

2



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**SISTEMA DE MEDICION DE CONDUCTIVIDAD Y
ADQUISICION DE DATOS EN SIMULACION DE
PROCESOS METALURGICOS.**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICO Y ELECTRONICO

P R E S E N T A :

EMILIO CASTILLO CERVANTES

DIRECTOR DE TESIS:
M.I. FEDERICO VARGAS SANDOVAL



299016

MEXICO, D. F.

2001



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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 esta 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.

AGRADECIMIENTOS

En la cima del instante
me dije: " Ya soy eterno
en la plenitud del tiempo ".
Y el instante se caía
en otro, abismo sin tiempo

Me encontré frente a un muro
y en el muro un letrero:
"Aquí empieza tu futuro"

Octavio Paz

Fragmentos:
Apuntes del insomnio

AGRADECIMIENTOS

A MI ALMA MATER:
QUE ME FORMO Y ME BRINDO LA OPORTUNIDAD DE DESARROLLARME

A MIS PADRES:
EMILIO Y M^{ca}. DOLORES, A QUIEN LES DEBO LA VIDA Y QUIENES ME
INCULCARON LOS PRINCIPIOS Y VALORES QUE HOY RIGUEN MI VIDA,
GRACIAS POR APOYARME SIEMPRE.

A MIS ABUELITOS:
EMILIO Y ANITA, QUE ME APOYARON Y ME AYUDARON SIEMPRE, GRACIAS
POR SU APOYO Y PACIENCIA.

A MI TIA LUPE Y ARTURO:
GRACIAS POR SU APOYO, COMPRENSIÓN Y PACIENCIA,
POR ESAS LARGAS Y PROVECHOSAS CHARLAS, NO SE OLVIDAN.

A MIS HERMANAS:
ANA Y ALE POR SU APOYO Y COMPRENSIÓN, GRACIAS.

A TODOS LOS MAESTROS:
QUE ME TRANSMITIERON SU CONOCIMIENTO Y SU EXPERIENCIA, Y EN
ESPECIAL A LOS QUE FUERON MAS ALLA DEL CONOCIMIENTO TÉCNICO Y SE
PREOCUPARON POR LA FORMACIÓN HUMANÍSTICA.

INDICE

CAPITULO 1
INTRODUCCIÓN

- 1.1 OBJETIVO
 - 1.2 BREVE DESCRIPCIÓN DEL PROCESO METALÚRGICO INVOLUCRADO
 - 1.2.1 Elementos Tecnológicos de la Metalurgia de Olla
 - 1.2.2 Condiciones de operación del Homo Olla
 - 1.3 DESCRIPCIÓN DEL ÁREA DE APLICACIÓN DEL PROYECTO
 - 1.3.1 Criterios de similitud para el distribuidor sin calentamiento auxiliar
 - 1.3.2 Criterio de similitud térmica para el calentamiento auxiliar
 - 1.3.3 Equipo experimental utilizado en el proceso de simulación
 - a) Medición del tiempo de mezclado
 - b) Medición del diámetro de la burbuja y la velocidad de ascenso
 - 1.4 PROBLEMÁS DEL EQUIPO ACTUAL
 - 1.5 SITUACIONES A RESOLVER
 - 1.5.1 Descripción del entorno del sensor
 - 1.6 PROPUESTA DE SOLUCIÓN
- GLOSARIO

CAPITULO 2
SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

- 2.1 CONDUCTIVIDAD
 - 2.2 CONDUCTIVIDAD DE SOLUCIONES ELECTROLÍTICAS
 - 2.2.1 Conductividad eléctrica
 - 2.3 SENSORES DE CONDUCTIVIDAD
 - 2.3.1 Principio de funcionamiento de los sensores de conductividad
 - 2.3.2 Diseño de la celda de conductividad
 - 2.3.3 Otros tipos de sensores de conductividad
-

CAPITULO 3
DESARROLLO DEL PROYECTO

- 3.1 SISTEMA DE MEDICIÓN
- 3.2 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN
- 3.3 PRUEBAS Y DESCRIPCIÓN CON EL SENSOR (CELDA) UTILIZADO
- 3.4 ETAPA DE CONVERSIÓN A/D (Analógico – Digital)
 - 3.4.1 Convertidor ADC0808
- 3.5 DESPLIEGUE ALFANUMERICO
- 3.6 ADQUISICIÓN DE DATOS A TRAVÉS DEL PUERTO PARALELO
 - 3.6.1 Una breve visión de los métodos de adquisición de datos
 - 1.- Puerto serial
 - 2.- Puerto Paralelo
 - 3.- Sistema GPIB
 - 4.- Las Tarjetas de Adquisición de datos
 - 5.- Otros Métodos
 - 3.6.2 Principios de transmisión para la adquisición de datos
 - 1.- Transmisión serial
 - 2.- Transmisión en paralelo
 - 3.6.3 Interfase para el puerto paralelo
 - 1.- Usando las líneas de control para entrada
 - 2.- Usando las líneas de control para entradas
 - 3.- Usando las líneas de control y estado para 8 bits de entrada
 - 4.- 8 bits principalmente como entrada
- 3.7 PRUEBAS REALIZADA DURANTE EL DESARROLLO DEL PROYECTO

CAPITULO 4
ALGUNAS PROPUESTAS PARA EL MEJORAMIENTO DEL PROYECTO CON BASE
EN LAS NECESIDADES FUTURAS

4.1 CARACTERISTICAS REALES DEL PROCESO

4.2 VARIABLES ELÉCTRICAS ADICIONALES

4.3 ALTERNATIVAS Y MEJORAS

4.3.1 Alternativa a través la detección de variaciones mayores a 1mV.

4.3.2 Alternativa a través del uso de una GPIB

CONCLUSIONES

APENDICES

APÉNDICE A

APÉNDICE B

APÉNDICE C

APENDICE D

APENDICE E

CAPITULO 1 INTRODUCCIÓN

1.1OBJETIVO

Diseño e implementación de un amplificador de instrumentación para un sensor de conductividad (celda), y de un subsistema de adquisición, almacenamiento y despliegue de las lecturas realizadas con el sensor. Este sistema de medición de conductividad se emplea en el Laboratorio de Metalurgia Pesada de la ESIQIE del Instituto Politécnico Nacional, Unidad Zacatenco, para la simulación del comportamiento del acero en una olla homo ante los aditivos agregados para minimizar las burbujas y dar un mejor acabado al producto. El nuevo sistema deberá:

- 1.- Sustituir al existente, por lo que deberá ser capaz de detectar cambios de voltaje de 1mV generados al cambiar la conductividad del material en estudio.
- 2.- Almacenar los datos en el disco duro de la computadora.
- 3.- Y finalmente, tener un despliegue en una pantalla con los resultados.

INTRODUCCION

1.2 BREVE DESCRIPCIÓN DEL PROCESO METALÚRGICO INVOLUCRADO.

En la actualidad, la tendencia de las acerías es el uso de los HORNOS ELECTRICOS DE ARCO (HEA) y LOS CONVERTIDORES AL OXÍGENO (BOF), como equipo de fusión (Fig.1), para pasar del estado sólido del acero al estado líquido mediante calor, y extendiéndose el procesamiento químico del acero fundido hasta el horno olla .

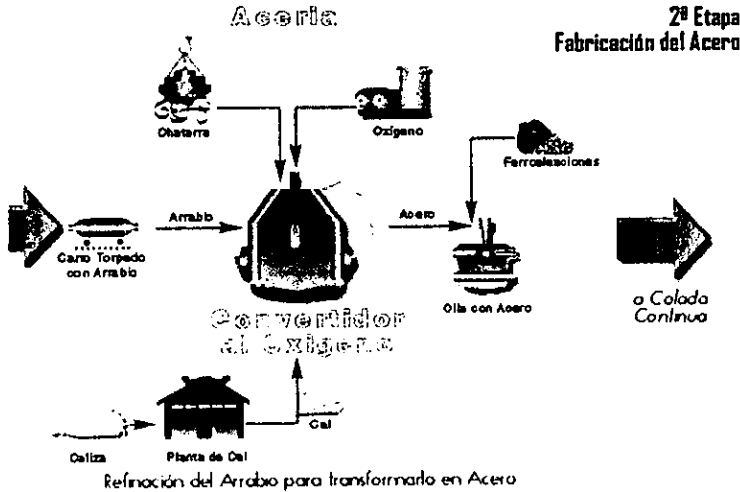


Fig.1 Fabricación del Acero. Cortesía de Intocacero

La refinación fuera del horno ha originado el desarrollo de un gran número de nuevos procesos que conforman la METALURGIA DE OLLA o REFINACIÓN SECUNDARIA. Se entiende por metalurgia secundaria la técnica para el tratamiento de baños de acero desde el sangrado del convertidor u horno eléctrico hasta la solidificación de la coquilla (ver proceso Metalúrgico Lamina #1 pagina 7). Este nuevo uso ha obligado a rediseñar la olla, cambiando desde su recubrimiento refractario, hasta el diseño mecánico que permite llevar a cabo operaciones diversas, tales como la agitación electromagnética del metal, la agitación por inyección de gas, la agitación por tapón poroso y por inyección de gas a través de una tobera. Adicionalmente estos hornos cuentan con un sistema de calentamiento del metal que consiste típicamente de tres electrodos de unos 454 cm de diámetro, que suministran una potencia eléctrica de arco de 30-40 MVA, la Fig.2 muestra un esquema del horno eléctrico. El resultado es que es posible calentar, por ejemplo unas 200 toneladas de acero líquido a una velocidad de 3 a 4 °C/min.

INTRODUCCION

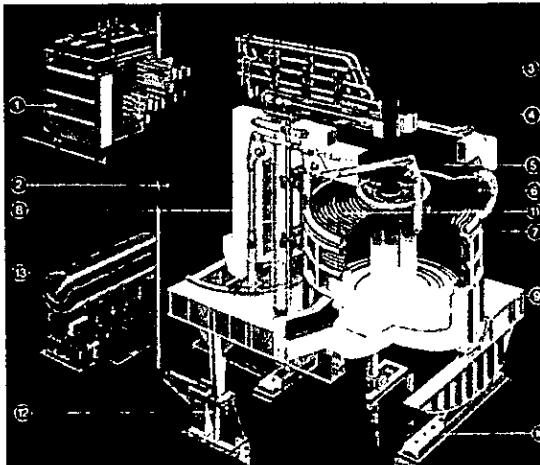


Fig.2 Esquema de horno Eléctrico. Cortesía de Infoacero

Para alcanzar los requerimientos siempre en aumento de nuevos materiales es indispensable el empleo de técnicas de metalurgia secundaria. Los procesos de refinación secundaria comprenden un conjunto de operaciones de afino del metal, el tratamiento de acero líquido, así como, el ajuste de la composición química y de la temperatura, todo lo cual se puede resumir en tres aspectos fundamentales:

- 1.- Las etapas de decarburación y reducción se efectúan fuera del horno de arco eléctrico.
- 2.- Se tienen mejores condiciones termodinámicas y cinéticas para eliminar carbono en presencia de altos contenidos de cromo.
- 3.- Posibilidad de utilizar materiales de carga con altos contenidos de C (carbono), Si (silicio) y S (azufre).

Con la metalurgia de olla es posible alcanzar varios de los siguientes beneficios:

- a) Mayor eficiencia de los métodos de adición de aleantes y de control químico final del acero.
- b) Control y homogeneización de la composición química final.
- c) Control de la temperatura de vaciado y su homogeneización.
- d) Mejor control de la desoxidación y de la remoción de las inclusiones no-metálicas.
- e) Mejor desulfuración.

INTRODUCCION

- f) Se favorece la decarburación en presencia de Cr y la recuperación de este durante la reducción es decir se obtienen bajos niveles de carbono con altos rendimientos metálicos.
- g) Control morfológico de inclusiones ya que no pueden ser eliminadas completamente. Estas se modifican en tamaño y forma para hacerlas compatibles con las propiedades mecánicas del acero final.
- h) Mejor control de gases (Oxígeno, Nitrógeno e Hidrógeno).
- i) Incremento de la producción mediante la reducción de los tiempos de refinación en los hornos de fusión.
- j) Mejora en la coordinación entre hornos y maquinas de colada continua.
- k) Reducción por costos en materias primas.

Para poder obtener los beneficios mencionados arriba, es necesario restringir el paso de escoria del horno a la olla, evitar el contacto del acero líquido con el aire, usar mejores calidades de refractario y preparar escorias sintéticas.

En los procesos siderúrgicos se ha encontrado que es difícil llevar a cabo ciertos aspectos de la refinación en condiciones oxidantes en hornos eléctricos. Por ejemplo, la desulfuración es más factible en condiciones reductoras o cuando el contenido de oxígeno en el acero es muy bajo. Los procesos llamados de horno olla permiten efectuar la refinación en ollas con recalentamiento de acero mediante el arco eléctrico. Además es posible inyectar un gas inerte como el argón para provocar la agitación del baño.

1.2.1) Elementos Tecnológicos de la Metalurgia de Olla.

A pesar del gran número de variantes de los procesos tecnológicos que se han originado en la metalurgia de olla ya sea con fines comerciales o por optimizar la manera de efectuar alguna operación metalúrgica, los elementos tecnológicos con que se cuenta para llevar a cabo los procesos de metalurgia de olla son los siguientes:

Agitación. Existen básicamente dos medios de agitación:

a).- Neumática y b) inductiva. La agitación neumática es usada con varios propósitos, como:

Para la homogeneización Química y Térmica del acero.

Para favorecer la decarburación profunda del acero.

Para incrementar el contacto metal-escoria sintética para promover la desulfuración.

Para mejorar el efecto del vaciado durante el desgasificado.

INTRODUCCION

- Para acelerar la aglomeración y flotación de inclusiones no metálicas.
- Para mejorar la transferencia de calor durante el recalentamiento.
- Para mejorar los procesos de adición de materiales aleantes.
- Para favorecer la remoción de Hidrógeno.

En un sentido cualitativo, se aplicaran consideraciones similares a las operaciones metalúrgicas, en que el mezclado toma lugar por dos mecanismos, es decir: Flujo másico y Difusión turbulenta o por remolinos.

Flujo Másico, esto es, la circulación microscópica que es producida por plumas de gas en este caso, o por fuerzas electromagnéticas en unidades agitadas inductivamente.

Difusión Turbulenta o por Remolinos, la cual es debida a la disposición de la energía turbulenta cinética en el sistema.

Estos ultimos fenómenos están interrelacionados debido a que la turbulencia es producida por la circulación del baño. Se ha demostrado que el factor principal que determina la velocidad de mezclado es la difusión por remolinos, la cual a su vez esta relacionada con la velocidad de disipación de energía en el sistema. Esto proporciona una explicación del hecho de que el **tiempo** de mezclado en la mayoría de las operaciones del horno olla puede relacionarse con la velocidad de entrada de la energía.

1.2.2) Condiciones de operación del Horno Olla

Medio de calentamiento
Medio de agitación
Presión de trabajo
Velocidad de calentamiento
Peso de coladas

Arco eléctrico.
Inyección de gas inerte.
1 atmósfera.
3-5 °C/min.
15-300 ton.

En la Fig.3 se muestra un horno olla.



Fig.3 Horno de olla

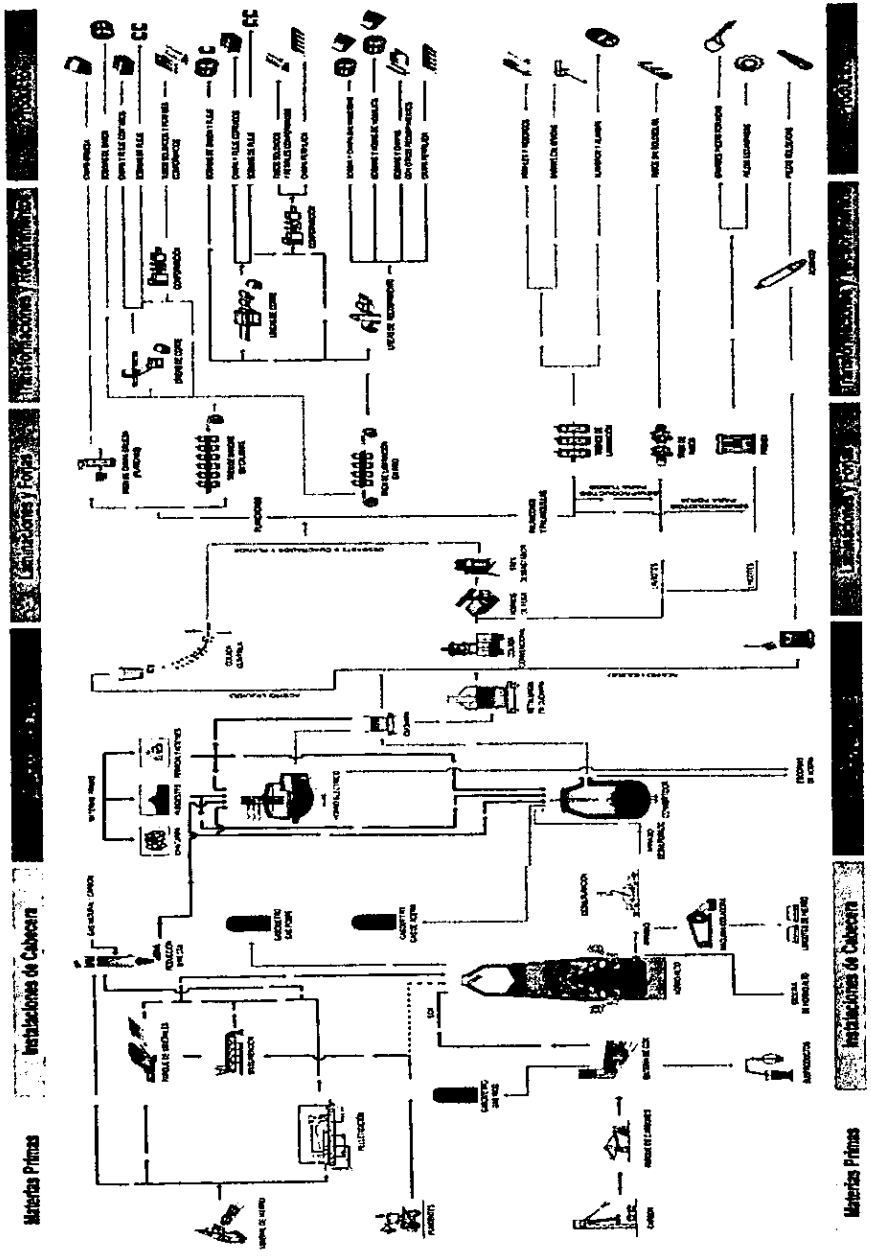
1.3) DESCRIPCIÓN DEL ÁREA DE APLICACIÓN DEL PROYECTO.

Para planear, organizar, evaluar y controlar procesos tecnológicamente complejos se deben entender los factores que afectan su desempeño. Un modo de hacerlo es mediante la construcción de una réplica a escala, efectuando en ella los cambios en las variables cuyo efecto se desea conocer; subyacen por supuesto, los problemas de escalamiento, es decir qué criterios de similitud deben de verificarse entre el proceso y su réplica para que los resultados del modelo físico a escala puedan extenderse al proceso real.

El flujo del acero líquido en el interior de un distribuidor de colada continua de acero es hoy en día difícil de visualizar y medir directamente debido a las condiciones reales bajo las cuales se realiza el proceso del acero, como las altas temperaturas que toma en la fusión, por lo que el modelado físico -vía modelos de agua- es una opción interesante y viable para estudiar el flujo de fluidos en distribuidores. Para el efecto se desarrolló un programa experimental a cargo del grupo de trabajo del Dr. José de Jesús Barreto Sandoval, en las instalaciones del Instituto Tecnológico de Morelia (en Morelia, Michoacán) cuyos resultados son el tema de análisis de esta parte del presente trabajo.

El requisito fundamental para que el modelo de agua represente al distribuidor real es el establecimiento de criterios de similitud claramente definidos. En este capítulo se describen los criterios de similitud empleados para el diseño y construcción de un modelo de agua sin calentamiento auxiliar, con el fin de entender y profundizar en los mecanismos del flujo de fluidos y la transferencia de calor en distribuidores industriales de colada continua; también se desarrolla un criterio de similitud para el caso de un distribuidor con calentamiento auxiliar, se describe la disposición y construcción de dispositivo experimental utilizado en las simulaciones físicas, así como la descripción de los experimentos llevados a cabo.

INTRODUCCION



Lamina#1 Proceso Metalúrgico. Cortesía de Infoacero

1.3.1) Criterios de similitud para el distribuidor sin calentamiento auxiliar.

Existen diversos criterios de similitud para la simulación física de procesos, cada uno aplicable de acuerdo al fenómeno particular que se desee simular. Barreto identifica cuatro criterios de similitud para el caso de sistemas en los cuales un fluido se desplaza:

(i) *Criterio de similitud geométrica.* Se refiere a la similitud en la forma geométrica de los sistemas. Dos sistemas son geoméricamente similares si la relación entre la longitud de un sistema y su correspondiente longitud en el otro sistema es la misma en cualquier sitio. La relación se denomina "factor de escala".

(ii) *Criterio de similitud cinemática.* Representa la similitud en el movimiento del fluido. Los patrones de flujo deben ser similares en ambos sistemas.

(iii) *Criterio de similitud dinámica.* La similitud dinámica se refiere a la equivalencia entre las fuerzas que actúan en o sobre ambos sistemas, las cuales deben mantener una relación fija.

(iv) *Criterio de similitud térmica.* Implica que los números adimensionales que involucran transferencia de calor sean de igual magnitud en ambos sistemas.

Los números adimensionales más importantes involucrados en los criterios de similitud geométrica, cinemática y dinámica son el **Froude** (Fr), **Reynolds** (Re) y **Weber** (We), definidos respectivamente de la siguiente manera.

$$Fr = \frac{v^2}{gL} = \left(\frac{\text{Fuerzas Inerciales}}{\text{Fuerzas gravitacionales}} \right)$$

$$We = \frac{Lv^2}{\rho} = \left(\frac{\text{Fuerzas Inerciales}}{\dots} \right)$$

$$Re = \frac{Lv\rho}{\mu} = \left(\frac{\text{Fuerzas inerciales}}{\text{Fuerzas viscosas}} \right)$$

INTRODUCCION

donde:

v = velocidad del fluido

g = aceleración de la gravedad

L = longitud característica del sistema

ρ = densidad del fluido

μ = viscosidad del fluido

σ = tensión superficial del fluido.

Observando las definiciones anteriores se aprecia que la similitud cinemática entre el modelo físico y el distribuidor prototipo se asegura si se conservan las similitudes geométricas y dinámicas. Para tener una similitud dinámica absoluta se requiere que cada uno de los números adimensionales mencionados tengan el mismo valor tanto en el modelo como en el prototipo. Debido a la diferencia entre las propiedades físicas del agua y el acero líquido, es imposible satisfacer simultáneamente todos los requerimientos de similitud que sean aplicables al flujo de ambos fluidos en cualquier escala. Algunos valores numéricos para las propiedades físicas del agua y el acero líquido, así como los grupos adimensionales mencionados, se presentan en las Tablas 1.1 y 1.2. En la Tabla 1.2 se observa que el Froude es el único número adimensional que se satisface completamente, razón por la cual es válido emplear al número de Froude como único criterio de similitud.

PROPIEDAD	AGUA A 20 °C	ACERO A 1600 °C
Viscosidad (cp)	1	6.4
Densidad (g/cm ³)	1	7.1
Viscosidad cinemática, (cs)	1	0.9
Tensión superficial (dina/cm)	7.3	1600

Tabla 1.1 Propiedades físicas del agua a 20°C y del acero líquido a 1600°C

Número	Acero líquido	Modelo de agua a escala completa
Reynolds	1	1.2
Froude	1	1
Weber	1	3.1

Tabla 1.2. Valores calculados de algunos números adimensionales para sistemas de acero líquido y agua (Barreto).

INTRODUCCION

Heaslip demostró que el número de Froude puede satisfacerse en cualquier modelo de agua del distribuidor si todos los orificios y las cargas hidráulicas en el sistema se varían de acuerdo con un solo parámetro de escalamiento. En este trabajo la similitud está basada en el número de Froude, y se satisfizo empleando un modelo de agua a una escala de 1/6 el cual incluye las boquillas de entrada y salida. La similitud basada en el número de Froude asegura una similitud geométrica y dinámica, mientras que las similitudes cinemática y térmica se investigarán mediante el modelado físico y el matemático.

1.3.2 Criterio de similitud térmica para el calentamiento auxiliar.

El agua es un sustituto natural del acero líquido en modelos físicos por tratarse de un fluido de fácil disponibilidad, barato, de fácil manejo y con propiedades termofísicas claramente cuantificadas; sin embargo la simulación del efecto térmico del plasma mediante vapor requiere de consideraciones más cuidadosas. El plasma es un gas (helio, argón o nitrógeno) ionizado a alta temperatura, el cual se impulsa hacia la superficie del acero desde una antorcha gracias al gradiente de potencial eléctrico establecido entre la antorcha y un electrodo colocado en el distribuidor. Un candidato natural para la simulación del efecto térmico del plasma es el vapor de agua, ya que el efecto térmico de ambos es básicamente superficial y se transmite a la masa del fluido subyacente mediante conducción y convección. Es conveniente enfatizar que en este trabajo se simuló exclusivamente los efectos térmicos del plasma sobre el acero líquido, y del vapor sobre el agua; es de esperarse que en la hidrodinámica de ambos chorros haya pocas semejanzas, debido a las enormes diferencias en el estado físico, la temperatura, las propiedades termofísicas y el mecanismo de transporte del plasma y el vapor. Sin embargo, para propósitos de cumplir con los objetivos fijados para este trabajo, se consideró suficiente con reproducir el efecto térmico de plasma y el vapor sobre los fluidos respectivos.

INTRODUCCION

1.3.3 Equipo experimental utilizado en el proceso de simulación.

El equipo experimental se muestra en la Fig.4. El modelo físico consiste de un tanque cilíndrico de acrílico, con un diámetro interior de 0.70 m y alturas de 0.70, 0.77, 0.84 y .91. La inyección del gas se hace a través de dos dispositivos de inyección diferentes toberas y tapones porosos en diferentes posiciones (4) las cuales se muestran en la figura. El gas se genera a través de un compresor (1) regulando los flujos de trabajo del gas inyectado por medio de flujómetros (2).

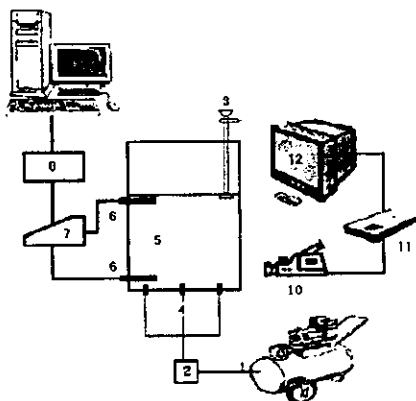


Fig. 4.- Equipo de simulación del Laboratorio de Metalurgia Pesada del I.P.N.

- | | | |
|-----------------------------------|----------------------------|--------------------|
| 1. Compresor | 6. Celdas de Conductividad | 11. Videocasettera |
| 2. Fluómetro | 7. Conductímetro | 12. Televisión |
| 3. Embudo para el trazador | 8. Convertidor A/D | |
| 4. Toberas o Tapones Baño Líquido | 9. Computadora | |
| | 10. Cámara de video | |

a).- Medición del tiempo de mezclado.

El tiempo de mezclado se medirá por medio de un método de conductividad eléctrica. Los electrodos (6) para la medición de la conductividad de la solución se colocaron en la pared del recipiente a 2 cm por encima de la base de recipiente y por debajo de las diferentes alturas del baño. La señal producida por la celda o electrodo de conductividad se registra mediante una computadora (9) combinada con un convertidor A/D (8) y un amplificador (7) de la señal que genera el electrodo. Se esperan tiempos de respuesta de la medición a tomar no mayores a 1 seg.

INTRODUCCION

Las condiciones experimentales se presentan en la tabla 2 antes de empezar las mediciones, se inyecta gas (aire comprimido) dentro del baño líquido durante un tiempo considerable (de 3 - 5 min.) para asegurar que el flujo inyectado sea constante y que la composición del baño es homogénea. El tiempo de mezclado se define como el tiempo requerido para obtener la homogeneización del baño líquido, después de adicionar el trazador(KCl), bajo las mismas condiciones experimentales se realizan de 5 a 8 experimentos.

Una solución de KCl (cloruro de potasio), se usa como trazador el cual se agrega en cantidades específicas y mediante el sensor se determina el momento en el cual el proceso de simulación se ha estabilizado. Para minimizar una dispersión del tiempo de mezclado debido a la adición del trazador y el movimiento ondulante en la superficie del baño, el trazador se adiciona al baño de agua por medio de un embudo (3). Este se sumerge a una profundidad de 20 mm y se coloca a la mayor distancia posible con respecto a la celda de conductividad. Por este procedimiento, la concentración del trazador se mantiene constante en cada experimento variando única y proporcionalmente con la altura del baño.

b).- Medición del diámetro de la burbuja y la velocidad de ascenso.

Un sistema de vídeo de alta velocidad se usará para estudiar el comportamiento del ascenso de la burbuja. Este consiste de una cámara de vídeo de alta velocidad (10), un monitor (12) y una vídeo grabadora. La cámara se coloca a una distancia de 1 m a partir del recipiente. Los datos se recopilaran a baja velocidad para un análisis detallado. *Las condiciones experimentales se muestran en la tabla 1.3.*

Es conocido que el diámetro de las burbujas formado por el gas inyectado dentro de un líquido, depende de las características del área interfacial gas-líquido. La presencia de electrolitos en muy pequeña cantidad en el líquido reduce el tamaño promedio de las burbujas. La razón principal es que existe una fuerza de repulsión electrostática entre los iones absorbidos de la interfase del gas-líquido previniendo de esta forma la coalescencia de las burbujas. Los sistemas gas-líquido de este tipo comúnmente se les conoce como sistema no-coalescentes.

La cámara de alta velocidad se enfoca de tal manera que se pudiera observar un tamaño del baño líquido de 10X10 cm dentro de la vista de la cámara. De esta manera la velocidad de ascenso y el diámetro de la burbuja se medirán a diferentes distancias partiendo del punto de inyección del gas. Estas distancias son 0-10, 10-20, 20-30, 30-40, 40-50, 50-60, 60-70, 70-80, 80-91 cm.

VARIABLES	TIEMPO DE MEZCLADO	COMP. DE LA BURBUJA
Flujo de gas, l/m	1-20	1-20
Altura del baño	70-91	2-90
Posición de las T. y T. P.	1, 1-3, 1-2, 2	1, 1-3, 1-2, 2

Tabla 1.3

INTRODUCCION

1.4) PROBLEMAS DEL EQUIPO ACTUAL

Los inconvenientes que presenta el sistema utilizado por el laboratorio de Metalurgia Pesada del Instituto Politécnico Nacional para el despliegue y almacenamiento de los datos, se describe a continuación:

1.- El equipo de amplificación de la señal del sensor (conocido en el laboratorio de metalurgia como conductímetro) utilizado por el laboratorio llega a presentar deficiencias para poder proporcionar una señal adecuada, esto es, la señal dada por el sensor (celda) utilizado para medir la conductividad, no es amplificada lo necesario para que las lecturas registradas sean interpretadas de manera adecuada por los usuarios del equipo en cuestión.

2.- Para adquirir y almacenar los datos, el laboratorio utiliza el programa LABVIEW, el cual representa para los usuarios estar constantemente programando, por lo que se requiere de un procedimiento mucho más sencillo para el usuario, con la mínima intervención en cuanto a programación para adquirir y almacenar los datos. El programa LABVIEW es utilizado por en el laboratorio de metalurgia para desplegar los datos obtenidos de las mediciones realizada. Los datos son obtenidos a través de una interfase GPIB, LABVIEW lo que realiza es la interfase para la interpretación de los datos.

3.- La interfase para el almacenamiento y despliegue de los datos generados por el sensor (celda) de conductividad, no presenta ningún problema de funcionamiento, sin embargo, ya que no se cuenta con información técnica de la interfase utilizada por el laboratorio se decidió realizar una mas sencilla.

4.- Un punto determinante para decidir realizar por completo todas las etapas (amplificación de la señal del sensor, etapa de adquisición de datos, despliegue de las mediciones y el programa para el almacenamiento y despliegue de datos en la PC) del proyecto se debe a la necesidad del laboratorio de contar con equipo suficiente para realizar los procesos de simulación, ya que en algunos de ellos es necesario tener al menos dos de los sensores en funcionamiento y que requieren, por supuesto, del almacenamiento y despliegue de manera individual.

Además de los puntos mencionados anteriormente, existen otros factores externos al laboratorio por lo cual se tomó la decisión de sustituir por completo la etapa de amplificación de la señal del sensor de conductividad y la etapa de adquisición que el laboratorio de Metalurgia Pesada del Instituto Politécnico Nacional tiene en uso:

1.- Por la falta de información que se requiere para realizar el proyecto en cuanto a la etapa de amplificación se refiere. El fabricante del sensor de conductividad (celda) no proporciona las características eléctricas y

INTRODUCCION

ningún tipo de parámetro que sirva para poder dar una ganancia adecuada al amplificador de instrumentación necesario.

2.- La posibilidad de que, una vez solucionado el problema planteado se pueda desarrollar otro sistema de adquisición y almacenamiento de datos con otras características, pero partiendo del principio del modelo que se generará en este proyecto.

3.- El aspecto económico fue parte decisiva para decidir realizar por completo la etapa de amplificación, adquisición, almacenaje y despliegue de las lecturas tomadas mediante el sensor.

1.5) SITUACIONES A RESOLVER

Conocidos los inconvenientes en el laboratorio de Metalurgia Pesada del I.P.N para poder realizar mediciones de conductividad con el equipo actual, el problema a resolver es el siguiente:

1.- Implementar la parte electrónica para un equipo de medición de conductividad capaz de detectar variaciones de 1 mV. El equipo de medición a implementarse debe tomar en cuenta como punto de partida el sensor (celda) de conductividad empleado por el laboratorio de Metalurgia Pesada. El sensor usado es una celda de oro (Au) P/N 19101 – 50 MFD 01/00 de propósito general, con la cual es posible determinar mediante el cambio de la conductividad el tiempo de mezclado en la simulación del proceso metalúrgico.

2.- Las lecturas obtenidas por el sensor (celda) deben ser almacenadas y desplegadas en la pantalla de una PC.

3.- Las lecturas también deben ser desplegadas en una pantalla alfanumérica portátil.

El problema es fundamentalmente la implementación de un medidor de conductividad partiendo de la obtención de niveles adecuados (etapa de amplificación mediante el amplificador de instrumentación) de la señal entregada por el sensor (celda), pasando luego por una etapa analógica/digital. Esta permitirá convertir la señal amplificada obtenida del sensor a una señal digital para que pueda ser almacenada en la PC y desplegada tanto en la pantalla de la PC como en una pantalla alfanumérica.

La conductividad, que es un tema principal de este trabajo y la base para la implementación del medidor de conductividad relaciona, el proceso

INTRODUCCION

metalúrgico con la medición de la conductividad ya que en la simulación del proceso se requiere medir el tiempo de mezclado por tanto, se requiere de un método para poder determinar dicho tiempo, y esto es llevado a cabo mediante la medición de la conductividad y el tiempo en el cual se estabiliza. La estabilidad se llega a conocer en el momento en que se las lecturas del sensor no presentan variaciones, y en ese momento se detiene el proceso de simulación y los datos son analizados y graficados para su interpretación.

1.5.1 Descripción del entorno del sensor

a)- Ubicación del sensor

En la Fig.5 podemos observar la ubicación de los sensores que pueden ser uno o más (6). Estos pueden estar insertados en diferentes posiciones (verticales, horizontales, en diagonal) a diferentes alturas en el tanque que simula el horno.

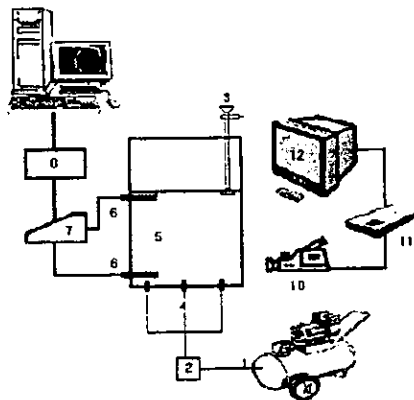


Fig. 5.- Equipo de simulación del Laboratorio de Metalurgia Pesada del I.P.N.

b).- Utilidad del sensor

El sensor (celda) es utilizado dentro del equipo de simulación que se muestra en la Fig. 5 básicamente para medir los cambios de conductividad que presenta el agua al agregársele una sal en este caso (KCL) cloruro de potasio, el cual es agregado a través de la probeta (3).

INTRODUCCION

c).- Configuración anterior

La configuración del sensor anterior que se presenta en la Fig.5 es la misma para nuestro proyecto, no cambia en ninguna forma. Recordemos que se tomará como punto de partida el sensor utilizado por el laboratorio de Metalurgia Pesada.

1.6) PROPUESTA DE SOLUCION

El problema se resolvió de la siguiente manera:

Como la parte esencial para poder desarrollar las etapas posteriores, es el sensor y el amplificador, se concentró la atención primeramente en estos dos elementos.

1.- Debido a la total falta de información, características eléctricas, polarización, rangos etc, del sensor (celda) se implementaron tres amplificadores de instrumentación con las siguientes ganancias 100, 1000 y 10,000 con los cuales se iniciaron las pruebas para determinar algunas de las características del sensor, tales como determinar las conexiones correctas para el adecuado funcionamiento del sensor, su rango de variación de voltaje y saber si su comportamiento es lineal. Como la única fuente de información a la mano con la que se contaba era el equipo existente en el laboratorio, se decidió abrirlo e investigar. Cuáles podrían ser las conexiones de polarización y la salida de la señal del sensor. Esto como guía y protección para el sensor y evitar una incorrecta polarización y dañarlo. Con la noción de cuáles podrían ser las conexiones adecuadas, polaridad y salida de voltaje del sensor, se inició una serie de pruebas a tanteo (prueba y error). Algunas mediciones realizadas por el laboratorio sirvieron para tener un parámetro de la ganancia a la cual debería ajustarse nuestro amplificador. Como es conocido el valor que se genera al introducir el sensor en agua simple (300mV) y agua con una cantidad determinada de KCl (cloruro de potasio diez gotas(400mV)), se realizan pruebas con los amplificadores de instrumentación partiendo del de menor ganancia hasta, que la señal amplificada se aproxime a los valores conocidos proporcionados por el laboratorio.

2. - Una vez que se logró que el sensor funcionara de manera adecuada, confirmando las lecturas que el sensor proporcionaba a través del amplificador de instrumentación que se implemento, cotejando las lecturas con las mediciones ya realizadas por el laboratorio de Metalurgia Pesada, se inicio la etapa de adquisición de datos, convirtiendo la señal analógica en digital a través de un convertidor analógico-digital. La señal obtenida se lee mediante el puerto paralelo de una computadora.

INTRODUCCION

3. - El siguiente paso fue el desarrollo del programa que se encargaría de configurar el puerto paralelo para poder adquirir las lecturas hechas por el sensor, almacenarlas y desplegarlas.

4. - Para comodidad del usuario se exhiben las lecturas de manera digital a través de un despliegue luminoso.

A continuación se presenta un diagrama a bloques Fig.6 del sistema que se propone para dar solución al problema planteado.

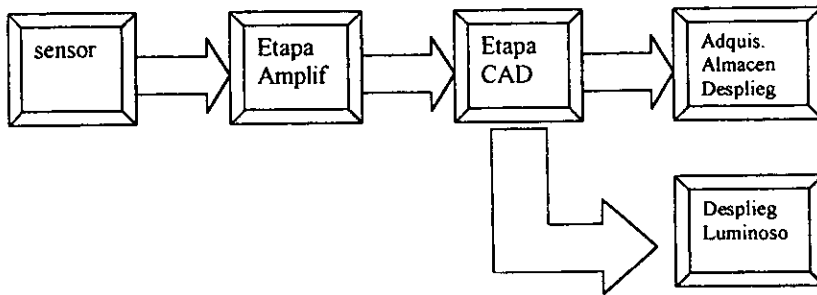


Fig.6.-Diagrama de bloques del sistema de medición de conductividad y adquisición de datos

Dentro de los inconvenientes planteados, el problema a resolver y la propuesta de solución, se puede observar una constante la cual es la que nos ocupa y de la cual se deriva todo el desarrollo del proyecto, se trata de la conductividad. Se planteó como objetivo de este proyecto la medición de la conductividad a partir de un sensor (celda) de conductividad. A partir de esto se debe obtener la señal entregada por el sensor (celda) y amplificarla para darle niveles adecuados de voltaje para ser procesada por la etapa de conversión analógico/digital. Finalmente almacenarla en una PC y desplegar las lecturas tanto en una PC como en un pantalla alfanumérica. Por lo tanto, a partir de la necesidad de medir la conductividad se desarrolla la implementación de este proyecto.

En el siguiente capítulo se tratará temas como los primeros investigadores que se vieron involucrados con la conductividad, la forma en como se mide la conductividad y los sensores de conductividad.

GLOSARIO

afino: Proceso refinación del acero de impurezas generadas en la obtención del acero.

coquilla: Define al acero en estado líquido una vez que se a fundido la materia prima.

fusión: Paso de un cuerpo sólido a un estado líquido por medio de calor.

sangrado: Se le llama sangrado a la obtención del acero líquido a través de una boquilla del homo y el cual se vierte a los moldes.

trasador : Es la sustancia (para nuestro caso KCl) que se utiliza para variar la conductividad del agua.

Agradecimiento para este Capítulo:

Parte de la información contenida en este capítulo fue cortesía del **Ing. Jorge Luis Acevedo González** estudiante de la maestría en Metalurgia del Instituto Politécnico Nacional.

CAPITULO 2**SENSORES DE CONDUCTIVIDAD**

En este capítulo se abordarán temas como la conductividad, se describirán brevemente sus características, así como la conductividad de soluciones electrolíticas, y se explican las características que las sustancias electrolíticas presentan, siendo estas características las que permitieron la clasificación de las sustancias electrolíticas.

Se definen los diferentes tipos de conductividad y se hacen notar las diferencias esenciales que existen con la conductividad eléctrica, pues a pesar de que el principio de la conductividad electrolítica se basa en la conductividad eléctrica existe una diferencia en la manera en como los electrones de una y otra se comportan.

También se describen los tipos de sensores de conductividad electrolítica, el principio de su funcionamiento y una breve descripción de su diseño, destacando los parámetros que se toman en cuenta para el diseño de los sensores de conductividad.

Como se verá a continuación, a partir de la ley de Ohm, la cual es utilizada para determinar la conductividad de las soluciones electrolíticas, se detalla la manera de como se obtiene una fórmula partiendo de esta ley para determinar la capacidad de un material para conducir una corriente eléctrica.

De esta manera, el capítulo tiene como objetivo dar una visión de la conductividad, su desarrollo, su principio de funcionamiento y algunas de sus aplicaciones, además de dar una idea del área donde se desarrolla la aplicación de los sensores de conductividad, y una introducción en la manera de cómo las mediciones de conductividad son utilizadas para varias aplicaciones.

2.1) CONDUCTIVIDAD

En 1834, Michael Faraday (1791-1867) descubrió que las soluciones acuosas de ciertas sustancias conducen la corriente eléctrica mientras que no lo hacen las soluciones de otras sustancias[3]. Esto representó un gran descubrimiento, que contribuyó a la comprensión de las soluciones de compuestos iónicos. Faraday estudió las relaciones cuantitativas entre la cantidad de corriente eléctrica que se usa y el volumen de la reacción química que produce dicha corriente. El empleo de una corriente eléctrica para producir una reacción química se denomina electrólisis y las conclusiones de Faraday se conocen como leyes de la electrólisis[2]:

1ª Ley.- La cantidad de sustancia que se transforma químicamente en un electrodo es proporcional a la cantidad de electricidad que pasa a través de la solución .

2ª Ley.- Si se hace pasar una misma cantidad de electricidad a través de soluciones diferentes, los pesos de las sustancias descompuestas o depositadas en los distintos electrodos son proporcionales a los pesos equivalentes de dichas sustancias.

Para entender los experimentos de Faraday conviene primero estudiar el funcionamiento de una celda. Del mismo modo que una bomba se usa para impulsar este líquido y un compresor se usa para impulsar gases , la batería se usa para bombear electrones a través de un alambre en un circuito cerrado. Para efectuar la electrólisis de cloruro de sodio (NaCl), se puede usar el aparato que se ilustra en la Fig. 1. Se colocan electrodos químicamente inertes (los electrodos inertes no participan en las reacciones de los electrodos), tales como los de platino o carbono y se conectan a las terminales de una batería, por medio de alambres. Cuando se cierra el interruptor, se produce metal de sodio en el electrodo conectado a la terminal negativa de la batería y se desprende gas de cloro en el otro electrodo. Faraday llamó ánodo al electrodo positivo, y cátodo al electrodo negativo.

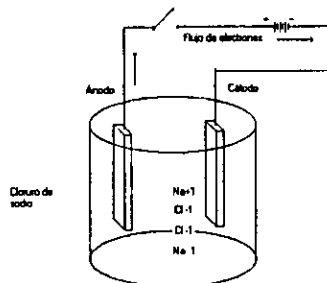


Fig. 1 Electrólisis de cloruro de sodio

También creó los términos anión y catión, aplicados a las sustancias que aparecen respectivamente en el ánodo y en el cátodo durante la electrólisis. Al compuesto que ha sufrido la electrólisis se le llama electrolito. Una **celda electrolítica** es aquella en la que la energía eléctrica de una fuente externa produce un cambio químico.

2.2) CONDUCTIVIDAD DE SOLUCIONES ELECTROLITICAS

Las investigaciones realizadas a principios del siglo XIX indicaron que las soluciones acuosas de distintas sustancias químicas conducían la corriente eléctrica en diferentes medidas. En general se podían clasificar como buenos conductores, por ejemplo las soluciones acuosas HCl (ácido clorhídrico), NaOH (hidróxido de sodio) y NaCl (cloruro de sodio); como conductores pobres las soluciones acuosas de ácido acético (HAc), y como no conductores las soluciones acuosas del azúcar y el etanol.

2.2.1) Conductividad eléctrica

La conductividad eléctrica puede clasificarse en cuatro tipos:

- a).- *Conductividad metálica*, que resulta de la movilidad de los electrones. Los conductores metálicos pierden conductividad a temperaturas altas, debido a que es más difícil para los electrones pasar a través de la red cristalina cuando los átomos de la misma tienen un movimiento térmico más activo.
- b).- *Conductividad electrolítica de líquidos*, que resulta de la movilidad de los iones. Los conductores electrolíticos aumentan su conductividad al elevar la temperatura, debido a que los iones se pueden mover a través de la solución con más facilidad a temperaturas elevadas, donde la viscosidad es más baja.
- c).- *Semiconductividad de sólidos*, que resulta de electrones que ocupan una banda semivacía, separada de la banda llena más alta por una energía del orden de kT (k =constante de Boltzmann 1.38×10^{-19} [J/K]; T =Temperatura [K]) a temperatura ambiente. La conductividad de los semiconductores aumenta exponencialmente con la temperatura absoluta.
- d).- *Conductividad eléctrica de gases*, causada por iones y electrones gaseosos.

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

A pesar de las numerosas investigaciones y teorías propuestas la conducción de la corriente eléctrica a través de las soluciones no se explicó satisfactoriamente hasta 1887, en que Svante Arrhenius (1859-1928) dio a conocer su teoría.

ARRHENIUS investigó la conductividad de las soluciones acuosas de electrolitos para ver cómo variaba dicha conductividad con la concentración del electrolito. Midió la conductividad molar (que es la conductividad correspondiente a un mol de electrolito disuelto; esto es, la conductividad específica referida a un mol, o sea, la conductividad específica dividida por el número de moles existentes en un centímetro cúbico o lo que es lo mismo, la conductividad específica multiplicada por el volumen molar expresado en centímetros cúbicos), y se encontró que aumenta con la solución^[3]. Los datos de la tabla 2-1 indican la conductividad molar de algunos electrolitos a diluciones diversas a 18° C expresada en ohms recíprocos (mhos, Ω^{-1}) y el límite a que tiende aquélla al aumentar la dilución. Este valor límite se denomina comúnmente conductividad molar límite o conductividad molar a dilución finita.

soluto	concentración en moles por 1000gr. de agua			
	0.5	0.05	0.01	0.005
KCl	1.8	1.89	1.94	1.96
K ₂ SO ₄	2.32	2.57	2.8	2.86
K ₃ Fe(CN) ₆	2.45	3.02	3.6	3.68

Tabla 2-1 Conductividad molar a diferentes concentraciones

Para explicar el comportamiento de las soluciones de los electrolitos Arrhenius enunció los siguientes postulados:

1.- Los electrolitos disueltos en agua se disocian parcialmente en iones consistentes en átomos o radicales (grupos de átomos) soportando una o más cargas eléctricas.

2.-El número de cargas de un ión es igual a su valencia. El número de cargas de los cationes es igual a la suma de cargas de los aniones.

3.-La disociación de un electrolito es un proceso reversible, estableciéndose un equilibrio entre los iones y las moléculas no disociadas.

Al diluir la solución, aumenta la proporción de electrolito disociado, hasta que en la dilución infinita llega a disociarse por completo.

4.-Los iones actúan con independencia unos de otros y de las moléculas no disociadas; unos y otros pueden considerarse como especies distintas de partículas, mostrando cada una de ellas sus particulares propiedades físicas y químicas.

Se sabe desde hace mucho tiempo que los conductores metálicos, tales como el alambre de cobre obedecen a la ley de Ohm que da la

ecuación (2-1). A principios del siglo XIX se demostró que las soluciones electrolíticas obedecen también a

$$V = RI \quad (2-1)$$

la ley de Ohm, excepto en condiciones extremas como voltajes muy elevados o corrientes de frecuencia muy alta. Si a un conductor de resistencia R se le aplica una diferencia de potencial, o fuerza electromotriz (F. E. M.) de valor V de acuerdo a la ley de Ohm la corriente que circula por R es

$$I = V/R \quad (2-2)$$

La unidad práctica de la resistencia es el [ohm], siendo el [ohm] internacional la resistencia a 0°C de una columna de mercurio, de sección uniforme de 106.3 cm de longitud y que pesa 14.4521 gr. La unidad práctica de diferencia de potencial es el [volt]; y se define como el potencial necesario para que una corriente de 1 Amper pase a través de una resistencia de 1 [ohm]. De acuerdo con la fórmula (2-2) la corriente que pasa a través de un conductor dado, bajo la influencia de una diferencia de voltaje o F.E.M. constante es inversamente proporcional a la resistencia, la cantidad $1/R$ **será una medida del poder conductor, y se denomina conductividad**. Haciendo una analogía de la ley de Ohm para una sustancia tenemos:

La resistencia de un sustancia(conductor) varía directamente con la separación de los electrodos (longitud del conductor) e inversamente con el área de la sección transversal de los electrodos (área de la superficie del conductor); esto es:

$$R = \rho \left(\frac{l}{A} \right) \quad (2-3)$$

donde:

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

R = La resistencia de la solución y esta dada en Ohms (Ω)

ρ = una constante, resistencia específica o resistividad

l = es la longitud entre los electrodos (cm)

A = área de la sección transversal de los electrodos (cm²)

La constante ρ que es la resistencia específica, se define como la resistencia de una solución medida en ohms, entre electrodos cuya área es 1 cm² y cuya separación es 1 cm. El recíproco de la resistencia específica se denomina conductancia específica, que se designa con la letra k , de una sustancia dada se define como:

$$k = \frac{1}{\rho} = \frac{l}{RA} \quad (2-4)$$

De manera que k es la conductancia de una solución entre electrodos de 1 cm² de área y con una separación de 1 cm.

Por lo tanto podemos sustituir k en (2-3) y obtenemos:

$$R = \frac{l}{kA} \quad (2-5)$$

Si la conductividad de la disolución se representa por C :

$$C = \frac{1}{R} = \frac{A}{l\rho} = \frac{kA}{l} \quad (2-6)$$

La resistencia y por ende la conductividad de cualquier solución, depende del tamaño de los electrodos y de la distancia que los separa. Para comparar la conductividad de varias soluciones es necesario normalizar el tamaño de los electrodos y la distancia que hay entre ellos.

k depende de la naturaleza de la solución. Para determinar k de una serie de soluciones, se usa una celda (sensor) de conductividad, como la que se muestra en la fig.2. La constante de celda, se define por la relación

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

$k_c = A/l$, se evalúa midiendo la resistencia de una solución k estándar, cuyo valor k se conoce. Por lo general, se emplean soluciones acuosas de KCl (cloruro de potasio) como estándar.

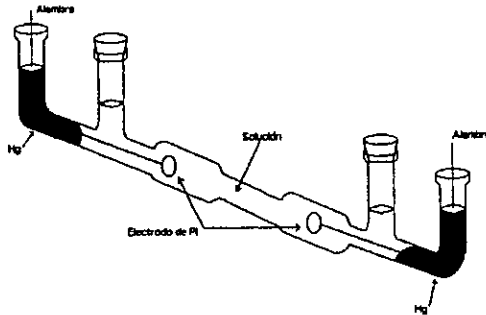


Fig.2 Celda de conductividad

En la Tabla 2-2 se muestran las conductividades de varios materiales. En las cercanías del cero absoluto, la resistencia de los metales resulta muy baja. Para superconductores, la resistencia es cero a la temperatura del cero absoluto.

Material	Temperatura 0° C	Conductividad 1/ohm*metros
Plata	0	6.812x10E7
Cobre	0	6.406x10E7
Aluminio	0	3.900x10E7
Hierro	0	1.102x10E7
Plomo	0	4.882x10E6
Mercurio	0	1.043x10E6
Nitrato de sodio fundido	500	1.760x10E2
Cloruro de zinc fundido	500	8.38
Cloruro de potasio 1M	25	11.93
Cloruro de potasio 0.001M	25	1.468x10E-2
Ácido acético 1M	18	1.320x10E-1
Ácido acético 0.001M	18	4.09x10E-3
Diamante	25	1.00E-04
Agua	18	4.0x10E-6
SiO2	25	1.00E-14
Xileno	25	1.429x10E-17

Tabla2-2 Conductividad k de conductores típicos

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

Existen otras definiciones de conductividad, las cuales dependen de la concentración y de la medida utilizada en la concentración.

a).- *Conductividad molar:*

La conductividad molar Λ se define como :

$$\Lambda = \frac{k}{c} \quad (2-7)$$

donde C es la concentración en moles por unidad de volumen, por lo que se trata del producto de la conductividad por el volumen que contiene 1 mol de electrolito. En el sistema internacional SI, las concentraciones se expresan en moles por m^3 , por lo que la conductividad molar tiene unidades de $\Omega^{-1}m^2mol^{-1}$. Debe especificarse la unidad de fórmula usada para expresar la concentración, ejemplos: $\Lambda(KCl)$, $\Lambda(MgCl_2)$. En la tabla 2-3 se presenta la conductividad del cloruro de potasio a diferentes moles.

Moles por litro	Moles por m^3 , c	conductividad k, ohms- $^{-1}m^{-1}$	conductividad molar ohms- $^{-1}m^2mol^{-1}$
1	1.00E+03	11.19	0.01119
0.1	1.00E+02	1.289	0.01289
0.01	10	0.1413	0.01413
0.001	1	0.01469	0.01969
0.0001	0.1	0.001489	0.01489

Tabla 2-3 Tabla de conductividad molar de cloruro de potasio a 25° C

b).- *Conductividad equivalente a concentración infinita:*

La conductividad equivalente de los electrolitos se aproximan a un valor límite al disminuir la concentración; esta magnitud se denomina conductividad equivalente a concentración infinita y se representa por Λ_0 . Es probablemente la medida del poder conductor del electrolito cuando está completamente dividido en iones, y estos se encuentran tan alejados entre sí que no ejercen influencia mutua.

2.3) SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

Este tipo de sensores es conocido genéricamente como químicos de ionización. Dentro de esta clasificación existen dos clases:

1.- Electrolíticos(2 tipos)

2.- De ionización(no deben confundirse con la clasificación genérica). Mas adelante se hará una descripción con mayor detalle de los sensores de conductividad electrolíticos que son los de interés para este trabajo(1).

Las medidas de conductividad se hacen fundamentalmente para determinar la concentración de una solución o para determinar la cantidad relativa de una sal en una solución. La conductividad esta relacionada de manera directa con la resistencia que el material o el fluido en nuestro caso, ofrece al flujo de electrones (corriente eléctrica) a través del material o fluido. Existe una diferencia entre la corriente que circula por un hilo metálico, ya que ésta se debe al flujo de electrones libres, y la corriente que circula por un electrolito es producida por la polarización que más adelante se explicará. Los líquidos que permiten el flujo de una corriente eléctrica son conocidos como conductores electrolíticos.

La resistencia, que es una medida de la oposición que ofrece el material o fluido al paso de electrones(corriente eléctrica), se usa en éste caso para determinar la conductividad de los materiales(1) y para nuestro caso, de fluidos que, como ya se mencionó, es una propiedad de los materiales, así la resistencia de un material o liquido de una solución electrolítica se define de la formula (2-3) como:

$$R = \rho \left(\frac{l}{A} \right)$$

donde:

R = La resistencia de la solución y esta dada en Ohms (Ω)

ρ = conductividad específica (S/cm)

l = es la longitud entre los electrodos(cm)

A = área de la sección transversal de los electrodos(cm^2) También

podemos escribir el recíproco de la resistencia, $G = \frac{1}{R}$ conocido como la conductancia o

conductividad:

$$C = G = \rho \left(\frac{A}{l} \right) \quad (2-8)$$

Donde:

$G = C$ = conductancia [Siemens (S)]

ρ = conductividad específica (S/cm)

A = área de la sección transversal de los electrodos (cm²)

l = es la longitud entre los electrodos (cm)

Frecuentemente, en el diseño de los sensores (que también son designados como celdas) de conductividad se utiliza un término llamado *constante de celda* que es usado para describir el diseño particular del sensor. La constante de celda está definida por l/A . Más adelante se tratará con detalle. Mediante un ejemplo podemos mostrar cómo obtener la conductividad de un líquido a partir de la fórmula (2-2).

Ejemplo 2-1

De acuerdo al fabricante, y con base en una serie de pruebas, se determinó que la constante de celda del sensor es 1.5 cm/cm². Determinar la conductividad, en μS , de una solución de hidróxido de sodio (NaOH).

Solución: Usando la definición de constante de celda, que se expresa $K_c = l/A$, podemos escribir la ecuación (2-2) como

$$G = C = \frac{\rho}{K_c} \quad (2-9)$$

Donde K_c es la constante de celda (cm/cm²). El valor de la conductividad específica ρ , para la solución de NaOH al 2% (de la tabla 2-1) es $1 \times 10^5 \mu\text{S/cm}$. Resolviendo para G , tenemos:

$$G=C=\frac{1 \times 10^5 \mu S / cm}{1.5 cm / cm^2}$$

$$=0.67 \times 10^5 \mu S$$

Realizando un despeje de ρ a partir de la formula de resistencia (2-1) se determina una formula, la cual define la conductividad especifica, designamos este valor con la letra k , lo que se obtiene es:

$$k = \frac{1}{\rho} = \frac{l}{RA} \quad (2-4)$$

Si recordamos que $G = \frac{1}{R}$ podemos escribir :

$$K = \frac{1}{\rho} = G \frac{l}{A} \quad (2-10)$$

Si hacemos uso de la definición d constante de celda $K_c = l / A$ la formula se puede escribir de la siguiente manera:

$$K = \frac{1}{\rho} = GK_c \quad (2-11)$$

donde :

K = conductividad en [S/cm]

G = conductancia en [S]

K_c = constante de celda en [cm/cm²]

La conductividad electrolitica se mide a través de una celda que consiste de dos electrodos separados por una distancia fija y polarizados mediante una fuente de voltaje en sus extremos como se muestra en la Fig.3. El flujo de corriente a través de conductores electroliticos está acompañado por el movimiento de cargas eléctricas (iones positivos y negativos) cuando el

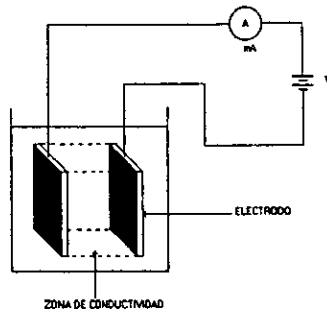


Fig.3 Medida de conductividad

líquido esta bajo la influencia de un campo eléctrico. La conductancia de un líquido puede ser definida por estas propiedades eléctricas:

- 1.-La relación de corriente a voltaje entre cualesquiera dos puntos dentro del líquido.
- 2.-Cuando los dos (electrodos) puntos se acercan o se separan este valor cambia debido a que en la formula de conductividad interviene la distancia que es directamente proporcional a k (conductividad).

2.3.1) Principio de funcionamiento de los sensores de conductividad.

El principio empleado es el de la *conducción electrolítica*, en el que los portadores de carga provienen de ionización cuando una corriente fluye por un volumen de una solución los compuestos orgánicos solubles de la solución se separan parcial o completamente en cationes (iones cargados positivamente) y aniones (iones cargados negativamente) ver Fig4. El agua destilada pura en principio no es susceptible de conducir una corriente eléctrica pero, si se le disuelven sólidos minerales (sales) aumenta su capacidad de conducción.

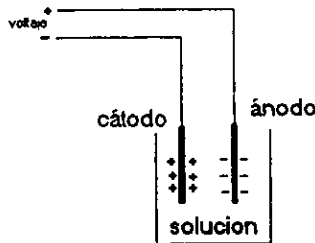


Fig.4 Electrólisis

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

Estos sólidos al disolverse se separan en iones. Los iones son susceptibles de desplazarse bajo la acción de un campo eléctrico y también de combinarse con otros iones para formar nuevos iones o cuerpos distintos que ya no se ionizan. Una corriente ionizante se origina desde dos electrodos, el ánodo y el cátodo. Los cationes se dirigirán al cátodo, en el que se combinan con los electrones de la fuente de corriente para formar átomos. Los aniones se dirigirán al ánodo en el que se formaran átomos neutros y liberará sus electrones que fluirán hacia la fuente de corriente. Al llegar a los electrodos, los iones adquieren carga de signo contrario y se neutralizan, de este modo se establece una corriente a través de la solución y del circuito eléctrico exterior que depende de:

- 1.- Número y tipo de iones presentes en la solución
- 2.- Área efectiva de los electrodos
- 3.- Diferencia de potencial y distancia entre los electrodos
- 4.- Temperatura de la solución

Estos factores son tomados en cuenta para el diseño de las celdas (sensores). Los factores que determinan la forma del sensor son el área efectiva de los electrodos y la diferencia de potencial que es la que genera el campo eléctrico que produce el movimiento de electrones (corriente eléctrica).

Para hacer mas comprensible el principio de funcionamiento de los sensores de conductividad veamos el siguiente ejemplo de conducción electrofítica:

Si se disuelve sal de mesa NaCl (cloruro de sodio) en agua, se tiene ahora en su mayoría, una solución compuesta por moléculas de (NaCl) eléctricamente neutras. Debemos tener en cuenta que el cloruro de sodio esta compuesto de un ión de sodio y que tiene una carga positiva, y de un ión de cloro que tiene una carga negativa como se muestra en la Fig.5. Cuando los dos iones se reúnen, forman una molécula eléctricamente neutra de (NaCl).

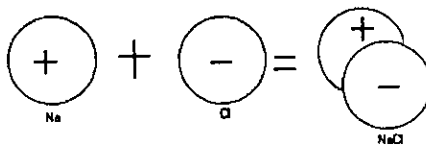


Fig.5 Molécula de NaCl

Ahora, dependiendo de la temperatura de la solución, ésta será un factor en la disociación en el enlace iónico de la molécula de NaCl. Una temperatura alta ayuda a la separación de los iones de cloro y sodio. La

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

temperatura actúa como un catalizador para alentar la separación de las moléculas neutras. Sin embargo, para nuestro caso (el proyecto del sistema de medición de conductividad) solo interviene en la separación de la molécula es la diferencia de voltaje que se aplica en los extremos de los electrodos produciendo un campo eléctrico, quien es el que genera la ruptura de la unión de la molécula, como se detalla en la descripción de la conducción eléctrica, al principio de este subtema.

Se realizó una prueba en una solución con (NaCl) y se obtienen una serie de lecturas de una celda de 3[mm] de diámetro con electrodos de acero que tienen una longitud de 13[mm] y una separación de 7[mm]. La celda se sumergió en la solución salina hasta el fondo del recipiente para realizar las mediciones, como se muestra en la Fig.6. A esta solución se le fueron agregando porciones de (NaCl) y se obtuvieron una serie de lecturas que se resumen en una gráfica que se muestra a continuación en la Fig.7. La tabla 2-4 muestra la conductividad de diferentes soluciones.

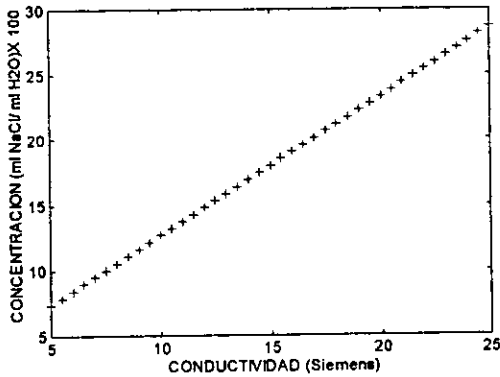


Fig.7 Recta de conductividad

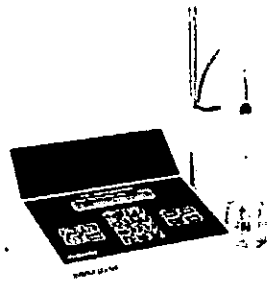


Fig.6 Celda Cort. de ColeParmer

Resistencia en Ohms-cm	100M	10M	1M	0.1M	10K	100	10	1	
Conductividad en uS/cm	0.01	0.1	1	10	100	1K	10K	0.1M	1M
AGUA PURA								
AGUA DESMINERALIZADA								
VAPOR DE AGUA CONDENSADO								
AGUA NATURAL								
AGUA DE OCEANO								
AGUA DE LAGO								
NaOH Concentración < 50%								
HCl Concentración < 50%								

Tabla 2-4

2.3.2) Diseño de la celda de conductividad

De manera teórica, la medición de conductividad mediante celdas (los sensores electrolíticos también son conocidos como celdas) se realizó con dos superficies de 1cm cuadrado separadas entre sí por 1cm de distancia (Fig.8). Las celdas de diferentes configuraciones físicas (diferentes formas geométricas) son caracterizadas por la constante de celda K_c .

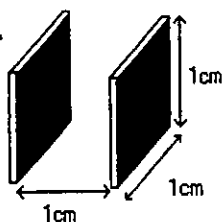


Fig.8 Placas del sensor

Esta constante está en función del área de los electrodos, la distancia entre los electrodos y el patrón del campo eléctrico entre los electrodos. La celda descrita teóricamente, tiene una constante de $K_c = 1$. A menudo, para consideraciones que tienen que ver con muestras de volumen o espacio, la configuración física de las celdas es diseñada de manera diferente. Las celdas con constantes de $K_c = 1 \text{ [cm/cm}^2\text{]}$ o mayores tienen electrodos pequeños y una separación grande entre sí. Celdas con constantes de $K_c = 0.1 \text{ [cm/cm}^2\text{]}$ o menores tienen electrodos grandes y muy poca separación entre sí. Por lo tanto, la K_c (constante de celda) es un "factor" el cual refleja una particularidad de la configuración física de la celda. Esta deberá ser multiplicada por la conductancia obtenida, para obtener la lectura de conductividad real. Por ejemplo, para una lectura obtenida de conductancia de $200 \mu\text{S}$ usando una celda con una constante de $K_c = 0.1 \text{ [cm/cm}^2\text{]}$, el valor de la conductividad es $200 \times 0.1 = 20 \mu\text{S/cm}$.

En una simple aproximación, la constante de la celda está definida como la relación de la distancia entre los electrodos, d , y el área de los electrodos A . Esto sin embargo no considera el efecto de dispersión en las

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

orillas (fringe-field) (ver el apéndice A) el cual afecta el área de los electrodos por una cantidad AR . De esta manera: $K_c = d/(A+AR)$.

donde:

d = distancia entre los electrodo

A =área de los electrodos

R = factor adimensional

Debido a que normalmente es imposible medir el efecto de dispersión en las orillas (fringe-field) y la cantidad AR para calcular la constante de celda K_c , la constante específica de las celda se determina mediante medidas de comparación de una solución universal de conductividad conocida. La solución comúnmente utilizada para calibrar es 0.01 Mol KCl, esta solución tiene una conductividad de 1412 $\mu\text{S}/\text{cm}$ a 25°C. Por lo que la constante de celda queda definida como:

$$K_c = l / A \quad (2-12)$$

La Fig.9 muestra algunos sensores de conductividad electrolíticos.



Fig.9 Muestra de sensores de conductividad electrolíticos. Cortesía de +GF+SIGNET y Sensorex

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

Dentro de las celdas de conductividad existe una subdivisión la cual se caracteriza por la manera de medir la conductividad. Es decir, por contacto y por flujo continuo.

Por contacto. el sensor sólo se sumerge en el líquido al cual se va a medir la conductividad, este tipo de celdas en su forma geométrica, cuentan con dos electrodos separados una distancia fija (Fig.10) y los electrodos son inertes.

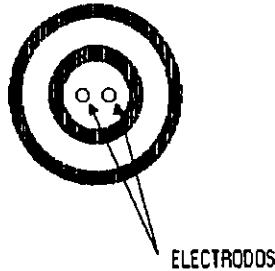


Fig.10 Corte Transversal de celda

De flujo continuo. este tipo de sensor en su forma geométrica, consta de dos cilindros concéntricos y tienen una entrada de fluido y una salida en extremos opuestos, es decir el líquido a medir generalmente está fluyendo de manera continua a través de la celda para medir la conductividad del líquido de manera adecuada, sin embargo para fines prácticos también pueden tomarse lecturas sumergiendo el sensor en el líquido a medir. La diferencia de los dos tipos de sensores es únicamente en la forma en la cual el líquido está en el sensor. En el de contacto, el líquido no tiene movimiento a través de la celda y realiza la medición. En el caso de los de flujo continuo el líquido fluye a través de la celda, y este puede realizar mediciones a pesar de que el líquido no este fluyendo por la celda basta que el líquido este en contacto.

2.3.3) Otros tipos de sensores de conductividad.

a).- Sensores electrolíticos de potencial

Este tipo de sensores es más complicado en su funcionamiento con respecto a los sensores de conductividad electrolíticos que se detallaron anteriormente. Estos sensores son usados para una aplicación completamente diferente, mucho más allá de la identificación de sustancias en base a la identificación de las propiedades de dichas

SENSORES DE CONDUCTIVIDAD

sustancias, como por ejemplo la conductividad específica y la concentración de la sustancia en investigación. Los sensores electrolíticos de potencial están compuestos de ciertos químicos que cuando son expuestos a una sustancia electrolítica en particular, produce una diferencia de potencial que es proporcional a el pH del material que esta siendo detectado o a la actividad iónica o a las propiedades de oxido/reducción de la solución. Estos son las dos principales aplicaciones de este tipo de sensores, que para nuestro objetivo, quedan fuera del alcance de este trabajo, por lo que no se trataran aquí.

b).- Sensores de conductividad Toroidales

Como se mencionó en los sensores de conductividad electrolíticos, el principio de funcionamiento del sensor, el cual es también conocido como celda, se basa en la electrólisis. Este sensor cuenta con dos electrodos los cuales son la base de funcionamiento. Los electrodos pueden tomar diferentes formas geométricas, las cuales dependerán del diseño. Estas pueden ser un par de placas, dos cilindros concéntricos, dos barras equidistantes, entre otras. Existen otro tipo de sensores de conductividad que no cuentan con electrodos, si no bobinas en forma toroidal y son conocidos como sensores de conductividad toroidales Fig.9. Esta clase de sensor está constituido por dos bobinas, separadas ligeramente por alojamientos individuales, encapsuladas y selladas con una buena protección física y química para protegerlo del fluido a medir. Uno de los toroides se alimenta con una señal de alterna, comportándose como el arrollamiento de entrada, el segundo se comporta como arrollamiento de salida, el fluido a medir en el que está sumergido el sensor, o que fluye por el sensor es el acoplamiento variable entre los arrollamientos de entrada y salida, así el acoplamiento es proporcional a la conductividad. Este tipo de sensor es aplicado para medir la conductividad de fluidos de naturaleza física o química especiales como sal, lodos abrasivos o fibrosos. Puesto que este tipo de sensores no son empleados en Laboratorio de Metalurgia Pesada quedan fuera del alcance de este trabajo.

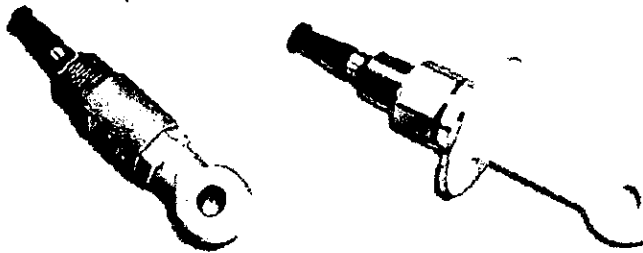


Fig. 9 Sensores de conductividad toroidales
Cortesía de ABB.

Bibliografía

[1]*Electrical Sensor And Transducer
Jaimes R. Carsten
Edit. Prentices Hall 1992

[2]*Principios de química
Introducción a los Principios Teóricos
Paul Ander
Edit. Limusa 1992

[3]*Química General Moderna
Joseph A. Babor
Edit. Época

[4]*Química
Charles E. Mortimer
Edit. Iberoamérica

CAPITULO 3**DESARROLLO DEL PROYECTO****Introducción:**

Una vez que se describió en los capítulos 1 y 2 el entorno en el cual se desarrollará el proyecto, se planteó el problema a resolver y se realizó la propuesta para resolver el problema. En este capítulo se describe con detalle el desarrollo del proyecto, las etapas que lo constituyen y el proceso como fueron desarrollándose para finalmente conformar el dispositivo que da solución a las necesidades planteadas en el objetivo de esta tesis.

Aquí se abordarán cada una de las etapas con las que cuenta el proyecto, las cuales se describirán con detalle. Las etapas de el proyecto son 4:

- 1.-Amplificación
- 2.-Pruebas y descripción del sensor
- 3.-Etapa de conversión analógico/digital
- 4.-Adquisición de datos y el despliegue numérico

Se describen también los procedimientos utilizados para llegar a cumplir con los parámetros fijados en el objetivo de éste trabajo.

Esto se refiere básicamente a la etapa de pruebas con el sensor, ya que la caracterización del sensor se realizó a prueba y error, debido a la falta de información de las características eléctricas del sensor, como se menciona en el capítulo 1.

También en este capítulo se trata la elaboración de la fuente de alimentación del proyecto, así como los circuitos impresos del mismo.

3.1) SISTEMA DE MEDICIÓN

El objetivo de un sistema de medición es presentar a un observador un valor numérico correspondiente a la variable que se mide [1] Fig.1.

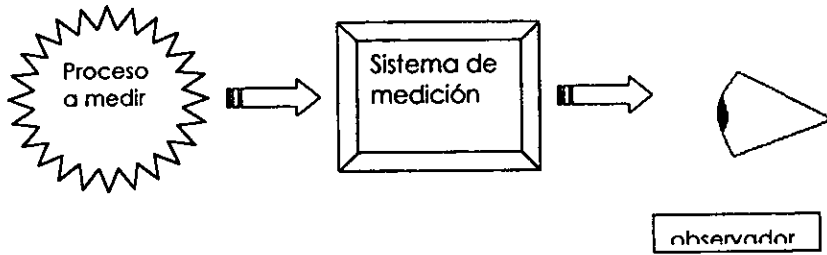


Fig.1 Objetivo del sistema de medición

Un sistema de medición cuenta con varias etapas o bloques. De manera general puede hablarse de cuatro etapas Fig.2, aun que en sistemas particulares pudiera contarse con una o más etapas adicionales.

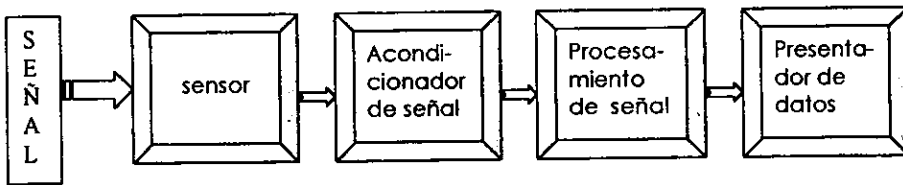


Fig.2 Diagrama a bloques de un sistema de medición

A continuación se describen cada una de las etapas del sistema de medición:

SENSOR: Este elemento está en contacto directo con el fenómeno o proceso que se desea medir, el sensor genera una señal de salida la cual pasa a la etapa de acondicionamiento. Ejemplos de sensores podemos citar, termopares, térmistor, tacómetros, sensores capacitivos, etc. El que se usa en éste trabajo una celda electrofónica.

DESARROLLO DEL PROYECTO

ACONDICIONADOR DE SEÑAL: Toma la salida del transductor y genera niveles de voltaje adecuados para su procesamiento posterior, regularmente se realiza mediante una etapa de amplificación. Generalmente la señal del sensor (voltaje en c.d.) se convierte en una señal de frecuencia variable directamente proporcional al cambio de voltaje. Cuando la salida del transductor no es una señal de c.d. se convierte en una señal de corriente o de voltaje de c.d. Ejemplos de acondicionador de señal son el puente de Wheatstone el cual a partir de un cambio de resistencia del sensor produce una diferencia de voltaje, y un oscilador que a partir de la señal generada por el sensor varía su frecuencia.

PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL: En esta etapa la señal entregada por el amplificador de instrumentación es convertida en una señal adecuada para la presentación de las lecturas realizadas y para poder entregar la señal a una PC la cual puede procesar y almacenar los datos recibidos mediante un programa que lee y despliega los datos en la PC. Es decir la señal entregada por el amplificador de instrumentación que es un voltaje de c.d. se transforma a una señal digital, esto se realiza mediante un convertidor analógico-digital (A/D).

PRESENTADOR DE DATOS: Esta etapa muestra los valores medidos en una forma que el observador pueda reconocerlos de manera rápida y sencilla. Ejemplos pueden ser carátula con manecillas un indicador luminoso de escalas o un despliegue alfanumérico.

A continuación se muestra un diagrama a bloques Fig. 3 del proyecto del sistema de medición de conductividad que se propone para este proyecto.

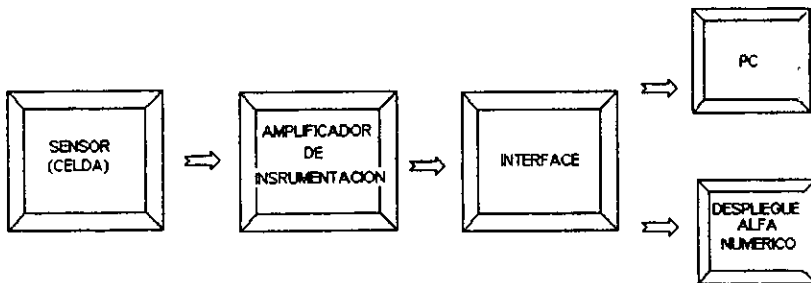


Fig.3 Diagrama a bloques del sistema de medición de conductividad.

3.2) ETAPA DE AMPLIFICACIÓN

Como se vio en el punto anterior, dentro de la etapa de acondicionamiento de la señal, uno de los objetivos es dar niveles de voltajes adecuados para poder procesar la señal en las etapas subsecuentes.

Para nuestro caso, el sensor(celda), entrega niveles de voltajes del orden de los μV (microvolts) por lo que es necesario amplificar este voltaje que el sensor esta generando. Se decidió llevar a cabo una etapa de amplificación utilizando la configuración del amplificador de instrumentación por las características que esta configuración ofrece.

- 1.- La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencial ($E1 - E2$) a la salida del amplificador de instrumentación, se establece con una resistencia.
- 2.- La resistencia de entrada de los amplificadores de entrada es muy alta y no cambia al variar la ganancia.
- 3.- El voltaje de salida V_o no depende del voltaje común a $E1$ y $E2$ (voltaje en modo común) sólo en su diferencia.

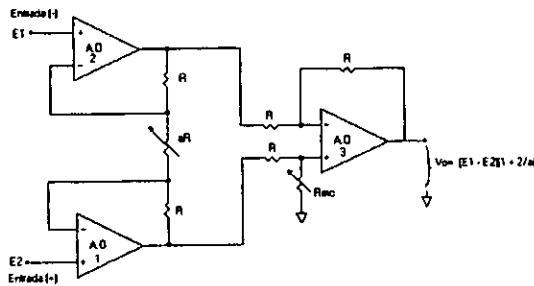


Fig.4 Amplificador de Instrumentación.

El amplificador de instrumentación (el desarrollo se presenta en el apéndice B) es de los más útiles, precisos y versátiles disponibles en la actualidad. Se encuentran en las unidades de adquisición de datos. Está hecho de tres amplificadores operacionales y siete resistencias, como se muestra en la Fig. 4(1).

La configuración del amplificador de instrumentación se forma conectando un amplificador aislador (A.O.1 y A.O.2) Fig. 5 para la entrada hacia el amplificador diferencial que se ve mas adelante en la Fig.6.

DESARROLLO DEL PROYECTO

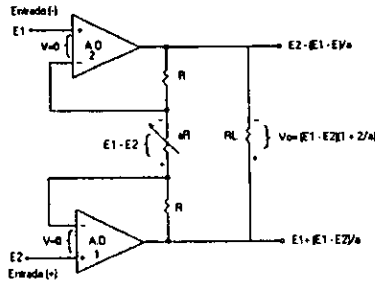


Fig. 5 Amp. de entrada asilada al amp. de salida diferencial

Al amp. op. A3 del Fig.4 (amp. op. Fig.6) se le asignan resistencias iguales (se les da el mismo valor para tener una ganancia unitaria ver apéndice B) representadas por R, que forman un amplificador diferencial con ganancia unitaria. Sólo las resistencias de A3 tiene que igualarse, esto para fines prácticos del desarrollo de la expresión de la ganancia de voltaje del amplificador, sin embargo, pueden ser diferentes para influir en la ganancia del amplificador como se vera más adelante, Fig.6 muestra un amp. diferencial. Con las resistencias igualadas el ajuste de la ganancia se realiza a través de aR. La resistencia marcada como Rmc puede hacerse variable para eliminar cualquier voltaje en modo común.

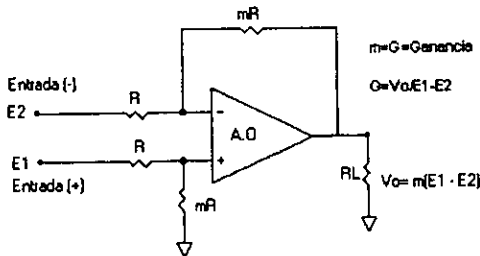


Fig. 6 Amplificador Diferencial

Ya que se describió la configuración del amplificador de instrumentación, se explica a continuación como se llevo a cabo la implementación de los amplificadores de instrumentación para realizar las pruebas con el sensor y determinar qué ganancia es la más adecuada para así poder amplificar la señal entregada por el sensor y realizar las demás etapas del sistema de medición.

DESARROLLO DEL PROYECTO

Para iniciar las pruebas se proponen tres amplificadores con diferentes ganancias, las cuales se determinan en $A_{v1}=100$, $A_{v2}=1000$ y $A_{v3}=10000$, para llevar a cabo las pruebas y determinar la ganancia adecuada. La formula para determinar el voltaje de salida del amp. de instrumentación es:

$$V_o = (E_1 - E_2) \left(1 + \frac{2}{a} \right) \quad (3-1)$$

para todas las R con el mismo valor.

donde:

$$E_1 - E_2 = V_{in} \quad (3-2)$$

Y se define la ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3-3)$$

Por lo que podemos escribir:

$$A_v = \left(\frac{R + 2R}{aR} \right) \left(\frac{R}{R} \right) \quad (3-4)$$

Si le reasignamos valores para las resistencias R como se muestra en la Fig.7, es decir:

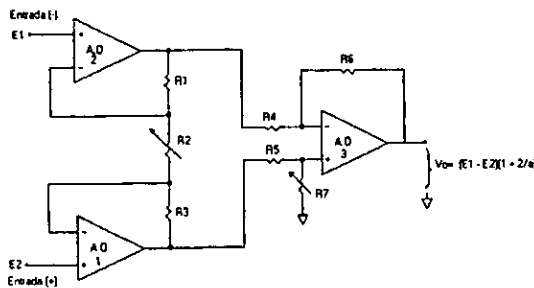


Fig.7 Amplificador de Instrumentación

DESARROLLO DEL PROYECTO

Ahora rescribiendo (3-4) tenemos:

$$A_v = \left(\frac{R_2 + 2R_1}{R_2} \right) \left(\frac{R_6}{R_4} \right) \quad (3-5)$$

Si se asignan valores a las resistencias, tales que:

$47[\text{k}\Omega] = R_1 = R_3$; $10[\text{k}\Omega] = R_2$; $10[\text{k}\Omega] = R_4 = 5$; $100[\text{k}\Omega] = R_6 = R_7$ (Ver Apéndice B)

Con estos valores se realizan los cálculos aplicando la fórmula (3-5)

para determinar la ganancia (ver tabla 3. 1) del amp. de instrumentación:

R2 =	10000	R1 =	47000
R6 =	100000	R4 =	10000
Av (Ganancia de voltaje) =	104		
Valor de R2 para Av=100	10444.4444		

Tabla 3.1. Valores para Av=100

Los cálculos arrojan una ganancia de voltaje de 104, la ganancia deseada es de 100. Una de las ventajas del amp. de instrumentación es que podemos ajustar la ganancia a través de R2, la cual puede ser una resistencia variable (potenciómetro) que ajusta la ganancia al valor deseado y para compensar la tolerancia de los valores de las resistencias. Como podemos ver el valor necesario para obtener Av=100 es un poco mayor, por lo que R2 debe ser un poco mayor al valor propuesto en los cálculos realizados. Para el amp. de instrumentación con ganancia de 1000, ahora variaremos únicamente las resistencias R6 y R4 lo cual nos permite cambiar la relación de ganancia aumentando (ver Apéndice B) la ganancia en un factor de 10 por lo tanto los valores de las resistencias (ver Tabla 3.2) son los siguientes:

$47[\text{k}\Omega] = R_1 = R_3$; $10[\text{k}\Omega] = R_2$; $1[\text{k}\Omega] = R_4 = R_5$; $100[\text{k}\Omega] = R_6 = R_7$

R2 =	10000	R1 =	47000
R6 =	100000	R4 =	1000
Av (Ganancia de voltaje) =	1040		
Valor de R2 para Av=1000	10444.4444		

Tabla 3.2. Valores para Av=1000

DESARROLLO DEL PROYECTO

La ganancia obtenida es de 1040, y la que nosotros deseamos es de 1000. De la misma forma que en el calculo anterior, R2 es una resistencia variable, la cual ajusta el valor para obtener la ganancia deseada, y para compensar la tolerancia de los valores de las resistencias. Como podemos ver en los cálculos R2 debe ser un poco mayor de 10[k Ω] para alcanzar el valor de $A_v = 1000$. Para el amp. de instrumentación con $A_v = 10000$ se cambian las resistencias R2 y R1 para lograr la ganancia deseada (ver Tabla 3.3), los valores son los siguientes:

100[k Ω]=R1= R3; 2[k Ω]= R2 ; 1[k Ω]=R4= R5; 100[k Ω]=R6= R7

R2 =	2000	R1 =	100000
R6 =	100000	R4 =	1000
Av (Ganancia de voltaje) =		10100	
Valor de R2 para Av=10000		2020.20202	

Tabla 3.3. Valores para $A_v = 10000$

La ganancia obtenida es de 10100, y la que nosotros deseamos es de 10000. De la misma forma que en el calculo anterior, R2 es una resistencia variable, la cual ajusta el valor para obtener la ganancia deseada, y para compensar la tolerancia de los valores de las resistencias. Como podemos ver en los cálculos R2 de ser un poco mayor de 2[k Ω] para alcanzar el valor de $A_v = 10000$.

Las pruebas se realizaron con el circuito LM346N

3.3) PRUEBAS Y DESCRIPCIÓN CON EL SENSOR (CELDA) UTILIZADO

Las pruebas hechas con el sensor Cell (Au) P/N 19101-50 se realizaron basándose en el método de acierto y error, esto debido a la falta de información sobre las características eléctricas del sensor, ya que, el constructor del sensor, no las proporciona en sus hojas de especificaciones. El sensor(celda) disponible es de Cole-Parmer, las especificaciones fueron buscadas por medio de Internet, en la pagina del constructor, sin embargo las características como ya se menciona son muy pocas y no son suficientes para el objetivo que se busca. En la Fig.8 se muestra la disposición del sensor. En resumen, no se conoce la diferencia de voltaje proporcionado por el sensor, que es la parte importante para determinar la ganancia del amp. de instrumentación, por esta razón se diseñaron los tres

DESARROLLO DEL PROYECTO

amplificadores con diferentes ganancias, para determinar cual es la ganancia de voltaje adecuada para el sensor que se esta utilizando. Para llevar a cabo las pruebas y saber cuál sería la ganancia adecuada, se tomaron lecturas de conductividad ya realizadas a sustancias conocidas y con conductividad bien determinada. Además, el Laboratorio de Metalurgia proporcionó datos de

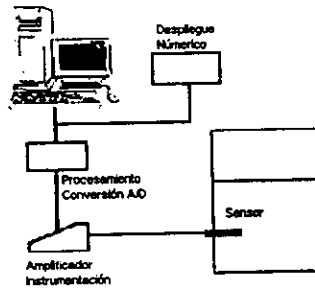


Fig.8 Disposición del sensor

mediciones realizadas por ellos, de esta manera, con las lecturas ya determinadas y conocidas se iniciaron las pruebas con los amplificadores de instrumentación, partiendo con el de menor ganancia.

Un liquido que utilizan en el Laboratorio de Metalurgia y que se utilizo como referencia para las pruebas fue el agua potable, la cuál tiene una conductividad de aproximadamente 310 [mV].

Esta lectura es proporcionada por el Laboratorio de Metalurgia y es el rango más bajo que se maneja. El sensor esta realizando las mediciones partiendo de agua potable y posteriormente se le estará agregando cloruro de potasio para cambiar la conductividad del agua. Por lo tanto, éste será el valor mínimo de conductividad que se obtendrá ya que el elemento principal que se usa es el agua; así esta lectura será el punto de partida en nuestra escala.

3.4) ETAPA DE CONVERSIÓN A/D (Análogo - Digital)

Los procesos del mundo real producen señales analógicas que varían constantemente. La velocidad puede ser muy lenta, como la variación de la temperatura o muy rápida, como en un sistema de audio. Las mediciones de las variables de naturaleza analógica se describen mejor por medio de un despliegue con números decimales y letras del alfabeto.

DESARROLLO DEL PROYECTO

En cambio los microprocesadores y las computadoras utilizan patrones binarios para representar números letras o símbolos[1].

En muchas ocasiones es necesario almacenar la información y almacenarla de manera analógica no resulta una manera fácil, así que, para llevar a cabo esta tarea utilizamos las computadoras, las cuales realizan todos los procesos mediante códigos binario, por lo tanto debe realizarse una etapa la cual sea capaz de poder realizar una conversión de analógico a digital. Esto lo lleva a cabo un (CAD) convertidor analógico/digital, quien se encarga de convertir la señal analógica a una señal binaria.

De esta manera los CAD son la interfase entre el mundo real y la computadora quien a su vez esta en contacto con el hombre, quien puede interactuar con la computadora para poder modificar procesos o dar ordenes hacia la parte analógica mediante un convertidor digital - analógico (CDA).

Vemos pues, como la etapa analógico - digital juega un papel de mucha importancia cuando se desea almacenar, monitorear, controlar o modificar algún proceso, como un control de temperatura, velocidad de un motor o controlar la presión. En estos ejemplos están presentes tanto los CAD como los CDA.

3.4.1) Convertidor ADC0808

El convertidor empleado en el proyecto, es de aproximaciones sucesivas, y presenta las siguientes características:

- 1.-Costo moderado
- 2.- Cuenta con 8 canales
- 3.- funciona con una fuente de +5 V
- 4.-La velocidad de conversión es adecuada a nuestra aplicación.
- 5.-No requiere de ajustes para cero o escala completa.
- 6.-Cuenta con una salida con buffer de tres estados.

En las figuras 9 y 10 se muestra el diagrama a bloques y el circuito del ADC0808. La señal de entrada al convertidor es enviada del amplificador de instrumentación, ésta entra en el pin # 26 del ADC0808, los demás canales están aterrizados. Se decidió utilizar este CAD básicamente por que presenta el multiplexor con 8 canales, ya que en aplicaciones posteriores se pueden utilizar para varios sensores, (la posibilidad de medir la temperatura, por ejemplo).

DESARROLLO DEL PROYECTO

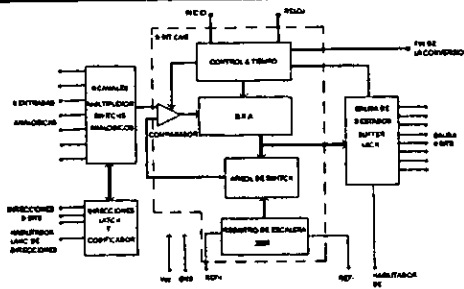


Fig. 9 Diagrama a bloques del ADC0808

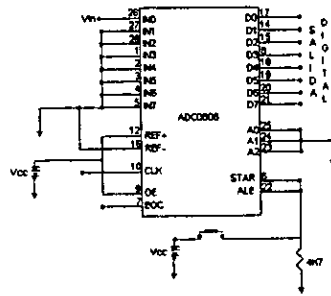


Fig. 10 Convertidor A/D ADC0808

La señal de reloj se implementó mediante el circuito integrado temporizador 555, el cual está alambrado para que funcione como multivibrador astable, para que genere una onda cuadrada de 500 kHz. El ADC0808 tiene un pin (el #6) en donde debe de aplicarse una señal de nivel TTL para indicarle que inicie una conversión. Por esto se emplea un segundo circuito temporizador 555, el cual está también alambrado para que funcione como multivibrador astable. Éste debe estar a una frecuencia menor de la del reloj del ADC0808. Esto debido al tiempo que tarda en realizar una conversión (el tiempo típico: un periodo de 100µs). La frecuencia del reloj está en 500[kHz], lo que equivale a un periodo de 2[µs], por lo tanto, el CAD tarda 50 ciclos de reloj en realizar una conversión (100[µs]). Con base en esto, el segundo temporizador debe estar funcionando a una frecuencia <10[kHz], para evitar conflictos con el tiempo de conversión del CAD. Por lo tanto, la frecuencia del segundo temporizador se coloca a 5[kHz], esto equivale a 0.2[ms], lo cual indica que el segundo temporizador le estará diciendo al CAD que inicie una conversión cada 0.2[ms]. En nuestro caso y para esta aplicación en particular, la rapidez de conversión no es un factor importante, esto debido

DESARROLLO DEL PROYECTO

que se requieren lecturas cada segundo. Esto nos permite un margen importante en cuanto a los tiempos de conversión del CAD, por lo que, sólo debe tenerse cuidado en la frecuencia del segundo temporizador, como ya se explicó. Para obtener las frecuencias de los dos temporizadores, se utiliza el 555 como multivibrador de oscilación libre, con un ciclo de trabajo del 50%. Para esto, mostramos en la Fig.12 la forma en como se alambra el 555 para una oscilación libre y del 50% del ciclo de trabajo. En la Fig.11 se muestra un diagrama a bloques del temporizador 555.

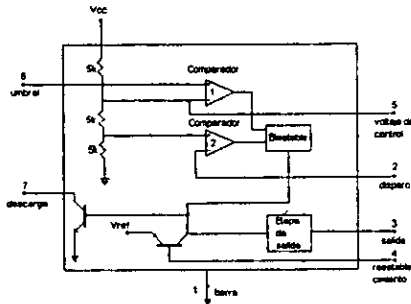


Fig.11 Diagrama a bloques del 555

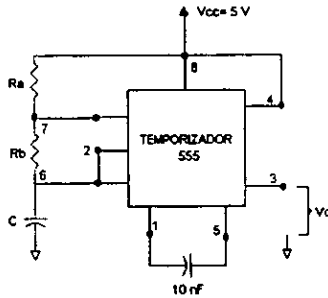


Fig. 12 Configuración de oscilación estable del 555.

Para lograr una oscilación con un ciclo de trabajo del 50% Ra y Rb deben ser iguales, la salida del temporizador se muestra en la Fig. 13.

DESARROLLO DEL PROYECTO

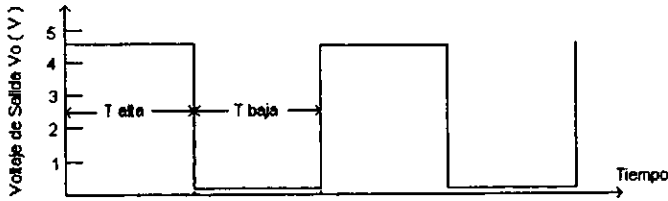


Fig. 13 Forma de onda del 555 oscilacion libre con ciclo de trabajo al 50%

Para determinar el valor de R_a y R_b así como el valor del capacitor C y el ciclo de trabajo, tenemos:

$$T = \frac{1}{f} \quad (3-10)$$

$$T_{alta} = 0.695 R_a C \quad (3-11)$$

$$T_{baja} = 0.695 R_b C \quad (3-12)$$

$$T = 0.695(R_a + R_b)C \quad (3-13)$$

Las ecuaciones 3-11 y 3-12 muestran que si $R_a=R_b$ entonces el ciclo de trabajo es del 50%, y se puede sustituir 3-13 en 3-10 para obtener la frecuencia deseada y los Valores de $R_a=R_b$ y C .

$$f = \frac{1.44}{(R_a + R_b)C} \quad (3-14)$$

Si conocemos la frecuencia a la cual se desea que oscile el 555 y fijamos el valor de C , basta despejar de 3-14 R_a y R_b que son iguales para obtener su valor. Si $R=R_a=R_b$ y si conocemos el valor de C , entonces:

$$R = \frac{1.44}{2fC} \quad (3-15)$$

Por lo tanto, para la frecuencia de 500 kHz, proponemos una capacitancia de $C=1$ [nF], entonces, sustituyendo en 3-15, tenemos que el valor de $R_a=R_b=1.44$ k Ω , pero el valor comercial más próximo es de 1.5 k Ω , lo que nos da una frecuencia de $f=488$ KHz, la cual esta dentro del rango del convertidor ADC0808. Para el temporizador que dará la señal de inicio de conversión (5 kHz), utilizando 3-15 tenemos: Si $C= 10$ [nF], $R_a=R_b=14.4$ k Ω , el valor comercial más próximo es 15 k Ω . Lo que nos da una frecuencia $f=4.8$ [kHz].

DESARROLLO DEL PROYECTO

Fijada la frecuencia a la cual va a trabajar el CAD. Se verán ahora los rangos de voltajes del CAD. (Ver hojas de especificaciones del ADC0808 Apéndice C)

Tiene un rango de voltaje de 0[V] a 5[V], y podemos representar una señal analógica mediante 256 niveles de cuantización esto es 2^n , donde n representa el número de bits del convertidor por lo que $2^8 = 256$ niveles de cuantización.

Para obtener razón de conversión o paso de voltaje, debemos de considerar, el V_{ref+} del CAD, por ejemplo $V_{cc}=V_{ref+}=5.12[V]$ se divide este voltaje entre los 256 paso del convertidor, de esta manera tenemos un paso de voltaje de 20[mV]. El convertidor se alimenta con una fuente de 5[V] y el $V_{ref+}=V_{cc}$, por lo tanto, el voltaje de paso del CAD es $5/256=19.53[mV]$ por cada paso. A continuación se presenta una tabla con la salida digital y el valor de voltaje correspondiente a la salida digital, tabla 4.

Vin	Salida Digital							
	MSB							LSB
0	0	0	0	0	0	0	0	0
19.53mV	0	0	0	0	0	0	0	1
39mV	0	0	0	0	0	0	1	0
:	:	:	:	:	:	:	:	:
2.5V	0	1	1	1	1	1	1	1
2.519V	1	0	0	0	0	0	0	0
2.539V	1	0	0	0	0	0	0	1
:	:	:	:	:	:	:	:	:
5V	1	1	1	1	1	1	1	1

Tabla 4. Salida Digital y su voltaje correspondiente

Esto lo que nos indica es que, el máximo voltaje que el convertidor puede recibir es de 5 [V], y dicho voltaje es representado por 256 niveles de cuantización, lo que nos da una resolución de 19.53[mV].

Por otro lado, el rango de conductividad a medir es a partir de 350[mV] con una resolución de 1 [mV].

Para que el CAD cambie de la salida digital al siguiente bit más significativo, en la entrada del CAD debe haber una diferencia de voltaje de 19.53[mV] respecto al voltaje anterior, como se muestra en la tabla 4.

Como se mencionó, el convertidor A/D de 8 bits ADC0808 tiene la capacidad de representar una señal en 256 niveles de cuantización, si se requiere de 1[mV] como resolución, la lectura máxima que se tendrá será de 350[mV] + 256 niveles de cuantización (cada nivel de 1 mV) tendremos 606 [mV] lo que nos da una escala de 350 [mV] a 600[mV], como se puede

DESARROLLO DEL PROYECTO

observar la escala es delimitada por la resolución requerida y por la capacidad del CAD que es de 8 Bits. Ahora para lograr que el CAD detecte el cambio de 1 [mV] es necesario amplificar el voltaje de salida del amplificador de instrumentación 20 veces, es decir 1 [mV] x 20 veces para obtener 20 [mV] ya que, como se menciono el paso de voltaje es de 19.53 de esta manera cada nivel de cuantización digital del CAD equivaldrá a 1 [mV]. Es importante mencionar que el voltaje proporcionado por el amplificador de instrumentación es la lectura directa la cual será utilizada para el despliegue alfanumérico, pero para la el despliegue en la pantalla de la PC y el almacenamiento de datos será un medición indirecta debido a que es necesario amplificarla para que el CAD sea capaz de detectar los cambios de 1 mV. Por lo tanto la lectura mínima que se registra es de 350 [mV]. Se le debe restar 350[mV] al voltaje proporcionado por el amplificador de instrumentación para que la entrada mínima al CAD inicie en 0[V]. Para esto se utiliza un amplificador de diferencia con ganancia de 20, con un voltaje de referencia fijo de 350[mV], y el otro voltaje de entrada será el entregado por el amplificador de instrumentación, como se muestra en la Fig. 14.

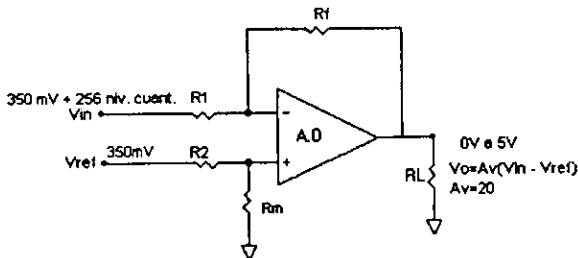


Fig.14 Restador con $A_v=20$ para iniciar en 0V.

De esta manera el voltaje de entrada al CAD es de 0[V] a 5[V] y de estas manera aprovechamos todo el rango de voltaje del CAD. A continuación se muestra el circuito hasta la etapa de conversión analógica digital, esto es el sensor, amplificador de instrumentación, el restador y el convertidor analógico/digital, Fig.15.

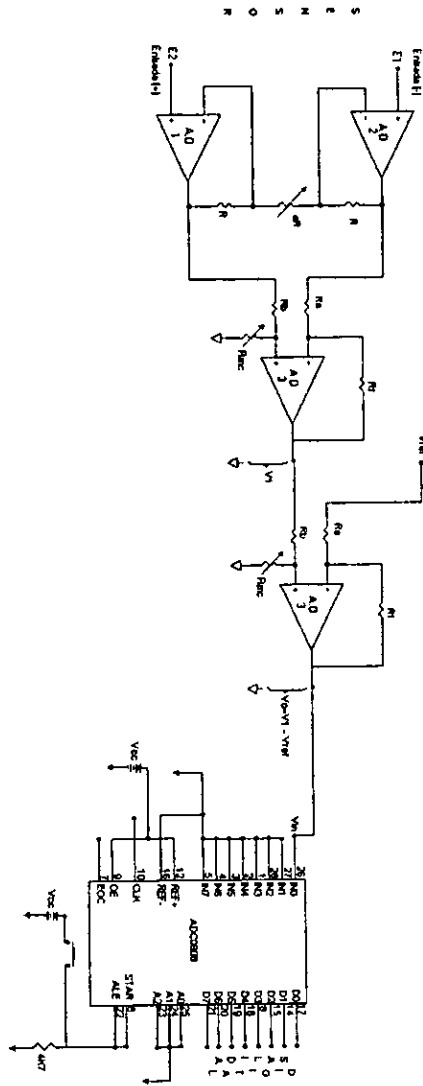


Fig.15 Diagrama electrónico hasta la etapa digital.

DESARROLLO DEL PROYECTO

Para lograr una ganancia de 20 en el circuito de diferencia, la ecuación que determina el voltaje de salida esta dada por $v_o = \frac{R_f}{R_i}(E_1 - E_2)$

(B-16apéndice B). Las resistencias utilizadas para esta configuración son 10 K Ω para $R_1 = R_2$ y para lograr la ganancia de 20 $R_f=R_m$ de 200 K Ω . La resistencia de entrada a la terminal inversora es $R_1=R_2$ y en la terminal no inversora es $R_1=R_2+(R_f//R_{in})$, la cual es aproximadamente es $R_1=R_2+R_f$ si se cumple que $R_{in} \gg R_f$, donde R_{in} se obtiene de la ecuación B-22 (apéndice B), y la resistencia de salida se obtiene de la ecuación B-23 (apéndice B).

Para lograr el voltaje de referencia de 350[mV], se emplea la siguiente configuración de la Fig.16.

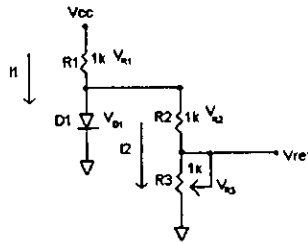


Fig.16 voltaje de referencia de 350[mV]

Para obtener un voltaje de referencia se utiliza un diodo o bien un transistor TBJ conectando la base al colector para que funcione como un diodo, la resistencia R_1 es utilizada para limitar la corriente que circula a través del diodo, de esta manera se tendrá una referencia de voltaje estable, la cual es voltaje de encendido del diodo D_1 , este voltaje alimenta un divisor de voltaje (R_2 y R_3) donde R_3 es un potenciómetro que nos permite ajustar el V_{ref} . De esta manera tendremos el voltaje de referencia de 350 [mV]. El análisis de este arreglo se muestra a continuación:

$$V_{D1} \approx 0.7[V]; \quad V_{R1} \approx (V_{CC} - 0.7)[V]$$

$$I_1 = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_1} \quad (3-16)$$

$$V_{Ref} = V_{D1} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (3-17)$$

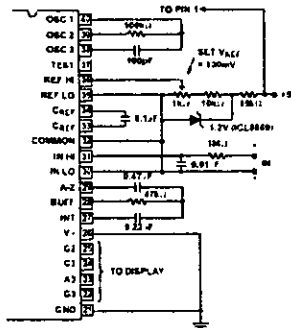
$$I_2 = \frac{V_{Ref}}{R_3} \quad (3-18)$$

Las resistencias que se deberán emplear tienen una tolerancia de 1%, para obtener una buena precisión.

3.5 DESPLIEGUE ALFANUMERICO

Para realizar el despliegue alfanumérico se utiliza el circuito integrado CIL7107CPU el cual cuenta con un CAD integrado por lo que se utiliza el voltaje directamente del amplificador de instrumentación y no es necesario restarle ningún voltaje debido al rango que maneja este CI. Es importante mencionar que ésta será una medición directa como se mencionó en el capítulo anterior, esto debido a que se utiliza el voltaje entregado directamente por el amplificador de instrumentación para su despliegue. La aplicación típica de este circuito es como despliegue de voltímetro digital y de acuerdo a los valores de los componentes el intervalo de lectura está entre los $-200[mV]$ a $200[mV]$, o de $-2[V]$ a $2[V]$. Para nuestro caso se empleó la configuración de $0[V]$ a $2[V]$ como se muestra en la Fig.17, la configuración fue obtenida de las hojas de especificaciones (apéndice C). Se presentan también las secciones analógicas y digitales en las Fig.18 y 19 respectivamente. El circuito emplea una técnica de doble pendiente, la cual permite rechazar las señales de interferencia en modo común. La versión del fabricante Intersil posee un integrador (un capacitor externo), el cual permite eliminar efectos de histéresis del circuito. Para evitar que el integrador no se sature, se debe tener cuidado en la selección del capacitor (se tomaron en cuenta las recomendaciones del fabricante), el nominal del integrador deberá ser de $22\mu F$ para tener 3 lecturas por segundo, esto cuando el reloj interno corre a 48 KHz. Debe tenerse cuidado con el ruido del sistema, ya que este influye directamente sobre las puestas a cero del circuito. Para esto se elige un capacitor de $0.047\mu F$, esto para la escala de $2[V]$ (se tomaron en cuenta las recomendaciones del fabricante). Al aumentar el valor de este capacitor se traduce en una disminución del ruido, pero se traduce en un aumento de la histéresis.

DESARROLLO DEL PROYECTO



An external reference must be used in this application, since the voltage dividers V_{HI} and V_{LO} is insufficient for correct operation of the 7107A application.

FIGURE 16 ICL7107 OPERATED FROM SINGLE +5V

Fig.17 Configuración utilizada, escala 0 a 2 [V].
Cortesías de Intersil

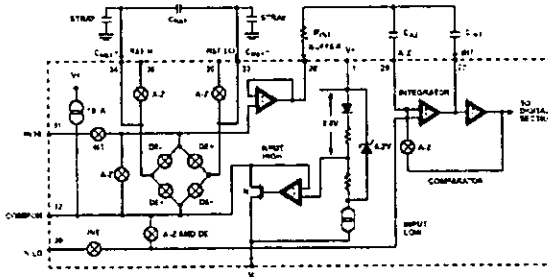


Fig.18 Sección Analógica del ICL7107
Cortesías de Intersil

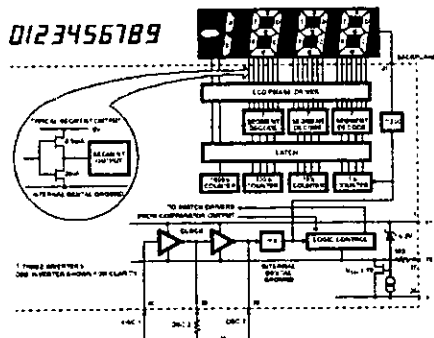


Fig.19 Sección Digital CIL 7107
Cortesías de Intersil

DESARROLLO DEL PROYECTO

Para el despliegue se utilizan 4 dispositivos alfanuméricos de ánodo común para desplegar las mediciones realizadas.

La señal de voltaje que alimenta al circuito ICL 7107 es proporcionada por el amplificador de instrumentación, este voltaje no será necesario amplificarlo ni restarle ningún voltaje, ya que, la escala que se usa, permite realizar el despliegue de las mediciones realizadas, la configuración utilizada permite una escala de 0[V] a 2 [V]. La escala que utilizamos permite tener una resolución de 1 [mV] pues el circuito es capaz de detectar milésimas de volt, lo cual nos permite estar dentro del resolución planteada en los objetivos de este proyecto.

3.6 ADQUISICIÓN DE DATOS A TRAVÉS DEL PUERTO PARALELO

Una computadora no tendría sentido sin datos que procesar, sin embargo muchas de las veces los datos son proporcionados a la computadora por medio de un teclado o un disco que los contiene y estos datos generalmente van hacia una impresora.

En una adquisición de datos, en contraste, deben ser adquiridos del proceso en cuestión sin operadores humanos. Esto puede ser mucho más que un simple proceso automático. Esto puede llegar a ser un proceso de control e interacción dependiendo de las necesidades de la adquisición y procesamiento de los datos mediante la computadora[2].

A continuación se muestra un sistema de control de lazo cerrado (un control de temperatura) Fig.20, en el cual podemos observar la adquisición de los datos, el procesamiento y análisis de la relación de la temperatura contra tiempo, el despliegue y almacenamiento y el control de la temperatura.

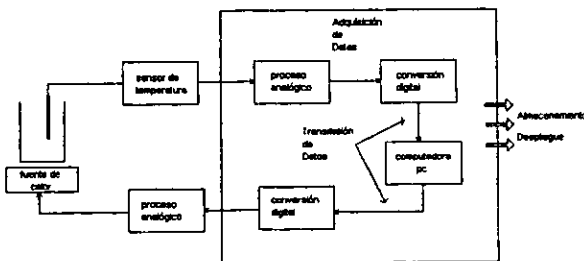


Fig.20 Sistema de control de temperatura de lazo cerrado

Las partes que conforman la adquisición de datos se encuentran dentro del cuadro en la Fig. 20.

3.6.1 Una breve visión de los métodos de adquisición de datos

Existen diversas maneras de realizar un sistema de adquisición de datos con diferentes grados de complejidad al realizarlos y su costo. Muchas de las veces el método es definido por la aplicación. A continuación se describen las diferentes maneras de llevar a cabo una adquisición de datos:

1.- Puerto serial

Una PC normalmente soporta hasta 2 puertos seriales, estos son conocidos comúnmente como puerto COM o RS – 232. Las tarjetas de puertos serie no son muy caras, y hoy día la mayoría de la PC trae al menos un puerto serial. La simplicidad y economía son el sello de la adquisición de datos a través del puerto serial. El cableado es económico y no es difícil su elaboración, con al ayuda de un MODEM los datos pueden ser transmitidos a través de una línea telefónica a cualquier parte del mundo. Considerando esta ventaja, es fácil entender por que mediciones e instrumentos de laboratorio y subsistemas soportan una interfase con una comunicación serial. La interfase RS – 232 permite una transmisión bidireccional y un par de líneas de control son posibles. El puerto serial provee confiabilidad en la transferencia de datos y rangos de hasta 3810 bytes por segundo (b/s).

2.- Puerto Paralelo

Una PC soporta hasta 3 puertos paralelos, como con los puertos seriales, son económicos agregarlos a la PC. El puerto paralelo estándar esta diseñado específicamente como una interfase para la impresora, sin embargo esta puede trabajar como salida en paralelo de propósito general, esto no significa que el puerto paralelo tenga una cantidad de líneas de entrada. Aunque el puerto paralelo no esta diseñado para funcionar bidireccionalmente, éste puede ser manipulado mediante programación para que trabaje bidireccionalmente. Aunque esta técnica no es común es relativamente fácil implementarla y llevar a cabo nuestros propios sistemas.

La transmisión a través del puerto paralelo es más rápida que la transmisión serial. El precio respecto al serial es más caro debido al cableado y tiene la incapacidad de mandar los datos a través de un solo canal. Una línea telefónica por ejemplo, dependiendo del tipo de PC el rango de transmisión va de los 5Kb/s los 50 Kb/s.

DESARROLLO DEL PROYECTO

3.- Sistema GPIB

El Bus Interfase de Propósito General (general purpose interface bus GPIB), también conocida como IEEE-488, es usada ampliamente para adquisición de datos, análisis para realizar pruebas automáticas y aplicaciones de control. Esta diseñada específicamente para soportar sistemas de instrumentación, con hasta 50 conexiones para instrumentos. Muchos instrumentos modernos y dispositivos de adquisición de datos soportan el GPIB o por lo menos tiene la opción de poder agregar un GPIB.

El GPIB es básicamente un puerto paralelo, es un sistema de transmisión bidireccional, el control de los instrumentos y la función de la transmisión de datos son fácilmente detectados con un ingenioso sistema de control del flujo de datos. El rango de transmisión de datos depende de cada sistema en particular. Sin embargo, el GPIB es capaz de transmitir a más de 500kb/s él automáticamente transmite a la velocidad de los instrumentos conectados al GPIB. Para sistemas más complejos y de alto desempeño el GPIB es una de las mejores elecciones. Las ventajas son una tarjeta que puede ser adaptada a una PC a un costo moderado y el cableado a usarse es estándar.

4.- Las Tarjetas de Adquisición de datos

Este tipo de tarjetas son generalmente utilizadas para la adquisición de datos donde la velocidad y la capacidad de detección de errores en la transmisión son los parámetros más importantes. En nuestro caso donde la velocidad no es un parámetro importante y donde la adquisición de los datos es sencilla, la confiabilidad y la velocidad de una tarjeta de adquisición de datos esta por encima de los requerimientos para nuestro proyecto, estas son para aplicaciones más especializadas.

5.- Otros Métodos

Los métodos descritos anteriormente son los más comunes, pero hay otros para aplicaciones más especializadas. En ellos, están integradas las PCs con microcomputadoras o sistemas, interfases de sistemas de control y varios tipos de enlaces de datos de alta velocidad.

Un caso que debe ser mencionado resulta de la creciente conexión de una gran cantidad de PCs en una red local (LAN).

3.6.2 Principios de transmisión para la adquisición de datos

Todos los sistemas de transmisión para la adquisición de datos en una PC, pueden ser clasificados como serie o paralelo. Estos son términos muy generales. Por ejemplo todos los bits de un byte son enviados simultáneamente en un sistema en paralelo, pero los bytes son enviados de manera serial. Para describir un sistema de transmisión de datos completamente, tres características deberán ser especificadas:

- a.- La naturaleza de señal
- b.- El formato de los datos
- c.- Los medios de control de los datos

Cada uno de estos puntos deberá ser considerado al ver los métodos de transmisión más comúnmente usados[2].

1.- Transmisión serial

Los sistemas de transmisión serial toman cada byte y lo transmiten o reciben constantemente bits secuencialmente. Esto puede hacerse de muchas maneras y hay diferentes sistemas de transmisión serial.

La parte esencial de todo sistema de transmisión serial es la manera de convertir un byte (dato) a una cadena secuencial de bits y viceversa. Dichas conversiones son fácilmente hechas con un cambio de registro. Las figuras 21 y 22 muestra el principio de funcionamiento del cambiador de registro. Los cambiadores de registro son en general implementados con flip-flops tipo D en cascada. El dato de entrada de cada flip-flop es el dato de salida del flip-flop anterior. Así, el bit (dato) es transferido de izquierda a derecha en cada pulso de reloj. Para una conversión paralelo – serial Fig.21, el registro es cargado usando cada bit para controlar la entrada SET del correspondiente flip – flop, la conversión el sentido inverso serial-paralelo se ilustra en la Fig. 22.

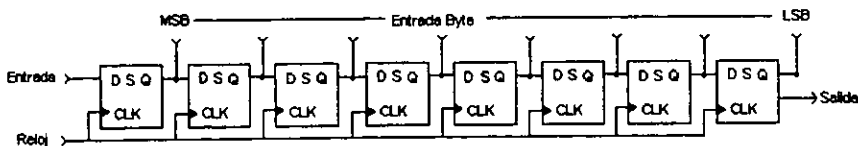


Fig.21 Paralelo – Serial

DESARROLLO DEL PROYECTO

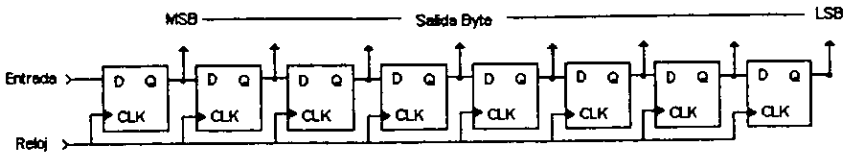


Fig.22 Serial – Paralelo

2.- Transmisión en paralelo

Los sistemas en paralelo son más simples que los sistemas seriales. Y estos son más rápidos, esto es debido a que el sistema en paralelo envía un grupo de bits en un tiempo determinado y el serial en cambio un solo bit a la vez en el mismo tiempo. El costo por esta ventaja es que la transmisión en paralelo requiere de mas canales de transmisión(mas hilos conductores). El sistema paralelo esta conformado por un grupo de hilos de transmisión, uno por bit, los cuales juntos representan un byte(8 bits). Este sistema es como una ventana de comunicación donde el dato esta ahí en los hilos de comunicación sin ningún dispositivo que indique cuando cambio el dato o cuando el dato actual es correcto. Sin embargo, existen muchas aplicaciones donde el valor del dato actual es importante, un voltímetro digital o un contador de frecuencia por ejemplo. En otros casos esto no es suficiente. Por lo que es necesario que alguna señal indique cuándo el dato es valido y cuando ha cambiado. Normalmente el sistema en paralelo tiene líneas adicionales a las líneas de los datos, la forma más simple es la línea de estado que indica cuando cambia el estado de las líneas de datos e indica que las líneas de datos tienen información nueva.

Un ejemplo conocido y familiar del sistema de transmisión en paralelo es interfase de la impresora desarrollado por Centronics desarrollado para su línea de impresoras. Como se muestra en la Fig.23, la ruta de la computadora a la impresora consiste de 8 líneas y una línea de control (strobe). También la ruta de la impresora a la computadora cuenta con líneas de control un pulso de conocimiento (knowledge) y varias líneas de estado. La línea más importante es la BUSY(ocupado), la cual se encuentra en estado alto cuando la impresora no esta lista para recibir más datos. Hay otras líneas de control para indicar cuando no hay papel en la impresora, cuando existe algún error y cuando se selecciona en línea o fuera de línea. Eléctricamente, todas las líneas manejan un nivel de voltaje TTL, esto limita la longitud del cable de la interfase a 12Ft esto es aproximadamente 3.65 mts.

DESARROLLO DEL PROYECTO

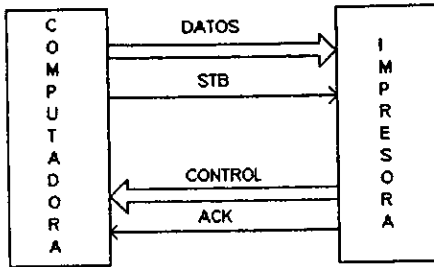


Fig.23 Interfase centronics para impresora

La Fig.24 muestra el diagrama de tiempos en la ruta de la computadora a la impresora así como el pulso de ACK (conocimiento) y la señal de BUSY (ocupado). Un carácter para ser impreso se coloca sobre las líneas de datos y después de un tiempo de organización de $1 \mu\text{s}$ o el tiempo del

pulso de control STB (STROBE típicamente de $1 \mu\text{s}$ o $2 \mu\text{s}$), el dato es ingresado a la impresora. La impresora genera el estado alto de la línea de control de BUSY (ocupado) mientras el dato está siendo ingresado dentro de este ciclo, entonces el pulso BUSY es mandado al estado bajo, y se genera un pulso de reconocimiento (ACK) que indica que el dato fue aceptado y que prosiga. Este ciclo se repite por cada carácter enviado a la impresora. El flujo de los datos es controlado tanto por la computadora como por la impresora. Este método de control mutuo es comúnmente conocido como *handshaking*.

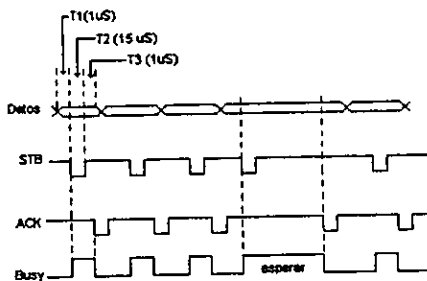


Fig.24 Diagrama de tiempos de la interfase de la impresora

La computadora puede enviar datos mucho más rápidos que lo que la impresora puede imprimir, la línea de control BUSY (ocupado) tiene la importante tarea de controlar el flujo de datos. La computadora deja de enviar datos mientras el pulso de la línea BUSY está en el nivel alto, cuando

DESARROLLO DEL PROYECTO

el pulso esta en el nivel bajo la computadora manda nuevamente datos a la impresora.

3.6.3 Interfase para el puerto paralelo

El puerto paralelo puede funcionar para entrada o salida de datos. La salida de datos se realiza a través del registro de datos (PDR) el cual transfiere los bits de D0 al D1 directamente a la salida de los pins 2al 9. La salida del strobe, *STB es controlado por el bit 0 del registro de control (PCR). El pulso de *STB deberá ser creado por programación; la línea de salida del *STB se mantiene se mantiene en el mismo estado hasta que ésta es cambiada. Las demás líneas son controladas por otros bits en el registro de control (PCR). La tabla 5 muestra los bits de control.

Bit	Función
0-7	Registro de datos(PDR), en la dirección base escritura: envía el byte de dato a la impresora leer: regresa el último byte escrito Datos Registro de estado, dirección (base+1) sólo de lectura
7	BSY:0=ocupado, 1=no ocupado
6	*ACK
5	PE:0=ok 1=sin papel
4	SEL:0=error, 1=ok
3	*ERROR:0=error, 1=ok
2	no se usa
7-5	Registro de control(PCR), dirección (base+2) Escritura: fija los controles y las interrupciones Lectura: regresa el estado actual de las líneas no se usa
4	0=interrupción deshabilitada, 1=interrupción habilitada
3	*SELIN:0=impresora sin seleccionar, 1=impresora seleccionada
2	*INIT:0=impresora inicializada, 1=operación normal
1	*AUTOLF:0=normal, 1=auto
0	*STB:0=srobe apagado(STB nivel lógico alto) 1=afirma el strobe (STB nivel lógico bajo)

Tabla. 5 Bits de control de PCR y PDR

DESARROLLO DEL PROYECTO

La estructura interna de las diferentes entradas se muestran en la Fig.25. Las líneas de entrada son leídas leyendo el registro de estado (PSR) o el (PCR) según el caso. Las líneas BSY, PE, SEL, *ERROR y *ACK son de entrada. Las líneas restantes son combinaciones de entradas y salidas, controladas por dispositivos lógicos del tipo colector abierto. Si la salida de los dispositivos lógicos son puestas en estado alto, la salida estará asegurada en un estado alto. Sobre cada línea se coloca una resistencia de pull-up (generalmente de 4.7 k Ω) conectada a Vcc. Cuando el dispositivo lógico está en estado alto, el resistor manda la línea a un estado alto. No todas las líneas tienen el mismo estado lógico, BSY, *STB, *AUTOLF, SELINPUT están invertidos. Para usar cualquier línea conectada al PCR los dispositivos lógicos deberán ser puestos en estado alto antes de que la líneas sean utilizadas como entradas. Los dispositivos lógicos son controlados por los 4 bits bajos de un byte escrito al PCR, el bit 5 habilita las interrupciones si es escrito un 1 o las deshabilita si es escrito un 0. Para indicar a los dispositivos lógicos para usar las líneas de control como entradas, se escribe un byte al PCR (a la dirección base+2) :

- Para deshabilitar la interrupción : se escribe : 04
- Para habilitar la interrupción : se escribe 14 hex (20 decimal 00010100 en binario).

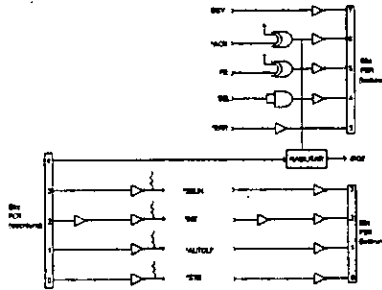


Fig.25 Señales de entrada y circuitos del puerto paralelo

Para realizar la interfase entre la PC y el sistema de medición, aprovechamos las características del CAD, ya que este cuenta con una salida de (buffer) de tres estados, lo cual nos permite proteger a la PC de posibles sobrevoltajes.

De esta manera y utilizando un cable estándar de impresora, podremos realizar la adquisición de datos mediante el puerto paralelo, el control de la adquisición de los datos se logra mediante un programa que realiza las conversiones y los controles necesarios, el cual se detallará más adelante.

A continuación se muestra en la Fig.26 los conectores del cable de la impresora a la PC.

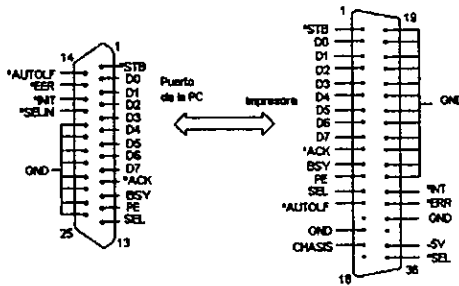


Fig.26 Conectores del cable de la impresora a la PC

Como se mencionó anteriormente, el uso del puerto paralelo fue diseñado para mandar datos hacia la impresora, sin embargo puede ser manipulado mediante programación para realizar tareas de ingresar datos o extraer datos de la PC. Para nuestro caso requerimos introducir datos hacia la PC para que sean almacenados y desplegados a través de la PC[2]. Cuando este problema es resuelto el puerto paralelo trabaja de manera eficiente. Cuando cualquiera de las líneas de control o estado del puerto paralelo son usadas como entrada, es importante tomar en cuenta el estado lógico que normalmente tiene (el bit es cero para un nivel bajo (menor o igual de 0.8V) y 1 para un nivel alto (mayor a 2V)), considerando que algunas líneas tienen su estado lógico invertido. La tabla 6 lista el estado lógico de las líneas de control y de estado. Para obtener el resultado correcto los bits de las líneas invertidas deberán ser reinvertidas. Para llevar a cabo esta tarea se utiliza una operación del tipo XOR, la cual es una manera eficiente de hacer esto.

Bit	Nombre	Estado
Registro de estado (PRS) dirección (base+1)		
7	BSY	Invertido
6	*ACK	Normal
5	PE	Normal
4	SEL	Normal
3	*ERROR	Normal
Registro de control (PCR) dirección (base+2)		
3	*SELIN	Invertido
2	*INIT	Normal
1	*AUTOLF	Invertido
0	*STB	Invertido

Tabla.6 Estados lógicos de las entradas al puerto paralelo

DESARROLLO DEL PROYECTO

1.- Usando las líneas de control para entrada

Estas líneas son únicamente de entrada, y pueden ser usadas para entradas en forma continua (poleo) o de interrupciones. En el modo de interrupciones, *ACK es usada como un strobe que activa la línea IRQ y las cuatro líneas restantes están como entradas de datos. Esto también es válido para la aplicación de cuatro bits en código BCD. En el modo continuo (poleo), la línea *ACK puede ser usada tanto como una línea de estado o como otra línea más de datos, dando de esta manera 5 líneas posibles para entrada de datos. Los datos de las líneas de estado se obtiene leyendo el PSR en la dirección (base+1). Los bits del PSR no tienen un nivel lógico incorrecto para nuestros fines. Si vemos la tabla 6, podemos observar que el PSR cuenta con 5 líneas de las cuales, el bit # 7, la línea BSY esta invertida. Esta deberá ser cambiada para restaurar su valor lógico correcto. Un poco más de trabajo debe ser realizado cuando la línea *ACK no es usada como línea de dato sino, como una línea de señal (estado dato-listo o como strobe para interrupciones). Esta deja un cero en el byte del PSR en el bit 6. Una manera de manipular el byte es la siguiente:

Primero.- El bit *ACK (bit 6) es reemplazado con el bit 7 (BSY). Como el bit 7 esta invertido este deberá ser reinvertido.

Segundo.- El resultado es cambiado de derecha a justificado por derecha.

2.- Usando las líneas de control para entradas

Las líneas de control pueden ser usadas como líneas de entrada de 4 bits leyéndolas del PCR de la dirección (base+2). Los bits están listos y en una posición satisfactoria y no es necesario cambiar la posición, pero como se indica en la tabla 6 únicamente el bit 2 (*INIT) tiene el valor lógico correcto. Los demás bits necesitan ser invertidos, y deberá aplicarse la operación XOR con 1011 (0h hex). El byte del PCR se le aplicará la operación AND con una mascara con valor 0F hex. Antes de las líneas como entradas la salida de los dispositivos lógicos conectados en paralelo deberán ser puestos en alto escribiendo el valor 04hex al PCR.

3.- Usando las líneas de control y estado para 8 bits de entrada

El grupo de cuatro bits (nibbles) del PSR y PCR pueden ser combinados para proveer una entrada completa de 8 bits, los que junto con la salida estándar provee una operación bidireccional de 8 bits, con ciertas restricciones.

La razón de las restricciones es que el puerto paralelo provee de 17 líneas en conjunto. Esto permite acomodar dos rutas de datos de 8 bits. Por lo tanto, si se requiere una operación de 8 bits como entradas y salidas,

DESARROLLO DEL PROYECTO

entonces ya sea las salidas o las entradas deberán ser sacrificadas. Si una señal de entrada y una de salida son necesarias, entonces cualquiera de las dos, deberán ser reducidas a 7 bits. Una manera de clasificar las posibilidades es en cuanto a la ruta optima siendo para salida de la PC o entradas a la PC. La ruta con alta prioridad se da al uso de un dato completo de 8 bits y una línea de control (estado o strobe). Las combinaciones se presentan en la tabla 7.

<p>Principalmente entrada a la PC 8-bit de entrada sin señal y 7-bit de salida con señal o 8-bit de salida</p>
<p>Principalmente salida de la PC 8-bit de salida sin señal y 7-bit de entrada con señal o 8-bit de entrada</p>
<p>Igual de importante en entrada y salida 8-bit entrada 8-bits de salida 1 línea extra</p>

Tabla.7 Configuración de interconexión del puerto paralelo

4.- 8 bits principalmente como entrada

En el caso donde los datos fluyen hacia el interior de la PC de un dispositivo externo (u otra PC), la línea de *ACK es usada como señal de dato, esto es, puede funcionar como una señal que indique el estado de operación, ya sea que la PC este operando en forma continua (poleo) o con interrupciones. Las conexiones al puerto paralelo se ilustran en la Fig. 27. El cable estándar de la impresora tiene la facilidad de conexión de dispositivos externos al puerto paralelo de la PC, y la conveniencia para conexiones a un conector 57-30360 (o Centronics) como se muestra en la Fig. 28. El dispositivo externo deberá ser confiable para evitar daños a la PC.

DESARROLLO DEL PROYECTO

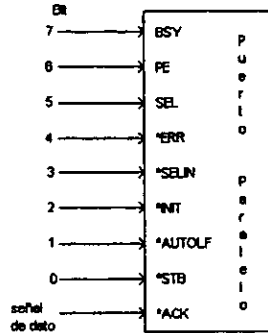


Fig.27 Conexiones del puerto paralelo para entrada

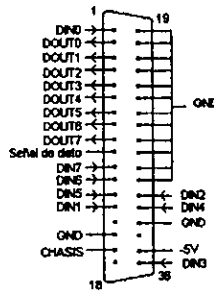


Fig.28 Conexiones para el Puerto Paralelo usando un cable de impresora estándar

Para la lectura de las 8 líneas de datos, se combinan al PSR y al PCR que se vieron anteriormente. El detalle principal es que los bits del PSR 4 bits (nibble) vienen de la parte superior del resultado por leer, y el cero correspondiente al bit del *ACK (bit 6) es llenado con el bit 7, el nibble del PSR es cambiado a la izquierda un dígito. El PCR es entonces leído. Estos cuatro bits están listos y justificados por la derecha, por lo que se une a los bits manipulados del PSR. El resultado es un Byte al cual se le aplica una operación XOR con una máscara, para obtener el valor lógico correcto de todas las líneas de entrada. A continuación, se muestra el proceso descrito (el programa fuente se muestra en el Apéndice E):

DESARROLLO DEL PROYECTO

1.- Obtención del byte PSR

bits	7	6	5	4	3	2	1	0
	BSY	*ACK	PE	SEL	*ERR	?	?	?

Copiar el bit 7 donde estaba el bit 6 (*ACK)

BSY	BSY	PE	SEL	*ERR	?	?	?
-----	-----	----	-----	------	---	---	---

Cambiando un lugar hacia la izquierda

BSY	PE	SEL	*ERR	?	?	?	0
-----	----	-----	------	---	---	---	---

Aplicando la operación AND con F0hex

BSY	PE	SEL	*ERR	0	0	0	0
-----	----	-----	------	---	---	---	---

2.- Obtención del byte PCR

?	?	?	?	*SELIN	*INIT	*AUTOLF	*STB
---	---	---	---	--------	-------	---------	------

Aplicando la operación AND con 0Fhex

0	0	0	0	*SELIN	*INIT	*AUTOLF	*STB
---	---	---	---	--------	-------	---------	------

Aplicando la operación OR con el Byte del PSR modificado del paso 1

BSY	PE	SEL	*ERR	*SELIN	*INIT	*AUTOLF	*STB
-----	----	-----	------	--------	-------	---------	------

Aplicando la operación XOR con la mascara 8bhex

BSY	PE	SEL	*ERR	*SELIN	*INIT	*AUTOLF	*STB
mascara	1	0	0	0	1	0	1

3.-Resultado final

/BSY	PE	SEL	*ERR	*/SELIN	*INIT	/*AUTOLF	/*STB
------	----	-----	------	---------	-------	----------	-------

Esta es la manera en como podemos ingresar datos a la PC y lo que se debe realizar para que la lectura de los datos sea la correcta. Existen dos maneras en la que un PC puede estar funcionando para leer o enviar datos, las dos formas ya fueron mencionadas anteriormente y el bit

DESARROLLO DEL PROYECTO

encargado de esta labor es el *ACK, y puede ser en modo continuo (poleo) o en modo de interrupciones. El uso de una u otra dependerá de la aplicación y/o necesidades del proyecto. En nuestro caso, usaremos la forma continua (poleo) ya que en este modo, podemos realizar otras funciones con la PC mientras ésta realiza la lectura de datos. Esta es una ventaja, contra el modo de interrupciones, ya que cuando esta funcionando con interrupciones, como lo indica el nombre se interrumpe la labor que se este realizando en la PC cuando realiza una lectura o envía un dato. Esto no indica que no se pueda realizar otras actividades en la PC en el modo de interrupciones, siempre y cuando la lectura o envío de datos sea en un rango de tiempo amplio, suficiente para no ser interrumpidos constantemente. Para nuestro caso, se decidió usar la forma de poleo, ya que los rangos de lectura serán cada segundo (el rango puede ser variado en el programa que realiza la rutina que se expuso anteriormente), lo cual en el modo de poleo, permite realizar otras actividades en la PC mientras se realizan las lecturas correspondientes. Si se usara la forma de interrupciones sería imposible realizar otra actividad en el tiempo en el cual la PC realiza la actividad de la lectura de los datos.

3.7 PRUEBAS REALIZADA DURANTE EL DESARROLLO DEL PROYECTO.

Aquí se describen las pruebas realizadas para determinar la ganancia adecuada en el amplificador de instrumentación. Esto nos permite darle niveles adecuados al voltaje entregado por el sensor (celda) para poder ser procesado, almacenado y desplegado. Se sabía que los niveles de voltaje del sensor se encontraba del orden de los milivolts. También conocía el comportamiento del sensor, es decir, se sabe que el sensor es lineal, por lo que el cambio de voltaje entregado por el sensor debía ser proporcional a la cantidad de KCl (cloruro de potasio) agregado al agua. Como se ha mencionó en el Capítulo 1 sección 1.4, no se cuentan con las características eléctricas del sensor para poder diseñar la ganancia del amplificador de instrumentación, por lo que es necesario realizar experimentos de prueba y error con los amplificadores de instrumentación con ganancias de 100, 1000 y 1000 para determinar la ganancia adecuada. Para llevar a cabo esto, se cuenta con mediciones de conductividad de referencia conocidas, es decir, se cuenta con una medida de conductividad bien determinada realizada previamente por el laboratorio de metalurgia.

Los datos de las mediciones de referencia son los siguientes:

303 [mV]	Agua simple
375 [mV]	Agua simple con 5 gotas de KCl (cloruro de potasio)
440 [mV]	Agua simple con 10 gotas de KCl (cloruro de potasio)

Con estas tres mediciones de referencia se iniciaron las pruebas. Es importante mencionar que las mediciones de referencia y posteriormente las pruebas se realizaron con una cantidad de agua la cual fue medida en un vaso de precipitados y el gotero con el que se agregó el KCl (cloruro de potasio) fue el mismo, esto para reducir al mínimo el error al momento de realizar las pruebas y determinar la ganancia adecuada y para ajustar la ganancia del amp. de instrumentación.

Al momento de llevar a cabo las pruebas ya se contaba con los 3 amplificadores de instrumentación con ganancias de 100, 1000 y 10000.

Se coloco agua en vaso de precipitados y se coloco el sensor dentro del agua, como se muestra en la Fig.29. El primer resultado que se busco fue que al introducir y sacar el sensor del agua se lograra captar alguna variación de voltaje del orden de los 300 mV voltaje que se presenta con el agua normal sin agregarte ninguna sustancia, este voltaje fue medido con un multímetro digital en la salida del amplificador de instrumentación.

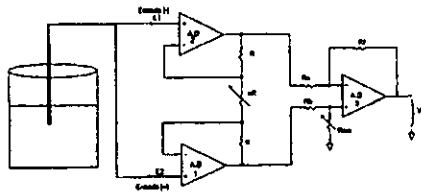


Fig.29 Disposición del sensor y el amp. de instrumentación.

La acción de introducir y sacar el sensor del agua se realizó con los tres amp. de instrumentación. Una acción adicional que se llevó a cabo cada vez que el sensor se introducía en el agua, era variar el potenciómetro aR del amp. de instrumentación, esto nos permite variar y ajustar la ganancia del amplificador de esta manera podemos cerciorarnos si existe alguna variación de voltaje. Este procedimiento se llevo a cabo en repetidas ocasiones para determinar cual de los tres amplificadores tenía la ganancia adecuada.

Después de llevar a cabo este proceso, el amplificador que registraba una variación del orden de los 300 mV, voltaje que tomamos como referencia de los datos proporcionados por el laboratorio, fue el amplificador con la ganancia de 100. A partir de saber que el amplificador con ganancia de 100 registraba valores del orden de los 300 mV, se empezó a agregar las gotas de KCl (cloruro de potasio) para conocer la variación de voltaje que se presentaba al momento de agregar el KCl al agua simple.

Las siguientes pruebas que se llevaron a cabo fueron introducir el sensor en agua simple, medir el voltaje a la salida del amplificador y ajustar el voltaje del amplificador de instrumentación alrededor de los 300 mV por medio del potenciómetro de ajuste de ganancia y luego introducir el sensor en agua con una porción (5 gotas) de KCl (cloruro de potasio), medir el voltaje y ver si era necesario modificar la ganancia. Esto nos permitiría saber si el amplificador de sensor como se sabía de antemano es lineal.

Las pruebas que se realizaron una vez que se identifico el amplificador con la ganancia adecuada, fueron de la siguiente manera:

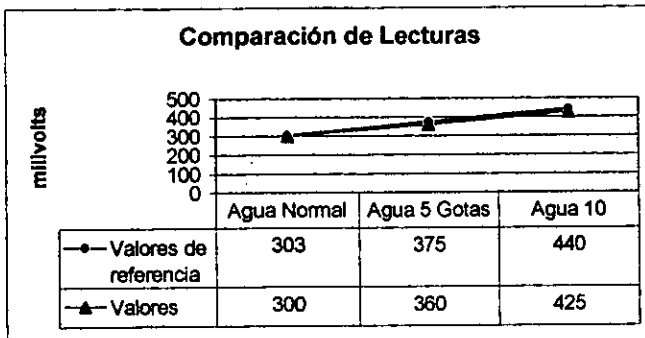
1. Se tenía en 2 vasos de precipitados la misma cantidad de agua común y corriente.
2. Se introducía el sensor en el primer vaso de precipitados que contiene agua natural, se ajustaba el potenciómetro aR de amplificador de instrumentación para obtener un voltaje de 303 mV a la salida, voltaje de referencia.

DESARROLLO DEL PROYECTO

3. Después se introducía el sensor en el segundo vaso de precipitados y se verificaba que la lectura proporcionada fuera la misma. Entonces se le agregaban 5 gotas de KCl (cloruro de potasio), se agitaba para que se mezclara con el agua y se esperaba aproximadamente unos 5 segundos para que el voltaje proporcionado por el sensor se estabilizara y poder tomar la lectura.
4. Sin sacar el sensor del segundo vaso de precipitados se le agregaban 5 gotas más. Se agitaba el agua para que el KCl (cloruro de potasio) se mezclara bien con el agua. Se esperaba aproximadamente unos 5 segundos para que el voltaje proporcionado por el sensor se estabilizara y poder tomar la lectura.
5. Después de realizar lo anterior se cambiaba el agua por agua limpia, se lavaba el sensor con agua normal común y corriente para evitar que la mezcla del último vaso de precipitados afectará las mediciones de las pruebas posteriores. Y después de esto se realizaban nuevamente los pasos anteriores.

Después de realizar varias veces las pruebas y de ajustar la ganancia para obtener las mediciones correctas con forme se agregaba el KCl (cloruro de potasio) al agua se dejó fijo el potenciómetro aR del amplificador de instrumentación y se continuó con las etapas restantes del proyecto.

A continuación se presenta una gráfica que compara los valores de las mediciones de referencia y los últimos valores que más se aproximaron a los aquellos.



Gráfica 1 Comparación de las Mediciones

Bibliografía

[1]*Amplificadores Operacionales y Circuitos Lineales

Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll

Edit. Prentice Hall

1993

[2]*Build Your Own Low Cost Data Acquisition and Display Devices

Jeffrey Hirst Johnson

Tab books

Division of McGraw-Hill.

[3]*Diseño Electrónico

Circuitos y sistemas

C.J. SAVAN Jr

Edit. Prentice Hall 2000

CAPITULO 4**ALGUNAS PROPUESTAS PARA EL MEJORAMIENTO DEL PROYECTO CON BASE EN LAS NECESIDADES FUTURAS**

En este capítulo se menciona las condiciones y característica reales en las que se lleva a cabo el proceso real de una fundición del acero en una olla homo.

Básicamente la razón fundamental por la cual se lleva a cabo una simulación del proceso es debido a las condiciones, características y a las variables del proceso real, pues son difíciles de medir, debido a las altas temperaturas que se generan para lograr la fundición del acero. Una de las variables que se considera medir en el proceso de fundición es la temperatura, la cual en el proceso real son muy elevadas del orden de los 1600°C.

Las mejoras que se plantean en este capítulo son alternativas para medir otras variables presentes en la simulación de la fundición del acero tales como la temperatura, el comportamiento de las burbujas en el proceso. Otra mejora es la posibilidad de ampliar la escala utilizando otra interfase entre la PC y el medidor de conductividad, lo cual permitirá un rango mayor de medición. Esto sin perder la resolución de 1mV, la cual fue uno de los objetivos al inicio de esta tesis.

Se presentan las posibles alternativas para llevar a cabo las mejoras en el proyecto realizado. A pesar de que, se siguieron los objetivos planteados al principio de este trabajo, siempre existe la posibilidad de mejorar las cosas y en este caso la posibilidad esta presente.

4.1 CARACTERÍSTICAS REALES DEL PROCESO

Lo que se realizó en este proyecto fue la medición de las variaciones de la conductividad del agua al agregar sistemáticamente una sustancia capaz de modificar la conductividad del agua, en este caso KCl (cloruro de potasio). Esto tiene como fin estudiar el comportamiento del acero durante el proceso de fundición como se explico en el Capítulo 1.

También como parte del capítulo 1 en la Tabla 1-1 se presenta una comparación de las condiciones reales del proceso de fundición en comparación con los parámetros de la simulación. Una de las variables importantes a considerar tanto en el proceso real como en la simulación es la temperatura. En el proceso real este parámetro se encuentra del orden de los 1600°C. Para fines de estudio medir estas temperaturas requiere de equipo adecuado para este fin. Por lo que, para propósitos de estudio de laboratorio es más fácil llevar a cabo una simulación. Una de las simulaciones que se realiza es la de inyectar aire al recipiente (transparente) el cual sirve como contenedor del agua, este aire simula las burbujas (gas) que se generan durante el proceso de la fundición del acero, las cuales son más fácil de detectar en la simulación a través de la filmación de estas mediante una cámara de video. En el proceso real las ollas que contienen el acero impiden observar estos detalles. De esta manera se estudia el comportamiento de las burbujas de gas del acero en el proceso real. La simulación más notable es la del agua, la cual hace las veces del acero líquido. Las características que fundamentan el uso del agua como simulador del acero, fueron expuestas con base a criterios de similitud que son expuestos en el Capítulo 1 sección 1.3.1.

En el proceso real de la fundición los volúmenes reales que se manejan para llevar a cabo la fundición del acero es, difícil llevar a cabo las mediciones en el lugar. A demás, la realización de experimentos implica realizarlos repetidas veces, esto económicamente no sería redituable, por lo que, realizar esto en una simulación resulta por mucho, más económico. Como podemos damos' cuenta las condiciones reales del proceso de fundición del acero, impiden que se lleven a cabo experimentos y estudiarlos de manera detallada, tal y como se logran realizar en una simulación, que si bien lo ideal sería tomar las mediciones directamente del proceso real, la simulación se acerca mucho al proceso real.

4.2 VARIABLES ELÉCTRICAS ADICIONALES

Las variables de interés para el Laboratorio de Metalurgia en el proceso de simulación y que son objeto de medición básicamente son 2:

1. La conductividad
2. La Temperatura

En el presente proyecto el objetivo principal es la medición de la conductividad en un rango específico y bajo características bien definidas como la sensibilidad de la medición (1mV) y el tiempo en cual debe ser tomada la lectura para que los datos sean significativos para fines del estudio del comportamiento del proceso de la fundición del acero. Sin embargo, la temperatura es un variable importante, que debe ser medida y almacenada durante el proceso de simulación. Aunque en principio, en la simulación no esta presente un fuente de energía que simule el calentamiento del acero, en un futuro es probable que se agregue una fuente de calor. Debido a esto, debe considerarse la posibilidad de agregar sensores de temperatura que midan la temperatura durante el desarrollo del proceso, esto para saber como es el comportamiento del acero desde el inicio del proceso y hasta la etapa final.

Como se mencionó, en este proyecto el objetivo básico es la medición de la conductividad a través de un sensor. Pero nada en la simulación del proceso nos impide agregar más de un sensor. Esta puede considerarse, si bien no como una nueva variable, si podemos considerarla una variable más, pues el objetivo de más de un sensor de conductividad será la de medir la conductividad en diferentes puntos del recipiente (olla homo) y de esta manera tener una visión más completa que permita acercarse más al proceso real. De la misma manera que la conductividad, en cuanto a la temperatura, nada nos impide colocar más de un sensor de temperatura. En principio podría colocarse un sensor de temperatura por cada sensor de conductividad, aunque podrían ser varias combinaciones, esto dependerá de los puntos específicos que se desean estudiar.

Si se mencionó que nada nos impedía agregar más de un sensor de conductividad o de temperatura fue desde del punto de vista de planeación y diseño.

Si en el presente proyecto se consideró la posibilidad de agregar más de un sensor ya fuera de temperatura o conductividad, el proyecto deberá ser modificado para que pueda tener la capacidad de soportar más de un sensor. Y como es bien conocido, afortunadamente en la ingeniería existen una diversidad de formas de solucionar un problema, para el presente proyecto se presentó una solución que cumpliera con los

objetivos y características necesarios para llevar a cabo un medición de conductividad. Pero es sólo una propuesta, de las muchas que podrían proponerse y llevarse a cabo.

Existe en el mercado una cantidad de equipo, que si bien no da una solución integral puede llegarse a formar una propuesta de solución uniendo las piezas adecuadas para que cumpla con los objetivos de este proyecto.

4.3 ALTERNATIVAS Y MEJORAS

Las alternativas para dar mejor solución al problema presentado en este proyecto se centran básicamente en la adquisición de los datos. Existen varias opciones que nos permiten realizar esta acción. Estas opciones fueron mencionadas en el capítulo 3.6.1 en donde se describen brevemente los métodos de adquisición de datos.

Otro punto en el cual se puede realiza mejoras es ampliar la escala de medición, esto puede llevarse a cabo de dos maneras:

1.- La primera solución es sacrificando la sensibilidad del sensor, es decir, el objetivo de sensar cambios de 1 mV no se cumplirá, podemos hacer que se registren cambios mayores a 1mV y así, podemos ampliar la escala.

2.- La segunda propuesta se realizaría mediante una GPIB la cual nos permitiría cumplir con el objetivo de detectar variaciones de 1mV, esto debido a las características que presenta un GPIB.

En la solución de problemas siempre existen las comparaciones de los pros y los contras y se debe mediar entre los dos o decidir en que parte se debe ceder para recibir los mejores beneficios de acuerdo a la aplicación del problema. En nuestro caso y de acuerdo a la solución presentada en este proyecto, el objetivo era que el medidor de conductividad fuera capaz de detectar variaciones de 1 mV, bajos estos esquemas y con las limitantes que presentan los componentes electrónicos se sacrifico la el rango en la escala de medición. Pero podría presentarse alguna modificación al proyecto para poder ampliar la escala.

El método de adquisición de datos a través de un sistema GPIB (Bus Interfase de Propósito General) tiene las características adecuadas para dar una solución al proyecto. Las características para la cuales fueron diseñadas las GPIB aplican para nuestro proyecto, ya que, el objetivo de estas GPIB son para sistemas de instrumentación (medición) y pueden soportar hasta 15 conexiones de instrumentos diferentes, a demás un GPIB tiene una capacidad de conversión digital mayor o igual a 8 Bits, lo que nos permitiría ampliar el rango de medición en nuestro proyecto, pues nuestra capacidad de conversión digital es de 8 bits. Como podemos observar esto daría solución a la parte electrónica; la parte de

PROPUESTAS DE MEJORAMIENTO

programación que es la encargada de controlar los diferentes dispositivos de medición y el almacenamiento de los datos también fue considerada en el diseño de la GPIB. Una GPIB puede interactuar con diferentes programas, la más conocidos y más común es LABVIEW o Laboratorio Virtual de Instrumentación de Ingeniería, el cual es un lenguaje de programación de ambiente gráfico. Este lenguaje permite crear instrumentos virtuales que simulan mediciones, dándoles las condiciones bajo las cuales se desean simular las mediciones. O por otro lado, puede adquirir los datos de un proceso real, almacenarlas y desplegar los datos mediante gráficas en tiempo real.

4.3.1 Alternativa a través la detección de variaciones mayores a 1mV.

Más que una alternativa, es una propuesta para modificar el proyecto original o en su defecto podría agregarse ésta al proyecto como una opción más.

La propuesta en principio no cumple con uno de los objetivos que se presentaron al inicio del proyecto que es detectar 1 mV, en las variaciones de voltaje del sensor.

Para lograr esta propuesta debe modificarse la ganancia del amplificador de diferencia que precede al amplificador de instrumentación. La función de este amplificador de diferencia es dar una ganancia de voltaje de 20 para que cada 1mV se amplifique 20 veces y se tenga a la salida del amplificador de diferencia necesaria para que el CAD detecte los cambios de acuerdo al paso de voltaje del CAD, que en este caso es de 20 mV (Capítulo 3.4). La propuesta es básicamente cambiar la ganancia por 10 o menor para que la escala del proyecto aumente al doble o mayor. De esta manera, para que el CAD detecte un nivel de cuantización se deberá detectar hasta que el nivel de voltaje entregado por el amplificador de instrumentación sea el doble, ejemplo:

Originalmente por cada 1mV de voltaje entregado por al amplificador de instrumentación al amplificador de diferencia lo amplifica 20 veces y a la salida del amplificador de diferencia es de 20 mV.

En la propuesta de medición, la ganancia del amplificador de diferencia será de 10 por lo que por cada 1mV entregado por el amplificador de instrumentación se tendrá a la salida del amplificador de diferencia 10 mV. Este nivel de voltaje no es suficiente para que cambie el nivel de cuantización del CAD, para que el CAD cambie de nivel de cuantización o paso de voltaje es de 20 mV, por lo que, se necesita 1mv mas a la entrada del amplificador de diferencia, de esta manera tenderemos 2 mV a la entrada del amplificador de diferencia por 10 de la ganancia del amplificador de diferencia se tendrá a la salida un voltaje de 20 mV, voltaje suficiente para que el CAD detecte el cambio de cuantización.

PROPUESTAS DE MEJORAMIENTO

Se mencionó que podría ser una modificación o agregarse al proyecto como una opción más, esto si en alguna aplicación se requiera medir la conductividad sin importar mucho la sensibilidad, para detectar cambios de conductividad mayores a 1mV. En realidad el sensor es capaz de detectar los cambios menores o iguales a 1mV pero quien nos restringe para un rango amplio en escala es la capacidad del CAD, pues en el despliegue alfanumérico se tiene una escala mayor que la que se es capaz de almacenar y desplegar en la PC (Capítulo 3.5).

Lo que se propone básicamente es colocar, si se desea como una opción en el proyecto es agregar un selector manual, para optar por una ganancia de 20, 10 o 5 dependiendo de la escala que se desea manejar, en otras palabras lo que se propone es un medidor de conductividad con escalas en lugar de un conductímetro con una escala fija.

4.3.2 Alternativa a través del uso de una GPIB

El GPIB fue desarrollado por Hewlett Packard a finales de los 60. La intención fue crear un sistema de bus confiable específicamente diseñado para conectar computadoras e instrumentos.

Este sistema ofrece todas los requerimientos para crear un sistema de medición. El control remoto de instrumentos es uno de los aspectos que ofrece, pero hay otras características como el apretón de manos de datos (handshake) para una operación confiable y la capacidad de respuesta en tiempo real.

Haciendo un poco de historia del GPIB, El bus original, diseñado por Hewlett Packard, fue llamado PIB una forma corta para Hewlett Packard Interface Bus. Debido al éxito y a la fiabilidad probada, en 1973 el PIB bus llegó a ser un estándar americano introducido por IEEE. Desde entonces, el nombre ha sido GPIB (General Purpose Interface Bus). El número estándar de la IEEE para el GPIB es IEEE488.1.

En paralelo, el International Electronic Commission (IEC), responsable de la estandarización fuera de U.S.A., aprueba es estándar y llama al GPIB IEC625.1. Debido a la introducción de un nuevo nombre de los esquemas de estandarización, este fue renombrado como IEC60625.1 poco después.

Pero había una pequeña diferencia entre el IEEE488.1 e IEC625.1 se estandarizó usando un conector de 25 polos para el bus, el IEEE488.1 estandarizó utilizando un conector Centronics que contiene 24 polos. Hoy en día, el conector de 24 polos es el más usado, pero hay adaptadores para los casos en donde los instrumentos son viejos y cuentan con un conector de 25 polos. Debido a las razones expuestas, existen varios nombres para el mismo objeto.

PROPUESTAS DE MEJORAMIENTO

A continuación se presentan las características del BUS:

- Hasta 15 instrumentos, llamados dispositivos, pueden ser conectados a una computadora, usualmente llamada controlador, debido a que la PC es la responsable de controlar el tráfico en el Bus.
- La tasa específica de transferencia es de : 1 Mbyte por segundo.
- Longitud del cable: 20 m entre el controlador y un dispositivo o 2 m entre cada dispositivo.
- Modo de transmisión de datos: 8 Bits en paralelo.
- Handshake: "también llamado 3 cables handshake" , la recepción de cada byte es reconocido.
- Líneas adicionales de control para necesidades especiales:
 - SRQ **S**ervices **R**e**Q**uest es usado para la notificación de que un dispositivo necesita servicio.
 - IFC **I**nter**F**ace **C**lear provee de una función de restauración (reset)
 - REN **R**emote **E**nable deshabilita el dispositivo desde el panel de control. El dispositivo es controlado por una PC.
 - EOI **E**nd **O**r **I**dentify es usado básicamente como indicador de terminación de dato en la transferencia.
 - ATN **A**t**T**ention esta línea de control distingue entre los datos de transferencia y los mensajes de control.

A continuación se muestra los componentes que conforman un sistema de adquisición de datos utilizando una interfase GPIB en la Fig.1. Se muestra desde el fenómeno físico a medir, transductores, acondicionador de señal, el programa para el control y adquisición de datos del GPIB en este caso LABVIEW.

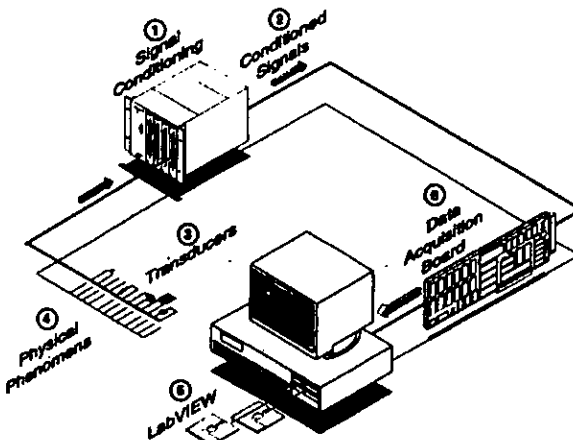


Fig.1 Configuración para el uso de un GPIB.
Cortesía de Labview Student Edition User's Guide

PROPUESTAS DE MEJORAMIENTO

En la Fig.2 se muestra un sistema GPIB y como esta conformado para la conexión de hasta 15 instrumentos de medición.

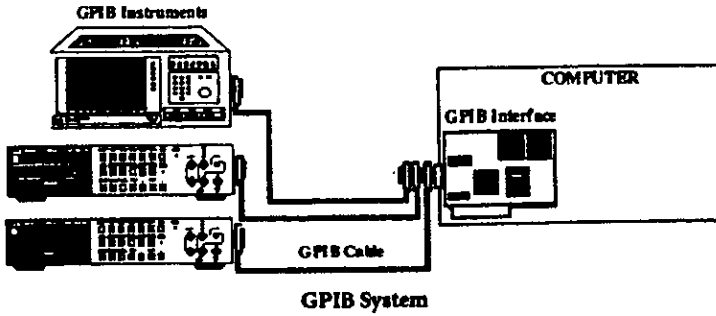


Fig.2 Sistema GPIB.
Cortesía de Labview Student Edition User's Guide

CONCLUSIONES

CONCLUSIONES

Partiendo de los objetivos de este trabajo, podemos concluir que se consiguieron cumplir las metas propuestas en este trabajo. Se logro proporcionar el método (medición de conductividad eléctrica) para medir el tiempo de mezclado que requiere conocer el Laboratorio de Metalurgia del I.P.N. a través de la implementación del sistema de medición con electrónica básica. Podemos decir que es posible dar soluciones a problemas con electrónica básica, que requieren de cierta precisión y que pueden ser solucionados sin la necesidad de utilizar tecnología más sofisticada. Existen una gran cantidad de problemas como medición y control de temperatura, medición y control de velocidad de motores, medición y control de presión, etc. que pueden ser solucionados a partir de la optimización de los recursos económicos y técnicos obteniendo resultados satisfactorios y que requieren de presión en las mediciones. La correcta aplicación de la electrónica básica logra cubrir los requerimientos necesarios para que los datos obtenidos en la medición sean confiables para la interpretación y estudio de los fenómenos. En otras ramas de la ciencia existen problemas que pueden ser solucionados empleado electrónica básica y que por la falta de contacto y relación con estas áreas muchas veces se obtienen soluciones con equipos sofisticados que llegan a esta sobrados para la aplicación en la que se esta usando. El uso de los amplificadores operacionales puede dar una gran cantidad de soluciones, reduciendo el costo económico y técnico con una gran confiabilidad en su operación, esto por supuesto complementa con electrónica digital, control analógico, usando electrónica básica, dependiendo del tipo de problema a resolver, siendo la idea central el desarrollo de soluciones aplicando la electrónica básica donde se requiera de una solución donde se pueda utilizar la electrónica básica o donde se pueda sustituir los equipos que utilizan electrónica más sofisticada y que están siendo desperdiciados estos equipos, pudiendo dárseles una aplicación más adecuada en otros estudios o problemas realizados en los laboratorios.

Podemos también afirmar en base a la experiencia obtenida durante el desarrollo del trabajo, que es importante conocer la mayor información que involucra al proyecto que se va a desarrollar, por ejemplo:

- El contacto directo con personal del Laboratorio de Metalurgia fue uno de los puntos importantes para entender el entorno en el cual se encontraría, como y en donde se aplicaría el proyecto, conocer el lenguaje del Laboratorio de Metalurgia y poder entender los conceptos a los que se referían en determinadas ocasiones el personal del laboratorio. Esto fue productivo, ya que de esta manera se logro un entendimiento con el personal del Laboratorio y poder

CONCLUSIONES

conocer las necesidades que se requerían y también explicarles a lo largo del desarrollo del proyecto los avances y los resultados que se obtenían.

- También fue necesario explicarles conceptos básicos de electrónica al personal del laboratorio para que lograran entender los límites técnicos que el proyecto presenta así como la posibilidades de ampliar y/o modificar éste de acuerdo a las necesidades requeridas en un futuro, en esta caso las necesidades que se cubrieron principalmente fueron la sensibilidad 1mv, el despliegue tanto en la pantalla de la PC como en un despliegue alfanumérico y el almacenamiento de los datos obtenidos durante la medición.

Es importante contar con datos técnicos del punto de partida para llevar acabo un proyecto, en nuestro caso no se contó con esto, para nuestro punto de partida el sensor (celda) no se contó con los datos mínimos para iniciar la implementación del proyecto de manera teórica y después poder confirmar o corregir éstos de manera práctica, lo cual obligo a realizar una serie de pruebas que nos permitió tener una noción de las características básicas para poder llevar a cabo la implementación del proyecto. De esta manera se pudo determinar los elementos mas adecuados para la conformación del proyecto, tales como los componentes electrónicos.

Por lo tanto, conocer el entorno en el cual se desarrolla el proyecto, las necesidades requeridas y que se le demandan al proyecto, el contacto directo con el personal del Laboratorio Metalurgia fueron factores que nos permitieron compensar la falta de información técnica para concluir satisfactoriamente el proyecto.

APÉNDICE

APÉNDICES

APÉNDICE A

A. EFECTO DE DISPERSIÓN EN LAS ORILLAS (FRINGING-FIELD)

La capacitancia entre dos electrodos es usada ampliamente en cálculos de circuitos, es una medida de la carga Q sobre cada electrodo por volt de diferencia de potencial $\Phi_a - \Phi_b$ entre los electrodos:

$$C = \frac{Q}{\Phi_a - \Phi_b} \tag{A-1}$$

Para sistemas de capacitancias con dos electrodos, el exceso de carga negativo de un electrodo es igual a la deficiencia de carga negativa en el otro electrodo.

Se consideran las placas paralelas de la fig.1. La separación de las placas es pequeño en comparación con el ancho de las placas. El resultado es que la carga se acumulada principalmente sobre la superficie. Sin embargo en el extremo de las placas se presenta un efecto de dispersión del campo eléctrico, conocido como efecto de dispersión el las orillas (fringing-field).

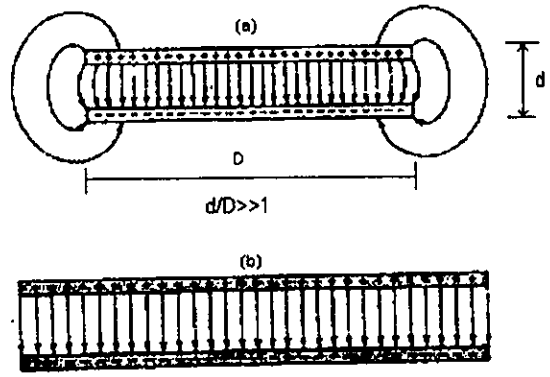


Fig.1 (a)Capacitor de placas paralelas con efecto de dispersión en las orillas (fringing-field)
(b) Capacitor Ideal de placas paralelas

En la práctica se considera este efecto insignificante y se idealiza al realizar los cálculos suponiendo que se toma una parte del centro de las placas paralelas de esta manera de evita el efecto de dispersión en las orillas (fringe-field) para fines prácticos.

B AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

B.1 ENTRADA DIFERENCIAL DE ALTA IMPEDANCIA Y SALIDA DIFERENCIAL

Para lograr una entrada diferencial de alta impedancia, se lleva a cabo mediante un par de amplificadores como seguidores de voltajes, ya que esta configuración se caracteriza por tener una impedancia de entrada muy alta, la fig.1 muestra la configuración.

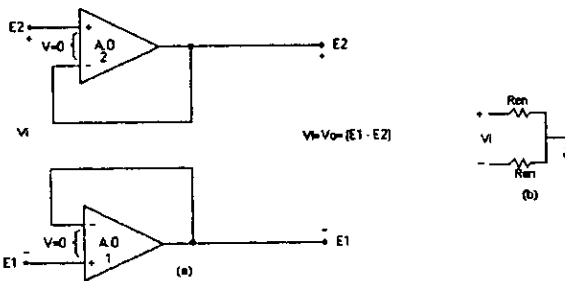


Fig.1 a) Entrada diferencial de alta impedancia. b) Equivalencia del circuito.

Como podemos observar en la Fig.1 el voltaje de entrada es igual al voltaje de salida. Si agregamos una resistencia de retroalimentación la salida de voltaje no se altera es decir la relación de voltaje de entrada y de salida sigue siendo el mismo, la resistencia de entrada y salida resultantes se muestra a continuación En la Fig.2.

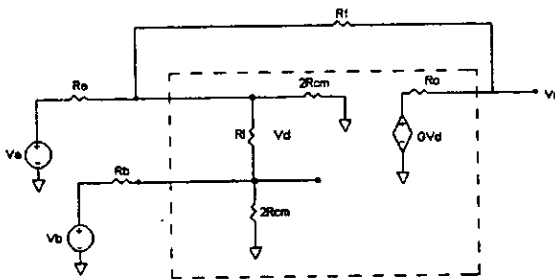


Fig.2 Modelo del amplificador

Se muestra el modelo del amplificador operacional y se muestra En la Fig.2 como se reduce dicho modelo para facilitar su estudio y el análisis. Donde:

APÉNDICE B

R_a y R_b : son las resistencias de las fuentes de voltaje de entrada.
 R_f : es la resistencia de retroalimentación.
 R_{cm} : resistencia en modo común.
 R_i : resistencia de entrada del amplificador.
 R_o : resistencia de salida del amplificador.
 G : ganancia del amplificador.

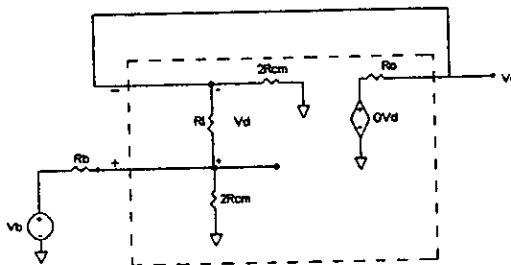


Fig.3 Seguidor de voltaje

Para nuestro análisis el modelo de la Fig.3 únicamente tiene una fuente de voltaje en la entrada no inversora. Para todos los ejemplos con valores tomaremos las especificaciones del am. Op. Lm2900, las pruebas se realizaron con el LM2900N y el LM346N los dos presentaron buen comportamiento durante las pruebas que se realizaron sin embargo se decidió utilizar el LM2900 debido a que utiliza un fuente sencilla en cambio el LM346N utiliza una doble fuente de +/- 18V, cabe mencionar que los dos tipos de amplificadores tienen un comportamiento adecuado para el propósito que busca en este trabajo y sin considerar el tipo de polarización que requiere cada uno de ellos los dos son óptimos para nuestros fines:

Parámetro	Valor
Gancia de voltaje, G	2.8x10E3
Resistencia de Salida, Z _o	8 kΩ
Resistencia de entrada	1 MΩ
Z _{in} (malla abierta)	
Corriente de desbalance, I _o	30nA
Voltaje de desbalance, V _o	2mV
Ancho de Banda, BW	1MHz
Velocidad de respuesta, SR	20V/μs
Resistencia en modo común, R _{cm}	200M

APÉNDICE B

B.1.1 IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL SEGUIDOR DE VOLTAJE

Partiendo de la Fig.3 y rescribiendo el modelo del seguidor de voltaje tenemos la Fig.4.

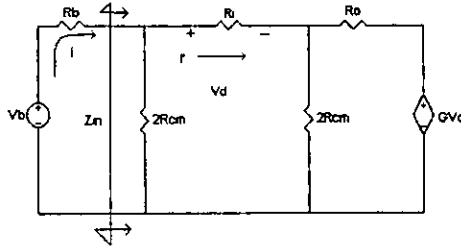


Fig.4 Reacomodando el circuito de la fig.2

Realizando una reducción utilizando el equivalente de Thévenin tenemos la Fig.5

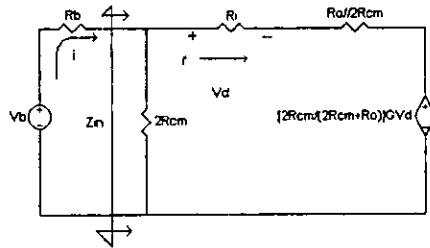


Fig.5 Utilizando el equivalente de Thévenin

Del circuito de la fig.5 obtenemos:

$$i'(R_i + R_o // 2R_{cm}) = V_b - \frac{2R_{mc}}{2R_{cm} + R_o} GV_d$$

como:

$$V_d = R_i i'$$

Tenemos:

$$i'(R_i + R_o // 2R_{cm}) = V_b - \frac{2R_{mc}}{2R_{cm} + R_o} GR_i i'$$

Por lo anterior podemos establecer el siguiente circuito en la fig.5(a).

APÉNDICE B

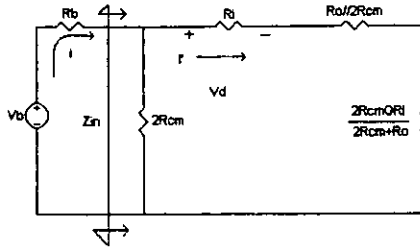


Fig.5 (a)

Reduciendo el circuito de la Fig.5(a) tenemos:

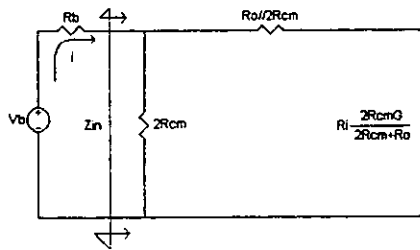


Fig.5 (b)

Del circuito de la fig.5 (b) podemos obtener la impedancia de entrada del seguidor de voltaje:

$$Z_{en} = 2R_{cm} // \left(R_o // 2R_{cm} + R_i \left(1 + \frac{2R_{cm}G}{2R_{cm} + R_o} \right) \right)$$

$$Z_{en} = 2R_{cm} // \left(\frac{R_o 2R_{cm}}{R_o + 2R_{cm}} + R_i \left(1 + \frac{2R_{cm}G}{2R_{cm} + R_o} \right) \right)$$

Se cumple que $R_{cm} \gg R_o$

$$Z_{en} = 2R_{cm} // \left(\frac{R_o 2R_{cm}}{R_o + 2R_{cm}} + R_i (1 + G) \right) \quad (B-1)$$

APÉNDICE B

Utilizando los valores del LM2900 tenemos y sustituyendo en la fórmula B-1:

$$Z_{en} = 2.78 \text{ M}\Omega$$

B.1.2 IMPEDANCIA DE SALIDA DEL SEGUIDOR DE VOLTAJE

Partiendo de la fig.1 tenemos:

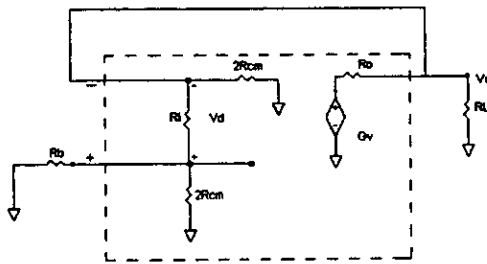


Fig.6 Seguidor de voltaje

Reacomodando las resistencias como se muestra en la fig.6, tenemos el siguiente circuito:

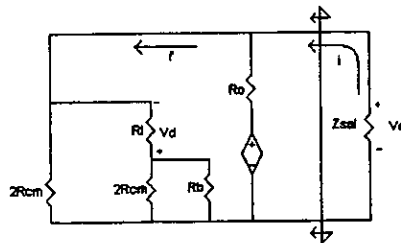


Fig.7 Reacomodando las resistencias del la fig.5

Reduciendo el circuito de la fig.7 tenemos:

APÉNDICE B

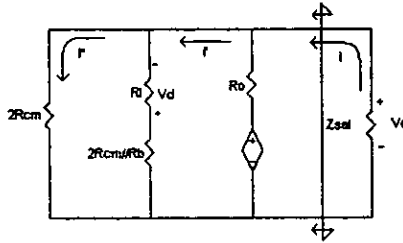


Fig.7 (a)

De este circuito tenemos:

$$V_d = V_o \frac{-R_i}{R_b + R_i}$$

$$iR_o = V_o - \left(-G \frac{R_i}{R_b + R_i} V_o \right) = V_o + \left(G \frac{R_i}{R_b + R_i} V_o \right)$$

Las impedancia de salida podemos obtenerla del circuito de la fig.7(a).
Despejando de la ecuación anterior:

$$R_{sal} = \frac{V_o}{i} = \frac{R_o}{1 + \frac{R_i}{R_b + R_i}} \quad (B-2)$$

Si se cumple $R_o \ll (R_i + R_b) \ll 2R_{cm}$

Para nuestro caso se desconoce R_b ya que es la impedancia de salida de nuestro sensor y no contamos con ese dato, sin embargo, la expresión anterior se cumple:

$8k\Omega \ll 1M\Omega + X \ll 400M\Omega$ Por lo tanto:

$R_{sal} \approx R_o$ ya que $\frac{R_i}{R_b + R_i} \ll 1$ a un sin conocer R_b se puede afirmar

esta relación, ya que $\frac{R_i}{R_b + R_i} \rightarrow 0$.

De esta manera tanto i' como i'' son insignificantes para los fines del análisis del circuito de la fig.7 (a).

APÉNDICE B

B.2 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BÁSICO

El amplificador diferencial básico puede medir y amplificar pequeñas señales, las cuales quedan ocultas en señal mucho más intensas.

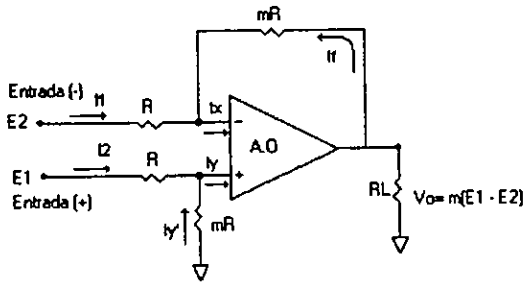


Fig.8 Amp. Op. diferencial Básico

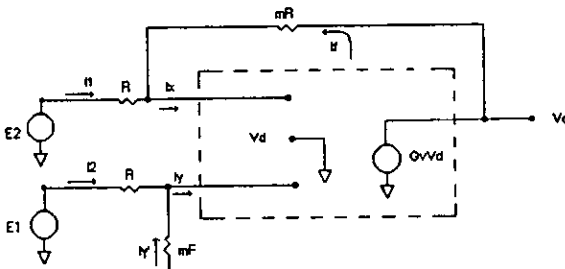


Fig.9 Modelo del Amp. Op. Diferencial Básico

Para un amplificador operacional :

$$i_x = i_1 + i_f \quad (B-3)$$

$$v_d = v_x - v_y \quad (B-4)$$

$$v_o = -G_v v_d \quad (B-5)$$

$$v_d = -\frac{v_o}{G_v} \text{ para el amp. op. Ideal } G_v \rightarrow \infty$$

Por lo tanto, para el amplificador operacional ideal $v_d = 0$. Por lo tanto:

APÉNDICE B

$$v_x = v_y \quad (\text{B-6})$$

$$i_x = i_y = 0 \quad (\text{B-7})$$

Si aplicamos al circuito de la Fig.8 la propiedad de superposición tenemos:

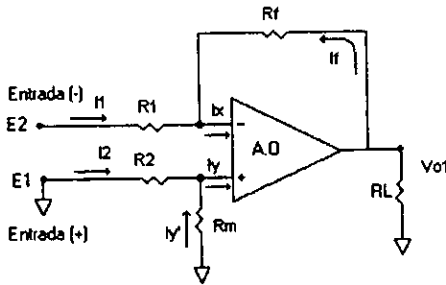


Fig.10 Aplicación de superposición

Por lo tanto tenemos:

$$i_2 = i_{y'} = i_y = 0 \quad (\text{B-8})$$

$$i_1 + i_f = i_x \quad (\text{B-9})$$

Tomando en cuenta (B-5), tenemos:

$$i_1 = -i_f \quad (\text{B-10})$$

$$\frac{v_1}{R_1} = \frac{v_{o1}}{R_f} \quad (\text{B-11})$$

Tenemos el Voltaje de salida Vo1:

$$v_{o1} = -\frac{R_f}{R_1} E_2 \quad (\text{B-12})$$

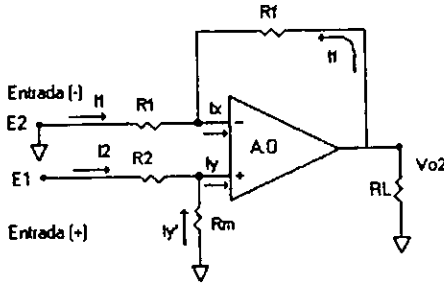


Fig.11 Aplicación de superposición

Tomando en cuenta(B-6):

$$E_1 \frac{R_m}{R_2 + R_m} = v_{o2} \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (\text{B-13})$$

Despejando v_{o2} tenemos:

$$v_{o2} = E_1 \left(\frac{R_m}{R_m + R_2} \right) \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1} \right) \quad (\text{B-14})$$

Si igualamos $R_m = R_f$ y $R_2 = R_1$:

$$v_{o2} = E_1 \frac{R_f}{R_1} \quad (\text{B-15})$$

Sumando los voltajes de salida v_{o1} y v_{o2} tendremos el voltaje de salida del amplificador diferencial básico:

$$v_o = v_{o1} + v_{o2}$$

$$v_o = E_1 \frac{R_f}{R_1} - \frac{R_f}{R_1} E_2$$

Factorizando tenemos:

$$v_o = \frac{R_f}{R_1} (E_1 - E_2) \quad (\text{B-16})$$

APÉNDICE B

B.3 MODELO MEJORADO DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BÁSICO.

En la fig.12 se muestra una versión modificada del modelo ideal del amplificador operacional(fig.9). El modelo ideal se modificó con la adición de una resistencia de entrada, una de salida y una en modo común.

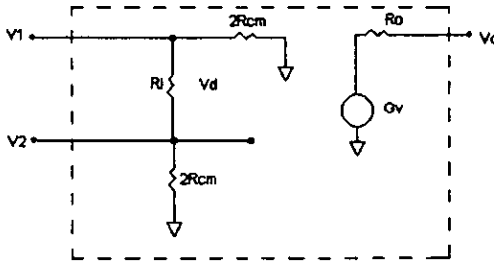


Fig.12 Modelo del Amp.Op. modificado

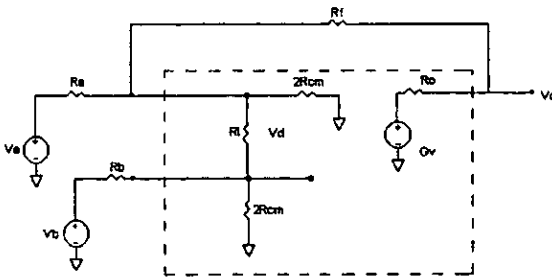


Fig.13 Modelo del Amp. Op. Real

En la fig.13 la entrada inversora y la no inversora están alimentadas por fuentes (Va y Vb respectivamente) que tienen una resistencia en serie(Ra y Rb respectivamente). La salida se realimenta a través de Rf.

B.3.1 SUMA DIFERENCIAL.

Si la suma incluye signos positivos y negativos, se obtiene una suma diferencial. La configuración del amplificador operacional se muestra en la fig. 14. Esta configuración produce una salida Vo dada por:

APÉNDICE B

$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_p}\right) (R_{a'} // R_{b'} // R_{c'} // \dots // R_{n'} // R_x) \sum_{i=a'}^{m'} \frac{v_i'}{R_i} - R_f \sum_{j=a}^m \frac{v_j}{R_j}$$

(B-17)

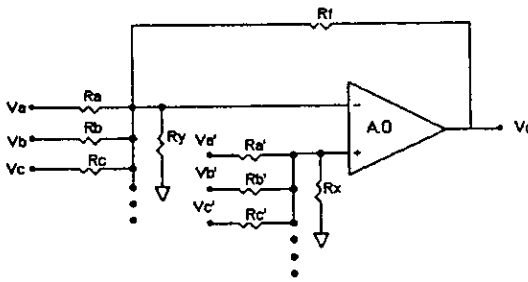


Fig.14 Sumador Diferencial

Donde:

$$R_p = R_a // R_b // R_c // \dots // R_m // R_y \quad (B-18)$$

Se deberá escoger los resistores adecuados para alcanzar el balance de polarización, esto es:

$$R_{a'} // R_{b'} // R_{c'} // \dots // R_x = R_f // R_a // R_b // R_c // \dots // R_y \quad (B-19)$$

Si tanto para la entrada inversora como para la no inversora tienen una sola entrada el resultado es un amplificador diferencial básico, como se ilustra en la fig.15.

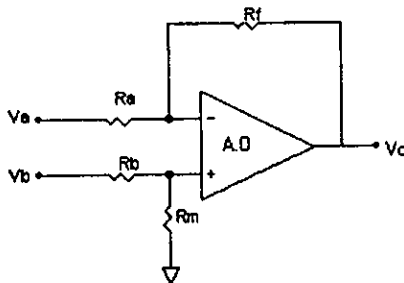


Fig.15 Amp. Diferencial Básico

 APÉNDICE B

El voltaje de salida para esta configuración se define:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_a}\right) \left(\frac{R_m}{R_b + R_m}\right) v_b - \frac{R_f v_a}{R_p} \quad (\text{B-20})$$

Para conseguir el balance de polarización, se elige:

$$R_b // R_m = R_a // R_f \quad (\text{B-21})$$

La resistencia de entrada para la terminal v_a es R_a . La resistencia de entrada para la terminal v_b es $R_b + (R_m // R_{en})$ y R_{en} es:

$$R_{en} = 2R_{cm} // \left(\frac{GR_i}{1 + R_f/R_a}\right) \approx 2R_{cm} \quad (\text{B-22})$$

La resistencia de salida del amplificador se define:

$$R_{sal} = \frac{R_o \left(1 + \frac{R_f}{R_a}\right)}{G} \quad (\text{B-23})$$

Si se desea conseguir una ganancia unitaria de la diferencia, la salida deberá ser:

$$v_o = v_b - v_a$$

Por lo tanto se establece

$$R_a = R_f = R_b = R_m$$

APÉNDICE B

Si desea una ganancia simétrica, pero sin que la ganancia sea unitaria, entonces se debe cumplir:

$$R_a = R_b \text{ y } R_m = R_f$$

Entonces la tensión de salida se define por:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_a}(V_b - V_a) \quad (\text{B-24})$$

B.4 MEJORAS AL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BÁSICO

1.-Incremento de la resistencia de entrada.

El amplificador diferencial básico que se ha presentado, tiene dos desventajas:

- Tiene baja resistencia de entrada.
 - El cambio de ganancia se vuelve difícil ya que la relación de las ganancias deben igualarse estrechamente.
- La primera desventaja se elimina asilando las entradas con seguidores de voltaje, como se muestra en la Fig. 16.

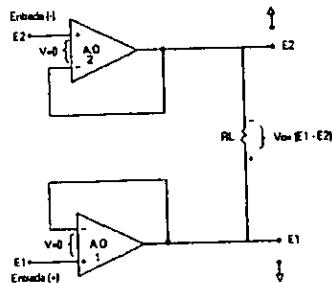


Fig.16 Entrada diferencial aislada al amp.diferencial

La segunda desventaja del amplificador diferencial básico es la falta de ganancia ajustable. Este problema es resuelto al agregar 3 resistencias a la entrada asilada(seguidores de voltaje), que le permiten dar una ganancia a la entrada diferencial. El resultado es un amplificador de entrada diferencial con salida diferencial como se muestra en la fig. 17.

APÉNDICE B

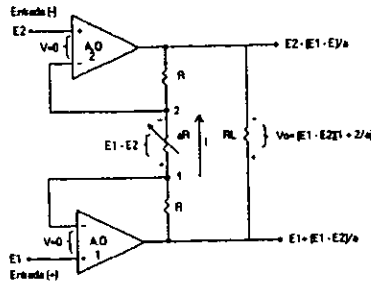


Fig.17 Amplificador de entrada diferencial y salida diferencial

Como el voltaje diferencial de cada amplificador operacional es 0[V] los voltajes en los puntos 1 y 2 (con respecto a tierra) son iguales a E_1 y E_2 . Por lo que, el voltaje a través de la resistencia aR es $E_1 - E_2$. La resistencia aR puede ser fija o bien utilizar un potenciómetro para ajustar la ganancia. Para obtener el voltaje del circuito de la fig.17 tenemos:

$$V_o = (R + aR + R)i$$

Factorizando:

$$V_o = (2R + aR)i$$

Del circuito de la fig.17:

$$i = \frac{E_1 - E_2}{aR}$$

Cuando $E_1 > E_2$ el sentido de la corriente es como se muestra en el circuito de la fig.17. Si $E_1 < E_2$ el sentido es inverso.

$$V_o = (2R + aR) \left(\frac{E_1 - E_2}{aR} \right)$$

Reordenando términos:

$$V_o = \left(\frac{2R + aR}{aR} \right) (E_1 - E_2)$$

Reduciendo términos tenemos el voltaje de salida:

$$V_o = \left(1 + \frac{2}{a} \right) (E_1 - E_2) \quad (B-25)$$

APÉNDICE B

B.5 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

Finalmente, el amplificador de instrumentación esta constituido por las dos configuraciones mostradas anteriormente, es decir, por una entrada de alta impedancia (seguidores de voltaje) y por un amplificador diferencial, como se muestra en la fig.18.

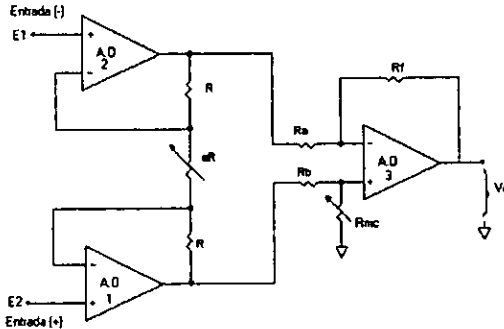


Fig.18 Amplificador de instrumentación

Para determinar el voltaje de salida del amplificador de instrumentación, tenemos el voltaje de salida de los dos circuitos que lo forman, B-24 y B-25. Por lo tanto el producto de los dos voltajes de salida cada circuito dan el voltaje de salida del amplificador de instrumentación.

$$V_o = \left(1 + \frac{2}{a}\right)(E_1 - E_2) \tag{B-25}$$

$$V_o = \frac{R_f}{R_a}(V_b - V_a) \tag{B-24}$$

En el caso del amplificador diferencial la entrada será la salida del circuito de entrada de alta impedancia por lo tanto:

$$E_1 - E_2 = V_b - V_a$$

El voltaje del amplificador de instrumentación se define como:

$$V_o = \left(1 + \frac{2}{a}\right)\left(\frac{R_f}{R_a}\right)(E_1 - E_2) \tag{B-26}$$

APÉNDICE B

Bibliografía

*Amplificadores Operacionales y Circuitos Lineales

Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll

Edit. Prentice Hall

1993

*Diseño Electrónico

Circuitos y sistemas

C.J. SAVAN Jr

Edit. Prentice Hall 2000

APÉNDICE C

C.1 TIPOS DE CONVERTIDORES ANALÓGICOS-DIGITALES

Los tipos de CAD se clasifican por la técnica empleada para llevar a cabo la conversión los cuales son :

- a).- Convertidores en paralelo o de destello.
- b).- Convertidores integradores.
- c).- Convertidores por aproximación sucesiva.
- d).- Convertidores flash.

a).- *Convertidores en paralelo o de destello.*

Este tipo de convertidores son esencialmente un grupo de comparadores en paralelo como se muestra en la Fig.1, la entrada analógica se aplica simultáneamente a varios comparadores de voltaje, cada uno de los cuales tiene un voltaje de referencia diferente. El voltaje de referencia de cada comparador es el valor analógico de un Bit (del menos significativo (LSB) al más significativo(MSB)). Todos los comparadores para los cuales $V_{ent} > V_{ref}$ cambian su estado de salida cuando se aplica V_{ent} . Todos aquellos para los cuales $V_{ent} < V_{ref}$ no cambian su estado. Las salidas de los comparadores van a un circuito decodificador que convierte los estados de salida, con un V_{ent} aplicado, en una palabra digital.

Los convertidores A/D en paralelo son rápidos, con tiempos de conversión tan breves como los 30[ns]. Sin embargo, se requiere un comparador para cada posible configuración de los bits de salida $(2^n - 1)$ siendo n = número de bits, así por ejemplo, para un convertidor paralelo de 8 bits se requieren $(2^8 - 1) = 256 - 1 = 255$ comparadores. Este tipo de convertidores se vuelven muy costosos conforme aumenta el número de bits.

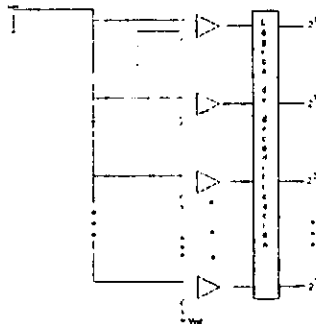


Fig.1 Circuito general de conversión en paralelo

APÉNDICE C

b).- Convertidores integradores.

El convertidor de doble pendiente es uno de los varios tipos de convertidores integradores. Los convertidores A/D integradores son lentos en su tiempo de conversión del orden de los 20 a 40 [ms], sin embargo son precisos, lineales y de bajo costo. Y además rechaza muy bien el ruido a la entrada. Se emplean en voltímetros digitales, medidores digitales, donde se requieren datos y la velocidad no es un factor importante.

En la Fig. 2 se muestra el diagrama de un convertidor de doble pendiente. La conversión inicia cuando la lógica de control pone el contador en cero. El interruptor S1 acopla el V_{ent} al integrador y el contador activa el reloj. A medida que el contador funciona, V_{ent} hace que la salida del integrador oscile negativamente en forma proporcional a V_{ent} . Cuando el condensador del integrador se ha descargado hasta cero, un comparador detiene al contador. El contenido de éste último se decodifica en un nivel de voltaje.

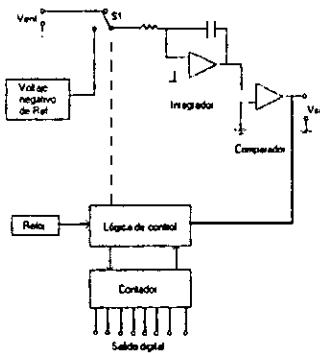


Fig. 2 Diagrama a bloques convertidor doble pendiente

c).- Convertidor por aproximación sucesiva.

La técnica de más popular de conversión A/D es la Aproximación sucesiva. El método ofrece costo moderado rapidez de conversión de moderada a alta, y buena precisión. El convertidor esta integrado está integrado de un reloj, un convertidor D/A, un comparador y un registro de aproximación sucesiva (SRA), la cual es la parte importante en este tipo de convertidores. El registro de aproximación sucesiva (SRA) está formado por un registro de

APÉNDICE C

almacenamiento, un registro de cambio y la lógica de control. En la Fig.3 se muestra el diagrama a bloques de este convertidor.

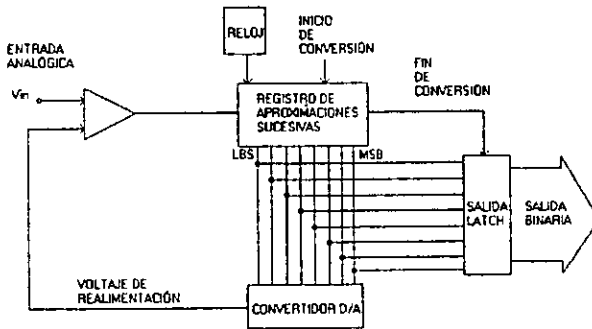


Fig. 3 Convertidor de aproximaciones sucesivas

El ciclo de conversión inicia cuando una señal analógica es aplicada al convertidor y un pulso de inicio es aplicado al registro de aproximaciones sucesivas (SAR). El primer pulso de reloj enciende la salida de MSB. Y a su vez inicia la salida del CAD al 50% de este voltaje de salida. El SAR busca la salida del comparador para ver si la salida del CAD es mayor o menor que la entrada analógica. Si el voltaje del DAC es mayor se apagará, así el SAR apagará el MSB y lo pondrá a cero. Si el voltaje del CAD es menor que el voltaje de la señal analógica el comparador se mantiene, así el SAR dejará el MSB y coloca un uno. Todo esto lo hace en un pulso de reloj, el SAR encenderá el segundo MSB y confirmará el resultado del comprador. Una vez más, si el voltaje del CAD es mayor que el voltaje de entrada, la salida del comparador se apagará, y así el SAR apagará el Bit y colocará un cero. Si el nuevo voltaje del CAD es menor, el comparador se mantiene encendido, y el SAR dejará el MSB y coloca un uno.

El SAR examinará cada bit del siguiente modo (de MSB a LSB) hasta que todos los bits hallan sido examinados.

Así pues, un bit es evaluado en un pulso de reloj, por lo que una conversión de 8 bits se realiza en 8 ciclos de reloj. Cuando el LSB es procesado, el SAR envía una señal de fin de la conversión (EOC) la cual habilita la salida de la conversión en el latch.

C.2 Características del convertidor analógico digital

APÉNDICE C

a).- Ecuación de salida.

La salida ideal de un convertidor analógico a digital de 4 bits se grafica en la función del voltaje de entrada analógica en la Fig. 4.

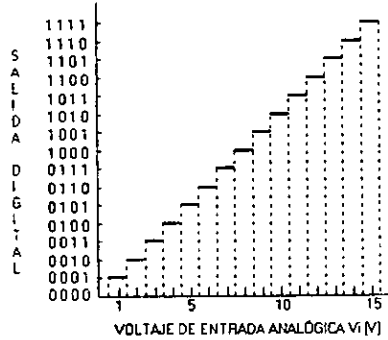


Fig.4 Gráfica entrada-salida de un CAD

La resolución de un convertidor analógico digital se define de dos maneras.

1.- Como el número máximo de palabras digitales de salida. Esta expresión de la resolución del convertidor analógico digital es la siguiente:

$$\text{resolución} = 2^n \quad (\text{C-1})$$

2.-La resolución también se define como la razón de cambio del valor en el voltaje de entrada, V_i , que se necesita para cambiar en 1 LSB la salida digital. Si se conoce el valor del voltaje de entrada a escala completa, V_{IFS} , que se requiere para producir

una salida digital de todos los unos, esto es posible calcularlo mediante:

$$\text{resolución} = \frac{V_{IFS}}{2^n - 1} \quad (\text{C-2})$$

En su forma más simple, la ecuación de entrada-salida de un convertidor analógico digital esta dada por:

$$\text{código de salida digital} = \text{equivalente binario de } D \quad (\text{C-3})$$

donde D es igual al valor decimal de la salida digital; o sea, D es igual al número de bits menos significativos en la salida digital y D se calcula a partir de:

$$D = \frac{V_i}{\text{resolución}} \quad (\text{C-4})$$

C.3 Error de cuantificación

El error de cuantificación es causado por los cambios en el nivel de la entrada analógica durante el proceso de conversión. Hay que recordar que la señal analógica es aplicada a un comparador, cuando se inicia un ciclo de conversión, éste requiere de una cantidad de tiempo (microsegundos o milisegundos) para producir una salida digital. Si el voltaje de entrada cambia durante el proceso de conversión, la salida binaria final representara el nivel de voltaje al final del ciclo iniciado al principio. Cuando no existe cambio en el voltaje de entrada, como por ejemplo en un voltaje de DC, no hay error de cuantificación en la conversión, como se muestra en la Fig.5. Cuanto más rápido sea el cambio en la señal o "slew rate" mayor será el error de cuantificación, esto debido a que el convertidor no detecta el cambio de nivel de voltaje de la señal ya que es más rápido que el ciclo de conversión del convertidor. Una manera común de evitar el error de cuantificación es usar un circuito de muestreo y retención antes de que la señal analógica entre al comparador.

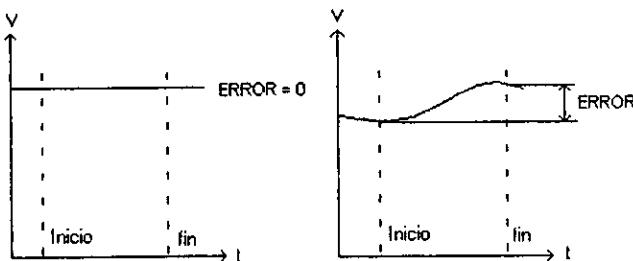


Fig.5 Error de cuantificación

HOJAS DE ESPECIFICACIONES

ADC0808/ADC0809 8-Bit μ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8-single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE[®] outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

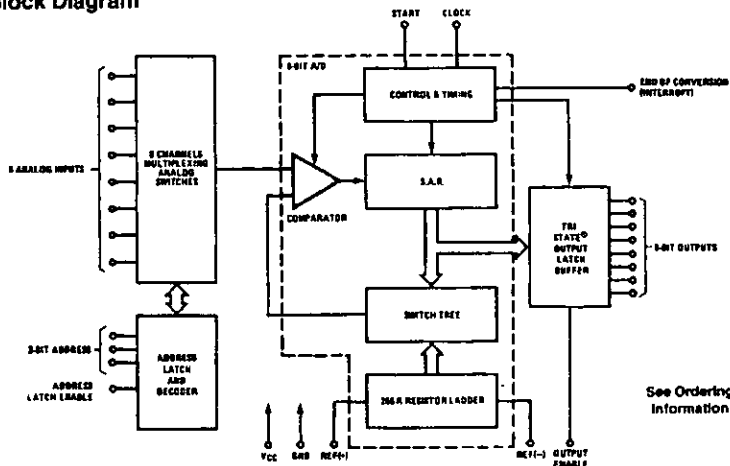
Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC} or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

Key Specifications

- | | |
|--------------------------|-------------------------------|
| ■ Resolution | 8 Bits |
| ■ Total Unadjusted Error | $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB |
| ■ Single Supply | 5 V _{DC} |
| ■ Low Power | 15 mW |
| ■ Conversion Time | 100 μ s |

Block Diagram



See Ordering Information

TLN/5872-1

TRI-STATE[®] is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs	-0.3V to +15V
(START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-in-Line Package (plastic)	260°C
Dual-in-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	400V

Operating Conditions (Notes 1 & 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0808CJ	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$
ADC0808CCJ, ADC0808CCN,	
ADC0809CCN	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
ADC0808CCV, ADC0809CCV	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
Range of V_{CC} (Note 1)	4.5 V_{DC} to 6.0 V_{DC}

Electrical Characteristics

Converter Specifications: $V_{CC} = 5$, $V_{DC} = V_{REF+}$, $V_{REF-} = \text{GND}$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640$ kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C T_{MIN} to T_{MAX}			$\pm 1/2$ $\pm 3/4$	LSB LSB
	ADC0809					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C T_{MIN} to T_{MAX}			± 1 $\pm 1 1/2$	LSB LSB
	Input Resistance	From $\text{Ref}(+)$ to $\text{Ref}(-)$	1.0	2.5		k Ω
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) $V(+)$ or $V(-)$	$\text{GND} - 0.10$		$V_{CC} + 0.10$	V_{DC}
V_{REF+}	Voltage, Top of Ladder	Measured at $\text{Ref}(+)$		V_{CC}	$V_{CC} + 0.1$	V
$\frac{V_{REF+} + V_{REF-}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		$V_{CC}/2 - 0.1$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2 + 0.1$	V
V_{REF-}	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at $\text{Ref}(-)$	-0.1	0		V
I_{IN}	Comparator Input Current	$f_c = 640$ kHz, (Note 6)	-2	± 0.5	2	μA

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ANALOG MULTIPLEXER						
I_{OFF+}	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = 5V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ T_{MIN} to T_{MAX}		10	200 1.0	nA μA
I_{OFF-}	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ T_{MIN} to T_{MAX}	-200 -1.0	-10		nA μA

Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0809CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ unless otherwise noted
 ADC0809CCJ, ADC0809CCN, ADC0809CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, $4.75V \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CONTROL INPUTS						
$V_{IH(1)}$	Logical "1" Input Voltage		$V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IL(0)}$	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IH(1)}$	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 15V$			1.0	μA
$I_{IL(0)}$	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 0$	-1.0			μA
I_{CC}	Supply Current	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$		0.3	3.0	mA
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$	$V_{CC} - 0.4$			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(E)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3		3	μA μA

Electrical Characteristics

Timing Specifications $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$, $V_{REF(-)} = GND$, $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$ and $T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_s	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_h	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_D	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	μS
t_{H1}, t_{H0}	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_{H1}, t_{H0}	OE Control to HI-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_c	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$, (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	μS
f_c	Clock Frequency		10	640	1260	kHz
t_{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		6 + 2 μS	Clock Periods
C_{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	At TRI-STATE Outputs, (Note 12)		10	15	pF

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.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to GND and has a typical breakdown voltage of 7 V_{DC}.

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. The spec allows 100 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 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0V_{DC} to 5V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900 V_{DC} over temperature variations, metal tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Functional Description

Multiplexer. The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table 1 shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE I

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

CONVERTER CHARACTERISTICS

The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed

to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (Figure 1) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in Figure 1 are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached $1/4$ LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. Figure 2 shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

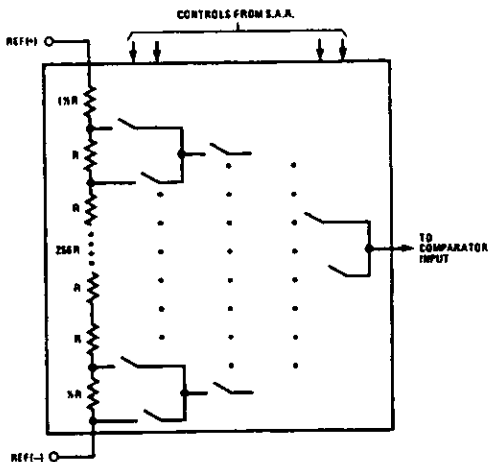


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

TLA/MS72-2

ICL7106, ICL7107, ICL7106S, ICL7107S

3¹/₂ Digit,**LCD/LED Display, A/D Converters**

January 1998

Features

- **Guaranteed Zero Reading for 0V Input on All Scales**
- **True Polarity at Zero for Precise Null Detection**
- **1pA Typical Input Current**
- **True Differential Input and Reference, Direct Display Drive**
 - LCD ICL7106, LED ICL7107
- **Low Noise - Less Than 15 μ V_{p-p}**
- **On Chip Clock and Reference**
- **Low Power Dissipation - Typically Less Than 10mW**
- **No Additional Active Circuits Required**
- **Enhanced Display Stability (ICL7106S, ICL7107S)**

Ordering Information

PART NO.	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
ICL7106CPL	0 to 70	40 Ld PDIP	E40.6
ICL7106RCPL	0 to 70	40 Ld PDIP (Note)	E40.6
ICL7106CM44	0 to 70	44 Ld MQFP	Q44.10x10
ICL7106SCPL	0 to 70	40 Ld PDIP	E40.6
ICL7107SCPL	0 to 70	40 Ld PDIP	E40.6
ICL7107CPL	0 to 70	40 Ld PDIP	E40.6
ICL7107RCPL	0 to 70	40 Ld PDIP (Note)	E40.6
ICL7107CM44	0 to 70	44 Ld MQFP	Q44.10x10

NOTE: "R" indicates device with reversed leads for mounting to PC board underside. "S" indicates enhanced stability.

Description

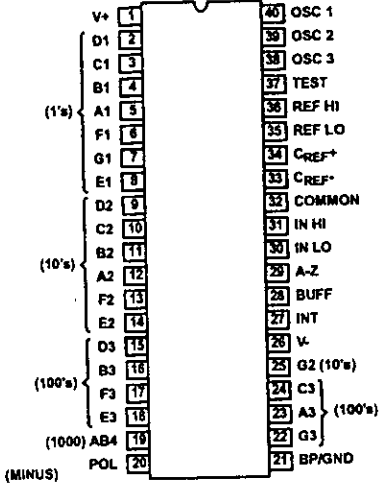
The Intersil ICL7106 and ICL7107 are high performance, low power, 3¹/₂ digit A/D converters. Included are seven segment decoders, display drivers, a reference, and a clock. The ICL7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a multiplexed backplane driver; the ICL7107 will directly drive an instrument size light emitting diode (LED) display.

The ICL7106 and ICL7107 bring together a combination of high accuracy, versatility, and true economy. It features auto-zero to less than 10 μ V, zero drift of less than 1 μ V/°C, input bias current of 10pA (Max), and rollover error of less than one count. True differential inputs and reference are useful in all systems, but give the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge type transducers. Finally, the true economy of single power supply operation (ICL7106), enables a high performance panel meter to be built with the addition of only 10 passive components and a display.

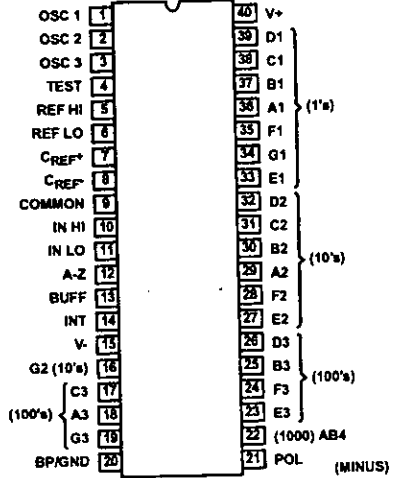
ICL7106, ICL7107, ICL7106S, ICL7107S

Pinouts

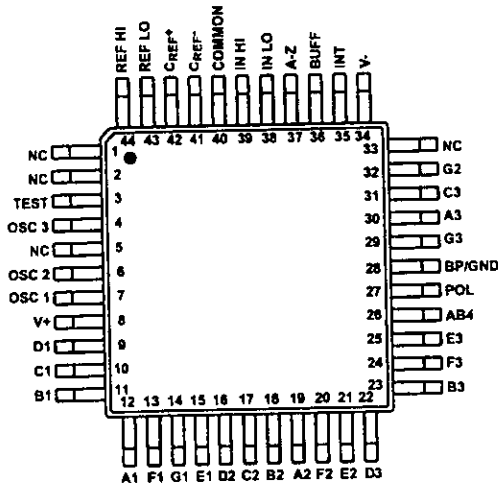
ICL7106, ICL7107 (PDIP)
TOP VIEW



ICL7106R, ICL7107R (PDIP)
TOP VIEW



ICL7106, ICL7107 (MQFP)
TOP VIEW



ICL7106, ICL7107, ICL7106S, ICL7107S

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	
ICL7106, V+ to V-	15V
ICL7107, V+ to GND	6V
ICL7107, V- to GND	-9V
Analog Input Voltage (Either Input) (Note 1)	V+ to V-
Reference Input Voltage (Either Input)	V+ to V-
Clock Input	
ICL7106	TEST to V+
ICL7107	GND to V+

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 2)	θ_{JA} (°C/W)
PDIP Package	50
MQFP Package	80
Maximum Junction Temperature	150°C
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C
(MQFP - Lead Tips Only)	

Operating Conditions

Temperature Range	0°C to 70°C
-------------------	-------------

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

- Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to $\pm 100\mu\text{A}$.
- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications (Note 3)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SYSTEM PERFORMANCE					
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0.0V$, Full Scale = 200mV	-000.0	± 000.0	+000.0	Digital Reading
Stability (Last Digit) (ICL7106S, ICL7107S Only)	Fixed Input Voltage (Note 7)	-000.0	± 000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	$V_{IN} = V_{REF}$, $V_{REF} = 100mV$	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error	$-V_{IN} = +V_{IN} \approx 200mV$ Difference in Reading for Equal Positive and Negative Inputs Near Full Scale	-	± 0.2	± 1	Counts
Linearity	Full Scale = 200mV or Full Scale = 2V Maximum Deviation from Best Straight Line Fit (Note 6)	-	± 0.2	± 1	Counts
Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = 1V$, $V_{IN} = 0V$, Full Scale = 200mV (Note 6)	-	50	-	$\mu V/V$
Noise	$V_{IN} = 0V$, Full Scale = 200mV (Peak-To-Peak Value Not Exceeded 95% of Time)	-	15	-	μV
Leakage Current Input	$V_{IN} = 0$ (Note 6)	-	1	10	pA
Zero Reading Drift	$V_{IN} = 0$, 0°C To 70°C (Note 6)	-	0.2	1	$\mu V/^\circ C$
Scale Factor Temperature Coefficient	$V_{IN} = 199mV$, 0°C To 70°C (Ext. Ref. 0ppm/°C) (Note 6)	-	1	5	ppm/°C
End Power Supply Character V+ Supply Current	$V_{IN} = 0$ (Does Not Include LED Current for ICL7107)	-	1.0	1.8	mA
End Power Supply Character V- Supply Current	ICL7107 Only	-	0.6	1.8	mA
COMMON Pin Analog Common Voltage	25k Ω Between Common and Positive Supply (With Respect to + Supply)	2.4	3.0	3.2	V
Temperature Coefficient of Analog Common	25k Ω Between Common and Positive Supply (With Respect to + Supply)	-	80	-	ppm/°C
DISPLAY DRIVER ICL7106 ONLY					
Peak-To-Peak Segment Drive Voltage	V+ = to V- = 9V (Note 5)	4	5.5	6	V
Peak-To-Peak Backplane Drive Voltage					

ICL7106, ICL7107, ICL7106S, ICL7107S

Electrical Specifications (Note 3) (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
DISPLAY DRIVER ICL7107 ONLY					
Segment Sinking Current (Except Pins 19 and 20)	$V^+ = 5V$, Segment Voltage = 3V	5	8	-	mA
Pin 19 Only		10	16	-	mA
Pin 20 Only		4	7	-	mA

- NOTES:
3. Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.
 4. Unless otherwise noted, specifications apply to both the ICL7106 and ICL7107 at $T_A = 25^\circ C$. $f_{CLOCK} = 48kHz$. ICL7106 is tested in the circuit of Figure 1. ICL7107 is tested in the circuit of Figure 2.
 5. Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180 degrees out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.
 6. Not tested, guaranteed by design.
 7. Sample Tested.

Typical Applications and Test Circuits

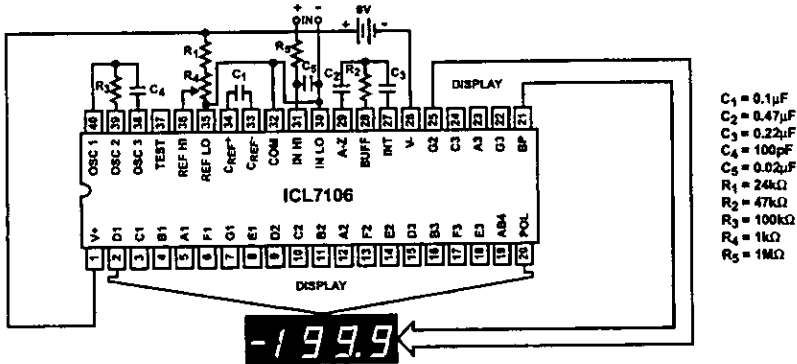


FIGURE 1. ICL7106 TEST CIRCUIT AND TYPICAL APPLICATION WITH LCD DISPLAY COMPONENTS SELECTED FOR 200mV FULL SCALE

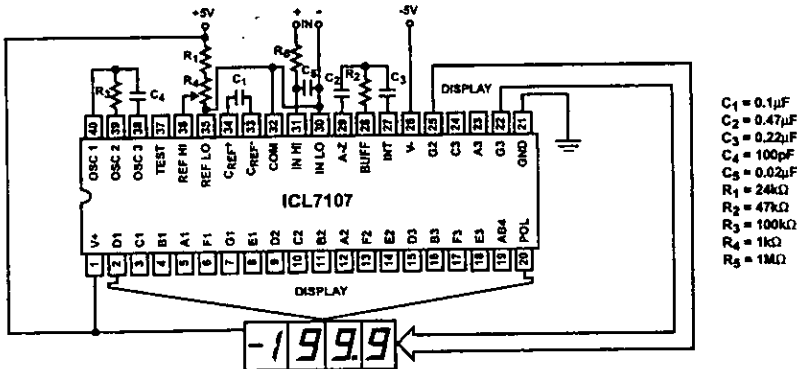


FIGURE 2. ICL7107 TEST CIRCUIT AND TYPICAL APPLICATION WITH LED DISPLAY COMPONENTS SELECTED FOR 200mV FULL SCALE

ICL7106, ICL7107, ICL7106S, ICL7107S

Design Information Summary Sheet

• **OSCILLATOR FREQUENCY**

$$f_{OSC} = 0.45/RC$$

$C_{OSC} > 50pF; R_{OSC} > 50k\Omega$
 $f_{OSC} (Typ) = 48kHz$

• **OSCILLATOR PERIOD**

$$t_{OSC} = RC \cdot 0.45$$

• **INTEGRATION CLOCK FREQUENCY**

$$f_{CLOCK} = f_{OSC} / 4$$

• **INTEGRATION PERIOD**

$$t_{INT} = 1000 \times (4/f_{OSC})$$

• **60/50Hz REJECTION CRITERION**

$$t_{INT} / t_{60Hz} \text{ or } t_{INT} / t_{50Hz} = \text{Integer}$$

• **OPTIMUM INTEGRATION CURRENT**

$$I_{INT} = 4\mu A$$

• **FULL SCALE ANALOG INPUT VOLTAGE**

$$V_{INFS} (Typ) = 200mV \text{ or } 2V$$

• **INTEGRATE RESISTOR**

$$R_{INT} = \frac{V_{INFS}}{I_{INT}}$$

• **INTEGRATE CAPACITOR**

$$C_{INT} = \frac{(t_{INT})(I_{INT})}{V_{INT}}$$

• **INTEGRATOR OUTPUT VOLTAGE SWING**

$$V_{INT} = \frac{(I_{INT})(t_{INT})}{C_{INT}}$$

• **V_{INT} MAXIMUM SWING:**

$$(V+ - 0.5V) < V_{INT} < (V+ - 0.5V), V_{INT} (Typ) = 2V$$

• **DISPLAY COUNT**

$$COUNT = 1000 \times \frac{V_{IN}}{V_{REF}}$$

• **CONVERSION CYCLE**

$$t_{CYC} = t_{CLOCK} \times 4000$$

$$t_{CYC} = t_{OSC} \times 16,000$$

when $f_{OSC} = 48kHz; t_{CYC} = 333ms$

• **COMMON MODE INPUT VOLTAGE**

$$(V+ - 1V) < V_{IN} < (V+ - 0.5V)$$

• **AUTO-ZERO CAPACITOR**

$$0.01\mu F < C_{AZ} < 1\mu F$$

• **REFERENCE CAPACITOR**

$$0.1\mu F < C_{REF} < 1\mu F$$

• **V_{COM}**

Biased between V_I and V₋.

• **V_{COM} \approx V₊ - 2.8V**

Regulation lost when V₊ to V₋ < $\approx 6.8V$
 If V_{COM} is externally pulled down to (V₊ + V₋)/2, the V_{COM} circuit will turn off.

• **ICL7106 POWER SUPPLY: SINGLE 9V**

V₊ - V₋ = 9V
 Digital supply is generated internally
 V_{GND} \approx V₊ - 4.5V

• **ICL7106 DISPLAY: LCD**

Type: Direct drive with digital logic supply amplitude.

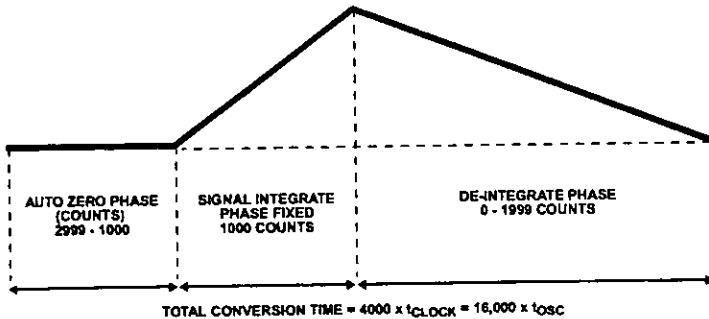
• **ICL7107 POWER SUPPLY: DUAL $\pm 5.0V$**

V₊ = +5V to GND
 V₋ = -5V to GND
 Digital Logic and LED driver supply V₊ to GND

• **ICL7107 DISPLAY: LED**

Type: Non-Multiplexed Common Anode

Typical Integrator Amplifier Output Waveform (INT Pin)



LM2900/LM3900/LM3301 Quad Amplifiers

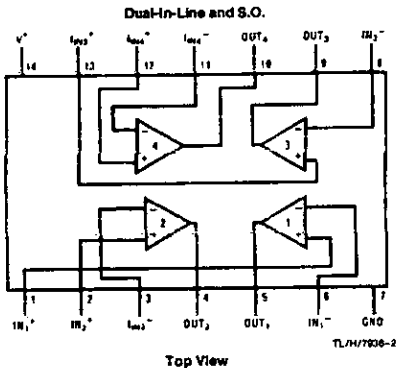
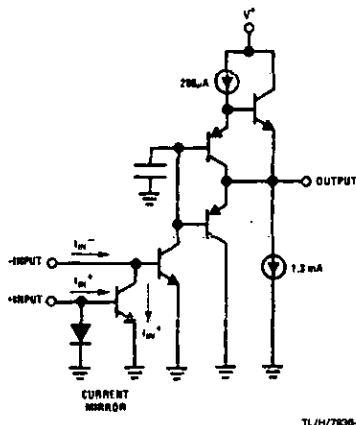
General Description

The LM2900 series consists of four independent, dual input, internally compensated amplifiers which were designed specifically to operate off of a single power supply voltage and to provide a large output voltage swing. These amplifiers make use of a current mirror to achieve the non-inverting input function. Application areas include: ac amplifiers, RC active filters, low frequency triangle, squarewave and pulse waveform generation circuits, tachometers and low speed, high voltage digital logic gates.

Features

- Wide single supply voltage Range or dual supplies $4 V_{DC}$ to $32 V_{DC}$ $\pm 2 V_{DC}$ to $\pm 16 V_{DC}$
- Supply current drain independent of supply voltage
- Low input biasing current 30 nA
- High open-loop gain 70 dB
- Wide bandwidth 2.5 MHz (unity gain)
- Large output voltage swing $(V^+ - 1) V_{p-p}$
- Internally frequency compensated for unity gain
- Output short-circuit protection

Schematic and Connection Diagrams



Order Number LM2900N, LM3900M, LM3900N or LM3301H
See NS Package Number M14A or N14A

LM2900/LM3900/LM3301 Quad Amplifiers

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LM2900/LM3900	LM3301
Supply Voltage	32 V _{DC} ± 18 V _{DC}	28 V _{DC} ± 14 V _{DC}
Power Dissipation (T _A = 25°C) (Note 1)		
Molded DIP	1090 mW	1090 mW
S.O. Package	765 mW	
Input Currents, I _{IN} ⁺ or I _{IN} ⁻	20 mA _{DC}	20 mA _{DC}
Output Short-Circuit Duration—One Amplifier T _A = 25°C (See Application Hints)	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range		-40°C to +85°C
LM2900	-40°C to +85°C	
LM3900	0°C to +70°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C	260°C
Soldering Information		
Dust-In-Line Package		
Soldering (10 sec.)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 sec.)	215°C	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD tolerance (Note 7)	2000V	2000V

Electrical Characteristics T_A = 25°C, V⁺ = 15 V_{DC}, unless otherwise stated

Parameter		Conditions	LM2900			LM3900			LM3301			Units	
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Open Loop	Voltage Gain	Over Temp.										V/mV	
	Voltage Gain	ΔV _C = 10 V _{DC} inverting input	1.2	2.8		1.2	2.8		1.2	2.8			
	Input Resistance			1		1		1		1			MΩ
	Output Resistance			8		8		9		9			kΩ
Unity Gain Bandwidth		Inverting Input		2.5			2.5			2.5		MHz	
Input Bias Current		Inverting Input, V ⁺ = 5 V _{DC} Inverting Input		30	200		30	200		30	300	nA	
Slew Rate		Positive Output Swing Negative Output Swing		0.5			0.5			0.5		V/μs	
Supply Current		R _L = ∞ On All Amplifiers		6.2	10		6.2	10		6.2	10	mA _{DC}	
Output Voltage Swing	V _{OUT} High	R _L = 2k, V ⁺ = 15.0 V _{DC} i _{IN} ⁻ = 0, i _{IN} ⁺ = 0	13.5			13.5			13.5			V _{DC}	
	V _{OUT} Low	i _{IN} ⁻ = 10 μA, i _{IN} ⁺ = 0		0.08	0.2		0.09	0.2		0.09	0.2		
	V _{OUT} High	V ⁺ = Absolute Maximum Ratings i _{IN} ⁻ = 0, i _{IN} ⁺ = 0, R _L = ∞	29.5			29.5			26.0				
Output Current Capability	Source		6	18		6	10		5	18		mA _{DC}	
	Sink	(Note 2)	0.5	1.3		0.5	1.3		0.5	1.3			
	I _{SINK}	V _{OL} = 1V, i _{IN} ⁻ = 5 μA		5			5			5			

Electrical Characteristics (Note 6), $V^+ = 15 V_{DC}$, unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM2900			LM3900			LM3301			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Rejection	$T_A = 25^\circ C, f = 100 \text{ Hz}$		70			70			70		dB
Mirror Gain	$\ominus 20 \mu A$ (Note 3) $\oplus 200 \mu A$ (Note 3)	0.90 0.90	1.0 1.0	1.1 1.1	0.90 0.90	1.0 1.0	1.1 1.1	0.90 0.90	1 1	1.10 1.10	$\mu A/\mu A$
Δ Mirror Gain	$\ominus 20 \mu A$ to $200 \mu A$ (Note 3)		2	5		2	5		2	5	%
Mirror Current	(Note 4)		10	500		10	500		10	500	μA_{DC}
Negative Input Current	$T_A = 25^\circ C$ (Note 5)		1.0			1.0			1.0		mA_{DC}
Input Bias Current	Inverting Input		300			300					nA

Note 1: For operating at high temperatures, the device must be derated based on a $125^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $92^\circ C/W$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. Thermal resistance for the S.O. package is $131^\circ C/W$.

Note 2: The output current sink capability can be increased for large signal conditions by overdriving the inverting input. This is shown in the section on Typical Characteristics.

Note 3: This spec indicates the current gain of the current mirror which is used as the non-inverting input.

Note 4: Input V_{IG} match between the non-inverting and the inverting inputs occurs for a mirror current (non-inverting input current) of approximately $10 \mu A$. This is therefore a typical design center for many of the application circuits.

Note 5: Clamp transistors are included on the IC to prevent the input voltages from swinging below ground more than approximately $-0.3 V_{DD}$. The negative input currents which may result from large signal overdrive with capacitance input coupling need to be externally limited to values of approximately 1 mA. Negative input currents in excess of 4 mA will cause the output voltage to drop to a low voltage. This maximum current applies to any one of the input terminals. If more than one of the input terminals are simultaneously driven negative smaller maximum currents are allowed. Common-mode current biasing can be used to prevent negative input voltages; see for example, the "Differential Circuit" in the applications section.

Note 6: These specs apply for $-40^\circ C < T_A < 85^\circ C$, unless otherwise stated.

Note 7: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Application Hints

When driving either input from a low-impedance source, a limiting resistor should be placed in series with the input lead to limit the peak input current. Currents as large as 20 mA will not damage the device, but the current mirror on the non-inverting input will saturate and cause a loss of mirror gain at mA current levels—especially at high operating temperatures.

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. For example, when operating from a well-regulated $+5 V_{DC}$ power supply at $T_A = 25^\circ C$ with a 100 k Ω shunt-feedback resistor (from the output to the inverting input) a short directly to the power supply will not cause catastrophic failure but the current magnitude will be approximately 50 mA and the junction temperature will be above T_J max. Larger feedback resistors will reduce the current, 11 M Ω provides approximately 30 mA, an open circuit provides 1.3 mA, and a direct connection from the output to the non-inverting input will result in catastrophic failure when the output is shorted to V^+ as this then places the base-emitter junction of the input transistor directly across the power supply. Short-circuits to ground will have magnitudes of approximately 30 mA and will not cause catastrophic failure at $T_A = 25^\circ C$.

Unintentional signal coupling from the output to the non-inverting input can cause oscillations. This is likely only in breadboard hook-ups with long component leads and can be prevented by a more careful lead dress or by locating the non-inverting input biasing resistor close to the IC. A quick check of this condition is to bypass this non-inverting input to ground with a capacitor. High impedance biasing resistors used in the non-inverting input circuit make this input lead highly susceptible to unintentional AC signal pickup.

Operation of this amplifier can be best understood by noticing that input currents are differenced at the inverting-input terminal and this difference current then flows through the external feedback resistor to produce the output voltage. Common-mode current biasing is generally useful to allow operating with signal levels near ground or even negative as this maintains the inputs biased at $1/2 V_{DD}$. Internal clamp transistors (see note 5) catch-negative input voltages at approximately $-0.3 V_{DD}$ but the magnitude of current flow has to be limited by the external input network. For operation at high temperature, this limit should be approximately 100 μA . This new "Norton" current-differencing amplifier can be used in most of the applications of a standard IC op amp. Performance as a DC amplifier using only a single supply is not as precise as a standard IC op amp operating with split supplies but is adequate in many less critical applications. New functions are made possible with this amplifier which are useful in single power supply systems. For example, biasing can be designed separately from the AC gain as was shown in the "inverting amplifier," the "difference integrator" allows controlling the charging and the discharging of the integrating capacitor with positive voltages, and the "frequency doubling tachometer" provides a simple circuit which reduces the ripple voltage on a tachometer output DC voltage.

LM555 Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

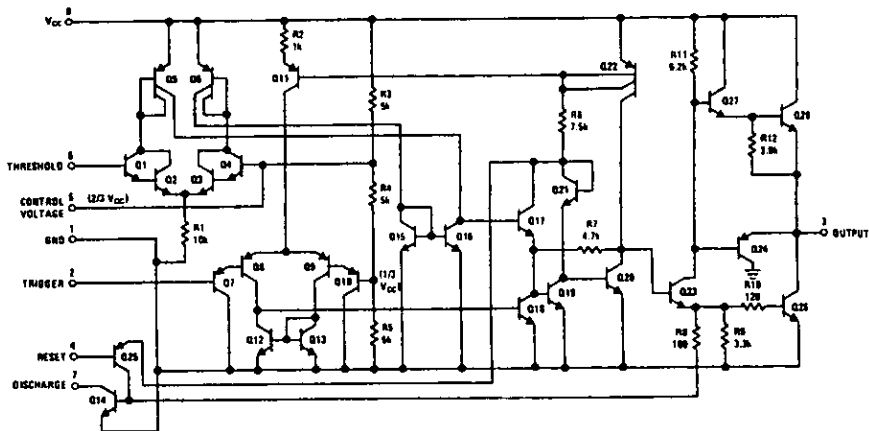
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

Applications

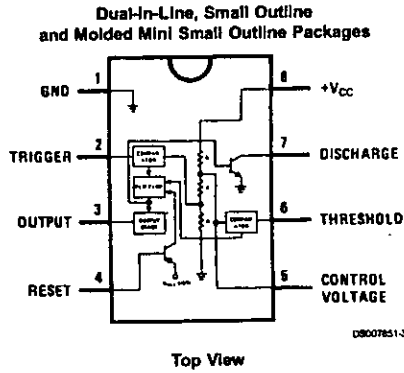
- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Schematic Diagram



DS007851-1

Connection Diagram



Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
8-Pin SOIC	LM555CM	LM555CM	Rails	M08A
	LM555CMX	LM555CM	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LM555CMM	Z55	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LM555CMMX	Z55	3.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MDIP	LM555CN	LM555CN	Rails	N08E

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555CM, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	613 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages	
(SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ (Low State) (Note 4)		3 10	6 15	mA
Timing Error, Monostable					
Initial Accuracy	$R_A = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 5)		1		%
Drift with Temperature			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable					
Initial Accuracy	$R_A, R_B = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 5)		2.25		%
Drift with Temperature			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$		5 1.67		V V
Trigger Current			0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 6)		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9 2.6	10 3.33	11 4	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)					
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I_T = 15\text{mA}$		180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_T = 4.5\text{mA}$		80	200	mV

Electrical Characteristics (Notes 1, 2) (Continued)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$				
	$I_{\text{SINK}} = 10\text{mA}$		0.1	0.25	V
	$I_{\text{SINK}} = 50\text{mA}$		0.4	0.75	V
	$I_{\text{SINK}} = 100\text{mA}$		2	2.5	V
	$I_{\text{SINK}} = 200\text{mA}$		2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$				
	$I_{\text{SINK}} = 8\text{mA}$				V
Output Voltage Drop (High)	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$		12.5		V
	$I_{\text{SOURCE}} = 100\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$	12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of 106°C/W (DIP), 170°C/W (SO-8), and 204°C/W (MSOP) junction to ambient.

Note 4: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

Note 5: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

Note 6: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is 20M Ω .

Note 7: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 8: Refer to RETS555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

APÉNDICE E

PROGRAMA DE ADQUISICIÓN LECTURA Y ALMACENAMIENTO DE LOS DATOS DEL PUERTO PARALELO.

```

#include<dos.h>
#include<bios.h>
#include<stdio.h>
#include<stdlib.h>
#include<conio.h>
#include<io.h>
#include<fcntl.h>

const pMask=0x8b;
unsigned char LeePuerto(unsigned int base);
/*DETECTA LA DIRECCION DEL PUERTO*/

unsigned int BaseLpt(int N)
{
  unsigned int far *Tabla;
  unsigned int Base;
  N=(N-1) & 3;
  Tabla=Mk_FP(0x40,0x0008);
  Base=Tabla[N];
  return(Base)
}
/*Determina o identifica si la señal de reconocimiento se activo
o esta en nivel bajo*/

int ACKbajo(unsigned int Base)
{
  if((inportb(Base+1) & 0x40)== 0)
  return 1;
  else
  return 0;
}
/*Lee del puerto un conjunto de datos de 8 bits*/
unsigned char LeePuerto(unsigned int Base)
{
  unsigned char B;
  unsigned int PB;
  PB=Base+1;
  B=inportb(PB);
  if((B & 0x80) == 0)
  B=(B & 0x38) <<1;
  else
  B=((B & 0x40) << 1 & 0xF0);
}

```

APÉNDICE E

```

B=(B ^ (inportb(PB+1) & 0xF0))^ PMask;
return(B);
}

```

```

void main(void)
{
char Name[80],
unsigned char Valor;
unsigned char Tabla;
unsigned int DB;
int j;
long cont;
FILE *Out;
clrscr();
printf("\n Nombre del archivo donde se almacenaran los datos \n");
gets(Name);
if((Out=fopen(Name,"wt")) == NULL)
{
printf("\n Error al crear el archivo \n");
exit(1);
}
printf("\n INICIALIZANDO EL PUERTO PARALELO.....");
Valor=0x00;
BD=BaseLpt(1);
printf("\n Dir Base: %X",DB);
outportb(DB+2,0x04);
j=0;
printf("\n Cuando estes listo presiona una tecla.....");
getch();
cont=0L;
while(bioskey(1)==0)
{
if(((j=ACKbajo(DB))==0) && 1)
{
Valor LeePuerto(BD);
con++;
printf("\n.");
printf("L[%d]=%x",cont,Valor);
getch();
}
}
fclose(Out);
} □

```