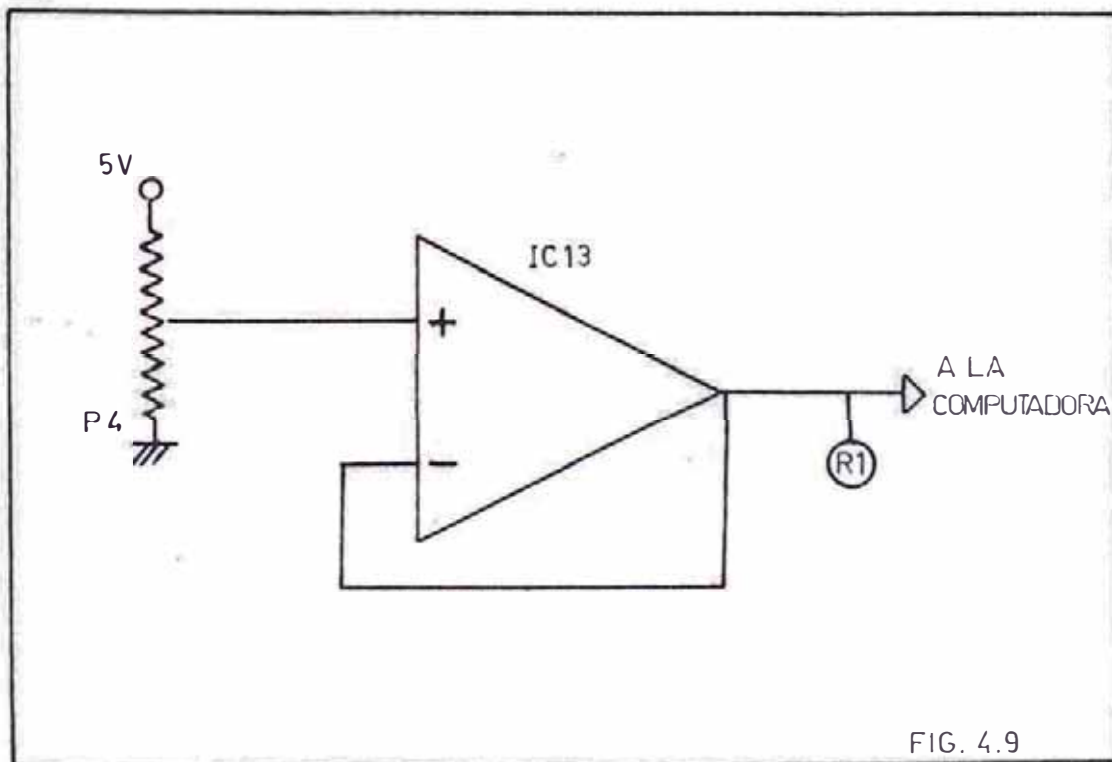
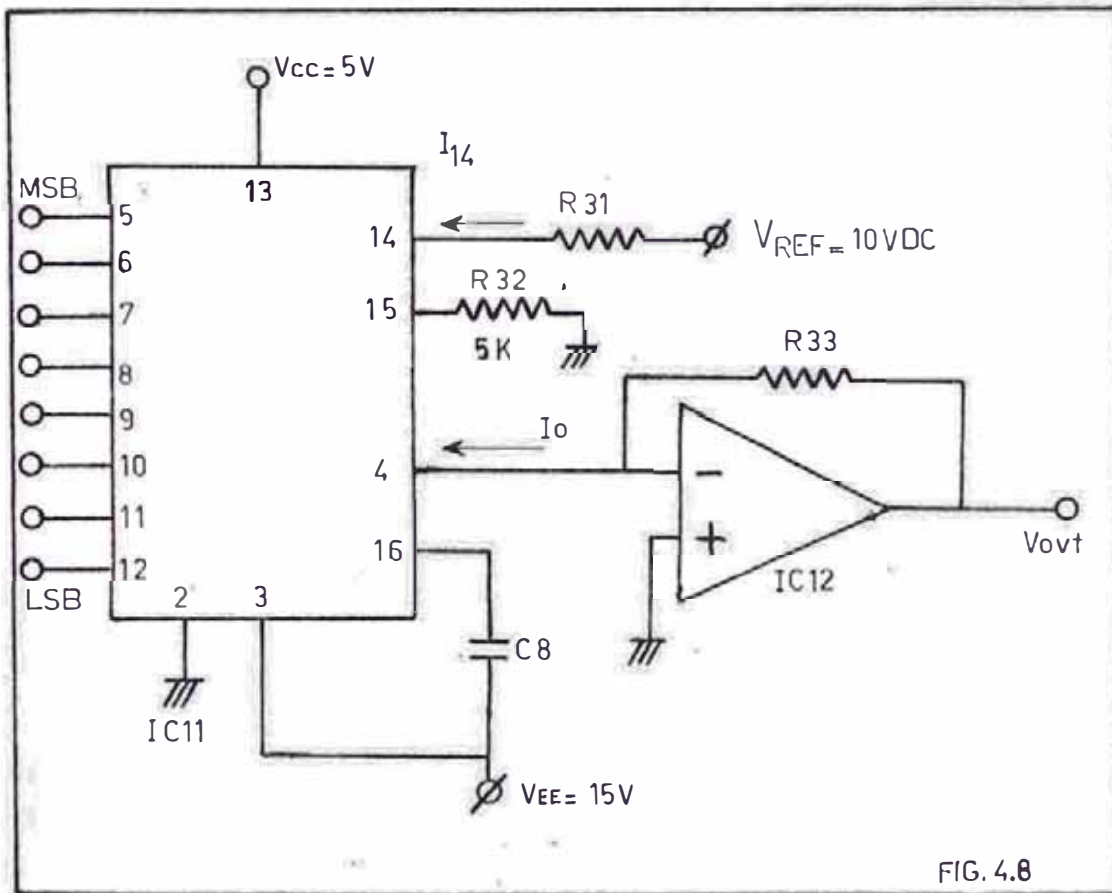
Pero: $I_{out} = 2 \text{ mA.}$

$$K = 2$$

Nosotros usaremos un voltaje de referencia de 10 voltios ya que necesitamos 10 voltios de voltaje de salida.

$$R_{31} = \frac{V_{REF}}{2}$$

$$R_{31} = 5 \text{ K}$$



$$V_{out} = R33 \quad I_{out}$$

$$R33 = 5 \text{ K}$$

El amplificador operacional recomendado por el fabricante como etapa de salida del DAC0808 (IC12) es el LF351 debido a su alta impedancia de entrada y gran ancho de banda.

2. CONTROL DE PROFUNDIDAD

2.1. Control de Potencia

Si recordamos que la potencia necesaria para la sustentación es:

$$P = \frac{1}{\sqrt{\sigma}} \left(a V_e^3 + \frac{b \omega^2}{V_e} \right)$$

Por otro lado la potencia disponible nos dará los motores del avión, y este control de potencia de los motores está conformado por una maneta de control de RPM; - para efectos de simulación utilizaremos un potenciómetro conectado a tierra y el otro extremo a una fuente de 5 voltios, lo que equivale que cero voltios significa 0 RPM y 5 voltios significa 100% RPM; asimismo, en forma indirecta el aumentar o disminuir la potencia de los motores del avión se está aumentando la velocidad.

A través de esta potencia (voltaje) estamos introduciendo el dato de la velocidad de la aeronave a la computadora, para lograr este objetivo la señal que nos produzca el potenciómetro deberá pasar previamente por un cir

cuito BUFFER y luego por un conversor analógico a digital, (como veremos en la sección de diseño de la interfase de entrada).

En la Figura (4.9) el circuito integrado IC13 es un amplificador operacional LM741, y el potenciómetro P4 será de un valor de 100 K. Uno de los extremos del potenciómetro irá a la fuente de alimentación de 5 voltios y otro de los extremos a la tierra del sistema.

2.2. Control de Timón de Profundidad

Este bloque es el encargado de dar las variaciones del régimen de ascenso o descenso de la aeronave; la forma como se manipula el timón de profundidad influirá en el ángulo de ataque.

Además este bloque es el encargado de controlar el contador de altura.

El voltaje que se obtenga del control del timón de profundidad irá a un circuito sumador en donde se sumará con el voltaje que venga de la computadora, que es el RATE OF CLIMB. Esta suma hacemos ya que para un régimen de ascenso o descenso no solo influye el aumento o disminución de potencia, sino también la forma como se manipula el timón de profundidad.

Un potenciómetro será conectado en sus extremos a voltajes positivos y en el otro a un voltaje negativo, si el voltaje en el punto medio del potenciómetro es positivo significa que nuestra aeronave está ascendiendo, y si -

es voltaje negativo nuestra aeronave está descendiendo y si es voltaje cero significará que nuestro avión está en vuelo recto y nivelado.

El circuito que realizará todas las maniobras antes mencionadas es el propuesto en la Figura (4.10)

En el circuito de la Figura (4.10), el potenciómetro P5 es el que simula el timón de profundidad, en sus extremos están las resistencias RP51 y RP52 los cuales sirven para limitar el voltaje máximo y mínimo en el potenciómetro.

El circuito integrado IC20 es un amplificador operacional que sirve como BUFFER, y utilizaremos el OPAMP LM741.

Los circuitos integrados IC14 e IC15 conforman junto con las resistencias R52 y R53 los controles de cuenta del contador de altura (proporcionan el pulso de habilitación de cuenta y el control de cuenta hacia arriba y abajo), estos integrados son el LM193. (las consideraciones de diseño son las mismas que en el control de rumbo, sección 1.2).

Los circuitos integrados IC17 e IC19 conforman el circuito cuya función de transferencia es la función valor absoluto (negativo), el análisis de este circuito es similar al efectuado en la sección 1.1 del Capítulo IV.

El circuito integrado IC18 junto con las resistencias R50, R51 y R52 conforman un amplificador inversor, que invierte la señal RATE OF CLIMB que viene de la computadora, el valor máximo que viene de la computadora es 10

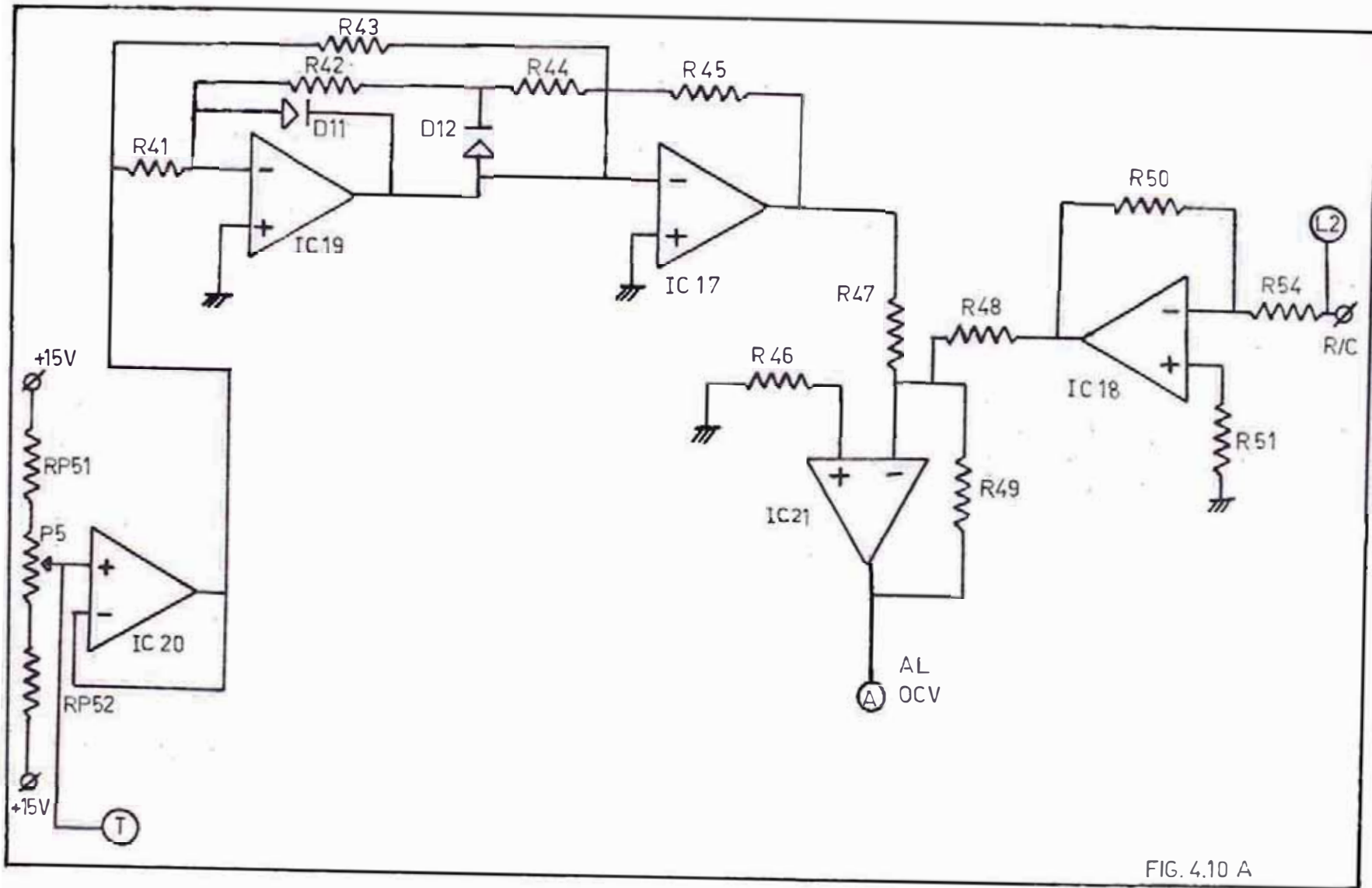


FIG. 4.10 A

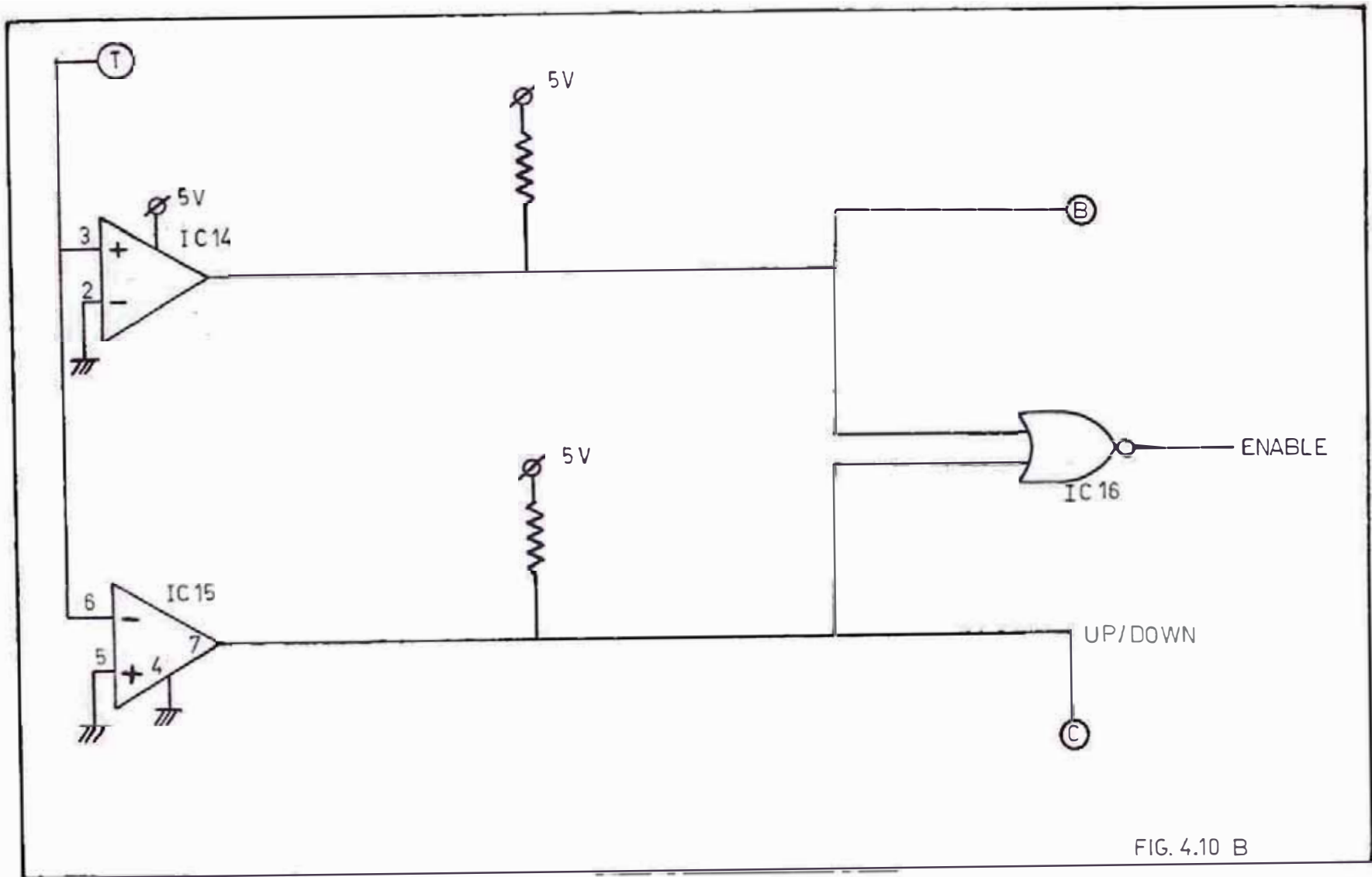


FIG. 4.10 B

voltios y el mínimo cero voltios.

El circuito integrado IC21 junto con las resistencias - R48, R47, R49 y R46 conforman un circuito sumador, sumará los voltajes provenientes del timón de profundidad y de la computadora, este circuito debe tener la característica de que cuando el RATE OF CLIMB sea 10 voltios y el voltaje proveniente del timón de profundidad sea 10 voltios, la salida será 10 voltios (característica máxima). En el circuito de la Figura (4.11) podemos ver el diseño de esta etapa.

$$V_o = - \left(\frac{R_{49}}{R_{48}} + \frac{R_{49}}{R_{47}} \right) (10)$$

De la condición planteada

$$V_o = 10$$

$$R_{49} \left(\frac{R_{49} + R_{48}}{R_{48} R_{47}} \right) = 1 \quad \dots(78)$$

$$R_{47} = R_{48} = 10 \text{ K dado que } R_{45} = 10 \text{ K}$$

Reemplazando en (78):

$$R_{49} = 5 \text{ K}$$

El valor de la resistencia R46 debe ser el paralelo de R47, R48 y R49; esto se hace para eliminar el OFFSET de voltaje.

$$R_{46} = 2.5 \text{ K}$$

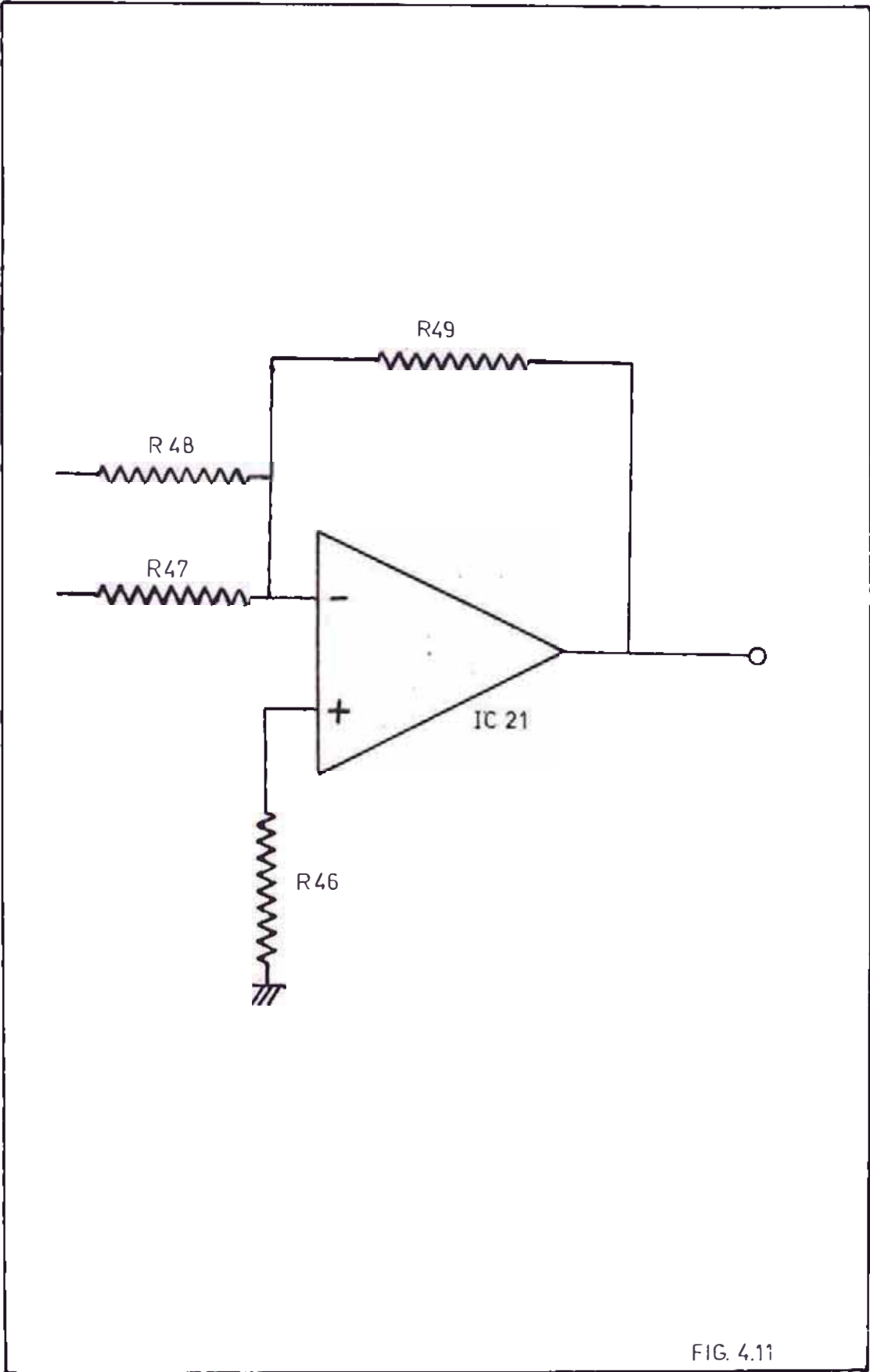


FIG. 4.11

Las resistencias R50 y R54 conforman el inversor unitario y deben ser iguales. Tomamos $R50 = 10\text{ K}$ (esto hacemos para adaptar impedancias).

$R51 = 5\text{ K}$ (para eliminar el OFFSET del IC18)

Los circuitos integrados IC19, IC18, IC20 e IC21 son amplificadores operacionales LM741.

2.3. Oscilador controlado por voltaje

El oscilador controlado por voltaje recibe la información del control de timón de profundidad, que es el bloque que nos proporciona el voltaje adecuado que combine los efectos del RATE OF CLIMB (debido al incremento o disminución de potencia) y la forma como se activa el timón de profundidad, este voltaje es convertido a un tren de pulsos cuya frecuencia es proporcional al voltaje de entrada, el circuito que usaremos para lograr esto será similar al usado en la sección 1.3 del Capítulo IV, con la única variante en la frecuencia de operación que procederemos a hacer el siguiente análisis:

$$f_2 = \frac{I}{5C2}$$

$$\text{donde: } I = \frac{V_{in2} - 0.7}{R_P + R_{CQ3}}$$

El V_{in2} es el voltaje proveniente de la computadora debidamente procesada ya que:

$$R/C = V \text{ Sen } \varphi \quad y$$

$$\text{Sen } \varphi = \frac{T - D}{W}$$

Por lo tanto la frecuencia de operación debe ser numéricamente igual al régimen de ascenso o descenso.

2.4. Contador de Altura

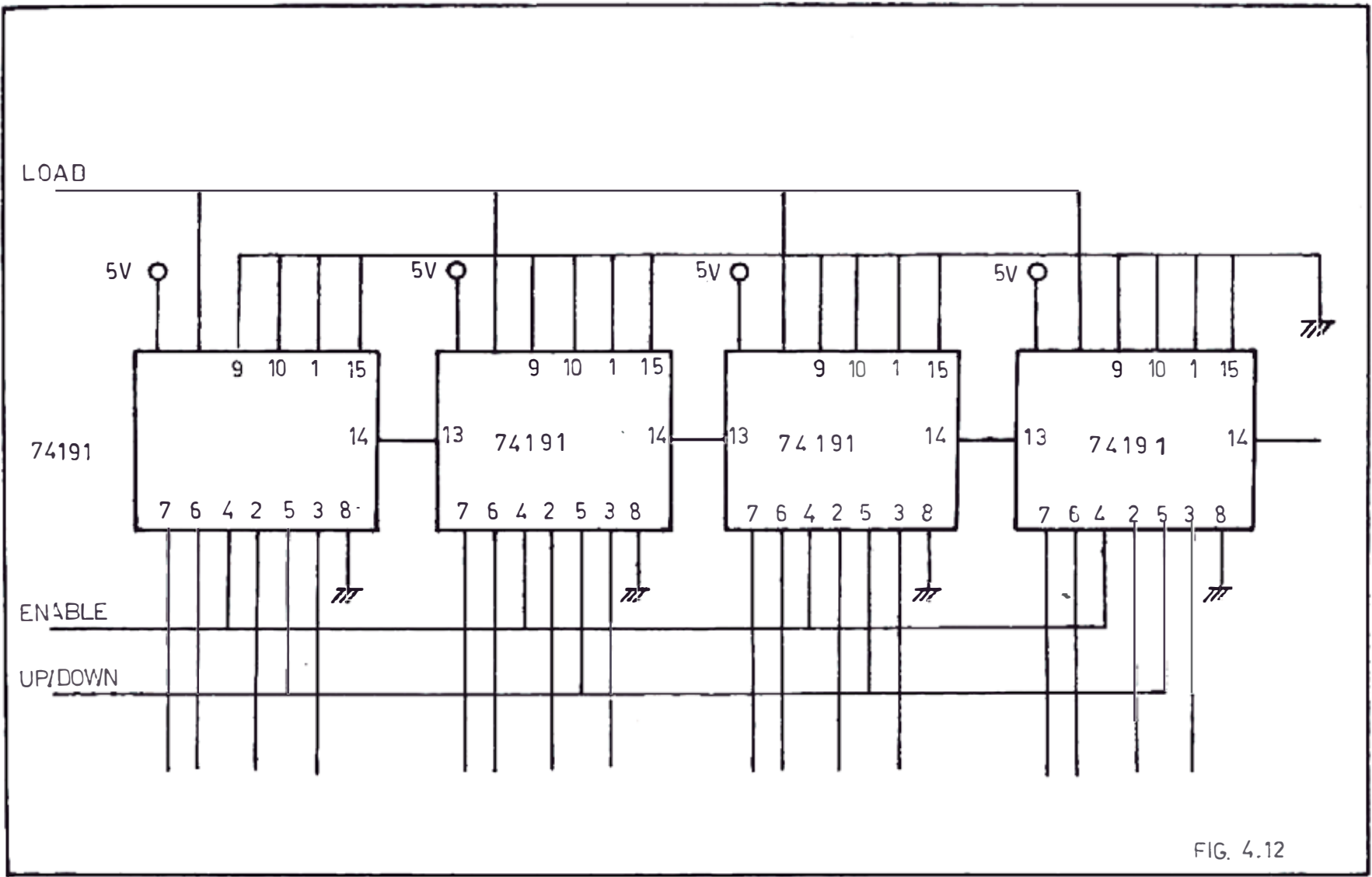
Para nuestro sistema contador de altura necesitamos un contador que nos cuente hasta 35,000 pies (máxima altura desarrollada por los aviones convencionales), además debe ser un contador UP/DOWN y perteneciente a la familia TTL.

El contador de altura recibirá los pulsos que emita el oscilador controlado por voltaje del timón de profundidad, las señales de control de cuenta tanto UP/DOWN y -ENABLE vendrán del control de timón de profundidad.

Este contador además debe tener un sistema de puesta a cero (RESET) en forma fácil y este control de puesta a cero debe ser independiente, no debe tener carga inicial de datos, ya que haremos la suposición que toda navegación que efectuemos la iniciemos en el nivel del mar - (cero de marcación en el altímetro).

Dentro de la familia TTL encontramos que el circuito integrado 74191 es un contador de 4 BITS, que reúne las características antes mencionadas y haciendo el arreglo con cuatro de estos circuitos integrados conectados en forma adecuada habremos solucionado nuestro problema.

Nuestro contador contará desde 0000 hasta FFFF en hexadecimal. En la Figura (4.12) se muestra el contador.



2.5. Circuito Altimétrico

La señal que nos proporciona el contador de altura la pasaremos a través de un convertidor digital analógico y obtendremos el voltaje necesario para excitar el servo del altímetro.

El convertidor digital-analógico que usaremos es el DAC0808; usaremos dos en realidad ya que nuestro contador de altura es un contador de 16 BITS, los voltajes de salida de los convertidores irán a un circuito amplificador-sumador, de tal suerte que cuando tengamos cero en los contadores tengamos cero voltios a la salida y cuando estemos a FULL escala en los conversores tengamos aproximadamente 10 voltios en la salida de nuestro amplificador-sumador.

El circuito que se detalla en la Figura (4.13) es el encargado de efectuar lo anteriormente expuesto.

En el circuito de la Figure (4.13) podemos observar que los circuitos integrados IC51 e IC52 son los convertidores digitales analógicos. Los circuitos integrados IC53 e IC54 son amplificadores operacionales LF351 recomendados como etapas de salida para el CDA0808.

Las resistencias R61 y R62 son calculadas con las mismas consideraciones utilizadas en el circuito del compás magnético.

Las resistencias R61, R64, R67 y R68 deben de ser iguales, para lograr una buena adaptación de impedancia.

$$R68 = 5 K$$

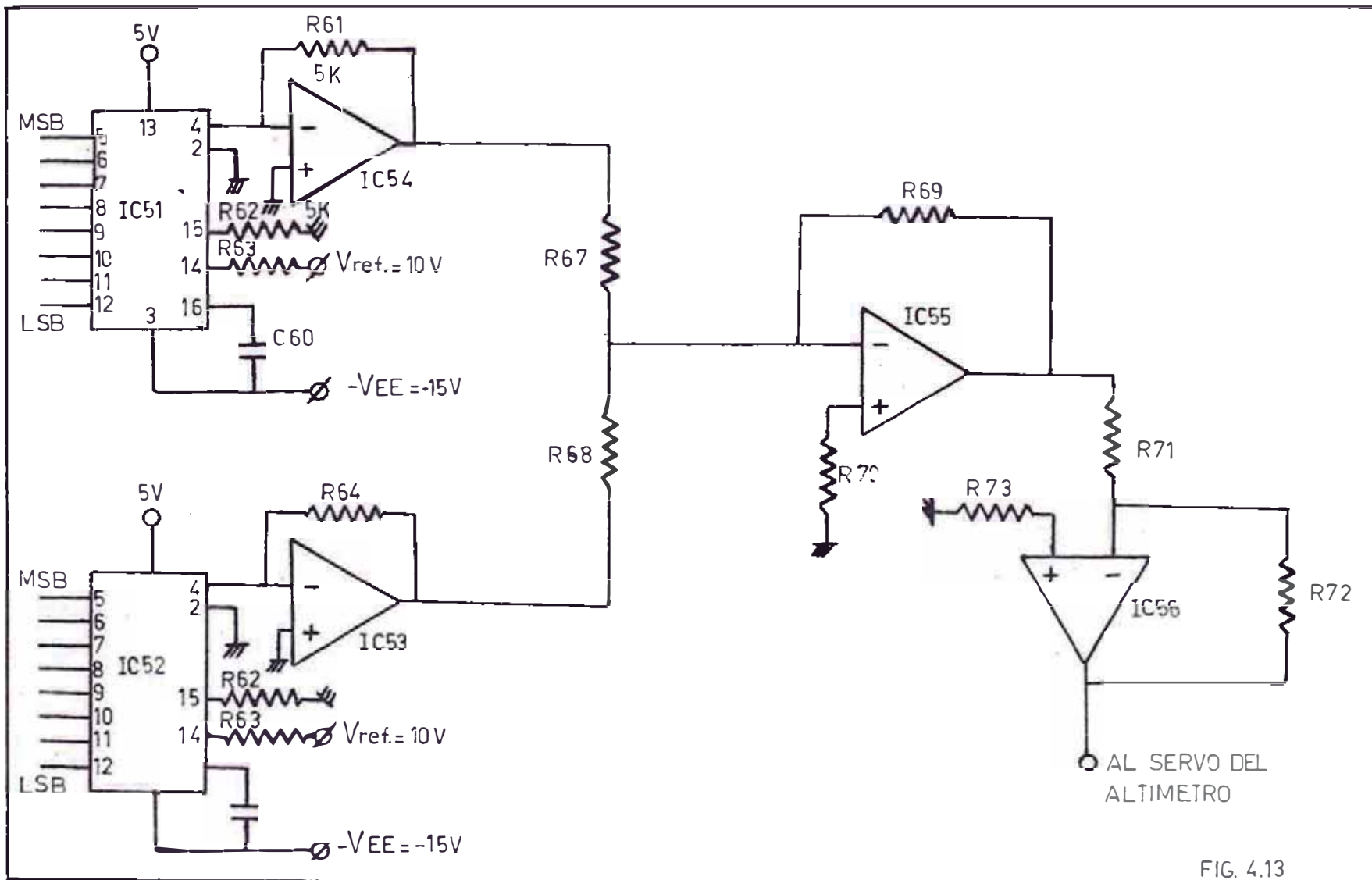


FIG. 4.13

En la Figura (4.14) vemos el amplificador-sumador en forma independiente y procedemos al siguiente análisis:

De la condición planteada $V_o = 10$ voltios.

$$V_o = -10 \left(\frac{1}{R_{67}} + \frac{1}{R_{68}} \right) R_{69}$$

Pero $R_{67} = R_{68} = 2.5$ K

Reemplazando datos $R_{69} = 2.5$ K

R_{70} debe ser el paralelo de R_{67} , R_{68} y R_{69} para eliminar el OFFSET de voltaje.

$R_{70} = 1.25$ K

La resistencia R_{71} es igual a 2.5 K, para hacer una buena adaptación de impedancia. $R_{72} = 2.5$ K ya que junto con el IC56 conforman el amplificador de ganancia unitaria. Finalmente $R_{73} = 1.2$ K (para eliminar el OFFSET de voltaje).

Los circuitos integrados IC55 e IC56 son amplificadores operacionales LM741.

2.6. Circuito del CLIMB

Este circuito es el encargado de excitar al servo del CLIMB. La información que recibe es la velocidad del régimen de ascenso o descenso, pero, el control de profundidad nos dá como valor de la RATE OF CLIMB un valor positivo, ya sea para un ascenso o descenso, nosotros aprovechamos el control de contador ya que una cuenta UP significará que nuestro avión está ascendiendo y una cuenta DOWN indicará que nuestro avión está descendiendo

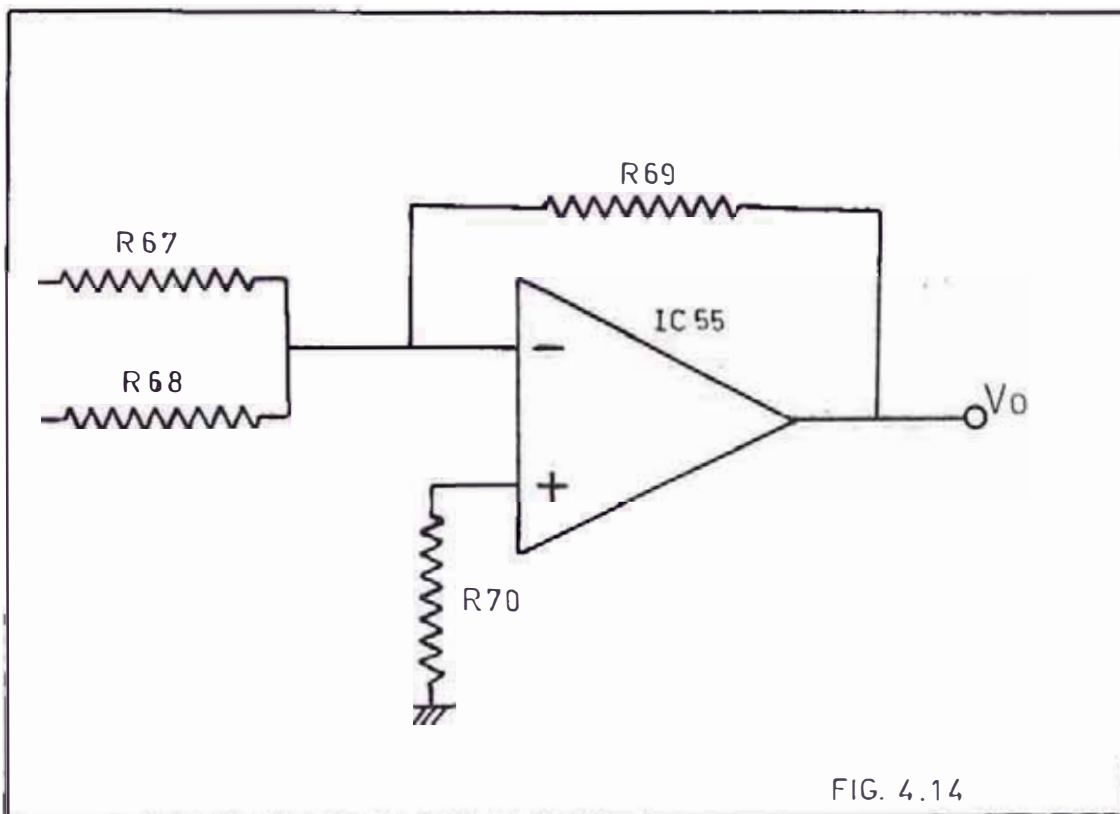


FIG. 4.14

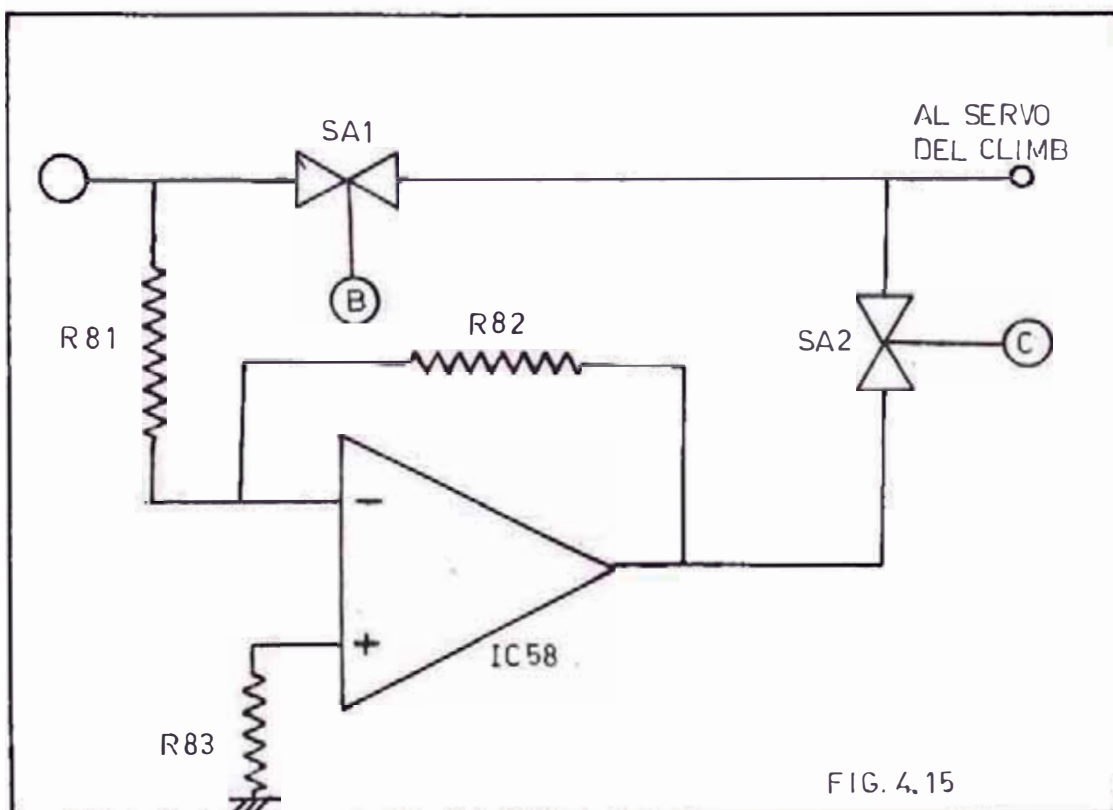


FIG. 4.15

y conmutará la información de la velocidad ascensional. Para lograr esta conmutación haremos uso de un conmutador analógico, de tal suerte que su control de conmutación sea compatible con los niveles que exige la tecnología TTL y que la señal analógica fluctúe entre + 10 voltios y - 10 voltios. Un conmutador con las características señaladas es el LF11331, que es un circuito integrado con cuatro conmutadores analógicos.

El circuito que satisface las características mencionadas es el que se presenta en la Figura (4.15).

En la Figura (4.15) observamos dos señales de control; control C y control B, estos controles vienen del PIN7 del IC15 y del PIN1 del IC14 respectivamente del control del timón de profundidad.

Las resistencias R81, R82 y R83 junto con el circuito integrado IC58 conforman un amplificador inversor de ganancia unitaria.

El valor de R81 debe ser igual a 5 K; ya que viene del PIN6 del IC21 y la resistencia realimentadora de este amplificador-sumador R49 es igual a 5 K, hacemos esto para lograr una buena adaptación de impedancia.

$R82 = R81 = 5 \text{ K}$; tomamos estos valores iguales por tratarse de un amplificador inversor de ganancia uno.

$R83 = 2.5 \text{ K}$; tomamos este valor para eliminar el OFFSET de voltaje.

3. INTERFASE DE ENTRADA

La interfase de entrada como ya se había definido anteriormente, es el bloque encargado de servir como puerta de ingreso a la computadora de los diferentes parámetros que estamos utilizando.

• El tratamiento que se le dá a cada señal es diferente, ya que hay algunas informaciones que son digitales y otras que son analógicas.

Los parámetros que ingresarán a la computadora son:

- Velocidad
- Angulo de banqueo
- Rumbo
- Altura
- Canales de sintonización del VOR y del ADF.

Las informaciones digitales serán cargadas a un LATCH de entrada de 8 BITS; estos LATCH's deberán tener salida en TRI-STATE; la familia TTL ha desarrollado un integrado con las características mencionadas y buscando en el manual encontramos en el 74373 como el circuito adecuado a nuestra necesidad.

Los parámetros que son procesados en forma digital son el Rumbo, la altura y los canales de sintonización del VOR y del ADF. En la Figura (4.16) observamos los circuitos que se encargarán los datos anteriormente mencionados.

Las informaciones analógicas antes de ingresar a la computadora son convertidas a información digital, a través de convertidores analógicos a digitales. En el circuito de la Figura

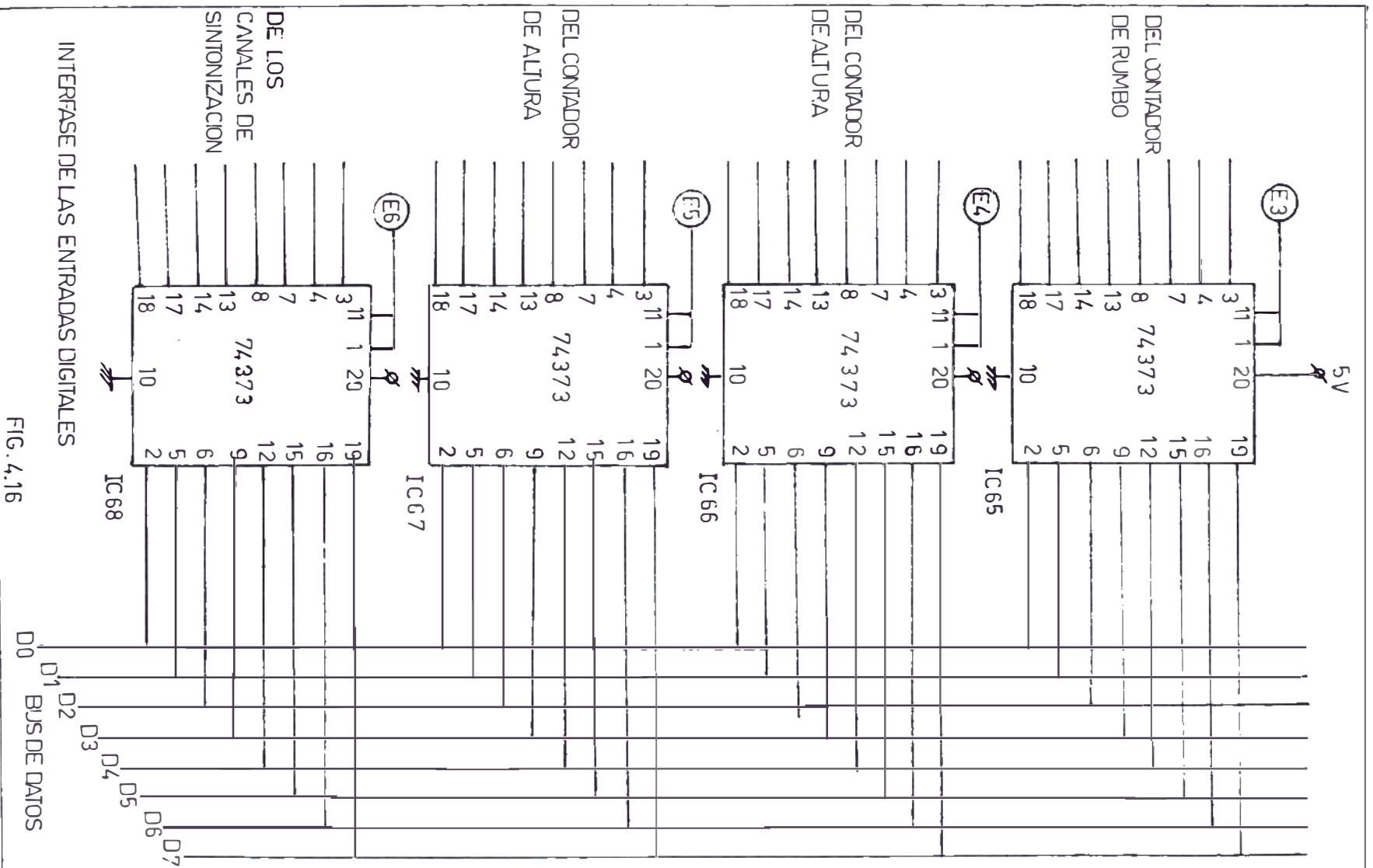
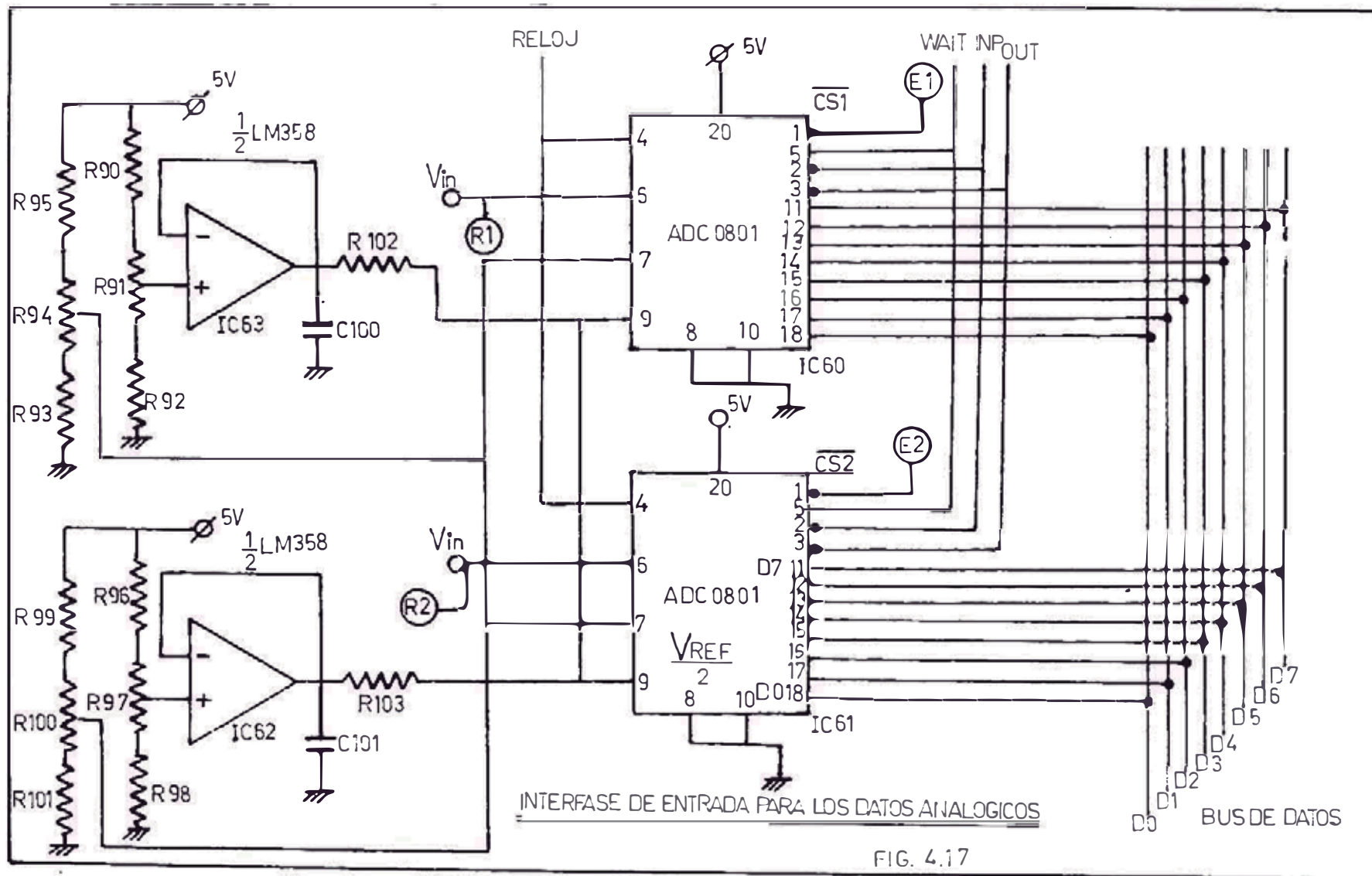


FIG. 4.16



(4.17) podemos ver los convertidores analógicos a digitales - debidamente polarizados.

La tecnología de los circuitos integrados ha desarrollado - conversores analógicos a digitales compatibles con la tecnología TTL. Así mismo, estos convertidores deberán ser de alta resolución y alta velocidad.

El convertidor analógico a digital ADC0801 es un convertidor de alta resolución compatible con la tecnología TTL, convertidor de 8 BITS.

Los parámetros que son procesados en forma analógica, son el ángulo de banqueo y la velocidad.

3.1. Asignación de Port's

El sistema operativo de la computadora TRS80 permite interfaces de entrada a la computadora, a través de la sentencia INP(x) (PORT) del lenguaje BASIC. Asimismo el sistema permite hasta 256 direcciones de Port's.

La asignación de port's haremos de la siguiente forma:

- | | |
|--------------------------|----------------|
| - Velocidad | INP(0) |
| - Angulo de banqueo | INP(1) |
| - Rumbo | INP(2) |
| - Altura | INP(3), INP(4) |
| - Canal de Sintonización | INP(5) |

3.2. Diseño del Control de Acceso

Cada vez que nuestro programa nos presente la sentencia INP el BUS de direcciones proporcionará una dirección - que será la que va a seleccionar por cual de las PORT's

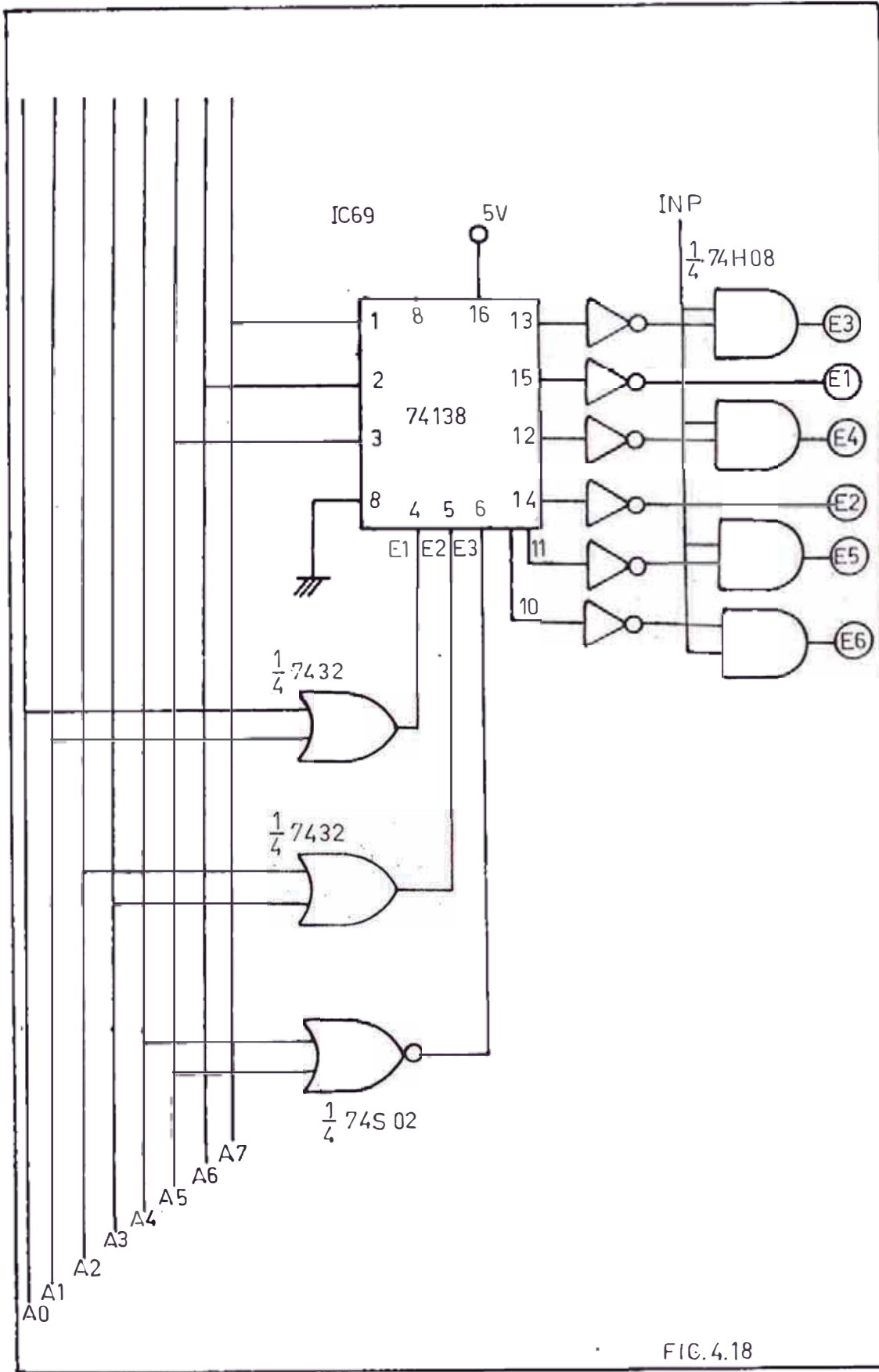


FIG. 4.18

debe ingresar datos a la computadora, para esto nosotros debemos de tener un control que efectúe esta operación. Habíamos visto anteriormente que tendremos 6 datos de entrada, tendremos que diseñar un Decodificador/demultiplexor de 8 a 6.

Revisado el manual de la familia TTL encontramos que el 74138 es el circuito más o menos idóneo para nuestros requerimientos, por eso con la ayuda de este circuito integrado y con algunas puertas lógicas más, podemos solucionar el problema planteado. el circuito que presentamos en la Figura (4.18) será el que efectúe el control para el acceso de datos a la computadora.

4. INTERFASE DE SALIDA

La interfase de salida como ya habíamos definido anteriormente, es el bloque encargado de servir como puerta de salida de la computadora hacia los bloques de control de los diferentes parámetros debidamente procesados.

Los parámetros extraídos de la computadora son los siguientes:

- Rumbo inicial
- Velocidad de Ascenso
- Velocidad angular
- Indicación del RMI (VDR)
- Indicación del RMI (ADF)

La información del rumbo inicial irá a cargar al contador de rumbos (PRESET) y no tendremos necesidad de mantener este dato permanentemente ya que el contador de rumbo lo necesitará

sólamente para la carga inicial de datos, es por eso que usamos como interfase de salida ocho puertas AND, si nosotros revisamos el manual de la familia TTL veremos que el circuito integrado que necesitamos es el 7408 que es un circuito de cuatro compuertas AND de dos entradas cada uno, necesitaremos dos de éstos integrados para hacer una interfase de salida de 8 BITS, tal como se muestra en el circuito de la Figura (4.19) El resto de la información; velocidad de ascenso, velocidad angular, indicación del RMI, si necesitamos que permanezcan dichos valores en forma permanente ya que estas informaciones irán a excitar los diferentes servos de nuestro simulador, previamente procesados por un convertidor digital-analógico, para este propósito nos valdremos de LATCH's de salida. Revisando el manual de la familia TTL encontramos que el circuito integrado 74100 es el circuito integrado que nos soluciona nuestro problema, ya que es un LATCH de 8 BITS.(Fig. 4.20)

4.1. Asignación de PORT's

El sistema operativo de la computadora TRS80 permite interfases de salida para las expansiones en HARDWARE y esto se logra mediante la sentencia OUT del lenguaje BASIC. La asignación de Port's la haremos de la siguiente forma:

- Port 0 Rumbo Inicial
- Port 1 Velocidad de Ascenso
- Port 2 Velocidad Angular
- Port 3 Indicador del RMI (ADF)
- Port 4 Indicador del RMI (VDR)

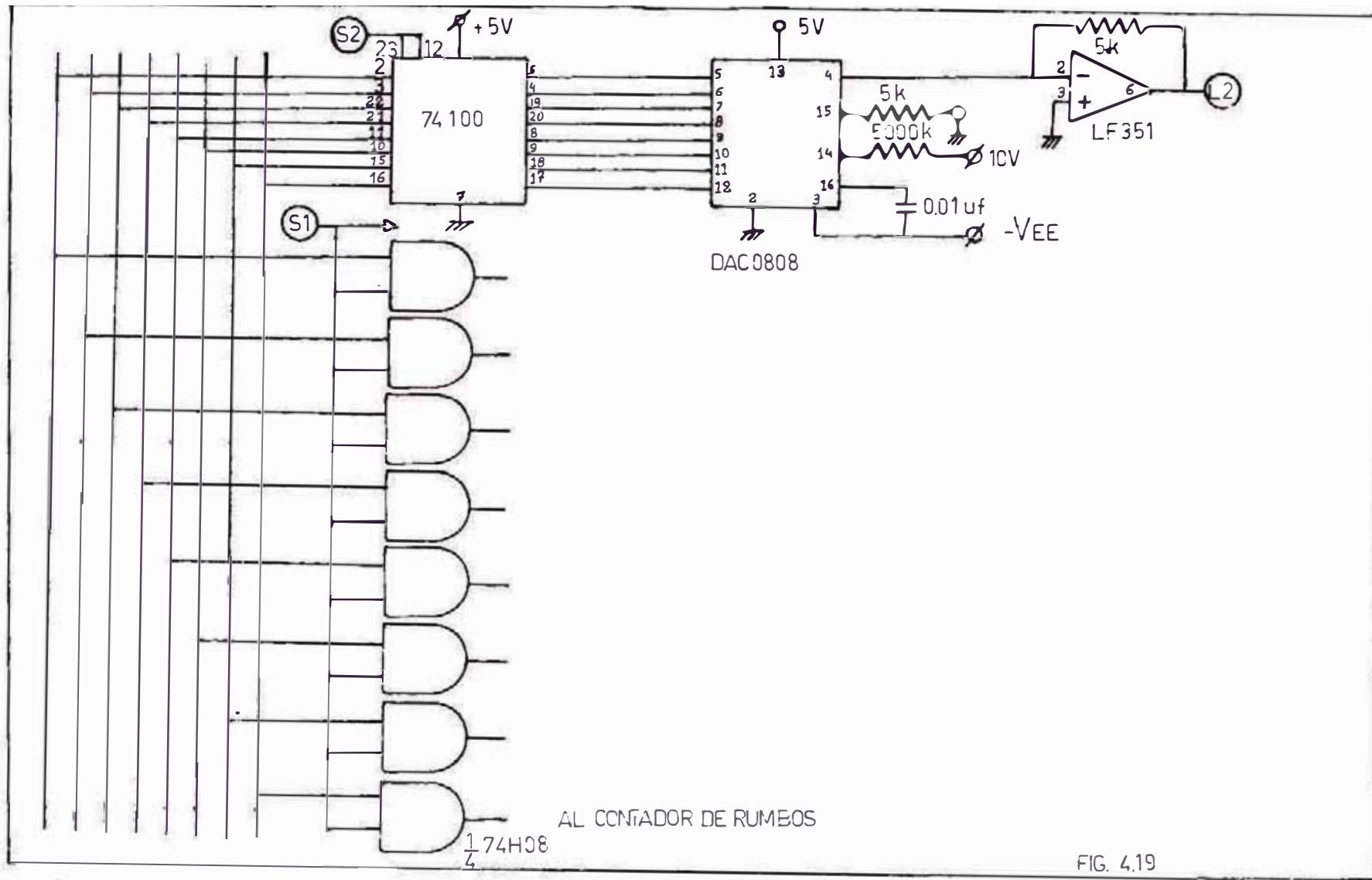


FIG. 4.19

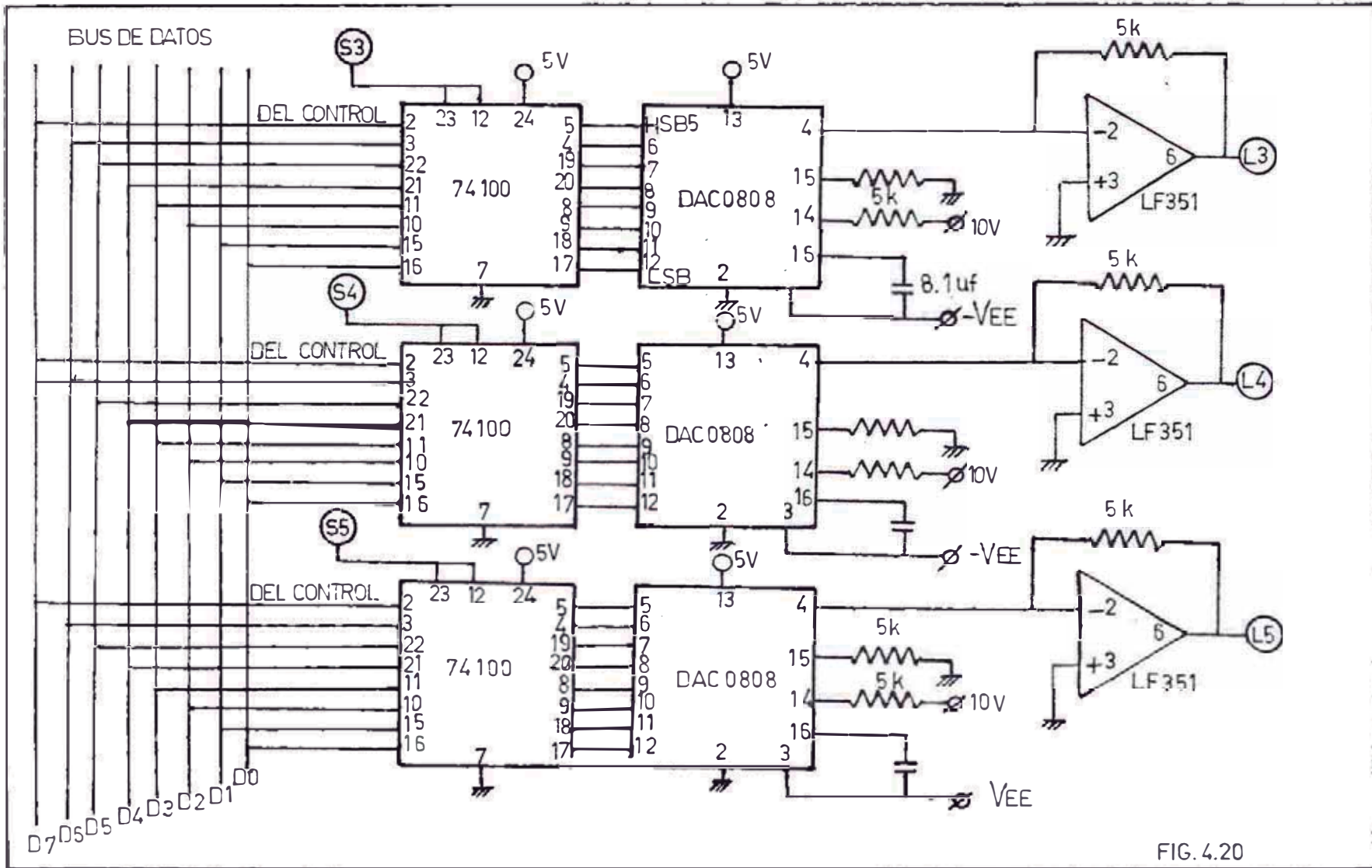


FIG. 4.20

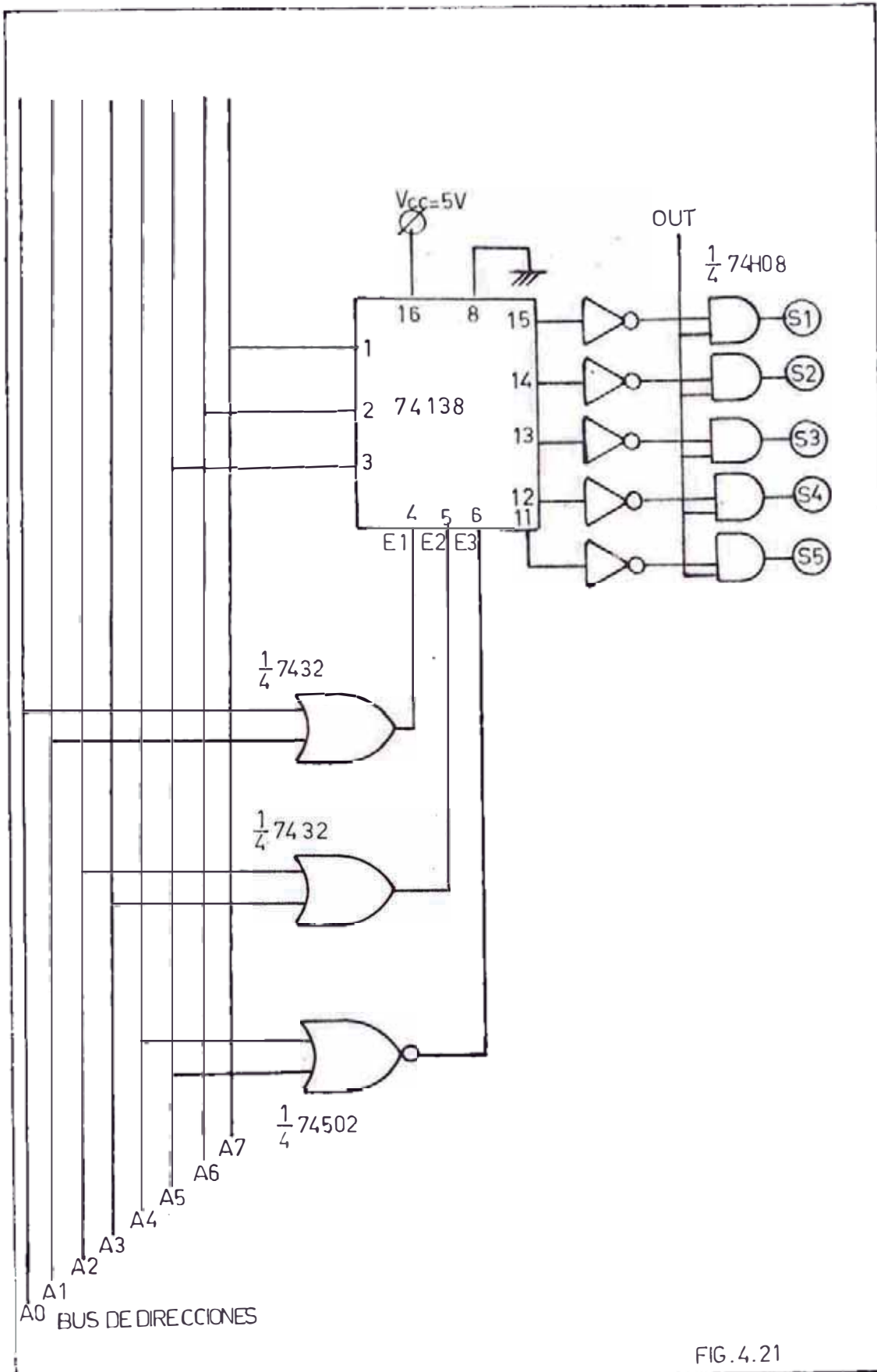


FIG.4.21

4.2. Diseño del Control de Acceso

Cada vez que nuestro programa nos presente la sentencia OUT el BUS de direcciones proporcionará una dirección - que será la que va a seleccionar por cual de las PORT's se debe extraer datos de la computadora.

El control de acceso será similar al de la interfase de entrada, con la sola diferencia que ésta operará con la señal OUT del BUS de control. En la Figura (4.18) se puede observar el circuito descrito.

5. DISEÑO DE LOS SERVOS DE LOS INSTRUMENTOS

Nosotros necesitamos un sistema que convierta las variaciones de voltajes en variaciones angulares, este sistema debe ser - capaz de hacer variaciones angulares tanto en sentido horario y antihorario.

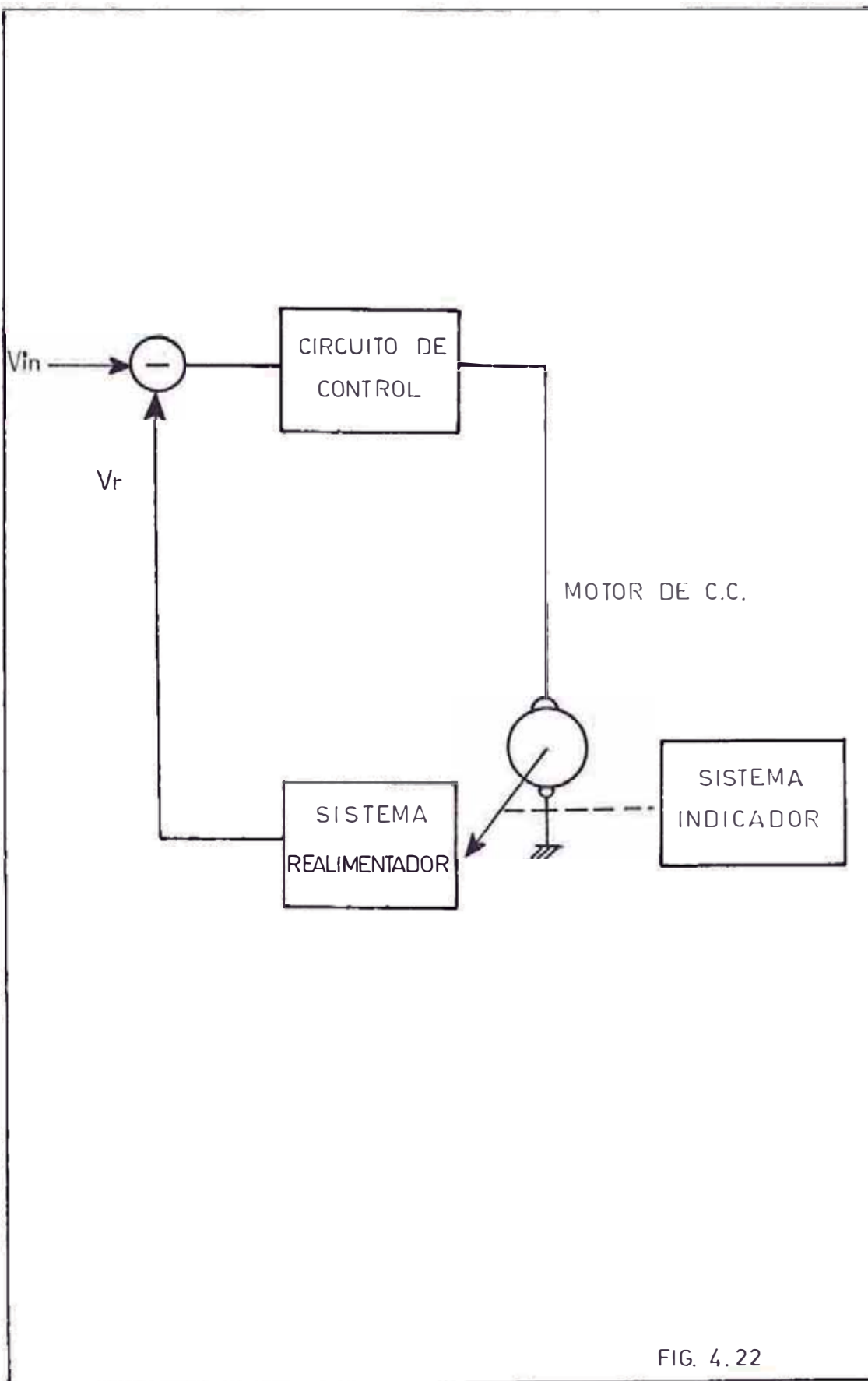
Para esto nos valdremos de motores de corriente continua, que se comporten como motores de imán permanente, esto lograremos con motores que tengan como estatores imanes o también manteniendo constante la excitación del estator.

En la Figura (4.22) se muestra un diagrama en bloques de un sistema de control de motor de corriente continua.

5.1. Diseño del Circuito de Control

El circuito de control es el encargado de dar los voltajes adecuados para que el motor de corriente continua gire tanto en sentido horario o viceversa.

En la Figura (4.22), si el voltaje de entrada V_{in} es mayor que el voltaje de realimentación V_R , a la salida del



circuito de control tendremos un voltaje positivo, por tanto el giro del motor será en sentido horario hasta que V_R sea igual a V_{in} y el voltaje de salida será cero voltios y el sistema se detiene.

Si el voltaje V_{in} es menor que el voltaje V_R en la salida del circuito de control tendremos voltaje negativo y el motor girará en sentido antihorario hasta que nuevamente V_{in} se iguale a V_R y el sistema se detiene.

Los motores que usaremos serán motores de doce voltios de corriente continua con una potencia de 10 Watts y girará a una velocidad de 1,800 RPM.

Nuestro circuito de control será el mostrado en la Figura (4.23).

Observando el circuito de la Figura (4.23) tenemos en la entrada un comparador de voltaje que es el encargado de proporcionarnos las señales de control para el amplificador de salida de conmutación. Como comparador de voltaje usaremos el circuito integrado LF111, ya que de sus especificaciones técnicas observamos que este es un comparador que elimina los errores de corriente; asimismo, tiene una alta impedancia de entrada, debido a que en su entrada tiene un FET.

El conjunto de los transistores 2N3773 y 2N3735 conforman una salida complementaria, capaz de excitar el motor que deseamos controlar.

5.2. Diseño del Bloque realimentador

Este es el bloque que se encarga de proporcionar el voltag

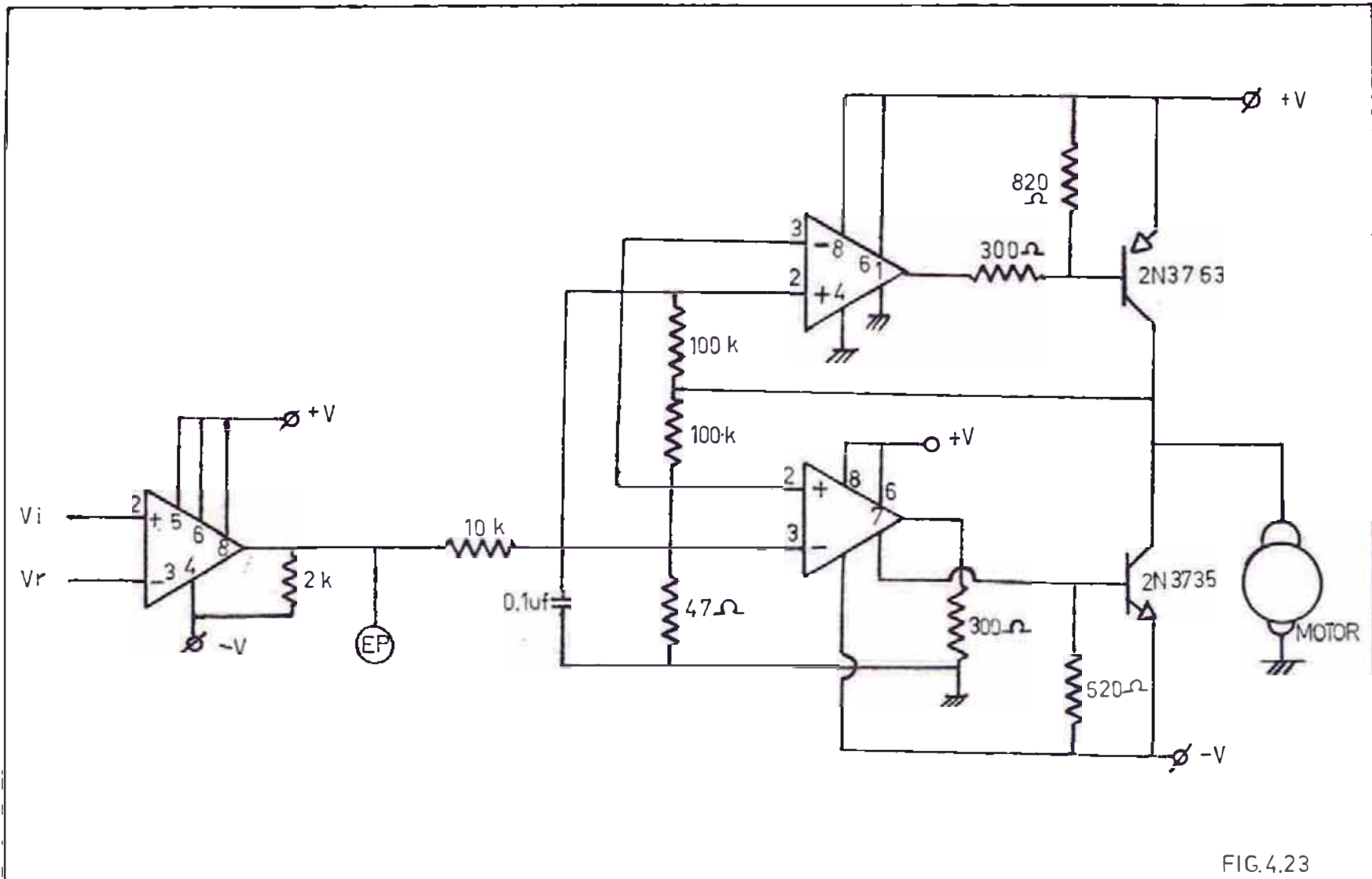


FIG. 4.23

je adecuado para que se efectúe la comparación en el -
circuito de control.

El objeto de este sistema será convertir el número de -
vueltas que dé el motor en un nivel proporcional en vol-
taje, asimismo el sistema será capaz de sensor si el mo-
tor está girando en el sentido horario o antihorario.

Usando un sistema opto-electrónico como sensor del núme-
ro de vueltas que dá el motor; colocando en el eje del -
rotor una placa con un hoyo para que sirva de elemento
que permita pasar el haz de luz y al otro lado de la -
placa un elemento fotosensible que capte la presencia -
de un haz de luz cada vez que el motor de una vuelta -
(ver Figura 4.24).

Como elemento emisor de luz usaremos un LED infrarojo ,
y un fototransistor sensible a la luz infraroja como -
elemento receptor. Este par diodo LED-fototransistor -
servirá como reloj para un contador UP/DOWN que irá con-
tabilizando el número de vueltas que dé el motor; y el
control UP/DOWN se hará con el voltaje proporcionado -
por el circuito comparador.

El diodo LED que usaremos será el TIL31 de la TEXAS INS-
TRUMENTS. Este diodo, como vermmos en las especifica-
ciones técnicas tiene una corriente directa de 50 miliam-
perios, y para una alimentación de 5 voltios usaremos -
una resistencia limitadora de 100 ohmios.

El fototransistor compatible con el TIL31 es el TIL81 ,
tambièn fabricado por la TEXAS INSTRUMENTS.

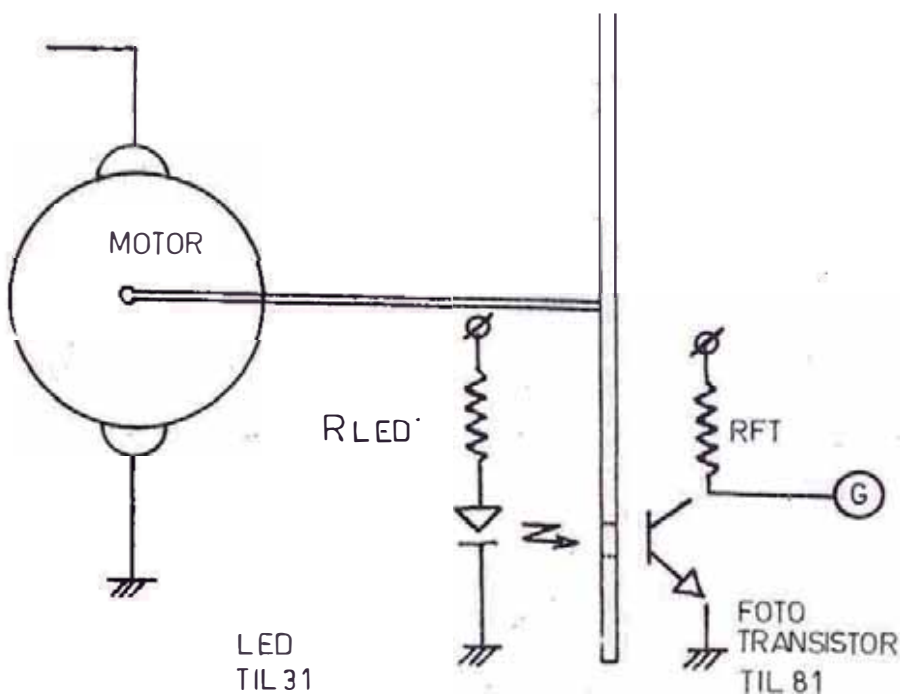


FIG. 4.24

Las especificaciones técnicas del fototransistor TIL81 indican un voltaje de saturación de 0.2 voltios, para una corriente de iluminación de 2 miliamperios, si usamos una fuente de alimentación de 5 voltios para que sea compatible con los niveles que exige la tecnología TTL, la resistencia de colector será 2.4 K.

5.3. Diseño del Control de Contador

Las señales de control para la habilitación de cuenta vendrá del comparador de voltaje así como las señales del control UP/DOWN , tal como se muestra en el circuito de la Figura 4.25.

El análisis de este circuito y las consideraciones de diseño son las mismas que se hicieron en la Sección 1.2 del Capítulo IV.

5.4. Sistema Contador

Los contadores que usaremos servirán para tener la información de cuenta del número de vueltas que dé el motor, asimismo las salidas de los contadores irán a convertidores digitales analógicos, estas señales analógicas servirán de voltaje de realimentación.

Para el sistema de contador usaremos los contadores 74191 de la familia TTL, las señales de control de cuenta vendrán del punto E para la cuenta UP/DOWN y del punto F para la señal de control de habilitación, del circuito de la Figura 4.25.

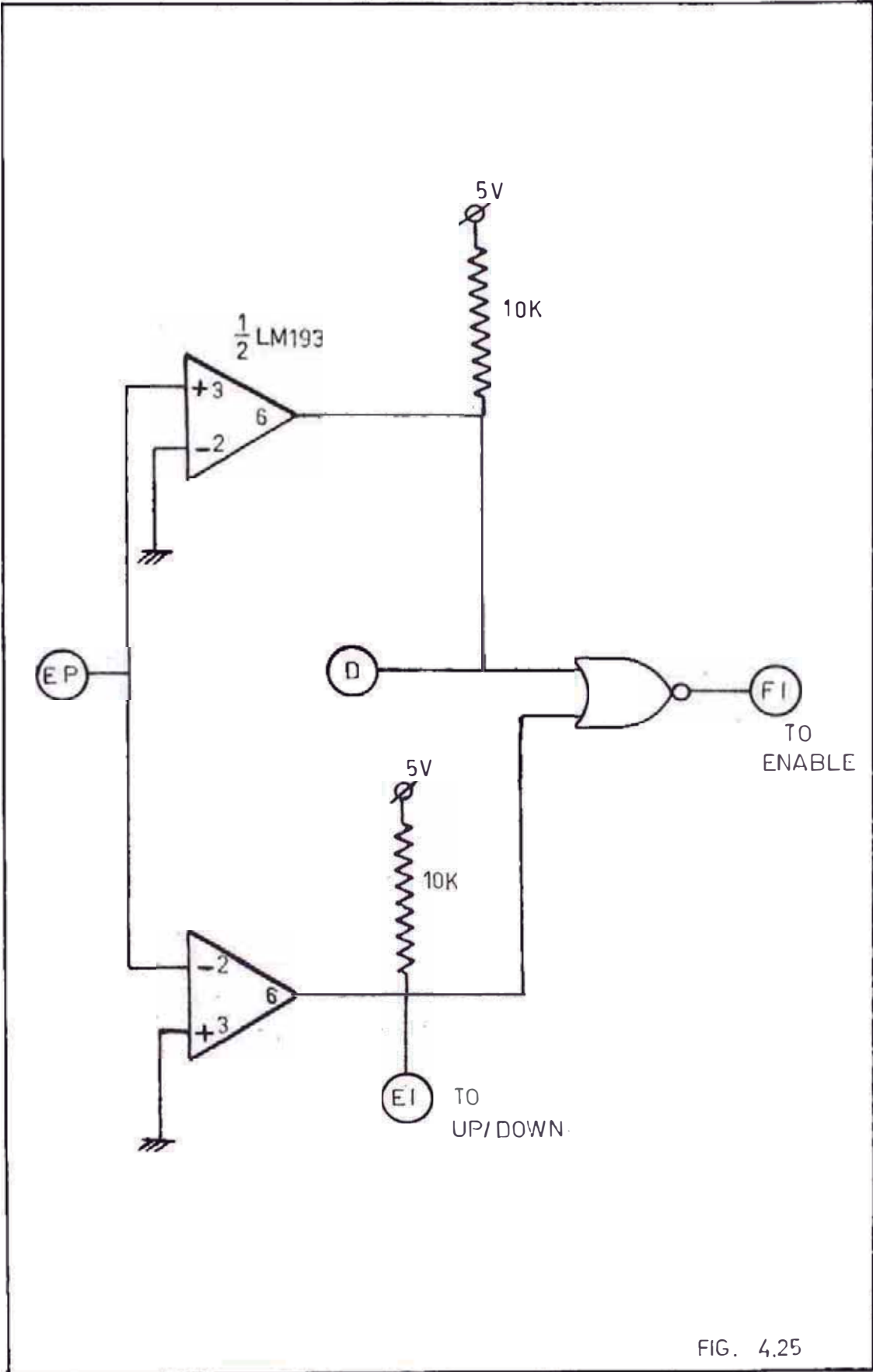


FIG. 4.25

El conversor analógico digital que usaremos es el DAC1200, este es un conversor compatible con la tecnología TTL y trabaja con 12 BITS.

El DAC1200 tiene dos modos de operación para su salida, uno es el modo de operación unipolar y el otro es el bipolar. Para el modo unipolar tendremos voltaje de salida desde 0 a 9.9 voltios, y para modo bipolar tendremos voltaje de operación desde - 10.24 a + 10.235 voltios, de acuerdo a las especificaciones del fabricante.

Para la simulación de algunos instrumentos utilizaremos el modo bipolar (Climb, Horizonte Artificial) y para el modo unipolar utilizaremos en otros instrumentos (Altimetro, Compás Magnético, Indicador del VOR, Indicador del ADF).

Cuando trabajemos en el modo unipolar, nuestros contadores estarán calibrados de tal forma que para 0 voltios de salida del conversor digital analógico equivaldrá a 000 en hexadecimal, para éstos el sistema de puesta a cero (RESET), del contador será el mismo que el del contador de altura. En el circuito de la Figura 4.26 se observa las conexiones de los contadores con el conversor digital analógico.

Cuando trabajemos en el modo bipolar, calibraremos nuestros contadores de tal forma que cuando tengamos cero voltios de salida del conversor digital analógico equivaldrá a 800 (Hexadecimal) de los contadores, y aprovecharemos el sistema de carga de los contadores (LOAD) para lograr tal propósito, haciendo una carga inicial -

OPERACION DEL MODO UNIPOLAR

LOAD (RESET)

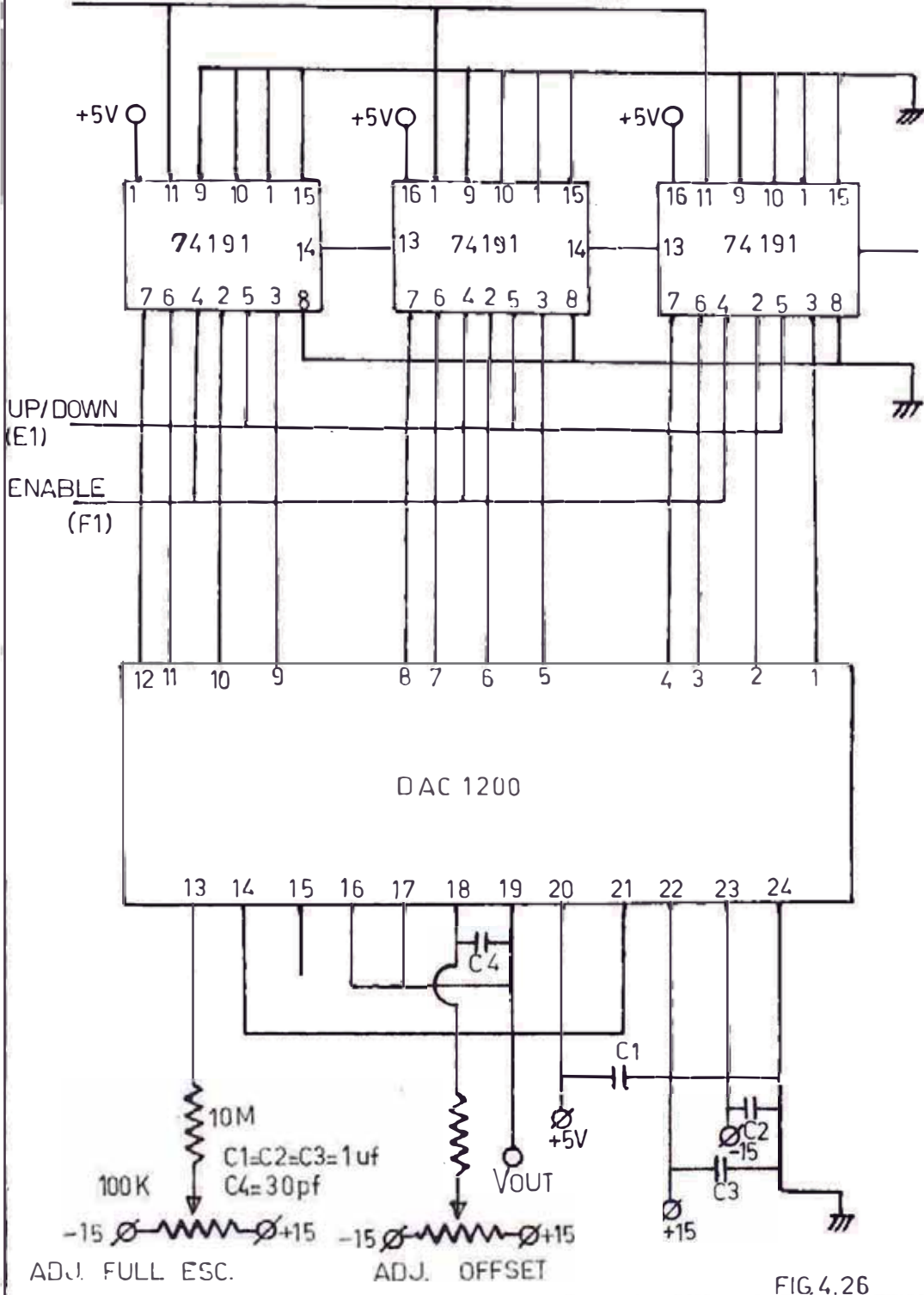


FIG.4.26

OPERACION DEL MODO BIPOLAR

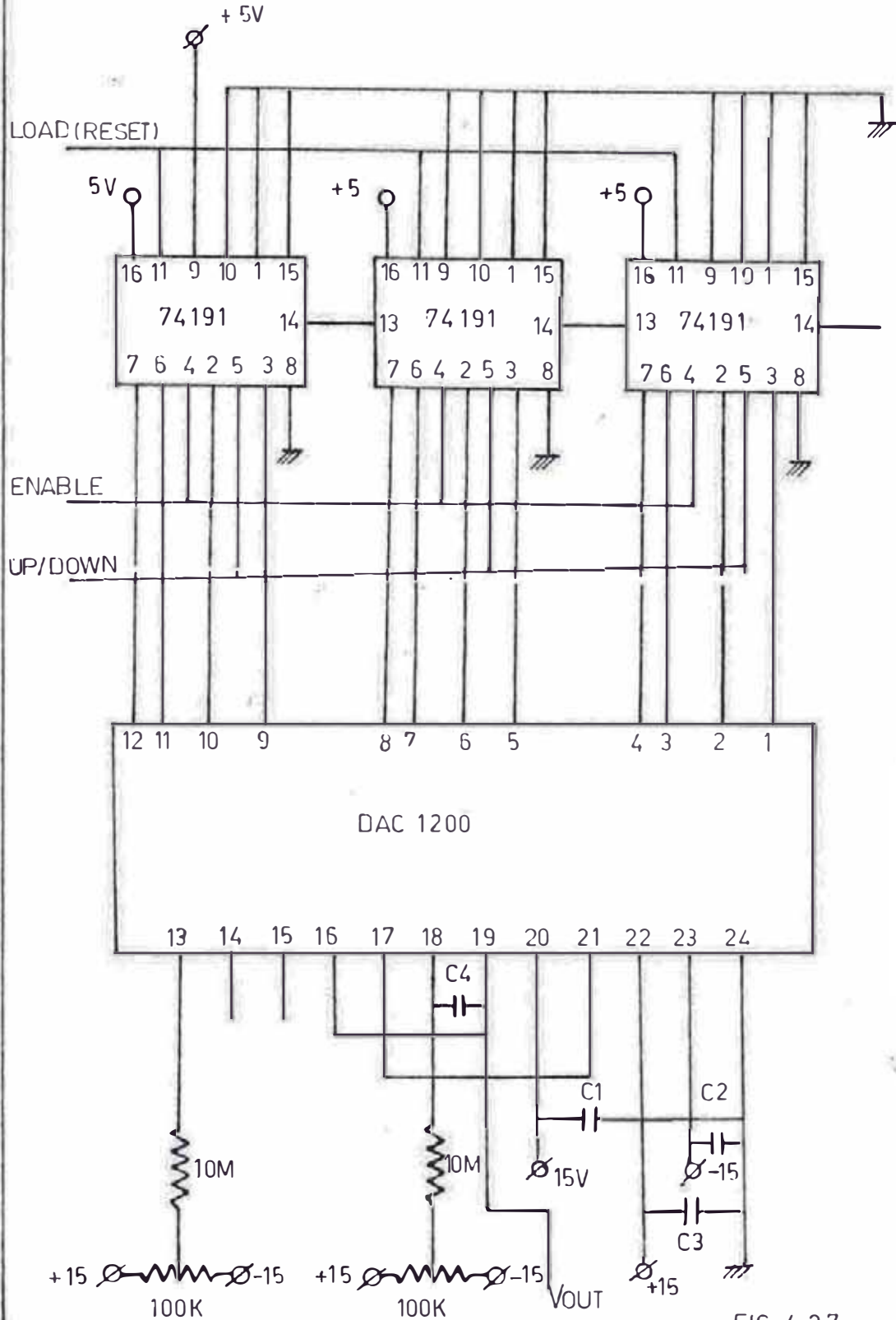


FIG. 4.27

al momento de la puesta a cero del sistema (RESET), en el circuito de la Figura 4.27 se observa la interconexión entre los contadores y el conversor digital analógico.

5.5. Diseño del Sistema Indicador

El sistema indicador se hará mediante un conjunto de elementos de máquina (sean poleas o engranajes), que reduzcan la velocidad que producen los motores.

Algunos instrumentos tienen respuesta casi instantánea, tal es el caso de los instrumentos giroscópicos, en el caso de los instrumentos anemométricos su respuesta dependen de la intensidad del parámetro que está midiendo. Si la velocidad de un motor de corriente continua es N RPM, entonces la velocidad será $N/60$ RPS (Revoluciones por segundo). Haciendo una observación a la respuesta de los instrumentos se observó que éstos giran a una velocidad promedio de $1/20$ Revoluciones por segundo.

De lo dicho anteriormente podemos deducir que el factor de reducción X será:

$$X = \frac{N}{3}$$

Pero los motores que nosotros estamos considerando tienen una velocidad de 1,800 RPM, por lo tanto el factor de reducción será $X = 600$.

Para los instrumentos giroscópicos las respuestas son más rápidas por lo que el factor de reducción será me -

nor y tomaremos un factor de reducción $X = 30$.

Las consideraciones de diseño de los elementos de máquina se verán en el apéndice D.

5.6. Especificaciones de diseño para cada instrumento

En esta sección nos encargaremos de indicar los diferentes parámetros de diseño para cada instrumento, ya que cada uno tiene un comportamiento diferente. En esta sección indicaremos donde tomamos la señal de control y las características mecánicas de cada instrumento, que a continuación se detallan:

- Anemómetro.-

El voltaje de control se tomará del PIN 7 del IC13 - (ver sección 2.1 del Capítulo IV).

El conversor digital analógico que proporciona el voltaje de realimentación trabajará en forma unipolar.

El factor de reducción para el sistema indicador será de 600 veces.

- Altímetro.-

El voltaje de control se tomará del PIN 6 del IC56 - (sección 2.5 del Cap. IV).

Este instrumento tiene tres agujas indicadoras, y su carátula está espaciada en diez espacios, la aguja más grande indica cada espacio 100 pies, la aguja mediana está espaciada en 1000 pies y la aguja más pequeña indicará un espaciamiento de 10,000 pies.

El sistema de reducción será menor y debe ser similar

al de un reloj convencional (horario, minuterero y segundero) como sistema de reducción se puede utilizar un sistema de engranaje, para que pueda accionar las tres agujas indicadoras.

El conversor digital analógico trabajará en forma unipolar.

- Climb.-

El voltaje de entrada del control del servo, vendrá del punto D del circuito del CLIMB (sección 2.6 del Cap. IV).

El conversor digital analógico que proporciona el voltaje de realimentación trabajará en forma bipolar.

La carátula está espaciada en dos semicircunferencias, cada semicircunferencia está espaciada en seis divisiones, y cada división significa un régimen ascensional ó descendional de 1,000 pies por segundo.

El contador de voltaje de realimentación es de 12 BITS y el sistema de reducción será de 600 veces.

- Compás Magnético.-

El voltaje de entrada vendrá del voltaje de salida del IC12 (sección 1.5 Cap. IV).

El conversor digital analógico trabajará en forma unipolar.

La carátula está espaciada en 360 secciones donde cada sección indicará un grado.

El sistema de reducción tendrá un factor de reducción de 600 veces.

- Horizonte Artificial.-

Este instrumento tendrá dos agujas indicadoras.

Una de las agujas es el avión en miniatura que estará soldado perpendicularmente al eje de giro.

El voltaje de control para este indicador vendrá del PIN 6 del IC1 (sección 1.1 del C p. IV).

El conversor digital analógico trabajará en forma bipolar y el sistema de reducción será de 30 veces (instrumento giroscópico).

La otra aguja que indica el horizonte estará instalado en la faja de transmisión de un sistema de poleas, similar al de un dial de un radio receptor convencional, y el control de vueltas será efectuado por un servo, cuyo voltaje de control vendrá del PIN 6 del IC20 (timón de profundidad), el conversor digital analógico de este servo trabajará en su forma bipolar.

El factor de reducción para el horizonte será de 30 veces.

- Indicador Radiomagnético.-

Este instrumento deberá tener tres ejes axiales, de tal forma que cada uno de los ejes gire en forma independiente.

Uno de los ejes tendrá soldado una carátula circular que es la rosa de los vientos y su movimiento es esclavo del compás magnético.

El otro eje irá conectado al sistema indicador del VOR, y su señal de control vendrá de la interfase de

salida (sección 4 del Cap. IV).

El tercer eje irá conectado al sistema indicador del ADF, y su señal de control vendrá de la interfase de salida.

El modo de trabajo de los conversores digitales analógicos para el VOR y el ADF será unipolar, el factor de reducción para cada una de las agujas será de 600 veces.

- Tacómetro.-

Como tacómetro usaremos un voltímetro de corriente continua en la que cambiamos su escala, 5 voltios nos significará 100 % RPM y 0 voltios significará 0 RPM.

5.7. Controles Auxiliares

5.7.1. Canales de Sintonización.

Como canal de sintonización para cada radio-ayuda (ADF, o VOR) utilizaremos un contador, a tal suerte que sus sistemas reloj sea un pulsador controlado manualmente, a la salida del contador pondremos un indicador numérico (DISPLAY) para que el alumno pueda ver en que canal se estará trabajando.

Como trabajaremos con dos contadores, tendremos dos indicadores numéricos, y dos controles manuales (pulsadores). Los datos que tengamos en los contadores ingresarán a la computadora como

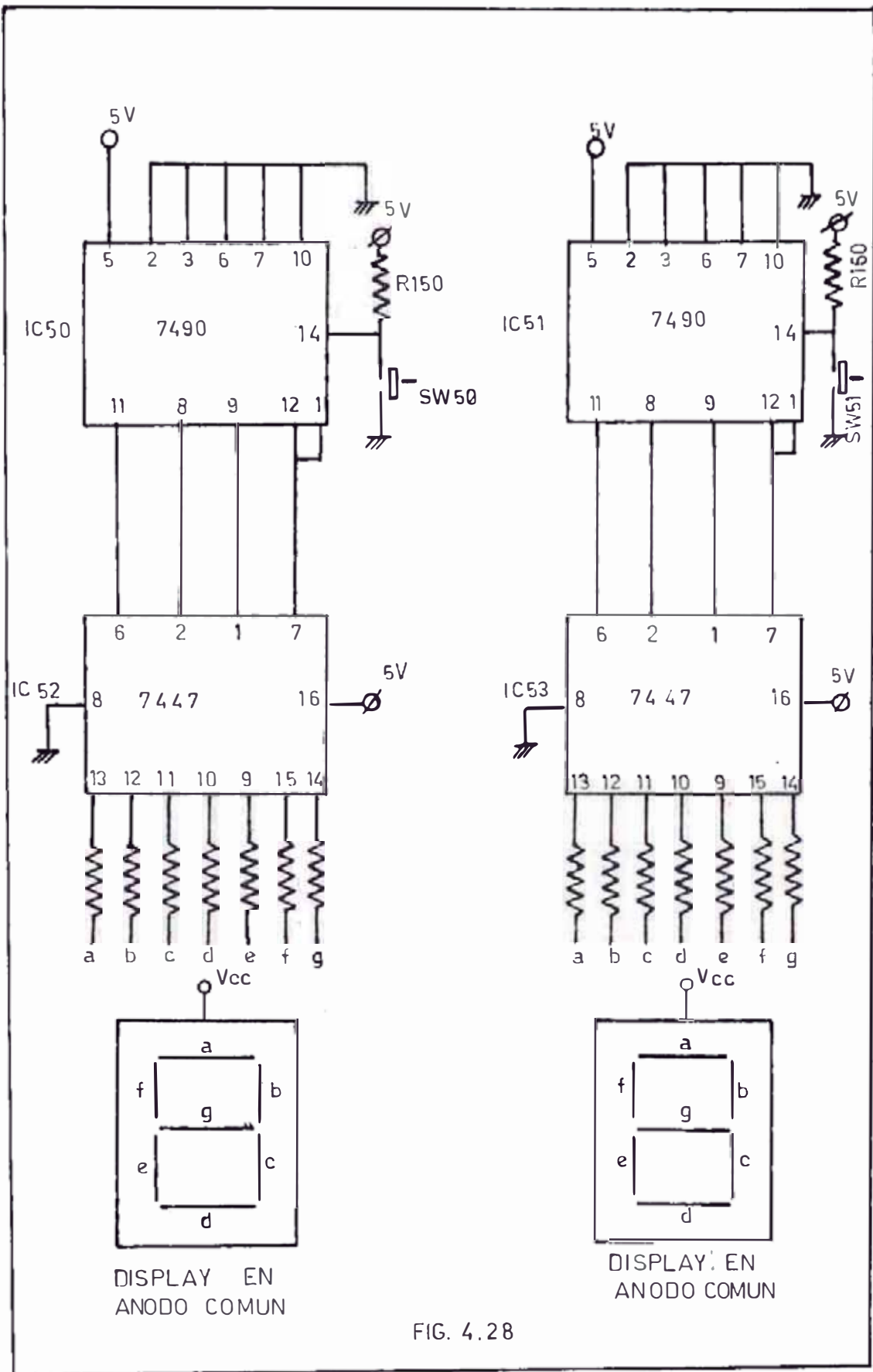


FIG. 4.28

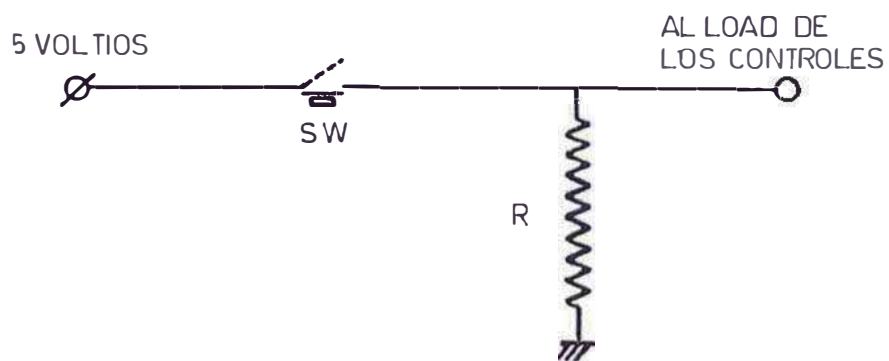
un solo dato a través de la interfase de entrada y con la asignación del PORT número 5.

Interiormente mediante una rutina de programación la computadora reconocerá que número de canal corresponde a cada sistema, ya sea el VOR o el ADF. El contador simple que utilizaremos será el 7490, que es un contador de década de la familia TTL. En la Figura (4.28) se puede ver la forma como está conectado estos canales de sintonización. En este circuito usaremos como decodificadores de 4 BITS a 7 segmentos el circuito integrado 7447 que es compatible con los indicadores numéricos de LET en ánodo común.

SW50 y SW51 son los controles manuales que sirven de reloj a los contadores.

5.7.2. Control de puesta a cero.

Está conformado por un pulsador que será el encargado de poner a cero todos los sistemas contadores al momento de iniciar nuestra navegación, para que no existan errores en las lecturas, tanto en el contador de altura así como en los contadores de los instrumentos. En el circuito de la Figura (4.29) se muestra como debe ser este sistema. SW52 debe ser un conmutador normalmente cerrado.



SW NORMALMENTE CERRADO

FIG. 4.29

C A P I T U L O V

DISEÑO DEL SOFTWARE DEL SIMULADOR

1. DISEÑO DEL ALGORITMO

El algoritmo que usaremos, será tal que nos permita inicialmente introducir datos a la computadora, estos datos son los que llamaremos parámetros iniciales, tales como Posición Inicial de la aeronave, Estaciones radioeléctrica, Rumbo Inicial, característica de la aeronave a simular.

Luego de estos datos iniciales, constantemente nuestra computadora debe ser capaz de estar leyendo datos que nos interesen para el control de la aeronave, tales como velocidad, altura, rumbo, ángulo de banqueo. Permanentemente nuestra computadora debe procesar estos datos con las fórmulas desarrolladas en el Capítulo I y para obtener los siguientes parámetros: Potencia necesaria, velocidad ascensional, velocidad angular.

Recordando las ecuaciones (44), (51) y (59)

$$P_n = \frac{1}{\sqrt{v}} \left(a v_e^3 + \frac{b \omega^2}{V_c} \right)$$

$$R/C = \left(\frac{P_o - P_n}{\omega} \right)$$

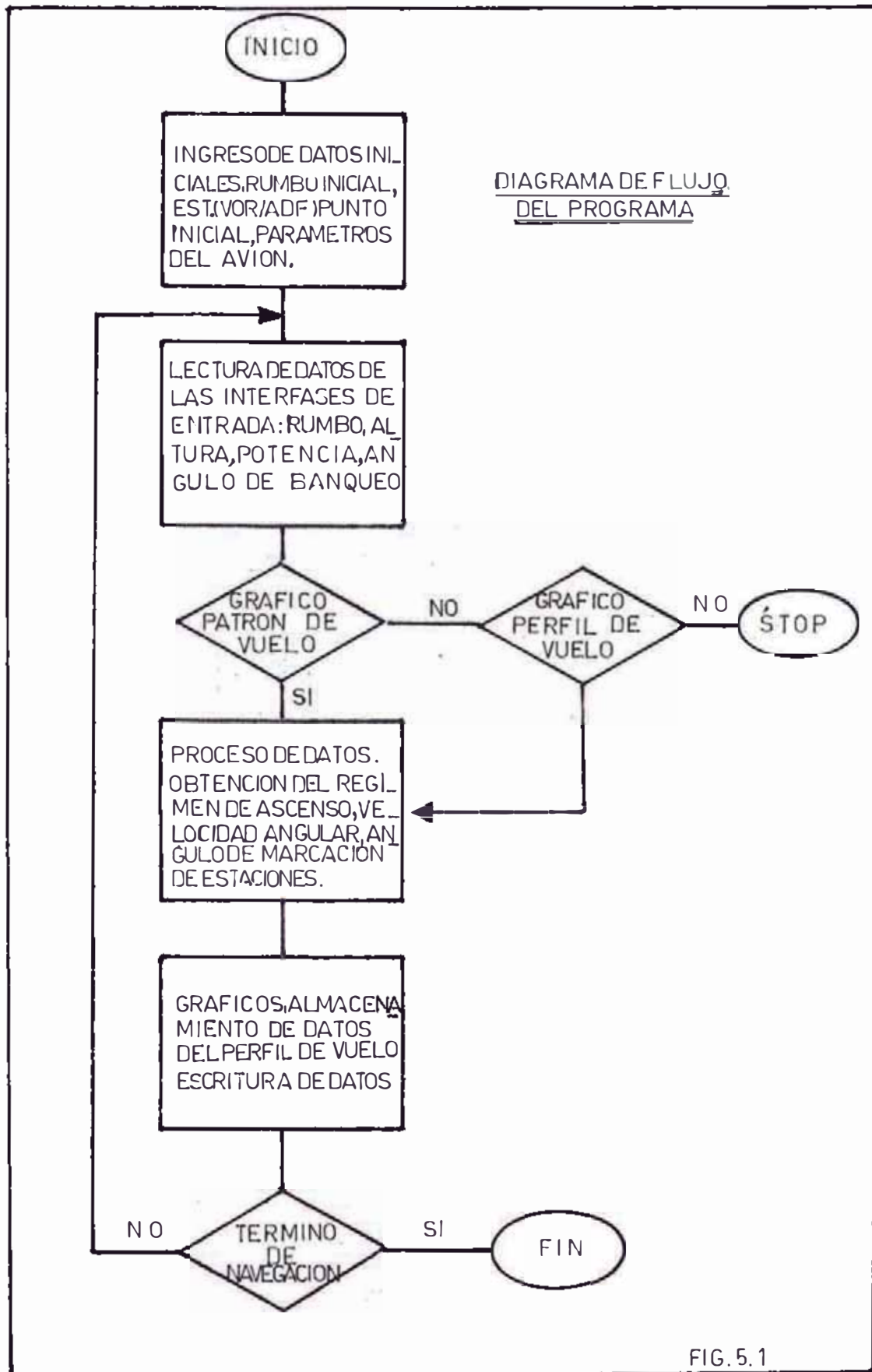


FIG. 5.1

$$w = \frac{1091 \tan \phi}{V}$$

Así mismo debemos de procesar nuestra información de rumbo - con respecto a las estaciones radioeléctricas para obtener - los datos necesarios para la marcación del RMI. Simultáneamente a la obtención de estos datos nuestra computadora debe ser capaz de graficar la trayectoria que describa nuestra aeronave en el plano horizontal (PATRON DE VUELO) y la trayectoria seguida por la misma en el plano vertical (PERFIL DE VUELO).

En el diagrama de flujo que se muestra en la Figura (5.1) veremos la secuencia del proceso de los datos desde el inicio hasta el fin del programa.

2. DESARROLLO DEL PROGRAMA

El lenguaje que utilizaremos para el presente programa es el BASIC NIVEL 2, dado que la computadora Radio Shack TRS-80 nos permite un nivel avanzado del lenguaje BASIC.

A continuación detallamos el programa:

```

1      REM  PROGRAMA DEL SIMULADOR DE VUELO INSTRUMENTAL
5      A = 63
15     HTP = 0
20     REM  INGRESO DE DATOS
25     CLS
30     INPUT " PARAMETRO A DEL AVION", A
40     INPUT " PARAMETRO B DEL AVION", B

```

```
45 INPUT " POTENCIA DE FRENO DEL MOTOR ", PMAX
50 INPUT " PESO DEL AVION ", W
55 INPUT " VALOR DE K ", K
60 INPUT " RUMBO INICIAL ", RI
62 INPUT " NUMERO DE ESTACIONES VOR ", NVOR
66 INPUT " NUMERO DE ESTACIONES NDB ", NNDB
70 FOR I = 1 TO NVOR
75 PRINT " ESTACION VOR ", I
80 INPUT VX(I), VY(I)
85 NEXT I
90 FOR J = 1 TO NNDB
95 PRINT " ESTACION NDB ", J
100 INPUT AX(J), AY(J)
105 NEXT J
106 PRINT " DESEA GRAFICAR EL PATRON DE VUELO O EL PERFIL
      DE VUELO; IMPRIMIR 1 PARA EL PATRON DE VUELO; IMPRIMIR
      2 PARA EL PATRON DE VUELO "
107 INPUT IN
200 PRINT " LISTOS PARA EL DECOLAJE "
205 PRINT " SINTONIZAR ESTACIONES "
210 REM INICIALIZAMOS EL CONTADOR DE RUMBOS
215 RIE = INT (255 * RI/360)
220 OUT 0, RIE
225 REM LECTURA DE DATOS DE PORTS
230 VE = INP(0)
235 AB = INP(1)
240 RU = INP(2)
```

```
245 H1 = INP(3)
246 H2 = INP(4)
255 CSE = INP(5)
260 REM CALCULO DE POTENCIAS
262 ABC = AB * 75 * 3.14 / (255 * 180)
265 PD = (VE * 100 / 255) * PMAX
270 PN = (A * VE ** 3 + B * W ** 2 / WE) * K
275 RCLIMB = ABS ((PD - PN) / W)
280 VA = (1091 * TAN ABC) / VE
285 HT = H1 + 256 * H2
300 REM CALCULO DEL RADIAL DEL VOR
305 CVOR INT (CSE / 10)
310 CX = VX(CVOR)
315 CY = VY(CVOR)
320 GOSUB 2000
325 AVOR = ANG
330 DVOR = D
400 REM CALCULO DEL ANGULO DEL ADF
405 CADF = CSE - CVOR * 10
410 CX = AX (CADF)
415 CY = AY (CADF)
420 GOSUB 2000
425 AADF = ANG
430 DADF = D
499 ON IN GO TO 500, 630
500 REM GRAFICO DEL PATRON DE VUELO
502 CLS
```

```
503   SET (PIX, PIY)
504   FOR L = 1 TO NNDB
505   SET (AX(L), AY(L) )
506   NEXT L
507   FOR M = 1 TO NVOR
508   SET (VX(M), VY(M) )
509   NEXT M
510   IF RU  $\leq$  180 GO TO 520 ELSE GO TO 600
520   IF RU = 90 GO TO 560 : GO SUB 3000
540   PIX = PIX + 1
545   PIY = M1 * PIX + 8
550   GO TO 630
560   PIX = PIX + 1
570   GO TO 630
600   IF RU = 270 GO TO 625
605   GO SUB 3000
610   PIX = PIX - 1
615   PIY = M1 * PIX + 8
620   GO TO 630
625   PIX = PIX - 1
630   RGM  COMPARACION DE ALTURAS
635   CH = HT - HTP
640   IF CH  $\geq$  2000 GO TO 3500
645   IF CH  $<$  2000 GO TO 4000
650   HTP = HT
700   REM  EXTRACCION DE DATOS PROCESADOS
710   OUT 1, RCLIMB
```

```

715   OUT 2,  VA
720   OUT 3,  IADF
725   OUT 4,  IVOR
730   ON IN  GO TO 900 , 800
800   REM GRAFICO DEL PERFIL DE VUELO
820   S = INT (HT * 48/35000)
830   IF RU  180 THEN GO TO 840 ELSE GO TO 850
840   A = A + 1
845   GO TO 860
850   A = A - 1
860   SET (A,S)
900   IF DVOR = 0 THEN GO TO 970 ELSE GO TO 230
910   IF DADF = 0 GO TO 970 ELSE GO TO 230
970   IF HT = 0 GO TO 1900 ELSE GO TO 230
1900  PRINT "FIN DE LA NAVEGACION"
3500  PRINT "ACABA DE SALIRSE SEL LIMITE DE ALTURA"
3510  STOP
4000  PRINT "UD. SE HA ESTRELLADO"
4010  END
2000  REM SUBROUTINA DE CALCULO DE ANGULOS
2005  DX = CX - PIX
2010  DY = CY - PIY
2020  IF DX = 0 GO TO 2025 ELSE GO TO 2060
2025  IF DY  0 GO TO 2030 ELSE GO TO 2040
2030  ANG = 90
2035  GO TO 2115
2040  IF DY  0 GO TO 2045 ELSE GO TO 2060

```



```
2045  ANG = 270
2050  GO TO 2115
2055  M = DY/DX
2060  ANG1 = ATAN((M)* 180/3.1416)
2065  IF DX  0 GO TO 2075
2070  IF ANG1 = 0 GO TO 2085
2075  ANG = 180 + ANG1
2080  GO TO 2115
2085  ANG = 180 - ANG1
2090  GO TO 2115
2095  IF ANG1  0 GO TO 2110
2100  ANG = 360 - ANG1
2105  GO TO 2115
2110  ANG = ANG1
2115  D = SQRT (DX ** 2 + DY ** 2 )
2120  RETURN
3000  ' REM SUBROUTINA DE CALCULO
3005  M1 = TAG (RU * 3.1415/180 )
3010  B = PIY - MI * PIX
3015  RETURN.
```

3. ESCALAMIENTO

En esta sección nos ocuparemos de analizar el orden de magnitud de los diferentes parámetros que accedan a la computadora tanto en sus valores circuitales como en sus valores digitales.

- Angulo de Banqueo.-

El circuito del ángulo de banqueo nos proporciona 5 voltios como máximo, lo que equivale a 75° de ángulo de banqueo como máximo (limitamos a este valor ya que un ángulo de banqueo mayor puede comprometer la estructura de una aeronave convencional).

Este voltaje posteriormente pasa por un conversor analógico digital y nos dará 0 que equivale a 0° de ángulo de banqueo (vuelo sin banqueo) y FF (hexadecimal) equivaldrá a -75° del ángulo de banqueo.

- Velocidad.-

La información de velocidad vendrá del potenciómetro del control de potencia; para este caso asumiremos que 5 voltios equivale a 255 nudos, y 0 voltios equivale a cero nudos. El conversor analógico digital proporciona como máximo FF (hexadecimal) que será equivalente a 255 nudos.

- Rumbo.-

El contador de rumbo irá de 0 a 255, mediante una rutina de programación haremos el cambio de escala ya que 255 equivale a 360 grados; el factor de corrección será:

$$RC = \frac{360 \text{ RU}}{255}$$

RC = Rumbo Corregido

RU = Rumbo Leído

Asimismo en el programa haremos un cambio respectivo al sistema Radián ya que las funciones de biblioteca trabajan en sistema Radián.

- Altura.-

La altura ingresará a la computadora por 2 partes; ya que usaremos contadores de 16 BITS; (nuestra computadora trabaja en 8 BITS) haciendo una rutina de programación podemos obtener la altura total.

$$HT = \frac{256 H2 + H1}{2}$$

Nuestro contador de altura irá de 0 a FFFF hexadecimal para nosotros lo limitaremos a una altura de 35,000 piés (altura máxima de un avión convencional).

- Canales de Sintonización.-

Con esta información nosotros ingresamos a la computadora el canal en que vamos a trabajar ya sea del VOR o del ADF. Asimismo, en una misma información irá los dos datos, y mediante una rutina de programa podemos identificar cual es el canal del VOR y cual es el canal del ADF.

- Velocidad de Ascenso.-

La velocidad máxima de ascenso ocurre cuando el RATE OF CLIMB es 90° , que vale decir $\text{Sen } \varphi = 1$; lo que prácticamente es imposible.

Si nosotros ascendemos a máxima velocidad de nuestra aero-

nave (255 nudos) y tenemos un RATE OF CLIMB de 45° , la mayor velocidad de ascenso será 178 nudos.

Para el máximo descenso ocurre cuando el avión entra en pérdida; RATE OF CLIMB 90° y velocidad máxima 255 nudos.

- Velocidad Angular.-

Recordando que la velocidad angular está dada en función - del ángulo de banqueo y la velocidad de la aeronave, la máxima velocidad ocurre cuando el ángulo de banqueo es máximo y la velocidad es mínima, si nosotros hacemos la consideración de que la velocidad mínima para volar de un avión es el 40% de su velocidad máxima, para nuestro caso tendremos con velocidad mínima 102 nudos aproximadamente, y nuestro ángulo de banqueo limitado es 75° .

La velocidad angular máxima para estos valores será y este valor de velocidad angular máxima corresponde a 255 en la interfase de salida.

- Indicador ADF y VOR.-

El escalamiento de estas señales es igual al escalamiento del compás magnético.

CUNCLUSIONES

A. TECNICAS

1. Podemos afirmar que el presente trabajo, puede ser el inicio de una serie de trabajos en el área de simulación de vuelos; ya que con el auge de los circuitos integrados; -especialmente de los microprocesadores, se están desarrollando sistemas simuladores completos no solo para vuelo instrumental, sino también sistemas que simulen los efectos de los movimientos de los aviones.

Asimismo, se tienen simuladores para aviones a reacción , aviones de combate y sistemas que permitan la práctica de emergencias en aviación (emergencias como plantadas de motores, fallas hidráulicas, eléctricas, etc.).

2. El uso de los Simuladores de Vuelo Instrumental a la vez de la instrucción, permite ver el reflejo de los pilotos frente al comportamiento de la aeronave y ver la velocidad de reacción y mando sobre el control de la aeronave.

3. Si bien es cierto que el Simulador de Vuelo Instrumental que hemos diseñado no posee todos los instrumentos que tiene un avión moderno, es debido a que nuestro interés está centrado en el vuelo básico por instrumentos, ya que no to

das las aeronaves poseen equipamiento completo y hemos hecho el diseño con el mínimo de sistemas que debe tener un avión para efectuar una navegación larga sin inconvenientes.

Además los únicos Aeropuertos en el Perú que poseen todas las ayudas a la navegación exigidas por la Organización de Aviación Civil (OACI) para ser catalogados como aeropuertos internacionales son el aeropuerto Francisco Secada de Iquitos y el Aeropuerto Internacional Jorge Chavez.

4. El campo de la Simulación de Aeronáutica es muy amplio, y en esta área se puede desarrollar sistemas para los requerimientos del mercado nacional y para lograr un desarrollo de la industria electrónica y que nos permita cubrir nuestras necesidades técnicas. No solo se puede desarrollar simuladores para la Aviación Comercial, sino simuladores de uso Militar que pueda ser usado como dispositivos de entrenamientos para la Defensa Nacional.
5. No se hizo un panel del Tipo Head-Display-Unit (Indicadores digitales de Instrumentos) en la cabina del piloto, ya que hemos creído conveniente hacerlo en la forma convencional porque casi la totalidad de aviones que circulan por el país no tienen estos sistemas, por ende la instrucción de pilotos se hace con el sistema convencional.

B. ECONOMICAS

1. El uso de Simuladores de Vuelo se justifica debido a que el costo de operación de una aeronave comercial es excesivamente oneroso. En el cuadro que se muestra a continuación se detallan algunos ejemplos del consumo de combustible de algunos aviones, así como su costo de combustible por hora de vuelo.

AVION	COMBUSTIBLE	CONSUMO	COSTO
DC3	100/130	100 Gls	\$ 175
CESSNA T-41	100/130	12 Gls	\$ 21
DCH6	Turbo/JP1	75 Gls	\$ 45
DCH5	Turbo/JP1	260 Gls	\$ 156

Costo galón JP1 \$ 0.60

Costo galón 100/130 \$ 1.75

Un piloto en un proceso de instrucción debe pasar por simuladores por lo menos 50 horas, asimismo dentro de su desarrollo profesional, frecuentemente debe practicar en estos sistemas.

2. El costo de fabricación del Simulador diseñado es aproximadamente US \$ 10,000.00, costo que fué obtenido haciendo la suma de todos los componentes a utilizarse, así como los gastos que demanden la implementación del mismo.

BIBLIOGRAFIA

- (1) Carmona Isidoro A.
Aerodinámica y Actuaciones del Avión
Editorial PARANINFO, 1982
- (2) Cadelli Eduardo
Instrumentos y Equipos de Abordo
Fuerza Aérea Argentina, 1976
- (3) Kandall Robert
Manual de Aviónica
Editorial PARANINFO, 1982
- (4) Lancaster Don
TTL Cook Book
Haward W. Sams & Co. INC., 1974
- (5) National - Semiconductor Corporation
Linear Data Book
1979
- (6) Pallet E.H.J.
Control Automático de Vuelo
Editorial PARANINFO, 1982
- (7) Radio Shack
Level II Basic Reference Manual
1979

- (8) Radio Shack
TRS - 80 Micro - Computer Technical Reference Handbook
1979
- (9) RCA Inc.
Circuitos Integrados Lineales
Editorial ARBO, 1971
- (10) Rosario Zaavedra Alejandro
Manual del Piloto Privado
Editorial Aeronáutica SUMAAS S.A., 1981
- (11) Sole Creuss
Electrónica y Automática Industriales
Editorial MARCOMBO, 1980
- (12) Texas Instruments INC.
Designing with TTL Integrated Circuits
MAC Grau-Hill, 1971
- (13) U.S.A.F.
Sistema de Radionavegación y Aterrizajes por Instrumento
1958
- (14) U.S.A.F.
Navegación Aérea para Pilotos
Manual 51-43, 1958
- (15) U.S.A.F.
Entrenador para el Vuelo por instrumentos
Manual S.L.D.-68, 1958
- (16) U.S.A.F.
Equipos de Comunicaciones y Ayudas a la Navegación
Manual s-S.L.D., 127, 1957

- (17) Tobey Gene, Graeme Jerald, Huelson Lawrence
Operational Amplifiers Deesygn and Aplications
Editorial Mac Graw - Hill, 1971

- (18) U.S.A.F.
Instrumentos
Manual 166, 1960

- (19) U.S.A.F.
Instrumentos de Aviones
Manual TM-Y-413, 1962

APENDICE A

RADIOFAROS NO DIRECCIONALES Y RADIOGONIOMETROS AUTOMATICOS

La radiobaliza no direccional de frecuencia media NDB (Non Directional Beacom), en conjunción con el radiogoniometro de abordo ADF (Automatic Direction Finder) es el conjunto de radio ayuda mas común en uso en estos días.

Equipo de Tierra

El equipo de tierra es un transmisor convencional en frecuencia media MF que funciona a una frecuencia en la banda de 200 KHz a 500 KHz, que emite una portadora ininterrumpida modulada en intervalos regulares por un tono que dá el indicativo de la radiobaliza en el código internacional morse.

La identificación de la mayoría de las radio balizas se efectúan modulando la portadora mediante un tono de 400 Hz ó 1,200 Hz, acoplado a las letras de identificación de la estación en el código internacional morse. Para asegurar la máxima inteligibilidad se mantiene al máximo la intensidad de la modulación aunque la intensidad de modulación posible no siempre queda determinada por propio transmisor.

A las frecuencias que se usan en el servicio de radiofaro, las

longitudes de onda varía entre 1,500 metros (200 KHz) y 600 metros (500 KHz) de modo que no se puede generalmente, levantar una antena que se aproxime a una longitud resonante.

Se recurre por tanto al levantamiento de una antena de longitud - conveniente incertando inductancias y capacidades adicionales para conseguir la resonancia. Este proceso se conoce como "carga".

Las típicas antenas varían desde antenas en T de 25 metros de altura y 50 metros de longitud para radiofaros de largo alcance.

Equipo de Abordo

El equipo de abordo consta de un receptor ADF y dos antenas.

Una de las antenas, es una antena giratoria de cuadro conducido - por un motor, que al recibir una señal, la hace girar automáticamente hasta que encuentra un cero.

Un sistema autosincrónico presenta la marcación en un instrumento mecánico en la cabina del avión. Esta antena de cuadro es una antena inductiva, y servirá para acoplar la componente magnética.

En cualquier momento el voltaje inducido en el cuadro es proporcional a la variación de la densidad del flujo magnético acoplado con el cuadro. Como esta magnitud varía sinusoidalmente con el tiempo, la variación de la densidad de flujo variará también del mismo modo pero su fase estará adelantada 90° de la variación magnética.

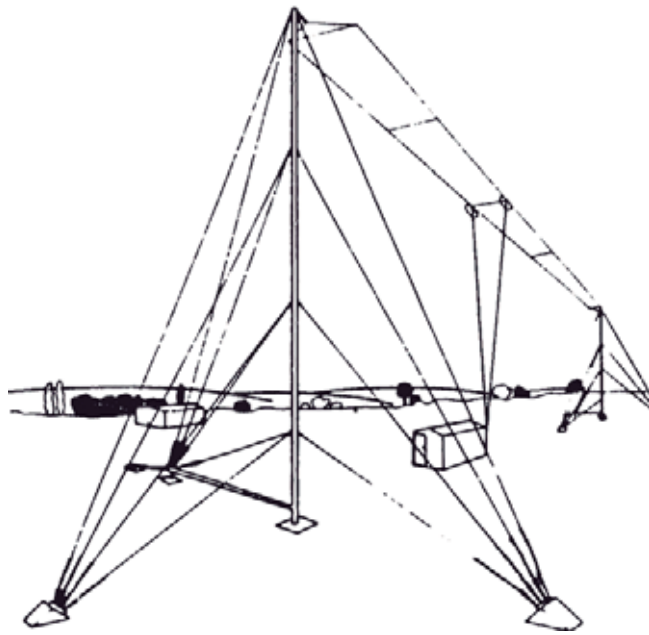
La otra antena, es la antena de orientación; que se comporta como una antena capacitiva que solo se acoplará con la componente eléctrica del campo electromagnético recepcionado. A esta antena se llama antena de orientación y su voltaje de salida se obtiene en

tre la base de la antena y la estructura del avión.

El receptor ADF, (AUTOMATIC DIRECTION FINDER), la fase de voltaje de cuadro se halla adelantada 90° , de modo que la señal estará 180° en fase o fuera de fase con el campo electromagnético que actúa tanto en la antena de cuadro como en la antena de orientación. Esta señal se acopla a un divisor de fase que alimenta un modulador equilibrado que consiste en dos interruptores electrónicos. Estos son manipulados alternativamente mediante una señal de conmutación de baja frecuencia para emitir señales de cuadro, que están alternativamente 180° en fase o fuera de fase respecto del campo magnético.

Estas señales en conjunción con la salida de la antena de orientación se aplican a un amplificador; las dos señales se combinan sumándose o restándose, dependiendo de la fase relativa. Por lo tanto la salida de este amplificador es una señal de RF modulada a la frecuencia de conmutación, cuya intensidad de modulación depende de las magnitudes relativas de las señales de orientación y de cuadro en la entrada común y cuya fase comparada con la señal de conmutación indica la disposición de la antena de cuadro.

Esta salida se desplaza entonces 90° en fase y se usa para controlar la magnitud y fase de la potencia que se suministra a una bobina de motor bifásico, que sirve para hacer girar la antena de cuadro.



Sistema de antena en "T" del NDB

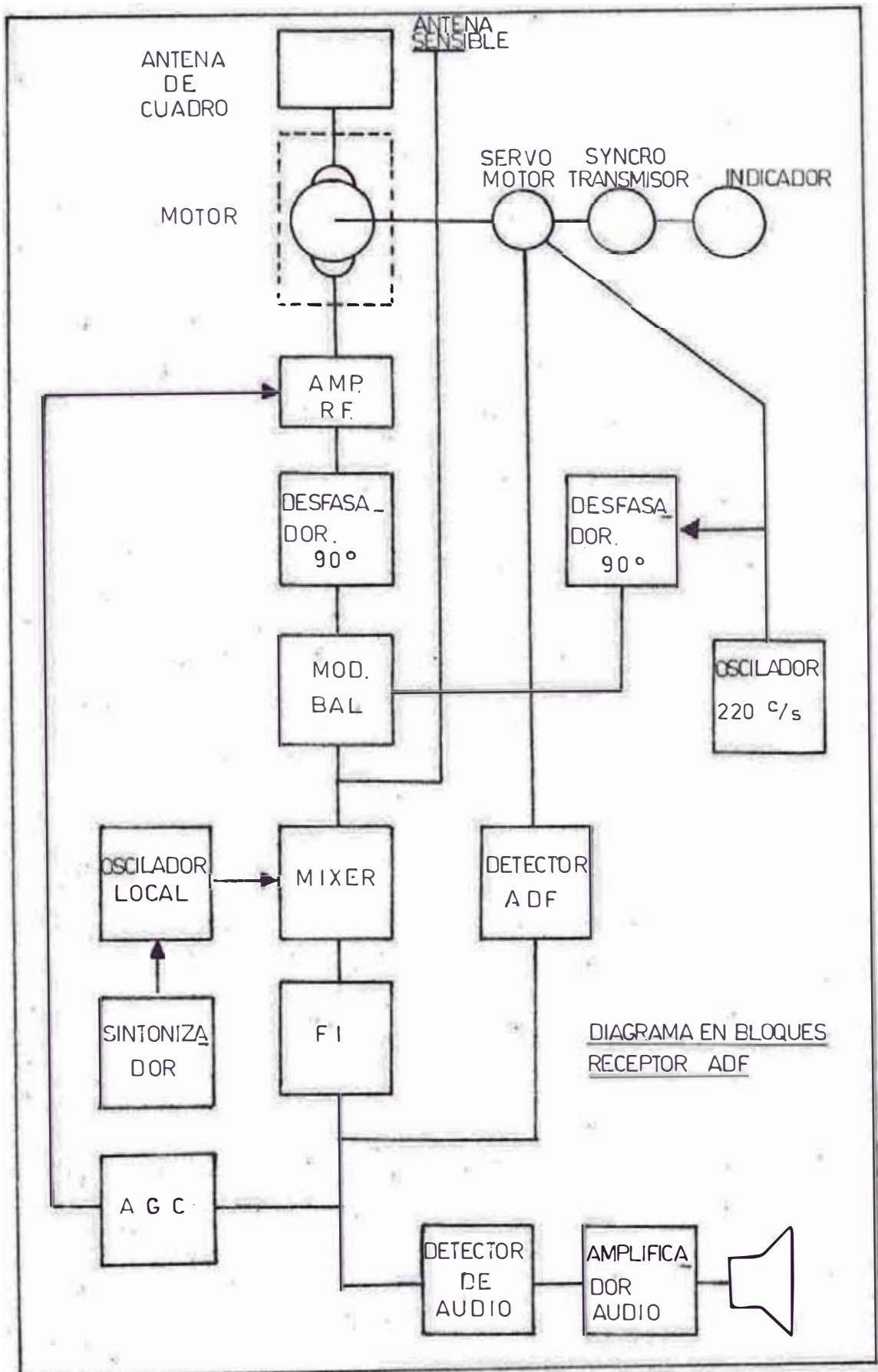
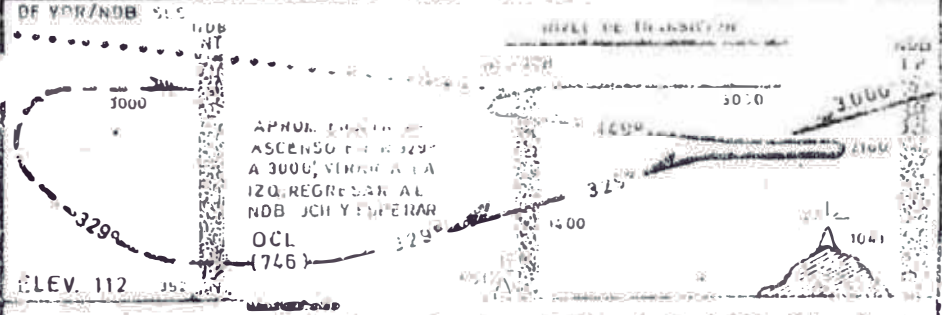
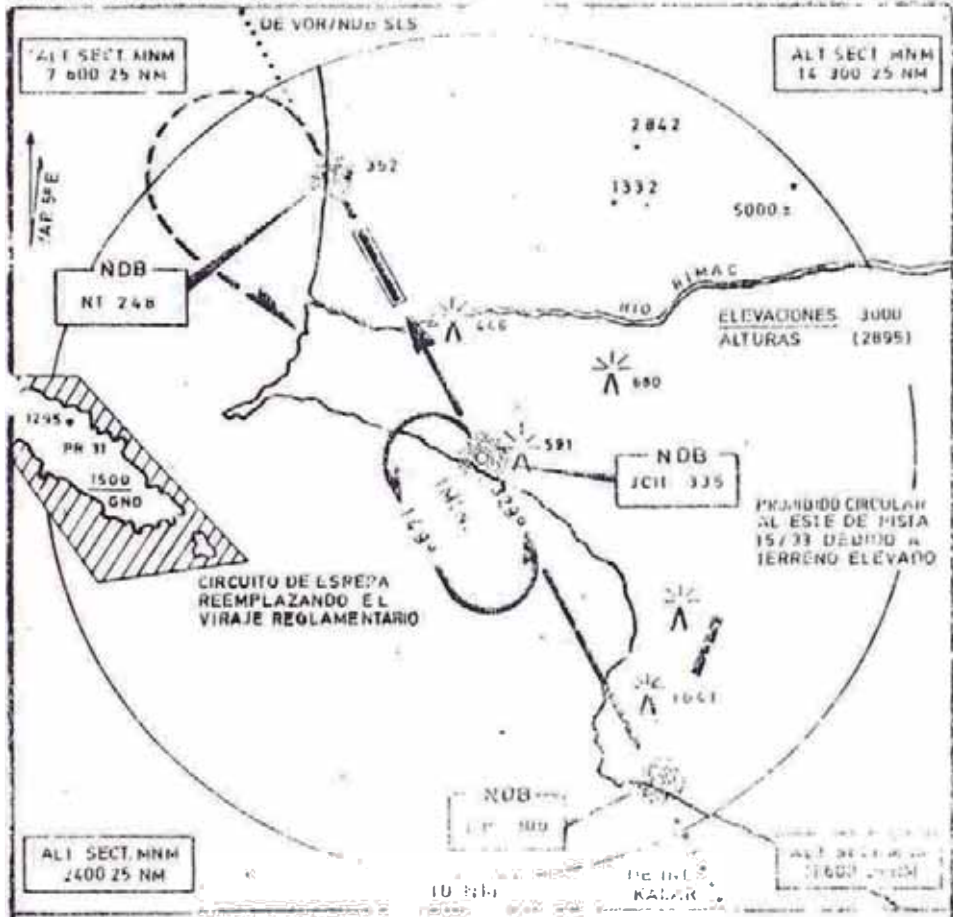


DIAGRAMA EN BLOQUES
RECEPTOR ADF

LIMA (CALLAO/INTL. JORGE CHAVEZ)

ADF PISTA 33



TECNO DE NUBES Y VISIBILIDAD		TIEMPO HASTA TRO BARO				
DIRECTA	DIA 650	120	150	180	210	
NO DIRECTA	DIA 650	1' 43"	1' 22"	1' 8"	58"	

APENDICE 8

RADIOFAROS VHF ONMIDIRECCIONALES

El Radiofaro VHFomnidireccional (VOR) es la ayuda a la navegación de corto alcance reconocida internacionalmente.

El principio de funcionamiento es la impresión de dos modulaciones independientes de 30 Hz en una transmisión de radio VHF en la banda de 112.0 MHz a 117.9 MHz emitida desde una estación en tierra. Estas dos modulaciones se conocen como fases de referencia y fase variable y su diferencia de fase, medida en grados, al recibirse en cualquier estación lejana, corresponde a la marcación de dicha estación respecto del Norte magnético.

La fase variable es una modulación en amplitud de 30 Hz, mientras la fase de referencia consiste en una modulación en frecuencia de 30 Hz impresa sobre una subportadora de 9960 Hz modulada en amplitud.

La señal de salida se requiere de un VOR consiste en las señales de fase de referencia y fase variable sobre una misma onda portadora, señales de identificación en código morse a intervalo regulares y modulación de audio,

El Transmisor VOR

El transmisor es uno de Am de diseño estandard, para las ayudas -

en ruta, la potencia de salida es de 200 vatios, pero para el servicio de aeródromos, en cuyo caso se habla de VOR terminal o TVOR solo se necesitan 50 vatios.

El modulador transmisor recibe entradas de tres fuentes distintas; del generador de fase de referencia, del generador de señal de identificación y del circuito de audio.

En su forma más básica el generador de fase de referencia consiste en una rueda metálica montada en un eje con 332 dientes cortados sobre su periferia. Cerca de estos dientes se monta un contador electromagnético que da una salida eléctrica cada vez que pase un diente por su cabeza. Si se hace girar la rueda a 1800 RPM, la señal será entonces de 9960 Hz, o sea la frecuencia de la subportadora de referencia. No obstante los dientes se colocan de cierta forma escalonados para que esta irregularidad provoque una variación cíclica de entre 9840 Hz y 10,440 Hz en la frecuencia de salida, dependiendo la frecuencia en cada instante de la posición correspondiente de la rueda dentada. Este circuito se denomina comúnmente generador de tono de rueda.

El tono se genera mediante un simple oscilador de tono que frecuencia a la frecuencia de modulación deseada.

El sistema de antena del VOR es el corazón de este radiofaro, la más común es la que está formada por las antenas de ranura verticales y un dipolo horizontal giratorio.

Normalmente se sitúa el equipo de un único edificio coronado por el sistema de antena. Este consiste en un sistema de contra peso metálico o de más de 20 a 40 pies de diámetro, en el centro del cual se sitúa una estructura metálica en forma de un cilindro de

aproximadamente 10 piés de altura y 6 piés de diámetro. Sobre la superficie lateral del cilindro se corta cierto número de antenas de ranura vertical. Esta se alimenta en fase con la señal de salida de fase de referencia y dan un modelo de radiación sustancialmente omnidireccional.

Se ha encontrado que si se corta una rendija de dimensiones adecuadas de una lámina metálica y se aplica una señal RF a través de ella actuará de un modo similar a un radiador sólido excepto porque una rendija vertical radia señales polarizadas horizontalmente y una rendija horizontal señales polarizadas verticalmente. La señal de fase variable del transmisor alimenta el dipolo giratorio. El diagrama polar horizontal de una antena dipolo horizontal es la figura de un 8, y aunque esta antena se localiza en el interior del cilindro metálico el diagrama polar no se ve afectado, pues cualquier señal radiada por el dipolo será recibida y vuelta a radiar por las rendijas. Este diagrama polar tiene la particularidad de que si se gira rotando la antena, la intensidad de la señal en cualquier estación receptora lejana varía sinusoidalmente. Por tanto, si el dipolo se hace girar 30 veces por segundo, una estación receptora recibirá una señal cuya intensidad variará sinusoidalmente 30 veces por segundo, esto es, modulada a 30 Hz.

El dipolo giratorio y la rueda de tono se montan en un eje común, con lo que la relación de fase de la señal resultante se mantiene constante, incluso si ligeras alteraciones en la velocidad del motor causan variaciones de frecuencia.

Se dispone la relación entre la fase de referencia y la variable

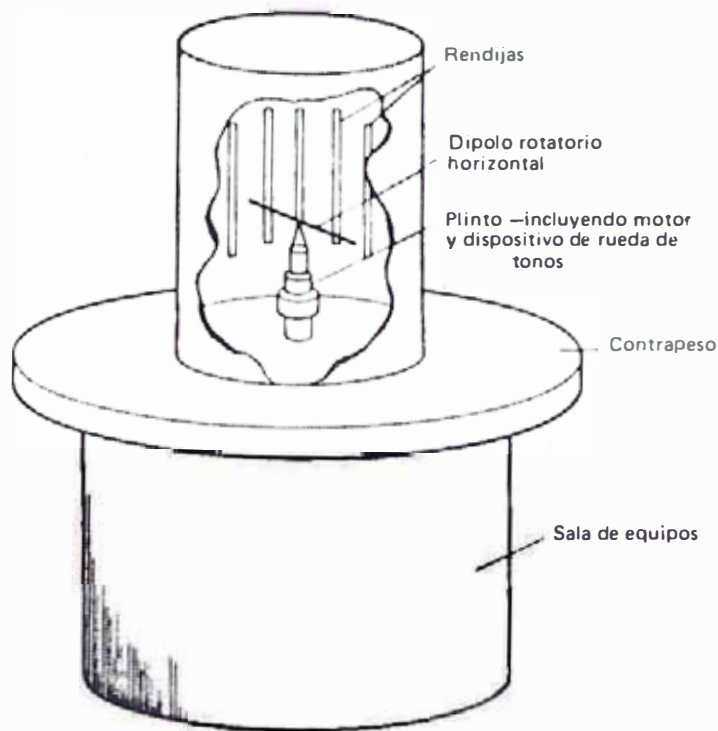
de modo que coincidan en fase en el Norte negativo. Un avión que se encuentre en dicha marcación recibirá ambas señales de fase.

El Receptor de Abordo

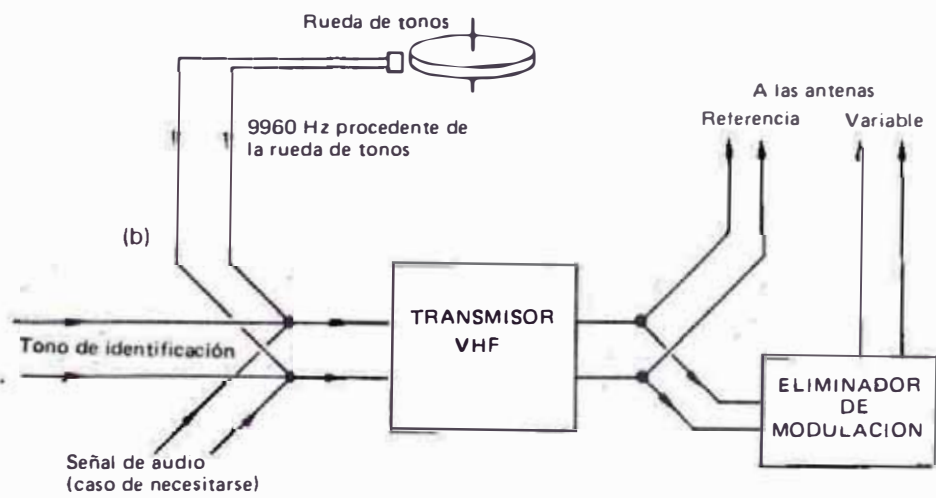
El equipo de abordo consiste en un receptor a AM multicanales standard en los cuales la señal se divide en tres, después de la detección.

La primera se conecta al sistema de intercomunicación del avión para permitir a la tripulación la identificación del radiofaro que se está recibiendo y recibir cualquier transmisión que se recibe desde el mismo.

La segunda y tercera pasan a través de filtros para separar la modulación de fase de referencia (9960 Hz) y la de fase variable (30 Hz). La señal de fase de referencia se aplica a un discriminador para recobrar la componente de 30 Hz; entonces se comparará las dos señales de 30 Hz para obtener la información de marcación.

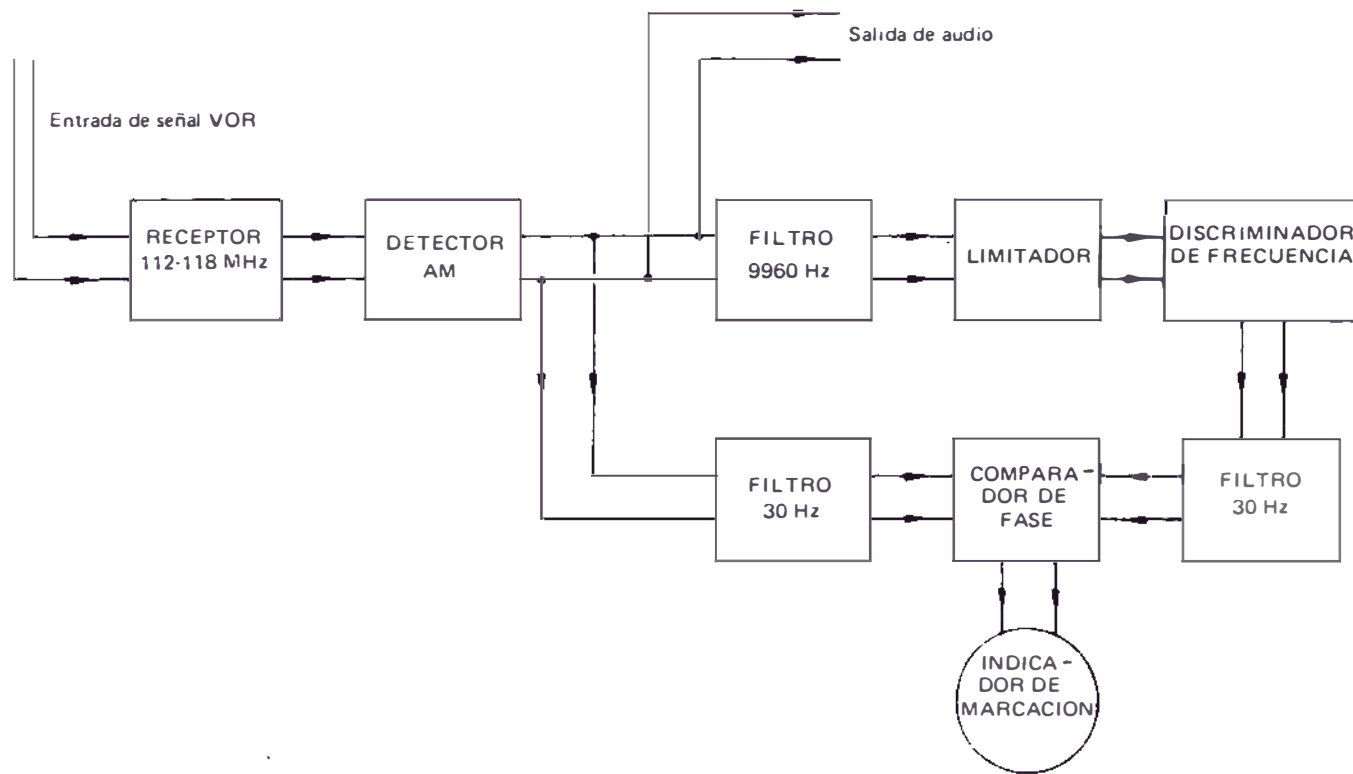


(a)



(b)

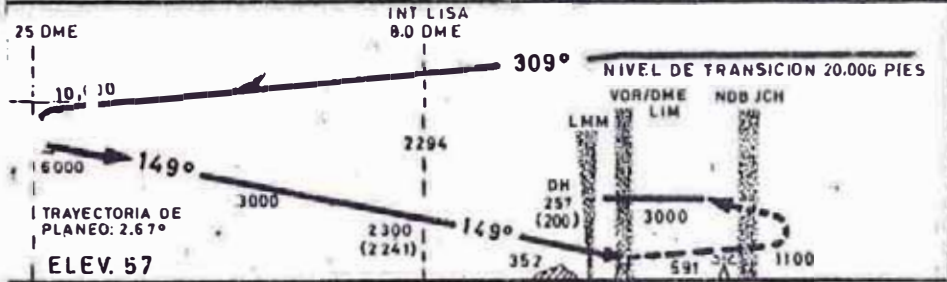
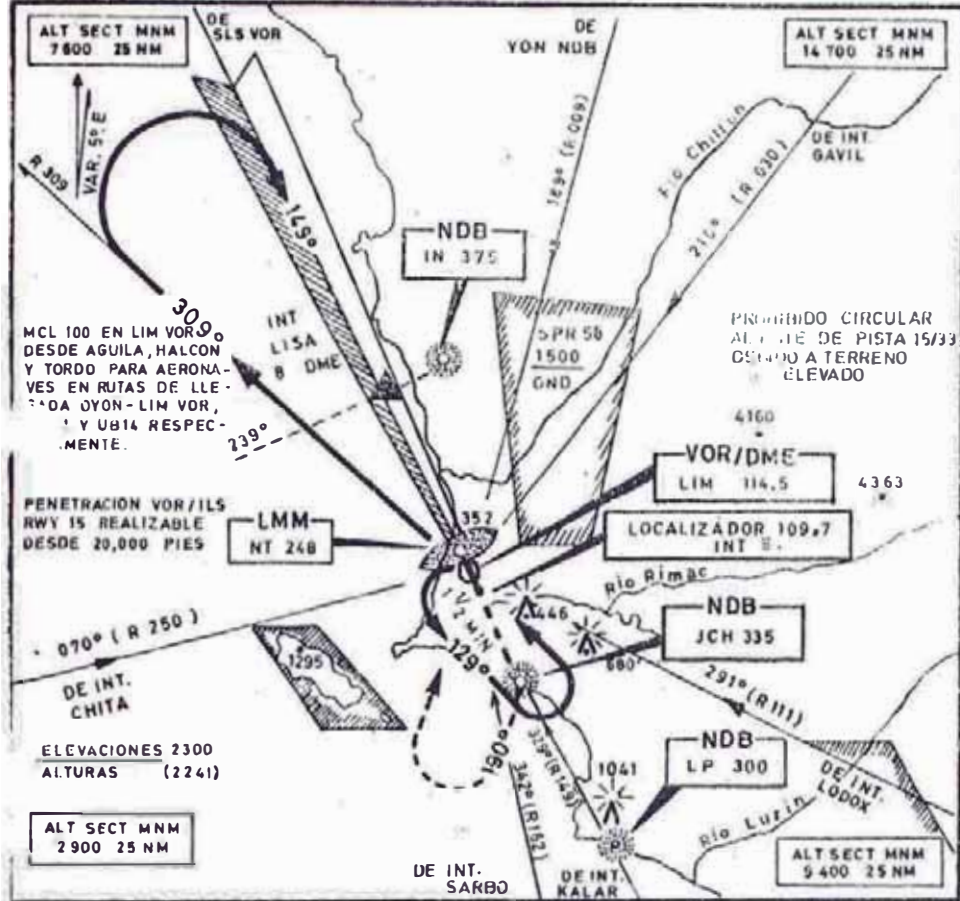
VOR convencional. (a) Distribución del edificio. (b) Esquema.



Receptor VOR de a bordo.

LIMA CALLAO/INTL. JORGE CHAVEZ PERU

PENETRACION VOR/ILS PISTA 15



LA MAS ALTA ELEVACION DE LOS PRIMEROS 3,000 PIES DE RWY 15

MILLAS NAUTICAS A PARTIR DE VOR LIM

TECHO DE NUBES Y VISIBILIDAD MINIMA		
DIRECTA ILS-15	DIA Y NOCHE DH 267	200-1/2
DIRECTA LOCALIZADOR (SIN GP) 15	DIA Y NOCHE OCL 4 60	400-1
NO DIRECTA	DIA Y NOCHE OCL 680	650-2

APROXIMACION FRUSTRADA:
 ASCENDER DIRECTO A JCH NDB CRUZAR JCH NDB A 1100 ó SUPERIOR. VIRAR A LA DERECHA EN MARCACION MAY 190° DE JCH NDB ASCIENDIENDO A 3000. VIRAR A LA OERCHA DIRECTO A LIM VOR Y ESPERAR

APENDICE C

CARACTERISTICAS DE LOS COMPONENTES EMPLEADOS

DESIGNACION	PAGINA
- Operational Amplifiers/Buffers LM158	175
- Operational Amplifiers/Buffers LM741	179
- Operational Amplifiers/Buffers LF351	182
- Voltage Comparators LF111	184
- Voltage Comparators LM193	187
- Quad SPSF JFET Analog Switches LF11331	191
- Analogic To Digital Converter ADC0801	195
- Digital to Analogic Converter DAC0808	199
- Digital to Analogic Converter DAC1820	206
- Phototransistor TIL81	209
- P-N Gallium Arsenide Light Source TIL31	213
- Transistor ECG 123	215
- Diodo ECG 507	215
- Quad 2-Input NOR Gate 54/7402	216
- Quad 2-Input NAND Gate 54/7400	217

HEX INVERTER 54/7404	218
Quad 2-Input AND Gate 54/7408	219
Quad 2-Input OR Gate 54/7432	220
RCD to Seven Segment DECODER 54/7447	221
Decade COUNTER 54/7490	224
Dual 4-Bit Transparent LATCH 54/74100	226
1-Of-8 DECODER/DEMULTIPLEXOR 54/74138	229
Presettable 4-Bit Binary UP/DOWN Counter 54/74191	232
Octal Transparent LATCH with 3-State Outputs 74373	237
Microcomputer TRS80 Radio Shack	250



Operational Amplifiers/Buffers

LM158/LM258/LM358, LM158A/LM258A/LM358A, LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ± 15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Two internally compensated op amps in a single package

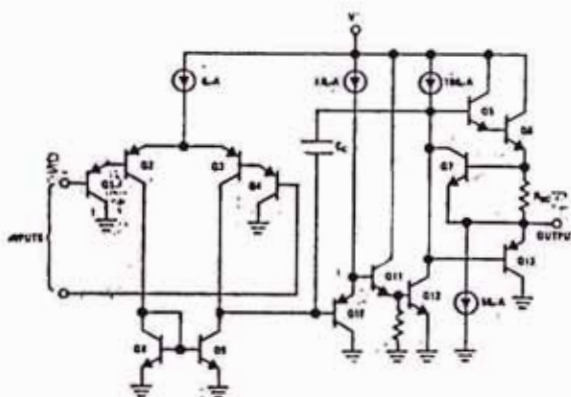
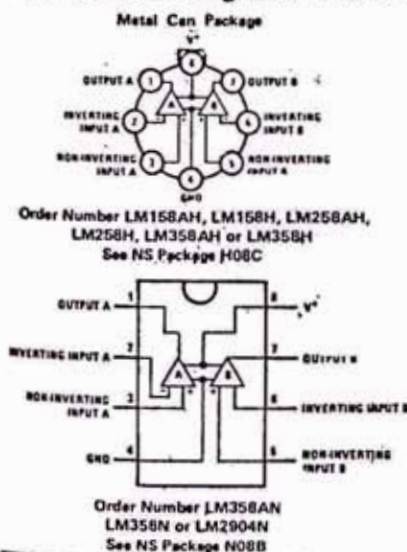
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual operational amplifier

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:

Single supply	3 V _{DC} to 30 V _{DC}
or dual supplies	± 1.5 V _{DC} to ± 15 V _{DC}
- Very low supply current drain (500 μ A) — essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC} and offset current 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage 0 V_{DC} to V* - 1.5 V_{DC} swing

Connection Diagrams (Top Views, Schematic Diagram (Each Amplifier))



LM158/LM258/LM358, LM158A/LM258A/LM358A, LM2904

Absolute Maximum Ratings

	LM158/LM258/LM358 LM158A/LM258A/LM358A	LM2904
Supply Voltage, V^+	32 V _{DC} or ±16 V _{DC}	26 V _{DC} or ±13 V _{DC}
Differential Input Voltage	32 V _{DC}	26 V _{DC}
Input Voltage	-0.3 V _{DC} to +32 V _{DC}	-0.3 V _{DC} to +26 V _{DC}
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP (LM358N)	570 mW	570 mW
Metal Can (LM158H/LM258H/LM358H)	830 mW	
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous
$V^+ \leq 15$ V _{DC} and $T_A = 25^\circ\text{C}$		
Input Current ($V_{IN} < -0.3$ V _{DC}) (Note 3)	50 mA	50 mA
Operating Temperature Range		
LM358	0°C to +70°C	-40°C to +85°C
LM258	-25°C to +85°C	
LM158	-55°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C

Electrical Characteristics ($V^+ = +5.0$ V_{DC}, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM158A			LM258A			LM358A			LM158/LM258			LM358			LM2904			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)		1	2		1	3		2	3	±2	±5	±2	±7	±2	±7				mV _{DC}	
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 6)		20	50		40	80		45	100		45	150		45	250				nA _{DC}	
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		2	10		2	15		5	30		±3	±30		±5	±50				nA _{DC}	
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30$ V _{DC} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 7)	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$				V _{DC}	
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ V (LM2904 $V_{CC} = 26$ V) $R_L = \infty$ on All Op Amps Over Full Temperature Range		1	2		1	2		1	2		1	2		1	2		1	2		mA _{DC} mA _{DC}
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ V _{DC} (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$		50	100		50	100		25	100		50	100		25	100		100			V/mV
Output Voltage Swing	$R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM2904 $R_L \geq 10$ k Ω)	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$-V^+ - 1.5$		V _{DC}
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$		70	85		70	85		65	85		70	85		65	70		50	70		dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	100		65	100		65	100		65	100		65	100		50	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling	$f = 1$ kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred), (Note 8)		-120			-120			-120			-120			-120			-120			dB
Output Current sources	$V_{IN} = \pm V_{DC}$, $V_{IN} \geq 0$ V _{DC}		20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		mA _{DC}

Electrical Characteristics (Continued) ($V^+ = \pm 5.0 \text{ V}_{DC}$; Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM158A			LM258A			LM358A			LM158/LM258			LM358			LM2904			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Sink	$V_{IN}^- = 1 \text{ V}_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0 \text{ V}_{DC}$, $V^+ = 15 \text{ V}_{DC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mADC	
	$V_{IN}^- = 1 \text{ V}_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0 \text{ V}_{DC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = 200 \text{ mV}_{DC}$	12	50		12	50		12	50		12	50		12	50		12	50		μADC	
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60	mADC	
Input Offset Voltage	(Note 5)			4			4			5			± 7			± 9			± 10	mV _{DC}	
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0 \Omega$		7	15		7	15		7	20		7		7		7		7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $			30			30			75			± 100			± 150			45	± 200	nADC
Input Offset Current Drift			10	200		10	200		10	300		10		10		10		10		$\mu\text{ADC}/^\circ\text{C}$	
Input Bias Current	$ I_{IN(+)} $ or $ I_{IN(-)} $		40	100		40	100		40	200		40	300		40	500		40	500	nADC	
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 \text{ V}_{DC}$, (Note 7)	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	V _{DC}	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 \text{ V}_{DC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25			25			15			25			15			15			V/mV	
Output Voltage Swing	$V^+ = +30 \text{ V}_{DC}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	V_{OH}	26		26		26		26		26		26		22					V _{DC}	
		V_{OL}	27	28		27	28		27	28		27	28		27	28		23	24		V _{DC}
Output Current	$V^+ = 5 \text{ V}_{DC}$, $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$	Source		5	20		5	20		5	20		5	20		5	20		5	100	mV _{DC}
		Sink																			
Output Current	$V_{IN}^+ = +1 \text{ V}_{DC}$, $V_{IN}^- = 0 \text{ V}_{DC}$, $V^+ = 15 \text{ V}_{DC}$	Source	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mADC
		Sink	10	15		5	8		5	8		5	8		5	8		5	8		mADC
Differential Input Voltage	(Note 7)			V^+			V^+			V^+			V^+			V^+			V^+	V _{DC}	

Note 1: For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a $+125^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $175^\circ\text{C}/\text{W}$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of $+15 \text{ V}_{DC}$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 V_{DC} .

Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5 \text{ V}_{DC}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, the LM358/LM358A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2904 specifications are limited to $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

Note 5: $V_O = 1.4 \text{ V}_{DC}$, $R_S = 0 \Omega$ with V^+ from 5 V_{DC} to 30 V_{DC} ; and over the full input common-mode range (0 V_{DC} to $V^+ - 1.5 \text{ V}_{DC}$).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

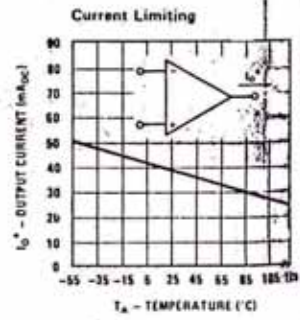
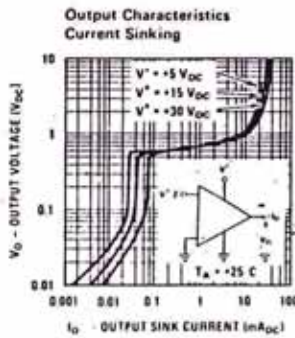
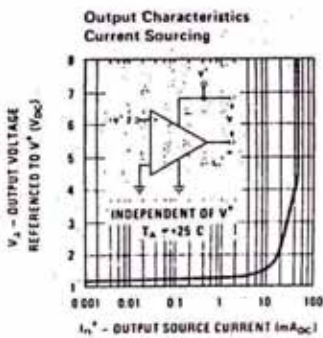
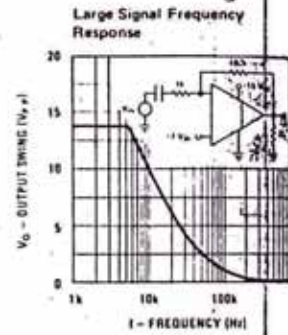
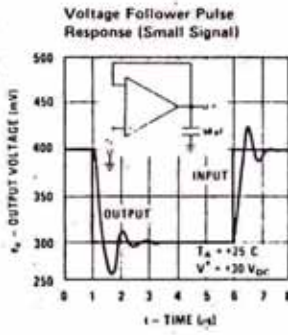
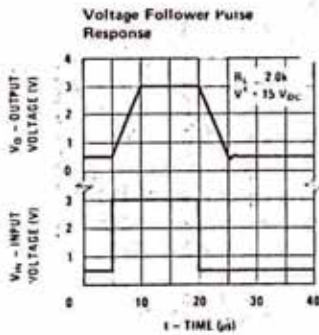
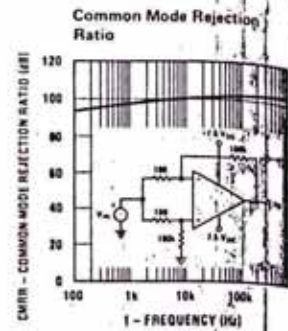
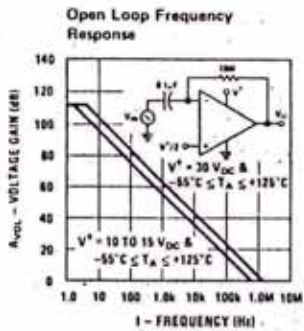
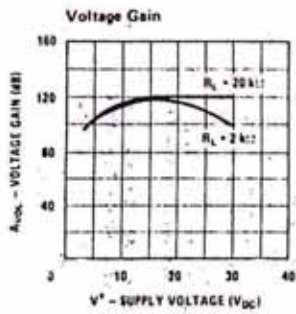
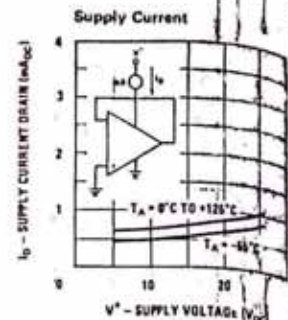
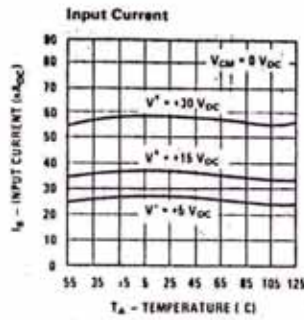
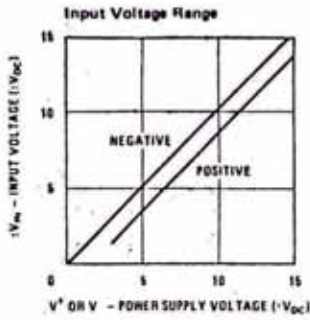
Note 7: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to $+32 \text{ V}_{DC}$ without damage ($+26 \text{ V}_{DC}$ for LM2904).

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increases at higher frequencies.

LM158/LM258/LM358,
LM158A/LM258A/LM358A, LM2904

**LM158/LM258/LM358,
 LM158A/LM258A/LM358A, LM2904**

Typical Performance Characteristics



LM741/LM741A/LM741C/LM741E



Operational Amplifiers/Buffers

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier
General Description

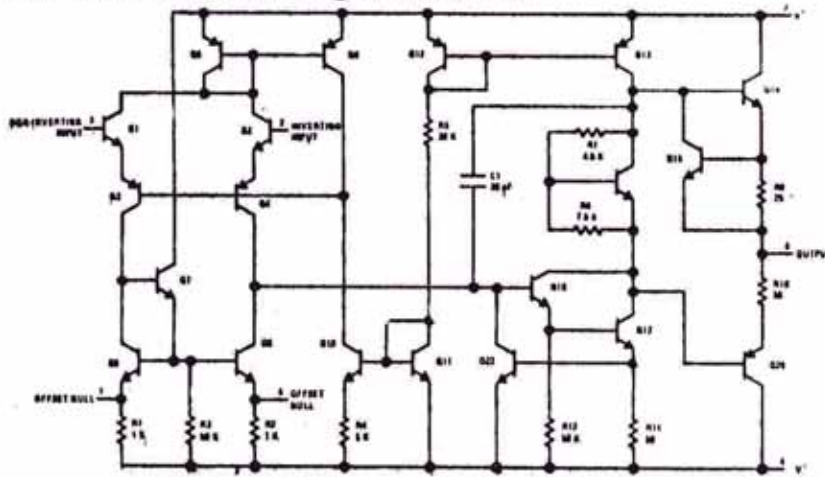
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload pro-

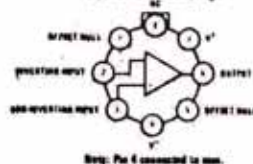
tection on the input and output, no latch up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)



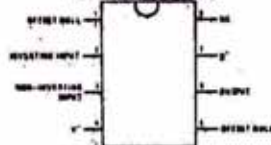
Metal Can Package



Note: Pin 4 connected to GND.

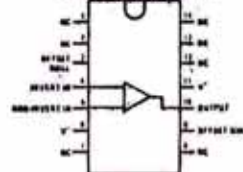
Order Number-LM741H, LM741AH,
LM741CH or LM741EH
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN or LM741EN
See NS Package N08B
Order Number LM741CJ
See NS Package J08A

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN-14
See NS Package N14A
Order Number LM741J-14, LM741AJ-14
or LM741CJ-14
See NS Package J14A

LM741/LM1741/LM741C/LM741E

Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Output Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-65°C to +125°C	0°C to +70°C	-65°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-85°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741		LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	
Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$				1.0	5.0	2.0	6.0		mV
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		0.8	3.0						mV
	$R_S \leq 60\Omega$			4.0						mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				6.0					mV
Input Offset Voltage Drift	$R_S \leq 60\Omega$							2.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			15						$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Voltage Temperature Coefficient	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	±10			±15			±15		mV
Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30	20	200	20	200		nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70	85	500		300		nA
Input Offset Current Drift				0.5						$\text{nA}/^\circ\text{C}$
										$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80	80	500	80	500		nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210		1.5		0.8		μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0	0.3	2.0		M Ω
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, V_S = \pm 20\text{V}$	0.5								M Ω
Common-Mode Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$						±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13				V
Open-Loop Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$									V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$	60								V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$				50	200	20	200		V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$									V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$	32								V/mV
Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$	10			25		15			V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 2\text{V}$	10								V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}$									V
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	±18								V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	±15								V
Short Circuit	$V_S = \pm 15\text{V}$				±12	±14	±12	±14		V
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$				±10	±13	±10	±13		V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$									V
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25		25		dB
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40						dB
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				70	90	70	90		dB
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95							dB
	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$									dB

3

LM741/LM741A/LM741C/LM741E

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C		
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 15V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10k\Omega$	86	96		77	96		77	96	
Transient Response	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain									
Rise Time			0.25	0.8		0.3			0.3	
Overshoot			6.0	20		5			5	
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$	0.437	1.5							
Slew Rate	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5	
Supply Current	$T_A = 25^\circ C$					1.7	2.8		1.7	2.8
Power Consumption	$T_A = 25^\circ C$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$ $V_S = \pm 20V$		80	150		60	85		60	85
LM741A	$T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165						135
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150						150
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150		60	100		45	75

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741/LM741A is $150^\circ C$, while that of the LM741C/LM741E is $100^\circ C$. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of $150^\circ C/W$ junction to ambient, or 4 junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is $100^\circ C/W$ junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = $0.35/\text{Rise Time}(\mu s)$.

LF351



Operational Amplifiers/Buffers

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier
General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applica-

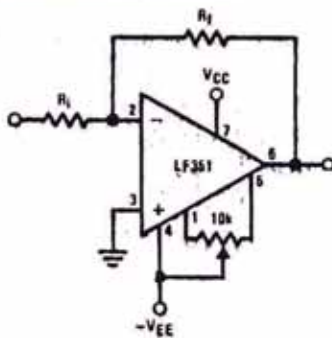
tions where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply current is important, however, the LF351 is the better choice.

Features

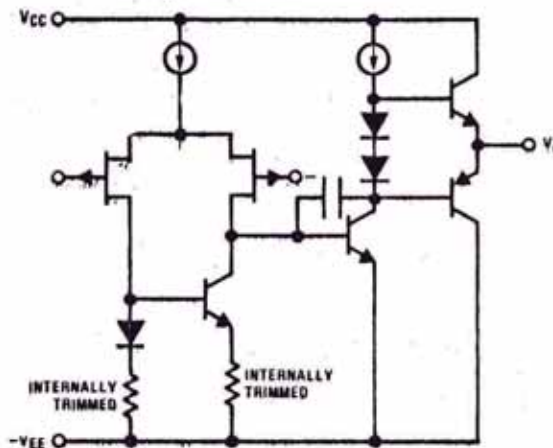
- Internally trimmed offset voltage 2 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, <0.02%
 $R_L = 10k, V_O = 20 V_{p-p}, BW = 20 Hz - 20 kHz$
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs



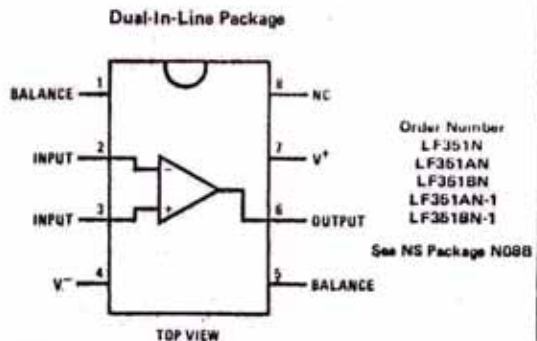
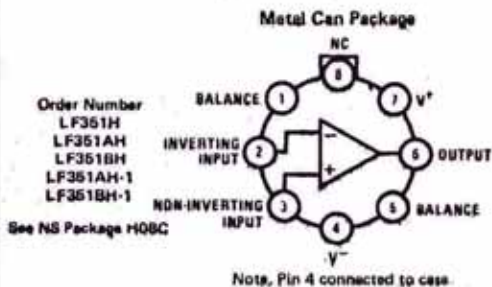
Typical Connection



Simplified Schematic



Connection Diagrams (Top Views)



LF351

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
V_{IO} (MAX)	±115°C
Differential Input Voltage	±30V
Output Voltage Range (Note 2)	±16V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Soldering Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

DC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351A			LF351B			LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO}	Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ, T _A = 25°C		1	2		3	5		5	10	mV
	Over Temperature				4		7			13		mV
V _{IO} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ		10			10			10		μV/°C
		LF351A-1, LF351B-1		10	20		10	30				
I _B	Input Offset Current	T _J = 25°C, (Notes 3, 4)		25	100		25	100		25	100	μA
		T _J ≤ 70°C			2		4			4		μA
I _B	Input Bias Current	T _J = 25°C, (Notes 3, 4)		50	200		50	200		50	200	μA
		T _J ≤ 70°C			4		8			4		μA
R _i	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²		Ω
	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C	50	100		50	100		25	100		V/mV
A _v		V _O = ±10V, R _L = 2 kΩ										
	Over Temperature		25			25			15			V/mV
V _o	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10 kΩ	±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5		V
	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15		±11	+15		±11	+15		V
CMRR				-12			-12			-12		°V
	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ	80	100		80	100		70	100		dB
CMRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	80	100		80	100		70	100		dB
	Supply Current			1.8	2.8		1.8	2.8		1.8	3.4	mA

3

AC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351A			LF351B			LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Slew Rate	Slew Rate	V _S = ±15V, T _A = 25°C	10	13			13			13		V/μs
	Gain Bandwidth Product	V _S = ±15V, T _A = 25°C	3	4			4			4		MHz
Equivalent Input Noise Voltage	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1000 Hz		18			18			18		nV/√Hz
	Equivalent Input Noise Current	T _J = 25°C, f = 1000 Hz		0.01			0.01			0.01		pA/√Hz

- 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 200°C/W junction to case.
- 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
- 3: These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C ≤ T_A ≤ +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.
- 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature. In limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_J = T_A + θ_{JA} P_D where θ_{JA} is the thermal resist from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.
- 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with compact.



Voltage Comparators

LF111/LF211/LF311

LF111/LF211/LF311 Voltage Comparators

General Description

The LF111, LF211 and LF311 are FET input voltage comparators that virtually eliminate input current errors. Designed to operate over a 5.0V to ±15V range the LF111 can be used in the most critical applications.

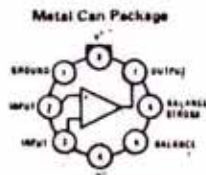
Further, the LF111 can be used in place of the LM111 eliminating errors due to input currents. See the "application hints" of the LM311 for application help.

The extremely low input currents of the LF111 allows the use of a simple comparator in applications usually requiring input current buffering. Leakage testing, long time delay circuits, charge measurements, and high source impedance voltage comparisons are easily done.

Advantages

- Eliminates input current errors
- Interchangeable with LM111
- No need for input current buffering

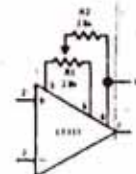
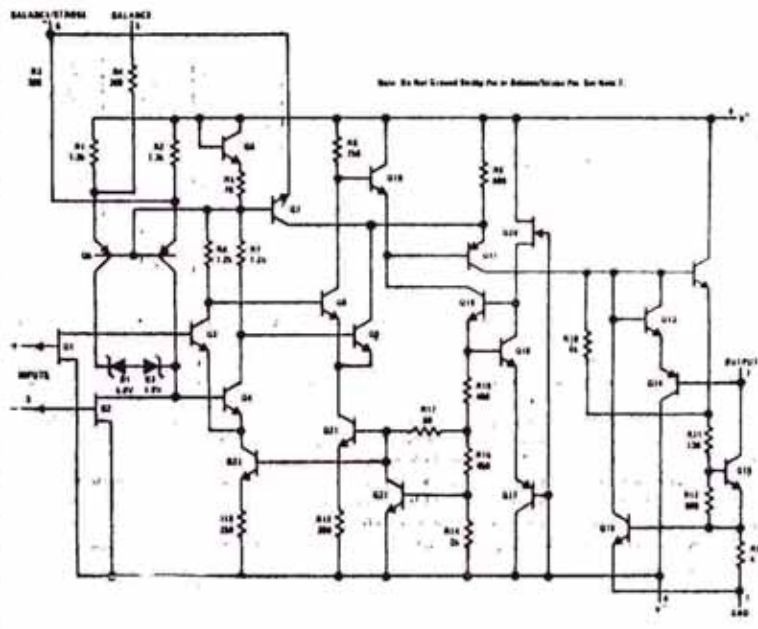
Connection Diagram*



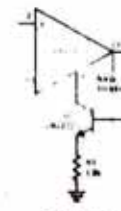
NOTE: Pin 8 connected to case TOP VIEW

Order Number LF111H, LF211H or LF311H
See NS Package H08C

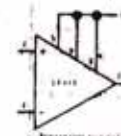
Schematic Diagram and Auxiliary Circuits



Offset Balancing



Strobing



Increases typical common mode voltage from 1.0V to 15V as Increasing Input Stage Current

5

Absolute Maximum Ratings

	LF111/LF211	LF311
Total Supply Voltage (V_{SS})	36V	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	50V	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{1d})	30V	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 15V$	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 2)	500 mW	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 seconds	10 seconds
Operating Temperature Range		
LF111	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	
LF211	$-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	
LF311		$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$300^{\circ}C$	$300^{\circ}C$

Electrical Characteristics (LF111/LF211) (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^{\circ}C, R_B$		0.7	4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^{\circ}C, V_{CM} = 0$ (Note 6)		5.0	25	μA
Input Bias Current	$T_A = 25^{\circ}C, V_{CM} = 0$ (Note 6)		20	50	μA
Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^{\circ}C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5.0$ mV, $I_{OUT} = 50$ mA, $T_A = 25^{\circ}C$		0.75	1.5	V
Strobe On Current	$T_A = 25^{\circ}C$		3.0		mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5.0$ mV, $V_{OUT} = 35V, T_A = 25^{\circ}C$		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)				6.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$V_B = \pm 15V, V_{CM} = 0$ (Note 6)		2.0	3.0	nA
Input Bias Current	$V_B = \pm 15V, V_{CM} = 0$ (Note 6)		5.0	7.0	nA
Input Voltage Range		-13.5	± 14	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V, V^- = 0$ $V_{IN} \leq -6.0$ mV, $I_{BINK} \leq 8.0$ mA		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5.0$ mV, $V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25^{\circ}C$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^{\circ}C$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LF111 is $+150^{\circ}C$, the LF211 is $+110^{\circ}C$ and the LF311 is $+85^{\circ}C$. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of $+160^{\circ}C/W$, junction to ambient, or $+45^{\circ}C/W$, junction to case.

Note 3: These specifications apply for $V_B = \pm 15V$, and the Ground pin at ground, and $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ for the LF111, unless otherwise stated. With the LF211, however, all temperature specifications are limited to $-25^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$ and for the LF311 $0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5.0V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1.0 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive.

Note 6: For input voltages greater than 15V above the negative supply the bias and offset currents will increase—see typical performance curves.

Note 7: Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Electrical Characteristics (LF311) (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 50\text{k}$		2.0	10	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 0$ (Note 6)		5.0	75	μA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 0$ (Note 6)		-25	150	μA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		V/V
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10\text{ mV}$, $I_{OUT} = 50\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.75		1.5	V
Strobe On Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0		mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.2		10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50\text{k}$			15	mV
Input Offset Current (Note 4)	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = 0$ (Note 6)		1.0		μA
Input Bias Current	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = 0$ (Note 6)		3.0		μA
Input Voltage Range			+14	-13.5	
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5\text{V}$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10\text{ mV}$, $I_{SINK} \leq 8.0\text{ mA}$	0.23		0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for $\pm 15\text{V}$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LF111 is $+160^\circ\text{C}$, the LF211 is $+110^\circ\text{C}$ and the LF311 is $+85^\circ\text{C}$. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-6 package must be derated based on a thermal resistance of $+150^\circ\text{C/W}$, junction to ambient, or $+45^\circ\text{C/W}$, junction to case.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ for the LF111, unless otherwise stated. With the LF211, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ and for the LF311 $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5.0 mV supply up to $\pm 15\text{V}$ supplies.

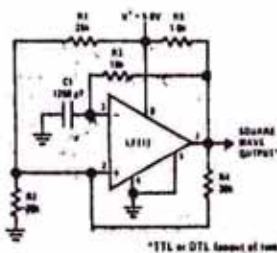
Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1.0 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definition) is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive.

Note 6: For input voltages greater than 15V above the negative supply the bias and offset currents will increase—see typical performance curves.

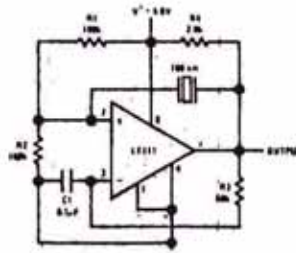
Note 7: Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Typical Applications



*TTL or DTL load of 1mA.

100 kHz Free Running Multivibrator



Crystal Oscillator



Voltage Comparators

LM193/LM293/LM393, LM193A/LM293A/LM393A, LM2903

Low Power Low Offset Voltage Dual Comparators

General Description

The LM193 series consists of two independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2.0 mV max for two comparators which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM193 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, the LM193 series will directly interface with MOS logic where their low power drain is a distinct advantage over standard comparators.

Advantages

- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature

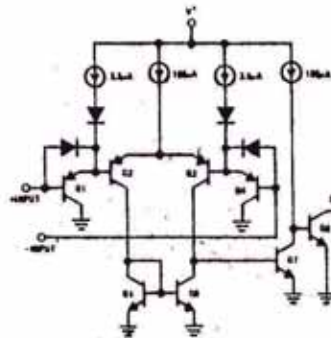
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near ground
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

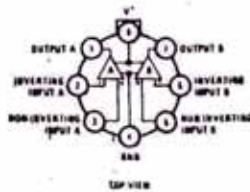
- Wide single supply Voltage range $2.0 V_{DC}$ to $36 V_{DC}$ or dual supplies $\pm 1.0 V_{DC}$ to $\pm 18 V_{DC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA)—independent of supply voltage (1.0 mW/comparator at $5.0 V_{DC}$)
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ± 5 nA and maximum offset voltage ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

LM193/LM293/LM393, LM193A/LM293A/LM393A, LM2903

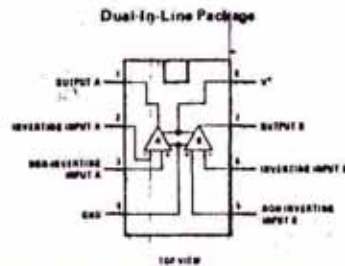
Schematic and Connection Diagrams



Metal Can Package



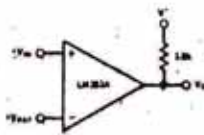
Order Number LM193H, LM193AH, LM293H, LM293AH, LM393H or LM393AH
See NS Package H08C



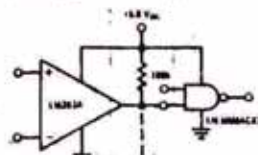
Dual In-Line Package

Order Number LM393N, LM393AN or LM2903N
See NS Package N08B

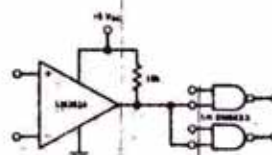
Typical Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)



Basic Comparator



Driving CMOS



Driving TTL

5

LM193A/LM293A/LM393A, LM2903

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage, V^+ 36 VDC or ± 18 VDC
 Differential Input Voltage 36 VDC
 Input Voltage -0.3 VDC to +36 VDC
 Power Dissipation (Note 1) 570 mW
 - Molded DIP 830 mW
 - Metal Can Continuous
 Output Short Circuit to Ground, (Note 2) 50 mA
 Input Current ($V_{IN} < -0.3$ VDC), (Note 3) 0°C to +25°C
 Operating Temperature Range -25°C to +85°C
 LM293/LM393A -65°C to +125°C
 LM193/LM293A -40°C to +85°C
 LM2903 -65°C to +150°C
 Storage Temperature Range 300°C
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)

Electrical Characteristics ($V^+ = 5$ VDC) (Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM193A			LM293, LM393A			LM193			LM293, LM393			LM2903			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 9)	± 1.0	± 2.0	1.0	± 2.0	± 1.0	± 5.0	± 1.0	± 5.0	± 2.0	± 1.0	± 5.0	± 2.0	± 1.0	± 5.0	mVDC	
Input Bias Current	I_{IN+} or I_{IN-} with Output in Linear Range, $T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	25	100	25	250	25	250	25	250	25	250	25	250	25	250	nADC	
Input Offset Current	$I_{IN+} - I_{IN-}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	± 3.0	± 5.0	± 5.0	± 3.0	± 25	± 3.0	± 25	± 3.0	± 25	± 3.0	± 25	± 3.0	± 25	nADC	
Input Common-Mode Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 6)			0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	VDC	
Supply Current	$R_L = \infty$ on All Amplifiers, $V^+ = 30$ VDC	0.4	1	0.4	1	0.4	1	0.4	1	0.4	1	0.4	1	0.4	1	mADC	
Voltage Gain	$R_L \geq 15$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 15$ VDC (To Support Large V_O Swing)	50	200	50	200	50	200	50	200	50	200	50	200	50	200	mADC	
Large Signal Response Time	$V_{IN} = \text{TTL Logic}$; $S_{IN} = 5\%$; $V_{REF} = 1.4$ VDC; $V_{RL} = 5.5$ VDC; $R_L = 5$ k Ω ; $T_A = 25^\circ\text{C}$	300		300		300		300		300		300		300		nS	
Response Time	$V_{RL} = 5$ VDC; $R_L = 5$ k Ω ; $T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 7)	1.3		4.3		1.3		1.3		1.3		1.3		1.5		μS	
Output Slew Rate	$V_{IN} = 2$ VDC; $V_{OUT} = 2$ VDC; $V_O \leq 1.5$ VDC; $T_A = 25^\circ\text{C}$	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	6.0	16	mADC	
Saturation Voltage	$V_{IN} = 2$ VDC; $V_{OUT} = 0$; $I_{SINK} \leq 4$ mA; $T_A = 25^\circ\text{C}$	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	mVDC	
Output Leakage Current	$V_{IN} = 0$; $V_{OUT} = 5$ VDC; $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.1		0.1		0.1		0.1		0.1		0.1		0.1		nADC	

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM193A			LM293A, LM393A			LM193			LM293, LM393			LM2903			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	(Note 9)			4.0			4.0			9			9	.9	15	mVDC	
Input Offset Current	$I_{IN+} - I_{IN-}$			± 100			± 150			± 100			± 150	50	200	nADC	
Input Bias Current	I_{IN+} or I_{IN-} with Output in Linear Range			300			400			300			400	200	500	nADC	
Input Common-Mode Voltage Range		0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	VDC	
Saturation Voltage	$V_{IN-} \geq 1 V_{DC}$, $V_{IN+} = 0$, $I_{SINK} \leq 4$ mA			700			700			700			700	400	700	mVDC	
Output Leakage Current	$V_{IN-} = 0$, $V_{IN+} \geq 1 V_{DC}$, $V_O = 30 V_{DC}$			1.0			1.0			1.0			1.0		1.0	μ ADC	
Differential Input Voltage	Keep All $V_{IN+} \geq 0 V_{DC}$ (or V^- , if Used). (Note 8)			V^+			V^+			V^+			V^+		V^+	VDC	

Note 1: For operating at high temperatures, the LM393/LM393A and LM2903 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM193/LM193A/LM293/LM293A must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ($P_D \leq 100$ mW), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short-circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of V^+ .

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3 V_{DC}$.

Note 4: These specifications apply for $V^+ = 5 V_{DC}$ and $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM293/LM293A all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ and the LM393/LM393A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$. The LM2903 is limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

Note 6: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to $30 V_{DC}$ without damage.

Note 7: The response time specified is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than $-0.3 V_{DC}$ (or $0.3 V_{DC}$ below the magnitude of the negative power supply, if used).

Note 9: At output switch point, $V_O = 1.4 V_{DC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from $5 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$; and over the full input common-mode range $0 V_{DC}$ to $V^+ - 1.5 V_{DC}$.

Note 10: For input signals that exceed V_{CC} , only the overdriven comparator is affected. With a 5V supply, V_{IN} should be limited to 25V max, and a limiting resistor should be used on all inputs that might exceed the positive supply.

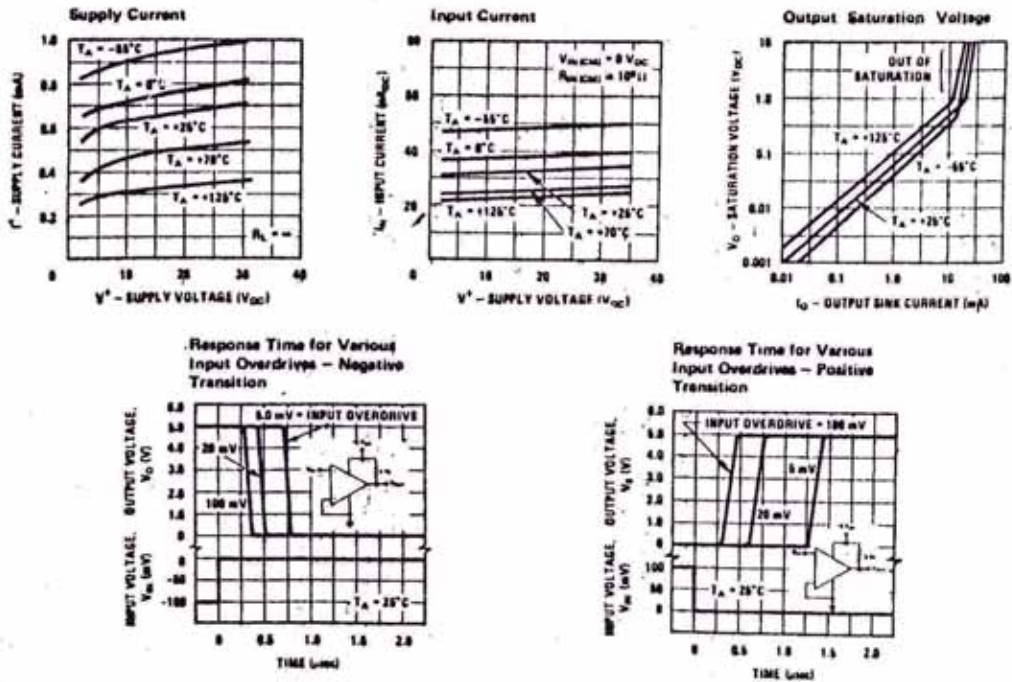
209



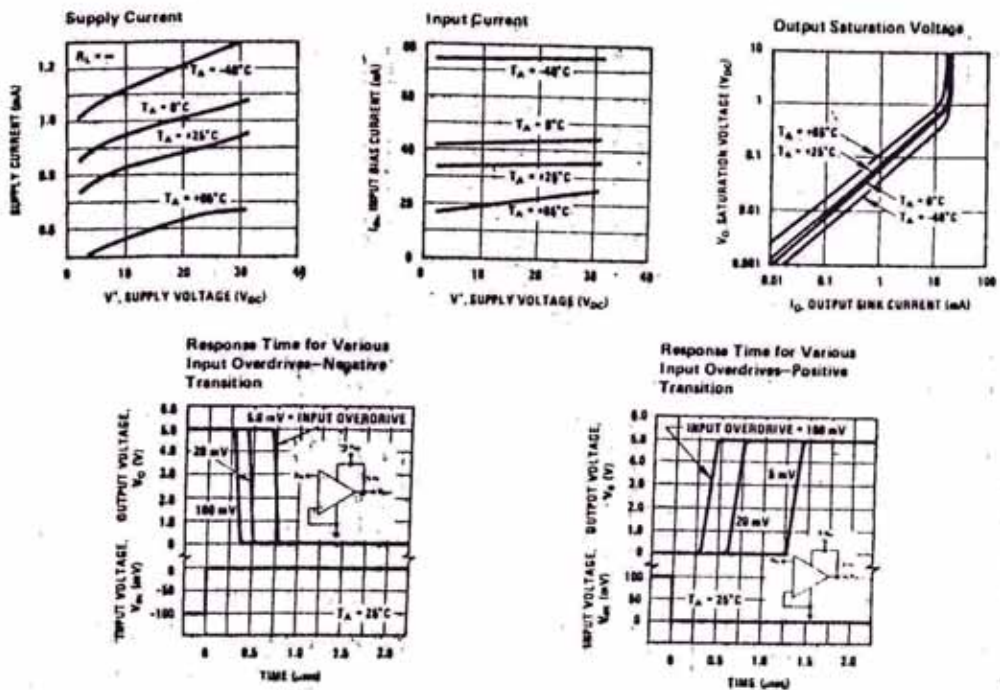
LM193/LM293/LM393
LM193A/LM293A/LM393A, LM2903

LM193/LM193A/LM193B,
 LM193A/LM293A/LM393A, LM2903

Typical Performance Characteristics LM193/LM293/LM393, LM193A/LM293A/LM393A



Typical Performance Characteristics LM2903





Analog Switches



Quad SPST JFET Analog Switches

- LF11331/LF13331 4 Normally Open Switches with Disable
- LF11332/LF13332 4 Normally Closed Switches with Disable
- LF11333/LF13333 2 Normally Closed Switches and 2 Normally Open Switches with Disable
- LF11201/LF13201 4 Normally Closed Switches
- LF11202/LF13202 4 Normally Open Switches

General Description

These devices are a monolithic combination of bipolar and JFET technology producing the industry's first one chip quad JFET switch. A unique circuit technique is employed to maintain a constant resistance over the analog voltage range of $\pm 10V$. The input is designed to operate from minimum TTL levels, and switch operation also ensures a break-before-make action.

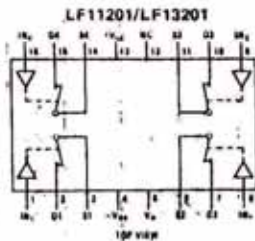
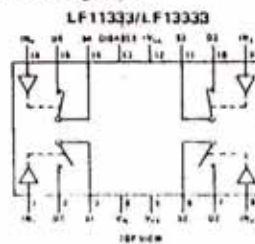
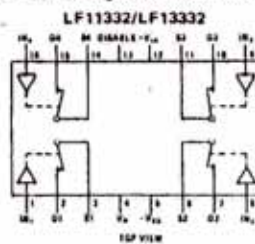
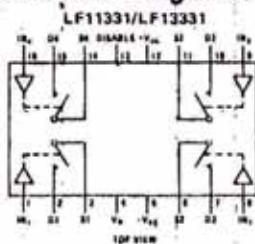
Features

- Analog signals are not loaded
- Constant "ON" resistance for signals up to $\pm 10V$ and 100 kHz
- Pin compatible with CMOS switches with the advantage of blow out free handling

- Small signal analog signals to 50 MHz
- Break-before-make action
- High open switch isolation at 1.0 MHz -50 dB
- Low leakage in "OFF" state $< 1.0 \text{ nA}$
- TTL, DTL, RTL compatibility.
- Single disable pin opens all switches in package on LF11331, LF11332, LF11333
- LF11201 is pin compatible with DG201

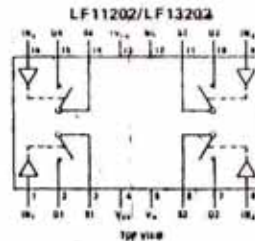
These devices operate from $\pm 15V$ supplies and swing a $\pm 10V$ analog signal. The JFET switches are designed for applications where a dc to medium frequency analog signal needs to be controlled.

Connection Diagrams (Dip-In-Line Packages) (All Switches Shown are For Logical "0")



Order Number LF11201D, LF13201D, LF11202D, LF13202D, LF11331D, LF13331D, LF11332D, LF13332D, LF11333D, or LF13333D
See NS Package D16C

Order Number LF13201N, LF13202N, LF13331N, LF13332N, or LF13333N
See NS Package N16A



Typical Circuit and Schematic Diagram

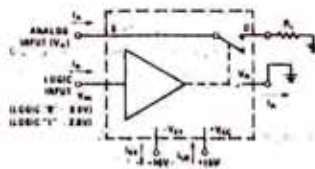


FIGURE 1. Typical Circuit for One Switch

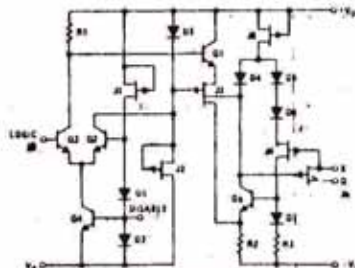


FIGURE 2. Schematic Diagram (Normally Open)

LF11331, LF11332, LF11333, LF11201, LF11202 Series



LF11331, LF11332, LF11333, LF11201, LF11202 Series

Absolute Maximum Ratings

Positive Supply - Negative Supply ($V_{CC} - V_{EE}$) 36V
 Reference Voltage $V_{EE} \leq V_R \leq V_{CC}$
 Logic Input Voltage $V_{IN} - 4.0V \leq V_{IN} \leq V_{IN} + 6.0V$
 Analog Voltage $V_{EE} \leq V_A \leq V_{CC} + 6V; V_A \leq V_{EE} + 36V$
 Analog Current $|I_A| < 20 \text{ mA}$
 Power Dissipation (Note 1)
 Molded DIP (IN Suffix) 500 mW
 Cavity DIP (D Suffix) 900 mW

Operating Temperature Range
 LF11201, 2 and LF11331, 2, 3 -65°C to $+125^\circ\text{C}$
 LF13201, 2 and LF13331, 2, 3 0°C to $+70^\circ\text{C}$
 Storage Temperature -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 300°C

Electrical Characteristics (Notes 2, 7)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF11331/2/3 LF11201/2			LF13331/2/3 LF13201/2			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
R_{ON}	"ON" Resistance	$V_A = 0, I_D = 1 \text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		160 200	200 300		150 200	250 360	Ω
$R_{ON \text{ Match}}$	"ON" Resistance Matching	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5	20		10	50	Ω
V_A	Analog Range		± 10	± 11		± 10	± 11		V
$I_{leak(ON)}$	Leakage Current in "ON" Condition	Switch "ON," $V_E = V_D = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	5		0.3	10	μA
				3	100		3	30	μA
$I_{s(OFF)}$	Source Current in "OFF" Condition	Switch "OFF," $V_D = -10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.4	5		0.4	10	μA
				3	100		3	30	μA
$I_{d(OFF)}$	Drain Current in "OFF" Condition	Switch "OFF," $V_S = +10V$ $V_D = -10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.1	5		0.1	10	μA
				3	100		3	30	μA
V_{IH}	Logical "1" Input Voltage		2.0			2.0			V
V_{IL}	Logical "0" Input Voltage			0.8			0.8		V
I_{IH}	Logical "1" Input Current	$V_{IN} = 5V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		3.8	10		3.6	40	μA
					25			100	μA
I_{IL}	Logical "0" Input Current	$V_{IN} = 0.8$ $T_A = 25^\circ\text{C}$			0.1			0.1	μA
					1			1	μA
t_{ON}	Delay Time "ON"	$V_S = +10V$, (Figure 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		500			500		ns
t_{OFF}	Delay Time "OFF"	$V_S = +10V$, (Figure 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		90			90		ns
$t_{ON} - t_{OFF}$	Break Before-Make	$V_S = +10V$, (Figure 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		80			80		ns
$C_{D(ON)}$	Source Capacitance	Switch "OFF," $V_S = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		4.0			4.0		μF
$C_{D(OFF)}$	Drain Capacitance	Switch "OFF," $V_D = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0			3.0		μF
$C_{S(ON)} + C_{D(ON)}$	Active Source and Drain Capacitance	Switch "ON," $V_S = V_D = 0V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		6.0			6.0		μF
$I_{SO(OFF)}$	"OFF" Isolation	(Figure 4), (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		-60			-60		dB
CT	Crosstalk	(Figure 4), (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		-65			-65		dB
SR	Analog Slew Rate	(Note 4) $T_A = 25^\circ\text{C}$		50			50		V/ μs
I_{D6}	Disable Current	(Figure 5), (Note 5) $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.4	1.0		0.6	1.5	mA
				0.6	1.5		0.9	2.3	mA
I_{EE}	Negative Supply Current	All Switches "OFF," $V_S = +10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	6.0		4.3	7.0	mA
				4.2	7.5		6.0	10.5	mA
I_A	Reference Supply Current	All Switches "OFF," $V_S = +10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0	4.0		2.7	5.0	mA
				2.8	6.0		3.8	7.5	mA
I_{CC}	Positive Supply Current	All Switches "OFF," $V_S = +10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		4.5	6.0		7.0	9.0	mA
				6.3	9.0		8.8	13.5	mA

Note 1: For operating at high temperature the molded DIP products must be derated based on a $+100^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $+150^\circ\text{C}/\text{W}$, devices in the cavity DIP are based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and are derated at $+100^\circ\text{C}/\text{W}$

Note 2: Unless otherwise specified, $V_{CC} = +15V$, $V_{EE} = -15V$, $V_R = 0V$, and limits apply for $-65^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ for the LF11331, 2, 3 and the LF11202, 2, $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ for the LF13331, 2, 3 and the LF13201, 2.

Note 3: These parameters are limited by the pin to pin capacitance of the package.

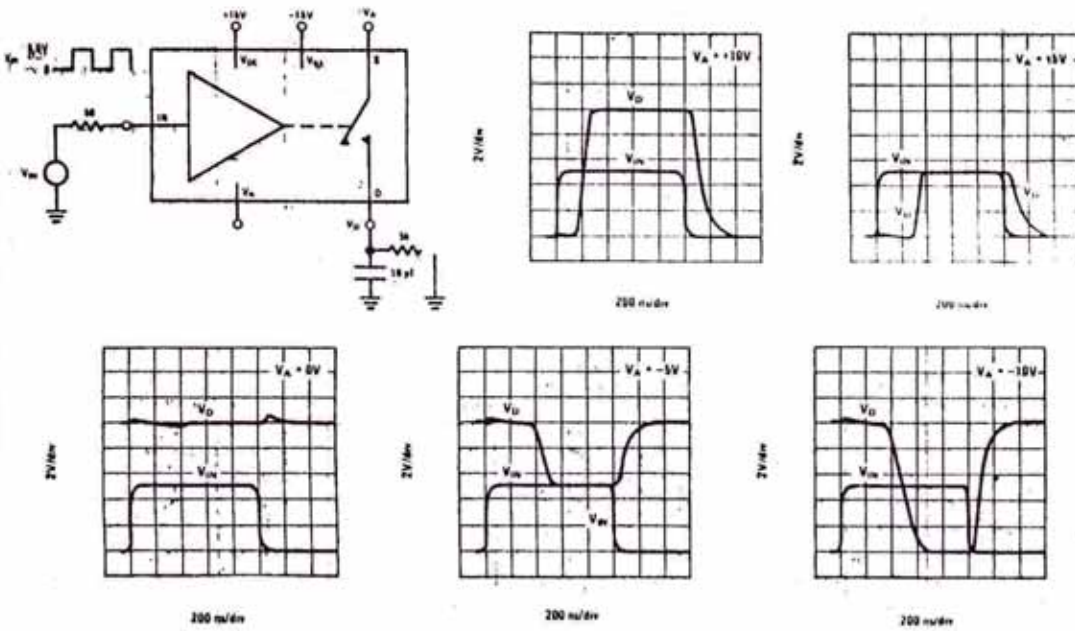
Note 4: This is the analog signal slew rate above which the signal is distorted as a result of finite internal slew rates.

Note 5: All switches in the device are turned "OFF" by saturating a transistor at the disable node as shown in Figure 5. The delay times will be approximately equal to the t_{ON} or t_{OFF} plus the delay introduced by the external transistor.

Note 6: This graph indicates the analog current at which 1% of the analog current is lost when the drain is positive with respect to the source.

Test Circuit and Typical Performance Curves

Delay Time, Rise Time, Settling Time, and Switching Transients



Additional Test Circuits

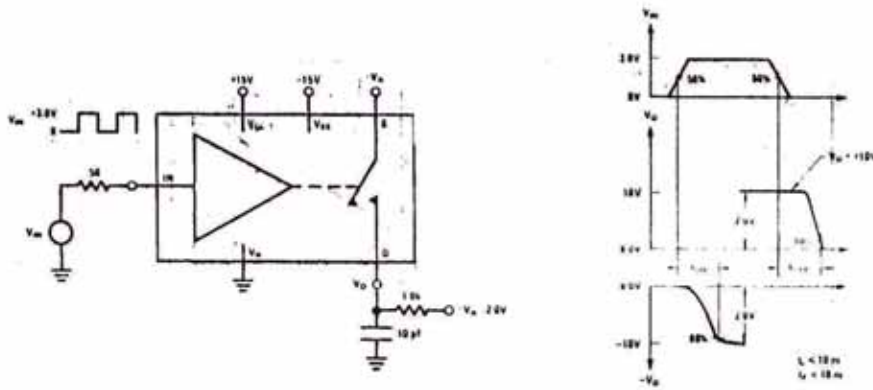


FIGURE 3. t_{ON} , t_{OFF} Test Circuit and Waveforms for a Normally Open Switch

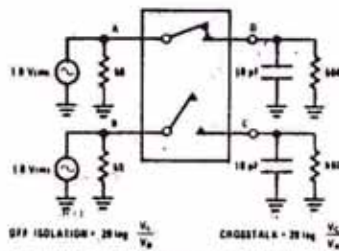
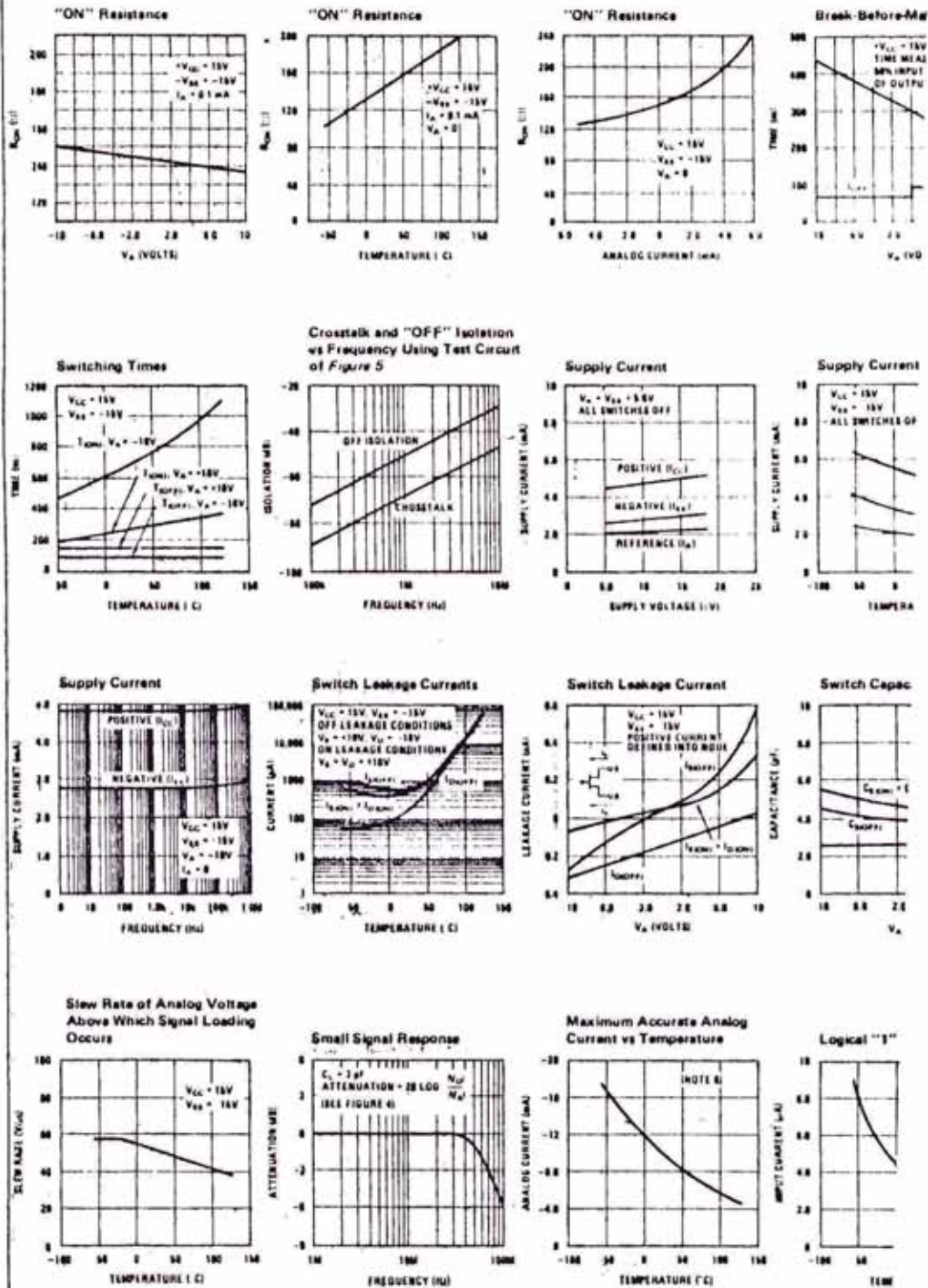


FIGURE 4. "OFF" Isolation, Crosstalk, Small Signal Response

Typical Performance Characteristics





A to D, D to A

ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 8-Bit μ P Compatible A/D Converters

General Description

The ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 are CMOS 8-bit, successive approximation A/D converters which use a modified potentiometric ladder—similar to the 266R products. They are designed to meet the NSC MICROBUS™ standard to allow operation with the 8080A control bus, and TRI-STATE® output latches directly drive the data bus. These A/Ds appear like memory locations or I/O ports to the microprocessor and no interfacing logic is needed.

A new differential analog voltage input allows increasing the common-mode rejection and offsetting the analog zero input voltage value. In addition, the voltage reference input can be adjusted to allow encoding any smaller analog voltage span to the full 8 bits of resolution.

Features

- MICROBUS (8080A) compatible—no interfacing logic needed
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

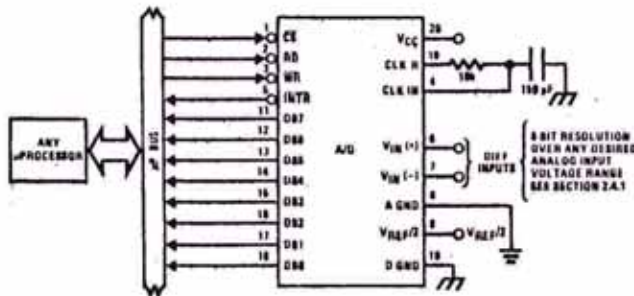
- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet T²L voltage level specifications
- Works with 2.5V (LM336) voltage reference
- On-chip clock generator
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero adjust required
- 0.3" standard width 20-pin DIP package

Key Specifications

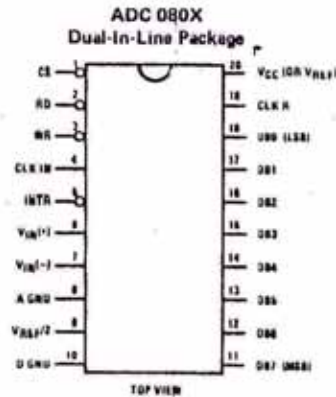
- Resolution 8 bits
- Total error $\pm 1/4$ LSB, $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- Conversion time 100 μ s
- Access time 135 ns
- Single supply 5 VDC
- Operates ratiometrically or with 5 VDC, 2.5 VDC, or analog span adjusted voltage reference

ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804

Typical Application



Connection Diagram



8

ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)		Operating Ratings (Notes 1 and 2)				
Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V	Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$			
Voltage at Any Input	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)	ADC0801/02/03 LD	$55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$			
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$	ADC0801/02/03/04 LCD	$40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$			
Package Dissipation at $T_A = 25^{\circ}C$	875 mW	ADC0801/02/03/04 LCN	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 70^{\circ}C$			
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$300^{\circ}C$	Range of V_{CC} (Note 1)	$4.5 V_{DC}$ to $6.3 V_{DC}$			
Electrical Characteristics						
Converter Specifications: $V_{CC} = 5 V_{DC}$, $V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640 kHz$ unless otherwise stated.						
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
ADC0801: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj.			$\pm 1/4$	LSB	
ADC0802: Total Unadjusted Error (Note 8)	Completely Unadjusted			$\pm 1/2$	LSB	
ADC0803: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj.			$\pm 1/2$	LSB	
ADC0804: Total Unadjusted Error (Note 8)	Completely Unadjusted			± 1	LSB	
$V_{REF}/2$ Input Resistance	Input Resistance at Pin 9	1.0	1.3		k Ω	
Analog Input Voltage Range	(Note 4) $V(+)$ or $V(-)$	Gnd-0.05		$V_{CC}+0.05$	V_{DC}	
DC Common-Mode Rejection	Over Analog Input Voltage Range		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB	
Power Supply Sensitivity	$V_{CC} = 5 V_{DC} \pm 10\%$ Over Allowed $V_{IN}(+)$ and $V_{IN}(-)$ Voltage Range (Note 4)		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB	
Electrical Characteristics						
Timing Specifications: $V_{CC} = 5 V_{DC}$ and $T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise noted.						
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
f_{CLK}	Clock Frequency	$V_{CC} = 6V$, (Note 5)	100	640	1280	kHz
		$V_{CC} = 5V$	100	640	800	kHz
T_c	Conversion Time	(Note 6)	66		73	1/ f_{CLK}
CR	Conversion Rate In Free-Running Mode	\overline{INTR} tied to \overline{WR} with $\overline{CS} = 0 V_{DC}$, $f_{CLK} = 640 kHz$			8770	conv/s
$t_{W(WR)L}$	Width of \overline{WR} Input (Start Pulse Width)	$\overline{CS} = 0 V_{DC}$ (Note 7)	100			ns
t_{ACC}	Access Time (Delay from Falling Edge of \overline{RD} to Output Data Valid)	$C_L = 100 pF$ (Use Bus Driver IC for Larger C_L)		135	200	ns
t_{1H}, t_{0H}	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of \overline{RD} to Hi-Z State)	$C_L = 10 pF$, $R_L = 10k$ (See TRI-STATE Test Circuits)		125	250	ns
t_{WI}	Delay from Falling Edge of \overline{WR} to Reset of \overline{INTR}			300	450	ns
C_{IN}	Input Capacitance of Logic Control Inputs		5	7.5		pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance (Data Buffers)		5	7.5		pF

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications:

$V_{CC} = 5 V_{DC}$ and $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CONTROL INPUTS [Note: CLK IN (pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately]					
$V_{IN(1)}$ Logical "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 5.25 V_{DC}$	2.0		15	V_{DC}
$V_{IN(0)}$ Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.8	V_{DC}
V_{T+} CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage		2.7	3.1	3.5	V_{DC}
V_{T-} CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage		1.5	1.8	2.1	V_{DC}
V_H CLK IN (Pin 4) Hysteresis (V_{T+}) - (V_{T-})		0.6	1.3	2.0	V_{DC}
$I_{IN(1)}$ Logical "1" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 5 V_{DC}$		0.005	1	μA_{DC}
$I_{IN(0)}$ Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 0 V_{DC}$	-1	0.005		μA_{DC}
I_{CC} Supply Current (Includes Ladder Current)	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$ and $\overline{CS} = "1"$		1.3	2.5	mA
DATA OUTPUTS AND INTR					
$V_{OUT(0)}$ Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4	V_{DC}
$V_{OUT(1)}$ Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
I_{OUT} TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Buffers) Output Short Circuit Current	$V_{OUT} = 0 V_{DC}$ $V_{OUT} = 5 V_{DC}$ $T_A = 25^\circ \text{C}$	3			
I_{SOURCE}	V_{OUT} Short to Gnd	4.5	6		mA_{DC}
I_{SINK}	V_{OUT} Short to V_{CC}	9.0	16		mA_{DC}

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.

Note 2: All voltages are measured with respect to Gnd, unless otherwise specified. The separate A Gnd point should always be wired to the D Gnd.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to Gnd and has a typical breakdown voltage of 7 V_{DC} .

Note 4: For $V_{IN(-)} \geq V_{IN(+)}$ the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see block diagram) which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. Be careful, during testing at low V_{CC} levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct—especially at elevated temperatures, and cause errors for analog inputs near full-scale. The spec allows 50 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 50 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 V_{DC} to 5 V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.950 V_{DC} over temperature variations, initial tolerance and loading.

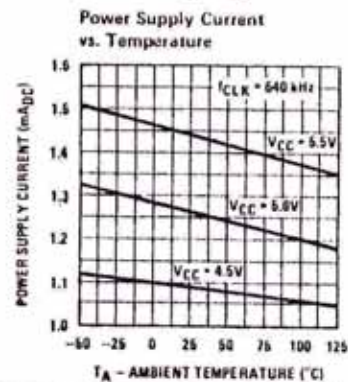
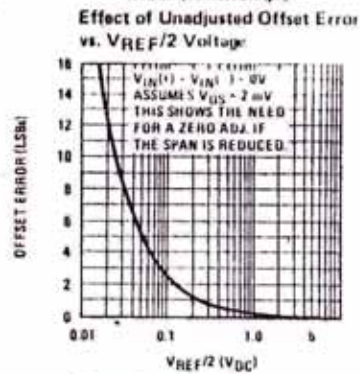
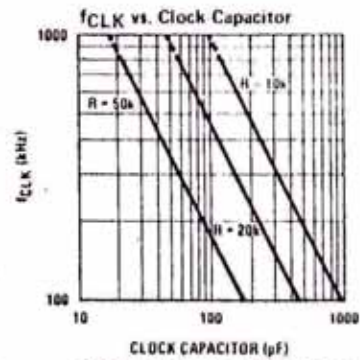
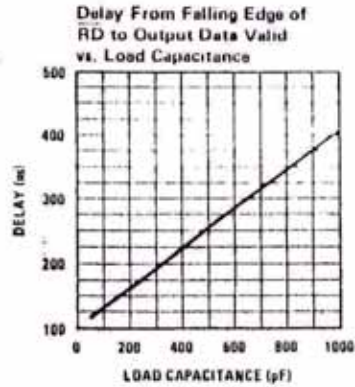
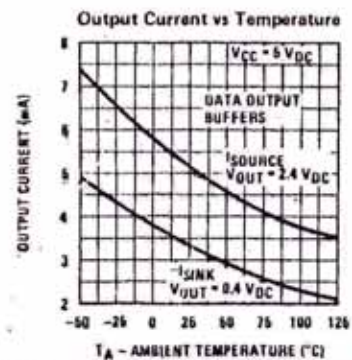
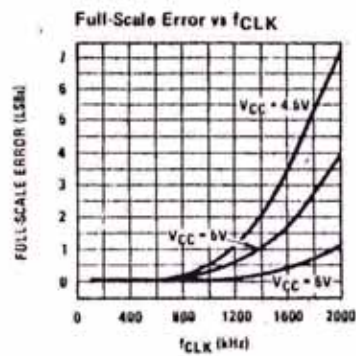
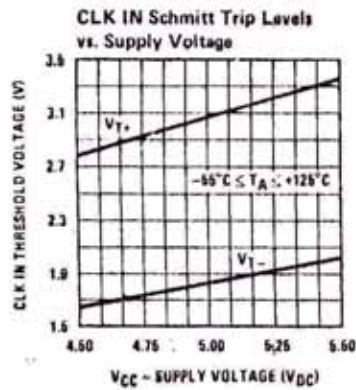
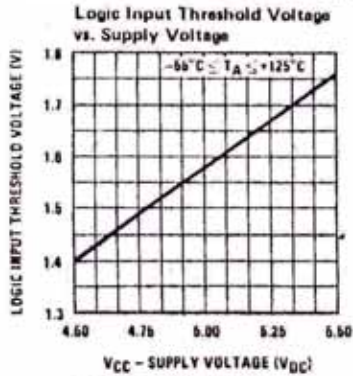
Note 5: With $V_{CC} = 5V$, the digital logic interfaces are no longer TTL compatible.

Note 6: With an asynchronous start pulse, up to 8 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process.

Note 7: The \overline{CS} input is assumed to bracket the \overline{WR} strobe input and therefore timing is dependent on the \overline{WR} pulse width. An adjustment of pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the \overline{WR} pulse (see timing diagrams).

Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.0V full-scale) the $V_{IN(-)}$ input can be adjusted to achieve this. See section 2.5 and Figure 19.

Typical Performance Characteristics





A to D, D to A

DAC0803, DAC0807, DAC0805

DAC0808, DAC0807, DAC0806 8-Bit D/A Converters

General Description

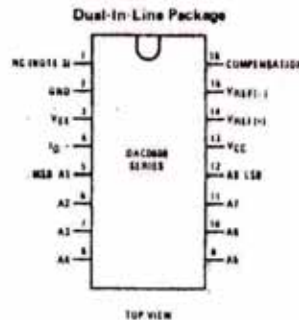
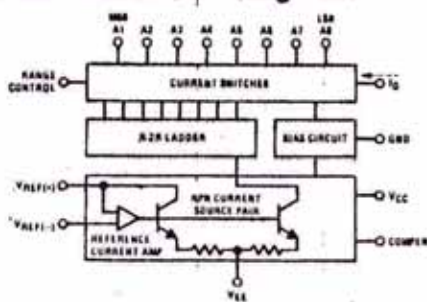
The DAC0808 series is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current settling time of 150 ns while dissipating only 33 mW with ±5V supplies. No reference current (I_{REF}) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically ±1 LSB of 255 I_{REF}/256. Relative accuracies of better than ±0.19% assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than 4 μA provides 8-bit zero accuracy for I_{REF} ≥ 2 mA. The power supply currents of the DAC0808 series are independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the MC1508/MC1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

Features

- Relative accuracy: ±0.19% error maximum (DAC0808)
- Full scale current match: ±1 LSB typ
- 7 and 6-bit accuracy available (DAC0807, DAC0806)
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: 8 mA/μs
- Power supply voltage range: ±4.5V to ±18V
- Low power consumption: 33 mW @ ±5V

Block and Connection Diagrams



Typical Application

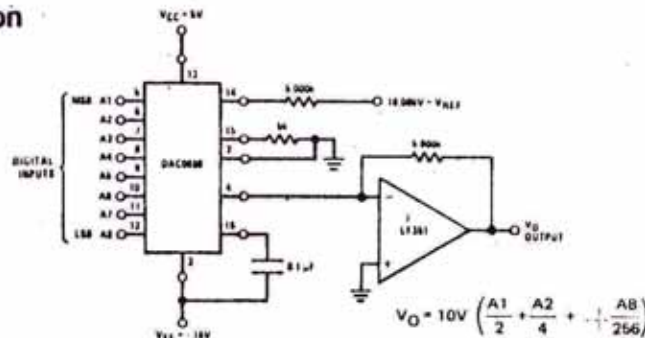


FIGURE 1. 10V Output Digital to Analog Converter

Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS*					
		D PACKAGE (D16C)		J PACKAGE (J16A)		N PACKAGE (N16A)	
8-bit	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C	DAC0808LD	LM1508D-8				
8-bit	0°C ≤ T _A ≤ +75°C			DAC0808LCJ	LM1408J-8	DAC0808LCN	LM1408N-8
7-bit	0°C ≤ T _A ≤ +75°C			DAC0807LCJ	LM1408J-7	DAC0807LCN	LM1408N-7
6-bit	0°C ≤ T _A ≤ +75°C			DAC0806LCJ	LM1408J-6	DAC0806LCN	LM1408N-6

* Note: Devices may be ordered by using either order number.



Absolute Maximum Ratings ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Power Supply Voltage		Power Dissipation (Package Limitation)	
VCC	+18 V _{DC}	Cavity Package	1000 mW
VEE	-18 V _{DC}	Derate above $T_A = 25^\circ\text{C}$	6.7 mW/°C
Digital Input Voltage, V ₆ -V ₁₂	-10 V _{DC} to +18 V _{DC}	Operating Temperature Range	
Applied Output Voltage, V _O	-11 V _{DC} to +18 V _{DC}	DAC0808L	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$
Reference Current, I ₁₄	6 mA	DAC0808LC Series	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$
Reference Amplifier Inputs, V ₁₄ , V ₁₅	VCC, VEE	Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

(VCC = 5V, VEE = -15 VDC, VREF/R14 = 2 mA, DAC0808L: $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, DAC0808LC, DAC0807LC, DAC0806LC, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+75^\circ\text{C}$, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
E_r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I _O)	(Figure 4)			%	
	DAC0808L (LM1508-8L)			±0.19	%	
	DAC0808LC (LM1408-8)					
	DAC0807LC (LM1408-7), (Note 1)			±0.39	%	
	DAC0806LC (LM1408-6), (Note 1)			±0.78	%	
	Settling Time to Within 1/2 LSB (Includes t _{PLH})	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 2), (Figure 5)	150		ns	
t _{PLH} , t _{PHL}	Propagation Delay Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 5)	30	100	ns	
TC _{IO}	Output Full Scale Current Drift		±20		ppm/°C	
MSB	Digital Input Logic Levels	(Figure 3)				
V _{IH}	High Level, Logic "1"	2			VDC	
V _{IL}	Low Level, Logic "0"			0.8	VDC	
MSB	Digital Input Current	(Figure 3)				
	High Level	V _{IH} = 5V	0	0.040	mA	
	Low Level	V _{IL} = 0.8V	0.003	-0.8	mA	
I ₁₅	Reference Input Bias Current	(Figure 3)	-1	-5	μA	
	Output Current Range	(Figure 3)				
		VEE = -5V	0	2.0	mA	
		VEE = -15V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	2.0	mA	
I _O	Output Current	VREF = 2.000V, R14 = 1000Ω, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 3)	0	4	μA	
	Output Voltage Compliance	$E_r \leq 0.19\%$, $T_A = 25^\circ\text{C}$				
	Pin 1 Grounded, VEE Below -10V			-0.55, +0.4	VDC	
				-5.0, +0.4	VDC	
SR _{1REF}	Reference Current Slew Rate	(Figure 6)	8		mA/μs	
	Output Current Power Supply Sensitivity	$-5V \leq VEE \leq -15V$	0.05	2.7	μA/V	
	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)				
I _{CC}			2.3	22	mA	
I _{EE}			-4.3	-13	mA	
VCC, VEE	Power Supply Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 3)	4.5	5.0	5.5	VDC
			-4.5	-15	16.5	VDC
	Power Dissipation					
	All Bits Low	VCC = 5V, VEE = -5V	33	170	mW	
		VCC = 5V, VEE = -15V	106	305	mW	
	All Bits High	VCC = 15V, VEE = -5V	90		mW	
		VCC = 15V, VEE = -15V	160		mW	

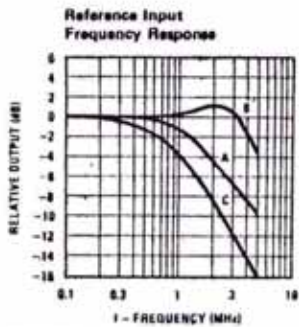
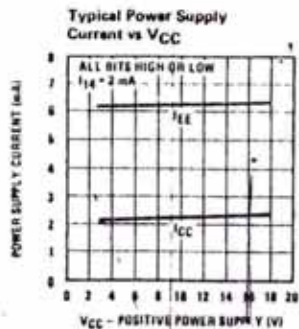
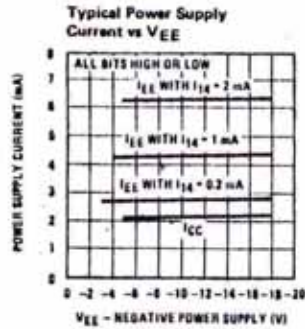
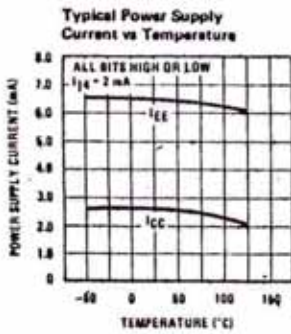
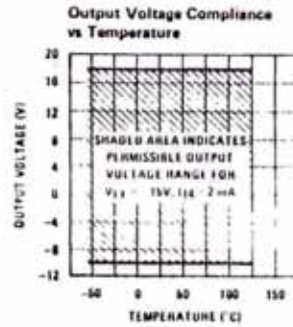
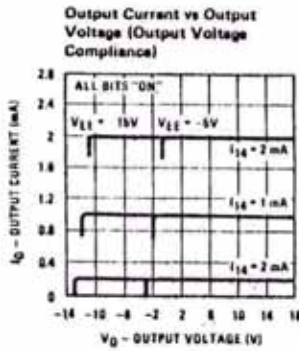
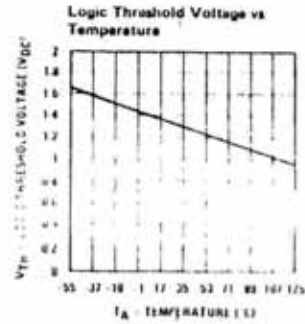
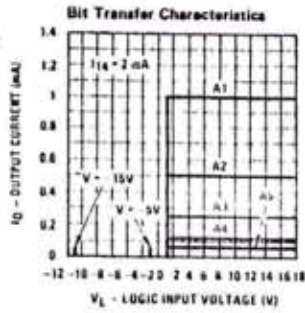
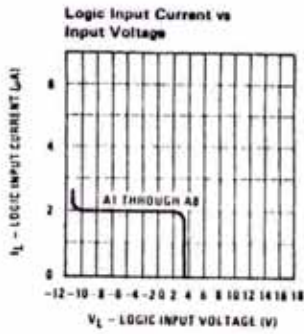
Note 1: All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

Note 2: All bits switched.

Note 3: Range control is not required.

Typical Performance Characteristics

$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted



Unless otherwise specified: $R_{14} = R_{15} = 1 k\Omega$, $C = 15 pF$, pin 16 to V_{EE} ; $R_L = 50\Omega$, pin 4 to ground.
 Curve A: Large Signal Bandwidth Method of Figure 7, $V_{REF} = 2 V_{pp}$ offset 1 V above ground
 Curve B: Small Signal Bandwidth Method of Figure 7, $R_L = 250\Omega$, $V_{REF} = 50 mV_{pp}$ offset 200 mV above ground.
 Curve C: Large and Small Signal Bandwidth Method of Figure 9 (no op amp, $R_L = 50\Omega$), $R_S = 50\Omega$, $V_{REF} = 2V$, $V_S = 100 mV_{pp}$ centered at 0V.

DAC0808, DAC0807, DAC0806

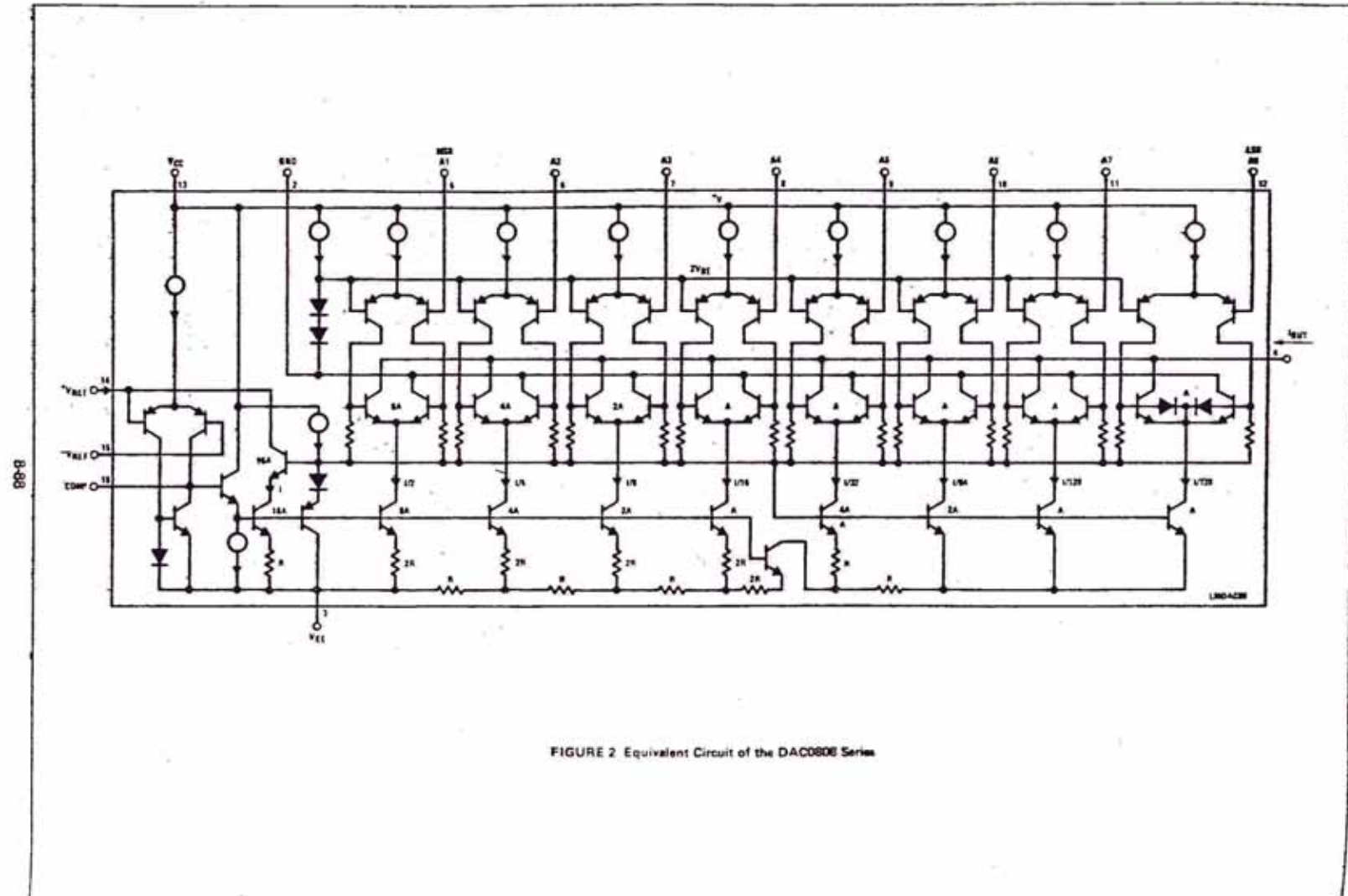


FIGURE 2 Equivalent Circuit of the DAC0806 Series

Test Circuits

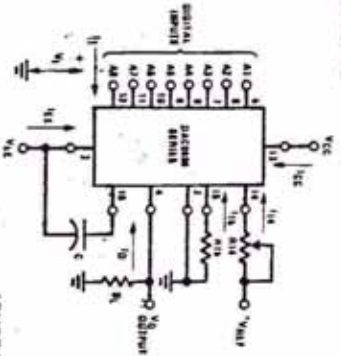


FIGURE 3. Notation Definitions Test Circuit

V₁ and I₁ apply to inputs A1-A8
 The resistor tied to pin 15 is to temperature compensate the bias current and may not be necessary for all applications.

$$I_Q = K \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_8}{32} + \frac{A_{16}}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_{14}}{256} \right)$$
 where $K = \frac{V_{REF}}{R_{14}}$
 and A_n = "1" if A_n is at high level
 A_n = "0" if A_n is at low level

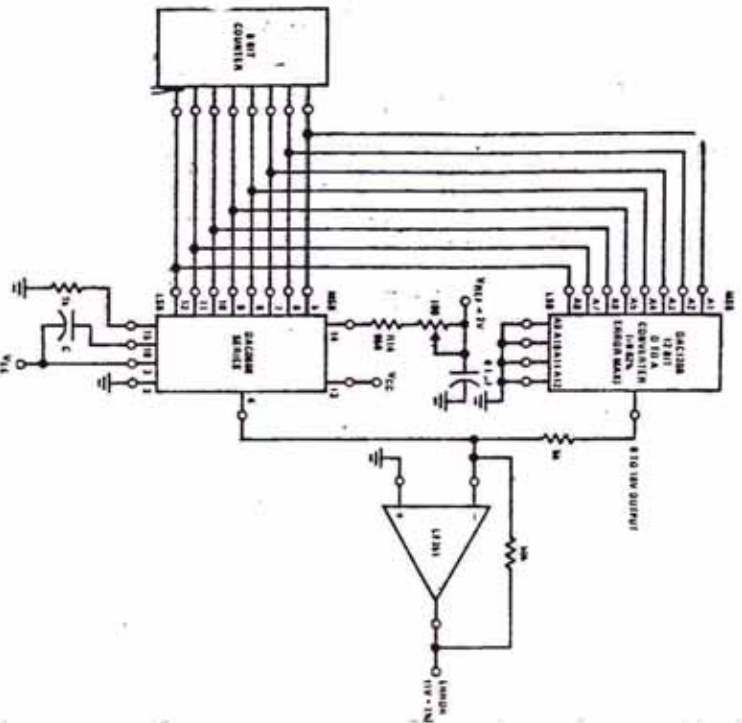


FIGURE 4. Relative Accuracy Test Circuit

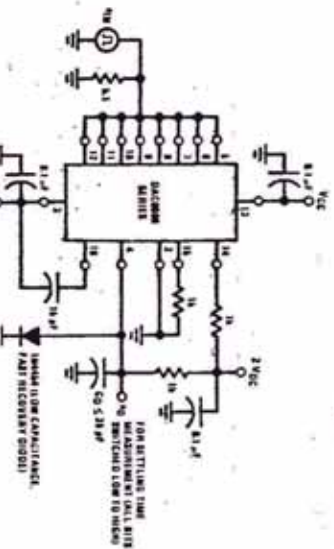
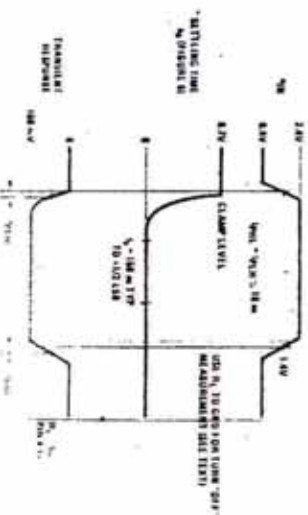


FIGURE 5. Transient Response and Settling Time



Test Circuits (Continued)

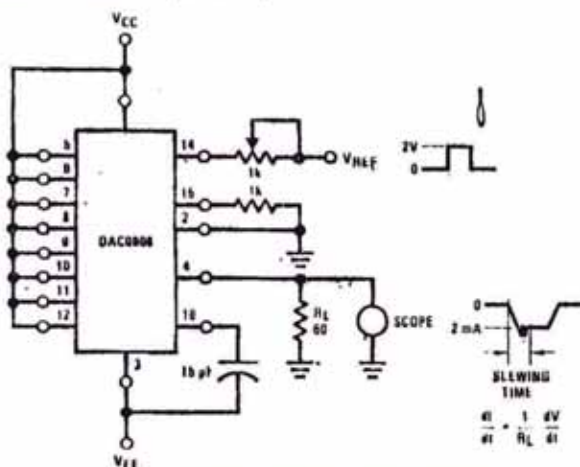


FIGURE 6. Reference Current Slew Rate Measurement

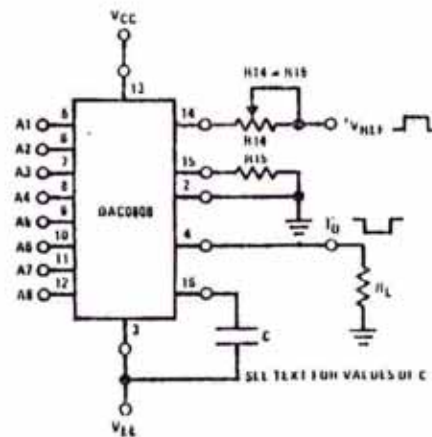


FIGURE 7. Positive VREF

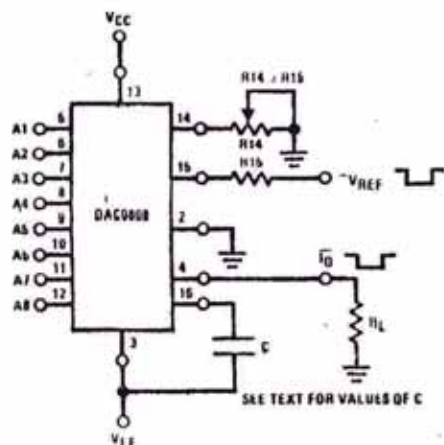


FIGURE 8. Negative VREF

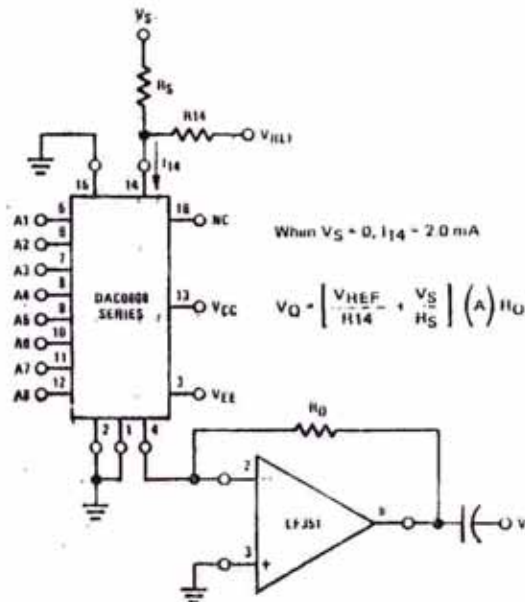


FIGURE 9. Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator Circuit

Application Hints

REFERENCE AMPLIFIER DRIVE AND COMPENSATION

The reference amplifier provides a voltage at pin 14 for converting the reference voltage to a current, and a turn-around circuit or current mirror for feeding the ladder. The reference amplifier input current, I_{14} , must always flow into pin 14, regardless of the set-up method or reference voltage polarity.

Connections for a positive voltage are shown in Figure 7. The reference voltage source supplies the full current

I_{14} . For bipolar reference signals, as in the multiplying mode, R15 can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate R15 with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased with increases in R14 to maintain proper phase margin; for R14 values of 1, 2.5 and 5 kΩ, minimum capacitor values are 15, 37 and 75 pF. The capacitor may be tied to either VEE or ground, but using VEE increases negative supply rejection.

Application Hints (Continued)

A negative reference voltage may be used if R14 is grounded and the reference voltage is applied to R15 as shown in *Figure 8*. A high input impedance is the main advantage of this method. Compensation involves a capacitor to VEE on pin 18, using the values of the previous paragraph. The negative reference voltage must be at least 4V above the VEE supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When a DC reference voltage is used, capacitive bypass to ground is recommended. The 5V logic supply is not recommended as a reference voltage. If a well regulated 5V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be decoupled by connecting it to 5V through another resistor and bypassing the junction of the 2 resistors with 0.1 μ F to ground. For reference voltages greater than 5V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

If pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

OUTPUT VOLTAGE RANGE

The voltage on pin 4 is restricted to a range of -0.6 to 0.5V when VEE = -5V due to the current switching methods employed in the DAC0808.

The negative output voltage compliance of the DAC0808 is extended to -5V where the negative supply voltage is more negative than -10V. Using a full-scale current of 1.992 mA and load resistor of 2.5 k Ω between pin 4 and ground will yield a voltage output of 256 levels between 0 and -4.980V. Floating pin 1 does not affect the converter speed or power dissipation. However, the value of the load resistor determines the switching time due to increased voltage swing. Values of R_L up to 500 Ω do not significantly affect performance, but a 2.5 k Ω load increases worst-case settling time to 1.2 μ s (when all bits are switched ON). Refer to the subsequent text section on Settling Time for more details on output loading.

OUTPUT CURRENT RANGE

The output current maximum rating of 4.2 mA may be used only for negative supply voltages more negative than -7V, due to the increased voltage drop across the resistors in the reference current amplifier.

ACCURACY

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy and full-scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full-scale current. The relative accuracy of the DAC0808 is essentially constant with temperature due to the excellent temperature tracking

of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current. However, the DAC0808 has a very low full-scale current drift with temperature.

The DAC0808 series is guaranteed accurate to within $\pm 1/2$ LSB at a full-scale output current of 1.992 mA. This corresponds to a reference amplifier output current drive to the ladder network of 2 mA, with the loss of 1 LSB (8 μ A) which is the ladder remainder shunted to ground. The input current to pin 14 has a guaranteed value of between 1.9 and 2.1 mA, allowing some mismatch in the NPN current source pair. The accuracy test circuit is shown in *Figure 4*. The 12-bit converter is calibrated for a full-scale output current of 1.992 mA. This is an optional step since the DAC0808 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the DAC0808 circuits' full-scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on an oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accuracy D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total error of $\pm 1/2$ of one part in 65,536, or $\pm 0.00076\%$, which is much more accurate than the $\pm 0.019\%$ specification provided by the DAC0808.

MULTIPLYING ACCURACY

The DAC0808 may be used in the multiplying mode with 8-bit accuracy when the reference current is varied over a range of 256:1. If the reference current in the multiplying mode ranges from 16 μ A to 4 mA, the additional error contributions are less than 1.6 μ A. This is well within 8-bit accuracy when referred to full-scale.

A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the DAC0808 is monotonic for all values of reference current above 0.5 mA. The recommended range for operation with a DC reference current is 0.5 to 4 mA.

SETTLING TIME

The worst-case switching condition occurs when all bits are switched ON, which corresponds to a low-to-high transition for all bits. This time is typically 160 ns for settling to within $\pm 1/2$ LSB, for 8-bit accuracy, and 100 ns to $1/2$ LSB for 7 and 6-bit accuracy. The turn OFF is typically under 100 ns. These times apply when R_L \leq 500 Ω and C_O \leq 25 pF.

Extra care must be taken in board layout since this is usually the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100 μ F supply bypassing for low frequencies, and minimum scope lead length are all mandatory.



A to D, D to A

DAC1020 10-Bit Binary Multiplying D/A Converter

DAC1220 12-Bit Binary Multiplying D/A Converter

General Description

The DAC1020 and the DAC1220 are, respectively, 10 and 12-bit binary multiplying digital-to-analog converters. A deposited thin film R-2R resistor ladder divides the reference current and provides the circuit with excellent temperature tracking characteristics (0.0002%/°C linearity error temperature coefficient maximum). The circuit uses CMOS current switches and drive circuitry to achieve low power consumption (30 mW max) and low output leakages (200 nA max). The digital inputs are compatible with DTL/TTL logic levels as well as full CMOS logic level swings. This part, combined with an external amplifier and voltage reference, can be used as a standard D/A converter; however, it is also very attractive for multiplying applications (such as digitally controlled gain blocks) since its linearity error is essentially independent of the voltage reference. All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V^+ and ground.

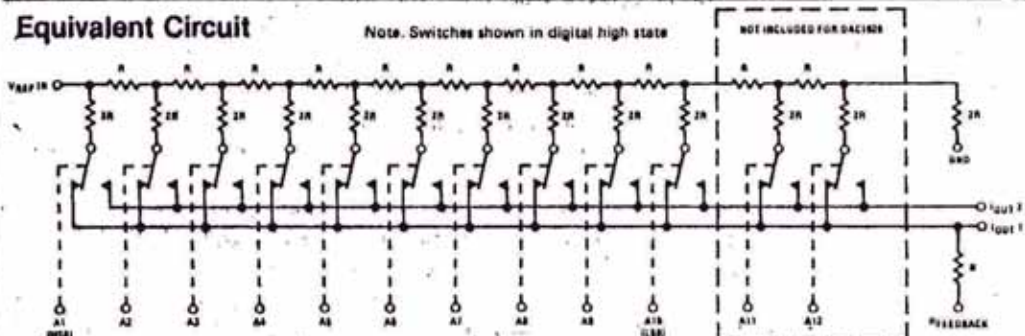
This part is available with 10-bit (0.05%), 9-bit (0.10%), and 8-bit (0.20%) non-linearity guaranteed over temperature (note 1 of electrical characteristics). The

DAC1020, DAC1021 and DAC1022 are direct replacements for the 10-bit resolution AD7520 and AD7530 and equivalent to the AD7533 family. The DAC1220, DAC1221 and DAC1222 are direct replacements for the 12-bit resolution AD7521 and AD7531 family.

Features

- Linearity specified with zero and full-scale adjust only
- Non-linearity guaranteed over temperature
- Integrated thin film on CMOS structure
- 10-bit or 12-bit resolution
- Low power dissipation 10 mW @ 15V typ
- Accepts variable or fixed reference $-25V \leq V_{REF} \leq +25V$
- 4-quadrant multiplying capability
- Interfaces directly with DTL, TTL and CMOS
- Fast settling time—500 ns typ
- Low feedthrough error—1/2 LSB @ 100 kHz typ

Equivalent Circuit



Ordering Information

10-BIT D/A CONVERTERS

TEMPERATURE RANGE		0°C to 70°C		-40°C to +85°C		-55°C to +125°C	
ACCURACY	0.05%	DAC1020LCN	AD7520LN AD7530LN	DAC1020LCD	AD7520LD AD7530LD	DAC1020LD	AD7520LD
	0.10%	DAC1021LCN	AD7520KN AD7530KN	DAC1021LCD	AD7520KD AD7530KD	DAC1021LD	AD7520LD
	0.20%	DAC1022LCN	AD7520JN AD7530JN	DAC1022LCD	AD7520JD AD7530JD	DAC1022LD	AD7520LD
PACKAGE OUTLINE		N16A		D16C		D16C	

12-BIT D/A CONVERTERS

TEMPERATURE RANGE		0°C to 70°C		-40°C to +85°C		-55°C to +125°C	
ACCURACY	0.05%	DAC1220LCN	AD7521LN AD7531LN	DAC1220LCD	AD7521LD AD7531LD	DAC1220LD	AD7521LD
	0.10%	DAC1221LCN	AD7521KN AD7531KN	DAC1221LCD	AD7521KD AD7531KD	DAC1221LD	AD7521LD
	0.20%	DAC1222LCN	AD7521JN AD7531JN	DAC1222LCD	AD7521JD AD7531JD	DAC1222LD	AD7521LD
PACKAGE OUTLINE		N16A		D16A		D16A	

Note: Devices may be ordered by either part number.

DAC1020, DAC1220

Absolute Maximum Ratings

V ⁺ to Gnd	17V
VREF to Gnd	+25V
Digital Input Voltage Range	V ⁺ to Gnd
DC Voltage at Pin 1 or Pin 2 (Note 3)	-100 mV to V ⁺
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Conditions

	MIN	MAX	UNITS
Temperature (T _A)			
DAC1020LD, DAC1021LD,	-65	+125	°C
DAC1022LD, DAC1220LD,	-65	+125	°C
DAC1221LD, DAC1222LD	-65	+125	°C
DAC1020LCD, DAC1021LCD,	-40	+85	°C
DAC1022LCD, DAC1220LCD,	-40	+85	°C
DAC1221LCD, DAC1222LCD	-40	+85	°C
DAC1020LCN, DAC1021LCN	0	+70	°C
DAC1022LCN, DAC1220LCN	0	+70	°C
DAC1221LCN, DAC1222LCN	0	+70	°C

Electrical Characteristics

(V⁺ = 15V, VREF = 10.000V, T_A = 25°C unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	DAC1020, DAC1021, DAC1022			DAC1220, DAC1221, DAC1222			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Resolution		10			12			Bits
Linearity Error	T _{MIN} < T _A < T _{MAX} , -10V < VREF < +10V, (Note 1) End Point Adjustment Only (See Linearity Error in Definition of Terms)							
10-Bit Parts	DAC1020, DAC1220			0.05			0.05	% FSR
9-Bit Parts	DAC1021, DAC1221			0.10			0.10	% FSR
8-Bit Parts	DAC1022, DAC1222			0.20			0.20	% FSR
Linearity Error Tempco	-10V ≤ VREF ≤ +10V, (Notes 1 and 2)			0.0002			0.0002	% FS/°C
Full-Scale Error	-10V ≤ VREF ≤ +10V, (Notes 1 and 2)		0.3	1.0	0.3	1.0		% FS
Full-Scale Error Tempco	T _{MIN} < T _A < T _{MAX} , (Note 2)			0.001			0.001	% FS/°C
Output Leakage Current	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX}							
I _{OUT 1}	All Digital Inputs Low			200			200	nA
I _{OUT 2}	All Digital Inputs High			200			200	nA
Power Supply Sensitivity	All Digital Inputs High, 14V ≤ V ⁺ ≤ 16V, (Note 2), (Figure 2)		0.005	0.005	0.00p	0.005		% FS/V
VREF Input Resistance		10	15	20	10	1E	20	kΩ
Full-Scale Current Settling Time	R _L = 100Ω; from 0 to 99.95% FS All Digital Inputs Switched Simultaneously		500			500		ns
VREF Feedthrough	All Digital Inputs Low, VREF = 20 Vp-p @ 100 kHz D Package (Note 4) N Package			10			10	mVp-p
			6	9	6	9		mVp-p
			2	5	2	5		mVp-p
Output Capacitance								
I _{OUT 1}	All Digital Inputs Low		40			40		pF
	All Digital Inputs High		200			200		pF
I _{OUT 2}	All Digital Inputs Low		200			200		pF
	All Digital Inputs High		40			40		pF
Digital Input	(Figure 1)							
Low Threshold	T _{MIN} < T _A < T _{MAX}			0.8			0.8	V
High Threshold	T _{MIN} < T _A < T _{MAX}	2.4			2.4			V

8

Electrical Characteristics (Continued) $(V^+ = 15V, V_{REF} = 10.000V, T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	DAC1020, DAC1021 DAC1022			DAC1220, DAC1221 DAC1222			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Digital Input Current	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ Digital Input High Digital Input Low		1 -50	100 -200		1 -50	100 -200	μA μA
Supply Current	All Digital Inputs High All Digital Inputs Low		0.2 0.6	1.6 2		0.2 0.6	1.6 2	mA mA
Operating Power Supply Range	(Figures 1 and 2)	5		15	5		15	V

Note 1: $V_{REF} = \pm 10V$ and $V_{REF} = \pm 1V$. A linearity error temperature coefficient of 0.0002% FS for a 45°C rise only guarantees 0.009% maximum change in linearity error. For instance, if the linearity error at 25°C is 0.045% FS it could increase to 0.064% at 70°C and the DAC will be no longer a 10-bit part. Note, however, that the linearity error is specified over the device full temperature range which is a more stringent specification since it includes the linearity error temperature coefficient.

Note 2: Using internal feedback resistor as shown in Figure 3.

Note 3: Both I_{OUT1} and I_{OUT2} must go to ground or the virtual ground of an operational amplifier. If $V_{REF} = 10V$, every millivolt offset between I_{OUT1} or I_{OUT2} , 0.005% linearity error will be introduced.

Note 4: To achieve this low feedthrough in the D package, the user must ground the metal lid.

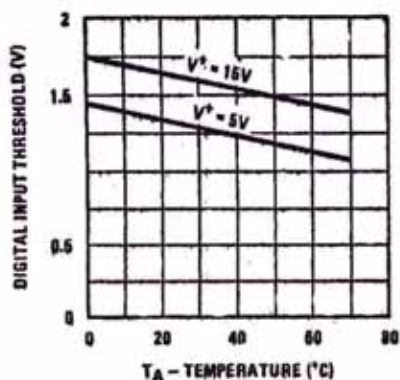
Typical Performance Characteristics

FIGURE 1. Digital Input Threshold vs Ambient Temperature

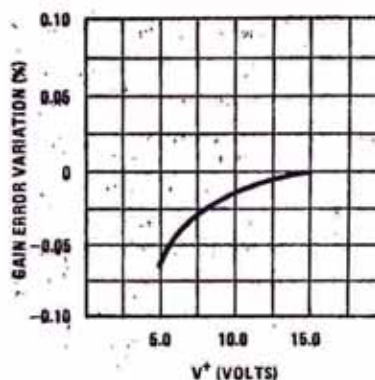


FIGURE 2. Gain Error Variation vs V^+

TYPE TIL81 N-P-N PLANAR SILICON PHOTOTRANSISTOR

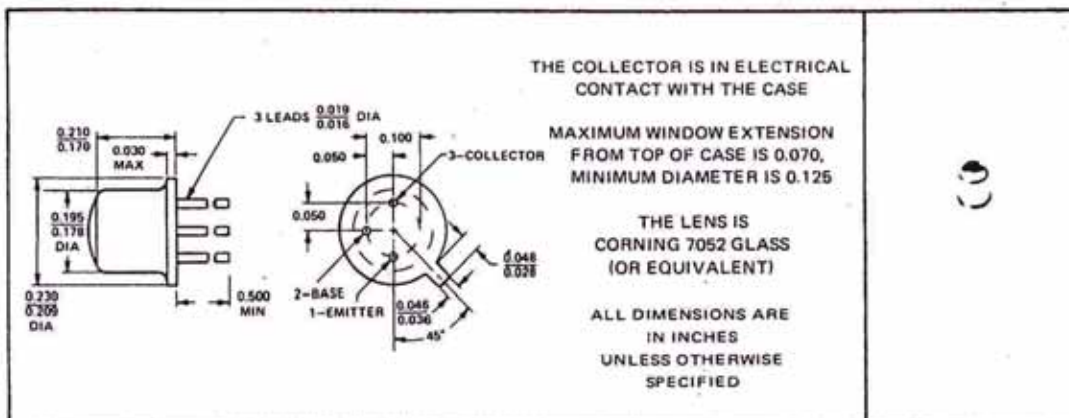
- Recommended for Application in Character Recognition, Tape and Card Readers, Velocity Indicators, and Encoders
- Spectrally and Mechanically Matched with TIL31 IR Emitter
- Glass-to-Metal-Seal Header
- Base Contact Externally Available
- Saturation Level Directly Compatible with Most TTL/DTL

TYPE TIL81
BULLETIN NO. DL-S7211698, MARCH 1972

3

mechanical data

The device is in a hermetically sealed package with glass window. The outline of the TIL81 is similar to TO-18 except for the window. All TO-18 registration notes also apply to this outline



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Collector-Base Voltage	50 V
Collector-Emitter Voltage	30 V
Emitter-Base Voltage	7 V
Emitter-Collector Voltage	7 V
Continuous Collector Current	50 mA
Continuous Device Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 1)	250 mW
Operating Free-Air Temperature Range	-65°C to 125°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature 1/16 Inch from Case for 10 Seconds	240°C

NOTE 1: Derate linearly to 125°C free-air temperature at the rate of 2.5 mW/°C.

TYPE T1L81 I-P-N PLANAR SILICON PHOTOTRANSISTOR

Electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

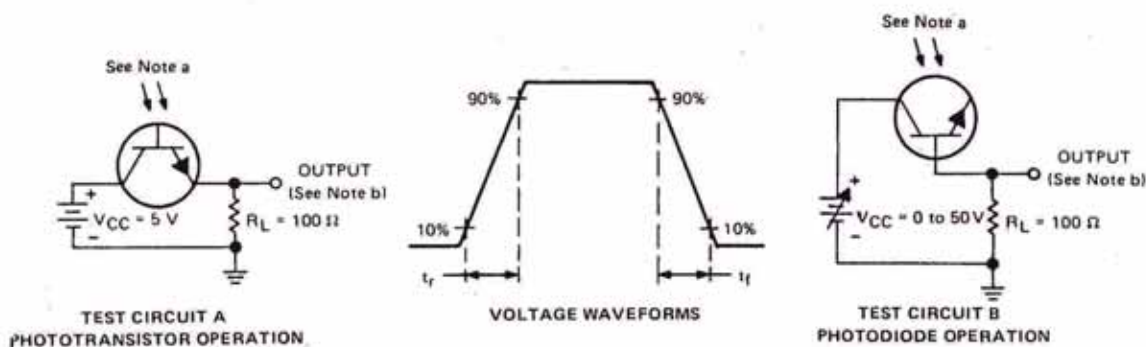
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \mu A, I_E = 0, H = 0$	50			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 100 \mu A, I_B = 0, H = 0$	30			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 100 \mu A, I_C = 0, H = 0$	7			V
$V_{(BR)ECO}$	Emitter-Collector Breakdown Voltage	$I_E = 100 \mu A, I_B = 0, H = 0$	7			V
I_D	Dark Current	Phototransistor Operation	$V_{CE} = 10 V, I_B = 0, H = 0$		0.1	μA
			$V_{CE} = 10 V, I_B = 0, H = 0, T_A = 100^\circ C$	20		
		Photodiode Operation	$V_{CB} = 10 V, I_E = 0, H = 0$		0.01	μA
I_L	Light Current	Phototransistor Operation	$V_{CE} = 5 V, I_B = 0, H = 5 mW/cm^2$, See Note 2	5	22	mA
		Photodiode Operation	$V_{CB} = 0 \text{ to } 50 V, I_E = 0, H = 20 mW/cm^2$, See Note 2		170	μA
h_{FE}	Static Forward Current Transfer Ratio	$V_{CE} = 5 V, I_C = 1 mA, H = 0$		200		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 2 mA, I_B = 0, H = 20 mW/cm^2$, See Note 2		0.2		V

NOTE 2: Irradiance (H) is the radiant power per unit area incident upon a surface. For these measurements the source is an unfiltered tungsten linear-filament lamp operating at a color temperature of 2870 K.

Switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER		TEST CONDITIONS	TYPICAL	UNIT
t_r	Rise Time	Phototransistor Operation $V_{CC} = 5 V, I_L = 800 \mu A, R_L = 100 \Omega$, See Test Circuit A of Figure 1	8	μs
t_f	Fall Time		6	
t_r	Rise Time	Photodiode Operation $V_{CC} = 0 \text{ to } 50 V, I_L = 60 \mu A, R_L = 100 \Omega$, See Test Circuit B of Figure 1	350	ns
t_f	Fall Time		500	

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

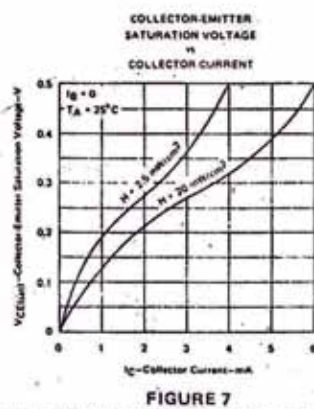
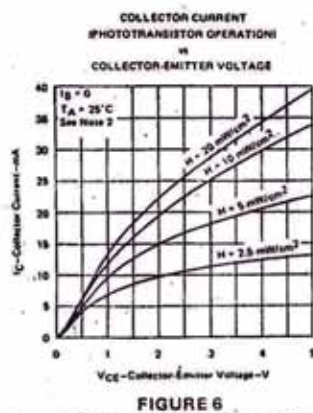
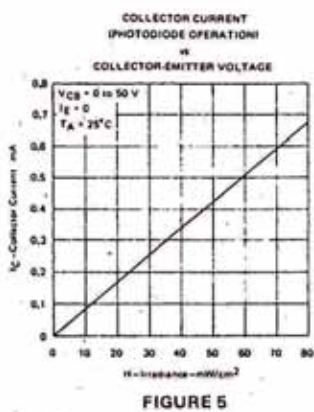
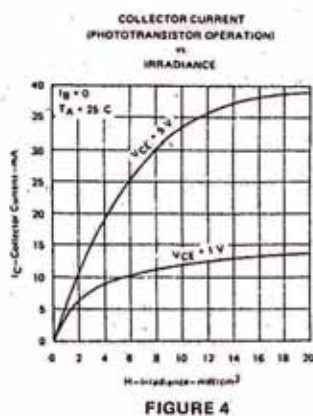
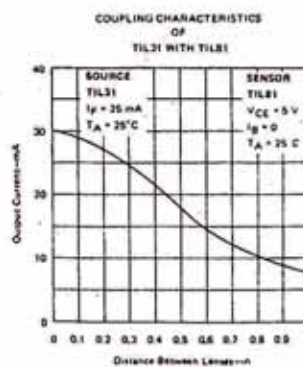
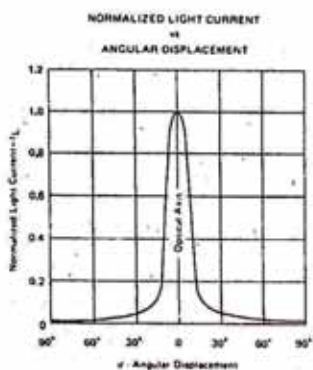


NOTES: a. Input irradiance is supplied by a pulsed gallium arsenide light source with a rise time less than 50 nanoseconds. Incident irradiation is adjusted for specified I_L .
b. Output waveform is monitored on an oscilloscope with the following characteristics: $t_r < 25 ns, R_{in} \geq 1 M\Omega, C_{in} < 20 pF$.

FIGURE 1

TYPE TIL81 N-P-N PLANAR SILICON PHOTOTRANSISTOR

TYPICAL CHARACTERISTICS



NOTE 2: Irradiance (H) is the radiant power per unit area incident upon a surface. For these measurements the source is an unfiltered tungsten linear-filament lamp operating at a color temperature of 2870 K.

3

TYPE TIL81 N-P-N PLANAR SILICON PHOTOTRANSISTOR

TYPICAL CHARACTERISTICS

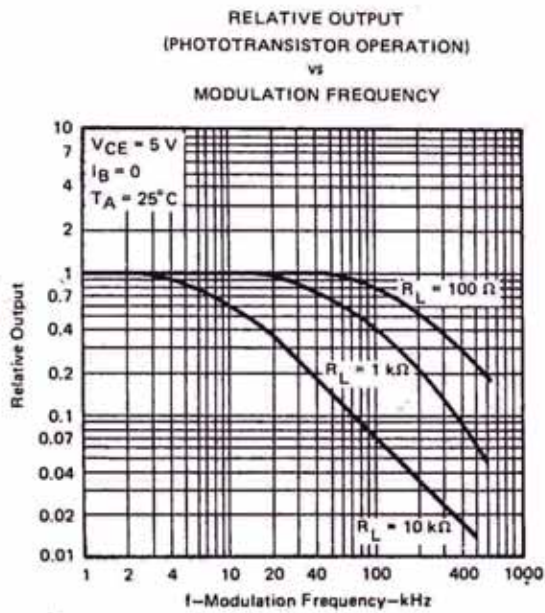


FIGURE 8

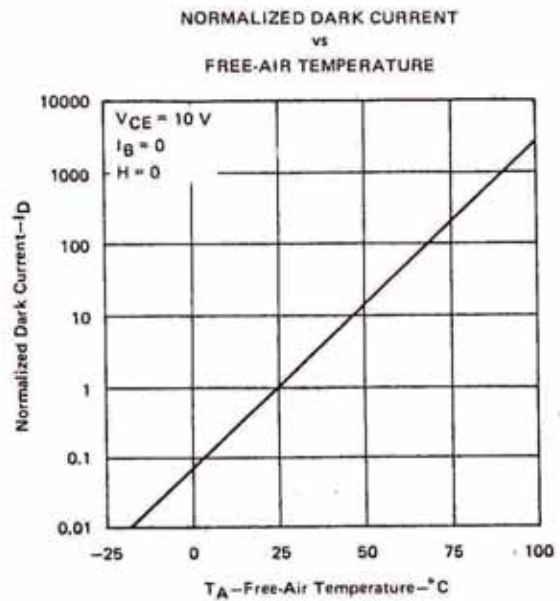


FIGURE 9

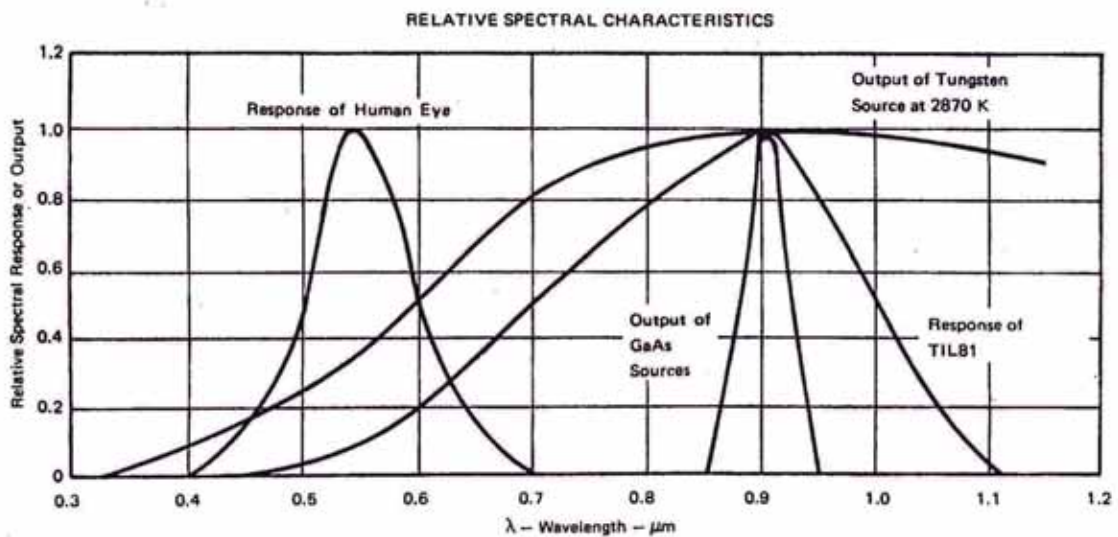


FIGURE 10

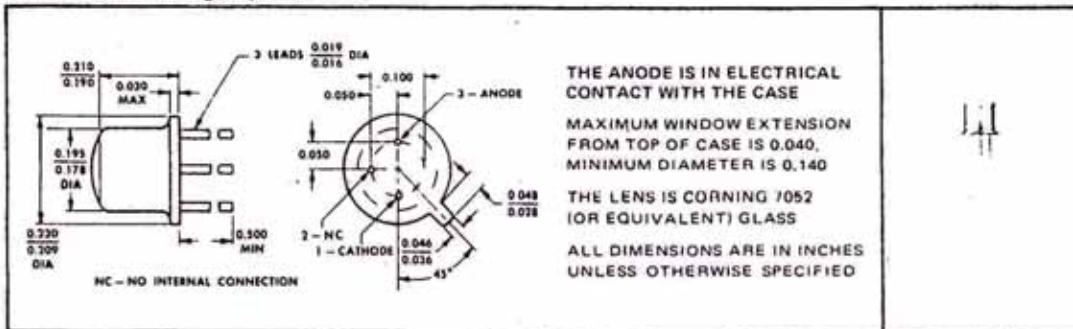
TYPE TIL31 P-N GALLIUM ARSENIDE LIGHT SOURCE

DESIGNED TO EMIT
NEAR-INFRARED LIGHT
WHEN FORWARD BIASED

- Output Spectrally Compatible with Silicon Sensors
- High Power Efficiency . . . Typically Greater than 4 Percent at 25°C
- High Power Output . . . Typically 6 mW at 25°C
- High Radiant Intensity . . . Typically 0.25 W per Steradian†

mechanical data

The device is in a hermetically sealed welded case similar to JEDEC TO-18 with window. A coined header is used to increase dissipation capability. All TO-18 registration notes also apply to this outline. Approximate weight is 0.35 gram. All metal surfaces are gold plated.



TYPE TIL31
BULLETIN NO. DLS-7111541, SEPTEMBER 1971



absolute maximum ratings

Reverse Voltage at 25°C Case Temperature	2 V
Continuous Forward Current at 25°C Case Temperature (See Note 1)	200 mA
Operating Case Temperature Range	-40°C to 80°C
Storage Temperature Range	-40°C to 100°C
Soldering Temperature 1/16 Inch From Case For 10 Seconds	240°C

operating characteristics at 25°C case temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
P_O Radiant Power Output	$I_F = 100 \text{ mA}$	3.3	6		mW	
λ_p Wavelength at Peak Emission			0.94		μm	
B Spectral Bandwidth between Half-Power Points				600		\AA
θ_{HP} Emission Beam Angle between Half-Power Points				10°		
V_F Static Forward Voltage			1.4	1.75	V	
t_r Radiant Pulse Rise Time‡	$I_{FM} = 50 \text{ mA}, t_W = 2 \mu\text{s}$		600		ns	
t_f Radiant Pulse Rise Time‡	$f = 45 \text{ kHz}$		350			

† Radiant intensity is calculated from $I_\theta = P_O / 2\pi(1 - \cos 0.5\theta_{HP})$. One steradian is the solid angle at the center of a sphere subtended by a portion of the surface area equal to the square of the radius of the sphere. There are 4π steradians in a complete sphere.

‡ Radiant pulse rise time is the time required for a change in radiant power output from 10% to 90% of its peak value for a step change in current; radiant pulse fall time is the time required for a change in radiant power output from 90% to 10% of its peak value for a step change in current.

NOTE 1: Derate linearly to 80°C case temperature at the rate of 3.6 mA/°C.

TYPE TIL31 P-N GALLIUM ARSENIDE LIGHT SOURCE

TYPICAL CHARACTERISTICS

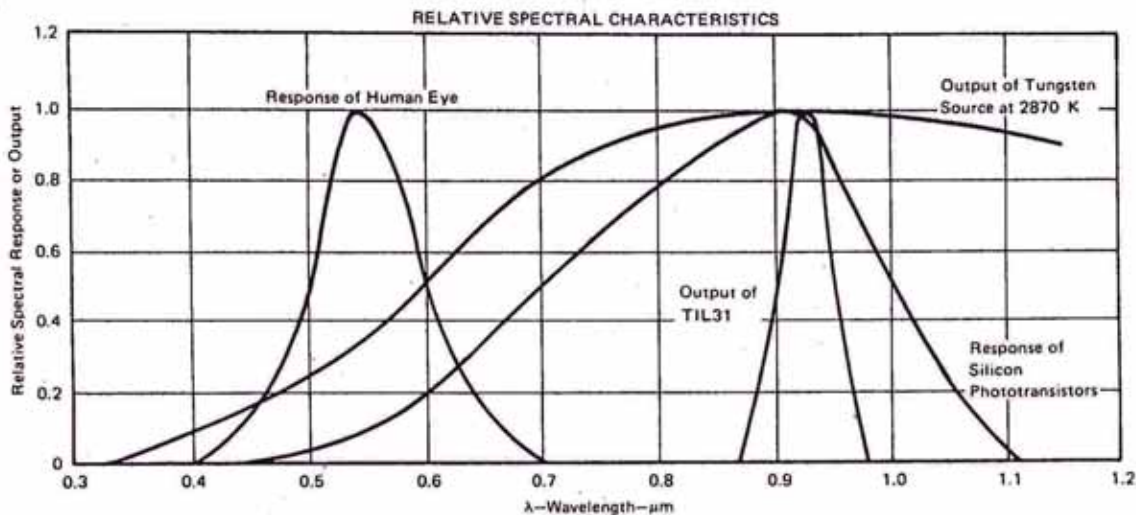


FIGURE 1

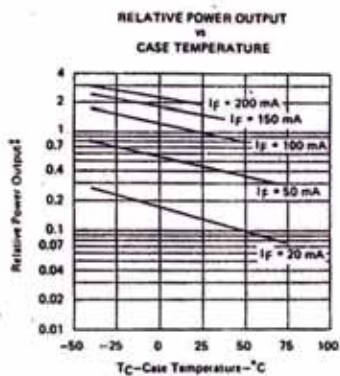


FIGURE 2

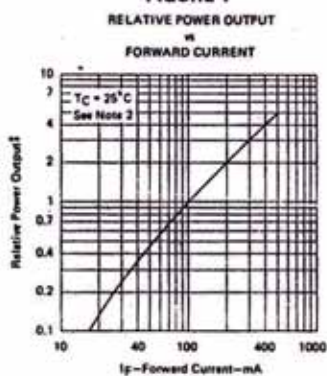


FIGURE 3

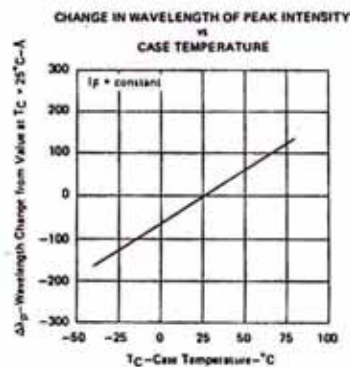


FIGURE 4

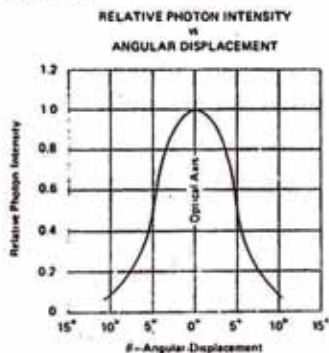


FIGURE 5

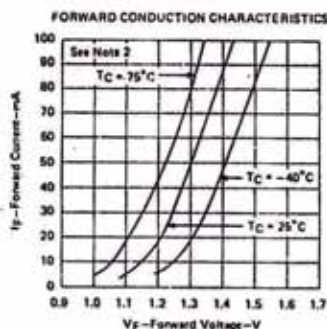


FIGURE 6

NOTE 2: This parameter must be measured using pulse techniques, $t_w = 0.04$ ms, duty cycle $\leq 10\%$, \ddagger normalized to output at $I_f = 10$ mA, $T_C = 25^\circ\text{C}$.

5

TRANSISTOR ECG123

Descripción y aplicaciones.

Transistor NPN, Transistor de Silicio.

BV_{CBO} = 60 Voltios

BV_{CEO} = 30 Voltios

BV_{EBO} = 5 Voltios

$I_{C_{max}}$ = 0.8 mA.

P_D = 0.80 Watts

f_t = 250 MHz

h_{FE} = 150

DIODO ECG507

Características y aplicaciones

Diodo rectificador, diodo de Silicio

PRV = 50 Voltios

I_o = 250 mA.

t_{rr} = 3 us.

V_{Fnex} = 1 voltio

QUAD 2-INPUT NAND GATE

54/74 SERIES "00"

54/7400
54H/74H00
54S/74S00
54LS/74LS00

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$		$V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$	
Plastic DIP	Fig. A Fig. A	N7400N N74S00N	• N74H00N • N74LS00N		
Ceramic DIP	Fig. A Fig. A	N7400F N74S00F	• N74H00F • N74LS00F	S5400F S54S00F	• S54H00F • S54LS00F
Flatpak	Fig. B Fig. A			S5400W S54S00W	• S54H00W • S54LS00W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	I_{IH} (μA)	40	50	50	20
	I_{IL} (mA)	-1.6	-2.0	-2.0	-0.36
Outputs	I_{OH} (μA)	-400	-500	-1000	-400
	I_{OL} (mA)	16	20	20	4/8 (a)

PIN CONFIGURATIONS

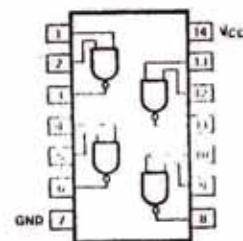


Figure A

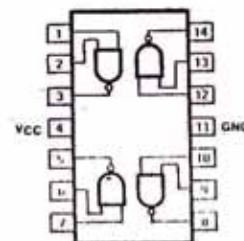


Figure B

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I_{CCH}	Supply current		8.0		16 (b)		16		1.6	mA
I_{CCL}	Supply current		12		40		36		4.4	mA

AC CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ C$ (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15$ pF $R_L = 400 \Omega$		$C_L = 25$ pF $R_L = 280 \Omega$		$C_L = 15$ pF $R_L = 280 \Omega$		$C_L = 15$ pF $R_L = 2k \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_{PLH}	Propagation delay		22		10		4.5		15	ns
t_{PHL}	Propagation delay		15		10		5.0		15	ns

NOTE

- a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
b. For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

QUAD 2-INPUT NOR GATE

54/74 SERIES "02"

54/7402
54S/74S02
54LS/74LS02

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES $V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C	MILITARY RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = 55^\circ\text{C}$ to 125°C
Plastic DIP	Fig. A Fig. A	N7402N • N74S02N N74LS02N	
Ceramic DIP	Fig. A Fig. A	N7402F • N74S02F N74LS02F	S5402F • S54S02F S54LS02F
Flatpak	Fig. B Fig. A		S5402W S54S02W • S54LS02W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	I_{IH} (μA)	40		50	20
	I_{IL} (mA)	-1.6		-2.0	-0.36
Outputs	I_{OH} (μA)	-400		-1000	-400
	I_{OL} (mA)	16		20	4/8 ^(a)

PIN CONFIGURATIONS

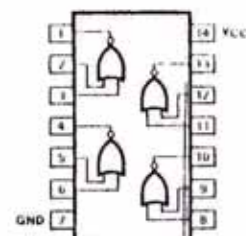


Figure A

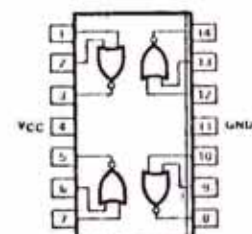


Figure B

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I_{CCH}	Supply current $V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} = 0V$		16				29		3.2	mA
I_{CCL}	Supply current $V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} = 1c1$		27				45		5.4	mA

AC CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15\text{ pF}$ $R_L = 400\ \Omega$				$C_L = 15\text{ pF}$ $R_L = 280\ \Omega$		$C_L = 15\text{ pF}$ $R_L = 2k\ \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_{PLH}	Propagation delay Waveform 1		15				5.5		15	ns
t_{PHL}	Propagation delay Waveform 1		15				5.5		15	ns

NOTES

- The shaded numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.
- $V_{IN} = 0V$ for one input and $-4.5V$ for other input on each gate.

HEX INVERTER

54/74 SERIES "04"

54/7404
54H/74H04
54S/74S04
54LS/74LS04

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$		$V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$	
Plastic DIP	Fig. A Fig. A	N7404N N74S04N	• N74H04N • N74LS04N		
Ceramic DIP	Fig. A Fig. A	N7404F N74S04F	• N74H04F • N74LS04F	S5404F S54S04F	• S54H04F • S54LS04F
Flatpak	Fig. B Fig. A			S5404W S54S04W	• S54H04W • S54LS04W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	I_{IH} (μA)	40	50	50	20
	I_{IL} (mA)	-1.6	-2.0	-2.0	-0.36
Outputs	I_{OH} (μA)	-400	-500	-1000	-400
	I_{OL} (mA)	16	20	20	4/8 (a)

PIN CONFIGURATIONS

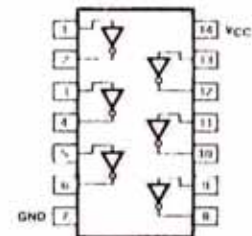


Figure A

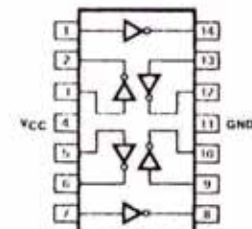


Figure B

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I_{CCH}	Supply current $V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} = 0V$		12		26		24		2.5	mA
I_{CCL}	Supply current $V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} \geq 4.5V$		33		58		54		6.6	mA

AC CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ C$ (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		C_L 15 pF $R_L = 400 \Omega$	C_L 25 pF $R_L = 280 \Omega$	C_L 15 pF $R_L = 280 \Omega$	C_L 15 pF $R_L = 2k \Omega$					
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_{PLH}	Propagation delay Waveform 1		22		10		4.5		15	ns
t_{PHL}	Propagation delay Waveform 1		15		10		5.0		15	ns

NOTE

- a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- b. For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

54/7408
54H/74H08
54S/74S08
54LS/74LS08

PIN CONFIGURATIONS

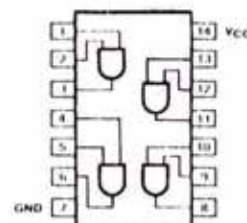


Figure A

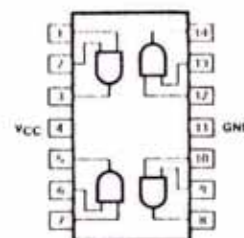


Figure B

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $-70^\circ C$		$V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$	
Plastic DIP	Fig. A Fig. A	N7408N N74S08N	• N74H08N • N74LS08N		
Ceramic DIP	Fig. A Fig. A	N7408F N74S08F	• N74H08F • N74LS08F	S5408F S54S08F	• S54H08F • S54LS08F
Flatpak	Fig. B Fig. A			S54H08W S5408W/S54S08W/S54LS08W	

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	I_{IH} (μA)	40	50	50	20
	I_{IL} (mA)	-1.6	-2.0	-2.0	-0.36
Outputs	I_{OH} (μA)	-800	-500	-1000	-400
	I_{OL} (mA)	16	20	20	4/8 ^(a)

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I_{CCH}	Supply current $V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} \geq 4.5V$		21		40		32		4.8	mA
I_{CCL}	Supply current $V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} = 0V$		33		64		57		8.8	mA

AC CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ C$ (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		C_L 15 pF R_L 400 Ω	C_L 25 pF R_L 280 Ω	C_L 15 pF R_L 280 Ω	C_L 15 pF R_L 2k Ω					
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_{PLH}	Propagation delay Waveform 2		27		12		7.0		15	ns
t_{PHL}	Propagation delay Waveform 2		19		12		7.5		20	ns

NOTES

- a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- b. For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

QUAD 2-INPUT OR GATE

54/74 SERIES "32"

54/7432
54S/74S32
54LS/74LS32

PIN CONFIGURATION

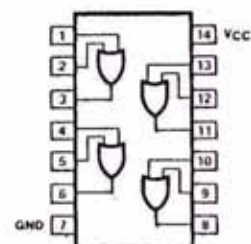


Figure A

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES	MILITARY RANGES
		$V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$	$V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Plastic DIP	Fig. A Fig. A	N7432N • N74S32N N74LS32N	
Ceramic DIP	Fig. A Fig. A	N7432F • N74S32F N74LS32F	S5432F • S54S32F S54LS32F
Flatpak	Fig. A Fig. A		S5432W • S54S32W S54LS32W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	I_{IH} (μA)	40		50	20
	I_{IL} (mA)	-1.6		-2.0	-0.36
Outputs	I_{OH} (μA)	-800		-1000	-400
	I_{OL} (mA)	16		20	4/8 ^(a)

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I_{CCH}	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} \geq 4.5V$			22			32	6.2	mA
I_{CCL}	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} = 0V$			38			68	9.8	mA

AC CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ C$ (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 400 \Omega$				$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 280 \Omega$		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 2K \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_{PLH}	Propagation delay	Waveform 2			15			7.0	22	ns
t_{PHL}	Propagation delay	Waveform 2			22			7.0	22	ns

NOTE

- a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
b. For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

BCD TO SEVEN-SEGMENT DECODER/DRIVERS

54/74 SERIES "46 & 47"

54/7446A
54/7447A

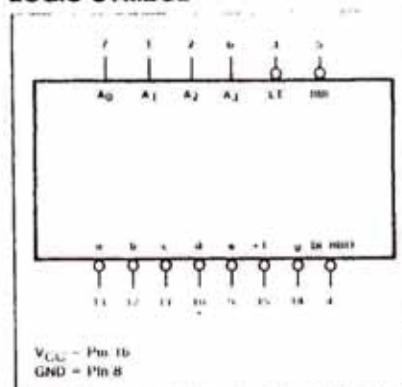
DESCRIPTION

The "46" and "47" are BCD to 7-Segment Decoder/Drivers with open collector outputs. They accept 4-bit BCD data and provide seven active LOW decoded outputs to drive 7-segment incandescent displays directly. Their 40mA output sink current capability makes them useful for driving multiplexed common anode LED displays. Both devices feature overriding lamp test (all segments "on") and ripple blanking for leading and trailing zeroes.

FEATURES

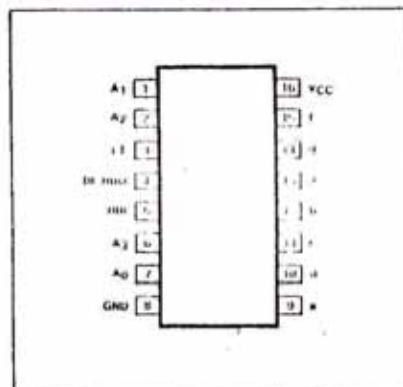
- 40mA output current sink per segment
- 30V segment voltage on 54/7446A
- 15V segment voltage on 54/7447A
- Overriding lamp test
- Ripple Blanking for leading and trailing zeroes

LOGIC SYMBOL



V_{CC} = Pin 16
GND = Pin 8

PIN CONFIGURATION



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES	MILITARY RANGES
	V _{CC} =5V ± 5%; T _A =0°C to +70°C	V _{CC} =5V ± 10%; T _A =-55°C to +125°C
Plastic DIP	N7446AN	
	N7447AN	
Ceramic DIP	N7446AF	S5446AF
	N7447AF	S5447AF
Flatpak		

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE^(a)

PINS	DESCRIPTION		54/74	54S/74S	54LS/74LS
A ₀ -A ₃	BCD Address inputs	I _{IH} (μA)	40		
		I _{IL} (mA)	-1.6		
LT	Lamp Test (active LOW) input	I _{IH} (μA)	40		
		I _{IL} (mA)	-1.6		
RB _i	Ripple Blanking (active LOW) input	I _{IH} (μA)	40		
		I _{IL} (mA)	-1.6		
B _i /RBO	Blanking (active LOW) input	I _{IH} (μA)	N.A.		
		I _{IL} (mA)	-4.0		
B _i /RBO	Ripple Blanking (active LOW) output	I _{OH} (μA)	-200		
		I _{OL} (mA)	8.0		
B-G	Seven-segment (active LOW) outputs	I _{OH} (μA)	+250		
		I _{OL} (mA)	40		

NOTE

- a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.

BCD TO SEVEN-SEGMENT DECODER/DRIVERS

54/74 SERIES "46 & 47"

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "46A" and "47A" 7-segment decoders accept a 4-bit BCD code input and produce the appropriate outputs for selection of segments in a 7-segment matrix display used for representing the decimal numbers "0-9." The seven outputs (a, b, c, d, e, f, g) of the decoder select the corresponding segments in the matrix shown in Figure A. The numeric designations chosen to represent the decimal numbers are shown in Figure B, together with the resulting displays for input code configurations in excess of binary "9."

The "46A" and "47A" have provisions for automatic blanking of the leading and/or trailing edge zeroes in a multidigit decimal number, resulting in an easily readable decimal display conforming to normal writing practice. In an 8-digit mixed integer fraction decimal representation, using the automatic blanking capability, 0070.0500 would be displayed as 70.05. Leading edge zero suppression is obtained by connecting the Ripple Blanking Output (BI/RBO) of a decoder to the Ripple Blanking Input (RBI) of the next lower stage device. The most significant decoder stage should have the RBI input grounded; and, since suppression of the least significant integer zero in a number is not usually desired, the RBI input of this decoder stage should be left open. A similar procedure for the fractional part of a display will provide automatic suppression of trailing edge zeroes.

The decoder has an active LOW input Lamp Test which overrides all other input combinations and enables a check to be made on possible display malfunctions. The BI/RBO terminal of the decoder can be OR-tied with a modulating signal via an isolating buffer to achieve pulse duration intensity modulation. A suitable signal can be generated for this purpose by forming a variable frequency multivibrator with a cross coupled pair of open collector gates.

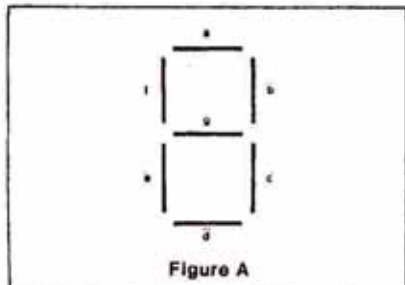


Figure A

NOTE

b. BI/RBO is wire-AND logic serving as blanking input (BI) and/or ripple-blanking output (RBO). The blanking out (BI) must be open or held at a HIGH level when output functions 0 through 15 are desired, and ripple-blanking input (RBI) must be open or at a HIGH level if blanking of a decimal 0 is not desired.

TRUTH TABLE

DECIMAL OR FUNCTION	INPUTS							OUTPUTS						
	LT	RBI	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	BI/RBO(b)	a	b	c	d	e	f	g
0	H	H	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	H
1	H	X	L	L	L	H	H	H	L	L	H	H	H	H
2	H	X	L	L	H	L	H	L	L	H	L	L	H	L
3	H	X	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L
4	H	X	L	H	L	L	H	H	L	L	L	L	L	L
5	H	X	L	H	L	H	H	L	H	L	L	L	L	L
6	H	X	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	L	L
7	H	X	L	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	H
8	H	X	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L
9	H	X	H	L	L	H	H	L	L	L	H	H	L	L
10	H	X	H	L	H	L	H	H	H	H	L	L	H	L
11	H	X	H	L	H	H	H	H	H	L	L	H	H	L
12	H	X	H	H	L	L	H	H	L	H	H	L	L	L
13	H	X	H	H	L	H	H	L	H	H	L	H	L	L
14	H	X	H	H	H	L	H	H	H	H	L	L	L	L
15	H	X	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
BI(b)	X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	H
RBI(b)	H	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
LT	L	X	X	X	X	X	H	L	L	L	L	L	L	L

H = HIGH voltage level
L = LOW voltage level
X = Don't care

NUMERICAL DESIGNATIONS—RESULTANT DISPLAYS

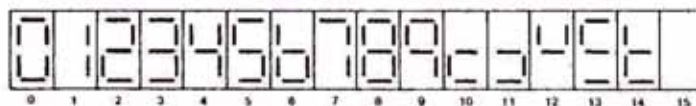
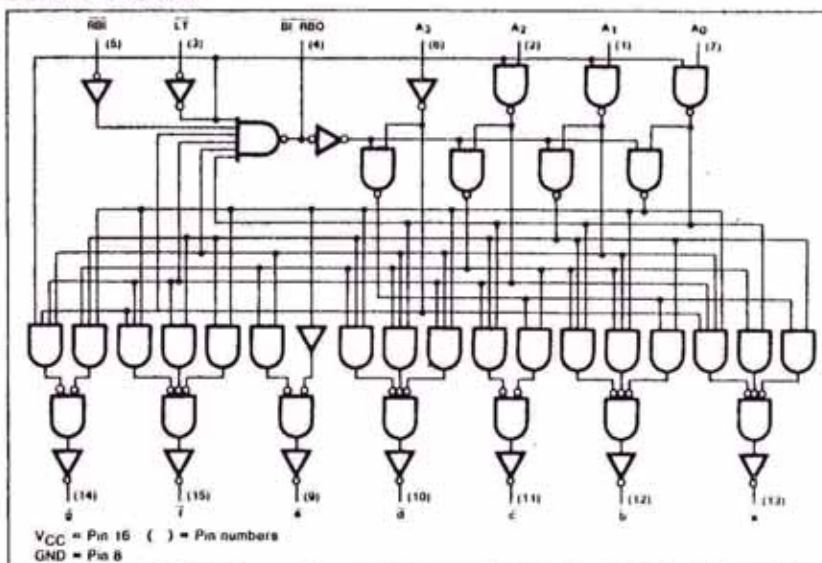


Figure B

LOGIC DIAGRAM



VCC = Pin 16 () = Pin numbers
GND = Pin 8

BCD TO SEVEN-SEGMENT DECODER/DRIVERS

54/74 SERIES "46 & 47"

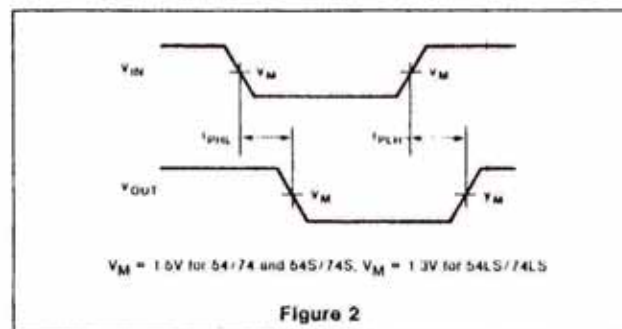
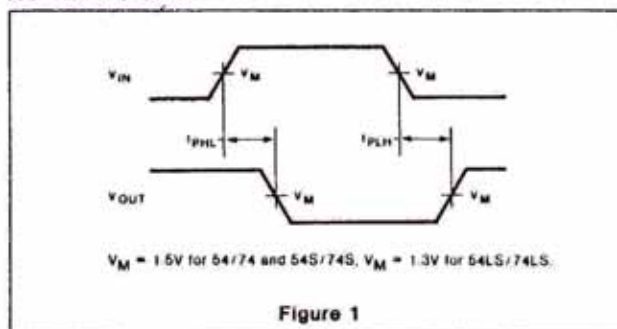
DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE^(c)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{OH} Output HIGH current \bar{a} - \bar{g} outputs	V _{CC} = Max	V _{OUT} = 30V 54/7446A			250			μA
		V _{OUT} = 15V 54/7447A			250			μA
V _{OL} Output LOW voltage \bar{a} - \bar{g} outputs	V _{CC} = Max, I _{OL} = 40mA		0.4					V
V _{OL} Output LOW voltage \bar{BI}/\bar{RBO} output	V _{CC} = Min, I _{OL} = 8mA		0.4					V
I _{CC} Supply current	V _{CC} = Max	Mil.			85			mA
		Com.			103			mA

AC CHARACTERISTICS: T_A = 25°C (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		C _L = 15pF R _L = 120Ω						
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{PLH} Propagation delay any input to any output	Figures 1 and 2		100					ns
I _{PHL}			100					ns

AC WAVEFORMS



^c For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

DECADE COUNTER

54/74 SERIES "90"

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "90" is a 4-bit ripple type Decade Counter. The device consists of four master-slave flip-flops internally connected to provide a divide-by-two section and a divide-by-five section. Each section has a separate clock input to initiate state changes of the counter on the HIGH-to-LOW clock transition. State changes of the Q outputs do not occur simultaneously because of internal ripple delays. Therefore, decoded output signals are subject to decoding spikes and should not be used for clocks or strobes. The Q₀ output is designed and specified to drive the rate fan-out plus the \overline{CP}_1 input of the device.

A gated AND asynchronous Master Reset (MR₁ • MR₂) is provided which overrides both clock and resets (clears) all the flip-flops. Also provided is a gated AND asynchronous Master Set (MS₁ • MS₂) which overrides the clocks and the MR inputs, setting the outputs to nine (HLLH).

Since the output from the divide-by-two section is not internally connected to the succeeding stages, the device may be operated in various counting modes. In a BCD (8421) Counter the \overline{CP}_1 input must be externally connected to the Q₀ output. The \overline{CP}_0 input receives the incoming count producing a BCD count sequence. In a symmetrical Bi-quinary divide-by-ten counter the Q₃ output must be connected externally to the \overline{CP}_0 input. The input count is then applied to the \overline{CP}_1 input and a divide-by-ten square wave is obtained at output Q₀. To operate as a divide-by-two and a divide-by-five counter no external interconnections are required. The first flip-flop is used as a binary element for the divide-by-two function (\overline{CP}_0 as the input and Q₀ as the output). The \overline{CP}_1 input is used to obtain divide-by-five operation at the Q₃ output.

MODE SELECTION—TRUTH TABLE

RESET/SET INPUTS				OUTPUTS			
MR ₁	MR ₂	MS ₁	MS ₂	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
L	X	L	X		Count		
X	L	X	L		Count		
L	X	X	L		Count		
X	L	L	X		Count		

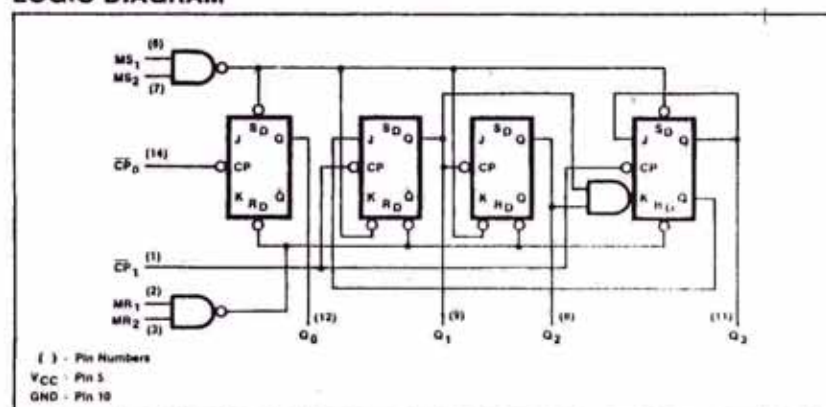
H = HIGH voltage level
L = LOW voltage level
X = Don't care

BCD COUNT SEQUENCE—TRUTH TABLE

COUNT	OUTPUT			
	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H

NOTE: Output Q₀ connected to input \overline{CP}_1 .

LOGIC DIAGRAM



DC CHARACTERISTICS OVER TEMPERATURE RANGE ^(b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{CC} Supply current	V _{CC} = Max	Mil	46				15	mA
		Com	53				15	mA

NOTE

b. For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

DECADE COUNTER

54/74 SERIES "90"

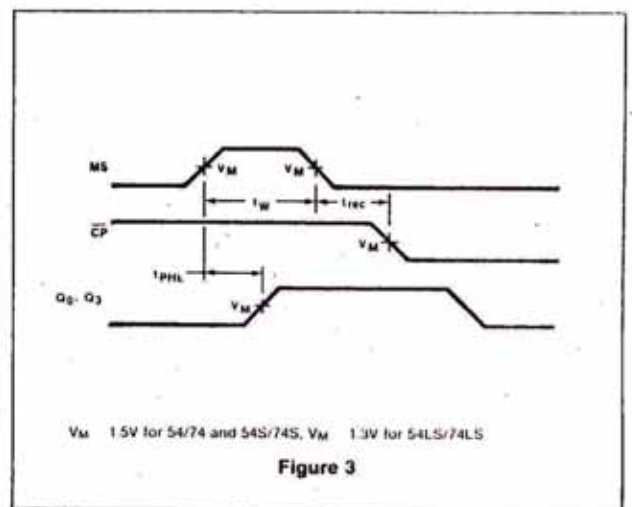
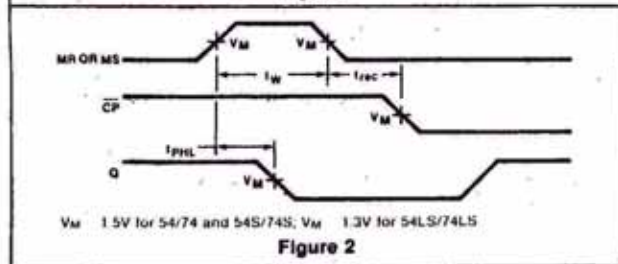
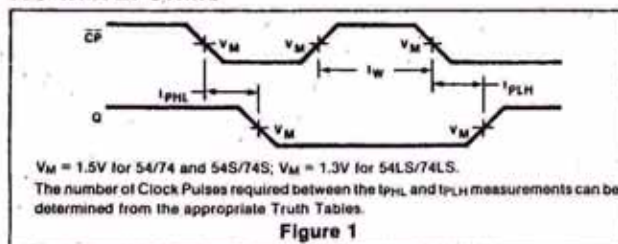
AC CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15\text{pF}$ $R_L = 400\Omega$				$C_L = 15\text{pF}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
f_{MAX}	\overline{CP}_0 Input count frequency	Figure 1				30		MHz
f_{MAX}	\overline{CP}_1 Input count frequency	Figure 1				15		MHz
t_{PLH}	Propagation delay	Figure 1				11		ns
t_{PHL}	\overline{CP}_0 Input to Q_0 Output	Figure 1				11		ns
t_{PLH}	Propagation delay	Figure 1				16		ns
t_{PHL}	\overline{CP}_1 Input to Q_1 Output	Figure 1				21		ns
t_{PLH}	Propagation delay	Figure 1				32		ns
t_{PHL}	\overline{CP}_1 Input to Q_2 Output	Figure 1				35		ns
t_{PLH}	Propagation delay	Figure 1				32		ns
t_{PHL}	\overline{CP}_1 Input to Q_3 Output	Figure 1				35		ns
t_{PLH}	Propagation delay	Figure 1			100		48	ns
t_{PHL}	\overline{CP}_0 Input to Q_3 Output	Figure 1			100		50	ns
t_{PHL}	MR Input to any Output	Figure 2				40		ns
t_{PLH}	MS Input to Q_0 and Q_3 Outputs	Figure 3				30		ns
t_{PHL}	MS Input to Q_1 and Q_2 Outputs	Figure 2				40		ns

AC SETUP REQUIREMENTS $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_W	\overline{CP}_0 Pulse width	Figure 1				15		ns
t_W	\overline{CP}_1 Pulse width	Figure 1				30		ns
t_W	MR Pulse width	Figure 2				15		ns
t_{rec}	Recovery time MR to \overline{CP}	Figure 2				25		ns
t_{rec}	Recovery time MS to \overline{CP}	Figure 2 and 3				25		ns

AC WAVEFORMS



DUAL 4-BIT TRANSPARENT LATCH

54/74 SERIES "100"

54/74100

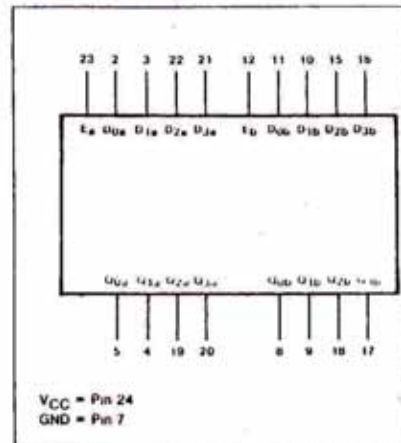
DESCRIPTION

The "100" is a Dual 4-Bit Transparent Latch. Each 4-bit latch has an active HIGH enable for easy expansion. When the Enable input (E) is HIGH, the data on the D inputs is loaded into the latch and appear at the outputs. A LOW on the enable will latch the data and hold the outputs stable.

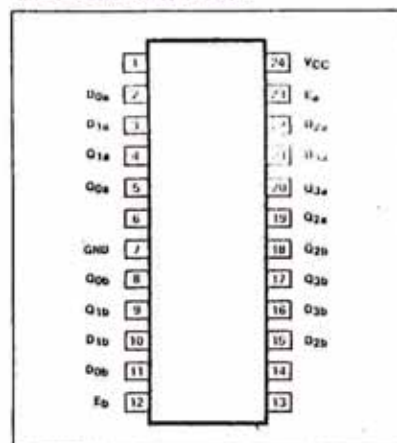
FEATURES

- Two independent 4-bit latches
- See "116" for asynchronous Master Reset version
- See "373" for 20-pin package version

LOGIC SYMBOL



PIN CONFIGURATION



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES V _{CC} =5V ± 5%; T _A =0°C to +70°C	MILITARY RANGES V _{CC} =5V ± 10%; T _A =-55°C to +125°C
Plastic DIP	N74100N	
Ceramic DIP	N74100F	S54100F
Flatpak		S54100W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE^(a)

PINS	DESCRIPTION		54/74	54S/74S	54LS/74LS
E	Enable (active HIGH) input	I _H (μA) I _L (mA)	320 -12.8		
D ₀ -D ₃	Data inputs	I _H (μA) I _L (mA)	80 -3.2		
Q ₀ -Q ₃	Latch outputs	I _{OH} (μA) I _{OL} (mA)	-400 16		

NOTE

a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.

DUAL 4-BIT TRANSPARENT LATCH

54/74 SERIES "100"

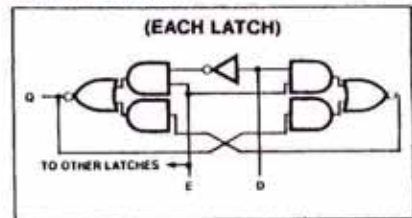
FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "100" has two independent 4-bit transparent latches. Each 4-bit latch is controlled by an active HIGH Enable input (E). When E is HIGH, the data enters the latch and appears at the output. The outputs follow the data inputs as long as E is HIGH. The data on the D inputs one set-up time before the HIGH-to-LOW transition of the enable will be stored in the latch. The latched outputs remain stable as long as the enable is LOW.

MODE SELECT-FUNCTION TABLE

OPERATING MODE	INPUTS		OUTPUTS
	E	D _n	Q _n
Data Enabled	H H	L H	L H
Data Latched	L	X	q

LOGIC DIAGRAM



H = HIGH voltage level
 L = LOW voltage level
 X = Don't care
 q = Lower case letters indicate the state of referenced output one setup time prior to the HIGH-to-LOW Enable transition.

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE^(b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{CC} Supply current	V _{CC} = Max, All inputs = 0V	Mil	92					mA
	Com		106					mA

AC CHARACTERISTICS: T_A = 25°C (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		C _L = 15pF R _L = 400Ω						
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t _{PLH} Propagation delay t _{PHL} Enable to output	Figure 1		30 15					ns ns
t _{PLH} Propagation delay t _{PHL} Data to output	Figure 2		30 25					ns ns

NOTE

b. For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

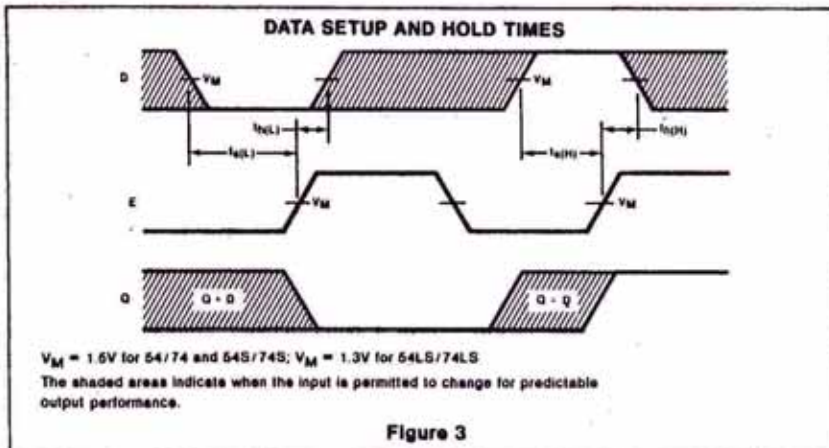
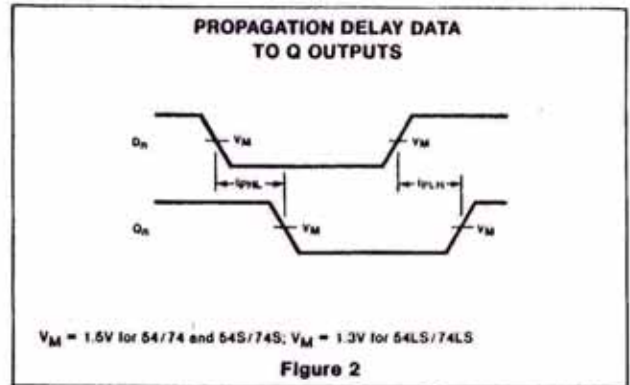
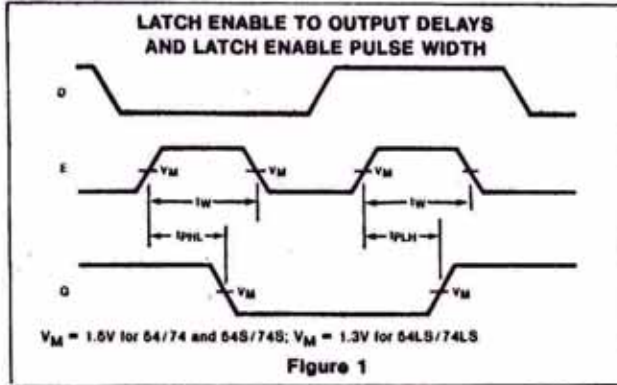
AC SETUP REQUIREMENTS: T_A = 25°C (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t _w Enable pulse width	Figure 1	20						ns
t _s Setup time Data to enable	Figure 3	20						ns
t _h Hold time Data to enable	Figure 3	5.0						ns

DUAL 4-BIT TRANSPARENT LATCH

54/74 SERIES "100"

AC WAVEFORMS



1-OF-8 DECODER/DEMULTIPLEXER

54/74 SERIES "138"

54S/74S138
54LS/74LS138

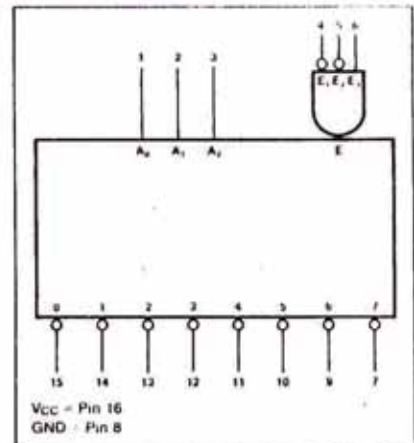
DESCRIPTION

The "138" is a HIGH speed 1-of-8 Decoder/Demultiplexer. The "138" is ideal for HIGH speed bipolar memory chip select address decoding. The multiple input enables allow parallel expansion to a 1-of-24 decoder using only three "138" devices; or to a 1-of-32 decoder using four "138" devices and one inverter.

FEATURES

- Demultiplexing capability
- Multiple input enable for easy expansion
- Ideal for memory chip select decoding
- Direct replacement for Intel 3205

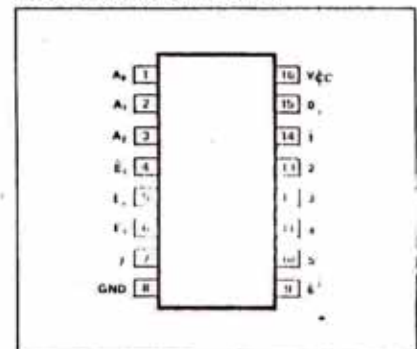
LOGIC SYMBOL



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES $V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C$ to $70^\circ C$		MILITARY RANGES $V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C$ to $+125^\circ C$	
	Plastic DIP	N74S138N	• N74LS138N	
Ceramic DIP	N74S138F	• N74LS138F	S54S138F	• S54LS138F
Flatpak			S54S138W	• S54LS138W

PIN CONFIGURATION



INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (a)

PINS	DESCRIPTION	54/74	54S/74S	54LS/74LS
A ₀ -A ₂	Address inputs I_{IH} (μA) I_{IL} (mA)		50 -2.0	20 -0.36
\bar{E}_1, \bar{E}_2	Enable (Active LOW) inputs I_{IH} (μA) I_{IL} (mA)		50 2.0	20 -0.36
E ₃	Enable (Active HIGH) input I_{IH} (μA) I_{IL} (mA)		50 -2.0	20 -0.36
\bar{O}_0 - \bar{O}_7	Decoder outputs I_{OH} (μA) I_{OL} (mA)		-1000 20	-400 4/8 (a)

NOTE

a. The shaded numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.

1-OF-8 DECODER/DEMULTIPLEXER

54/74 SERIES "138"

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "138" decoder accepts three binary weighted inputs (A₀,A₁,A₂) and when enabled provides eight mutually exclusive active LOW outputs (0-7). The device features three Enable inputs: two active LOW (\bar{E}_1, \bar{E}_2) and one active HIGH (E₃). Every output will be HIGH unless \bar{E}_1 and \bar{E}_2 are LOW and E₃ is HIGH. This multiple Enable function allows easy parallel expansion of the device to a 1-of-32 (5 lines to 32 lines) decoder with just four "138's" and one inverter.

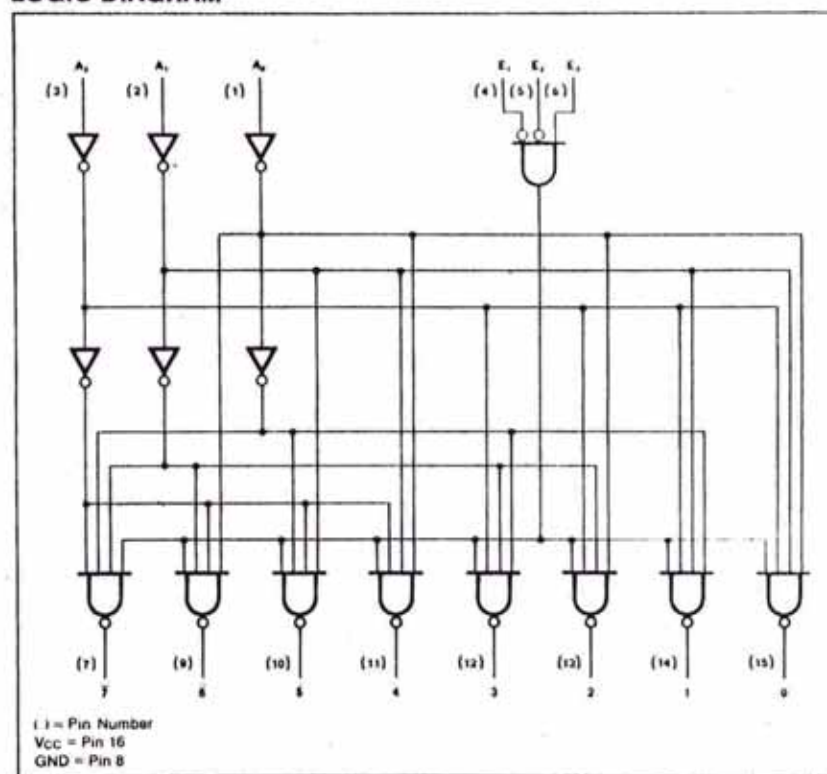
The device can be used as an eight output demultiplexer by using one of the active LOW Enable inputs as the data input and the remaining Enable inputs as strobes. Enable inputs not used must be permanently tied to their appropriate active HIGH or active LOW state.

TRUTH TABLE

INPUTS						OUTPUTS							
\bar{E}_1	\bar{E}_2	E ₃	A ₀	A ₁	A ₂	0	1	2	3	4	5	6	7
H	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	H	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	L	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	H	L	L	H	L	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H
L	L	H	H	H	L	H	H	H	L	H	H	H	H
L	L	H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H
L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
L	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

NOTES
 H = HIGH voltage level
 L = LOW voltage level
 X = Don't care

LOGIC DIAGRAM



DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{CC}	Supply current				74		10	mA

NOTE
 b. For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

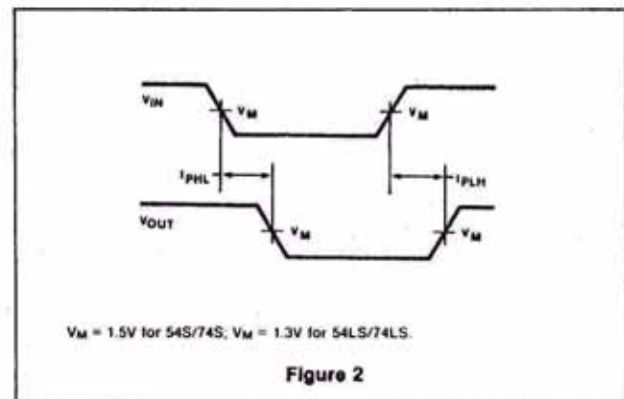
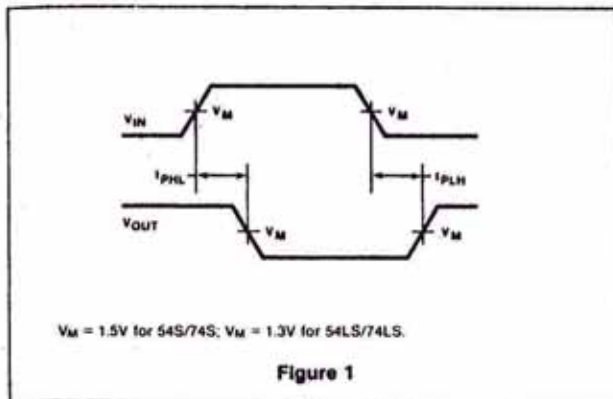
1-OF-8 DECODER/DEMULTIPLEXER

54/74 SERIES "138"

AC CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 4 for Waveforms and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
				C_L 15 pF	C_L 15 pF	C_L 15 pF	C_L 15 pF	
		Min	Max	R_L 280 Ω	R_L 2k Ω	R_L 2k Ω	R_L 2k Ω	
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation delay Address to output				12		27	ns
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation delay \bar{E}_1 and \bar{E}_2 to output				8.0		18	ns
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation delay E_3 to output				11		26	ns
					11		38	ns

AC WAVEFORMS



PRESETTABLE 4 BIT BINARY UP/DOWN COUNTER

54/74 SERIES "191"

54/74191
54LS/74LS191

DESCRIPTION

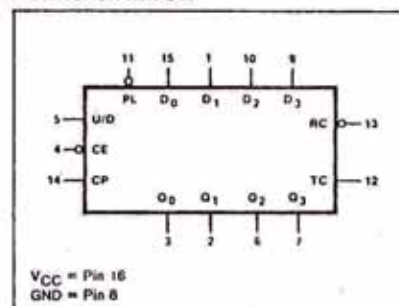
The "191" is a presettable 4-Bit Binary Up/Down Counter with state changes of the counter synchronous with the LOW-to-HIGH transition of the Clock Pulse input.

The circuit features an asynchronous Parallel Load (\overline{PL}) input which overrides counting and loads the data present on the D_n inputs into the flip-flops. Synchronous expansion in a multistage counter is made possible by a Count Enable (\overline{CE}) input. The count up or count down mode is determined by an Up/Down ($\overline{U/D}$) input. A variety of methods for generating carry/borrow signals in multistage counter application is made possible by Terminal Count (TC) and Ripple Clock (\overline{RC}) outputs.

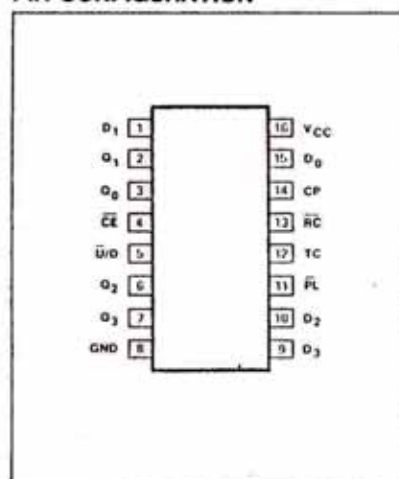
FEATURES

- Synchronous, reversible 4-bit binary counting
- Asynchronous parallel load capability
- Count Enable control for synchronous expansion
- Single Up/Down control input

LOGIC SYMBOL



PIN CONFIGURATION



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES V _{CC} =5V ± 5%; T _A =0°C to +70°C		MILITARY RANGES V _{CC} =5V ± 10%; T _A =-55°C to +125°C	
	Plastic DIP	N74191N	• N74LS191N	
Ceramic DIP	N74191F	• N74LS191F	S54191F	• S54LS191F
Flatpak			S54191W	• S54LS191W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE^(a)

PINS	DESCRIPTION		54/74	54S/74S	54LS/74LS
CP	Clock Pulse (active HIGH going edge) input	I _H (μA) I _L (mA)	40 -1.6		20 -0.4
\overline{CE}	Clock Enable (active LOW) input	I _H (μA) I _L (mA)	120 -4.8		60 -1.2
$\overline{U/D}$	Up/Down count control input	I _H (μA) I _L (mA)	40 -1.6		20 -0.4
\overline{PL}	Parallel Load (active LOW) input	I _H (μA) I _L (mA)	40 -1.6		20 -0.4
D _n	Parallel Data inputs	I _H (μA) I _L (mA)	40 -1.6		20 -0.4
Q _n	Counter outputs	I _{OH} (μA) I _{OL} (mA)	-800 16		-400 4/8(a)
TC	Terminal Count output	I _{OH} (μA) I _{OL} (mA)	-800 16		-400 4/8(a)
\overline{RC}	Ripple Clock (active LOW pulse) output	I _{OH} (μA) I _{OL} (mA)	-800 16		-400 4/8(a)

NOTE

The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.

PRESETTABLE 4 BIT BINARY UP/DOWN COUNTER

54/74 SERIES "191"

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "191" is an asynchronously presettable Up/Down 4-Bit Binary Counter. It contains four master/slave flip-flops with internal gating and steering logic to provide asynchronous preset and synchronous count-up and count-down operation.

Asynchronous parallel load capability permits the counter to be preset to any desired number. Information present on the parallel Data inputs (D_3 - D_0) is loaded into the counter and appears on the outputs when the Parallel Load (\overline{PL}) input is LOW. As indicated in the Mode Select Table, this operation overrides the counting function.

Counting is inhibited by a HIGH level on the Count Enable (\overline{CE}) input. When \overline{CE} is LOW, internal state changes are initiated synchronously by the LOW-to-HIGH transition of the Clock input. The Up/Down ($\overline{U/D}$) input signal determines the direction of counting as indicated in the Mode Select Table. The \overline{CE} input may go LOW when the clock is in either state, however, the LOW-to-HIGH \overline{CE} transition must occur only while the Clock is HIGH. Also, the $\overline{U/D}$ input should be changed only when either \overline{CE} or CP is HIGH.

MODE SELECT-FUNCTION TABLE

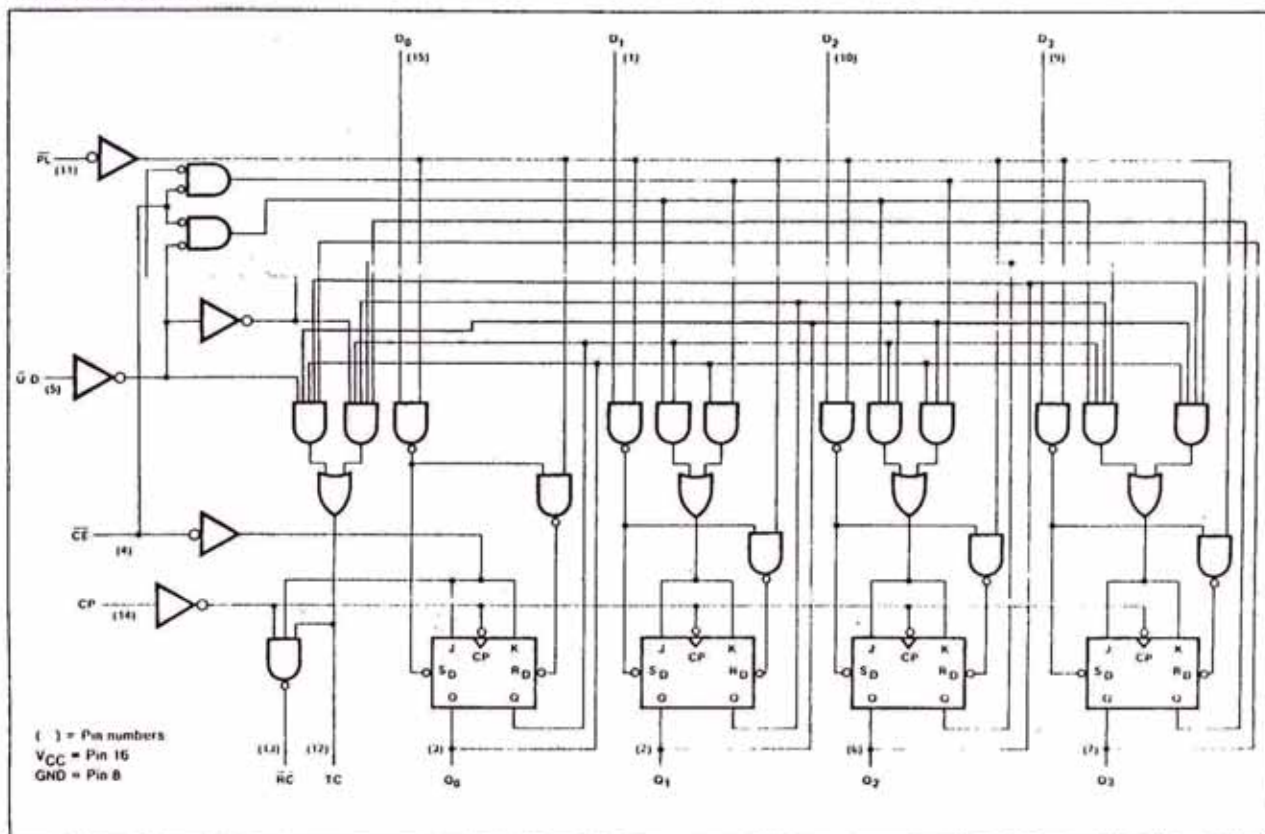
OPERATING MODE	INPUTS					OUTPUTS
	\overline{PL}	$\overline{U/D}$	\overline{CE}	CP	D_n	Q_n
Parallel load	L	X	X	X	L	L
	L	X	X	X	H	H
Count up	H	L	↓	↑	X	count up
Count down	H	H	↓	↑	X	count down
Hold "do nothing"	H	X	H	X	X	no change

TC AND \overline{RC} TRUTH TABLE

INPUTS			TERMINAL COUNT STATE				OUTPUTS	
$\overline{U/D}$	\overline{CE}	CP	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	TC	\overline{RC}
H	X	X	H	H	H	H	L	H
L	H	X	H	H	H	H	H	H
L	L	↓	H	H	H	H	H	↓
L	X	X	L	L	L	L	L	H
H	H	X	L	L	L	L	H	H
H	L	↓	L	L	L	L	H	↓

H = HIGH voltage level steady state
 L = LOW voltage level steady state
 ↓ = LOW voltage level one setup time prior to the LOW to HIGH clock transition
 X = Don't care.
 ↑ = LOW-to-HIGH clock transition.
 ↓ = LOW pulse.

LOGIC DIAGRAM



PRESETTABLE 4-BIT BINARY UP/DOWN COUNTER

54/74 SERIES "191"

Overflow/underflow indications are provided by two types of outputs, the Terminal Count (TC) and Ripple Clock (RC). The Terminal Count (TC) output is normally LOW and goes HIGH when a circuit reaches zero in the count-down mode or reaches "15" in the count-up mode. The TC output will remain HIGH until a state change occurs, either by counting or presetting, or until \bar{U}/D is changed. Do not use the TC output as a clock signal because it is subject to decoding spikes.

The TC signal is used internally to enable the Ripple Clock (RC) output. When TC is HIGH and \bar{CE} is LOW, the Ripple Clock follows the Clock Pulse (CP) delayed by two gate delays. The RC output essentially duplicates the LOW clock pulse width, although delayed in time by two gate delays. This feature simplifies the design of multi-stage counters as indicated in Figures A and B. In Figure A, each RC output is used as the clock input for the next higher stage. When the clock source has a limited drive capability this configuration is particularly advantageous, since the clock source drives only the first stage. It is only necessary to inhibit the first stage to prevent counting in all stages, since a HIGH signal on \bar{CE} inhibits the RC output pulse as indicated in the Mode Select Table. The timing skew between state changes in the first and last stages is represented by the cumulative delay of the clock as it ripples through the preceding stages. This is a disadvantage of the configuration in some applications.

Figure B shows a method of causing state changes to occur simultaneously in all stages. The RC outputs propagate the carry/borrow signals in ripple fashion and all clock inputs are driven in parallel. The LOW state duration of the clock in this configuration must be long enough to allow the negative-going edge of the carry/borrow signal to ripple through to the last stage before the clock goes HIGH. Since the RC

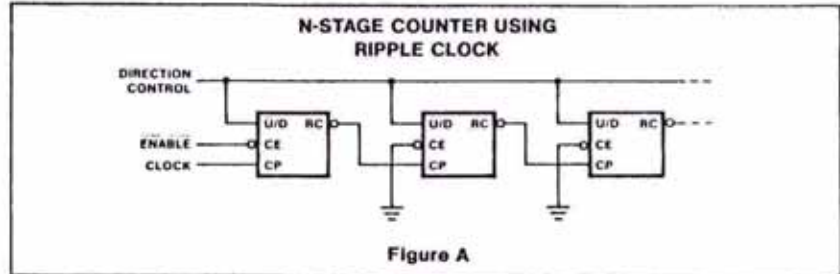


Figure A

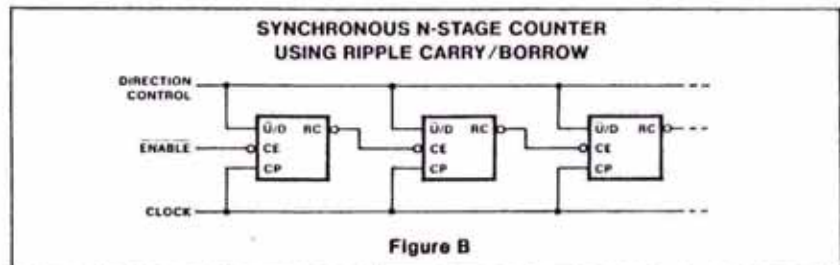


Figure B

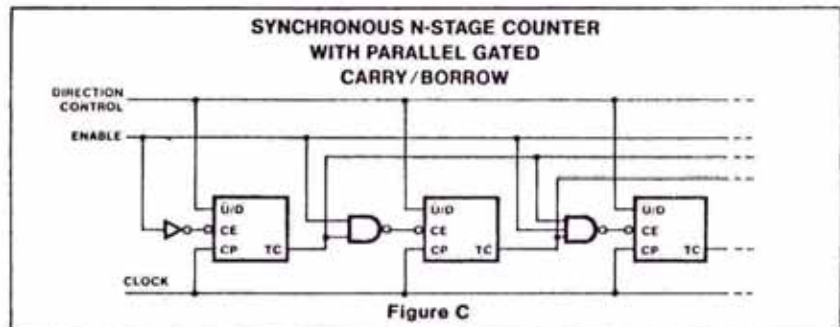


Figure C

output of any package goes HIGH shortly after its CP input goes HIGH, there is no such restriction on the HIGH state duration of the clock.

In Figure C the configuration shown avoids ripple delays and their associated restrictions. Combining the TC signals from all the

preceding stages forms the \bar{CE} input signal for a given stage. An enable signal must be included in each carry gate in order to inhibit counting. The TC output of a given stage is not affected by its own \bar{CE} therefore the simple inhibit scheme of Figure A and B does not apply.

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE^(b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max		
I_{OS} Output short circuit current	$V_{CC} = \text{Max}$	Mil	-20	-65			-15	-100	mA
		Com	-18	-65			-15	-100	mA
I_{CC} Supply current	$V_{CC} = \text{Max}$	Mil		99				35	mA
		Com		105				35	mA

NOTE
^b For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

PRESETTABLE 4-BIT BINARY UP/DOWN COUNTER

54/74 SERIES "191"

AC CHARACTERISTICS: $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15\text{pF}$ $R_L = 400\Omega$				$C_L = 15\text{pF}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
f_{MAX} Maximum input count frequency	Figure 1	20				20		MHz
t_{PLH} Propagation delay, t_{PHL} Clock to Q outputs	Figure 1		24 36				24 36	ns ns
t_{PLH} Propagation delay, t_{PHL} Clock to $\overline{\text{RC}}$ output	Figure 2		20 24				20 24	ns ns
t_{PLH} Propagation delay, t_{PHL} Clock to TC output	Figure 1		42 52				42 52	ns ns
t_{PLH} Propagation delay t_{PHL} $\overline{\text{U/D}}$ to $\overline{\text{RC}}$ output	Figure 7		45 45				45 45	ns ns
t_{PLH} Propagation delay t_{PHL} $\overline{\text{U/D}}$ to TC output	Figure 7		33 33				33 33	ns ns
t_{PLH} Propagation delay t_{PHL} Data to Q outputs	Figure 3		22 50				32 40	ns ns
t_{PLH} Propagation delay t_{PHL} $\overline{\text{PL}}$ to any output	Figure 4		33 50				33 50	ns ns
t_{PLH} Propagation delay t_{PHL} CE to $\overline{\text{RC}}$ output	Figure 2		33 33				33 33	ns ns

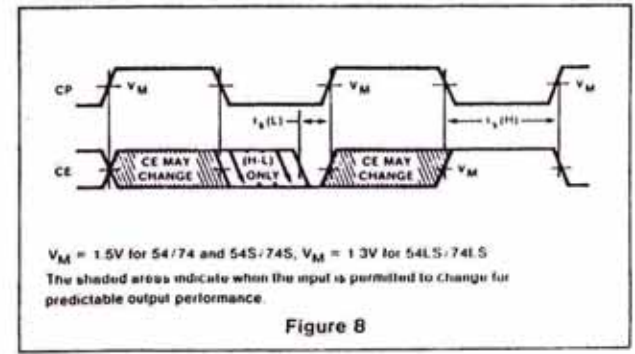
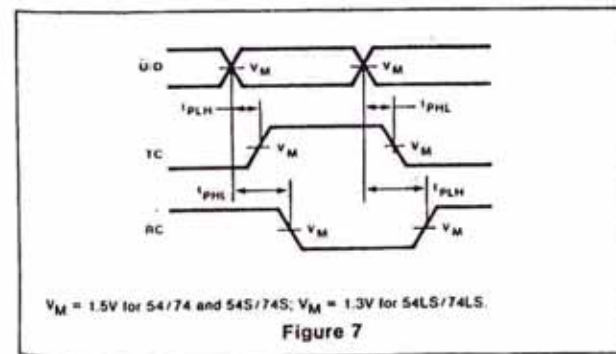
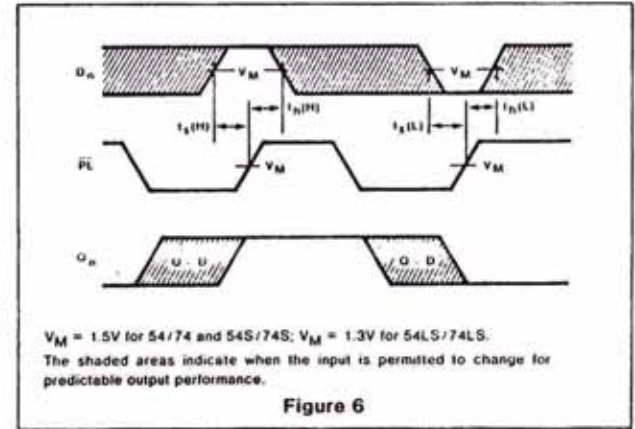
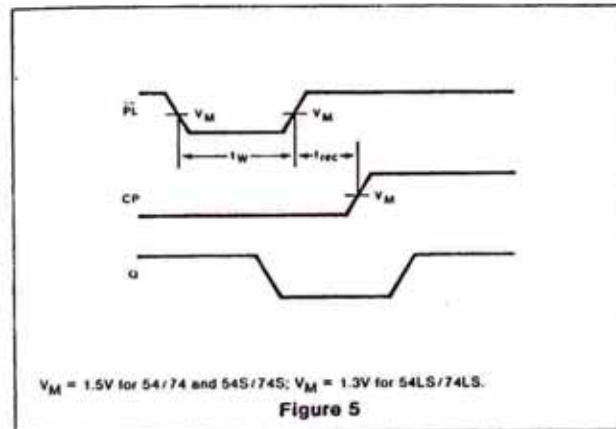
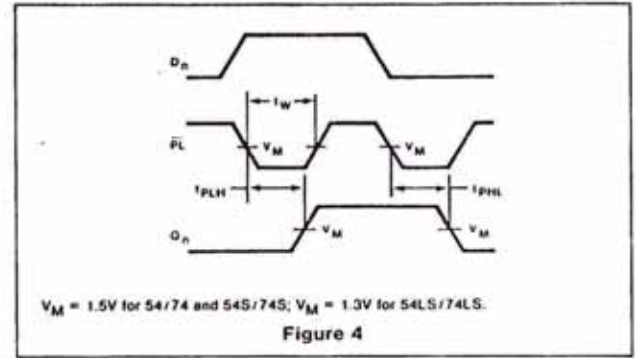
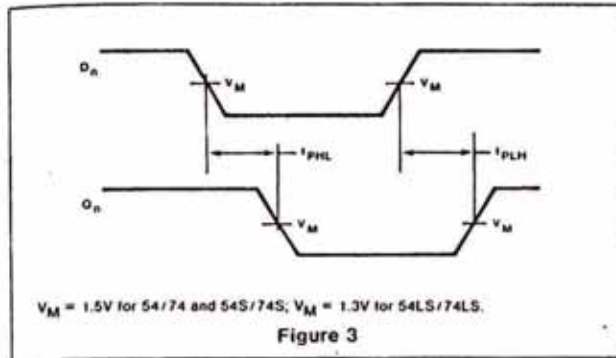
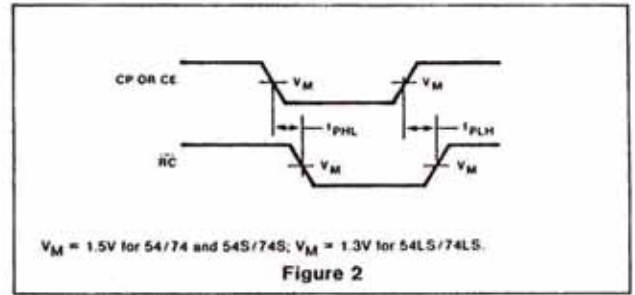
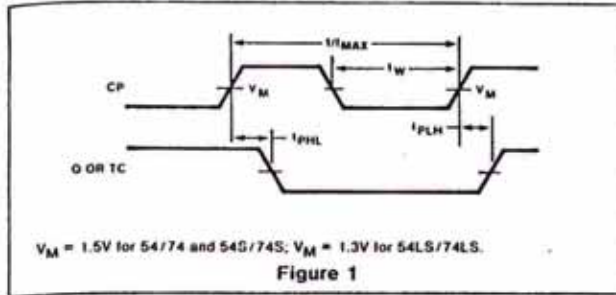
AC SETUP REQUIREMENTS: $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_{W} CP pulse width	Figure 1	25				25		ns
t_{W} $\overline{\text{PL}}$ pulse width	Figure 5	35				35		ns
t_{S} Setup time Data to $\overline{\text{PL}}$	Figure 6	20				20		ns
t_{H} Hold time Data to $\overline{\text{PL}}$	Figure 6	0				0		ns
t_{rec} Recovery time $\overline{\text{PL}}$ to CP	Figure 5	40				40		ns
$t_{\text{S(L)}}$ Setup time LOW $\overline{\text{CE}}$ to clock	Figure 8	40				40		ns
$t_{\text{H(L)}}$ Hold time LOW $\overline{\text{CE}}$ to Clock	Figure 8	0				0		ns

PRESETTABLE 4-BIT BINARY UP/DOWN COUNTER

54/74 SERIES "191"

AC WAVEFORMS



OCTAL TRANSPARENT LATCH WITH 3-STATE OUTPUTS

54/74 SERIES "373"

54LS/74LS373

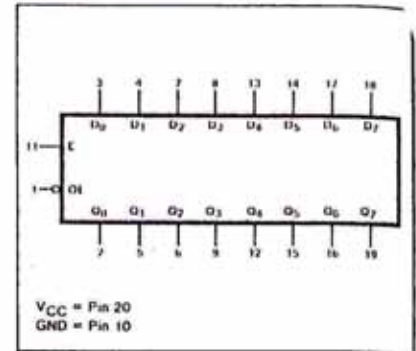
DESCRIPTION

The "373" is an 8-Bit Transparent Latch with 3-state buffered outputs. The latch outputs follow the data inputs when the latch Enable is HIGH, and they are stable when the Enable is LOW. The 3-state output buffers are controlled by an active LOW Output Enable (\overline{OE}) input. A HIGH on the \overline{OE} input forces the eight outputs to the high impedance "off" state. When \overline{OE} is LOW, the latched or transparent data appears at the outputs.

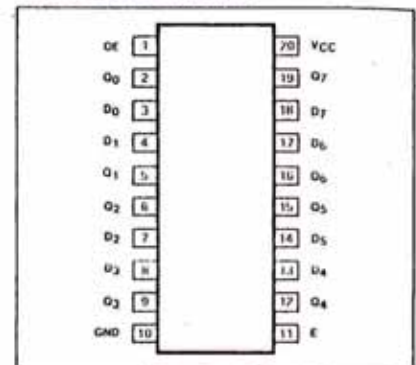
FEATURES

- 8-Bit transparent latch
- 3-State output buffers
- Common Latch Enable Input with hysteresis
- Common 3-state Output Enable control
- Independent latch and 3-state buffer operation
- See "363" for MOS compatible output version

LOGIC SYMBOL



PIN CONFIGURATION



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering information)

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES V _{CC} =5V ± 5%; T _A =0°C to +70°C	MILITARY RANGES V _{CC} =5V ± 10%; T _A =-55°C to +125°C
Plastic DIP	N74LS373N	
Ceramic DIP	N74LS373F	S54LS373F
Flatpak		

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE^(a)

PINS	DESCRIPTION	54/74	54S/74S	54LS/74LS
E	Latch Enable (active HIGH) input I _H (μA) I _L (mA)			20 -0.4
D ₀ -D ₇	Parallel Data inputs I _H (μA) I _L (mA)			20 -0.4
\overline{OE}	Output Enable (active LOW) input I _H (μA) I _L (mA)			20 -0.4
Q ₀ -Q ₇	3-State outputs I _{OH} (mA) I _{OL} (mA)			-1/-2.6(a) 12/24(a)

NOTE

a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.

OCTAL TRANSPARENT LATCH WITH 3-STATE OUTPUTS

54/74 SERIES "373"

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "373" is Octal Transparent Latch coupled to eight 3-state output buffers. The two sections of the device are controlled independently by Latch Enable (E) and Output Enable (\overline{OE}) control gates.

The data on the D inputs transferred to the latch outputs when the Latch Enable (E) input is HIGH. The latch remains transparent to the data inputs while E is HIGH, and stores the data present one setup time before the HIGH-to-LOW enable transition. The enable gate has about 400mV of hysteresis built in to help minimize problems that signal and ground noise can cause on the latching operation.

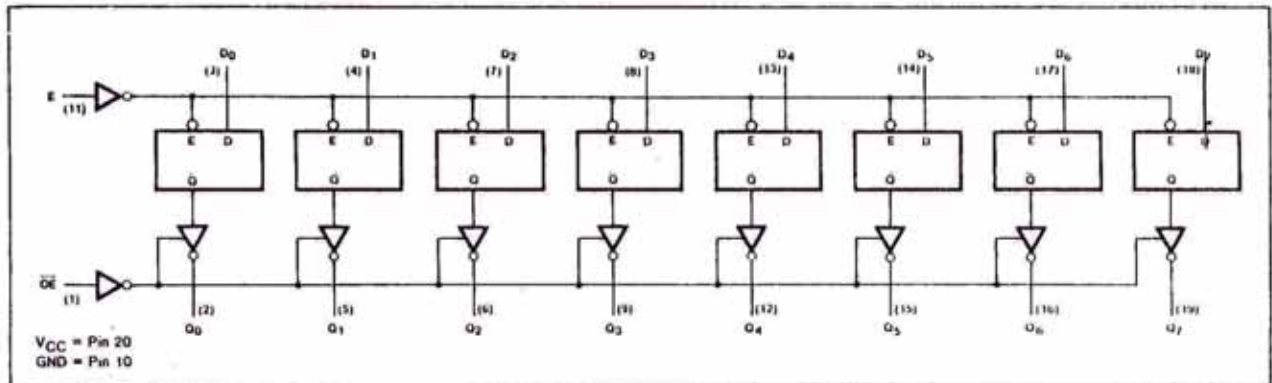
The 3-state output buffers are designed to drive heavily loaded 3-state buses, MOS memories, or MOS microprocessors. The active LOW Output Enable (\overline{OE}) controls all eight 3-state buffers independent of the latch operation. When \overline{OE} is LOW, the latched or transparent data appears at the outputs. When \overline{OE} is HIGH, the outputs are in the high impedance "off" state, which means they will neither drive nor load the bus.

MODE SELECT—FUNCTION TABLE

OPERATING MODES	INPUTS			INTERNAL REGISTER	OUTPUTS Q ₀ -Q ₇
	\overline{OE}	E	D _n		
Enable & read register	L	H	L	L	L
	L	H	H	H	H
Latch & read register	L	L	l	L	L
	L	L	h	H	H
Latch register & disable outputs	H	L	l	L	(Z)
	H	L	h	H	(Z)

H = HIGH voltage level
 h = HIGH voltage one setup time prior to the HIGH-to-LOW enable transition
 L = LOW voltage level
 l = LOW voltage level one setup time prior to the HIGH-to-LOW enable transition
 (Z) = High impedance "off" state

LOGIC DIAGRAM



DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE^(b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
V _{OL} Output LOW voltage	V _{CC} Min						0.4	V
	V _{OE} = V _{IL}						0.5 ^(c)	V
V _{OH} Output HIGH voltage	V _{CC} = Min, V _{OE} = V _{IL} I _{OH} = See Fan Out Table					2.4		V
I _{OS} Output short circuit current	V _{CC} = Max, V _{OUT} = 0V					-30	-100	mA
I _{CC} Supply current	V _{CC} = Max	Mil					44	mA
		Com					40	mA

NOTES

b. For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

c. This parameter for Commercial Range only.

OCTAL TRANSPARENT LATCH WITH 3-STATE OUTPUTS

54/74 SERIES "373"

AC CHARACTERISTICS: $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT	
		$C_L = 45\text{pF}$ $R_L = 667\Omega$							
		Min	Max	Min	Max	Min	Max		
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation delay Latch Enable to output	Figure 1						30 40	ns ns
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation delay Data to output	Figure 4						18 32	ns ns
t_{PZH}	Enable time to HIGH level	Figure 2						20	ns
t_{PZL}	Enable time to LOW level	Figure 3						28	ns
t_{PHZ}	Disable time from HIGH level	Figure 2						45	ns
		Figure 2, $C_L = 5\text{pF}(d)$						22	ns
t_{PLZ}	Disable time from LOW level	Figure 3						24	ns
		Figure 3, $C_L = 5\text{pF}(d)$						22	ns

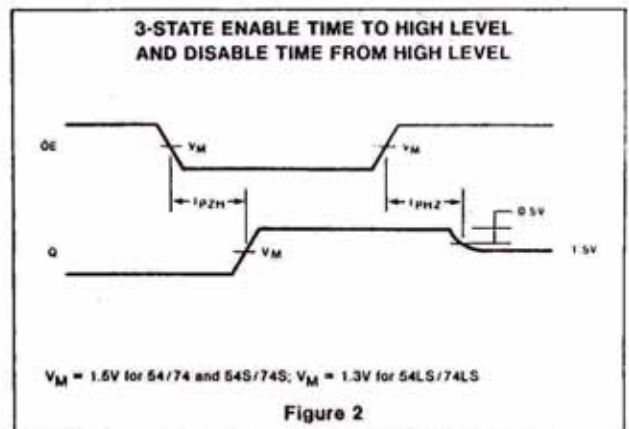
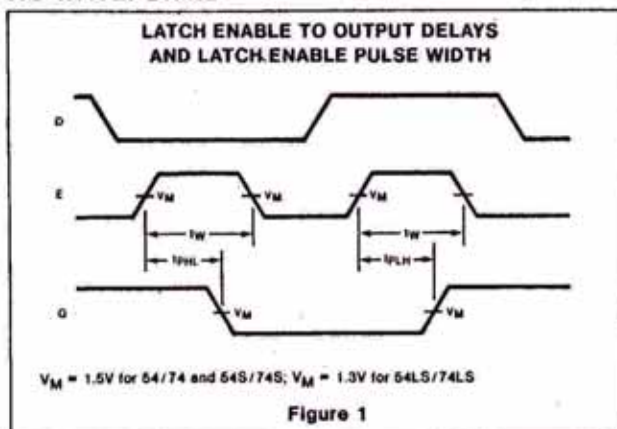
AC SETUP REQUIREMENTS: $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)

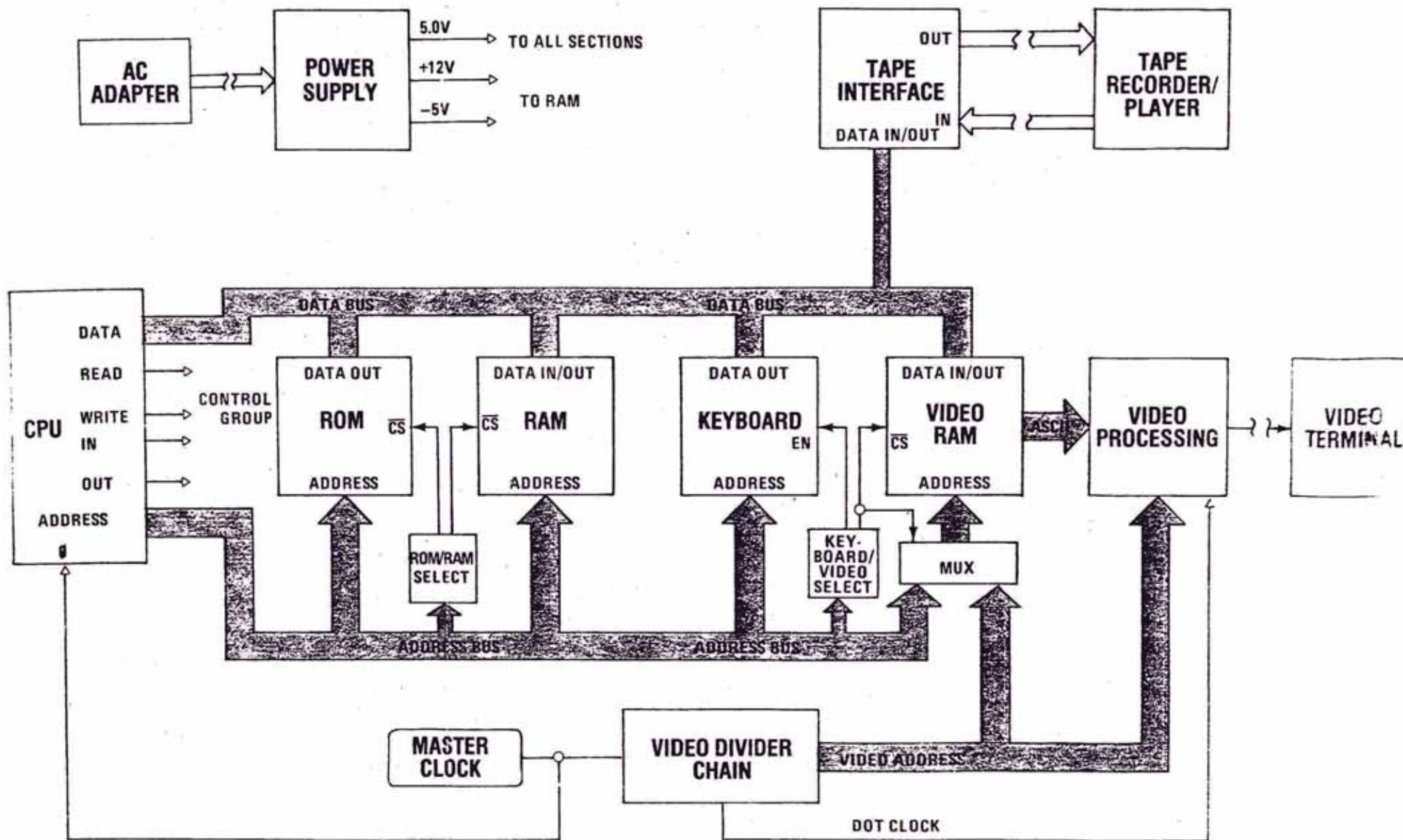
PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max		
t_W	Latch Enable pulse width	Figure 1						15	ns
t_s	Setup time Data to Latch Enable	Figure 5						3.0	ns
t_h	Hold time Data to Latch Enable	Figure 5						10	ns

Note

d. These tests are for reference only. They represent the delay time to guarantee that a device is disabled and can no longer drive the bus.

AC WAVEFORMS





System Block Diagram

The 80 integrated circuits contained in the TRS-80 can be broken down into about 10 major sections. Figure 1 shows these sections as they relate to other sections. The heart of the system is definitely the CPU (Central Processing Unit). You might consider the CPU as being a very dumb calculator circuit. It may be dumb, but it's a fast dummy. Most of the leads on the CPU are data lines and address lines. The CPU tells the address bus where the data it wants is located, and the data bus is a good place for the information to come back to the CPU. The address lines are outputs from the CPU. They never receive data or addresses from other sections. The data lines on the other hand can give or receive data.

ROM

If the CPU has to be the heart of the system, the ROM (Read Only Memory) could be considered the brains. The ROM tells the CPU what to do; how to do it and where to put it after it's done. Without the ROM, the CPU would just sit there and oscillate. When power is first applied to the system, the CPU has just enough smarts to output an address to the ROM that locates the CPU's first instruction. The ROM shoots back the first instruction and then the two really start communicating. In less than a second, the CPU, under ROM supervision, performs all the house-keeping necessary to get the system alive and a "READY" flashes on the screen.

If the CPU misses that first piece of ROM data, then it may go bananas. It may tell the ROM that it is ready to load a tape so the ROM tells it how to do that. The Tape Recorder turns on. But since the CPU is now playing games in the video memory, who cares about the tape? The CPU operates at about 2 MHz; therefore, digital screw-ups seem instantaneous.

Remember that the CPU is the work horse and the ROM is the boss. The ROM tells the CPU how to do it, when to do it, and where it put it.

RAM

The next major section in Figure 1 is the RAM (Random Access Memory). This memory is where the CPU may place data it doesn't need until later. The RAM is also the place where the programs are kept. If you tell the computer to count to 10,000, then the CPU stores your instructions in the RAM. If you tell the Computer to do it *now*, here is what happens:

The CPU tells the ROM someone wants in. The ROM tells the CPU to go to the Keyboard and find out who. The CPU finds out, tells the ROM that it's The boss. The ROM tells the CPU to find out what he wants. The CPU tells the ROM that the boss wants *us* to RUN. The ROM tells the CPU to go to RAM and find out what the boss wants done. The CPU says the boss wants to count to 10,000. The ROM tells the CPU how to do it. After it's done, the ROM tells the CPU to find out what to do with it. The CPU informs the ROM that the 10,000 has got to go on the Display and must be saved. The ROM tells the CPU how to put it on the Display and then tells it to store the 10,000 somewhere in RAM; but it had better remember where it is. The CPU tells the ROM that the job is done. The ROM tells the CPU to monitor the Keyboard in case the boss wants something else.

The CPU looks to the ROM for instructions. The CPU then follows the ROM's instructions and looks to the Keyboard, then the RAM. In all cases, the CPU applies address locations to the ROM, RAM and Keyboard. The data lines are then checked for input data that corresponds to these address locations. In case of an output from CPU to RAM, the CPU selects the address, puts data on the data lines and then instructs the RAM to store the data that is on the data lines.

Notice that *only* the CPU communicates with all other sections. If the CPU is told by ROM to store something from ROM into RAM, the CPU can't make the RAM receive ROM data direct-

ly, Instead, the CPU takes the data from ROM and then sends it to RAM. The CPU must act as intermediary between the two. The reason for this is that the CPU is the only section that can address locations and pass data to all other sections.

Keyboard, Video RAM And Video Processing

The Keyboard section is not necessary as far as the CPU is concerned, but it is very necessary for the operator (that's you!). The Keyboard is our method of making known our instructions to the CPU. The opposite is true for the Video RAM. In this case, the CPU wants to tell us it needs data or it may want to show us the result of a complex calculation. So, the request for more information or the result is stuffed into the Video RAM. Anything in Video RAM is automatically displayed on the Terminal. The Video Processing section handles this. Data in the Video RAM is in ASCII. Converting ASCII into the alphanumeric symbols we recognize is the job of the Video Processor. A ROM contains all of the dot patterns. The ASCII locates the character pattern, and the Video Processor sends it out to the Terminal.

It acts somewhat like a multipole, multiposition switch. When the Video Divider Chain is in control, the MUX is switched so that only addresses from the divider chain are directed to the Video RAM. The CPU may need to read or write data into the Video RAM. If so, the MUX is switched so that the CPU has control over Video RAM's address. After the CPU is finished, the addressing task is reassigned to the Divider Chain.

Video Divider Chain

Composite video going to a video terminal is extremely complex. Aside from the video signal, there is the horizontal and vertical sync. These signals must be very stable and be outputted in the correct sequence. The CPU is busy enough as it is, so the Video Divider Chain handles the TV work. It generates the sync signals and addresses the Video RAM in a logical order so that the Video Processor can handle video data efficiently. Notice the block under the Video RAM labeled MUX. This is short for Multiplexer.


The Memory Map

Maybe you've asked the question "Which output port is the display?" The answer is that the TRS-80 does not use an output port for the display. The TRS-80 is memory-mapped. In a memory-mapped system an address will define and select all other subsections.

Figure 2 shows the Memory Map for a Level I TRS-80. From memory locations 0000 to 0FFF, the Level I ROMs are present. The Keyboard is located from address 3800 to 38FF. The Video Display is located from 3C00 to 3FFF. The RAMs start at 4000 and, depending on how much RAM is in the system, can extend down to address 7FFF.

As we told you before, upon power-on, an address location is outputted by the CPU requesting information from the ROMs. Since the ROMs are located at addresses 0000 to 0FFF, the CPU will be outputting addresses in this area. If the CPU needs some kind of keyboard data, it will output addresses 3800 through 38FF and see if anything is in this "memory" location. If the CPU wants to show the programmer something on the display, all it has to do is address the Video Display section of the map and store data in these locations. Something to remember: the Video Display shows what is in memory locations 3C00 through 3FFF.

Notice memory locations 4000 to 41FF. At address 4000 RAM starts. But, part of the RAMs are used by BASIC as general housekeeping memory locations. Hence, the user accessible RAM actually starts at address 4200.

HEX ADDRESS	DESCRIPTION OF CONTENTS/USAGE
0000 To 0FFF	Level I ROMS
1000 To 37FF	Not used
3800 To 38FF	Keyboard
3900 To 3BFF	Not used
3C00 To 3FFF	Video Display
4000 To 41FF	RAM Used by BASIC LEVEL 1
4200 To 4FFF	Useable RAM starts here 
5000 To 5FFF	RAM
6000 To 7FFF	RAM
8000 To FFFF	Not used

The diagram illustrates the cumulative size of RAM blocks. A vertical line on the right side of the table indicates the total RAM size. Three double-headed arrows point to this line: the first is labeled '4K RAM' and spans from 4000 to 4400; the second is labeled '8K RAM' and spans from 4000 to 4800; the third is labeled '16K RAM' and spans from 4000 to 5600. An arrow points from the text 'Useable RAM starts here' at address 4200 to the 4200 mark on the vertical line.

NOTE: Map not drawn to scale.

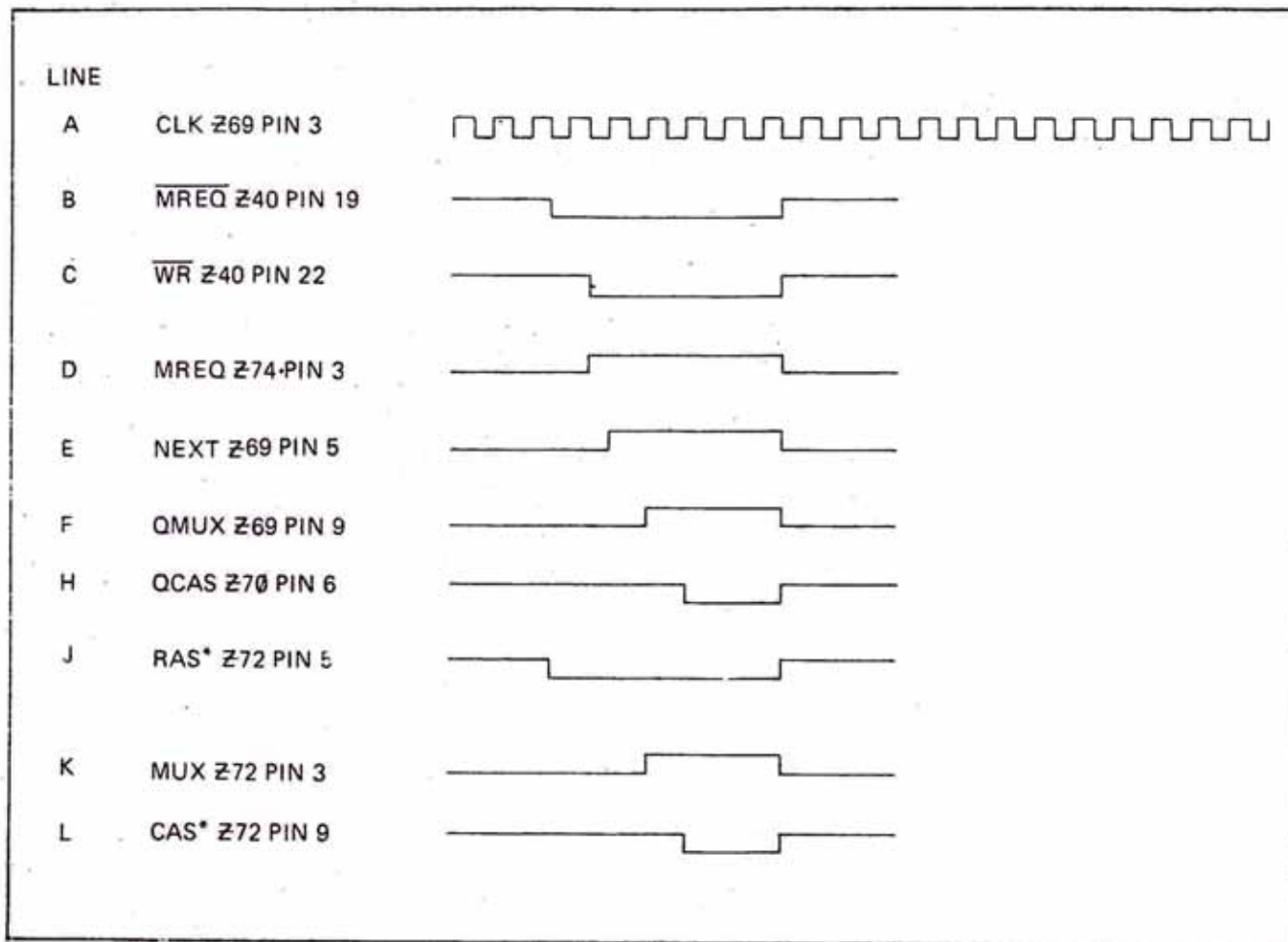
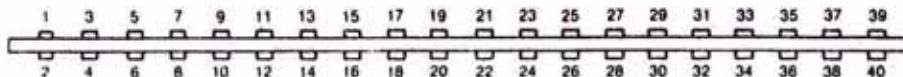


FIGURE 4. Waveform Chart

Pin Connections for Expansion- Port Edge Card

P/N	SIGNAL NAME	DESCRIPTION
1	RAS*	Row Address Strobe Output for 16-Pin Dynamic Rams
2	SYSRES*	System Reset Output, Low During Power Up Initialize or Reset Depressed
3	CAS*	Column Address Strobe Output for 16-Pin Dynamic Rams
4	A10	Address Output
5	A12	Address Output
6	A13	Address Output
7	A15	Address Output
8	GND	Signal Ground
9	A11	Address Output
10	A14	Address Output
11	A8	Address Output
12	OUT*	Peripheral Write Strobe Output
13	WR*	Memory Write Strobe Output
14	INTAK*	Interrupt Acknowledge Output
15	RD*	Memory Read Strobe Output
16	MUX	Multiplexor Control Output for 16-Pin Dynamic Rams
17	A9	Address Output
18	D4	Bidirectional Data Bus
19	IN*	Peripheral Read Strobe Output
20	D7	Bidirectional Data Bus
21	INT*	Interrupt Input (Maskable)
22	D1	Bidirectional Data Bus
23	TEST*	A Logic "0" on TEST* Input Tri-States A0-A15, D0-D7, WR*, RD*, IN*, OUT*, RAS*, CAS*, MUX*
24	D6	Bidirectional Data Bus
25	A0	Address Output
26	D3	Bidirectional Data Bus
27	A1	Address Output
28	D5	Bidirectional Data Bus
29	GND	Signal Ground
30	D0	Bidirectional Data Bus
31	A4	Address Bus
32	D2	Bidirectional Data Bus
33	WAIT*	Processor Wait Input, to Allow for Slow Memory
34	A3	Address Output
35	A5	Address Output
36	A7	Address Output
37	GND	Signal Ground
38	A6	Address Output
39	+5V	5 Volt Output (Limited Current)
40	A2	Address Output

NOTE: *means Negative (Logical "0") True Input or Output



**Mates with AMP P/N 88103-1 Card
Edge Connector or Equivalent**

Explanation of Expansion Port Signals

The table on the facing page lists all the Expansion Port pin connections and signal names. Figure 22 shows the connection points as they exist on the back of the Logic PCB. The following detailed description of the various signals will aid you in understanding (and using) the Expansion Port.

Address Output: There are 16 of these lines, labeled A0 thru A15. A0 is the least significant bit, and A15 is the most significant bit. These outputs form the address bus from the TRS-80 microprocessor. If you monitor these lines, you would know exactly where in memory the CPU was reading or writing data. The address bus can address up to 65,536 different memory locations ($2^{16} = 65,536$). Each line will drive only one TTL load.

Bi-directional Data Bus: There are 8 of these lines, labeled D0 thru D7. D0 is the least significant bit and D7 is the most significant bit. The CPU uses the data lines to move binary data from one section to another section in the Computer. Since this bus is bi-directional you should use tri-state buffers for input and output data moves.

Row Address Strobe Output: This line is labeled RAS*. It is normally high and goes low only when the CPU is outputting the ROW portion of the address. It is used to address dynamic RAMS. (See RAM Addressing in text for operation.)

Column Address Strobe Output: This line is labeled CAS*. It is normally high and goes low only when the CPU is outputting the column portion of an address. It too is used to address Dynamic RAMS. (See text for operation.)

Multiplexer Control Output: This output is labeled MUX. It is used to select the proper address line in conjunction with RAS* and CAS* for the RAMS. (See text for operation.)

System Reset Output: This output is labeled SYSRES*. It goes low only when the Reset button is pressed, or upon power up. It can be used to reset external devices at the same time as the TRS-80 is reset. Normally it will be high.

Test Input: This line is labeled TEST*. When taken low it will tri-state the data, the address and the control group buffers. Normally, it will not be used by external circuits. It is used only during factory testing and in some cases during troubleshooting.

Processor Wait: When taken low, WAIT* will pause the CPU from further processing until WAIT* goes back high. In some cases an external device may need time to gather data. The WAIT* input will give the external device the time it needs.

Memory Write Strobe: When WP* goes low, the CPU is writing the data present on the data bus into the memory specified by the address bus. It is normally high.

Memory Read Strobe: When RD* goes low, the CPU is reading data present on the data bus from the memory location specified by the address bus. It is normally high.

Peripheral Write Strobe: OUT* operates somewhat like WR*; except OUT* is a port function. When OUT* goes low, data present on the data bus is meant to be received by the port specified by the 8 lower order bits in the address bus, A0 thru A7. The Z80 can address up to 256 output ports.

Peripheral Read Strobe: IN* operates somewhat like RD*, except IN* is a port function. When IN* goes low, the CPU is looking for data on the address bus that comes from the port specified by the 8 lower order bits of the address bus (A0 thru A7). The Z80 will address up to 256 input ports.

Interrupt Input: INT*, when taken low, will force the CPU to a predetermined address in ROM. There are three modes of operation. In the first, this line is ignored. In the second mode, INT* causes the CPU to go to address 0038 Hex and to go on from there. In the last mode, the CPU may go anywhere in memory you want but this function cannot be used in the TRS-80 due to internal circuits. See a Z-80 technical manual for more information on this input.

Interrupt Acknowledge: INTAK* goes low whenever the CPU enters an interrupt mode. It is useful for external circuitry to know that the CPU actually did go into an interrupt routine.

System Ground: Ground is the reference point of all voltages and logic levels in the TRS-80.

5 Volt Output: This line comes from the 5-volt power supply. The power supply in the TRS-80 is designed to drive just the TRS-80 and a little more for overhead. It is suggested that you do not use this output for external devices. *In Level II machines this pin has been modified to show a ground, instead of 5 volts.*

APENDICE D

DISEÑO DE LOS ELEMENTOS DE MAQUINA

En la Figura D se muestra un conjunto de poleas y fajas interconectadas entre sí.

La velocidad tangencial en los puntos 1 y 2 son iguales:

$$V_{t1} = V_{t2}$$

$$\omega_1 r_1 = \omega_2 r_2 \quad \dots(A)$$

La velocidad tangencial en los puntos 3 y 4 son iguales:

$$\omega_2 r_3 = \omega_1 r_4 \quad \dots(B)$$

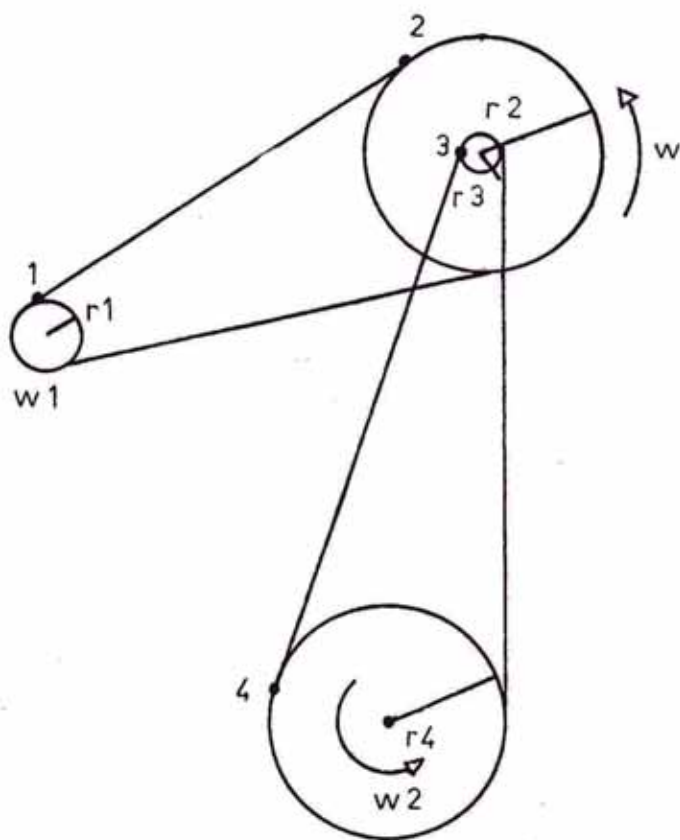
De la ecuación A y B tenemos

$$\frac{\omega_1 r_1}{r_2} = \frac{\omega_2 r_4}{r_3}$$

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{r_2 r_4}{r_3 r_1}$$

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{r_3 r_4}{r_2 r_1}$$

El factor de reducción será función de los radios de las poleas.



CONJUNTO DE POLEAS Y FAJAS PARA
REDUCIR VELOCIDAD ANGULAR

FIG. D