

TUES
1504
J61s
1993
Ej.2

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

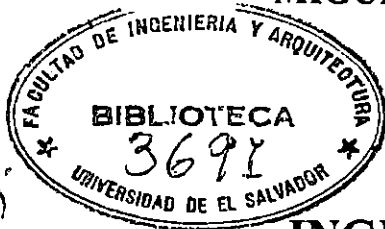


**"SISTEMA DE ADQUISICION DE SEÑALES BIOMEDICAS
PARA LABORATORIOS DE BIOINSTRUMENTACION"**

TRABAJO DE GRADUACION PRESENTADO POR:

NUMA POMPILIO JIMENEZ CORTEZ
MIGUEL ANGEL RAMIREZ HERRERA

15101284
15101284



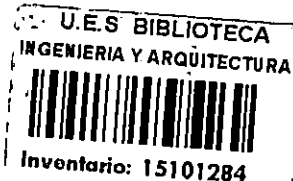
PARA OPTAR AL TITULO DE

INGENIERO ELECTRICISTA

JUNIO DE 1993.

SAN SALVADOR, EL SALVADOR, CENTRO AMERICA.

Recibida: 23/06/93.



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR:

DR. FABIO CASTIILLO FIGUEROA.

SECRETARIO GENERAL:

LIC. MIRNA ANTONIETA PERLA DE ANAYA.

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO:

ING. JUAN JESUS SANCHEZ SALAZAR.

SECRETARIO:

ING. JOSE RIGOBERTO MURILLO CAMPOS.

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR:

ING. RICARDO ERNESTO CORTEZ.

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

TRABAJO DE GRADUACION PREVIO A LA OPCION AL GRADO DE :

INGENIERO ELECTRICISTA

TITULO :

"SISTEMAS DE ADQUISICION DE SENALES BIOMEDICAS
PARA LABORATORIOS DE BIOINSTRUMENTACION"

PRESENTADO POR:

NUMA POMPILIO JIMENEZ CORTEZ
MIGUEL ANGEL RAMIREZ HERRERA

COORDINADOR:



ING. RICARDO ERNESTO CORTEZ



ASESORES:



ING. LUIS RAMON PORTILLO



ING. JOSE MANUEL GAVIDIA

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 31 de Mayo de 1993
en el local de Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica
a las 16:00 horas, con la presencia de las siguientes autoridades de la
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

- 1- Ing. Ricardo E. Cortez
Director de la E.I.E.
- 2- Ing. Jorge A. Galdámez
Secretario de la E.I.E.
- 3- _____

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA
FACULTAD DE INGENIERIA
Y ARQUITECTURA
Universidad de El Salvador

[Handwritten signature]
[Handwritten signature]

Y con el Honorable Jurado de evaluación integrado por las personas
siguientes:

- 1- Ing. Aristides Rosa
- 2- Ing. Antonio Buenaventura Matus
- 3- Ing. Pedro Salvador Alfaro Contreras
- 4- Ing. Luis Ramón Portillo.
- 5- _____
- 6- _____

[Handwritten signature: A. Rosa]

[Handwritten signature: Antonio Buenaventura Matus]
[Handwritten signature: Pedro Salvador Alfaro Contreras]
[Handwritten signature: Luis Ramón Portillo]

Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de
Graduación: "SISTEMA DE ADQUISICION DE SEÑALES BIOMEDICAS PARA LOS LABORATORIOS DE BIO-
INSTRUMENTACION"

a cargo del (los) Br(es): Numa Pompilio Jiménez Cortez
Miguel Angel Ramírez Herrera.

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 9.2
(Nueve punto dos.)

PREFACIO.

El cuidado de la salud es uno de los aspectos sociales más importantes y su crisis en El Salvador se extiende desde la insuficiencia en recursos materiales, deficiente administración, etc., hasta falta de profesionalismo.

La Escuela de Ing. Eléctrica se ha tratado de involucrar en el problema de la salud desde la perspectiva de diseñar sistemas electromecánicos confiables y de bajo costo, para atender necesidades de instrumentación más convencionales, y que normalmente se suplen con equipo extranjero caro.

Este Trabajo de Graduación nace en el marco de creación de la carrera de nivel técnico en Ing. Biomédica en la Universidad, para tratar de preparar personal idóneo que pueda asistir y garantizar el óptimo funcionamiento de equipos de instrumentación médicos.

Mediante este trabajo, se pretende contribuir a crear una infraestructura de laboratorio adecuada, con un instrumento en el que se pueda estudiar el comportamiento de sistemas biológicos, y a la vez sea un medio transparente para conocer los aspectos funcionales y diseño de la instrumentación dedicada.

En este trabajo se presenta el diseño de un Sistema de Adquisición de Datos, el cual está soportado sobre un Computador Personal AT. Dicho instrumento tiene una arquitectura abierta, en la cual se puede montar circuitos de acondicionamiento para una diversidad de variables fisiológicas. El registro de la señal reconstruida de cada variable, se pretende manipular en el dominio digital del computador, para ser almacenada, procesada y presentada en el monitor.

En el Capítulo I se presenta el Marco Teórico, el cual inicia con la descripción de las particularidades de la instrumentación dedicada a la Medicina; posteriormente se trata lo concerniente a los Sistemas de Adquisición de Datos y Control (DA&C) y a la transmisión de Datos con el Computador, haciendo énfasis en la técnica asíncrona. Se hace un breve análisis de la importancia de los sistemas DA&C en la Medicina, y de los Sistemas Médicos Basados en Computadores (SMBC).

También en este Capítulo se presentan varios documentos que sirven de referencia para el diseño del programa de computador que vigila y controla la Adquisición de Datos; entre ellos, se detalla un estudio de casos de software de

aplicación para la Adquisición de Datos y el Control; además se explican algunas características relevantes del ambiente IDE de Turbo Pascal y de las utilidades básicas de Turbo Vision. Por último, el Capítulo contiene un estudio de las variables fisiológicas a medir, desde el enfoque de los sistemas fisiológicos en que se miden y de su importancia clínica.

En el Capítulo II se trata el diseño de los circuitos de acondicionamiento analógico de las variables de interés: Electrocardiograma (ECG), Presión Arterial, Presión Venosa y Flujo en la vía Aérea (vía pulmonar). Primeramente se establecen los requerimientos que debe cumplir cada módulo y la técnica de diseño general. Para cada circuito se explica el desempeño funcional a partir de un diagrama de bloques, y posteriormente se detalla cada etapa con el diagrama circuital y los pasos de diseño empleados.

Seguidamente, se presenta en el Capítulo III de la interface de Adquisición de Datos. Mediante un diagrama de bloques se describe las funciones operativas que resuelve la adquisición de datos y la transmisión de datos mediante señales de protocolo hacia el computador. También se hace mención de los criterios de diseño y de selección de dispositivos, con los cuales se ha desarrollado un diseño compacto, de bajo costo y flexible.

En el Capítulo IV se describe el diseño del programa de Adquisición de Datos, el cual controla el funcionamiento del subsistema de Adquisición de Datos, la interface paralela y el hardware asociado a la computadora. El programa está escrito en lenguaje Pascal, y desarrollado en el ambiente de Turbo Pascal 6.0. A través de un diagrama de flujo se presenta las funciones que realiza el programa, en los distintos modos de operación; también se describen los datos ocupados en los distintos contextos, y además el diseño arquitectónico de la codificación del programa.

Finalmente, el documento contiene una sección de anexos en el cual se han reunido las hojas de datos de los componentes electrónicos, transductores, herramientas de software y el listado del programa.

RESUMEN.

El presente trabajo tiene como objetivo construir un Sistema de Adquisición de Datos basado en un Computador Personal 286, para recolectar información de seres vivos en ambientes de laboratorio. Este Sistema se espera emplear en la enseñanza de Bio-Instrumentación.

El Sistema a construir comprende: un gabinete modular, que soporte el funcionamiento simultáneo de ocho módulos acondicionadores (cuatro son construidos en este Trabajo); una tarjeta de transmisión de datos por interrupciones, y un programa elemental que soporte la presentación y almacenamiento en bruto de los datos.

La arquitectura de dicho sistema es completamente abierta. Esto implica que en el futuro se pueda sustituir cualquier elemento del Sistema de Adquisición, para mejorar el desempeño o para habilitar que el equipo trabaje con otra operación. Los principios de diseño deben ser simples de manera que se pueda entender la operación de equipos médicos comerciales que posean un esquema de adquisición de datos.

Los módulos de acondicionamiento realizados son cuatro, y registran las señales de ECG, Presión Arterial, Presión Venosa y Flujo Aéreo. Estos acondicionadores polarizan los transductores (si requiere), accoplan, amplifican, desplazan y limitan la banda de frecuencias de la señal.

La interface de adquisición realizada es capaz de adquirir ocho canales simultáneos, con canal de aterrizado simple, rango de amplitud de entrada de $[0,5]$ V, frecuencia de adquisición variable (hasta 40KHz), resolución de 8 bits, con nivel de interrupción programable. El método de transmisión de datos se basa en señales de protocolo.

El programa que se ha diseñado está escrito en Pascal y es capaz de almacenar, procesar y presentar gráficamente los datos en tiempo real; el almacenamiento en línea se hace en la RAM y el tiempo máximo de adquisición es limitado por la memoria libre disponible; una vez terminada la adquisición los datos pueden ser enviados al disco duro o un disco flexible. El procesamiento consiste en preparar cada pixel en base al canal, color, parámetros de reconstrucción, escalamiento y filtrado digital. La presentación es realizada mediante un gráfico de amplitud contra tiempo, el cual se renueva a medida que se colectan los datos. Se tiene también un mecanismo de presentación en post-adquisición, con el cual se puede revisar archivos con datos recolectados previamente; este mecanismo ocupa técnicas de imágenes basadas en mapas de bits.

AGRADECIMIENTOS.

Con mucho cariño quiero brindar unas palabras de agradecimiento a todas las personas que han sido compañía y aportadoras de diferentes maneras para el logro de mi titulación como Ingeniero.

Primeramente, agradezco a mis padres Josefina Cortez de Jiménez y Numa Pompilio Jiménez por su amor, apoyo y sacrificio durante toda la carrera. También quiero expresar la enorme gratitud a mis hermanos Sandra Lorena, Gerson Enós y Ulises Onán por su apoyo, confianza y amor, el cual ha sido importante principalmente en las horas tristes y de sacrificio.

A todos mis amigos también quiero expresarles la gratitud por brindarme algo tan simple e importante, la amistad. Especialmente, quiero recalcar gracias muy sinceras a mis compañeros de estudios Jaime Amaya, Juan Carlos Peralta y Sam Urrutia por la compañía y ayuda durante los años tres últimos de estudio; también, quiero agradecer el aporte y amistad de los compañeros que estuvimos haciendo en la misma época el Trabajo de Graduación, por la solidaridad y profesionalismo en aportar sugerencias, información y ayuda. También un muy especial agradecimiento a Sonia Cortez, Aracely, Carolina, Adry, Griselda y Sonia Aracely por la amistad y apoyo.

Otros compañeros especiales son todos aquellos con los cuales hemos compartido tareas en beneficio de los estudiantes, de la Universidad, que esperamos hayan contribuido de algún modo al país.

También quiero expresar especialmente las gracias a Miguel Angel por haberme soportado y comprendido, en el largo camino del Trabajo de Graduación donde su aporte contribuyó al enorme éxito que alcanzamos.

A Dios todopoderoso, mi familia y amigos, a mis maestros, compañeros y trabajadores universitarios

GRACIAS.

Numa Pompilio Jiménez.

AGRADECIMIENTOS

AGRADEZCO DE TODO CORAZON A DIOS TODO PODEROSO EN PRIMER LUGAR. A MIS PADRES Y HERMANOS, A MI ABUELO, A MI NOVIA Y TODOS MIS FAMILIARES, A MIS HERMANOS DE LUCHA COTIDIANA QUE CONOCIERON EL SACRIFICIO QUE SIGNIFICO SER ESTUDIANTE EN LAS CONDICIONES QUE VIVIMOS EN ESTE DURO, PERO AL FINAL GRANDIOSO PERIODO DE NUESTRO PAIS.

DE MANERA ESPECIAL AGRADEZCO A TODOS LOS COMPANEROS QUE OFRENDARON SU VIDA POR CREER QUE EN ESTE PAIS PODIA HABER JUSTICIA Y EDUCACION PARA TODOS. A TODOS ELLOS Y LOS QUE AUN SIGUEN SONANDO EN ESE NOBLE IDEAL LES DIGO "SIGAMOS ADELANTE".

MIGUEL ANGEL RAMIREZ HERRERA.

TABLA DE CONTENIDOS

Pág.

CAPITULO I: MARCO TEORICO	
1.0	1
1.1	2
1.2	10
1.2.1	12
1.2.2	13
1.2.3	25
2.0	29
2.1	29
2.2	30
3.0	31
3.1	32
3.1.1	33
3.1.2	41
3.2	56
3.3	57
3.4	57
4.0	91
4.1	91
4.2	93
4.3	95
4.4	97
4.5	98
4.6	99
4.7	100
4.8	113
5.0	116
5.1	116
5.2	136
CONCLUSIONES	145
BIBLIOGRAFIA	147

CAPITULO II: DISENO DE CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO

1.0 DISENO DE LA CIRCUITERIA ANALOGICA PARA EL REGISTRO DEL ELECTROCARDIOGRAMA	151
1.1 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION	153
1.2 ETAPA DE RECHAZO DE VOLTAJES OFFSET	154
1.3 ETAPA DE AISLAMIENTO	155
1.4 FILTRO PASO BAJO	157
1.5 GANANCIA VARIABLE	158
1.6 GANANCIA VARIABLE	159
1.7 LIMITADOR DE AMPLITUD	160
1.8 ETAPA DE DESPLAZAMIENTO	161
1.9 SENAL DE CALIBRACION	162
2.0 ACONDICIONAMIENTO DE LA SENAL DE PRESION ARTERIAL ..	164
2.1 CIRCUITO DE SUMINISTRO DE VOLTAJE	164
2.2 CIRCUITO DE CALIBRACION	165
2.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION	166
2.4 AJUSTE DE OFFSET	167
2.5 SUMADOR	167
2.6 GANANCIA VARIABLE	168
2.7 FILTRO	169
2.8 SALIDA A OSCILOSCOPIO	170
3.0 ACONDICIONAMIENTO DE LA SENAL DE PRESION VENOSA ..	171
3.1 CIRCUITO DE ALIMENTACION	172
3.2 CIRCUITO DE CALIBRACION	172
3.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION	173
3.4 AJUSTE DE OFFSET	173
3.5 SUMADOR	174
3.6 GANANCIA VARIABLE	174
3.7 FILTRO	175
3.8 SALIDA A OSCILOSCOPIO	175
4.0 ACONDICIONAMIENTO DE LA SENAL DE FLUJO AEREO	176
4.1 CIRCUITO DE ALIMENTACION DE VOLTAJE	177
4.2 CIRCUITO DE CALIBRACION	178
4.3 AJUSTE DE OFFSET	179
4.4 SUMADOR	179
4.5 ETAPA DE GANANCIA VARIABLE	180
4.6 FILTRO PASO BAJO	181
4.7 SALIDA A OSCILOSCOPIO	181
CONCLUSIONES	182
BIBLIOGRAFIA	183

CAPITULO III: DISEÑO DE INTERFAZ DE ADQUISICIÓN DE DATOS

1.0	CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA	185
2.0	DIAGRAMA DE BLOQUES	185
3.0	SELECCIÓN DE DISPOSITIVOS	186
4.0	DESCRIPCIÓN DETALLADA DE DISPOSITIVOS	188
5.0	ANÁLISIS EN TIEMPO DE LAS SEÑALES DEL SISTEMA Y DISEÑO LÓGICO	201
	CONCLUSIONES	212
	BIBLIOGRAFÍA	213

CAPITULO IV: DISEÑO DE SOFTWARE DE ADQUISICIÓN DE DATOS

1.0	DISEÑO DEL SISTEMA DE SOFTWARE	215
2.0	DESCRIPCIÓN DEL DISEÑO	218
2.1	DESCRIPCIÓN DE DATOS	218
2.2	FLUJO DE DATOS	223
3.0	ESTRUCTURA ARQUITECTÓNICA	231
	CONCLUSIONES	233
	BIBLIOGRAFÍA	235
	CONCLUSIONES GENERALES Y RECOMENDACIONES	236
	BIBLIOGRAFÍA GENERAL	238
	ANEXOS	241

LISTA DE FIGURAS

FIGURA.	Pág.
1.1 Sistema de Instrumentación Generalizado.	2
1.2 Ejemplos de transductores.	6
1.3 Transductores Inteligentes	8
1.4 Sistema de Adquisición de datos y control, DA&C.	11
1.5. Comunicación de datos entre el periférico y la interface.	13
1.6. Diagrama de tiempos de señales de protocolo.	14
1.7 Diagrama de bloques del controlador de interrupciones programables INTEL 8259A.	21
1.8 Trazo de un ECG normal. mostrando las ondas e intervalos de mayor interés.	32
1.9 Interface Electrodo-electrolito.	35
1.10. Circuito Equivalente para un electrodo de biopotencial.	36
1.11. Circuito equivalente de un electrodo acoplado a la superficie del cuerpo.	38
1.13. Electrodo de succión metálico.	39
1.14. Diferentes tipos de electrodos.	40
1.15. Electrodos de tipo flexible.	40
1.16. Electrodos internos.	42
1.17. Diagrama de Bloques de un Electrocardiógrafo.	44
1.18. Efectos de la distorsión en frecuencia en un ECG.	46
1.19. Efectos de la distorsión por corte o saturación en un ECG.	47

1.20. (a) Ejemplo de un lazo de tierra entre un electrocardiógrafo y otra máquina eléctrica conectada al mismo paciente. (b) El lazo de tierra puede ser eliminado conectando las dos máquinas a la misma tierra y con una sola conexión al paciente.	48
1.21. Efecto de un transiente de voltaje en un ECG.	52
1.22. (a) Interferencia de la línea de potencia de 60 Hz. (b) Interferencia electromiográfica en el ECG.	52
1.23. Modelo de acople capacitivo entre las líneas de potencia, los alambres de derivaciones y el electrocardiógrafo.	53
1.24. Corriente fluyendo desde la línea de potencia a través del cuerpo y la impedancia de tierra, creando así un voltaje en modo común sobre todo el cuerpo.	55
1.25. (a) Campo magnético atravesando una área apreciable de la espira efectiva. (b) Área de la espira efectiva reducida a niveles adecuados.	56
1.26 Unidad de strain gages con cuatro grupos de alambres sensitivos al deformamiento montados en una estructura (F) y un miembro movable (M). (b) Puente Wheatstone con sus cuatro elementos.	61
1.27 Strain Gages de estado sólido.	62
1.28 Transductor de cuatro sensores, colocados como Puente de Wheatstone.	63
1.29 Ilustración de la respuesta real del transductor de presión, BSL, Span, Linealidad.	67
1.30 Arreglo de diodo para compensación del span.	72
1.31 Método de compensación de temperatura usando un transistor.	73
1.32 Método de compensación de temperatura usando una fuente de corriente constante.	74
1.33 Modelo del sistema de transducción.	76
1.34 Respuesta característica de un transductor de presión.	77

1.35	Representación gráfica de los errores offset.	78
1.36	Representación gráfica de los errores span.	78
1.37.	Se esquematiza las distintas alternativas software para la Adquisición y el Control.	92
1.38	Jerarquía de objetos de Turbo Vision.	102
1.39	Instrumentación Virtual basada en PC's.	105
1.40	Sistema conductor del corazón. Los potenciales de acción de los nodos y del músculo auricular y ventricular se muestran a la derecha, todos graficados sobre el mismo eje de tiempo, pero con diferente punto en la escala vertical.	117
1.41	Transmisión del impulso cardíaco a través del corazón y tiempo de aparición (en fracciones de segundo) el las diversas partes del corazón.	118
1.42	Descarga rítmica de una fibra nodal SA.	121
1.43	Estructura del corazón, y curso del flujo de sangre a través de las cámaras cardíacas.	123
1.44.	Acontecimientos del ciclo cardíaco: cambios de presión en la aurícula izquierda, ventrículo izquierdo, aorta, volumen ventricular, electrocardiograma y fonocardiograma.	125
1.45	Electrocardiograma normal.	126
1.46	Disposición usual de los electrodos para registrar las derivaciones electrocardiográficas estándar. Encima del tórax se ha dibujado el triangulo de Einthoven.	129
1.47	Conexiones del cuerpo con el electrocardiógrafo para registrar derivaciones torácicas.	130
1.48	Electrocardiograma normal con el corazón en posición horizontal, mostrando las derivaciones torácicas.	131
1.49	Electrocardiogramas normales registrados en las tres derivaciones aumentadas de extremidades.	132
1.50	Representación esquemática de la circulación, mostrando las porciones distensibles y las resistencias de las dos circulaciones, pulmonar y mayor.	132

1.51	Relaciones entre presión, resistencia y flujo sanguíneo.	133
1.52	Presiones sanguíneas en las diferentes porciones del sistema circulatorio.	134
1.53	Cambios de presiones sistólica, diastólica y media con la edad. Las zonas sombreadas indican los límites normales.	135
1.54	Espirómetro registrador.	138
1.55	Cambios en las presiones intrapleurales (intratorácica) e intrapulmonar relativa a la presión atmosférica durante la inspiración y espiración.	140
1.56	Estructura del pulmón, A; Alvéolo anatómico; CA, conducto alveolar; CR, bronquiolo respiratorio; BT, bronquiolo terminal.	141
1.57	Volúmenes pulmonares y algunas mediciones relacionadas con la mecánica respiratorias. El diagrama superior derecho representa las excursiones de un espirómetro graficadas en relación temporal.	142
2.0	Función de transferencia de un transductor de presión: respecto a su salida (a); y (b) respecto a la entrada del ADC.	150
2.1	Diagrama de bloques para la circuitería de condicionamiento analógico para la señal del ECG.	152
2.2	Amplificador de Instrumentación.	154
2.3	Circuito utilizado para la eliminación de voltajes Offset introducidos por electrodos para biopotencial. El amplificador tiene una ganancia de 10 y rechazo de corrientes de polarización por medio de resistencias de alta impedancia colocadas a las entradas de amplificador.	155
2.4	Etapa de aislamiento.	156
2.5	Filtro Paso Bajo con frecuencia de corte de 100Hz para limitar la banda de frecuencias del ECG.	158
2.6	Etapa de ganancia variable para salida a osciloscopio.	159

2.8 Etapa de ganancia variable para la salida a la interface.	159
2.8 Función de Transferencia del Limitador.	160
2.9 Circuito Limitador de Amplitud.	161
2.10 Circuito para desplazamiento de señales.	162
2.11 Circuito para la señal de calibración.	163
2.12 Forma de onda de la señal de calibración	163
2.13 Diagrama de bloques del sub-sistema de medición de presión arterial.	164
2.14. Excitación para el transductor BP01. El circuito se basa en la combinación de precisión del AD584 y el suministro de corriente del OP27.	165
2.15. Circuito para la señal de calibración del módulo de acondicionamiento de presión venosa.	166
2.16. Etapa de suma para efectuar la corrección del voltaje de offset del transductor BP01.	167
2.17. Configuración del filtro paso bajo Sallen y Kelly de segundo orden.	169
2.18 Etapa de amplificación para salida a un osciloscopio (CRO). La ganancia varía entre 1 a 10.	170
2.19 Diagrama de bloques del Circuito de Acondicionamiento de Presión Venosa.	171
2.20. Etapa que sirve para suministrar la excitación del transductor BP01 a 5V, con lo cual su sensibilidad es de 50 μ V/mmHg.	172
2.21 Circuito para la señal de calibración del módulo de acondicionamiento de presión venosa.	173
2.22 Etapa de suma para eliminar el voltaje de offset del transductor BP01.	174
2.23 Filtro Butterworth Paso Bajo con frecuencia de corte de 50 Hz.	176
2.24 Etapa de ganancia variable para facilitar la presentación de la señal en un osciloscopio.	176

2.25	Diagrama de Bloques para el acondicionamiento de la señal de flujo aéreo.	177
2.26.	Etapa que sirve para proporcionar el suministro de potencia al transductor 163SC01D48.	177
2.27	Circuito para la señal de calibración del módulo de acondicionamiento de presión venosa.	178
2.28.	Etapa que sirve para obtener una modificación de la línea base.	178
2.29.	Etapa de Suma de las señales provenientes del transductor y del nivel dc para la corrección del offset del transductor 163SC01D48	179
2.30.	(a) Configuración no inversora del amp op; (b) Red diseñada para proporcionar ganancia.	180
3.1	Diagrama del Sistema de Adquisición de Datos y Control.	187
3.2.	Diagrama de bloques de la PPI 8255A.	188
3.3.	Condiciones de operación básica del 8255A	189
3.4.	Formato de definición del modo	191
3.5.	Formato Bit SET/RESET.	191
3.6.	Diagrama pictórico del Modo 1 de la PPI 8255A.	193
3.7	Diagrama de señales de tiempo del 8255A.	194
3.8.	Diagrama de bloques del PIT8253/5.	195
3.9.	Diagrama de bloques del sistema de Adquisición de Datos Si86001.	200
3.10.	Diagrama de señales para el DAS Si86001.	201
3.11.	Generación de señales ALC y START.	202
3.12.	Secuencia de las señales de comunicación entre la PPI8255A y el DAS Si8601.	203
3.13.	Circuito de generación de la señal OE.	204
3.14.	Componentes de comunicación entre PPI y DAS.	204

3.15. Diagrama de señales para la Interface de Adquisición y control.	205
3.16 Distribución de líneas para selección de periférico	209
3.17. Generación de CS1	209
3.18. Diagrama de bloque de circuito salidas de CS.	210
3.19. Interface de Adquisición de Datos de ocho bits.	211
4.1. Papel del elemento software.	216
4.2. Diagrama de los bloques más generales del subsistema de software.	217
4.3 Flujo de datos de entrada/salida de la interface. Las flechas saliendo significan que los datos van hacia el bus de datos de la PC.	219
4.4 Datos obtenidos desde el Hardware presente en la plataforma PC..	220
4.5 Diagrama de Flujo de Datos del programa Quetzaltcoatl.	224

LISTA DE TABLAS

TABLA	Pág.
1.1 Rangos de magnitud y frecuencia de mensurandos.	4
1.2 Mapa de distribución de memoria RAM para el sistema AT.	19
1.3 Localización de vectores de interrupción para el sistema AT.	20
1.4 Niveles de Interrupción para el Sistema AT.	22
1.5 Sistemas médicos basados en computadora categorizados como controladores, manejadores de información y en herramientas de diagnóstico.	30
1.6 Propiedades de materiales medidores de deformamiento	60
1.7 Valores seleccionados de Resistencia vrs. V_s .	74
1.8 Valores de resistencia seleccionados para varios valores de V_s .	75
1.9 Errores Offset y Span.	79
1.10 Especificaciones del transductor de presión LX1604D.	85
1.11 Resultados para la aplicación de [-2,200]mmHg.	90
1.12 Resultados para la aplicación de [-20,120]cmH ₂ O.	91
1.13 Productos Software para Adquisición de Datos y Control.	92
1.14 Condiciones estándar a las que se refieren las mediciones donde intervienen volúmenes gaseosos.	138
1.15 Componentes que determinan el trabajo al efectuar una inspiración en reposo y la contribución relativa de cada uno expresado en porcentaje.	144
3.1. Estados de señales del PIC 8253-5.	197
3.2. Formato de la palabra de control.	198

CAPITULO

I

MARCO TEORICO.

Introducción.

En el presente capítulo se pretende establecer los fundamentos teóricos que serán la base de este Seminario de Graduación.

Primeramente, se expondrá las características distintivas de la instrumentación electrónica dedicada al cuidado de seres humanos, y muy especialmente se tratará a aquellos equipos basados en computadoras para el registro y procesamiento digital de señales fisiológicas; abordaremos más tarde, los parámetros que se van a monitorear en esta aplicación definiendo las restricciones de carácter eléctrico que regirán el diseño, así como también, la importancia clínica de tales variables; en este punto, dedicamos toda una sección para la conceptualización fisiológica de los sistemas cardiovascular y respiratorio que son objeto de estudio presente.

En la sección 2 se aborda completamente los métodos de adquisición de datos por computadora, haciendo un análisis exhaustivo de la comunicación de señales con el computador. El análisis hace énfasis en los aspectos de hardware como de software. También se ha dedicado la sección 3 para explicar los conceptos en que se fundamenta el diseño de estructura de datos, procedimental y arquitectónico del software que resuelve la adquisición de datos.

1.0 CONCEPTOS BASICOS DE INSTRUMENTACION.

Por siglos sin instrumentación, los médicos fueron hábiles en el uso de sus cinco sentidos para adquirir información de diagnóstico. Los instrumentos médicos de hoy usan transductores, dispositivos de procesamiento de señal y de presentación, para convertir información recolectada sobre sistemas vivos a una forma entendible. Las mediciones

médicas son necesarias para el diagnóstico, monitoreo e investigación.

La exactitud requerida para cada propósito influencia el método de medición y la complejidad del instrumento. Los instrumentos usados para el diagnóstico y el monitoreo típicamente tienen los más bajos requerimientos debido a que el objetivo es el de determinar sólo si una variable está dentro de ciertos límites. *En el diseño de instrumentos médicos, se debe hacer lo posible por no alterar la cantidad a ser medida; también tiene que ser considerada con mucho detenimiento los principios de seguridad para proteger a los pacientes y personal médico.*

1.1 SISTEMA DE INSTRUMENTACION GENERALIZADO.

Cada sistema de instrumentación tiene al menos alguno de los componentes funcionales presentados en la figura 1.1. El flujo primario de información es de izquierda a derecha.

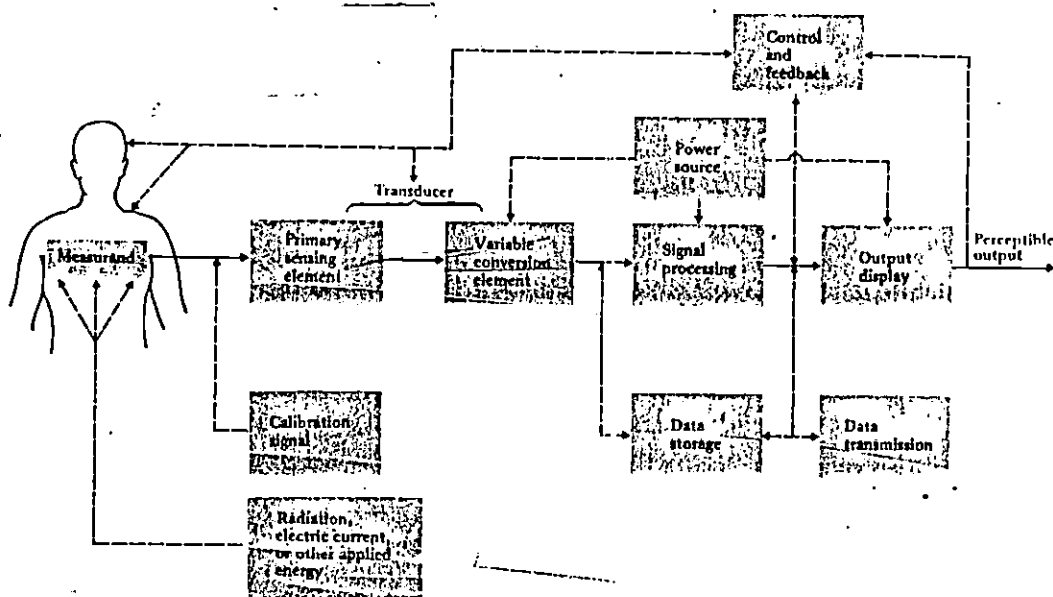


Figura 1.1 Sistema de Instrumentación Generalizado. El transductor convierte la energía o información desde el mensurando a otra forma (usualmente eléctrica). Esta señal es entonces procesada y presentada de modo que los humanos puedan percibir la información. Los elementos y conexiones presentados por líneas punteadas son opcionales para algunas aplicaciones.

Los elementos y relaciones representadas por las líneas punteadas no son esenciales. La mayor diferencia entre este sistema de instrumentación médica y los sistemas de instrumentación convencionales es que la fuente de las

señales esta en la piel viva (por ejemplo el potencial eléctrico del corazón), o en la energía aplicada a la piel (radiación ionizante de equipos nucleares).

A continuación se explicará en detalle cada una de las partes del sistema.

MENSURANDO.

La cantidad, propiedad o condición física que el sistema mide se denomina **mensurando**. La accesibilidad de el mensurando es importante en la determinación completa de la medición; puede ser interna (como la presión cardíaca), superficial (como los potenciales bioeléctricos), o que emane desde el cuerpo (como la radiación infrarroja).

La mayoría de mediciones medicamente importantes pueden ser agrupadas en las siguientes categorías:

- Biopotencial.
- Presión.
- Flujo.
- Desplazamiento.
(Incluye velocidad, aceleración y fuerza)
- Impedancia.
- Temperatura.
- Concentración química.

En la tabla 1.1 aparece una lista de mensurandos y técnicas corrientes, proporcionándose los rangos típicos en magnitud y ancho de banda; estos rangos son aproximados y pueden ser expandidos dependiendo del propósito de la medición. Puede observarse que los rangos de los parámetros son bajos en relación a los que se encuentran en aplicaciones industriales; por ejemplo la mayoría de voltajes están en el orden de los microvoltios (μV) y el de las presiones es bastante bajo (alrededor de $100 \text{ mmHg} = 1.93 \text{ psi} = 13.3 \text{ KPa}$).

También, todas las señales listadas están en el rango de audiofrecuencias o abajo, y muchas de esas señales están compuestas de armónicos de baja frecuencias y de dc. Los Rangos de medición y la frecuencia de los parámetros a medir, son los factores que influyen en el dimensionamiento de los componentes del instrumento a diseñar.

TRANSDUCTOR.

Generalmente un transductor¹ es definido como un dispositivo que convierte una forma de energía a otra, usualmente eléctrica. Pueden ser clasificados en forma general como transductores de entrada y de salida, su diferencia fundamental esta en que si la señal de entrada es una variable física que represente fuerza, presión, temperatura, flujo, etc.; así por ejemplo, el termistor es un transductor de entrada (ver figura 1.2), que modifica su resistencia (y luego, un voltaje) de acuerdo a la variación de la temperatura; mientras que una bocina (o speaker), es un transductor de salida que produce ondas acústicas, de acuerdo a la señal eléctrica con que se le excita. En la discusión siguiente se hará referencia simplemente como transductores, a los transductores de entrada.

Tabla 1.1 Rangos de magnitud y frecuencia de mensurandos.

PARAMETRO O TECNICA DE MEDICION	RANGO DE MAGNITUD	ANCHO DE BANDA(Hz)	METODO O TRANSDUCTOR
Ballistocardiografia	0-7 mg	dc-10 dc-10	Acelerómetro, strain gage Desplazamiento (LVDT)
Presión en la vejiga	1-100cmH ₂ O	dc-10	Manómetro de strain gage
Flujo sanguíneo	1-300ml/s	dc-20	Flujómetro
Presión sanguínea Arterial	10-400mmHg	dc-50	Manómetro de Auscultación
Venosa	25-400mmHg	dc-60	
Gases en la sangre			
PO	30-100mmHg	dc-2	Electrodo
PCO	40-100mmHg	dc-2	Electrodo
PN	1-3mmHg	dc-2	Electrodo
PCO	0.1-0.4mmHg	dc-2	Electrodo
pH de la sangre	6.8-7.8unid.pH	dc-2	Electrodos electroquímicos
Electrocardiografia (ECG)	0.5-4mV	0.01-250	Electrodos metálicos
Electroencefalografia (EEG)	5-300µV	dc-150	Electrodos
Electrocorticografia	10-5000µV	dc-150	Electrodos
Electrogastrografia	10-1000µV	dc-1	Electrodos

¹ El Webster's New Collegiate Dictionary define transductor como un dispositivo que es activado por la potencia de un sistema y suministra potencia, usualmente en otra forma, a un segundo sistema.

Tabla 1.1 Rangos de magnitud y frecuencia de mensurandos.

PARAMETRO O TECNICA DE MEDICION	RANGO DE MAGNITUD	ANCHO DE BANDA(Hz)	METODO O TRANSDUCTOR
Electromiografía (EMG)	0.1-5mV	dc-10000	Electrodos
Potenciales en los ojos			
Electrooculografía (EOG)	50-3500µV	dc-50	Electrodos
Electroretinografía (ERG)	0-900µV	dc-50	Electrodos
Respuesta galvánica de la piel (GSR)	1-500KΩ	0.01-1	Electrodos
pH gástrico	3-13unid.pH	dc-1	Electrodos
Presión gastrointestinal	0-100cmH ₂ O	dc-10	Manómetro de strain gage
Fuerzas gastro-intestinales	1-50g	dc-1	Sistema de desplazamiento
Potenciales nerviosos	0.01-3mV	dc-10000	Electrodos
Fonocardiografía (PCG)	Rango dinámico de 80 dB	5-2000	Micrófono
Pletismografía (Cambio de volumen)	Varía con órgano	dc-30	Cambio de impedancia
Circulación	0-30ml	dc-30	Cambio de impedancia
Funciones respiratorias			
Neumotacografía	0-600 l/min	dc-40	Neumotacógrafo
Tasa respiratoria	2-50 lat./min	0.1-10	Strain gage
Volumen tidal	50-1000 ml/lat	0.1-10	Métodos anteriores
Temperatura corporal	32-40°C		Termocupla o termistor

Otras formas de clasificar a los transductores es por el número de puertos de energía, por la variable de entrada, por el elemento de sensor y por la configuración de circuito.

Desde el punto de vista de la energía, hay dos clases de transductores: activos y pasivos. Un transductor activo o de autoregeneración es uno que tiene una entrada y una salida (es decir, dos puertos de energía). Toda la energía eléctrica en la salida es producto únicamente de la entrada

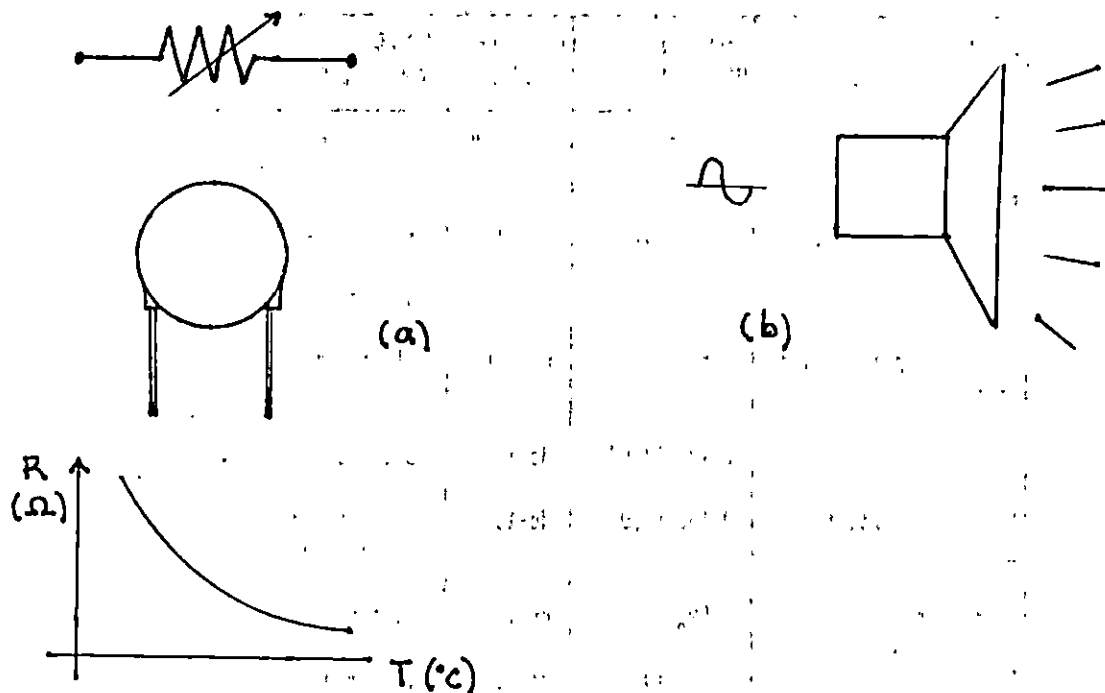


Figura 1.2 Ejemplos de transductores: (a) de entrada, con un termistor el cual es un elemento cuya resistencia varía con la temperatura; (b) de salida, con una bocina (speaker) que produce una onda mecánica (sonido) de acuerdo a la señal de excitación.

física y debido a esto su salida es casi siempre de baja energía, requiriendo de amplificación; ejemplos de estos incluyen termocuplas, micrófonos de cristal y fotodiodos en modo fotovoltaico.

Un transductor pasivo tiene una entrada física, una salida eléctrica y una entrada de excitación eléctrica (es decir, tres puertos de energía). La entrada física, en efecto, modula la excitación; ejemplos de este tipo son los puentes y strain gages de resistencia, termómetros de resistencia de platino, y sensores de temperatura de estado sólido. Una característica importante de estos dispositivos es si son ratiométricos, es decir, si el rango de la señal de salida varía proporcionalmente con el valor de la excitación de entrada.

El transductor debería responder sólo a la forma de energía presente en la medición excluyendo todas las demás; también, su enlace con el sistema viviente debe minimizar la energía extraída. Estas características influyen directamente la exactitud de la medición. Por parte del transductor, en su construcción se toma en cuenta las fuentes de error, para minimizar su influencia y ganar confiabilidad, teniendo en contraparte el costo del producto.

La alta sensibilidad a una amplia variedad de fenómenos, su casi perfecta libertad de histéresis mecánica, su estabilidad y singular robusticidad hacen muy atractivo al silicio para fabricar sensores pequeños y de gran desempeño.

En un principio, el uso de estos dispositivos estaba muy restringido a pocas aplicaciones; sin embargo con los microprocesadores proliferando y disminuyendo en precio a unos pocos dólares, hay una creciente demanda para sensores pequeños y de bajo costo, capaces de interfasar esta inteligencia semiconductor con eventos del mundo analógico.

Quizá el campo de aplicación más excitante de los transductores de estado sólido está en la biomedicina, las cuales se extienden desde las altamente comerciales hasta los altamente esotéricos. La construcción de medidores de presión sanguínea ilustra lo primero, en donde se tiene a disposición transductores que ponderan la presión en unidades absolutas, diferenciales y gages; también su costo es bajo: National Semiconductor ofrece la serie LXxxxx en \$20.00 cada elemento, en lotes de 100 unidades.

En laboratorios de avanzada de universidades y de la industria de los países del primer mundo, se están poniendo transductores de estado sólido a trabajar en paquetes electrónicos implantables; tales sensores se están desarrollando para medir presiones intracraneal para aplicaciones neuroquirúrgicas; presiones intrauterinas para aplicaciones de obstetricia²; presión de aire para aplicaciones respiratorias; presión sanguínea para aplicaciones quirúrgicas y de cuidados intensivos, e igualmente presiones aéreas y líquidas en cavidades urinarias y abdominales para ayudar en el diagnóstico de enfermedades en estas regiones.

Por ejemplo, la Stanford Electronics Laboratory de la Universidad de Stanford, California, E.U., ha desarrollado un arreglo multielectrodo de ocho canales, de tantalio sobre zafiro, usado en forma invasiva para la estimulación eléctrica en un sistema de auxilio para sordos (el arreglo monolítico actúa como interfase entre el sistema nervioso humano y otros circuitos electrónicos auditivos).

Otro desarrollo biomédico está en un transductor de presión de silicio para aplicaciones implantables y conteniendo la electrónica de condicionamiento de señal en un mismo chip de 24x24 mil., desarrollado por John Boriky del Air Force's Institute of Technology en Wright-Patterson Air Force Base y por Kinsall Wise de la Universidad de Michigan, Ann Arbor; el diseño de segunda generación tiene una resolución de 1

² Obstetricia: Parte de la medicina que trata de la gestación, el parto y el puerperio.

mmHg; su linealidad es del 1%. sobre un rango de presión de [0.250]mmHg. El sensor y su circuitería de acondicionamiento de señal no requiere de otros componentes externos y se activa mediante dos conexiones exteriores. Otros tipos de sensores, han sido diseñados para ser introducidos mediante un catéter, teniendo un diámetro inferior a 1.5mm.

Otro progreso del campo de la microelectrónica es la integración en un sólo paquete del transductor, la circuitería de acondicionamiento y el microprocesador, con el fin de disponer de un sensor inteligente (ver figura 1.3); aplicaciones de este tipo de dispositivos no son frecuentes por poseer una gran especificidad en su uso y elevado costo. En el mercado los componentes que están siendo demandados son aquellos que ofrecen un voltaje condicionado, y la mejora de sus características es principalmente el interés de las compañías fabricantes.

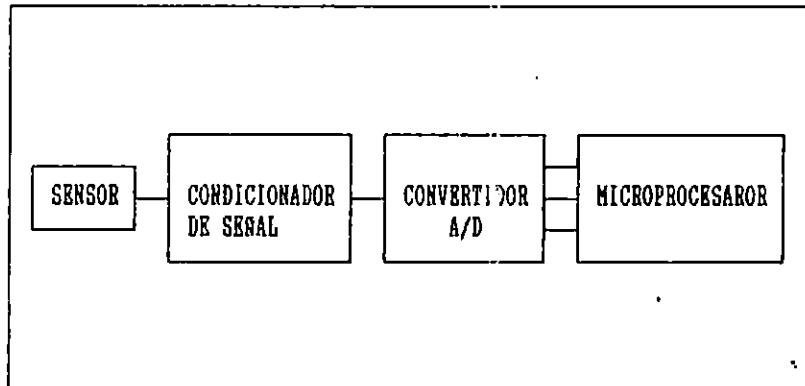


Fig.1.3 El avance de la tecnología microelectrónica y la apertura de mercados han permitido el advenimiento de transductores que integran en una sólo oblea el elemento de transducción y la circuitería de acondicionamiento; existen también los sensores inteligentes que contienen su propio microprocesador.

CONDICIONAMIENTO DE SENAL.

Usualmente la salida del transductor no puede ser directamente acoplada al dispositivo de presentación. Los condicionadores de señal simples pueden solamente amplificar y filtrar la señal o solamente acoplar la impedancia del transductor a la presentación. Es sumamente frecuente que la salida del transductor sea convertida a forma digital y entonces procesada por circuitos digitales especializados o

por un computador digital de propósito general. Por ejemplo, el condicionamiento de señal puede compensar la característica indeseable de un transductor; puede también, *promediar señales repetitivas para reducir el ruido*; o puede convertir la información desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

En la actualidad el problema de acondicionar una señal *toma la forma de modificar moderadamente la respuesta dada por el transductor hasta llevarla a un formato accesible al bus de un computador digital (de propósito específico o PC), donde se implementan varias rutinas de compensación con la temperatura y de linealización.* Funciones que anteriormente eran resueltas por hardware esencialmente analógico, tales como filtrado, integración, diferenciación, etc., actualmente resulta más fácil y barato realizarlas con hardware digital, y específicamente con PCs debido a que estas poseen gran flexibilidad y suficiente rapidez.

PRESENTACION.

Los resultados del proceso de medición deben ser mostrados en una forma que puedan ser percibidos por el operador humano. La mejor manera de hacerlo puede ser gráfica o numérica, discreta o continua, y permanente o temporal, dependiendo del mensurando y de la acción a tomar por el operador. Aunque la mayoría de presentaciones se relaciona con nuestro sentido de visión, alguna información (señales de ultrasonido Doppler) es mejor percibida por otros sentidos (oído). La salida puede ser comparada directamente con un estándar o algún método de calibración puede emplearse.

ELEMENTOS AUXILIARES.

Una señal de calibración con las propiedades del mensurando que deberían ser aplicadas a la entrada del transductor es básica. Tanto señales de calibración estática como dinámica son deseables. Muchas formas de control y de realimentación pueden ser requeridas para extraer el mensurando, ajustar el transductor y el condicionador de señales, y dirigir el flujo de datos de salida para despliegue, almacenamiento o transmisión. El control y realimentación pueden ser automático o manual. Los datos pueden ser almacenados brevemente para reunir los requerimientos de condicionamiento de señal o para habilitar al investigador a examinar los datos que preceden condiciones de alarma.

Los datos pueden ser almacenados antes del condicionamiento de señal final , de modo que puedan ser utilizados diferentes esquemas de procesamiento. Principios convencionales de comunicaciones pueden a menudo ser utilizados para transmitir datos a presentadores remotos (en estaciones de enfermeras, centros médicos o para facilidades de procesamiento de datos médicos.)

1.2 SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS Y CONTROL.

El instrumento que se explica en este trabajo esta basado en el esquema de adquisición de datos mostrado en la figura 1.4. Un sistema de adquisición de datos y control (abreviado extensivamente como DA&C) es un medio para recolectar información que describe una situación dada y trasladado al ambiente de un computador, en el cual se realiza un procesamiento que finalmente comanda diversas acciones de control por medio de alarmas, interruptores, válvulas, motores de paso, etc.. El control se refiere a la generación de una señal de salida en respuesta a los datos de entrada, la cual puede estar en lazo abierto o cerrado.

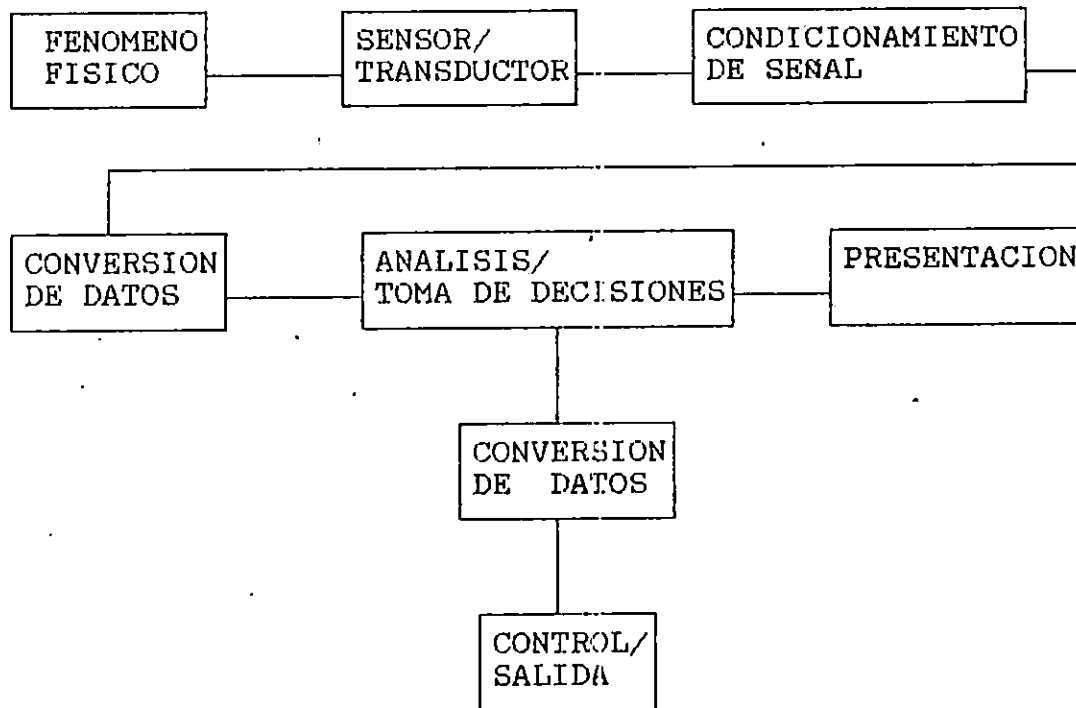


Figura 1.4 Sistema de Adquisición de datos y control, DA&C.

La labor de adquisición de datos y control se dice que está en tiempo real cuando el traslado, procesamiento y respuesta se produce en una ventana de tiempo apropiada, es decir, que el sistema adquiere la información y posteriormente procede con una secuencia de pasos de respuesta, a una velocidad que está en relación con la naturaleza del fenómeno registrado. Una de las habilidades que hace resaltar a los sistemas DA&C es la extraordinaria diversidad de periféricos que puede manejar.

En la adquisición de datos se pretende tener en el computador, datos tomados directamente de cualquier fenómeno; en ello, primero se obtiene un registro eléctrico del fenómeno por medio de un transductor, cuya señal es digitalizada (o sea, llevada a un formato accesible a la lógica digital), y puesta en un computador donde la señal es finalmente acondicionada, presentada en una pantalla de video, y procesada hasta obtener una señal que comande una acción de respuesta. Las funciones que se realiza en un sistema DA&C son:

1. Transducción.
2. Acondicionamiento de la señal.
3. Conversión de datos A/D.
4. Análisis y toma de decisiones.
5. Conversión de datos D/A.
6. Salida de control.
7. Presentación.

La transducción es un proceso de transición de las señales del mundo real al mundo eléctrico. Esta función es realizada principalmente por transductores, y juega un papel vital en la exactitud de la medición, como se expuso anteriormente. A pesar del gran desarrollo en los dispositivos digitales semiconductores, por el cual incluso ya están apareciendo sensores con salida digital (para ser transmitida directamente al computador), la transducción, la cual es una operación esencialmente analógica, seguirá siendo una etapa de mucho significado y compromiso.

El acondicionamiento de señal en el esquema de adquisición de datos, es un proceso en que la señal producida por el transductor es modificada hasta hacerla tener las características deseadas para poder posteriormente efectuar su digitalización; el condicionamiento de la señal consiste fundamentalmente en crear una señal proporcional a la señal del transductor, debido a que la linealización, compensación o filtrado, son labores que hoy día se realiza con más eficiencia por medio de software.

La conversión de datos de analógico a digital es el cambio de formato de la señal continua recogida del mundo real a

una señal discreta (binaria), de manera que esta pueda ser enviada al bus de entrada del computador.

El análisis y tomas de decisiones es un proceso confinado al computador del sistema DA&C, en el cual mediante técnicas de procesamiento de señal digital, se ejecutan complejas rutinas matemáticas y de análisis en tiempo real.

La conversión de datos de digital a analógica es el traslado de las señales de mando de forma binaria, a señales de mando analógicas que finalmente accionarán dispositivos tales como alarmas, servomotores, etc.

La salida de control es una señal que ha sido condicionada para manejar diversos dispositivos de potencia, con la cual se pretende modificar o ejecutar una tarea de control. La salida de control es virtualmente el producto fundamental de la inteligencia del sistema DA&C.

La presentación consiste fundamentalmente en representar en el monitor (CRT) las señales eléctricas que están siendo adquiridas por el sistema DA&C; también, se hace aparecer resultados matemáticos y señales derivadas de aquellas que han sido registradas, producto de un procesamiento DSP.

1.2.1 TEOREMA DEL MUESTREO.

Cualquier función del tiempo $f(t)$ cuya frecuencia más alta es W Hz, puede ser completamente determinada por amplitudes muestreadas espaciadas en intervalos de tiempo de $1/(2W)$.

Lo anterior significa que *la frecuencia de muestreo debe ser dos veces la componente de frecuencia más alta en la señal analógica*. El teorema implica que los valores de los coeficientes de Fourier del espectro son los mismos, para la señal real y la muestreada hasta la componente $1/2 W$.

Esta condición impone un límite superior en W que en otro caso la frecuencia de muestreo debería ser excesivamente alto y los pulsos extremadamente estrechos. Esto es generalmente difícil de lograr, pues hay restricciones físicas que no permiten obtener pulsos estrechos y por lo tanto extender el ancho de banda.

La técnica de muestreo puede ser solamente usado en sistemas donde el ancho de banda de la señal muestreada puede ser restringida a un valor máximo W , sin destruir la información esencial de la señal. Esto es hecho pasando primero la señal analógica a través de un filtro paso bajo el cual remueve

todas las frecuencias más grande que W , y esta señal limitada en banda es usada para modular el tren de pulsos.

1.2.2 METODOS DE TRANSMISION DE DATOS.

Existen diversas formas de transmitir datos, entre los cuales se pueden citar: la transmisión síncrona y asíncrona.

La transmisión síncrona de datos esta basada en el hecho en que se transfiere grandes cantidades de información sin necesidad de señales de protocolo, que interactúen entre el transmisor y el receptor.

En el método de la transmisión asíncrona de datos el transmisor transfiere los datos mediante el control de señales de protocolo, independiente de los datos a transmitir. Estas señales de control normalmente son llamadas, señales de handshaking, porque en realidad constituyen una intercomunicación entre el dispositivo periférico y el controlador (PC).

Para comprender de manera más clara el método de transmisión de datos con señales de handshaking, la figura 1.5 ilustra esta situación:

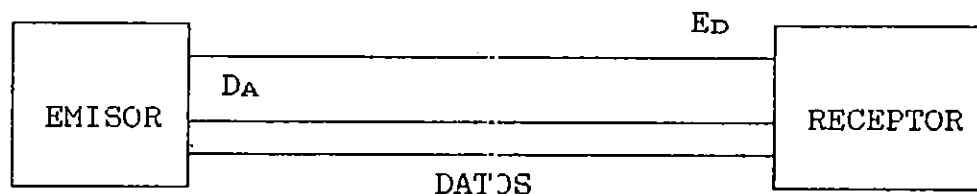


Figura 1.5. Comunicación de datos entre el periférico y la interface.

La señal DA (datos a transmitir) es una señal que sale del emisor y sirve para comunicar al receptor que el emisor tiene datos que quiere transmitir. Esta señal podría por ejemplo habilitar un buffer para que los datos sean cargados. Con esta habilitación los datos podrían ser cargados en un buffer del receptor, para luego hacer el tratamiento respectivo.

Cuando los datos están seguros o completamente recibidos por el receptor, este genera una señal DA (datos transmitidos), informando al emisor que los datos han llegado. Esta señal

podría ser, una señal de deshabilitación del buffer de salida del emisor, que bloquea la transmisión de datos hasta que se tengan nuevos datos que transmitir.

El diagrama de señales de la figura 1.6 podría constituir un par de señales de protocolo o handshanking para la transmisión de señales asíncrona.

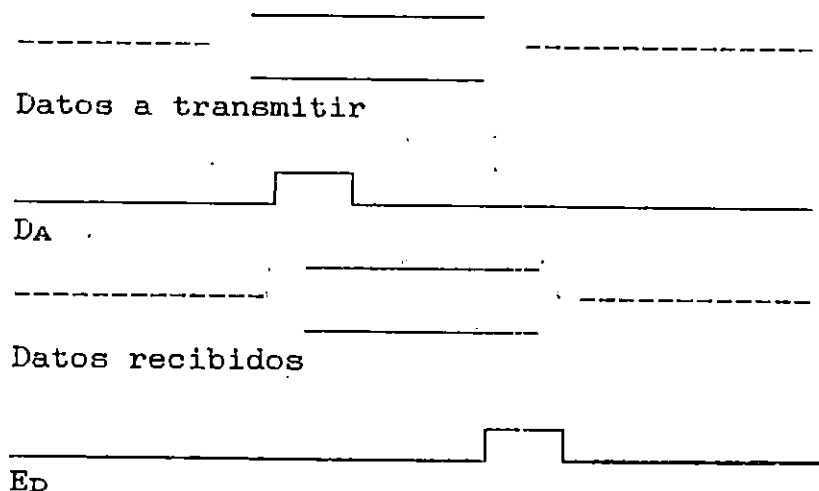


Figura 1.6. Diagrama de tiempos de señales de protocolo.

METODOS DE ADQUISICION DE DATOS POR COMPUTADOR.

Existen varios métodos utilizados para la adquisición de datos por medio de PC. Entre ellos podemos encontrar:

- 1) Por software o Polled.
- 2) Por medio de Interrupciones al microprocesador
- 3) Por Acceso Directo a Memoria (DMA).

Cuando se utiliza el método de software, el programa hace la adquisición leyendo cada cierto tiempo el puerto de la interface, por medio de un lazo (LOOP) implementos en el programa principal. *Cuando la frecuencia en que aparecen los datos es baja, el computador pierde gran porcentaje de su tiempo en verificar si existen datos que puedan ser transmitidos, y la eficiencia del programa se reduce grandemente.* La eficiencia del programa, en este caso, tiene una marcada dependencia en relación a la velocidad en que aparecen los datos.

En el método de interrupciones por hardware, la interface es diseñada de tal forma que es capaz de interrumpir al

microprocesador, por medio de señales eléctricas generadas en ella. Cuando en ésta se tengan datos disponibles que deban ser transferidos hacia el computador, la señal de interrupción aparece y el computador desatiende su tarea actual. El control es transferido a una rutina manejadora de la interrupción, la cual entre otras cosas contiene instrucciones para almacenar el estado actual del programa; (debido a que al finalizar su tarea tiene que retornar al punto donde fue atendida la interrupción). Con este método se logra aprovechar más la eficiencia del computador, ya que ahora el computador puede dedicarse a otras tareas. *Este método es muy utilizado con señales que se muestrean a frecuencias bajas* (menores de 20KHz).

Cuando se requieren altas velocidades de transferencia de datos se debe recurrir a la transferencia por acceso directo de memoria (DMA). En este método los datos son transferidos de la interface hacia la memoria, sin pasar por el control del microprocesador. El DMA es mucho más eficiente que los métodos anteriores, pero requiere que el diseño de la interface sea mas compleja.

A continuación se estudiará un poco más el método de interrupciones, debido a que este método es utilizado en el presente Trabajo. Los criterios por lo cual se utilizan las interrupciones están basados en que las frecuencias de las señales a muestrear se encuentran en un rango menor que 20KHz, y en que este mecanismo optimiza el uso de los recursos del computador.

INTERRUPCIONES.

Las interrupciones son usadas para suspender la ejecución normal de un programa, usualmente en respuesta a una señal externa. Cuando esto ocurre el control es transferido a una parte especial del programa llamada una "rutina de servicio de interrupción". Después de ejecutar esta rutina de servicio de interrupción el control es transferido al punto en el cual el programa fue interrumpido.

Un microprocesador corre programas ejecutando instrucciones de máquina las cuales son leídas desde la memoria. Ordinariamente, el microprocesador ejecuta instrucciones secuencialmente, en el orden en el cual ellas aparecen en la memoria. Un registro de proceso especial (interno al microprocesador) llamado el puntero de instrucción (IP), almacena parte de la próxima instrucción a ser ejecutada. Instrucciones como MOV, ADD, etc., son instrucciones en lenguaje ensamblador que se ejecutan en forma secuencial. Existen otras instrucciones como JUMP, CALL, INT, etc., que hacen que el microprocesador ejecuten instrucciones que están alojadas en otras localidades de la memoria. Cuando

una de estas instrucciones es ejecutada, el microprocesador almacena el puntero de la instrucción (IP), en un bloque de la memoria llamado STACK³. Luego otro registro del microprocesador, llamado puntero de pila (SP) almacena esta información en el tope del stack. Al culminar este proceso el microprocesador ejecuta las instrucciones que se encuentran en las subrutinas que se invocó. Cuando se ha terminado de ejecutar una subrutina el microprocesador retorna a ejecutar la instrucción que está en la dirección que se almacenó en el stack en el momento en que fue invocada esta subrutina.

El retorno desde una subrutina del tipo CALL, se hace por medio de una instrucción RET.

En el caso de una instrucción INT, el retorno se hace por medio de una instrucción IRET.

A continuación se presenta un programa escrito en lenguaje ensamblador muestra la situación antes explicada:

```
clock   proc far
        push ds
        mov ax,0
        push ax
        .
        .
        .
        call dsptim
        mov count,18
        mov cnt5,5
        .
        .
        .
        continuación...
        .
        .
        desptim proc near
        push ax; {Bloque de instrucciones que salvan los}
        push si; {registros del microprocesador      }
        push di
        push cx
        push es
        mov ax,0b000h; {Cuerpo principal}
        mov es,ax
```

³ STACK en español "pila". Una pila se compara a una pila de platos, los platos son colocados uno sobre otro y si se quita alguno se tomará del tope de la pila; así el último en colocarse será el primero en salir. El stack es la porción de memoria reservada para almacenar el estado actual de los registros del microprocesador.


```

        mov     di,00a0h
        mov     cx,8
        mov     si,offset kbuf+2
        mov     ah,07h
        cld
dpt1:   lodsb
        stosw
        loop   dpt1
        pop     es; {Bloque de instrucciones que recupera el}
        pop     cx; {estado anterior de los registros      }
        pop     di
        pop     si
        pop     ax
        ret     ; Retorno de la subrutina
dsptim endp ; Fin de subrutina

```

Una interrupción es un caso especial de señal de salto a una subrutina, que se puede ejecutar desde software o hardware. Una interrupción de software es ejecutada al escribir en lenguaje ensamblador:

INT n

donde n es un número desde 0 a 255. Cuando INT n es ejecutada, el microprocesador almacena el estado actual de los registros (IP y CS) en el stack. Luego salta a una rutina especial de manejo de la interrupción cuya dirección de inicio (offset y segmento) está almacenada en la localidad de memoria $4*n$. Por ejemplo, INT 8, contiene una palabra de 2 byte en la localidad $4*8 = 32$ (20h) para almacenar el registro IP y otra palabra de 2 bytes (localización 34, ó 22h) para almacenar el registro CS (En estas localidades de memoria se almacena la dirección de inicio de la rutina especial de manejo de la interrupción). La próxima instrucción a ser ejecutada, luego de que se da la interrupción, iniciará en estas direcciones.

Una vez que se han ejecutado las instrucciones de la rutina de interrupción, el programa retorna al punto donde fue suspendida su ejecución, cuando sucedió la interrupción. La última instrucción que posee una rutina de interrupción es la instrucción IRET.

El siguiente ejemplo escrito en lenguaje ensamblador ilustra la situación antes mencionada:

```

desptim proc near; {Inicio de la rutina de interrupción}
        push  ax; {Bloque de instrucciones que salvan los}
        push  si; {registros del microprocesador      }
        .
        .

```

```

.
.
dpt1:  lodsb
        stosw
        loop dpt1
.
.
.
        pop  es; {Bloque de instrucciones que recupera el}
        pop  cx; {estado anterior de los registros      }
        pop  di
        pop  si
        pop  ax
        iret      ; Retorno de la subrutina de interrupción
dsptim endp      ; Fin de subrutina

```

El sistema AT posee 256 niveles de interrupción de software y hardware que se alojan en la tabla de direcciones más baja de la memoria RAM. La tabla 1.2 muestra un mapa de distribución de memoria del sistema AT, y la tabla 1.3 muestra la tabla de vectores de interrupción desde software y hardware.

Una interrupción por hardware es una señal (usualmente de bajo a alto) que llega al pin 57 del microprocesador. Cuando esta señal ocurre, una interrupción es generada; dicha interrupción al igual que la de software tiene una dirección específica en el vector de interrupciones y desde el momento en que se da la interrupción hasta el punto de retorno es completamente similar a una interrupción por software.

La diferencia principal entre una interrupción por hardware y una de software, estriba principalmente en el método de invocación, ya que la invocación por hardware se da cuando una señal aparece en el pin 57 del microprocesador.

Para que el microprocesador pueda manejar más de una interrupción, los sistemas XT y AT utilizan el chip 8259A para manejar hasta ocho (XT) o dieciséis (AT) niveles de interrupción.

El 8259A tiene características de un periférico "inteligente", ya que posee líneas de lectura, escritura, habilitación (CS), datos y direcciones (ver figura. 1.7). Además posee ocho líneas de interrupción, una línea de salida INT (dirigida hacia la entrada INTR del microprocesador) y una línea de entrada INTA (desde el controlador de bus 82288). Las líneas CAS0, CAS1 y CAS2 son utilizadas para coordinar más de un 8259A. El pin SP/EN se

Tabla 1.2 Mapa de distribución de memoria RAM para el sistema AT.

FFFFF	AT Extended Memory (15M)	
100000	(See Figure 3.3H)	
FFFFF	ROM	
F0000	(See Figure 3.3G)	
FFFFF	OPEN in PC/XT (64K) (1)	
E0000		
DFFFF	Recommended Location for 'LIM' Expanded Memory (64K) (2)	
D0000		
	CF000	
	CF800	
	CF400	USER AREA
	CF000	
	CE000	
	CE800	Primary PCI-20000
	CE400	Address Locations (12K)
	CE000	
	CDC00	(See Figure 3.2F)
	CD800	
	CD400	
	CD000	
C0000		
CCFFF	Fixed Disk, XT Only (20K) (3)	
C8000	(See Figure 3.3F)	
C7FFF	ROM Expansion (16K) (4)	
C4000	(See Figure 3.3F)	
C3FFF	OPEN (16K) (5)	EGA Screen Buffers and ROM
C0000	(See Fig. 3.3E)	
	CGA Screen Buffer	
AFFFF	OPEN (64K) (6)	
A0000	(See Fig. 3.3E)	
9FFFF	128K RAM Expansion Area (7)	
80000	(See Figure 3.3D)	
7FFFF		
	512K RAM Expansion Area	

	DOS (See Figure 3.3C)	

00400	BIOS (See Figure 3.3B)	
003FF		
00000	Interrupt Vectors (See Figure 3.3A)	

00500 = Print-screen status.
 00504 = Single-drive status (drive A or B).
 00510 - 00511 = BASIC's default data segment pointer.
 00512 - 00513 = IP for BASIC's timer interrupt vector.
 00514 - 00515 = CS for BASIC's timer interrupt vector.
 00516 - 00517 = IP for BASIC's ctrl-break interrupt.
 00518 - 00519 = CS for BASIC's ctrl-break interrupt.
 0051A - 0051B = IP for BASIC's fatal-error interrupt.
 0051C - 0051D = CS for BASIC's fatal-error interrupt.
 00500 - XXXXX = DOS and "other things".

F0000 - F0FFF = ROM BASIC.
 FE000 - FFFD9 = BIOS
 FFFFD - FFFFD = First code executed after power-on.
 FFFFE - FFFFC = BIOS release date.
 FFFFD - FFFFD = Machine ID.

Tabla 1.3 Localización de vectores de interrupción para el sistema AT.

00000 - 00003	= Interrupt 0, divide-by-zero error.
00004 - 00007	= Interrupt 1, single-stop operation.
00008 - 0000B	= Interrupt 2, non maskable interrupt.
0000C - 0000F	= Interrupt 3, break-point.
00010 - 00013	= Interrupt 4, arithmetic overflow.
00014 - 00017	= Interrupt 5, BIOS print-screen routine.
00018 - 0001B	= Interrupt 6, reserved.
0001C - 0001F	= Interrupt 7, reserved.
00020 - 00023	= Interrupt 8, hardware timer 18.2/sec.
00024 - 00027	= Interrupt 9, keyboard.
00028 - 0002B	= Interrupt A, reserved.
0002C - 0002F	= Interrupt B, communications.
00030 - 00033	= Interrupt C, communications.
00034 - 00037	= Interrupt D, alternate printer.
00038 - 0003B	= Interrupt E, floppy disk attention signal.
0003C - 0003F	= Interrupt F, printer control.
00040 - 00043	= Interrupt 10, invokes BIOS video I/O service routine.
00044 - 00047	= Interrupt 11, invokes BIOS equipment configuration check.
00048 - 0004B	= Interrupt 12, invokes BIOS memory size check.
0004C - 0004F	= Interrupt 13, invokes BIOS disk I/O service routines.
00050 - 00053	= Interrupt 14, invokes BIOS RS-232 I/O routines.
00054 - 00057	= Interrupt 15, invokes BIOS cassette I/O, extended AT service routines.
00058 - 0005B	= Interrupt 16, invokes BIOS keyboard I/O routine.
0005C - 0005F	= Interrupt 17, invokes BIOS printer I/O.
00060 - 00063	= Interrupt 18, ROM BASIC.
00064 - 00067	= Interrupt 19, invokes BIOS boot-up/stop start-up routine.
00068 - 0006B	= Interrupt 1A, invokes BIOS time-of-day routines.
0006C - 0006F	= Interrupt 1B, BIOS ctrl-break control.
00070 - 00073	= Interrupt 1C, gate timer clock tick.
00074 - 00077	= Interrupt 1D, video initialization control parameter pointer.
00078 - 0007B	= Interrupt 1E, disk parameter table pointer.
0007C - 0007F	= Interrupt 1F, graphics character table pointer.
00080 - 00083	= Interrupt 20, invokes DOS program termination.
00084 - 00087	= Interrupt 21, invokes all DOS function calls.
00088 - 0008B	= Interrupt 22, user-created, DOS-controlled interrupt routine invoked at program end.
0008C - 0008F	= Interrupt 23, user-created, DOS-controlled interrupt routine invoked on keyboard break.
00090 - 00093	= Interrupt 24, user-created, DOS-controlled interrupt routine invoked at critical error.
00094 - 00097	= Interrupt 25, invokes DOS absolute disk read service.
00098 - 0009B	= Interrupt 26, invokes DOS absolute disk write service.
0009C - 0009F	= Interrupt 27, ends program and keeps program in memory under DOS.
000A0 - 000FF	= Interrupts 28 through 3F, reserved.
00100 - 00103	= Interrupt 40, disk I/O (XT).
00104 - 00107	= Interrupt 41, fixed disk parameters (XT).
00108 - 00123	= Interrupts 42 through 4B, reserved.
00124 - 00127	= Interrupt 49, keyboard supplemental translation table pointer.
00128 - 0017F	= Interrupts 49 through 5F, reserved.
00180 - 0019F	= Interrupts 60 through 67, user-defined interrupts.
<i>PCI-20046S can be programmed to use any one of the interrupts in the range of 60 thru 67. Interrupt 60 is used by ASYST, version 1.53. Interrupt 60 is used by ASYST, version 1.53. Interrupt 67 is used by the Expanded Memory Manager.</i>	
001A0 - 001FF	= Interrupts 68 through 7F, not used.
00200 - 00217	= Interrupts 80 through 85, reserved for BASIC.
00218 - 002C3	= Interrupts 86 through F0, BASIC interpreter.
002C4 - 003FF	= Interrupts F1 through FF, not used.

utiliza para establecer la condición en que opera el chip, ya sea como maestro o como esclavo.

Cuando el 8259A autoriza una solicitud de interrupción es activada la línea INT, la cual es dirigida a la entrada INTR del microprocesador. Si el microprocesador da paso a la interrupción, este faculta al chip 82228 a activar las líneas INTA para que la interrupción sea reconocida, cuando el 8259A observe esto, coloca en el bus de datos un byte que identifica un vector de interrupción de cuatro bytes, de los

primeros bytes de la memoria RAM correspondiente a la tabla de vectores de interrupción del sistema (0000H hasta 03FFH).

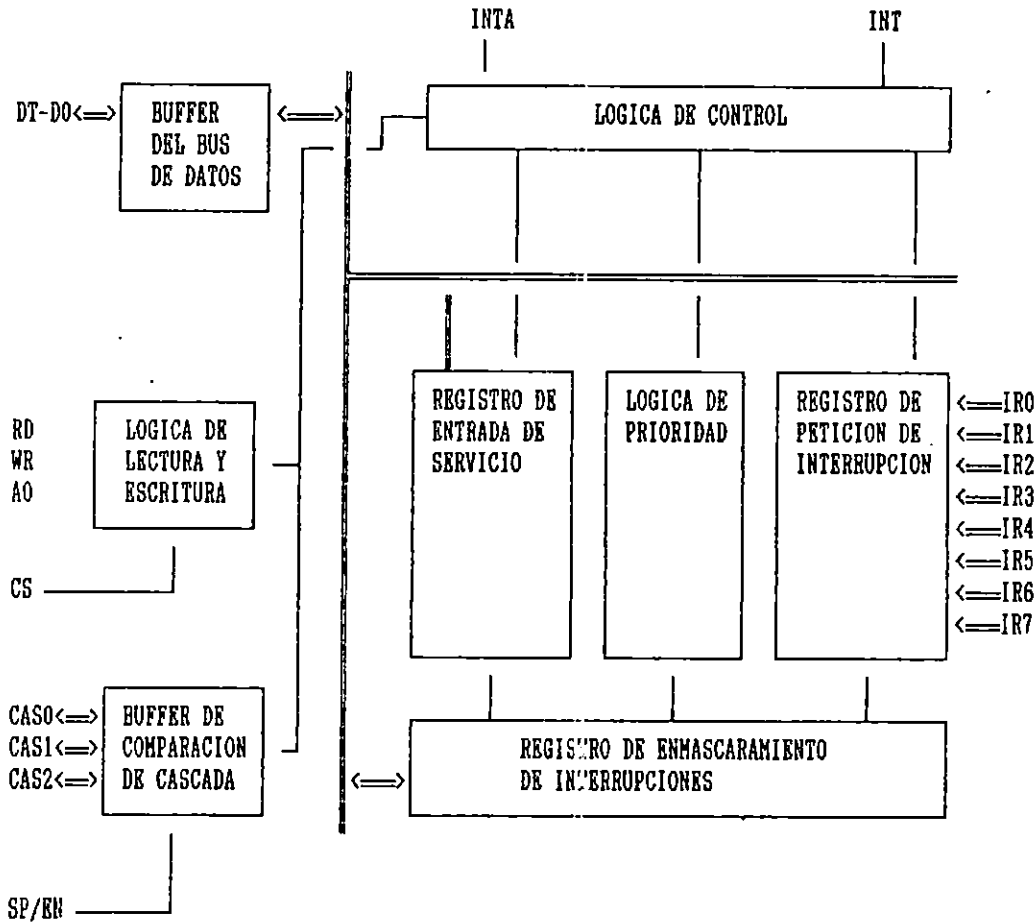


Figura 1.7 Diagrama de bloques del controlador de interrupciones programables INTEL 8259A.

Luego el microprocesador coloca este dato en el registro del stack para que sea llamada la rutina que da la atención al dispositivo que lo solicitó. El sistema AT posee 16 niveles de interrupción por hardware, que se muestra en la tabla 1.4, colocados en orden descendente.

Una rutina de manejo de interrupciones por hardware se escribe de igual manera que en software y contiene los siguientes elementos

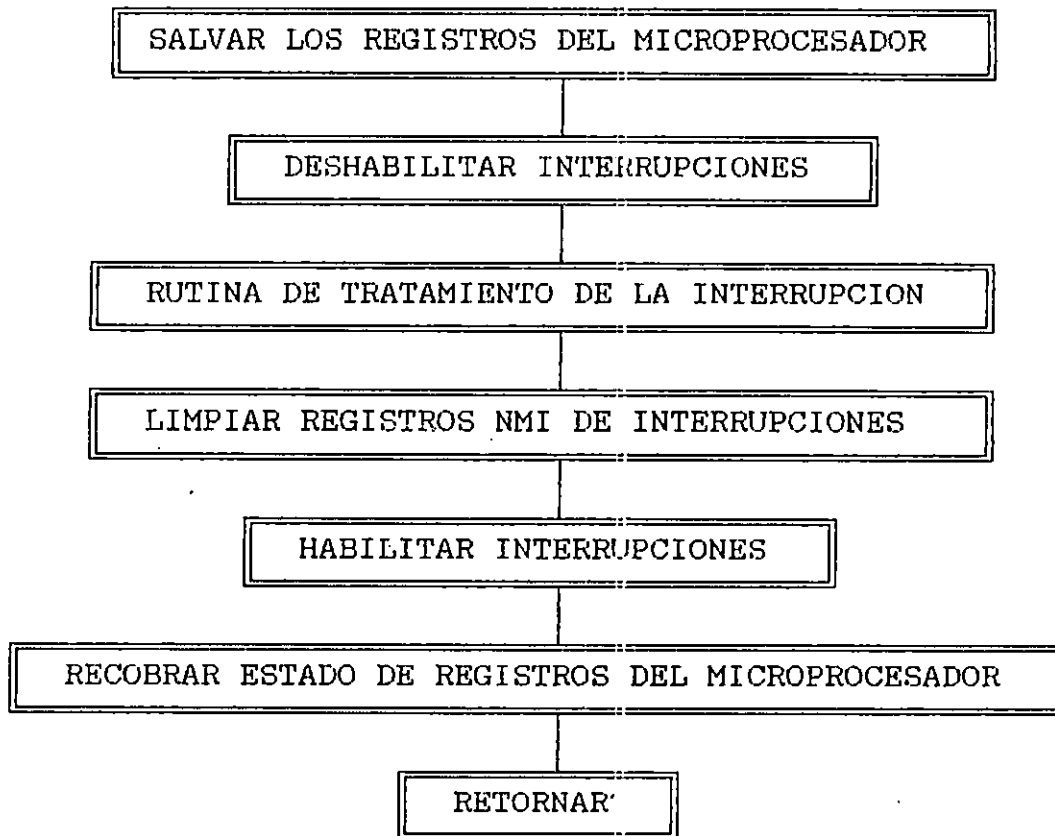


Tabla 1.4 Niveles de Interrupción para el Sistema AT.

NIVEL	VECTOR DE INT.	ASIGNACION
IRQ0	8H	Salida del canal 0 (8254-2)
IRQ1	9H	Salida del buffer del teclado
IRQ2	AH	Interrupción desde el 2o.82259A
IRQ3	BH	Segundo puerto serie
IRQ4	CH	Primer puerto serie
IRQ5	DH	Segundo puerto paralelo
IRQ6	EH	Controlador de disco flexible
IRQ7	FH	Primer puerto paralelo
IRQ8	71H	Reloj de tiempo real
IRQ9	72H	Control de software de nivel 2
IRQ10	73H	Reservado
IRQ11	74H	Reservado
IRQ12	75H	Reservado
IRQ13	76H	Coprocador 8257
IRQ14	77H	Control de disco fijo
IRQ15		Reservado

El siguiente ejemplo en lenguaje ensamblador muestra la estructura procedimental de una rutina de interrupción:

```

                                ; Rutina de servicio de interrupción
desptim proc near; {Inicio de la rutina de interrupción}
    push ax; {Bloque de instrucciones que salvan los}
    push si; {registros del microprocesador      }
    push di
    push cx
    push es
    mov ax,0b000h; {Cuerpo principal}
    mov es,ax
    mov di,00a0h
    mov cx,8
    mov si,offset kbuf+2
    mov ah,07h
    cld

dpt1:  lodsb
       stosw
       loop dpt1
       pop es; {Bloque de instrucciones que recupera el}
       pop cx; {estado anterior de los registros      }
       pop di
       pop si
       pop ax
       iret ; Retorno de la subrutina de interrupción
desptim endp ; Fin de subrutina

```

La instrucción "proc near", hace una llamada a una rutina que se encuentra en una localidad de memoria cercana; las siguientes cinco instrucciones (push) son las instrucciones que salvan el estado actual del microprocesador. Las subsiguientes instrucciones hasta las instrucciones "pop", forman el cuerpo principal de la rutina de interrupción; para este caso dichas instrucciones presenta en el monitor el tiempo en horas, minutos y segundos. Las instrucciones "pop" constituyen el bloque que recupera el estado de los registros del microprocesador. La penúltima instrucción es la de retorno al estado anterior de la interrupción, y la última constituye el final de la rutina de interrupción.

Normalmente en el vector de interrupciones cada interrupción tiene almacenada una dirección donde comienza la rutina de atención a la interrupción, para una función especial que ha designado el diseñador, o en otro caso, cualquier dirección que la ROM BIOS a colocado en esa dirección.

Cuando un usuario desea hacer programas que hagan uso de rutinas de interrupción por hardware y desea que se relacione con una de las líneas de interrupción del 8259A

(por ejemplo, la IRQ3), alterando el estado original de la PC, es necesario tener presente las recomendaciones siguientes:

- 1) Almacenar en una variable la dirección de la rutina actual, a la que apunta el vector de interrupciones.
- 2) Colocar en el vector de interrupción la dirección de la rutina que se desea ejecutar.
- 3) Antes de terminar la ejecución del programa, se debe colocar la antigua dirección de la rutina de interrupción (para no tener que resetear la máquina).

Dentro de la rutina de interrupción es necesario deshabilitar las interrupciones, para que ninguna otra señal interrumpa el proceso normal de la interrupción. Esto significa que cuando se están ejecutando las instrucciones que forman parte del cuerpo principal, no se debe atender ninguna interrupción.

Antes de retornar de cualquier interrupción por hardware el controlador de interrupciones debe ser habilitado para que otra interrupción se pueda generar, de lo contrario el programa caerá en un lazo sin fin.

Para hacer lo anterior basta con escribir en el 8259A la palabra de control 20h en la dirección donde se encuentra el registro RMI (Req-Mask-Interrupt) que es la dirección 20h.

Al igual que habilitar de nuevo el controlador de interrupciones, es también importante habilitar de nuevo el circuito que genera las interrupciones para continuar con el proceso normal.

La rutina manejadora de la interrupción como función principal debe incluir las instrucciones que se quieren desarrollar para una función específica; como por ejemplo, leer un puerto entrada salida, manipular un proceso de control, etc.

Cuando se desarrolla una rutina de interrupción por hardware se debe tener presente, que no todas las líneas de interrupción están hábiles para poder trabajar directamente con ellas. Estas normalmente, están enmascaradas. El proceso mediante el cual se habilita una línea de interrupción específica es colocando "0" en el registro RMI del 8259A, que tiene la dirección 21h.

La palabra que se tiene que colocar a este chip tiene la siguiente estructura:

IRQ7								IRQ0
X	X	X	X	X	X	X	X	
7	6	5	4	3	2	1	0	

donde X puede ser 0(habilitar) ó 1(deshabilitar).

Una rutina de interrupción puede ser hecha en lenguaje ensamblador o código de máquina. Pero también puede ser escrita en un lenguaje de alto nivel que sea interfazable con ensamblador o código de máquina. Ejemplo de estos lenguajes son el BASIC, Pascal, C, etc.

En realidad la rutina de interrupción se escribe siempre en lenguaje de bajo nivel, pero se coloca dentro de un programa de alto nivel como una subrutina o procedimiento.

1.2.3 IMPORTANCIA DE LOS SISTEMAS DA&C EN LA MEDICINA.

En la actualidad, los sistemas DA&C son parte fundamental en la instrumentación médica (SMBC) basada en computadores, y cuya habilidad de recolección de información es utilizada para describir casi cualquier tipo de fenómeno en un sistema viviente.

La recolección de información mediante un sistema de adquisición de datos es de manera automática y su rapidez y confiabilidad esta sujeta al desarrollo de la tecnología.

A través del tiempo se ha ido modificando el hardware de registro de información, siguiendo criterios de exactitud, seguridad, flexibilidad, bajo consumo de potencia, bajo costo, etc., dado el desarrollo en la fabricación de dispositivos de estado sólido (transductores, amp. op.), y el hardware digital inteligente (PCs apoyadas en el microprocesador 80486).

El fin de describir una situación particular mediante la medición de varios mensurandos en un paciente. *es la de diagnosticar la patología de un desorden presente, o para guiar la labor de terapia.*

La capacidad de cálculo del computador al cual se alimenta de información desde un sistema de adquisición de datos, ha permitido que se pueda ofrecer una diversidad de parámetros de diagnóstico, que incluso dificulta la toma de decisiones

del médico cuando tiene que manipular más de diez. Por lo anterior, un instrumento que proporcione 25 valores de mérito para juzgar el estado de un paciente, no puede ser catalogado como el mejor. El sistema de instrumentación siempre debe ser diseñado como auxiliar del personal médico, con la efectividad y precisión posible en sus ponderaciones.

La operación de control de un sistema DA&C consiste en la participación de un instrumento inteligente para modificar la condición de un paciente, y alterar en forma favorable su estado de salud o para preservar su vida. *El control comprende la aplicación más compleja y prometedora de los sistemas DA&C en la medicina, dado que en la modificación de una situación patológica requiere de una instrumentación segura y exacta, fácilmente obtenible con la inteligencia y desempeño de estos sistemas DA&C.*

Las razones principales para emplear un sistema DA&C en la Medicina *es su habilidad de cuantificar con exactitud un fenómeno fisiológico, y en su singular capacidad de modificar dicho fenómeno.* Estas virtudes son dadas debido al desarrollo de los computadores servidores embebidos en los sistemas DA&C, que brindan el soporte para complicadas rutinas de procesamiento de datos y de control. La utilización de estos sistemas es creciente dado la tendencia de bajo costo y flexibilidad del hardware computacional.

Primariamente los sistemas DA&C eran empleados en laboratorios de avanzada y hospitales más especializados debido a que sólo ellos poseían mainframes capaces de cubrir las exigencias de cálculo y de velocidad de procesamiento; luego con el advenimiento de los computadores personales, la adquisición de datos se hizo una operación común.

Todas las áreas de la medicina pueden ser beneficiarias de las ventajas que contienen los sistemas DA&C; esto puede ser enfocado desde puntos de vista diversos:

- Para el diagnóstico y tratamiento (terapia).
- Para las especialidades clínicas, como la cardiología, obstetricia y oftalmología.

Trataremos a continuación los enfoques de diagnóstico y de terapia.

DIAGNOSTICO.

Dentro de lo que corresponde al diagnóstico se cubre lo que son el monitoreo y el reconocimiento de patrones de enfermedades.

La labor de monitoreo es la más simple, y en ella se brinda la capacidad de visualizar una señal representativa del mensurando de interés, transferir su registro a una memoria, como también de estimar varios parámetros tales como la media, valores extremos, derivada, etc.; y además se da la opción de manipular matemáticamente dichas señales. Estos instrumentos se emplea en laboratorios clínicos, unidades de cuidado intensivos, etc.

En el reconocimiento de patrones lo que se persigue es proponer un método sistemático de *reconocimiento de patologías basados en un análisis automatizado que complementa al hardware de adquisición de datos, es decir, hacer capaz al sistema médico en diagnosticar el estado de un paciente, haciendo uso del conocimiento médico y de algoritmos de tratamiento y análisis de datos.*

El esfuerzo tendiente a desarrollar este campo a creado un área de investigación en la ingeniería biomédica denominado *Reconocimiento de Patrones*, la cual es parte del procesamiento digital de señales. En este sentido vale la pena hacer consideraciones adicionales: en primer lugar, la importancia que tiene la estimación del espectro de potencia, en el procesamiento de señales biológicas; y luego expondremos con más precisión de lo que trata el reconocimiento de patrones.

El procesamiento digital de señales (DSP)⁴ es una disciplina que desarrolla técnicas para la estimación de una amplia gama de parámetros a ser evaluados mediante algoritmos ejecutables en computadores digitales (sean estos de aplicación general o específica), y mediante las cuales se pretende cuantificar un fenómeno. El procesamiento digital es la base para las tareas de monitoreo y reconocimiento de enfermedades.

Las operaciones fundamentales en el procesamiento de señales biológicas son las rutinas de filtrado digital y las rutinas de estimación de parámetros (FFT, convolución, correlación, etc), en las que sobresale la estimación del espectro de potencia.

Las señales biológicas que se registran tienen la característica de poseer baja magnitud y un ancho de banda relativamente pequeño (generalmente abajo de 100 Hz, por lo cual se afirma que son lentas todas las señales de los sistema vivientes); tal situación facilita la contaminación del registro del mensurando, con señales indeseables.

⁴ En la literatura este término es conocido como Digital Signal Processing, y por eso abreviado DSP.

Dichas señales espúreas pueden ser introducido por el sistema de potencia, por la operación de otros dispositivos eléctricos, y por la influencia contaminante que introducen otros sistemas fisiológicos del ser viviente (tales como el sistema nervioso, de fuerza, etc).

Mediante la descomposición de la señales muestreadas, en sus correspondientes componentes armónicas mediante la FFT y así discriminar algunas componentes que constituyen ruido. Otro enfoque es promediar los bloques de datos hasta cancelar las señales de ruido, las cuales son ondas esencialmente aleatorias. La descomposición en frecuencia también ha sido empleada para correlacionar frecuencias particulares con la morfología de desórdenes.

El filtrado digital es una técnica de procesamiento digital, en las que através de algoritmos de computador se modifica la secuencia de palabras que constituye la señal digitalizada de entrada, de una manera particular; mediante el filtrado digital se trata de eliminar todas las señales contaminantes hasta purificar el registro y tener muy aproximadamente una representación real del mensurando. Dos rasgos importantes de estos son su bajo costo y flexibilidad.

TRATAMIENTO

En el tratamiento o terapia se utiliza los sistemas DA&C porque son instrumentos inteligentes que aumentan la confiabilidad y exactitud de los lazos de realimentación necesarios para el control de los parámetros de terapia aplicados a una sistema viviente.

Mediante transductores y accionadores el microprocesador tiene contacto con el mundo, tomando mediciones de diversos mensurandos e incidiendo sobre estos.

La máquina corazón-pulmón es la aplicación más representativa; esta realiza la sustitución de las funciones de circulación de oxígeno y nutrientes de los pacientes que son sometidos a operaciones delicadas de "corazón abierto"; tal equipo tiene incluido un sistema DA&C en el lazo de realimentación, que vuelve más confiable la asistencia de las funciones cardiovasculares y pulmonares.

2.0 SISTEMAS MEDICOS BASADOS EN COMPUTADORAS (SMBC).

Como se indicó en párrafos anteriores, el uso de las computadoras digitales en equipo médico es intensivo debido a sus cualidades de flexibilidad y rapidez; los sistemas médicos basados en computadoras caen en dos categorías generales: los sistemas basados en hardware con computadoras embebidas (tales como la máquina pulmón-corazón), y los sistemas basados en software, que requiere de PCs avanzadas o mainframes para su potencia computacional y manejo de información. La aplicación desarrollada en el presente trabajo se ubica en la primera categoría.

2.1 SISTEMAS BASADOS EN HARDWARE.

El diseño de sistemas basados en hardware tiende niveles de complejidad especiales respecto a los sistemas basados en software. Tales dispositivos pueden estar integrados por 20 procesadores y 400,000 líneas de código C++, que permiten ejecutar funciones que por otros medios tardarían 10 años en hacerse, entre las que se destaca la recolección, almacenamiento y procesamiento de señales biológicas digitalizadas e imágenes.

La demostración de que el sistema diseñado se desempeña como es pensado es a menudo difícil. Por ejemplo, en el desarrollo de un implante para el oído, en el que el procesador codifica voltajes analógicos a estímulo digital para realizar una estimulación nerviosa directa, ninguna cantidad de pruebas de laboratorio o prueba en animales puede predecir qué también un humano escuchará con este dispositivo bioeléctrico. La única manera para determinar el buen éxito del dispositivo es el de implantarlo quirúrgicamente.

En contraste, los sistemas complejos como los de terapia nuclear deben ser desarrollados con validación, como un requerimiento crítico para prevenir entradas del operador inusual que creen mega-sobredosis para el paciente (lo cual a pasado).

Como se presenta en la tabla 1.5 los dispositivos médicos pueden ser caracterizados por su función en: controladores, manejadores de información y en herramientas de diagnóstico. Especialmente para fabricantes de sistemas de soporte de vida, la seguridad en la calidad es crítica. Es importante el papel de las agencias reguladoras encargadas de normar los productos de aseguramiento de la calidad, las cuales están desarrollando nuevas maneras para monitorear la

protección o seguridad de los productos, pero pocas normas existen para productos médicos con software embebidos.

2.2 SISTEMAS BASADOS EN SOFTWARE.

Generalmente, los sistemas basados en software están caracterizados por su habilidad de procesamiento. Ellos se extienden desde sistemas de información para la salud hasta

Tabla 1.5 Sistemas médicos basados en computadora categorizados como controladores, manejadores de información y en herramientas de diagnóstico.

CONTROLADOR	MANEJADORES DE INFORMACION	HERRAMIENTAS DE DIAGNOSTICO
Tolerantes de Falla: Corazón artificial Máquinas corazón pulmón Salvos de falla: Infusión de drogas Defibriladores implantables Máquinas de radiación nuclear	Registros de pacientes Redes de comunicación Interfaces Redes neurales	Equipo de laboratorio clínico Máquina de presión sanguíneas Imágenes de resonancia magnética (MRI) Tomografía computarizada (CT) Tomografía de emisión de Positrón (PET) Máquina de ultrasonido Termómetros Audiómetros Monitores de ICU

manejadores de base de datos. Su rol es la de soportar el manejo de conocimiento.

Con estos sistemas de manejo de información, los pacientes no quedan dependiendo del conocimiento de un sólo doctor, pues se pone a disposición el mejor conocimiento médico, en las terminales de la red. Un ejemplo de estos modernos sistemas es INDEX MEDICUS, implementado por la National Library of Medicine, en donde se ha automatizado virtualmente todo el conocimiento médico, incluyendo los avances recientes.

Estas aplicaciones han cognotado el aparecimiento de la informática médica (denominada también como computación médica, o medicina computacional), que está teniendo un gran desarrollo al diversificarse el uso de los computadores en los hospitales para rastrear pacientes, procesar y diseminar resultados de pruebas, asegurar la medicación apropiada, etc.; un gran interés está promoviendo la aplicación de la

inteligencia artificial para el diseño de sistemas capaces de asimilar información.

En el Tercer Mundo existe factibilidad de explotar la informática médica, ya que se pueden elaborar productos que efectivamente compitan con productos similares hechos en el primer mundo, debido a que los insumos para el desarrollo de programas son ideas y conceptos, que se implementan en plataformas PCs que se adquieren a bajo costo. La experiencia necesaria en programación se puede ajustar a ocupar las métricas de productividad de software y las distintas técnicas que propone la Ingeniería de Software moderna.

3.0 ESTUDIO DE MENSURANDOS.

La selección de los cuatro mensurandos que son objeto de estudio en este trabajo se hizo en base al amplio uso en el diagnóstico y a la sencillez de los métodos de medición. Sin embargo, como el sistema DA&C es pensado para vigilar ocho canales en forma simultánea, los ocho mensurandos completos son los siguientes:

1. Electrocardiograma (ECG)
2. Presión Arterial
3. Presión Venosa
4. Flujo de aire en la tráquea.
5. Temperatura corporal
6. Presión Traqueal.
7. Concentración de Oxígeno Traqueal
8. Gasto Cardíaco.

Se puede notar que estas variables registran la condición de los sistemas cardiovascular y respiratorio; se seleccionaron tomando en cuenta que son elementos de diagnósticos básicos y de gran valor clínico, ya que a través de estos, se pueden establecer un espectro considerable de patologías.

Desde el punto de vista técnico, los métodos requeridos para la medición son sencillos y minimamente invasivos; las Interfaces de conexión y los transductores a ser empleados, son de bajo costo en comparación a los requeridos en otras

técnicas o variables. Otra consideración para la selección, tomada en base a la naturaleza de este trabajo es la de proporcionar un equipo versátil para adiestramiento de laboratorio, tanto de aspectos elementales (representados por la instrumentación dedicada a cada mensurando), y de otros aspectos más complejos, donde grupalmente estos parámetros reflejan muy bien los requerimientos de monitoreo exigidos en la operación de respiradores artificiales, que son complejos equipos de terapia, para la asistencia en la ventilación de los pulmones. En la etapa que corresponde a este Trabajo de Graduación, se trabaja únicamente con los primeros cuatro mensurandos.

A continuación se describe brevemente, el valor clínico y las características para el diseño de cada una de las ocho variables seleccionadas.

3.1 ELECTROCARDIOGRAMA (ECG).

El ECG es la medida de los potenciales medidos sobre la superficie del cuerpo. Sus rasgos significativos son: las ondas P, Q, R, S y T, la duración de cada onda, y los intervalos P-R, S-T y Q-T, los cuales se representan en la Figura 1.8.

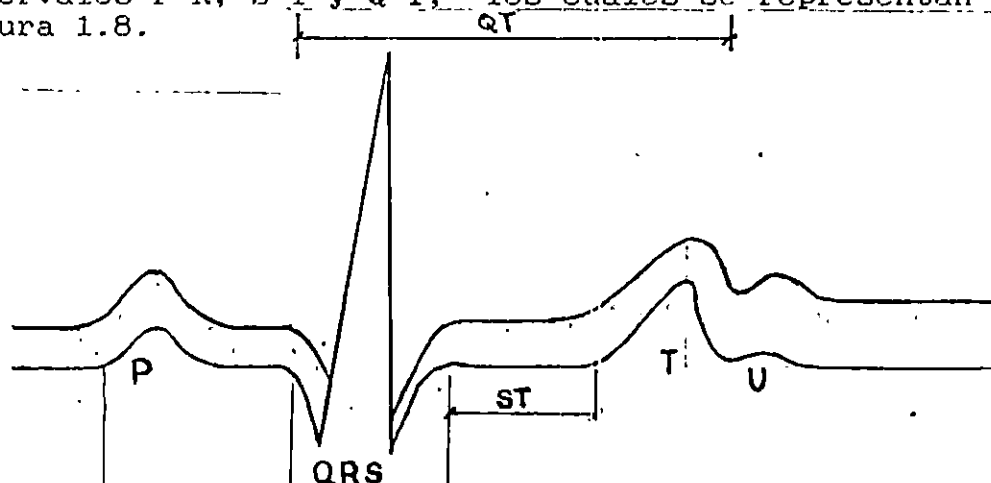


Figura 1.8 Trazo de un ECG normal, mostrando las ondas e intervalos de mayor interés.

Debido a la cantidad de información que provee el ECG, se le considera como una técnica de gran valor para el diagnóstico y monitoreo. Puede mostrar la velocidad de la depolarización; arritmias; estado de extrasístole que sucede cuando dos lugares comandan la depolarización (tales como el nodo sinusal y el nodo auriculo-ventricular, AV). También el ECG, informa si ha existido un infarto, que son lugares del corazón que no conducen la actividad eléctrica, debido a la muerte de las células cardíacas.

Un último aspecto de relevancia del ECG es que sirve para el reconocimiento de diversas patologías del corazón, siendo la fuente de datos para la ejecución de poderosos y complejos métodos analíticos.

Características de diseño:

- Frecuencia cardíaca: 70 rpm.
- Amplitud: 0-4mV
- Ancho de banda, para diagnóstico: 0.05-100 Hz.
- CMRR: mayor que 10,000
- Precisión: 5%
- Rango de frecuencias: 5-200 LPM⁴

3.1.1 ELECTRODOS PARA LA MEDICION DE BIOPOTENCIALES

En cuanto a la medición y registro de potenciales y, por lo tanto de corrientes en el cuerpo, es necesario proveer de alguna interface entre el cuerpo y el aparato de medición electrónico. Esta función de interface es llevada a cabo por los electrodos de biopotencial. Los electrodos de biopotencial tienen la capacidad de conducir corrientes eléctricas a través de la interface entre el cuerpo y el circuito electrónico de medición.

La primera impresión sobre la función de los electrodos parece muy simple, pero cuando el problema se considera con más detalle, se ve que los electrodos realmente ejecutan la función de transducción, por que, la corriente en el cuerpo está dada por un flujo iones, mientras que la corriente en los alambres que conectan con los electrodos está dada por un flujo de electrones. De esta manera, el electrodo sirve como un transductor que cambia la corriente iónica en corriente electrónica.

Aquí se examinará las principales características de los electrodos de biopotencial y se discutirán los circuitos eléctricos equivalentes para estos electrodos basados en aquellas características. Estos electrodos son muy usados en los sistemas de instrumentación médica para el registro de biopotenciales, tales como el ECG, EEG, EMG, y potenciales intracelulares.

⁴ LPM = latidos por minuto.

LA INTERFACE ELECTRODO-ELECTROLITO.

Se estudiará brevemente este tipo de interface por ser necesario para entender mejor la interface electrodo-piel, que es la que más interesa.

La interface electrodo-electrolito está esquemáticamente ilustrada en la figura 1.9. Hay una corriente neta atravesando la interface desde el electrodo hasta el electrólito, esta consiste de (1) electrones moviéndose en una dirección opuesta a la de la corriente en el electrodo, (2) cationes (denotados por C⁺) moviéndose en la misma dirección que la corriente, y (3) aniones (denotados por A⁻) moviéndose en dirección opuesta a la de la corriente en el electrólito. Para cargas atravesando la interface (puesto que no hay electrones libres en el electrólito ni cationes o aniones libres en el electrodo) algo debe ocurrir en la interface que transfiere la carga entre estos portadores. Lo que realmente ocurre son reacciones químicas en la interface.

ELECTRODOS POLARIZABLES Y NO POLARIZABLES.

Teóricamente dos tipos de electrodos son posibles: los que son perfectamente polarizables y los que son perfectamente no polarizables. Esta clasificación se refiere a lo que sucede a un electrodo cuando una corriente pasa entre este y el electrólito. Los electrodos perfectamente polarizables son aquellos en los cuales la carga actual no cruza la interface electrodo-electrolito cuando una corriente es aplicada. Por su puesto, allí una corriente tuvo que atravesar la interface, pero esta corriente es una corriente desplazada, y el electrodo se comporta como si fuera un capacitor. Los electrodos perfectamente no polarizables son aquellos en los cuales la corriente pasa libremente a través de la interface electrodo-electrolito, sin necesitar energía para hacer la transición. Así, para electrodos perfectamente no polarizables no hay sobrevoltajes.

COMPORTAMIENTO DE LOS ELECTRODOS Y MODELO CIRCUITAL.

Las características eléctricas de los electrodos han sido objeto de mucho estudio. Muchas veces las características corriente-voltaje de la interface electrodo-electrolito son encontradas como no lineales, y , por lo tanto, elementos no lineales son necesarios para modelar el funcionamiento del electrodo. Más específicamente, las características de un

electrodo son dependientes de la corriente pasando a través del electrodo, y para densidades de corriente relativamente

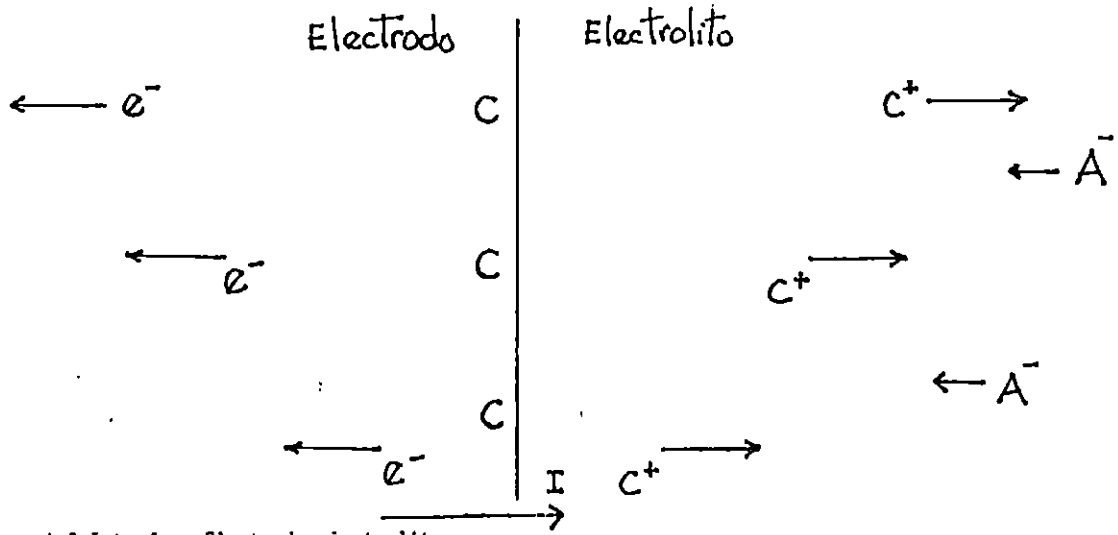


Figura 1.9 Interface Electrodo-electrolito

altas, las características de los electrodos pueden ser considerablemente diferentes que para densidades de corriente bajas. Las características de los electrodos también son dependientes de la forma de onda. Cuando corrientes sinusoidales son usadas para medir el comportamiento del circuito de los electrodos, las características son también dependientes de la frecuencia.

El modelo circuital para el electrodo se muestra en la figura 1.10. En este circuito, R_d y C_d representan los componentes resistivos y capacitivos asociados con la interfase electrodo-electrolito y a los efectos de polarización. Estos componentes son dependientes de la densidad de corriente y de la frecuencia. La fuente de voltaje representa el potencial de celda y la resistencia en serie R_s representa la resistencia del electrolito y del alambre del electrodo.

INTERFACE ELECTRODO-PIEL Y ANOMALIAS POR MOVIMIENTO.

Ya se ha examinado la interfase electrodo-electrolito y de como son influenciadas las propiedades eléctricas de algunos electrodos. Cuando los biopotenciales son registrados desde la superficie de la piel, se considera una interfase adicional (la interfase entre el electrodo-electrolito y la piel) de acuerdo al comportamiento de los electrodos. Cuando se acopla un electrodo a la piel, usualmente se utiliza una pasta electrolita conteniendo Cl^- como el anión principal para mantener el buen contacto. La interfase entre

esta pasta y el electrodo es una interface electrodo-electrólito, tal como se ha descrito antes. Sin embargo la interface entre electrodo y la piel es diferente, y requiere de alguna explicación.

Cuando se considera la conexión eléctrica entre el electrodo y la piel a través de la pasta electrolita, el circuito equivalente de la figura 1.10 puede ser expandido, como se muestra en la figura 1.11. El circuito equivalente de la interface electrodo-electrolito es mostrado adyacente a la interface electrodo-pasta. La resistencia en serie R_s es ahora la resistencia efectiva de la pasta entre el electrodo y la piel. Cuando se considera la epidermis, o al menos la "stratum corneum", como una membrana que es semi permeable a los iones; así que, si hay una diferencia en la concentración de iones a través de la membrana, hay una

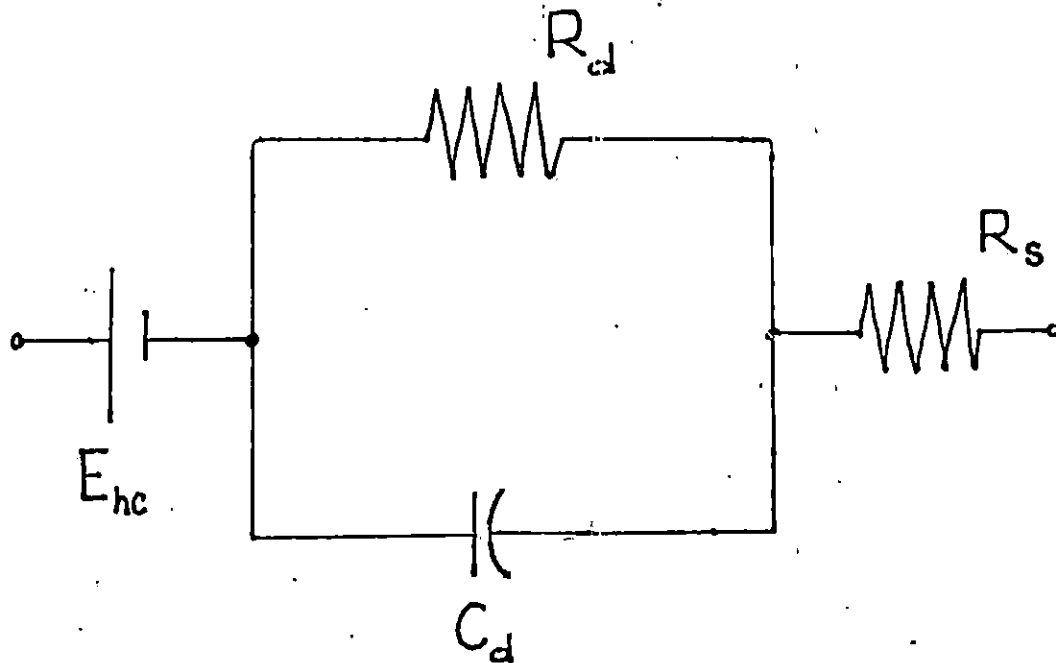


Figura 1.10. Circuito Equivalente para un electrodo de biopotencial.

diferencia de potencial, la cual está dada por la ecuación de Nernst. La capa epidermal también presenta una impedancia eléctrica que se representa como un circuito paralelo RC, tal como puede verse. La dermis y la capa subcutánea se representan en general como resistencias puras.

Un factor que algunas veces es importante cuando se considera, por ejemplo, la respuesta psicogénita electrodermal o el reflejo galvánico de la piel (GSR), es la

contribución de las glándulas sudoríparas y los poros. El fluido secretado por las glándulas sudoríparas contiene iones Na^+ , K^+ y Cl^- , cuyas concentraciones difieren de aquellas en el fluido extracelular. Así, hay una diferencia de potencial entre el lumen de los poros y los planos de la dermis y subcutáneo. Allí también es una combinación paralelo de R_p y C_p en serie con el potencial representando la pared de las glándulas sudoríparas y los poros, tal como se muestra en la figura 1.11, por las líneas a trazos. Estos componentes no deben ser considerados cuando los electrodos para biopotencial no están siendo utilizados para la medición de la respuesta electrodermal o GSR.

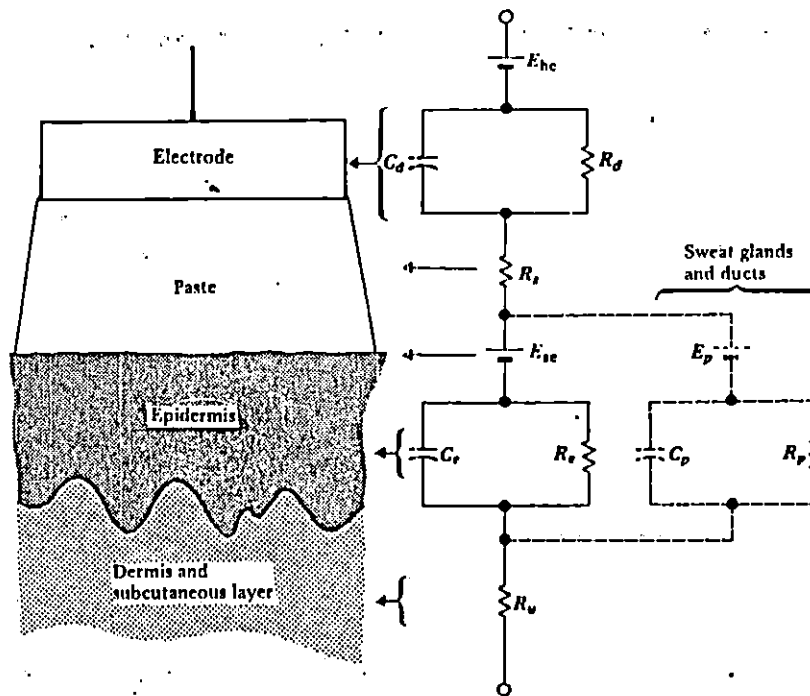


Figura 1.11. Circuito equivalente de un electrodo acoplado a la superficie del cuerpo.

Cuando un electrodo polarizable está en contacto con un electrólito, una doble capa de carga se forma en la interface. Si el electrodo es movido con respecto al electrólito, esta anomalía mecánica afecta la distribución de carga en la interface, y resulta en un cambio momentáneo del potencial de celda hasta que el equilibrio puede ser restablecido. Si un par de electrodos están en un electrólito y uno es movido manteniendo el otro estacionario, una diferencia de potencial aparece entre los

dos electrodos durante este movimiento. Este potencial es conocido como "anomalía por movimiento" y puede ser una causa seria de interferencia en la medición de biopotenciales. Este efecto es mínimo para electrodos no polarizables.

ELECTRODOS PARA REGISTRO EN LA SUPERFICIE DEL CUERPO.

A través de muchos años, diferentes tipos de electrodos para registrar varios potenciales sobre la superficie del cuerpo han sido desarrollados. Aquí se describen varios tipos de estos electrodos.

Electrodos de Placa Metálica.

Uno de los tipos de electrodos para el sentido de biopotenciales más frecuentemente utilizado es el electrodo de placa metálica. En su forma básica, este consiste de un conductor metálico en contacto con la piel. Este utiliza una pasta electrolita para establecer y mantener el contacto. La figura 1.12 muestra varias formas de este tipo de electrodo.

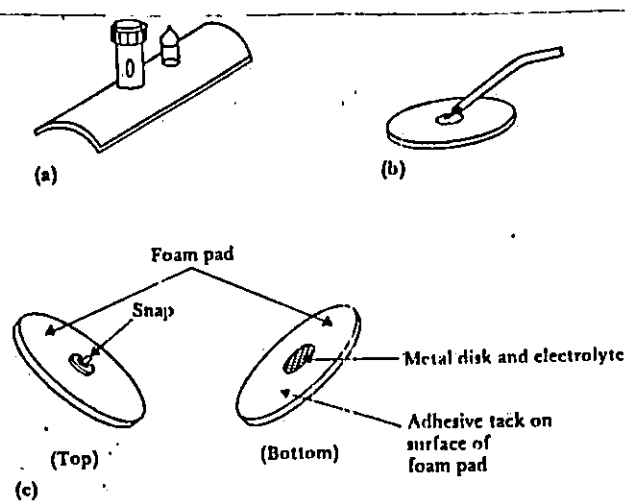


Figura 1.12. Diferentes tipos de electrodos de placa metálica.

- Electrodos de Succión.

Una modificación del electrodo de placa metálica que no necesita correa ni adhesivos para mantenerse en un lugar fijo es el electrodo de succión mostrado en la figura 1.13. Este electrodo es frecuentemente utilizado en electrocardiografía como electrodo para derivación precordial, puesto que este puede ser localizado en una posición en particular, tomar el registro y ser movido a la próxima posición muy fácilmente.

Este electrodo debe ser utilizado solo por períodos de tiempo cortos, puesto que la presión y la succión en la superficie de contacto (piel) puede causar irritación seria.

- Electrodo Flotantes.

En la sección previa se explicó que una fuente de anomalías por movimiento en los electrodos de biopotencial es el resultado de la doble capa de carga en la interface electrodo-electrolito. El uso de electrodos no polarizables, tal como el electrodo de Ag-AgCl, pueden en gran forma

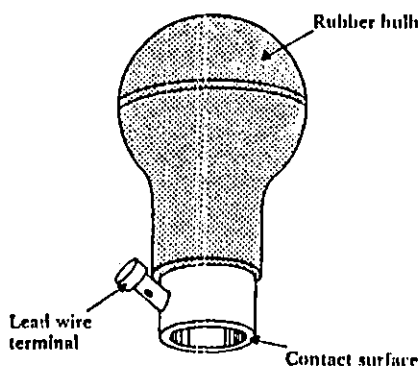


Figura 1.13. Electrodo de succión metálico.

disminuir estas anomalías. Pero aún así, pueden estar presente, y los esfuerzos por estabilizar mecánicamente la interface pueden verse afectados negativamente. Los electrodos flotantes ofrecen una técnica apropiada para esto. En la figura 1.14 se muestran algunos ejemplos de estos elementos.

- Electrodo Flexibles.

Los electrodos descritos hasta ahora son de tipo sólido. unos son planos y otros tienen una curvatura fija. La superficie del cuerpo, en cambio, esta formada irregularmente y puede cambiar su curvatura local con algún movimiento. Los electrodos sólidos no pueden adaptarse a este cambio en la topografía de la superficie del cuerpo, lo cual puede ocasionar adicionalmente una anomalía por movimiento. Para evitar tales problemas, los electrodos flexibles han sido desarrollados, ejemplos de estos se muestran en la figura 1.15.

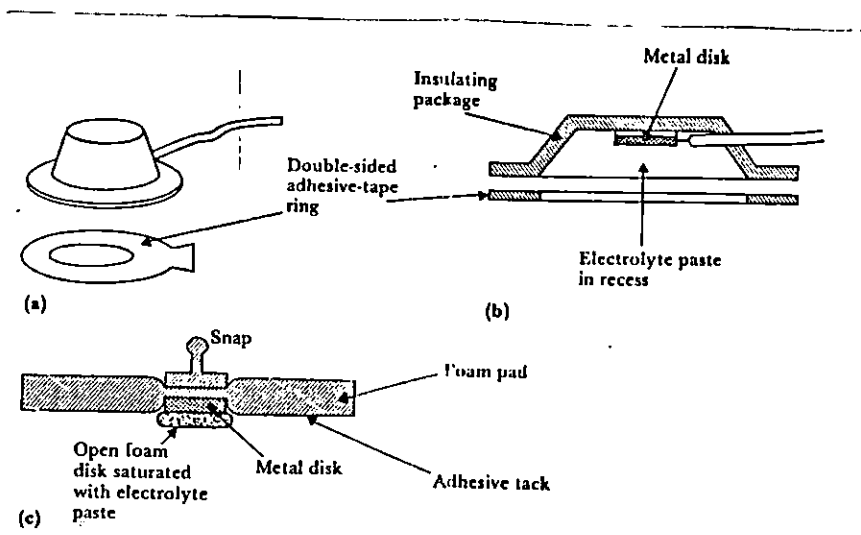


Figura 1.14. Diferentes tipos de electrodos.

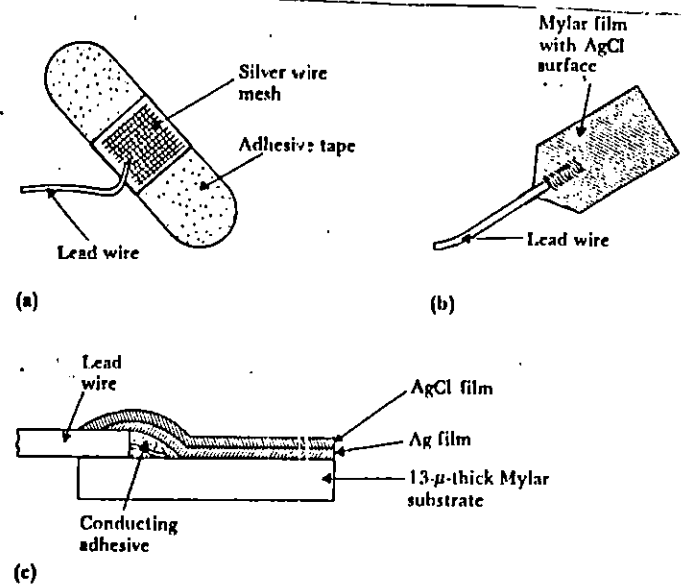


Figura 1.15. Electrodo de tipo flexible.

- Electrodo Seco.

Todos los electrodos descritos hasta ahora requieren de pasta electrolita para establecer y mantener el contacto entre el electrodo y la piel. Los avances más recientes en tecnología electrónica de estado sólido han hecho posible el registro de biopotenciales con electrodos que pueden ser aplicados directamente sobre la piel sin una capa intermedia de pasta electrolita. La característica significativa de este tipo de electrodo es que posee un amplificador con impedancia de entrada muy alta.

- Electrodo Interno.

Hay también electrodos que pueden ser utilizados dentro del cuerpo para detectar biopotenciales. Estos pueden tomar la forma de cualquier electrodo transcutáneo, en los cuales el electrodo por sí mismo o el alambre de derivación atraviesan la piel, o pueden ser enteramente electrodos internos, en los cuales la conexión es a un circuito electrónico implantado, tal como un transmisor de radiotelemedicina. Estos electrodos difieren de los electrodos de la superficie del cuerpo en que no están conectados con la interface electrodo-piel, y por lo tanto, están libres de las limitaciones que esta interface impone. Así que estos electrodos se comportan enteramente por la forma dictaminada por la interface electrodo-electrolito. No se requiere pasta electrolita para mantener la interface, puesto que el fluido extracelular está presente.

En la figura 1.16 se muestran varios tipos de electrodos tanto de aguja como de alambre para el registro de biopotenciales en la forma ya descrita.

Existen también otros tipos de electrodos los cuales no se tratarán aquí por carecer de valor práctico para esta aplicación. Ejemplos de ellos son los diferentes tipos de microelectrodos y los electrodos para estimulación eléctrica de tejido.

3.1.2 EL ELECTROCARDIOGRAFO.

Aunque el objetivo de este trabajo no es diseñar y construir un electrocardiógrafo típico, en esta parte se presentan algunos requerimientos y características específicos que deben tomarse muy en cuenta cuando se va a diseñar cualquier tipo de electrocardiógrafo, los cuales ya están dados como estándares. También se presentan los problemas más comunes (como interferencias, manejo del equipo, etc.) que

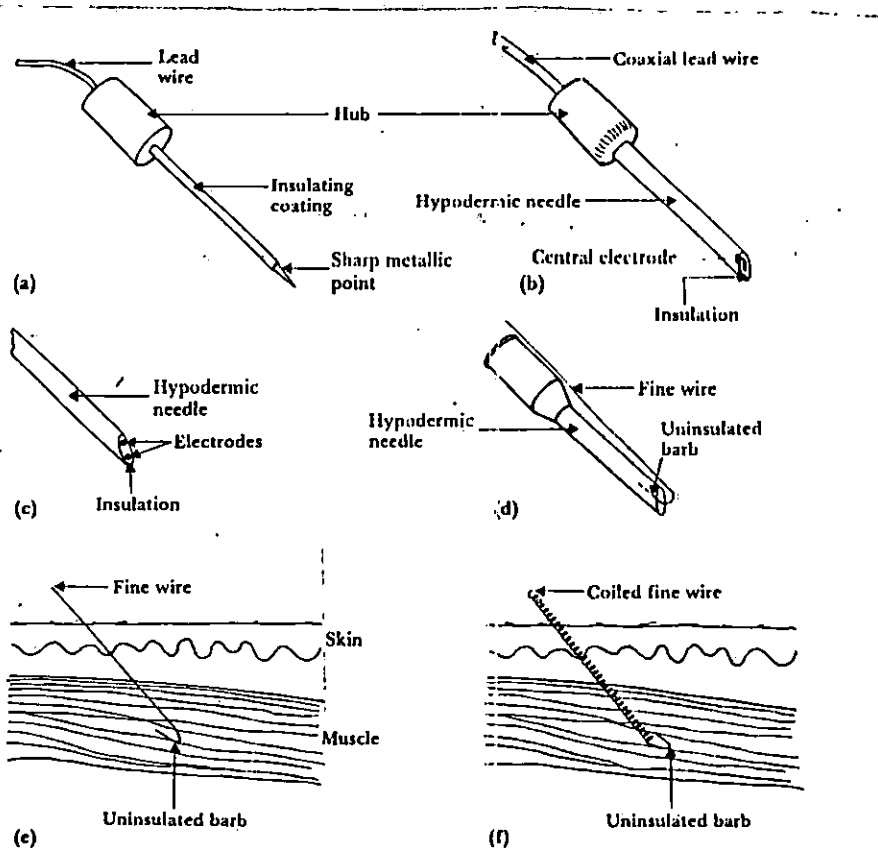


Figura 1.16. Electrodo internos.

afectan el normal funcionamiento del equipo al tomar un electrocardiograma, así como las formas de evitarlos o eliminarlos. Lo medular de esto, pues, se aplica a la tarea que en este trabajo se pretende desarrollar, que consiste en el diseño y construcción de un electrocardiógrafo para el monitoreo del electrocardiograma como parte de un sistema de adquisición de señales médicas.

REQUERIMIENTOS ESPECIFICOS DEL ELECTROCARDIOGRAFO.

El Comité en Electrocardiografía de la American Heart Association (Asociación Americana del Corazón) hizo recomendaciones para la estandarización de registros correctos de los electrocardiógrafos. Algunas de las recomendaciones son las siguientes:

- 1) Linealidad y Distorsión. La desviación de la linealidad deberá ser menor que el 5% de la salida pico-pico para

señales con salida pico-pico cuyas amplitudes están entre 5 y 50 mm en la gráfica del registro. Para amplitudes pico-pico menores que 5 mm, la desviación de la linealidad no deberá ser mayor que .25 mm. Estos requerimientos abarcan señales compuestas por componentes de frecuencia entre .05 y 100 Hz.

- 2) Rango de Entrada. Las especificaciones deberán ser dadas para señales de entrada con amplitudes que van hasta 10 mV p-p.
- 3) Corriente e Impedancia de Entrada. La impedancia de entrada entre un electrodo terminal y tierra no deberá ser menor que 5 Mega Ohmios. El aparato no permitirá corrientes mayores que 1 micro amperio fluyendo a través del paciente. (Hoy en día, corrientes de fuga que no sean mayores que 10 micro amperios son consideradas aceptables).
- 4) Terminal Central. La resistencia de la red necesaria para establecer el terminal central no deberá causar ninguna distorsión mayor que un adicional de 2% de el ya especificado para la máquina (ítem 1). Junto con los requerimientos de impedancia de entrada, estos establecen el valor mínimo de resistencia para determinar el terminal central como 3.3 mega ohmios.
- 5) Ganancia. Deberán ser fijadas tres ganancias: 5,10 y 20 mm/mV.
- 6) Respuesta en Frecuencia. La respuesta de este instrumento se considerará buena dentro de más o menos .5 dB sobre el rango de frecuencia desde .14 hasta 25 Hz.

Para señales con amplitudes pico-pico menores o iguales que 5 mm en la gráfica del registro, la respuesta a una entrada sinusoidal de amplitud constante con una frecuencia hasta de 100 Hz no deberá ser atenuada por más que 3 dB.

- 7) Razón de Rechazo en Modo Común. (CMRR). Para cada posición del interruptor selector de derivaciones, con el registro puesto con una ganancia de 10 mm/mV y con todas las líneas de los electrodos de entrada conectadas, una fuente de 60 Hz, 120 Vrms con un terminal aterrizado y el otro terminal aplicado a la unión de las derivaciones a través de capacitores en serie de 22 pF no causará más que 20 mm pico-pico de deflexión.
- 8) Calibración. Un voltaje estándar de 1.0 mV deberá estar disponible para comprobar la calibración de la ganancia.

9) Velocidad del Gráfico. Una velocidad estándar del gráfico de 25 mm/s es utilizada. Además, una velocidad mayor de 50 mm/s deberá estar disponible. La precisión de la velocidad deberá ser más o menos 2% .

10) Salida. La impedancia de salida deberá ser menor que 100 ohmios. La salida a plena escala deberá ser más o menos 1V.

BLOQUES FUNCIONALES DE EL ELECTROCARDIOGRAFO.

La figura 1.17 muestra un diagrama de bloques de un electrocardiógrafo típico. Para entender la operación del sistema en general, se considerará cada bloque separadamente.

1. Circuito de Protección y Aislamiento. La circuitería de este bloque protege al paciente de corrientes peligrosas que podrían ser generadas en el electrocardiógrafo. Esto exige algún tipo de aislamiento entre los electrodos, el resto de la máquina, y las líneas de potencia. Muchas veces estos circuitos incluyen elementos de protección de modo que los altos voltajes que puedan aparecer a través de la entrada del electrocardiógrafo bajo ciertas condiciones, no lo dañarán.
2. Selector de Derivaciones. Cada electrodo conectado al paciente está unido al selector de derivaciones del

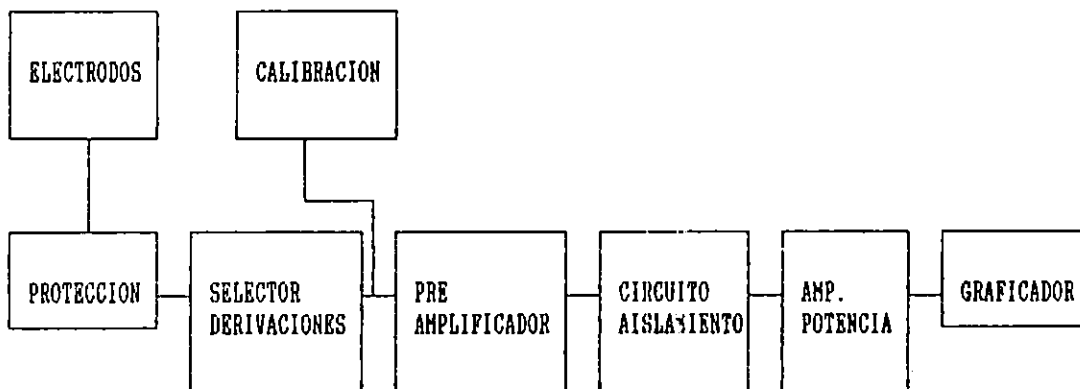


Figura 1.17. Diagrama de Bloques de un Electrocardiógrafo.

- electrocardiógrafo. La función de este bloque es determinar cuales electrodos son necesarios para una derivación particular y para conectar estos al resto del circuito. Esta es la parte del electrocardiógrafo en la cual son hechas las conexiones para el terminal central. Generalmente, el componente central de este bloque es un interruptor selector que el operario puede posicionar para la derivación particular deseada.
3. Señal de Calibración. Un milivoltio como señal de calibración puede ser momentáneamente introducido en el electrocardiógrafo por el operario.
 4. Preamplificador. La etapa preamplificadora de entrada contiene a la salida la amplificación inicial del ECG (electrocardiograma). *Esta etapa debe tener impedancia de entrada muy alta, y una alta razón de rechazo en modo común. Un interruptor de control de ganancia hace obtener del electrocardiógrafo las tres ganancias descritas anteriormente.*
 5. Circuito de Aislamiento. La circuitería de este bloque contiene una barrera al paso de la corriente de 60 Hz. Por ejemplo, si el paciente entra en contacto con una línea de 120 V, esta barrera evita corrientes peligrosas desde el paciente a través del amplificador hasta la tierra del registrador.
 6. Amplificador de Potencia. La circuitería en este bloque amplifica el ECG a un nivel para el cual el movimiento o desviaciones de la pluma del registrador es adecuado. Esta etapa también aporta a la salida el filtrado pasabanda del electrocardiógrafo para dar las características de frecuencia descritas previamente.
 7. Registrador. Este normalmente es un registrador tipo oscilógrafo que posee las especificaciones de velocidad del gráfico y respuesta en frecuencia muy satisfactoriamente.

PROBLEMAS FRECUENTEMENTE ENCONTRADOS.

Hay muchos factores que se deben tomar en consideración en el diseño y aplicación de un electrocardiógrafo. No solamente el ingeniero biomédico debe ser conocedor de esos factores, sino también el individuo que opera el electrocardiógrafo. En lo que sigue, se describen unos cuantos de los problemas más comunmente encontrados, y se indicará algunas de sus causas.

- Distorsión en Frecuencia.

El electrocardiograma no siempre reúne los estándares sobre la respuesta en frecuencia descritos anteriormente. Cuando esto sucede, la distorsión en frecuencia es vista en el electrocardiograma. La figura 1.18 ilustra como la distorsión en frecuencia puede alterar un ECG.

La figura 1.18(a) muestra un ECG normal tomado con un instrumento que tiene una respuesta en frecuencia mejor (más amplia) que la prescrita de .05 a 100 Hz.

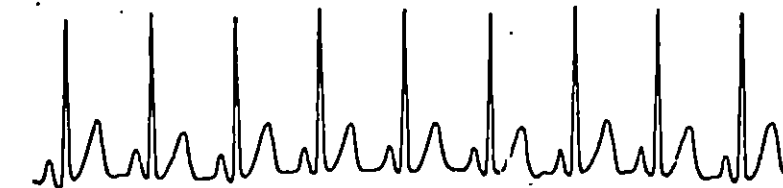
La figura 1.18(b) muestra el ECG original cuando ha sido registrado con una máquina que tiene una respuesta en frecuencia desde .02 hasta 25 Hz. En este caso se tiene algo que se conoce como distorsión en alta frecuencia, la cual



(a) 0.02-150 Hz



(b) 0.02-25 Hz



(a) 0.02-150 Hz



(c) 1-150 Hz

Figura 1.18. Efectos de la distorsión en frecuencia en un ECG.

causa recortamiento en las partes más puntiagudas de las formas de onda, de tal forma que hace disminuir la amplitud del complejo QRS.

La figura 1.18(c) muestra el mismo ECG cuando ha sido registrado por un instrumento que tiene una respuesta en frecuencia de 1-150 Hz. Observe la distorsión en la base de este ECG. Esto debe ser reconocido como distorsión en baja frecuencia del ECG.

- Distorsión por Corte o Saturación

Los voltajes de offset altos en los electrodos, o los amplificadores mal ajustados en el electrocardiógrafo pueden producir distorsión por corte o saturación que puede modificar significativamente la apariencia del ECG. La figura 1.19(a) muestra un ECG normal. La figura 1.19(b) muestra como la forma de onda es distorsionada por saturación. En este caso, la combinación de la amplitud de la señal de entrada y el voltaje de offset conducen a una parte del amplificador a saturación. Los picos del complejo QRS están así recortados, puesto que la salida del amplificador no puede exceder el voltaje de saturación.

La figura 1.19(c) muestra algo similar en la cual las partes más bajas del ECG están recortadas. Esto puede ser el resultado de saturación negativa de una parte del amplificador. Debe observarse que en este caso la base es perfectamente plana. Los picos de las ondas P y T pueden ser atenuados notándose en el registro; o pueden estar abajo del nivel de corte, así que sólo la onda R aparece.

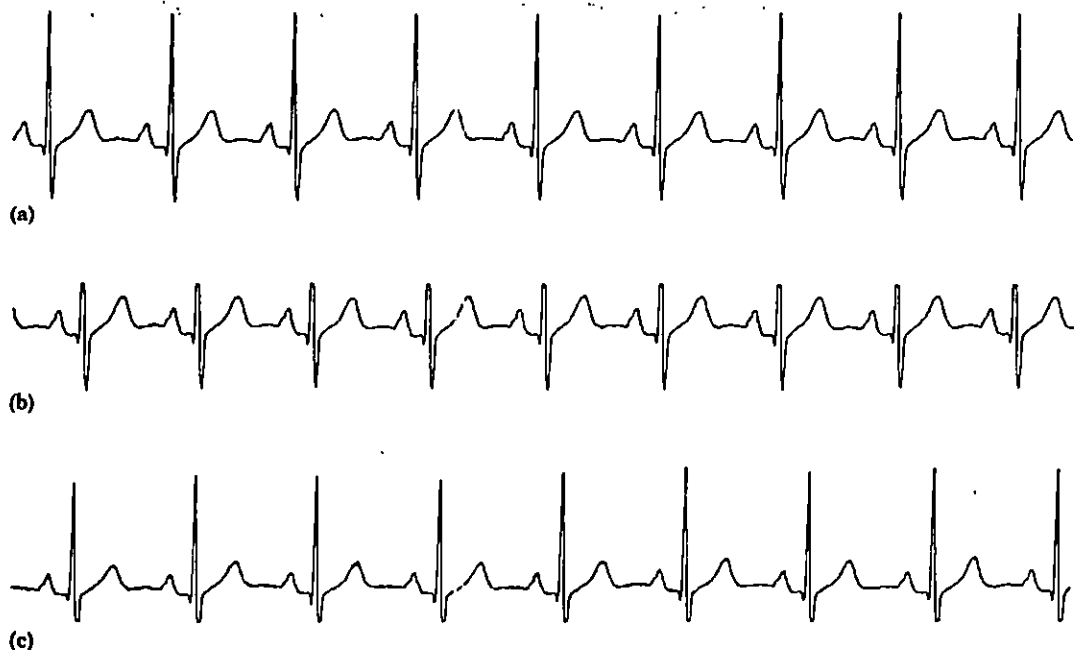


Figura 1.19. Efectos de la distorsión por corte o saturación en un ECG.

- Lazos de Tierra

Los pacientes a los cuales se les están tomando ECG's ya sea con un electrocardiógrafo en una clinica o continuamente con un monitor cardiaco, muchas veces están conectados a piezas de otros aparatos eléctricos. Cada aparato eléctrico tiene su propia conexión a tierra, ya sea a través de la línea de potencia, o en algunos casos, a través de alambres de tierra unido a algún punto de tierra en el cuarto.

Un lazo de tierra puede existir cuando la situación mostrada en la figura 1.20(a) ocurre. Aquí, dos máquinas son conectadas al paciente. El electrocardiógrafo y la máquina X tienen cada uno electrodos de tierra unidos al paciente. El electrocardiógrafo está aterrizado a través de la línea de potencia, pero esta está colocada en un punto diferente de drenaje en el cuarto, el cual tiene una tierra diferente, conocida como tierra B. Si desgraciadamente la tierra B está

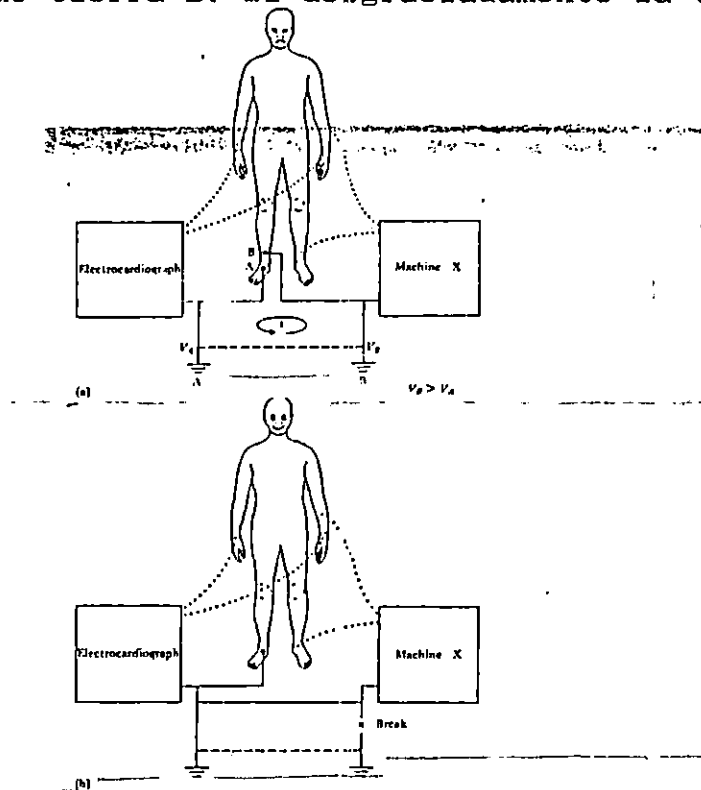


Figura 1.20. (a) Ejemplo de un lazo de tierra entre un electrocardiógrafo y otra máquina eléctrica conectada al mismo paciente. (b) El lazo de tierra puede ser eliminado conectando las dos máquinas a la misma tierra y con una sola conexión al paciente.

a un potencial mayor que la tierra A, una corriente de la tierra B fluirá al electrodo de la máquina X sobre el paciente y entonces a través del paciente al electrodo de tierra del electrocardiógrafo y a lo largo de este alambre

de derivación al punto de tierra A. Esta corriente representa un problema en cuanto a seguridad, esto puede elevar el potencial del cuerpo del paciente a algún voltaje por encima del de la tierra menor (en este caso la tierra A) con lo cual la instrumentación se ve afectada. En el ejemplo de la figura 1.20(a), el paciente estaría a algún potencial entre el de la tierra B y el de la tierra A. Esto produce voltajes en modo común en el electrocardiógrafo, el cual, si tiene una razón de rechazo en modo común bastante mala, este voltaje en modo común podría incrementar los niveles de anomalías observadas.

La trayectoria de la corriente entre las dos tierras, como se muestra en la figura 1.20(a), es conocida como lazo de tierra. Esto es algo que debe ser evitado en los sistemas de instrumentación médica.

Una situación mejor es presentada en la figura 1.20(b). Aquí las dos máquinas son aterrizadas en el mismo punto. No hay lazos en el circuito de tierra. El potencial de tierra en el electrocardiógrafo y en la máquina X es el mismo. Normalmente, las dos máquinas tienen el mismo potencial de tierra, así que no puede fluir corriente a través de la conexión a tierra al paciente, aún cuando el paciente sea accidentalmente aterrizado a más de una máquina.

Otro problema causado por las corrientes de tierra que se muestran en la figura 1.20(a) está relacionado con el hecho de que la derivación a tierra del electrocardiógrafo normalmente se encuentra al lado de las derivaciones de señal, los campos magnéticos causados por la corriente en el circuito de tierra, pueden inducir voltajes pequeños en los alambres de las derivaciones de señal. Esto puede producir anomalías en el registrado.

Por su naturaleza, los lazos de tierra representan corrientes con trayectorias cerradas. Así, estos deben encerrar alguna área geométrica dentro de el lazo. Si esta área es grande y está en una región donde existe un campo magnético de fuerte variación en el tiempo (tal como el que sería producido por otro aparato eléctrico conectado a la línea de potencia, o en ese caso, la línea de potencia por sí misma), una corriente puede ser inducida en el lazo de tierra. Este proceso, el cual describiremos con más detalle más tarde, puede causar una corriente de tierra fluyendo a través del paciente, como el caso ya descrito, o esto puede causar voltajes en modo común.

- Alambres de Derivaciones Abiertos.

Frecuentemente uno de los alambres conectados a los electrodos de biopotencial para el electrocardiógrafo puede estar desconectado de su respectivo electrodo, o arruinado como resultado de un manejo excesivamente brusco, en tal caso el electrodo ya no está conectado al electrocardiógrafo. Potenciales relativamente altos pueden frecuentemente ser inducidos en el alambre abierto, debido a campos eléctricos emanando de las líneas de potencia o de otras fuentes que están en el vecindario de la máquina. El resultado es notorio, ya que se observa una deflexión de amplitud constante de la pluma en el registrador a la frecuencia de la línea de potencia, así como también pérdida de la señal. Tal situación también surge cuando un electrodo no hace buen contacto con el paciente.

- Anomalías por Transientes Eléctricos Grandes

En algunas situaciones, en las cuales a un paciente se le está tomando un ECG y la defibrilación cardiaca es necesaria, se da el siguiente fenómeno: un voltaje alto, un pulso eléctrico de alta corriente es aplicado al pecho del paciente, de tal manera que los transientes de potencial pueden ser observados a través de los electrodos. Estos potenciales pueden ser de diversos ordenes de magnitud mayores que los potenciales normales encontrados en el ECG. Otras fuentes eléctricas pueden causar transientes similares. Cuando estas situaciones ocurren, esto puede causar una deflexión abrupta en el ECG, así como se muestra en la figura 1.21. Esto es debido a la saturación de los amplificadores en el electrocardiógrafo causado por la relativa alta amplitud del pulso de entrada. La magnitud del pulso es tal que causa saturación por un periodo de tiempo finito siguiente al pulso, y entonces, lentamente regresa a la base original con una constante de tiempo determinada por la baja frecuencia de corte del amplificador. La lenta recuperación de la forma de onda es mostrada en la figura 1.21.

Graves anomalías causadas por el movimiento de los electrodos pueden producir variaciones de potencial mayores que los potenciales del ECG. Otra fuente de disturbio que se da cuando se encuentra que en el paciente se ha formado una carga eléctrica que puede ser parcialmente descargada a través del cuerpo.

Este problema es excelentemente aliviado reduciendo la fuente de disturbio. Puesto que no se tiene tiempo para desconectar un electrocardiógrafo cuando el paciente está siendo defibrilado, se puede incluir circuitería electrónica

de protección en la misma máquina. De esta manera se puede limitar el máximo voltaje de entrada a través del amplificador del ECG para minimizar la saturación y el restablecimiento de los efectos de carga debido al alto voltaje de las señales de entrada. Esto da por resultado un retorno más rápido a la operación normal subsiguiente al transiente. Tal circuitería es también importante en la protección del electrocardiógrafo de cualquier daño que pudiese ser causado por tales pulsos.

- Interferencia de Aparatos Eléctricos.

Una fuente mayor de disturbio cuando se está registrando o monitoreando un ECG es el sistema eléctrico de potencia. Además de proveer la potencia al electrocardiógrafo, las líneas de potencia son conectadas a otras piezas de equipos e instrumentos en el típico cuarto de hospital o en el consultorio del médico. Hay líneas de potencia también en las paredes, pisos y cielo, el flujo atraviesa el cuarto hacia otros puntos del edificio. Estas líneas de potencia pueden afectar el registro del ECG e introducir interferencia a la frecuencia de la línea en el trazo del registro, como se ilustra en la figura 1.22(a).

El campo eléctrico de acoplamiento entre las líneas de potencia y el electrocardiógrafo y/o el paciente es el resultado de los campos eléctricos circundantes de las líneas de potencia mayores y los cordones de potencia conectados a diferentes aparatos. Estos campos pueden hacerse presente cuando el aparato no está encendido, puesto que la circulación de una corriente no es necesaria para establecer un campo eléctrico. Estos campos acoplan al paciente, los alambres de derivaciones y el electrocardiógrafo (ver figura 1.22b).

La corriente a través de la capacitancia $C3$ que acopla al lado no aterrizado de la línea de potencia y el electrocardiógrafo fluye a tierra y no es causa de interferencia. $C1$ representa la capacitancia entre la línea de potencia y una de las derivaciones. La corriente I_{d1} no fluye hacia el electrocardiógrafo por que este tiene alta impedancia de entrada, pero fluye a través de las resistencias piel-electrodo $Z1$ y Zg hacia tierra. Similarmente, I_{d2} fluye a través de $Z2$ y Zg hacia tierra. La impedancia del cuerpo, la cual posee un valor de más o menos 500Ω , puede ser despreciada cuando se compara con las otras resistencias vistas. El voltaje amplificado es el que se encuentra entre las entradas A y B, $V_a - V_b$.

$$V_a - V_b = I_{d1} Z1 - I_{d2} Z2$$

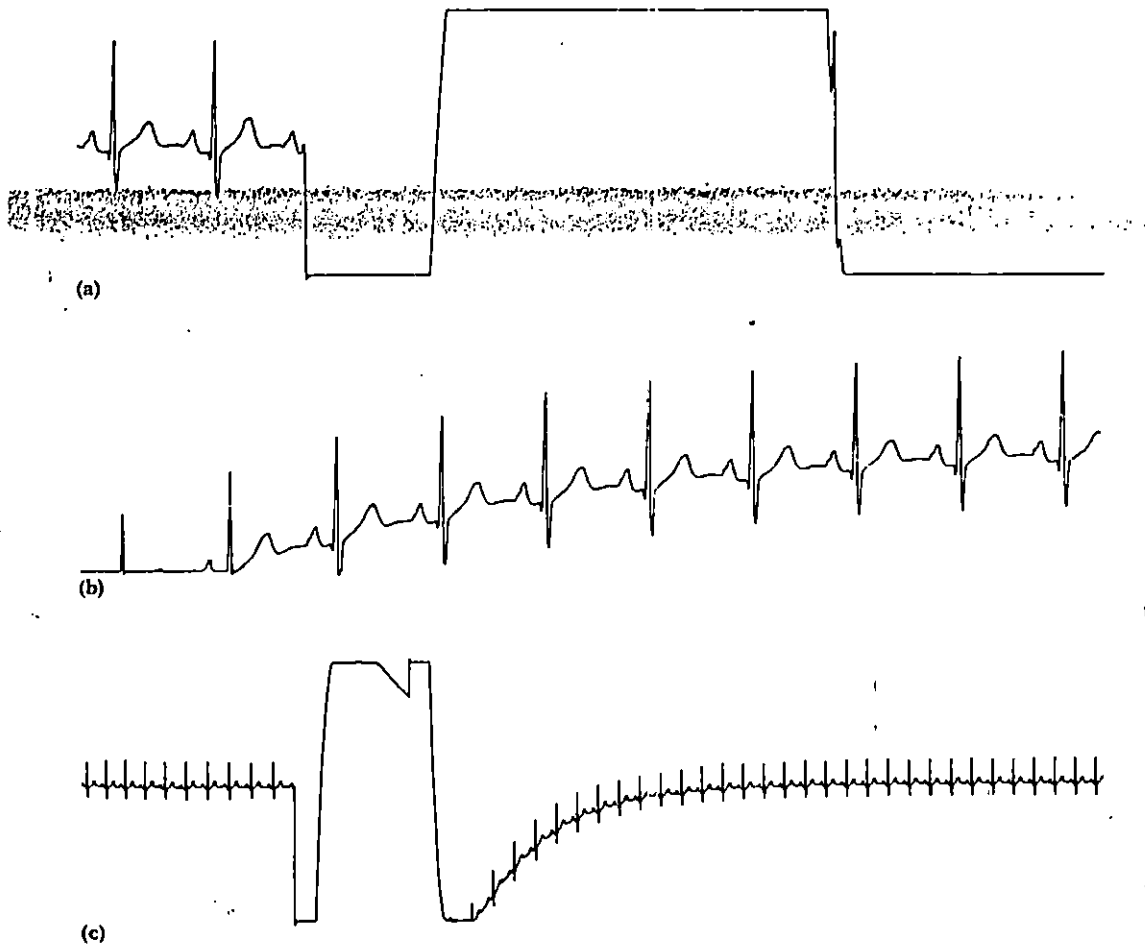


Figura 1.21. Efecto de un transiente de voltaje en un ECG. (a) Inicio del transiente. (b) Continuación de (a), mostrando la recuperación. (c) Transiente similar con la ganancia reducida para ilustrar la recuperación del sistema de primer orden.

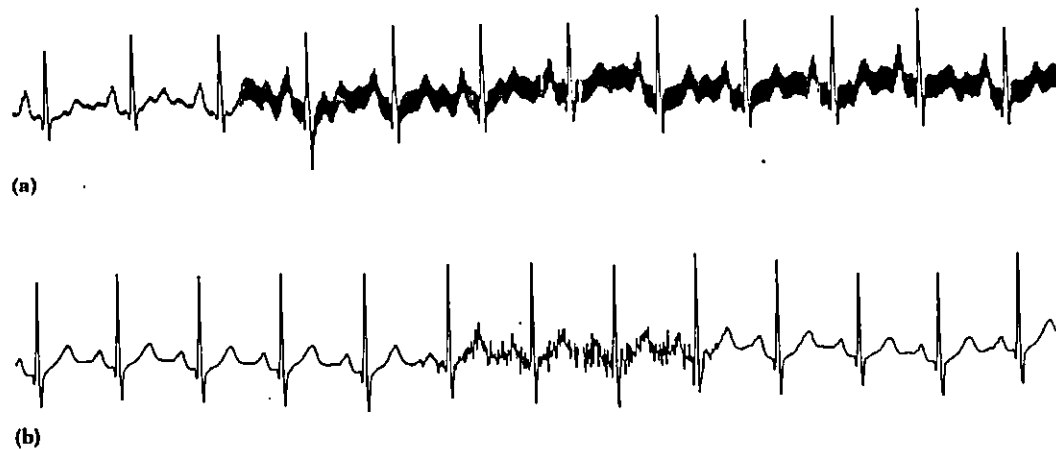


Figura 1.22. (a) Interferencia de la línea de potencia de 60 Hz. (b) Interferencia electromiográfica en el ECG. Esto es casi como si hubieran capacitores pequeños acoplado a estos últimos con las líneas de potencia, como es mostrado por el modelo de la figura 1.23.

Huhta y Webster sugieren que si las dos derivaciones trabajan similarmente, entonces $I_{d1} = I_{d2}$. En este caso,

$$V_a - V_b = I_{d1}(Z_1 - Z_2)$$

El campo eléctrico de acoplamiento entre las líneas de potencia y el electrocardiógrafo y/o el paciente es el resultado de los campos eléctricos circundantes de las líneas de potencia mayores y los cordones de potencia conectados a diferentes aparatos. Estos campos pueden hacerse presente cuando el aparato no está encendido, puesto que la circulación de una corriente no es necesaria para establecer un campo eléctrico. Estos campos acoplan al paciente, los alambres de derivaciones y el electrocardiógrafo.

Valores medidos para 9 metros de cable muestran que $I_d = 6nA$. Las impedancias piel-electrodo pueden diferir como mucho por 20 K Ω . Por lo tanto

$$V_a - V_b = (6nA)(20K\Omega) = 120 \mu V$$

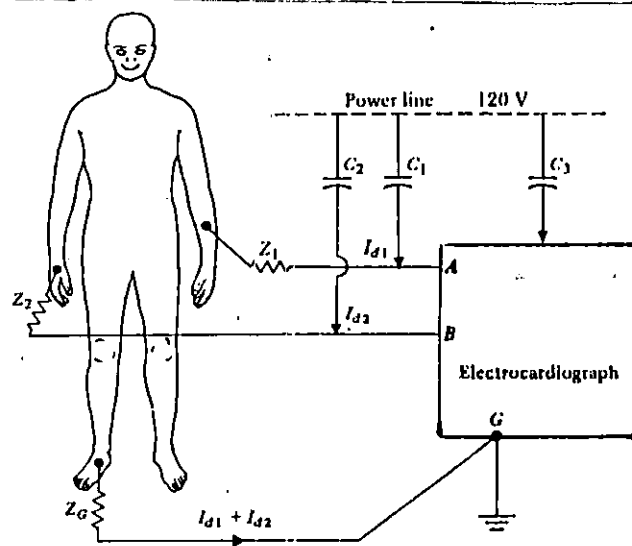


Figura 1.23. Modelo de acople capacitivo entre las líneas de potencia, los alambres de derivaciones y el electrocardiógrafo.

lo cual propiciaría un nivel de interferencia inconveniente. Esto puede ser minimizado blindando las derivaciones y aterrizando cada blindaje al electrocardiógrafo. También es provechoso tener una impedancia piel-electrodo más baja.

La figura 1.24 muestra que la corriente También fluye de la línea de potencia al cuerpo. La corriente desplazada I_{db} fluye a través de la impedancia de tierra Z_g hacia la tierra. La caída de voltaje resultante ocasiona un voltaje en modo común V_{cm} que aparece por todo el cuerpo.

$$V_{cm} = I_{db} Z_g$$

Sustituyendo valores típicos

$$V_{cm} = (0.2\mu A)(50k\Omega) = 10mV$$

En ambientes eléctricos malos en los cuales $I_{db} > 1\mu A$, V_{cm} puede ser mayor que 50mV. Para un amplificador perfecto esto no causaría problema, por que un amplificador diferencial rechaza los voltajes en modo común. Sin embargo, los amplificadores reales tienen impedancias de entradas finitas Z_{in} . Así, V_{cm} decrece a causa de la acción atenuadora de las impedancias piel-electrodo y Z_{in} . Esto es,

$$V_a - V_b = V_{cm} [Z_{in}/(Z_{in} + Z_1) - Z_{in}/(Z_{in} + Z_2)]$$

Debido a que Z_1 y Z_2 son mucho menor que Z_{in}

$$V_a - V_b = V_{cm} [(Z_2 - Z_1)/Z_{in}]$$

Sustituyendo valores típicos

$$V_a - V_b = (10mV)(20K\Omega/5M\Omega) = 40\mu V$$

lo cual sería notable en un ECG y sería muy inconveniente en un EEG. Esto puede ser minimizado haciendo más pequeña la impedancia piel-electrodo y aumentando la impedancia de entrada del amplificador.

Así vemos que la diferencia entre las impedancias piel-electrodo es una consideración importante en el diseño de amplificadores de biopotencial. Algún voltaje en modo común está siempre presente. Así que la entrada desbalanceada y Z_{in} son factores críticos en la determinación en el rechazo en modo común, sin importar que tan buen amplificador diferencial sea.

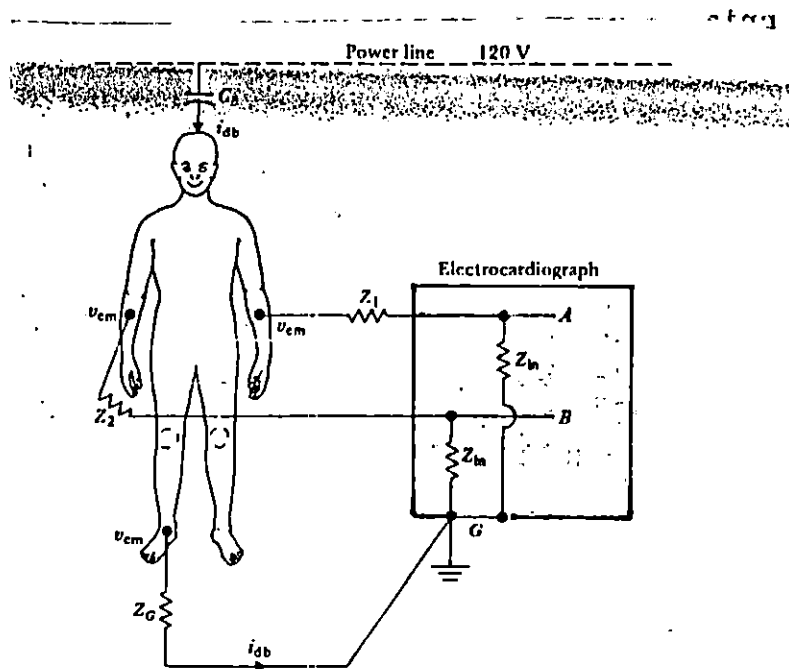


Figura 1.24. Corriente fluyendo desde la línea de potencia a través del cuerpo y la impedancia de tierra, creando así un voltaje en modo común sobre todo el cuerpo.

La otra fuente de anomalía de las líneas de potencia es la inducción magnética. La corriente en las líneas de potencia establece un campo magnético en las vecindades de la línea. Los campos magnéticos pueden También algunas veces originarse en transformadores y balastras de luces fluorescentes. Si tal campo magnético pasa a través de la espira efectiva formada por el electrocardiógrafo, los alambres de las derivaciones, y el paciente, como se muestra en la figura 1.25, entonces, un voltaje es inducido en este lazo. Este voltaje es proporcional a la intensidad del campo magnético y al área de la espira efectiva. Esto puede ser reducido mediante, (1) reduciendo el campo magnético por medio de blindajes, o por (2) manteniendo al electrocardiógrafo y derivaciones lejos de regiones donde exista campos magnéticos intensos (estos dos casos son un poco difícil de lograr en la práctica), o (3) reduciendo el área efectiva de la espira. Esto último puede ser fácilmente realizado retorciendo los alambres de las derivaciones en la distancia entre el electrocardiógrafo y el paciente, tanto como sea posible.

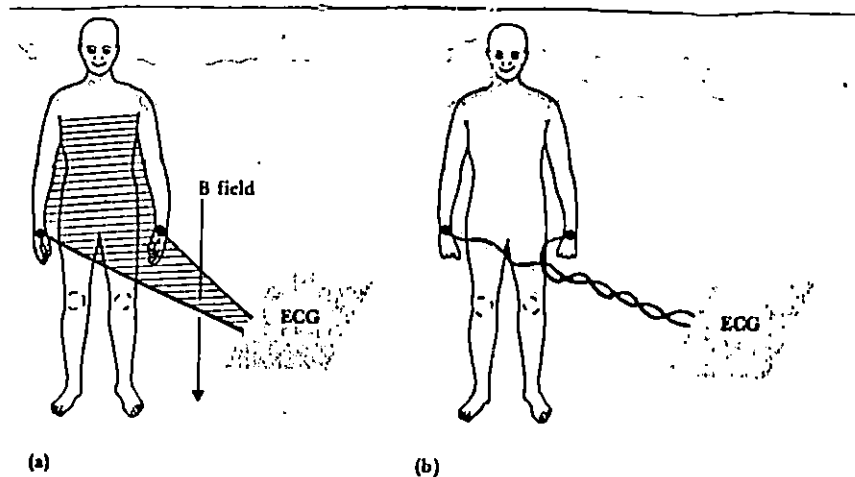


Figura 1.25. (a) Campo magnético atravesando una área apreciable de la espira efectiva. (b) Área de la espira efectiva reducida a niveles adecuados.

3.2 PRESIONES DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR.

La determinación de la presión sanguínea de un individuo es una medición clínica estándar, ya sea si esta se toma en un consultorio médico o en el hospital durante un procedimiento quirúrgico especializado. Los valores de presión en las distintas cámaras del corazón y en el sistema vascular periférico, ayudan al médico a determinar la integridad funcional del sistema cardiovascular.

Las mediciones de la presión venosa son de gran ayuda al médico para determinar la función de los lechos capilares y del corazón derecho. La presión en las venas pequeñas es más baja que la presión en los capilares y refleja el valor de presión de los capilares. La presión venosa intratorácica determina la presión de llenado diastólico del ventrículo derecho. La presión venosa extratorácica es de 2 a 5 cm H₂O arriba de la atmósfera. El nivel de referencia para la presión venosa es la aurícula derecha. La presión venosa central es un indicador importante monitoreada en pacientes, y quirúrgicos para poner la terapia apropiada en casos de disfunción cardíaca, shock, estados de hipo o hipervolémico, o fallo circulatorio. Es usado como una guía para determinar la cantidad de líquido que un paciente debe recibir.

Con la presión arterial se pretende conocer la magnitud de la presión arterial diastólica y sistólica, siendo esta última la más importante; además, se puede inferir la resistencia vascular periférica (que las arterias ofrecen al paso de la sangre) a partir del valor de la presión

arterial. Su magnitud estandar es de 180 10 mmHg, si la presión es mayor se dice que hay hipertensión, y si es menor, hipotensión.

Características eléctricas de diseño:

- Rango de frecuencias: 5-120 rpm.
- Amplitud: -2-200 mmHg
- Precisión: 2%

3.3 FLUJO DE AIRE EN LA TRAQUEA.

En esta medición se pretende monitorear la función del sistema respiratorio, el cual tiene que ver primeramente, con el intercambio de gases entre la sangre y la atmósfera. Las mediciones de las variables asociadas con este proceso habilitan al médico a ejecutar dos tareas de mucha relevancia clínica: evaluar el estado funcional del sistema respiratorio e intervenir en su función.

Señales del sistema respiratorio

- Presión en vía aérea: -20-120 cmH₂O
- Rango de frecuencia: 0-25 rpm
- Resolución: 2 cm H₂O
- Flujo: 0-100 LPM
- Volumen corriente: <1000 cc/respiración.

3.4 TRANSDUCTORES DE PRESION.

El sistema de adquisición de datos para esta aplicación incluirá el uso de tres elementos de sensorio de presión, dos de ellos para el monitoreo de las presiones sanguíneas (arterial y venosa), y el otro para el flujo aéreo. En esta sección se detalla con mucha precisión el tema de sensores de presión, incluyendo, sus diversos tipos, características técnicas de sensores semiconductores, criterios de selección, técnicas de compensación con la temperatura y otros puntos de interés.

TIPOS DE TRANSDUCTORES.

La primer división de transductores se establece de acuerdo a la localización del elemento de transducción. Luego se aborda brevemente los métodos de conversión de la presión en una señal eléctrica, resaltando la medición de la presión mediante los cambios producidos por el deformamiento de materiales, momento en el cual se establece diferentes tipos de sensores de estado solido, de acuerdo a la clase de medición que se realiza (por ejemplo, absoluta o

diferencial) y a las características de la señal de salida del transductor.

CLASIFICACION DE TRANSDUCTORES DE PRESION DE ACUERDO A LA LOCALIZACION.

Son dos las categorías generales en que se puede clasificar los transductores de presión, con respecto a este criterio, siendo: transductores para técnicas invasivas y no invasivas.

Los transductores invasivos son aquellos cuya dimensión, empaquetado e instalación, se adecúan al medio en que se van a aplicar. Estos son los transductores más caros y difíciles de usar. En la medición de presión sanguínea estos eliminan la conexión hidráulica que se establece con un catéter, aumentando su fidelidad debido a que se mejora la respuesta en frecuencia, que es limitada fundamentalmente por la conexión hidráulica.

Los transductores empleados para técnicas no invasivas son los preferidos, dado que son más baratos, son eventualmente descartables, y requieren menor cuidado en su aplicación. En este caso, es necesario el acoplamiento mediante un catéter, que debe ser aplicado por una persona capacitada mediante una inserción percutánea u operando quirúrgicamente hasta descubrir una arteria o vena. De este tipo son los que se emplea en la aplicación presente.

CLASIFICACION DE LOS TRANSDUCTORES POR EL METODO DE MEDICION.

Cuatro son los métodos de medición que pueden emplearse para transducir la presión en señal eléctrica, y son: resistivos, capacitivos, inductivos y piezoeléctricos, cada uno de los cuales tiene sus ventajas y desventajas.

Métodos Resistivos.

Este es el método más sencillo de transducir presión, la cual se establece por variaciones de resistencia, tratando de aprovechar la analogía de la aplicación de presión con las deformaciones que esta provoca en los materiales; por esta cualidad, tales dispositivos se les denomina medidores de deformamiento.

Si un alambre fino (25 μm) es tensionado dentro de su límite elástico, los cambios que se produzcan en su diámetro, longitud y resistividad, producirán cambios en la resistencia del alambre. Con esto los cambios en la resistencia pondera las deformaciones, que a su vez son producto de la presión. La siguiente derivación presenta cómo cada uno de los tres parámetros influencia el cambio de resistencia.

Como es sabido la ecuación básica para la resistencia R (Ω) de un alambre con resistividad δ ($\Omega \cdot \text{m}$), longitud L (m), y de área de sección transversal A (m^2) es dada por

$$R = \frac{\delta L}{A} \quad (1.1)$$

El cambio incremental en R es encontrado calculando la diferencial

$$dR = \delta/A \, dL - \delta A^{-2} L \, dA + L/A \, d\delta \quad (1.2)$$

Se puede modificar esta expresión de modo que represente cambios finitos en los parámetros y como también, en una función de coeficiente mecánicos estándar. Así, dividiendo los miembros de (1.2) por los miembros correspondientes de (1.1) e introduciendo valores incrementales se obtiene

$$\frac{R}{R} = \frac{L}{L} - \frac{A}{A} + \frac{\delta}{\delta} \quad (1.3)$$

La razón de Poisson μ , relaciona los cambios en el diámetro ΔD al cambio en la longitud, $\Delta D/D = -\mu \Delta L/L$. Cuando se sustituye esto dentro del término central de (1.3), se tiene

$$\frac{R}{R} = (1 + 2\mu) \frac{L}{L} + \frac{\delta}{\delta} \quad (1.4)$$

en donde el primer término a la derecha del signo igual significa el efecto dimensional, y el segundo, el efecto piezoresistivo.

Note que el cambio en la resistencia es una función de cambios en la dimensión (longitud, $\Delta L/L$), y área, ($2\mu \Delta L/L$), más el cambio en la resistencia debido a variaciones en el esfuerzo de la estructura de rejilla del material, $\Delta \delta/\delta$. El factor de medición G^e , es encontrado dividiendo

⁶ El símbolo G proviene de "gage", que se ha traducido como medición.

(1.4) entre $\Delta L/L$, y es útil para comparar varios materiales medidores de deformamiento.

$$G = \frac{R/R}{L/L} = (1 + 2\mu) + \frac{\delta/\delta}{L/L} \quad (1.5)$$

La tabla 1.6 da los factores de medición y coeficientes de temperatura de la resistividad de varios materiales medidores de deformamiento.

Tabla 1.6 Propiedades de materiales medidores de deformamiento (tomado de R.S.C. Cobbold, Transducers for biomedical measurements, 1974, John Wiley and Sons, Inc. New York).

Material	Composición (%)	Factor de Medición (G)	Coefficiente de Temperatura de la resistividad ($10^{-5}^{\circ}\text{C}^{-1}$)
Constantan (en desarrollo)	Ni45, Cu55	2.1	± 2
Isoelástico	Ni38, Cr8 (Mn, Si, Mo) ₄ Fe52	[3.52,3.6]	± 17
Karma	Ni74, Cr20, Fe3 Cu3	2.1	± 2
Manganin	Cu84, Mn12, Ni4	[0.3,0.47]	± 2
Alloy 479	Pt92, W8	[3.6,4.4]	+24
Níquel	Puro	[-12,-20]	670
Nicromo V	Ni80, Cr20	[2.1,2.63]	10
Silicio	(tipo p)	[100,170]	[70,700]
Silicio	(tipo n)	[-100,-140]	[70,700]
Germanio	(tipo p)	102	
Germanio	(tipo n)	-150	

Note que el factor G para materiales semiconductores es aproximadamente 50 a 70 veces el de los metales. También note que el factor de medición para los metales es primariamente una función de los efectos dimensionales. Para la mayoría de los metales, $\mu = 0.3$ y así G es por lo menos de 1.6; por otro lado, para los semiconductores el efecto piezo resistivo es el dominante. El rasgo indeseable de factores de medición para dispositivos semiconductores es proporcionado por el alto coeficiente de temperatura de su resistividad. Por eso el diseño de transductores que usan materiales semiconductores debe incorporar compensación con la temperatura.

Los medidores de deformamiento pueden ser clasificados como adherido y no adherido. Una unidad medidora de deformamiento no adherido se presenta en la Figura 1.26(a). Los cuatro grupos de alambres sensitivos a la presión están conectados para formar un puente Wheatstone, como se presenta en la Figura 1.26(b). Estos alambres están montados bajo tensión entre la armadura (F) y el miembro movable M tal que la pre-carga es más grande que cualquier carga compresiva externa esperada (este tipo de transductor puede ser usado para medir movimientos rotacionales alrededor del pivote P, si la armadura tiene un hueco circular; si este es rectangular, el dispositivo puede ser usado para mediciones de desplazamiento).

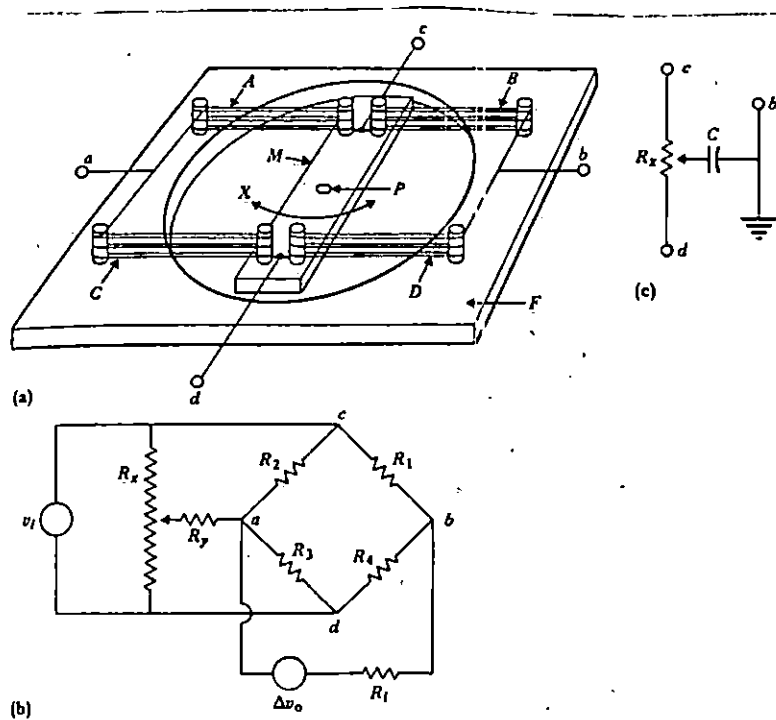


Figura 1.26 Unidad de strain gages con cuatro grupos de alambres sensitivos al deformamiento montados en una estructura (F) y un miembro movable (M). (b) Puente Wheatstone con sus cuatro elementos.

Un elemento medidor de deformamiento adherido consistente de un alambre metálico, una película depositada al vacío, o una barra semiconductor, es unida a una superficie deformada. La figura 1.27 presenta medidores de deformamiento adherido. La desviación de la linealidad es aproximadamente 1%. Un método de compensación de temperatura para la sensibilidad, involucra de un segundo medidor de deformación como un elemento ficticio que es también expuesto a la variación de temperatura, pero sin ser sometido a esfuerzo. Cuando sea posible se debe usar el puente de cuatro ramas de la Figura

1.26, debido a que no sólo provése compensación con la temperatura sino también da una salida cuatro veces más grande si todos las cuatro ramas contienen medidores activos.

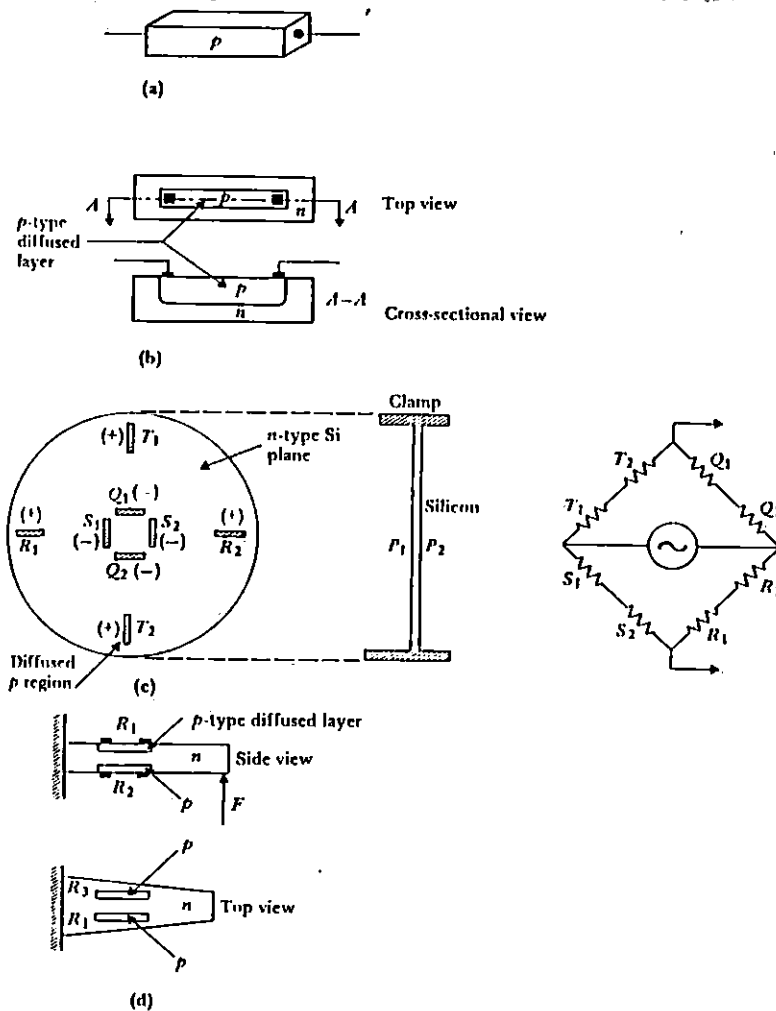


Figura 1.27 Strain Gages de estado sólido.

La tecnología de los medidores de deformamiento avanzó en los 60's, con la introducción del elemento medidor de presión semiconductor, el cual tiene la ventaja de tener un factor gage alto, como se ha presentado en la tabla 1.6. Sin

embargo, es más sensitivo a la temperatura e inherentemente más no lineal que los medidores de deformamiento de metal, debido a que la deformación varia con el efecto piezoresistivo. Los elementos semiconductores pueden ser usados como adheridos, no adheridos o unidades integradas. Estos dispositivos integrados pueden ser construidos usando silicio tipo p o n como sustrato que forma el elemento estructural del chip. El material de tipo opuesto es difundido sobre el sustrato. Un gran factor gage puede ser alcanzado con material ligeramente dopado.

Actualmente los sensores de estado solido forma parte de los procesos ordinarios de fabricación de las compañías fabricantes; ellos son procesados en forma de oblea, donde cada oblea de 4 pulg. de diámetro contendrá desde cientos a miles de pastillas de sensor, dependiendo del tamaño de la pastilla del sensor (un típico chip de sensor mide 2 x 2 mm). Una corrida de fabricación estándar de 24 obleas pueden ser procesadas a la vez, produciendo en promedio 24,000 pastillas por corrida.

Usando técnicas de fotolitografía estándar, se fabrican sensores con cuatro resistores sensibles al deformamiento según se ha explicado, implantados en obleas de silicio. Estos resistores son conectados en una configuración de puente Wheatstone, en donde dos resistores se incrementan con la presión positiva, mientras que los otros dos disminuyen su resistencia (ver Figura 1.28).

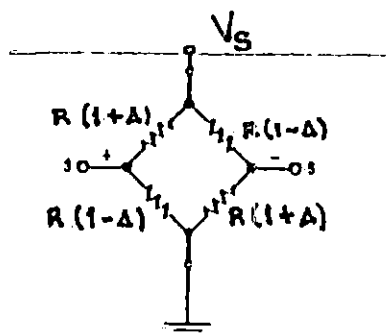


Figura 1.28 Transductor de cuatro sensores, colocados como Puente de Wheatstone.

En términos matemáticos sencillos el sensor puede ser modelado así. Cuando la presión es aplicada al dispositivo, los resistores en las ramas del puente cambian en una cantidad. El alineamiento del resistor en el silicio determina si el resistor se incrementa o se disminuye con la presión aplicada.

El voltaje de salida diferencial resultante V_o es fácilmente demostrable a ser $V_o = V$. Puesto que el cambio en la

resistencia, es directamente proporcional a la presión, V_o puede ser escrito como:

$$V_o = SPV_B \pm V_{o\epsilon} \quad (1.6)$$

donde,

V_o es el voltaje de salida [mV].
 S es la sensibilidad [mV/V/psi].
 P es la presión [psi].
 V_B es el voltaje del puente [V].
 $V_{o\epsilon}$ es el error offset⁷ [mV].

Después del procesamiento de la superficie superior de la oblea de silicio es completada para formar los resistores y las interconexiones, un diagrama es creado grabando químicamente el silicio desde el lado de atrás. El espesor del diafragma determina el rango de presión (sensitividad) del sensor. Esta relación no es lineal; por ejemplo, doblando el espesor del diafragma, decrece en cuatro la sensibilidad del diafragma. El espesor del diafragma es de 5 a 200 μm , dependiendo del rango de presión. Como la presión es aplicada al sensor, los resistores son comprimidos, causando un desbalance en el puente Wheatstone proporcional a la presión aplicada. La salida diferencial del sensor no es, sin embargo, precisa en términos de efectos de calibración y temperatura. Por ejemplo en una oblea simple el rango de sensibilidad de pastilla a pastilla puede ser tan alta como 2:1.

Por el tipo de mediciones que realizan los sensores, estos pueden clasificarse en: absolutos, diferencial y gages.

TRANSDUCTORES DE MEDIDAS ABSOLUTAS.

Un sensor absoluto se refiere a un chip que tiene una referencia al vacío sellada en la cavidad bajo el diafragma. Cualquier medición que es referenciada a una presión de valor fijo, es referida como una medición absoluta.

TRANSDUCTORES DE MEDIDA DIFERENCIAL.

Un sensor de medida diferencial tiene dos puertos de medición, uno de los cuales sirve como referencia. En la medición de presión en la vía aérea se realiza una medición diferencial.

TRANSDUCTORES DE MEDIDA GAGES.

Los transductores gages son dispositivos diferenciales, en donde el puerto de referencia está abierto a la atmósfera. Este tipo de mediciones son conocidas como barométricas; un

⁷ El error offset es el voltaje de salida diferencial cuando la presión aplicada es cero.

transductor gages puede ser útil para medir presiones pulmonares.

Por otro lado tomando en cuenta el nivel de acondicionamiento del voltaje de salida, los transductores se clasifican en: elemento de sensor básico, el calibrado y compensado con la temperatura, y los de salida de alto nivel.

ELEMENTO DE SENSOR BASICO.

Es la forma más simple de transductor disponible. Estos dispositivos se caracterizan por ser los más baratos, no son compensados con la temperatura; no son calibrados. Algunos pueden ser instalados con una limitada compensación con la temperatura, cuando son excitados mediante una fuente de corriente constante. Estos pueden poseer baja y alta impedancia de salida. Los chips más grandes permiten señales más grandes a presiones bajas.

SENSORES CALIBRADOS Y COMPENSADOR CON LA TEMPERATURA

Estos sensores son los más amigables para el usuario; la salida en mV es extremadamente flexible y fácilmente adaptables a sistemas basados en microprocesador. Sus características principales son: contienen un elemento sensor básico y compensación cortada por láser; compensado con la temperatura; los parámetros están calibrados; el costo es moderado. Lo último es su principal cualidad, al proporcionar un alto desempeño a bajo costo.

SENSORES DE SALIDA DE ALTO NIVEL.

Los sensores de salida de alto nivel toman el enfoque de diseño de los sensores compensados con la temperatura descritos arriba, y se le suma una circuitería de amplificación integrada, con la que se lleva a la salida a un rango de voltajes típicamente de 0 a 5 V, o de transmisión de corriente de 0 a 4 mA.

Sus características sobresalientes son: el poseer compensación con la temperatura; sus parámetros principales están calibrados; salida de voltaje o corriente amplificado; están limitados a operar al rango de presión específica y al voltaje para el cual están calibrados.

Dentro de esta categoría de dispositivos de señal condicionada, puede mencionarse los sensores que condicionan completamente su salida eléctrica, ofreciéndola con formato digital para ser transmitida hacia un computador, un sistema basado en microprocesador, o un registrador de entrada digital.

Estos dispositivos son muy versátiles y ofrecen el mejor desempeño en exactitud; están disponibles para varios rangos de presión, puede variarse la frecuencia de la señal, su rendimiento de ciclo y manipularse el formato de transmisión (serie o paralelo); su principal limitación es que comercialmente están disponibles sensores que son relativamente lentos, con un tiempo de respuesta típico de tan solo 0.08 segundos.

PARAMETROS DE LOS SENSORES DE PRESION.

Se aborda a continuación el detalle de varios términos que se serán de utilidad para explicar los criterios de selección de los sensores y el diseño de la interfase analógica. Los conceptos destacados aquí se adoptan para el trabajo con sensores fabricados por SenSym; la mayoría de conceptos son aplicables a otros tipos de sensores.
PARAMETROS DE ENTRADA.

Rango de presión de operación. Es el rango especificado sobre el que un transductor se propone medir, y esta dado por los límites bajo y alto, dado en psi, cmH₂O, o mmHg. Por ejemplo, el rango de presión del transductor 143SC05D de SenSym es [-5,5] psi.

Presión de referencia. Es la presión usada como referencia en la medición de los errores.

Presión máxima en modo común. Es la presión máxima que puede ser aplicada simultáneamente a los puertos de un transductor diferencial.

Presión Burst. Es la presión máxima que puede ser aplicada a un transductor sin la ruptura de uno u otro de los elementos sensores.

Sobrepresión máxima. Es la presión en modo normal máxima que puede ser aplicada sin alterar el funcionamiento del transductor más allá de los límites especificados. Esta podría ser aplicada a cualquiera de los puertos de un transductor diferencial. Esta es conocida también como "Presión de prueba".

PARAMETROS DE SALIDA.

Span. Es la diferencia aritmética en señal de salida del transductor, medidas entre las presiones de operación máxima y mínima. Por ejemplo, para el transductor mencionado el span es dado como de 5V.

Sensitividad. Es la razón entre el cambio en la señal de salida y el correspondiente cambio de presión de entrada. La sensibilidad es determinada por el cálculo de la razón del span, al rango de presión de entrada especificado.

Temperatura de referencia. La temperatura usada como referencia en la medición de los errores del transductor.

Plena escala. Es la diferencia algebraica entre los puntos extremos, donde uno de los extremos es el voltaje offset actual y el otro es el límite superior del rango.

Voltaje offset. Es la señal de salida obtenida cuando la presión de referencia es aplicada.

Salida a plena escala (ESOP). Es la lectura de voltaje real obtenida en el extremo del rango de presión.

Linealidad. Es la desviación máxima de la salida medida a temperatura constante (25°C), desde la mejor línea recta (BSL), determinada por tres puntos (presión offset, presión de plena escala y una presión intermedia).

Voltaje de offset. Es el voltaje de salida del transductor a cero presión (0 psig para dispositivos gages y diferenciales, y 0 psia para dispositivos absolutos).

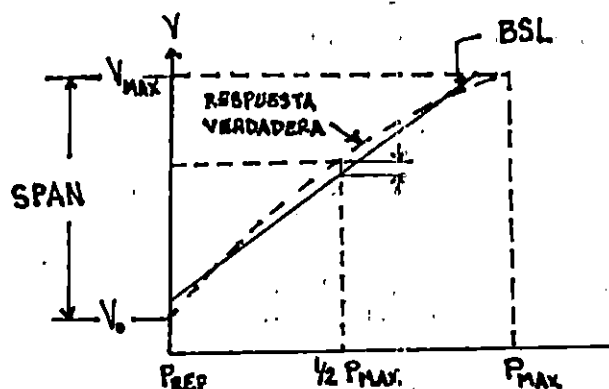


Figura 1.29 Ilustración de la respuesta real del transductor de presión, BSL, Span, Linealidad.

8 Se ha traducido Full-Scale Output como salida de plena escala.

Coeficiente de temperatura del voltaje offset. Define cómo el voltaje offset cambiará con la temperatura cuando un voltaje fijo es aplicado al puente. Transductores de SenSym de la serie SX, tienen un coeficiente de temperatura de $+4\mu\text{V}/\text{V}/^\circ\text{C}$, que es dado como un número ratiométrico al voltaje de excitación V_B , y expresa además un incremento de V_o con el incremento de temperatura, sobre los 25°C que se asume como temperatura ambiente.

TERMINOS GENERALES DE ERROR.

Error de modo normal. Un error que es función de la variable de entrada (usualmente asumido proporcional) más grande al sistema de transducción.

Error de modo común. Un error que es independiente de la variable de entrada más grande (presión de entrada).

Mejor línea recta (BSL)⁹. Es la mejor línea recta seleccionada de tal modo que la curva de la respuesta verdadera del transductor contiene tres puntos de igual desviación máxima.

Banda de error. Es la desviación de la respuesta del transductor de su BSL, definida por las líneas a cada lado de su BSL, incluyendo la desviación máxima medida para un error dado en modo normal o en modo común.

Repetibilidad. Es la banda de error que expresa la habilidad del transductor para reproducir un parámetro de la señal de salida (tal como el offset o el span), a una presión y temperatura especificada, después de la exposición a cualquier otra presión y temperatura dentro del rango especificado.

Estabilidad. Es la banda de error que expresa la habilidad de un transductor para mantener el valor de un parámetro de salida (tal como el offset o el span), con las entradas de presión y temperatura constante.

Intercambiabilidad. Es la banda de error definida por la desviación de señal máximo obtenido cuando un transductor es reemplazado por cualquier otro transductor del mismo tipo con rangos equivalentes de temperatura y entrada de presión.

⁹ BSL proviene de best straight line, y se a traducido como "mejor línea recta"; se utilizará la abreviatura BSL, por ser de uso generalizado.

CONSIDERACIONES SOBRE LA COMPENSACION CON LA TEMPERATURA.

El objetivo que se intentará cubrir en esta sección es dar un vistazo a algunas técnicas de compensación de temperatura para sensores de elemento básico, los cuales no presentan dicha compensación. Sólo con estas técnicas puede compararse los sensores de elemento básico a los demás.

RESPUESTA CON LA TEMPERATURA DEL SENSOR DE PRESION.

En esta discusión, por simplicidad en la notación el cambio de una variable con la temperatura será designada por una marca (') sobre la variable. Así por ejemplo:

$$S' = \frac{\text{cambio de la sensibilidad}}{\text{cambio de la temperatura}} = \frac{\delta S}{\delta T}$$

Por conveniencia se reescribe la ecuación (1.6), que define la respuesta ideal de un transductor típico:

$$V_o = SPV_B \pm V_{oe} \quad (1.6)$$

donde,

- V_o es el voltaje de salida [mV].
- S es la sensibilidad [mV/V/psi].
- P es la presión [psi].
- V_B es el voltaje del puente [V].
- V_{oe} es el error offset [mV].

De la ecuación anterior, e ignorando el término V_{oe} , se observa que para una presión constante, el cambio en el voltaje de salida como una función de la temperatura es:

$$V_o' = S' \cdot P \cdot V_B + S \cdot P \cdot V_B' \quad (1.7)$$

Así, para que el voltaje de salida sea independiente de la temperatura (es decir, $V_o' = 0$), el voltaje a través del puente V_B , debe cambiar con la temperatura en "dirección opuesta" del cambio de la sensibilidad con la temperatura. De las curvas típicas para la dependencia del span ($S \cdot P \cdot V_B$) de la temperatura, se puede observar que el cambio en la sensibilidad con la temperatura es ligeramente no lineal y

10 Lo que implica que: $\frac{S'}{S} = - \frac{V_B'}{V_B}$

puede ser correlacionado muy bien con una ecuación de la forma:

$$S = S_o \cdot [(1 - \beta T_D) + \sigma T_D^2] \quad (1.8)$$

donde T_D es la diferencia de temperatura entre los 25°C y la temperatura de interés, S_o es la sensibilidad a 25°C, y β y σ son constantes de correlación. Afortunadamente, entre 0°C y 70°C los cambios en la sensibilidad son casi lineales, y excelentes resultados pueden ser obtenidos sobre este rango de temperatura si se ignora el término de segundo orden dependiente de la temperatura. Fuera del rango de 0 a 70 °C, se requiere de una aproximación matemática más rigurosa y del uso de circuitería de compensación no lineal, si una exactitud del $\pm 1\%$ es requerida. Debido a que la aplicación corriente cae dentro de este rango donde es válida esta suposición, la discusión y circuitos diseñados dados aquí, ignorarán los efectos no lineales mencionados. Así,

$$S = S_o \cdot (1 - \beta T_D) \quad (1.9)$$

Ahora se demostrará que β es la razón con la cual debe compensarse el cambio en la sensibilidad del dispositivo.

Suponiendo que se hacen dos ensayos en donde se mantiene constante la presión, mientras la temperatura varía desde 25° hasta T°C; y además, V_{oe} se desprecia y por lo cual V_o es independiente de la temperatura, se obtiene que:

$$\text{@ } 25^\circ\text{C: } V_o = S_o \cdot P \cdot V_{Bo}$$

V_{Bo} es el voltaje del puente a 25°C.

$$\text{@ } T^\circ\text{C: } V_o = S \cdot P \cdot V_B$$

y dividiendo la primera expresión entre la segunda resulta:

$$\frac{V_o}{V_o} = \frac{S_o \cdot P \cdot V_{Bo}}{S \cdot P \cdot V_B}$$

$$1 = \frac{S_o \cdot V_{Bo}}{S \cdot V_B}$$

Sustituyendo (1.9) en la última ecuación obtenida,

$$1 = \frac{S_o \cdot V_{Bo}}{S_o \cdot (1 - \beta T_D) \cdot V_B}$$

$$V_B = \frac{V_{Bo}}{1 - \beta \cdot T_D}$$

Huhta y Webster sugieren que si las dos derivaciones trabajan similarmente, entonces $I_{d1} = I_{d2}$. En este caso,

$$V_a - V_b = I_{d1}(Z_1 - Z_2)$$

El campo eléctrico de acoplamiento entre las líneas de potencia y el electrocardiógrafo y/o el paciente es el resultado de los campos eléctricos circundantes de las líneas de potencia mayores y los cordones de potencia conectados a diferentes aparatos. Estos campos pueden hacerse presente cuando el aparato no está encendido, puesto que la circulación de una corriente no es necesaria para establecer un campo eléctrico. Estos campos acoplan al paciente, los alambres de derivaciones y el electrocardiógrafo.

Valores medidos para 9 metros de cable muestran que $I_d = 6nA$. Las impedancias piel-electrodo pueden diferir como mucho por 20 K Ω . Por lo tanto

$$V_a - V_b = (6nA)(20K\Omega) = 120 \mu V$$

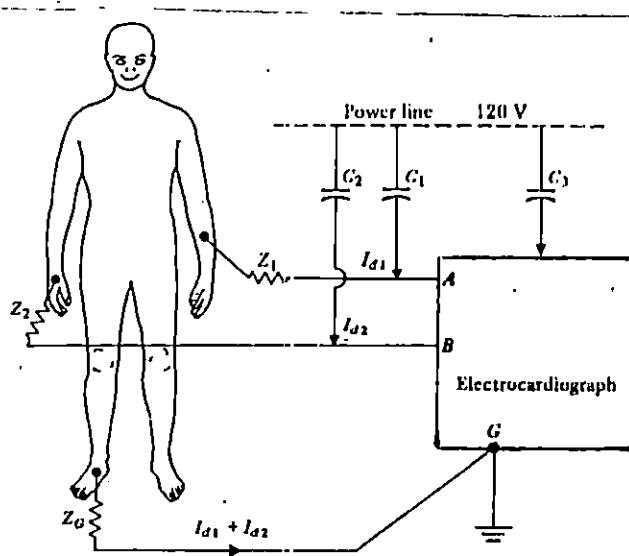


Figura 1.23. Modelo de acople capacitivo entre las líneas de potencia, los alambres de derivaciones y el electrocardiógrafo.

CIRCUITOS DE COMPENSACION DE TEMPERATURA DE LA DERIVA DEL SPAN.

Aunque un termistor puede ser usado para la compensación de temperatura, ellos presentan el problema de su alta no linealidad, y tal acercamiento resulta más caro que los procedimientos aquí presentados. Los circuitos siguientes han sido diseñados para incorporar un número mínimo de ajustes y permitir la intercambiabilidad de componentes.

1.54 Arreglo de diodo (Figura 1.30).

Para sistemas que usan fuentes de 6 V, este método de compensación de los efectos del span sobre la temperatura es la solución más barata. Los diodos son de silicio pequeños, como el 1N914 o 1N4148.

Utilizando la leyes de Kirchoff, y diferenciando se deducen las siguiente ecuaciones de diseño¹²:

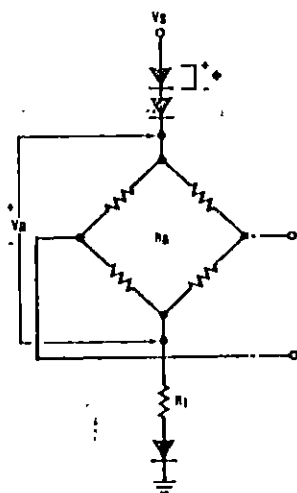


Figura 1.30 Arreglo de diodo para compensación del span.

$$V_B = V_s - 4 \cdot \theta \quad (1.13)$$

$$\frac{V_B'}{V_B} = \frac{-4 \cdot (\theta' / \theta)}{(V_s / \theta - 4)} \quad (1.14)$$

$$\frac{\theta'}{\theta} \approx -2500 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \quad (1.15)$$

(para diodos de silicio)

¹² La deducción de las ecuaciones de diseño se presentan en el anexo XXX.

Por ejemplo, resolviendo la ecuación (1.14) para V_B'/V_B cuando $V_s = 6.0 \text{ V}$ y $\theta = 0.7 \text{ V}$, se tiene que $V_B'/V_B = 2188 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Puesto que el span del sensor cambia con la temperatura en $-2300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, esta técnica tendrá un error de $112 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, el cual es aceptable en muchas aplicaciones.

Por último, si V_s está arriba de 6 V , es recomendable usar la técnica a transistor o de compensación con corriente constante.

Red de compensación a transistor.

La figura 1.31 usa un transductor sencillo para simular un arreglo de diodos, como se demuestra en las ecuaciones. Los valores presentados en la tabla 1.7 fueron encontrados que dan excelentes resultados sobre un rango de $[0,70] \text{ }^\circ\text{C}$.

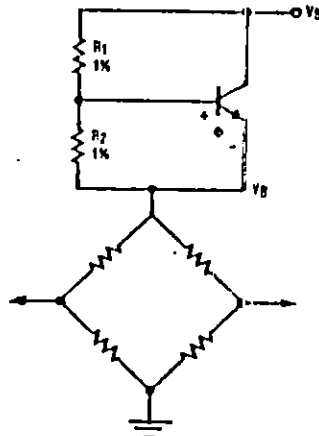


Figura 1.31 Método de compensación de temperatura usando un transistor.

El siguiente grupo de ecuaciones se emplea para el diseño completo de la red:

$$V_B = V_s - \alpha \cdot \theta \quad (1.16)$$

$$\frac{V_B'}{V_B} = - (\theta'/\theta) \left(\frac{\alpha}{V_s/\theta - \alpha} \right) \quad (1.17)$$

$$\alpha = 1 + R_1/R_2 \quad (1.18)$$

$$\frac{\theta'}{\theta} \approx - 2500 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \quad (1.19)$$

Tabla 1.7 Valores seleccionados de Resistencia vrs. V_B .

V_B (V)	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)
5	3.32 K	1.37 K
9	4.02 K	787
12	4.22 K	590

Si se requiere precisión en la compensación de temperatura para cada dispositivo, los resistores presentados para R_1 en la tabla 1.7 puede ser reemplazado por un resistor de 3.24 K Ω (valor de base) en serie con un potenciómetro de 1 K Ω .

Excitación de corriente constante.

Los circuitos presentados en las figuras 1.30 y 1.31, aunque simples y baratos, tienen una desventaja en la que su voltaje a través del puente es determinado por la red de compensación. El circuito de la figura 1.32 resuelve este problema y permite que el voltaje del puente sea seleccionado en forma independiente; una fuente de corriente constante (como el LM334) maneja el voltaje aplicado al puente, el cual tiene un bien conocido coeficiente de temperatura de +3360 ppm/ $^{\circ}$ C. Este coeficiente de temperatura, en conjunción con el CT de la resistencia del puente, es demasiado alto para compensar el CT del span, y por eso se agregó el resistor R_2 para reducir el CT del circuito total.

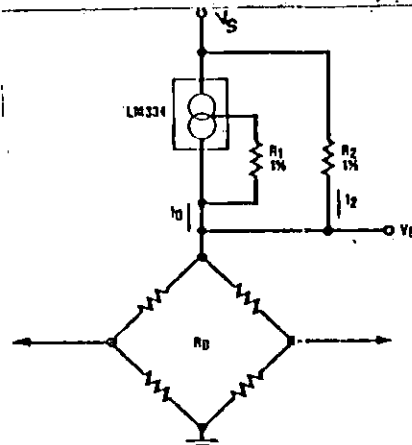


Figura 1.32 Método de compensación de temperatura usando una fuente de corriente constante.

Las siguientes ecuaciones se utilizan para dimensionar la red:

$$V_B = \alpha(V_B + I_0 \cdot R_2) \quad (1.20)$$

$$\frac{V_B'}{V_B} = (R_B'/R_B)(1 - \alpha) + (I_o'/I_o)(1 - \alpha(V_B/V_B)) \quad (1.21)$$

$$\alpha = \frac{R_B}{R_1 + R_2} \quad (1.22)$$

$$(I_o'/I_o) = 3360 \text{ ppm}/^\circ\text{C}, \quad (R_B'/R_B) = +630 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \quad (1.23)$$

$$I_o = \frac{1.57 \text{ mV}}{R_1} \quad (1.24)$$

A continuación se presenta un algoritmo para el diseño:

- 1- Conociendo V_B y el voltaje del puente deseado V_B' , resolver la ecuación (1.21) para α .
- 2- Resolver la ecuación (1.22) para R_2 , sustituyendo el valor de R_B del sensor¹³.
- 3- Resolver la ecuación (1.20) para I_o .
- 4- Encuentre R_1 o su valor más cercano con 1% de tolerancia, de la ecuación (1.24).

La tabla 1.8 da valores de resistores específicos de 1%, para distintos voltajes de sistemas populares. Para mejores resultados, los resistores deben ser de película de metal.

Tabla 1.8 Valores de resistencia seleccionados para varios valores de V_B .

V_S (V)	V_B (V)	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)
5	3	137	12.7 K
6	4	100	11.3 K
9	6	66.5	11.3 K
12	9	41.5	9.76 K
15	10	40.2	11.3 K

EXACTITUD DEL TRANSDUCTOR DE PRESION EN LA APLICACION.

Después de tomar en cuenta los requerimientos ambientales (por lo tanto, la confiabilidad), la segunda más importante consideración para la selección, concierne a la exactitud requerida del dispositivo. En esta sección se presentan

¹³ Para sensores de la serie SX de SenSyn, R_B es de 4650 Ω .

conceptos y fórmulas para poder realizar cálculos sobre la exactitud de un transductor de bajo costo para las condiciones específicas de su aplicación.

MODELO DE SISTEMA DE TRANSDUCCION.

Para entender cómo los parámetros de funcionamiento del transductor están relacionados a la exactitud del sistema, considere el sistema de transducción de presión presentado en la Figura 1.33 El problema es determinar la magnitud del error para valores dados de las entradas principales (presión aplicada) y las entradas menores (temperatura, tiempo y voltaje de excitación). La fuente de error son inherentes al transductor, pero la magnitud del error de cada una de las fuentes puede depender de las entradas principales o secundarias del sistema de transducción.

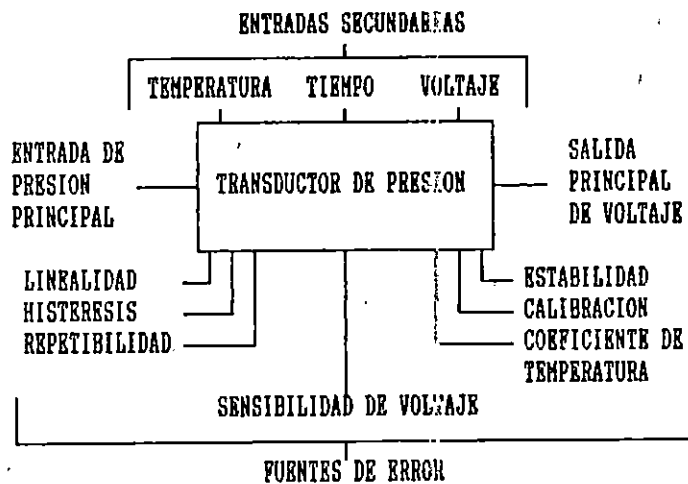


Figura 1.33 Modelo del sistema de transducción.

Para simplificar el modelo, primero se dividen las fuentes de error en dos grupos: los que son dependientes de la presión aplicada y los que no. La Figura 1.34 da una curva de respuesta típica de un transductor, con la presión aplicada, P_A , en el eje X, y la señal de voltaje de salida V_s , en el eje Y. P_{REF} es la presión usada como una referencia en la medición de los errores del transductor, el cual es normalmente el valor mínimo del rango de presión de operación. El voltaje offset V_o , es la señal de salida del transductor obtenida cuando la presión de referencia es aplicada. P_{MAX} es la presión más alta aplicada al dispositivo en operación normal, el cual produce el voltaje de salida máximo, V_{MAX} .

Debido a que los transductores tienen una respuesta bastante lineal, la señal de salida puede ser dada por

$$V_s = V_o + S \cdot (P_A - P_{REF}) = V_o + \text{Span} \cdot \frac{(P_A - P_{REF})}{\text{Rango}} \quad (1.25)$$

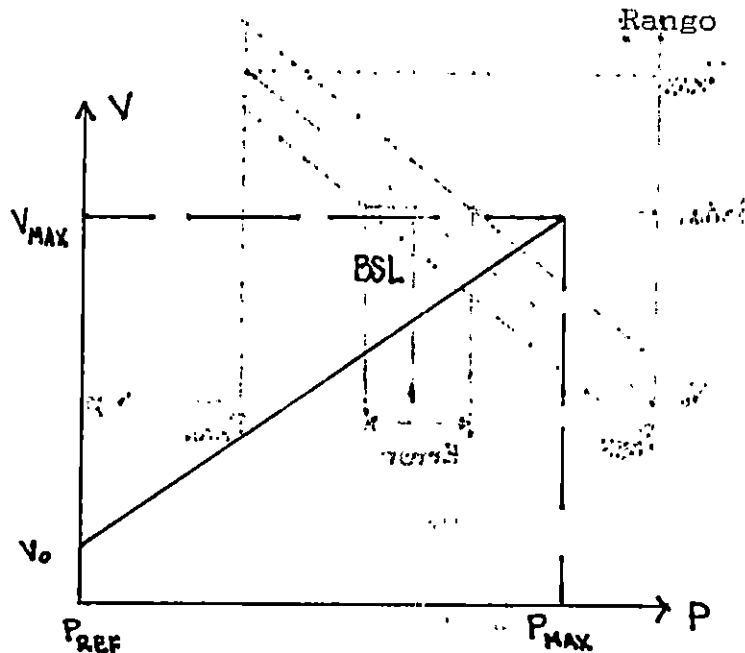


Figura 1.34 Respuesta característica de un transductor de presión.

Como un resultado adicional, el error en la señal de salida, V_s , puede ser expresada como:

$$V_s = V_o + \text{Span} \cdot \frac{(P_A - P_{REF})}{\text{Rango}} \quad (1.26)$$

Esta ecuación demuestra que V_o , el error offset, es independiente de la presión aplicada; mientras que,

$$\text{Span} \cdot \frac{(P_A - P_{REF})}{\text{Rango}}$$

el error span, es proporcional al rango de presión aplicada, $(P_A - P_{REF})$.

Los errores offset son independientes de la variable de entrada principal (presión aplicada), son equivalentes a los errores de modo común del sistema, como se presenta en la figura 1.35. Por eso el error offset es el mismo sin importar la presión; tiene el efecto de trasladar la línea de respuesta para arriba o abajo, mientras la pendiente o sensibilidad permanece sin cambios.

Los errores span, son proporcionales a la presión aplicada, son equivalentes a los errores en modo normal del sistema,

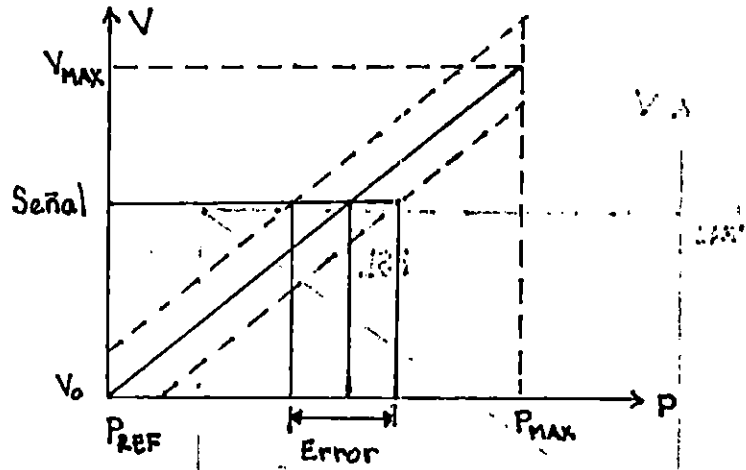


Figura 1.35 Representación gráfica de los errores offset.

como se presentan en la Figura 1.36. Debido a que el error span se incrementa linealmente con la presión aplicada, tiene el efecto de rotar la línea de respuesta alrededor del punto de presión de referencia y de offset.

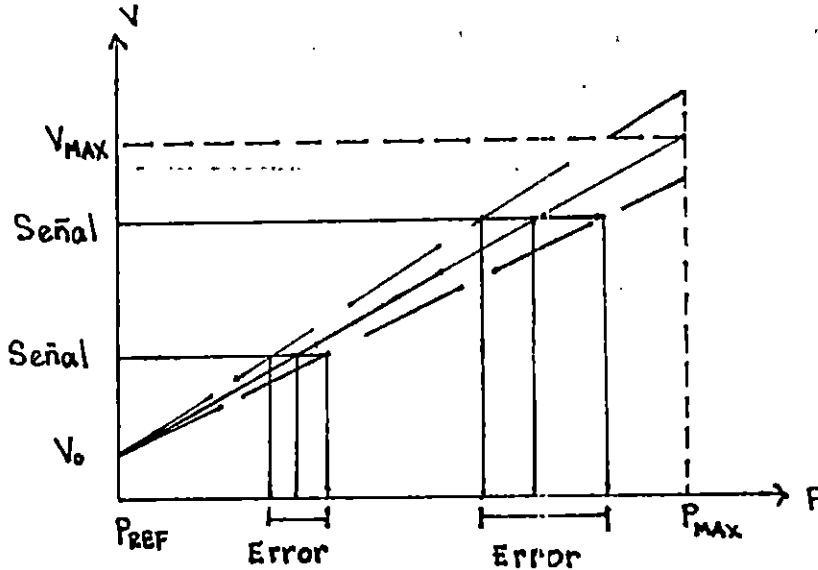


Figura 1.36 Representación gráfica de los errores span.

Ambos grupos de errores offset y span contienen errores que son dependientes de las variables de entrada secundarias como se presenta en la tabla 1.9. Estos coeficientes son usados para especificar los errores en los transductores de presión, para calcular la exactitud total del sistema.

Tabla 1.9 Errores Offset y Span.

OFFSET (modo común)	SPAN (modo normal)
Calibración	Calibración
Repetibilidad	Linealidad, Histéresis, Repetibilidad
Estabilidad	Estabilidad
Coefficiente de temperatura	Coefficiente de temperatura
Coefficiente de voltaje de excitación	Coefficiente de voltaje de excitación

EXACTITUD DEL SISTEMA DE TRANSDUCCION.

Con los errores divididos en dos grupos de coeficientes independientes, se puede calcular el error en el peor de los casos y el error más probable para cualquier sistema transductor de presión de CI.

El error total del peor de los casos ϵ_{wc} es obtenido por simple suma de todos los errores aplicables

$$\epsilon_{wc} = \sum_{j=1}^n \epsilon_j \quad (1.27)$$

donde ϵ_j es el error resultante del j-ésimo coeficiente de error y n es el número de términos de error incluido en el cálculo.

El errores más probable ϵ_{mp} , es obtenido calculando la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados:

$$\epsilon_{mp} = \sqrt{\sum_{j=1}^n \epsilon_j^2} \quad (1.28)$$

Ahora se puede seleccionar los coeficientes de error aplicables, calcular los términos de error ϵ_j , de las especificaciones dadas para cualquier transductor de presión

individual, e introducirlo en la fórmula apropiada de arriba para obtener la exactitud del sistema.

ESPECIFICACIONES DE EXACTITUD.

Por convención, la exactitud del sistema es expresada en la dimensión de la variable de entrada principal, en este caso, psi. Sin embargo, la exactitud del transductor es típicamente expresada como porcentaje del span a plena escala (%FS). Afortunadamente, la transposición de una dimensión a otra es analíticamente simple. Un coeficiente de error expresado como %FS es cambiado a psi multiplicando por el rango ($P_A - P_{REF}$) del dispositivo bajo consideración y dividiendo entre 100. Así el usuario puede ejecutar cálculos de exactitud en cualquier dimensión, ambos valores de %FS y psi están dados en la hoja de datos para la linealidad, histéresis, repetitividad, estabilidad y coeficiente de temperatura.

Tres puntos adicionales deben ser señalados relativos a las especificaciones de exactitud de las hojas de datos. El error de calibración offset está dado en voltios, ya que es el parámetro más fácil de medir. Para convertir de voltios a %FS, se divide el error de calibración offset por el voltaje span y multiplicando por 100. Si se desean psi, se divide el error de calibración offset por la sensibilidad del dispositivo (mV/psi) y multiplicando por 1000 (mV/V). En una forma similar, el error de calibración de sensibilidad es dado directamente como mV/psi. Para convertir a %FS, se divide entre la sensibilidad del dispositivo y multiplicar por 100 (debido a que estos dispositivos son lineales, la razón de error de sensibilidad a la sensibilidad es la misma que la razón del error span al span). Para obtener psi, se divide la calibración de sensibilidad por la sensibilidad y se multiplica por el rango.

Finalmente, el coeficiente de voltaje de suministro (error de regulación de voltaje) es dado directamente como porcentaje de cambio del voltaje de suministro. La conversión a psi de %FS podría usar la misma técnica discutida anteriormente.

ESPECIFICACIONES OFFSET.

Las características offset son medidas a la temperatura de referencia con la presión de referencia aplicada. Aunque medidas a la presión de referencia, los errores offset dados

en las hojas de datos, V_o , son los mismos sin importar la presión y podría ser usado en las fórmulas de exactitud sin ninguna modificación para los rangos de presión del usuario. Ellos son definidos a continuación.

Calibración Offset. Define el voltaje offset y su desviación máxima de unidad a unidad, incluyendo la estabilidad por largo tiempo (1 año). La desviación es especificada en voltios, y debe ser dividida por el voltaje del span completo para expresar la banda de error como %FS, o dividido por la sensibilidad para expresarla en psi, para los cálculos de exactitud.

Coefficiente de Temperatura del Offset (TC_o). Define la desviación máxima en el voltaje offset cuando la temperatura es variada de T (25°C) a cualquier otra temperatura T , en el rango de temperatura de operación. Es especificado como %FS/ $^{\circ}\text{C}$ o psi/ $^{\circ}\text{C}$ y debe ser multiplicado por la diferencia de temperatura $|T - T_{REF}|$ para obtener el error en T como % FS o psi. Por ejemplo, el error máximo para un rango de $[0,85]^{\circ}\text{C}$ podría ser:

$$TC_o \cdot (T_{MAX} - T_{REF}) = TC_o \cdot (85 - 25) = TC_o \cdot (60^{\circ}\text{C})$$

Típicamente, los errores serán calculados entre dos puntos que están al menos 15°C separados.

Repetitividad del Offset. Define la desviación máxima en el voltaje offset cuando la presión aplicada es reciclada a través de su rango completo.

Estabilidad del Offset. Define la desviación máxima en el voltaje offset sobre un período de un año, durante el cual la presión y la temperatura no exceden sus tasas máximas especificadas.

ESPECIFICACIONES SPAN.

El span completo corresponde al rango de presión de operación entero, $(P_A - P_{REF})$ especificado en la hoja de datos para cada tipo de dispositivo. Este da un voltaje span, medido en la temperatura de referencia, igual a $(V_{MAX} - V_o)$.

Si una aplicación utiliza un rango de presión de operación completo del transductor, entonces el valor del error span dado en la hoja de datos, span, puede ser colocado directamente en las fórmulas de error para determinar la exactitud del sistema. Sin embargo, si sólo una parte del rango es usado, los errores span de la hoja de datos deben ser reducidos proporcionalmente, puesto que son una función

lineal de la presión aplicada. Esto es realizado tomando el rango de presión real usado en la aplicación, dividido por el rango del dispositivo, y entonces se multiplica por cada uno de los errores span de la hoja de datos esta razón (el cual es un número entre 0 y 1). Note que aunque el errores span de la aplicación

$$\text{Span} \cdot \frac{(P_A - P_{REF})}{\text{Rango}}$$

es definido para incluir P_{REF}, este no es un requerimiento del usuario. El error span es simplemente

$$\epsilon = \text{Span} \cdot \frac{\text{Rango del usuario}}{\text{Rango}} \quad (1.29)$$

para cualquier rango del usuario. Los errores span de la hoja de datos, span, son especificados como sigue.

Calibración de la sensibilidad. La sensibilidad es definida como el span dividido entre el rango, $(V_{MAX} - V_0)/(P_A - P_{REF})$. La calibración de la sensibilidad define la desviación máxima de la sensibilidad de unidad a unidad, incluyendo la estabilidad del span en términos largos (1 año). La desviación es especificado como mV/psi y debe ser dividida por la sensibilidad para expresar el error como %FS, o dividido por la sensibilidad y multiplicado por el rango, para expresarlo como psi, para los cálculos de exactitud.

Coefficiente de Temperatura del Span. (TC_s). Define la desviación máxima del voltaje span cuando la temperatura es variada desde T_{REF} a cualquier T en el rango de temperatura de operación especificado. El coeficiente es especificado como %FS/°C o psi/°C y debe ser multiplicado por la diferencia de temperatura $|T - T_{REF}|$ para obtener el error span como %FS o psi.

Repetibilidad del span, Linealidad e Histéresis. La linealidad define la desviación máxima del voltaje de salida sobre el rango de presión de operación completo de su BSL. La histéresis y la repetitividad del span definen la habilidad del transductor para reproducir un voltaje de salida cuando es reciclado a través de su rango de presión de operación completo. Este error es generalmente mezclado con el error de linealidad debido a que es pequeño, y está usualmente contenido en las mediciones de linealidad.

Estabilidad del Span. Define la desviación máxima en el voltaje span sobre un periodo de un año, durante el cual la presión y la temperatura no exceden sus tasas máximas especificadas.

CALCULOS DE EXACTITUD DEL SISTEMA.

En el tratamiento siguiente se asume que el voltaje de excitación del usuario está suficiente regulado, y de este modo se hace despreciable el error de regulación de voltaje, $\epsilon_{VR} (\leq 0.1\%FS)$. ϵ_{VR} es un cambio en la señal de salida debido solamente a un cambio en el voltaje de excitación. La regulación porcentual requerida para satisfacer esta condición es derivada como sigue.

Para dispositivos de señal condicionada ϵ_{VR} es dada por:

$$\epsilon_{VR} = 0.5\% \cdot V_e \quad (1.30)$$

donde 0.5% es el cambio en el voltaje de salida del transductor especificado y V_e es la desviación del voltaje de excitación. Para mantener el errores de regulación abajo de 0.1%FS, la regulación del suministro de potencia externa requerida es dada por:

$$\frac{V_e}{V_e} = (1/0.5\%) \left(\frac{\epsilon_{VR}}{V_e} \right) = 200 \left(\frac{\epsilon_{VR}}{\text{Span}} \right) \left(\frac{\text{Span}}{V_e} \right) \quad (1.31)$$

puesto que $\frac{\epsilon_{VR}}{\text{Span}} = 0.1\%$

$$\frac{V_e}{V_e} = 20\% \cdot \frac{\text{Span}}{V_e} \quad (1.32)$$

Por ejemplo, si se tuviera un Span = 10V y $V_e = 15V$,

$$\frac{V_e}{V_e} = 20\% \cdot (2/3) = \pm 13\% \text{ de regulación.}$$

el cual se tiene para cualquier transductor de presión de señal acondicionada.

Para los dispositivos monolíticos, que no tienen cualquier regulación interna o condicionamiento de señal, la formulación no es bastante clara puesto que las características de salidas varían de dispositivo a dispositivo. Sin embargo, como una aproximación, se puede asumir que los cambios en la señal de salida son directamente proporcional a cambios en el voltaje de excitación. Por eso, para asegurar que $\epsilon_{VR} \leq 0.1\%FS$ se requiere de un suministro de potencia con una regulación de 0.1%, por lo menos.

Si los requerimientos de condicionamiento de la señal o la regulación monolítica calculada arriba son reunidas, entonces el error de regulación puede ser eliminado en todos los cálculos de error, con la única excepción de las aplicaciones de ultraexactitud. Sin embargo, al no cumplirse con los requerimientos arriba establecidos, ϵ_{VR} debería ser considerado.

EXACTITUD DE INTERCAMBIABILIDAD Y CALIBRACION.

Estos son dos tipos de cálculo de exactitud que pueden hacerse. La exactitud de intercambiabilidad considera la variabilidad de los parámetros del dispositivo, de unidad a unidad; se incluye los errores de calibración, excepto los errores de estabilidad de las hojas de datos (ya que están considerados en los valores de error de calibración). En la exactitud calibrada existe un proceso de calibración del sensor durante su instalación; en el cálculo no se toman los errores de calibración, sino todos los demás dados en la hoja de datos.

CALCULOS DE EXACTITUD DE SENSORES.

En esta sección se presentará heurísticamente el proceso de estimar la exactitud que presentará un sensor (SenSym) bajo condiciones dadas; en la parte final se presenta una tabla con los valores de error de intercambiabilidad (ϵ_I) y calibración (ϵ_C), para nueve distintos sensores que fueron considerados en la selección de los dispositivos; el detalle completo puede revisarse en la referencia

El dispositivo a usarse en el ejemplo es el LX1604D, y sus valores de error se presentan en la tabla 1.10. El rango de operación del sensor es de $[-15, 15]$ psid. Por eso, $P_{REF} = -15$ psid, $P_{MAX} = 15$ psid, y el rango es $(P_{MAX} - P_{REF}) = 30$ psid. V_0 (en -15 psid) = $2.5V$ y $V_{MAX} = V_0 + S \cdot (P_{MAX} - P_{REF}) = 2.5 + 0.333(30) = 12.5$ V (donde el valor de sensibilidad es

obtenida de la columna de calibración de sensibilidad y convertida a V/psi). Por eso, $\text{Span} = V_{\text{MAX}} - V_0 = 10\text{V}$.

Tabla 1.10 Especificaciones del transductor de presión LX1604D.

Características Offset						
Calibración del offset $V \pm V_{01}$	Coeficiente de temperatura V_{02}		Repetibilidad V_{03}		Estabilidad V_{04}	
	$\pm\%FS/^\circ C$	$\pm\text{psi}/^\circ C$	$\pm\%FS$	$\pm\text{psi}$	$\pm\%FS$	$\pm\text{psi}$
2.5 \pm 0.35	0.03	0.009	0.4	0.12	1.7	0.5
	Características Span					
Calibración de Sensitividad [mV/psi] span_1	Coeficiente de temperatura span_2		Linealidad, Histéresis y Repetibilidad span_3		Estabilidad span_4	
	$\pm\%FS/^\circ C$	$\pm\text{psi}/^\circ C$	$\pm\%FS$	$\pm\text{psi}$	$\pm\%FS$	$\pm\text{psi}$
333 \pm 6.7	0.03	0.009	0.67	0.20	0.3	0.1

Para ser consistente con la tabla 1.9, los datos se dividen en términos de error en dos categorías: los del offset (V_0), y aquellos para el span (span). La tabla 1.10 además identifica cada término de error como sigue:

- V_{01} es el error de calibración del offset.
- V_{02} es el error de coeficiente de temperatura offset,
- V_{03} es el error de repetitividad del offset,
- V_{04} es el error de estabilidad del offset,
- span_1 es el error de calibración de sensibilidad,
- span_2 es el error del coeficiente de temperatura del span,
- span_3 es el error combinado de linealidad, histéresis y repetibilidad,
- span_4 es el error de estabilidad del span.

CASO I. Error Máximo.

El máximo error posible podría ocurrir para el caso donde se usan los rangos completos de temperatura y presión. Bajo

estas condiciones de temperatura, cada coeficiente de temperatura es convertido a %FS multiplicando los errores de la hoja de datos por $(T_{MAX} - T_{REF}) = (85 - 25)^{\circ}C = 60^{\circ}C$. Entonces,

$$\begin{aligned} V_{O2} &= 0.03 \cdot 60 = 1.8\%FS \\ span_2 &= 0.03 \cdot 60 = 1.8\%FS \end{aligned}$$

Puesto que el rango de presión completo esta siendo usado no es necesario decrementar cualquiera de los errores span en forma proporcional. Los valores de la tabla en %FS serían colocados dentro de la fórmula directamente.

La única conversión restante es para cambiar los errores de calibración a %FS. La calibración offset es convertida dividiendo el voltaje span(10V) y multiplicando por 100 mientras la calibración de la sensibilidad es convertida dividiendo por la sensibilidad (333mV/psi) y multiplicando por 100.

$$\begin{aligned} V_{O1} &= 100 \cdot 0.35 / 10 = 3.5\%FS \\ span_1 &= 100 \cdot 6.7 / 333 = 2\%FS \end{aligned}$$

Teniendo todos los valores de %FS, es ahora posible calcular ϵ_I , el error total de intercambiabilidad, y ϵ_C , el error total calibrado, el error del peor de los casos y el error más probable.

Para el error total de intercambiabilidad, la estabilidad offset, V_{O4} y la estabilidad del span, $span_4$ son eliminadas. Los errores offset y span restantes se colocan en las fórmulas de ϵ_{WCI} y ϵ_{MPI} :

Error Peor de los casos:

$$\begin{aligned} \epsilon_{WCI} &= V_{O1} + V_{O2} + V_{O3} + span_1 + span_2 + span_3 \\ &= (3.5 + 1.8 + 0.4) + (2 + 1.8 + 0.67) = \pm 10.17\%FS \end{aligned}$$

Error más probable:

$$\begin{aligned} \epsilon_{MPI} &= \sqrt{(V_{O1}^2 + V_{O2}^2 + V_{O3}^2 + span_1^2 + span_2^2 + span_3^2)} \\ &= \sqrt{[(3.5^2 + 1.8^2 + 0.4^2) + (2^2 + 1.8^2 + 0.67^2)]} = \pm 4.83\%FS \end{aligned}$$

Esto corresponde a ± 3.05 psid y ± 1.45 psid, respectivamente.

Para el error total calibrado, tanto los errores de calibración, V_{O1} y $span_1$, son eliminados del cálculos de arriba y los dos errores de estabilidad son incertados (V_{O4} y $span_4$).

Error Peor de los casos:

$$\begin{aligned} \epsilon_{WCC} &= V_{02} + V_{03} + V_{04} + \text{span}_2 + \text{span}_3 + \text{span}_4 \\ &= (1.8 + 0.4 + 1.7) + (1.8 + 0.67 + 0.3) = \pm 6.67\%FS \end{aligned}$$

Error más probable:

$$\begin{aligned} \epsilon_{MPC} &= \sqrt{(V_{02}^2 + V_{03}^2 + V_{04}^2 + \text{span}_2^2 + \text{span}_3^2 + \text{span}_4^2)} \\ &= \sqrt{[(1.8^2 + 0.4^2 + 1.7^2) + (1.8^2 + 0.67^2 + 0.3^2)]} = \pm 3.17\%FS \end{aligned}$$

Esto corresponde a ± 2.00 psid y ± 0.95 psid, respectivamente.

CASO II. Errores de temperatura reducidos.

Puesto que los errores de temperatura son de los componentes de errores principales, un rango de temperatura reducido puede grandemente reducir el errores total. Para una compensación de temperatura efectiva del 80% (reducción del rango efectivo desde 60°C a 12°C), los coeficientes de temperatura offset y span serán:

$$\begin{aligned} V_{02} &= 0.03 \cdot 12 = 0.36\%FS \\ \text{span}_2 &= 0.03 \cdot 12 = 0.36\%FS \end{aligned}$$

El error total de intercambiabilidad podría ser reducido a

Error Peor de los casos:

$$\epsilon_{WCI} = (3.5 + 0.36 + 0.4) + (2 + 0.36 + 0.67) = \pm 7.29\%FS$$

Error más probable:

$$\epsilon_{MPI} = \sqrt{(3.5^2 + 0.36^2 + 0.4^2 + 2^2 + 0.36^2 + 0.67^2)} = \pm 4.14\%FS$$

Esto corresponde a ± 2.19 psid y ± 1.24 psid, respectivamente, reducidos de ± 3.05 psid y ± 1.45 psid en el Caso I.

Una mejora correspondiente es realizado para la exactitud calibrada:

Error Peor de los casos:

$$\epsilon_{WCC} = (0.36 + 0.4 + 1.7) + (0.36 + 0.67 + 0.3) = \pm 3.79\%FS$$

Error más probable:

$$\epsilon_{MPC} = \sqrt{(0.36^2 + 0.4^2 + 1.7^2) + (0.36^2 + 0.67^2 + 0.3^2)} = \pm 1.96\%FS$$

Esto corresponde a ± 1.14 psid y ± 0.59 psid respectivamente, reducidos desde ± 2.00 y ± 0.95 psid para 80% de compensación de temperatura efectiva.

CASO III: Rango de presión reducida.

Cuando el rango de presión completo especificado de un dispositivo particular no está siendo utilizado, todos los errores span serán reducidos por la razón R, donde R se define como

$$R = \frac{\text{Rango del usuario}}{\text{Rango especificado del dispositivo}} \quad (1.33)$$

Asumimos por ejemplo que el rango de la aplicación es de [5,15]psid. Entonces, $R = 10 \text{ psid}/30 \text{ psid} = 0.333$, y cada error span de la aplicación, queda

$$\text{span}_1 = 2 \cdot 0.333 = \pm 0.67 \%FS$$

$$\text{span}_2 = 0.03 \cdot 0.333 = \pm 0.01 \%FS$$

$$\text{span}_3 = 0.67 \cdot 0.333 = \pm 0.22 \%FS$$

$$\text{span}_4 = 0.3 \cdot 0.333 = \pm 0.1 \%FS$$

Si las condiciones del caso II se mantienen, entonces los errores de intercambiabilidad se reducen:

Error Peor de los casos:

$$e_{wCI} = (3.5 + 0.36 + 0.4) + (0.67 + 0.12 + 0.22) = \pm 5.27\%FS$$

Error más probable:

$$e_{MPI} = \sqrt{(3.5^2 + 0.36^2 + 0.4^2 + 0.67^2 + 0.12^2 + 0.22^2)} = \pm 3.61\%FS$$

Esto corresponde a ± 1.58 psid y ± 1.08 psid, respectivamente; reducido de ± 2.19 psid y ± 1.24 psid del caso II.

Para el error total calibración:

Error Peor de los casos:

$$e_{wCC} = (0.36 + 0.4 + 1.7) + (0.12 + 0.22 + 0.1) = \pm 2.90\%FS$$

Error más probable:

$$\epsilon_{MPC} = \sqrt{(0.36^2 + 0.4^2 + 1.7^2)} + (0.12^2 + 0.22^2 + 0.1^2) = \pm 1.80\%FS$$

Esto corresponde a ± 0.87 psid y ± 0.54 psid, respectivamente, reducidas de ± 1.14 psid y ± 0.59 psid en el caso II, por el uso de 1/3 del rango de presión del LX1604D.

CASO IV: Compensación de Auto-referencia.

Una poderosa, fácil de usar, y aplicable técnica de autoreferencia, puede a menudo eliminar todos los errores offset por el período de muestreo del voltaje offset en la presión de referencia. Con esta técnica, sólo se aplican los errores span. De regreso, usando las especificaciones del LX1604D y asumiendo todas las consideraciones del caso III se tiene que el error total de intercambiabilidad es:

Error Peor de los casos:

$$\epsilon_{WCI} = 0.67 + 0.12 + 0.22 = \pm 1.01\%FS$$

Error más probable:

$$\epsilon_{MPI} = \sqrt{(0.67^2 + 0.12^2 + 0.22^2)} = \pm 0.72\%FS$$

Esto corresponde a ± 0.30 psid y ± 0.22 psid, respectivamente, reducido de ± 1.58 psid y ± 1.08 psid en el caso III. Los errores total de calibración son:

Error Peor de los casos:

$$\epsilon_{WCC} = 0.12 + 0.22 + 0.1 = \pm 0.44\%FS$$

Error más probable:

$$\epsilon_{MPC} = \sqrt{(0.12^2 + 0.22^2 + 0.1^2)} = \pm 0.27\%FS$$

Esto corresponde a ± 0.13 psid y ± 0.08 psid, respectivamente, reducido de ± 0.87 psid y ± 0.54 psid del caso III.

Haciendo uso del procedimiento descrito anteriormente y en base a los datos técnicos de los sensores BP01, 163SC01D48, LX06002D, LX06005D, LX06015D, 143SC15D, 143SC05D, 143SC03D se obtuvieron los siguientes resultados:

Tabla 1.12 Resultados para la aplicación de [-2,200]mmHg.

Tipo de Sensor	Error de intercambiabilidad				Error de exactitud calibrada			
	ϵ_{ICI}		ϵ_{PI}		ϵ_{CO}		ϵ_{PC}	
	$\pm\%$ FS	\pm mmHg	$\pm\%$ FS	\pm mmHg	$\pm\%$ FS	\pm mmHg	$\pm\%$ FS	\pm mmHg
BP01	1.35	2.72	1.16	2.34	0.74	1.50	0.48	0.97
163SC01D48	-	-	-	-	-	-	-	-
LX06002D	-	-	-	-	-	-	-	-
LX06005D	5.94	12.0	3.54	7.15	3.67	7.42	2.66	5.37
LX06015D	1.07	2.16	0.62	1.26	0.70	1.42	0.48	0.98
LX06030D	0.98	2.00	0.50	1.01	0.34	0.68	0.26	0.52
143SC15D	2.26	4.58	1.64	3.32	0.73	1.47	0.51	1.04
143SC05D	6.8	13.7	4.94	9.97	2.19	4.42	1.54	3.12
143SC03D	-	-	-	-	-	-	-	-

Tabla 1.12 Resultados para la aplicación de [-20,120]cmH₂O.

Tipo de Sensor	Error de intercambiabilidad				Error de exactitud calibrada			
	EWCI		ENPI		EWCC		EMPC	
	±%FS	±cmH ₂ O	±%FS	±cmH ₂ O	±%FS	±cmH ₂ O	±%FS	±cmH ₂ O
BP01	0.69	0.96	0.42	0.59	0.38	0.53	0.24	0.34
183SC01D48	1.85	2.31	1.193	1.67	1.75	2.45	1.20	1.68
LX06002D	9.10	12.7	5.54	7.76	5.45	7.63	4.08	5.71
LX06005D	3.03	4.24	1.81	2.53	1.87	2.62	1.35	1.90
LX06015D	0.55	0.76	0.32	0.44	0.36	0.50	0.25	0.35
LX06030D	0.50	0.70	0.36	0.51	0.17	0.24	0.13	0.18
143SC15D	1.16	1.62	0.70	0.98	0.37	0.52	0.26	0.37
143SC05D	3.47	4.86	2.52	3.52	1.12	1.57	0.79	1.11
143SC03D	6.93	9.70	5.03	7.04	2.23	3.12	1.57	2.20

4.0 DOCUMENTOS DE REFERENCIA.

En esta sección se presenta las notas más sobresalientes sobre la documentación del software que sirve de base para el diseño propuesto. En primer lugar, se tratará sobre el estudio de casos de software de Adquisición y Control; posteriormente se presenta las características más importantes sobre la versión 8.0 de Turbo Pascal. Finalmente, se presentan algunos conceptos de programación orientada al objeto (POO), empleados para construir las rutinas de soporte de la interface de menú tipo pull-down y las funciones del Osciloscopio Virtual.

4.1 SOFTWARE DE ADQUISICION DE DATOS.

Existe una amplia gama de opciones para realizar la tarea software en un sistema de adquisición y control; este espectro se extiende desde la opción de realizar la programación en lenguaje ensamblador, hasta los paquetes manejados completamente por menú (ver Figura 1.37).

LENTO, RIGIDO,
SIMPLE

RAPIDO, FLEXIBLE,
COMPLEJO

Manejo por Menú	Manejo por Menú Avanzado	Comandos de Alto Nivel	Lenguajes de Programación	Lenguaje Ensamblador
Snapshot UnkelScope Asystant Plus CODAS	Labtech Notebook Asystant GPIB	Asyst	Fortran C BASIC Pascal	

Figura 1.37. Se esquematiza las distintas alternativas software para la Adquisición y el Control.

Los paquetes manejados por menús son rígidos debido a que el fabricante diseña el desempeño para determinadas condiciones, que no pueden ser modificadas posteriormente para atender ciertos requerimientos particulares de los usuarios. La mayoría de los paquetes de esta categoría, ofrecen la posibilidad de construir "macros", con las cuales se pueden crear rutinas complejas.

Los lenguajes de programación permiten la modificación completa de los parámetros del sistema y crear comandos y menús a la medida. Sin embargo, el esfuerzo de construcción es apreciable.

Tabla 1.13 Productos Software para Adquisición de Datos y Control.

Característica	Asyst	Asystant GPIB	LabTech Notebook	Streamer	CODAS WFS-200	EDAC 500	DAC RINDS
A/D (D/A) Input (output)	Si	No	Si	Si	Si(No)	Si	Si(No)
Max A/D (D/A) canales	280(50)	n/a	256	16	16(8)	304(50)	16(8)
Max tarjetas Adquisición Max	10	n/a	16	1	1/a	40	varios
Max GPIB tarjetas	1	1	16	1	n/a	1/a	n/a
Veloc Adquisición Max	Max h/w	n/a	Max h/w	2KHz	5KHz	50KHz	5KHz
Puede hacer menus	Si	Limitado	No	No	No	No	No
Acceso a lenguajes de prog	Si	No	No	No	No	Si	No
Lenguaje de Programación	Si	No	Limitado	No	No	Si	No
Comandos de alto nivel	Si	No	No	No	No	Si	No
Manejo de Menú	Limitado	Si	Si	Si	Si	Limitado	Si
Analisis de Tiempo Real	Extensivo	Limitado	Limitado	No	No	No	No
Analisis de Post Acquisi	Extensivo	Extensivo	Via agreg	No	Limitado	No	Si
Max Canales desplegados	Sin limit	n/a	50	n/a	8	16	8
en tiempo real							
Gráficos de tiempo real	Extensivo	Limitado	Si	No	Limitado	Si	Si
Gráficos en post Adquisi	Extensivo	Extensivo	Via agreg	No	Limitado	Si	Si
Salida Grafica a impresor	1/8 mode-	BM comp	Via agreg	No	No	BM comp	BMcomp
Salida Grafica a archivos	Formato	No	No	No	No	No	No
Soporte RS-232	Si	No	Via paser	No	No	No	No
Shell a DOS	Si	No	Si	No	No	Si	No
Soporte Memoria Expandida	Si	Si	Si	No	No	Si	No
Formato binario 123 de ar-	Si	Si	Si	No	Si	Si	Si
chivo E/S							
Archivo ASCII E/S	Si	Si	Si	Si	No	Si	Si

En la tabla 1.13 se presentan productos software para la Adquisición de Datos y el Control, en la cual se puede observar sus características distintivas tales como canales de entrada y salida; rango de velocidades de adquisición de datos; salida gráfica a impresor; etc.

Como puede observarse los mejores rendimientos son logrados por los paquetes por ASYST, LABTECH NOTEBOOK Y KDAC500, por esta situación se incluyen dentro del estudio de casos; dichas notas pueden servir como referencia para construir un sistema software completo para Adquisición y Control por PC. Adicionalmente, se presenta algunas características del software CODAS y POST, los cuales han sido un referente cercano para definir el alcance de las funciones diseñadas.

4.2 ESTUDIO DE CASOS: ASYST.

Este es un paquete de propósito general para análisis y gráficas de adquisición de datos y control para IBM PC/XT/AT y computadores compatibles. Entre sus rasgos sobresalientes esta su funcionamiento como un conjunto de herramientas manejadas por menú, a partir del ambiente creado por el usuario a través de un lenguaje de programación.

Con este paquete se puede controlar distintas clases de tarjetas de adquisición y control, GPIB/IEEE-488 y RS-232. Algunos tipos de tarjetas DA&C soportadas por ASYST, como la DAS-8, DAS-16, DAS-20, DAS-8PGA y MBC-488.

Su distribución se realiza por módulos. Los módulos 1 y 2 contienen la base del sistema ASYST, y se encargan también de los gráficos, funciones estadísticas, análisis y del interfazado con la RS-232. Por otro lado, los módulos 3 y 4, soportan las funciones de Adquisición y Control. Por estar más relacionados al hardware, se comenzará el tratamiento con los dos módulos últimos.

El módulo 3 tiene que ver con la operación de los convertidores A/D y D/A. Soporta la velocidad máxima del hardware y el número de canales máximo; se puede operar en entrada y salida simultánea; puede también trabajar con varias tarjetas a la vez. Soporta la transferencia DMA para las máximas tasas del hardware de adquisición.

El módulo 4 se encarga del manejo de los instrumentos basados en GPIB/IEEE-488. Puede soportar simultáneamente hasta 56 instrumentos GPIB de cualquier tipo; sus comandos son independientes del dispositivo puede operar en forma sincrónica o asincrónica. Soporta la adquisición DMA y el "polling" paralelo y serial.

Los módulos 1 y 2 soportan una completa gama de operaciones matemáticas, incluyendo todas las funciones trigonométricas, exponenciales y logarítmicas. Trabaja con números enteros y reales de simple y doble precisión. En cuanto la conversión de archivos lo puede hacer con formatos ASCII, BASIC, binario empaquetado, para archivos de ASISTANT y Lotus 1-2-3. Estos módulos permiten el interfazado con programas C (versión 5) y Fortran (versión 4.1) de Microsoft.

El software utilitario adicional consiste del "setup" (instalación) para las funciones de menú, un editor de texto, herramientas para la generación de menús, trazador de error, nivel de ayuda "on-line", salida temporal al DOS (shell). Estos dos módulos contienen otras seis clase de funciones especializadas.

La primera de ellas es sobre "el procesamiento" de las señales, permitiendo realizar operaciones aritméticas sobre las señales; calcula la transformada rápida de Fourier (FFT) y su transformada inversa, en una o dos dimensiones; también soporta la integración y derivación, la detección de picos, el filtrado y suavizamiento ("smoothing") y la convolución. El ajuste de curva es otra función especializada de ASYST. Realiza la regresión por mínimos cuadrados, en forma multi-lineal, logarítmica, polinomial y exponencial. Puede realizar ajuste con o sin pesos. Para todo esto genera un reporte sobre las condiciones de ajuste.

Por otro lado, ASYST tiene incluido operaciones matriciales y sobre polinomios: inversión de matrices, determinantes, diagonalización, ortogonalización, sistema eigen, resolución de ecuaciones simultáneas, extracción de raíces de polinomios y otras operaciones con polinomios.

Las funciones gráficas contienen el ploteado X-Y; escalamiento automático; diagramas de pastel; superposición de curvas; varias gráficas definidas por el usuario; ploteo lineal, logarítmico y polar; varios símbolos para las líneas; rótulos en cualquier dirección; scroller de los gráficos; impresión en impresores y plotter; manejo de colores; y la posibilidad de expandir gráficos.

Los módulos 1 y 2 contienen funciones estadísticas básicos, distribuciones gaussianas, de Chi-Cuadrada, T-Students, distribución F, generación de números aleatorios, e histogramas.

4.3 ESTUDIO DE CASO: LABTECH NOTEBOOK.

Características:

- * Adquisición de datos y control, para tarjetas serie de E/S RTI800, RTI200 y RTI1265/1266/1267
- * Ninguna Programación requerida.
 - * Manejo de menú por software (en el estilo de las populares hojas electrónicas.
- * Soporte de acceso en tiempo real.
- * Procesos de control (en lazo abierto o cerrado).
- * Linealización y compensación de termocuplas.
- * Graficado de datos en tiempo real, en varios formatos.
- * Escritura continua de datos en disco durante la adquisición.
- * Grabación de la hora o tiempo de duración del experimento.
 - * Operación de Foreground/Background (Corre otros programas en la PC durante la adquisición de datos y control).
- * Opción de programación (para permitir la automatización de experimentos y pruebas).
- * Transformada Rápida de Fourier.
 - Formas de onda real y compleja.
 - Soporte de FFTs directa e inversa.
- * Interfaces con otros programas-Para análisis, gráficos y manejo de base de datos..

Es un paquete de software integrado de propósito general para la adquisición de datos, procesos de control, monitoreo y análisis de datos. Soporta tarjetas RTI800 corriendo en una IBM PC, PS/2 y 100% compatibles.

Debido a su menú rápido y fácil de usar no requiere ninguna programación. Debido a que LABTECH NOTEBOOK es manejado por menú y extremadamente fácil de aprender y usar, no requiere mucha pericia de parte del operador. NOTEBOOK muestra las condiciones de arranque pertenecientes a una corrida y éstas pueden ser llamadas más tarde..

LABTECH NOTEBOOK puede reducir procedimientos complicados presionando un sólo botón, de tal manera que actividades de prueba, control y monitoreo son grandemente simplificadas. Este incluye una función de programación para construir procedimientos de Adquisición de Datos y de generación de gráficos repetitivos y automáticos. Esta opción usa MAGIC/L, un lenguaje compilado incluido en LABTECH NOTEBOOK.

Los datos pueden ser colectados a razones máximas soportadas por tarjetas RTI800. Los datos también pueden ser captados a velocidades más bajas, con corridas en tiempos de semanas o meses si se desea.

Cada canal puede ser "colocado" con diferentes características. Las razones de muestreo pueden variar de un canal a otro y la razón de muestreo puede variar para cada canal en diferentes tiempos durante la ejecución. La adquisición de datos puede hacerse al inicio del programa, o puede ser encendida o apagada por una fuente externa. LABTECH NOTEBOOK puede linealizar termocuplas en tiempo real. La hora o tiempo de duración del experimento puede ser anotada con cada muestra tomada. Para funciones de control, en algoritmos de control en lazo abierto o cerrado son realmente implementados. En el modo de lazo abierto, el usuario define un periodo de cualquier forma de onda, usando generación o datos previamente adquiridos. Para el control en lazo cerrado se pueden colocar PID (Proporcional-Integral-Derivativo), "bang-bang" (ON/OFF) y lazos de alarma.

LABTECH NOTEBOOK incluye dos rutinas de análisis sofisticadas: Ajuste de curva no lineal y la Transformada Rápida de Fourier (FFTs). La función de ajuste de curva no lineal usa una rutina iterativa (Método Powell's) para ajustar un modelo complejo arbitrariamente (arriba de 10 parámetros ó 10 variables independientes), para la colección de datos. La función FFT provee una potente herramienta para el análisis y procesamiento de la señal, acomodando datos de señales de entrada real y compleja.

Al interfazar LABTECH NOTEBOOK con un programa de análisis o de hojas electrónicas como LOTUS 1-2-3, Symphony, etc., el usuario puede trasladar la colección de datos para el reporte final, sin nunca escribir o teclear un tan solo dato. Los archivos de datos pueden ser automáticamente importados a una hoja de trabajo para redacción o análisis (integración, diferenciación, conversión algorítmica, etc.), comparaciones estadísticas, preparación de publicación de gráficos de calidad y en tiempo real cuando se usa LABTECH en acceso en tiempo real.

LABTECH NOTEBOOK, puede adquirir datos en modo normal y alta velocidad. En el modo normal se muestran los datos en tiempo real, los datos pueden ser almacenados en archivos y otros programas pueden correr mientras colectan los datos.

En el modo de alta velocidad, el computador está dedicado sólo a la adquisición de datos a las altas velocidades permitidas por la tarjeta RTI800. Los datos son almacenados en la RAM durante la adquisición y luego trasladados a un disco. La cantidad de datos está limitada solamente por la cantidad de RAM instalada.

Procesos de control en lazo abierto o cerrado son hechos por LABTECH NOTEBOOK. Cuando se utiliza control en lazo abierto,

el contenido del archivo de datos son emitidos punto a punto a la interfase de hardware. El archivo de datos pudo haber sido generado por otro programa o previamente adquirido por LABTECH NOTEBOOK.

Cuando el control es en lazo cerrado, la salida es determinada de acuerdo a una ecuación proporcional-integral-derivativa (PID). Esta ecuación provee una señal de salida la cual es función de la entrada de un canal A/D y cuatro variables PID especificadas durante la inicialización: Loop Gain, Loop Rate, Loop Reset y Loop set point.

Cuando el método de adquisición de datos es el normal, los datos son emitidos continuamente al disco. En el modo de alta velocidad los datos son escritos en el disco al final de la ejecución del programa. Siete modos de almacenamiento de datos se pueden utilizar: ASCII Real, Entero Binario, ASCII Hexadecimal, ASCII Binario, Binario entero, Binario Real y línea de binario entero. El modo de almacenamiento de los datos determina la cantidad de espacio que los datos requieren. Cada archivo de datos puede recibir datos de uno o más canales de adquisición.

4.4 ESTUDIO DE CASO: CODAS.

CODAS (Computer-based Oscillograph and Data Acquisition System), es un paquete de software y hardware para implementar un oscilógrafo basado en una PC, producido por DATAQ INSTRUMENTS, Inc. Las siguientes son sus características sobresalientes:

- a) Alimentación continua de datos hacia un floppy o disco duro, en ritmos de hasta 2000 muestras por segundo para PC/XT, y de 5000 muestras por segundo para PC/AT.
- b) Trazo de datos en tiempo real en la pantalla de la PC, por medio de una tarjeta aceleradora de gráficos.
- c) Dos modos de despliegue de datos en tiempo real: desplazamiento continuo (continuous smooth scroll plotting) y con un barrido semejante al de un osciloscopio.
- d) Maneja hasta 16 canales de adquisición.
- e) Soporta hasta 8 canales de adquisición de datos.
- f) Archivos de datos compatibles con los paquetes tales como Lotus 1-2-3, DADISP y RS/1.

La transmisión de datos adquiridos hacia el disco seleccionado puede ser habilitado o deshabilitado por la pulsación de una tecla. La cantidad de datos que pueden ser adquiridos no es limitada por la memoria semiconductora reservada, sino más bien por el espacio disponible en el

disco objetivo. Tal enfoque permite capacidades de adquisición en el orden de decenas de megabytes.

La tarea de graficación de los datos esta adicionalmente apoyada en una tarjeta aceleradora de gráficos, lo cual le confiere una más alta calidad para el despliegue en la pantalla. Las señales generados por cada canal A/D son presentados en un innovador formato de deslizamiento ("scrolling") suave. Esta técnica de ploteo provee lo último en cuanto al despliegue continuo de señales e imita con bastante exactitud la naturaleza continua de un registrador de carta. Alternativamente, puede ser habilitado un despliegue con la apariencia del disparo de un osciloscopio, para aquellas aplicaciones donde la señal de entrada es de alta frecuencia donde el ojo humano tiene limitaciones para atender movimientos rápidos.

4.5 ESTUDIO DE CASO: POST.

El paquete de software de post adquisición (POST) es un utilitario que permite el examen de los datos que previamente han sido adquirido por CODAS. POST ofrece las siguientes funciones:

- a) Recupera un archivo de adquisición y examina su contenido, moviendo las señales en dirección positiva o negativa del tiempo (de derecha a izquierda, o de izquierda a derecha, respectivamente)
- b) Permite la ubicación del cursor a medir el valor de cualquier punto sobre una señal desplegada.
- c) Mide las diferencias de tiempo entre dos puntos sobre la misma señal o en otra distinta.
- d) Copia e inserta grupos de ondas desde el archivo de datos recolectados fuente hacia un archivo de datos separados para un análisis más detallado.
- e) Selecciona un formato de conversión de archivo perteneciente a otros software tal como Lotus 1-2-3, ASYSTANT Y ASYST, para leer datos.

El área de trabajo se divide en cuatro, en las cuales se puede presentar hasta ocho canales (dos por canal); tiene la facilidad de asignar diferentes tonalidades de color para cada señal. Otras facilidades gráficas consiste en la aplicación de compresión de los datos con los cuales se puede observar datos específicos de las señales, o vigilar los datos con una cantidad considerable de ciclos. También realiza una presentación tabular de los datos perteneciente al archivo de trabajo.

POST contiene rutinas de análisis, como por ejemplo la transformada rápida de Fourier (FFT e IFFT), funciones

estadísticas, etc., las cuales se utilizan mediante teclas de invocación rápida (keystrokes).

4.6 CARACTERÍSTICAS DEL TURBO PASCAL 6.0.

El objetivo de esta sección es la de presentar las características relevantes de esta versión de Pascal para el desarrollo de programas de Adquisición de Datos y el Control; en la redacción no existe el ánimo de justificar la elección de este lenguaje para la aplicación actual, dado que no ha sido el propósito del presente Trabajo, el escribir un software potente.

El diseño de la versión 6 de Turbo Pascal, hay un notorio avance en las facilidades IDE, respecto de sus versiones anteriores. El IDE es un conjunto integrado de herramientas para la edición, depuración y desarrollo de un programa en Pascal. El Editor tiene comandos muy flexibles para el manejo de bloques de instrucciones, que vuelven muy fácil tareas de borrar y copiar; además, el secuenciamiento de líneas esta condicionado para el ordenamiento óptimo de instrucciones. Otra característica importante, es la edición múltiple de programas contenidos en archivos diversos, con los cuales se facilita la revisión o copiado de estructuras procedimentales.

Una cuestión muy singular del Editor, es que se pueden recuperar archivos con distintas clases de extensiones, tales como .EXE, .PAS, .BAS, .DOC, .TXT, etc.. Es obvio que para archivos .EXE, aparecerá principalmente símbolos incoherentes; sin embargo, perfectamente se pueden generar documentos en este ambiente.

Los comandos asociados a la compilación, han mantenido prácticamente las características de las versiones anteriores. Dos elementos importantes a mencionar, es que existe la alternativa de compilar programas "in line", es decir, desde el ambiente del DOS; y que, se pueden crear programas estructurados en "overlays", cuando los requerimientos de memoria son críticos.

Los siguientes elementos claves en el desarrollo y depuración de programas, son el nivel de Ayuda y el Debugger.

El fabricante del Turbo Pascal se ha preocupado por proporcionar una base de datos extensa, sobre distintos tópicos de Pascal estándar y de instrucciones especializadas. Igualmente ha facilitado el uso de esta base, de manera que cuando se ubica el cursor en la palabra

a buscar, y se pulsa Ctrl F1, aparece la nota explicativa sobre ese ítem.

El Debugger es quizá una de la pieza fundamental en el IDE, el cual optimiza el tiempo de depuración dedicado a un programa para encontrar errores lógicos, errores en tiempo de compilación y errores en tiempo de ejecución. Todo usuario de TP6 debe tomar el tiempo necesario para aprender a usar las facilidades que da el Debugger.

Con el Debugger es posible correr por pasos el código fuente del programa, e ir visualizando y/o cambiando los valores de las variables. Dado que TP6 soporta llamada a procedimientos escritos en ensamblador o código de máquina, también existe la posibilidad de revisar el contenido de los registros del CPU.

Como herramientas dedicadas plenamente al desarrollo de programas, TP6 presenta instrucciones para la escritura de programas orientado al objeto (POO) y Turbo Vision.

La Programación Orientada al Objeto es una técnica de software para la reutilización de programas, en la cual se ha profundizado los principios de ocultamiento de información, abstracción y modularización. Su filosofía es complicada, sobre todo para los programadores acostumbrados a las técnicas tradicionales. La referencia [] es un buen libro introductorio a la POO, debido a su visión práctica de edición de programas; una vez revisada esta referencia, se puede profundizar el conocimiento leyendo la Guía del Usuario de TP6.

Turbo Vision es una colección de librerías (TPU) de procedimientos de programas POO, que permiten INTEGRALES PC-humanas semejantes al ambiente de ventanas del editor de TP6. Con Turbo Vision se pueden construir barras de menú, líneas de estado (status line) y áreas de trabajo (desk top), dando una excelente presentación a aquellos programas interactivos. La potencia de esta herramienta es tan grande que se puede construir programas con la capacidad del mismo editor de Turbo Pascal (El editor de TP6 fue realizado con Turbo Vision).

4.7 DESCRIPCION DE TURBO VISION

Turbo Vision es una librería de software de aplicación basada en POO para programas que usan ventanas, menús y soporte de ratón; es una herramienta que salva una cantidad considerable de tiempo en escribir y depurar programas completamente interactiva. Turbo Vision incluye las siguientes utilidades:

- Múltiple ventanas traslapables;
- Menús del tipo pull-down
- Soporte de ratón
- Cajas de diálogo
- Instalación del color
- Botones, barras de deslizamientos (scroll bars), cajas de entrada, caja de revisión (check boxes) y radio button
- Manejo de teclas de invocación rápida (hot keys) y activación desde el ratón.

Para desarrollar programas en Turbo Vision se deben cumplir con dos requisitos; conocer la POO y el alojamiento dinámico de memoria, ya que la estructura procedimental y de datos esta realizada con la metodología orientada al objeto, y debido a que las instancias de los objetos son creados y destruidos dinámicamente en la RAM.

ESTRUCTURA DE OBJETOS.

Turbo Vision tiene una compleja estructura de herencias, que es útil para saber las propiedades de una instancia; sin embargo, lo anterior no implica que para hacer un programa se tenga que tener un conocimiento completo de Turbo Vision¹⁴.

Una aplicación básica de Turbo Vision se basa en adecuar los métodos siguientes: Iniciar la barra de menú; Iniciar la barra de estado, y definir al manejador de eventos.

Sin embargo, pueden realizarse rutinas de interacción, tan complejas como el ambiente IDE de Turbo Pascal; para insertar nuevas características, tales como el uso de ventanas, cajas de diálogos, ayuda de contexto, uso de gráficos de alta resolución, administración de color, etc., se debe investigar qué método (procedimiento) lo realiza, y estudiar y probar los mensajes que hay que pasar por las interfaces de los procedimientos o funciones.

En la figura 1.38 se presenta la jerarquía de objetos de Turbo Vision: puede observarse, que todos los objetos son descendientes de TObject.

¹⁴ Solo es necesario ocupar las variables y procedimientos para insertar nuevas características en el programa.

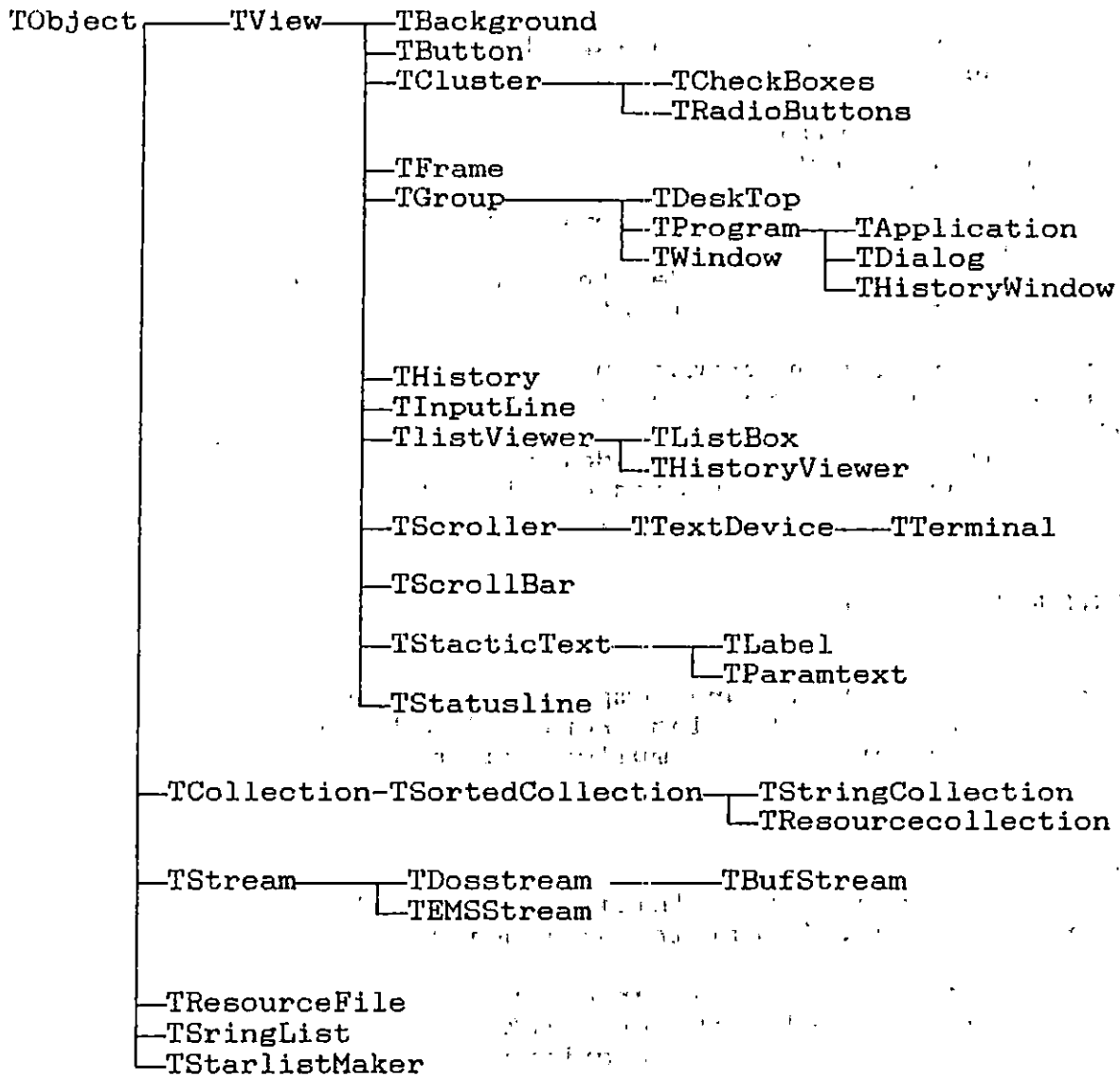


Figura 1.38 Jerarquía de objetos de Turbo Vision.

El objeto Tapplication es la clase que generalmente se ocupa para crear una nueva interfase al usuario; las características de TApplication están distribuidas en la genealogía formada por los objetos ancestros TProgram, TGroup, TView y TObject.

Cada tipo objeto puede ser operado para crear una instancia o se puede usar para derivar un tipo objeto descendiente. La creación de una instancia se hace mediante una declaración de variable, y la estructura acumula los campos y métodos de sus tipos ancestros. Por ejemplo para obtener una instancia de TLabel se hace así:

```
VAR UnRotulo: TLabel;
```

Para derivar un nuevo tipo objeto descendiente se hace facilmente:

```
    Type
        PNuevoLabel: ^TNuevoLabel;
        TNuevoLabel= Object(TLabel)
                    {Campos}
                    {Métodos}
    End;
```

Una vez que se ha definido completamente los nuevos métodos de TNuevoLabel, se debe crear una instancia para obtener resultados correctos en el programa.

El objeto primitivo TObject es un tipo base abstracto sin campos. Es el ancestro de todos los objetos excepto de TPoint y TRect. TObject cuenta con tres métodos: Init, Free y Done. El constructor Init forma la base para todos los constructores de Turbo Vision proveyendo el alojamiento de memoria. Free realiza el desalojamiento dinámico de memoria. Done es un destructor abstracto que puede ser sobre-escrito por sus descendientes.

Los descendientes de TObject caen en dos categorías: los Views y los No-Views. Los Views son descendientes de TView y se caracteriza por ser los únicos objetos que pueden presentarse en pantalla; tienen la capacidad de tomar control de un área específica, sabiendo dibujarse así mismo y manejar los eventos asociados a dicha área. Los objetos que no son Views proveen funciones para manejar streams y collection¹⁵.

A continuación se resumen las características de objetos importantes que descienden de TView:

Frames (Estructura):

TFrame provee el borde para un objeto TWindow, suministrando siempre las iconos para mover y cerrar la ventana.

Buttons (Botones):

Un objeto TButton es una caja con título usado para generar un comando cuándo se "pulsa". Ellos se instalan dentro de cajas de diálogo, ofreciendo selecciones tales como "OK" y "cancelar". El

¹⁵ Un Stream sirve para realizar transacciones con un dispositivo de E/S. Una Collection implementa un conjunto de items, cuyo tamaño en memoria se puede definir en forma dinámica.

manejador de eventos ofrece distintas formas de activar un botón: mediante el "click" del ratón en el rectángulo del botón, tecleando la tecla de invocación rápida o seleccionando la tecla default con la tecla ENTER.

Menus (Menús):

TMenu View y sus dos descendientes, TMenuBar y TMenuBox, provee los objetos básicos para crear menús y submenús pull-down.

Primero se debe suministrar los nombres para las selecciones de menú (con la opción de teclas resaltadas de activación rápida) y definiendo los comandos asociados a cada opción. Los métodos Handle Event toman cuidado de la selección del menú desde el ratón y/o teclado.

Para la mayoría de las aplicaciones, el proceso de crear un menú solo consiste en sobre-escribir el método TApplication.InitMenuBar, colocando las opciones del menú y submenú, mediante llamadas encadenadas de New, New SubMenu, New Item y NewLine; Turbo Vision se encarga de la presentación en pantalla y de la interacción con el menú requerido.

Histories (Historias):

El tipo abstracto THistory implementa un mecanismo de lista. Sus dos campos adicionales Link y HistoryId, le dan a cada objeto THistory una TInput Line asociada y el ID de una lista de previas entradas en la línea de entradas.

InputLine (Líneas de entrada).

TInput Line es un View especializado que provee un editor básico de caracteres de una línea.

El maneja todas las entradas usuales del teclado y los movimientos del cursor (incluyendo Home y End).

Status Lines (Líneas de estado):

Un objeto TStatus Line es pensado para varios estados y despliegues, usualmente en la línea más baja de la pantalla. Una línea de estado es una

lista de un caracter de alto, cuya longitud puede extenderse a la longitud completa de la pantalla. El objeto tiene la capacidad de cambiar el texto en forma dinámica, de acuerdo a los eventos desarrollados en la aplicación.

HERRAMIENTAS BASICAS.

En esta sección se presenta en forma eurística el proceso de creación de View con Turbo Vision; se presentan ejemplos para crear barras de menú, submenús, líneas de estado, ventanas y nivel de ayuda.

CREACION DE BARRAS DE MENU Y SUBMENU

Para relizar una interface al usuario tipo pull-down se debe partir de un diseño arquitectónico que haya identificado las funciones más globales del sistema y las opciones asociadas a cada una. Con esta información es facil construir los Views deseados.

El ejemplo siguiente parte del diseño arquitectónico de menú ocupado en el programa QUETZALTCOALT:

Opciones de la Barra: Utilería, configuración, graficador, ayuda.

Submenú de Utilería: Firma; calendario y calculador.

Submenú de Configuración : Adquisición; Dirección; gráficos; osciloscopios, resumen.

Submenú de Graficador: Adquirir, Recuperar, Salvar, Preferencia, Reconstrucción.

Submenú de Ayuda: Contenido; Indice; Ayuda.

Estos parámetros siempre tienen que colocarse en el método Init MenuBar. Si se deriva un tipo objeto desde TApplication llamado TInterfaz Graf, la inicialización con los rótulos respectivos tiene que ser hecho en el procedimiento TInterfaz Graf. Init MenuBar. Es anticipable que este subprograma solo sirve para inicializar variables; para este caso sólo sirve para inicializar una variable: MenuBar, cuya declaración se da a continuación:

Declaración MenuBar: PMenuBar = nil,

PMenuBar es un puntero, por lo cual MenuBar es una variable alojada dinámicamente. PMenuBar es una instancia de TMenuBar, definida así:

```

TMenuBar = Object (TMenuView)
    constructor Init (var Bounds: TRect; AMenu; PMenu);
    procedure Draw; Virtual;
    procedure Get Item Rect (Item: Pmenu Item; var R: TRect);
end;

```

Donde "TMenuView" se declara así:

```

PMenu View = ^TMenuView;
TMenuView = Object (TView)
    Parent Menu: PMenuView;
    Menu: PMenu;
    constructor Init (Var Bounds: TRect);
    constructor Load (Var S: TStream);
    function Execute: Word; Virtual;
    function FindItem (Ch: Char): PMenuItem;
    procedure Get Item Rect ( Item: PMenuItem; var R:
        TRect): virtual;
    function Get Help Ctx: Word; virtual;
    function Get Polette: PPolette; virtual;
    procedure Handle Evert ( var Evert: TEvert ); virtual;
    function Holkey ( Key Code: Word): PMenuItem;
    procedure Store ( var S: TStream);
end;

```

La estructura de TMenuView¹⁶ es de una lista comunicada. ParentMenu permite la navegación por el menú, la selección de submenús y el retorno al menú pariente (las selecciones desde la barra de menú generalmente resulta en un submenu tipo pull-down). Menu apunta un registro TMenu para una opción de la barra, el cual contiene una lista comunicada con los items de su submenú. El puntero de TMenu permite el acceso a todos los campos de los items del menú. TMenu se define así:

```

TMenu = record
    Items: PMenuItem;
    Default: PMenu
end;

```

El campo Items apunta una lista de TMenuItems y el campo Default apunta el campo default dentro de esa lista (el Item que se selecciona cuando se presenta el submenu y se da "Enter").

Finalmente, PMenu Item apunta al registro TMenu Item, el cual se define así:

¹⁶ El procedimiento TMenu View.Init no es inicializado explícitamente en una aplicación, sino que es invocado desde los métodos de inicialización de los objetos descendientes de TMenu View: TMenu Bar y TMenu Box.

```

PMenu Item =, ^TMenuItem;
TMenuItem = record
  Next PMenuItem;
  Name: PString;
  Command; Word;
  Disabled: Boolean;
  Key Code: Word;
  Case Integer of
    0: (Param: PString);
    1: (SubMenu: PMenuItem);
  end;
end;
end;

```

El tipo `TMenuItem` representa un ítem del menú, el cual puede ser un ítem normal, un submenú, o una línea divisoria. `Next` apunta al siguiente `TMenuItem` dentro de una lista de ítems de menú, o es "nil" si se trata del último ítem. `Name` apunta a un string conteniendo el nombre del ítem del menú, o es nil si el ítem de menú es una línea. `Command` contiene el evento de comando a ser generado cuando se selecciona el ítem de menú, o es cero si el ítem representa un submenú. `Disabled` es true si el ítem de menú está deshabilitado y falso en el caso contrario.

`Key Code` contiene el código scan de la tecla de invocación rápida asociada con el ítem de menú, o es cero si el ítem no tendrá una invocación rápida. `HelpCtx` contiene el número correspondiente de la ayuda de contexto del ítem. Si el ítem de menú es un ítem normal, `Param` contiene un puntero para un string (Presentado a la derecha del ítem en un `TMenu Box`), o es nil si el ítem no tiene string. Si el ítem de menú es un submenú `SubMenu` apunta a la estructura submenú.

A continuación se define las constantes de evento de comando y las constantes de ayuda de contexto:

Procedimiento	Comando		Ayuda de Contexto	
	Identificador	Valor	Identificador	Valor
Firma	cmFirma	200	hcFirma	1
Calendario	cmCalendario	201	hcCalendario	10
Calculador	cmCalculador	202	hcCalculador	11
Adquisición	cmadquisición	203	hcAdquisición	12
Dirección	cmDirección	204	hcDirección	13
Graficos	cmGraficos	205	hcGraficos	
Osciloscopio	cmOsciloscopio	206	hcOsciloscopio	
Resumen	cmResumen	207	hcResumen	
Adquirir	cmAdquirir	208	hcAdquirir	
Recuperar	cmRecuperar	209	hcRecuperar	
Salvar	cmSalvar	210	hcSalvar	

Preferencia	cmPreferencia	211	hcPreferencia
Reconstruccion	cmReconstruccion	212	hcReconstruccion
Contenido	cmContenido	213	hcContenido
Indice	cmIndice	214	hcIndice
Ayuda de ayuda	cmAAyuda	215	hcAAyuda

Con la información anterior se construirá la barra de menú y los submenús indicados; para hacer esto se edita el procedimiento TInterfazGraf.InitMenuBar:

```

procedure TInterfazGraf.InitMenuBar;
var
  R: TRect;

begin
  GetExtent(R);
  R.B.Y := R.A.Y + 1;
  MenuBar := New(PMenuBar, Init(R, NewMenu(
    NewSubMenu(~~~#240~~~, hcSistema, NewMenu(
      NewItem(~~Firma~, ~~, kbNoKey, cmAbout, hcRubrica,
      NewItem(Ca~l~endario~, ~~, kbNoKey, cmCalendario,
        hcSCalendario,
      NewItem(~~C~alculador~, ~~, kbNoKey, cmCalc, hcCalculador,
        nil))))),
    NewSubMenu(~~C~onfigurar~, hcConfiguracion, NewMenu(
      NewItem(~~A~dquisición~, ~~, 0, cmParamAdq, hcAdquisicion,
      NewItem(~~D~irección~, ~~, 0, cmDireccion, hcDireccion,
      NewItem(~~G~raficos~, ~~, 0, cmConfigGrafic, hcGraficos,
      NewItem(~~O~sciloscopio~, ~~, 0, cmConfigOsc,
        hcOsciloscopio,
      NewLine(
      NewItem(~~R~esumen~, ~~, 0, cmResumen, hcResumen,
        nil))))))),
    NewSubMenu(~~G~raficador~, hcGraficador, NewMenu(
      NewItem(~~A~dquirir~, ~~, 0, cmAdquirir, hcAdquirir,
      NewItem(~~R~ecuperar~, ~~, 0, cmDialogo, hcRecuperar,
      NewItem(~~S~alvar~, ~~, 0, cmDialogo, hcSalvar,
      NewItem(~~P~referencia~, ~~, 0, cmPreferencia,
        hcPreferencia,
      NewLine(
      NewItem(R~e~construccion~, ~~, 0, cmReconstruccion,
        hcReconstruccion,
        nil))))))),
    NewSubMenu(A~y~uda~, hcNoContext, NewMenu(
      NewItem(~~C~ontenido~, ~~, 0, cmContenido,
        hcNoContext,
      NewItem(~~I~ndice~, ~~, 0, cmIndice, hcNoContext,
      NewItem(A~y~uda de Ayuda~, ~~, 0, cmAyudaA,
        hcNoContext,
        nil))))),
    nil)))));
end;

```

Se puede observar que como la barra de menú se diseña para contener cuatro items, se emplean igualmente cuatro veces el procedimiento NewSubMenu. Cada item contiene una letra que está resaltada, con el operador ~ ~. Los valores de las constantes de evento se eligen de acuerdo al criterio del programador; por el contrario las constantes de contexto de ayuda se colocan cuando se compila el archivo de ayuda en formato ASCII, es decir, que no se colocan al azar. Si una aplicación no ocupa ayuda de contexto, se debe ocupar la constante hcNoContext.

CREACION DE BARRA DE ESTADO.

Una barra de estado ("status line") es un view colocado en la parte inferior de la pantalla, donde se presentan textos explicativo sobre el modo de operación corriente, listado de teclas de invocación rápida ("hot keys"), memoria disponible, o tiempo actual (hora, segundos, y décimas de segundo).

La construcción de una barra de estado sigue un procedimiento similar a la construcción de barras de menú; esto significa, que sólo se tiene que inicializar una variable en el método InitStatusLine.

StatusLine apunta una lista que define una línea de estado para una aplicación determinada; la inicialización de dicha lista se basa en las funciones NewStatusDef y NewStatusKey. Un ejemplo sencillo se presenta a continuación:

```
procedure TInterfazGraf.InitStatusLine;
var
  R: TRect;
begin
  GetExtent(R);
  R.A.Y := R.B.Y-1;
  StatusLine := New(PStatusLine, Init(R,
    NewStatusDef(0, $FFFF,
      NewStatusKey('~', kbF10, cmMenu,
        NewStatusKey('~Alt-X~ Exit', kbAltX, cmQuit,
          NewStatusKey('~', kbAltF3, cmClose,
            NewStatusKey('~Alt-F~ Iniciar', kbAltF, cmAdquirir,
              nil))))),
    nil)));
end;
```

En este ejemplo, la barra constará de dos textos que serán visibles en la pantalla: "ALT X Exit" y "ALT-F Iniciar". El evento kbF10, se produce al pulsar la tecla F10 y genera el comando cmMenu, el cual indica que se debe activar la barra

de menú para hacer una selección. kbAltX es activado pulsando Alt X y genera la constante cmQuit, con la cual se concluye la ejecución del programa. kbAltF3 se activa pulsando Alt F3, y produce la constante de evento cmClose, la cual cierra la ventana que está activa. kbAltF, se activa cuando se pulsa Alt F, y el evento que se produce es el asociado a la constante cmAdquirir.

CREACION DE NIVEL DE AYUDA.

Turbo Vision cuenta con las herramientas necesarias para diseñar un mecanismo de desplegar textos explicativos en una ventana invocados por el usuario, para brindar información que aclare dudas sobre el manejo del programa, forma de procesamiento, enlaces con otros modos de operación o paquetes, etc.

Para realizar esto se tiene que seguir los siguientes pasos:

- (1) Diseñar la base de datos, donde se debe incluir toda la documentación pertinente que se desea presentar en pantalla.
- (2) Compilar la base de datos creado en el paso (1), mediante el programa utilitario TVHC.EXE.
- (3) Sustituir en el archivo fuente del programa de aplicación la constante "hcNoContext" por la constante "hc" respectiva.

La base de datos se debe almacenar como un archivo de texto con extensión .TXT. Cada nuevo texto de información debe comenzar con ".topic"; este sirve para separa distintos párrafos de ayuda. Luego de ".topic" debe escribirse un identificador de contexto; por ejemplo, si se va a diseñar la ayuda para la opción de CONFIGURACION17, lo anterior se resuelve así

```
.topic Configuracion
```

```
{Texto explicativo}
```

La ventana en que se presenta los textos de información se puede expandir; sin embargo, puede ocuparse párrafos que no sean expandibles. Para hacer esto, el párrafo debe iniciar con un espacio en blanco, como se demuestra a continuación:

17 Este identificador no debe contener letras tildadas.

.topic Configuración

Configuración

Esta opción sirve para modificar ...

El texto que no se puede extender es el encabezado "Configuración" y la línea; mientras que el párrafo "Esta opción sirve para modificar ..." si puede cambiarse de tamaño.

También se pueden hacer referencias cruzadas, semejantes a los textos activos que aparecen en las ventanas de ayuda del IDE de Turbo Pascal, las cuales invocan a otros textos de información asociados. Para hacer esto las palabras claves se encierran entre llaves ("{" }"), con el cuidado de que la referencia se haga a un contexto ya existente (en otro caso, se producirá un error durante la compilación).

La compilación del texto de ayuda, se realiza con el compilador TVHC.EXE (Turbo Vision Help File compiler). Este utilitario crea un archivo fuente .PAS que contiene todas las variables de contexto, y el archivo de ayuda .HLP (el cual es donde se ubica la información que será presentada en la ventana de ayuda). TVHC se debe correr desde la línea de comandos del DOS¹⁸, y su sintaxis es la siguiente:

```
TVHC NOMBRE_T.TXT NOMBRE_P.PAS NOMBRE_H.HLP
```

donde NOMBRE_T.TXT es el nombre del archivo de texto que contiene la base de datos; NOMBRE_P.PAS es el archivo donde se colocarán todas las constantes de ayuda de contexto (hc), y NOMBRE_H.HLP, es el nombre del archivo de ayuda corriente para el programa de aplicación.

Por ejemplo si el archivo de texto que se ha diseñado se llama MIAYUDA.TXT, la invocación de TVHC desde la línea de comandos es como sigue:

```
TVHC MIAYUDA.TXT AYUDA.PAS AYUDA.HLP
```

de esta manera se crea un archivo fuente (ayuda.pas) el cual sirve como librería de sostenimiento de las constantes de ayuda; y el archivo de trabajo que contiene la información que se debe presentar en la ventana de ayuda (ayuda.hlp). La librería de constantes, que para el ejemplo es AYUDA.PAS, se debe de compilar con la opción MAKE, para tener disponible el archivo como AYUDA.TPU.

¹⁸ Esta información puede ser escrita en minúsculas o mayúsculas.

Para que sea funcional el mecanismo de ayuda, se debe sustituir correctamente la constante hcNoContext por las constantes de ayuda contenida en la librería. Por ejemplo, cuando se inicializa el submenú CONFIGURACION, se debe colocar la constante hcConfiguracion.

En el programa de aplicación se debe de incluir una función que busca el archivo de ayuda; Forland propone la función CalcHelpName, y lo único que se tiene que realizar es colocar el nombre del archivo de ayuda, y el nombre de un archivo asociado (que puede ser el nombre del archivo fuente del programa de aplicación). La función se presenta a continuación:

```
function CalcHelpName: PathStr;
var
  EXENAME: PathStr;
  Dir: DirStr;
  Name: NameStr;
  Ext: ExtStr;
begin
  if Lo(DosVersion) >= 3 then EXENAME := ParamStr(0)
  else EXENAME := FSearch('TVDEMO.PAS', GetEnv('PATH'));
  FSplit(EXENAME, Dir, Name, Ext);
  if Dir[Length(Dir)] = '\ ' then Dec(Dir[0]);
  CalcHelpName := FSearch('AYUDA.HLP', Dir);
end;
```

El siguiente paso es escribir un método que atienda los eventos asociados al mecanismo de ayuda; estos eventos consisten principalmente en reconocer la invocación (por medio de Ctrl F1) desde el teclado, para presentar la ventana de ayuda de acuerdo al contexto. A continuación se presenta un procedimiento para realizar esta función.

```
procedure Ejemplo.GetEvent(var Event: TEvent);
var
  W: PWindow;
  HFile: PHelpFile;
  HelpStrm: PDosStream;

const
  HelpInUse: Boolean = False;
begin
  TApplication.GetEvent(Event);
  case Event.What of
    evCommand:
      if (Event.Command = cmHelp) and not HelpInUse then
        begin
          HelpInUse := True;
          HelpStrm := New(PDosStream,
            Init(CalcHelpName, stOpenRead));
```



```

HFile := New(PHelpFile, Init(HelpStrm));
if HelpStrm^.Status <> stOk then
begin
  MessageBox('No se puede abrir archivo de AYUDA.',
            nil, mfError + mfOkButton);
  Dispose(HFile, Done);
end
else
begin
  W := New(PHelpWindow, Init(HFile, GetHelpCtx));
  if ValidView(W) <> nil then
  begin
    ExecView(W);
    Dispose(W, Done);
  end;
  ClearEvent(Event);
end;
HelpInUse := False;
end;
evMouseDown:
  if Event.Buttons <> 1 then Event.What := evNothing;
end;
end;

```

Los eventos que se reconoce Ejemplo.GetEvent son aquellos que producen la invocación de ayuda, reconocida con la constante cmHelp. Si se reconoce que esta habilitado el archivo de ayuda, entonces se obtiene el contexto que la solicita. La tarea de averiguar el contexto desde el cual se invoca al nivel de ayuda, sirve para saber cuál texto explicativo se debe desplegar en la ventana.

La presentación de la ventana de menú es resuelta por las herramientas contenidas en la unidad HelpFile, el cual es un esta incluido en los utilitarios proporcionados por Borland.

4.8 INSTRUMENTOS VIRTUALES

Un instrumento virtual es un sistema que combina componentes hardware y software, cuya función general y capacidades lo determina el software. Las funciones que puede desempeñar se extiende desde la medición hasta aplicaciones de control.

El concepto de "máquina virtual" aparece a finales de la década de 1970, cuando la tecnología del microprocesador permitió que los sistemas basados en estos dispositivos, cambien sus funciones por el cambio de las instrucciones del programa. El hardware posee como función de más importancia la habilidad de convertir señales de voltaje a formato

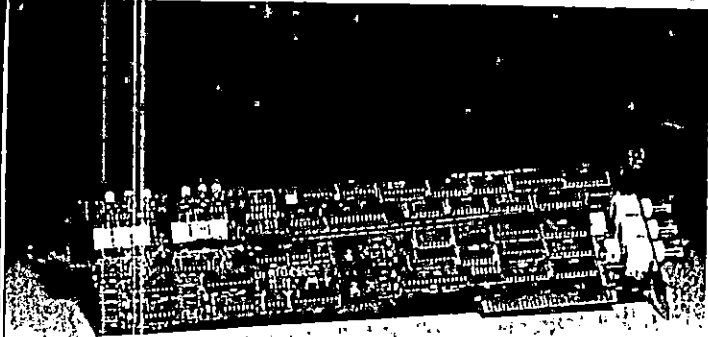
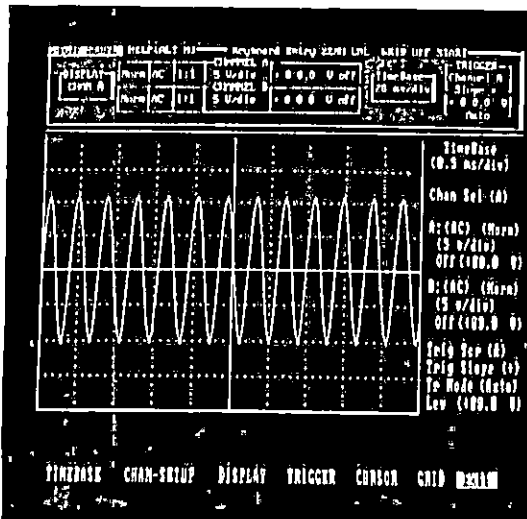
digital, y una rápida y eficaz capacidad de procesamiento de datos.

Entre las funciones de medición se pueden citar:

- Multímetro digital
- Multiplexor
- Calibrador de voltaje y referencia
- Osciloscopio
- Generación de funciones
- Analizador lógico digital
- Contador/Temporizador
- Banco de resistores
- Generador de forma de ondas arbitrarias

Entre las funciones generales de control se pueden citar las siguientes:

- Control de disparo
- Control de movimiento
- Control de potencia (AC o AC/DC)



Uno de los campos de desarrollo más extendido en el diseño de instrumentos virtuales, es el de los sistemas basados en PC. Por ejemplo, en Junio de 1990 Venture Development Corp, Wellesley, Mass. estimó que el mercado de tarjetas analógicas para PC se incrementará de \$150 millones (anual) a \$350 millones en 1994. Un osciloscopio virtual implementado con la tarjeta PCIP-SCOPE de Kethley MetraByte, Taunton, Mass. cuesta \$ 1099.00 y sus prestaciones son: 10MHz de ancho de banda; disparo externo, interno y por software; dos canales, y un rango de sensibilidad de 5mV a 5V.

Tal tendencia es justificada por el alto desempeño de las computadoras personales (PC), su disminución en costo y por tanto su amplia disponibilidad. Con agregar la tarjeta adecuada y su software, el computador puede convertirse en un osciloscopio, analizador de espectros, controlador de motores, etc.

La función software se ataca desde paquetes "hechos a la medida" hasta programas desarrollados en lenguaje ensamblador. En las secciones 4.2, 4.3 y 4.4 se presentan algunos paquetes de software que han sido realizados para la presentación profesional de datos adquiridos desde fuentes diversas, tales como tarjetas de adquisición (analógicas y analógicas-digitales), interfaces GPIB, RS-232, etc. La tarea de control se hace bajo el concepto de instrumentación virtual, donde funciones hardware se ejecutan en el dominio digital, guiados por programas de PC.

La máxima flexibilidad de las rutinas que resuelven las tareas software de un sistema de instrumentación virtual, se logra con programas escritos en un lenguaje de programación. En la sección 4.1 se ha incluido una discusión sobre esto; allí se plantea que la máxima rapidez se logra con rutinas de lenguaje ensamblador, lo que permite poner a funcionar el hardware al máximo, y esto sirve para adquirir datos a frecuencias altas o para cumplir las restricciones de tiempo más exigentes, en cadenas de control de tiempo real.

Otro enfoque que se ha discutido son los programas realizados con lenguajes de programación de propósito general como el BASIC, Pascal, C, Fortran, Forth, etc., los cuales presentan las herramientas necesarias para interfazar rutinas de bajo nivel (código de máquina o ensamblador). Sin embargo, la difusión de los sistemas de instrumentación virtual ha creado lenguajes orientados a resolver las funciones de software. LabView es un ejemplo de esto; los programas elaborados en este ambiente crean sistemas de instrumentación controlada por computador, en unión a hardware de adquisición de datos y control. La escritura de programas en LabView consiste en crear la interface con el

usuario como un instrumento virtual para implementar un diagrama de flujo dado.

5.0 ASPECTOS FISIOLOGICOS.

En esta sección se aborda la fisiología de los sistemas cardiovascular y respiratorio. Tal enfoque es necesario debido a la necesidad de conocer el tipo de eventos que se pretende medir, para definir los rangos y restricciones a los cuales estará sometido el sistema de instrumentación.

Adicionalmente, si el instrumento se propone como un auxiliar en el diagnóstico o tratamiento, requerirá que el diseñador del sistema de instrumentación médico, posea bases fisiológicas consistentes, que le permita hacer juicios atinados sobre los fenómenos bajo estudio. En concordancia a lo expuesto arriba, vamos a describir únicamente, el funcionamiento de los sistemas cardiovascular y respiratorio ya que los mensurandos que se va a cubrir en esta aplicación pertenecen a estos sistemas.

5.1. SISTEMA CARDIOVASCULAR.

El sistema cardiovascular posee una complejidad bastante grande, esto indica que un tratamiento formal y a fondo sobre este tema requiere de un trabajo voluminoso. Afortunadamente, existen muchos tópicos que están fuera de especificidad y de los propósitos con que este tema se enfoca aquí. Esto, lógicamente hace que lo voluminoso que el tratamiento que aquí se presenta se reduzca apreciablemente.

Es sobre estos aspectos fundamentales que se centra este trabajo sobre el sistema cardiovascular. Uno es la actividad eléctrica del corazón y el otro es la actividad mecánica. En estos dos, tratando de resaltar lo que mas interés tiene desde el punto de vista de la electrónica, esto es aquellos elementos que pueden ser considerados como nexos entre la ciencia mecánica y la ciencia electrónica, con el fin de generar un tratamiento propio considerado como Biomédica.

ORIGEN Y PROPAGACION DE LA EXCITACION CARDIACA.

Las partes del corazón normalmente laten en sucesión ordenada (sincronizada): la contracción auricular (sístole auricular) va seguida de la contracción ventricular (sístole ventricular) y durante la diástole las cuatro cámaras están relajadas. El latido cardiaco se origina en el nodo sinoauricular (nodo o grupo de células de tejido nervioso especializado, las cuales tienen la particularidad de depolarizarse sin necesidad de un estímulo externo) e irriga a todas partes del miocardio. Las estructuras que forman el sistema de conducción (ver figura 1.40) son el nodo sinoauricular (nodo SA), las vías auriculares internodales, el nodo auriculoventricular (nodo AV), haz de

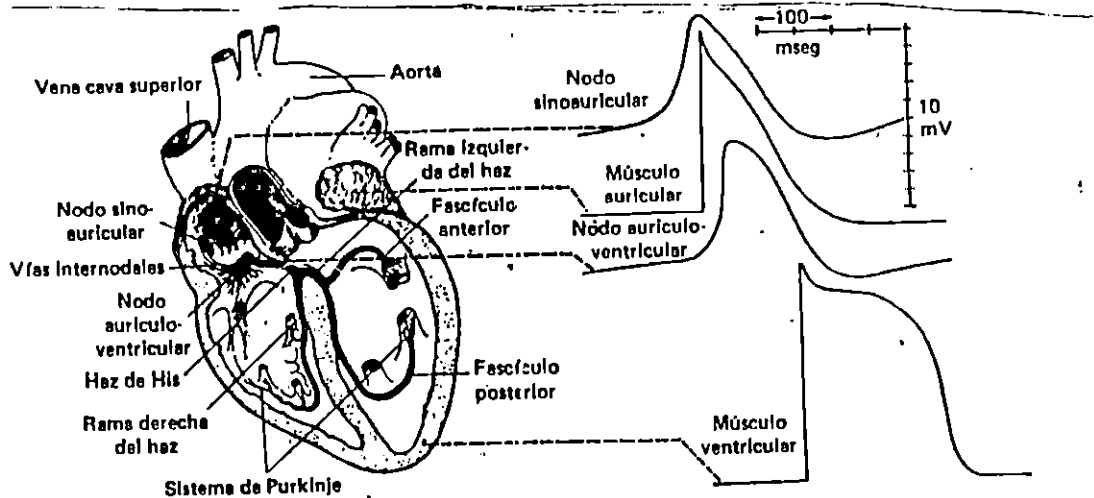


Figura 1.40 Sistema conductor del corazón. Los potenciales de acción de los nodos y del músculo auricular y ventricular se muestran a la derecha, todos graficados sobre el mismo eje de tiempo, pero con diferente punto en la escala vertical.

His y sus ramas, y el sistema de Purkinje. Las diversas partes del sistema de conducción, y en condiciones anormales, partes del miocardio, son capaces de descarga espontánea, es decir, sin necesidad de estímulo externo. Sin embargo el nodo SA normalmente descarga de manera más frecuente propagándose la depolarización desde él a otras regiones, antes de que estas descarguen espontáneamente. El nodo SA es, por tanto, el marca paso cardíaco y su

frecuencia de descarga determina la frecuencia a la que late el corazón. Los impulsos generados en el nodo SA pasan a través de las ramas del haz de His, por el sistema de Purkinje, al músculo ventricular.

En el corazón de cuatro cámaras de los mamíferos, el nodo SA está situado en la unión de la vena cava superior con la aurícula derecha. El nodo AV se encuentra en la porción posterior derecha del tabique interauricular (ver figura 1.40). Existen tres fascículos de fibras auriculares que contienen fibras de tipo Purkinje y conducen impulsos del nodo SA al nodo AV: el fascículo internodal anterior de Bachman, el fascículo internodal medio de Wenckebach y el fascículo internodal posterior de Thorel. Estas fibras convergen y se interdigitan con las fibras del nodo AV. El nodo SA se origina a partir de las estructuras del lado derecho del embrión y el nodo AV de las del izquierdo.

Con respecto a las propiedades del músculo cardíaco, las fibras miocárdicas tienen un potencial de reposo de membrana de aproximadamente -80mV . El potencial de acción transmembrana de las células cardíacas individuales está caracterizado por tres fases: una rápida depolarización, una meseta, y un proceso de repolarización lento. Las células que descargan rítmicamente tienen un potencial de membrana inestable, el cual, después de cada impulso, vuelve a disminuir hasta alcanzar el nivel de disparo (prepotencial o marcapaso). Esto produce el siguiente impulso:

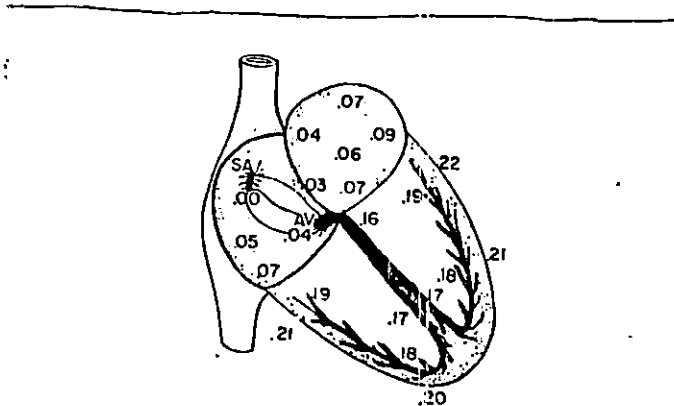


Figura 1.41 Transmisión del impulso cardíaco a través del corazón y tiempo de aparición (en fracciones de segundo) en las diversas partes del corazón.

En la Figura 1.41 se muestra en resumen la forma de transmisión del impulso cardíaco a través del corazón humano. Los números representan los intervalos de tiempo, en fracciones de segundo, que transcurren entre el origen del impulso cardíaco en el nodo SA y su aparición en cada punto

del corazón. Debe observarse que el impulso se difunde con velocidad moderada a través de las aurículas, pero se retrasa más de 0.1 segundos en la región nodal AV antes de aparecer en el haz de AV. Una vez que ha penetrado en el haz, difunde rápidamente por las fibras de Purkinje hacia todas las superficies endocárdicas de los ventrículos. Luego el impulso difunde lentamente a través del músculo ventricular hasta la superficie del epicardio.

Tiene gran importancia considerar en detalle el curso del impulso cardíaco a través del corazón y la cronología de su aparición en cada parte del mismo, pues es esencial el conocimiento de este proceso para comprender la electrocardiografía, la cual será estudiada más adelante.

EXCITACION RITMICA DEL CORAZON.

Se pretende en esta parte hacer un tratamiento más a fondo sobre cómo se genera rítmicamente los impulsos que producen la contracción periódica del músculo cardíaco.

POTENCIAL DE ACCION.

Prácticamente en todas las células del organismo existen potenciales eléctricos a través de las membranas y algunas células, como las nerviosas y las musculares, son "autoexcitables", es decir, capaces de generar por sí mismas potenciales electroquímicos en las membranas y, en algunos casos, utilizarlos para transmitir señales a lo largo de ellas.

Con el supuesto de la existencia del potencial de reposo de la membrana (que normalmente es de -90mV) se puede comenzar a analizar como utilizan las fibras nerviosas los potenciales de membrana para transmitir los impulsos nerviosos, que es la forma por la que se transmiten las señales de información de una parte del sistema nervioso a otro. Se lleva a cabo por medio de los potenciales de acción, que son cambios repentinos tipo pulsátil del potencial de membrana, que duran 10 milésimas de segundo o más, luego el potencial de acción se mueve a lo largo del nervio originando de esta forma las señales nerviosas.

El potencial de acción puede ser despertado en una fibra nerviosa casi por cualquier factor que aumente repentinamente la permeabilidad de la membrana a los iones de sodio, estos factores son la estimulación eléctrica, la compresión mecánica de la fibra, la aplicación de sustancias químicas a la membrana o casi cualquier otro fenómeno que altera el estado normal de reposo de la membrana.

RITMICIDAD AUTOMÁTICA DE LAS FIBRAS SINO-AURICULARES.

Ahora, teniendo la introducción anterior sobre los potenciales de acción y de membrana, se trata el sistema de excitación y conducción del corazón.

La mayor parte de fibras cardíacas son capaces de excitación, proceso que puede causar contracción rítmica automática. Esto es particularmente cierto para las fibras del corazón especializadas como sistema conductor; la porción de este sistema que presenta autoexcitación en mayor proporción corresponde a las fibras del nodo SA; por ello, este nodo controla el latido de todo el corazón.

El objetivo inmediato es describir la ritmicidad automática de las fibras sinoauriculares. Estas fibras son diferentes de la mayor parte de las otras fibras musculares del corazón; tienen un potencial de membrana en reposo de solo -55mV a -60mV, en comparación con -85 a -95mV en la mayor parte de las otras fibras. Este bajo potencial de reposo depende de una capacidad natural para dejar pasar iones a las membranas, y también es este "escape" de sodio el que provoca la autoexcitación de las fibras SA. La figura 1.42 ilustra la repetición rítmica de los potenciales de acción del nodo SA, que pueden explicarse así:

Inmediatamente después que cada potencial de acción ha terminado, la membrana es más permeable de lo normal todavía para los iones de potasio, y esto contrasta con una permeabilidad muy baja para los iones de sodio. La fórmula siguiente se llama ecuación de Goldman y permite calcular el potencial de membrana cuando intervienen dos cationes univalentes (c) y dos aniones univalentes (A). Aquí se analiza la membrana celular como un capacitor eléctrico, y sus mecanismos de funcionamiento: intercambio iónico a través de los canales respectivos para cada tipo de iones o partículas.

$$EFM(\text{en mV}) = -61 \log \frac{C^{+11}P_1 + C^{+21}P_2 + A^{-30}P_3 + A^{-40}P_4}{C^{+10}P_1 + C^{+20}P_2 + A^{-31} + A^{-41}P_4} \quad (1.34)$$

donde i: interior de la membrana
o: exterior de la membrana.

Con base a la ecuación de Goldman cabe señalar que, cuando la proporción de la permeabilidad para ión potásico a permeabilidad para ión sódico es muy alta, el potencial de la membrana se vuelve fuertemente negativo, por que los iones potasio que salen de la célula, llevan consigo cargas positivas. Por tanto, inmediatamente después de terminado el potencial de acción, el potencial de membrana alcanza su máxima negatividad, estado denominado hiperpolarización. Para entonces, el potencial de membrana es demasiado

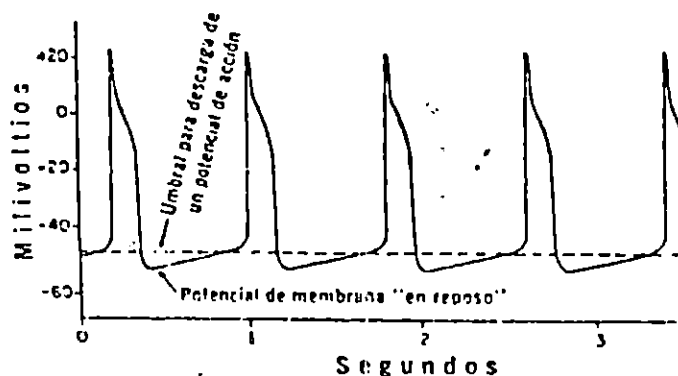


Figura 1.42 Descarga rítmica de una fibra nodal SA.

negativo para que la fibra pueda excitarse de nuevo. Sin embargo, esto no dura mucho, por que la intensa negatividad dentro de la membrana hace que esta se vuelva progresivamente menos permeable para el potasio durante las próximas décimas de segundo, y el escape natural de la membrana para el sodio provoca que el potencial de membrana se desplace lentamente de nuevo hacia un valor menos negativo. Esto se ilustra después de cada uno de los potenciales de acción de la Figura 1.43.

Después de unas pocas décimas de segundo el llamado potencial de reposo se habrá desplazado suficientemente para acabar alcanzando el punto de umbral de excitación de la fibra. Cuando esto ocurre, el flujo de iones de sodio hacia el interior de la fibra se acelera, provocando que esta se vuelva más conductiva para el sodio. Empieza un proceso autoregenerativo, que origina permeabilidad muy elevada para el sodio y depolarización rápida total de la membrana, seguida de un exceso de potencial de membrana hasta un potencial positivo de +20mV llamado potencial inverso. Poco más de 0.10 segundo después, la membrana sigue depolarizando; luego la permeabilidad de la membrana para el potasio aumenta mientras la del sodio disminuye hasta un valor bajo.

Después de aproximadamente 0.12 de segundo la permeabilidad para el potasio ahora es suficientemente grande para que empiece un proceso autoregenerativo en dirección inversa, con flujo acelerado de iones de potasio hacia el exterior; esto vuelve a crear potencial negativo dentro de la fibra. Después que el potencial de acción terminó, persiste una permeabilidad especialmente elevada para el potasio nuevamente durante unas décimas de segundo, lo cual conserva un nuevo estado de hiperpolarización. Luego, el proceso se vuelve a repetir, con disminución gradual de permeabilidad de la membrana para el potasio, escasez cada vez mayor de sodio y un nuevo ciclo regenerativo que provoca depolarización. Este proceso se repite durante toda la vida, produciendo así una excitación de las fibras del nodo SA con ritmo en reposo normal de aproximadamente 72 veces por minuto.

CICLO CARDIACO.

En la Figura 1.43 se muestra la estructura física del corazón y el paso de flujo de sangre a través del mismo, también se ve que en realidad está constituido por cuatro bombas separadas: dos bombas cebantes, las aurículas, y dos bombas de potencia, los ventrículos. La función auricular es especialmente de entrada a los ventrículos, pero también impulsa débilmente la sangre para desplazarse a través de la aurículas hacia los ventrículos. Los ventrículos son los que proporcionan la fuerza principal e impulsan la sangre a través de los pulmones y de todo el sistema circulatorio periférico.

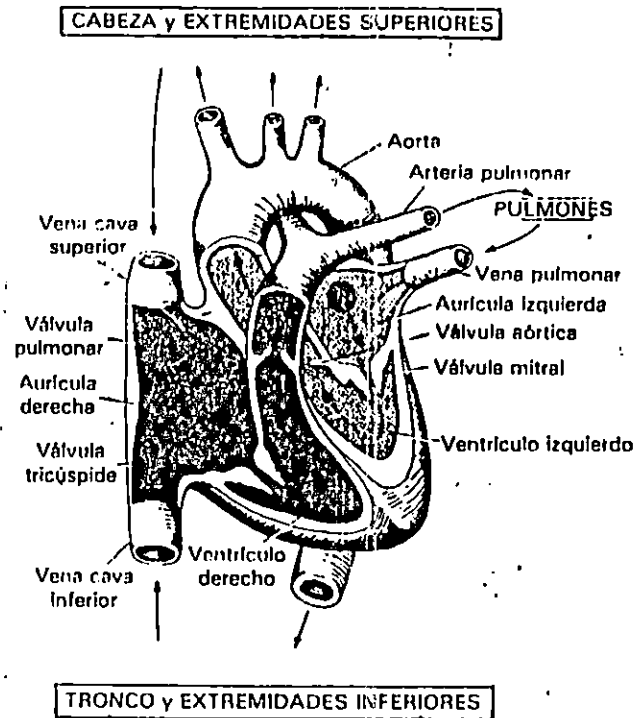


Figura 1.43 Estructura del corazón, y curso del flujo de sangre a través de las cámaras cardíacas.

El periodo que va desde el final de una contracción cardíaca hasta el final de la contracción siguiente se denomina ciclo cardíaco. Cada ciclo se inicia por la generación espontánea de un potencial de acción en el nodo SA. Este nodo se halla localizado en la pared posterior de la aurícula derecha, cerca de la abertura de la vena cava superior; el potencial de acción viaja rápidamente por ambas aurículas, y desde allí, a través del haz AV, hacia los ventrículos. Sin embargo, debido a una disposición especial del sistema de conducción desde las aurículas a los ventrículos, hay un retraso de más de 1/10 de segundo entre el paso del impulso cardíaco a través de las aurículas y luego a través de las ventrículas.

Esto permite que las aurículas se contraigan antes que los ventrículos, con lo cual impulsa sangre hacia las ventrículas antes de producirse la contracción ventricular enérgica. Así, las aurículas actúan como bombas de

cebamiento para los ventrículos, y estos luego proporcionarían la fuerza mayor para desplazar la sangre por todo el sistema vascular.

SISTOLE Y DIASTOLE.

El ciclo cardíaco incluye un periodo de relajación denominado diástole, seguido de un periodo de contracción denominado sístole.

En la Figura 1.44 se muestran los diferentes acontecimientos que ocurren durante el ciclo cardíaco. Las tres curvas superiores muestran, respectivamente, cambios de presión en la aorta, ventrículo izquierdo y aurícula izquierda. La cuarta indica los cambios de volumen del ventrículo, la quinta es el electrocardiograma y la sexta es un electrofonograma, o sea el registro de los sonidos producidos por las contracciones del corazón. Tiene particular importancia estudiar en detalle el esquema de la figura 1.44.

RELACION ENTRE ELECTROCARDIAGRAMA Y CICLO CARDIACO.

La figura 1.44 reviste una gran importancia, ya que se muestra el sincronismo de toda la actividad del corazón, en cuanto que evidencia la relación entre la actividad eléctrica y los diferentes eventos de la actividad mecánica de este, así como también muestra los sonidos cardíacos que dicha actividad mecánica genera. El registro de los sonidos cardíacos se llama fonocardiograma, el cual presenta formas de onda que constituyen un medio cualitativo que ayuda a discriminar una señal normal de otra patológica.

El electrocardiograma de la Figura 1.44 muestra las ondas P, Q, R, S, y T. Se trata de voltajes eléctricos generados por el corazón y registrados por el electrocardiógrafo en la superficie corporal. La onda P es causada por la disminución de la depolarización en la aurícula y va seguida de la contracción de esta cámara, esto causa un aumento ligero en la curva de presión auricular inmediatamente después de la onda P. Aproximadamente 0.16 segundos después de iniciada la onda P aparecen ondas QRS a consecuencia de la depolarización de los ventrículos, que inicia la contracción de los mismos y hace que la presión en su interior empiece a elevarse según se indica en la figura. Por lo tanto, el complejo QRS empieza poco antes de iniciarse la sístole ventricular.

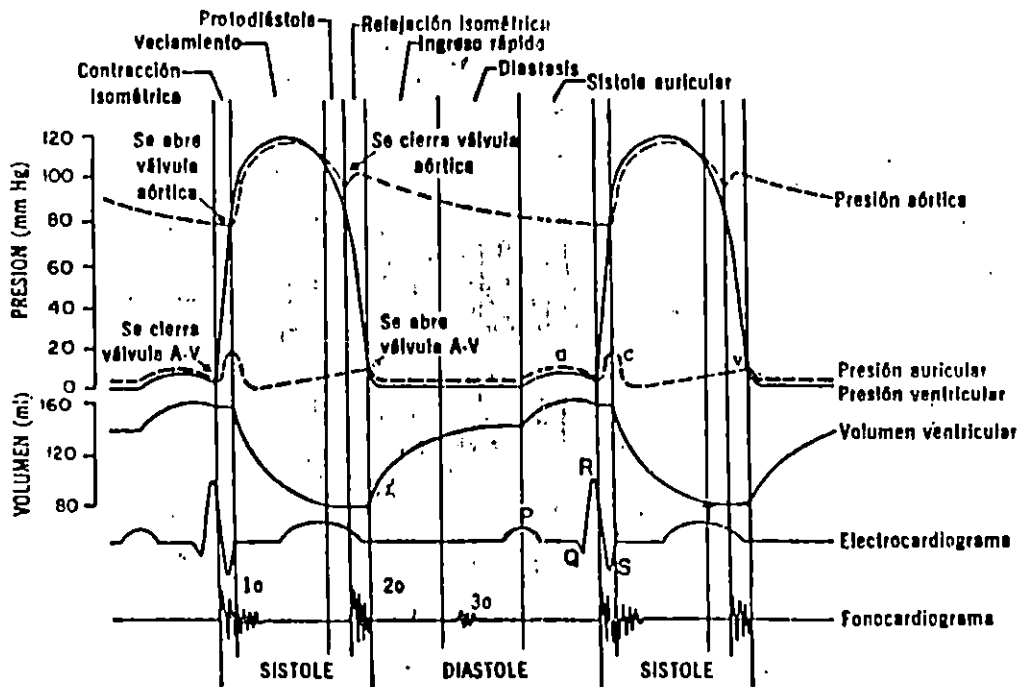


Figura 1.44. Acontecimientos del ciclo cardíaco: cambios de presión en la aurícula izquierda, ventrículo izquierdo, aorta, volumen ventricular, electrocardiograma y fonocardiograma.

Finalmente, está la onda T ventricular del electrocardiograma, que representa la etapa de depolarización de los ventrículos, cuando las fibras musculares correspondientes ya empiezan a relajarse. Por lo tanto, la onda T ocurre ligeramente antes de terminar la relajación ventricular.

ELECTROCARDIOGRAMA.

La transmisión de la onda de depolarización, llamada comúnmente el impulso cardíaco, por el corazón ya ha sido estudiada. Cuando atraviesa el corazón, corrientes eléctricas se difunden hacia los tejidos que lo rodean, y una pequeña parte llega hasta la superficie corporal, a causa de que los líquidos corporales son buenos conductores. Si se colocan electrodos sobre el cuerpo en lados opuestos del corazón, pueden registrarse los potenciales eléctricos generados por el mismo, el registro se denomina electrocardiograma. En la Figura 1.45 se presenta dos latidos de un electrocardiógrafo normal.

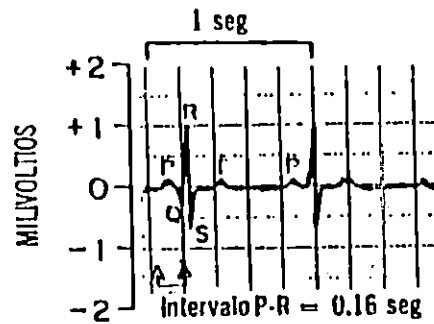


Figura 1.45 Electrocardiograma normal.

CARACTERISTICAS DE UN ELECTROCARDIOGRAMA NORMAL.

El electrocardiograma normal esta formado por una onda P, un complejo QRS y una onda T. El complejo QRS en realidad incluye tres ondas separadas, la Q, la R y la S.

La onda P depende de corrientes eléctricas generadas cuando las aurículas se depolarizan de la contracción, y el complejo QRS es producido por corrientes nacidas cuando las ventriculas se depolarizan antes de contraerse. Así pues, la onda de depolarización se difunde por las ventriculas. Por lo mismo, tanto la onda P como los componentes del complejo QRS son ondas de depolarización. La onda T está causada por corrientes nacidas cuando los ventriculos se reducen del estado de depolarización. Este proceso ocurre en el músculo ventricular 0.25 a 0.3 de segundo después de la depolarización, y esta onda se conoce como onda de repolarización. Así pues, el electrocardiograma está compuesto de dos ondas, una de depolarización y otra de repolarización.

La onda P resulta de difusión de la onda de depolarización a través de las aurículas, y la onda QRS de difusión de la onda de depolarización a través de las ventriculas. En consecuencia, la onda P ocurre al principio de la contracción de las aurículas, y la onda QRS tiene lugar al principio de la contracción de los ventriculos. Por otra parte, la onda de repolarización ventricular es la onda T del electrocardiograma normal.

En cuanto al voltaje y calibración del electrocardiograma, se tiene que todos los registros del electrocardiograma se efectua con líneas de calibración adecuada en el papel de

registro. O bien estas líneas de calibración ya están impresas en el papel, como ocurre cuando se utiliza un electrocardiógrafo de pluma, o se marca en el papel al mismo que se registra el electrocardiograma, como ocurre con los electrocardiógrafos de tipo óptico.

Como se ve en la Figura 1.45 las líneas de calibración horizontal están dispuestas de manera que 10 pequeñas divisiones en dirección vertical del electrocardiograma estandar representan el equivalente a un mV, con positividad en la desviación hacia arriba y negatividad hacia abajo.

Las líneas verticales del electrocardiograma son líneas de calibración cronológica. Cada pulgada (2.54 cm) del electrocardiograma estandar corresponden a un segundo. Cada pulgada, a su vez, suele estar dividida en cinco segmentos por líneas verticales oscuras, la distancia entre cada una representa 0.20 de segundo. Los intervalos entre las líneas verticales oscuras están separadas a cinco pequeños intervalos por líneas finas, la distancia entre cada dos de estas representa 0.04 de segundo.

Como se verá más adelante, es necesaria una señal de calibración con amplitud de 1mV, frecuencia de 60 LPM y forma de onda cuadrada; esto con el objetivo de adecuar la ganancia del electrocardiógrafo para obtener una amplitud en el registro que sea lo más exacto posible. Además, en cuanto a la velocidad del papel de registro, este debe poseer una velocidad estandar de 25mm/s, pero también debe ofrecer una velocidad mayor con valor de 50mm/s.

Los voltajes de las ondas del electrocardiograma normal dependen de la manera como se han aplicado los electrodos a la superficie corporal. Cuando se coloca un electrodo directamente sobre el corazón y el otro en cualquier parte del cuerpo, el voltaje del complejo QRS puede ser hasta de 3 a 4 mV, incluso este voltaje resulta muy pequeño en comparación con el potencial de acción monofásico de 1120 mV cuando se registra directamente del corazón. Cuando los electrocardiogramas se registran con electrodos colocados en los brazos, o un brazo y una pierna, el voltaje de la onda QRS suele hallarse en 1 mV del vértice de la onda R hasta el fondo de la onda S, el voltaje de la onda P varía entre 0.1 y 0.3 de mV, y el de la onda T entre 0.2 y 0.3 de mV.

El tiempo que transcurre entre el comienzo de la onda P y el comienzo de la onda QRS es el intervalo que ocurre entre el comienzo de la contracción de la aurícula y el comienzo de la contracción del ventrículo. Este lapso recibe el nombre de intervalo P-Q. De ordinario este intervalo es de aproximadamente 0.16 de segundo. A veces recibe el nombre de intervalo P-R por que la onda Q muchas veces no existe.

La contracción del ventrículo dura esencialmente entre la onda Q y el final de la onda T. Este intervalo de tiempo recibe el nombre de intervalo Q-T, de ordinario dura 0.3 de segundo.

La frecuencia de los latidos cardiacos puede determinarse fácilmente con electrocardiogramas, ya que el intervalo entre dos latidos sucesivos es el correspondiente al valor inverso de la frecuencia cardiaca. El intervalo normal entre dos complejos QRS sucesivos es de aproximadamente 0.83 de segundo, lo que corresponde a una frecuencia cardiaca de $60/0.83$ veces por minuto, o sea, 72 latidos por minuto.

DERIVACIONES ELECTROCARDIOGRAFICAS.

DERIVACIONES ESTANDAR DE EXTREMIDADES.

La figura 1.46 muestra las conexiones eléctricas entre las extremidades y el electrocardiógrafo para registrar electrocardiogramas con las llamadas derivaciones estándar de extremidades. El electrocardiógrafo en cada caso queda indicado por medidores especiales en el esquema, aunque en realidad el electrocardiógrafo es un medidor de alta velocidad.

Derivación I. Al registrar la derivación I de extremidades la terminal negativa del electrocardiógrafo se conecta al brazo derecho y la positiva al brazo izquierdo. En consecuencia, cuando el punto del tórax donde el brazo derecho se une al tórax es electronegativo con respecto al punto en que el brazo izquierdo se une al tórax, el electrocardiograma registra un desplazamiento positivo, o sea por encima de la línea de voltaje cero. Cuando ocurre al revés, el electrocardiógrafo registra por debajo de la línea.

Derivación II. Al registrar la derivación II de extremidades, la terminal negativa del electrocardiógrafo se conecta al brazo derecho y la positiva a la pierna izquierda. Así, cuando el brazo derecho es negativo con relación a la pierna izquierda el electrocardiógrafo registra positivamente.

Derivación III. Para registrar la derivación III, la terminal negativa del electrocardiógrafo se une al brazo izquierdo y la terminal positiva se une a la pierna izquierda. Esto significa que el electrocardiógrafo da un registro positivo cuando el brazo izquierdo es negativo con relación a la pierna del mismo lado.

Triángulo de Einthoven. En la Figura 1.46 se ha dibujado un triángulo, denominado triángulo de einthoven, que rodea la zona cardíaca. este es un medio esquemático para señalar que los dos brazos y la pierna izquierda forman los vértices de un triángulo que rodea el corazón.

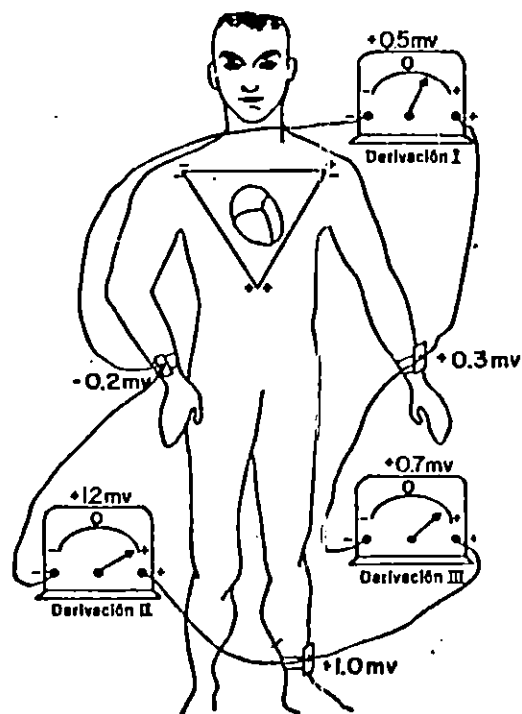


Figura 1.46 Disposición usual de los electrodos para registrar las derivaciones electrocardiográficas estándar. Encima del tórax se ha dibujado el triángulo de Einthoven.

Ley de Einthoven. Dice simplemente que si se registran los potenciales eléctricos de dos cualquiera de las tres derivaciones electrocardiográficas estándar, la tercera puede deducirse matemáticamente de las dos primeras, simplemente sumandolas (esta sería prácticamente la ley de voltajes de Kirchoff aplicada a estos tres puntos del cuerpo humano).

DERIVACIONES PRECORDIALES (DERIVACIONES TORACICAS)

Mucha veces se registran electrocardiogramas con un electrodo en la cara anterior del tórax encima del corazón, según se indica en los seis puntos de la Figura 1.47 a continuación.

Este electrodo se conecta al terminal positivo del electrocardiógrafo, y el electrodo negativo denominado indiferente, se conecta a través de resistencias al brazo derecho, el izquierdo y la pierna izquierda simultáneamente, según se indica en la figura 1.47. Generalmente se registran seis derivaciones torácicas estándar a nivel de la pared anterior del tórax, colocando un electrodo precordial respectivamente en los seis puntos que señalan el esquema. Las diferentes derivaciones denominadas V1, V2, V3, V4, V5, y V6 y su ubicación se aprecia mejor en la figura 1.47.

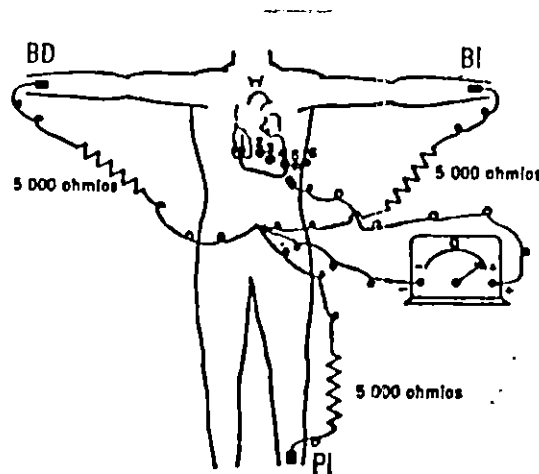


Figura 1.47 Conexiones del cuerpo con el electrocardiógrafo para registrar derivaciones torácicas.

DERIVACIONES UNIPOLARES AUMENTADAS DE MIEMBROS.

Otro sistema de derivaciones, muy empleado, es la derivación aumentada de miembro. En este tipo de registro se conectan dos de las extremidades mediante resistencias eléctricas a la terminal positiva del electrocardiógrafo, y la terminal positiva se conecta a la positiva. Cuando la terminal positiva se halla en el brazo derecho esta derivación se denomina aVR; cuando se halla en el brazo izquierdo, derivación aVL; y cuando se halla en la pierna izquierda, derivación aVF.

Los registros normales de las derivaciones unipolares aumentadas de miembros se indican en la figura 1.49, y pueden aplicarse también a la figura 1.48.

Cada derivación unipolar aumentada de extremidades en realidad registra el potencial del corazón en el lado más cercano de la extremidad correspondiente.

EL SISTEMA CIRCULATORIO COMO CIRCUITO.

La característica más importante de la circulación, que siempre debe tenerse presente, es que constituye un circuito continuo. En otras palabras, si un volumen determinado de sangre es impulsado por el corazón, el mismo volumen debe circular por cada una de las subdivisiones de la circulación.

En la figura 1.50 se muestra el plan general de la circulación mostrando las dos subdivisiones principales, la circulación pulmonar y la circulación general. En esta figura, las arterias de cada subdivisión se representa por una cavidad única distensible, y las venas por otra cavidad mucho más distensible, mientras que arteriolas y capilares se representa por pequeñas conexiones entre arterias y venas. La sangre fluye casi sin resistencia en todos los

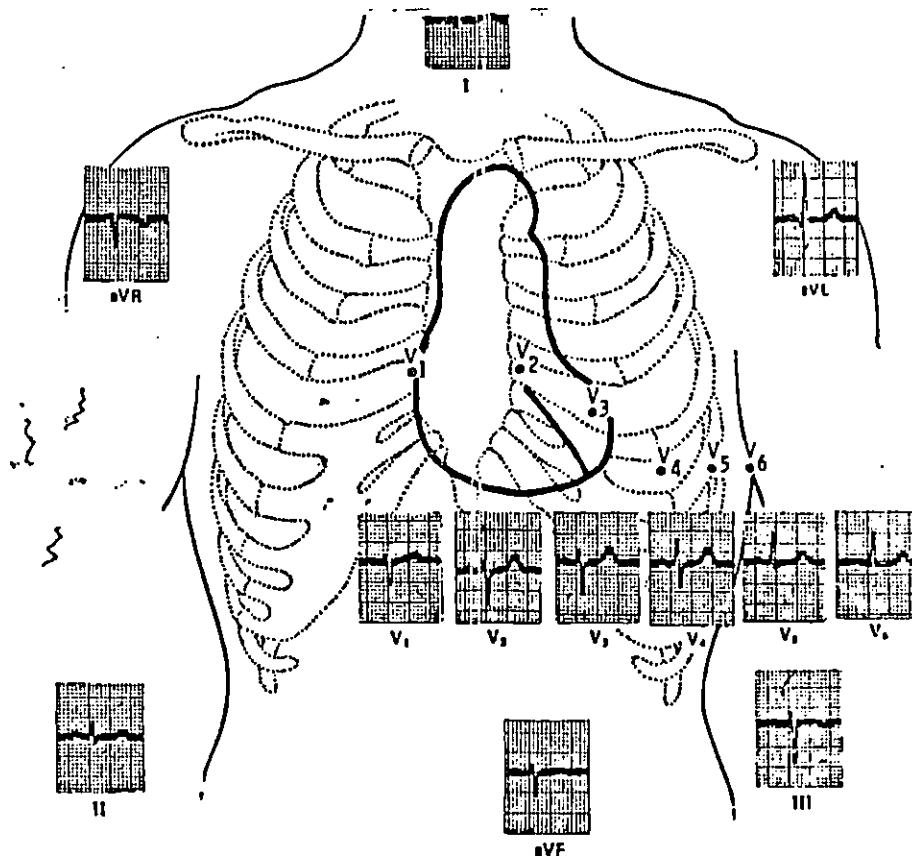


Figura 1.48 Electrocardiograma normal con el corazón en posición horizontal, mostrando las derivaciones torácicas.

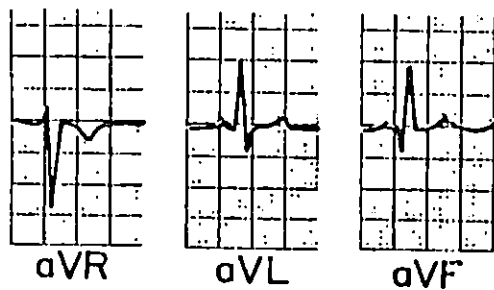


Figura 1.49 Electrocardiogramas normales registrados en las tres derivaciones aumentadas de extremidades.

grandes vasos de la circulación, pero no así en arteriolas y capilares, donde hay resistencia elevada.

Para que la sangre pueda atravesar los pequeños vasos de resistencia, el corazón impulsa la sangre a las arterias a presión elevada, hasta aproximadamente 120 mmHg en la sistole para la gran circulación, y 22 mmHg para la sistole en la circulación pulmonar.

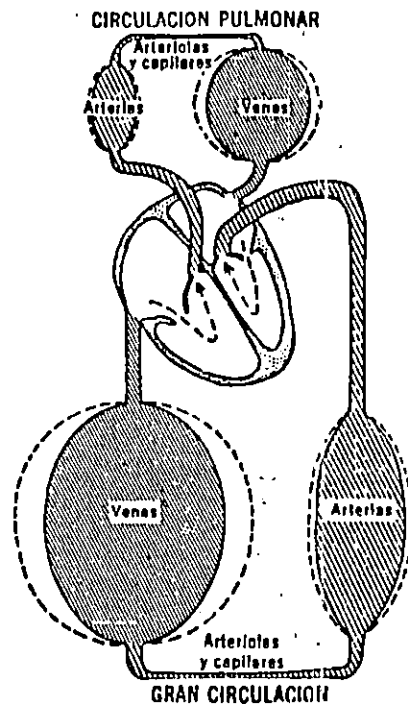


Figura 1.50 Representación esquemática de la circulación, mostrando las porciones distensibles y las resistencias de las dos circulaciones, pulmonar y mayor.

El estudio de las relaciones entre presión, flujo y resistencia, y otros principios básicos de la circulación sanguínea se denomina Hemodinámica.

El flujo a través de un vaso de un vaso sanguíneo depende de dos factores: 1) La diferencia de presión entre los dos extremos del vaso, que es la fuerza que empuja la sangre por el mismo y 2) la dificultad a la circulación a través del vaso que se llama resistencia vascular. La Figura 1.51 muestra estas relaciones cuantitativamente, mostrando un segmento de vaso sanguíneo de cualquier parte del sistema circulatorio.

P_1 representa la presión en el origen del vaso, en el otro extremo la presión es P_2 .

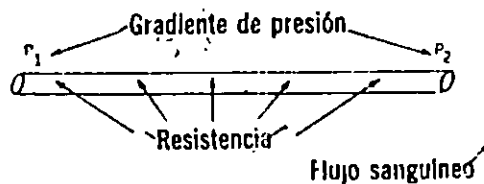


Figura 1.51 Relaciones entre presión, resistencia y flujo sanguíneo.

El flujo por el vaso puede calcularse en la forma siguiente:

$$(1.35)$$

donde Q es el gasto cardíaco, P es el gradiente de presión (presión - P_2) entre los dos extremos del vaso, y R es la resistencia.

Nótese sobre todo, que es la diferencia de presión entre los dos extremos del vaso lo que rige la intensidad del gasto y no la presión absoluta dentro del mismo.

La Figura 1.52 muestra las presiones sanguíneas en diferentes porciones del sistema circulatorio.

PRESION ARTERIAL.

La presión en la aorta, en la arteria braquial y en otras grandes arterias normalmente sube, en un adulto joven, a un valor máximo (presión sistólica) de 120 mmHg aproximadamente durante cada ciclo cardíaco y cae a un valor mínimo (presión diastólica) de cerca de 70 mmHg. La presión arterial se anota convencionalmente como presión sistólica sobre presión diastólica, por ejemplo, 120/70 mmHg. Un mmHg equivale a 0.133 KPa, por lo que en unidades del sistema SI este valor es de 16.0/9.3 KPa. La presión del pulso, o sea la diferencia entre la presión sistólica y diastólica, normalmente es de 50 mmHg. La presión media es la presión promedio durante todo el ciclo cardíaco, la presión media es ligeramente menor que el valor en la parte media entre la presiones sistólica y diastólica.

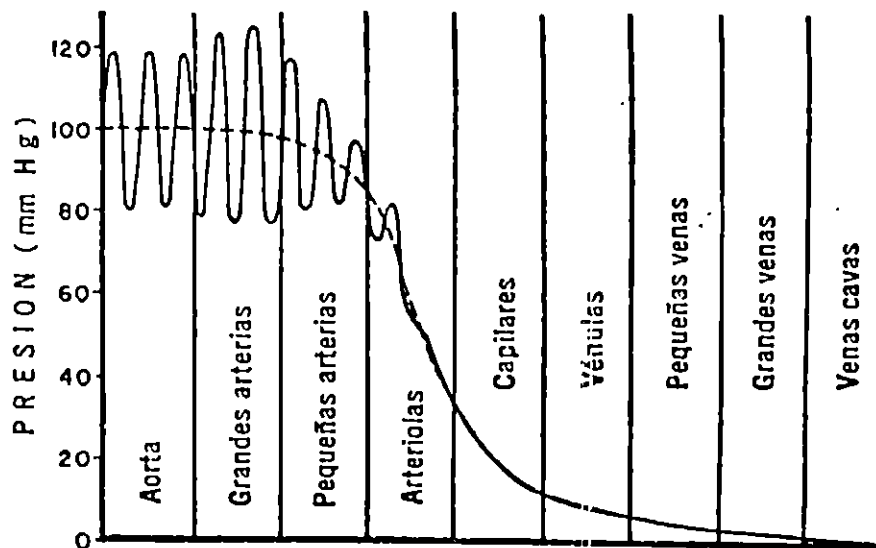


Figura 1.52 Presiones sanguíneas en las diferentes porciones del sistema circulatorio.

La figura 1.53 muestra las presiones sistólica, diastólica y media típicas desde el nacimiento hasta los 80 años de edad.

De esta figura se deduce que la presión sistólica en un adulto joven normal tiene un valor medio de 120 mmHg, y la diastólica un valor medio de 80 ó 70 mmHg, o sea su presión arterial se dice que es 120/80 ó 120/70.

El gasto cardíaco constituye quizá el factor aislado más importante que se debe considerar en relación con la circulación, pues le corresponde el transporte de sustancias hacia los tejidos y saliendo de ellos.

El gasto cardíaco es el volumen de sangre impulsado cada minuto por el ventrículo izquierdo hacia la aorta. El término retorno venoso indica el volumen de sangre que sale de las venas hacia la aurícula derecha por minuto. Evidentemente, durante un periodo prolongado el retorno

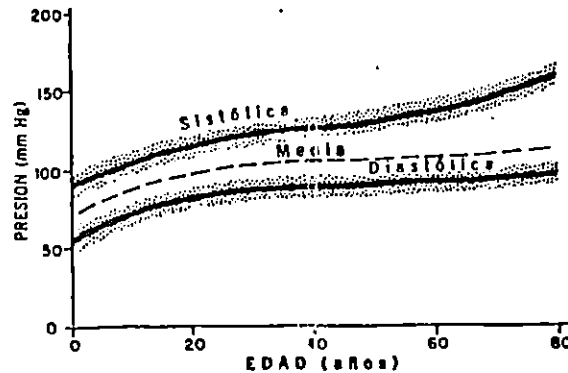


Figura 1.53 Cambios de presiones sistólica, diastólica y media con la edad. Las zonas sombreadas indican los límites normales.

venoso ha de ser exactamente igual al gasto cardíaco.

La relación entre presión arterial, gasto cardíaco y resistencia periférica total, se muestra a continuación.

Presión = Gasto cardíaco x Resistencia periférica total.

Esta fórmula indica claramente que cualquier factor que aumente el gasto cardíaco o la resistencia periférica total (si los otros factores no cambian) originará un aumento en la presión arterial media.

PRESION VENOSA.

La presión en las vénulas es de 12 a 18 mmHg, y disminuye sostenidamente en las grandes venas, hasta cerca de 5.5 mmHg en las venas fuera del tórax. La presión en las grandes venas a su entrada en la aurícula derecha (presión venosa central) tiene un promedio de 4.6 mmHg, pero fluctúa con la respiración y la acción del corazón.

La presión venosa periférica, al igual que la arterial, se modifica por la gravedad. La presión venosa se eleva 0.77 mmHg por cada cm debajo de la aurícula derecha y disminuye en una cantidad semejante por cada cm. arriba de dicha aurícula.

Cuando la sangre fluye de las vénulas a las grandes venas, su velocidad aumenta según decrece el área total de la sección transversal de los vasos. En las grandes venas, la rapidez del flujo es de una cuarta parte de la aórtica, siendo cerca de 10 cm/seg. el promedio de velocidad.

La presión venosa central puede medirse directamente sólo insertando un catéter en las grandes venas torácicas. La presión venosa periférica se correlaciona bien con la presión venosa central en la mayoría de las condiciones. Para medir la presión venosa periférica se inserta una aguja, unida a un manómetro que contiene solución salina estéril, en una vena del brazo.

4.2 SISTEMA RESPIRATORIO

En esta parte se estudia el Sistema Respiratorio tocando aquellos aspectos que más interesan para nuestros propósitos, por ejemplo, los procesos responsables del paso de oxígeno (O₂) y de la salida de anhídrido carbónico (CO₂) en los pulmones. No se trata el problema referente al transporte de O₂ y CO₂ hacia y desde los tejidos.

El órgano respiratorio está formado por un órgano de intercambio de gases (los pulmones) y una bomba que ventila los pulmones. La bomba consiste de las paredes del tórax, los músculos respiratorios, los cuales aumentan o disminuyen el tamaño de la cavidad torácica; los centros cerebrales que controlan los músculos; y las vías y nervios que conectan los músculos. En reposo, un hombre normal respira 10 a 15 veces por minuto. Quinientos mililitros de aire se mezclan con el gas de los alvéolos y, por simple difusión, el O₂ entra en la sangre de los capilares pulmonares, mientras que el CO₂ pasa a los alvéolos. De esta manera, 250 ml de O₂/min. entran al cuerpo y 200 ml de CO₂ son expulsados del mismo.

El tratamiento que aquí se hace del sistema respiratorio, se basa principalmente en tres aspectos fundamentales. El primero es referente a las propiedades de los gases, el segundo es la mecánica de la respiración, y el tercero es la circulación pulmonar.

PROPIEDADES DE LOS GASES.

Presiones Parciales.

A diferencia de los líquidos, los gases se expanden para llenar el espacio disponible; y el volumen por un número dado de moléculas gaseosas, a una temperatura y presión dadas, es idealmente el mismo, independiente de la composición del gas.

De la ecuación de estado de los gases ideales, se tiene:

$$P = \frac{nRT}{V} \quad (1.36)$$

donde

- P: presión.
- n: número de moles.
- R: constante del estado gaseoso.
- T: temperatura absoluta.
- V: volumen.

Por lo tanto, la presión ejercida por cualquier gas en una mezcla gaseosa (su presión parcial) es igual a la presión total multiplicados por la fracción de la cantidad total de gas que representa.

Como ejemplo de cálculo de presiones parciales se trata aquí el caso del aire seco¹⁹, cuya composición es: O₂, 20.98%; CO₂, 0.04%; N₂, 78.06% y 0.92% de otros constituyentes inertes como el argón y el helio. La presión barométrica (P_B) es de 760 mmHg (una atmósfera) a nivel del mar. La presión parcial del O₂ en el aire seco, es por tanto, de 0.21x760 = 160 mmHg a nivel del mar. La presión parcial del N₂ y de los otros gases inertes es de 0.79x760 = 600 mmHg; y la presión parcial del CO₂ es de 0.0004x760 = 0.3 mmHg. En casi todos los climas el vapor de agua reduce estos porcentajes y, en consecuencia, las presiones parciales son discretamente menores. El aire en equilibrio con agua es cuando está saturado en el tiempo en que llega a los pulmones. La P_{H₂O} a la temperatura del cuerpo (37°C) es de 47 mmHg. Por tanto las presiones parciales de los otros gases en el aire que llega a los pulmones al nivel del mar son P_{O₂}, 149 mmHg; P_{CO₂}, 0.3 mmHg y P_{N₂}, 564 mmHg (incluyendo los gases inertes).

Los gases se difunden de las áreas de mayor presión a las de presión más bajas, dependiendo de la velocidad de difusión, del gradiente de concentración y de la naturaleza de la barrera entre las dos áreas.

¹⁹ Mezcla de gases que respiramos; también llamado aire atmosférico.

MÉTODOS PARA CUANTIFICAR LOS FENÓMENOS RESPIRATORIOS.

Los fenómenos respiratorios pueden ser registrados usando dispositivos que miden la expansión del tórax o espirómetros registradores (Figura 1.54), que también permiten la entrada y salida de los gases.

Este aparato principalmente se utiliza para medir los volúmenes de los gases espiratorios e inspirados durante la explotación funcional del pulmón.

Cuando se da una exhalación la campana de oxígeno se desplaza hacia arriba haciendo que el peso que está suspendido baje, luego en el papel del tambor rotatorio se dibuja un trazo hacia arriba. Cuando se da una inhalación ocurre todo lo contrario.

Puesto que los volúmenes gaseosos varían con la temperatura y la presión, y ya que la cantidad de vapor varía con ellos, es importante referir las mediciones respiratorias que

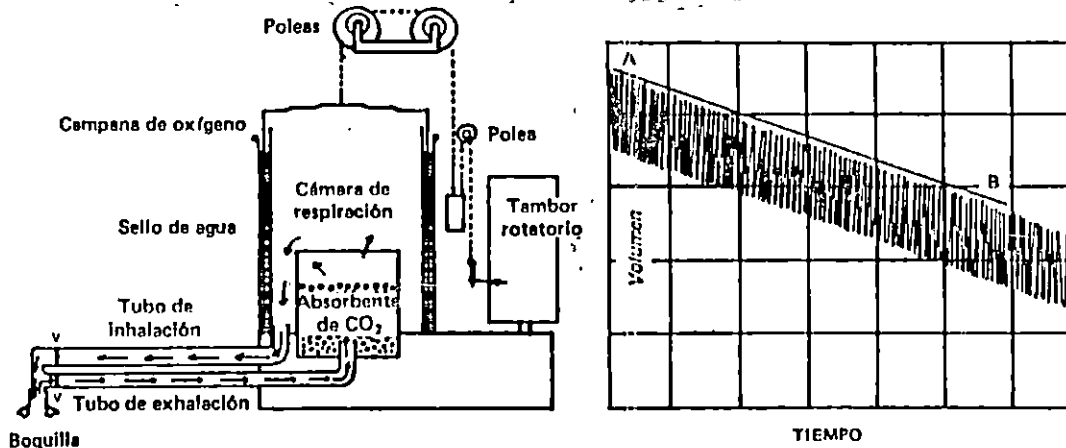


Figura 1.54 Espirómetro registrador.

implican volumen a una serie fija de condiciones estándar. Los tres estándares más usados y sus abreviaturas se muestran en el tabla 1.14.

Tabla 1.14 Condiciones estándar a las que se refieren las mediciones donde intervienen volúmenes gaseosos.

TPES: A 0°C, 760 mmHg, secos (temperatura y presión estándar seco)

TPCS: A la temperatura y presión del cuerpo, saturados con vapor de agua.

STPA: Saturados con vapor de agua a temperatura y presión del ambiente.

Existen otros métodos de cuantificación de los fenómenos respiratorios, principalmente para medir presiones parciales, pero por carecer estos de importancia para los alcances de este trabajo no se mencionan.

MECANICA DE LA RESPIRACION.

En la respiración se habla de dos procesos: inspiración y espiración. La inspiración es la entrada de aire a los pulmones, mientras que la espiración es la salida de aire de los pulmones.

Los pulmones y las paredes del tórax son estructuras elásticas. Normalmente no existe más que una delgada capa de líquido entre los pulmones y la pared torácica. Los pulmones se deslizan fácilmente sobre dicha pared, pero se resisten a ser alejados de ella de la misma manera que dos piezas de vidrio mojadas resisten la separación. La presión en el espacio entre los pulmones y la presión torácica (presión intrapleural) es subatmosférica (ver Figura 1.55). Los pulmones son detenidos cuando se expanden en el nacimiento, y al final de una espiración tranquila su tendencia es de esta a regresar en la dirección opuesta. Si la pared torácica se abre, los pulmones se colapsan y si éstos pierden su elasticidad, el tórax se expande y toma la forma de barril.

La inspiración es un proceso activo. La contracción de los músculos inspiratorios aumenta el volumen intratorácico. Durante la respiración tranquila, la presión intrapleural, que es cercana a -2.5 mmHg (con relación a la atmosférica) al iniciarse la inspiración, decrece hasta cerca de -6 mmHg, y los pulmones son arrastrados a una posición más expandida. La presión en las vías respiratorias se vuelve ligeramente negativa, y el aire fluye a los pulmones (ver Figura 1.55). Al final de la inspiración, el regreso de los pulmones retrae el tórax a la presión espiratoria donde las presiones de regreso de los pulmones y de la pared torácica se equilibran. Durante la respiración tranquila, la respiración es pasiva en el sentido de que no se contraen músculos que hagan disminuir el volumen intratorácico. Sin embargo, los músculos inspiratorios se contraen algo en la primera parte de la espiración. Esta contracción ejerce un efecto frenante sobre las fuerzas de retracción y retasa la espiración.

Los esfuerzos inspiratorios intensos reducen la presión intrapleural a valores tan bajos como -30 mmHg, produciendo correspondientemente, mayores grados de inflación pulmonar. Cuando aumenta la ventilación, el grado de desinflación pulmonar también aumenta por contracción activa de los músculos espiratorios que disminuyen el volumen

Intratorácico. Los efectos de la gravedad sobre la presión intrapleural se tratan más adelante.

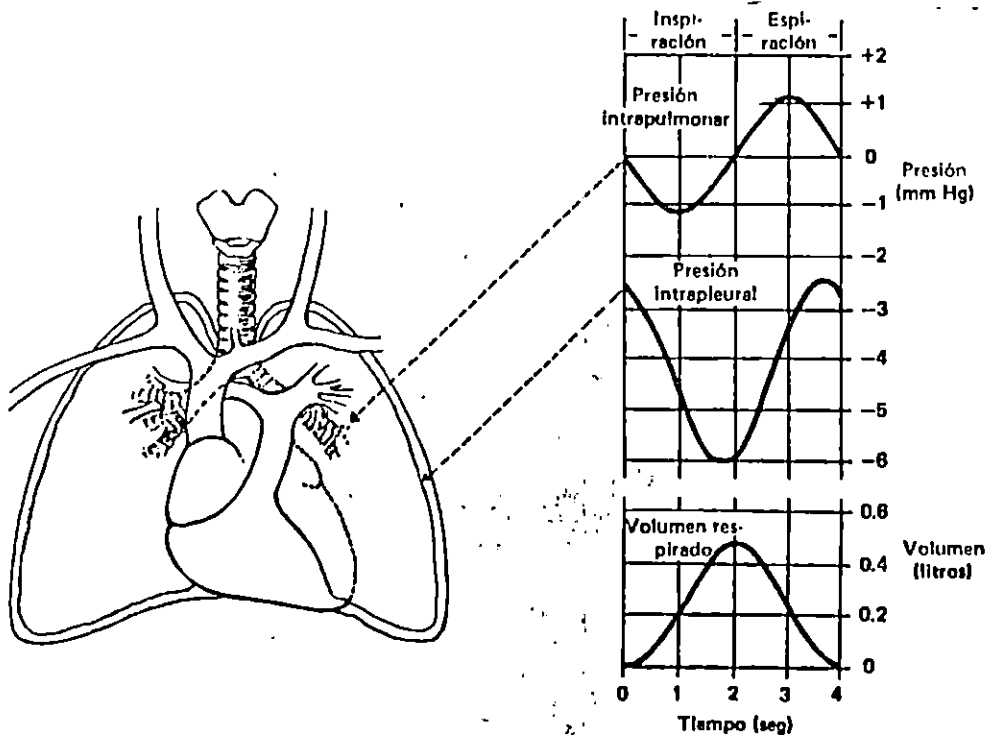


Figura 1.55 Cambios en las presiones intrapleural (intratorácica) e intrapulmonar relativa a la presión atmosférica durante la inspiración y espiración.

Conductos Respiratorios.

Después de pasar por las fosas nasales y la faringe, donde es calentado y toma vapor de agua, el aire inspirado pasa por la tráquea hasta los alvéolos a través de los bronquios, bronquiolos y conductos alveolares (ver figura 1.56).

Entre la tráquea y el saco alveolar, los conductos respiratorios se dividen 23 veces. Las primeras 16 divisiones forman una zona conductora del aire que lo transportan desde y hacia el exterior. Están formados por los bronquios, bronquiolos y terminales. Las 7 divisiones restantes forman zonas de transición entre funciones de conducción y respiración donde ocurre el intercambio gaseoso y están integradas por bronquiolos respiratorios, conductos alveolares y sacos alveolares.

Estas múltiples divisiones aumentan considerablemente la superficie total de corte transversal de las vías respiratorias. Consecuentemente, la velocidad del flujo del

aire en las vías respiratorias pequeñas declina a valores insignificantes.

Como el aire circula en tubos, se pueden tener dos tipos de flujo: laminar y turbulento. El flujo laminar se tiene donde el flujo es continuo. El flujo turbulento se puede dar en los sitios donde hay intercepción (ramificación). También cuando hay una inspiración o espiración forzada (muy forzada), se puede dar un flujo turbulento, porque la velocidad del aire estaría aumentada. Debe de recordarse que hay una velocidad intrínseca para que el flujo cambie de laminar a turbulento. Debe saberse que la resistencia del paso de las vías aéreas al paso del aire es muy importante, y al igual que en la circulación se aplica el mismo principio: " La resistencia de las vías aéreas es directamente proporcional a la longitud ".

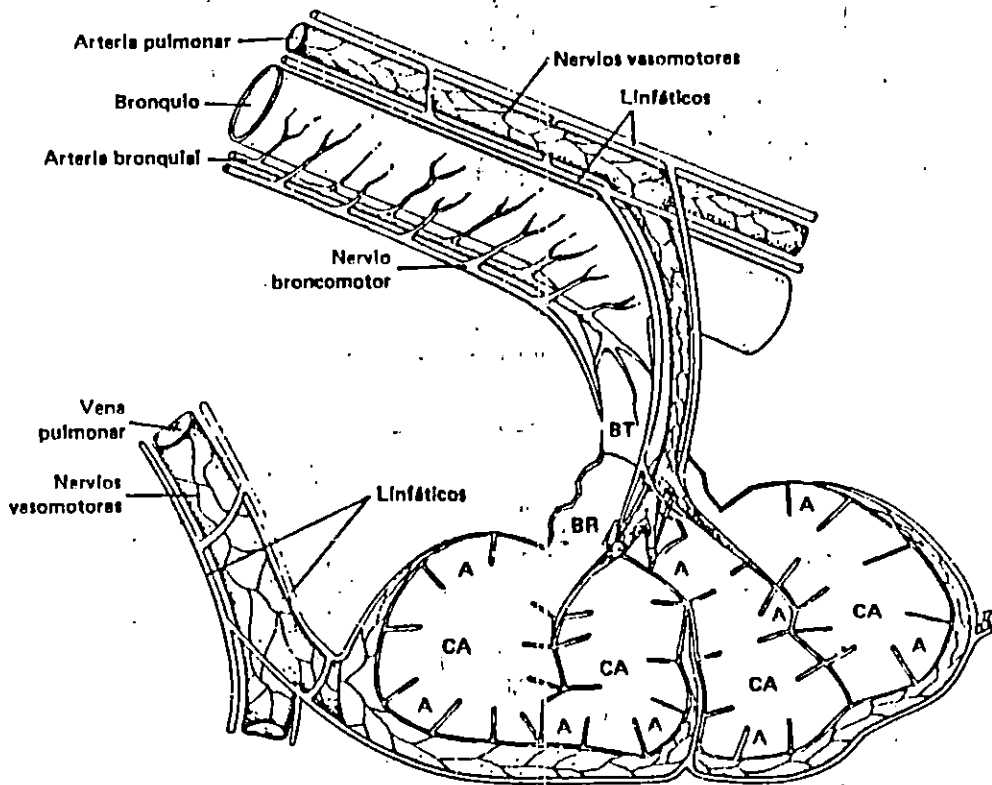
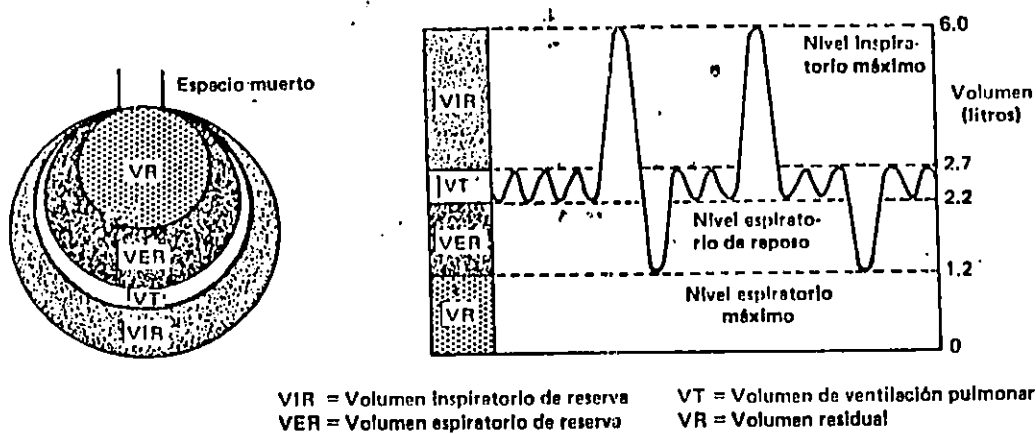


Figura 1.56 Estructura del pulmón, A, Alvéolo anatómico; CA, conducto alveolar; CR, bronquiolo respiratorio; BT, bronquiolo terminal.

VOLUMENES PULMONARES.

La cantidad de aire que penetra a los pulmones con cada inspiración (o la cantidad que sale con cada espiración) se llama volumen de ventilación pulmonar. El aire inspirado con un esfuerzo inspirado máximo que exceda al de ventilación pulmonar es el volumen inspirado de reserva. El volumen expelido por un esfuerzo espiratorio activo, después de espiración pasiva, es el volumen respiratorio de reserva, y el aire que queda en los pulmones después de un esfuerzo expiatorio máximo es el volumen residual. Los valores normales para estos volúmenes pulmonares y los nombres que se aplican a sus combinaciones se muestran en la figura 1.57. El espacio ocupado por el gas en la zona conductora de las vías respiratorias, que no se intercambia con el de la



		Volumen (litros)		
		Hombres	Mujeres	
Capacidad vital	VIR	3.3	1.9	Capacidad inspiratoria
	VT	0.5	0.5	
	VER	1.0	0.7	Capacidad residual funcional
	VR	1.2	1.1	
Capacidad total pulmonar		6.0	4.2	

Volumen minuto respiratorio (reposo): 6 litros/min
 Ventilación alveolar (reposo): 4.2 litros/min
 Ventilación voluntaria máxima (TPCS): 125-170 litros/min
 Capacidad vital cronometrada: 83% del total en 1 seg; 87% en 3 seg
 Trabajo de la respiración tranquila: 0.5 kg-m/min
 Trabajo máximo de la respiración: 10 kg-m/respiración

Figura 1.57 Volúmenes pulmonares y algunas mediciones relacionadas con la mecánica respiratorias. El diagrama superior derecho representa las excusiones de un espirómetro graficadas en relación temporal.

sangre de los vasos pulmonares es el espacio muerto respiratorio. La capacidad vital, o sea la mayor cantidad de aire que puede ser espirado después de un esfuerzo expiratorio máximo. La fracción de la capacidad vital espirada en un segundo es llamada capacidad vital cronometrada, que también se la llama volumen de espiración forzada en un segundo o VEF 1 segundo.

Esta es valiosa información adicional sobre el estado de un paciente, ya que para éste la capacidad vital puede ser normal, pero la capacidad vital cronometrada no. Esta se encuentra bastante reducida en enfermedades como el asma, donde está aumentada la resistencia de la vías respiratorias debido a la contricción bronquiolar. La cantidad de aire inspirado por minuto (ventilación pulmonar o volumen respiratorio por minuto) normalmente es de 6 lt/min aproximadamente (500 ml/respiración x 12 respiraciones/min.). La ventilación voluntaria máxima (VVM), o como antes se le llamaba, la capacidad respiratoria máxima, es el mayor volumen de gas que puede entrar y salir de pulmones en un minuto, por esfuerzo voluntario. La VVm normal es de 125 a 170 lt/min.

MUSCULOS RESPIRATORIOS.

El movimiento del músculo llamado diafragma produce el 75% del cambio en el volumen intratorácico durante la inspiración tranquila. Esto lo hace el más importante. Los otros músculos inspiratorios importantes son los músculos intercostales externos. Estos al contraerse levantan las costillas hacia afuera, y a la vez hacen que se levante el esternón hacia adelante, y de esa manera aumenta el diámetro antero-posterior del tórax. Están también los músculos accesorios de la inspiración, que son: escaleno, esternocleidomastoideo, serrafos, anteriores, deltoides, sacroespinales. Algo muy importante sobre este último tipo de músculos (accesorios) es que no tienen mayor participación cuando hay una respiración normal, sino que ellos prácticamente entran en acción ante una dificultad respiratoria, o sea, ayudan a elevar la caja torácica durante la respiración profunda y difícil.

TRABAJO DE LA RESPIRACION.

Los músculos respiratorios ejecutan trabajo al distender a los tejidos elásticos de la pared torácica y de los pulmones, al mover los tejidos inelásticos (resistencia por viscosidad), y desplazar el aire a través de las vías respiratorias. El tabla 1.15 muestra como se encuentra distribuido en sus componentes del trabajo total.

Tabla 1.15 Componentes que determinan el trabajo al efectuar una inspiración en reposo y la contribución relativa de cada uno expresado en porcentaje.

Trabajo por modificar material no elástico:
Resistencia por la viscosidad (7%) Resistencia de las vías respiratorias (28%)
Trabajo por modificar material elástico (65%).

EFFECTOS DE LA GRAVEDAD SOBRE EL PULMON.

Debido a las fuerzas de gravedad, la presión intrapleurales es aproximadamente de 5 mmHg mayor en las bases de los pulmones que en los vértices. En consecuencia, la presión transversal (la diferencia de presión entre las presiones intrapulmonar e intrapleurales) puede volverse negativa al final de una respiración forzada, haciendo que los conductos respiratorios se cierren. Por la misma razón mayor cantidad de gas inspirado durante la primera parte de la inspiración va hacia los vértices de las bases. La gravedad también afecta en los vasos sanguíneos pulmonares, y en la posición de pie, el flujo sanguíneo en los vértices es apreciablemente menor que en las bases.

CIRCULACION PULMONAR.

El lecho de los vasos pulmonares se parece al de la circulación general, excepto que las paredes de la arteria pulmonar y de sus grandes ramas tiene un espesor cercano al 30% del grosor de la pared de la aorta y los pequeños vasos arteriales, a diferencia de las arteriolas de la circulación mayor, son tubos endoteidales con muy poco músculo en sus paredes.

PRESION, VOLUMEN Y FLUJO.

El gasto por minuto del ventrículo derecho es, desde luego, igual al del ventrículo izquierdo, y como el de éste, tiene un promedio de 5.5 lt/min en reposo. Así, la vasculatura pulmonar es única, pues acomoda un flujo sanguíneo igual al que perfunde todos los demás órganos del cuerpo. La relación de la ventilación pulmonar al flujo sanguíneo pulmonar en reposo, es por tanto, cerca de 0.8 (4.2/5.5).

CORTO CIRCUITO FISIOLÓGICO.

Cerca de 2% de la sangre que corre por las arterias del circuito general es sangre que ha eludido los capilares

pulmonares. Las arterias bronquiales, ramas de la aorta torácica proporciona sangre que nutre partes de parénquima pulmonar, y algo de esta sangre regresa al corazón por las venas pulmonares. Hay una dilución ulterior de la sangre oxigenada en el corazón con la sangre que llega a las arterias coronarias directamente a las cámaras del lado izquierdo del corazón. Es a causa de este pequeño " corto circuito fisiológico", que la sangre en las arterias sistemáticas tiene una PO_2 de aproximadamente 2 mmHg menor que la sangre que se ha equilibrado con el aire alveolar.

CONCLUSIONES.

En base a lo discutido en el presente capítulo se puede concluir lo siguiente:

- 1.- El transductor es el elemento más importante para habilitar a que la computadora reconozca eventos del mundo real.
- 2.- Las operaciones delegadas a la PC de un Sistema de Adquisición de Datos, son almacenar, procesar, registrar en un medio permanente y presentar en pantalla la información adquirida.
- 3.- El procesamiento digital que el computador puede hacer con los datos adquiridos, comprende la Linealización de transductores hasta el Reconocimiento de Patrones.
- 4.- La Presentación de los datos adquiridos en el monitor del computador, facilita el reconocimiento de las características sobresalientes de las señales, ya sea que la información se presente en forma numérica o gráfica. El despliegue gráfico de los datos puede hacerse en el dominio del tiempo o de la frecuencia, o mediante una técnica estándar (gráfico de barras).
- 5.- Para seleccionar el transductor adecuado para la medición de presión, se tiene que tomar en cuenta la exactitud requerida, el fluido y condiciones de trabajo, tipo de medición y costos.
- 6.- Para evitar la saturación del amplificador para ECG, se debe bloquear el voltaje offset introducido por la conexión de los electrodos a la piel, ocupando un acoplamiento capacitivo ya sea en la entrada, o en una etapa intermedia.

- 7.- Existen varias formas de realizar la tarea software de un Sistema de Adquisición de Datos, desde paquetes de software de aplicación hasta programas hechos por el usuario en un Lenguaje de Programación. Los paquetes de software para adquisición de datos es la forma más fácil de realizar un registro de información, pero el espectro de funciones esta limitado a las condiciones previstas por los diseñadores. Los Lenguajes de Programación ofrecen una enorme flexibilidad para diseñar rutinas orientadas a diversas condiciones de adquisición y para la explotación de la rapidez del hardware.
- 8.- Los productos de software para la adquisición de señales se especializan en uno o más de los siguientes aspectos: Presentación gráfica de datos en tiempo real; rapidez en la adquisición; capacidad de interfazar distintas tarjetas; capacidad de Control; disponibilidad de análisis en Tiempo Real y en Post-Adquisición.
- 9.- En la selección del lenguaje se debe considerar la existencia de herramientas de alto nivel para el desarrollo de programas de Adquisición de Datos y Control, tal como los Lenguajes de Programación Gráfica como el LabView. Los Lenguajes de Programación de Propósito General, se pueden usar siempre y cuando tengan un medio de interfazar con rutinas de bajo nivel.
- 10.- La importancia en la Medicina de los Sistemas de Adquisición de Datos y Control es su habilidad de cuantificar con exactitud un fenómeno fisiológico, y en su singular capacidad de modificarlo.
- 11.- El Teorema de Muestreo sirve para establecer la rapidez con que se tiene que adquirir una señal para poder recuperar una banda dada de frecuencias. La mínima frecuencia de adquisición es dos veces la frecuencia más alta de la banda que se desea recuperar.
- 12.- La vigilancia realizada mediante la medición del ECG y de presiones sanguíneas, sirven para conocer el estado del Sistema Cardiovascular de un paciente, siendo un medio importante de auxilio para que el médico pueda tomar decisiones sobre el seguimiento de cualquier desorden o enfermedad.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1] Webster, John G. . ed. Medical Instrumentation. Application and design. Boston: Houghton Mifflinn Company, 1978.
- [2] Millman, Jacob. Microelectrónica. Circuitos y Sistemas Analógicos y Digitales. Madrid: Editorial Hispano Europea, S.A., 1981.
- [3] Boylestad, Robert y Nashelsky, Louis. Electrónica. Teoría de Circuitos. México: Prentice Hall Hispanoamérica, S.A., 1988.
- [4] Sout, David F. y Kaufman, Milton, Handbook of Operational Amplifier Circuit Design. New York: Mc Graw-Hill, 1976.
- [5] Mena Padilla, Enrique. Analizador de Espectros y Redes. Tesis para optar al grado de Ingeniero Electricista. Biblioteca de la Escuela de Ing. Eléctrica. Universidad de El Salvador, 1986.
- [6] B. P. Lathi. Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación. Limusa, 1987.
- [7] H. Sheingolg, Daniel H. . ed. Transducer Interfacing Handbook. A Guide to Analog Signal Conditioning. Massachusetts: Analog Devices, 1981.
- [8] Burr Brown Corporation. The Handbook of Personal Computer Instrumentatio. Tucson, 1987.
- [9] Burr Brown Corporation. Product Data Book. Tucson, 1982.
- [10] National Semiconductor, Linear Data Book. 1982.
- [11] Saade Babún, Edgar Salomón. Aplicación de los Microprocesadores a la Medicina. Diseño y construcción de un medidor y comparador de pulso fetal. Biblioteca UCA, Universidad Centroamericana José Simeón Cañas.
- [12] Zhu, H.; Harris, G. F.; Wertsch, J. J.; Tompkins, W. J.; y Webster, J. G. A Microprocessor-Based Data Adquisition System for Measuring Plantar Pressures from Ambulatory Subjects. IEEE Transc. Biomed. Eng., vol BME-38, Julio 1990, pp 710-714.

- [13] Schels, H. F.; Habertr, R; Jilge, G; Steinbigler, P; y Steinbeck, G. Frecuency Analysis of the Electrocardiogram with Maximam Entropy Method for idetntification of Patients with Sustained Ventricular Tachycardia. IEEE Trans. Biomed. Eng., vol BME-38, Septiembre 1991, pp 821-826.
- [14] Betanzos, A. Alonso; Moret Bonillo, V; y Hernández Sande, C. Foetos: An Expert Systems for Fetal Assesment. IEEE Transc. Biomed. Eng., vol BME-38, Febrero 1991.
- [15] Welkowitz, W; Cui, Q; Qi, Y; y Kostis, J. B.. Noinvase Estimation of Cardiac Output. IEEE Transc. Biomedic Eng., vol BME-38, Noviembre 1991, pp 1100-1105.
- [16] Metting van Rijn, A. C.; Peper, A; y Grimbergen, C. A.. The Isolation Mode Rejection Ratio in Bioelectric Amplifier. IEEE Transc. Biomedic Eng., vol BME-38, Noviembre 1991, pp 1154-1157.
- [17] Kaigmarrek, K. A.; Kramer, K. M.; Webster, J. G.; y Radwin, R. G.. A 16 Channel 8-Parameter Waveform. Electrotactile Stimulation System. IEEE Transc. Biomedic Eng., vol BME-38, Octubre 1991, pp 933-994.
- [18] Thakor, Nitish V y Pan, Kongyan. Tachycardia an Fibrillation Detection by Automatic Implantable Cardioverter-Defibrillators: Sequential Testing in Time Domain. IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, Marzo 1990, pp 21-24.
- [19] Semmlow, John L.; Akay, Metin; y Welkowitz, Walter. Noinvase Detection of Coronary Artery Disease
- [20] Ganong, William F.. Fisiología Médica. México,D.F.: Editorial El Manual Moderno, S.A. de C.V., 1988.
- [21] Guyton, Arthur C.. Tratado De Fisiología Médica. Vol.I. México,D.F.: Nueva Editoreal Interamericana, 1987.
- [22] Hawker Siddeley. Sensym Handbook. California, 1991.
- [23] Omega, Inc. Hanbook of Pressure and Temperatura. 1991

CAPITULO

II

DISEÑO DE CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO

Introducción.

En este capítulo se presenta la documentación del diseño electrónico para el acondicionamiento de los cuatro módulos de medición, con las cuales se registran las variables siguientes: ECG, Presión Arterial, Presión Venosa y Flujo Aéreo.

El acondicionamiento para estos módulos consiste en proporcionar el nivel de voltaje adecuado para cada señal tomada desde el transductor respectivo, hasta dejar lista la señal para ser muestreada y convertida de A/D.

El diseño de los módulos de acondicionamiento están restringidos por los siguientes criterios:

- 1 - Proporcionar ganancia fiel.
- 2 - Adecuar la línea de base.
- 3 - Limitar la banda de frecuencias.
- 4 - Proporcionar un CMRR mayor de 90 dB.
- 5 - Presentar una impedancia de entrada de $10M\Omega$.
- 6 - Tener un medio de variar la ganancia, para una salida al osciloscopio.

Para el caso de las señales de presión que requieren transductores polarizables, se debe diseñar la red electrónica adecuada para este propósito. Debido a que las características lineales de estos transductores se ajustan a la exactitud requerida, no se realiza ningún tratamiento de compensación adicional.

La explicación de cada diseño se realiza planteando el sistema en bloques, y luego se presenta la circuitería asociada a cada etapa y por último se incluye el diagrama de circuito completo.

OPERACION DE AMPLIFICACION Y DESPLAZAMIENTO.

En esta sección se aborda un procedimiento matemático sencillo para encontrar los valores necesarios de amplitud y desplazamiento, para adecuar el span de un mensurando transducido linealmente, a los requerimientos de un convertidor A/D.

Se define la siguiente simbología:

- V_t : Voltaje transducido.
- V_c : Voltaje puesto a la entrada del ADC.
- m_t : Pendiente de la respuesta lineal del transductor
- m : Pendiente relativa al span del ADC.
- b_t : Valor offset de la respuesta del transductor
- b : Valor de la línea base del ADC.
- P : Magnitud del mensurando (en este caso presión)

La respuesta de un transductor puede ser representada idealmente como en la figura 2.0 (a), en la cual se refleja su sensibilidad (m_t) y offset (b_t). El rango de trabajo del ADC se describe mediante m y b , en la figura 2.0 (b).

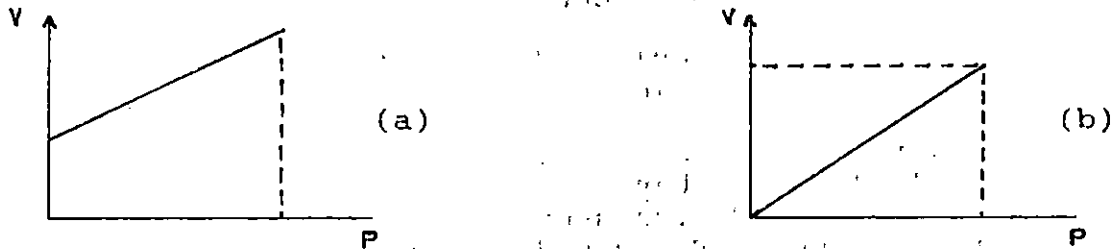


Figura 2.0 Función de transferencia de un transductor de presión: respecto a su salida (a); y (b) respecto a la entrada del ADC.

Para realizar el acondicionamiento de la respuesta V_t al rango del ADC (V_c), se realiza una **amplificación (A)** y la **suma de un valor constante (C)**. El problema consiste en hallar el valor de A y C , en función de la característica del transductor y del span del ADC.

Multiplicando V_t por el factor de amplificación:

$$V_t = m_t P + b_t$$

$$A*V_t = A*(m_t P + b_t)$$

sumando un valor constante a este resultado se tiene:

$$\begin{aligned} A*V_t + C &= A*(m_t P + b_t) + C \\ &= A*m_t P + A*b_t + C \end{aligned}$$

y como V_c debe resultar de $A*V_t + C$, se resuelve por comparación para A y C :

$$V_c = A*V_t + C = mP + b = A*m_tP + A*b_t + C$$

$$mP = A*m_tP \quad \Rightarrow \quad A = \frac{m}{m_t} \quad (1.34a)$$

$$b = A*b_t + C \quad \Rightarrow$$

$$C = b - A*b_t \quad (1.34b)$$

Se ilustra el resultado anterior con un ejemplo, en el cual se calcula la amplificación y desplazamiento con el uso de las fórmulas anteriores. Suponiendo que la respuesta de un transductor de presión en el rango $[0,50]$ mmHg, se puede modelar con los siguientes valores:

$$\begin{aligned} \text{Sensibilidad} &= 100 \mu\text{V/mmHg} \\ \text{Offset} &= 10 \mu\text{V} \end{aligned}$$

y se requiere ajustar esta respuesta a un ADC, cuyo rango de entrada es de 0 a 5 V. Para este caso $b = 0$ y m es $5\text{V}/50 \text{ mmHg} = 0.1 \text{ V/mmHg}$

El factor de amplificación A se calcula como:

$$A = \frac{0.1}{100\mu} = 1000$$

Mientras que el nivel DC. es:

$$C = 0 - 1000 * 10\mu = -10 \text{ mV}$$

Por lo anterior, el módulo de acondicionamiento tendría que proveer una ganancia de 1000 y añadir un nivel negativo de 10 mV DC.

Por otro lado si el ADC, tiene un rango de operación de entrada de -10 a +10 V, los resultados son $A = 4000$ y $C = -10.4 \text{ V}$.

1.0 DISEÑO DE LA CIRCUITERIA ANALOGICA PARA EL REGISTRO DEL ELECTROCARDIOGRAMA.

Primero se hará un breve análisis del diagrama de bloques propuesto como solución al problema (figura 2.1), luego se aborda el diseño de la circuitería de cada bloque, para que

al final se tenga la versión circuital completa de acondicionamiento.

El diagrama más general de la circuitería analógica para el tratamiento de la señal electrocardiográfica es el mostrado en la figura 2.1. Esta es la configuración final que tendrá tal circuitería como resultado del proceso de diseño.

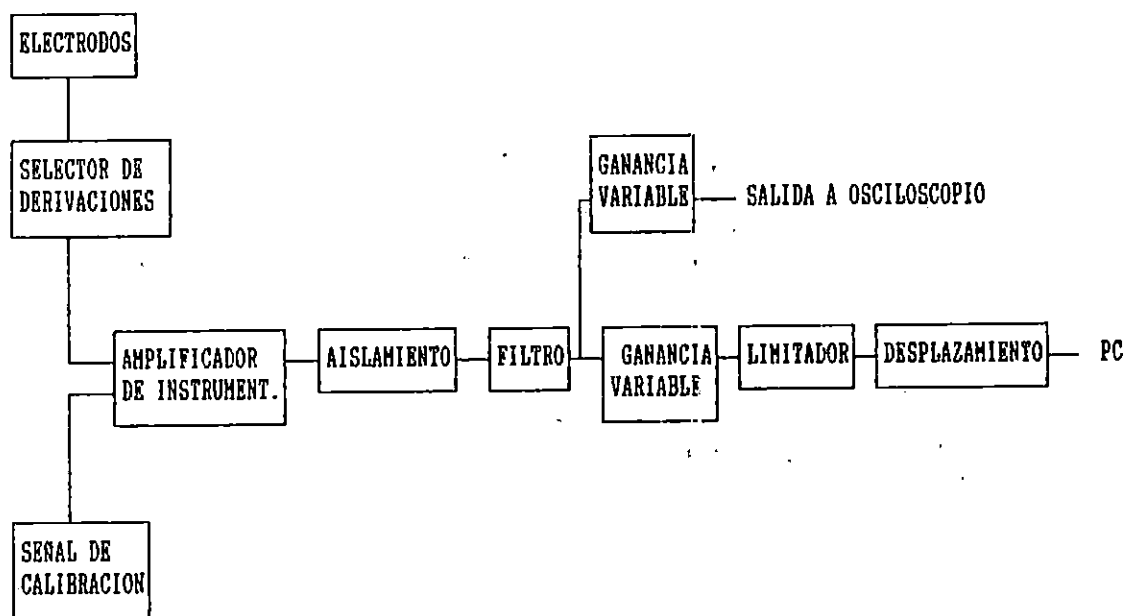


Figura 2.1. Diagrama de bloques para la circuitería de acondicionamiento analógico para la señal del ECG.

En el diagrama de bloques se observa que existen dos fuentes o trayectorias de señal eléctrica que se dirigen hacia el amplificador de instrumentación. La trayectoria que se inicia con el bloque de electrodos es la que trabaja cuando el equipo funciona en condición normal, es decir, cuando se está tomando o registrando la señal electrocardiográfica. La otra trayectoria (un sólo bloque) es una señal de calibración. Esta señal es necesaria para calibrar la ganancia del amplificador y también para verificar en alguna manera la velocidad del trazo en la escala horizontal (puesto que tiene un valor fijo de frecuencia que es conocido), y así poder confiar en la lectura del equipo. Como señal de calibración se utiliza una señal de onda cuadrada con amplitud de 1mV y frecuencia de 10Hz.

Siguiendo con el análisis general del sistema, se encuentra una trayectoria única que está compuesta de cuatro etapas: Amplificador de Instrumentación, Eliminación de Offset, Amplificador de aislamiento, y la Etapa de Filtrado.

Con el amplificador de instrumentación se pretende conseguir una impedancia de entrada grande, una alta razón de rechazo en modo común un nivel de ganancia grande. Con el circuito de rechazo de offset se eliminan voltajes offset introducidos por los electrodos que saturan la salida del sistema, además de brindar un nivel de ganancia. Con el amplificador de aislamiento se pretende aislar la entrada de la salida, y así conseguir el aislamiento óhmico requerido entre estas. Con la tercera etapa (filtrado) se busca obtener las características necesarias de respuesta en frecuencia del instrumento, y además, purificar la señal.

Con respecto a la ganancia proporcionada por estas cuatro etapas, esta es de $\sqrt{250}$, y es proporcionada por el amplificador de instrumentación y el circuito de rechazo de offset. Los otros dos elementos tienen ganancia unitaria.

Después de la etapa de filtrado aparecen dos trayectorias para la señal: Una salida analógica para osciloscopio y otra que es la que va hacia la interface del computador. Estas trayectorias trabajan simultáneamente; esto permite que a la vez que se está monitoreando la señal en el computador, también se observe en un osciloscopio.

Un bloque con ganancia variable entre 1 y 10 aparece en la trayectoria de salida a la interface; con esta etapa el módulo está en capacidad de dar ganancia entre 250 a 2500. También existe un bloque limitador de amplitud, el cual hace que la variación de la señal de salida tenga voltajes entre -2 y +3V. Por último se le agrega una etapa de desplazamiento para fijar el rango de variación de la amplitud de la señal de salida de 0 a 5V.

En la trayectoria hacia el osciloscopio se encuentra otra etapa de ganancia variable muy parecida a las anteriores, para lograr siempre una ganancia total con rango de 250 a 2500.

1.1 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION.

El amplificador de instrumentación realiza básicamente tres funciones:

- Entregar una ganancia de voltaje alta.
- El voltaje de salida es la amplificación de la diferencia de las señales en los terminales de

entrada; rechazando así, cualquier señal en modo común.

- Presenta una impedancia de entrada muy alta.

Se ha utilizado un amplificador de instrumentación en circuito integrado, este es el PMI AMP 01 FX, pues ofrece las características anteriores. La ganancia para esta etapa es de 25, la cual está dada por la relación de dos valores de resistores que fueron seleccionados con base a una tabla dada por los fabricantes (ver anexo). De esta tabla se tiene que para una ganancia de 25, los valores de los resistores deben ser: $R_g = 8000\Omega$ y $R_s = 10K\Omega$.

En la figura 2.2 se observa el diagrama circuitual.

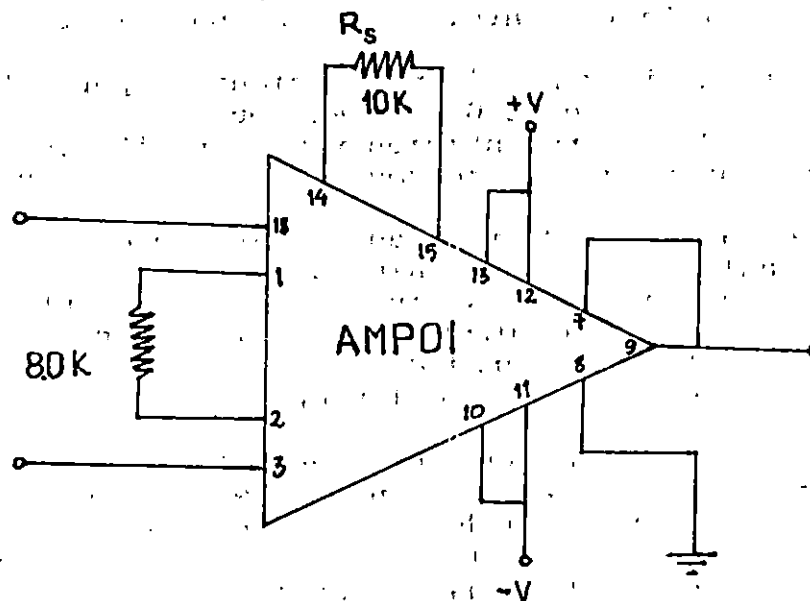


Figura 2.2. Amplificador de Instrumentación.

1.2 ETAPA DE RECHAZO DE VOLTAJES OFFSET.

El objetivo de colocar esta etapa, se debe principalmente a que los electrodos para biopotencial generan un nivel de DC de hasta 0.2V. Este nivel de voltaje al ser elevado por el amplificador de instrumentación, con una ganancia grande (mayor de 75) saturará esta etapa, perdiendo por completo las señales electrocardiográficas.

La etapa de rechazo de voltajes offset, aparte de rechazar los voltajes de offset introducidos por los electrodos para biopotencial, debe de dar a la señal un nivel de ganancia

que complemente la ganancia introducida por el amplificador de instrumentación.

El rechazo de voltajes offset se logra colocando un capacitor electrolítico de $1.0\mu\text{F}$ a la salida de esta etapa. Para obtener una ganancia total de 250 en la etapa de entrada al electrocardiógrafo se ha colocado un amplificador operacional en configuración no-inversora con ganancia de 10. La figura 2.3 muestra esta etapa con todos los elementos antes mencionados.

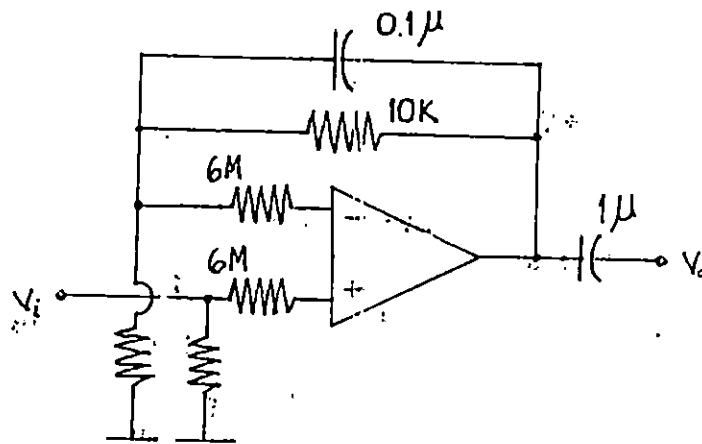


Figura 2.3. Circuito utilizado para la eliminación de voltajes Offset introducidos por electrodos para biopotencial. El amplificador tiene una ganancia de 10 y rechazo de corrientes de polarización por medio de resistencias de alta impedancia colocadas a las entradas de amplificador.

1.3 ETAPA DE AISLAMIENTO.

La función principal de esta etapa es aislar óhmicamente al paciente del resto de la máquina (electrocardiógrafo), para evitar más que todo daños que podría causar la circulación de corriente de 60Hz a través del paciente y el equipo. Ese peligro existe si el paciente hace contacto con una línea de 60Hz, entonces, hay que evitar la propagación desde el paciente, pasando por el amplificador, hasta el elemento graficador.

Un dispositivo de amplificación que provee aislamiento óhmico entre la entrada y la salida se denomina **amplificador de aislamiento**. La forma de acoplamiento puede ser térmico, magnético, óptico u otros. El amplificador de aislamiento permite que la entrada del circuito pueda ser referenciada en forma distinta que al resto del sistema.

El circuito integrado que se utiliza es el ISO 100 AP, que es un amplificador de aislamiento de alta exactitud,

linealidad y estabilidad con la temperatura, en base a un acoplamiento óptico (con realimentación positiva). El ISO 100 AP puede servir para aplicaciones industriales, mediciones biomédicas, adquisición de datos, etc.

utilizado con ganancia unitaria, en configuración no inversora y operación bipolar. El aislamiento de la señal de salida con respecto a la entrada, se realiza por el acople de un LED y dos detectores fotodiodo.

El diagrama circuitual es el de la figura 2.4.

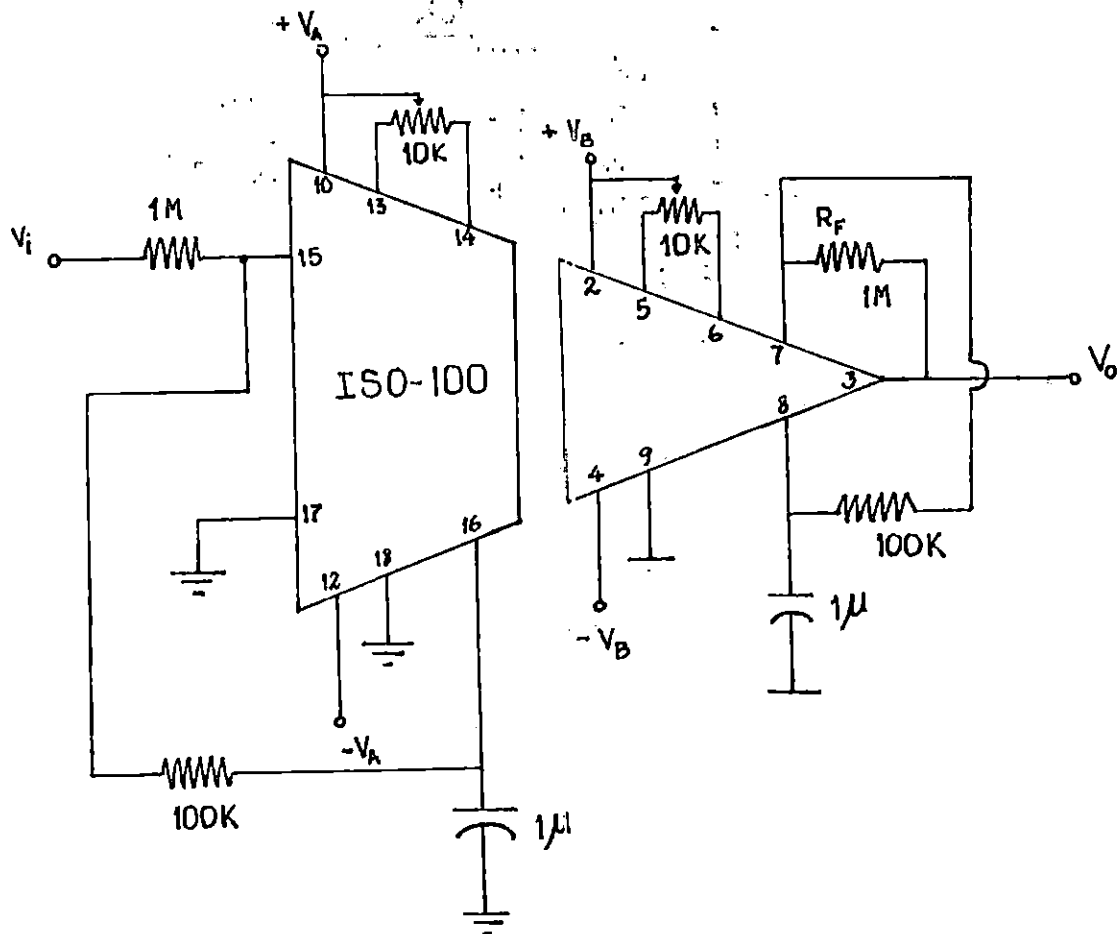


Figura 2.4. Etapa de aislamiento.

La ganancia de este circuito está dada por la relación:

$$G = R_f / R_1$$

en donde $R_f = 1M\Omega$ y $R_1 = 100K\Omega$, por tanto:

$$G = 1.$$

Para realizar la separación de las referencias, se tubo el cuidado ocupar dos fuentes distintas de voltaje: esta realización se ha hecho con los CI 722, que son convertidores DC/DC de bajo costo y que rinden suficiente corriente para alimentar al ISO100 AP.

1.4 FILTRO PASO BAJO.

La etapa de filtrado es importante y necesaria para conseguir las características de respuesta en frecuencia adecuadas y limpiar de impurezas la señal. El filtro a implementar es uno con banda de paso de 0 a 100 Hz, lo que lo hace básicamente un filtro paso bajo con frecuencia de corte de 100Hz. Componentes de frecuencia mayor que 100Hz no deberán aparecer en la señal de salida.

Para la implementación del filtro se utiliza un Filtro Activo Universal Microelectrónico FLT U2. Este filtro en circuito integrado posee las tres funciones de salida (paso bajo, pasa banda y paso alto) simultáneamente. Estas están disponibles en tres salidas independientes. La ganancia de esta etapa es de uno, por lo que no afecta la amplitud de la señal.

De la tabla I (ver las tablas I, II y III para FLT U2, en el apéndice) se selecciona la función paso bajo y configuración no inversora. Esto remite a la tabla III (configuración no inversora) y con $Q = 1$, se tiene: R_1 abierto (resistor conectado al pin 2 del chip), y se calcula R_2 y R_3 así:

$$R_2 = 316K/Q = 316K\Omega$$

$$R_3 = 100K/(3.16Q-1) = 100K/2.16 = 46.3K\Omega$$

Ahora con $f_0 = 100Hz$; R_4 y R_5 se encuentran así:

$$R_4 = R_5 = 5.03^7/f_0 = 5.03^7/100 = 503K\Omega$$

Luego, el diagrama del filtro paso bajo, para $f_0 = 100Hz$, se muestra en la figura 2.5.

Este es un filtro Butterworth paso bajo con atenuación de 40 dB por década.

1.6 GANANCIA VARIABLE.

(Trayectoria de Salida a Osciloscopio).

La ganancia total para este electrocardiógrafo debe ser de 1000. Ya que el amplificador de instrumentación posee una ganancia de 250, entonces, aquí debe de agregarse una ganancia de 4, puesto que $250 \times 4 = 1000$.

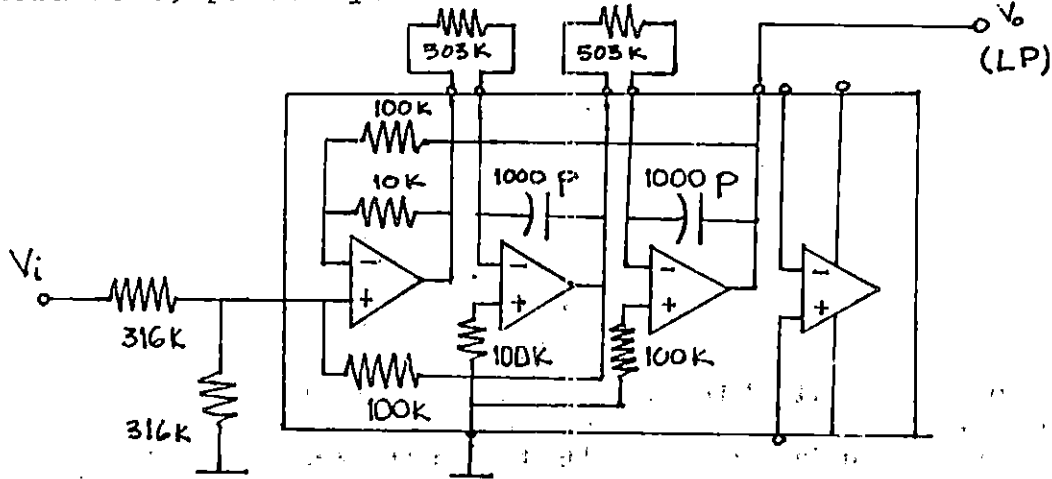


Figura 2.5 Filtro Paso Bajo con frecuencia de corte de 100Hz para limitar la banda de frecuencias del ECG.

Pero esta etapa no es de ganancia fija, sino variable. El rango de ganancia ofrecido va de 1 a 10; lo que da un rango total desde $1 \times 250 = 250$ hasta $10 \times 250 = 2500$. Esto es conseguido con un amplificador operacional en configuración no inversora. El diagrama circuitual es el de la figura 2.6.

La ganancia de esta configuración es:

$$V_o/V_i = 1 + R_f/R_1$$

entonces, $1 + R_f/R_1 = 4$; lo que hace que $R_f/R_1 = 3$.

Con $R_1 = 1.1\text{K}\Omega$, esto implica que $R_f = 3 \times 1.1\text{K}\Omega = 3.3\text{K}\Omega$.

Si el potenciómetro del lazo de realimentación está ajustado a los valores de 0 (mínimo) ó $10\text{K}\Omega$ (máximo), esto hace que la ganancia sea respectivamente de 1 ó 10.

El amplificador operacional utilizado es un OP 27.

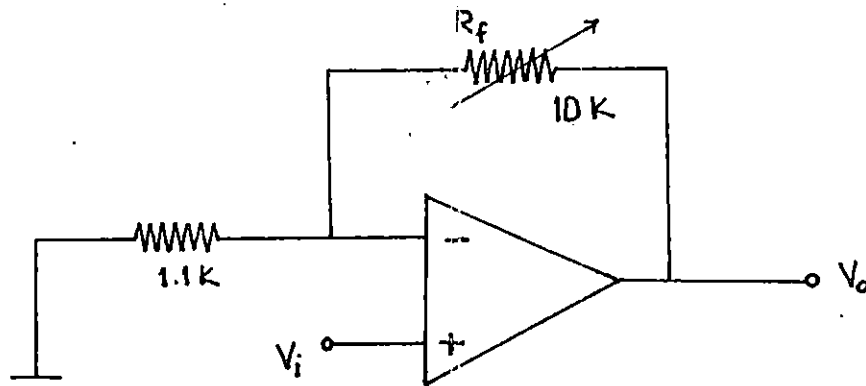


Figura 2.6. Etapa de ganancia variable para salida a osciloscopio.

1.6 GANANCIA VARIABLE.

(Trayectoria de Salida a Interface).

Esta etapa realiza la misma función que la etapa de ganancia variable en la trayectoria de salida al osciloscopio, con la única diferencia que ahora la configuración es inversora. El diagrama circuitual es el de la figura 2.7.

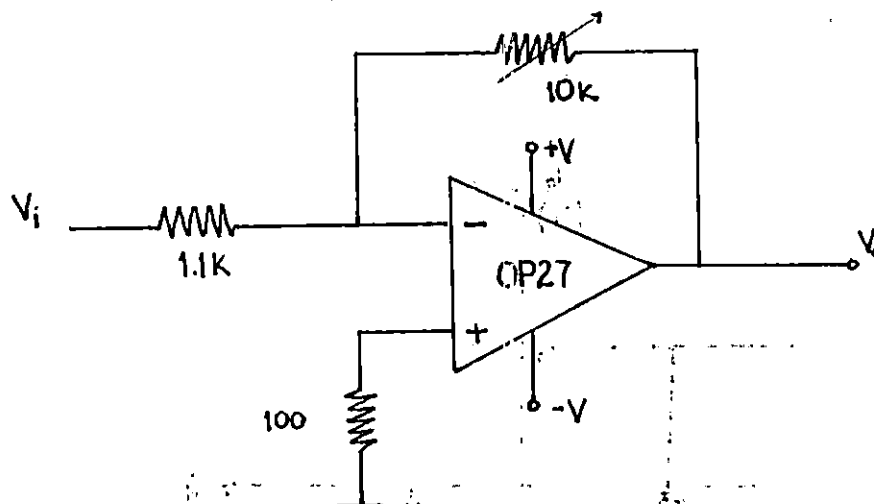


Figura 2.8. Etapa de ganancia variable para la salida a la interface.

1.7 LIMITADOR DE AMPLITUD.

La función de esta etapa es limitar en su salida la amplitud de la variación de la señal en un rango de 5 voltios. Los límites de este rango son: +3 voltios (límite positivo) y -2 voltios (límite negativo); puesto que este circuito es inversor, entonces, el rango anterior de salida equivale a un rango de entrada de +2 (límite positivo) y -3 (límite negativo). Cualquier valor que exceda estos límites no producirá ninguna variación en cuanto a la amplitud en la señal de salida del circuito.

En la figura 2.8 se ve la curva de la función de transferencia del circuito.

El diagrama del circuito que realiza tal función, es el que aparece en la figura 2.9.

Las ecuaciones para el diseño son:

$$V_o(\text{sat, pos}) = V_{r1} * R_f * R_4 / (R_f * R_4 + R_f * R_2 + R_4 * R_2)$$

$$V_o(\text{sat, neg}) = -V_{r2} * R_f * R_4 / (R_f * R_4 + R_f * R_3 + R_4 * R_3)$$

donde : $V_o(\text{sat, pos}) = +3V$

$V_o(\text{sat, neg}) = -2V$

$V_{r1} = +15V$

$V_{r2} = -15V$

Combinando estas dos ecuaciones se llega a que

$$R_2 = 0.615R_3$$

$$R_4 = R_2 * R_f / (4R_f - R_2)$$

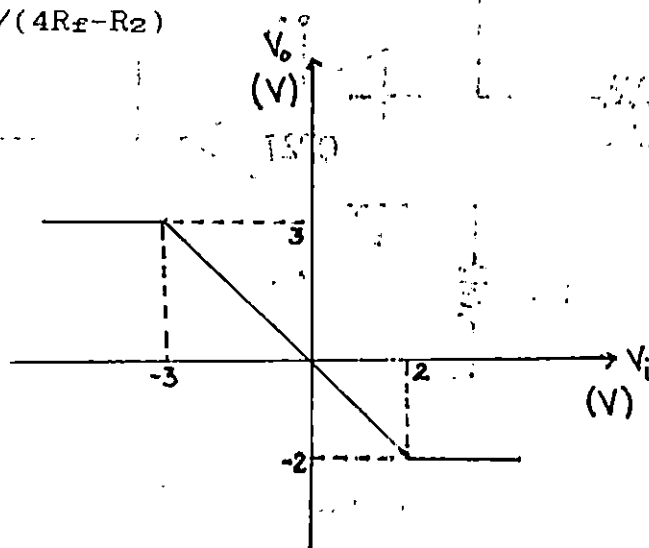


Figura 2.8. Función de Transferencia del Limitador.

Se tiene entonces la restricción que $R_f > R_2/4$. Luego, con $R_3 = 10K\Omega$, se tiene que $R_2 = 6.15K\Omega$ y por tanto la restricción para R_f es: $R_f > 1.5K\Omega$. Para R_f y R_1 se seleccionan valores de

$$R_f = 10K\Omega$$

$$R_1 = 10K\Omega$$

ya que R_f debe ser igual a R_1 para que la ganancia en magnitud sea 1 en la región lineal. Entonces $R_4 = 1.82K\Omega$.

1.8 ETAPA DE DESPLAZAMIENTO.

Lo que esta etapa hace es sumarle a la señal del ECG un potencial de cd de 2V de amplitud. Esto se hace con el objetivo de ofrecer para esta salida solamente variaciones de potenciales positivos en el rango de 0 a $5V$, ya que este es el formato que exige la interface para sus señales de entrada.

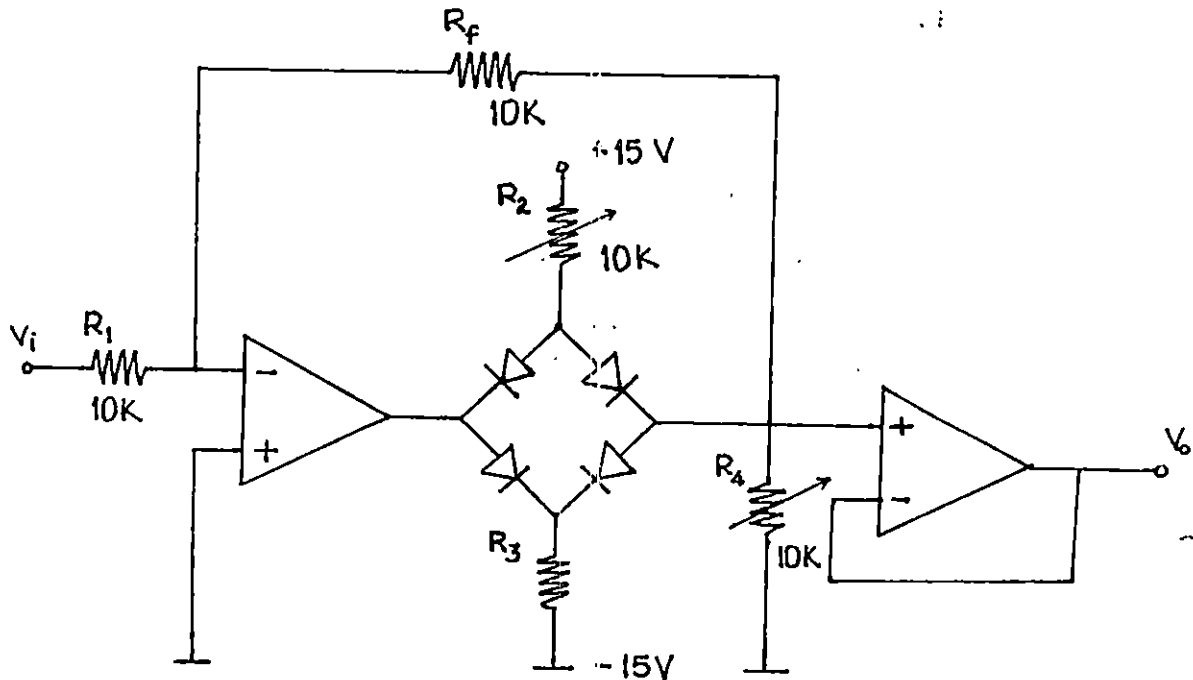


Figura 2.9. Circuito Limitador de Amplitud.

Para garantizar cierto grado de estabilidad en el desplazamiento de 2V para la señal, se ha utilizado una referencia de voltaje AD 584 para generarlo; y como elemento sumador se utiliza un amplificador operacional en configuración sumador no inversor. El esquema circuitual es el de la figura 2.10.

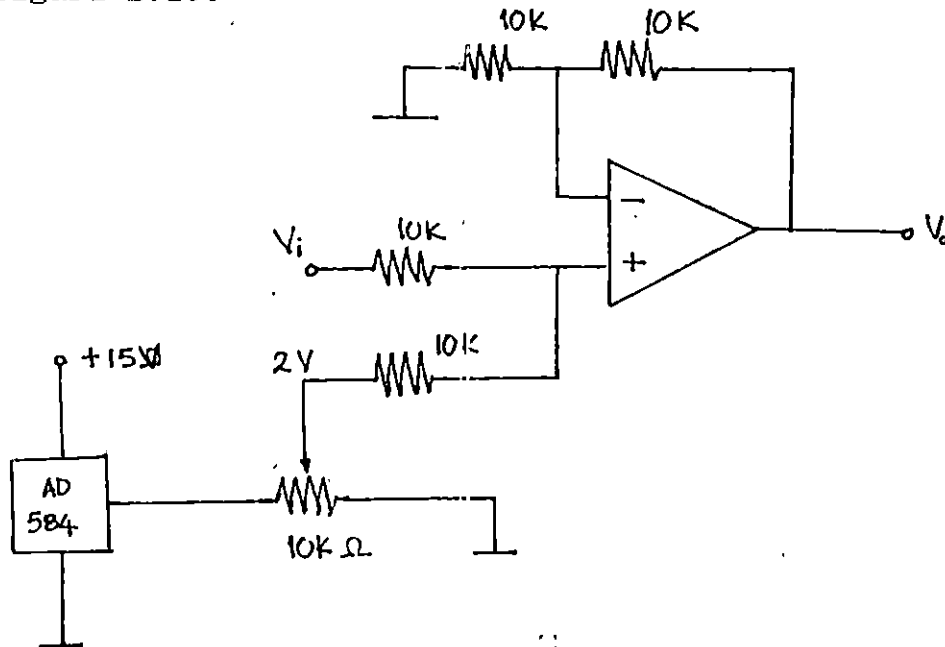


Figura 2.10. Circuito para desplazamiento de señales.

1.9 SENAL DE CALIBRACION.

Esta señal es necesaria para comprobar la calibración de la ganancia, pues de lo contrario, no se sabría si el registro que está siendo tomado goza de toda la confianza necesaria como para hacer un diagnóstico a partir de este.

Este ajuste de la ganancia debe hacerse antes de tomar un ECG colocando el interruptor adecuado en la posición de calibración. Como señal de calibración se tendrá una onda cuadrada con una amplitud de 1mV y una frecuencia de 10Hz.

Que la señal de calibración tenga una frecuencia conocida, significa que puede verificarse el funcionamiento del instrumento con respecto al trazo en la escala horizontal. Sin embargo, esto no tiene nada que ver con la ganancia, sino más bien, con el mecanismo que controla la velocidad del papel; o más en general, con el control de la velocidad de la rejilla (si es otro tipo de presentador).

La implementación circuital de la señal de calibración incluye dos componentes fundamentales: Un temporizador 555 y una referencia de voltaje AD 584.

La función del temporizador 555 es producir la onda cuadrada con características definidas en cuanto a la amplitud, frecuencia y ciclo de trabajo; mientras que la referencia de voltaje se utiliza para bajar un poco la amplitud de la onda que produce el 555 y además, estabilizarla. La figura 2.11 muestra el diagrama del circuito, y la figura 2.12 muestra la forma de onda de la señal.

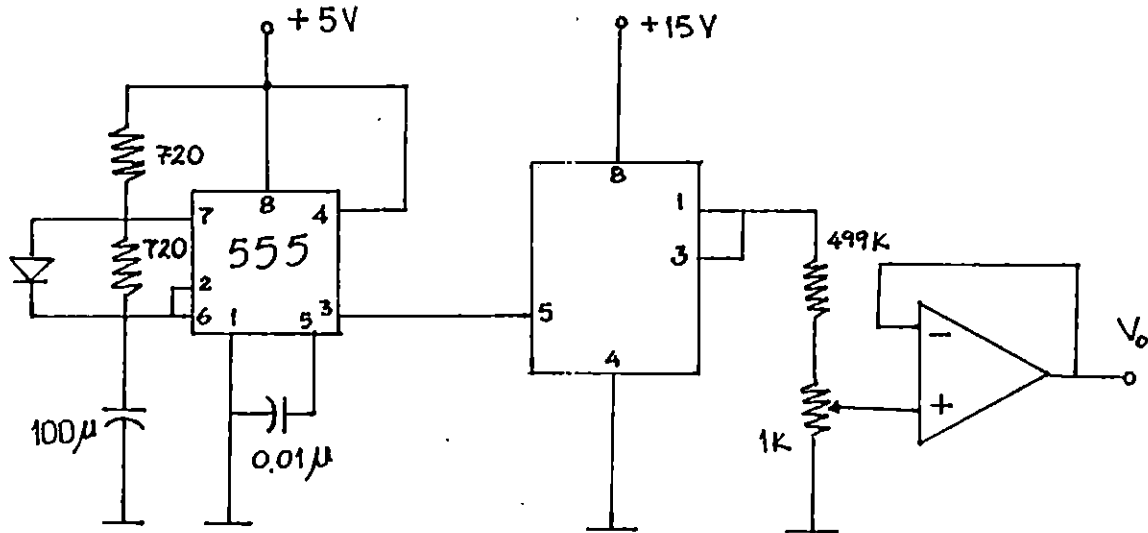


Figura 2.11. Circuito para la señal de calibración.

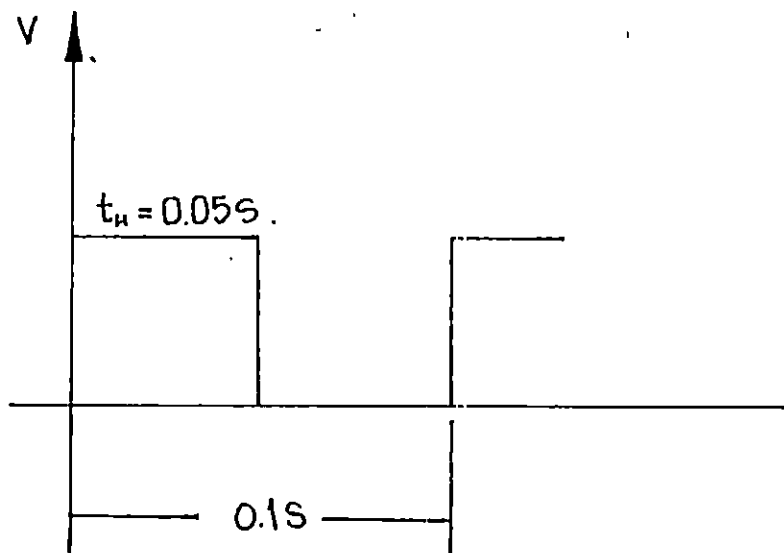


Figura 2.12. Forma de onda de la señal de calibración

El circuito completo para el acondicionamiento analógico de la señal electrocardiográfica (resultado de la interconexión de todos los circuitos individuales anteriormente descritos).

2.0 ACONDICIONAMIENTO DE LA SENAL DE PRESION ARTERIAL.

La presión arterial se mide mediante un transductor BP01 el cual está diseñado para aplicaciones médicas (BP proviene de "blood pressure"). La señal proveniente del BP01 se debe amplificar y filtrar, para llevarla al rango de [0,5]V y con una banda de frecuencia con $f_c = 50\text{Hz}$.

El rango de presión arterial que se pretende medir es de [0,300]mmHg. Polarizando el BP01 a 5V, su sensibilidad se fija en $50\mu\text{V/mmHg}$; de acuerdo a la hoja de datos, el offset nominal del BP01 es de 0mmHg, por lo que el rango de voltaje de salida del transductor es de 0 a 15mV. Para llevar este nivel de voltaje al rango de [0,5]V que posee el convertidor A/D, se necesita una ganancia de 333.3 de acuerdo a la ecuación (1.34).

El diagrama de bloques del subsistema que realiza el acondicionamiento de la señal de presión arterial se muestra en la figura 2.13.

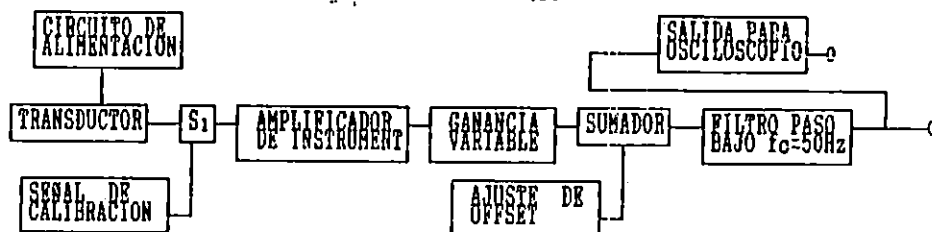


Figura 2.13. Diagrama de bloques del sub-sistema de medición de presión arterial.

2.1 CIRCUITO DE SUMINISTRO DE VOLTAJE.

El suministro de voltaje del transductor BP01 se ha seleccionado a 5V. Dado que la resistencia de entrada del dispositivo es de $4\text{K}\Omega$, la corriente que excita al puente de Winston es de 1.25mA.

Los anteriores valores definen los requisitos fundamentales que debe cumplir la circuitería de alimentación. Para

obtener un voltaje de 5.0 V se ocupa una referencia, y si se toma una referencia de precisión la exactitud se mejora. El AD584 es una referencia que posee salidas de 10.000, 7.500, 5.000 y 2.500 V; para la salida de 5V la tolerancia es de $\pm 5\text{mV}$ (0.1%). La hoja de datos establece una excelente regulación de voltaje, siendo factible la entrega de 5 mA. Sin embargo, al excitar directamente el transductor BP01 con la referencia AD584, la pérdida de carga es del 50% para una corriente de 1.4mA.

Para solventar este problema se emplea un buffer que suministra la corriente necesaria para polarizar al transductor BP01. Esto se hace con un seguidor de voltaje, realizado con un OP27. (ver figura 2.14)

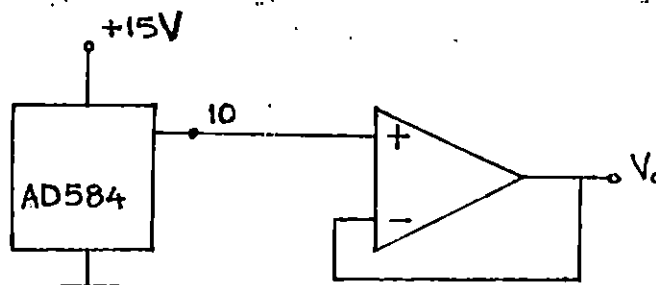


Figura 2.14. Excitación para el transductor BP01. El circuito se basa en la combinación de precisión del AD584 y el suministro de corriente del OP27.

Otra de las prestaciones importantes del AD584 es su bajo nivel de ruido y la poca sensibilidad a los cambios de temperatura. El voltaje de ruido pico a pico es de 50 μV , lo que significa 0.001%FS. La variación del voltaje con la temperatura es de 30 ppm/ $^{\circ}\text{C}$.

2.2 CIRCUITO DE CALIBRACION.

Esta etapa produce una señal de amplitud y frecuencia fija necesaria para comprobar la calibración de ganancia del módulo. La amplitud de esta señal es de 1mV (correspondiente en este caso a una presión de 20mmHg), y una frecuencia de 10Hz.

El circuito de la señal de calibración se ha realizado mediante un temporizador 555 y una referencia programable AD584. El 555 se encarga de producir la oscilación a la frecuencia de 10 Hz, y de dar la forma cuadrada a la señal. Mientras que el AD584 opera en modo estroboscópico, para

mejorar la precisión en amplitud de la señal. Usando la red de división de tensión se escala la salida del AD584 de 5V a 1mV.

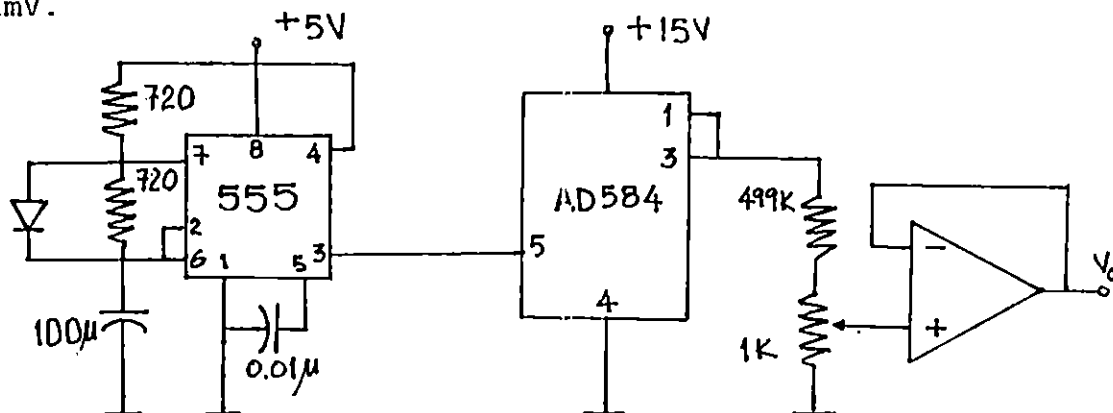


Figura 2.15. Circuito para la señal de calibración del módulo de acondicionamiento de presión venosa.

2.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION.

Las funciones que debe cumplir esta etapa es la de presentar un acoplamiento de alta impedancia, alto CMRR y proporcionar ganancia. Esta etapa se realiza con un amplificador AMP01, el cual proporciona excelentes prestaciones como amplificador de instrumentación.

El AMP01 es un amplificador de instrumentación monolítico diseñado para aplicaciones de adquisición de datos e instrumentación. El diseño combina los rasgos de un amplificador de instrumentación convencional con una etapa de salida de alta corriente. La salida permanece estable para grandes cargas capacitivas ($1\mu\text{F}$). Por eso, el AMP01 no necesita buffer de salida para transmitir señales, amplificadas desde muy bajos niveles.

El voltaje offset de entrada es muy bajo ($20\mu\text{V}$) el cual puede generalmente eliminarse con un potenciómetro de anulación externo. Los cambios de temperatura tienen mínimo efectos sobre el offset (para mayores detalles ver anexo x).

La ganancia ajustada en esta etapa es de 100 mediante la colocación de los resistores $R_s = 5\text{K}\Omega$ y $R_g = 1.1\text{K}\Omega$; este valor se seleccionó de manera que pudieran colocarse valores de resistencias fijos. La ganancia del módulo se complementa en etapas posteriores.

El AMP01 proporciona una resistencia de entrada diferencial de más de $1\text{G}\Omega$ y un CMRR de 125Hz hasta aproximadamente las frecuencias de 40 Hz, lo cual es un conjunto de características ideales para esta función. La excitación del

dispositivo se realiza a $\pm 15V$ con una disipación de potencia de 500mW.

2.4 AJUSTE DE OFFSET

Este circuito está diseñado para compensar la variación en el offset del transductor BP01, que es de $\pm 6\text{mmHg}$ ó $\pm 300 \mu V$. Dado que la ganancia nominal del módulo es de 333, el circuito debe producir un nivel dc de $\pm 0.1V$.

Esta función se ha realizado combinando un interruptor, un resistor, un potenciómetro y un amp op OP27 (como seguidor de voltaje). Seleccionando un resistor de $2M\Omega$ el tamaño del potenciómetro se calcula así:

$$0.1 = \frac{R_x}{R_x + 2M} \quad (15)$$

Al resolver esta ecuación R_x resulta de $20K\Omega$. El interruptor permite cambiar la polaridad, y el OP27 suministra la corriente necesaria para mantener estable el voltaje ajustado.

2.5 SUMADOR

La etapa de suma está diseñada para combinar la señal proveniente del transductor BP01 y la señal del circuito que ajusta el offset. Este circuito no proporciona ganancia a la señal de ajuste del offset, e incrementa el nivel de la señal del transductor en 2.

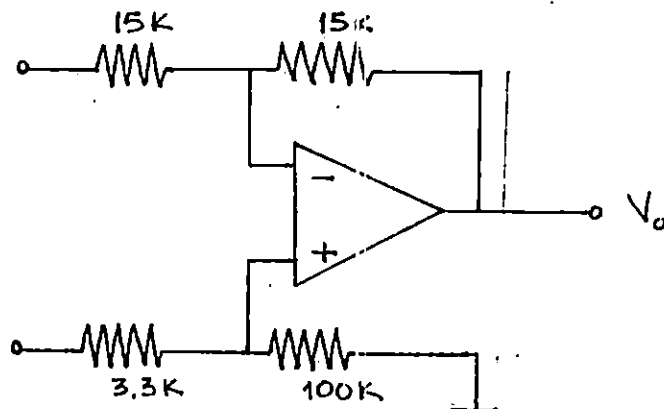


Figura 2.16. Etapa de suma para efectuar la corrección del voltaje de offset del transductor BP01.

2.6 GANANCIA VARIABLE

Esta etapa esta diseñada para proporcionar una ganancia nominal de 3.3, y en combinación con la ganancia de 100 del Amplificador de Instrumentación, se completa la ganancia de 333 que requiere el módulo.

El circuito empleado para entregar esta ganancia se ha hecho con un amp en configuración inversora. Las ecuaciones de diseño es la siguiente:

$$G = - \frac{R_F}{R_I} = - 3.3$$

R_F se encuentra en el lazo de realimentación y su resistencia debe ser variable; mientras que R_I es un resistor de valor fijo. Para dimensionar los valores de resistencia, también se debe considerar que la hoja de datos asegura que el error en la sensibilidad del transductor BP01 es despreciable. Por lo anterior, se fija como ganancia mínima 2.5, y máxima de 4.0, con lo cual la ganancia del módulo se expande desde 250 hasta 400.

La ganancia mínima de 2.5 establece la siguiente relación:

$$R_F' = 2.5 R_I$$

Fijando R_I de $20K\Omega$ R_F' debe ser de $50K\Omega$ (un valor próximo es de $51.1K$); esto implica que el lazo de realimentación tenga un resistor de $51.1K\Omega$.

La ganancia máxima de 4.0 establece la siguiente relación que sirve para dimensionar el tamaño del potenciómetro del lazo de realimentación:

$$R_F = 4 R_I = R_F' + R_P$$

$$R_P = 4*(20K) - 51.1K = 28.9K\Omega$$

Por lo tanto, el potenciómetro que variará la ganancia debe ser de $50K\Omega$.

Para disminuir el efecto de ruido en la entrada del amp op OP27 se ha incluido un resistor, que se ha calculado como el paralelo de R_I y R_F .

2.7 FILTRO

La realización de la etapa de filtrado se ha hecho con la configuración de paso bajo de Sallen y Kelly, mostrado en la figura 2.17. Dicho circuito usa una etapa no inversora con un amp op OP27, el cual tiene un buen desempeño para movilizar los valores de resistencia altos que se exige en la depuración de señales de muy baja frecuencia.

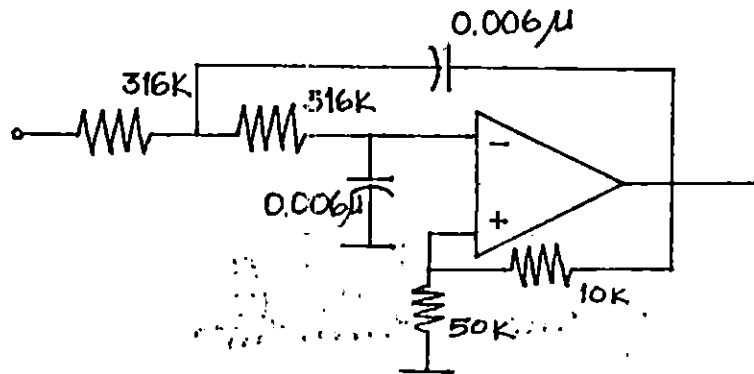


Figura 2.17. Configuración del filtro paso bajo Sallen y Kelly de segundo orden.

Su ecuación de transferencia es la siguiente:

$$H(s) = \frac{A_v}{R^2 C^2 s^2 + RC(3 - A_v)s + 1}$$

donde $A_v = 1 + R_a/R_b$ es la ganancia del amp op realimentado. La frecuencia de corte y el factor de calidad del filtro vienen dada por las expresiones siguientes:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad Q = \frac{1}{3 - A_v}$$

Para lograr la estabilidad del filtro se restringe la ganancia A_v a ser menor de 3. Tomando una ganancia cercana a 1, para este caso $A_v=1.15$, se obtiene:

$$\frac{R_b}{R_a} = 0.15$$

Si R_b se selecciona de $13K\Omega$, R_a debe ser $86.7K\Omega$, pero el valor comercial más cercano es de $84.5K\Omega$. Para dimensionar R y C , se debe emplear la frecuencia de corte del filtro y asignar un valor a uno de ellos; para este caso $C = 0.0064\mu F$ y $f_c = 50$ Hz:

$$R = \frac{1}{2 * \pi * 50 * 0.0064 \mu} = 318 \ 310 \Omega$$

El resistor comercial más próximo es uno de 316KΩ. De esta manera queda completamente diseñado el filtro paso bajo que se muestra en la figura 2.17.

2.8 SALIDA A OSCILOSCOPIO

Esta red debe tener la capacidad de dar una ganancia de 1 a 10. La realización se ha hecho en base a un amp op en configuración no inversora como la mostrada en la figura 2.18.

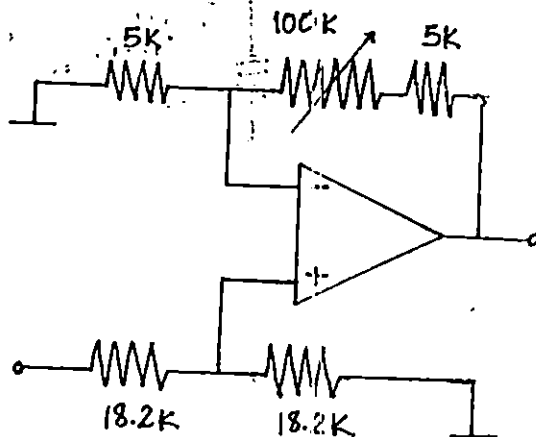


Figura 2.18 Etapa de amplificación para salida a un osciloscopio (CRO). La ganancia varía entre 1 a 10.

La ganancia de este circuito viene dada por la ecuación:

$$G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

Los valores de R_1 , R_2 y R_4 son fijos, R_3 debe ser ajustable. Si $R_1 = R_2$, la expresión de la ganancia queda así:

$$G = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

Para lograr la ganancia mínima de 1, basta con que $R_3 = R_4$. La ganancia máxima se logra incrementando R_3 a un valor mayor que R_4 :

$$10 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

$$R_3 = 19 R_4$$

Seleccionando el valor de R_4 y recordando que R_3 se tiene que arreglar con un resistor en serie (con valor de R_4) con un potenciómetro, se obtiene el tamaño de dicho potenciómetro. Tomando R_4 de $4.87K\Omega$ se tiene:

$$\text{Pot.} = 19 \times R_4 - R_4$$

$$\text{Pot} = 87.66K$$

El valor más cercano es el de un potenciómetro de $100K\Omega$. Finalmente, los resistores R_1 y R_2 se fijan a $18.2K\Omega$.

3.0 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE PRESION VENOSA.

La medición de la presión venosa se realiza mediante la caterización de una vena determinada, quedando conectado el flujo sanguíneo y el puerto del transductor por medio de solución salada. El transductor que se emplea para esta aplicación es un transductor BP01, cuya sensibilidad en forma ratiométrica es de $10\mu V/V/mmHg$, y el error offset se extiende entre -6 y 6 mmHg.

El rango de presión venosa que se pretende medir con este instrumento es de $[0,50]mmHg$ (medición gage). Polarizando el BP01 a $5V$, su sensibilidad se fija en $50\mu V/mmHg$; de acuerdo a la hoja de datos el offset nominal del BP01 es 0 mmHg, por lo que el rango de voltaje de salida del transductor es de 0 a $2.5mV$. Para fijar este nivel de voltaje de 2000 , de acuerdo a la ecuación (1.34). La variación del error offset del BP01 es de $\pm 6mmHg$, lo cual significa un nivel de $\pm 300\mu V$ (tomando la sensibilidad del BP01 a $5V$).

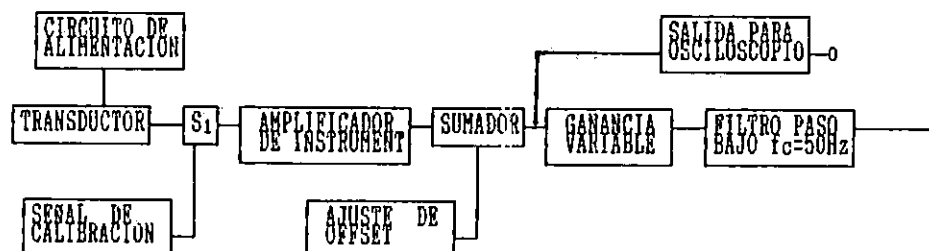


Figura 2.19. Diagrama de bloques del Circuito de Acondicionamiento de Presión Venosa.

El acondicionamiento de la señal de presión venosa consiste en proporcionar una alta impedancia de entrada y alto CMRR; corregir el error offset; amplificar la señal; limitar la banda de frecuencias y proporcionar salida para osciloscopio.

3.1 CIRCUITO DE ALIMENTACION.

El suministro de voltaje del transductor BP01 se ha seleccionado a 5V. Este voltaje se entrega haciendo una combinación entre el AD584 y un amp op OP27, como se presenta en la figura 2.20.

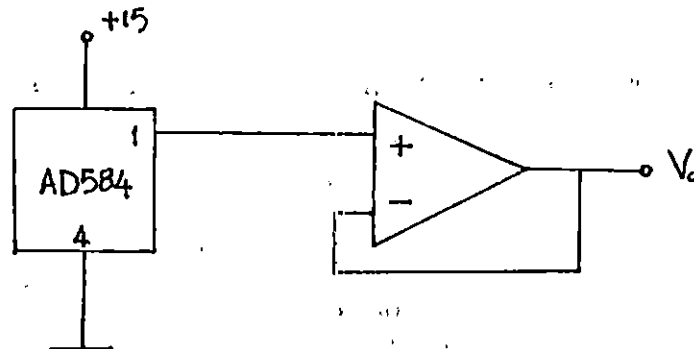


Figura 2.20. Etapa que sirve para suministrar la excitación del transductor BP01 a 5V, con lo cual su sensibilidad es de $30\mu\text{V}/\text{mmHg}$.

Debido a que por sí solo el AD584 no es capaz de atender los requisitos de corriente del transductor BP01, se emplea el OP27 en configuración no inversora. El suministro de corriente que puede entregar el OP27 es de 25 mA, que es suficiente para soportar el 1.25 mA que necesita el BP01.

3.2 CIRCUITO DE CALIBRACION.

Esta etapa produce una señal de amplitud y frecuencia fija necesaria para comprobar la calibración de ganancia del módulo. La amplitud de esta señal es de 1mV (correspondiente en este caso a una presión de 20mmHg), y una frecuencia de 10Hz.

El circuito de la señal de calibración se ha realizado mediante un temporizador 555 y una referencia programable

AD584. El 555 se encarga de producir la oscilación a la frecuencia de 10 Hz, y de dar la forma cuadrada a la señal. Mientras que el AD584 opera en modo estroboscópico, para mejorar la precisión en amplitud de la señal. Usando la red de división de tensión se escala la salida del AD584 de 5V a 1mV.

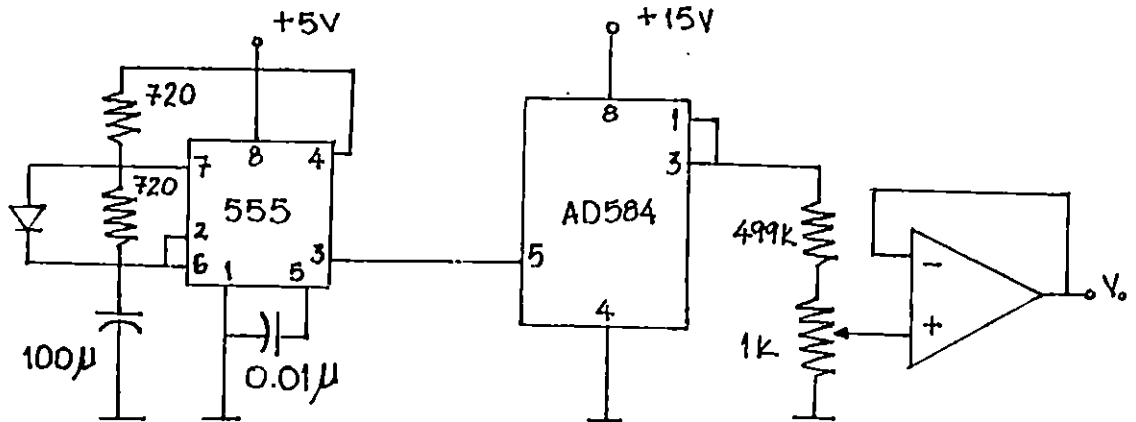


Figura 2.21. Circuito para la señal de calibración del módulo de acondicionamiento de presión venosa.

3.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

Las funciones que debe cumplir esta etapa es la de presentar un acoplamiento de alta impedancia, alto CMRR y proporcionar ganancia. Esta etapa se realiza con un amplificador AMP01, el cual proporciona excelentes prestaciones como amplificador de instrumentación.

La ganancia ajustada en esta etapa es de 181.81 mediante la colocación de los resistores $R_g = 10K\Omega$ y $R_f = 1.1K\Omega$; este valor se seleccionó de manera que pudieran colocarse valores de resistencias fijos. La ganancia del módulo se complementa en etapas posteriores.

El AMP01 proporciona una resistencia de entrada diferencial de más de $1G\Omega$ y un CMRR de 125Hz hasta aproximadamente las frecuencias de 40 Hz, lo cual es un conjunto de características ideales para este dispositivo. La excitación del dispositivo se realiza a $\pm 15V$ con una disipación de potencia de 500mW.

3.4 AJUSTE DE OFFSET

Este circuito está diseñado para compensar la variación en el offset del transductor BP01, que es de $\pm 6mmHg$ ó ± 300

μV . Dado que la ganancia nominal del módulo es de 2000, el circuito debe producir un nivel de $\pm 0.6\text{V}$.

Esta función se ha realizado combinando un interruptor, un resistor, un potenciómetro y un amp op OP27 (como seguidor de voltaje). Seleccionando un resistor de $1\text{M}\Omega$ el tamaño del potenciómetro se calcula así:

$$0.7 = \frac{R_x}{R_x + 1\text{M}} \quad (15)$$

Al resolver esta ecuación R_x resulta de $50\text{k}\Omega$. El interruptor permite cambiar la polaridad, y el OP27 suministra la corriente necesaria para mantener estable el voltaje ajustado.

3.5 SUMADOR

La etapa de suma esta diseñada para combinar la señal proveniente del transductor BP01 y la señal del circuito que ajusta el offset. Este circuito no proporciona ganancia, por lo cual todas las resistencias son iguales.

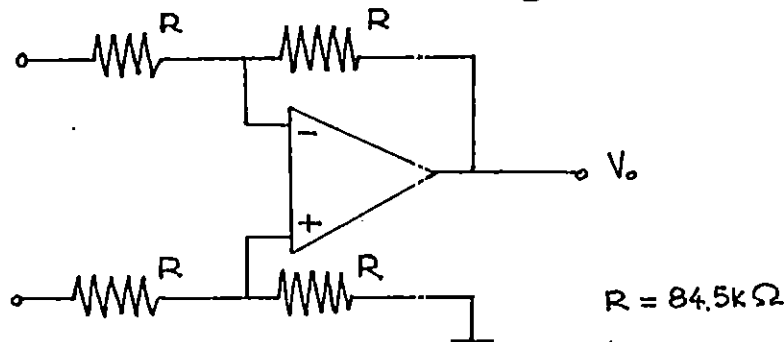


Figura 2.22. Etapa de suma para eliminar el voltaje de offset del transductor BP01.

3.6 GANANCIA VARIABLE

Esta etapa esta diseñada para proporcionar una ganancia nominal de 11, y en combinación con la ganancia de 181.81 del Amplificador de Instrumentación, completar la ganancia de 2000 que requiere el módulo.

El circuito empleado para entregar esta ganancia se ha hecho con un amp en configuración inversora. Las ecuaciones de diseño es la siguiente:

$$G = - \frac{R_F}{R_I} = -11$$

R_F se encuentra en el lazo de realimentación y su resistencia debe ser variable; mientras que R_I es un resistor de valor fijo. Para dimensionar los valores de resistencia, también se debe considerar que la hoja de datos asegura que el error en la sensibilidad del transductor BP01 es despreciable. Por lo anterior, se fija como ganancia mínima 10, y máxima, de 15, con lo cual la ganancia del módulo se expande desde 1818 hasta 2727.

La ganancia mínima de 10 establece la siguiente relación:

$$R_F = 10 \cdot R_I$$

Fijando R_I de $10K\Omega$ R_F debe ser de $100K\Omega$; esto implica que el lazo de realimentación tenga un resistor de $100K\Omega$.

La ganancia máxima de 15 establece la siguiente relación que sirve para dimensionar el tamaño del potenciómetro del lazo de realimentación:

$$R_F = 15 R_I = R_F' + R_P$$

$$R_P = 15(10K) - 100K$$

Por lo tanto, el potenciómetro que variará la ganancia debe ser de $50K\Omega$.

Para disminuir el efecto de ruido en la entrada del amp op OP27 se ha incluido un resistor, que se ha calculado como el paralelo de R_I y R_F .

3.7 FILTRO.

Se ha empleado un filtro activo de segundo orden con frecuencia de corte de 50Hz; la ganancia del filtro es unitaria.

3.8 SALIDA A OSCILOSCOPIO

Esta red debe tener la capacidad de dar una ganancia de 1 a 10. La realización se ha hecho en base a un amp op en configuración no inversora.

La ganancia mínima se obtiene cuando el potenciómetro de $100K\Omega$ esta en cero; mientras que la ganancia de 10 se

obtiene fijando 95 K Ω en dicho potenciómetro. La resistencia de entrada de la etapa es de 36.4K Ω y 70 Ω en la salida.

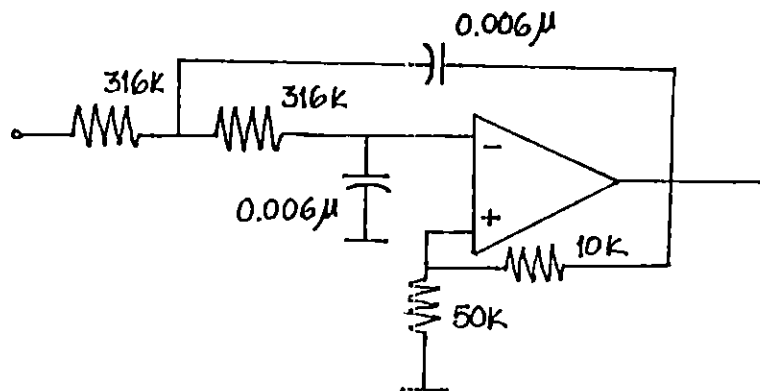


Figura 2.23 Filtro Butterworth Paso Bajo con frecuencia de corte de 50 Hz.

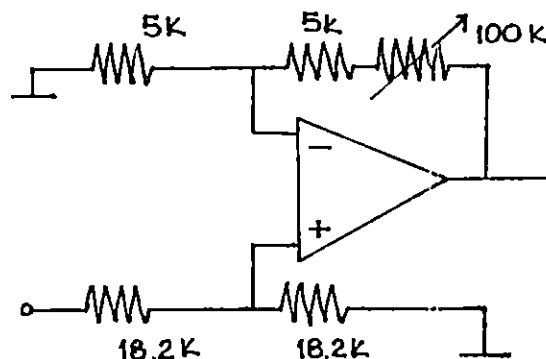


Figura 2.24 Etapa de ganancia variable para facilitar la presentación de la señal en un osciloscopio.

4.0 ACONDICIONAMIENTO DE LA SENAL DE FLUJÓ AEREO.

La obtención de la señal de flujo aéreo se hace mediante la medición de la diferencia de presión existente a través de un neumotacógrafo; esta medición es análoga al registro de la corriente eléctrica, donde la presión corresponde al voltaje, el flujo a la corriente y la resistencia neumática a la resistencia eléctrica; el flujo se obtiene dividiendo la diferencia de presión entre la resistencia nominal del neumotacógrafo.

La medición de la presión en la vía aérea se hace con un transductor 163SC01D48 de SenSym; este dispositivo tiene una alta resolución y es capaz de medir presiones en el rango de [-20,120]cmH₂O. Una característica importante del 163SC01D48

es la de ser un transductor que interiormente tiene su propia circuitería de acondicionamiento, entregando una señal que se extiende entre 1 a 6V. Tomando en cuenta lo anterior, el acondicionamiento de esta señal sólo consiste en tener un medio de compensar el offset, sin aplicar ninguna amplificación. El diagrama de bloques de la red de este módulo se presenta en la Figura 2.25.

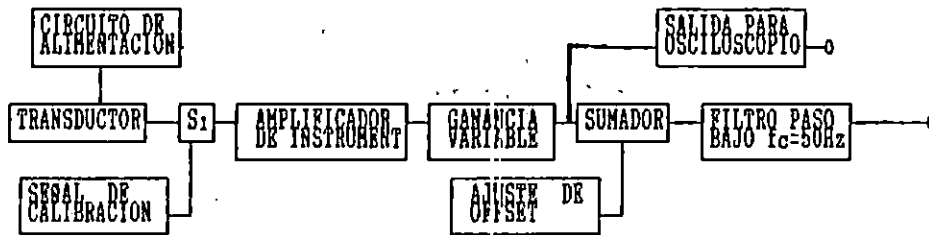


Figura 2.25 Diagrama de Bloques para el acondicionamiento de la señal de flujo aéreo.

4.1 CIRCUITO DE ALIMENTACION DE VOLTAJE.

El suministro de voltaje del transductor se ha seleccionado a ser de 10V, siguiendo el valor de referencia de la hoja de datos. Este voltaje se entrega haciendo una combinación entre el AD584 y un amp op OP27, como se muestra en la Figura 2.26.

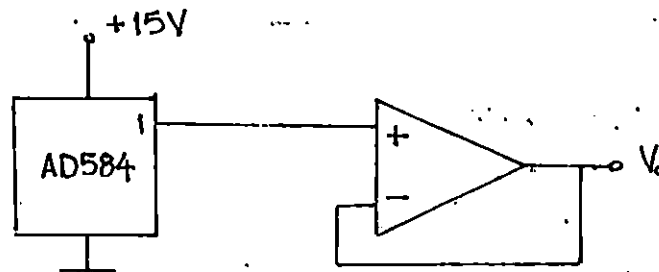


Figura 2.26. Etapa que sirve para proporcionar el suministro de potencia al transductor 163SC01D48.

Debido a que por sí solo el AD584 no es capaz de atender los requisitos de energía del transductor 163SC01D48, se emplea el OP27 en configuración no inversora. El suministro de corriente que puede entregar el OP27 es de 25mA (que es mayor de 10mA, que se necesita); la deriva de voltaje de $0.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ que combinado con la desviación máxima del AD584 de 30 ppm/ $^\circ\text{C}$ ($300\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) se obtiene una variación máxima del 0.003%FS.

4.2 CIRCUITO DE CALIBRACION.

Esta etapa produce una señal de amplitud y frecuencia fija necesaria para comprobar la calibración de ganancia del módulo. La amplitud de esta señal es de 1mV (correspondiente en este caso a una presión de 20mmHg), y una frecuencia de 10Hz.

El circuito de la señal de calibración se ha realizado mediante un temporizador 555 y una referencia programable AD584. El 555 se encarga de producir la oscilación a la frecuencia de 10 Hz, y de dar la forma cuadrada a la señal. Mientras que el AD584 opera en modo estroboscópico, para mejorar la precisión en amplitud de la señal. Usando la red de división de tensión se escala la salida del AD584 de 5V a 1mV.

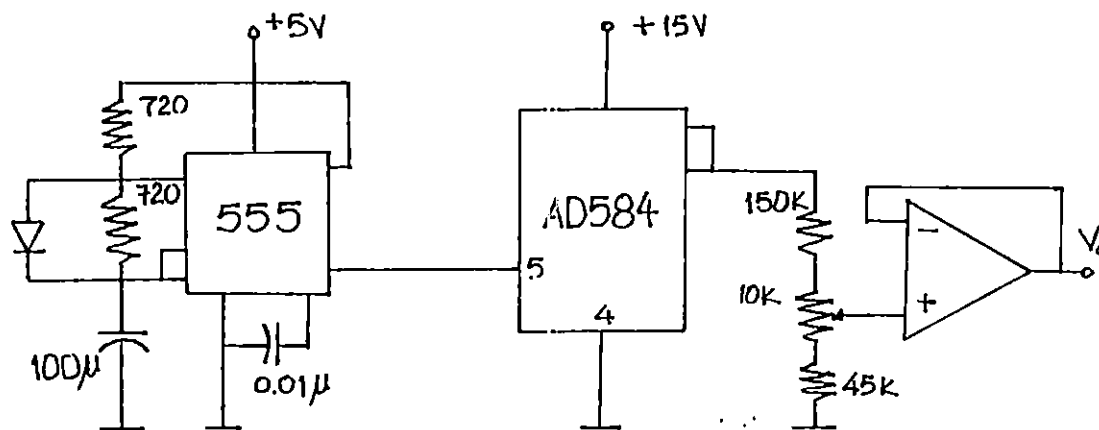


Figura 2.27. Circuito para la señal de calibración del módulo de acondicionamiento de presión venosa.

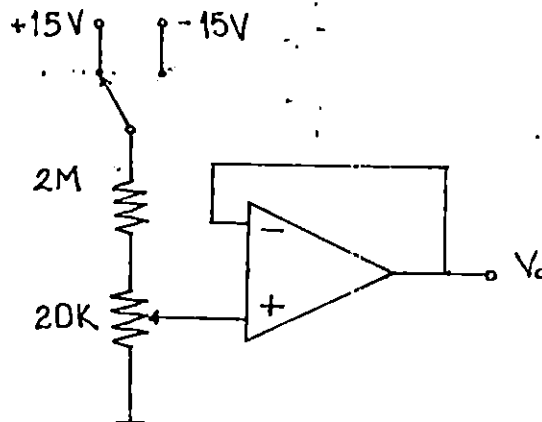


Figura 2.28. Etapa que sirve para obtener una modificación de la línea base.

4.3 AJUSTE DE OFFSET.

Este circuito esta pensado para producir una salida de $[-0.15, 0.15]V$, con la cual se elimine el error offset del 162SC01D48 en su rango completo.

Este circuito es capaz de proporcionar voltajes positivos y negativos conmutando el interruptor S_1 ; el amp op OP27 en configuración no inversora entrega la corriente que demanda la siguiente etapa. Los componentes fueron dimensionados de la siguiente manera: Dado que el máximo voltaje de salida debe ser de 0.15 se aplica el principio de división de tensión para deducir la fórmula de diseño:

$$0.15 = \frac{R_x}{R_x + R_B} \quad (15)$$

donde R_B es un resistor y R_x un potenciómetro. Escogiendo R_B de $2M\Omega$ (para tener un bajo consumo de potencia, de aproximadamente de $0.1mW$) se debe emplear un potenciómetro de $20K\Omega$.

4.4 SUMADOR.

La etapa de suma esta diseñada para combinar la señal proveniente del transductor 163SC01D48 y la señal del circuito de ajuste del offset. Este circuito no proporciona ganancia por lo que todas los resistores son iguales.

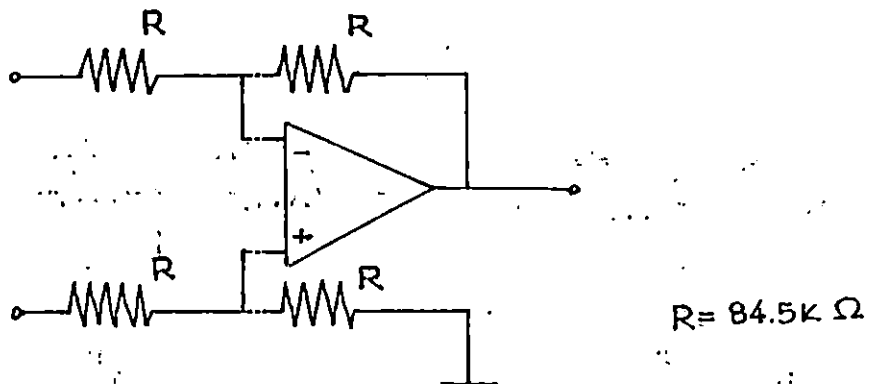


Figura 2.29. Etapa de Suma de las señales provenientes del transductor y del nivel dc para la corrección del offset del transductor 163SC01D48

4.5 ETAPA DE GANANCIA VARIABLE.

Esta red tiene que proporcionar una ganancia que se extienda entre 0.5 y 5; normalmente este módulo operará con una ganancia de 1, pues el rango de trabajo del 163SC01D48 es exactamente el rango que requiere las mediciones de presión en la vía aérea, de -20 a 120 cmH₂O. La etapa se ha diseñado en base a una configuración no inversora que se rige por la ecuación siguiente:

$$G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

Para obtener la ganancia mínima de 0.5 se tiene que disminuir la resistencia de R₃ hasta el valor de R₄, de lo cual se deduce que

$$R_1 = 3R_2$$

Como estos dos resistores son de valor fijo, la ganancia G queda así:

$$G = \frac{1}{4} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

Para dimensionar R₃ se sustituye la otra condición de ganancia igual a 5:

$$R_3 = 19 R_4$$

Escogiendo R₂ a ser de 10KΩ, R₁ debe ser 30KΩ pero se escoge un valor próximo de 30.1KΩ. Si se emplea un potenciómetro de 100KΩ, R₄ se fija a 5KΩ, por lo cual R₃ es un arreglo en serie de un resistor de 5KΩ y un potenciómetro de 100KΩ.

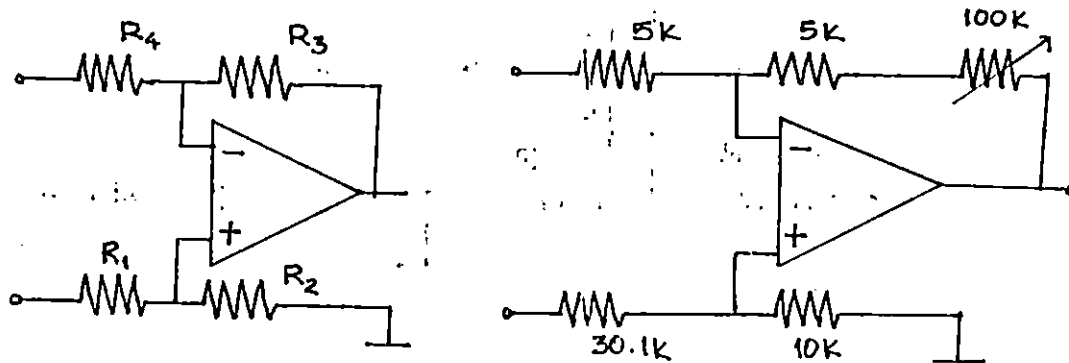


Figura 2.30. (a) Configuración no inversora del amp op; (b) Red diseñada para proporcionar ganancia.

4.6 FILTRO PASO BAJO.

Se ha empleado un filtro activo de segundo orden con frecuencia de corte de 50KHz; la ganancia del filtro es aproximadamente 1. Este mismo filtro funciona como filtro anti-aliasing, con lo cual se mejora la consistencia de los datos recuperados por el sistema de adquisición.

4.7 SALIDA A OSCILOSCOPIO

Esta red debe tener la capacidad de dar una ganancia de 1 a 10. La realización se ha hecho en base a un amp op en configuración no inversora.

La ganancia mínima se obtiene cuando el potenciómetro de 100K Ω esta en cero; mientras que la ganancia de 10 se obtiene fijando 95 K Ω en dicho potenciómetro. La resistencia de entrada de la etapa es de 36.4K Ω y 70 Ω en la salida.

CONCLUSIONES

En base a lo tratado en el presente capítulo se establecen las siguientes conclusiones:

- 1.- El acondicionamiento analógico necesario para dar el tratamiento debe cumplir con los requerimientos siguientes: acoplamiento de alta impedancia y alto CMRR; amplificación; desplazamiento; restricción de la banda de frecuencias; protección eléctrica.
- 2.- El uso de amplificadores de aislamiento de tipo óptico impone la necesidad de poseer dos fuentes de polarización para garantizar un aislamiento efectivo.
- 3.- La amplificación nominal de cada módulo se calcula en función del rango de salida del transductor y el rango de entrada del convertidor A/D.
- 4.- Es recomendable emplear capacitores de acoplo a las entradas de alimentación de los amplificadores para disminuir el ruido.
- 5.- Se debe incluir un medio de compensar el offset de los amplificadores destinados a realizar la pre-amplificación de las señales, debido a que el voltaje offset del dispositivo es comparable al nivel de entrada de la señal proveniente del transductor.
- 6.- Cuando se acondiciona señales provenientes de transductores que poseen su propia circuitería de acondicionamiento, no son necesarias etapas de entrada complejas.
- 7.- Los dispositivos electrónicos que se empleen para el acondicionamiento de señales provenientes del cuerpo humano, deben ser de precisión, de muy bajo ruido y de bajo offset.
- 8.- La señal de calibración sirve para verificar o comprobar el estado de la ganancia y línea base del módulo. La amplitud de la señal sirve para establecer el estado de la ganancia y del desplazamiento, y la forma de la señal puede ayudar a establecer el comportamiento en frecuencia.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Webster, John G. . ed. Medical Instrumentation. Application and design. Boston: Houghton Mifflinn Company, 1978.
- [2] Millman, Jacob. Microelectrónica Circuitos y Sistemas Analógicos y Digitales. Madrid: Editorial Hispano Europea, S.A., 1981.
- [3] Boylestad, Robert y Nashelsky, Louis. Electrónica Teoría de Circuitos. México: Prentice Hall Hispanoamérica, S.A., 1988.
- [4] Sout, David F. y Kaufman, Milton, Handbook of Operational Amplifier Circuit Design. New York: Mc Graw-Hill, 1976.
- [5] H. Sheingolg, Daniel H.. ed. Transducer Interfacing Handbook. A Guide to Analog Signal Conditioning. Massachusetts: Analog Devices, 1981.
- [6] Metting van Rijn, A. C.; Peper, A; y Grimbergen, C. A.. The Isolation Mode Rejection Ratio in Bioelectric Amplifier. IEEE Transc. Biomedic Eng., vol BME-38, Noviembre 1991, pp 1154-1157.

CAPITULO

III

DISEÑO DE LA INTERFASE PARA ADQUISICION DE DATOS.

Introducción.

En esta capítulo se presenta lo concerniente al diseño del subsistema de Adquisición así como de la INTERFACE de comunicación con la PC/AT.

Se comienza enumerando las especificaciones sobre las cuales está basado el diseño, formando para ello el diagrama de bloques que fundamenta el diseño.

Una vez se tiene formulado el diagrama de bloques, se hace una selección de los dispositivos o circuitos que realicen la tarea específica de un bloque. Los criterios sobre los cuales se hace esta selección están basados primeramente en la simplificación de la tarea en un solo circuito integrado, el consumo de potencia, etc.

Luego de esta clasificación, se hace un análisis completo de cada dispositivo, formulando diagramas de tiempo de las señales que intervienen en la transferencia de datos hacia el computador. También el análisis incluye detalles de programación de dispositivos programables así como diseño de la circuitería lógica que es usada como complemento para la transferencia efectiva de los datos.

Al final se concluye con el diseño completo de la interface integrando cada uno de los circuitos que representan cada bloque dentro del diagrama general de la interface, tomando en cuenta criterios de carga y acople de cada sub-sistema.

1.0 CARACTERISTICAS DEL SISTEMA.

1. Muestrear ocho señales analógicas.
2. Conversión de señales de A/D.
3. Transmitir los datos digitales hacia el computador, por medio de interrupciones.
4. Variar la frecuencia de muestreo por software.
5. Los canales de entrada analógica deben ser controlados por software.

2.0 DIAGRAMA DE BLOQUES.

Para que el sistema pueda realizar las funciones que se especifican , es necesario tener en el sistema por lo menos los siguientes bloques:

1. Adquisición de datos.
2. INTERFACE con el computador.
3. Control de frecuencia de muestreo.
4. Control de direcciones.

La función que cada bloque desempeña dentro del sistema en general es detalla a continuación.

ADQUISICION DE DATOS.

La función principal de este bloque es la de recibir, retener y convertir una señal analógica a un formato digital para que pueda ser transferido hacia la INTERFACE a una frecuencia y secuencia de muestreo.

Los Sub-bloques que lo componen son:

- a) Multiplexor analógico.
- b) Retenedor de muestra. (S/H)
- c) Convertidor A/D.

INTERFACE CON EL COMPUTADOR..

Este bloque se encarga de la comunicación y la gestión entre el sistema de adquisición de datos, el sistema de control y la PC.

CONTROL DE FRECUENCIA DE MUESTREO.

Su función es la de generar la frecuencia adecuada para el muestreo y de sincronizar la adquisición de los datos con la transferencia de los mismos.

CONTROL DE DIRECCIONES.

Se encarga de colocar la información proveniente de la CPU en el lugar correcto, además de mantener y controlar la secuencia de la adquisición de los datos.

La figura 3.1 muestra el diagrama de bloques básico de la interface.

3.0 SELECCION DE DISPOSITIVOS

La selección de dispositivos para diseñar la interface de adquisición de datos, esta basada en los siguientes criterios:

1. Existencia en el mercado de dispositivos integrados que incluyan la mayor parte de las funciones de un bloque determinado.
2. Consumo de potencia.
3. Programación desde software.
4. Estabilidad de la señal de salida.
5. Inmunidad al ruido.
6. Niveles de voltaje de alimentación.

En la mayoría de los casos, los bloques son sustituidos por dispositivos que integran las tareas, y en otros se sustituyen por un circuito construido en base a elementos discretos.

- Para la adquisición de señales y conversión se utiliza el CI SI8601 de Siliconix, que integra las tareas de Adquisición, multiplexación, compatibilidad con PC y conversión A/D. Voltaje de alimentación de +/- 5V, Consumo de potencia 50mW.

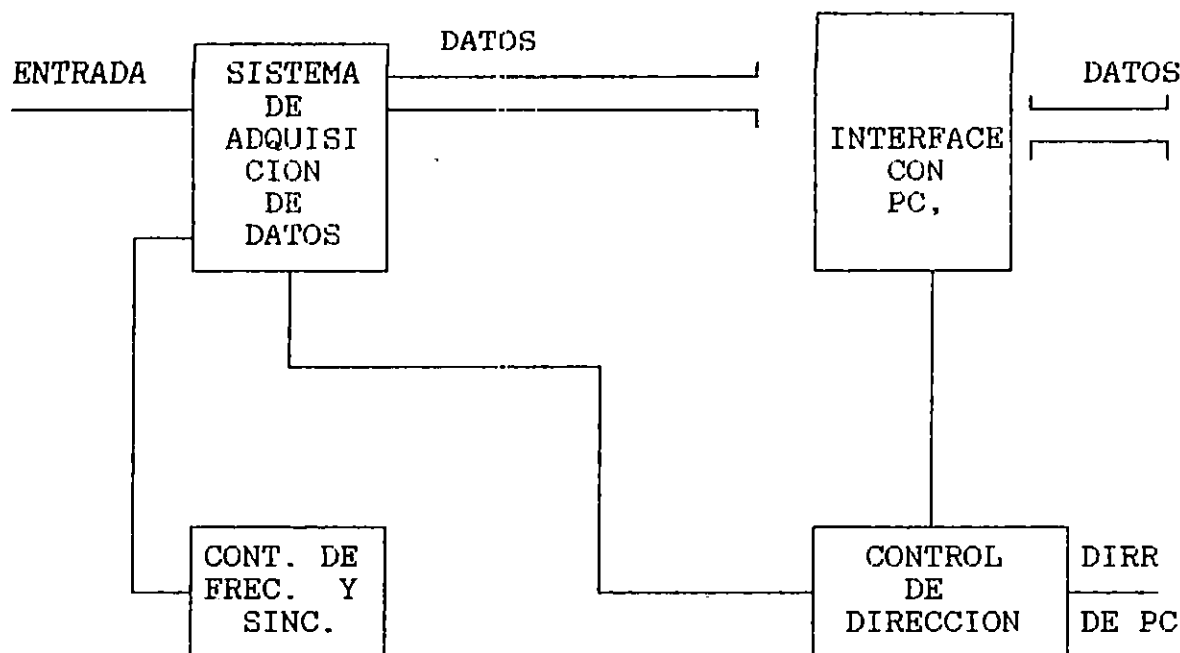


Figura 3.1. Diagrama del Sistema de Adquisición de Datos y Control.

- Para la INTERFACE con el computador se usa el CI PPI 8255A de Intel; este dispositivo, presenta la opción de generar interrupciones con señales de "handshaking" para comunicación con los periféricos. Puede ser programado por software, en tres modos de operación. Voltaje de alimentación 5V, consumo de potencia 1W.
- Para el control de la frecuencia por medio de software, el CI PIT 8253/5 de Intel simplifica la tarea, ya que es un dispositivo programable por software. Solamente es necesario colocarle una frecuencia base de entrada para poder programar la frecuencia deseada en el rango de DC hasta la frecuencia base. El dispositivo también puede funcionar en otros modos de operación. Voltaje de alimentación 5V, consumo de potencia 0.5W.
- La tarea de Control de Direcciones y sincronismo, es realizada por decodificadores de 4/16 y de 2/4 líneas; en el primer caso la tarea es desempeñada por el CI SN74154, y el segundo CI SN74155. Estos dispositivos actúan en conjunto con una circuitería digital diseñada para el control de direcciones. Voltaje de alimentación 5V, consumo de potencia 0.3W.

4.0 DESCRIPCION DETALLADA DE DISPOSITIVOS.

1) PPI 8255A (PROGRAMMABLE PERIPHERICAL INTERFACE)

Su función principal es la comunicación entre la CPU y los dispositivos periféricos, especialmente con el sistema de adquisición de datos.

DESCRIPCION GENERAL.

El diagrama de bloques de este dispositivo aparece en la figura 3.2.

A continuación se detalla cada uno de los bloques y señales de entrada y salida que componen la PPI8255A.

DATA BUS BUFFER :

Este es un buffer bidireccional de tres estados de 8 bits, que es usado para interfazar la CPU con el 8255A.

LOGICA DE LECTURA Y ESCRITURA: La función de este bloque es la de manejar la transferencia interna y externa de los datos y control o palabras de estado.

CS (Chip Slect):

Un cero en esta entrada habilita la comunicación entre el 8255A y la CPU.

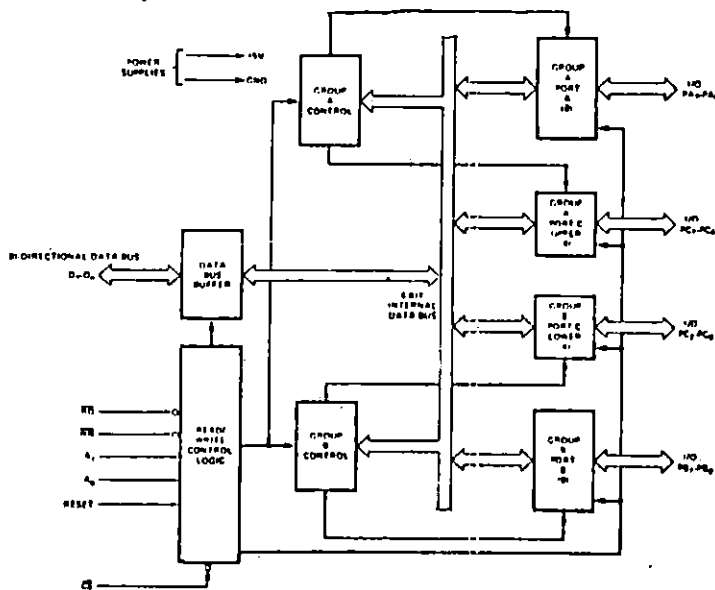


Figura 3.2. Diagrama de bloques de la PPI 8255A.

RD (Read):

Un cero en esta entrada habilita al 8255A a emitir datos o información de estado a la CPU sobre el bus de datos. En esencia esta señal permite a la CPU leer desde el 8255A.

WR (Write):

Un cero en este pin de entrada habilita a la CPU a escribir datos o palabras de control en el 8255A.

A0 y A1 (Port Selec 0 y Port Selec 1):

Estas señales de entrada en conjunto con RD y WR, controlan la selección de uno de los tres puertos o registros de la palabra de control.

A1	A0	RD	WR	CS	OPERACION DE ENTRADA
0	0	0	1	0	P A BUS DATOS
0	1	0	1	0	P B BUS DATOS
1	0	0	1	0	P C BUS DATOS
					OPERACION DE SALIDA
0	0	1	0	0	BUS DATOS P A
0	1	1	0	0	BUS DATOS P B
1	0	1	0	0	BUS DATOS P C
1	1	1	0	0	BUS DATOS CONTROL
					FUNCION DE DESHABILITACION
X	X	X	X	1	BUS DATOS 3 - STA
1	1	0	1	0	CONDICION ILEGAL
X	X	1	1	0	BUS DATOS 3 - STA.

Figura 3.3. Condiciones de operación básica del 8255A

RESET:

Un uno (1) en esta entrada limpia los registros de control y todos los puertos (A, B y C) son colocados en modo de entrada.

CONTROLES DEL GRUPO A Y B:

La configuración funcional de cada puerto es programada por el software del sistema. La CPU escribe una palabra de control al 8255A. La palabra de control contiene información tal como "modo", "bit set", etc., que inicializa la configuración funcional del 8255A.

CONTROL GRUPO A - PUERTO A Y LINEAS MAS SIGNIFICATIVAS
DEL
PUERTO C

CONTROL GRUPO B - PUERTO B Y LINEAS INFERIORES DE PUERTO C

PUERTOS A, B Y C:

El 8255A contiene 3 puertos de 8 bits (A, B y C). Todos pueden ser configurados en una amplia variedad de características funcionales por el software del sistema, pero cada uno teniendo sus propia característica.

PUERTO A:

Un buffer/latch de salida de 8 bits y un buffer de entrada de 8 bits.

PUERTO C:

Un latch/buffer de salida de 8 bits y buffer de entrada de 8 bits. Este puerto puede ser dividido en dos puertos de 4 bits por medio de la palabra del modo de control. Cada puerto de 4 bits contiene un latch y este puede ser usado para el control de señales de salida y estado de señales de entrada en conjunto con los puertos A y B.

DESCRIPCION OPERACIONAL DEL 8255A.

SELECCION DEL MODO:

Hay tres modos básicos de operación que pueden ser seleccionados por el software del sistema:

MODO 0: Entrada/Salida básica.

MODO 1: Entrada/Salida con Handshaking.

MODO 2: Bus bidireccional con Handshaking.

La figura 3.4 muestra como debe ser el formato de la palabra de definición del modo de operación.

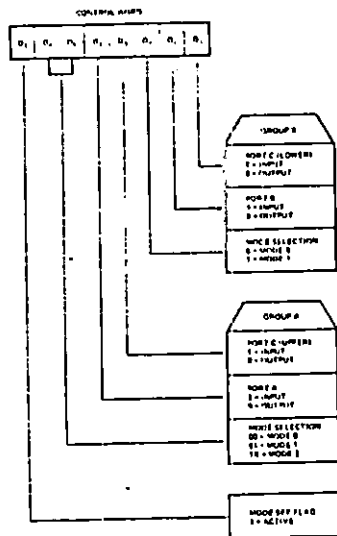


Figura 3.4. Formato de definición del modo

CARACTERISTICA SET/RESET DE UN SOLO BIT.

Cualquiera de los ocho bits del puerto C puede ser SET o RESET, usando una sola instrucción de salida. Esta característica reduce requerimientos de software en aplicaciones basadas en control.

La figura 3.5 ilustra el formato de definición para funciones de bit SET/RESET del puerto C.

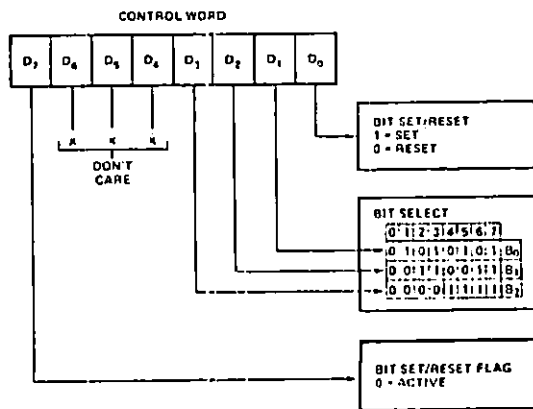


Figura 3.5. Formato Bit SET/RESET.

MODOS DE OPERACION.

MODOS 0: Esta configuración provee operaciones de E/S simple para cada uno de los tres puertos. No se requiere "handshaking", los datos son simplemente leídos o escritos desde un puerto específico.

DEFINICIONES FUNCIONALES BASICAS EN MODO 0:

- Dos puertos de 8 bits y dos de 4 bits.
- Cualquier puerto puede ser E/S.
- Las salidas son enclavadas (latched).
- 16 configuraciones de E/S son posibles en este modo.

MODO 1

Esta configuración provee un medio para transferir datos de E/S desde un puerto específico en conjunto con señales strobes o "handshaking". En modo 1 el puerto A y el puerto B usa las líneas del puerto C para generar o aceptar estas señales de "handshaking".

DEFINICIONES FUNCIONALES BASICAS EN MODO 1:

- Dos grupos de 12 líneas (Grupo A y Grupo B).
- Cada grupo contiene un puerto de 8 bits y un puerto de control de datos de 4 bits.
- El puerto de 8 bits puede ser de entrada o salida; ambas salidas y entradas son enclavadas.
- El puerto de 4 bits es usado para control de un puerto de 8 bits.

La figura 3.6 muestra el diagrama pictórico de la PPI 8255A, cuando esta operando en modo 1.

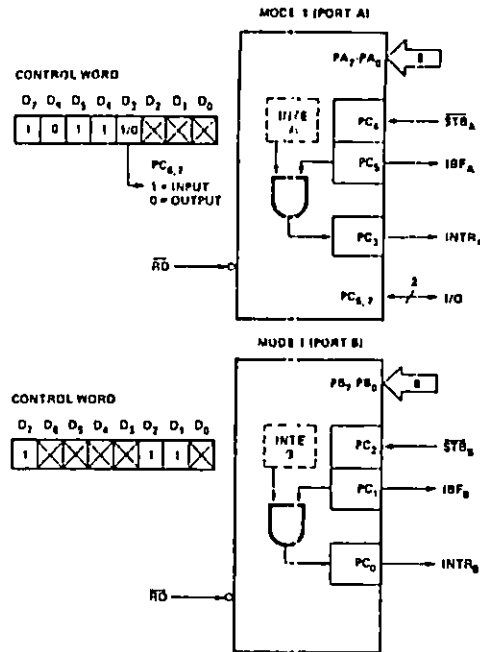


Figura 3.6. Diagrama pictórico del Modo 1 de la PPI 8255A.

DEFINICION DE LAS SEÑALES DE CONTROL DE ENTRADA.

STB (Strobe input): Un nivel bajo en esta entrada, carga datos en el "latch" de entrada.

IBF (Input Buffer Full F/F): Un nivel alto en esta salida indica que los datos han sido cargados en el latch de entrada.

INTR (Interrupt Request): Un nivel alto en esta salida puede ser usado para interrumpir a la CPU cuando un dispositivo de entrada está solicitando servicio. INTR es SET cuando STB es uno, IBF es uno e INTE es uno. INTR es vuelto a su estado inicial por la transición negativa de RD. Este procedimiento permite a un dispositivo de entrada, solicitar servicio desde la CPU por simple "strobing".

INTEA es controlado por el bit SET/RESET de PC4.

INTEB es controlado por el Bit SET/RESET de PC6.

Las señales que intervienen en el MODO 1 se muestran en la Figura 3.7. Los valores para los tiempos mostrados, así como su significado aparecen en la tabla de características de la PPI 8255A del ANEXO al final de este documento.

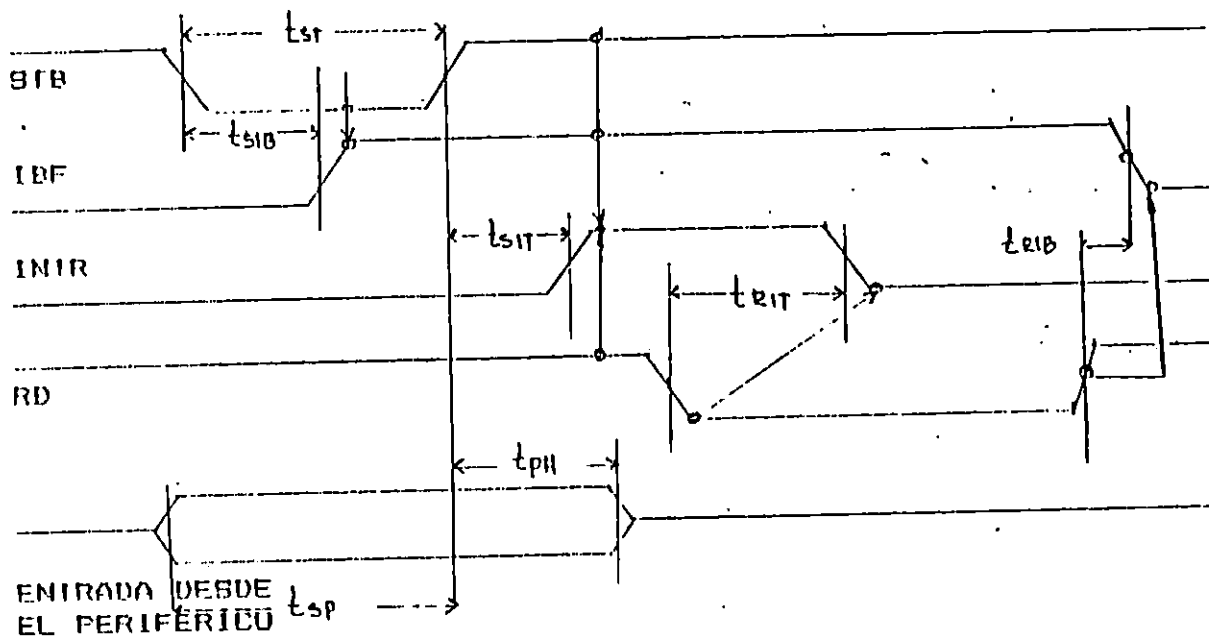


Figura 3.7 Diagrama de señales de tiempo del 8255A.

II) CONTROL DE LA FRECUENCIA.

Una de las ventajas que debe ofrecer una interface de Adquisición de Datos es su flexibilidad para variar la frecuencia de muestreo en el rango de valores a muestrear, y que su resolución sea lo más pequeña posible. Lo más importante es que desde el software del sistema se pueda modificar antojadizamente el valor de la frecuencia. Para lograr esto se utiliza el PIT 8253/5 de INTEL.

PIT 8253/5 (PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER).

DESCRIPCION FUNCIONAL

El 8253 es un contador de intervalos de tiempo programable. Su función es similar a la de un elemento multi-tiempo de propósito general que puede ser tratado como un arreglo de puertos E/S en el software del sistema.

Funciones del PIT 8253/5:

- a) Generación de tiempo de retardo bajo control del software
- b) Generador de tasas programable
- c) Contador de eventos
- d) Multiplicador de tasas binarias
- e) Reloj de tiempo real
- f) Monoestable digital

DIAGRAMA DE BLOQUES.

La Figura 3.8 muestra el diagrama de bloques interno de este componente. En seguida se explica cada uno de ellos.

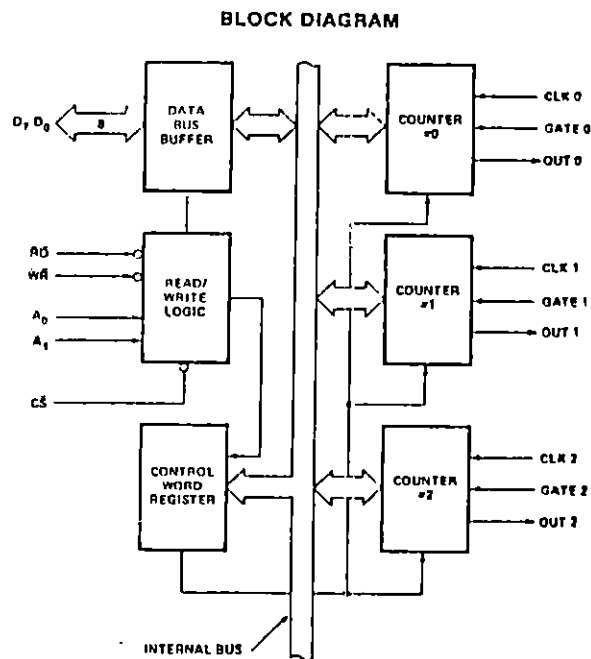


Figura 3.8. Diagrama de bloques del PIT8253/5.

BUFFER DE BUS DE DATOS

Este buffer bidireccional de 8 bit y de tres estados, es usado para conectar el 8253 al bus de datos del sistema.

Funciones básicas:

- Programación de los modos de operación del 8253.
- Carga el valor de conteo para cada registro.
- Lee el valor de conteo.

READ/WRITE LOGIC:

La lógica READ/WRITE acepta entradas desde el bus del sistema y sirve para generar señales de control de todo el chip. Este es habilitado o deshabilitado por CS.

RD (Read):

Un nivel bajo en esta entrada informa al 8253 que la CPU está tomando datos del valor de conteo del registro.

WR (Write):

Un nivel bajo esta entrada informa al 8253 que la CPU está escribiendo datos en la forma de modo de operación o cargando los contadores a su valor de conteo.

AO, A1:

Estas entradas son normalmente conectadas al bus de direcciones. Su función es seleccionar uno de los tres contadores que será utilizado y direccionar el registro de control para el modo de selección.

CS (Chip select):

Un nivel bajo en este pin de entrada habilita al 8253. No puede ocurrir ni lectura, ni escritura sobre el chip si esta línea no está habilitada.

La tabla xx muestra los distintos estados de las señales anteriormente descritas para el funcionamiento normal del Chip.

REGISTRO DE LA PALABRA DE CONTROL:

El registro de la palabra de control es seleccionado cuando A0, A1 son 1 1. Este acepta información desde el buffer del bus de datos y almacena éste en el registro. La información almacenada en este registro controla el modo de operación de cada contador, selección de conteo binario o BCD y la cantidad de conteo de cada registro.

Tabla 3.1. Estados de señales del PIT 8253-5.

CS	RD	WR	A1	A0	
0	1	0	0	0	Carga el contador 0
0	1	0	0	1	Carga el contador 1
0	1	0	1	0	Carga el contador 2
0	1	0	1	1	Escribe palabra de modo
0	0	1	0	0	Lee contador 0
0	0	1	0	1	Lee contador 1
0	0	1	1	0	Lee contador 2
1	x	x	x	x	Deshabilita-3-estado
0	1	1	x	x	No operación-3-estado

CONTADORES

Estos tres bloques funcionales son idénticos en operación. Cada contador consiste de un sólo contador de 16 bit, reinicializable y de conteo descendente. El contador puede operar ya sea en conteo binario o BCD; y sus entradas y salidas son configuradas por la selección del modo, almacenado en el registro de la palabra de control.

Los contadores son completamente independientes y cada uno puede tener modo de configuración y conteo separado, binario o BCD.

PROGRAMACION DEL 8253.

Todos los modos para cada contador son programados por el software por simple operaciones de E/S.

Cada contador del 8253 es individualmente programado con la escritura de un byte de control en el registro de la palabra de control.

Las Tablas 3.2 ilustran el formato de la palabra de control.

Tablas 3.2. Formato de la palabra de control.

FORMATO DE LA PALABRA DE CONTROL

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
SC1	SC0	RL1	RLO	M2	M1	M0	BCD

Definición del control

SC: Selección del Contador

SC1	SC0	
0	0	Selecciona el contador 0
0	1	Selecciona el contador 1
1	0	Selecciona el contador 2
1	1	Condición ilegal

RL: Lectura/Carga

RL1	RLO	
0	0	Operación de enllavado del contador
0	1	Lee o carga el byte más significativo solamente
1	0	Lee o carga el byte menos significativo solamente
1	1	Lee o carga el byte menos significativo primero luego el byte más significativo

Tablas 3.2. Formato de la palabra de control. (Continuación...)

M: MODO

M2	M1	M0	
0	0	0	Modo 0
0	0	1	Modo 1
x	1	0	Modo 2
x	1	1	Modo 3
1	0	0	Modo 4
1	0	1	Modo 5

BCD:

0	Contador binario de 16 bits
1	Contador en BCD de 4 décadas

MODOS DE OPERACION.

- Modo 0: Interrupción sobre conteo terminal
- Modo 1: Monoestable programable
- Modo 2: Generador de tasas
- Modo 3: Generador de tasas de forma de onda
- Modo 4: Strobed disparado por software
- Modo 5: Strobed disparado por hardware.

III) SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS Si 86001.

Este Sistema de Adquisición de Datos contiene un multiplexor analógico de 8 canales, circuito de función Sample and Hold, un convertidor A/D por aproximaciones sucesivas de 25µs compatible con microprocesador; todo esto integrado en un solo Chip. El sistema está diseñado para uso en sistemas de adquisición de datos de propósito general, en procesos de control, sistemas de diagnostico, etc.

El multiplexor de 8 canales puede ser controlado por un microprocesador, usando tres líneas de dirección para seleccionar cualquiera de los ocho canales. La señal de

entrada es entonces "muestreada" por un microprocesador y trasladada al convertidor A/D de alta velocidad de 8 bits, el cual usa un arreglo de capacitores que hacen la conversión por medio de un algoritmo de aproximaciones sucesivas en un tiempo de 25µs.

Los datos de salida y las direcciones de entrada son enclavadas durante el proceso de conversión y pueden ser habilitadas en el momento deseado, por medio de señales de control.

La figura 3.9 presenta el diagrama de bloques de este CI.

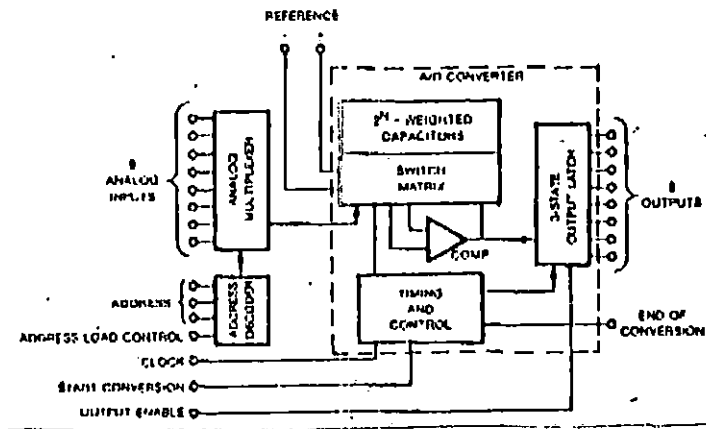


Figura 3.9. Diagrama de bloques del sistema de Adquisición de Datos Si86001.

PRINCIPIOS DE OPERACION.

El multiplexor analógico selecciona 1 de los 8 canales de entrada de acuerdo al código de direcciones. La señal address-load-control (ALC) transfiere y enclava el código dentro del decodificador en la transición positiva de la señal.

La transición positiva del pulso de arranque (START) deshabilita la salida, y es en ese momento cuando da inicio el proceso de muestreo que finaliza 8 periodos de reloj después. Todo el proceso de conversión termina 25 periodos de reloj después de haberse dado el pulso de arranque. Si se desea otra conversión, esta debe de comenzar luego de haber terminado los 25 periodos de reloj necesarios para que una conversión sea completada.

El siguiente diagrama de señales (ver figura 3.10) muestra como las señales del Si 86001 actúan en el proceso de adquisición y conversión de los datos.

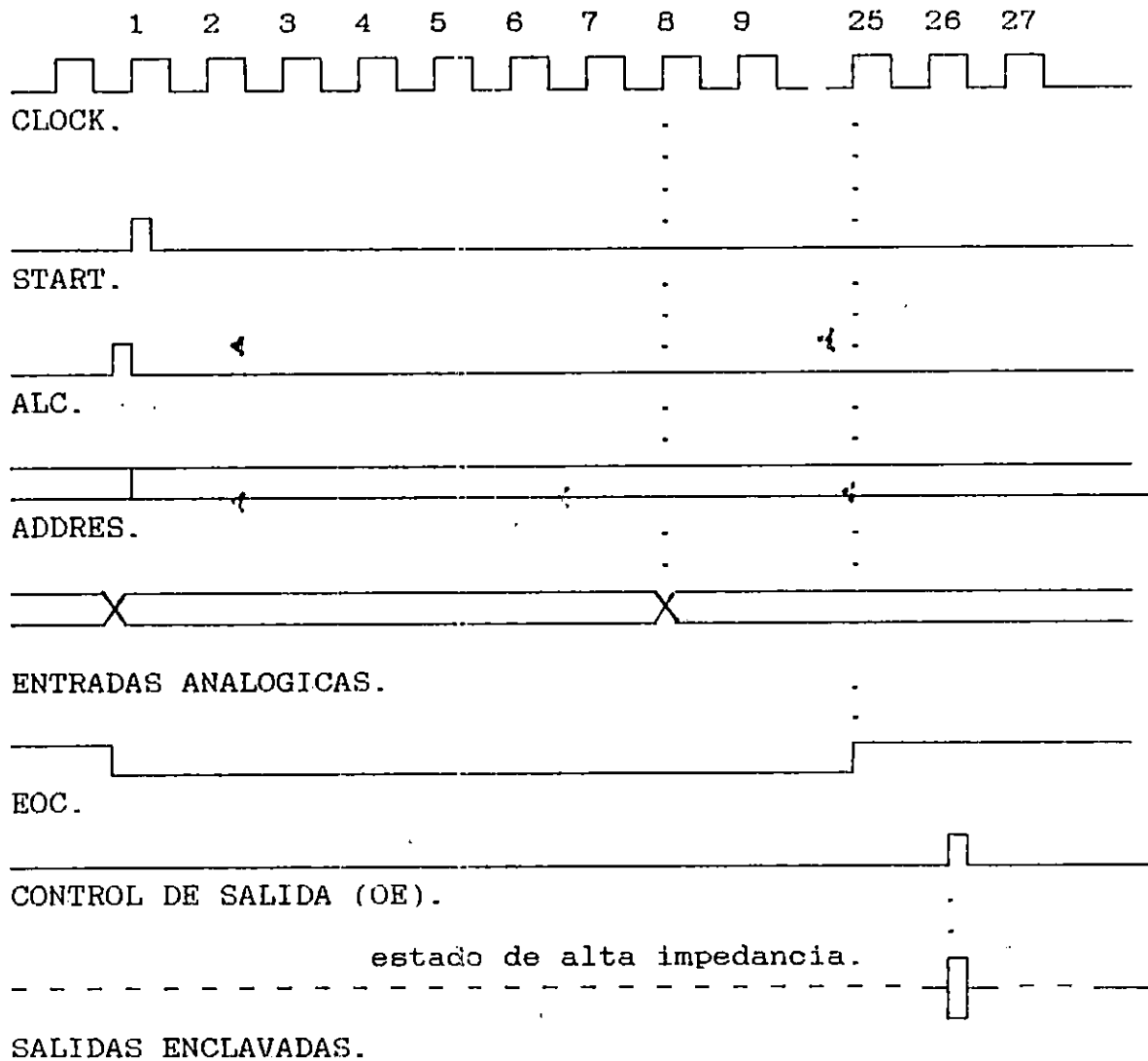


Figura 3.10. Diagrama de señales para el DAS Si86001.

5.0 ANALISIS EN TIEMPO DE LAS SEÑALES DEL SISTEMA Y DISEÑO LOGICO.

El proceso de adquisición comienza cuando los pulsos ALC y START son introducidos en el Sistema de Adquisición de Datos. Estos pulsos son generados por tres multivibradores.

El primer pulso ALC de una duración de 200nS valida la dirección del canal a muestrear, el segundo START, producido por dos multivibradores en cascada de una duración de 100nS

cada uno, inicia la conversión del canal seleccionado por ALC.

La figura 3.11. presenta el diagrama en bloques de la situación antes mencionada.

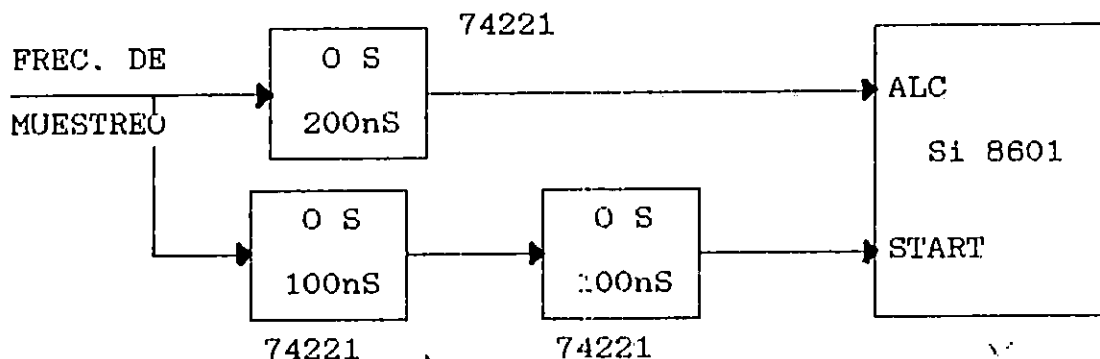


Figura 3.11. Generación de señales ALC y START.

Cuando una conversión ha terminado, la señal EOC (End of Conversion) del Si8601 cambia al estado alto. Esta transición es aprovechada para disparar un multivibrador de 500nS con salida negada que notifica a la PPI 8255A que se hará una transmisión de datos; esta señal es llamada STB.

Aproximadamente 100nS después de que esta señal ha sido emitida, la PPI transmite la señal IBF (Input Buffer Full) que confirma al Si8601 que los datos transmitidos han sido cargados en el buffer de entrada de la PPI.

La señal IBF en conjunto con la STB constituyen las señales de "handshaken" de comunicación entre el Si8601 y la PPI8255.

la combinación de las señales IBF y STB dan resultado a una nueva señal llamada OE (Output Enable) que va directamente al DAS. Esta señal lo que en realidad hace es habilitar o deshabilitar el buffer de salida del Si8601 para iniciar o finalizar una transmisión de datos.

La figura 3.12 ilustra la situación antes mencionada.

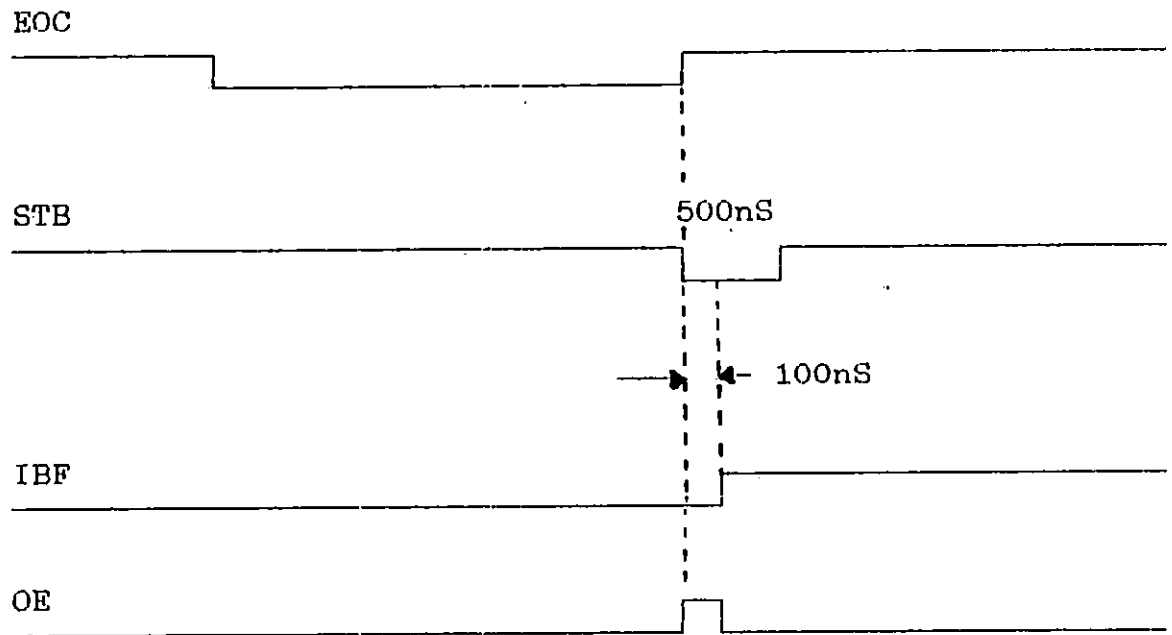


Figura 3.12. Secuencia de las señales de comunicación entre la PPI8255A y el DAS Si8601.

Para poder generar la señal OE se hace una combinación lógica entre las señales STB e IBF, dando como resultado la siguiente tabla de verdad.

STB	IBF	OE
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

El circuito que representa esta función aparece en la figura 3.13.

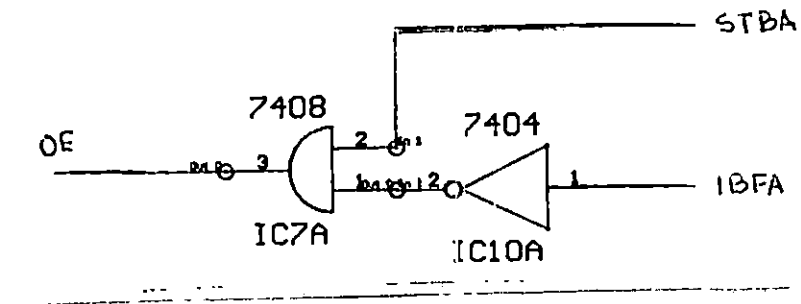


Figura 3.13. Circuito de generación de la señal OE.

La señal STB necesita ser negada para poder combinarse con IBF. Pero la señal STB es generada desde un multivibrador que posee salida negada, por lo tanto se usa esta salida para aprovechar eficientemente los circuitos ya implementados.

El siguiente diagrama circuital muestra todos componentes de comunicación entre la PPI y el DAS.

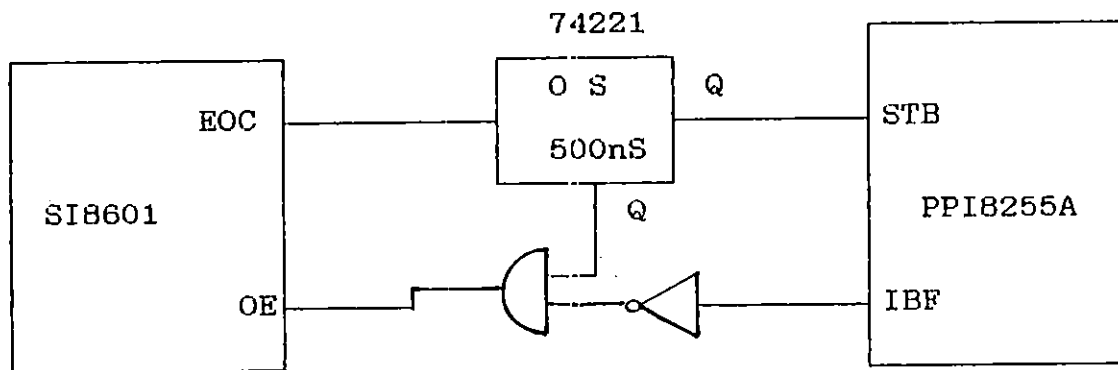


Figura 3.14. Componentes de comunicación entre PPI y DAS.

Cuando la señal STB regresa al nivel alto e IBF está en nivel alto, la PPI genera una señal de interrupción. La señal de INTERRUPCION se mantiene en este estado, hasta que la CPU hace una operación de lectura o escritura. La figura 3.15 muestra la secuencia lógica en que intervienen estas señales.

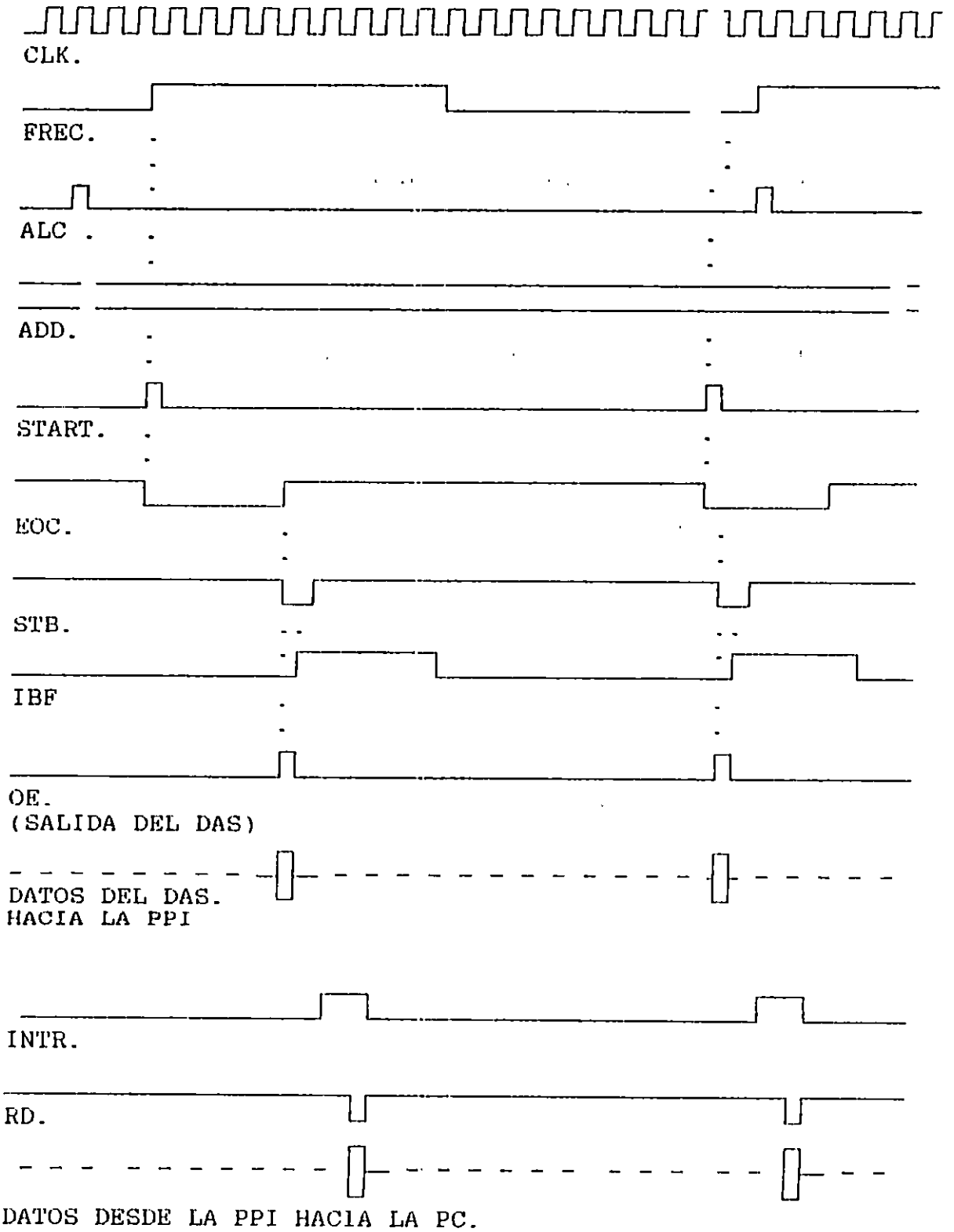


Figura 3.15. Diagrama de señales para la Interfase de Adquisición y control.

PROGRAMACION DE PERIFERICOS.

En esta parte se definen las instrucciones y datos que son emitidos desde la CPU hacia los distintos dispositivos periféricos programables que se utilizan en la interface para que puedan generar las señales que intervienen en la adquisición de datos

I) PPI8255A.

PUERTO A	MODO 1 (ENTRADA)
PUERTO B	MODO 0 (SALIDA)
PUERTO C	LINEAS DE CONTROL.

PALABRA DE CONTROL

BINARIO	1 0 1 0 0 0 0 0
HEX.	A0

LINEAS DE CONTROL DEL PUERTO C.

PC0, PC1, PC2	CONTROL DE DIRECCIONES DEL DAS.
PC4	STB
PC5	IBF

HABILITACION DE INTERRUPCIONES

BINARIO	0 0 0 0 1 0 0 1
HEX	0 9

DESHABILITACION DE INTERRUPCIONES

BINARIO	0 0 0 0 1 0 0 0
HEX	0 8

II) PIT 8253-5.

A) CONTADOR 0

MODO DE OPERACION

MODO 0

USO

GENERACION DE RESET PARA PPI.

PALABRA DE CONTROL

BINARIO 0 0 1 1 0 0 0 0

HEX. 3 0

B) CONTADOR 1

MODO DE OPERACION

MODO 3

USO

GENERACION DE FRECUENCIA DE MUESTREO

PALABRA DE CONTROL

BINARIO 0 1 1 1 0 1 1 0

HEX. 7 6

DISEÑO DE LA CIRCUITERIA DE CONTROL DE DIRECCIONES Y DISTRIBUCION DE PUERTOS.

Para este control se han utilizado los decodificadores CI 74154 y 74155. En el primer caso, el decodificador es de 4 líneas a 16 y en segundo caso es de 2 a 4.

Con esta circuiteria las direcciones sobre las cuales se puede elegir son las que poseen 3 ó menos números hexadecimales.

Las direcciones que se usan por default son las reservadas para el adaptador de juegos (200H a 20FH)

A continuación se presenta la distribución que se hace para cada periférico.

DIRECCION (HEX)	USO
200	PUERTO A PPI
201	PUERTO B PPI
202	PUERTO C PPI
203	CONTROL PPI
204	CONTADOR 0 PIT
205	CONTADOR 1 PIT
206	CONTADOR 2 PIT
207	CONTROL PIT

Las líneas de dirección de la PC utilizadas para la decodificación son las siguientes.

A11	
A10	GENERACION DEL 2H.
A9	
A8	
A7	
A6	GENERACION DEL 0H
A5	
A4	
A3	
A2	GENERACION DIRECCIONES MENOS SIGNIFICATIVAS.
A1	
A0	

La variación de las últimas cuatro líneas definen exactamente hacia que dispositivo o puerto se dirigen los datos

La distribución de esta variación se hace de la siguiente manera

A3	A2	A1	A0	USO
0	0	0	0	PUERTO A PPI
0	0	0	1	PUERTO B PPI
0	0	1	0	PUERTO C PPI
0	0	1	1	CONTROL PPI
0	1	0	0	CONTADOR 0 PIT
0	1	0	1	CONTADOR 1 PIT
0	1	1	0	CONTADOR 2 PIT
0	1	1	1	CONTROL PIT

Las siguientes combinaciones se dan en las líneas anteriores

$A3 = 0$ y $A2 = 0$ selección de PPI
 $A3 = 0$ y $A2 = 1$ selección de PIT

Las líneas A3 y A2 son conectadas a un decodificador de 2 a 4 líneas y la distribución se muestra en la figura 3.16.

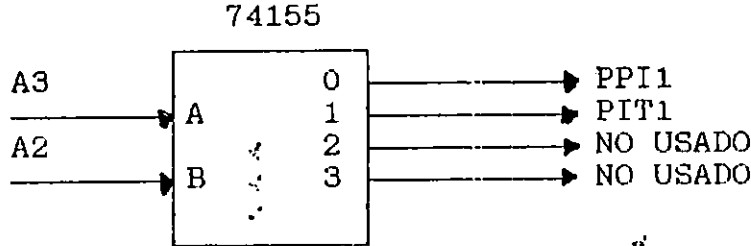


Figura 3.16. Distribución de líneas para selección de periférico

Las líneas A1 y A0, selecciona el puerto o contador especificado por la PC.

Las líneas desde A11 hasta A4 en conjunto, definen la selección del CI. Estas señales van directamente hacia dos decodificadores de 4 a 16 y la salida elegida de cada uno de estos decodificadores se combinan en una OR de dos entradas para generar una señal de CS1. La figura 3.17 muestra la situación antes descrita.

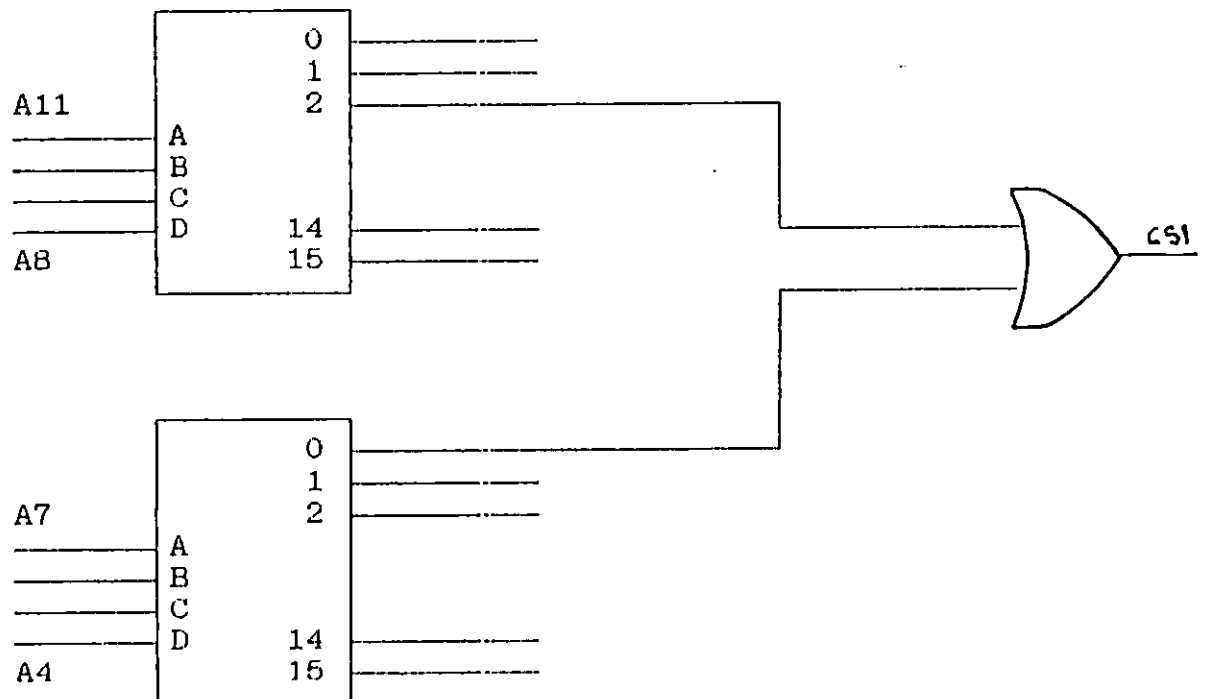


Figura 3.17. Generación de CS1

La salida de estos decodificadores, así como las líneas de salida del decodificador de 2 a 4; se combinan en otro decodificador de 4 a 16 para selección de la línea de CS apropiada para cada CI. La figura 3.18 muestra el diagrama en bloque de esta situación. Las salidas de este circuito son las que se dirigen hacia las entradas de CS de cada dispositivo periférico en particular.

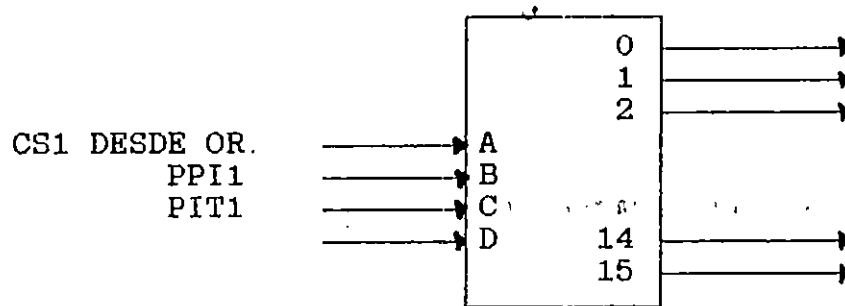


Figura 3.18. Diagrama de bloque de circuito para salidas de CS.

El diagrama completo de toda la interface de adquisición de datos se muestra en la figura 3.19.

CONCLUSIONES

En base a lo discutido en el presente capítulo se puede concluir lo siguiente:

- 1.- El uso de interrupciones en el proceso de transferencia de datos hacia el computador permite que el programa de comunicación sea más corto y eficiente generando como consecuencia un aumento en la capacidad del sistema.
- 2.- Una rutina manejadora de interrupciones por hardware debe ser diseñada tomando en cuenta la línea de interrupción por la cual se hará la comunicación asíncrona. Una vez definida la línea de interrupción, se debe de asegurar que dicha línea está habilitada para que la transferencia tenga éxito.
- 3.- Siempre que se hace una rutina de interrupción por hardware, debe incluirse dentro de ella las instrucciones que puedan almacenar el estado actual del microprocesador. Al finalizar la rutina también se deben incluir las instrucciones que recuperen dichos estados.
- 4.- El uso de la PPI 8255A como controlador de periférico constituye una simplificación enorme en el diseño de software y hardware de comunicación.
- 5.- Utilizando un sistema de adquisición de datos mucho más rápido que el SI 8601, puede lograrse un ancho de banda más grande en la transmisión de datos.
- 6.- El programa de adquisición de datos debe de contener la menor cantidad de instrucciones posibles. Todo esto con el objeto de mejorar el ancho de banda del sistema de adquisición.
- 7.- Dentro de una rutina de interrupción debe tenerse en cuenta que al controlador de interrupciones 8259A, se le debe de limpiar el registro de interrupciones enmascarable, por medio de una instrucción EOI (End Of Interrupt).
- 8.- El PIT 8253-5 es un dispositivo programable que puede ser usado para la generación de frecuencias variables desde software o hardware, y tiene como salida el manejo de tres señales a la vez.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1]- Webster. John G. . ed. Medical Instrumentation. Application and design. Boston: Houghton Mifflinn Company, 1978.

- [2]- Millman, Jacob. Microelectrónica. Circuitos y Sistemas Analógicos y Digitales. Madrid: Editorial Hispano Europea, S.A., 1981.

- [3]- Boylestad, Robert y Nashelsky. Louis. Electrónica. Teoría de Circuitos. México: Prentice Hall Hispanoamérica, S.A., 1988.

- [4]- Arce Medina, Cesar Armando. "Análisis de la Arquitectura Interna de los Computadores Personales 286AT y Manejo de Pariféricos". Tesis para optar al grado de Ing. Electricista. Universidad de El Salvador, 1991.

- [5]- Haskell, Richard E.. IBM PC-8088. Assembly Language Programming. Rochester: Reni Books, Inc., 1986.

- [6]- Burr Brown Corporation. The Handbook of Personal Computer Instrumentatio. Tucson, 1987.

- [7]- Burr Brown Corporation. Product Data Book. Tucson, 1982.

- [8]- National Semiconductor, Linear Data Book. 1982.

- [9]- Intel Corporation. MCS - 80 User's Manual (with introduction to MCS-85). California, 1977.

- [10]- Pressman. Roger S. Ingeniería del Software. Un enfoque práctico. México: Editorial McGraw Hill/Interamericana, 1990.

- [11]- National Instruments. IEEE-488 and VXibus Control Data Acquisition, and Analisis. 1992.
- [12]- Keithley, Metrabyte, Asyst, Dac. Data Acquisition & Control. Hardware and Software for IBM PC/AT/XT, IBM PS/2, MicroChannel, and Apple Macintosh Computers. Tauton, MA.1990
- [13]- Analog Devices. Personal Computer Based Measurement & Control Solutions. Norwood, Masachussets, 1989.
- [14] B. P. Lathi. Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación. Limusa, 1987.
- [15] H. Sheingolg, Daniel H. ed. Transducer Interfacing Handbook A Guide to Analog Signal Conditioning. Massachusetts: Analog Devices, 1981.

CAPITULO

IV

DISEÑO DEL SOFTWARE DE ADQUISICIÓN DE DATOS

Introducción.

En el presente capítulo se explica el diseño del programa que resuelve la tarea de software del sistema de Adquisición de Datos.

En primer lugar se presentan los bloques constructivos con los cuales se ha resuelto la tarea software del sistema, resaltando su importancia en el esquema de adquisición de datos. El programa desarrollado es el software utilitario para la captura de datos con la Interface de Adquisición de Datos por Interrupciones.

Luego se hace una descripción de los datos, y del flujo de datos entre los distintos bloques funcionales del programa. Por último se hace una breve reseña sobre la estructura arquitectónica del programa, mencionando las librerías de rutinas que se han empleado.

1.0 DISEÑO DEL SISTEMA DE SOFTWARE.

El tipo de software que se ha diseñado es de naturaleza interactiva, es decir, que permite un diálogo entre el Programa del Computador y el Usuario; dicha interacción se realiza mediante Selección de Comandos de Menú, por lo cual el software tiene previstas diversas entradas. La estructura de menús obedece las reglas de uso común, en cuanto a secuenciamiento y uso de ventanas, incluyendo el manejo de ratón para seleccionar.

La escritura del software se ha realizado en Lenguaje Pascal, por lo cual obligadamente se utilizan los principios de Programación Estructurada. Esta decisión se tomó en base a la experiencia que se tenía en este programa, y a que contiene las herramientas suficientes para interfazar operaciones de bajo nivel y para el desarrollo de aplicaciones en tiempo real.

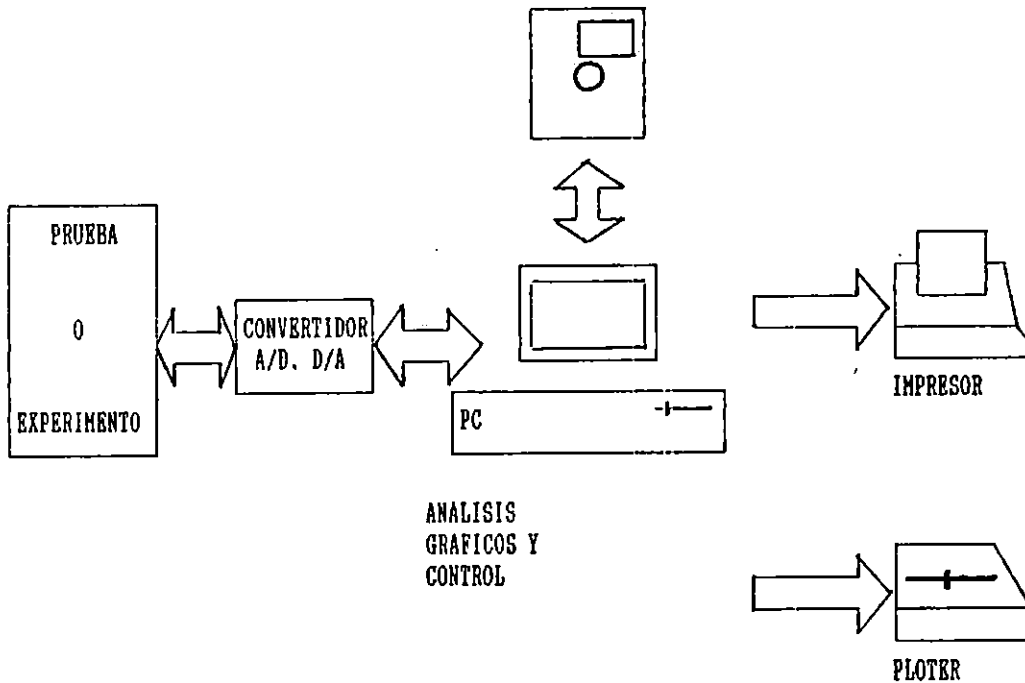


Figura 4.1. Papel del elemento software.

En la figura 4.1 se muestra la importancia del software, como elemento del sistema SMBC. El software es el elemento que se encarga de realizar la adquisición de datos, controlando la velocidad de muestreo, la conversión de datos y la transmisión de los datos hacia el bus de la PC en una manera confiable y precisa.

Los datos que se recopilan del mundo real, son llevados hacia el convertidor A/D, el cual codifica las señales a un formato binario; posteriormente se establece una comunicación para realizar la transmisión de los datos. Esta transmisión se hace mediante señales de protocolo, las cuales permiten enviar interrupciones a la PC, para que esta lea el puerto E/S respectivo, y almacene y presente la información en tiempo real.

Una vez que los datos se recopilan en la memoria del computador estos pueden ser almacenados en distintos dispositivos de resguardo de información digital; también pueden ser imprimidos en papel, ya sea con un impresor o plotter, en formato numérico o gráfico. Tales operaciones siempre se conducen con programas de aplicación.

El software diseñado realiza algunas de las tareas mencionadas en los párrafos anteriores. Su ambiente de operación es específico, siendo capaz de leer los datos de

la interface diseñada en este Trabajo de Graduación, o interfaces semejantes. El nombre del programa es QUETZALTCOATL, el cual se escogió por ser la denominación del proyecto de Equipamiento y Modernización de la Escuela de Ing. Eléctrica, y que ha permitido la realización de Proyectos de Desarrollo de Sistemas Electrónicos.

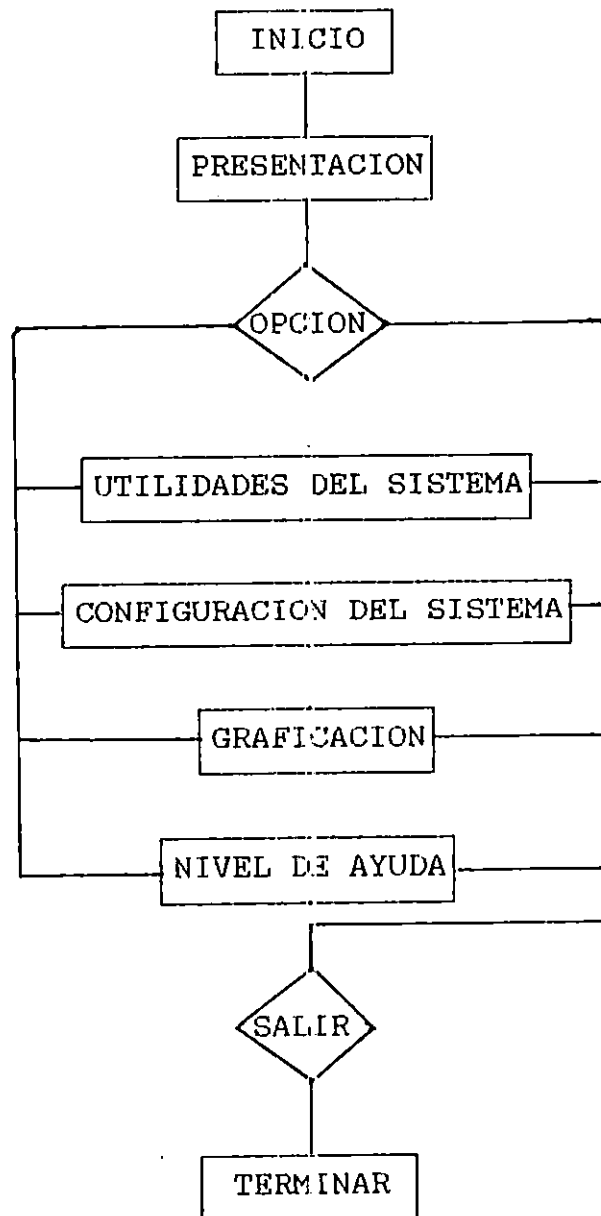


Figura 4.2. Diagrama de los bloques más generales del subsistema de software .

El programa hace las siguientes funciones:

- 1 - Configuración del Subsistema de Adquisición.
- 2 - Adquisición de datos por interrupciones.
- 3 - Presentación gráfica.
- 4 - Almacenamiento de la información en archivos.
- 5 - Despliegue de información de ayuda.

En la figura 4.2 se presenta un diagrama de flujo con las relaciones entre las cinco funciones que puede realizar el programa QUETZALTCOATL.

En el bloque "Inicio" se realizan operaciones de inicialización importantes para la ejecución del programa; entre ellas esta el reconocimiento del sistema de video presente, memoria disponible, interconexión con la interface de adquisición, etc..

En el bloque "Presentación" se despliega la pantalla de presentación, y la inicialización del ambiente de trabajo, colocando la barra de menú, el área de trabajo y la barra de estado.

Posteriormente, se presenta una estructura simplificada que pretende mostrar la conmutación entre los diversos modos de funcionamiento del programa: Utilidades, Configuración, Graficación y Nivel de Ayuda.

El bloque de "Utilidades" permite el despliegue de ventanas en las que se presenta un calendario y/o un calculador básico. La "Configuración del Sistema" permite adaptar el programa a distintos ambientes de operación, modificando la instalación de la interface; cambiando los parámetros de adquisición; etc.

El bloque de "Graficación" implementa un mecanismo virtual, que emula la presentación de señales en el dominio del tiempo tal como se hace en un osciloscopio. La representación gráfica esta disponible en tiempo real y en post-adquisición. En este bloque se administran los recursos de color, espacio y movimiento, para transmitir información en forma visual.

2.0 DESCRIPCION DEL DISEÑO

2.1 DESCRIPCION DE DATOS.

El subsistema software maneja las siguientes tipos generales de datos:

- a. Datos de E/S de la interface periférica.

- b. Datos sobre la plataforma PC.
- c. Mensajes entre estructura procedimentales.

a. Datos de E/S de la interface periférica:

Los datos que se manipulan hacia y desde la interface periférica son completamente digitales. Hacia la PC se envía una señal de interrupción y el código digital de las muestras convertidas de analógico a digital. Con la señal de interrupción se está solicitando que la PC preste atención a la interface para leer y almacenar la muestra digital actual colocada en el bus de datos.

Los datos que van desde la PC hacia la interface tienen que ver con la programación de los componentes programables de la interface, dichos componentes son: la interfaces periférica programable PPI(8255), el temporizador de tiempos programables PIT(8253) y el multiplexor del subsistema de adquisición (SI8601).

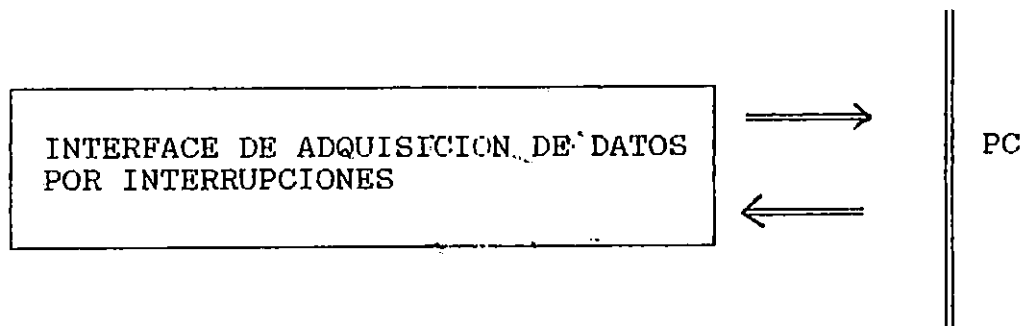


Figura. 4.3 Flujo de datos de entrada/salida de la interface: Las flechas saliendo significan que los datos van hacia el bus de datos de la PC.

b. Datos Sobre la plataforma PC.

Esta información sirve para adaptar la ejecución del programa a distintos contextos de hardware. Los datos que se consideran en esta categoría son:

- Tipo de tarjeta graficadora.
- Dispositivo de memoria secundaria instalada.
- Presencia de coprocesador matemático.
- Memoria RAM disponible

A partir de la detección del tipo de tarjeta graficadora se selecciona el manejador gráfico y se puede repartir el

introducidos mediante el ratón. Los datos accedidos por el usuario pueden ser de los siguientes tipos:

- 1- Confirmación de acción.
- 2- Configuración de Hardware.
- 3- Configuración de software.
- 4- Requerimiento de ayuda.
- 5- Transacciones con archivos.
- 6- Terminación de la ejecución.

En seguida se presenta una descripción de cada uno de estos tipos de datos.

1. Datos de confirmación:

Estos datos permiten expresar el acuerdo del usuario con la introducción de datos en las ventanas de diálogo; entre los contextos que ocupan estos datos se pueden mencionar, ventana de programación del muestreo, ventana de definición del directorio de preferencia, etc.

2- Configuración del hardware.

Los datos permiten programar los dispositivos de adquisición y de comunicación con la interface. En la configuración del subsistema de adquisición se define la frecuencia de muestreo, el número de canales a muestrear y el tiempo de colección.

La frecuencia de muestreo tiene un rango de 10 a 5000 Hz; para el funcionamiento a más de 2500 Hz para un sólo canal, los datos no son desplegados en la escala 1 pixel= 1 muestra. El número de canales se extiende de 1 a 4, señalándose como canal número uno cualquiera de los primeros cuatro canales del multiplexor. El tiempo de adquisición máximo depende de la memoria disponible (M), frecuencia de muestreo (fm), número de canales (n) y la longitud del código (L), según la siguiente ecuación:

$$t_{adq} = \frac{M}{nf_m L}$$

Para configurar la interface paralela como un puerto E/S del computador se combina la selección de direcciones en el software y el manejo de dip switches. El temporizador PIT(8253) sirve para alimentar una señal que comanda el ritmo de muestreo y proporciona la señal de RESET a la PPI. La frecuencia de oscilación del PIT se rige por la siguiente ecuación:

$$f_{BIT} = \frac{f_{BASE}}{N}$$

donde N es un número entero entre 1 y 65536, y la frecuencia f_{BASE} generalmente tiene un valor entre 100KHz y 1MHz.

3- Configuración del software.

El programa puede recibir varios datos que modifica la ejecución de sus rutinas; de acuerdo a la función que modifican los datos que configurar el software se pueden clasificar:

- a. Ubicación de manejadores gráficos
- b. Ecuación de reconstrucción de datos digitales
- c. Prioridad de la interrupción
- d. Operación del despliegue gráfico

En seguida se presenta la descripción de cada literal.

- a. Ubicación de manejadores gráficos.

Para poder ejecutar las rutinas gráficas se necesita emplear las librerías gráficas correspondientes a la tarjeta de video presente; la ubicación del manejador gráfico define el directorio donde está instalado los driver gráficos. Con esto se flexibiliza la instalación del programa independiente de la instalación de las BGI de Turbo Pascal.

- b. Ecuación de reconstrucción de datos digitales.

La reconstrucción de la información consiste en producir una representación gráfica que emule la señal analógica real. Para realizar esto se tiene que procesar el código que representa la muestra, atendiendo el desplazamiento y la amplificación aplicada en el módulo analógico que ha acondicionado la muestra.

Cada módulo acondicionador tiene sus propios controles de amplificación y desplazamiento, por lo que al hacer una modificación en tales controles se debe actualizar dichos parámetros.

- c. Prioridad de la interrupción.

Existe varios niveles de prioridad a los cuales se puede asociar la interrupción producida por la interface, sin afectar la operación del computador. Los niveles disponibles son: IRQ3, IRQ4, IRQ8 y IRQ10. Por defecto, el programa ocupar el nivel IRQ3.

d. Operación del despliegue gráfico.

Estos datos modifican la presentación gráfica de las señales y del procesamiento básico que puede hacerse.

De acuerdo al número de canales, se distribuye el área de presentación; si sólo un canal se va a ocupar, el área entera se asigna al canal; pero si se ocupan los cuatro canales, el área de cada canal será la cuarta parte del área disponible.

Los datos que modifican el procesamiento básico son: rango de sensibilidades en el tiempo y magnitud; avance de desplazamiento de la imagen (mapa de bits); avance de las líneas de medición; y el número de divisiones por canal.

4- Requerimiento de Ayuda

Este dato es simple y consiste tan sólo en la invocación de la ayuda, a partir de la cual se presenta una ventana con la información relacionada al contexto de ayuda en que se da la solicitud. Si el archivo que soporta la información no está disponible, se presenta un mensaje que explica esta situación.

5- Transacciones con archivos.

Este dato consiste en definir la ruta hacia dónde se estará enviando o recibiendo datos por defecto; este dato puede variar desde la unidad de disco hasta el subdirectorío (existe también la posibilidad de colocar o leer un archivo con las facilidades incorporadas a las ventanas encargadas de salvar y recuperar datos).

6- Terminación de la ejecución.

Toda estructura procedimental de alto nivel tiene una vía de salida, la cual despeja cualquier información que pueda alterar la operación del DOS. El mismo programa contiene un dato introducido por el usuario con el cual se termina de ejecutar el programa.

2.2 FLUJO DE DATOS

El programa tiene la capacidad de comunicarse con el teclado, unidades de disco, monitor, impresor, memoria RAM y el hardware de propósito especial. Los mecanismos de lectura del teclado permite que el programa sea interactivo; en algunas áreas de trabajo son sensibles al ratón. Existe un enorme uso de estructuras de datos que son empleadas siguiendo las reglas del alojamiento dinámico de memoria. La

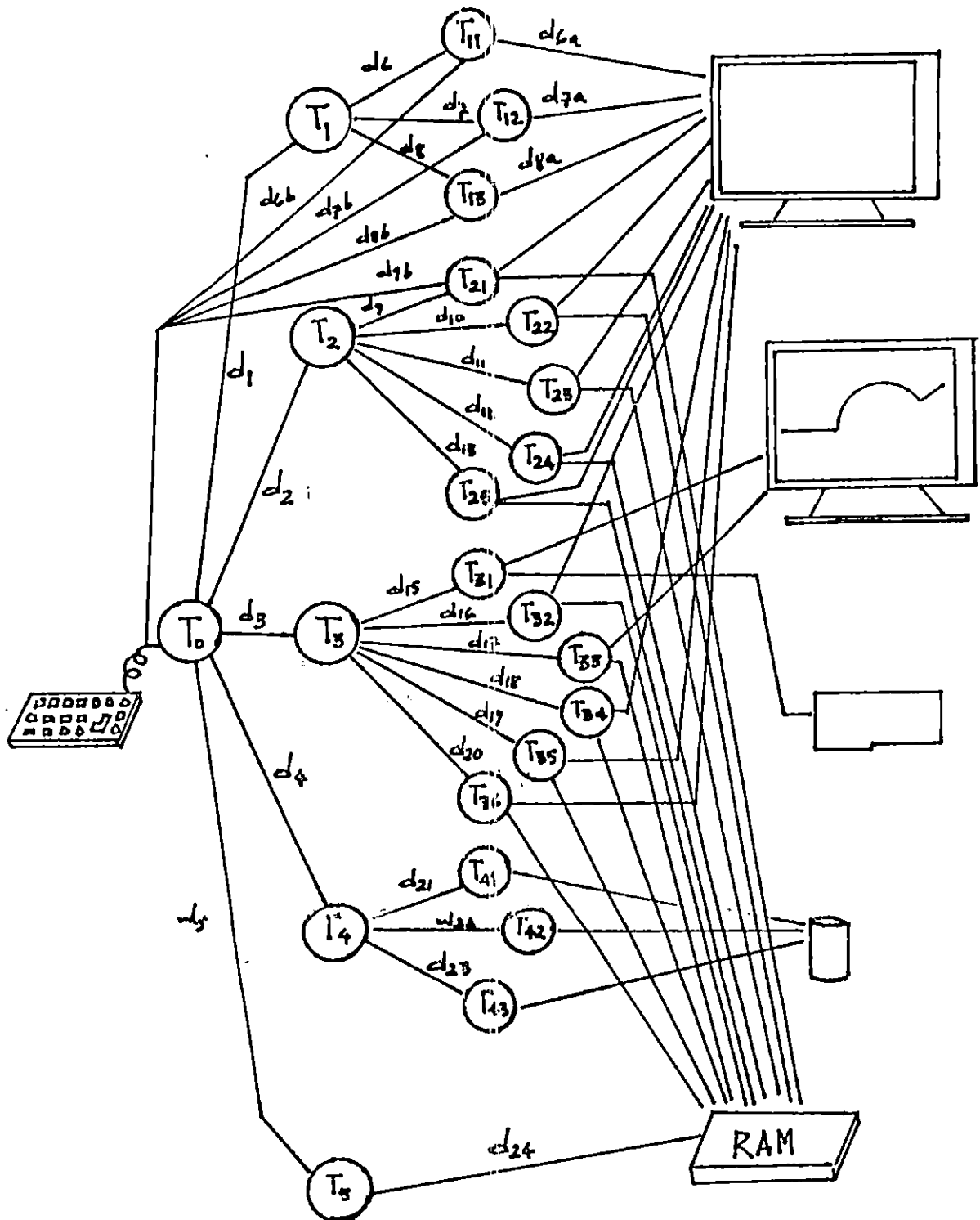


Figura 4.5 Diagrama de Flujo de Datos del programa Quetzalcoatl.

presentación de datos se ha hecho ocupando los modos de texto y de gráficos disponibles del video.

La relación principal con el hardware de propósito especial es la de recolectar información que pueda ser analizada en el dominio digital. Esta información puede ser almacenada y procesada como cualquier dato del computador, una vez que se ha convertido de analógico a digital.

En la figura 4.4 se presenta un diagrama de flujo de datos en la que se pretende describir las funciones generales del software y el hardware asociado a dichas funciones.

NODOS	DESCRIPCION
T0	Inicio de la ejecución del programa
T1	Utilidades del sistema
T2	Configuración de subsistemas hardware y software
T3	Presentador gráfico de señales adquiridas
T4	Sistema de información de ayuda
T5	Finalización de ejecución de programa
T11	Presentación de institución responsable del diseño
T12	Presentación de un calendario
T13	Presentación de un calculador comercial
T21	Configuración del subsistema de adquisición
T22	Configuración de la interface
T23	Ubicación de manejadores gráficos
T24	Configuración del presentador gráfico
T25	Resumen de la configuración
T31	Presentación en tiempo real de señales
T32	Resguardo de datos en memoria secundaria
T33	Recuperación de datos desde archivos
T34	Colocación de parámetros de reconstrucción
T35	Ubicación de directorio de transacciones por defecto
T36	Datos clínicos sobre condiciones de registro
T41	Contenido del nivel de ayuda.
T42	Índice del nivel de ayuda
T43	Forma de uso del nivel de ayuda.

Las operaciones que se realizan en el nodo T0 son las siguientes:

- 1- Instalar el área de trabajo
- 2- Realizar la barra de menú y la línea de estado
- 3- Instalar un indicador de tiempo y del archivo corriente
- 4- Esperar el apareamiento de eventos desde el teclado y del ratón.

En la línea de datos d1,d2,d3,d4 y d5 se envía la siguiente información:

- 1- Comando de despliegue de submenú
- 2- Activación de ítem

3- Comando de activación de nuevo manejador de eventos.

Cuando se despliega el submenú, el item que es el activo no es el que encabeza la lista, sino el último que se ocupó en la última consulta.

Los datos de la vía d6 consiste en el comando de despliegue de la ventana de presentación sobre los diseñadores del sistema, y de la institución donde se ha realizado el proyecto.

Los datos de la vía d7 consiste en el comando de despliegue de la ventana de presentación de un calendario. El dato d7a informa sobre la fecha actual a partir de la fecha dada por el reloj de tiempo real de la PC.

El dato de la vía d8 consiste en :

1- Comando de despliegue de ventana de presentación de un calculador básico.

2- Comando de apertura de nuevo procedimiento manejador de eventos

Los datos d6a,d7b y d8b permiten que se cierren las ventanas del calendario y calculador.

En el nodo T11 se hacen las operaciones siguientes:

- 1- Revisión de memoria para habilitar el uso de más memoria para realizar el alojamiento dinámico de memoria.
- 2- Creación de estructura de la ventana
- 3- Escritura de mensajes
- 4- Impresión de botón de salida
- 5- Atender el evento para salir del despliegue
- 6- Atender el evento para salir del despliegue

En el nodo T12 se hacen las operaciones siguientes:

- 1- Revisión de memoria para habilitar el uso de más memoria para realizar el alojamiento dinámico de memoria
- 2- Creación de estructura de la ventana.
- 3- Escritura de textos.
- 4- Demarcación del día actual
- 5- Creación de nuevo manejador de eventos

En el nodo T13 se hacen las operaciones siguientes:

- 1- Revisión de memoria para habilitar el uso de más memoria para realizar el alojamiento dinámico de memoria
- 2- Creación de la estructura de la ventana
- 3- Creación de botones
- 4- Creación de presentador
- 5- Distribución de elementos

6- Creación de nuevo manejador de eventos

Los datos de las vías d9 a d14 consiste en el comando de despliegue de la ventana de configuración de subsistema de adquisición.

Los datos de las vías d9a a d14a consiste en los datos almacenados en memoria de los parámetros de configuración. Las vías d9b a d14b sirven para introducir datos desde el teclado para cambiar los parámetros o para cerrar ventanas. Las vías d9c a d14c sirven para invocar el nivel de ayuda desde el teclado.

En el nodo T21 se hacen las operaciones siguientes :

- 1- Revisar si existe memoria disponible
- 2- Trazado de la estructura de la ventana
- 3- Creación de botones
- 4- Creación de líneas de entrada
- 5- Creación de lista de historia de parámetros ocupados previamente
- 6- Distribución de elementos
- 7- Manejar los eventos desde el teclado y el ratón
- 8- Revisar si los datos introducidos son válidos
- 9- Revisar si la entrada de datos han producido una entrada valida.
- 10- Actualizar los parámetros para una entrada válida
- 11- Retirar la ventana
- 12- Liberar memoria

En el nodo T22 se hacen las siguientes operaciones:

- 1- Revisar si existe memoria disponible
- 2- Trazado de la estructura de la ventana
- 3- Creación de botones
- 4- Distribución de elementos
- 5- Manejar los eventos desde el teclado y el ratón
- 6- Revisar si los datos introducidos son válidos
- 7- Revisar si la entrada de datos han producido una entrada valida.
- 8- Actualizar los parámetros para una entrada válida
- 9- Retirar la ventana
- 10- Liberar memoria

En el nodo T23 se hacen las operaciones siguientes :

- 1- Revisar si existe memoria disponible
- 2- Trazado de la estructura de la ventana
- 3- Creación de botones
- 4- Creación de líneas de entrada
- 5- Distribución de elementos
- 6- Manejar los eventos desde el teclado y el ratón
- 7- Revisar si los datos introducidos son válidos

- 8- Revisar si la entrada de datos han producido una entrada valida.
- 9- Actualizar los parámetros para una entrada válida
- 10- Retirar la ventana
- 11- Liberar memoria

En el nodo T24 se hacen las operaciones siguientes :

- 1- Revisar si existe memoria disponible
- 2- Trazado de la estructura de la ventana
- 3- Creación de botones
- 4- Creación de líneas de entrada
- 5- Distribución de elementos
- 6- Manejar los eventos desde el teclado y el ratón
- 7- Revisar si los datos introducidos son válidos
- 8- Revisar si la entrada de datos han producido una entrada valida.
- 9- Actualizar los parámetros para una entrada válida
- 10- Retirar la ventana
- 11- Liberar memoria

En el nodo T25 se hacen las operaciones siguientes :

- 1- Revisar si existe memoria disponible
- 2- Trazado de la estructura de la ventana
- 3- Creación de botones
- 4- Distribución de elementos
- 5- Manejar los eventos desde el teclado y el ratón
- 6- Revisar si los datos introducidos son válidos
- 7- Revisar si la entrada de datos han producido una entrada valida.
- 8- Actualizar los parámetros para una entrada válida
- 9- Retirar la ventana
- 10- Liberar memoria

El dato d15 es el comando de activación de presentación gráfica del osciloscopio en tiempo real.

El dato d16 es el comando de activación de ventana de recuperación de datos.

El dato d17 es el comando de activación de ventana para recuperar datos.

El dato d18 es el comando de activación de la ventana para actualizar los parámetros de reconstrucción.

El dato d19 es el comando de activación de ventana para colocar directorio por defecto.

El dato d20 es el comando de activación de ventana para colocar directorio por defecto

El dato d21 es el comando de activación de la ventana de ayuda sobre los contenidos.

El dato d22 es el comando de activación de la ventana de ayuda sobre índice

El dato d23 es el comando de activación de ventana de ayuda sobre la ayuda de la ayuda.

El dato 24 indica la finalización del programa.

En el nodo T31 se hacen las siguientes operaciones:

- 1- Revisar si existe memoria disponible
- 2- Revisar si existe comunicación con la interface
- 3- Inicializar el modo gráfico del video
- 4- Seleccionar resolución del despliegue
- 5- Distribuir colores
- 6- Dibujar controles y exhibidores en modo no activo
- 7- Presentar los controles y exhibidores
- 8- Inicializar exhibidores
- 9- Atender los eventos desde el teclado
- 10- Abandonar el despliegue gráfico, re-inicializando los parámetros del área de trabajo de modo texto.
- 11- Presentar ventana de salvar datos en caso de haber invocado la salida del Osciloscopio con el comando SALVAR
- 12- Destruir las variables alojadas dinámicamente, excepto la relacionada al buffer de datos.

En el nodo T32 se hacen las siguientes operaciones:

- 1- Revisar si existen datos recolectadas recientemente que no hayan sido almacenados
- 2- Verificación de que existe espacio libre de memoria en el dispositivo.
- 3- En caso de salvar los datos, actualizar el nombre del archivo en la barra de menú.
- 4- Presentar la ventana de diálogo para colocar la vía y el nombre del archivo.
- 5- Investigar y presentar los archivos con extensión .DAT y subdirectorios existentes en el subdirectorios de preferencia.
- 6- Crear y colocar botones
- 7- Crear y colocar línea de entrada
- 8- Manejar los eventos producidos desde el teclado
- 9- Revisar la validez del acceso a la ventana
- 10- Retirar la ventana del área de trabajo
- 11- Liberar memoria
- 12- Colocar los datos adquiridos en el lugar definido por el usuario.

En el nodo T33 se hacen las siguientes operaciones:

- 1- Revisar la memoria
- 2- Crear la estructura de la ventana de recuperar datos
- 3- Crear y ubicar botones
- 4- Crear y ubicar la línea de entrada
- 5- Responder a los eventos del teclado relacionados a la ventana de diálogo.
- 6- Investigar y presentar los archivos con extensión .DAT. y subdirectorios existentes en el subdirectorio de preferencia.
- 7- Revisar la validez de acceso a la ventana.
- 8- Retirar la ventana del área de trabajo.

Si la entrada de datos fue correcta se hacen los siguientes pasos:

- 9- Iniciar sistema de gráficos.
- 10- Dibujar los controles y exhibidores en modo no activo
- 11- Presentar los controles y exhibidores
- 12- Inicializar exhibidores.
- 13- Cargar los datos desde el archivo.
- 14- Manejar los eventos producidos desde el teclado
- 15- Abandonar el despliegue gráfico
- 16- Reinicializar el área de trabajo en modo de texto.

En el nodo T34 se hacen las siguientes operaciones.

- 1- Revisar la memoria
- 2- Crear la estructura de la ventana de parámetros de reconstrucción.
- 3- Crear y ubicar botones
- 4- Crear y ubicar las líneas de entrada
- 5- Actualizar las líneas de entrada
- 6- Manejar los eventos producidos desde el teclado.
- 7- Revisar la validez del acceso a la ventana
- 8- Retirar la ventana del área de trabajo
- 9- Liberar memoria
- 10- Transferir los datos introducidos a las variables respectivas para un acceso válido a la ventana.

En el nodo T35 se hacen las siguientes operaciones:

- 1- Revisar la memoria.
- 2- Crear la estructura de la ventana del directorio de preferencia.
- 3- Crear y ubicar botones.
- 4- Crear y ubicar la línea de entrada.
- 5- Construir el árbol de directorios
- 6- Atender los eventos producidos desde el teclado
- 7- Inicializar la línea de entrada
- 8- Revisar la validez del acceso a la ventana

- 9- Retirar la ventana del área de trabajo
- 10-Liberar memoria
- 11-Transferir los datos introducidos a la ventana respectiva, para un acceso válido a la ventana.

En el nodo T36 se realizan las siguientes operaciones:

- 1- Revisar memoria.
- 2- Crear estructura de ventana
- 3- Crear y ubicar botones
- 4- Crear y ubicar las líneas de entrada
- 5- Inicializar las líneas de entrada
- 6- Atender los eventos del teclado
- 7- Revisar la validez del acceso a la ventana
- 8- Retirar la ventana del área de trabajo
- 9- Liberar memoria
- 10-Transferir los datos introducidos a las variables respectivos para un acceso válido a la ventana.
- 11-Escribir en un archivo los parámetros.

3.0 ESTRUCTURA ARQUITECTONICA.

El programa QUETZALCOATL se encuentra en un archivo fuente llamado QT.PAS, el cual invoca varias librerías en las cuales están colocados constantes, variables y subprogramas. Se han empleado librerías que son partes de las utilidades para desarrollo de programas de Turbo Pascal, y las librerías realizadas en este Trabajo de Graduación.

Las librerías diseñadas por los fabricantes de Turbo Pascal, se pueden clasificar como las de propósito general, y las librerías de Turbo Vision. Entre las de propósito general se ocuparon las siguientes:

DOS : Soporta las funciones de interacción con el Sistema Operativo.

CRT : Contiene rutinas para el manejo básico del video en modo de texto y del teclado.

GRAPH: Contiene las rutinas básicas para el manejo del video en modo gráfico.

Entre las librerías de Turbo Vision se emplearon las siguientes:

App: Soporta el funcionamiento de Turbo Vision.

Objects: Contiene todas las definiciones básicas de los objetos.

Drivers: Soporta al ratón, teclado, el manejador de errores del sistema, etc.

Menus: Sirve para los objetos que se ponen en las barras de menús y la barra de estado.

Dialogs: Contiene las herramientas para usar las cajas de diálogo.

Views: Contiene los objetos base para usar ventanas.

GraphApp: Sirve para realizar interfazar rutinas gráficas con Turbo Vision.

Calc: Contiene las rutinas que operan un calculador sencillo.

Calend: Sirve para desplegar un calendario en una ventana.

HelpFile: Sirve para implementar el mecanismo de Ayuda.

Gadgets: Contiene las rutinas que soportan la presentación del reloj del sistema.

Las rutinas que se han tenido que diseñar sirve para realizar las funciones del Osciloscopio Virtual, en los modos de Tiempo de Real y Post-Adquisición. Dichas rutinas son las siguientes:

Arte: Contiene las definiciones de los objetos básicos.

Metodos: Contiene las rutinas operativas para implementar un osciloscopio virtual, basados en POO.

MenuOsc: Sirve para desarrollar el osciloscopio virtual, con sus dos modos de operación.

TimeReal: Soporta las funciones de bajo nivel para hacer la adquisición de datos.

CONCLUSIONES

En base a lo tratado en el presente capítulo se pueden establecer las siguientes conclusiones:

- 1.- El ambiente IDE de Turbo Pascal 6.0. demostró ser una buena herramienta de desarrollo de programas en tiempo real, para la presentación en pantalla y para el almacenamiento de los datos. Esto se debe a la rigidez de la gramática de Pascal, los mecanismos de ayuda en línea del IDE, la existencia de la documentación del software re-utilizable (Turbo Vision, DOS.INT, GRAPH.INT, etc), las herramientas disponibles para la depuración y las facilidades de compilación de programas.
- 2.- Turbo Vision es una herramienta excelente para el desarrollo de las interfaces ergonómicas entre la PC y el usuario; esto es debido a la facilidad para preparar menús, áreas de trabajo, empleo de ventanas, desarrollo de cajas de diálogo, creación de mecanismos de ayuda en línea, etc.
- 3.- Para desarrollar programas de adquisición y control en tiempo real, se necesita que el ambiente en que se este trabajando, sea interrumpible en tiempo real y se pueda ocupar el modo de depuración de programas, de manera que cuando se ejecute a pasos el programa se recuerde el estado de las variables.
- 4.- La sincronización de tareas en la rutina de adquisición es importante para evitar que el DOS pierda el control sobre el funcionamiento del computador (evitar el bloqueo). Para lo anterior, se tiene que considerar la sincronía en la inicialización de dispositivos, inhabilitación de interrupciones durante el servicio a la interrupción, etc.
- 5.- La ejecución de rutinas de presentación de los datos adquiridos en tiempo real, restringe el ancho de banda del Sistema de Adquisición de Datos. En tal sentido, al incrementar la complejidad de la rutina de despliegue, se reduce la máxima tasa de muestreo del sistema (es decir, que existe una relación inversa entre el ancho de banda y la complejidad de la rutina de presentación).
- 6.- En base a pruebas con filtros de suavizamiento, se comprobó que el filtrado digital es una técnica efectiva para la depuración de señales adquiridas, debido a la

simplicidad en la realización de las rutinas de filtrado digital, a la rapidez en su ejecución y a los mínimos requerimientos de memoria. Lo anterior permitió la inclusión de estas rutinas en el programa de adquisición, con una disminución pequeña en el ancho de banda.

- 7.- Para disminuir el espacio de almacenamiento, los datos deben ser colocados en archivos tipeados para variables "byte" (8 bits) o "word" (16 bits).
- 8.- El programa de adquisición debe poseer una estructura de datos que se adapte y optimice la memoria RAM disponible.
- 9.- En el desarrollo de software de aplicación para el procesamiento digital se debe aplicar la metodología de la Ing. de Software, con la cual se logra una enorme productividad en el proceso de desarrollo.
- 10.- La programación orientada al objeto (POO) es una metodología emergente en el desarrollo de software, la cual demostró facilitar el análisis y realización del sistema, debido a su enfoque de alto nivel (objetos) y a la disminución de la escritura del programa.
- 11.- La presentación gráfica de los datos en tiempo real no puede ser realizada mediante la técnica de mapas de bits en computadores AT, debido a la cantidad muy elevada de procesamiento que requiere.
- 12.- El software es elemento que determina la calidad y capacidad final de una máquina virtual. A medida que se van agregando funciones, crece la versatilidad y servicio del instrumento virtual.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1]- Webster, John G. . ed. Medical Instrumentation. Application and design. Boston: Houghton Mifflinn Company, 1978.
- [2]- Burr Brown Corporation. The Handbook of Personal Computer Instrumentation. Tucson, 1987.
- [3]- Pressman, Roger S. Ingeniería del Software Un enfoque práctico. México: Editorial McGraw Hill/Interamericana, 1990.
- [4]- National Instruments. IEEE-488 and VXIbus Control Data Acquisition, and Analisis. 1992.
- [5]- Keithley, Metrabyte, Asyst, Dac. Data Acquisition & Control Hardware and Software for IBM PC/AT/XT, IBM PS/2, MicroChannel, and Apple Macintosh Computers. Tauton, MA.1990
- [6]- Analog Devices. Personal Computer Based Measurement & Control Solutions. Norwood, Masachussets, 1989.
- [7]- Borland International. Turbo Pascal Tutor Version 4.0. IBM version. Francia, 1987.
- [8]- Borland International. Turbo Pascal 4.0. Owner's Handbook. Francia, 1987.
- [9]- Borland International. Turbo Pascal Version 6.0. User's Guide. California, 1990.
- [10]- Borland International. Version 6.0 Programmer's Guide. California, 1990.
- [11]- Borland International. Version 6.0 Turbo Vision Guide. California, 1990.
- [12]- Norton, Peter y Socha, John. Guía del Programador en Ensamblador para IBM PC, XT, AT y Compatibles. Editorial Anaya Multimedia, México, 1990.
- [13]- Kruse, Robert L. Estructura de Datos y Diseño de Programas. Prentice-Hall Hispanoamericana, México, 1988.
- [14]- Rabiner, Lawrence R. y Rader, Charles M. Digital Signal Processing. IEEE Press. New York, 1972.
- [15]- Borland International. Graphix ToolBox Version 4.0. User's Guide. California, 1987.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES GENERALES

En base a lo discutido en el presente trabajo, se puede concluir y recomendar lo siguiente:

- 1.- Es factible construir en nuestro país sistemas electrónicos para computadores personales, orientados a extender su utilidad. Esta instrumentación puede estar dedicada a la medición de variables físicas de distinta naturaleza, y al control de procesos.
- 2.- Utilizar dispositivos integrados en la comunicación de la PC con el mundo exterior es mucho más eficiente, en cuanto a la reducción de funciones y manejo de periféricos en un sólo integrado. En este trabajo, el uso de la PPI 8255A, el PIT 8253-5, etc., redujo significativamente la cantidad de hardware y software para la implementación de funciones, tales como el manejo de interrupciones, control, la atención de periféricos, variaciones de frecuencia, etc..
- 3.- Usar interrupciones para la adquisición de señales aún cuando el método es más complicado que el de escrutinio (polling), es práctico cuando las señales tienen frecuencias bajas (menores de 6KHz). Con este método el microprocesador puede realizar otras tareas mientras no exista una señal de interrupción, aprovechando de esta manera, la utilización de los recursos de la PC.
- 4.- Es posible hacer funciones de bajo nivel con programas hechos con lenguajes de alto nivel, cuando estos lenguajes tienen interfaces para incluir instrucciones en lenguaje ensamblador o en código de máquina. Esto reduce sensiblemente la complejidad en el diseño, prueba y depuración de esta clase de rutinas, y hacen más accesible la programación por las ventajas que ofrecen los programas de alto nivel.
- 5.- En el diseño de las rutinas de tiempo real se debe caracterizar en una forma precisa las tareas y el tiempo en que deben ejecutarse, de manera de asegurar una correcta sincronía. En tal sentido, la práctica de desarrollar diagramas de tiempo, permite encontrar los defectos en la operación de los componentes de software y hardware.
- 6.- Turbo Pascal 6.0 ha demostrado ser una alternativa adecuado para el desarrollo de las rutinas de software de tiempo real debido a los siguientes criterios:
 - a) Disminución del tiempo de corrección de errores debido a la rigidez de su sintaxis, a la

explicación "on-line" de cada error de compilación y a la base de datos que se accesa desde el nivel de ayuda.

b) Facilidades de búsqueda y corrección de errores, con las herramientas del modo DEBUG del IDE.

c) Debido a el IDE de Turbo Pascal es interrumpible, lo que da oportunidad de desarrollar rutinas de tiempo real.

7.- En el acondicionamiento de las señales transducidas a través de electrodos, se debe eliminar el voltaje offset que se genera en el acoplamiento con la piel; la eliminación de este voltaje se debe hacer mediante un acoplamiento capacitivo, luego de la pre-amplificación de la señal.

8.- Para el diseño de circuitos de acondicionamiento de señales fisiológicas se debe realizar una limitación de la banda de frecuencias, atendiendo los requisitos que se espera cumplir. Al extender el ancho de banda se facilita la influencia de ruido sobre la información, y al limitar el ancho de banda (con el interés de eliminar el ruido), se distorsiona el registro del mensurando y provocando malas interpretaciones en el médico.

9.- Se ha comprobado experimentalmente que la utilización de filtros analógicos, filtros digitales, filtros de línea, capacitores de acoplo a las entradas de polarización de los chips, el entorchamiento de alambres, blindaje de cables, eliminan significativamente señales de ruido (EMI, 60Hz, etc):

10.- La realización de filtros digitales es una tarea sencilla, la cual puede ser realizada con cualquier lenguaje de alto nivel (incluso en BASIC), ya que consiste en implementar en software una pequeña ecuación de diferencias. Para lograr efectividad en el diseño de estos filtros, es necesario disponer de software auxiliar, que permita simular el comportamiento en frecuencia del modelo del filtro. Esto se puede lograr ocupando MathCAD, que ha comprobó ser un software adecuado para hacer dichas simulaciones.

11.- Cuando se toman señales de ECG es importante tomar en cuenta la utilización del selector de derivaciones ya que ellos proveen el acoplamiento ha las distintas configuraciones electrocardiográficas de registro. El diseño del selector se basa en valores de resistencia estándares; el selector puede estar internamente del gabinete o externo a él.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

- [1] Webster, John G. . ed. Medical Instrumentation. Application and design. Boston: Houghton Mifflinn Company, 1978.
- [2] Millman, Jacob. Microelectrónica Circuitos y Sistemas Analógicos y Digitales. Madrid: Editorial Hispano Europea, S.A., 1981.
- [3] Boylestad, Robert y Nashelsky, Louis. Electrónica. Teoría de Circuitos. México: Prentice Hall Hispanoamérica, S.A., 1988.
- [4] Sout, David F. y Kaufman, Milton. Handbook of Operational Amplifier Circuit Design. New York: Mc Graw-Hill, 1976.
- [5] Mena Padilla, Enrique. Analizador de Espectros y Redes. Tesis para optar al grado de Ingeniero Electricista. Biblioteca de la Escuela de Ing. Eléctrica. Universidad de El Salvador, 1986.
- [6] B. P. Lathi. Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación. Limusa, 1987.
- [7] H. Sheingolg, Daniel H. ed. Transducer Interfacing Handbook. A Guide to Analog Signal Conditioning. Massachusetts: Analog Devices, 1981.
- [8] Burr Brown Corporation. The Handbook of Personal Computer Instrumentatio. Tucson, 1987.
- [9] Burr Brown Corporation. Product Data Book. Tucson, 1982.
- [10] National Semiconductor, Linear Data Book. 1982.
- [11] Saade Babún, Edgar Salomón. Aplicación de los Microprocesadores a la Medicina. Diseño y construcción de un medidor y comparador de pulso fetal. Biblioteca UCA, Universidad Centroamericana José Simeón Cañas.
- [12] Zhu, H.; Harris, G. F.; Wertsch, J. J.; Tompkins, W. J.; y Webster, J. G. A Microprocessor-Based Data Acquisition System for Measuring Plantar Pressures from Ambulatory Subjects. IEEE Transc. Biomed. Eng., vol BME-38, Julio 1990, pp 710-714.

- [13] Schels, H. F.; Habertr, R; Jilge, G; Steinbigler, P; y Steinbeck, G. Frequency Analysis of the Electrocardiogram with Maximam Entropy Method for identification of Patients with Sustained Ventricular Tachycardia. IEEE Trans. Biomed. Eng., vol BME-38, Septiembre 1991, pp 821-826.
- [14] Betanzos, A. Alonso; Moret Bonillo, V; y Hernández Sande, C. Foetos: An Expert Systems for Fetal Assesment. IEEE Transc. Biomed. Eng., vol BME-38, Febrero 1991.
- [15] Welkowitz, W; Cui, Q; Qi, Y; y Kostis, J. B.. Noninvasive Estimation of Cardiac Output. IEEE Transc. Biomedic Eng., vol BME-38, Noviembre 1991, pp 1100-1105.
- [16] Metting van Rijn, A. C.; Peper, A; y Grimbergen, C. A.. The Isolation Mode Rejection Ratio in Bioelectric Amplifier. IEEE Transc. Biomedic Eng., vol BME-38, Noviembre 1991, pp 1154-1157.
- [17] Kaigmarrok, K. A.; Kramer, K. M.; Webster, J. G.; y Radwin, R. G.. A 16 Channel 8-Parameter Waveform Electrotactile Stimulation System. IEEE Transc. Biomedic Eng., vol BME-38, Octubre 1991, pp 933-994.
- [18] Thakor, Nitish V. y Fan, Kongyan. Tachycardia an Fibrillation Detection by Automatic Implantable CARDIOVERTER-DEFIBRILLATORS: Sequential Testing in Time Domain. IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, Marzo 1990, pp 21-24.
- [19] Semmlow, John L.; Akay, Metin; y Welkowitz, Walter. Noninvasive Detection of Coronary Artery Disease
- [20] Ganong, William F.. Fisiología Médica. México, D.F.: Editorial El Manual Moderno, S.A. de C.V., 1988.
- [21] Guyton, Arthur C.. Tratado De Fisiología Médica. Vol. I. México, D.F.: Nueva Editoreal Interamericana, 1987.
- [22] Hawker Siddeley. Sensym Handbook. California, 1991.
- [23] Omega, Inc. Hanbook of Pressure and Temperature. 1991
- [24]- National Instruments. IEEE-488 and VXIbus Control Data Acquisition, and Analisis. 1992.
- [25]- Keithley, Metrabyte, Asyst, Dac. Data Acquisition & Control Hardware and Software for IBM PC/AT/XT, IBM PS/2, MicroChannel, and Apple Macintosh Computers. Tauton, MA. 1990

- [26]- Analog Devices. Personal Computer Based Measurement & Control Solutions. Norwood, Massachusetts, 1989.
- [27]- Borland International. Turbo Pascal Tutor Version 4.0 IBM version. Francia, 1987.
- [28]- Borland International. Turbo Pascal 4.0 Owner's Handbook. Francia, 1987.
- [29]- Borland International. Turbo Pascal Version 6.0 User's Guide. California, 1990.
- [30]- Borland International. Turbo Pascal Version 6.0 Programmer's Guide. California, 1990.
- [31]- Borland International. Version 6.0 Turbo Vision Guide. California, 1990.
- [32]- Pressman, Roger S. Ingeniería del Software. Un enfoque práctico. México: Editorial McGraw Hill/Interamericana, 1990.
- [33]- Arce Medina, Cesar Armando. "Análisis de la Arquitectura Interna de los Computadores Personales 286AT y Manejo de Pariféricos". Tesis para optar al grado de Ing. Electricista. Universidad de El Salvador, 1991.
- [34]- Haskell, Richard E.. IEM PC-8088. Assembly Language Programming. Rochester: Rehi Books, Inc., 1986.
- [35]- Intel Corporation. MCS-80 User's Manual (with introduction to MCS-85). California, 1977.

ANEXO 1.

"HOJAS DE DATOS DE LOS DISPOSITIVOS UTILIZADOS"

Precision Monolithic IC's

FEATURES

- Low Noise $80nV_{p-p}$ (0.1Hz to 10Hz)
..... $3nV/\sqrt{Hz}$
- Low Drift $0.2\mu V/^{\circ}C$
- High Speed $2.8V/\mu s$ Slew Rate
..... 8MHz Gain Bandwidth
- Low V_{OS} $10\mu V$
- Excellent CMRR 126dB at V_{CM} of $\pm 11V$
- High Open-Loop Gain 1.8 Million
- Fits 725, OP-07, OP-05, AD510, AD517, 5534A sockets

ORDERING INFORMATION†

T_A -25°C V_{OS} MAX (μV)	PACKAGE					OPERATING TEMPERATURE RANGE
	HERMETIC TO-99 8-PIN	HERMETIC DIP 8-PIN	PLASTIC DIP 8-PIN	LCC		
25	OP27AJ*	OP27AZ*	--	--	--	MIL
25	OP27EJ	OP27EZ	OP27EP	--	--	IND/CCM
60	OP27DJ*	OP27DZ*	--	OP27BRC/883	--	MIL
60	OP27FJ	OP27FZ	OP27FP	--	--	IND/CCM
100	OP27CJ	OP27CZ	--	--	--	MIL
100	OP27GJ	OP27GZ	OP27GP	--	--	IND/CCM

* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.
† Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in cerdip, plastic dip, and TO-can packages. For ordering information, see 1988 Data Book, Section 2.

GENERAL DESCRIPTION

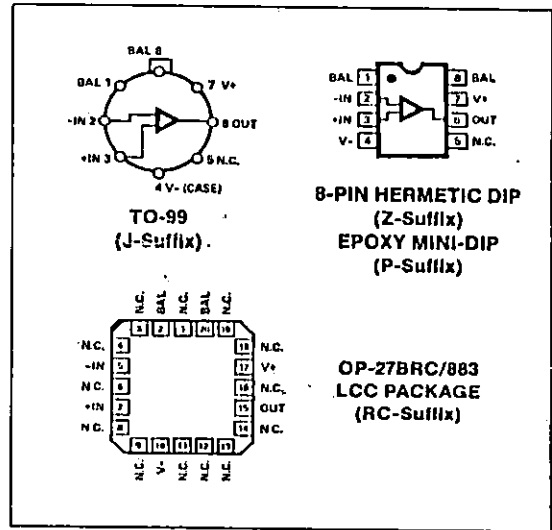
The OP-27 precision operational amplifier combines the low offset and drift of the OP-07 with both high-speed and low-noise. Offsets down to $25\mu V$ and drift of $0.6\mu V/^{\circ}C$ maximum make the OP-27 ideal for precision instrumentation applications. Exceptionally low noise, $e_n = 3.5nV/\sqrt{Hz}$, at 10Hz, a low 1/f noise corner frequency of 2.7Hz, and high gain (1.8 million), allow accurate high-gain amplification of low-level signals. A gain-bandwidth product of 8MHz and a $2.8V/\mu sec$ slew rate provides excellent dynamic accuracy in high-speed data-acquisition systems.

A low input bias current of $\pm 10nA$ is achieved by use of a bias-current-cancellation circuit. Over the military temperature range, this circuit typically holds I_B and I_{OS} to $\pm 20nA$ and $15nA$ respectively.

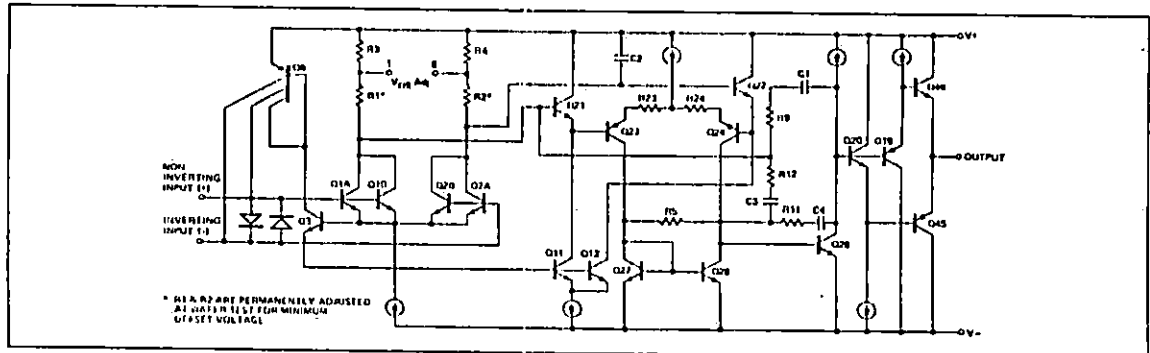
The output stage has good load driving capability. A guaranteed swing of $\pm 10V$ into 600 Ω and low output distortion make the OP-27 an excellent choice for professional audio applications.

PSRR and CMRR exceed 120dB. These characteristics, coupled with long-term drift of $0.2\mu V/month$, allow the circuit designer to achieve performance levels previously attained only by discrete designs.

PIN CONNECTIONS



SIMPLIFIED SCHEMATIC



Low cost, high-volume production of OP-27 is achieved by using an on-chip zener-zap trimming network. This reliable and stable offset trimming scheme has proved its effectiveness over many years of production history.

The OP-27 provides excellent performance in low-noise high-accuracy amplification of low-level signals. Applications include stable integrators, precision summing amplifiers, precision voltage-threshold detectors, comparators, and professional audio circuits such as tape-head and microphone preamplifiers.

The OP-27 is a direct replacement for 725, OP-06, OP-07 and OP-05 amplifiers; 741 types may be directly replaced by removing the 741's nulling potentiometer.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 4)

Supply Voltage	±22V
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW
Input Voltage (Note 3)	±22V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage (Note 2)	±0.7V
Differential Input Current (Note 2)	±25mA
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Operating Temperature Range

OP-27A, OP-27B, OP-27C (J, Z, RC)	-55°C to +125°C
OP-27E, OP-27F, OP-27G (J, Z)	-25°C to +85°C
OP-27E, OP-27F, OP-27G (P)	0°C to +70°C
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	300°C
DICE Junction Temperature	-65°C to +150°C

NOTES:

1. See table for maximum ambient temperature rating and derating factor.

PACKAGE TYPE	MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE FOR RATING	DERATE ABOVE MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE
TO-99 (J)	80°C	7.1mW/°C
8-Pin Hermetic DIP (Z)	75°C	6.7mW/°C
8-Pin Plastic DIP (P)	62°C	5.6mW/°C
LCC	80°C	7.8mW/°C

- The OP-27's inputs are protected by back-to-back diodes. Current limiting resistors are not used in order to achieve low noise. If differential input voltage exceeds ±0.7V, the input current should be limited to 25mA.
- For supply voltages less than ±22V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A/E			OP-27B/F			OP-27C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	10	25	—	20	60	—	30	100	μV
Long-Term V_{OS} Stability	$V_{OS}/Time$	(Notes 2, 3)	—	0.2	1.0	—	0.3	1.5	—	0.4	2.0	$\mu V/Mo$
Input Offset Current	I_{OS}		—	7	35	—	9	50	—	12	75	nA
Input Bias Current	I_B		—	±10	±40	—	±12	±55	—	±15	±80	nA
Input Noise Voltage	e_{np-p}	0.1Hz to 10Hz (Notes 3, 5)	—	0.08	0.18	—	0.08	0.18	—	0.09	0.25	$\mu Vp-p$
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_O = 10Hz$ (Note 3)	—	3.5	5.5	—	3.5	5.5	—	3.8	8.0	nV/\sqrt{Hz}
		$f_O = 30Hz$ (Note 3)	—	3.1	4.5	—	3.1	4.5	—	3.3	5.6	
		$f_O = 1000Hz$ (Note 3)	—	3.0	3.8	—	3.0	3.8	—	3.2	4.5	
Input Noise Current Density	i_n	$f_O = 10Hz$ (Notes 3, 6)	—	1.7	4.0	—	1.7	4.0	—	1.7	—	pA/\sqrt{Hz}
		$f_O = 30Hz$ (Notes 3, 6)	—	1.0	2.3	—	1.0	2.3	—	1.0	—	
		$f_O = 1000Hz$ (Notes 3, 6)	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	
Input Resistance — Differential-Mode	R_{IN}	(Note 7)	1.3	6	—	0.94	5	—	0.7	4	—	M Ω
Input Resistance — Common-Mode	R_{INCM}		—	3	—	—	2.5	—	—	2	—	G Ω
Input Voltage Range	IVR		±11.0	±12.3	—	±11.0	±12.3	—	±11.0	±12.3	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 11V$	114	126	—	106	123	—	100	120	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4V$ to $\pm 18V$	—	1	10	—	1	10	—	2	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	1000	1800	—	1000	1800	—	700	1500	—	V/mV
		$R_L = 600\Omega$, $V_O = \pm 10V$	800	1500	—	800	1500	—	600	1500	—	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	±12.0	±13.8	—	±12.0	±13.8	—	±11.5	±13.5	—	V
		$R_L = 600\Omega$	±10.0	±11.5	—	±10.0	±11.5	—	±10.0	±11.5	—	
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 4)	1.7	2.8	—	1.7	2.6	—	1.7	2.8	—	V/ μs

OPERATIONAL AMPLIFIERS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A/E			OP-27B/F			OP-27C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Gain Bandwidth Prod. GBW		(Note 4)	5.0	8.0	—	5.0	8.0	—	5.0	8.0	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R_O	$V_O = 0, I_O = 0$	—	70	—	—	70	—	—	70	—	Ω
Power Consumption	P_d	V_O	—	90	140	—	90	140	—	100	170	mW
Offset Adjustment Range		$R_P = 10k\Omega$	—	± 4.0	—	—	± 4.0	—	—	± 4.0	—	mV

NOTES:

- Input offset voltage measurements are performed - 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed-up.
- Long-term input offset voltage stability relative to the average trend line of V_{OS} vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 days are typically $2.5\mu V$ - refer to typical performance curve.
- Sample tested.
- Guaranteed by design.
- See test circuit and frequency response curve for 0.1Hz to 10Hz tester.
- See test circuit for current noise measurement.
- Guaranteed by input bias current.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A			OP-27B			OP-27C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	30	60	—	50	200	—	70	300	μV
Average Input Offset Drift	TCV_{OS}	(Note 2)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	—	0.4	1.8	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}	(Note 3)	—	15	50	—	22	85	—	30	135	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 20	± 60	—	± 28	± 95	—	± 35	± 150	nA
Input Voltage Range	IVR		± 10.3	± 11.5	—	± 10.3	± 11.5	—	± 10.2	± 11.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	108	122	—	100	118	—	94	118	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 18V$	—	2	16	—	2	20	—	4	51	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega, V_O = \pm 10V$	600	1200	—	500	1000	—	300	800	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.5	± 13.5	—	± 11.0	± 13.2	—	± 10.5	± 13.0	—	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS for $V_S = \pm 15V$, $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for OP-27J and OP-27Z, $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ for OP-27P, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27E			OP-27F			OP-27G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}		—	20	50	—	40	140	—	55	220	μV
Average Input Offset Drift	TCV_{OS}	(Note 2)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	—	0.4	1.8	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}	(Note 3)	—	10	50	—	14	85	—	20	135	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 14	± 60	—	± 18	± 95	—	± 25	± 150	nA
Input Voltage Range	IVR		± 10.5	± 11.8	—	± 10.5	± 11.8	—	± 10.5	± 11.8	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	110	124	—	102	121	—	96	118	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 18V$	—	2	15	—	2	10	—	2	32	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega, V_O = \pm 10V$	750	1500	—	700	1300	—	450	1000	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 11.7	± 13.8	—	± 11.4	± 13.5	—	± 11.0	± 13.3	—	V

NOTES:

- Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed-up.
- The TCV_{OS} performance is within the specifications unnull'd or when null'd with $R_P = 8k\Omega$ to $20k\Omega$. TCV_{OS} is 100% tested for A/E grades, sample tested for B/C/F/G grades.
- Guaranteed by design.

DICI

WA
OP-

PAR
Inp
Inp
Inp
Inp
Cor
Re
Pos
Re
La
Vo
Cl
Pa
HC
Ele
qu

T

P

A

/

/

/

/

/

/

/

/

/

/

/

/

/

/

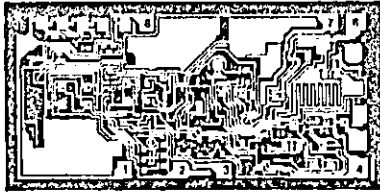
/

/

/



DICE CHARACTERISTICS

DIE SIZE 0.109 × 0.055 inch, 5995 sq. mils
(2.77 × 1.40mm, 3.88 sq. mm)

1. NULL
2. (-) INPUT
3. (+) INPUT
4. V-
6. OUTPUT
7. V+
8. NULL

For additional DICE ordering information, refer to 1988 Data Book, Section 2.

WAFER TEST LIMITS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ for OP-27N, OP-27G, and OP-27GR devices; $T_A = 125^\circ C$ for OP-27NT and OP-27GT devices, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27NT LIMIT	OP-27N LIMIT	OP-27GT LIMIT	OP-27G LIMIT	OP-27GR LIMIT	UNITS
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	60	35	200	60	100	μV MAX
Input Offset Current	I_{OS}		50	35	85	50	75	nA MAX
Input Bias Current	I_B		± 60	± 40	± 95	± 55	± 80	nA MAX
Input Voltage Range	IVR		± 10.3	± 11	± 10.3	± 11	± 11	V MIN
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = IVR$	108	114	100	108	100	dB MIN
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4V$ to $\pm 18V$	—	10	—	10	20	$\mu V/V$ MAX
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$ $R_L \geq 600\Omega$, $V_O = \pm 10V$	600	1000	500	1000	700	V/mV MIN
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$ $R_L \geq 600\Omega$	± 11.5	± 12.0 ± 10.0	± 11.0	± 12.0 ± 10.0	± 11.5 ± 10.0	V MIN
Power Consumption	P_d	$V_O = 0$	—	140	—	140	170	mW MAX

NOTE:

Electrical tests are performed at wafer probe to the limits shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging is not guaranteed for standard product dice. Consult factory to negotiate specifications based on dice lot qualification through sample lot assembly and testing.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27N TYPICAL	OP-27G TYPICAL	OP-27GR TYPICAL	UNITS
Average Input Offset Voltage Drift	TCV_{OS} or TCV_{OSn}	Nullled or Unnullled $R_p = 8k\Omega$ to $20k\Omega$	0.2	0.3	0.4	$\mu V/^\circ C$
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}		80	130	180	$pA/^\circ C$
Average Input Bias Current Drift	TCI_B		100	160	200	$pA/^\circ C$
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_O = 10Hz$ $f_O = 30Hz$ $f_O = 1000Hz$	3.5 3.1 3.0	3.5 3.1 3.0	3.8 3.3 3.2	nV/\sqrt{Hz}
Input Noise Current Density	i_n	$f_O = 10Hz$ $f_O = 30Hz$ $f_O = 1000Hz$	1.7 1.0 0.4	1.7 1.0 0.4	1.7 1.0 0.4	pA/\sqrt{Hz}
Input Noise Voltage	e_{np-p}	0.1Hz to 10Hz	0.08	0.08	0.09	μV_{p-p}
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$	2.8	2.8	2.8	$V/\mu s$
Gain Bandwidth Product	GBW		8	8	8	MHz

NOTE:

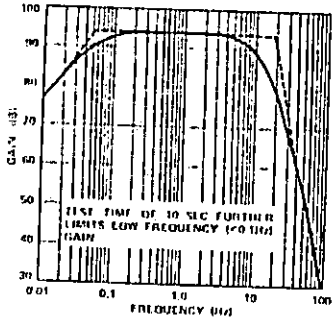
1. Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.



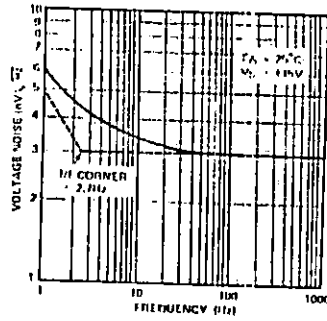
OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

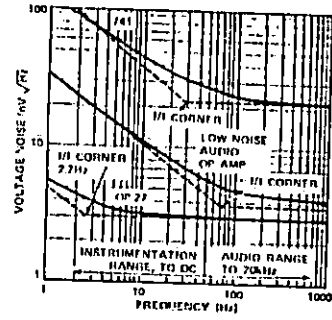
0.1Hz TO 10Hz_{p-p} NOISE TESTER
FREQUENCY RESPONSE



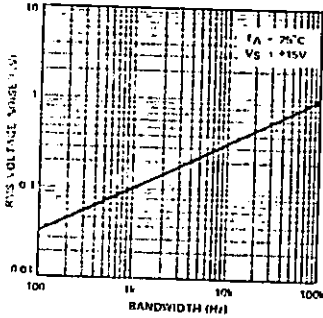
VOLTAGE NOISE DENSITY
vs FREQUENCY



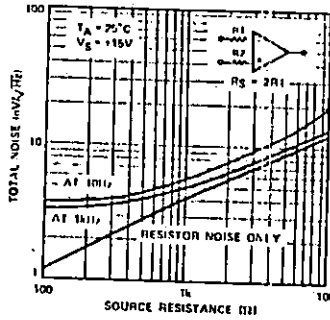
A COMPARISON OF
OP AMP VOLTAGE
NOISE SPECTRA



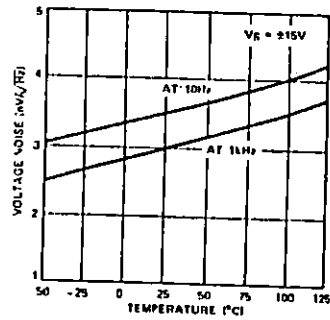
INPUT WIDEBAND VOLTAGE
NOISE vs BANDWIDTH (0.1Hz
TO FREQUENCY INDICATED)



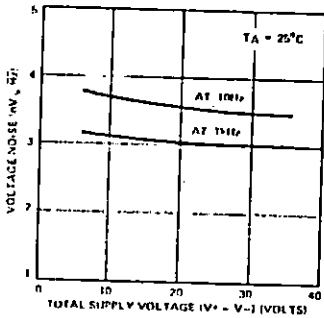
TOTAL NOISE vs SOURCE
RESISTANCE



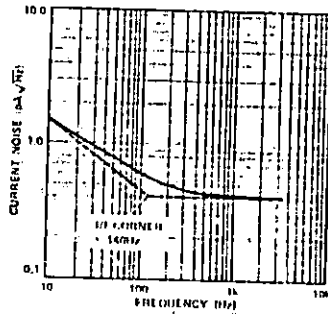
VOLTAGE NOISE DENSITY
vs TEMPERATURE



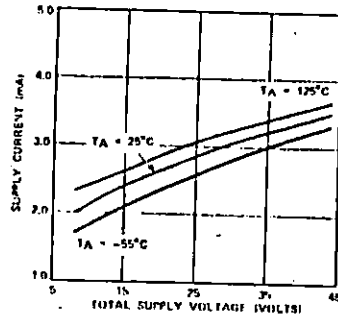
VOLTAGE NOISE DENSITY
vs SUPPLY VOLTAGE



CURRENT NOISE DENSITY
vs FREQUENCY

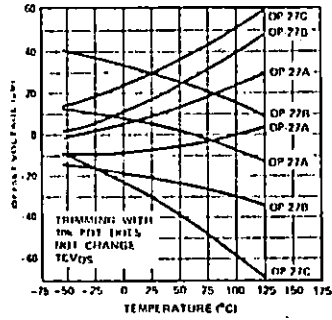


SUPPLY CURRENT vs
SUPPLY VOLTAGE

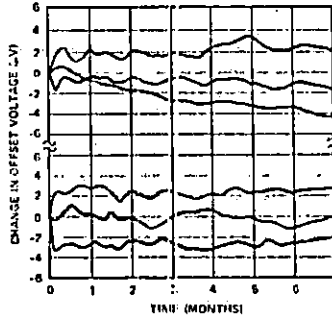


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

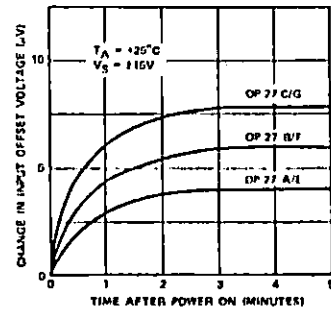
OFFSET VOLTAGE DRIFT OF EIGHT REPRESENTATIVE UNITS vs TEMPERATURE



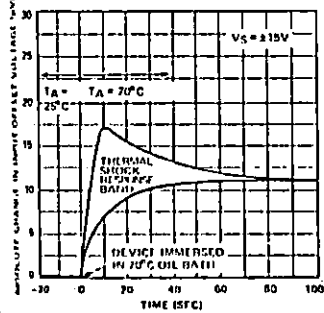
LONG-TERM OFFSET VOLTAGE DRIFT OF SIX REPRESENTATIVE UNITS



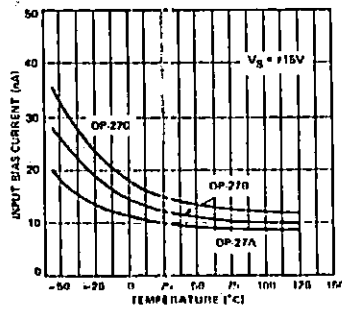
WARM-UP OFFSET VOLTAGE DRIFT



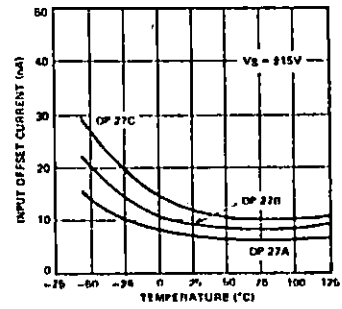
OFFSET VOLTAGE CHANGE DUE TO THERMAL SHOCK



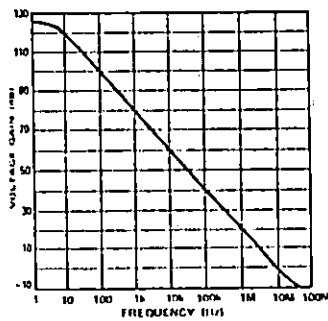
INPUT BIAS CURRENT vs TEMPERATURE



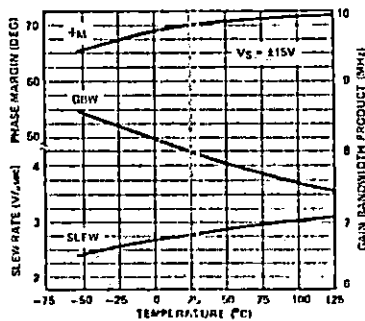
INPUT OFFSET CURRENT vs TEMPERATURE



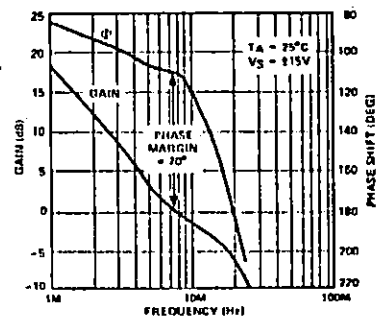
OPEN-LOOP GAIN vs FREQUENCY



SLEW RATE, GAIN-BANDWIDTH PRODUCT, PHASE MARGIN vs TEMPERATURE

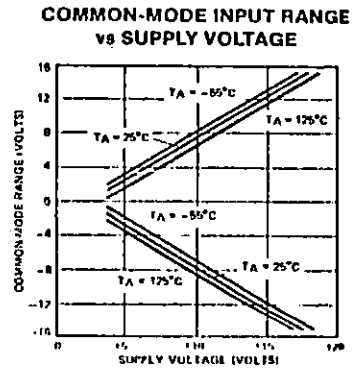
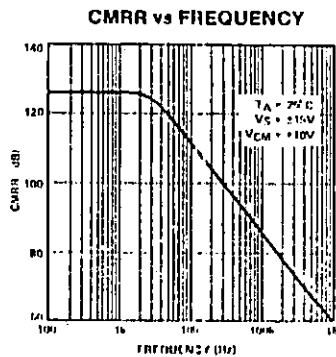
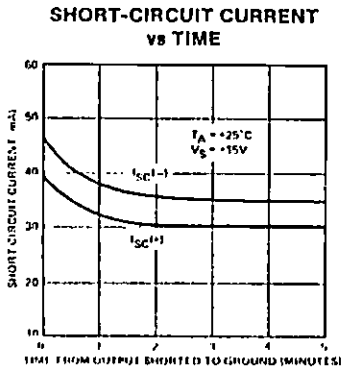
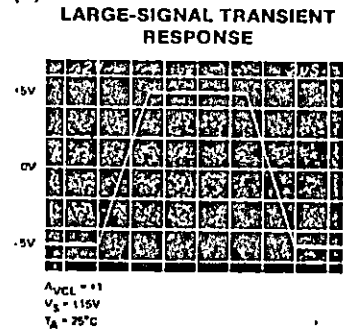
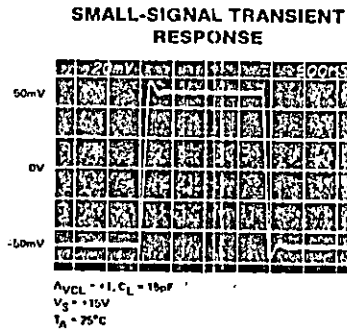
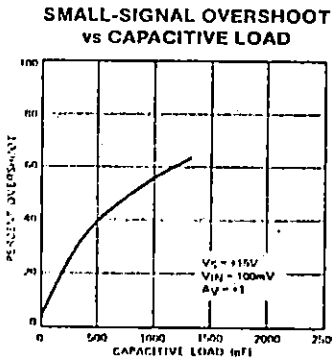
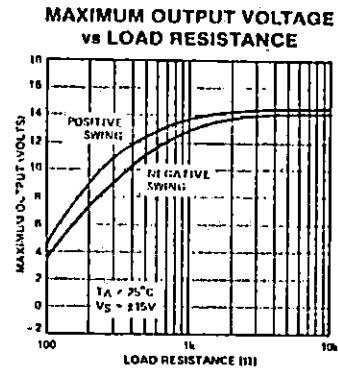
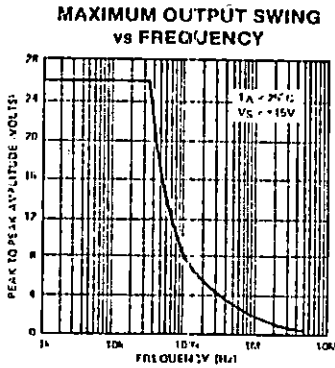
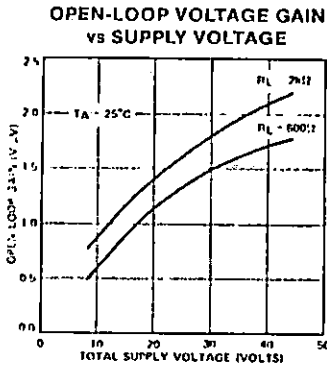


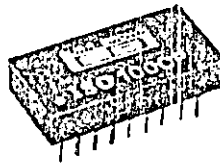
GAIN, PHASE SHIFT vs FREQUENCY



OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS





Miniature Low Drift - Wide Bandwidth ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- EASY TO USE, SIMILAR TO AN OP AMP
 $V_{OUT}/I_{IN} = R_F$, Current Input
 $V_{OUT}/V_{IN} = R_F/R_{IN}$, Voltage Input
- KEY PARAMETERS TESTED AT 1000V
- ULTRA-LDW LEAKAGE, 0.3 μ A, max, at 240V/60Hz
- WIDE BANDWIDTH, 60kHz
- LOW COST
- 18-PIN DIP PACKAGE

APPLICATIONS

- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
 Transducer sensing
 (thermocouple, RTD, pressure bridges)
 4mA to 20mA loops
 Motor and SCR control
 Ground loop elimination
- BIOMEDICAL MEASUREMENTS
- TEST EQUIPMENT
- DATA ACQUISITION

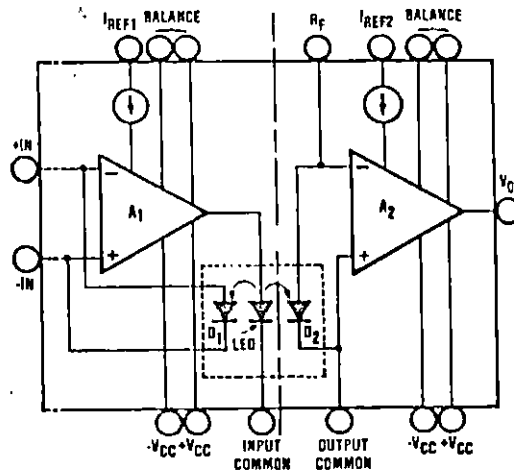
DESCRIPTION

The ISO100 is a miniature low cost optically-coupled isolation amplifier. High accuracy, linearity, and time-temperature stability are achieved by coupling light from an LED back to the input (negative feedback) as well as forward to the output. Optical components are carefully matched and the amplifier is actively laser-trimmed to assure excellent tracking and low offset errors.

The circuit acts as a current-to-voltage converter with a minimum of 750V (2500V test) between input and output terminals. It also effectively breaks the galvanic connection between input and output commons as indicated by the ultra-low 60Hz leakage current of 0.3 μ A at 240V. Voltage input operation is easily achieved by using one external resistor.

Versatility along with outstanding DC and AC performance provide excellent solutions to a variety of challenging isolation problems. For example, the ISO100 is capable of operating in many modes, including: noninverting (unipolar and bipolar) and inverting (unipolar and bipolar) configurations. Two precision current sources are provided to accomplish bipolar operation. Since these are not required for unipolar operation, they are available for external use (see Applications section).

Designs using the ISO100 are easily accomplished with relatively few external components. Since V_{OUT} of the ISO100 is simply $I_{IN}R_{OUT}$, gains can be changed by altering one resistor value. In addition, the ISO100 has sufficient bandwidth (DC to 60kHz) to amplify most industrial and test equipment signals.



SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} = 15\text{VDC}$ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ISO100AP			ISO100BP			ISO100CP			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Voltage Rated Continuous, DC Test, Parametric(1) Test, Breakdown Rejection(2) DC	10sec $R_{IN} = 10\text{k}\Omega$, Gain = 100 60Hz, 480V, $R_F = 1\text{M}\Omega$ $R_{IN} = 10\text{k}\Omega$, Gain = 100	750 1000 2500	5	146 400 108	*	*	*	*	*	*	VDC VDC VDC pA/V dB pA/V dB Ω pF μA , rms
Resistance Capacitance Leakage Current	240V, rms, 60Hz		10 ¹² 2.5	0.3							
OFFSET VOLTAGE (RTI)											
Input Stage (V _{OSI}) Initial Offset(1) vs Temperature vs Input Power Supplies(1) vs Time				500 5 105			300 2 *			200 2 *	μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dB $\mu\text{V}/\text{kHr}$
Output Stage (V _{OSO}) Initial Offset(1) vs Temperature vs Output Power Supplies(1) vs Time				500 5 105			300 2 *			200 2 *	μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dB $\mu\text{V}/\text{kHr}$
Common-Mode Rejection Ratio(2)	60Hz, $R_F = 1\text{M}\Omega$ $R_{IN} = 10\text{k}\Omega$, Gain = 100		1 3 90				*	*	*	*	nA/V dB V
Common-Mode Range		± 13					*	*	*	*	
REFERENCE CURRENT SOURCES											
Magnitude Nominal vs Temperature vs Power Supplies		10.5	12 400	12.5 3	*	*	175	*	*	175	μA ppm/ $^\circ\text{C}$ nA/V
Matching Nominal vs Temperature vs Power Supplies			50 150	0.3	*	*	*	*	*	*	nA ppm/ $^\circ\text{C}$ nA/V
Compliance Voltage Output Resistance		-13		+15	*	*	*	*	*	*	V Ω
FREQUENCY RESPONSE											
Small Signal Bandwidth Full Power Bandwidth Slew Rate(1) Settling Time	Gain = 1V/ μA Gain = 1V/ μA , $V_O = \pm 10\text{V}$ 0.1%		60 6 0.4		*	*	*	*	*	*	kHz kHz V/ μsec μsec
TEMPERATURE RANGE											
Specification Operating Storage		-25 -40 -55		185 +100 +100	*	*	*	*	*	*	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$

UNIPOLAR OPERATION

GENERAL PARAMETERS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Current Range Linear Operation Without Damage		-20 -1		-0.02 +1	*	*	*	*	*	*	μA mA
Input Impedance Output Voltage Swing Output Impedance	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $R_F = 1\text{M}\Omega$ DC	-10	0.1	0	*	*	*	*	*	*	Ω V Ω
GAIN Initial Error (Adjustable To Zero)(1) vs Temperature vs Time Nonlinearity(1)(3)	$V_O = R_F (I_{IN})$		2 0.03 0.05 0.1	5 0.08 0.05 0.4		1 0.01 0.03 0.1	2 0.04 0.1		1 0.005 0.02 0.07	2 0.03	% FS %/C %/kHr %
CURRENT NOISE 0.01Hz to 10Hz 10Hz 100Hz 1kHz	$I_{IN} = 0.2\mu\text{A}$		20 1 0.7 0.65		*	*	*	*	*	*	pA, p-p pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT OFFSET CURRENT (I _{OS}) Initial Offset vs Temperature vs Power Supplies vs Time			1 0.01 0.1 100	10 0.05	*	*	*	*	*	*	nA nA/C nA/V pA/kHr

ELECTRICAL (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $\pm V_{CC} = 15\text{VDC}$ unless otherwise noted

PARAMETER	CONDITIONS	ISO100AP			ISO100BP			ISO100CP			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
POWER SUPPLIES											
Input Stage											
Voltage (rated performance)			± 15								V
Voltage (derated performance)			± 1.1	± 18							V
Supply Current	$I_{IN} = -0.02\mu\text{A}$ $I_{IN} = -20\mu\text{A}$	± 7		± 2							mA
Output Stage											
Voltage (rated performance)			± 15								V
Voltage (derated performance)			± 1.1	± 18							V
Supply Current	$V_O = 0$	± 7		± 2							mA
Short Circuit Current Limit ⁽¹⁾				± 10							mA

BIPOLAR OPERATION

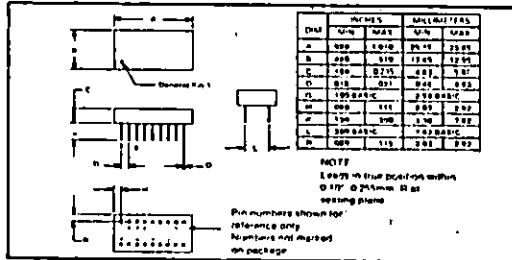
GENERAL PARAMETERS											
Input Current Range											
Linear Operation		-10		+10							μA
Without Damage		-1		+1							mA
Input Impedance			0.5								Ω
Output Voltage Swing	$R_L = 2k\Omega, R_f = 1M\Omega$	-10		+10							mV
Output Impedance			1200								Ω
GAIN											
Initial Error ⁽²⁾ Adjustable To Zero ⁽³⁾	$V_O = R_f I_{IN}$										% of FS
vs Temperature			3	5		1	2		1	2	%/°C
vs Time			0.03	0.06		0.01	0.04		0.005	0.03	%/hr
Nonlinearity ⁽¹⁾⁽³⁾			0.5	0.4		0.03	0.1		0.02	0.07	%
CURRENT NOISE											
0.01Hz to 10Hz	$I_{IN} = 0.2\mu\text{A}$		15								nA, p-p
10Hz			17								$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
100Hz			17								$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
1kHz			11								$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT OFFSET CURRENT (I_{OS}, bipolar)⁽⁴⁾											
Initial Offset ⁽¹⁾			40	200		20	70		10	35	nA
vs Temperature				3			1.3			0.8	nA/°C
vs Power Supplies				0.7							nA/V
vs Time			250								pA/hr
POWER SUPPLIES											
Input Stage											
Voltage (rated performance)			± 15								V
Voltage (derated performance)			± 1.1	± 18							V
Supply Current	$I_{IN} = +10\mu\text{A}$ $I_{IN} = -10\mu\text{A}$	± 7		± 2							mA
Output Stage											
Voltage (rated performance)			± 15								V
Voltage (derated performance)			± 1.1	± 18							V
Supply Current	$V_O = 0$	± 7		± 2							mA
Short Circuit Current Limit ⁽¹⁾				± 10							mA

¹ Same as ISO100AP.

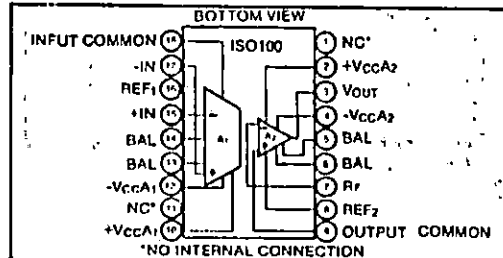
NOTES

1. These parameters are tested during the 1000V stress test.
2. See Theory of Operation section for definitions. For dB see Ex. 2, CM and HV errors.
3. Nonlinearity is the peak deviation from a "best fit" straight line expressed as a percent of full scale output.
4. Bipolar offset current includes effects of reference current mismatch and unipolar offset current.

MECHANICAL



PIN CONFIGURATION

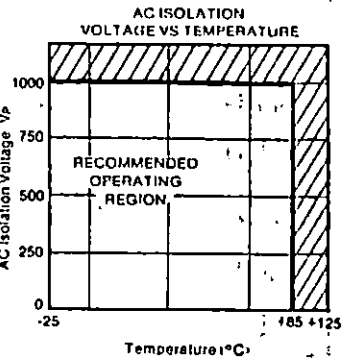
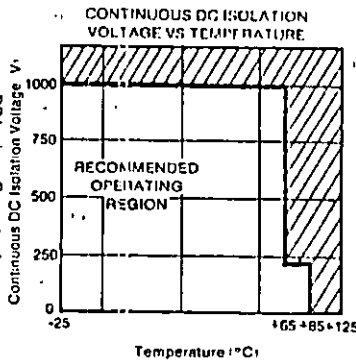
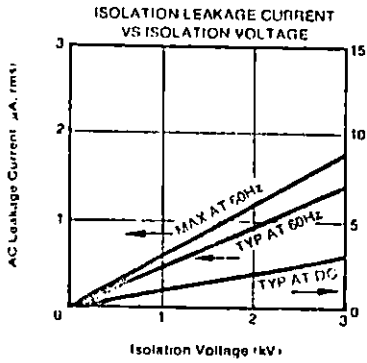
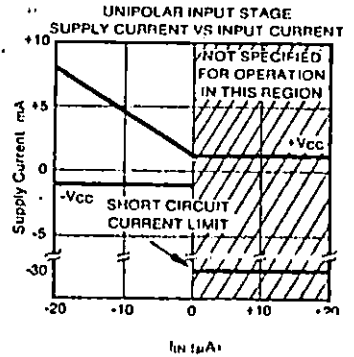
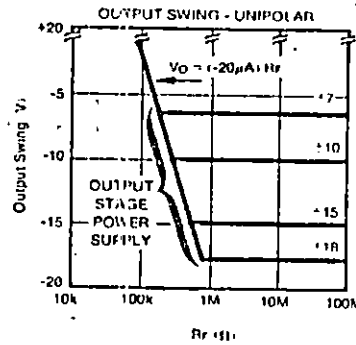
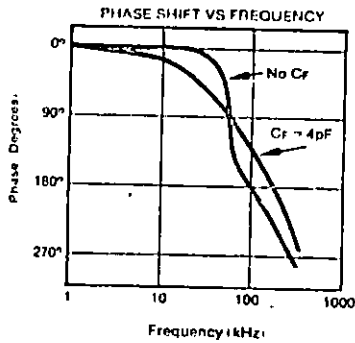
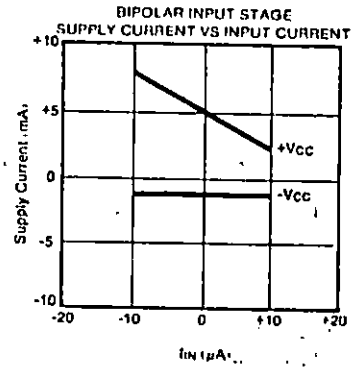
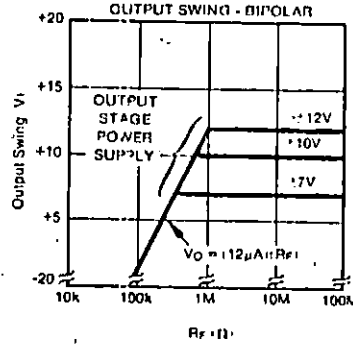
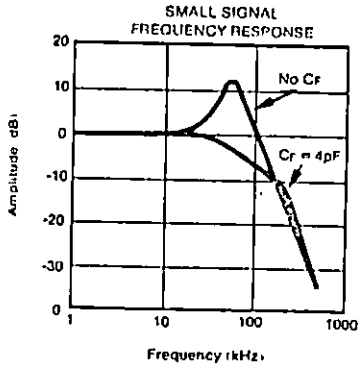


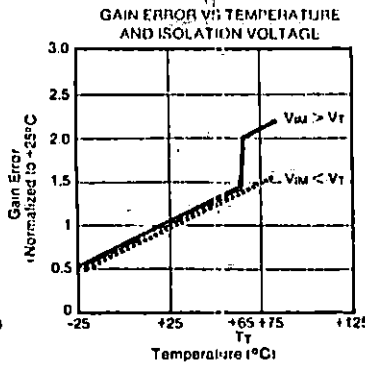
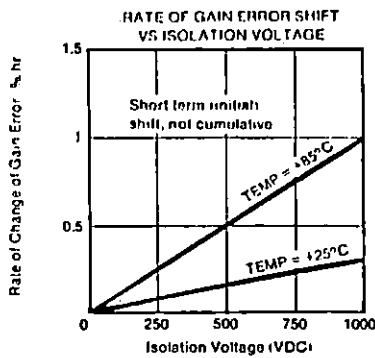
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltages	-18V
Isolation Voltage	±100V
Input Current	±1mA
Storage Temperature Range	-55°C to +130°C
Lead Temperature (soldering 10 seconds)	±110°C
Output Short-circuit Duration	Continuous to ground

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

*T_a = +25°C, ±V_{CC} = ±15VDC unless otherwise noted





NOTES:
 V_T and T_T approximate the threshold for the indicated gain shift. This is caused by the properties of the optical cavity.
 $T_T = +65^\circ\text{C}$, $V_T = 200\text{VDC}$. Shift does not occur for AC voltages.
 V_{IM} = Isolation-mode Voltage
 V_T = Threshold Voltage
 T_T = Threshold Temperature

THEORY OF OPERATION

The ISO100 is fundamentally a unity gain current amplifier intended to transfer small signals between electrical circuits separated by high voltages or different references. In most applications an output voltage is obtained by passing the output current through the feedback resistor (R_F).

The ISO100 uses a single light emitting diode (LED) and a pair of photodiode detectors, coupled together, to isolate the output signal from the input.

Figure 1 shows a simplified diagram of the amplifier. I_{REF1} and I_{REF2} are required only for bipolar operation, to generate a midscale reference. The LED and photodiodes (D1 and D2) are arranged such that the same amount of light falls on each photodiode. Thus, the currents generated by the diodes match very closely. As a result, the transfer function depends upon optical match, rather than absolute performance. Laser-trimming of the components improves matching and enhances accuracy, while negative feedback improves linearity. Negative feedback around A1 occurs through the optical path formed by the LED and D1. The signal is transferred across the isolation barrier by the matched light path to D2.

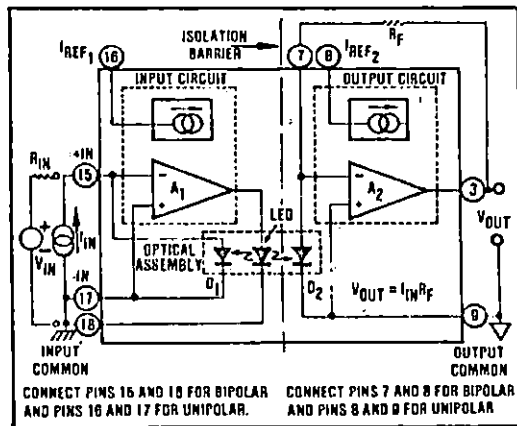


FIGURE 1. Simplified Block Diagram of the ISO100.

The overall ISO amplifier is noninverting (a positive going input produces a positive going output).

INSTALLATION AND OPERATING INSTRUCTIONS

UNIPOLAR OPERATION

In Figure 1, assume a current, I_{IN} , flows out of the ISO100 (I_{IN} must be negative in unipolar operation). This causes the voltage at pin 15 to decrease. Because the amplifier is inverting, the output of A1 increases, driving current through the LED. As the LED light output increases, D1 responds by generating an increasing current. The current increases until the sum of the currents in and out of the input node (-Input to A1) is zero. At that point the negative feedback through D1 has stabilized the loop, and the current I_{D1} equals the input current plus the bias current. As a result no bias current flows in the source. Since D1 and D2 are matched ($I_{D1} = I_{D2}$), I_{IN} is replicated at the output via D2. Thus, A1 functions as a unity-gain current amplifier, and A2 is a current-to-voltage converter, as described below.

Current produced by D2 must either flow into A2 or R_F . Since A2 is designed for low bias current ($\approx 10\text{nA}$) almost all of the current flows through R_F to the output. The output voltage then becomes:

$$V_{OUT} = (I_{D2}) R_F = (I_{IN} \pm I_{BIAS}) R_F \approx (-I_{IN}) R_F = I_{IN} R_F \quad (1)$$

where, I_{BIAS} is the difference between A1 and A2 bias currents. For input voltage operation I_{IN} can be replaced by a voltage source (V_{IN}) and series resistor (R_{IN}) since the summing node of the op amp is essentially at ground. Thus, $I_{IN} = V_{IN}/R_{IN}$.

Unipolar operation does have constraints, however. In this mode the input current must be negative so as to produce a positive output voltage from A1 to turn the LED on. A current more negative than 20nA is necessary to keep the LED turned on and the loop stabilized. When this condition is not met the output may be indeterminate. Many sensors generate unidirectional signals, e.g., photoconductive and photodiode devices, as well as some applications of thermocouples. However, other applications do require bipolar operation of the ISO100.

BIPOLAR OPERATION

To activate the bipolar mode, reference currents as shown in Figure 1, are attached to the input nodes of the op amps. The input stage stabilizes just as it did in unipolar operation. Assuming $I_{IN} = 0$, the photodiode has to supply all the I_{REF1} current. Again, due to symmetry, $I_{D1} = I_{D2}$. Since the two references are matched, the current generated by D2 will equal I_{REF2} . This results in no current flow in R_F , and the output voltage will be zero. When I_{IN} either adds or subtracts current from the input node, the current D1 will adjust to satisfy $I_{D1} = I_{IN} + I_{REF1}$. Because I_{REF1} equals I_{REF2} and I_{D1} equals I_{D2} , a current equal to I_{IN} will flow in R_F . The output voltage is then $V_O = I_{IN} R_F$. The range of allowable I_{IN} is limited. Positive I_{IN} can be as large as I_{REF1} (10.5 μ A, min). At this point, D1 supplies no current and the loop opens. Negative I_{IN} can be as large as that generated by D1 with maximum LED output (recommended 10 μ A, max).

DC ERRORS

Errors in the ISO100 take the form of offset currents and voltages plus their drifts with temperature. These are shown in Figure 2.

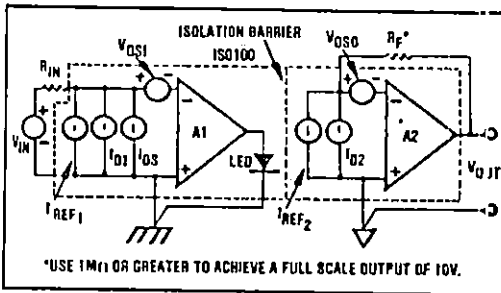


FIGURE 2. Circuit Model for DC Errors in the ISO100.

A1 and A2: are assumed to be ideal amplifiers.
 V_{OSO} and V_{OSI} : are the input offset voltages of the output and input stage, respectively. V_{OSO} appears directly at the output as

$$V_{OSI} \frac{R_F}{R_{IN}}$$

see equation (2).

I_{OS} : is the offset current. This is the current at the input necessary to make the output zero. It is equal to the combined effect of the difference between the bias currents of A1 and A2 and the matching errors in the optical components, in the unipolar mode.

I_{REF1} and I_{REF2} : are the reference currents that, when connected to the inputs, enable bipolar operation. The two currents are trimmed, in the bipolar mode, to minimize the $I_{OS \text{ bipolar}}$ error.

I_{D1} and I_{D2} : are the currents generated by each photodiode in response to the light from the LED.

Δ_e : is the gain error.

$$\Delta_e = \left| \frac{\text{Ideal gain}}{\text{Actual gain}} - 1 \right|$$

The output then becomes:

$$V_{OUT} = R_F \left[\left(\frac{V_{IN} \pm V_{OSI}}{R_{IN}} - I_{REF} \pm I_{OS} \right) (1 + \Delta_e) + I_{REF2} \right] \pm V_{OSO} \quad (2)$$

The total input referred offset voltage of the ISO100 can be simplified by assuming that $\Delta_e = 0$ and $V_{IN} = 0$:

$$V_{OS(RTH)} \approx R_F \left[\frac{\pm V_{OSI}}{R_{IN}} \pm I_{OS} \pm \Delta I_{REF} \right] \pm V_{OSO} \quad (3)$$

where, $\Delta I_{REF} = I_{REF1} - I_{REF2}$.

This voltage is then referred back to the input by dividing by R_F/R_{IN} .

Letting $\Delta I_{REF} - I_{OS} = I_{OS \text{ bipolar}}$,

$$V_{OS(RTH)} = (\pm V_{OSI}) \pm R_{IN} (I_{OS \text{ bipolar}}) + V_{OSO} (R_F/R_{IN}) \quad (4)$$

Example 1: (Refer to Figure 2 and Electrical Specifications Table)

Given: $R_{IN} = 100k\Omega$, $R_F = 1M\Omega$ (gain = 10),
 $V_{OSI} = +200\mu V$,
 $I_{OS \text{ bipolar}} = +35nA$, $V_{OSO} = +200\mu V$

Find: The total offset voltage error referred to the input and output when $V_{IN} = 0V$

$$\begin{aligned} V_{IN \text{ total RTI}} &= \pm V_{OSI} \pm R_{IN} (I_{OS \text{ bipolar}}) \\ &\quad \pm V_{OSO} (R_F/R_{IN}) \\ &= +200\mu V + 100k\Omega (35nA) \\ &\quad + 200\mu V / (1M\Omega / 100k\Omega) \\ &= 0.2mV + 3.5mV + 0.02mV \\ &= 3.72mV \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{OUT \text{ total RTO}} &= V_{IN \text{ total RTI}} \times R_F/R_{IN} \\ &= 3.72mV \times 10 \\ &= 37.2mV \end{aligned}$$

(Note: This error is dominated by $I_{OS \text{ bipolar}}$)

COMMON-MODE AND HIGH VOLTAGE ERRORS

Figure 3 shows a model of the ISO100 that can be used to analyze common-mode and high voltage behavior.

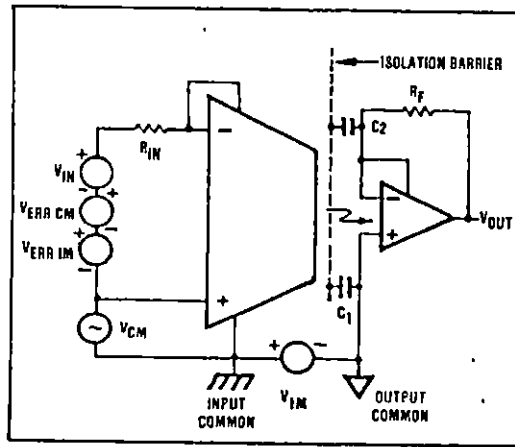


FIGURE 3. High Voltage Error Model.

Definitions of CMR and IMR

I_{OS} is defined as the input current required to make the ISO100's output zero. CMRR and IMRR in the ISO100 are expressed as conductances. CMRR defines the relationship between a change in the applied common-mode voltage (V_{CM}) and the change in I_{OS} required to maintain the amplifier's output at zero:

$$CMRR \text{ (I-mode)} = \frac{\Delta I_{OS}}{\Delta V_{CM}} \text{ in nA/V} \quad (5)$$

$$CMRR \text{ (V-mode)} = \left[\frac{\Delta I_{OS}}{\Delta V_{CM}} \right] R_{IS} = \frac{\Delta V_{ERR CM}}{\Delta V_{CM}} \text{ in V/V} \quad (6)$$

IMRR defines the relationship between a change in the applied isolation mode voltage (V_{IM}) and the change in I_{OS} required to maintain the amplifier's output at zero:

$$IMRR \text{ (I-mode)} = \frac{\Delta I_{OS}}{\Delta V_{IM}} \text{ in pA/V} \quad (7)$$

$$IMRR \text{ (V-mode)} = \left[\frac{\Delta I_{OS}}{\Delta V_{IM}} \right] R_{IS} = \frac{\Delta V_{ERR IM}}{\Delta V_{IM}} \text{ in V/V} \quad (8)$$

CMRR & IMRR in V/V are a function of R_{IS} .

V_{IM} is the voltage between input common and output common.

V_{CM} is the common-mode voltage (noise that is present on both input lines, typically 60Hz).

V_{ERR} is the equivalent error signal, applied in series with the input voltage, which produces an output error identical to that produced by application of V_{CM} and V_{IM} .

CMRR and IMRR are the common-mode and isolation-mode rejection ratios, respectively.

TOTAL CAPACITANCE (C_1 and C_2) is distributed along the isolation barrier. Most of the capacitance is coupled to low impedance or noncritical nodes and affects only the leakage current. Only a small capacitance (C_2) couples to the input of the second stage, and contributes to IMRR.

Example 2: Refer to Figure 3 and Electrical Specification Table

Given: $V_{CM} = 1V_{AC}$ peak at 60Hz, $V_{IM} = 200VDC$,
 CMRR = $3nA/V$, IMRR = $5pA/V$,
 $R_{IS} = 100k\Omega$, $R_F = 1M\Omega$
 (Gain = 10)

Find: The error voltage referred to the input and output when $V_{IR} = 0V$

$$\begin{aligned} V_{ERR RII} &= (V_{CM})(CMRR)(R_{IS}) + (V_{IM})(IMRR)(R_{IS}) \\ &= 1V (3nA/V)(100k\Omega) + 200V \\ &\quad (5pA/V)(100k\Omega) \\ &= 0.3mV + 0.1mV \\ &= 0.4mV \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{ERR RIO} &= V_{ERR RII} (R_I/R_{IS}) \\ &= 0.4mV (10) \\ &= 4mV \text{ (with DC IMRR)} \end{aligned}$$

(Note: This error is dominated by the CMRR term)

For purposes of comparing CMRR and IMRR directly with dB specifications, the following calculations can be performed:

$$CMRR \text{ in V/V} = CMRR \text{ (I-mode)}(R_{IS}) = 3nA/V(100k) = 0.3mV/V$$

$$CMRR = 20 \text{ LOG} (0.3mV/V) = -70dB \text{ at } 60Hz$$

$$IMRR \text{ in V/V} =$$

$$IMRR \text{ (I-mode)}(R_{IS}) = 5pA/V (100k) = 0.5\mu V/V$$

$$IMR = 20 \text{ LOG} (0.5 \times 10^{-6}V/V) = -126dB \text{ at DC}$$

Example 3:

In Example 2, V_{IM} is an AC signal at 60Hz and

$$IMRR = \frac{400pA}{V}$$

$$\begin{aligned} V_{ERR RII} &= V_{ERR CM} + V_{ERR IM} \\ &= 0.3mV + 200V (400pA/V)(100k\Omega) \\ &= 83mV \end{aligned}$$

$$V_{ERR RIO} = 83mV \text{ (with AC IMRR)}$$

Example 4:

Given: Total error RTO from Examples 1 and 3 as 120.2mV (with AC IMRR)

Find: Percent error of +10V full scale output

$$\begin{aligned} \% \text{ Error} &= \frac{V_{ERR \text{ total}}}{V_{FS}} \times 100 \\ &= \frac{120.2mV}{10V} \times 100 \\ &= 1.2\% \end{aligned}$$

NOISE ERRORS

Noise errors in the unipolar mode are due primarily to the optical cavity. When the full 60kHz bandwidth is not needed, the output noise of the ISO100 can be limited by either a capacitor, C_1 , in the feedback loop or by a low-pass filter following the output. This is shown in Figure 4. Noise in the bipolar mode is due primarily to the reference current sources, and can be reduced by the low-pass filters shown in Figure 5.

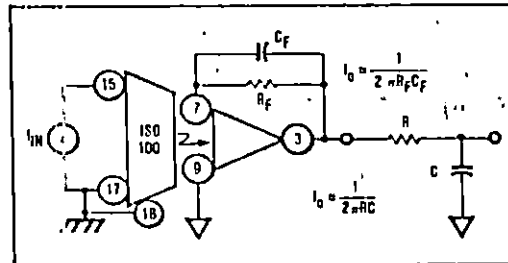


FIGURE 4. Two Circuit Techniques for Reducing Noise in the Unipolar Mode.

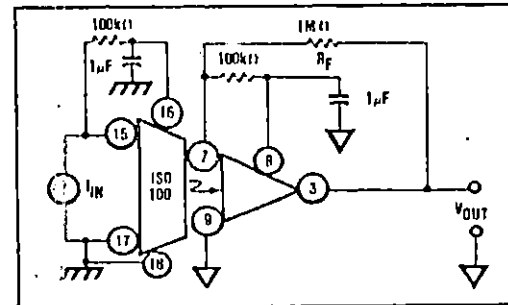


FIGURE 5. Circuit Technique for Reducing Noise from The Current Sources in the Bipolar-Mode.

OPTIONAL ADJUSTMENTS

The offset voltage of the input and output amplifiers generally need no adjustment. However, V_{OS1} and V_{OS2} can be adjusted independently using external potentiometers. An example is shown in Figure 15. Note that V_{OS2} (500 μ V, max) appears directly at the output, but V_{OS1} causes an error in the input current which is negligible for high source impedances. In general one pot, usually at the input is sufficient.

Adjustment Procedures: In the bipolar mode, remove I_{IS} and adjust the offset potentiometer for a zero output voltage. In the unipolar mode, set I_{IS} to the lowest expected input current, for example 20nA, and adjust the offset potentiometer for an output voltage equal to $I_{IS} \times R_F$.

BASIC CIRCUIT CONNECTIONS

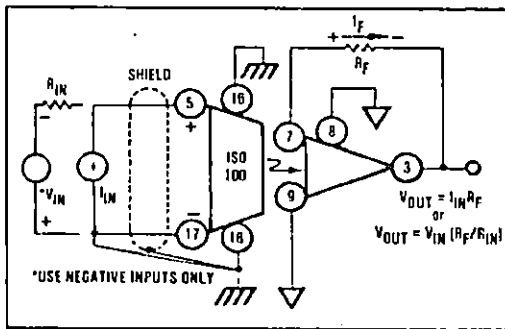


FIGURE 6. Unipolar Noninverting.

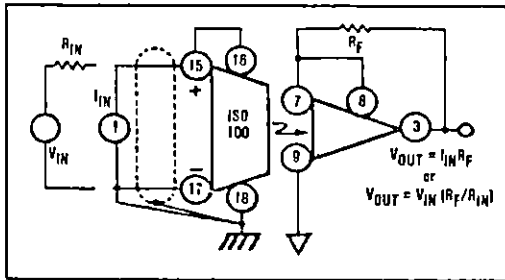


FIGURE 7. Bipolar Noninverting.

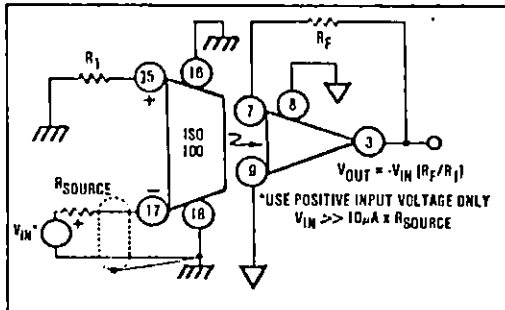


FIGURE 8. Unipolar Inverting.

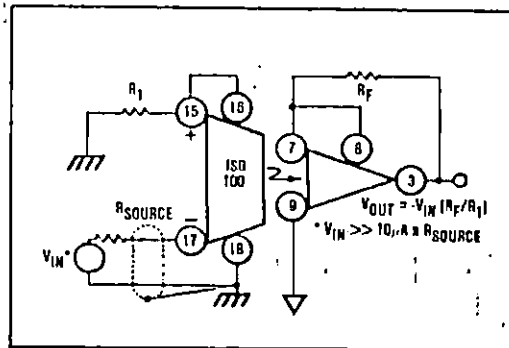


FIGURE 9. Bipolar Inverting.

APPLICATION INFORMATION

The small size, low offset and drift, wide bandwidth, ultra-low leakage, and low cost, make the ISO100 ideal for a variety of isolation applications. The basic mode of operation of the ISO100 will be determined by the type of signal and application.

Major points to consider when designing circuits with the ISO100.

1. Input Common (pin 18) and -IN (pin 17) should be grounded through separate lines. The Input Common can carry a large DC current and may cause feedback to the signal input.
2. Use shielded or twisted pair cable at the input, for long lines.
3. Care should be taken to minimize external capacitance across the isolation barrier.
4. The distance across the isolation barrier, between external components, and conductor patterns, should be maximized to reduce leakage and arcing.
5. Although not an absolute requirement, the use of conformally-coated printed circuit boards is recommended.
6. When in the unipolar mode, the reference currents (pins 8 and 16) must be terminated.
7. The noise contribution of the reference currents will cause the bipolar mode to be noisier than the unipolar mode.
8. The maximum output voltage swing is determined by I_{IS} and R_F .

$$V_{SWING} = I_{IS(max)} \times R_F$$
9. A capacitor (about 3pF) can be connected across R_F to compensate for peaking in the frequency response. The peaking is caused by the pole generated by R_F and the capacitance at the input of the output amplifier.

Figures 10 through 16 show applications of the ISO100.

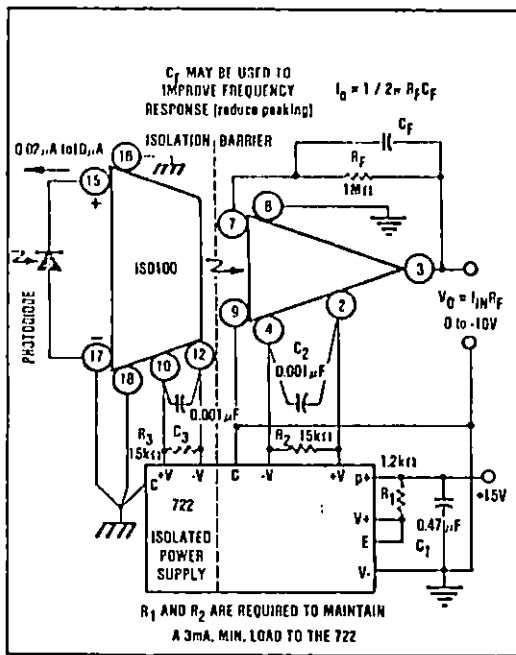


FIGURE 10. Two-Port Isolation Photodiode Amplifier (Unipolar).

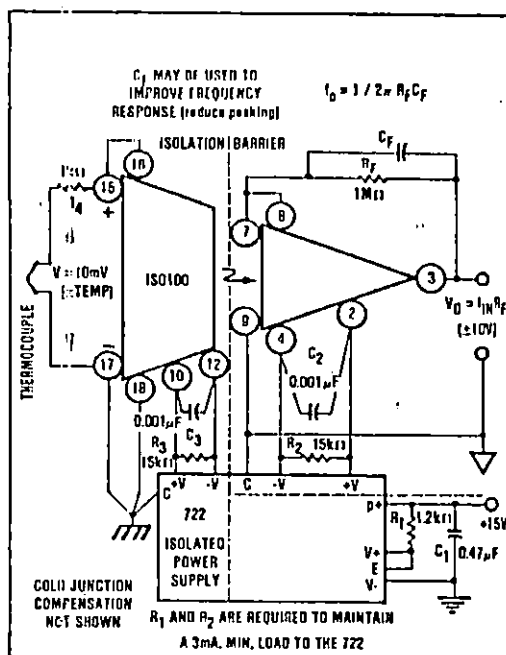


FIGURE 11. Three-Port Isolation Thermocouple Amplifier (Bipolar).

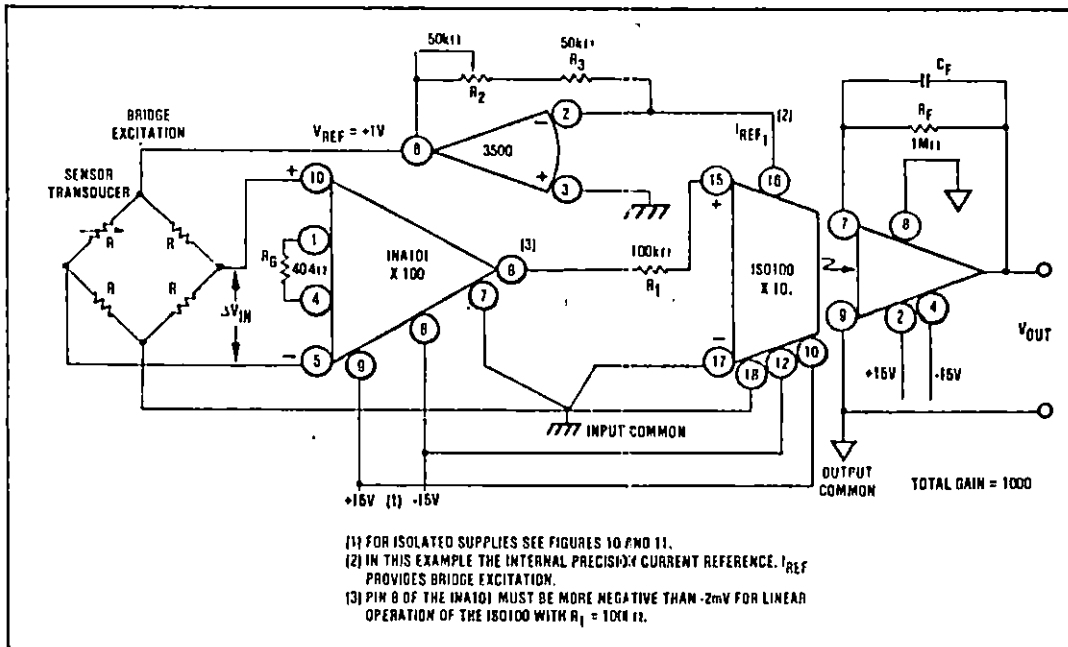


FIGURE 12. Precision Bridge Isolation Amplifier (Unipolar).

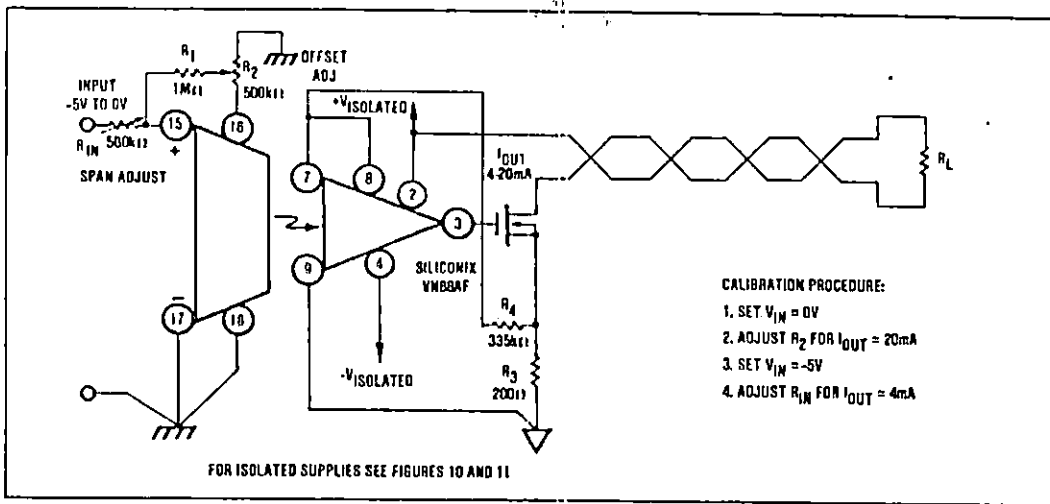


FIGURE 13. Isolated 4mA to 20mA Transmitter (Example of an isolated voltage controlled current source).

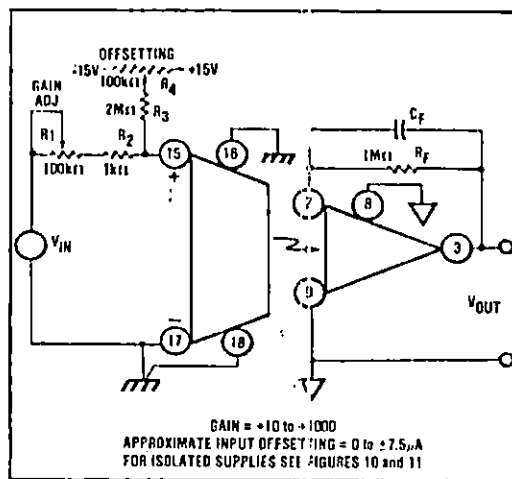


FIGURE 14. Isolated Test Equipment Amplifier (Unipolar with Offsetting).



FEATURES

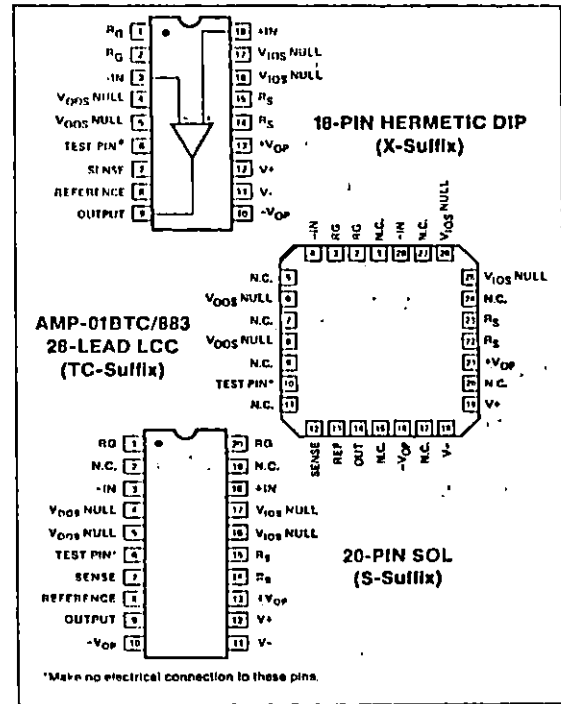
- Low Offset Voltage 50 μ V Max
- Very Low Offset Voltage Drift 0.3 μ V/ $^{\circ}$ C Max
- Low Noise 0.12 μ V_{p-p} (0.1Hz to 10Hz)
- Excellent Output Drive \pm 10V at \pm 50mA
- Capacitive Load Stability to 1 μ F
- Gain Range 0.1 to 10,000
- Excellent Linearity 16-Bit at G = 1000
- High CMR 125dB Min (G = 1000)
- Low Bias Current 4nA Max
- May be Configured as a Precision Op-Amp
- Output-Stage Thermal Shutdown

ORDERING INFORMATION†

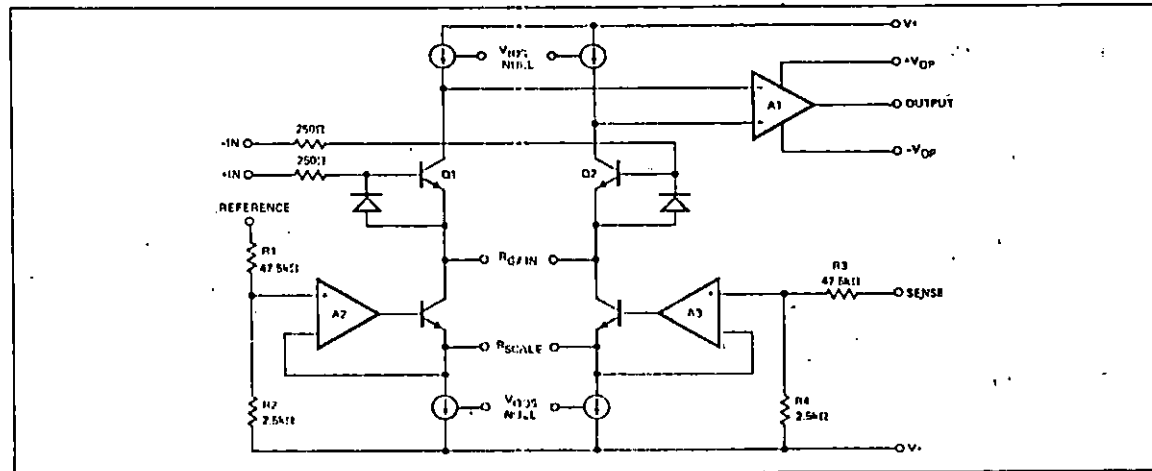
CERDIP 18-PIN	PACKAGE		OPERATING TEMPERATURE RANGE
	LCC	PLASTIC 20-PIN	
AMP01AX*	—	—	MIL
AMP01BX*	AMP01BTC/883	—	MIL
AMP01EX	—	—	IND
AMP01FX	—	—	IND
—	—	AMP01GS1†	COM

- * For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.
- † Burn-in is available on commercial and industrial temperature range pins in cerdip, plastic dip, and TC-can packages. For ordering information, see 1988 Data Book, Section 2.
- ‡ For availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact your local sales office.

PIN CONNECTIONS



SIMPLIFIED SCHEMATIC



Manufactured under the following U.S. patents: 4,471,321 and 4,503,3E1.



GENERAL DESCRIPTION

The AMP-01 is a monolithic instrumentation amplifier designed for high-precision data acquisition and instrumentation applications. The design combines the conventional features of an instrumentation amplifier with a high-current output stage. The output remains stable with high capacitance loads (1 μ F), a unique ability for an instrumentation amplifier. Consequently, the AMP-01 can amplify low-level signals for transmission through long cables without requiring an output buffer. The output stage may be configured as a voltage or current generator.

Input offset voltage is very low (20 μ V) which generally eliminates the external null potentiometer. Temperature changes have minimal effect on offset; TC V_{IO} is typically 0.15 μ V/ $^{\circ}$ C. Excellent low-frequency noise performance is achieved with a minimal compromise on input protection. Bias current is very low, less than 10nA over the military temperature range. High common-mode rejection of 130dB, 16-bit linearity at a gain of 1000, and 50mA peak output current are achievable simultaneously. This combination takes the instrumentation amplifier one step further towards the ideal amplifier.

AC performance complements the superb DC specifications. The AMP-01 slews at 4.5V/ μ s into capacitive loads of up to 15nF, settles in 50 μ s to 0.01% at a gain of 1000, and boasts a healthy 26MHz gain-bandwidth product. These features make the AMP-01 ideal for high-speed data-acquisition systems.

Gain is set by the ratio of two external resistors over a range of 0.1 to 10,000. A very low gain-temperature-coefficient of 10ppm/ $^{\circ}$ C is achievable over the whole gain range. Output voltage swing is guaranteed with three load resistances; 50 Ω , 500 Ω , and 2k Ω . Loaded with 500 Ω , the output delivers \pm 13.0V minimum. A thermal shutdown circuit prevents destruction of the output transistors during overload conditions.

The AMP-01 can also be configured as a high-performance operational amplifier. In many applications, the AMP-01 can be used in place of op-amp/power-buffer combinations.

THEORY OF OPERATION

An instrumentation amplifier, unlike an op amp, requires precise internal feedback. The two techniques presently in use are resistive and current feedback.

The AMP-01 employs the current feedback approach which has significant advantages over resistive feedback. Advantages of current-feedback are:

- a. The technique yields a very high common-mode rejection ratio. The AMP-01 CMR is in excess of 130dB at a gain of 1000.
- b. The gain of the current feedback design is set by the ratio of two external resistors. Using external resistors allows any practical gain to be set with high precision and very low gain temperature coefficient.

- c. The current-feedback design is immune to CMR degradation when series resistance is added to the reference input. A small (trimmable) offset change results from added resistance, e.g. a printed circuit track.

The AMP-01 utilizes low-drift thin-film resistors to minimize output offset temperature drift. A feedback voltage-to-current converter is employed having high linearity and low noise, particularly at low frequencies. Parameter shifts during packaging are eliminated by a post-assembly trimming technique which electronically adjusts the output offset voltage.

The AMP-01 input transistors Q1 and Q2 feed active loads, yielding stage gain in excess of 4000 (see simplified schematic) The output amplifier, A1, is a two-stage design having a gain of about 50,000 driving a 100 Ω load. Overall gain of 2×10^8 yields excellent linearity, even at high closed-loop gains.

Low bias current is achieved by using ion-implanted super-beta transistors combined with a new bias-current cancellation system, patents applied for. Input bias current remains below 10nA over the military temperature range, -55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C.

Superbeta transistors use a new transistor geometry resulting in an input noise of only 5nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at G = 1000. Noise includes contributions from the gain-setting resistor and internal overload-protection resistor. The input stage achieves an offset voltage drift of less than 0.3 μ V/ $^{\circ}$ C (E Grade).

The AMP-01 uses a unique two-pole compensation scheme where the load capacitance is incorporated into the dominant pole. Stable operation results even with high capacitance loads. The high output current capability (90mA peak) allows the 4.5V/ μ s slew-rate to be maintained with load capacitance as high as 15nF.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 2)

Supply Voltage	\pm 18V
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW
Common-Mode Input Voltage	Supply Voltage
Differential Input Voltage, $R_G \geq 2k\Omega$	\pm 20V
Differential Input Voltage, $R_G < 2k\Omega$	\pm 10V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	-65 $^{\circ}$ C to +150 $^{\circ}$ C
Operating Temperature Range	
AMP-01A, B	-55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C
AMP-01E, F	-25 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C
AMP-01G	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300 $^{\circ}$ C
DICE Junction Temperature (T_j)	-65 $^{\circ}$ C to +150 $^{\circ}$ C

PACKAGE TYPE	MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE FOR RATING	DERATE ABOVE MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE
18-Pin Hermetic DIP (X)	100 $^{\circ}$ C	10mW/ $^{\circ}$ C

NOTES:

- 1. See table for maximum ambient temperature rating and derating factor.
- 2. Absolute ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $R_S = 10k\Omega$, $R_L = 2k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	AMP-01A			AMP-01B			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
OFFSET VOLTAGE									
Input Offset Voltage	V_{IOs}	$T_A = 25^\circ C$ $-65^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	—	20	50	—	40	100	μV
Input Offset Voltage Drift	TCV_{IOs}	$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	—	0.15	0.3	—	0.3	1.0	$\mu V/^\circ C$
Output Offset Voltage	V_{Oos}	$T_A = 25^\circ C$ $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	—	1	3	—	2	6	mV
Output Offset Voltage Drift	TCV_{Oos}	$R_G = \infty$ $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	—	20	50	—	50	120	$\mu V/^\circ C$
Offset Referred to Input vs. Positive Supply $V_+ = +5V$ to $+15V$	PSR	$G = 1000$	120	130	—	110	120	—	dB
		$G = 100$	110	130	—	100	120	—	
		$G = 10$	95	110	—	90	100	—	
		$G = 1$	75	90	—	70	80	—	
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	120	130	—	110	120	—	
Offset Referred to Input vs. Negative Supply $V_- = -5V$ to $-15V$	PSR	$G = 1000$	105	125	—	105	115	—	dB
		$G = 100$	90	105	—	90	95	—	
		$G = 10$	70	85	—	70	75	—	
		$G = 1$	50	65	—	50	60	—	
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	105	125	—	105	115	—	
Input Offset Voltage Trim Range		$V_{IO} = \pm 4.5V$ to $\pm 18V$ (Note 1)	—	+6	—	—	+8	—	mV
Output Offset Voltage Trim Range		$V_{O} = \pm 4.5V$ to $\pm 18V$ (Note 1)	—	+100	—	—	+100	—	mV
INPUT CURRENT									
Input Bias Current	I_B	$T_A = 25^\circ C$ $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	—	1	4	—	2	6	nA
Input Bias Current Drift	TCI_B	$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	—	40	—	—	50	—	$pA/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}	$T_A = 25^\circ C$ $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	—	0.2	1.0	—	0.5	2.0	nA
Input Offset Current Drift	TCI_{OS}	$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	—	3	—	—	5	—	$pA/^\circ C$
INPUT									
Input Resistance	R_{IN}	Differential, $G = 1000$	—	1	—	—	1	—	G Ω
		Differential, $G \leq 100$	—	10	—	—	10	—	
		Common-Mode, $G = 1000$	—	20	—	—	20	—	
Input Voltage Range	IVR	$T_A = 25^\circ C$ (Note 2)	± 10.5	—	—	± 10.5	—	—	V
		$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	± 10.0	—	—	± 10.0	—	—	
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = 1.10V$, 1k Ω source imbalance	125	130	—	115	125	—	dB
		$G = 1000$	120	130	—	110	125	—	
		$G = 100$	100	120	—	95	110	—	
		$G = 10$	85	100	—	75	90	—	
		$G = 1$	—	—	—	—	—	—	
$-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$	120	125	—	110	120	—			
$G = 1000$	115	125	—	105	120	—	dB		
$G = 100$	95	115	—	90	105	—			
$G = 10$	80	95	—	75	90	—			
$G = 1$	—	—	—	—	—	—			

NOTES:

- V_{IOs} and V_{Oos} nulling has minimal affect on TCV_{IOs} and TCV_{Oos} respectively.
- Refer to section on common-mode rejection.

 $R_S = 10K$



ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $R_S = 10k\Omega$, $R_L = 2k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	AMP-01E			AMP-01F/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
OFFSET VOLTAGE									
Input Offset Voltage	V_{IOS}	$T_A = 25^\circ C$ $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	—	20	50	—	40	100	μV
Input Offset Voltage Drift	TCV_{IOS}	$-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, (Note 2)	—	0.15	0.3	—	0.3	1.0	$\mu V/^\circ C$
Output Offset Voltage	V_{OOS}	$T_A = 25^\circ C$ $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	—	1	3	—	2	6	mV
Output Offset Voltage Drift	TCV_{OOS}	$R_{IC} = \infty$, (Note 2) $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	—	20	100	—	50	120	$\mu V/^\circ C$
Offset Referred to Input vs. Positive Supply $V+ = +5V$ to $+15V$	PSR	$G = 1000$	120	130	—	110	120	—	dB
		$G = 100$	110	130	—	100	120	—	
		$G = 10$	95	110	—	90	100	—	
		$G = 1$	75	90	—	70	80	—	
Offset Referred to Input vs. Negative Supply $V- = -5V$ to $-15V$	PSR	$G = 1000$	110	125	—	105	115	—	dB
		$G = 100$	95	105	—	90	95	—	
		$G = 10$	75	85	—	70	75	—	
		$G = 1$	55	65	—	50	60	—	
Input Offset Voltage Trim Range	V_{IOT}	$\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ (Note 1)	—	± 6	—	—	± 6	—	mV
Output Offset Voltage Trim Range	V_{OOT}	$\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ (Note 1)	—	± 100	—	—	± 100	—	mV
INPUT CURRENT									
Input Bias Current	I_B	$T_A = 25^\circ C$ $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	—	1	4	—	2	6	nA
Input Bias Current Drift	TCI_B	$-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	—	40	—	—	50	—	$pA/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}	$T_A = 25^\circ C$ $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	—	0.2	1.0	—	0.5	2.0	nA
Input Offset Current Drift	TCI_{OS}	$-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	—	0.5	3.0	—	1.0	6.0	$pA/^\circ C$
INPUT									
Input Resistance	R_{IN}	Differential, $G = 1000$	—	1	—	—	1	—	G Ω
		Differential, $G = 100$	—	10	—	—	10	—	
		Common-Mode, $G = 1000$	—	20	—	—	20	—	
Input Voltage Range	IVR	$T_A = 25^\circ C$ (Note 3)	± 10.5	—	—	± 10.5	—	—	V
		$-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$	± 10.0	—	—	± 10.0	—	—	
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = \pm 10V$, 1k Ω source imbalance							dB
		$G = 1000$	125	130	—	115	125	—	
		$G = 100$	120	130	—	110	125	—	
		$G = 10$	100	120	—	95	110	—	
Common-Mode Rejection	CMR	$-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$							dB
		$G = 1000$	120	125	—	110	120	—	
		$G = 100$	115	125	—	105	120	—	
		$G = 10$	95	115	—	90	105	—	
			80	95	—	75	90	—	

NOTES:

- V_{IOS} and V_{OOS} nulling has minimal affect on TCV_{IOS} and TCV_{OOS} , respectively.
- 1 sample tested
- Refer to section on common-mode rejection.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $R_S = 10k\Omega$, $R_L = 2k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	AMP-01A/E			AMP-01B/F/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
GAIN									
Gain Equation		$G = \frac{20 \times R_S}{R_G}$							
Accuracy		Accuracy Measured from $G = 1$ to 1000	—	0.3	0.6	—	0.5	0.8	%
Gain Range	G		0.1	—	10k	0.1	—	10k	V/V
Nonlinearity		$G = 1000$	—	0.0007	0.005	—	0.0007	0.005	%
		$G = 100$	—	—	0.005	—	—	0.005	
		$G = 10$ (Note 1)	—	—	0.005	—	—	0.007	
		$G = 1$	—	—	0.010	—	—	0.015	
Temperature Coefficient	G_{TC}	$1 \leq G \leq 1000$ (Notes 1, 2)	—	5	10	—	5	15	ppm/°C
OUTPUT RATING									
Output Voltage Swing	V_{OUT}	$R_L = 2k\Omega$	± 13.0	± 13.8	—	± 13.0	± 13.8	—	V
		$R_L = 500\Omega$	± 13.0	± 13.5	—	± 13.0	± 13.5	—	
		$R_L = 50\Omega$	± 2.5	± 4.0	—	± 2.5	± 4.0	—	
		$R_L = 2k\Omega$ Over Temp. $R_L = 500\Omega$ (Note 3)	± 12.0	± 13.8	—	± 12.0	± 13.8	—	
Positive Current Limit		Output-to-Ground Short	60	100	120	60	100	120	mA
Negative Current Limit		Output-to-Ground Short	60	90	120	60	90	120	mA
Capacitive Load Stability		$1 \leq G \leq 1000$ No Oscillations, (Note 1)	0.1	1	—	0.1	1	—	μF
Thermal Shutdown Temperature		Junction Temperature	—	165	—	—	165	—	°C
NOISE									
Voltage Density, RTI	e_n	$f_G = 1kHz$	—	5	—	—	5	—	nV/\sqrt{Hz}
		$G = 1000$	—	10	—	—	10	—	
		$G = 100$	—	59	—	—	59	—	
		$G = 10$	—	540	—	—	540	—	
		$G = 1$	—	540	—	—	540	—	
Noise Current Density, RTI	i_n	$f_G = 1kHz$, $G = 1000$	—	0.15	—	—	0.15	—	pA/\sqrt{Hz}
Input Noise Voltage	e_{np-p}	0.1Hz to 10Hz	—	0.12	—	—	0.12	—	μV_{p-p}
		$G = 1000$	—	0.16	—	—	0.16	—	
		$G = 100$	—	1.4	—	—	1.4	—	
		$G = 1$	—	13	—	—	13	—	
Input Noise Current	i_{np-p}	0.1Hz to 10Hz, $G = 1000$	—	2	—	—	2	—	pA_{p-p}
DYNAMIC RESPONSE									
Small-Signal Bandwidth (-3dB)	BW	$G = 1$	—	570	—	—	570	—	kHz
		$G = 10$	—	100	—	—	100	—	
		$G = 100$	—	82	—	—	82	—	
		$G = 1000$	—	26	—	—	26	—	
Stow Rate	SR	$G = 10$	3.5	4.5	—	3.0	4.5	—	$V/\mu s$
Settling Time	t_s	To 0.01%, 20V step	—	12	—	—	12	—	μs
		$G = 1$	—	13	—	—	13	—	
		$G = 100$	—	15	—	—	15	—	
		$G = 1000$	—	50	—	—	50	—	

NOTES:

- Guaranteed by design.
- Gain tempco does not include the effects of gain and scale resistor tempco match.
- $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for A/B grades, $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ for E/F grades, $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ for E grade.

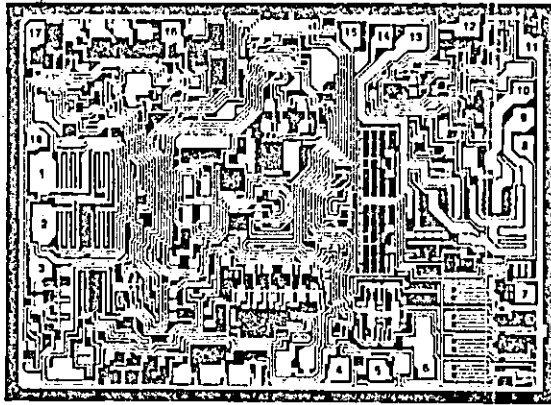
ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $R_S = 10k\Omega$, $R_L = 2k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	AMP-01A/E			AMP-01B/F/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SENSE INPUT									
Input Resistance	R_{IN}		35	50	65	35	50	65	k Ω
Input Current	I_{IN}	Referenced to V-	—	280	—	—	280	—	μA
Voltage Range		(Note 1)	-10.5	—	+15	-10.5	—	+15	V
REFERENCE INPUT									
Input Resistance	R_{IN}		35	50	65	35	50	65	k Ω
Input Current	I_{IN}	Referenced to V-	—	280	—	—	280	—	μA
Voltage Range		(Note 1)	-10.5	—	+15	-10.5	—	+15	V
Gain to Output			—	1	—	—	1	—	V/V
POWER SUPPLY -25°C ≤ T _A ≤ +85°C for E/F Grades, -55°C ≤ T _A ≤ +125°C for A/B Grades									
Supply Voltage Range	V_S	+V linked to +V _{OP} -V linked to -V _{OP}	±4.5	—	±18	±4.5	—	±18	V
Quiescent Current	I_O	+V linked to +V _{DP} -V linked to -V _{OP}	—	3.0	4.8	—	3.0	4.8	mA

NOTE:

1. Guaranteed by design.

DICE CHARACTERISTICS



DIE SIZE 0.111 × 0.149 inch, 16,539 sq. mils
(2.82 × 3.78 mm, 10.67 sq. mm)

- | | |
|-------------------------|---------------------------|
| 1. R _G | 10. V- (OUTPUT) |
| 2. R _G | 11. V- |
| 3. -INPUT | 12. V+ |
| 4. V _{OS} NULL | 13. V+ (OUTPUT) |
| 5. V _{OS} NULL | 14. R _S |
| 6. TEST PIN* | 15. R _S |
| 7. SENSE | 16. V _{IOS} NULL |
| 8. REFERENCE | 17. V _{IOS} NULL |
| 9. OUTPUT | 18. +INPUT |

* Make no electrical connection

For additional DICE ordering information, refer to 1988 Data Book, Section 2.

WAFER TEST LIMITS at V_G = ±15V, R_S = 10kΩ, R_L = 2kΩ, T_A = 25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	AMP-01NBC LIMIT	AMP-01GBC LIMIT	UNITS
Input Offset Voltage	V _{IOS}		60	120	μV MAX
Output Offset Voltage	V _{OOS}		4	8	mV MAX
Offset Referred to Input vs. Positive Supply	PSR	V _I = +15V to +15V			
		G = 1000	120	110	dB MIN
		G = 100	110	100	
		G = 10	95	90	
Offset Referred to Input vs. Negative Supply	PSR	V _I = -5V to -15V			
		G = 1000	105	105	dB MIN
		G = 100	90	80	
		G = 10	70	70	
G = 1	50	50			
Input Bias Current	I _B		4	8	nA MAX
Input Offset Current	I _{OS}		1	3	nA MAX
Input Voltage Range	IVR	Guaranteed by CMR Tests	±10	±10	V MIN
Common-Mode Rejection	CMR	V _{CM} = +10V			
		G = 1000	125	115	dB MIN
		G = 100	120	110	
		G = 10	100	95	
G = 1	85	75			
Gain Equation Accuracy		$G = \frac{20 \cdot R_S}{R_{T1}}$	0.6	0.6	% MAX
Output Voltage Swing	V _{OUT}	R _L = 2kΩ	±13	±13	V MIN
		R _L = 500Ω	±13	±13	
		R _L = 50Ω	±2.5	±2.5	
Output-Current Limit		Output-to-Ground Short	±60	±60	mA MIN
Output-Current Limit		Output-to-Ground Short	±120	±120	mA MAX
Quiescent Current	I _Q	+V Linked to +V _{OP} -V Linked to -V _{OP}	4.8	4.8	mA MAX

NOTE:

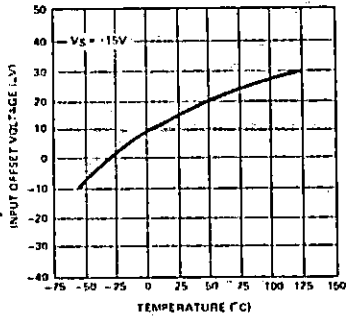
Electrical tests are performed at wafer probe to the limits shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging is not guaranteed for standard product dice. Consult factory to negotiate specifications based on dice lot qualification through sample lot assembly and testing.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $R_S = 10k\Omega$, $R_L = 2k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

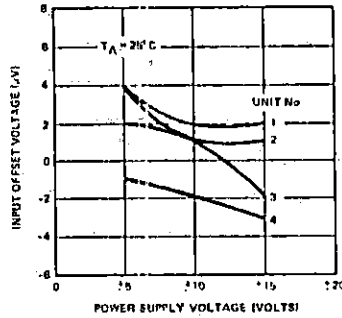
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	AMP-01NBC TYPICAL	AMP-01GBC TYPICAL	UNITS
Input Offset Voltage Drift	TCV_{ios}		0.15	0.30	$\mu V/^\circ C$
Output Offset Voltage Drift	TCV_{oos}	$R_G = \infty$	20	50	$\mu V/^\circ C$
Input Bias Current Drift	TCI_B		40	50	$pA/^\circ C$
Input Offset Current Drift	TCI_{os}		3	5	$pA/^\circ C$
Nonlinearity		$G = 1000$	0.0007	0.0007	%
Voltage Noise Density	e_n	$G = 1000$ $f_G = 1kHz$	5	5	nV/\sqrt{Hz}
Current Noise Density	i_n	$G = 1000$ $f_G = 1kHz$	0.15	0.15	pA/\sqrt{Hz}
Voltage Noise	e_{np-p}	$G = 1000$ 0.1Hz to 10Hz	0.12	0.12	μV_{p-p}
Current Noise	i_{np-p}	$G = 1000$ 0.1Hz to 10Hz	2	2	pA_{p-p}
Small-Signal Bandwidth (-3dB)	BW	$G = 1000$	26	26	kHz
Slew Rate	SR	$G = 10$	4.5	4.5	$V/\mu s$
Settling Time	t_s	To 0.01%, 20V Step $G = 1000$	50	50	μs

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

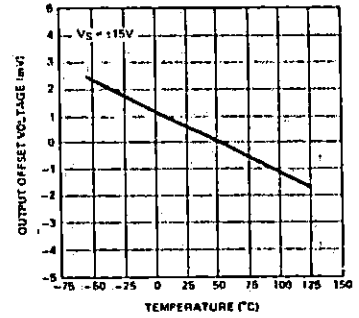
INPUT OFFSET VOLTAGE vs TEMPERATURE



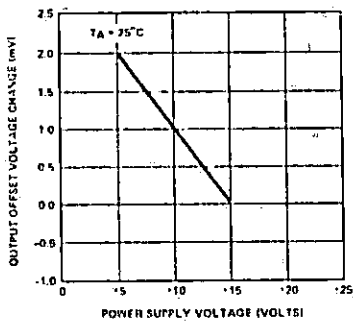
INPUT OFFSET VOLTAGE vs SUPPLY VOLTAGE



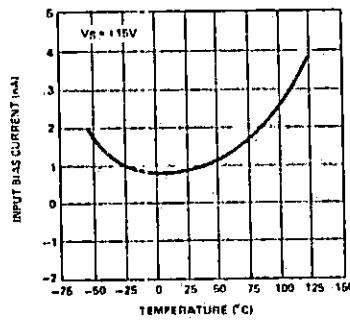
OUTPUT OFFSET VOLTAGE vs TEMPERATURE



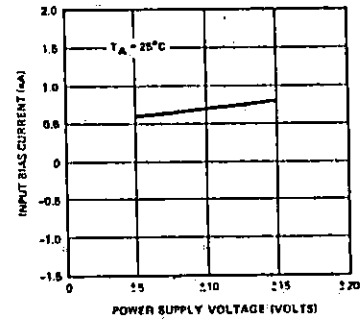
OUTPUT OFFSET VOLTAGE CHANGE vs SUPPLY VOLTAGE



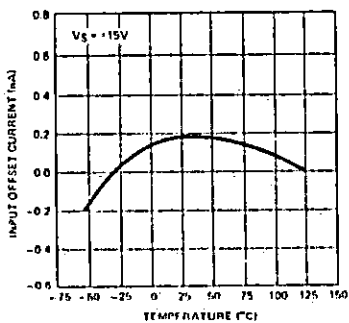
INPUT BIAS CURRENT vs TEMPERATURE



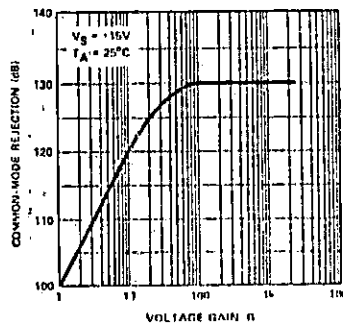
INPUT BIAS CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE



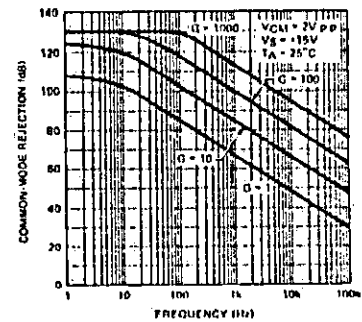
INPUT OFFSET CURRENT vs TEMPERATURE



COMMON-MODE REJECTION vs VOLTAGE GAIN



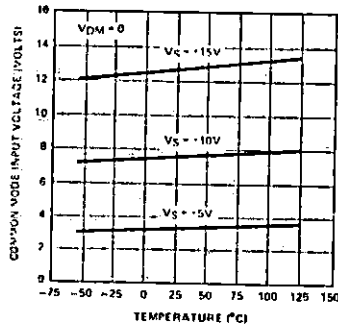
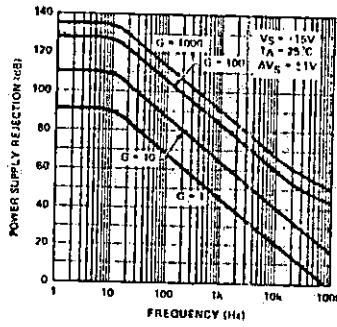
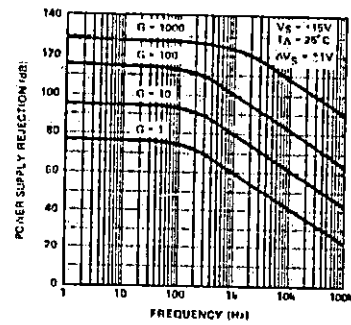
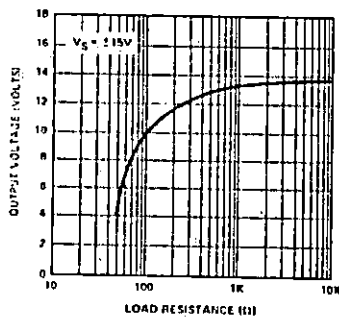
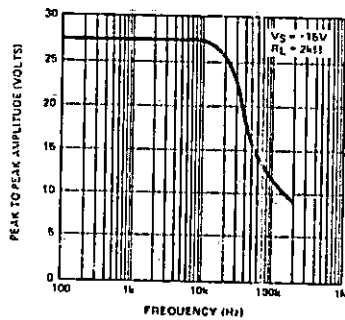
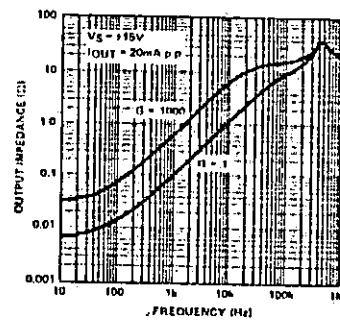
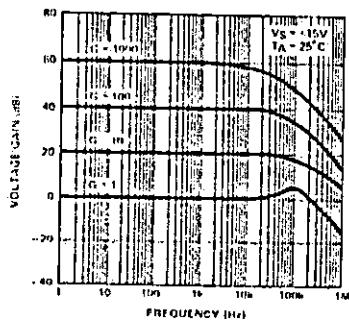
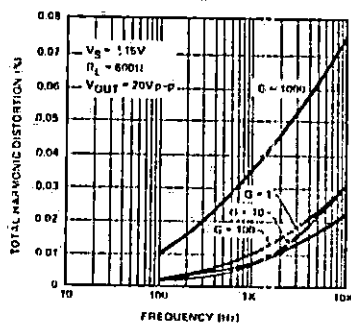
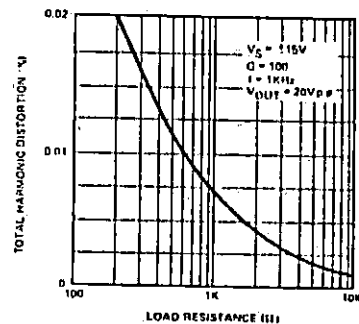
COMMON-MODE REJECTION vs FREQUENCY



6

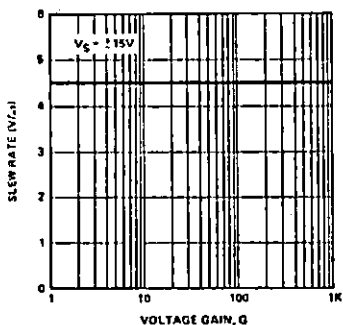
INSTRUMENTATION AMPLIFIERS

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

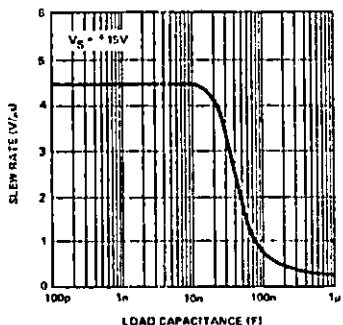
COMMON-MODE VOLTAGE RANGE vs TEMPERATURE

POSITIVE PSR vs FREQUENCY

NEGATIVE PSR vs FREQUENCY

MAXIMUM OUTPUT VOLTAGE vs LOAD RESISTANCE

MAXIMUM OUTPUT SWING vs FREQUENCY

CLOSED-LOOP OUTPUT IMPEDANCE vs FREQUENCY

CLOSED-LOOP VOLTAGE GAIN vs FREQUENCY

TOTAL HARMONIC DISTORTION vs FREQUENCY

TOTAL HARMONIC DISTORTION vs LOAD RESISTANCE


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

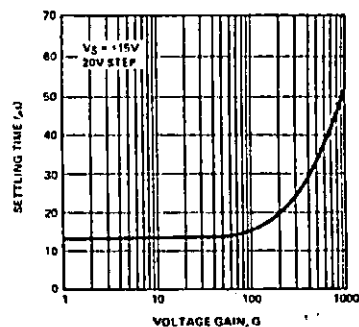
SLEW RATE vs VOLTAGE GAIN



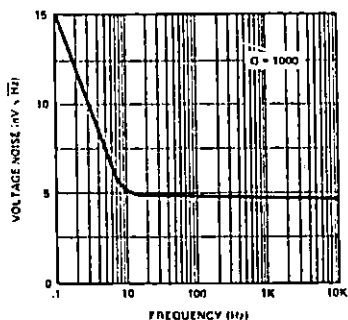
SLEW RATE vs LOAD CAPACITANCE



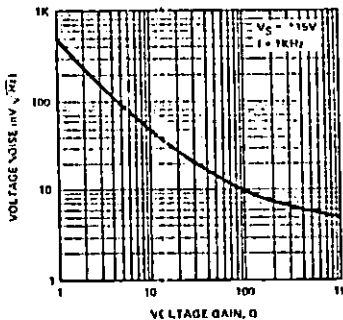
SETTLING TIME TO 0.01% vs VOLTAGE GAIN



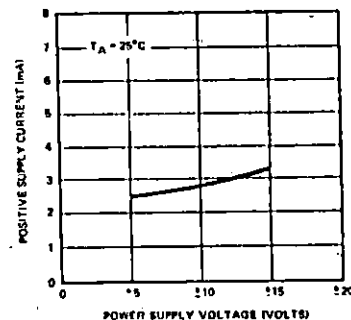
VOLTAGE NOISE DENSITY vs FREQUENCY



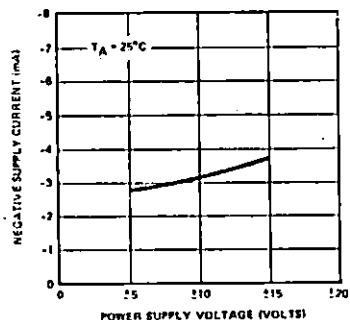
RTI VOLTAGE NOISE DENSITY vs GAIN



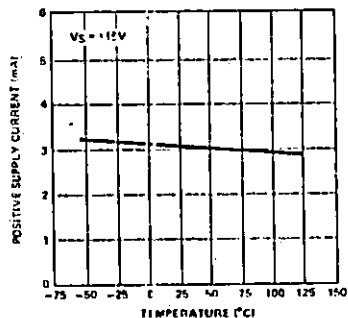
POSITIVE SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE



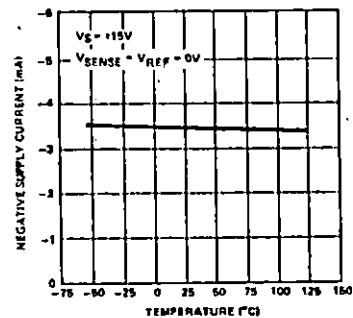
NEGATIVE SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE



POSITIVE SUPPLY CURRENT vs TEMPERATURE



NEGATIVE SUPPLY CURRENT vs TEMPERATURE



INSTRUMENTATION AMPLIFIERS



NOTICE: This document is a final specification. Some characteristics listed are subject to change.

A.C. CHARACTERISTICS $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$; $V_{CC} = 5.0\text{V} \pm 5\%$; $\text{GND} = 0\text{V}$

BUS PARAMETERS: (Note 1)

READ CYCLE

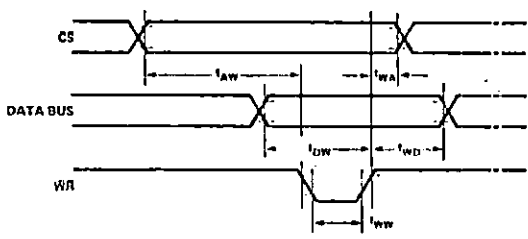
SYMBOL	PARAMETER	8253		8253-5		UNIT
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
t_{AR}	Address Stable Before $\overline{\text{READ}}$	50		50		ns
t_{RA}	Address Hold Time for $\overline{\text{READ}}$	5		5		ns
t_{RR}	$\overline{\text{READ}}$ Pulse Width	400		300		ns
t_{RD}	Data Delay From $\overline{\text{READ}}^{(2)}$		300		200	ns
t_{DF}	$\overline{\text{READ}}$ to Data Floating	25	125	25	100	ns

WRITE CYCLE

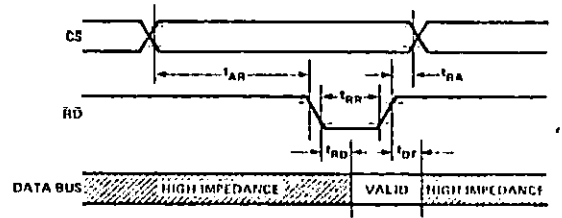
SYMBOL	PARAMETER	8253		8253-5		UNIT
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
t_{AW}	Address Stable Before $\overline{\text{WRITE}}$	50		50		ns
t_{WA}	Address Hold Time for $\overline{\text{WRITE}}$	30		30		ns
t_{WW}	$\overline{\text{WRITE}}$ Pulse Width	400		300		ns
t_{DW}	Data Set Up Time for $\overline{\text{WRITE}}$	300		250		ns
t_{WD}	Data Hold Time for $\overline{\text{WRITE}}$	40		30		ns
t_{RV}	Recovery Time Between $\overline{\text{WRITES}}$	1		1		μs

Notes: 1. AC timings measured at $V_{OH} = 2.2$, $V_{OL} = 0.8$, and with load circuit of Figure 1.
 2. Test Conditions: 8253, $C_L = 100\text{pF}$; 8253-5: $C_L = 150\text{pF}$.

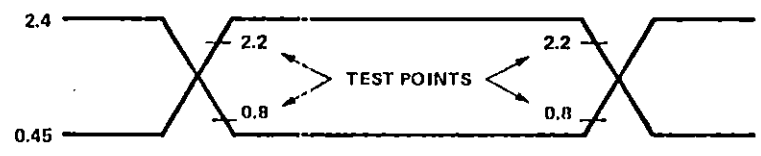
WRITE TIMING



READ TIMING



INPUT WAVEFORMS FOR A.C. TESTS:



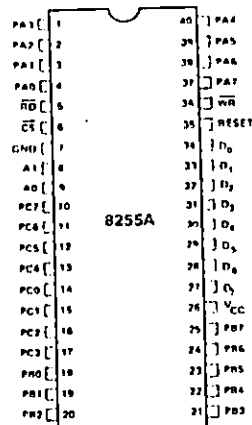


8255A, 8255A-5 PROGRAMMABLE PERIPHERAL INTERFACE

- MCS-85™ Compatible 8255A-5
- 24 Programmable I/O Pins
- Completely TTL Compatible
- Fully Compatible with Intel Microprocessor Families
- Improved Timing Characteristics
- Direct Bit Set/Reset Capability Easing Control Application Interface
- 40 Pin Dual-In-Line Package
- Reduces System Package Count
- Improved DC Driving Capability

The 8255A is a general purpose programmable I/O device designed for use with Intel® microprocessors. It has 24 I/O pins which may be individually programmed in two groups of twelve and used in three major modes of operation. In the first mode (Mode 0), each group of twelve I/O pins may be programmed in sets of 4 to be input or output. In Mode 1, the second mode, each group may be programmed to have 8 lines of input or output. Of the remaining four pins three are used for handshaking and interrupt control signals. The third mode of operation (Mode 2) is a Bi-directional Bus mode which uses 8 lines for a bi-directional bus, and five lines, borrowing one from the other group, for handshaking.

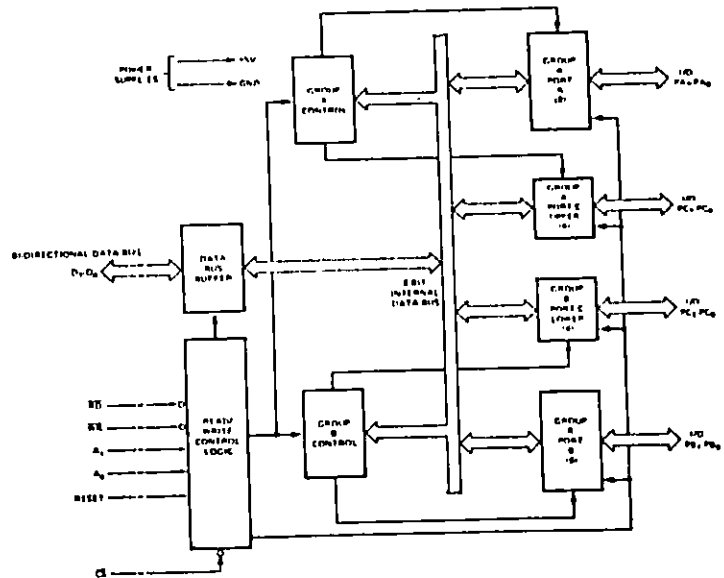
PIN CONFIGURATION



PIN NAMES

D ₇ -D ₀	DATA BUS (BI DIRECTIONAL)
RESET	RESET INPUT
CS	CHIP SELECT
RD	READ INPUT
WR	WRITE INPUT
AD, A1	PORT ADDRESS
PA7 PA0	PORT A (BIT)
PR7 PR0	PORT B (BIT)
PC7 PC0	PORT C (BIT)
V _{CC}	+5 VOLTS
GND	0 VOLTS

8255A BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Ambient Temperature Under Bias. 0°C to 70°C
 Storage Temperature -65°C to +150°C
 Voltage on Any Pin
 With Respect to Ground -0.5V to +7V
 Power Dissipation 1 Watt

*COMMENT: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

D.C. CHARACTERISTICS $T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C , $V_{CC} = +5V \pm 5\%$; GND = 0V

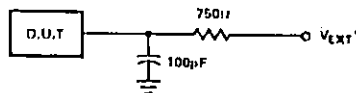
SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNIT	TEST CONDITIONS
V_{IL}	Input Low Voltage	-0.5	0.8	V	
V_{IH}	Input High Voltage	2.0	V_{CC}	V	
$V_{OL}(DB)$	Output Low Voltage (Data Bus)		0.45	V	$I_{OL} = 2.5\text{mA}$
$V_{OL}(PER)$	Output Low Voltage (Peripheral Port)		0.45	V	$I_{OL} = 1.7\text{mA}$
$V_{OH}(DB)$	Output High Voltage (Data Bus)	2.4		V	$I_{OH} = -400\mu\text{A}$
$V_{OH}(PER)$	Output High Voltage (Peripheral Port)	2.4		V	$I_{OH} = -200\mu\text{A}$
$I_{DAR}(1)$	Darlington Drive Current	-1.0	-4.0	mA	$R_{EXT} = 750\Omega$; $V_{EXT} = 1.5V$
I_{CC}	Power Supply Current		120	mA	
I_{IL}	Input Load Current		± 10	μA	$V_{IN} = V_{CC}$ to 0V
I_{OFL}	Output Float Leakage		± 10	μA	$V_{OUT} = V_{CC}$ to 0V

Note 1: Available on any 8 pins from Port B and C.

CAPACITANCE $T_A = 25^\circ\text{C}$; $V_{CC} = \text{GND} = 0V$

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	TEST CONDITIONS
C_{IN}	Input Capacitance			10	μF	$f_c = 1\text{MHz}$
$C_{I/O}$	I/O Capacitance			20	μF	Unmeasured pins returned to GND

TEST LOAD CIRCUIT (FOR DB)



* V_{EXT} IS SET AT VARIOUS VOLTAGES DURING TESTING TO GUARANTEE THE SPECIFICATION.

A.C. CHARACTERISTICS $T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C ; $V_{CC} = +5\text{V } \pm 5\%$; $\text{GND} = 0\text{V}$

NOTE:

The 8255A-5 specifications are not final. Some parametric limits are subject to change.

BUS PARAMETERS:

READ:

SYMBOL	PARAMETER	8255A		8255A-5		UNIT
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
t_{AR}	Address Stable Before READ	0		0		ns
t_{RA}	Address Stable After READ	0		0		ns
t_{RR}	READ Pulse Width	300		300		ns
t_{RD}	Data Valid From READ ¹⁾		250		200	ns
t_{DF}	Data Float After READ	10	150	10	100	ns
t_{RV}	Time Between READs and/or WRITEs	850		850		ns

WRITE:

SYMBOL	PARAMETER	8255A		8255A-5		UNIT
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
t_{AW}	Address Stable Before WRITE	0		0		ns
t_{WA}	Address Stable After WRITE	20		20		ns
t_{WW}	WRITE Pulse Width	400		300		ns
t_{DW}	Data Valid to WRITE (T.E.)	100		100		ns
t_{WD}	Data Valid After WRITE	30		30		ns

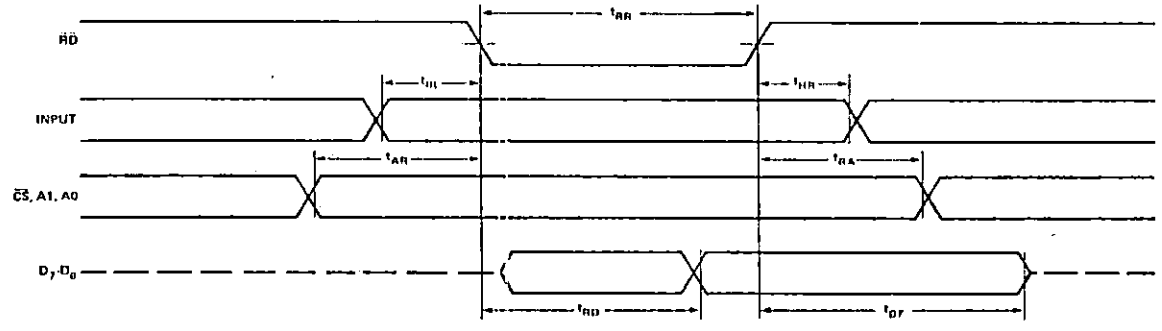
OTHER TIMINGS:

SYMBOL	PARAMETER	8255A		8255A-5		UNIT
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
t_{WB}	WR = 1 to Output ¹⁾		350		350	ns
t_{IR}	Peripheral Data Before RD	0		0		ns
t_{IR}	Peripheral Data After RD	0		0		ns
t_{AK}	ACK Pulse Width	300		300		ns
t_{ST}	STB Pulse Width	500		500		ns
t_{PS}	Per. Data Before T.E. of STB	0		0		ns
t_{PH}	Per. Data After T.E. of STB	180		180		ns
t_{AD}	ACK = 0 to Output ¹⁾		300		300	ns
t_{KD}	ACK = 1 to Output Float	20	250	20	250	ns
t_{WOB}	WR = 1 to OBF = 0 ¹⁾		650		650	ns
t_{AOB}	ACK = 0 to OBF = 1 ¹⁾		350		350	ns
t_{SIB}	STB = 0 to IBF = 1 ¹⁾		300		300	ns
t_{RIB}	RD = 1 to IBF = 0 ¹⁾		300		300	ns
t_{RIT}	RD = 0 to INTR = 0 ¹⁾		400		400	ns
t_{SIT}	STB = 1 to INTR = 1 ¹⁾		300		300	ns
t_{AIT}	ACK = 1 to INTR = 1 ¹⁾		350		350	ns
t_{WIT}	WR = 0 to INTR = 0 ¹⁾		850		850	ns

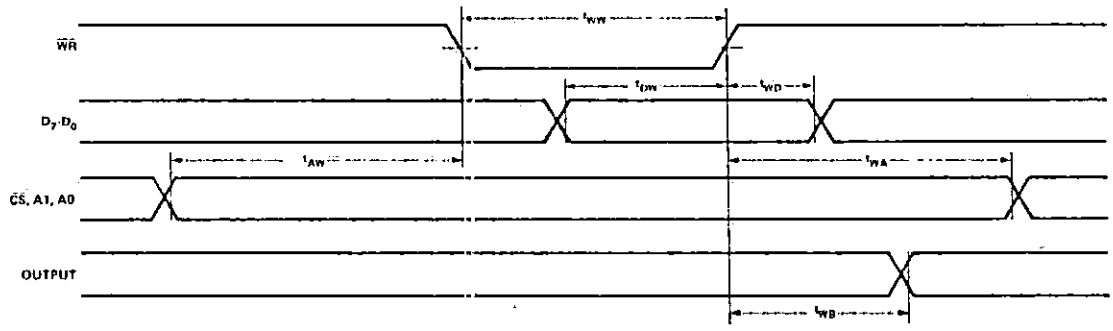
- Notes: 1. Test Conditions: 8255A: $C_L = 100\text{pF}$; 8255A-5: $C_L = 150\text{pF}$.
 2. Period of Reset pulse must be at least 50 μs during or after power on. Subsequent Reset pulse can be 500 ns min.



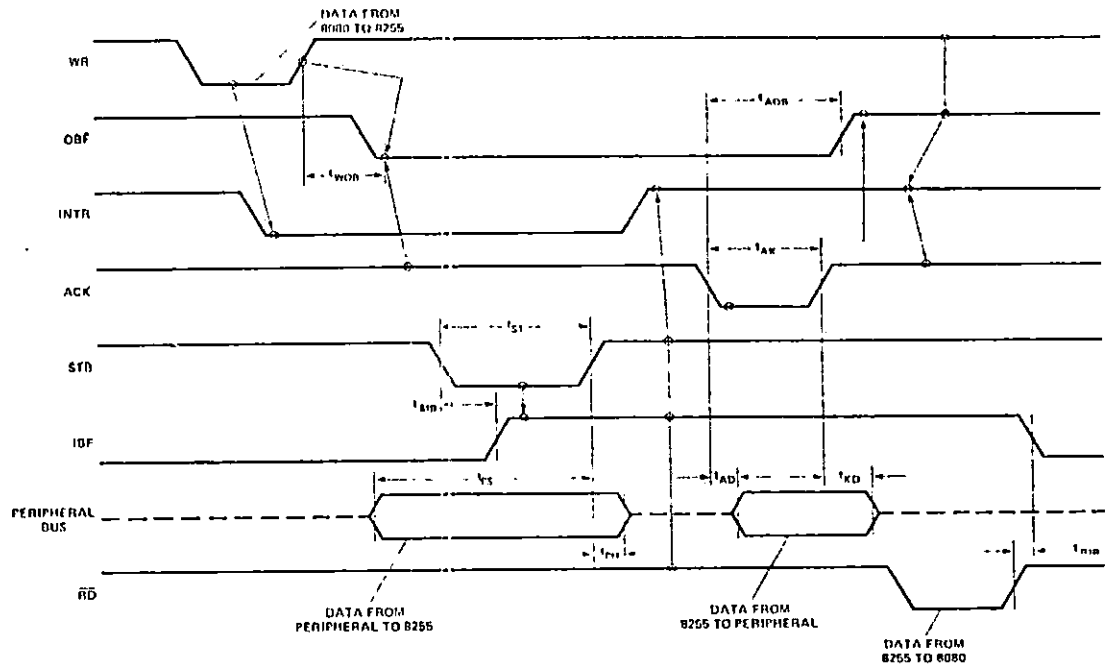
Input Waveforms For A.C. Tests



Mode 0 (Basic Input)



Mode 0 (Basic Output)



Mode 2 (Bi-directional)

NOTE: Any sequence where \overline{WR} occurs before \overline{ACK} and \overline{STB} occurs before \overline{RD} is permissible.
 (INTR = IBF • MASK • \overline{STB} • \overline{RD} • OBF • MASK • ACK • \overline{WR})

8253, 8253-5 PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER

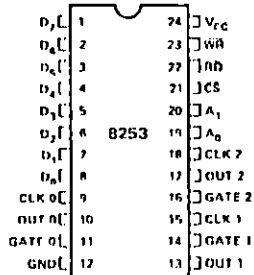
FEBRUARY
© 1978 Intel Corporation. Some
of our products are subject to change.

- ❑ MCS-85™ Compatible 8253-5
- ❑ 3 Independent 16-Bit Counters
- ❑ DC to 2 MHz
- ❑ Programmable Counter Modes
- ❑ Count Binary or BCD
- ❑ Single +5V Supply
- ❑ 24 Pin Dual-In-Line Package

The 8253 is a programmable counter/timer chip designed for use as an Intel Microcomputer peripheral. It uses nMOS technology with a single +5V supply and is packaged in a 24-pin plastic DIP.

It is organized as three independent 16-bit counters, each with a count rate of up to 2 MHz. All modes of operation are software programmable.

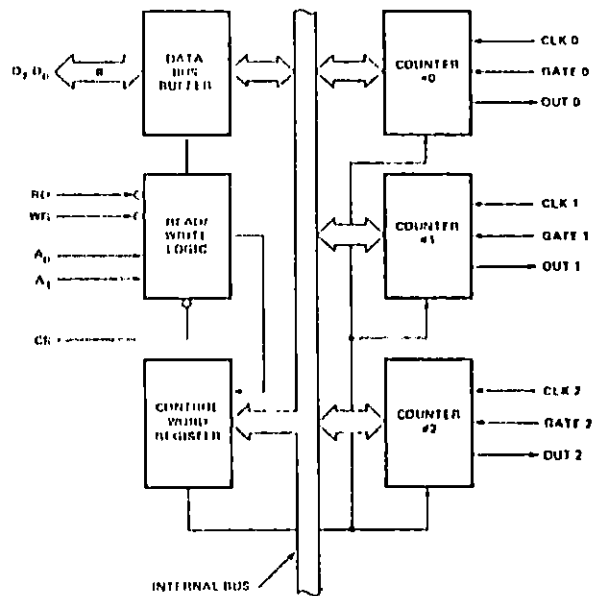
PIN CONFIGURATION



PIN NAMES

D ₇ D ₀	DATA BUS (BITE)
CLK N	COUNTER CLOCK INPUTS
GATE N	COUNTER GATE INPUTS
OUT N	COUNTER OUTPUTS
RD	READ COMMAND
WR	WRITE COMMAND OR DATA
CS	CHIP SELECT
A ₀ A ₁	COUNTER SELECT
V _{cc}	+5 VOLTS
GRD	GROUND

BLOCK DIAGRAM



8253 BASIC FUNCTIONAL DESCRIPTION

General

The 8253 is a programmable interval timer/counter specifically designed for use with the Intel™ Microcomputer systems. Its function is that of a general purpose, multi-timing element that can be treated as an array of I/O ports in the system software.

The 8253 solves one of the most common problems in any microcomputer system, the generation of accurate time delays under software control. Instead of setting up timing loops in systems software, the programmer configures the 8253 to match his requirements, initializes one of the counters of the 8253 with the desired quantity, then upon command the 8253 will count out the delay and interrupt the CPU when it has completed its tasks. It is easy to see that the software overhead is minimal and that multiple delays can easily be maintained by assignment of priority levels.

Other counter/timer functions that are non-delay in nature but also common to most microcomputers can be implemented with the 8253.

- Programmable Rate Generator
- Event Counter
- Binary Rate Multiplier
- Real Time Clock
- Digital One-Shot
- Complex Motor Controller

Data Bus Buffer

This 3-state, bi-directional, 8-bit buffer is used to interface the 8253 to the system data bus. Data is transmitted or received by the buffer upon execution of Input or Output, CPU instructions. The Data Bus Buffer has three basic functions.

1. Programming the MODES of the 8253.
2. Loading the count registers.
3. Reading the count values.

Read/Write Logic

The Read/Write Logic accepts inputs from the system bus and in turn generates control signals for overall device operation. It is enabled or disabled by CS so that no operation can occur to change the function unless the device has been selected by the system logic.

\overline{RD} (Read)

A "low" on this input informs the 8253 that the CPU is inputting data in the form of a counters value.

\overline{WR} (Write)

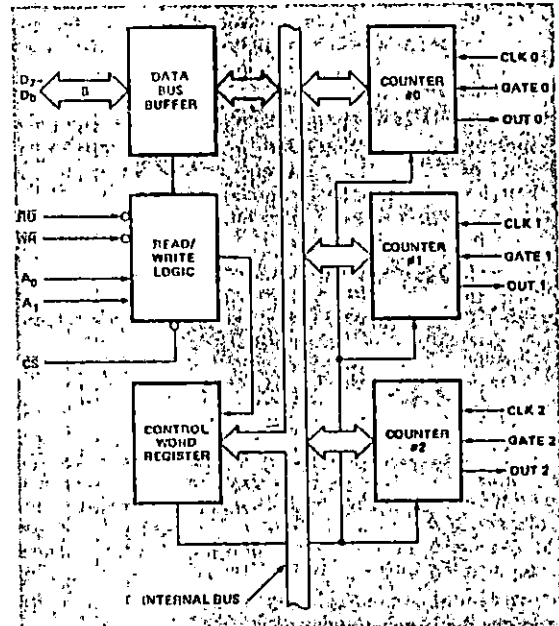
A "low" on this input informs the 8253 that the CPU is outputting data in the form of mode information or loading counters.

A0, A1

These inputs are normally connected to the address bus. Their function is to select one of the three counters to be operated on and to address the control word register for mode selection.

\overline{CS} (Chip Select)

A "low" on this input enables the 8253. No reading or writing will occur unless the device is selected. The \overline{CS} input has no effect upon the actual operation of the counters.



8253 BLOCK DIAGRAM

\overline{CS}	\overline{RD}	\overline{WR}	A ₁	A ₀	Operation
0	1	0	0	0	Load Counter No. 0
0	1	0	0	1	Load Counter No. 1
0	1	0	1	0	Load Counter No. 2
0	1	0	1	1	Write Mode Word
0	0	1	0	0	Read Counter No. 0
0	0	1	0	1	Read Counter No. 1
0	0	1	1	0	Read Counter No. 2
0	0	1	1	1	No-Operation 3-State
1	X	X	X	X	Disable 3-State
0	1	1	X	X	No-Operation 3-State

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Ambient Temperature Under Bias 0°C to 70°C
 Storage Temperature -65°C to +150°C
 Voltage On Any Pin
 With Respect to Ground -0.5 V to +7 V
 Power Dissipation 1 Watt

*COMMENT: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

D.C. CHARACTERISTICS (T_A = 0°C to 70°C; V_{CC} = 5V ±5%)

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
V _{IL}	Input Low Voltage	-0.5	0.8	V	
V _{IH}	Input High Voltage	2.2	V _{CC} +5V	V	
V _{OL}	Output Low Voltage		0.45	V	I _{OL} = 2.2 mA
V _{OH}	Output High Voltage	2.4		V	I _{OH} = -400 μA
I _{IL}	Input Load Current		±10	μA	V _{IN} = V _{CC} to 0V
I _{OFL}	Output Float Leakage		±10	μA	V _{OUT} = V _{CC} to 0V
I _{CC}	V _{CC} Supply Current		1.40	mA	

CAPACITANCE T_A = 25°C; V_{CC} = GND = 0V

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
C _{IN}	Input Capacitance			10	pF	f _c = 1 MHz
C _{I/O}	I/O Capacitance			20	pF	Unmeasured pins returned to V _{SS}

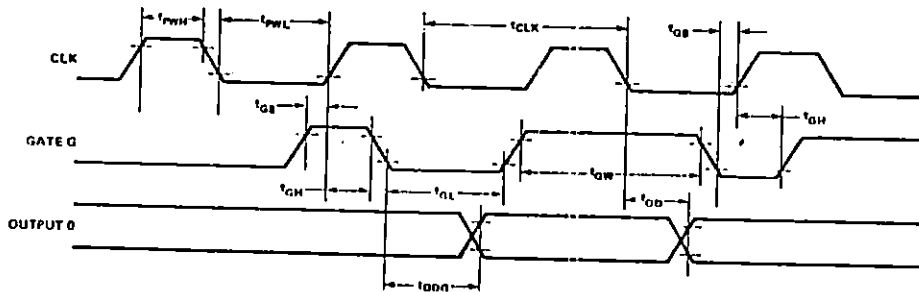
PRELIMINARY
 Return to the originator for any change.
 This is not a final specification. Some
 parametric limits are subject to change.

A.C. CHARACTERISTICS (Cont'd): $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$; $V_{CC} = 5.0\text{V} \pm 5\%$; $GND = 0\text{V}$

CLOCK AND GATE TIMING

SYMBOL	PARAMETER	8253		8253-5		UNIT
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
t_{CLK}	Clock Period	300	dc	300	dc	ns
t_{rWH}	High Pulse Width	230		230		ns
t_{rWL}	Low Pulse Width	150		150		ns
t_{GW}	Gate Width High	150		150		ns
t_{GL}	Gate Width Low	100		100		ns
t_{GS}	Gate Set Up Time to CLK↑	100		100		ns
t_{GH}	Gate Hold Time After CLK↑	50		50		ns
t_{OD}	Output Delay From CLK↓ ⁽¹⁾		400		400	ns
t_{ODG}	Output Delay From Gate↓ ⁽¹⁾		300		300	ns

Note 1: Test Conditions: 8253: $C_L = 100\text{pF}$; 8253-5: $C_L = 150\text{pF}$.



Si8601

8-Channel 8 Bit CMOS

Data Acquisition System



FEATURES

- 8-Bit Resolution $\pm 1/2$ LSB
- 25 μ s Conversion Time
- No Missing Codes
- Latched Digital Inputs and Outputs
- 2.5 mW Power Consumption
- System Components Integrated in a Single Chip

BENEFITS

- Easily Interfaced to μ P
- Reduced Power Supply Requirements
- Accurate to 0.3% Over Temperature
- Better Reliability than Multi-Chip Designs

APPLICATIONS

- Data Acquisition Systems
- Portable Instruments
- Industrial Monitor and Control Systems
- Remote Data Collection

DESCRIPTION

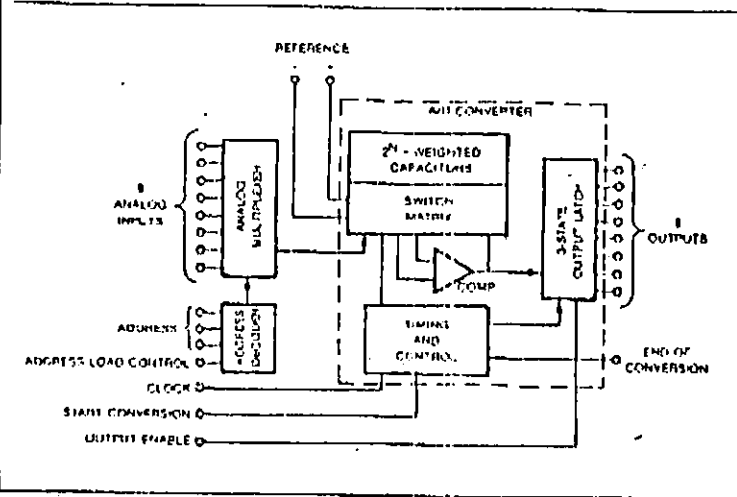
The Si8601 is a CMOS Data Acquisition System combining an 8-channel multiplexer, a sample-and-hold function, a 25 μ s 8-bit A/D converter and microprocessor compatible control logic, all on a single chip. Designed for use in general purpose data acquisition systems in process control, system diagnostics, or wherever multi-channel A/D conversions are required under the control of a microprocessor, Si8601 offers an economical solution to applications in general analog signal data collection.

The 8-channel multiplexer in Si8601 can be controlled by a microprocessor using a 3-bit address to select any one of eight single-ended analog switches. The input signal is then 'sampled' by a capacitor and passed to the high speed 8-bit A/D converter, which uses a binary weighted capacitor array in a successive-approximation algorithm to achieve a conversion in 25 μ s.

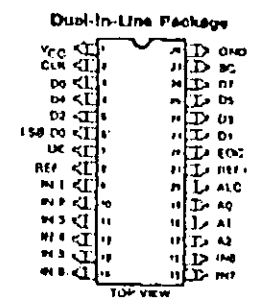
The design features of the Si8601 make possible a pseudo-ratiometric conversion (i.e. the reference voltage can be selected to determine the analog input range), eliminate the need for zero or full scale adjustments for most applications, and insure 'no missing codes' performance.

Also featured are latched 3-state outputs and latched address inputs to the multiplexer. The single 5 volt supply, low power requirements and fast conversion time make Si8601 especially useful for a wide range of industrial applications. Package options are the 28 pin plastic or ceramic DIP which are specified over the -40 to 85°C temperature range.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN CONFIGURATION



Order Numbers:
 Si8601AK or Si8601DK
 See Package 24
 Si8601DJ
 See Package 14

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Reference Input Voltage Range, V_{ref}^{-} -0.3 V to V_{ref}^{+}
 Reference Input Voltage Range, V_{ref}^{+} $V_{ref}^{-} - 10 V_{CC} + 0.3 V$
 Supply Voltage, V_{CC}^{1} 6.5 V
 Input Voltage Range, All Inputs -0.3 V to $V_{CC} + 0.3 V$

Continuous Total Dissipation at or Below 55°C 1016 mW
 Operating Free Air Temperature Range
 (A Suffix) 55 to 125°C
 (D Suffix) 40 to 85°C
 Storage Temperature Range -65 to 150°C
 Lead Temperature 1/16 Inch (1.6 mm) from Case for 10 Sns 260°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

TA - 25°C

	PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS UNLESS OTHERWISE NOTED: $V_{CC} = 4.25$ to $5.75 V_{CC} = 200$ kHz $V_{ref}^{-} = -V_{CC}$, $V_{ref}^{+} = 0$		LIMITS			UNIT
			MIN ²	TYP ³	MAX			
ANALOG MULTIPLEXER	Analog Input Voltage ⁸	$V_{AINALOG}$						V
	Channel ON State Current ⁶	I_{ON} (Peak)	$V_I = 2.5 V$ $V_{CC} = 5 V$		-8			μA
	Channel OFF State Current ⁷	I_{CHI}	$V_{CC} = 5 V$	$V_I = 5 V$ $V_I = 0$		200		nA
	High Level Input Voltage	V_{IH}	$V_{CC} = 5 V$		$V_{CC} / 18$			V
DIGITAL	Low Level Input Voltage	V_{IL}	$V_{CC} = 5 V$			15		V
	High Level Input Current	I_{IH}	$V_I = 5 V$			1		μA
	Low Level Input Current	I_{IL}	$V_I = 0$		1			μA
	High Level Output Voltage	V_{OH}	$I_O = 300 \mu A$			4		V
	Low Level Output Voltage	V_{OL}	$I_O = 10$ mA	Data Outputs End Of Conversion			0.4	V
	OFF State Output Current	I_{OS}	$V_I = 5 V$ $V_I = 0$		1		1	μA
	Control Input Capacitance	C_i				25		pF
	Data Output Capacitance	C_o				55		pF
	Supply Voltage Sensitivity	ΔSEC				0.05		%/V
	DYNAMIC	Zero Error ¹¹		$f_{clock} = 104$ MHz			10.25	
Linearity Error ¹¹						10.25		
Total Unadjusted Error ¹¹						-0.50	±0.25	0.50
SUPPLY	Supply Current ⁹	I_{CC}	$V_{ref}^{-} = 2$, V_{ref}^{+} - Open, $V_{IL} = 0 V$, $V_{IH} = 5 V$		10	200		μA
	Supply Current Plus Reference Current ⁹	$I_{CC} + I_{ref}$	$V_{CC} = 5 V$, $V_{IL} = 0 V$, $V_{IH} = 5 V$			1		mA
	Supply Voltage ¹⁰	V_{CC}			3		5.5	V
	Positive Reference Voltage ^{8, 10}	V_{ref}^{+}			3		V_{CC}	V
	Negative Reference Voltage ⁸	V_{ref}^{-}			0		0.3	V
	Voltage Between V_{CC} and V_{ref}^{+} Terminals ¹⁰	$V_{CC} - V_{ref}^{+}$			0		1	V

NOTES
 (See next page)

	PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS UNLESS OTHERWISE NOTED: V _{CC} = 4.75 to 5.25, f _{clock} = 200 kHz, V _{ref} + = V _{CC} , V _{ref} - = 0	LIMITS			UNIT
				MIN ⁴	TYP ⁵	MAX	
TIMING	Clock Frequency ¹⁰	f _{clock}	V _{CC} = 1 V V _{CC} = 5 V	100	100	100	MHz
	Start Pulse Width	t _{SG}		100			ns
	Address Lnd Control Pulse Width	t _{ALC}		200			ns
	Address Sel Up Time	t _{SU}		50			ns
	Address Hold Time	t _H		50			ns
	Input Voltage Stable ¹⁰	t _{IS}		8			Clock Periods
	End Of Conversion Delay Time	t _{DEC}		0		200	ns
	Conversion Time ¹²	t _{CONV}	f _{clock} = 104 kHz, t _{SG} = 100 ns			25	ns
	Output Enable Time	t _{OC}	C _L = 50 pF		100	250	ns
	Output Disable Time	t _{OD}	C _L = 10 pF, R _L = 10 kΩ		100	250	ns

NOTES:

- All voltage values are with respect to ground terminal.
- For operation above 55°C free air temperature, derate from 1045 mW at 55°C to 710 mW at 85°C at the rate of 11.0 mW/°C.
- Refer to PROCESS OPTION FLOWCHART for additional information.
- The algebraic convention whereby the most negative value is a minimum, and the most positive value is a maximum, is used in this data sheet.
- Typical values are for DESIGN AND ONLY, not guaranteed nor subject to production testing.
- Decays exponentially during first clock high period.
- Channel addressed with clock off.
- Analog input voltage greater than V_{ref} + converts as all ones and less than V_{ref} - as all zeros.
- Current increases linearly with frequency of the clock at a rate of approximately 30% per 100 kHz.
- For proper operation the maximum clock rate must be lowered as the voltage across the reference terminals is lowered below 4.75 V. The maximum clock rate must be lowered by 0.69 f_{clock} (V_{ref} - V_{ref}) multiplication factor. V_{ref} - must never be allowed to fall below 3.0 V or V_{CC} - 1.0 V, whichever is higher. Accuracy specifications degrade under these conditions.
- All errors are measured with reference to an ideal straight-line transfer curve from 0.8 mV to 4099 mV.
- Source resistance ≤ 1 kΩ.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS³ (Cont.)

T_A = Over Temperature Range

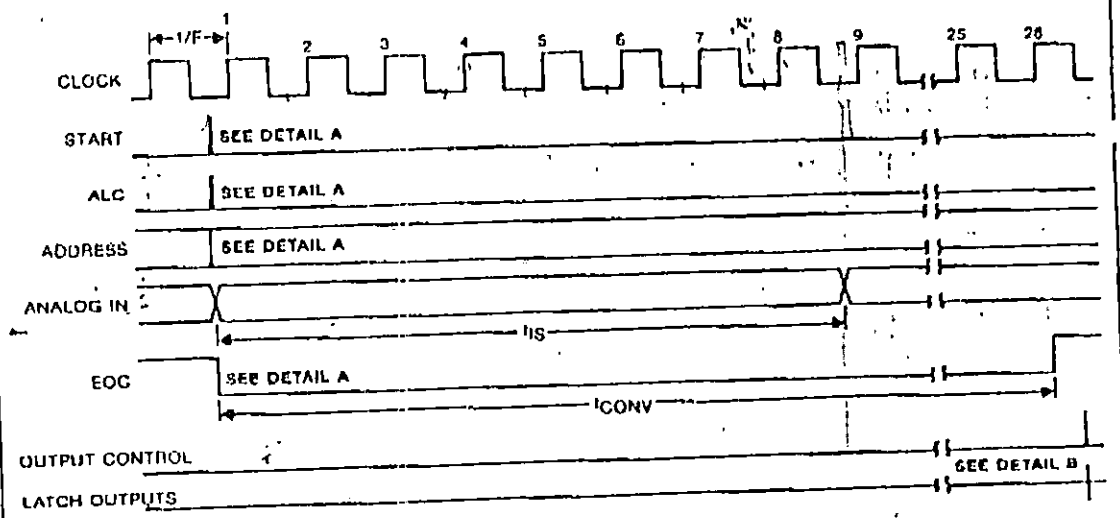
SI8604

	PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS UNLESS OTHERWISE NOTED: V _{CC} = 4.75 to 5.25, f _{clock} = 200 kHz, V _{ref} + = V _{CC} , V _{ref} - = 0	LIMITS			UNIT
				MIN ⁴	TYP ⁵	MAX	
ANALOG MIX	Analog Input Voltage ⁶	V _{ANA(OI)}		V _{ref} -	V _{ref} +	V _{ref} +	V
	Channel OFF State Current ¹⁰	I _{OFF}	V _{CC} = 5 V	V _I = 5 V V _I = 0		1	μA
DIGITAL	High Level Input Voltage	V _{IH}	V _{CC} = 5 V	V _{CC} - 1.5			V
	Low Level Input Voltage	V _{IL}			1.5	V	
	High Level Input Current	I _{IH}	V _I = 5 V		1	μA	
	Low Level Input Current	I _{IL}	V _I = 0	1		μA	
	High Level Output Voltage	V _{OIH}	I _O = -360 μA	4			V
	Low Level Output Voltage	V _{OOL}	I _O = 1.6 mA	Data Outputs		0.4	V
				End Of Conversion		0.4	
OFF State Output Current	I _{OS}		V _I = 5 V V _I = 0	1		μA	
DYNAMIC	Total Unadjusted Error ¹¹		f _{clock} = 104 MHz	-0.75		0.75	LSB
SUPPLY	Supply Current ⁹	I _{CC}	V _{ref} + = V _{ref} - (Open), V _I = 0 V, V _{IH} = 5 V			200	μA
	Supply Current Plus Reference Current ⁹	I _{CC} + I _{ref}	V _{CC} = 5 V, V _{IL} = 0 V			1	mA
	Supply Voltage ¹⁰	V _{CC}		3		3.5	V
	Positive Reference Voltage ^{8, 10}	V _{ref} +		3		V _{CC}	
	Negative Reference Voltage ⁸	V _{ref} -		0		0.3	
Voltage Between V _{CC} and V _{ref} + Terminals ⁷	V _{CC} - V _{ref} +		0		1		
TIMING	Clock Frequency ¹⁰	f _{clock}	V _{CC} = 5 V			104	MHz
	Input Voltage Stable ¹⁰	t _{IS}		8			Clock Periods
	Conversion Time ¹²	t _{CONV}	f _{clock} = 372 kHz, I _{SC} = 100 nA			70	μs

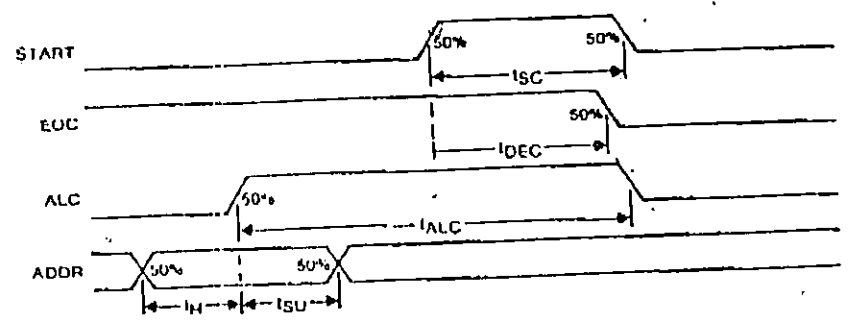
NOTES:

- All voltage values are with respect to ground terminal.
- For operation above 55°C free air temperature, derate from 1015 mW at 55°C to 716 mW at 85°C at the rate of 11.0 mW/°C.
- Refer to PROCESS OPTION FLOWCHART for additional information.
- The algebraic convention whereby the most negative value is a minimum, and the most positive value is a maximum, is used in this data sheet.
- Typical values are for DESIGN AID ONLY, not guaranteed nor subject to production testing.
- Decays exponentially during first clock high period.
- Channel addressed with clock off.
- Analog input voltage greater than V_{ref} + converts as all ones and less than V_{ref} - as all zeros.
- Current increases linearly with frequency of the clock at a rate of approximately 10% per 100 kHz.
- For proper operation the maximum clock rate must be lowered as the voltage across the reference terminals is lowered below 4.75 V. The maximum clock rate must be lowered by 0.98 f_{clock,full} multiplication factor. V_{ref} + must never be allowed to fall below 3.0 V or V_{CC} - 1.0 V, whichever is higher. Accuracy specifications degrade under these conditions.
- All errors are measured with reference to an ideal straight-line transfer curve from 98 mV to 4900 mV.
- Source resistance $\leq 1 \text{ k}\Omega$

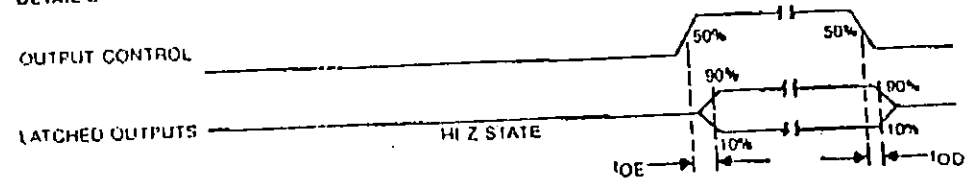
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont.)



DETAIL A



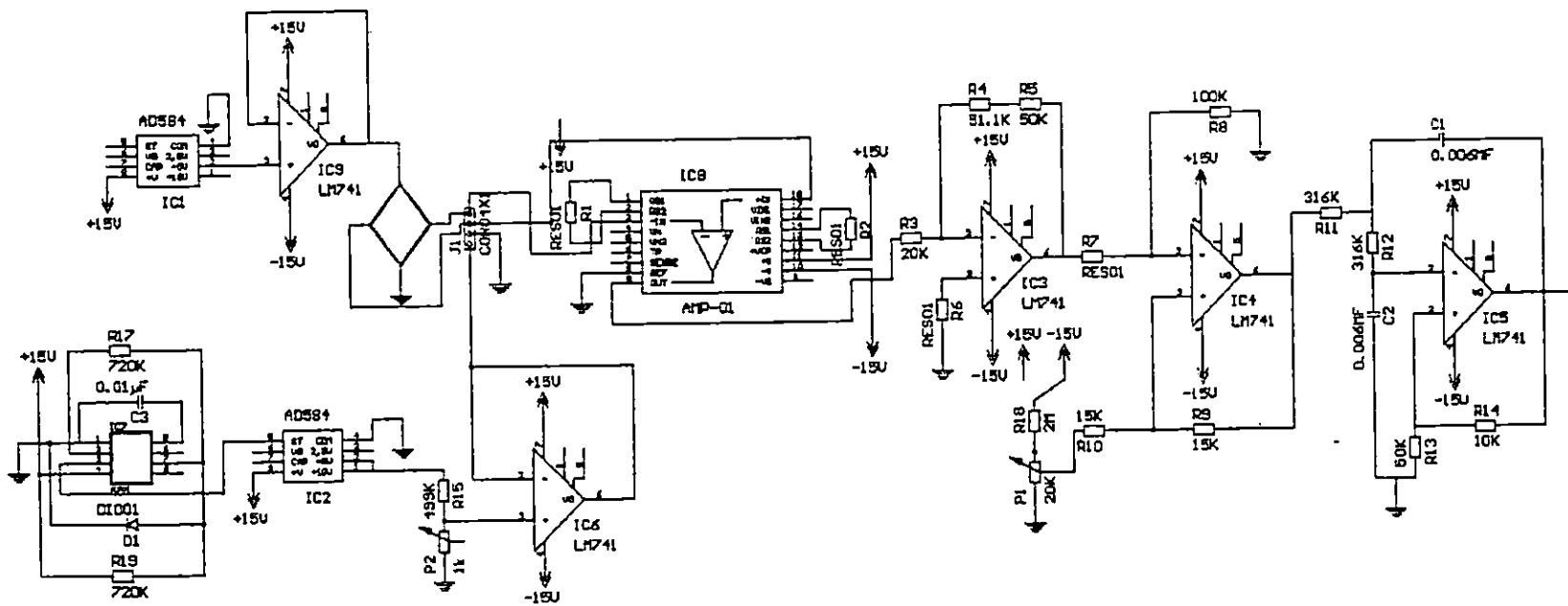
DETAIL B



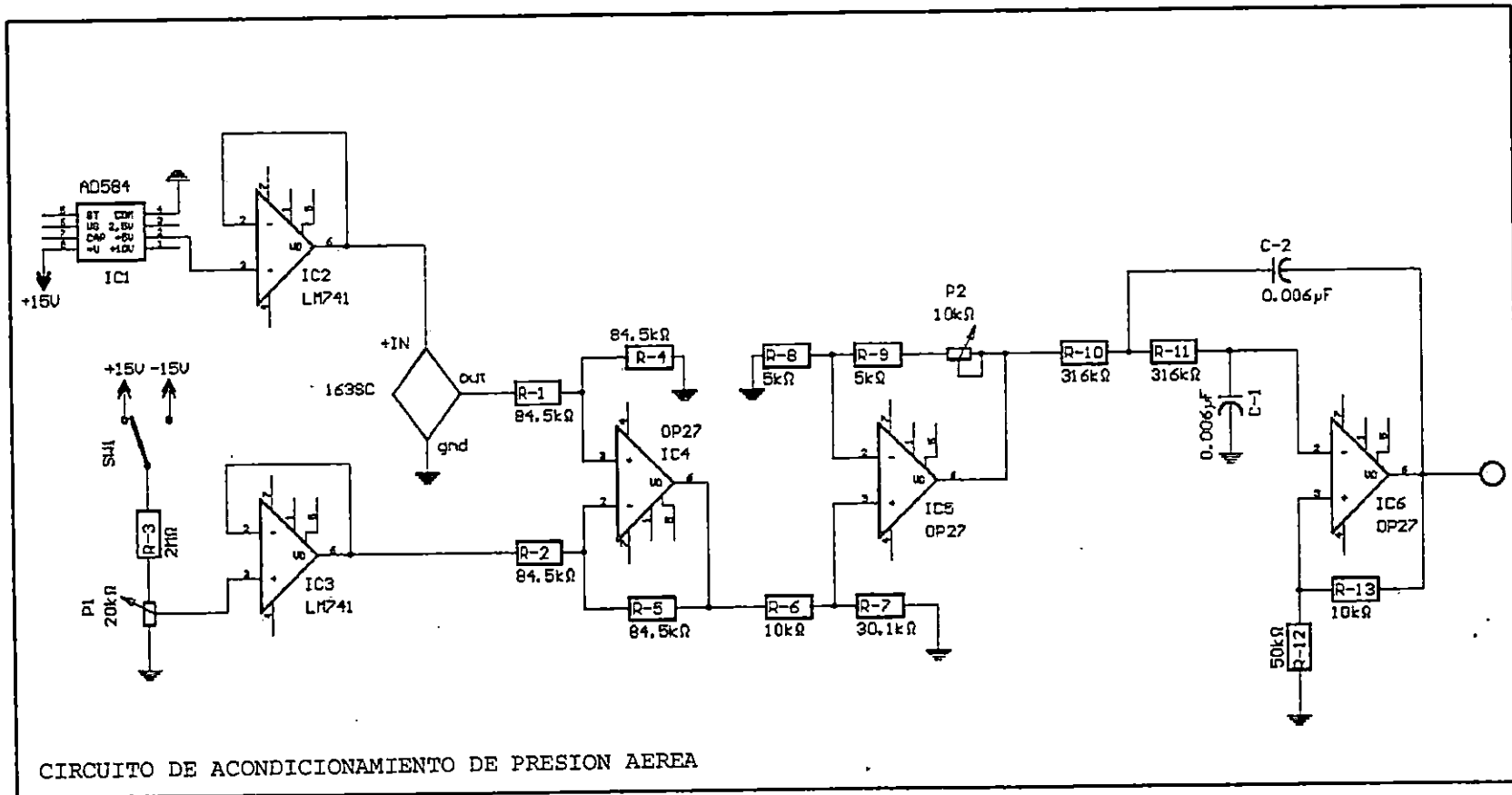
Timing Diagram Figure 1

ANEXO 2.

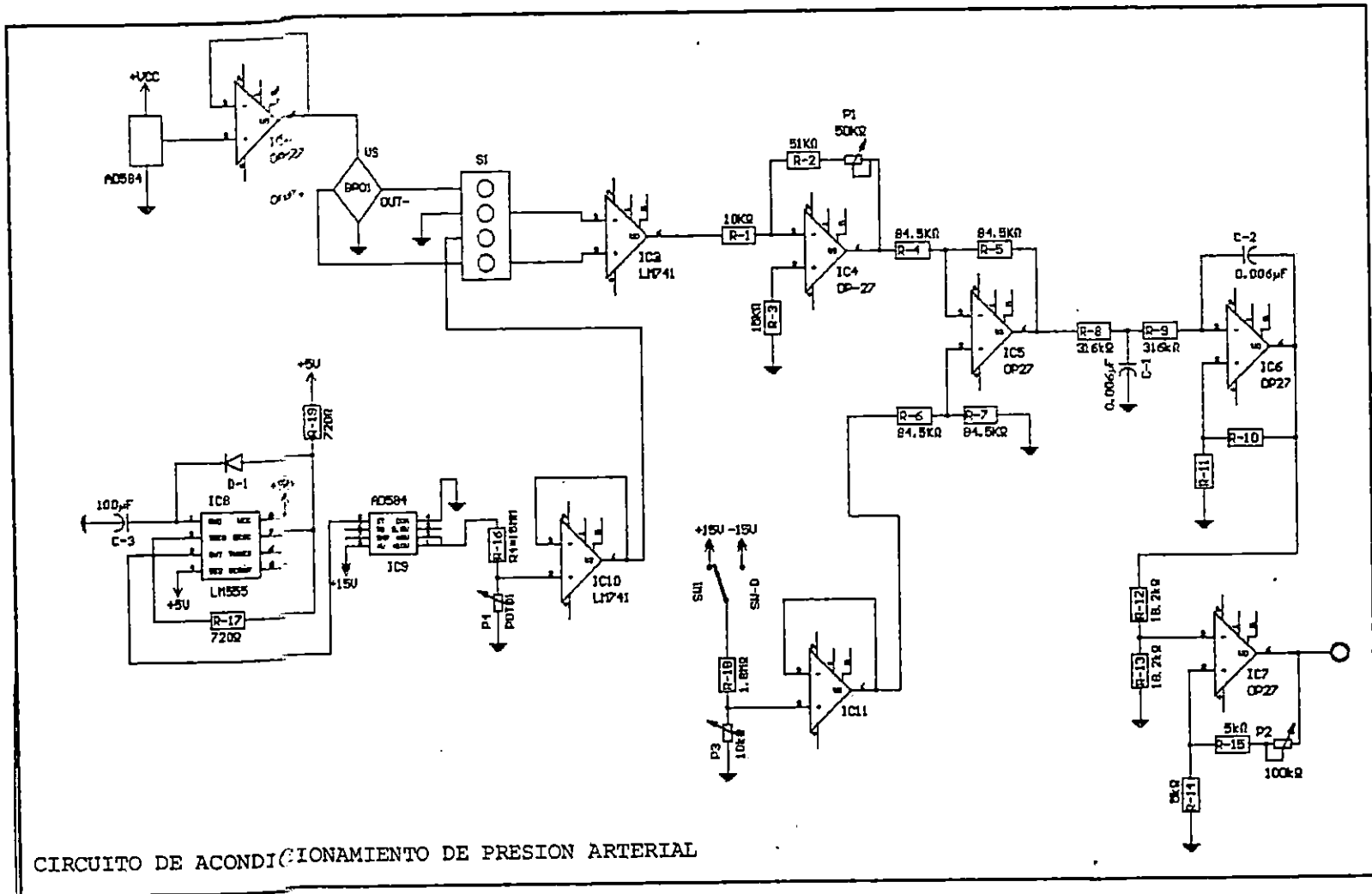
"DIAGRAMAS ELECTRICOS PARA CIRCUITOS DE ACONDICIONAMIENTO"



CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE PRESION VENOSA



CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE PRESION AEREA



CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE PRESION ARTERIAL

ANEXO 3.

"TABLAS"

CODIGO DE TECLAS EXTENDIDO.

Los códigos extendidos se producen con teclas o combinaciones de teclas que no pueden ser representados por los códigos ASCII. Al generarse un código extendido, se envían dos códigos: el primero es el carácter nulo, y el segundo es el código scan de la tecla o combinación de teclas.

CODIGO SEGUNDO	SIGNIFICADO
3	NULL (Caracter nulo)
15	Shift Tab
16-25	ALT-Q/W/E/R/T/Y/U/I/O/P
30-38	ALT-A/S/D/F/G/H/I/J/K/L
44-50	ALT-Z/X/C/V/B/N/M
59-68	F1-F10
71	HOME
72	UP ARROW
73	PGUP
75	LEFT ARROW
77	RIGHT ARROW
79	END
80	DOWN ARROW
81	PgDn
82	Ins
83	Del
84-93	F11-F20 (Shift F1 a Shift F10)
94-103	F21-F30 (Ctrl F1 a Ctrl F10)
104-113	F31-F40 (Alt F1 a Alt F10)
114	Ctrl PrtSc
115	Ctrl Left arrow
116	Ctrl Right arrow
117	Ctrl End
118	Ctrl PgDn
119	Ctrl Home
120-131	ALT 1/2/3/4/5/6/7/8/9/0/-/=
132	Ctrl PgUp
133	F11
134	F12
135	Shift F11
136	Shift F12
137	Ctrl F11
138	Ctrl F12
139	ALT F11
140	ALT F12

TABLA DE CODIGOS ASCII.

33 !	58 :	83 S	108 l	133 à	158 R	183 ı	208 ˆ	233 ø
34 "	59 ;	84 T	109 m	134 á	159 r	184 ı̇	209 ˜	234 ˚
35 #	60 <	85 U	110 n	135 ç	160 á	185 ı̈	210 ı̊	235 ˛
36 \$	61 =	86 V	111 o	136 è	161 í	186 ı̋	211 ı̌	236 ˜
37 %	62 >	87 W	112 p	137 ë	162 ó	187 ı̍	212 ı̎	237 ˘
38 &	63 ?	88 X	113 q	138 ò	163 ú	188 ı̏	213 ı̐	238 ˙
39 ^	64 @	89 Y	114 r	139 í	164 ñ	189 ı̑	214 ı̒	239 ˚
40 (65 A	90 Z	115 s	140 î	165 ò	190 ı̓	215 ı̔	240 ˛
41)	66 B	91 [116 t	141 ï	166 ˆ	191 ı̕	216 ı̖	241 ˜
42 *	67 C	92 \	117 u	142 ð	167 ˚	192 ı̗	217 ı̘	242 ˛
43 +	68 D	93]	118 v	143 Å	168 ˛	193 ı̙	218 ı̚	243 ˛
44 ,	69 E	94 ^	119 w	144 å	169 ˛	194 ı̛	219 ı̜	244 [
45 -	70 F	95 _	120 x	145 æ	170 ˛	195 ı̝	220 ı̞	245 J
46 .	71 G	96 `	121 y	146 ˆ	171 ı̟	196 ı̠	221 ı̡	246 ÷
47 /	72 H	97 a	122 z	147 ˚	172 ı̢	197 ı̣	222 ı̤	247 =
48 0	73 I	98 b	123 {	148 ˚	173 ı̥	198 ı̦	223 ı̧	248 °
49 1	74 J	99 c	124	149 ˚	174 ı̨	199 ı̩	224 ı̪	249 °
50 2	75 K	100 d	125 }	150 ˚	175 ı̬	200 ı̭	225 ı̮	250 °
51 3	76 L	101 e	126 ~	151 ˚	176 ı̯	201 ı̰	226 ı̱	251 /
52 4	77 M	102 f	127	152 ı̰	177 ı̲	202 ı̳	227 ı̴	252 °
53 5	78 N	103 g	128 Ç	153 ˚	178 ı̵	203 ı̶	228 ı̷	253 °
54 6	79 O	104 h	129 ū	154 ˚	179 ı̸	204 ı̹	229 ı̺	254 °
55 7	80 P	105 i	130 é	155 ı̹	180 ı̻	205 =	230 ı̼	255
56 8	81 Q	106 j	131 â	156 ı̻	181 ı̽	206 ı̾	231 ı̿	
57 9	82 R	107 k	132 ă	157 ı̽	182 ı̿	207 ı̿	232 ı̿	