

110
205.

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA



DISEÑO DE UN DISPOSITIVO PARA MEDIR POTENCIA EN MOTORES.

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
AREA MECANICA
P R E S E N T A
OSCAR ABDUL MUÑIZ ROMERO

DIRECTOR: M. EN I. GABRIEL ASCANIO GASCA
CO-DIRECTOR. DR EDMUNDO BRITO DE LA FUENTE.

MEXICO, D. F.

1998



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

El presente trabajo fue desarrollado en el Centro de Instrumentos de la UNAM, bajo la tutoría del M. en I. Gabriel Ascanio, y con la supervisión del Ing. Ricardo Damián. Este trabajo fue financiado por la DGAPA - UNAM Proyecto IN-502696 e IN-503295.

*A mis padres Gudelia y Guillermo
y a mi hermano Jonatan*

*Porque solamente ellos saben el esfuerzo y
esmero que dediqué para realizar este trabajo*

*A mis buenos amigos Alberto, Arcelia, Carlos
Cesar, David, Edith, Ernesto, Hugo, Humberto
Inés, Ivonne, Leopoldo, Luis, Rolando, Selene
Berenice y Yaneli.*

*Gracias por su amistad, ayuda y comentarios, y mas
aún su infinita paciencia.*

Un agradecimiento muy especial al Ing. Ricardo Damián por la ayuda infinita en la realización de esta tesis, la cual fue posible gracias a su ayuda y consejos.

Agradezco también de manera muy especial al Dr. Edmundo Brito y al M. en I. Gabriel Ascanio, por haberme brindado su apoyo y amistad en todo momento.

Al Dr. Enrique Galindo por su ayuda para la realización de este trabajo

Al Departamento de Alimentos de la Facultad de Química, por su ayuda en el equipo prestado

Al Taller de Diseño Mecánico en especial a mis amigos Juan Arenas, Daniel Ruiz, Norberto Mosqueda, y a Valentin López.

A los miembros del jurado por la revisión y comentarios

Dr. Marcelo López Parra

Dr. Vicente Borja

M. en I. Leopoldo Gonzalez

Dr. Saul Santillán

M. en I. Gabriel Ascanio

Y a todos aquellos que estoy omitiendo por falta de espacio, pero que ellos saben que me ayudaron en la realización de esta tesis.

ÍNDICE

<i>Índice General</i>	i
<i>Nomenclatura</i>	iv
INTRODUCCIÓN	1
1 - ANTECEDENTES	5
1.1 - Mezclado	5
1.2 - Motores	6
1.3 - Pérdidas en los motores	10
2 - SISTEMAS PARA DETERMINAR EL CONSUMO DE POTENCIA	13
2.1 - Mediciones calorimétricas	13
2.2 - Mediciones eléctricas	15
2.3 - Dinamómetros	19
2.4 - Torquímetros	21
2.5 - Sistemas de sensores de esfuerzos y telemetría	24
2.6 - Ventajas y desventajas de los diferentes sistemas de consumo de potencia	25
3 - DISEÑO Y DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA	28
3.1 - Criterios y parámetros de selección	28

3.2 - Sistema electrónico	30
3.2.1 - Sensores para captar muestras	30
3.2.2 - Multiplicadores de señales	33
3.2.3 - Detector de Fase	37
3.2.4 - Atenuadores	41
3.2.5 - Convertidores de C.A. a C.D.	42
3.2.6 - Amplificadores operacionales para ganancia de salida	45
3.2.7 - Fuente de alimentación	47
3.3 - Interfaz entre la tarjeta y la computadora	50
3.4 - Programa de adquisición y procesamiento de datos	59
4 - CALIBRACIÓN	66
4.1 - Calibración del dispositivo	66
4.2 - Ajustes para los multiplicadores	74
4.3 - Energía entregada al fluido	75
4.4 - Freno Mecánico	78
5 - ANÁLISIS ECONÓMICO	82
5.1 - Costo del equipo comparado con los demás dispositivos	82
5.2 - Consumo de energía	84

6 - PRUEBAS Y RESULTADOS	86
6.1 - Calibración del dispositivo con un torquímetro	86
6.2 - Precisión	88
6.3 - Rango de operación	90
6.4 - Limitante de las señales de entrada en el multiplicador	91
6.5 - Facilidad de operar el equipo	92
7 - CONCLUSIONES	93
Conclusiones Generales	93
Recomendaciones.	94
Diseño del equipo	94
Calibración del dispositivo	95
Evaluación de pérdidas	96
Limitantes electrónicas del dispositivo	97
Convertidor analógico digital	97
BIBLIOGRAFÍA	99
APÉNDICES	102

NOMENCLATURA

P	Potencia	[Watts]
T	Par mecánico	[Nm]
ω	Velocidad angular	[rad/s]
V	Voltaje	[V]
I	Corriente	[amperes]
ϕ	Ángulo de fase	[°]
V	Volumen	[m ³]
C_p	Calor específico	[J/kgK]
dT	Variación de Temperatura	[K]
dt	Variación de tiempo	[s]
P_f	Factor de potencia	[adimensional]
B	Brazo de palanca	[m]
N	Velocidad de agitación	[rpm]
R	Resistencia	[Ω]
E	Voltaje	[V]
T	Tiempo	[s]
SW	Resistencia interna convertidor	[Ω]
pp	Voltaje pico-pico	[V]
k	Constante simbólica	[adimensional]
D	Bits	[adimensional]
H, F, A	Dirección hexadecimal	[adimensional]
Hz	Hertz	[s ⁻¹]

Subíndices

c	Entrada
m	Mecánico
<i>f</i>	Fase
x	Entrada de señal
y	Entrada de señal
var	Variable
IH	High Input (entrada máxima)
IL	Low Input (entrada mínima)
OH	High Output (salida máxima)
OL	Low Output (salida mínima)
cc	Corriente continua (alimentación)

INTRODUCCIÓN

Determinar la potencia que consumen los equipos en la industria de proceso resulta ser una tarea de gran importancia, no sólo para los industriales, sino también para los inversionistas, debido a lo atractivo que resulta poder adquirir un determinado equipo que cumpla con los requerimientos reales que requiere el proceso.

En la Ingeniería, como en otras ciencias aplicadas, el costo es un punto muy importante que deben tomarse en cuenta al analizar un proceso cualquiera que éste sea. Teniendo firme este principio, podemos percibir que al analizar un proceso, muchas veces por la cantidad de piezas a realizar, o por el tipo de operación a desarrollar, resulta más práctico emplear un dispositivo de menor capacidad para poder obtener las mejores ganancias con la mínima inversión.

Para tener mayores ganancias debemos ahorrar energía, y para ello requerimos conocer las pérdidas implícitas en el proceso, con las cuales podremos analizar los parámetros que nos permiten minimizarlas. En algunos procesos estas pérdidas son pequeñas y hasta cierto punto despreciables; sin embargo en los tanques agitados *mecánicamente*, con motores del orden de 15 kW de potencia, las pérdidas que se presentan en el proceso resultan ser en muchos casos, mayores que la misma energía suministrada al proceso.

Existen actualmente distintos sistemas para determinar el consumo de potencia en un proceso, entre los cuales destacan: mediciones calorimétricas, mediciones eléctricas, dinamómetros, torquímetros, y sistemas de sensores de esfuerzos y telemetría.

Una de las desventajas de la mayoría de ellos radica en la necesidad de instalar un equipo adicional al motor o al tanque, para poder determinar la potencia, lo cual repercute en un costo de instalación de un equipo secundario. En plantas de investigación o laboratorios, esto puede no ser un inconveniente, pero en industrias de proceso en las cuales instalar un torquímetro implicaría detener el proceso por un cierto periodo para desmontar el motor, diseñar bases para sujetar el torquímetro, montar coples etc., o en el caso de un dinamómetro, diseñar acoplamientos para sujetar el equipo a un brazo de palanca y montar el tanque sobre un rodamiento de baja fricción, resultan ser soluciones no muy atractivas para determinar la potencia que el proceso requiere.

Los sistemas basados en medios eléctricos miden voltaje y corriente y multiplicados entre sí nos dan la potencia real en un motor, siempre y cuando éste sea alimentado por corriente continua. En motores de corriente alterna esta potencia representa solamente la potencia aparente, por lo cual requerimos conocer el factor de potencia, es decir el ángulo de defasamiento que existe entre voltaje y corriente para obtener la potencia real. Anteriormente el factor de potencia solamente se estimaba como un valor que oscila entre 0.8 y 0.9, el cual multiplicado por el

producto " $V \times I$ " nos permite corregir el valor de potencia aparente y obtener así la potencia real.

De las consideraciones anteriores surgió la necesidad de diseñar un sistema que midiera realmente el factor de potencia, el cual dependiendo de la carga a la que esté sometido el motor (viscosidad del fluido, temperatura, etc.) tendrá variaciones más grandes que no oscilan entre 0.8 y 0.9, además de buscar la manera de medir estos parámetros lo más práctico que sea posible, sin perder de vista la instalación de menos equipo, lo que se vería reflejado en un menor tiempo de paro en el proceso, además de ser más económico en comparación con los demás dispositivos.

El presente trabajo describe el diseño de un dispositivo para medir corriente, voltaje y factor de potencia para poder determinar la potencia real, la cual se visualizará en una computadora con la ayuda de gráficos y datos captados mediante una interfaz entre la computadora y el dispositivo. Dicha interfaz recibe datos por el puerto paralelo. El voltaje se mide mediante unos conectores (caimanos) colocados en los bornes de alimentación del motor en cuestión, los cuales llegan al primario de un transformador de doble embobinado para poder medir la potencia de un motor que se alimenta a 127 V ó 220 V.

La corriente se mide con una pinza la cual tiene un embobinado que a su vez inducirá un corriente de menor intensidad pero representativa de la corriente total de alimentación. El factor de potencia se mide con un circuito integrado que nos entrega un voltaje correspondiente a los valores de ángulo de defasamiento. La captación de

datos se realiza por medio de un programa elaborado en Visual Basic, el cual permite visualizar los datos de una forma más sencilla y amigable. El dispositivo se caracterizó con un freno mecánico adaptado a un torquímetro.

1 - ANTECEDENTES

1.1 - MEZCLADO

El mezclado puede ser definido como la incorporación de dos o más porciones disímiles de un material, con el que se logra un nivel deseado de uniformidad, ya sea físico o químico, en el producto final (Holland y Chapman, 1966). En general, el término mezclado se aplica a las operaciones encaminadas a reducir las desigualdades o gradientes en composición, propiedades o temperatura de un material (Uhl y Gray, 1966). En algunos casos, se realiza también con la finalidad de incrementar la velocidad de procesos que involucran reacciones químicas o bioquímicas, así como mejorar la transferencia de masa y calor.

Las operaciones de mezclado se encuentran muy ampliamente difundidas en las industrias cuyos procesos involucren cambios físicos y químicos, v.gr la industria farmacéutica, de alimentos, papel, plásticos, aceites, etc (Nienow *et al*, 1985). Como resultado, es considerablemente elevado el volumen de capital que se requiere como inversión fija y para costos de operación destinados a procesos de mezclado. Estas operaciones son, en ocasiones, llevadas a cabo en un nivel muy grande de empirismo. Adicionalmente, no existen códigos de diseño de equipos de mezclado que sean ampliamente aceptados (Nienow *et al*, 1985). Por otra parte, los equipos de mezclado están poco instrumentados, por lo que las deficiencias en la operación solo se vuelven obvias por una mala calidad del producto y los sobrediseños no se detectan (Galindo, 1995a).

Conocer la potencia que se suministra al fluido es de suma importancia ya que es necesario para poder escalar este proceso y poder generalizarlo a cualquier tipo de fluido, tarea que actualmente se encuentra en desarrollo.

1.2 - MOTORES

Los motores son dispositivos que transforman energía eléctrica en mecánica. La energía mecánica sale del motor por medio de una flecha en movimiento rotatorio. Usualmente esta energía se mide por unidad de tiempo, o sea, con base en el concepto de potencia, de manera que sus componentes sería el momento (o par) y la velocidad angular.

$$P_m = T \omega \quad [1.1]$$

En el Sistema Internacional de Unidades, la potencia se mide en watts, el par en newtons-metro y la velocidad angular en radianes/segundo, y la ecuación 1.1 no requiere de ninguna constante de conversión de unidades.

La energía eléctrica entra al motor, por conducto de cables y conexiones eléctricas. También se maneja como potencia eléctrica de corriente, de modo que sus componentes serán expresados por el voltaje y la intensidad de corriente como se presenta a continuación:

$$\text{para corriente directa (C.D.)} \quad P_e = VI \quad [1.2]$$

para corriente alterna (C.A.) $P_e = VI \cos(\phi)$ [1.3]

para corriente alterna tres fases (C.A.) $P_e = \sqrt{3} \cdot VI \cos(\phi)$ [1.4]

La potencia se mide en watts, el voltaje en volts y la intensidad de corriente en amperes.

El proceso de conversión de energía realizado por un motor en su forma más elemental, se representa con el siguiente diagrama.

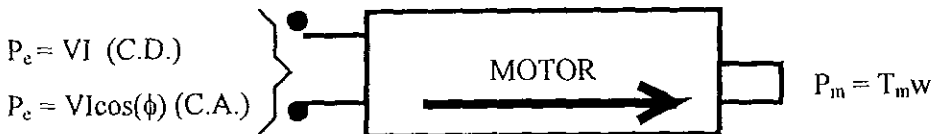


Figura 1.1 Conversión de energía en un motor.

Desde el punto de vista mecánico, todos los motores se componen de dos partes principales que son:

a) Estator. Abarca el conjunto de piezas inmóviles (o estáticas, de donde toma su nombre). Comúnmente cuando nos referimos al estator hablamos solamente de los órganos electromagnéticos fijos en el interior de la coraza, pero en rigor, son todas las piezas que lo conforman.

b) Rotor. Abarca el conjunto de piezas giratorias (o rotatorias, de donde toma su nombre).

Desde el punto de vista funcional, también se consideran dos grupos de partes. Este enfoque es más importante para el estudio del motor. Los elementos que lo componen se pueden observar en la figura 1.2

c) Armadura. Se define como armadura al órgano en el que se inducen las fuerzas contraelectromotrices

d) Rotor. La contraparte de la armadura es un sistema polar que para esta máquina se localiza en el rotor. Los polos magnéticos no tienen un lugar fijo, sino que se van deslizando lentamente por la periferia de su núcleo. Por esta razón, los polos magnéticos no son fácilmente identificables y se prefiere conservar el nombre de rotor.

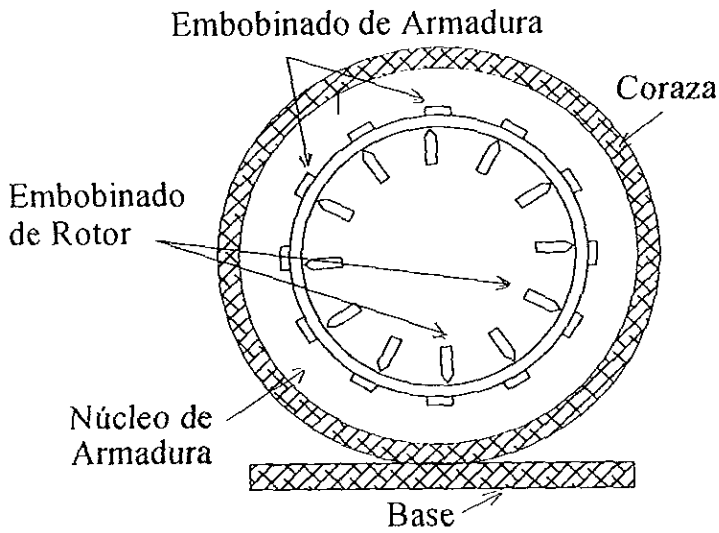
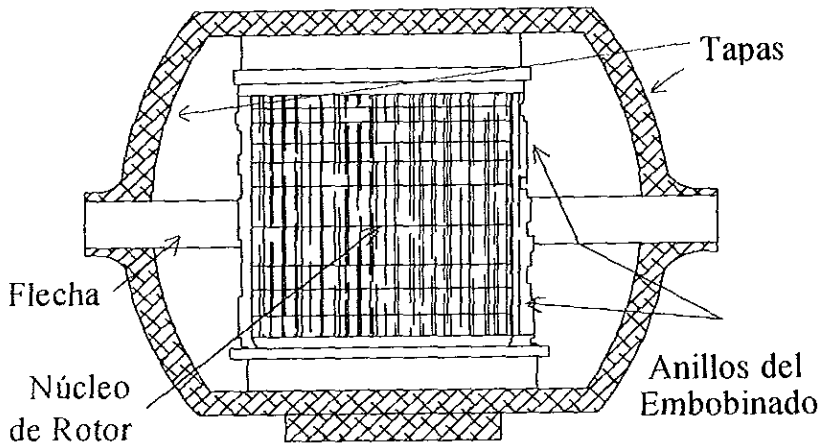


Figura 1.2. Diagrama interno de un motor

1.3- PÉRDIDAS EN LOS MOTORES

Las pérdidas, debidas a muchos factores que mencionaremos más adelante, son aspectos importantes que permiten estimar de una manera muy aproximada la potencia que realmente tenemos a la salida del motor (flecha rotatoria).

En el proceso de mezclado existen básicamente tres subsistemas: el motor, la transmisión y el tanque. La potencia total consumida por el motor descontando las pérdidas por fricción y la transmisión, nos darán la potencia entregada al fluido. Para poder entender a que nos referimos en cuanto a la división de las pérdidas en los motores se muestra la tabla 1.1.

Debido a que en los procesos de mezclado tenemos variación en cuanto al régimen de giro del motor, el rozamiento que ocurre en los rodamientos resulta ser ahora un parámetro determinante en las pérdidas del motor. El rozamiento en un rodamiento es el factor determinante en lo concerniente a la generación de calor en el rodamiento y por consiguiente, de él depende la temperatura de funcionamiento. El rozamiento depende de la carga y de otros factores entre los cuales los más importantes son el tipo y tamaño del rodamiento, el cual está determinado por la capacidad del motor, y la cantidad y tipo de lubricante, que para un motor generalmente es grasa.

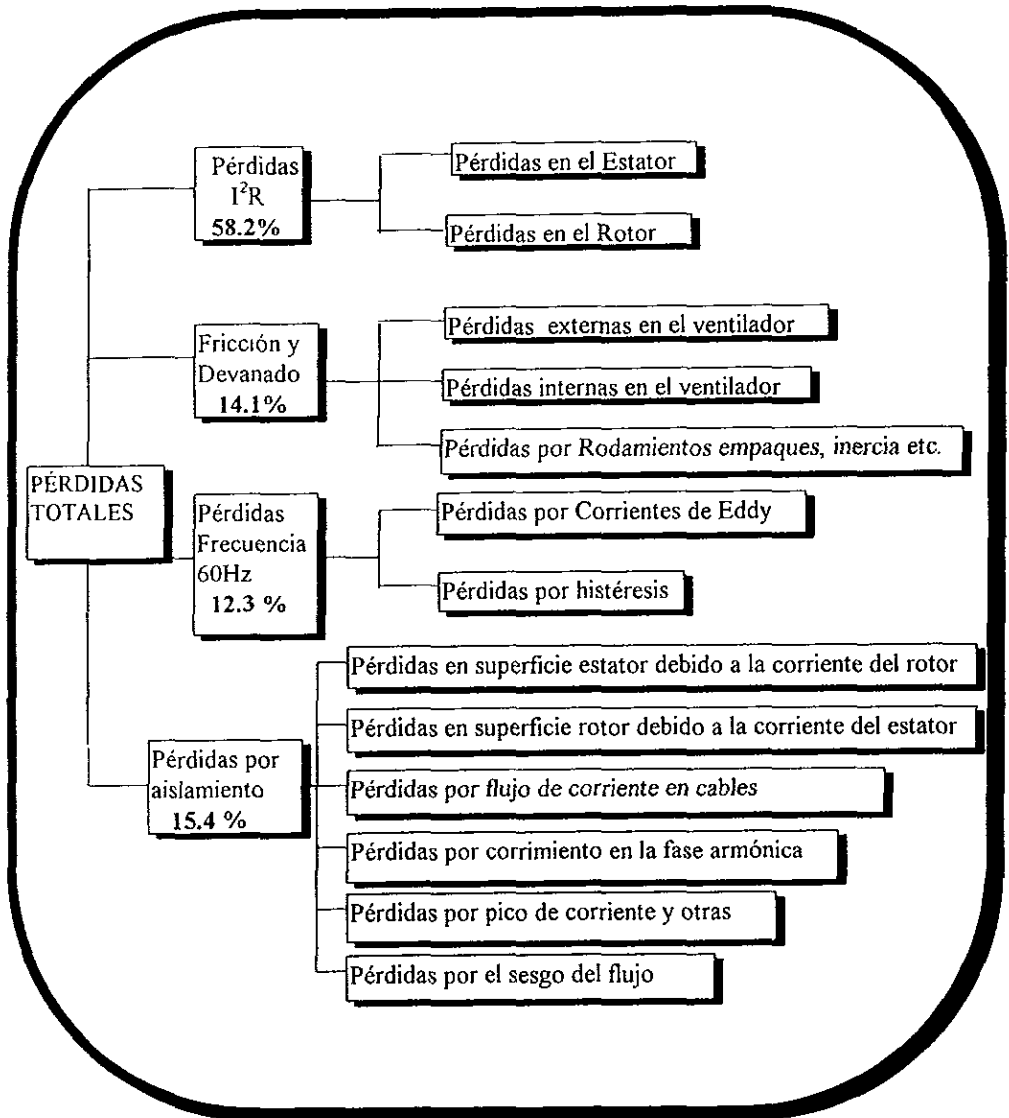


Figura 1.1 Pérdidas en un motor de 25 HP a 1800 rpm (Robert J. Lawrie).

El calor que se produce en el rodamiento trabajando por debajo de las condiciones nominales repercute en las pérdidas totales que tiene el motor, lo cual se produce debido que a velocidades muy lentas, se hace imposible la formación de una película elastohidrodinámica de lubricante entre los elementos rodantes y los caminos de rodadura.

2 - SISTEMAS PARA DETERMINAR EL CONSUMO DE POTENCIA

A partir de los años 50 se han desarrollado diversos sistemas para la cuantificación de la potencia suministrada al fluido por un equipo de agitación. Durante este tiempo, se ha buscado perfeccionar estos sistemas, con la finalidad de obtener una medición cada vez más precisa.

Los métodos usados para determinar el consumo de potencia incluyen el empleo de wattímetros, amperímetros, dinamómetros, torquímetros y sistemas basados en sensores de esfuerzos, cuyos principios de medición, ventajas y desventajas se detallarán a continuación.

2.1 - MEDICIONES CALORIMÉTRICAS

Oosterhuis y Kossen (1981) determinaron la potencia consumida para producir el movimiento del fluido mediante un balance de energía. Ellos midieron el incremento en la temperatura del fluido bajo condiciones no gaseadas. La potencia la calcularon mediante la siguiente expresión:

$$P = V\rho C_p \frac{dT}{dt} \quad [2.1]$$

donde P es la potencia, V es el volumen del biorreactor, ρ es la densidad del fluido, C_p es el calor específico (J/Kg K), dT es la variación en la temperatura (K) y dt es la variación en el tiempo.

Oosterhuis y Kossen realizaron un balance de calor demostrando que la pérdida de calor a través de la pared del tanque es menor al 1% del suministro total de potencia. La determinación de cambio de temperatura con respecto al tiempo se realizó por medio de termistores acoplados a un graficador. La variación (dT/dt) fue lineal durante el tiempo de desarrollo de los experimentos.

Bourne *et al* (1981) implementaron un método calorimétrico que evita los problemas por pérdidas por fricción que se presentan al usar dinamómetros para la medición de consumo de potencia. Este método consiste en medir la diferencia en temperatura entre el seno del líquido y la pared de la chaqueta en función del tiempo, usando un calorímetro de flujo de calor. La potencia usada para producir el mezclado del líquido se obtuvo asumiendo que la potencia disipada por el agitador se usa exclusivamente para calentar el fluido del tanque. Este método se empleó para cuantificar el suministro de potencia en impulsores de ancla y agitadores Pflauser, en un calorímetro de 1 litro.

Las mediciones de potencia por medio de balances de calor son, en general, poco usadas. Se deben considerar muchos aspectos dentro del balance, por ejemplo, el calor transferido hacia el fluido por el serpentín o la chaqueta, el calor de reacción (sistemas en los que se presentan reacciones químicas o bioquímicas), la potencia disipada por efectos viscosos, el calor transferido al medio exterior, el calor generado por el rompimiento de las burbujas de aire del seno del líquido, etc. Por lo que las expresiones generadas para obtener el suministro de potencia dirigido a

producir el movimiento del fluido son complicadas en vista de todos los factores que deben de considerarse.

Por otra parte, se requiere de termistores de alta sensibilidad colocados en diversos puntos del tanque o fermentador, por medio de los cuales se pueda registrar las variaciones de temperatura, inclusive de décimas de grado. También son indispensables amplificadores de señales con varios canales y de alta sensibilidad. Además, la homogenización térmica debe ser lo suficientemente rápida y las pérdidas de calor al medio ambiente tienen que ser minimizadas.

La posición en la que se colocan los termistores en el interior del tanque debe ser evaluada con sumo cuidado, ya que las respuestas deben ser representativas de la condiciones de flujo. Además, la presencia de estos sensores puede alterar los patrones de flujo, especialmente en tanques de volumen pequeño.

2.2- MEDICIONES ELÉCTRICAS

Las primeras técnicas usadas para la determinación del consumo de potencia de un sistema de agitación mecánica, se basaron en mediciones eléctricas realizadas directamente al motor (Brown, 1977) por medio de wattímetros y amperímetros.

Las mediciones eléctricas pueden considerarse de dos tipos, dependiendo del motor utilizado, ya sea de corriente alterna o directa.

Para el caso de sistemas de corriente directa (C.D.), la potencia suministrada por el motor eléctrico está dada por:

$$P = V \cdot I \quad [2.2]$$

donde P es la potencia (watts), V es el potencial eléctrico (volts), I es la intensidad de corriente (amperes) (Brown, 1977; Herrera, 1987). La potencia para este tipo de sistemas podría medirse por medio de un amperímetro o bien, directamente de un wattímetro. Aunque debe considerarse que las pérdidas de potencial en el sistema de agitación pueden ser importantes y representar hasta un 70% de la potencia total suministrada (Herrera, 1987) para tanques de escala laboratorio.

Herrera (1987) estimó el consumo de potencia en ausencia del fluido (*i.e.* vacío) variando la velocidad de agitación entre 100 y 600 rpm, para un sistema de agitación que utiliza un motor de corriente directa. Los resultados muestran que la energía requerida para compensar las pérdidas en el sello mecánico y el motor son, en ciertas zonas, mayores que la energía disipada en el fluido. Se obtuvo una medición exacta y confiable, sólo a la velocidad máxima de agitación (600 rpm). En el caso de la medición para un sistema de dos turbinas Rushton ($D=0.33T$), se obtuvieron datos confiables únicamente en un rango de 400 a 600 rpm, aunque con un error experimental del 10%.

Sin embargo, la mayoría de los tanques a nivel industrial, se mueven por medio de sistemas de corriente alterna (C.A) (Oosterhuis y Kossen, 1981; Nienow *et*

al, 1994). Ya que el voltaje fluctúa entre valores positivos y negativos, la corriente no puede mantenerse constante por impedimentos del circuito. Si se midiera de la misma forma que la corriente directa, se obtendría la “potencia aparente” para sistemas de corriente alterna. La potencia suministrada real por un dispositivo de este tipo, sería menor a la calculada y solo podrá obtenerse usando un wattímetro.

Para este tipo de mediciones debe tomarse en cuenta el factor de potencia para un circuito de corriente alterna, que está dado por:

$$\text{Factor de Potencia} = \frac{\text{Potencia real}}{\text{Potencia aparente}} \quad [2.3]$$

La mayoría de los motores eléctricos trabajan a valores bajos de factor de potencia (P_f) para cargas bajas y factores de 0.8 - 0.9 para la carga total (Brown, 1977; Nienow *et al*, 1994). Es posible determinar el valor de la potencia suministrada por un motor trifásico de corriente alterna usando lecturas de un amperímetro a partir de una línea, de la siguiente forma:

$$P = \sqrt{3}xVxIxP_f \quad [2.4]$$

Una de la principales dificultades reside en la determinación del factor de potencia (P_f) a las diferentes cargas, por lo que, puede haber serias imprecisiones al calcularse la potencia mediante la ecuación 2.4. También debe de tomarse en cuenta la eficiencia del motor, de acuerdo con la ecuación 2.5.

$$\text{Factor de eficiencia} = \frac{\text{Potencia de salida}}{\text{Potencia suministrada}} \quad [2.5]$$

El fabricante debe proporcionar las especificaciones del motor donde se indica como varía este factor de eficiencia conforme se presenta un incremento de la carga (Nienow, 1994)

Además de las imprecisiones mencionadas anteriormente en la determinación de los factores de potencia y de eficiencia, así como en la medición misma del voltaje y de la intensidad de corriente, deben hacerse otro tipo de consideraciones acerca de las cuales se hablará más adelante.

Un equipo de mezclado consume potencia en sus tres subunidades básicas; el motor, la caja de engranes y el tanque en el cual se lleva a cabo el mezclado (King *et al*, 1988). Por lo tanto, la distribución de la potencia suministrada puede expresarse como:

$$P_{\text{total}} = P_{\text{motor}} + P_{\text{caja de engranes}} + P_{\text{mezclado}} \quad [2.6]$$

Las mediciones eléctricas tomadas directamente del motor proporcionan la potencia total suministrada al sistema. Esta potencia, como se expresó anteriormente no representaría la potencia entregada al fluido, por lo que para conocer la potencia entregada al fluido debemos despejar la ecuación quedando:

$$P_{\text{mezclado}} = P_{\text{total}} - (P_{\text{motor}} + P_{\text{caja de engranes}}) \quad [27]$$

Es importante resaltar que, en la mayoría de los casos, la medición eléctrica de la potencia suministrada por el motor, es la mejor alternativa a nivel industrial, dada la magnitud de los fermentadores, en comparación con la instalación de dinamómetros o torquímetros, o bien, debido a los elevados costos de instalación de los sensores de esfuerzos y transductores de torque (Oosterhuis y Kossen, 1981).

2.3- DINAMÓMETROS

Otra manera de evaluar el consumo de potencia es mediante el uso de dinamómetros. El principio de funcionamiento de estos dispositivos se basa en el enunciado de la 3ª Ley de Newton, el cual establece que toda acción o fuerza primaria es seguida de una reacción o fuerza secundaria de la misma magnitud pero en sentido contrario (Holland y Chapman, 1966).

El principio de funcionamiento puede describirse de la siguiente forma: el agitador rotacional imparte una fuerza mecánica a la cual presenta resistencia el líquido del interior del tanque. Este líquido, a su vez, produce un torque sobre el impulsor, el cual se transmite al motor a través de la flecha de agitación. Este torque de reacción tiende a causar que el sistema de agitación rote, sobre su soporte, en dirección contraria a la del impulsor. Esto permite que el torque sea medido

mediante la fuerza transmitida a la plataforma graduada, por medio de un acoplamiento mecánico. A partir de estas mediciones, la potencia se puede obtener como:

Potencia = Torque x Velocidad de desplazamiento angular

o bien,

$$P = F B \omega \quad [2.8]$$

donde P es la potencia (watts), F es la fuerza (Kgc), B es el brazo de palanca (m) y ω es la velocidad angular (s^{-1}). A su vez,

$$\omega = 2\pi N \quad [2.9]$$

y N es la velocidad de agitación (rps).

En la práctica, una parte de este torque de reacción se origina debido a la fricción en bujes y chumaceras o sellos mecánicos, el cual debe ser evaluado y descontado de las mediciones, para obtener la potencia suministrada exclusivamente al fluido (Holland y Chapman, 1966).

Una de las principales desventajas es que, en muchos casos el costo elevado de estos dispositivos, los hace prohibitivos para emplearse a escala industrial (Brown, 1977). También se complica la implementación de dinamómetros que

soporten las cargas usuales en operaciones industriales. Sin embargo, a diferencia de las consideraciones hechas para la escala industrial, los dinamómetros representan opciones en el rango de suministro de potencia de 5 - 15 kW (Brown, 1977), es decir a escala de banco piloto, donde las potencias volumétricas varían en el rango de 6-8 kW/m³ (Einsele, 1976).

Existen diferentes tipos de dinamómetros entre los cuales destacan los dinamómetros acoplados al motor, en los cuales el consumo de potencia es evaluado midiendo el torque necesario para prevenir la rotación del motor con respecto al tanque, el cual se mantiene estacionario. El motor es suspendido por la parte superior y soportado y alineado por medio de cojinetes. En este caso, se mide la potencia total suministrada al sistema. También existen dinamómetros de cojinete, en los cuales el tanque es soportado por un cojinete neumático alimentado por aire, el cual por medio de sus toberas cónicas, forman una película de aire entre los elementos en contacto, disminuyendo la fricción al mínimo entre el tanque y su base. En este caso se mide la potencia entregada al fluido.

2.4- TORQUÍMETROS

El uso de torquímetros se ha extendido tanto a la industria como a centros de investigación, debido a la gran variedad de aplicaciones y el rango de torques que pueden evaluarse. Los torquímetros pueden adaptarse para mediciones de torque, velocidad, fuerza/peso, presión y flujo (Himmelstein S. and Co., 1994), para la

evaluación y control de motores, bombas, compresores, transmisiones, cajas de engranes, dinamómetros, etc., así como en el cómputo de lecturas de potencia, eficiencia y energía. El rango de torques que puede cubrirse, mediante mediciones con torquímetros, va de 5 Nm hasta 325 kNm (EEL Ltd, 1994) aunque se han reportado mediciones - usando torquímetros Himmelstein - para torques de centésimas de Nm (Böhme y Stenger, 1988; Tanguy *et al*, 1992). Estos valores de torque se obtienen comúnmente en operaciones de escala piloto y de banco.

Un torquímetro consta esencialmente de un dispositivo que aloja un transductor o celda de carga y un indicador o amplificador de señales. El transductor de torque se presenta en la figura 2.1. La flecha (1) se construye de acero de alta tensión. Una red de sensores de esfuerzos (2) se adhiere a esta. Estos sensores están protegidos por una cubierta plástica elástica y resistente y, posteriormente, son cubiertos por una camisa con una serie de cuatro anillos de contacto eléctrico (3). Cada anillo está conectado a una terminal de puente del sensor (4). Se logran excelentes propiedades mecánicas y eléctricas adoptando esta forma de construcción del rotor. El alojamiento se torneá como una sola pieza reforzada con fibra de vidrio. Se sostiene, por las partes giratorias, mediante un par de baleros (5). Una serie de ocho escobillones de grafito (6) se aloja en el estator para proveer dos contactos paralelos por anillo. Cada par de escobillones está conectado directamente a la instrumentación restante mediante un cable tetrafásico (7). El transductor se acopla a la flecha de agitación por medio de chumaceras, ya sean rígidas o flexibles. El peso de la carcasa es soportado por completo en la flecha. Cuando se usan chumaceras flexibles, éstas deben ser capaces de prevenir el movimiento radial.

Pueden citarse varios ejemplos de trabajos en los cuales la medición de potencia se realizó por medio de torquímetros (Shamlou y Edwards, 1985; Smith *et al* 1987; Böhme y Stenger, 1988; Abrardi *et al*, 1990). En todos ellos se midió la potencia total suministrada al fluido por el sistema de agitación, aún en los casos de sistemas de impulsores múltiples. Esta podría considerarse como la principal desventaja de este método de medición: no es posible determinar la distribución de potencia para configuraciones de varios impulsores.

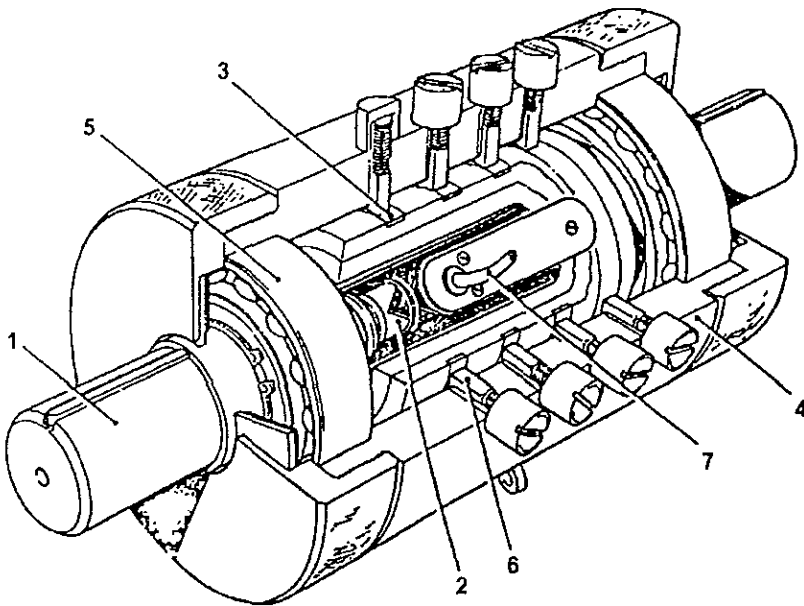


Figura 2.1. Diagrama y descripción de un torquímetro EEL (EEL Ltd, 1994)

Con base en las condiciones de operaciones de los trabajos mencionados en esta sección, se puede concluir que la principal ventaja de la medición con torquímetros es que pueden utilizarse prácticamente en cualquier escala, es decir, pueden cubrir un amplio rango de torques (desde 0.01 Nm hasta 325 kNm) utilizando torquímetros de diferentes sensibilidades. Además, son muy precisos y su instalación es relativamente simple. Por lo tanto, la inversión que se requiere, es moderada.

2.5 - SISTEMAS DE SENSORES DE ESFUERZOS Y TELEMETRÍA

La medición del consumo de potencia mediante sensores de esfuerzos y telemetría, ha sido usada principalmente para el caso de sistemas de impulsores múltiples. Es una técnica que puede ser empleada prácticamente a cualquier escala (Brown, 1977). Consiste en la instalación de sensores de esfuerzo sobre la flecha de agitación, mediante los cuales se puede determinar la deformación que sufre un material al ser sometido a un esfuerzo determinado.

Esta técnica fue desarrollada en la Universidad de Birmingham (UK) a principios de los años ochentas. Hasta el momento, se ha aplicado en estudios a nivel piloto, tanto en estudios de mezclado, realizados en tanques diseñados especialmente con este fin (Kuboi y Nienow, 1982; Hudcova *et al*, 1989; Armenante y Li, 1993; Chang, 1993), como en mediciones de consumo de potencia *in situ*, es decir durante el desarrollo de un proceso fermentativo en un biorreactor (Nienow *et al* 1989; Torrestiana *et al* 1991; Xueming *et al*, 1991).

2.6 - VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LOS DIFERENTES SISTEMAS DE MEDICIÓN

MEDICIONES ELÉCTRICAS	
VENTAJAS	DESVENTAJAS
Es un método sencillo	Se obtiene la potencia total suministrada por el motor, de la cual deben descontarse la potencia consumida por el sistema
No requiere de mucha instrumentación	Es complicado determinar las pérdidas por fricción porque se requiere desacoplar el motor y la caja de engranes.
No se requiere de una inversión de capital elevada	Las pérdidas por fricción son considerables (hasta 70%) para nivel laboratorio y escala de banco.
Es una buena opción para sistema de corriente directa para los que no se necesita el factor de potencia.	Se requiere determinar los factores de potencia y de eficiencia, los cuales son función de la carga del motor.

DINAMÓMETROS	
VENTAJAS	DESVENTAJAS
Constituyen una opción viable para escala de banco y piloto (6-8 kW/m ³)	Su instalación requiere de una inversión elevada.
Puede cubrirse un rango de torques, <i>i.e.</i> 10 ⁻³ hasta 10 ¹ Nm	Los dinamómetros no soportan las cargas usuales en operaciones industriales.
Medición precisa a condición de descontar las pérdidas en el sistema de agitación.	No permiten evaluar la distribución de potencia por cada impulsor en sistemas múltiples, además de tener un diseño especial en el cojinete.

TORQUÍMETROS	
<i>VENTAJAS</i>	<i>DESVENTAJAS</i>
Se puede abarcar un amplio rango de torque (10^{-2} hasta 10^2 Nm) usando torquímetros de diferentes sensibilidades.	No es posible determinar la distribución de potencia en sistemas de impulsores múltiples
Las mediciones son precisas	
La inversión que se requiere es moderada.	
No se necesita mucha instrumentación, v gr. la celda de carga y el panel de control.	

MEDICIONES CALORIMÉTRICAS	
<i>VENTAJAS</i>	<i>DESVENTAJAS</i>
Es una técnica muy fina con la que puede obtenerse mediciones de torques muy pequeños (aproximadas de 10^{-3} Nm)	Deben ser considerados muchos factores o eventos que influyen sobre el balance de calor, por lo tanto las expresiones generadas para obtener el suministro de potencia son complicadas.
No se requiere descontar las pérdidas por fricción porque no están involucradas en la medición.	Se requiere de termistores de alta sensibilidad colocados en diversos puntos del tanque o fermentador. Se requiere una sensibilidad de décimas de grado.
	Se requiere de instrumentación de alta sensibilidad.
	Lo homogenización térmica del sistema debe ser suficientemente rápida.
	El sistema debe estar aislado térmicamente (sistema adiabático) para reducir o evitar las pérdidas de calor al medio ambiente.
	La posición en la que se colocan los termistores al interior del tanque debe ser evaluada con sumo cuidado, ya que las respuestas pueden alterar los patrones.

SISTEMAS DE SENSORES DE ESFUERZOS Y TELEMETRÍA	
VENTAJAS	DESVENTAJAS
Permite la medición individual del consumo de potencia de impulsores múltiples.	Se requiere de mucha instrumentación adicional a los sensores de esfuerzo.
Puede evaluarse la potencia consumida durante el desarrollo de un proceso fermentativo en un biorreactor, ya que es susceptible de esterilizarse.	Se utiliza un circuito rotacional para la captación de la señal de los sensores, lo que lo hace más complicado en la instalación.
No hay pérdidas por fricción porque la medición se realiza por debajo de los sellos y chumaceras	La instalación de los sensores es crítico.
Se puede hacer mediciones entre 10^0 a 10^1 Nm.	Se requiere la asistencia continua de un técnico especializado para el mantenimiento del equipo.

Tabla 2.1 Ventajas y desventajas de los diferentes sistemas.

3 - DISEÑO Y DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

3.1 - CRITERIOS Y PARÁMETROS DE DISEÑO

Las ventajas y desventajas descritas en el capítulo anterior muestran las necesidades principales que se deben de satisfacer durante el desarrollo de un equipo destinado a medir el consumo de potencia. Basados en la tabla 2.1, se determinó medir el consumo de potencia en motores por medios eléctricos. Para diseñar el dispositivo es necesario conocer los criterios y parámetros de diseño, los cuales se describen a continuación:

- a) Instalar el menor equipo posible
- b) Determinar el factor de potencia
- c) Emplear poca instrumentación.
- d) Detener el menor tiempo posible el proceso.
- e) Cuantificar las pérdidas del sistema motriz.
- f) Obtener la potencia entregada al fluido (descontando las pérdidas por fricción, caja de engranes etc.)
- g) Disminuir el costo del equipo utilizado.
- h) Determinar la potencia real para diferentes cargas.

Como se mencionó el consumo de potencia se mide por medios eléctricos, por lo que el factor de potencia es el parámetro más importante, debido a que los motores

de corriente alterna bajo ciertas características (temperatura, viscosidad del fluido, carga del motor, etc.) tienen un defasamiento entre el voltaje y la corriente.

El equipo está diseñado para medir la potencia entregada al fluido y consta esencialmente de un sistema electrónico de sensores para medir corriente y voltaje, una tarjeta electrónica que aloja convertidores de corriente alterna en directa, amplificadores operacionales para dar ganancia, multiplicadores de señal, y un detector de fase.

El proyecto se desarrolló en forma conjunta entre el Centro de Instrumentos, y la Facultad de Química.

El sistema debe tomar las señales de voltaje y corriente, la segunda se atenúa, ambas se introducen al detector de fase, posteriormente en una etapa paralela, se mide el factor de potencia. Estas señales debido a que son de corriente alterna, se convierte en señales de corriente directa y se multiplican entre sí, obteniendo un voltaje menor que representa el producto " $V \times I$ ". El factor de potencia se introduce a un amplificador operacional para poder variar la ganancia y posteriormente multiplicarlo por el producto " $V \times I$ " obteniendo así un voltaje a la salida del multiplicador de señal, el cual representa a escala " $V \times I \times \cos(\phi)$ "; el sistema en cuestión se muestra en el siguiente diagrama.

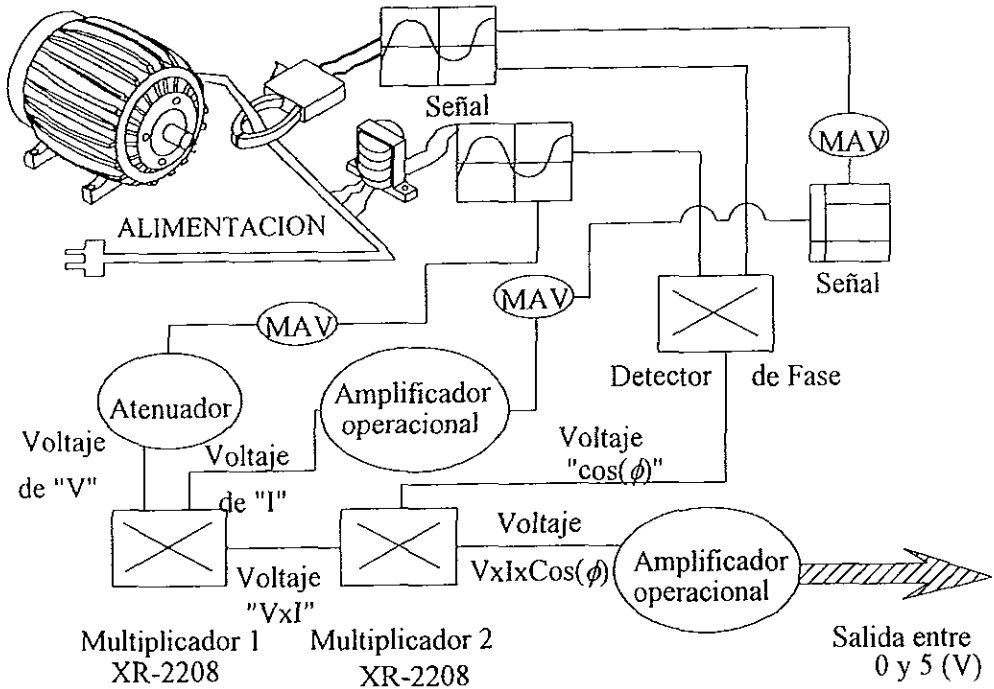


Figura 3.1. Diagrama del Sistema.

3.2 - SISTEMA ELECTRÓNICO

3.2.1 - Sensores para captar las señales

Los sensores para captar las dos señales que necesitamos, son básicamente sencillos y prácticos. La corriente y el voltaje son medidos directamente de la

alimentación del motor; la primera por medio de una pinza la cual es de material ferromagnético, y que tiene un embobinado en su cuerpo.

Para comprender el uso de esta pinza recordaremos que en electricidad, al circular una corriente en un conductor, se induce un campo magnético, y por otro lado si tenemos un campo magnético podemos hacer circular un corriente de menor intensidad por un conductor. Lo anterior lo podemos ver en la figura 3.2.

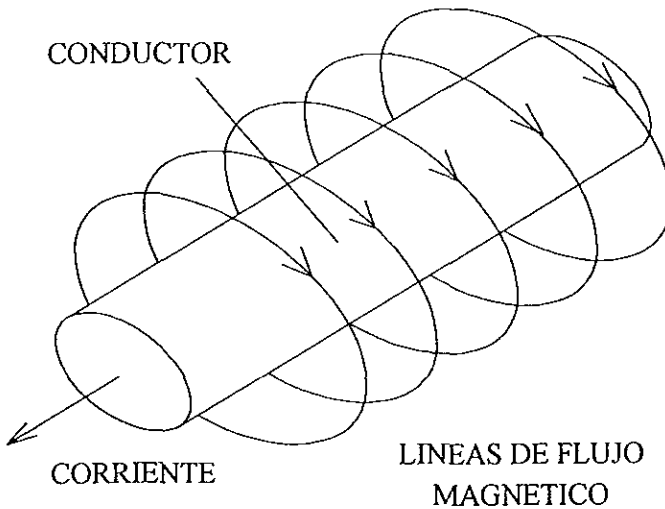


Figura 3.2. Diagrama de un hilo conductor.

La pinza tiene un embobinado en el cuerpo de ferrita, por lo que obtenemos una muestra de corriente representativa de la corriente total que circula por el cable , así solamente necesitamos un amplificador operacional integrado a la pinza que nos convierta de corriente a voltaje, es decir, a la salida del cable de la pinza tenemos un voltaje de corriente directa representativo de la corriente que demanda el motor.

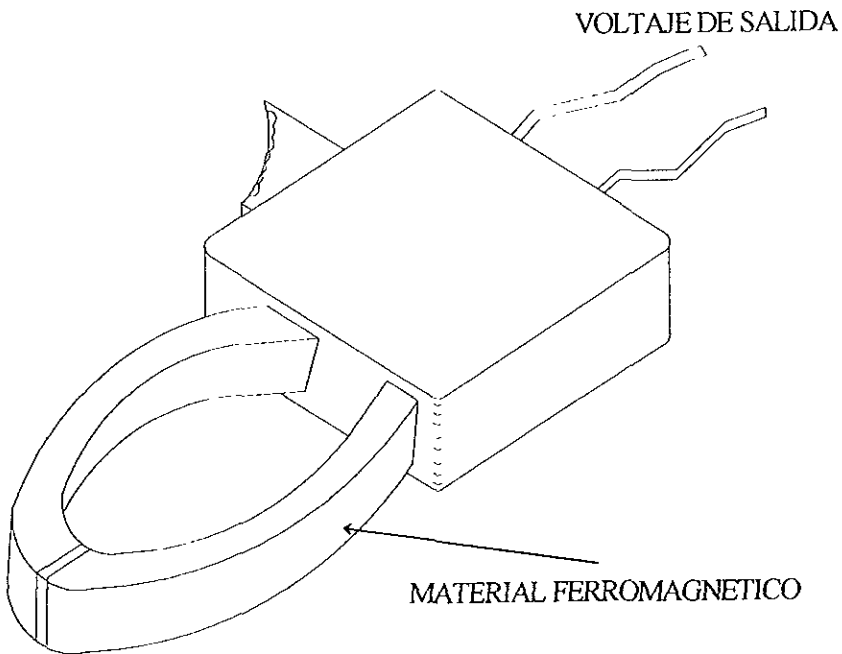


Figura 3.3. Esquema de la Pinza para sensar corriente.

El sistema para sensor voltaje consta de un par de conectores (caimanes) que alimentan a un transformador de fabricación especial con doble embobinado en el primario y una salida de 6V, con lo cual solamente conectamos las terminales de 127 o 220 V y tendremos 6 V a la salida del transformador figura 3.4.

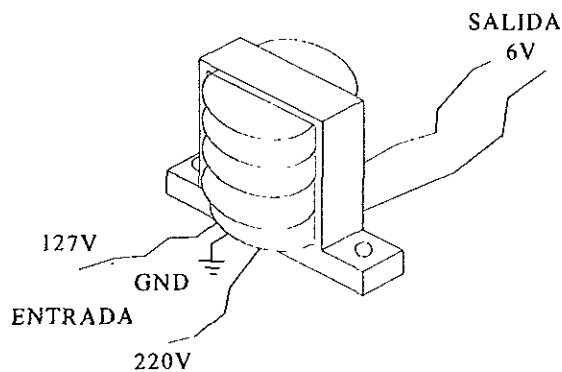


Figura 3.4. Transformador de doble embobinado en el primario.

3.2.2 - Multiplicadores de señales

Debido a que la interfaz entre la tarjeta de adquisición de datos y la computadora se comunican por el puerto paralelo, se limitó por facilidad, captar solamente una señal de entrada, la cual corresponde al producto $V \times I \times \cos(\phi)$, por lo cual debemos de multiplicar en la tarjeta de adquisición de datos las tres señales, para ello se utilizaron multiplicadores de señal analógicos.

Los multiplicadores analógicos son arreglos complejos de amplificadores operacionales y otros elementos de circuitos disponibles en la actualidad en forma de circuitos integrados o módulos funcionales. Los multiplicadores son fáciles de usar; algunas de sus aplicaciones son (1) medición de potencia (2) modificación y duplicación de frecuencia (3) detección de la diferencia en ángulo de fase de una señal con otra, (4) multiplicación de dos señales, (5) división de una señal en otra, (6) elevación al cuadrado de una señal (Driscoll y Coughlin 1993).

En términos generales, el voltaje de salida V_0 (figura 3.5) en un multiplicador es el producto de los voltajes de entrada x y y lo cual se expresa por:

$$V_0 = kxy \quad [3.1]$$

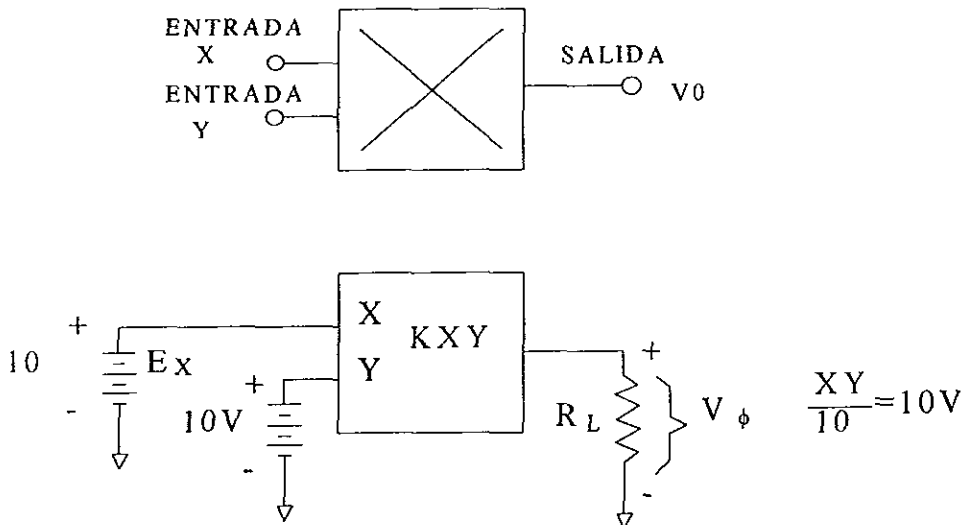


Figura 3.5. Esquema del multiplicador.

La constante k se denomina factor de escala y generalmente es igual $1/10V$, lo cual se debe a que los multiplicadores están diseñados para el mismo tipo de suministro de energía que utilizan los amplificadores operacionales, a saber $\pm 15 V$. Para obtener mejores resultados los voltajes aplicados a las entradas x o y , no deben exceder $\pm 10 V$ con respecto a tierra figura 3.6. Este límite de $\pm 10 V$ también se aplica a la salida, de modo que el factor de escala por lo general es el recíproco del límite del voltaje, o bien $1/10V$. Si ambos voltajes de entrada están en los límites positivo de $+ 10V$, la salida estará al límite positivo de $10 V$. En consecuencia, la ecuación se expresa comúnmente por:

$$V_o = \frac{xy}{10} = \frac{E_x E_y}{10} \quad [3.2]$$

Cabe mencionar que los multiplicadores de señales solamente pueden multiplicar señales analógicas de corriente directa, por lo que es necesario convertir las señales analógicas de corriente alterna a señales analógicas de corriente directa, lo cual se logra por medio de un convertidor de corriente alterna a directa, el cual se detallará más adelante.

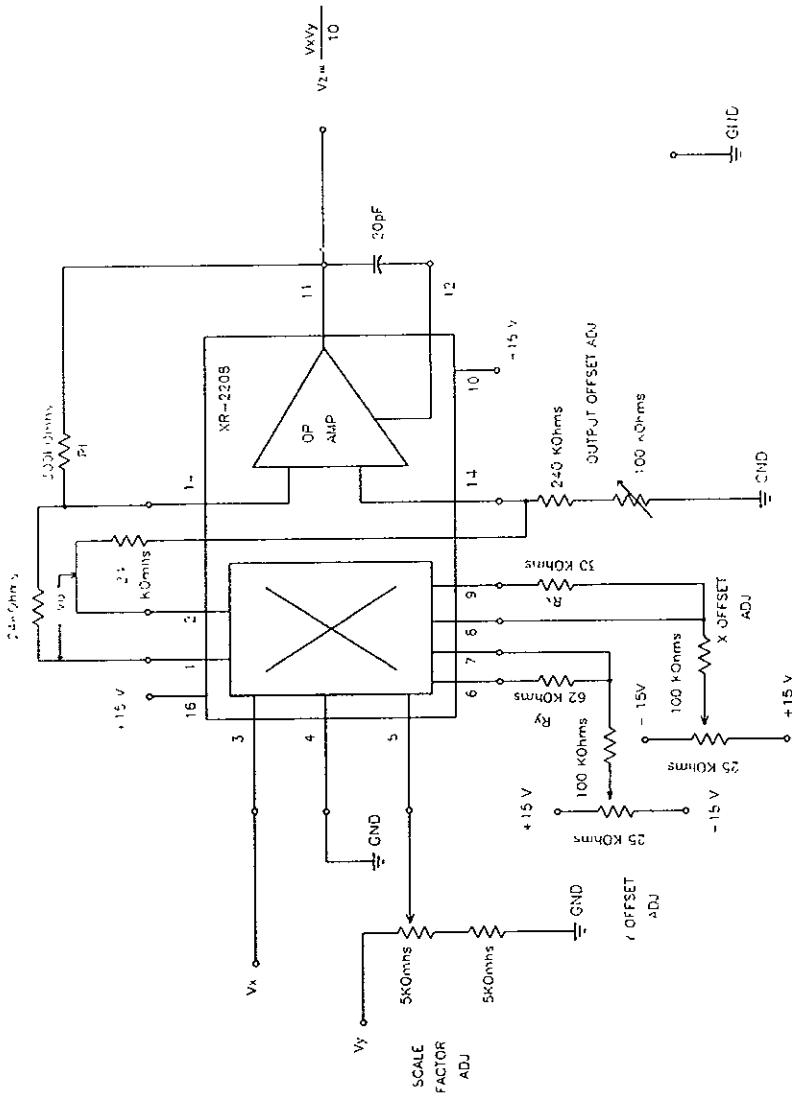


Figura 3.6 Esquema del multiplicador.

4.2.3 - Detector de fase

Cuando se aplican dos ondas senoidales de la misma frecuencia a las entradas del multiplicador de la figura 3.7, el voltaje de salida V_0 tiene una componente de voltaje de C.D. y una componente de C.A. cuya frecuencia es del doble de la frecuencia de entrada. El voltaje de C.D. es en realidad proporcional a la diferencia en ángulo de fase ϕ entre E_x y E_y . Por ejemplo en la figura 3.7 se muestra un desfaseamiento de 90° por lo cual dará un voltaje de 1 volt de corriente directa.

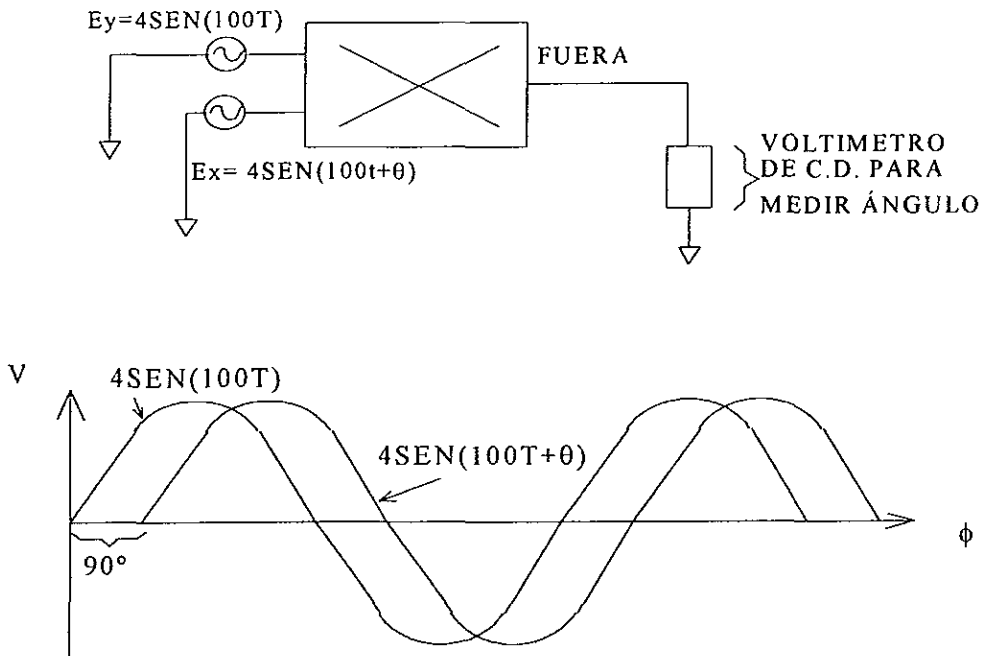


Figura 3.7 Detector de Fase.

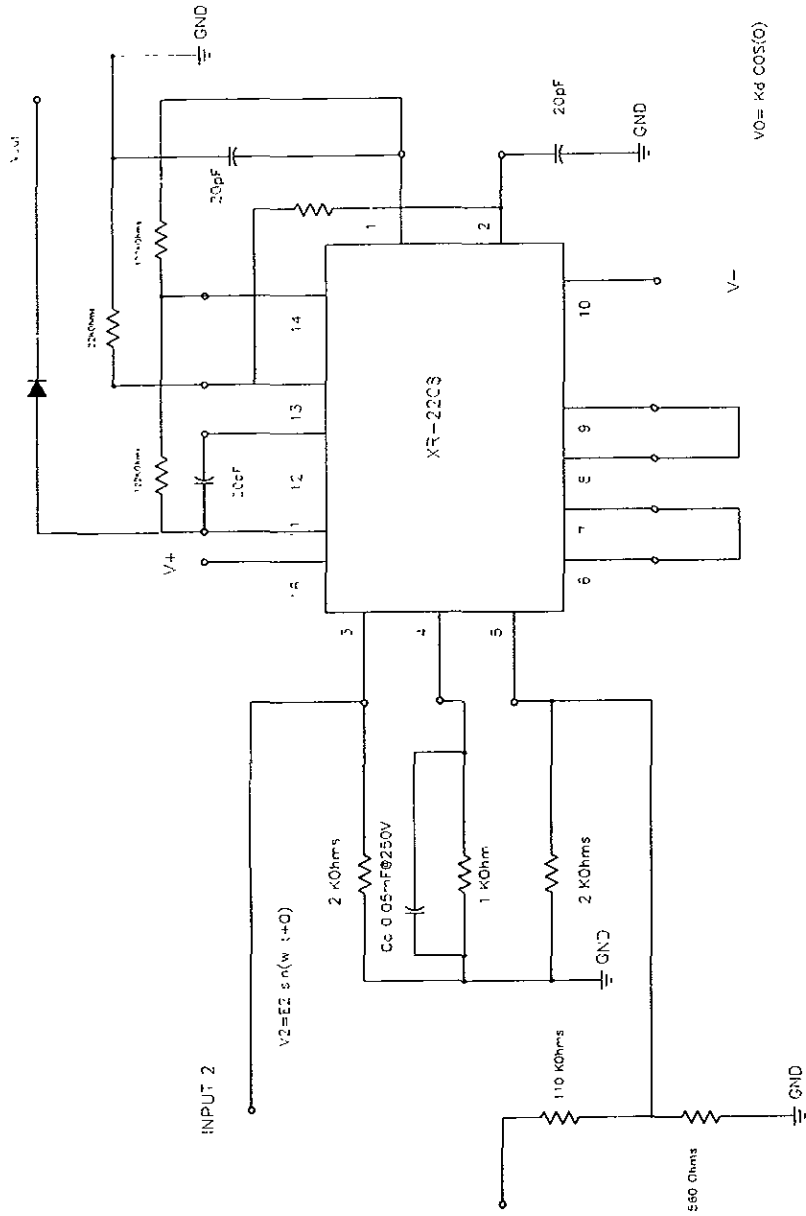


Figura 3.8 Esquema del detector de fase.

Si una onda senoidal de entrada difiere en ángulo de fase de otra, es posible calcular o medir la diferencia en el ángulo de la fase mediante la componente de voltaje C.D. en V_0 . Esta componente de C.D. del voltaje en V_0 que está dado por:

$$V_{\text{c.d.}} = \frac{E_{xp} E_{yp}}{20} \cos(\phi) \quad [3.3]$$

donde E_{xp} y E_{yp} son las amplitudes pico de E_x y E_y . Por ejemplo si $E_{xp}=10\text{V}$, $E_{yp}=5\text{V}$, y están en fase entonces $V_{\text{c.d.}}$ indicará 2.5 V en un voltímetro de C.D.. Este punto en el voltímetro puede marcarse como un ángulo de fase de 0° ($\cos 0^\circ=1$). Si $\phi=45^\circ$ ($\cos 45^\circ= 0.707$), el medidor C.D. leería $0.707 \times 2.5 = 1.75$ V. El voltímetro C.D. puede calibrarse como un medidor de ángulo de fase 0° a 2.5 V, 45° a 1.75 V y 90° a 0 V.

La ecuación anterior también puede expresarse como :

$$\cos(\phi) = \frac{20V_{\text{c.d.}}}{E_{xp}E_{yp}} \quad [3.4]$$

Si puede arreglarse que el producto $E_{xp} E_{yp}$ sea igual a 20, puede utilizarse un voltímetro de 0 a 1 V de C.D. para leer el valor de coseno en forma directa en la carátula del medidor.

Debido a que el circuito integrado que se utilizó también cuenta con un amplificador operacional integrado, podemos hacer un arreglo de forma que el ángulo de fase se mida como un voltaje de entrada, y no leído de una carátula como lo muestra su diagrama (figura 3.10).

Podemos también medir ángulos de fase mayores de 90° , lo cual se logra calibrando los valores negativos de voltaje, aunque resulta innecesario el defasamiento ya que $\cos 90^\circ=0$, y la potencia entregada sería cero. La figura 3.9 muestra como para un punto cero corresponde cero, y para un carga del 10%, tendremos aproximadamente un ángulo igual a $\cos^{-1}(0.18)= 84.3^\circ$, es decir jamás pasa de 90° el defasamiento (I. Lawrie, Robert J., 1987).

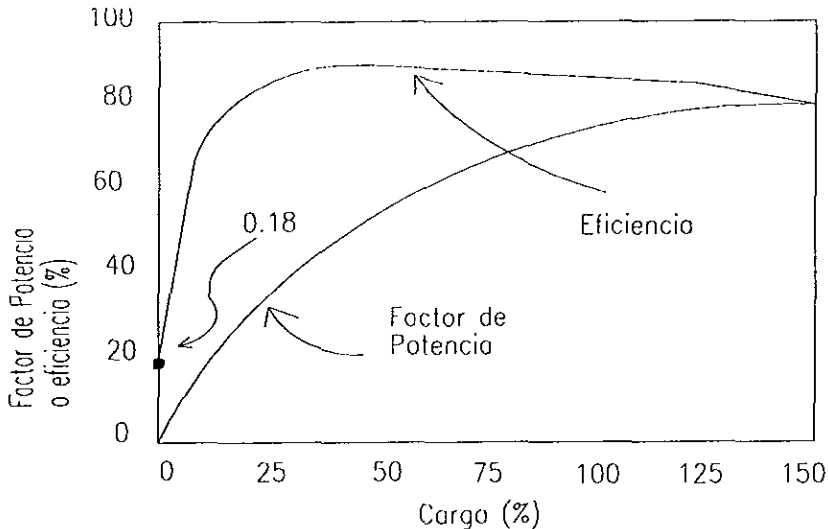


Figura 3.9. Características típicas de un motor estándar.

4.2.4 - Atenuadores

Los atenuadores (figura 3.10) son un par de resistencias colocadas en serie, entre las cuales tomamos el voltaje disminuido, y la otra parte se aterriza a tierra. El siguiente esquema muestra un atenuador de voltaje.

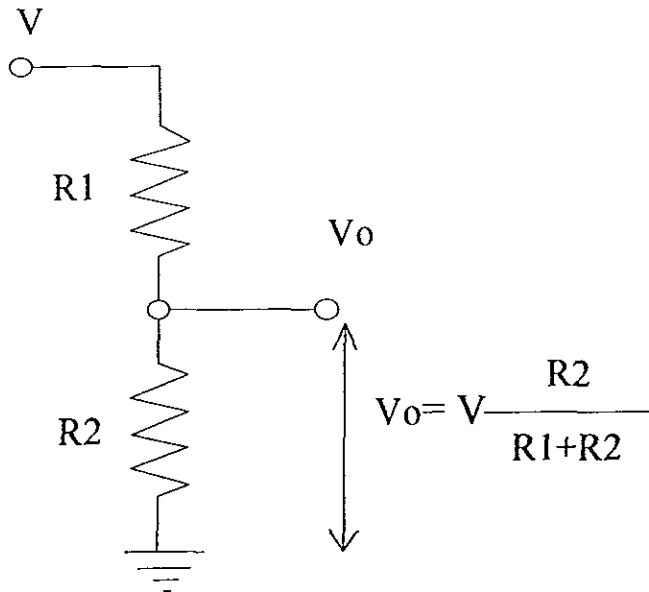


Figura 3.10. Atenuador de voltaje.

Esta configuración se utilizó donde se requirió tener una señal más pequeña de lo esperado, como en la entrada del detector de fase donde, dependiendo del voltaje, podíamos controlar la señal de salida correspondiente al ángulo de fase.

4.2.5 - Convertidor de C.A. a C.D.

Este tipo de circuito se denomina convertidor de C.A. a C.D. o circuito MAV (MAV debido a sus siglas en inglés Medium Absolute Value). En la figura 3.11 puede verse la importancia de emplear un MAV.

El uso de un convertidor de C.A. a C.D. es de gran ayuda y de hecho sin éste circuito no se podrían multiplicar las señales de entrada, las salidas hacia el convertidor, es decir, gran parte de las señales no podrían ser tomadas directamente como llegan (C A.), por lo que su uso es imprescindible.

En la figura 3.11a se muestra una onda sinusoidal completa que por medio del puente de diodos invierte los rizados quedando solamente valores positivos figura 3.11b, y finalmente obtener una línea de voltaje de C. D. la cual representa el MAV de la onda sinusoidal figura 3.11c.

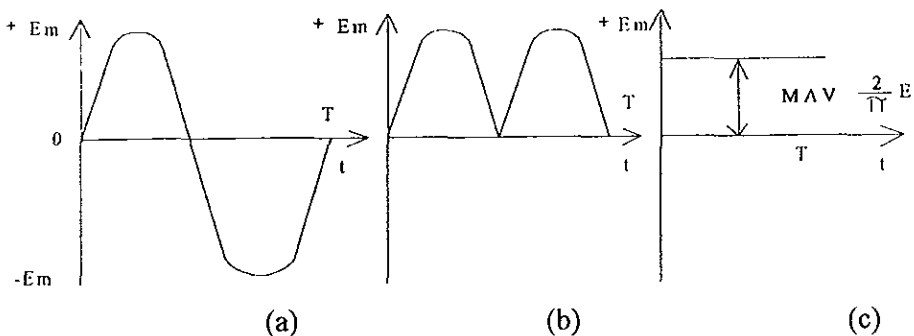


Figura 3.11. MAV de una onda Sinusoidal.

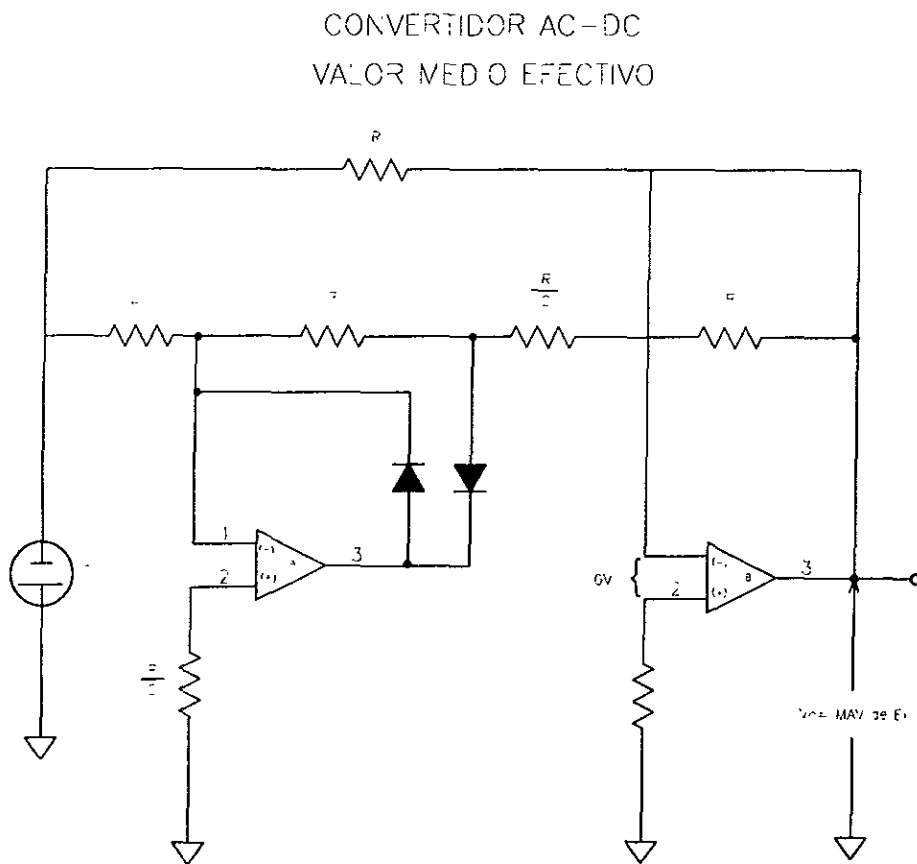


Figura 3.12 Esquema de Convertidor de C.A. a C.D.

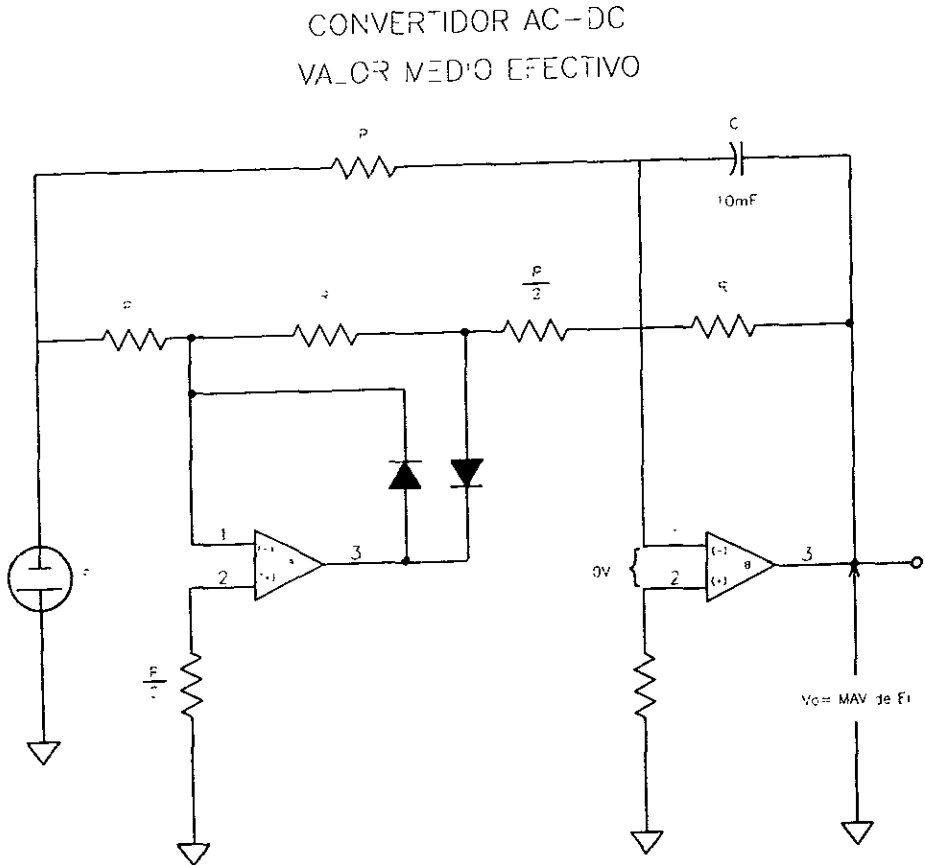


Figura 3.13 Esquema de un convertidor de A.C. a C.D. (MAV).

Para construir un convertidor de C.A. a C.D., se inicia con el rectificador de precisión o amplificador de valor absoluto de la figura 3.11. Para las entradas positivas figura (a), el amplificador operacional B suma las salidas de A y E_i para producir una salida $V_0 = E_i$. Para entradas negativas como se muestra en la figura (b), el amplificador operacional B invierte $-E_i$ y la salida del circuito V_0 es $+E_i$. Por lo tanto, la salida del circuito V_0 es positiva e igual al valor rectificado o absoluto de la entrada.

Al circuito de valor absoluto de la figura 3.12 se añade un capacitor de alto valor y de baja fuga ($10\mu\text{F}$ de Tantalio). El circuito resultante es el amplificador MAV o convertidor de C.A. a C.D. que se muestra en la figura 3.13. El capacitor C proporciona el promedio de la salida rectificada del amplificador operacional B. Toma cerca de 50 ciclos del voltaje de entrada antes de que el voltaje del capacitor se establezca a su lectura final. Si las formas de onda de la figura se aplican al convertidor de C.A. a C.D., su salida será el MAV de la onda.

La figura 3.13 muestra esquemáticamente, con resistencias y diodos, como se puede construir este tipo de convertidor para cualquiera que sea su aplicación.

4.2.6 - Amplificadores operacionales de ganancia variable

Se denomina amplificador operacional al modelo de los primeros amplificadores de tubo de vacío de alta ganancia, que fueron diseñados para realizar

operaciones matemáticas de adición, sustracción, multiplicación, división, diferenciación e integración. Además podían interconectarse para resolver ecuaciones diferenciales.

En la tarjeta de adquisición de datos fue necesario utilizar un amplificador operacional de ganancia ajustable para poder variar la salida total de voltaje, por lo cual se utilizó la siguiente configuración, la cual corresponde a un amplificador de realimentación negativa y ganancia variable como se muestra a continuación figura 3.14.

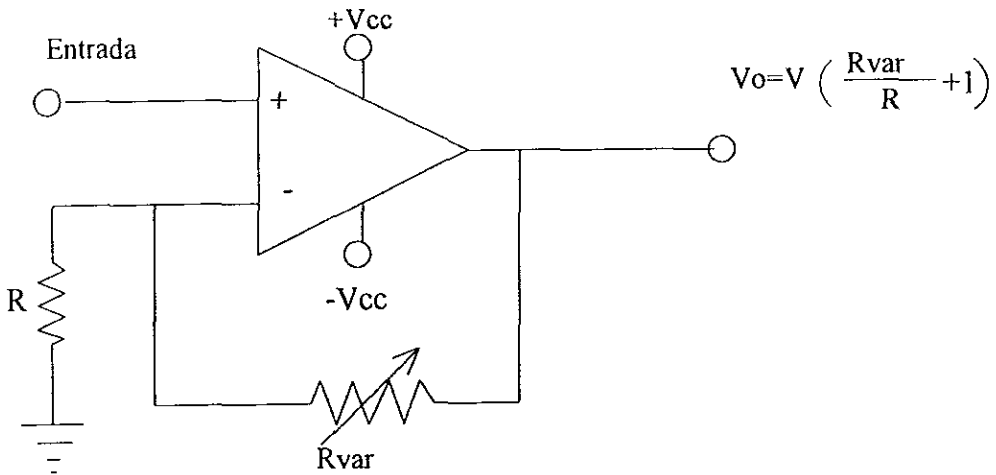


Figura 3.14. Esquema del Amplificador operacional de ganancia variable.

4.2.7 - Fuente de alimentación

La mayor parte de los dispositivos electrónicos requieren voltajes de C.D. para operar. Las baterías son útiles en dispositivos de baja potencia o portátiles; pero el tiempo de operación está limitado a menos que se recarguen o reemplacen. La fuente de alimentación disponible más fácil de obtener es el contacto de pared de 127V de C.A a 60 Hz. El circuito que convierte este voltaje de C.A. en un voltaje de C.D. se denomina *fuentes de alimentación de C.D.*

La fuente de alimentación de C.D. más económica es del tipo de circuito rectificador. Desafortunadamente el voltaje de rizo de C.A., se sobrepone al voltaje de C.D., de modo que el circuito rectificador no suministra C.D. pura. Una característica por igual indeseable es una reducción en el voltaje de rizo de C.D. al aumentar la corriente en la carga. Ya que el voltaje de C.D. no está regulado (o sea constante ante cambios en la corriente de carga), este tipo de fuente de alimentación se clasifica como no regulada.

La correcta conversión de energía determina un buen desempeño de los componentes que se encuentren en funcionamiento, por ello se debe comparar la forma de la señal de salida con la que se trabaja y la señal de salida de la fuente que se diseña.

La fuente que se diseñó consta de un transformador en TAP central de 18 V ($\pm 9V$), circuitos LM 7815, 7812, 7805, 7915 y 7912, los cuales nos darán las salidas

de corriente directa de $\pm 12\text{V}$ y de 5 V ; las dos primeras para alimentar los multiplicadores de señal, el detector de fase, los amplificadores operacionales y los convertidores de C.A. a C.D., y la segunda línea (5 V) para alimentar la interfaz y sus circuitos TTL.

La fuente de alimentación diseñada en cascada, utiliza además un puente de diodos, cinco capacitores polarizados de $1000\mu\text{F}$ a 50 V y tres capacitores no polarizados de $0.1\mu\text{F}$ a 100 V .

El transformador así como el esquema de la fuente de alimentación se muestran en la figura 3.15 y 3.16 respectivamente.

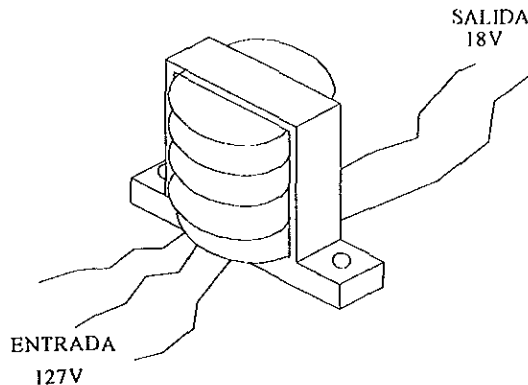


Figura 3.15. Transformador de voltaje.

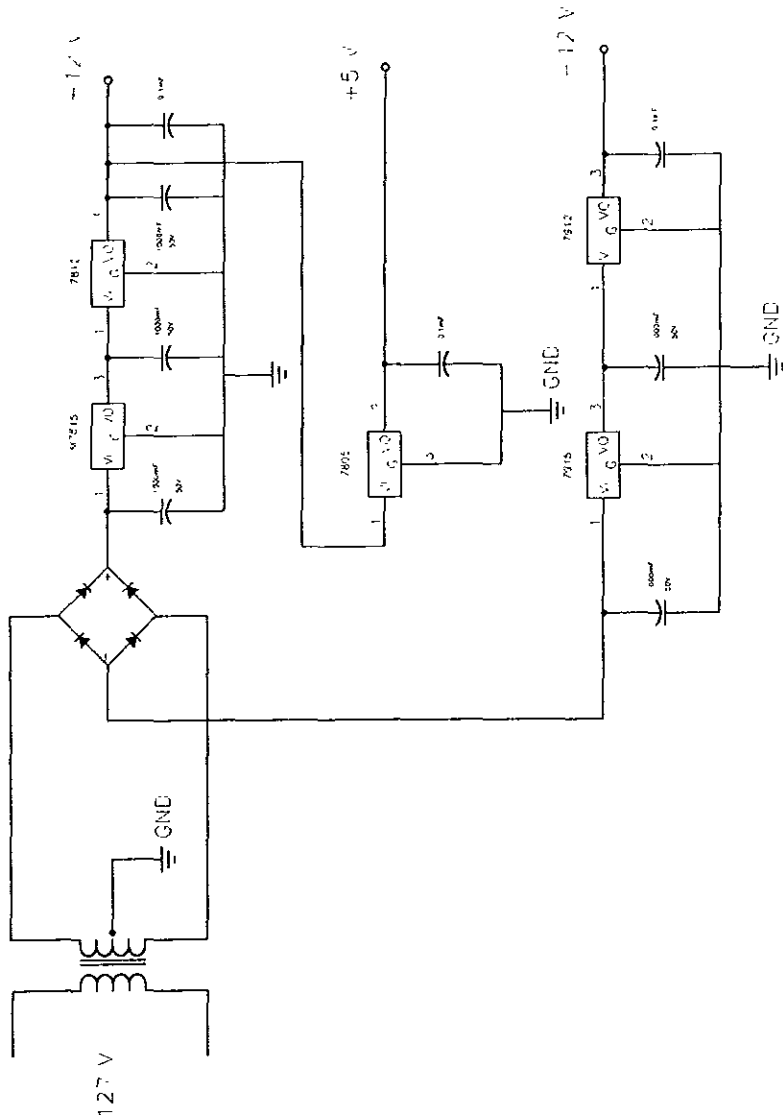


Figura 3.16 Esquema de la fuente de alimentación.

3.3 - INTERFAZ

3.3.1 - Circuito electrónico entre la tarjeta de adquisición de datos y la computadora

La interfaz que se diseñó consta de pocos componentes figuras 3.17 y 3.18, debido a que la recepción de datos se realiza por medio del puerto paralelo, lo cual permite que un lenguaje de programación para PC pueda leer las señales de entrada o salida.

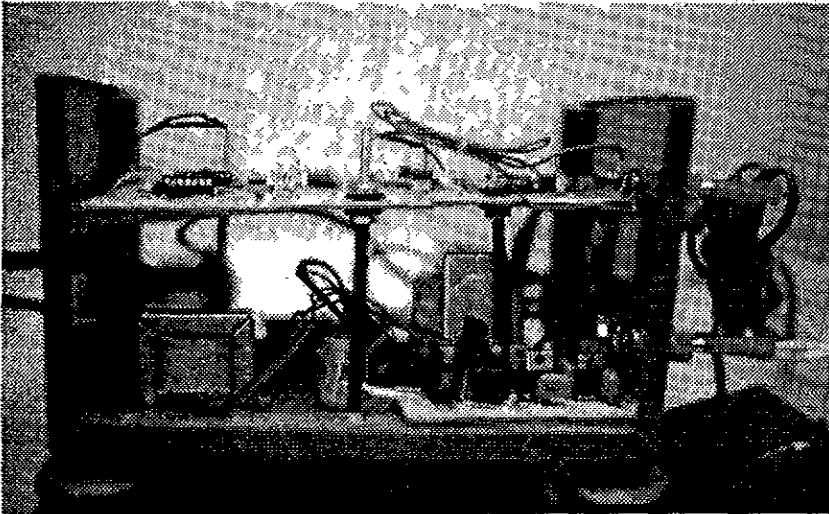


Figura 3.17 Foto del dispositivo.

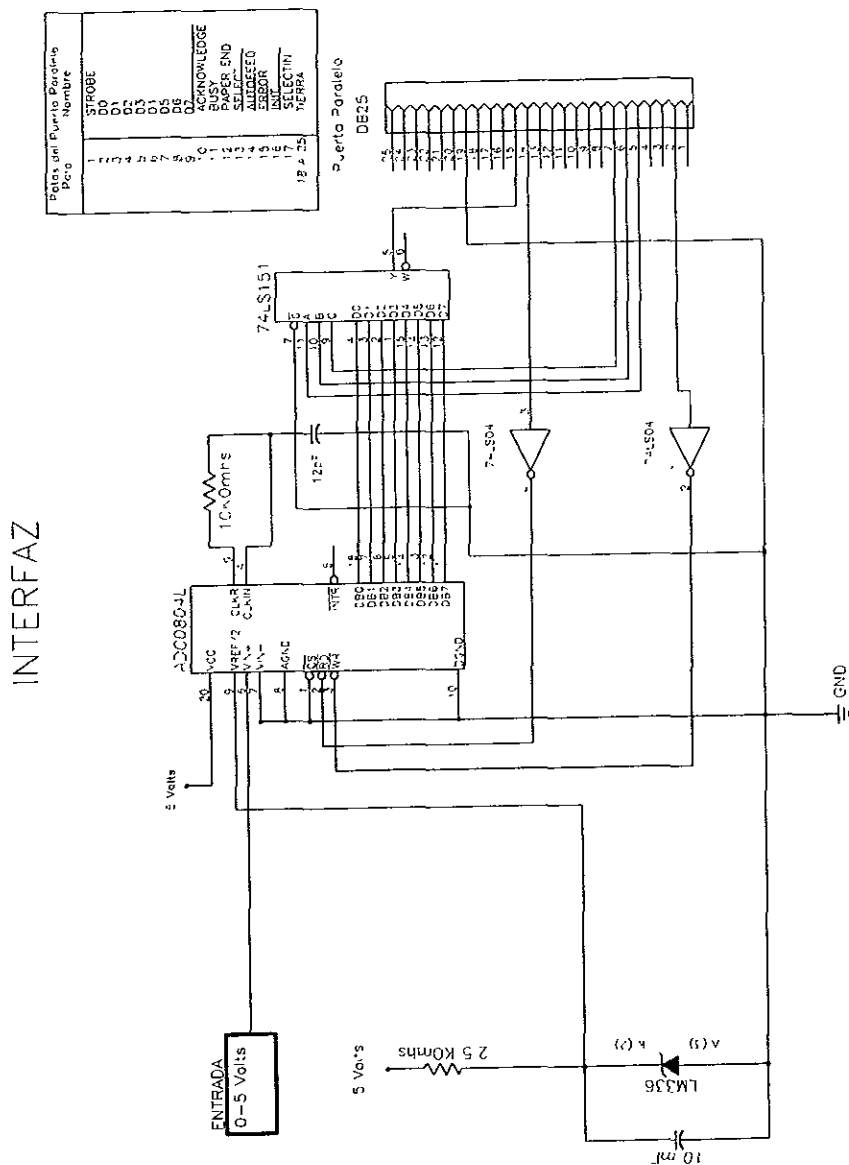


Figura 3.18 Diagrama de la Interfaz.

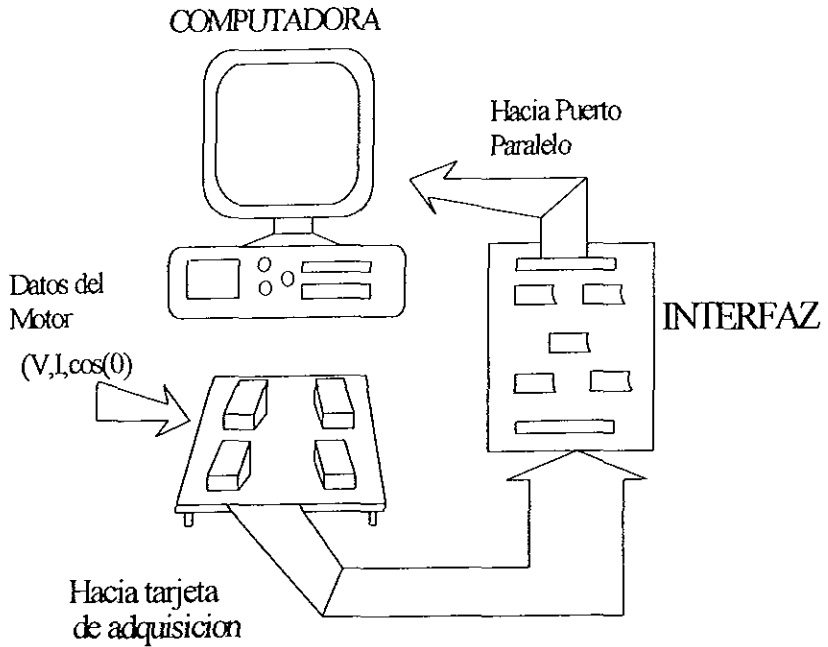


Figura 3.19 Diagrama de procedencia para la interfaz.

Debemos conocer los valores en los cuales los circuitos (TTL) reconoce el “1” lógico, y el “0” lógico, debido a que esto determina la habilitación de las señales de entrada, el número que se forma, las terminales que se activaran etc.

En estos circuitos lógicos los voltajes de entrada y salida pueden ser definidos como “1” (uno) lógico o “0” (cero) lógico de acuerdo a ciertos valores de voltaje aceptables y están definidos por:

V_{IH} = Voltaje mínimo de entrada que puede ser fiablemente reconocido como "1" lógico. En TTL = 2 (V)

V_{IL} = Voltaje máximo de entrega que puede ser fiablemente reconocido como "0" lógico. En TTL = 0.8(V)

V_{OH} = Voltaje mínimo para una salida de "1" lógico. En TTL = 2.7 (V).

V_{OL} = Voltaje máximo para una salida de "0" lógico. En TTL = 0.5 (V)

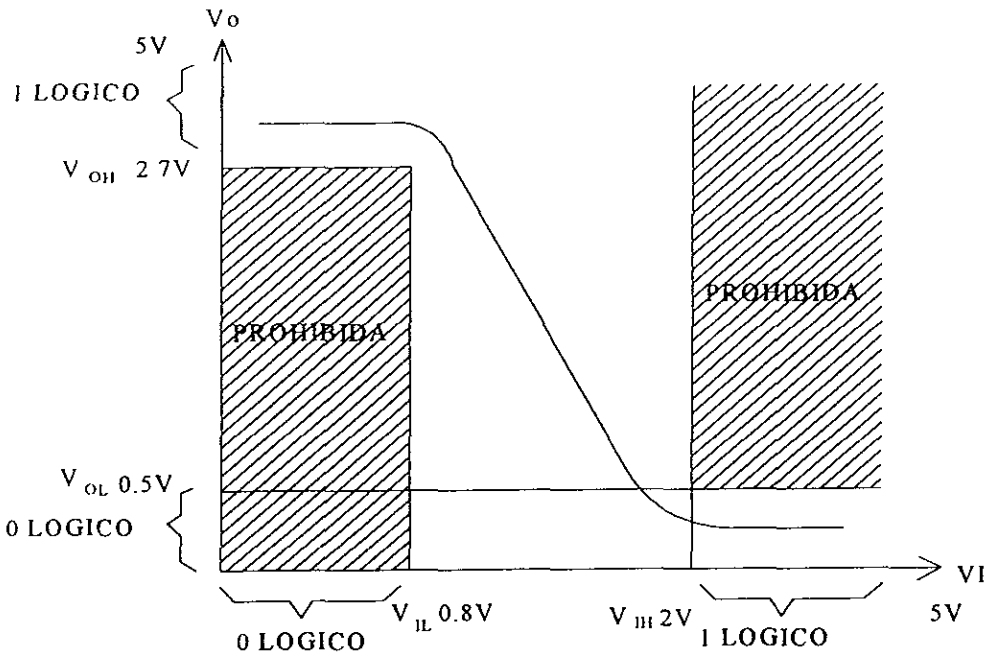


Figura 3.20 Estados lógicos para circuitos TTL.

En la interfaz se utiliza un multiplexor 8 a 1, es decir de ocho entradas y una salida, con tres terminales de validación, para habilitar las entradas, un inversor, y lo más importante un convertidor analógico-digital de ocho bits (figura 3.22).

Es necesario utilizar un convertidor analógico-digital debido a que la señal total de salida " $V_{xIxCos(\phi)}$ " es una señal analógica, y para poder leer los datos por medio del lenguaje de programación en la PC debemos de tener señales digitales. El convertidor analógico digital (ADC0804) tiene un rango entre 0 y 5 V en la entrada, lo que hace evidente emplear atenuadores, para poder proteger el convertidor de la tarjeta de adquisición de datos.

El convertidor analógico digital ADC-0804, es un circuito CMOS de 8 bits cuyo principio de funcionamiento descansa en parte sobre una red R-2R como se muestra en la figura 3.20. El ADC utiliza la técnica de aproximaciones sucesivas. En esta técnica de aproximaciones sucesivas, la conversión empieza por la conmutación de SW7, provocando la aplicación de un voltaje de referencia $V_{ref/2}$ a la entrada de un comparador. El voltaje a medir, cuyo valor es aun desconocido, se aplica a la otra entrada de este comparador. Si este voltaje, que llamaremos V_{in} , es inferior a V_{ref} , entonces la lógica del convertidor conmuta SW7 a tierra y establece la salida D7 a 0. Si, en el caso contrario, V_{in} es superior a V_{ref} , SW7 permanece conmutando y la salida D7 pasa a 1. A continuación la lógica conmuta SW6. Se efectúa una nueva comparación: si $V_{ref} > V_{in}$, entonces $D6 = 0$, si $V_{ref} < V_{in}$, entonces $D6 = 1$, y así sucesivamente hasta llegar al último bit. Por lo tanto, en las

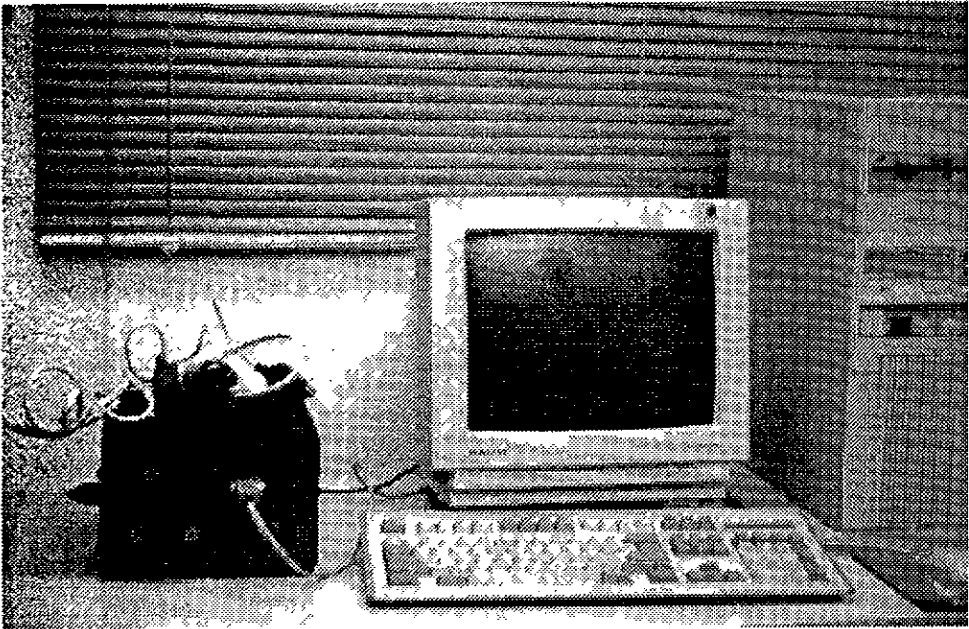


Figura 3.21 Foto del dispositivo

salidas obtendremos un octeto cuyo peso será directamente proporcional al voltaje analógico aplicado a la entrada de medida del convertidor.

Resulta sencillo el funcionamiento, pero esta sencillez se paga con una relativa lentitud. Para que nos demos una idea, el realizar la operación contraria es decir, convertir octetos (señales digitales) a voltajes (señales analógicas), el tiempo requerido de conversión promedio es de 150 nanosegundos, mientras que pasar de

voltajes a octetos roza los 100 microsegundos. Existen convertidores analógicos digitales muy rápidos, pero difíciles de encontrar y bastante caros, cuyo empleo no tiene una justificación en este trabajo.

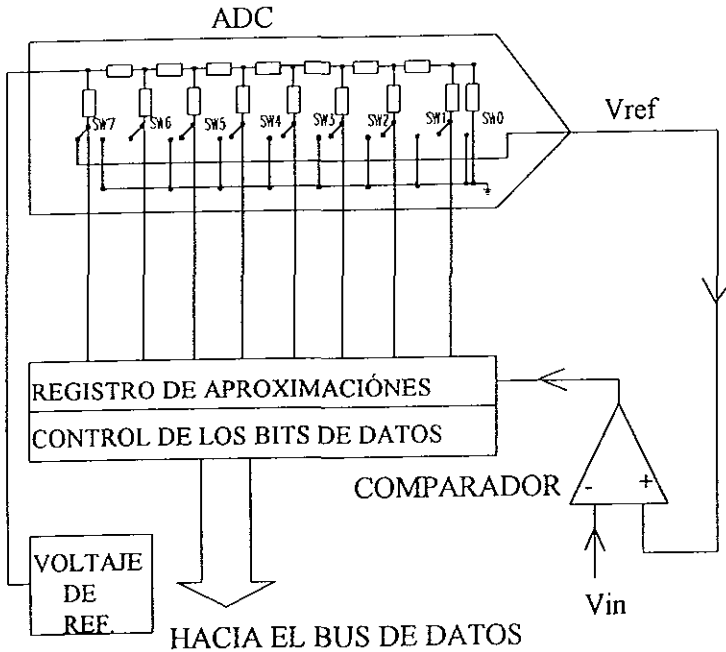


Figura 3.22 Esquema del ADC.

El ACD-0804 está diseñado para trabajar con un reloj externo, o cuenta con un reloj interno que nos permite, por medio de una resistencia y un capacitor, dar la frecuencia de conversión de acuerdo a la aplicación que se requiera.

La frecuencia recomendada de trabajo para este convertidor a una temperatura entre 0°C y 70°C y un tiempo aproximado de conversión de $100\ \mu\text{s}$ es de $640\ \text{khz}$ o menor en un rango no mayor del 60%. Dadas estas condiciones podemos obtener con la ecuación 3.5 conociendo la frecuencia recomendada de trabajo, así como la resistencia, el valor de la capacitancia.

$$F = \frac{1}{1.10 \cdot RC} \quad [3.5]$$

por lo tanto

$$C = \frac{1}{1.1 \cdot 15e^3 \cdot 640e^3} = 9.469e^{-11} = 100e^{-12}$$

Debido a los valores estandar comercialmente encontrados en los capacitores, se optó por colocar uno de $120\ \text{pF}$ ($120e^{-12}$), sabiendo de antemano que la frecuencia está por debajo de los $640\ \text{khz}$, pero está en el límite recomendado.

Una vez obtenido los valores de las resistencias y capacitores, el convertidor debe de tener además otras consideraciones importantes como son el valor de voltaje de referencia. El ADC-0804 está diseñado para aceptar un voltaje de entrada V_{in} entre 0 y 5 Volts, siempre y cuando $V_{ref} = 2.5\ \text{V}$ de decir $V_{cc}/2$. Este valor es muy importante y es comúnmente controlado por un diodo zener de $2.5\ \text{V}$; si este valor es mayor o menor, el rango de conversión será distinto al diseñado. Por mencionar un ejemplo, si $V_{ref} = 3.0\ \text{V}$ el valor de entrada V_{in} debe encontrarse entre 1.5 y 3.5,

teniendo una resolución distinta para voltajes de entrada V_{in} iguales, además de poder dañar el convertidor debido a una alimentación de voltaje mayor a la permitida.

La resolución que tenemos para este convertidor con un voltaje de referencia $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$ esta dado por:

$$R = \frac{\text{Máximo voltaje}_{\text{salida del convertidor}}}{\text{Número de valores}_{\text{bits del convertidor}}} \quad [3.6]$$

es decir

$$R = \frac{5}{255} \approx 0.0196(V) \quad [3.7]$$

lo cual nos indica que aproximadamente cada 0.02 (V) tendremos un cambio en el voltaje, que es representado por un número binario a la salida del convertidor.

Esta resolución es muy buena, ya que podemos tener 255 valores para poder medir el consumo de potencia del motor que vayamos a examinar. Es decir si medimos la potencia de un motor de 5 HP podremos observar variaciones a intervalos de $0.019 \text{ HP} \approx 14.92 \text{ Watts}$.

3.4 - PROGRAMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

Programa de adquisición de datos

El programa de adquisición de datos fue realizado en VISUAL BASIC, lo que permite mostrar una pantalla muy amigable para la presentación tanto de datos como de resultados. VISUAL BASIC es un producto con una interfaz gráfica de usuario para crear aplicaciones para Windows basado en el lenguaje BASIC y muy similar a QBasic. Para crear una aplicación, se crean ventanas y sobre ellas se dibujan controles (etiquetas, botones, cajas de texto, etc.) y a continuación se escribe el código fuente relacionado con cada objeto. Esto es, cada objeto está ligado a un código que permanece inactivo hasta que se presente el suceso que lo activa (por ejemplo, un click del ratón).

La programación que realizamos en DOS, por ejemplo con QBasic, difiere bastante de como se programa una aplicación en Windows, por ejemplo con VISUAL BASIC. Un programa escrito en DOS es un conjunto de ordenes que se ejecutan generalmente de arriba a abajo, en el orden que el programador ha diseñado.

Una aplicación en Windows presenta todas las opciones posibles en uno o más formularios, para que el usuario elija una de ellas. Esto da lugar a una nueva forma de pensar y de programar. Por ejemplo cuando el usuario oprima un botón *click*, aparece una caja de dialogo que dice "Botón presionado". Se dice entonces que la

programación es conducida por sucesos a relacionados con objetos (ventanas y controles).

VISUAL BASIC provee de herramientas que permiten crear ventanas y controles sin escribir un código. También incluye un entorno de desarrollo que permite ejecutar todas las tareas de edición, ejecución y mantenimiento de programas de una forma fácil y cómoda.

Construir una interfaz involucra direccionamientos, terminales de validación, microcontroladores etc. Debido a ello y a la facilidad de captar datos por medio del puerto paralelo, este se utilizó como puerto de comunicación entre la tarjeta de captación de datos y la computadora.

Se llama puerto paralelo, ya que los datos D0 a D7 salen por ocho canales distintos al mismo tiempo. Además de los ocho canales de datos, este puerto dispone de otras líneas las cuales son de entrada y por consiguiente puede ser leídas por un programa. Cabe mencionar que estas terminales son solamente de salida y no pueden ser ocupadas para captar datos, pero contamos con otras líneas, las cuales pueden cumplir con los objetivos deseados.

Cabe mencionar que el puerto para el cual está configurado es el LPT1. En la tabla 3.1 se muestran las direcciones reservadas para una PC. Los bits más significativos se presentan en la tabla 3.2.

PUERTO LPT1 DIRECCIONES H370 A H37F UTILIZADAS H378, H379 Y H37A												
PUERTO LPT2 DIRECCIONES H270 A H27F UTILIZADAS H278, H279, Y H27A												
PATAS	NOMBRE	SALIDA DE LA PC	ENTRADA A LA PC	LPT1								
				H379 LECTURA ESCRITURA					H37A			
				BIT 7	6	5	4	3	0	1	2	3
1	STROBE	X							X			
2	D0	X										
3	D1	X										
4	D2	X										
5	D3	X										
6	D4	X										
7	D5	X										
8	D6	X										
9	D7	X										
10	ACK	X	X		X							
11	BUSY		X	X								
12	PAPER END		X			X						
13	SELECT		X				X					
14	AUTOFEED	X								X		
15	ERROR		X					X				
16	INIT	X									X	
17	SELECT IN	X										X
18 A 25	TIERRA	X	X									

Tabla 3.1. Direcciones reservadas en las PC's.

D0 - D7	BUS DE DATOS HACIA EL PERIFÉRICO
STROBE	IMPULSO PROCEDENTE DEL PC SEÑALANDO UN OCTETO VALIDO
BUSY	SEÑAL QUE INDICA A LA PC QUE EL PERIFÉRICO ESTÁ OCUPADO
ACK	SEÑAL QUE INDICA A LA PC ESPERANDO ENVIAR UN OCTETO
SELECT IN	SELECCIÓN DE LA PC POR EL PERIFÉRICO
RESET	INICIALIZACIÓN PC LA PC DEL PERIFÉRICO
PAPER END	INICIALIZACIÓN DE LA PC IMPOSIBILIDAD DE IMPRIMIR
AUTOFEED	SEÑAL DE SALTO DE LÍNEA HACIA LA IMPRESORA
SELECT	SEÑAL HACIA LA PC IMPRESORA ACTIVA
ERROR	SEÑAL HACIA LA PC INDICANDO ANOMALÍA EN EL FUNCIONAMIENTO

Tabla 3.2. Definición de las terminales de entrada.

Una vez conocidas las direcciones con las cuales podemos escribir y recibir datos, resulta más sencillo para la programación hacer una rutina para mandar datos en la dirección H378 y obtener datos de la dirección H379.

VISUAL BASIC no soporta llamados de la función "OUT" e "INP", comandos que en BASIC son herramientas fundamentales; estos comandos escriben y leen

datos respectivamente, pero esto no es una limitante para el lenguaje de programación.

Para poder realizar la misma función de “OUT e “INP”, se necesita implementar esta instrucción en VISUAL BASIC. Estas herramientas se llaman VBX para la versión de 16 bits de VISUAL BASIC, u OCX para la versión de 32 bits, estas herramientas no son programadas en VISUAL BASIC sino en VISUAL C.

Este comando VBX denominado IOPORT realiza la misma función de escribir y leer datos utilizando la propiedad “IOPORTDATA”. Los VBX de VISUAL BASIC son las utililerías de las cuales disponemos en el programa, por lo que podemos programar cuantos VBX necesitemos (en VISUAL C) para realizar las tareas que necesitemos

Otra de las ventajas que ofrece VISUAL BASIC radica en poder hacer del programa un archivo ejecutable, el cual no requiere más que oprima dos veces (*double click*) en el, o ejecutarlo desde el panel de control, lo cual es una ventaja, ya que el usuario jamás puede ver el código del programa ni cambiar datos predeterminados, es decir, no tiene acceso al programa como tal, permitiendo así solamente al programador conocer el código así como su funcionamiento, además de ahorrar la instalación del lenguaje de programación.

En este trabajo y como parte del sistema, se realizó solamente el archivo ejecutable para poder realizar la prueba al proceso en cuestión.

El programa consta de dos ventanas. Una primera ventana en la que se describe como se debe de llenar la segunda ventana, los valores que se deben de introducir, es decir, una serie de instrucciones para no incurrir en errores que podría pensarse que son errores en el programa.

La figura 3.23, presenta la pantalla de despliegue de los datos del motor.

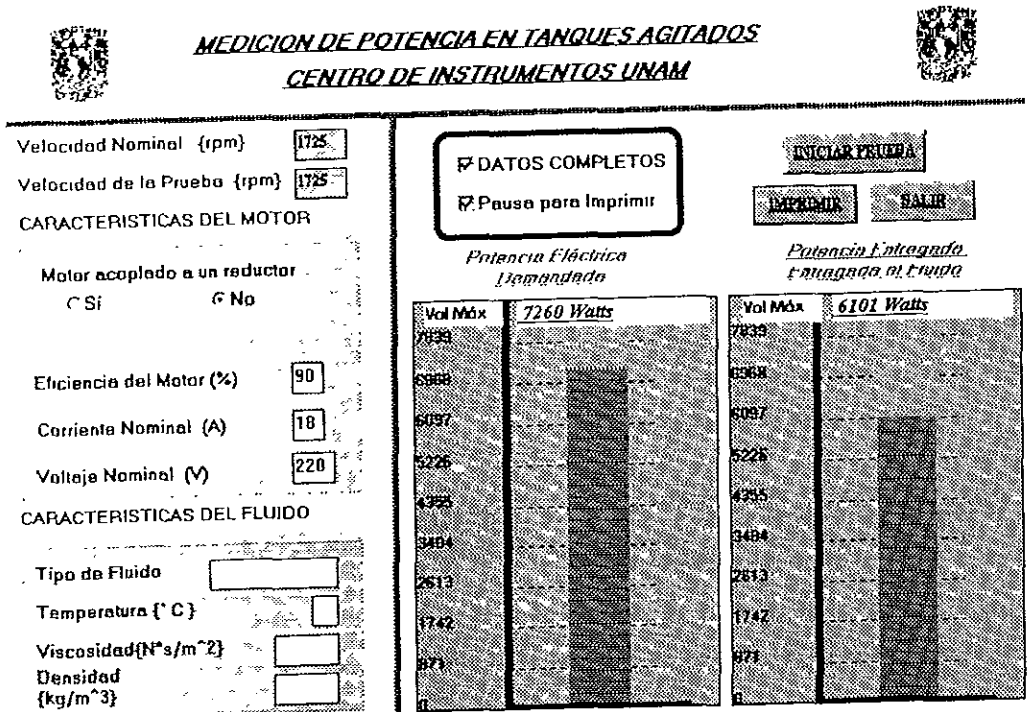


Figura 3.23 Pantalla de resultados.

4 - CALIBRACIÓN

4.1 - CARACTERIZACIÓN Y CALIBRACIÓN DEL DISPOSITIVO

El dispositivo requiere de una caracterización y calibración de sus componentes debido a que los voltajes que obtenemos de cada etapa representan una cantidad que realmente no conocemos, estos voltajes se deben escalar con las lecturas reales.

La tabla 4.1 resume algunos de los puntos con los cuales se calibró el sistema.

127V o 220 V corresponden a aproximadamente 6 V	
I Entrada	Voltaje de la multiplicación "V"
0 A	0 V
1 A	0.8 V
2 A	1.7 V
3 A	2.6 V
4 A	3.5 V
5 A	4.4 V
6 A	5.3 V
7 A	6 V
8 A	6.6 V

Tabla 4.1 Valores de voltaje correspondientes a la entrada de corriente.

Esta tarea debe realizarse cuidadosamente y hacerlo con un gran número de condiciones, para poder formar una gráfica (lineal), la cual por ejemplo para 0.1V representa 1 A, y para .2V le corresponde un valor de 2 A.

La tabla 4.2 nos permite ver como los resultados son lineales con respecto a la entrada lo que nos permite formar un modelo matemático lineal el cual está dado por:

$$V = 0.85 I + 0.0333 \quad [4.1]$$

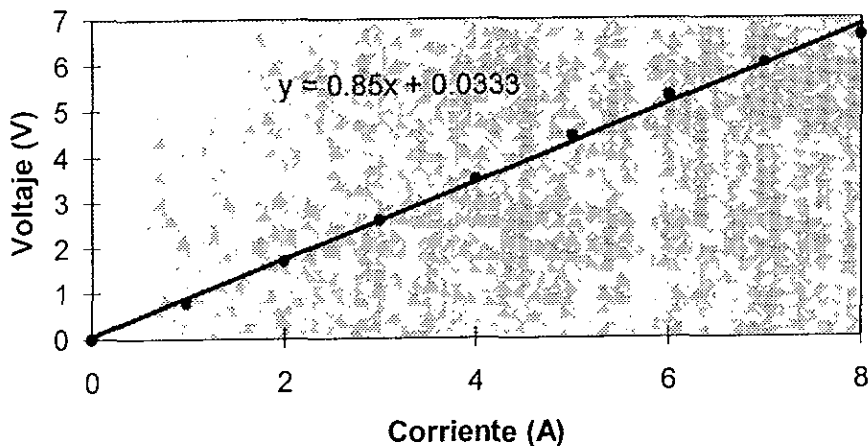


Figura 4.1. Gráfico de corriente contra voltaje de salida.

La medición del voltaje correspondiente a “VxI” es una tarea similar, por lo que la tabla anexa nos da una idea de los puntos que forman la curva.

Multiplicación “ VxI” medición en Volts	
Corriente en Amperes	Voltaje correspondiente a “VxI”
0 (A)	0 (V)
1 (A)	0.4 (V)
2 (A)	0.8 (V)
3 (A)	1.25 (V)
4 (A)	2 (V)
5 (A)	2.5 (V)
6 (A)	3 (V)
7 (A)	3.4 (V)
8 (A)	3.8 (V)

Tabla 4.2. Valores de voltaje correspondientes a “ VxI”.

Con los datos de la tabla 4.2 podemos construir un modelo matemático que nos describa la curva como se ve en el gráfico de la figura 4.2 el modelo será:

$$V = 0.4958 I - 0.0722 \quad [4.2]$$

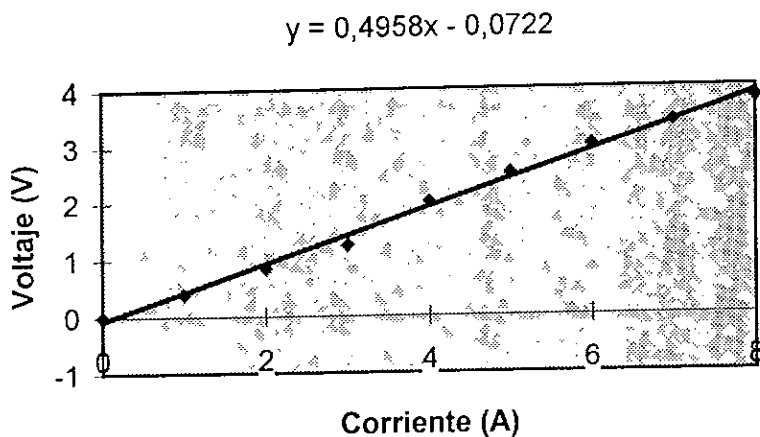


Figura 4.2. Gráfica de Voltaje contra corriente.

Para obtener el voltaje correspondiente al ángulo de fase haremos lo mismo por lo cual obtenemos de la tabla 4.3.

FACTOR DE POTENCIA	
ϕ (°)	<i>Voltaje de salida</i>
0	1.15 V
22.5	1.05 V
45	0.98 V
67.5	0.74 V
90	0.55 V

Tabla 3.4. Voltajes de salida del detector de fase.

El modelo lineal que arroja la tabla es el siguiente:

$$V = -0.0056 \phi + 1.2351 \quad [4.3]$$

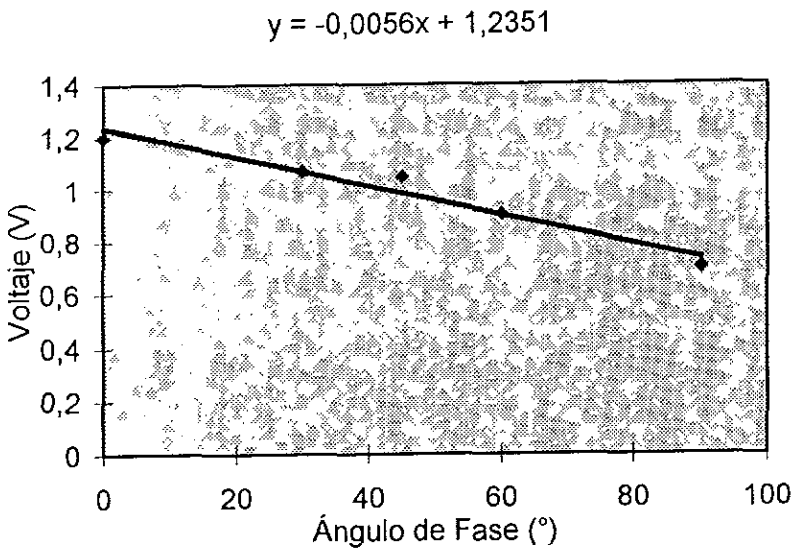


Figura 4.3. Gráfica de voltaje de salida del detector de fase.

Por último tenemos que caracterizar la última salida del multiplicador lo que corresponde a la entrada al convertidor analógico.

MULTIPLICACIÓN FINAL	
I (A)	$V_{\text{salida}} = V_x I_x \cos(\phi)$
1 A	0.123 V
2 A	0.249 V
3 A	0.364 V
4 A	0.5 V
5 A	0.6266 V

Tabla 3.5 Voltaje final a la salida del multiplicador

El modelo lineal que obtenemos de la gráfica es el siguiente:

$$V_f = 0.12583 I + 0.00494 \quad [4.4]$$

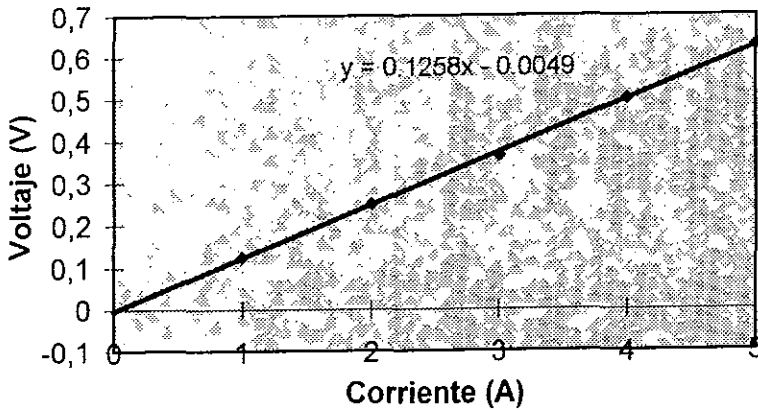


Figura 4.4. Gráfica de voltaje contra corriente de entrada.

Con la ayuda de estos datos y gráficos podemos elaborar un modelo de corriente de entrada contra voltaje de salida, para poder asignarle el valor real a este valor de voltaje y obtener así, la potencia real que está consumiendo el motor.

La asignación del valor real así como las pérdidas se procesan en el programa de captación de datos teniendo la ventaja de poder evaluar casi cualquier modelo matemático que se obtenga de las pérdidas debidas al bajo régimen de giro del motor.

El modelo matemático que se obtuvo con estos valores debe ser lo más aproximado que sea posible, ya que de ello depende la exactitud con la que trabaje el sistema. Estos modelos pueden tener desviaciones pero estas no deben ser considerables (menores al 10%).

Los datos tomados anteriormente se obtuvieron simulando las condiciones que tenemos en un motor, el proceso que se siguió es el siguiente.

La señal de corriente se suministró por medio de un conjunto de resistencias de potencia, las cuales consumen un alto amperaje, con estas resistencia y con la ayuda de un variador de voltaje (Variac), podemos controlar la corriente variando el voltaje. La señal de voltaje es tomada directamente del transformador de doble embobinado, el cual independientemente de la alimentación en el primario (127 V o 220 V) entrega a la salida del secundario 6 V @ 500 mA.

Una parte de la calibración como se puede observar en las tablas anteriores, solamente requiere de medir voltaje y corriente para saber que valor de voltaje corresponde a cada señal.

La calibración del ángulo de fase no fue una tarea fácil de realizar, ello debido a que si estamos considerando que las resistencias están consumiendo cierta corriente a un voltaje determinado, teóricamente estas resistencias no tendrán un defasamiento entre sí, lo cual depende del tipo de resistencias, el material del que estén elaboradas etc. Por ello fue necesario utilizar un generador de funciones para poder variar el ángulo de fase de un señal simulada de voltaje.

El voltaje que se simula con el generador de funciones tiene que tener características muy parecidas a las que suministra el transformador en su secundario, para poder asegurar que el comportamiento de esta señal simulada es el mismo que se tendrá en realidad en el transformador.

Una vez teniendo la señal de voltaje idéntica, podemos variar el ángulo de fase que existe entre las dos señales y, con la ayuda de un osciloscopio poder determinar a una corriente dada el ángulo de defasamiento que existe entre las dos señales.

Esta calibración se repite varias veces con escalas adecuadas para poder asegurar que los valores que estamos obteniendo no tengan errores tan significativos.

5.2 - AJUSTE PARA LOS MULTIPLICADORES Y ATENUADORES

Los ajustes para las atenuadores son de gran facilidad ya que se cuenta con resistencias variables de valores que oscilan entre 5 k Ω hasta 100 k Ω , para variar la salida total.

En el multiplicador se necesitan hacer más ajustes, debido a que es necesario primeramente referenciar el cero. Esto se realiza colocando las entrada analógica 1 a cero volts y la entrada 2 a máximo valor de voltaje, el circuito debe dar a la salida un valor de cero volts de no ser cero, se ajustan las resistencias del circuito hasta el valor de cero volts, esta operación se realiza colocando la entrada 2 a cero volts y la entrada 1 a voltaje máximo. Finalmente se colocan ambas entradas a máximo valor de voltaje y se ajusta la escala de salida del multiplicador (ganancia total).

Este proceso se debe de realizar con valores máximos de voltaje correspondientes a las señales máximas con las que se va emplear el dispositivo, de no ser así, se recomienda suministrar 20 volts pp (pico-pico) como valor máximo, y 0 volts como valor mínimo.

Por último colocando las dos entradas a máximo valor se obtiene el valor máximo el cual también se puede ajustar para poder variar la ganancia de salida.

El detector de fase así como el convertidor de C.A. a C.D. no necesitan calibrarse solamente el amplificador operacional de ganancia variable para ajustar la salida tanto como se requiera.

Cabe mencionar que para poder determinar el ángulo de fase debemos de tener en cuenta dos puntos importantes, que se describe a continuación:

- 1) Las señales a la entrada del circuito debe de tener la misma frecuencia.
- 2) Las señales de entrada no debe de superar el valor teórico de voltaje de 50 mV

Las condiciones mencionadas anteriormente no son ninguna limitante, ya que tanto la corriente como el voltaje trabajan a una misma frecuencia. Con respecto a la señal de voltaje, esta se puede manipular con la ayuda de los atenuadores mencionados en el Capítulo 3 para obtener el rango óptimo de trabajo de la señal.

5.3 - ENERGÍA ENTREGADA AL FLUIDO

Como se mencionó tanto en la Introducción como el en Capítulo 1, uno de los puntos principales del dispositivo radica no sólo en determinar la energía que demanda eléctricamente el proceso sino también, la energía que se puede suministrar al proceso. Esto se logra cuantificando las pérdidas ocasionadas por cojinetes, rodamientos, coples etc., como se mencionó en el Capítulo 2.

Para poder conocer las pérdidas que intervienen en el proceso, debemos de conocer el comportamiento de los motores a diferentes velocidades de prueba.

Un punto importante que se debe tomar en cuenta es que estas pérdidas son muy variables y depende del tipo, marca del motor, eficiencia de diseño, etc. Un modelo estándar para un modelo de tres fases no existe ya que cada motor tiene sus curvas características, pero podemos construir un modelo aproximado con base en la gráfica (figura 4.5).

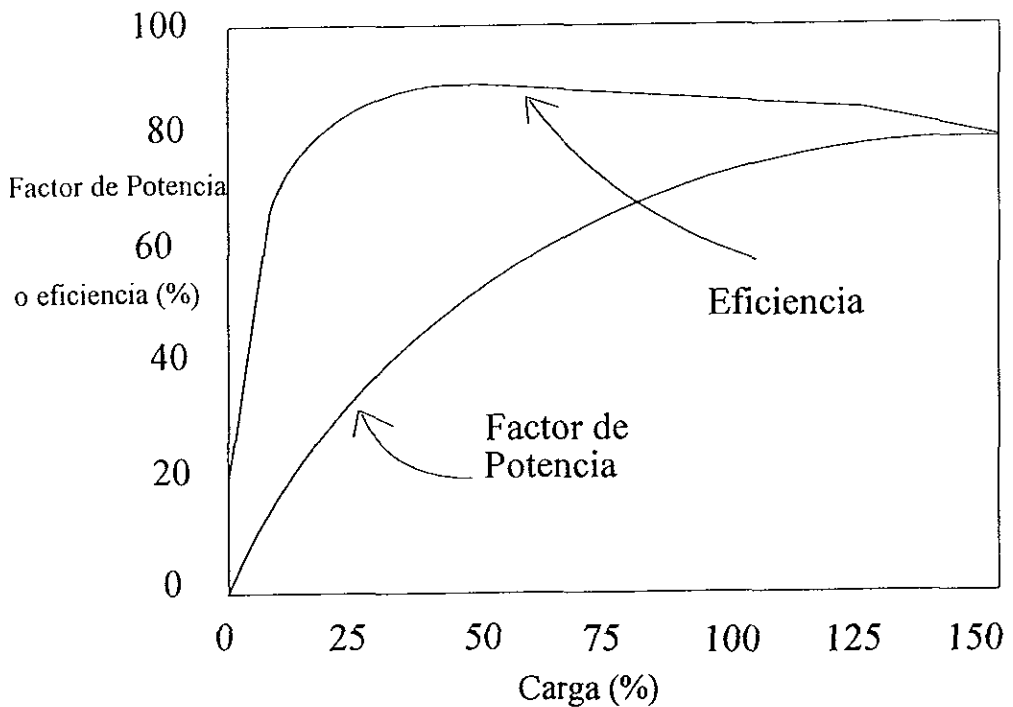


Figura 4.5. Características típicas de un motor.

Como podemos ver el factor de potencia es un punto muy importante, el cual debe ser medido en cualquier proceso que esté empleando motores de corriente alterna. Con la gráfica anterior podemos formar un modelo muy aproximado de pérdidas, claro sabiendo que no es un modelo universal y que tiene errores mayores para rangos superiores a 20 HP, en los cuales las gráficas de comportamiento de los motores difiere en gran medida de este modelo (Robert J. Lawrie, 1987)

El modelo matemático que se obtuvo con la ayuda de las tablas de comportamiento es un polinomio de 6° grado el cual tiene como constantes:

$$y = -4.7218x^6 + 23.68x^5 - 46.418x^4 + 45.24x^3 - 23.4x^2 + 6.46x - 4e^{-9} \quad [4.1]$$

$$y = -4.7218x^6 + 23.68x^5 - 46.418x^4 + 45.24x^3 - 23.4x^2 + 6.46x - 4E-09$$

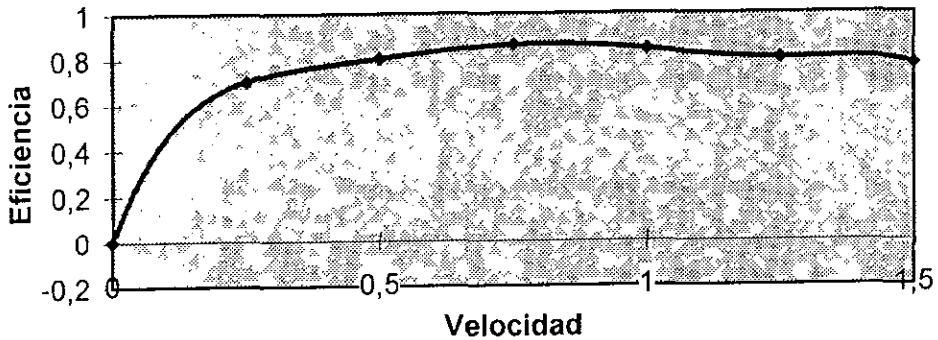


Figura 4.6. Modelo de pérdidas.

Esta curva es introducida al programa de captación de datos para evaluar las pérdidas y obtener así el valor de potencia entregada al fluido. Así mismo conociendo la eficiencia del motor, el programa de captación de datos, rectifica el valor del modelo anterior obteniendo así un valor más real, esto debido a que cada motor tiene una eficiencia de diseño diferente.

Este modelo se compara con un freno mecánico el cual se describe a continuación.

5.4 - FRENO MECÁNICO

Para poder tener un parámetro de comparación, se empleó un freno mecánico para simular la carga a la cual está sometido el motor cuando realiza alguna operación industrial.

El arreglo del freno mecánico consta de un motor de corriente alterna cuyas características se describen a continuación:

Marca	Siemens tipo RGZ
Potencia	2 HP
Voltaje	220-230/440-460 a 3 PH
Corriente	6.2 Amps / 3.1 Amps
Velocidad máxima	1715 rpm

Frecuencia	60 Hz
Temperatura de trabajo	14 °C
Peso	21.3 Kg.

Este motor está conectado por medio de un cople flexible a un torquímetro Himmelstein.

Modelo	MCRT 2801TN NN
Rango de velocidad	0 a 15000 rpm, bidireccional

Después del torquímetro se coloca un soporte de acero, el cual tiene sujeta dos placas de nylon, semejante a un disco y balata de automóvil.

Un tornillo sujeto a una segunda base, proporciona la carga variable ejerciendo presión sobre un disco acoplado a la salida del torquímetro, el cual, por medio de un amplificador, despliega las revoluciones a las cuales gira el motor, el par en la flecha del motor, etc.

Este freno es de gran ayuda ya que con él podemos, aparte de simular la carga a la cual está sometida, corroborar la gráfica de la figura 4.5, descrita anteriormente con respecto a las pérdidas en el proceso, además de manifestar que a bajas revoluciones (menores del 10 % de la carga) existen pérdidas mayores del 50% y muy cercanas al 70%. Los pérdidas obtenidas por este medio son ahora un

parámetro de comparación, además de permitir construir un modelo de pérdidas con respecto a las revoluciones a las cuales gira un motor.

Conociendo ahora el modelo que describe las pérdidas, además de corroborarlo con experimentos, es posible descontar las pérdidas por fricción con una gran exactitud.

El freno mecánico (figura 4.7) así como el amplificador para despliegue de datos (figura 4.8) se muestran a continuación.

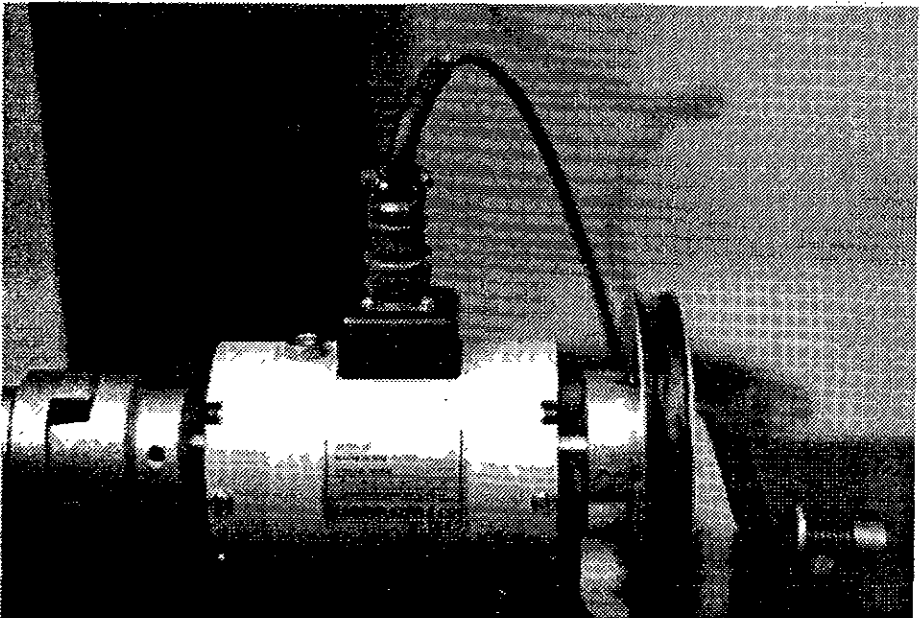


Figura 4.7. Foto del freno mecánico.

El programa de captación de datos considera dos casos en los cuales el motor está acoplado a un reductor de velocidad, que es el arreglo mas común en la industria de proceso, y que tiene pérdidas mucho menores que dependen solamente de la eficiencia de transmisión, y el caso anterior, en el cual la velocidad de giro del motor se logra por medio de un variador de frecuencia.

Utilizar un torquímetro para comparar los valores obtenidos, resulta ser uno de las mejores opciones para calibrar el dispositivo, ya que como se observa en la tabla de ventajas y desventajas, se mencionó que los torquímetros son instrumentos precisos y con un amplio rango de medición de par.

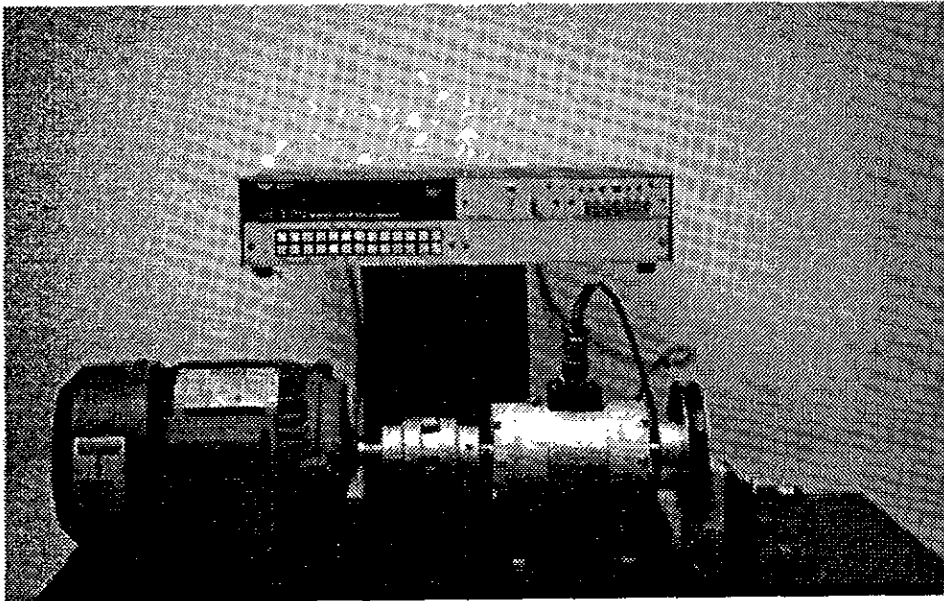


Fig. 4.8 Foto del freno y torquímetro.

5 - ANÁLISIS ECONÓMICO

5.1 - COSTO DEL EQUIPO COMPARADO CON LOS DEMÁS DISPOSITIVOS

El costo de cualquier equipo que se emplea en la industria es uno de los puntos más importantes, ya que la relación costo beneficio representa la aprobación o rechazo de un proyecto de Ingeniería. Para poder hacer una comparación más completa, se ha dividido este análisis de costo en dos grupos, costos de instalación y costos del equipo.

La tabla siguiente integra los costos de la instalación de los diferentes equipos descritos el Capítulo 2.

EQUIPO	Requiere Instalación		Costo de la Instalación.		
	SI	NO	Alto	Medio	Bajo
Mediciones Calorimétricas	X		X		
Mediciones Eléctricas		X			
Dinamómetros	X			X	
Toquímetros	X			X	
Sistemas de sensores de esfuerzos y telemetría	X		X		

Tabla 5.1 Costos de instalación.

En la tabla 5.1 podemos ver que el dispositivo diseñado no requiere de ningún tipo de instalación, lo que es en una atractiva opción ya que no necesitamos detener el proceso para medir potencia.

Los datos de costos de instalación de los equipos, fueron proporcionados por CONSULTEX (Consultores Textiles S.A. de C.V.). Son datos promedio, además de considerar una instalación en un día y horario normal de trabajo. En otras condiciones los costos varía considerablemente.

La tabla 5.2 muestra una aproximación de los costos totales que implica instalar un equipo para determinar potencia.

EQUIPO	Costos del Equipo			Valor estimado
	ALTO	MEDIO	BAJO	(Dólares)
Mediciones Calorimétricas	X			4,500.00
Mediciones Eléctricas			X	1,000.00
Dinamómetros		X		3,500.00
Toquímetros	X			5,500.00
Sistemas de sensores de esfuerzos y telemetría	X			8,500.00

Tabla 5.2 Costos totales de los equipos.

Esta tabla considera los costos de los equipos incluyendo los gastos de instalación. Así mismo esta tabla muestra de una manera determinante la importancia de construir un dispositivo que no requiera instalación y sea económico para la industria de proceso.

Como se puede apreciar el costo del dispositivo diseñado es menor comparado con los restantes. Estos costos son aproximados y pueden variar considerablemente dependiendo del proceso a evaluar, rango, tiempo de instalación y tipo.

5.2 - CONSUMO DE ENERGÍA

Como se mencionó anteriormente los costos son de suma importancia y no solamente los que son directamente perceptibles como equipo e instalación.

En la industria de proceso existen costos indirectos que son absorbidos por el empresario. El consumo de energía es uno de los aspectos que más peso tiene sobre la producción de cualquier bien. Ahorrar energía resulta llamativo, ya que por mencionar un ejemplo, suponiendo que requerimos un motor de 40 HP para un proceso que trabaja cierto tiempo algunos días a la semana, y cuya eficiencia estándar es de 89.3% . Los costos indirectos debido al proceso serían 8590 kWh por año. En realidad la eficiencia del motor es de 88% por lo que los costos

indirectos en se elevan a 14145 kWh por año, es decir estamos demandando 5555 kWh por año más (Robert J. Lawrie, 1987).

Queda de manifiesto con el ejemplo anterior la importancia de conocer las demandas reales de un proceso así como la energía que realmente se requiera, concientizar a los industriales de la importancia de poder conocer las demandas de los procesos, apoyar a la investigación, y más aún reconocer que los investigadores realizan actividades que tiene un impacto no sólo económico, sino de desarrollo general para la industria de proceso.

6 - PRUEBAS Y RESULTADOS

6.1 - CALIBRACIÓN DEL DISPOSITIVO CON UN TORQUÍMETRO

Como se describió en el Capítulo 5 se elaboró un freno mecánico que está constituido por el motor, un torquímetro y un par de balatas para poder dar carga al sistema (figura 6.1).

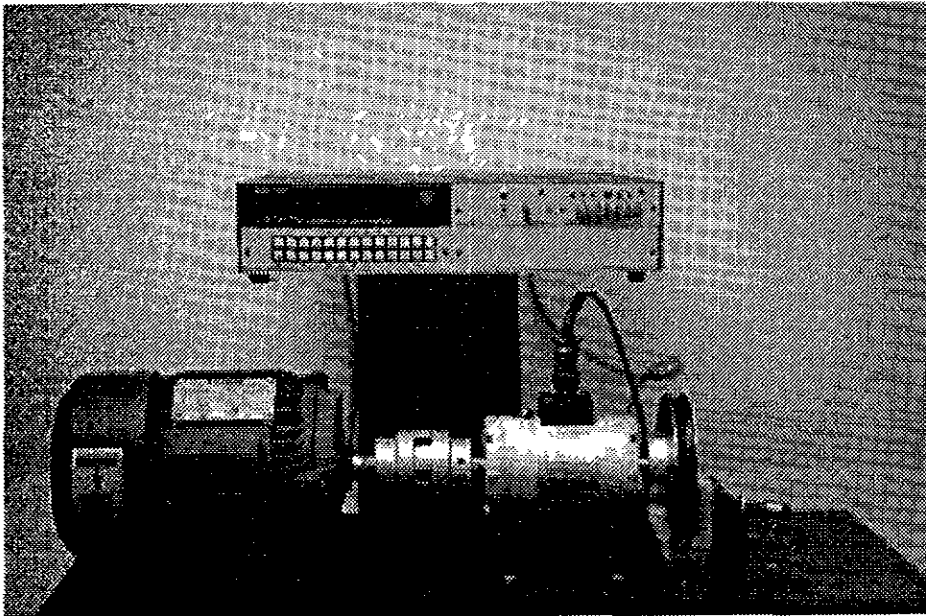


Figura 6.1 Foto del banco de pruebas.

Con este banco de pruebas se puede obtener una comparación, para poder determinar que tan preciso es el dispositivo, la tabla 6.1 presenta los resultados de la calibración obtenida con el torquímetro.

Las pruebas se hicieron midiendo a diferentes velocidades de rotación medidas con la ayuda de una lampara estroboscópica. El par se lee directamente del amplificador del torquímetro, y la potencia entregada al sistema se obtiene observando el valor máximo en la pantalla de despliegue de datos del programa realizado.

Revoluciones (rpm)	Torquímetro		Dispositivo	
	Par (lb.ft)	Potencia (Watts)	Potencia eléctrica (Watts)	Potencia entregada al fluido (Watts)
1715	3.74	912.3	1145	962.029
1680	5.25	1254	1470	1235
1560	7.17	1590	1832	1550.5
1510	8.405	1802	2013	1702.78
1465	9.158	1905	2194	1893.21
1370	10.3	2005	2339	2050.2
1100	13.64	2130	2557	2205
900	18.30	2339	2919	2938.5
835	21.677	2570	3209	2510
500	_____	_____	3354	2438.7
100	_____	_____	3571	1091.17

Tabla 6.1 Datos comparativos entre el dispositivo y un torquímetro.

Con los datos anteriores se obtuvo el siguiente gráfico (figura 6.2).

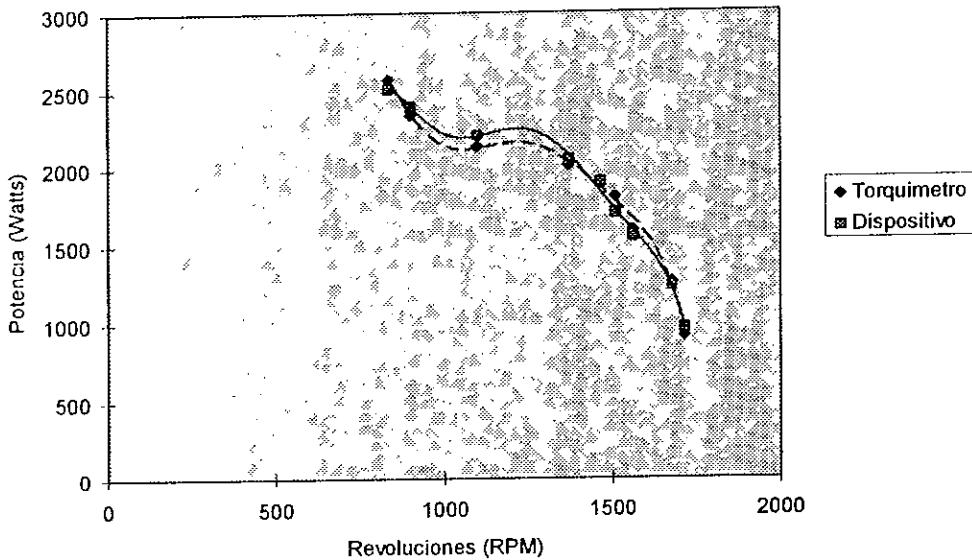


Figura 6.2 Comparación de los dos equipos.

6.2. - PRECISIÓN

En la gráfica de la figura 6.2 se puede observar la curva de calibración del equipo. Puede mencionarse que la calibración realizada es confiable, tomando en cuenta las pequeñas diferencias. Mediante la ayuda de esta gráfica, podemos estimar

el porcentaje de error, lo cual nos permitirá conocer la precisión del equipo (tabla 6.2).

Valor del Torquímetro	Valor del dispositivo	Error relativo (%)
912.3	962.029	5.19
1254	1235	1.5384
1590	1550.5	2.54
1802	1702.78	5.82
1905	1893.21	6.75
2005	2050.2	2.2
2130	2205	3.4
2339	2398.5	2.48
2570	2510	2.4

Tabla 6.2 Error del dispositivo.

Con la ayuda de esta tabla podemos observar como para este motor el máximo valor de error oscila casi en 7%. Cabe mencionar que sería necesario realizar más pruebas en diferentes rangos, lo cual sería deseable si se explorará la posibilidad de caracterizar el equipo a nivel industrial.

Para poder determinar la precisión del sistema se puede decir que el sistema tiene una exactitud de $\pm 7\%$, mientras que la precisión será de 0.1% esto para asegurar los demás rangos en los cuales el dispositivo trabaja.

6.3. - RANGO DE OPERACIÓN

El equipo que se presenta en la figura 6.3, se probó en un rango no mayor a 15 kW, pero está calibrado por los modelos obtenidos hasta un rango cercano a 12 kWatts

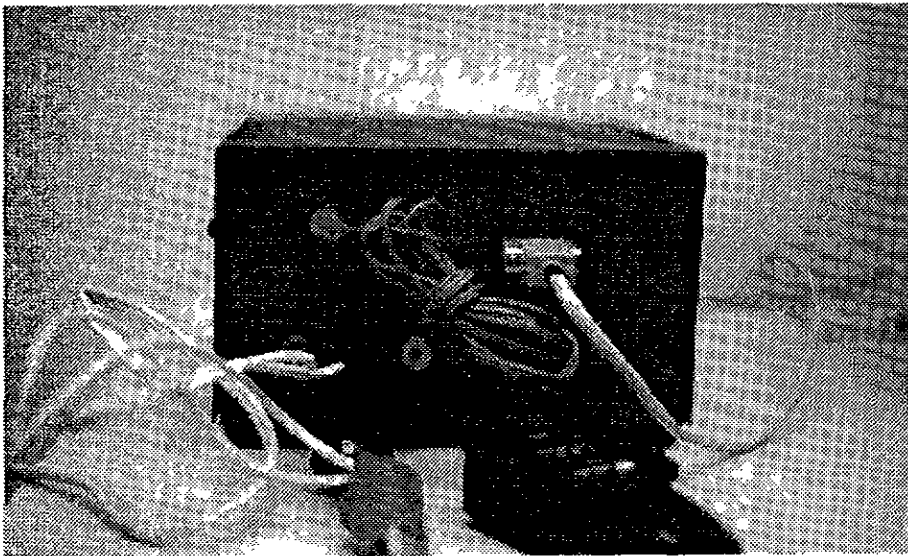


Figura 6.3 Foto del Dispositivo.

Dada la necesidad industrial de poder medir hasta 15 kWatts, el equipo necesita ser probado antes. Esta tarea no pudo ser realizada debido al tamaño de los motores industriales y otros inconvenientes.

El rango de operación está limitado no solamente por las demandas del motor, sino por los circuitos integrados como: el multiplicador y el detector de fase. Estas limitaciones se describen a continuación.

6.4. - LIMITANTES EN LOS MULTIPLICADORES Y EN EL DETECTOR DE FASE

Como ya se mencionó, las limitantes principales para ampliar el rango de operación del dispositivo se encuentran en los multiplicadores de señal, ya que como se explicó en el Capítulo 2, el límite máximo de entrada es de 10V por cada señal, el cual puede ser manipulado para poder medir dos señales en un rango establecido.

El detector de fase es la principal limitante del circuito debido a que el circuito integrado debe de cumplir con las consideraciones mencionadas en el Capítulo 4. Sin embargo, al probar el dispositivo, se observó que la amplitud de las señales es también un punto importante que se debe de cumplir, para poder asegurar que el detector de fase trabajará tal como se diseñó, la amplitud no debe ser nunca el doble una con respecto a la otra.

Este punto es de suma importancia, ya que probablemente el circuito puede trabajar en un rango mayor al especificado pero con valores de voltaje distintos a los obtenidos en el Capítulo 4, obteniendo valores que muy probablemente sean ruido de las señales de entrada únicamente, y no el voltaje correspondiente a la detección de fase.

6.5. - FACILIDAD DE OPERAR EL EQUIPO

La operación del equipo resulta ser sencilla pues solamente se requiere el dispositivo en cuestión y una computadora para obtener los resultados. La facilidad de emplear el equipo también se ve reflejado en el hecho de no requerir detener el proceso, además de permitir que mientras se está realizando éste, se está evaluando el consumo de energía y la energía suministrada al proceso.

En una primera etapa el dispositivo se ha probado experimentalmente, para posteriormente probar industrialmente. En el Instituto de Biotecnología de la UNAM, existen fermentadores que trabajan con motores cercanos a los 10 HP, en tanques de 500 litros, en los cuales este dispositivo se probará en fechas próximas. Los resultados de estas pruebas no se incluyen en este trabajo debido a que la siguiente fermentación está programada para principios de Marzo, pero se espera poder presentar los resultados en la exposición de esta tesis.

7 - CONCLUSIONES GENERALES

En esta sección se pretende dar un panorama de todos los resultados obtenidos, reafirmar los objetivos para los cuales fue diseñado el dispositivo, y mostrar los inconvenientes y problemas que se propician en cualquier proyecto encaminado a diseñar un prototipo.

Se desarrolló un dispositivo para determinar el consumo de potencia en motores eléctricos de corriente alterna en el rango de 0 a 15 kW. Básicamente el equipo está dirigido a la medición del consumo de potencia en un tanque agitado, tal como los que se emplean en la industria de alimentos o donde se requiera realizar una operación de mezclado, para lo cual es necesario conocer las pérdidas debidas a la fricción entre elementos rodantes, y pérdidas eléctricas presentes en el proceso.

El equipo se diseñó tomando en cuenta la facilidad de emplearlo en un proceso continuo y con motores de corriente alterna.

En términos generales puede decirse que el equipo objeto de este trabajo de tesis resultó ser un dispositivo accesible en cuanto a operación y costo. Como todo prototipo, debe tenerse en mente que el diseño del mismo es perfectible y hasta probarlo a nivel industrial podremos establecer algunas acciones para hacer de este equipo un instrumento confiable.

El freno mecánico resultó ser de suma importancia ya que es el parámetro de comparación del dispositivo, esto debido a la imposibilidad (por tiempo) de probar el equipo a nivel industrial.

Como se puede observar en el gráfico obtenido de la energía entregada al fluido, el dispositivo tiene una gran semejanza con el comportamiento real del motor, quedando de manifiesto la similitud del modelo obtenido en el Capítulo 5, y mostrando además la facilidad de poder medir esta energía suministrada al proceso.

El diseño de freno mecánico no es difícil de realizar, además de mostrar la facilidad de implementar un banco de pruebas, el cual podría tener con más elementos un buen mecanismo de comparación del dispositivo.

RECOMENDACIONES

Diseño y fabricación de circuitos impresos

El dispositivo cuenta con varios circuitos impresos cada uno de los cuales aloja diferentes componentes que realizan una función determinada, hacer estos circuitos requiere de mucho cuidado y exactitud, comenzando desde el diseño de las rutas (las cuales se hicieron en TANGO), hasta realizar la impresión de estos circuitos en tarjetas fenólicas.

Otro punto que se debe de tomar en cuenta, es aislar perfectamente los componentes de la tierra física, ya que un mal aislamiento repercutiría no solamente en poder sobrecargar un circuito, sino hacer que el circuito armado tenga ruido de señales que son provocados por interferencia de materiales, lugar en el que fueron colocados etc.

Todos los diseños de circuitos tiene sugerencias de diseño especiales es decir recomendaciones que se deben de seguir ya que el fabricante conoce internamente el circuito y puede asegurara si este tendrá fallas por características de diseño, las cuales no son provocadas por un mal funcionamiento o un cálculo incorrecto de componentes. Un ejemplo particular se presenta en el convertidor ADC-0804, en el cual se debe de tener una señal de voltaje de referencia de $2.5 \text{ V} \pm .1 \text{ V}$, una tolerancia más alta provoca un desajuste y una mala conversión de los datos de entrada. La alimentación principal de 5V debe estar lo mas cercana posible al convertidor para evitar rizados que repercutirían en el estado de conversión del convertidor, por ello recomiendo seguir las sugerencias especificadas en los manuales.

Calibración del dispositivo

Cada multiplicador de señal debe de ser calibrado como se describió en el Capitulo 4, en forma independiente y tomando en cuenta los valores de voltajes iguales a cero y voltaje máximo.

Evaluación de las pérdidas

Evaluar las pérdidas provocadas por el motor en un proceso, resultó una tarea difícil, ello debido a la necesidad de conocer el comportamiento de los motores. Como podemos imaginar no todos los motores se comportan de igual forma, depende del tipo de excitación, de los elementos internos que lo forman, el tipo de material del que estén constituidos, marca, características de alimentación, número de fases etc.. No obstante gracias a la ayuda de las curvas de comportamiento de los motores de diferentes rangos de operación (5, 10, 15 HP), se puede obtener un buen modelo que describa el funcionamiento de los motores, además de haber obtenido un modelo de comportamiento muy parecido a los anteriores y que tiene un límite de confiabilidad desde 0 hasta 20 HP, lo cual es de gran ayuda debido a que el dispositivo mide en un rango de operación entre 0 y 15 HP.

Cabe mencionar que la similitud de este modelo matemático es de suma importancia en el desarrollo de esta tesis, debido a que la exactitud en el valor de la energía entregada al fluido depende de este modelo.

Como se mencionó en el Capítulo 5, la precisión del dispositivo construido es de 7%, este valor quizá podría parecer muy grande, pero si consideramos el rango en el cual el equipo está funcionando, además del objetivo para el cual fue diseñado resulta un dispositivo muy eficiente, ya que reduce enormemente los problemas de

instalación de equipo, paro del proceso, y demás situaciones que se presenta al instalar un equipo como los torquímetros, dinamómetros, sensores de esfuerzos, etc..

Limitantes electrónicas del dispositivo

Como casi todos los prototipos, este dispositivo tiene limitantes (debido a su constitución) electrónicas, debidas principalmente a los circuitos integrados con los cuales se diseño. Los multiplicadores de señal, el detector de fase el rango de conversión del convertidor etc.

El dispositivo presenta además debido a la atenuación de las señales de entrada una respuesta lineal, aspecto que simplifica mucho la electrónica de evaluación y captación de señales.

Aunque parecería extraño, la pinza de toma de muestra de corriente si tiene polarización, debido al sentido de recorrido de la corriente dentro del núcleo ferromagnético de la pinza, por ello se recomienda para tener un resultado correcto el poner la pinza como se especifica en el diagrama de procedencia del Capítulo 3.

Convertidor analógico digital

Para poder poner en funcionamiento óptimo cualquier convertidor analógico digital, mi recomendación es similar a la que los manuales describen en sus tablas

de diseño, tiempo de conversión, frecuencia del reloj de conversión, ancho de las pistas, filtrado de las señales de referencia y alimentación así como, el tipo de convertidor para cada aplicación.

Achaval M. (1993) **Visual Basic 3.0**. Ed. Métodos S.A., México.

Armenante, P.M. and Li, T. (1993) Minimum agitation speed for off-bottom suspension of solids in agitated vessels provided with multiple flat-blade impellers. **Process mixing: Chemical and Biochemical Applications II**. AIChE Symposium Series, 89, 293, pp.105-111.

Bohme G. and Stenger M. (1988) Consistent scale up procedure for the power consumption in agitated non-Newtonian fluids. **Chem. Eng. Sci.**, **36**, 347-354.

Bourne J.R., Buerli, M. and Regenass, W. (1981) Power and heat transfer to agitated suspensions - use of heat flow calorimetry, **Chem. Eng. Sci.**, **36**, 782-784

Boylestad R., Nashelsky P. (1994) **Electrónica Teoría de Circuitos**. 5ª edición Ed. Prentice Hall, México.

Brown, D.E. (1977) The measurement of fermentor power input **Chemistry and Industry**, 16, (Aug 20th).

Ceballos S. J. (1997) **Enciclopedia de Visual Basic 4.0**. Ed. Computec ra-ma, México.

Chang, G.M. (1993) Power consumption in single phase agitated vessels provided with multiple impellers. **Master in Science Thesis**. New Jersey Institute of Technology, New Jersey, USA.

Driscoll F. and Coughlin R. (1993) **Amplificadores operacionales y Circuitos Integrados**. Ed. Prentice Hall, Hispanoamérica.

Einsele, A. (1976) Scale up of bioreactors: theory and reality. **Procc. 5th Int Ferment. Symp.**, West Berlin, Germany.

Galindo E. (1995) Mezclado y transferencia de oxígeno en fermentadores **Escalamientos de procesos biotecnológicos**, R. Quintero y A. Lopez-Munguía (eds). Universidad de las Naciones Unidas, Tokio Japón (en prensa).

- Herrera J.R. (1987) Estudios de mezclado en soluciones de goma Xantana **Tesis de Licenciatura en Ingeniería Química**, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla.
- Himmelstein S. and Co. 1994 Bulletin 360 D. Precision torque meter readouts. USA.
- Holland, I.A. and Chapman, F.S. (1966) Liquid mixing and processing in stirred tanks, Reinhold Pub., New York.
- Holman J.P. (1981) **Métodos Experimentales para Ingenieros**. 2ª edición traducida Ed. McGraw-Hill, México.
- Hudcova V., Machon V. and Nienow A.W. (1989) Gas-liquid dispersion with dual Rushton turbines impeller. **Biotechnol. Bioeng.**, **34** 617-628.
- King R.L. Hiller, R.A. and Tatterson, G.B. (1988) Power consumption in a mixer. **AIChE. J.**, **34**, 3, 506-509.
- Kuboi R Nienow A.W. (1982) The power drawn by dual impeller systems under gassed and ungassed conditions. **4th Euro. Conf. on Mixing, G2**, pp. 247-261.
- Lawrie J. Robert (1987) **Electric Motor Manual**. Ed. McGraw-Hill, México.
- Mileaf H., (1986) **Electricidad Siete**. edit Limusa, México
- Linear Data Book (1988). **Linear 2 Databook** National Semiconductor Corporation .Vol 2, USA.
- Motorola Inc. (1992). **Motorola Fast TTL and LS Data**. 5th edition, USA.
- Nienow A. W., Edwards, M.F. and Hamdy, N. (1985) Introduction to mixing problems. In *Mixing in the process industries*. Butterworths Series in Chemical Engineering. Eds. N. Hamby, M.F. Edwards and A.W. Nienow.
- Nienow A. W., Hunt G. and Buckland, B.C. (1994). A fluid dynamic study of retrofitting of large agitated bioreactor turbulent flow. **Biotechnol. Bioeng.**, **44**, 1177-1185

- Oguic P (1997) **Control Electrónico con el PC**. 2ª edición, edit Paraninfo, México.
- Oosterhuis, N.M.G. and Kossen, N.W.F. (1981) Power input measurement in a production scale bioreactor, **Biotechnol. Lett.**, **3**, 11, 645-650.
- Perez A. (1992) **Generadores y Transformadores Eléctricos**, México
- SKF (1989). **Catalogo General**. Stamperia Artistica Nazionale, Italia.
- Tanguy P.A., Lacroix R., Bertrand, F., Choplin and Brito-De la Fuente, E. (1992) Mixing of non-Newtonian viscous fluids with helical impellers: Experimental and 3 dimensions numerical studies **AICHESymp. Series**, **88**, 286, 33-37
- Texas Instruments. (1992). **Data Conversion, DSP Analog Interface, and Video Interface.**, Linear Circuits Data Book. Vol. 2, USA.
- Texas Instruments. (1992). **Operational Amplifiers.**, Linear Circuits Data Book. Vol. 1, USA.
- Texas Instruments. (1992). **Voltaje Regulator/Supervisors, comparators, Special Functions, and Buiding Blocks.**, Linear Circuits Data Book. Vol. 3, USA.
- Uhl, V.W. and Gray, J.B. (1966) Introducing to mixing. In: **Mixing: theory and practice**. Academic Press. Eds.: Uhl, V. W. and Gray, J.B. Vol Y, Chap. I.
- Xueming Z., Nienow, A.W., Kent, C.A. and Galindo, E. (1991) Improving xanthan fermentation performance by changig agitators. **Procc. 7th Euro. Conf. on Mixing.**, Brugge, Belgium.

Tablas y características eléctricas del XR-2208.

Operational Multiplier

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2208 operational multiplier combines a four-quadrant analog multiplier (or modulator), a high frequency buffer amplifier, and an operational amplifier in a monolithic circuit that is ideally suited for both analog computation and communications signal processing applications. As shown in the functional block diagram, for maximum versatility the multiplier and operational amplifier sections are not internally connected. They can be interconnected, with a minimum number of external components, to perform arithmetic computation, such as multiplication, division, square-root extraction. The operational amplifier can also function as a preamplifier for low level input signals, or as a post detection amplifier for synchronous demodulator applications. For signal processing, the high frequency buffer amplifier output is available at pin 15. This multiplier/buffer amplifier combination extends the small signal 3-dB bandwidth to 8-MHz and the transconductance bandwidth to 100MHz.

The XR-2208 operates over a wide range of supply voltages $\pm 4.5V$ to $\pm 16V$. Current and voltage levels are internally regulated to provide excellent power supply rejection and temperature stability. The XR-2208 operates over a $0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$ temperature range. The XR-2208M is specified for operation over the military temperature range of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$.

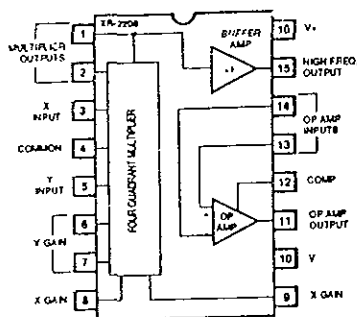
FEATURES

- Maximum Versatility
 - Independent Multiplier, Op Amp, and Buffer
- Excellent Linearity (0.3% typ)
- Wide Bandwidth
 - 3 dB BW — 8MHz typ.
 - 3° Phase Shift BW — 1.2MHz typ.
 - Transconductance BW — 100MHz typ.
- Simplified Offset Adjustments
- Wide Supply Voltage Range ($\pm 4.5V$ to $\pm 16V$)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply V_+	+18 Volts
V_-	-18 Volts
Power Dissipation	750mW
Ceramic Package	6mW/°C
Derate above +25°C	
Plastic Package	625mW
Derate above +25°C	5mW/°C
Storage Temperature Range	$-55^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

PIN ASSIGNMENT



APPLICATIONS

- Analog Computation
 - Multiplication
 - Division
 - Squaring
 - Square Root
- Signal Processing
- AM Generation
- Frequency Doubling
- Frequency Translation
- Synchronous AM Detection
- Triangle-to-Sinewave Converter
- AGC Amplifier
- Phase Detector
- Phase-Locked Loop (PLL)
- Applications
 - Motor Speed Control
 - Precision PLL
 - Carrier Detection
 - Phase-Locked AM Demodulation

ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2208M	Ceramic	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
XR-2208N	Ceramic	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
XR-2208P	Plastic	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
XR-2208CN	Ceramic	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
XR-2208CP	Plastic	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Supply Voltage = ±15V, T_A = 25°C, unless otherwise specified

PARAMETERS	XR-2208/ XR-2208M			XR-2208C			UNITS	FIGURES	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
GENERAL									
Supply Voltage	±4.5			±4.5			V _{dc}		See Figure 11
Supply Current		4	±16 7		5	±16 8	mA	2	Measured at Pin 16
MULTIPLIER SECTION									
Non-Linearity (Output Error in % of Full Scale)		0.3 0.3 0.7	0.5 0.5 1.0		0.5 0.5 0.8	1.0 1.0 %	%	3	No external offset trim V _Y = ±10V, -10V < V _X < +10V V _Y = ±10V, -10V < V _X < +10V T _{LOW} ≤ T _A ≤ T _{HIGH} (Note 1) f = 50Hz
Feedthrough									
a) With Offset Adj									
X input		45	80		70	120	mVp-p		V _X = 20 Vp-p, V _Y = 0
Y input		60	100		90	150	mVp-p		V _Y = 20 Vp-p, V _X = 0
b) No Offset Adj									
X input		120			200		mVp-p		V _X = 20 Vp-p, V _Y = 0
Y input		120			200		mVp-p		V _Y = 20 Vp-p, V _X = 0
Temperature Coefficient of Scale Factor		±0.07			±0.07		%/°C		T _{LOW} ≤ T _A ≤ T _{HIGH} (Note 1)
Input Bias Current X, Y input		2	6		3	8	µA	2	I ₃ I ₅ of Figure 2
Common input		4	12		6	18	µA	2	I ₄ of Figure 2
Input Resistance	0.5	1.0			1.0		MΩ	2	Measured looking into Pin 3 or Pin 5
Output Offset Voltage		50	80		80	140	mV	2	Measured across Pins 1 and 2
Avg Temp Drift		0.5			0.5		mV/°C	2	T _{LOW} ≤ T _A ≤ T _{HIGH} See Definition Section
Dynamic Response								5	
3 dB Bandwidth									
X input	6	8		6	8		MHz		
Y input	3	4		3	4		MHz		
3° Phase Shift Bandwidth		1.2			1.2		MHz		
1% Absolute Error Bandwidth		30			30		kHz		
Transconductance Bandwidth		100			100		MHz		
Output Impedance		6			6		kΩ		Measured looking into Pins 1 or 2
BUFFER AMPLIFIER									
Output Impedance		200			200		Ω	4	Measured looking into Pin 15
Gain	1.0			1.0					
OPERATIONAL AMPLIFIER									
Input Offset Voltage		1	3		2	6	mV	8	R _B < 50Ω T _{LOW} ≤ T _A ≤ T _{HIGH}
Temperature Coefficient of Input Offset Voltage		6	20		9	30	µV/°C		
Input Offset Current		4	75		10	100	nA	8	$\frac{I_{B1} - I_{B2}}{2}$
Input Bias Current		30	200		50	300	nA	6	$\frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$
Voltage Gain	70	75		70	75		dB	6	R _L ≥ 2K, V _O = ±10V, f = 20Hz
Differential Input Resistance	0.5	3			3		MΩ	6	R _L ≥ 2K, T _{LOW} ≤ T _A ≤ T _{HIGH}
Output Voltage Swing	±10	±12		±10	±12		V		
Input Common Mode Range	+12	+14		+12	+14		V	6	
Common Mode Rejection	-10	-12		-10	-12		dB	6	f = 20 Hz
Output Resistance	70	90		70	90		kΩ	6	
Output Resistance		2			2		kΩ	6	
Output Short Circuit Current	50	10	30		10		mA	5	Positive
Output Short Circuit Current	-30	-10	65		-10		mA	5	Negative
Slew Rate		0.5			0.5		V/µs	7	Gain = 1, R _L ≥ 2K, C _L ≤ 100pF C _C = 20pF
Power Supply Sensitivity		30			30		µV/V	6	R _S ≤ 10 ⁴

Note 1. T_{LOW} = -55°C, T_{HIGH} = +125°C for XR-2208M

T_{LOW} = 0°C, T_{HIGH} = +70°C for XR-2208/XR-2208C

CAUTION When using only the op amp or only the multiplier section of the XR 2208, the input terminals to the unused section must be grounded. Thus, when using the multiplier section alone, ground pins 13 and 14. When using the op amp section alone, ground pins 3, 4 and 5.

Tablas y características eléctricas del LM324.

D1990 SEPTEMBER 1975—REVISED JULY 1991

- Wide Range of Supply Voltages:
Single Supply . . . 3 V to 30 V
(LM2902 and LM2902Q
3 V to 26 V), or Dual Supplies
- Low Supply Current Drain Independent of
Supply Voltage . . . 0.8 mA Typ
- Common-Mode Input Voltage Range
Includes Ground Allowing Direct Sensing
Near Ground
- Low Input Bias and Offset Parameters.
Input Offset Voltage . . . 3 mV Typ
A Versions 2 mV Typ
Input Offset Current . . . 2 nA Typ
Input Bias Current . . . 20 nA Typ
A Versions . . . 15 nA Typ
- Differential Input Voltage Range Equal to
Maximum-Rated Supply Voltage . . . 32 V
(26 V for LM2902 and LM2902Q)
- Open-Loop Differential Voltage
Amplification . . . 100 V/mV Typ
- Internal Frequency Compensation

description

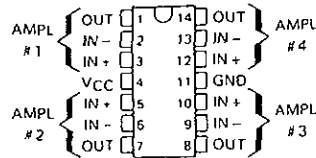
These devices consist of four independent, high-gain frequency-compensated operational amplifiers that were designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies is also possible so long as the difference between the two supplies is 3 V to 30 V (for the LM2902 and LM2902Q, 3 V to 26 V), and VCC is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. The low supply current drain is independent of the magnitude of the supply voltage.

Applications include transducer amplifiers, d-c amplification blocks, and all the conventional operational amplifier circuits that now can be more easily implemented in single-supply-voltage systems. For example, the LM124 can be operated directly off of the standard 5-V supply that is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring additional ± 15 -V supplies.

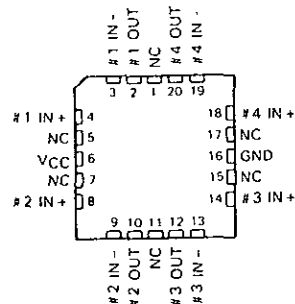
The LM124 and LM124A are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The LM224 and LM224A are characterized for operation from -25°C to 85°C . The LM324 and LM324A are characterized for operation from 0°C to 70°C . The LM2902 and LM2902Q are characterized for operation from -40°C to 105°C .

The LM2902Q is manufactured to demanding automotive requirements

LM124, LM124A J OR W PACKAGE
ALL OTHERS . . . D, DB J, N, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



LM124, LM124A
FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

symbol (each amplifier)



PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1991, Texas Instruments Incorporated

2-39

LM124, LM124A, LM224, LM324, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

Electrical characteristics at specified free-air temperature, VCC = 5 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	LM124, LM224		LM324		LM2902, LM2902Q		UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO} Input offset voltage	VCC = 5 V to MAX, V _{IC} = V _{ICR} min, V _O = 1.4 V	3	5	3	7	J	7	mV
	25°C							
I _{IO} Input offset current	V _O = 1.4 V	2	30	2	50	2	50	nA
	25°C							
I _{IB} Input bias current	V _O = 1.4 V	-20	-150	-20	-250	-20	-250	nA
	25°C							
V _{ICR} Common-mode input voltage range	V _O = 1.4 V	0 to	0 to	0 to	0 to	0 to	0 to	V
	25°C	V _{CC} -1.5	V _{CC} -1.5	V _{CC} -1.5	V _{CC} -1.5	V _{CC} -1.5	V _{CC} -1.5	
V _{OH} High-level output voltage	R _L = 2 kΩ							V
	VCC = MAX, R _L = 2 kΩ	26	26	26	26	26	26	
V _{OL} Low-level output voltage	R _L = 10 kΩ							V
	VCC = MAX, R _L = 10 kΩ	27	28	27	28	23	24	
A _{VO} Large-signal differential voltage amplification	R _L ≤ 10 kΩ							mV
	VCC = 15 V, V _O = 1 V to 11 V, R _L ≥ 2 kΩ	50	100	25	100	100	100	
CMRR Common-mode rejection ratio	V _{IC} = V _{ICR} min	25	15	15	15	15	15	dB
	25°C	70	80	65	80	50	60	
k _{SVR} Supply voltage rejection ratio (dV _{CE} /dV _{IC})	25°C	65	100	65	100	50	100	dB
	25°C	120	120	120	120	120	120	
V _{O1} /V _{O2} Crosstalk attenuation	f = 1 kHz to 20 kHz							dB
	VCC = 15 V, V _{IO} = 1 V, V _O = 0	-20	-30	-60	-20	-30	-60	
I _{IO} Output current	VCC = 15 V, V _{IO} = -1 V, V _O = 15 V, V _{IO} = -1 V	10	20	10	20	10	20	mA
	25°C							
I _{OS} Short circuit output current	VCC at 5 V, GND at -5 V, V _O = 0	1.40	±60	±40	±60	±40	±60	mA
	V _O = 2.5 V, No load	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	
I _{CC} Supply current (four amplifiers)	VCC = MAX, V _O = 0.5 VCC, No load	1.1	3	1.1	3	1.1	3	mA
	25°C							

¹All characteristics are measured under open loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. "MAX" VCC for testing purposes is 26 V for LM2902 and LM2902Q, 30 V for the others. Full range is -55°C to 125°C for LM124 and LM124A, -25°C to 85°C for LM224, 0°C to 70°C for LM324, and -40°C to 105°C for LM2902 and LM2902Q.
²All typical values are at T_A = 25°C

Tablas y características eléctricas del ADC-0804.

ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805



ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805 8-Bit μ P Compatible A/D Converters

General Description

The ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 and ADC0805 are CMOS 8 bit successive approximation A/D converters that use a differential potentiometric ladder—similar to the 256R products. These converters are designed to allow operation with the NSC800 and INS8080A derivative control bus with TRI-STATE[®] output latches directly driving the data bus. These A/Ds appear like memory locations or I/O ports to the microprocessor and no interfacing logic is needed.

Differential analog voltage inputs allow 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

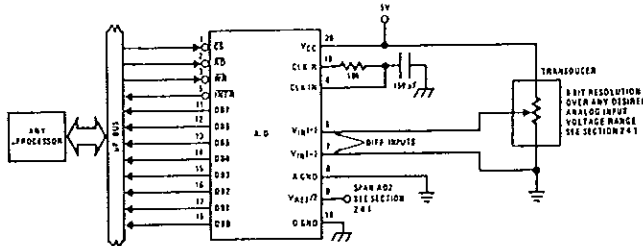
- Compatible with 8080 μ P derivatives—no interfacing logic needed - access time - 135 ns
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet both MOS and TTL 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
- 20 pin molded chip carrier or small outline package
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC}, 2.5 V_{DC}, or analog span adjusted voltage reference

Key Specifications

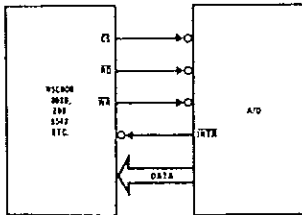
- Resolution 8 bits
- Total error $\pm 1/2$ LSB, $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- Conversion time 100 μ s

Typical Applications



TL/H/5671-1

8080 interface



TL/H/5671-31

Error Specification (Includes Full-Scale, Zero Error, and Non-Linearity)

Part Number	Full-Scale Adjusted	V _{REF} /2 = 2.500 V _{DC} (No Adjustments)	V _{REF} /2 = No Connection (No Adjustments)
ADC0801	$\pm 1/2$ LSB		
ADC0802		$\pm 1/2$ LSB	
ADC0803	$\pm 1/2$ LSB		
ADC0804		± 1 LSB	
ADC0805			± 1 LSB

ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805

AC Electrical Characteristics (Continued)

The following specifications apply for $V_{CC} = 5V_{DC}$ and $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, unless otherwise specified

Symbol	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)						
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.8	V_{DC}
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 5 V_{CC}$		0.005	1	μA_{DC}
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 0 V_{DC}$	-1	-0.005		μA_{DC}
CLOCK IN AND CLOCK R						
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}
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" CLK R Output Voltage	$I_O = 360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4	V_{DC}
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" CLK R Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
DATA OUTPUTS AND INTR						
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage Data Outputs INTR Output	$I_{OUT} = 1.6 mA, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$ $I_{OUT} = 1.0 mA, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4 0.4	V_{DC} V_{DC}
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -10 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	4.5			V_{DC}
I_{OUT}	TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Buffers)	$V_{OUT} = 0 V_{DC}$ $V_{OUT} = 5 V_{DC}$	-3		3	μA_{DC} μA_{DC}
I_{SOURCE}		V_{OUT} Short to Gnd, $T_A = 25^\circ C$	4.5	6		mA_{DC}
I_{SINK}		V_{OUT} Short to V_{CC} , $T_A = 25^\circ C$	9.0	16		mA_{DC}
POWER SUPPLY						
I_{CC}	Supply Current (Includes Ladder Current) ADC0801/02/03/04LCJ/05 ADC0804LCN/LCV/LCWM	$f_{CLK} = 640 kHz$, $V_{REF/2} = NC, T_A = 25^\circ C$ and $CS = 5V$			1.1 1.9	1.8 2.5 mA mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

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_{CC} .

Note 4: For $V_{IN} = 1/2 (V_{T+} + V_{T-})$ 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_{CC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.950 V_{CC} over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Accuracy is guaranteed at $f_{CLK} = 640 kHz$. At higher clock frequencies accuracy can degrade. For lower clock frequencies the duty cycle limits can be exceeded so long as the minimum clock high time interval or minimum clock low time interval is no less than 275 ns.

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. The start request is internally latched, see Figure 2 and section 2.0.

Note 7: The CS input is assumed to bracket the WR strobe input and therefore timing is dependent on the WR pulse width. An arbitrarily wide 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 WR pulse (see timing diagrams).

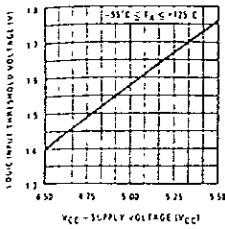
Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust (see section 2.5.1). To obtain zero code at other analog input voltages see section 2.5 and Figure 5.

Note 9: The $V_{REF/2}$ pin is the center point of a two-resistor divider connected from V_{CC} to ground. Each resistor is 2.2k, except for the ADC0804LCJ where each resistor is 16k. Total ladder input resistance is the sum of the two equal resistors.

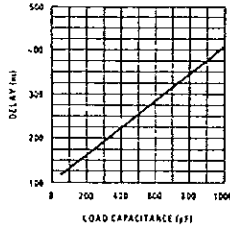
Note 10: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Typical Performance Characteristics

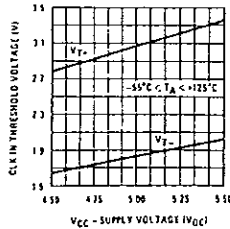
Logic Input Threshold Voltage vs. Supply Voltage



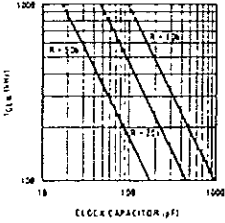
Delay From Falling Edge of RD to Output Data Valid vs. Load Capacitance



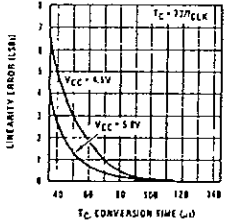
CLK IN Schmitt Trip Levels vs. Supply Voltage



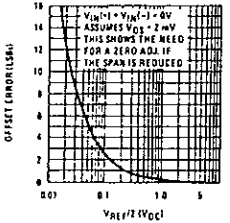
fCLK vs. Clock Capacitor



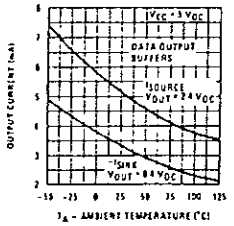
Full-Scale Error vs Conversion Time



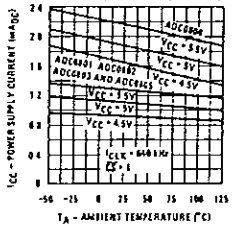
Effect of Unadjusted Offset Error vs VREF/2 Voltage



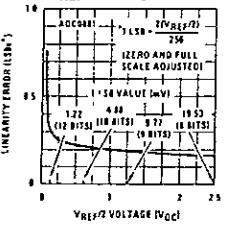
Output Current vs Temperature



Power Supply Current vs Temperature (Note 9)



Linearity Error at Low VREF/2 Voltages



TL/015671-2

Tablas y características eléctricas del Multiplexor 74LS151.

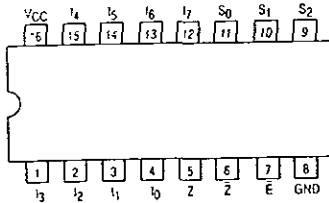


8-INPUT MULTIPLEXER

The TTL/MSI SN54/74LS151 is a high speed 8-input Digital Multiplexer. It provides, in one package, the ability to select one bit of data from up to eight sources. The LS151 can be used as a universal function generator to generate any logic function of four variables. Both assertion and negation outputs are provided.

- Schottky Process for High Speed
- Multifunction Capability
- On-Chip Select Logic Decoding
- Fully Buffered Complementary Outputs
- Input Clamp Diodes Limit High Speed Termination Effects

CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



PIN NAMES

S ₀ -S ₂	Select Inputs
E	Enable (Active LOW) Input
I ₀ -I ₇	Multiplexer Inputs
Z	Multiplexer Output (Note b)
Z̄	Complementary Multiplexer Output (Note b)

LOADING (Note a)

	HIGH	LOW
S ₀ -S ₂	0.5 U L	0.25 U L
E	0.5 U L	0.25 U L
I ₀ -I ₇	0.5 U L	0.25 U L
Z	10 U L	5 (2.5) U L
Z̄	10 U L	5 (2.5) U L

NOTES

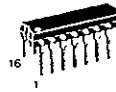
- a) 1 TTL Unit Load (U L) = 40 μA HIGH/1.6 mA LOW
 b) The Output LOW drive factor is 2.5 U L for Military (54) and 5 U L for Commercial (74) Temperature Ranges

SN54/74LS151

8-INPUT MULTIPLEXER
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 620-09



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 648-08

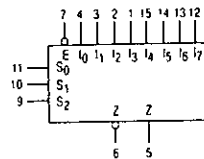


D SUFFIX
SOIC
CASE 751B-03

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXXJ Ceramic
 SN74LSXXXN Plastic
 SN74LSXXXD SOIC

LOGIC SYMBOL



VCC = PIN 16
GND = PIN 8

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit	
V_{CC}	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
T_A	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I_{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I_{OL}	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V_{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V_{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74		0.8		
V_K	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{IN} = -18 \text{ mA}$
V_{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = \text{MAX}$, $V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} per Truth Table
		74	2.7	3.5	V	
V_{OL}	Output LOW Voltage	54, 74	0.25	0.4	V	$I_{OL} = 4.0 \text{ mA}$, $V_{CC} = V_{CC} \text{ MIN}$, $V_{IN} = V_{IL}$ or V_{IH} per Truth Table
		74	0.35	0.5	V	
I_{IH}	Input HIGH Current			0.1	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 2.7 \text{ V}$
I_{IL}	Input LOW Current			-0.4	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 0.4 \text{ V}$
I_{OS}	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
I_{CC}	Power Supply Current			10	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t_{PLH}	Propagation Delay Select to Output Z	27	43		ns	$V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ $C_L = 15 \text{ pF}$
t_{PHL}		18	30			
t_{PLH}	Propagation Delay Select to Output Z	14	23		ns	
t_{PHL}		20	32			
t_{PLH}	Propagation Delay Enable to Output Z	26	42		ns	
t_{PHL}		20	32			
t_{PLH}	Propagation Delay Enable to Output Z	15	24		ns	
t_{PHL}		18	30			
t_{PLH}	Propagation Delay Data to Output Z	20	32		ns	
t_{PHL}		16	26			
t_{PLH}	Propagation Delay Data to Output Z	13	21		ns	
t_{PHL}		12	20			

AC WAVEFORMS

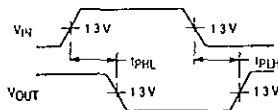


Figure 1

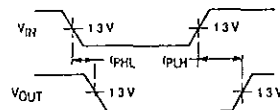
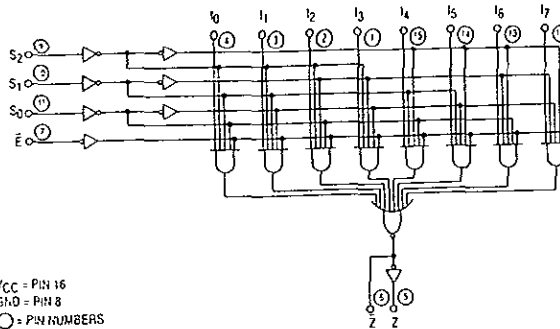


Figure 2

FAST AND LS TTL DATA

SN54/74LS151

LOGIC DIAGRAM



FUNCTIONAL DESCRIPTION

The LS151 is a logical implementation of a single pole, 8 position switch with the switch position controlled by the state of three Select inputs, S₀, S₁, S₂. Both assertion and negation outputs are provided. The Enable input (E) is active LOW. When it is not activated, the negation output is HIGH and the assertion output is LOW regardless of all other inputs. The logic function provided at the output is:

$$Z = \bar{E} (I_0 \bar{S}_0 \bar{S}_1 \bar{S}_2 + I_1 \bar{S}_0 \bar{S}_1 \bar{S}_2 + I_2 \bar{S}_0 \bar{S}_1 \bar{S}_2 + I_3 \bar{S}_0 \bar{S}_1 \bar{S}_2 + I_4 \bar{S}_0 \bar{S}_1 \bar{S}_2 + I_5 \bar{S}_0 \bar{S}_1 \bar{S}_2 + I_6 \bar{S}_0 \bar{S}_1 \bar{S}_2 + I_7 \bar{S}_0 \bar{S}_1 \bar{S}_2)$$

The LS151 provides the ability, in one package, to select from eight sources of data or control information. By proper manipulation of the inputs, the LS151 can provide any logic function of four variables and its negation.

TRUTH TABLE

E	S ₂	S ₁	S ₀	I ₀	I ₁	I ₂	I ₃	I ₄	I ₅	I ₆	I ₇	Z	Z
H	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	H	L
L	L	L	L	L	X	X	X	X	X	X	X	H	L
L	L	L	L	H	X	X	X	X	X	X	X	L	H
L	L	L	H	X	L	X	X	X	X	X	X	H	L
L	L	L	H	X	H	X	X	X	X	X	X	L	H
L	L	H	L	X	X	L	X	X	X	X	X	H	L
L	L	H	L	X	X	H	X	X	X	X	X	L	H
L	L	H	H	X	X	X	L	X	X	X	X	H	L
L	L	H	H	X	X	X	H	X	X	X	X	L	H
L	H	L	L	X	X	X	X	L	X	X	X	H	L
L	H	L	L	X	X	X	X	X	L	X	X	L	H
L	H	L	H	X	X	X	X	X	H	X	X	L	H
L	H	L	H	X	X	X	X	X	X	L	X	H	L
L	H	H	L	X	X	X	X	X	X	X	L	L	H
L	H	H	L	X	X	X	X	X	X	X	H	L	H
L	H	H	H	X	X	X	X	X	X	X	X	L	H
L	H	H	H	X	X	X	X	X	X	X	H	L	H

H = HIGH Voltage Level
L = LOW Voltage Level
X = Don't Care