



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO DE UNA ESTACION REMOTA PARA TRANSMITIR
DATOS METEOROLOGICOS VIA
ENLACE DE RADIO**

T E S I S

que para obtener el título de

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
AREA SISTEMAS ELECTRONICOS

p r e s e n t a :

RAMON T. MORALES CASTELLANOS

México, D. F.

1983



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Dedico este Trabajo a las
siguientes personas:

A TI MADRE:

Por haberme enseñado que
la nobleza del corazón es
el más apreciado de los -
dones. Por el apoyo que -
siempre me haz brindado.

A MIS HERMANOS:

Por el cariño que -
inmensamente me han
tenido siempre.

Porque esta Tesis sea la culminación -
de los esfuerzos y esperanzas que de--
positaron en mi y que compense aunque
sea en mínima parte todos sus desvelos
A todos ustedes, conocedores de mi --
agradecimiento: GRACIAS.

AL M. I. IGNACIO MORA G:

Mi director de Tesis a quien agradezco el haber sido siempre más que un director , un amigo y consejero

A LOS INGS. RODOLFO PETERS Y
HORACIO MIJARES

Por la amistad que me dispensaron durante el tiempo que permanecí el I. de I.

A todo el personal del I. de I. que de una u otra forma aportaron sus esfuerzos para que este trabajo fuera posible

INDICE

	Pág.
CAPITULO I INTRODUCCION	
1. PLANTEAMIENTO	6
2. JUSTIFICACION	6
3. DESCRIPCION DE LA RED	7
3.1 Estación Central	7
3.2 Estaciones Remotas	8
4. MODOS DE OPERACION REQUERIDOS	9
CAPITULO II DESCRIPCION GENERAL DE UNA ESTACION REMOTA PARA CAPTAR DATOS METEOROLOGICOS	
1. SOLUCION	12
2. DESCRIPCION MODULAR DE LA ESTACION REMOTA (ER)	13
2.1 Protocolo de Comunicación	13
2.2 Módulo de Transmisión	14
2.3 Comprobación de Información	14
2.4 Módulo de Control	15
2.5 Conversor A/D	15
3. OPERACION DE LA ER	15
4. COMENTARIOS	18
CAPITULO III SENSORES	
1. CLASIFICACION Y DESCRIPCION DE TRANSDUCTORES MAS COMUNES	21
2. PRINCIPIOS DE TRANSDUCCION	22

	3. SELECCION DE TRANSDUCTORES	22
	4. ALGUNOS PROBLEMAS Y SU SOLUCION	25
	4.1 Ruido	25
	4.2 Acoplamiento Capacitivo	25
	4.3 Acoplamiento Inductivo	30
	4.4 Aterrizamiento	32
	4.5 Acoplamiento de Impedancias	32
	5. RESUMEN	34
CAPITULO	IV ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES	
	1. ETAPAS DE ACONDICIONAMIENTO	37
	2. ACOPLAMIENTO Y AMPLIFICACION	39
	2.1 Velocidad de Viento	39
	2.2 Dirección de Viento	41
	2.3 Presión	43
	2.4 Humedad	46
	2.5 Radiación Solar	48
	2.6 Voltaje de Batería	50
	2.7 Lluvia	50
	3. FILTRADO	52
CAPITULO	V CONVERSION A/D	
	1. INTRODUCCION	55
	2. TECNICAS DE CONVERSION A/D	56
	2.1 Voltaje a Frecuencia	56
	2.2 Doble Rampa	57
	2.3 Aproximaciones Sucesivas	59
	3. SELECCION DEL CONVERTOR A/D	59

	4. IMPLEMENTACION FINAL	63
	5. DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO	71
CAPITULO VI	SELECCION DEL MODEM	
	1. INTRODUCCION	75
	2. CLASES DE MODEMS	75
	2.1 Sincronos	76
	2.2 Asincronos	76
	3. MODOS DE OPERACION	77
	3.1 Half-Duplex	77
	3.2 Full-Duplex	78
	4. TIPOS DE MODULACION	79
	5. COMPARACION DE LOS TIPOS DE MODULACION	81
	5.1 Ancho de Banda	82
	5.2 Consumo de Potencia	82
	5.3 Inmunidad a las Interferencias	84
	5.4 Complejidad del Equipo	84
	6. SELECCION FINAL	84
CAPITULO VII	DISEÑO DEL MODEM	
	1. INTRODUCCION	86
	2. U.A.R.T.	86
	2.1 Funcionamiento	88
	2.2 Transmisión	90
	2.3 Recepción	92
	3. MODULADOR FSK	95
	4. DEMODULADOR FSK	98

	5. SELECCION DE PARAMETROS	100
	5.1 110 Bauds	101
	5.2 300 Bauds	104
	5.3 1200 Bauds	107
	6. RADIO ENLACE	110
CAPITULO VIII	CONTROL	
	1. INTRODUCCION	112
	2. ESQUEMA PROPUESTO	112
	3. FUNCIONAMIENTO	113
	3.1 <i>Recepción y Transmisión de IDE</i>	115
	3.2 <i>Recepción de CLC o CCC</i>	116
	3.3 <i>Recepción de solo CCC</i>	118
	4. RESET GENERAL	119
	5. COMENTARIOS	119
CAPITULO IX	ALIMENTACION	
	1. INTRODUCCION	123
	2. ENERGIA SOLAR	123
	3. CORRIENTE ALTERNA	123
CAPITULO X	CONCLUSIONES Y COMENTARIOS	
	1. EVALUACION FINAL DE OBJETIVOS	128
	2. APLICACIONES	128
	2.1 <i>Calibración de un Radar</i>	128
	2.2 <i>Control Supervisorio</i>	129
	3. APROXIMACION	130

APENDICES	Pag.
I. TABLAS DE COMPARACION	136
II. DISEÑO DE FILTROS	142
III. CONVERSION A/D	173
IV. PROGRAMA SISTEMA OPERATIVO	182
BIBLIOGRAFIA.	203

CAPITULO I
INTRODUCCION

1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El proceso de telemetría (del griego tele-lejos y - - metr-medir) consiste en llevar a cabo mediciones a distancia de fenómenos físicos diversos. Si la medición se realiza en diferentes lugares se formarán redes telemétrica las cuales es - - usual nombrar de acuerdo al tipo de fenómeno objeto de la medición, de esta manera existen redes telemétricas hidrológicas, - meteorológicas, sismológicas, etc.

Las mediciones se efectúan a través de estaciones remotas (ER) cuyo objetivo es recabar la información que se requiere en otro lugar alejado.

Para hacer llegar los datos al lugar en que son necesarios existen diversos métodos, desde visitas periódicas a cada una de las estaciones para recoger los registros hasta sistemas de comunicación automática altamente sofisticados.

El presente trabajo se refiere al diseño de una estación remota interrogable para el proyecto de una red meteorológica de registro automático que se lleva a cabo en el Instituto de Ingeniería de la UNAM.

Esta red tiene como objetivo principal, el de poder -- contar con un sistema confiable y automático con el cual se permita recabar en forma continua y económica la información relacionada con las condiciones climatológicas imperantes en una región determinada.

2. JUSTIFICACION

El conocimiento oportuno de cambios atmosféricos podrá mejorar los pronósticos de fenómenos meteorológicos que tanta - importancia tienen en aquellas actividades humanas vitales para

su supervivencia, tales como la agricultura y la ganadería, así como la prevención de desbordamiento de ríos y presas hidrologicas evitando las pérdidas humanas o minimizando los daños materiales.

3. DESCRIPCION DE LA RED

En la fig. 1.1 se muestra un diagrama de bloques del proyecto general, el cual consta de una Estación Central (EC), en donde se concentrará la información y de tres Estaciones Remotas (ER), encargadas de efectuar las mediciones en cada lugar y acondicionarla para su transmisión a la EC por medio de un enlace de radio en la banda de VHF. Si se requiere podrá aumentarse el número de ER, el cual estará limitado sólo por la velocidad con que se requieran los datos en la EC.

3.1 Estación Central (EC)

La parte medular de la EC es el control de estación (CEC) el cual se realiza por medio de un microprocesador. Las funciones principales del CEC son las de controlar la operación del sistema, el almacenamiento de datos, la comunicación con el operador y, si se requiere, la transferencia de información con otra computadora.

En esta EC se cuenta con un monitor de TV donde se podrán visualizar las operaciones que se estén realizando en ese momento. Así además de la información recibida de las ERs y de las operaciones que se encuentre realizando la EC en ese momento, también podrán aparecer algunos mensajes de alarma cuando el CEC detecte alguna falla en el sistema o se estén recibiendo datos que se consideren críticos. También contará con un impresor TTY en donde se escriba la información previamente seleccionada.

La Unidad de Disco servirá para almacenamiento de información y para alimentar los diferentes programas operativos del sistema.

Para comunicarse con otra computadora, la EC contará con una interfaz que permita dicha comunicación por medio de protocolos especiales.

Además se contará con un modem que permita la comunicación vía enlace de radio con las ERs y otro modem para los transductores propios de la EC.

3.2 Estaciones Remotas (ER)

Las estaciones remotas tienen por objeto recabar la información de los diferentes transductores y acondicionarla para su transmisión a la EC cuando esta se lo requiera. Las partes principales de las ER son:

- a) Ocho transductores para medir las siguientes variables:
 - . Precipitación pluvial
 - . Temperatura
 - . Velocidad de viento
 - . Dirección de viento
 - . Humedad
 - . Presión atmosférica
 - . Radiación solar
 - . Voltaje de batería de alimentación
- b) Acondicionadores de señal para hacer que las señales de los sensores sean compatibles con el sistema.
- c) Un controlador para manejar la operación de la estación.

- d) Un modem para recibir señales de identificación e interrogación y para darle un formato adecuado a las señales de información que se transmitirán.
- e) Un juego de radiotransmisor y radioreceptor en la banda de VHF para comunicación entre las ERs y la EC.

En el Capítulo II se describen detalladamente cada una de las partes de las ERs.

4. MODOS DE OPERACION REQUERIDOS

Normalmente se requiere que todas las ERs se encuentren con su radioreceptor encendido y el radiotransmisor apagado, en espera de recibir una solicitud de la EC, la cual puede ocurrir de presentarse cualquiera de las siguientes condiciones:

- a) Que la solicite un computador externo interesado en una información determinada.
- b) Cuando lo solicite un operador.
- c) Por medio de un programa preestablecido.

Cuando la EC recibe una solicitud del computador externo, que en este caso será el control de la estación de radar, se genera y transmite por radio el código de identificación de la estación, haciendo que esta se prepare, encienda su transmisor y envíe los datos de cada uno de sus transductores junto con su identificación. Una vez que terminó de enviar su información y que la EC quedó satisfecha de la información recibida, se apaga el transmisor de la ER, para minimizar el consumo de potencia, quedando solamente encendido su receptor en espera de que vuelva a ser requerida. Enseguida la EC genera y transmite-

el código de la siguiente estación remota hasta completar el --
muestreo solicitado. Esta solicitud por computador externo tien
e prioridad sobre las otras 2.

La solicitud por operador, permitirá la comprobación -
del funcionamiento de cada una de las ER desde la EC. En este-
modo el operador indicará que estación desea interrogar. Por -
este medio se puede solicitar que la ER seleccionada envíe señal
es de calibración, en cuyo caso la ER conectará sucesivamente-
cada una de las entradas de los transductores a fuentes de voltaj
e reguladas y conocidas. Este modo de operación es de mucha -
utilidad en el mantenimiento de la red y podrá servir para verif
icar que la información recibida es correcta. Los resultados-
aparecerán en pantalla y podrán imprimirse opcionalmente. En -
operación por programa, el muestreo se realiza periódicamente -
en forma automática de acuerdo a un tiempo de muestreo previa--
mente fijado (suceptible de ser modificado según las necesida--
des).

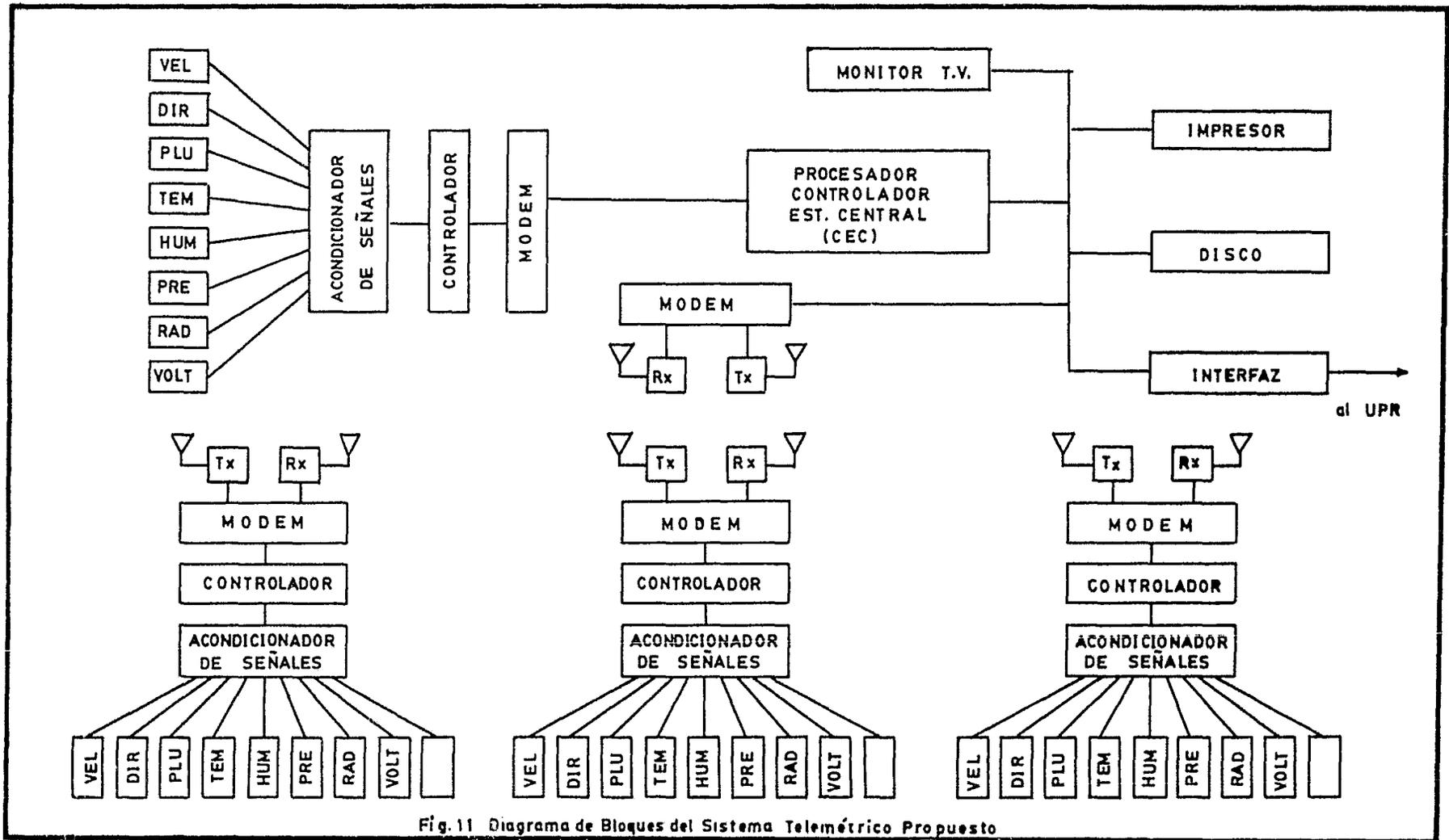


Fig. 11 Diagrama de Bloques del Sistema Telemétrico Propuesto

CAPITULO II
DESCRIPCION GENERAL DE UNA
ESTACION REMOTA PARA CAP--
TAR DATOS METEOROLOGICOS.

1. SOLUCION PROPUESTA

En el diseño de las ERs se tomaron en cuenta las características de los sitios en los que pueden llegar a operar, además de que fueran confiables, de reparación sencilla y económicas.

Entre las características propias de los lugares de operación, se consideraron las siguientes limitaciones importantes:

- a) Carecen de energía eléctrica comercial.
- b) Lejanas a las vías de comunicación (acceso difícil).
- c) Diversas condiciones de temperatura y humedad.

El análisis de estos factores determinó que las ERs fueran de bajo consumo, de mantenimiento poco frecuente y que se protegieran adecuadamente de las condiciones ambientales adversas.

Del análisis de estos factores se concluyó que lo mejor era hacer recaer la complejidad del sistema en la Estación-Central, simplificando en lo posible la configuración de las ERs, desechandose las versiones sofisticadas basadas en controladores inteligentes con microprocesadores.

En la fig. 2.1 se presenta un diagrama de bloques de la solución propuesta. Para la selección de este esquema se aprovecharon los trabajos en este campo realizados en el Instituto de Ingeniería por los Ingenieros Roberto Ocas y Rolando Carrera (Ver ref. 10 y 13).

Este arreglo consta de un arreglo analógico multicanal, un conversor análogo-digital, un controlador de estación y un -

módulo de comunicaciones. Esta estructura requiere de pocos -- elementos para su realización, dando como resultado un sistema -- confiable, fácilmente reparable y económico. Si además se se-- leccionan circuitos integrados de tecnología CMOS, su consumo -- de energía será bajo y fácilmente puede ser alimentado mediante un arreglo de celdas fotovoltaicas y pilas recargables.

2. DESCRIPCION MODULAR DE LA ESTACION REMOTA (ER)

En esta parte se describirán cada uno de los módulos - que integran la ER explicando brevemente su estructura dejando -- para el inciso 3 la descripción de la operación de la estación.

2.1 *Protocolo de Comunicación.*

La comunicación entre la EC y las ERs se realiza me-- diante cuatro claves de solicitud a las que debe responder la -- ER, siendo éstas: (IDE) Identificación de estación, (CLC) Lectu -- ra de datos de un canal, (CCC) Calibración de un canal y (RG) -- Reset general.

Estas claves son generadas en la EC y al iniciar cual-- quier interrogación siempre se requerirá enviar primeramente la -- clave de identificación de estación. (Cada estación cuenta con una clave (IDE) especial que la distingue de las demás).

La clave (CLC) permite la solicitud del valor de la va -- riable en el canal seleccionado y la (CCC) solicitará a la ER -- que conecte una señal de calibración conocida para que, desde -- la estación central se verifique el correcto funcionamiento del canal seleccionado y la confiabilidad de los datos transmitidos.

La clave de (RG), se deberá enviar a todas las estaciones cuando por una falla o accidente quiera contestar más de una ER provocando colisión de la información, esta señal manda callar a todas las ERs y se repetirá de nuevo la solicitud a una estación determinada.

2.2 Módulo de Trasmisión.

Esta sección se encarga de mantener la comunicación con el puesto central mediante enlaces de radio de VHF. Cada una de las ERs cuentan con un radio receptor y un radio transmisor. Para el envío de los datos, se utiliza modulación FSK (modulación por corrimiento de frecuencia), la trasmisión se efectúa asincrónicamente. La parte modular de este sistema es el modem (modulador demodulador) el cual tiene por objeto convertir los datos binarios en señales senoidales, las velocidades de transferencia de información que se permiten en este sistema son de 110, 300, 1 200 o 2 400 bauds.

2.3 Comprobación de Información.

Con objeto de proteger la información durante la transmisión, ésta se empaqueta en arreglos adecuados que agrupan los datos junto con bits de inicio, paridad y finalización. Esta función se realiza por medio de un circuito integrado denominado Receptor Trasmisor Asíncrono Universal (UART), el cual se comporta como un registro de corrimiento paralelo-serie cuando la ER trasmite información al aire, agregando los bits de inicio, paridad y terminación a cada uno de los datos enviados. En la operación de recepción funciona como un registro de corrimiento serie-paralelo, además de verificar la información recibida, desechando aquellos datos que no cumplan con el formato establecido.

2.4 Módulo de Control

Constituye la parte medular de la ER, de su buen desempeño depende el correcto funcionamiento de todos los componentes.

El módulo de control puede dividirse en dos secciones, la de interpretación de instrucciones y la de ejecución de éstas. En la sección de interpretación se analiza la clave recibida y se discierne el tipo de instrucción solicitada. La sección de ejecución se encarga de realizarla mediante lógica alambrada accionando secuencialmente todas las componentes involucradas en la instrucción hasta cumplirla, regresando a su estado normal de alerta en espera de la siguiente instrucción.

2.5 Conversor A/D

La mayoría de los transductores utilizados en estas ERs, entregan el resultado de la medición en forma de voltajes o corrientes analógicos, como para transmitirlos se requiere, convertirlas en señales digitales, se utiliza un conversor analógico-digital que permite convertir una variable analógica en palabras de 8 bits.

Para atender los ocho transductores de la estación, se dispone de un sistema de multicanalización, que permite seleccionar la señal de uno de ellos para alimentarla al conversor A/D.

3. OPERACION DE LA ER

Para describir el funcionamiento de la ER se parte del hecho que la Estación Central recibe una solicitud de la información y se dispone a iniciar el proceso de interrogación. Es-

te proceso consta de las siguientes etapas:

1. Establecer comunicación con la ER deseada.
2. Solicitar la información.
3. Comprobación de la información.
4. Fin de interrogación.

El establecimiento de la comunicación se inicia cuando la Estación Central transmite la clave de la estación deseada, como el radioreceptor de todas las ERs permanecen encendidos en espera de que la EC interroge a una de ellas, todas reciben la señal de identificación (IDE), esta señal se analiza en cada estación comprobando primeramente la validez de la información, si ésta no está dentro del formato establecido se desecha y vuelve al estado de alerta.

Si el dato fue recibido en forma correcta, se avisará al control de que hay una información válida para que lo turne a la sección de interpretación, donde se decodificará y se comparará con la clave de la propia estación, si no coinciden, se regresa al estado de alerta.

En caso de que la clave coincida con la de la estación, el controlador ordenará al trasmisor de esa estación a que se encienda y transmita a la EC su clave de identificación (IDE), mediante esta operación queda capacitada la ER para enviar la información que le solicite a continuación la EC.

La EC al recibir la clave la compara con la que envió para cerciorarse que la ER solicitada está lista para ser interrogada, en caso de que no coincidan las claves, la EC intentará hasta tres veces establecer el contacto con la ER deseada, si no lo logra, dá una señal de alarma que aparecerá en la pantalla del monitor de rayos catódicos y el proceso concluye.

Una vez que se establece la comunicación entre ER y EC, ésta enviará la clave de lectura o calibración (según se desee) del canal solicitado.

La ER involucrada recibirá la clave de interrogación y el canal deseado, esta clave pasará por el proceso de comprobación descrito anteriormente y en caso de error regresará al estado de alerta, si la clave es correcta se lleva a la sección de interpretación para posteriormente pasarla a la sección de ejecución.

Si la EC pide información de un canal analógico, la orden se efectuará seleccionando el canal de medición por medio del multiplexor, iniciando la operación del conversor análogo--digital, mientras se lleva a cabo la digitización de la señal, la ER transmite la clave de lectura y canal recibida para que la EC tenga la seguridad de que la información que se enviará posteriormente es la que solicitó.

Cuando el conversor A/D termina la conversión, el resultado lo almacena en un registro con salida de tres estados y avisa al control que ya se efectuó la conversión, a partir de este momento el control toma el dato y lo transmite tres veces a la EC. La repetición de la información tiene por objeto garantizar que los datos no se pierdan o alteren durante la transmisión.

Al momento de recibir los datos la EC los almacena en tres registros para comprobarlos posteriormente pudiendo volver a repetir la solicitud de envío de información si se presenta alguno de los siguientes casos.

- a) Cuando la clave de la estación o el canal no corresponden a los solicitados.

b) Cuando la información llegue alterada.

Para comprobar la confiabilidad de la información, se comparan los datos enviados tres veces y si dos de los datos -- son iguales se aceptan como confiables, si los tres son diferentes se vuelve a solicitar a la ER que repita la medición, desechándose los datos no confiables.

Este proceso se podrá repetir tres veces si en ninguno de estos intentos se considera válida la información, se pondrá una señal de alarma en el monitor y se dará fin al proceso de -- interrogación.

Si no existe ninguna otra instrucción se procede a mandar la clave de fin de interrogación (RG), al recibir la estación remota esta clave apagará el radio transmisor de dicha estación, quedando encendido solo su radio-receptor para estar -- pendiente cuando la EC desee nuevamente establecer comunicación.

4. COMENTARIOS

De lo anterior puede concluirse lo siguiente:

a) La EC decide la secuencia de interrogación así como los períodos de tiempo, lograndose que el sistema sea flexible y programable a voluntad en la EC.

b) El control sobre la validez de la información es suficiente para garantizar la confiabilidad de los datos.

c) Las señales de alarma en el monitor permiten al -- operador solicitar una calibración de la estación reportada con objeto de verificar si su funcionamiento es correcto, en caso -- contrario planear visitas de mantenimiento correctivo a las es-

taciones que lo requieran.

d) El mantener apagados los transmisores de las estaciones que no son requeridas permite un considerable ahorro en el consumo eléctrico, además de que asegura que no vayan a - - transmitir información que pueda mezclarse con la de otra estación.

En los capítulos siguientes se hace una descripción de tallada de cada uno de los módulos que constituyen la estación-remota.

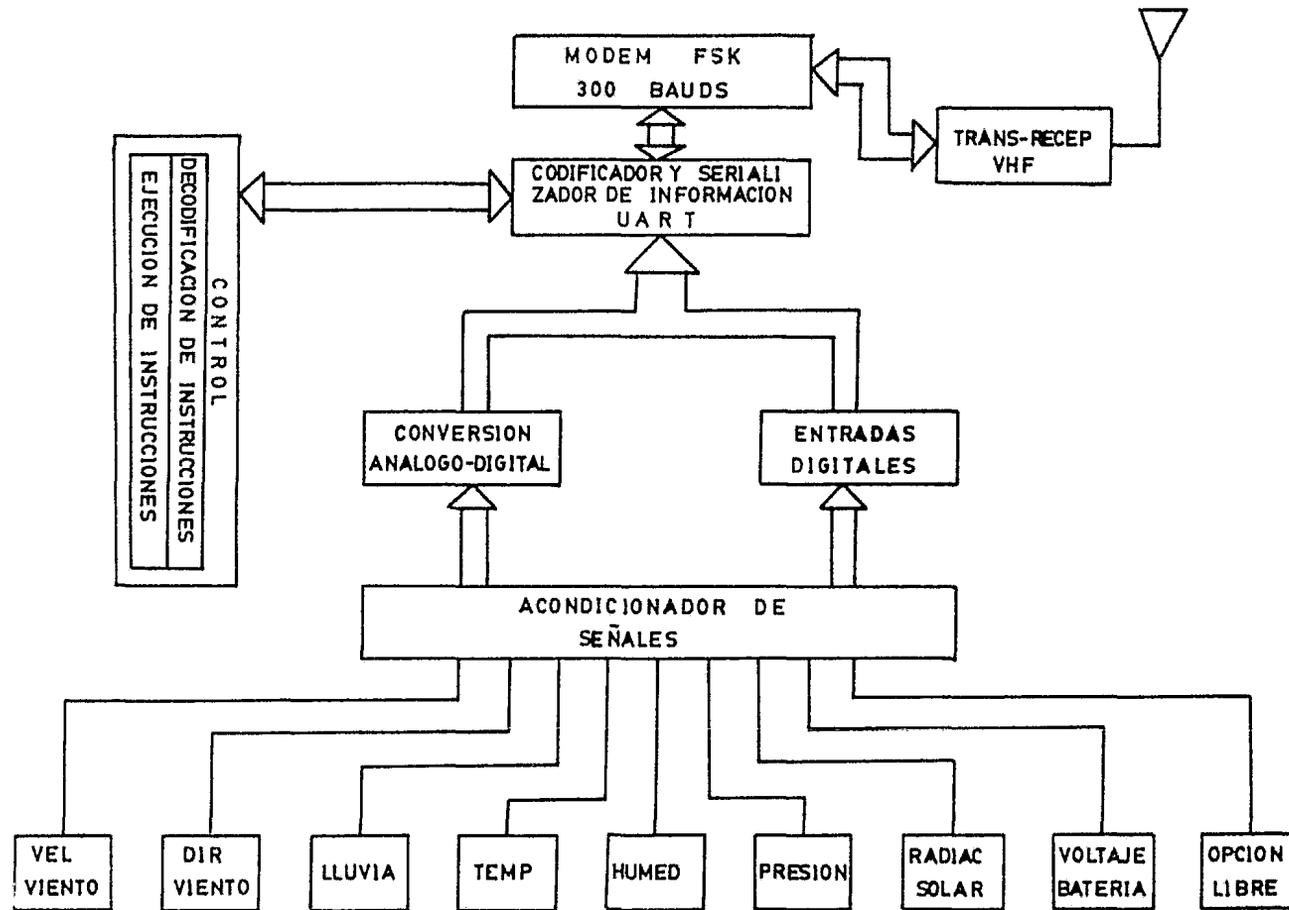


Fig.21 Diagrama de Bloques de una Estacion Remota

CAPITULO III. SENSORES

1. CLASIFICACION Y DESCRIPCION DE TRANSDUCTORES

El proceso de telemetría se inicia en el transductor, elemento en el cual se concentra gran parte de la precisión del sistema; de ahí que un buen diseño corresponda con una selección cuidadosa de los transductores que medirán las señales.

Para ello se analizará que es un transductor, cuales son sus principios de funcionamiento, que problemas presentan, la forma de solucionarlos y como evaluarlos para seleccionar los más adecuados.

Transductor es un elemento que convierte un fenómeno físico cualquiera en una cantidad eléctrica.

Existen varias maneras de clasificarlos, aquí se hará de dos maneras: transductores excitados o no excitados y transductores de bajo o alto nivel.

a) Transductores excitados o no excitados.

Los ejemplos son aquellos que generan su propia alimentación, un ejemplo sería los termocouples. Los segundos requieren de una fuente de alimentación externa; por ejemplo un puente con celdas extensimétricas (Strain gauges).

b) Transductores de alto o bajo nivel

Los transductores de alto nivel proporcionan señales de salida dentro de la gama de 1 a 10 volts, por lo que rara vez requieren de amplificación.

Los transductores de bajo nivel, entregan señales comprendidas entre los 10 y 100 mV por lo que casi siempre requie-

ren de amplificación.

2. PRINCIPIOS DE TRANSDUCCION

Los principios en que basan su funcionamiento los - - transductores, son tan diversos como tipos de ellos existen, solamente se describirán los más utilizados en el área de meteorología, remitiendo al lector a las referencias 1 y 2 para una investigación más profunda en este campo.

a) Transducción potenciométrica.

Este principio se basa en el cambio de resistencia producido por el movimiento del cursor del elemento resistivo (Fig 3.1). Un transductor que utiliza este principio es el de medición de dirección de viento.

b) Transductor resistivo.

Este principio es utilizado ampliamente en transductores meteorológicos y consiste en aprovechar el cambio de resistencia que sufre un semi-conductor debido a factores como presión, temperatura, humedad, etc. Es utilizado por los strain gauges y las resistencias de platino (Fig 3.2.a y 3.2.b).

c) Transductor por interrupción.

Consiste en aprovechar los desplazamientos del elemento sensor para abrir y cerrar un camino de corriente mediante un interruptor (Fig 3.3). Un ejemplo es el medidor de lluvia tipo Tipping Bucket.

3. SELECCION DE TRANSDUCTORES

Un buen transductor debe de reunir las siguientes ca--

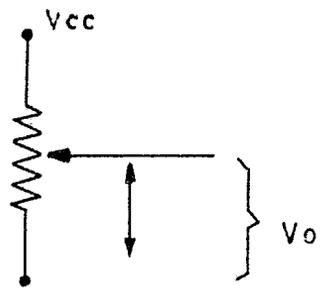


Fig 3.1 Transductor potenciométrico

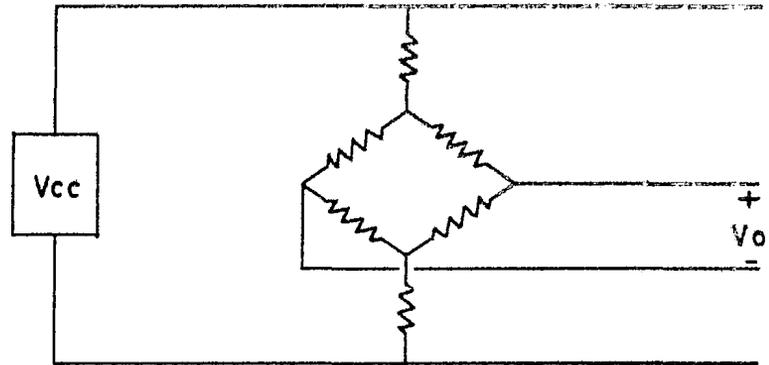


Fig 3.2a Strain-gauges

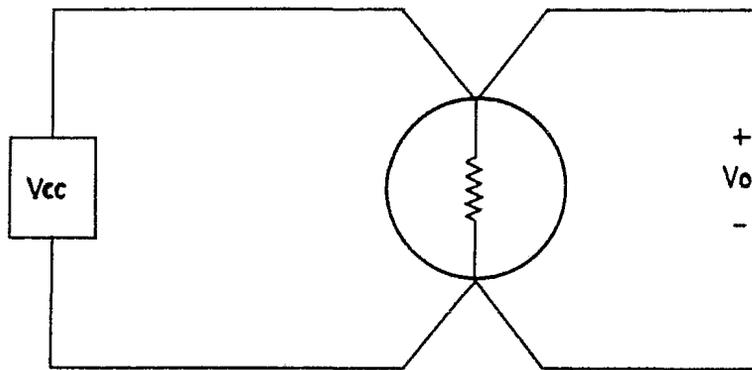


Fig 3,2,b Resistencia de platino

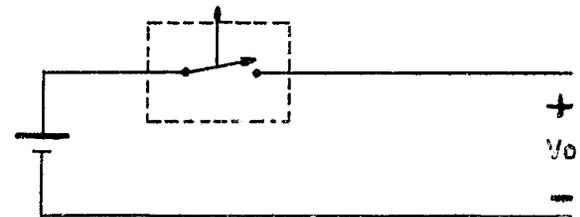


Fig3,3 Transductor de switcheo

racterísticas.

- a. Medir con exactitud un fenómeno físico.
- b. Reproducir con exactitud el evento físico en relación con el tiempo, no debe de retardar la señal (tiempo de respuesta adecuada, velocidad de disparo pequeña).
- c. Debe de reproducir exactamente todo el rango de -- frecuencias del fenómeno físico sin cambios o degradaciones en ninguna porción del espectro que se esté midiendo.
- d. Reproducir los datos en medios o ambientes extremos de humedad, temperatura, choque o vibraciones.
- e. Ser capaz de proporcionar una señal de salida, que sea compatible con el equipo acondicionador de señal sin modificar las características del suceso original (impedancia de entrada grande, impedancia de salida pequeña, valores máximo y mínimo de salida constantes).
- f. Tener una construcción fuerte y ser lo suficientemente simple para funcionar de manera que lo pueda manejar personal sin dañarlo y sin afectar las características de su señal.

Para seleccionar los transductores más adecuados se -- tomó en cuenta el uso, las condiciones en que operán, la factibilidad de obtenerlos a buen precio en el mercado interno y que se apegaran lo más posible a las características arriba mencionadas.

Para llevar a cabo la evaluación y selección final de los mismos, se elaboraron tablas comparativas en las que se -- muestran las características más sobresalientes de transducto--

res de diferentes marcas. Dichas tablas, se pueden ver en el apéndice 1.

La selección final a la que se llegó después de este proceso, se presenta en la tabla 3.1

4. ALGUNOS PROBLEMAS Y SU SOLUCION

Entre los problemas más importantes y comunes a todos los transductores, se encuentran los de ruido, debido a diversos tipos de acoplamiento, amplificación, aparejamiento de impedancias y de aterrizamiento.

Los problemas anteriores serán analizados brevemente en esta sección planteando la solución de los mismos.

4.1 Ruido

El ruido es una señal aleatoria indeseable en cualquier sistema de medición, por los errores que introduce a causa de los sobrepicos de voltaje.

En un sistema de medición como el que aquí se plantea, la causa principal son los fenómenos de inducción magnética, que pueden causar acoplamientos capacitivos e inductivos.

4.2 Acoplamiento capacitivo

Cualquier señal dinámica en proximidad a un cable aislado de medición, se acopla a él a través de una capacitancia mutua. En la fig 3.4 se muestra un acoplamiento capacitivo.

Se puede observar que la capacitancia C_1 , transfiere carga a la capacitancia C_{20} del cable, estableciéndose un camino de co-

TRANSDUCTOR	CARACTERISTICA	MODELO	MARCA
TEMPERATURA	R 100 PLATINO	4470	WEATHERTRONICS
VEL. VIENTO	ANEMOMETRO DE COPA	2031	//
DIR. VIENTO	ALETA DE VIENTO	2020	//
LLUVIA	TIPPING BUCKET	6010	//
RADIACION SOLAR	PIRANOMETRO	3020	//
PRESION	STRAIN GAGES	7115	//
HUMEDAD	CAPACIT. VAR.	5120	//
VOLTAJE BATERIA	—	—	—
OPCION LIBRE	—	—	—

TABLA 3.I
Selección final de Transductores

riente a través de R, aparece entonces la capacitancia C_{1g} de la fuente que no elimina el voltaje de ruido inducido de esta manera.

Haciendo un análisis de mallas llegamos a:

$$V_1 J \omega C_{12} \frac{R}{J \omega C_{2g} R + 1} = V_1 J \omega C_{12} R$$

$$V_r = \frac{1}{1 + J \omega C_{12} \frac{R}{J \omega C_{2g} R + 1}} = \frac{1}{1 + J \omega (C_{2g} + C_{12}) R}$$

Si hacemos

$$J \omega R (C_{2g} + C_{12}) = 1$$

$$V_r = J \omega C_{12} R V_1 \dots \dots (3.1)$$

La aproximación (3.1) muestra claramente la relación existente entre el voltaje de ruido inducido, la resistencia en el circuito de medición y la capacitancia mutua.

Una manera de reducir el V_r por acoplamiento capacitivo es utilizar un blindaje como se muestra en la fig 3.5.

Observando la figura se puede ver que C_s podría ser manejado a través de R_s , pero C_s representa la capacitancia de la fuente de ruido a tierra y como tal no es necesario tomarla en cuenta. Note que si el blindaje no esta debidamente aterrizado no tendrá ningún efecto.

Se puede apreciar que el voltaje por ruido ya no dependerá del voltaje de la señal de entrada.

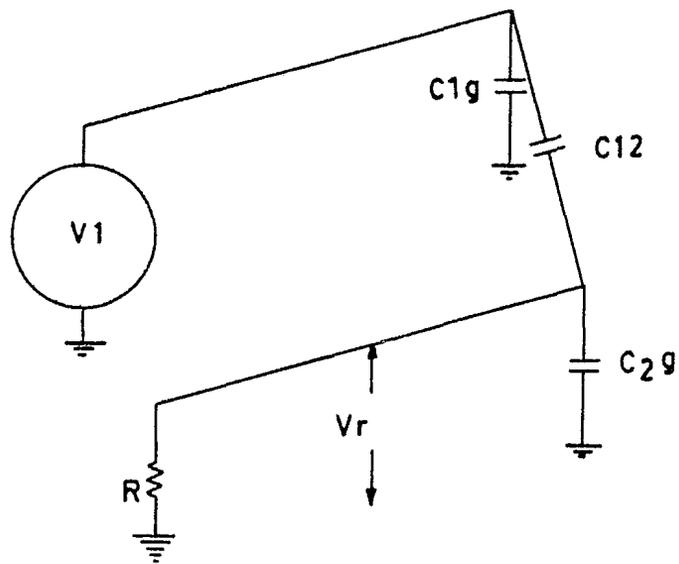


Fig 34.a Acoplamiento capacitivo

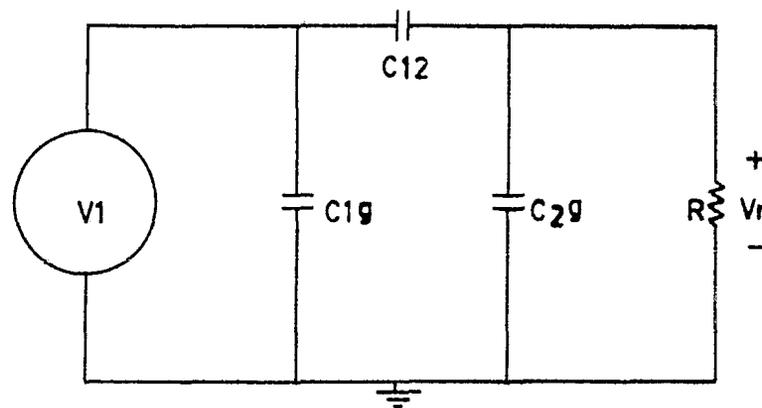


Fig 3,4,b Circuito equivalente

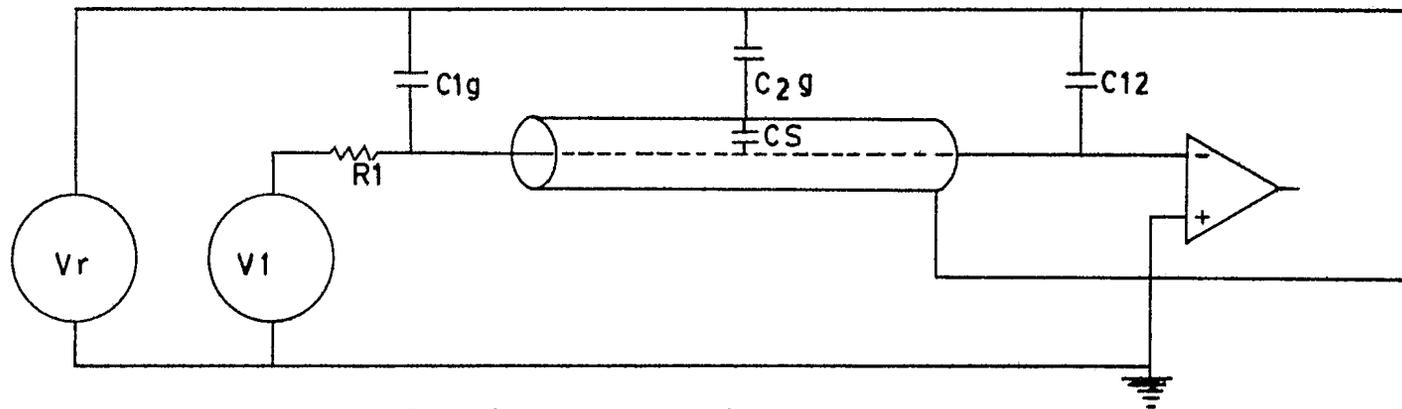


Fig 3,5,a Blindaje capacitivo

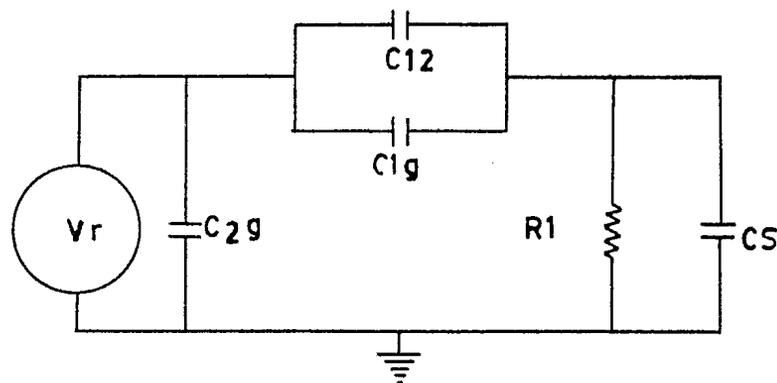


Fig 3,5,b Circuito equivalente

4.3 Acoplamiento inductivo

El acoplamiento inductivo se genera al introducir un cable de medición al campo magnético variable, inducido alrededor de todo cable por el cual circulan electrones.

En la fig 3.6 se muestra un acoplamiento inductivo generador de ruido, de ésta se puede deducir el ruido inducido por la fuente de señal Vs de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 B &= \text{densidad de flujo en Gauss} \\
 A &= \text{área} = \rho^2 \\
 V_{\text{ruido}} &= - \frac{d}{d t} \int_a \vec{B} \cdot \vec{a}
 \end{aligned}$$

$$V_{\text{ruido}} = J \omega B A \cos \phi$$

En las figs 3.6a y 3.6b se muestra la representación esquemática de un acoplamiento inductivo y su circuito equivalente.

Obviamente el V de ruido inducido está en serie con la fuente de medición cuya impedancia no tiene efecto sobre el voltaje de ruido.

La solución a este tipo de problemas, es usar un par de conductores torcidos para la señal y su retorno debido a que el área del lazo (A) no se puede hacer cero.

La efectividad de torcer los alambres, consiste en que cada uno de los arrollamientos, forma una especie de bobina que cancela la corriente inducida en el arrollamiento previo.

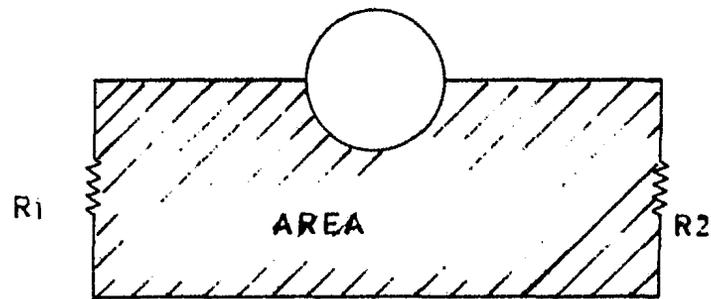


Fig 3.5,c Flujo magnetico inducido

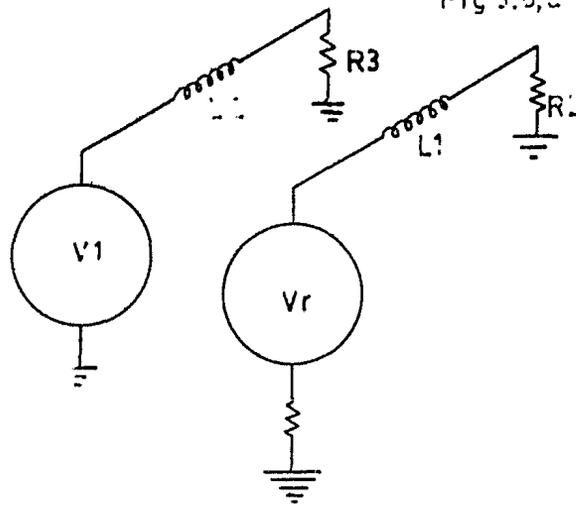


Fig 3.6.b Acoplamiento inductivo

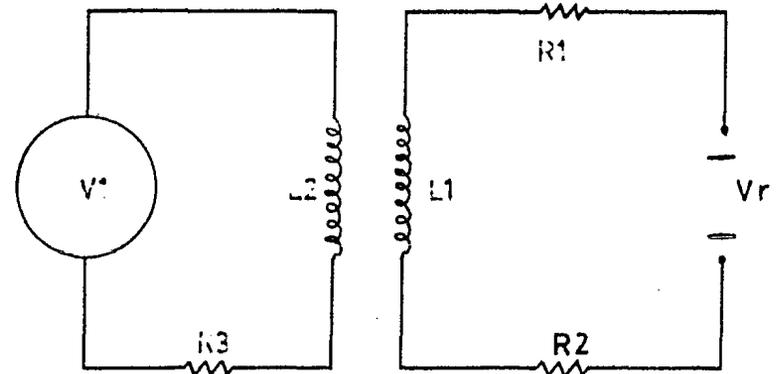


Fig 3.6.c Circuito equivalente

4.4 Aterrizamiento

Todo sistema debe de presentar una sola tierra, sin embargo en un sistema de este tipo es usual que el transductor - esté remotamente aterrizado o bien excitado con fuentes distintas. Esto traerá como consecuencia que cuando el sistema drene corriente a tierra forzará potenciales de modo común entre tierras.

A ésto se le debe de sumar el hecho de que las corrientes inducidas por el voltaje de ruido serán forzadas a través - de impedancia del circuito, causando un voltaje de modo común - adicional. En la fig 3.7 se ilustra un ejemplo de un circuito - mal aterrizado.

Una forma de solucionar este problema es que la tierra de la fuente de excitación y la del transductor o generador de señal sean las mismas.

4.5 Acoplamiento de impedancias

Para la comprensión de este problema, se presenta la - fig 3.8 en la cual se ilustra un generador de señal (transduc-- tor) conectado a un sistema de medición, ésto origina que:

$$E_M = \frac{R_s V_s}{R_s + R_M}$$

Cualquier corriente inducida (I) a través de R_s produce una caída de voltaje a lo largo de ella, con lo que en lugar de medir el voltaje V_s se mide $V_s - IR_s$ lo que produce un error que crece en la misma proporción que I.

La forma de disminuir el error debido a este acopla- -

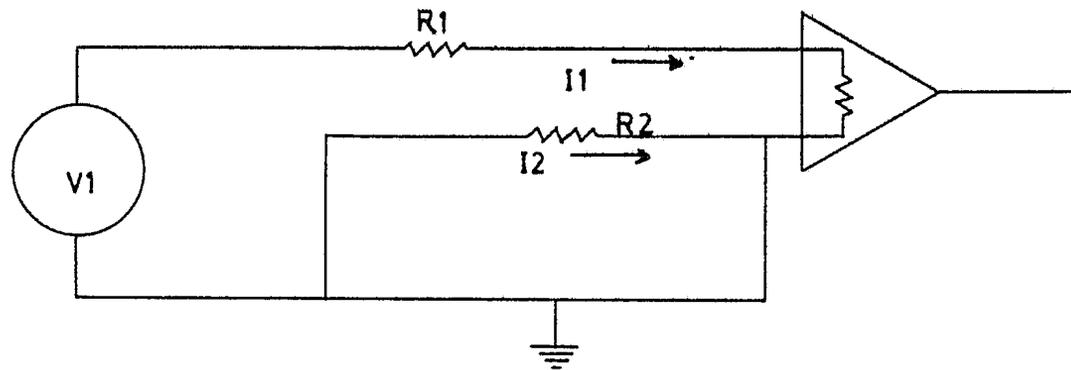


Fig 3.7 Corrientes por mal aterrizamiento

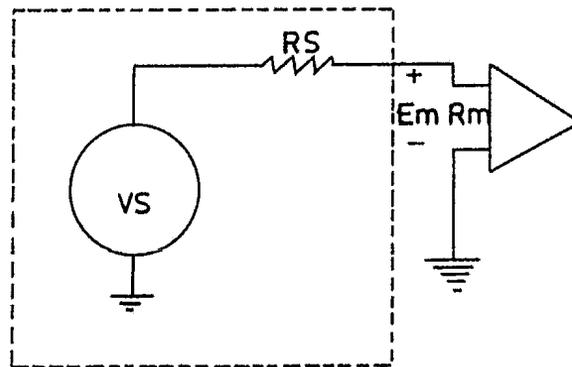


Fig 3.8 Acoplamiento de impedancias

miento es hacer:

$$E_M = \frac{R_M}{R_S + R_M} V_1 \text{ Si } R_S \ll R_M$$

$$E_M \approx V_1$$

En el siguiente capítulo se verá que en esta configuración, el error principal no se debe solo al efecto de carga, -- sino que para transductores de bajo nivel (10 → 1000 MV) la corriente de polarización (bias) y el voltaje de corrimiento (offset), pueden contribuir a incrementar el error (ver apéndice 2)

5. RESUMEN

En los incisos anteriores se analizaron cada uno de los factores que pueden causar errores en un sistema de medición, aquí se conjuntaron todos ellos.

Partiendo de la fig. 3.9 en donde se indican todas las fuentes de error que se le pueden sumar a un transductor o generador de señal y que se han visto hasta ahora. En la fig. 3.10 se resumen todos los requerimientos para librar a un transductor de todos estos problemas.

En dicha figura se muestra la forma más efectiva de aislar un transductor de medición contra los efectos del ruido.

Las ventajas de esta configuración son:

a. Transductor conectado al sistema de medición a través de cables torcidos y blindados.

b. No existe diferencia de potencial entre el blindaje externo y el conductor que transporta internamente la señal.

c. El amplificador, conectado como diferencial flotante provee un camino sin resistencia desde el cable de señal a la tierra del sistema de medición.

d. Existe un doble blindaje de Faraday alrededor del amplificador; un blindaje interno alrededor de la entrada diferencial flotante, basado en la relación de rechazo de modo común del amplificador operacional (ver apéndice 2) y un blindaje exterior conectado a la tierra del sistema de medición.

De todo lo anterior, se puede concluir que no basta tener un buen transductor para asegurar la precisión de los datos obtenidos en el puesto central, sino que existen factores ajenos a él que de no ser tomados en cuenta, afectarán las mediciones llevadas a cabo.

En el siguiente capítulo se tratará la conexión de los transductores a la ER y los problemas que se presentan al tratar de minimizar los efectos nocivos.

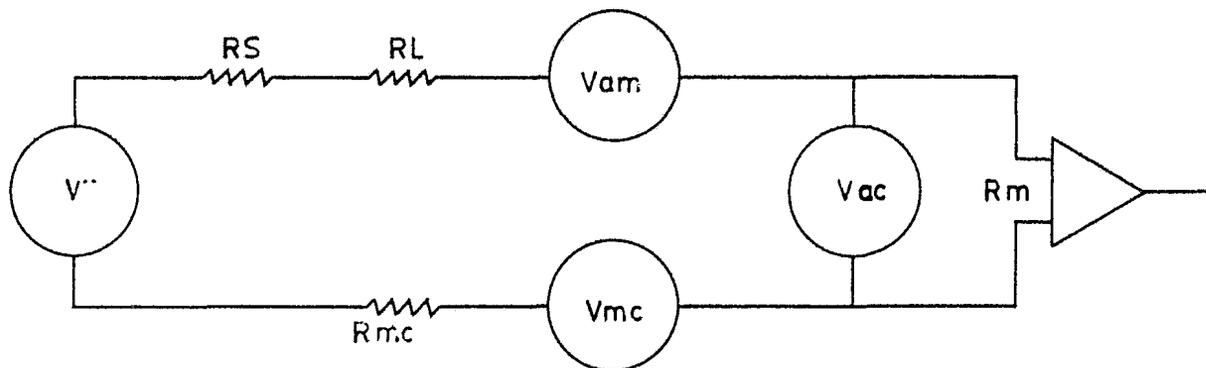


Fig3.9 Fuentes de error de un transductor

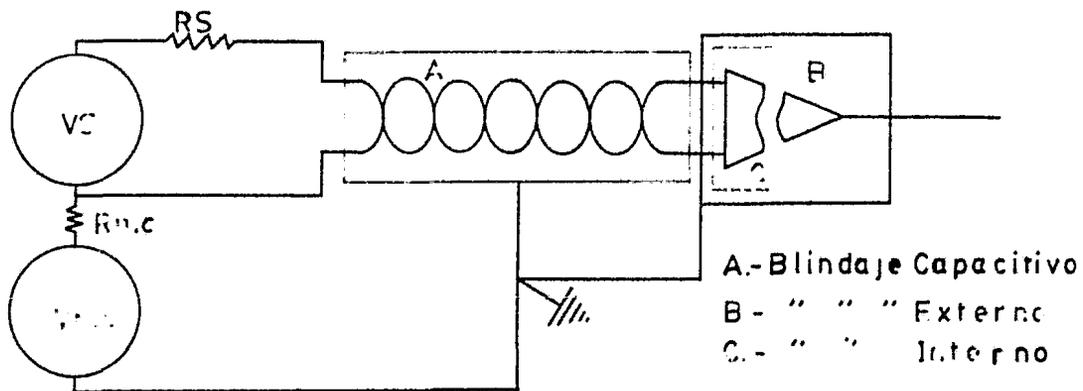


Fig 3.10 Protección contra ruido

CAPITULO IV
ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

1. ETAPAS DE ACONDICIONAMIENTO

En este capítulo se presenta el desarrollo de la etapa de acoplamiento entre el sensor de medición y el conversor análogo digital.

En la fig. 4.1 se muestran los principales problemas inherentes al esquema de acondicionamiento que se propone, tomando en cuenta que se manejarán señales cuya amplitud varía entre 0 y 100 mV.

Para minimizar las fuentes de error se seguirán las indicaciones dadas en el capítulo III y se propondrán soluciones a los problemas específicos de cada transductor.

El problema de acondicionamiento se puede dividir en dos etapas: Acoplamiento-amplificación y filtrado.

a) Acoplamiento-amplificación.

El acoplamiento es función directa del tipo de sensor que se está manejando, la amplificación está determinada por el nivel de voltaje máximo que debe tener la señal analógica a la entrada del conversor análogo digital (5 volts).

b) Filtrado.

La razón de filtrar las señales de bajo nivel que se manejan radican en el hecho de que fácilmente se pueden ver afectadas por componentes de voltaje de altas frecuencias ajenas al sistema y que provocan errores en las mediciones. Para eliminarlas se utiliza este dispositivo que selecciona la señal que proviene del sensor y elimina todo lo que sea ajeno a ella.

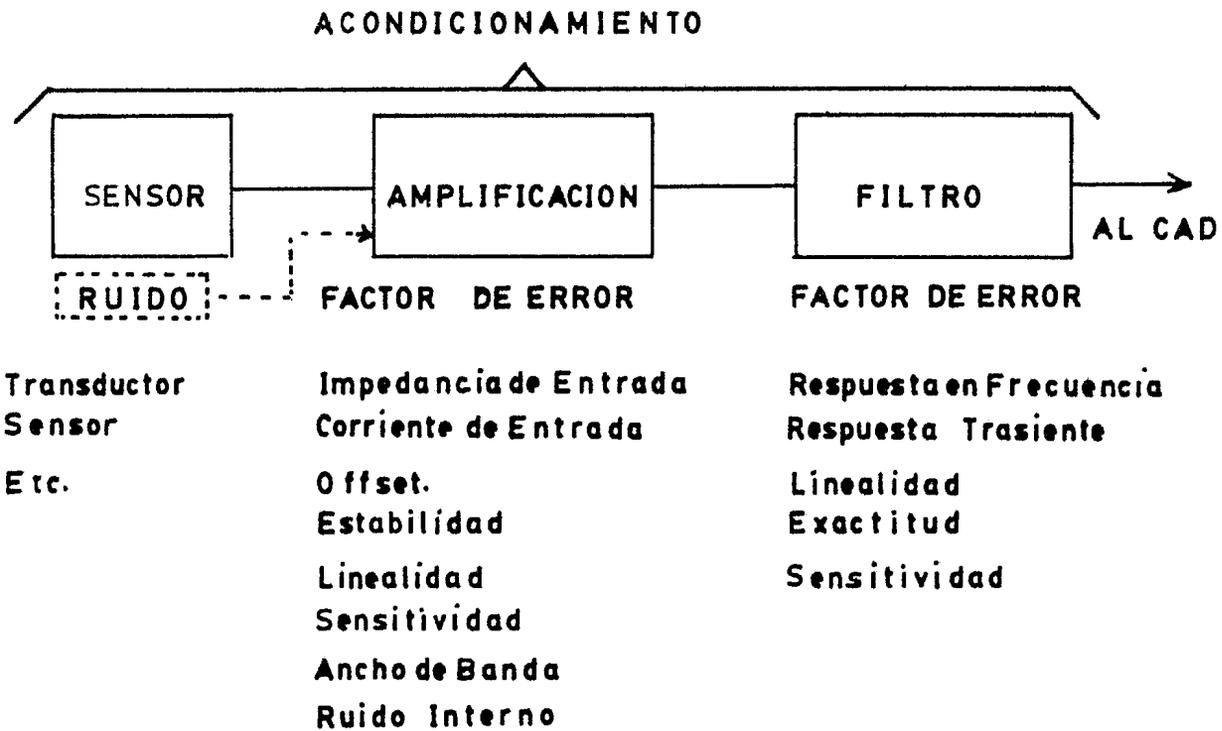


Fig. 4.1 Problemas de Acondicionamiento

El rango de señales que dejará pasar el filtro está de terminado por el inverso de la constante de tiempo del sensor, - es decir, por la rapidez de respuesta al cambio en la variable - a medir.

Una definición de la constante de tiempo nos dice que - es el tiempo en el que la salida del transductor alcanza el 63% del valor máximo.

2. ACOPLAMIENTO-AMPLIFICACION

Hasta aquí se ha determinado las razones por las cua - les se requiere que el acondicionamiento de señales incluya las etapas de acoplamiento-amplificación y filtrado ahora, cada -- sensor se estudiará por separado, presentando la solución de -- acondicionamiento para cada uno.

2.1 *Sensor de Velocidad de Viento*

Las características principales para este sensor se to maron del apéndice 1.

- | | |
|------------------------|---------------------|
| a) Transductor | = Generador de C.D. |
| b) Salida max | = 500 mv. |
| c) Constante de tiempo | = .1 segundo |

En la fig. 4.2 se representa esquemáticamente el sen- sor de velocidad de viento, el cual consiste de una fuente va-- riable de corriente directa y una impedencia de salida.

Para eliminar el problema de acoplamiento de impedan-- cias, tal y como se vió en el capítulo anterior se utilizará un amplificador operacional en configuración "seguidor de voltaje".

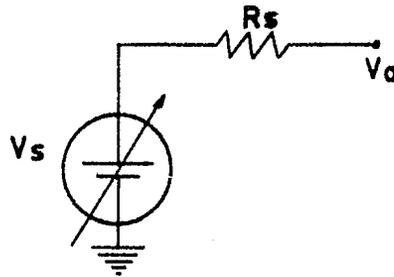


Fig. 4.2 Sensor de Velocidad de Viento

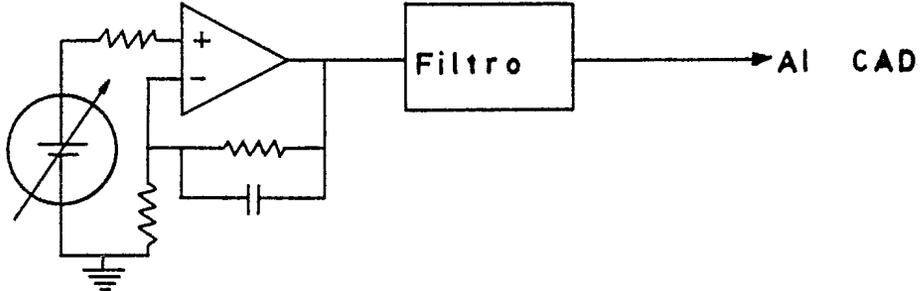


Fig. 4.3 Acondicionamiento

Para determinar la amplificación necesaria, se sabe -- que la amplitud máxima de entrada que admite el conversor análogo digital (CAD) es de 5 volts y que el generador tiene una salida máxima de 500 milivolts por lo que la ganancia está fijada por el cociente de ambos voltajes, es decir:

$$G = \frac{V_{i\text{máx}}}{V_{o\text{máx}}} = \frac{5 \text{ volts}}{.5 \text{ volts}} = 10$$

Esta ganancia se incluye en la etapa de filtrado por comodidad. Para determinar el ancho de banda de filtro, se utiliza la constante de tiempo (c.t.), por medio de la expresión.

$$\text{Frecuencia} = \frac{1}{\text{cte. de tiempo}}$$

Para este caso se tiene:

$$f_c = \frac{1}{0.1 \text{ seg}} = 10 \text{ seg}^{-1} = 10 \text{ Hz}$$

Es decir que el filtro deberá dejar pasar todas aquellas señales cuya frecuencia este comprendida entre 0 y 10 Hz.

Finalmente en la fig. 4.3 se muestra el acondicionamiento propuesto para este tipo de sensor.

2.2 Sensor de Dirección de Viento

Del apéndice 1 se tiene las siguientes características:

- a) Transductor: potenciómetro
- b) Constante de tiempo: 1 segundo
- c) Impedancia de salida: 1 K^Ω

Este sensor se puede representar esquemáticamente como en la fig. 4.4.

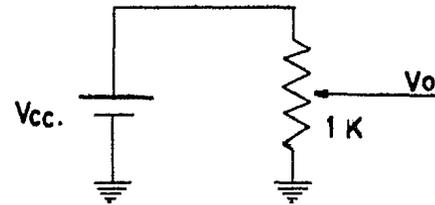


Fig. 4.4 Sensor de Dirección de Viento

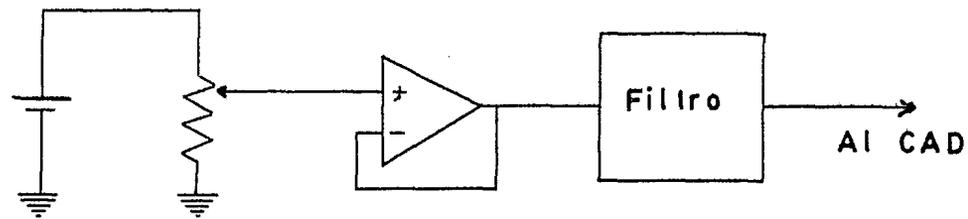


Fig. 4.5 Acondicionamiento

Del análisis de la fig. 4.3 se desprende que el principal problema aquí es el acoplamiento de impedancias y que se puede solucionar de la misma forma que en el caso anterior.

También se observa que la ganancia no es problema ya que si $V_{cc} = 5$ volts la salida máxima que tendremos será 5 volts.

Lo único que resta es determinar el ancho de la banda de paso de filtro, utilizando la relación ya descrita tenemos que:

$$F_c = \frac{1}{c.t.} = \frac{1}{1 \text{ seg}} = 1 \text{ seg}^{-1} = 1 \text{ Hz}$$

En la fig. 4.5 se muestra el acondicionamiento sugerido para este sensor.

2.3 Sensor de Presión

Del apéndice 1 se tienen las características siguientes:

- | | |
|-------------------------|---------------------------------|
| a) Transductor | : Puente de Strain gauges |
| b) Salida máxima | : 40 mV con $V_{cc} = 12$ volts |
| c) Cte. de tiempo | : .1 seg |
| d) Impedancia de salida | : 450 Ω |

La representación esquemática de este sensor se puede ver en la fig. 4.6.

Del análisis de la misma se desprende que la impedancia de salida es pequeña lo que nos evita el problema de acoplamiento de impedancias.

La ganancia de la etapa de amplificación estará dada - por:

$$G = \frac{V_{i\text{máx}}}{V_{o\text{máx}}} = \frac{5 \text{ volts}}{.04 \text{ volts}} = 125$$

Como se observa G es de un valor significativamente -- grande, tomando en cuenta las recomendaciones del capítulo anterior se sabe que no es conveniente amplificar en una sola etapa si se quiere minimizar la amplificación de ruido, se dividirá - entonces la ganancia en dos etapas, una de 12.5 en la primera y la segunda de 10 que se incluirá en el filtro.

Sin embargo hay que tomar en cuenta que el voltaje de salida es de tipo diferencial y no esta referido a tierra, además que tiene una componente de directa muy grande y superior a los 5 volts permitidos por el CAD. Para solucionar este problema se utiliza como acoplamiento un arreglo conocido como Amplificador de Instrumentación como el de la fig. 4.7 (Ver ref. 5 - cap VI.).

Este arreglo posee las siguientes ventajas:

1. Se puede fijar la ganancia sin alterar la RRMC del circuito.
2. Se elimina cualquier acoplamiento de modo común (componente de directa).
3. Alta impedancia de entrada (configuración no inversora).
4. Minimización del error debido a voltajes de corrimiento -- (offset).

Para determinar el ancho de banda de la etapa de filtrado se tiene que:

$$f_c = \frac{1}{c.t.} = \frac{1}{0.1 \text{ seg}} = 10 \text{ seg}^{-1} = 10 \text{ Hz}$$

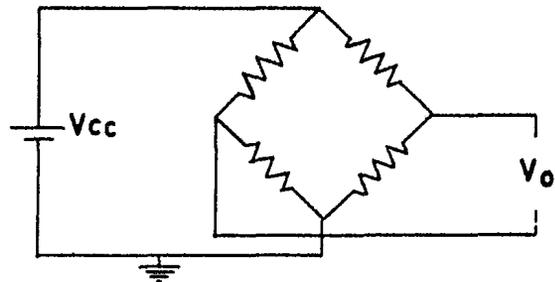


Fig. 4.6 Sensor de Presión

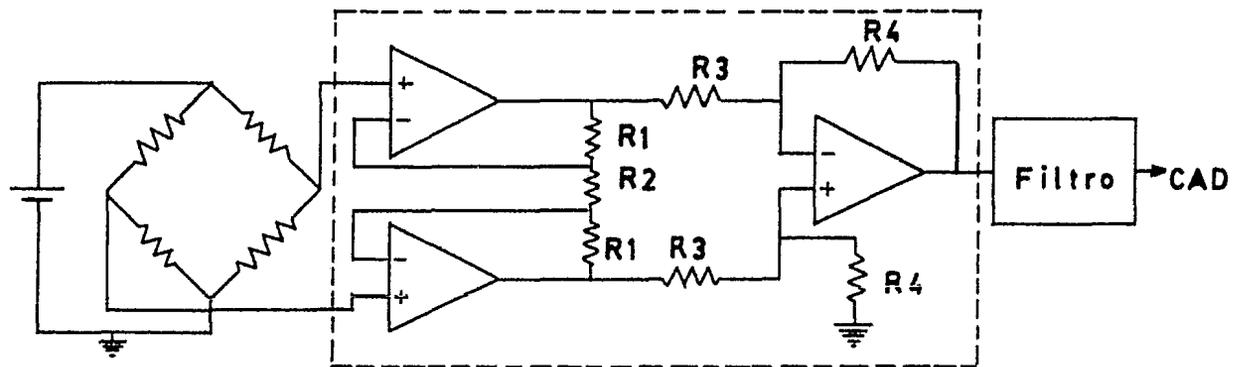


Fig.4.7 Acondicionamiento

Sin embargo hay que tomar en cuenta que esta etapa además de filtrar debe de entregar una ganancia de 10.

La configuración final del acoplamiento se puede ver - en la fig. 4.7.

2.4 Sensor de Humedad

Del apéndice 1 se tienen las siguientes características:

- a) Sensor : Placa capacitiva
- b) Salida máxima : 100 mV
- c) Constante de tiempo : 1 segundo

La representación esquemática de dicho sensor se muestra en la fig. 4.8.

Como puede observarse es muy parecida a la del sensor de velocidad de viento por lo que el acoplamiento será igual, - es decir, un amplificador operacional en configuración no inversora.

La etapa de amplificación deberá proporcionar una ganancia de:

$$G = \frac{V_{i\text{máx}}}{V_{o\text{máx}}} = \frac{5 \text{ volts}}{0.1 \text{ volts}} = 50$$

Aunque no es muy grande la ganancia conviene obtenerla en dos etapas, una de 5 y otra de 10 que sea proporcionada por el filtro.

El ancho de banda del filtro estará dada por:

$$f_c = \frac{1}{c.t.} = \frac{1}{1 \text{ seg}} = 1 \text{ seg}^{-1} = 1 \text{ Hz}$$

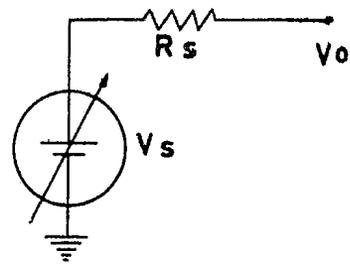


Fig. 4.8 Sensor de Humedad

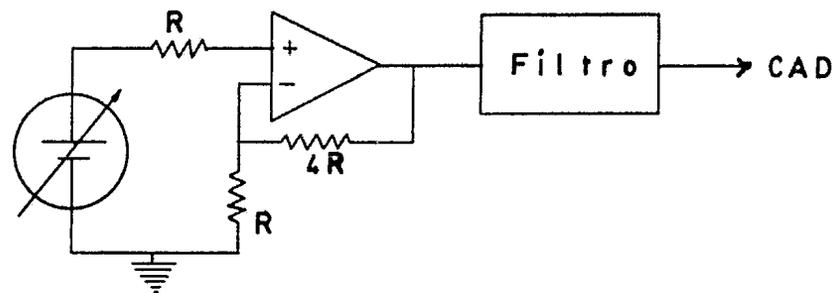


Fig. 4.9 Acondicionamiento

La etapa de acondicionamiento estará constituida tal y como se observa en la fig. 4.9

2.5 Sensor de Radiación Solar

Del apéndice 1 se tienen las siguientes características para este sensor:

- | | |
|-------------------------|---------------|
| a) Transductor | : Termopila |
| b) Salida máxima | : 20 MV |
| c) Impedancia de salida | : 34 Ω |
| d) Constante de tiempo | : 1 segundo |

La representación esquemática de este sensor se muestra en la fig. 4.10.

De las características dadas se observa que el acoplamiento de impedancia no es problema pues la impedancia de salida del sensor es muy pequeña ($R_s = 34 \Omega$).

De la ganancia no se puede decir lo mismo pues está dada por:

$$G = \frac{V_{i\text{máx}}}{V_{o\text{máx}}} = \frac{5 \text{ volts}}{.02 \text{ volts}} = 250$$

Como se puede ver G es bastante significativa por lo que la dividiremos en dos partes, la primera con ganancias = 25 y la segunda con $G_2 = 10$ incluida en la etapa de filtrado.

La etapa de filtrado deberá tener un ancho de banda dado por:

$$f_c = \frac{1}{c.t.} = \frac{1}{1 \text{ seg}} = 1 \text{ seg}^{-1} = 1 \text{ Hz}$$

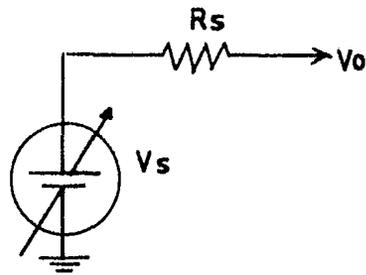


Fig. 4.10 Sensor de Radiación

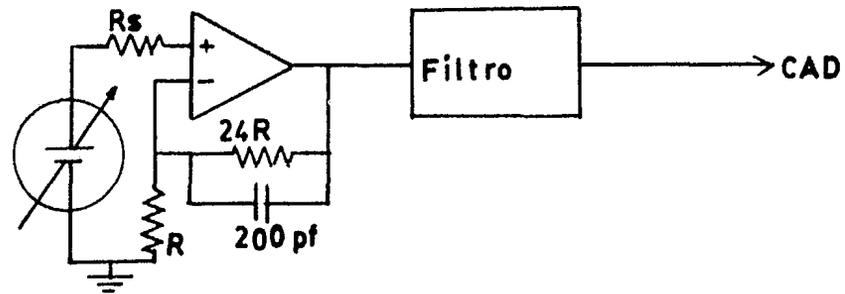


Fig. 4.11 Acondicionamiento

El acondicionamiento tendrá la forma indicada de la --
fig. 4.11.

2.6 Sensor de Voltaje de Bateria

Las características de este sensor estarán determina--
das por la configuración que tenga. Una forma sencilla de im--
plementarlo es a través de un divisor resistivo como el de la -
fig. 4.12.

Analizando la figura se observa que está drenando una--
corriente a tierra dada por:

$$I_{\text{fuga}} = \frac{V_B}{R_o + R_B + R1}$$

Esta corriente se puede hacer tan pequeña como grande--
sean $R1$ y R_o , sin embargo por pequeña que ésta sea será constan--
te durante todo el tiempo que este funcionando la estación remo--
ta por lo que conviene minimizarla al máximo. Esto se puede lo--
grar conectando un interruptor entre R_B y $R1$ que se conecte so--
lo en el momento de efectuar la medición, ver fig. 4.14

Si se hace

$$V_o = \frac{V_{B \text{ máx}} R_o}{R_o + R_B + R1} = 5 \text{ volts}$$

No se necesitará amplificación ninguna, ni siquiera --
etapa de filtrado por lo que el acondicionamiento de la fig. --
4.13 es suficiente.

2.7 Sensor de Lluvia

Este sensor del tipo "Cubeta de volteo" consiste de un

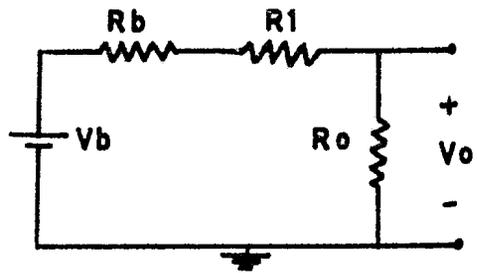


Fig. 4.12 Sensor de Voltaje

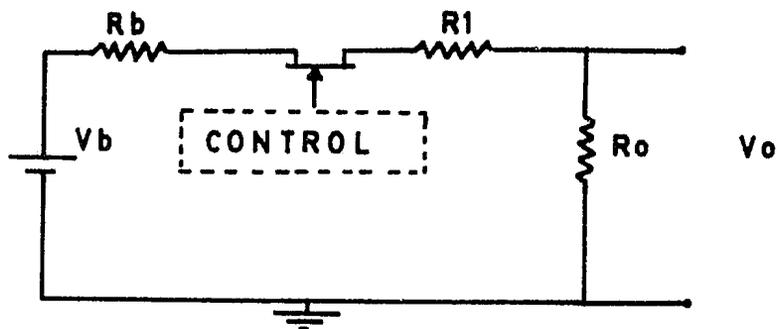


Fig 4.13 Acondicionamiento

interruptor que se cierra cada vez que se detecta una precipitación pluvial de 20 mm1, (fig. 4.14.a) permaneciendo en esa posición durante 100 milisegundos, es decir, proporciona una señal de salida como la de la fig. 4.14.b.

Analizando esta figura se ve que la señal ya está digitalizada y lo único que se necesita es una sección que lleve la cuenta de dichos pulsos.

También se observa que la salida de esta sección no pasará al CAD, ni necesitará etapa de filtrado por lo tanto.

La implementación de esta sección "Contadora" se hace con un contador binario y un dispositivo de almacenamiento temporal (Buffer) con salida de tres estados (para mayor información consulte el diagrama electrónico ,Cap. VIII).

El acondicionamiento propuesto se puede ver en la fig. 4.15.

3. FILTRADO

Puede resumirse que el acondicionamiento constará de una etapa de acoplamiento y amplificación, seguida de una etapa de filtrado con ancho de banda de 0 a 10 Hz y ganancia de 1 a 10.

De lo anterior se puede deducir que la etapa de filtrado debe ser implementada con una configuración que permita un ajuste de ganancia versátil y un funcionamiento *óptimo* a bajas frecuencias.

En el apéndice 2 se describe el análisis pormenorizado del diseño de dos filtros del tipo activo a base de amplificadores operacionales capaces de proporcionar un rango grande -

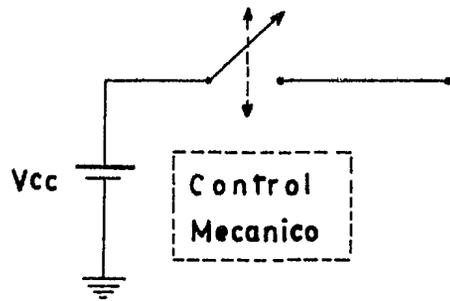


Fig. 4.14.a Sensor de LLuvia

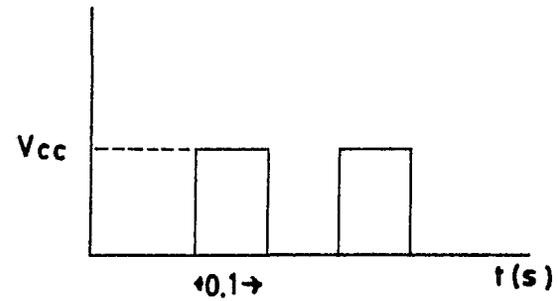


Fig.4.14.b Señal de Salida

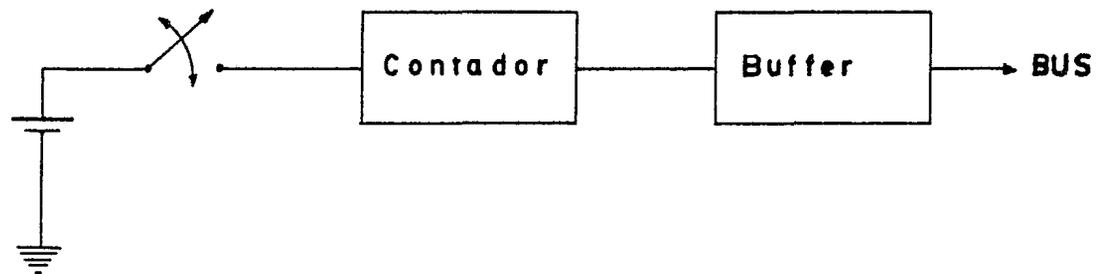


Fig.4.15 Acondicionamiento

de ganancia con un mínimo de elementos cuyo funcionamiento se implementó para bajas frecuencias. Para mayores detalles de diseño de ambos filtros se sugiere consultar la ref. 14.

CAPITULO V
CONVERSION ANALOGA-DIGITAL

1. INTRODUCCION

En este capítulo se discutirá el porque de digitizar las señales análogicas provenientes de los sensores, cuales son las técnicas más adecuadas para ello, que nuevos problemas se plantean y finalmente la manera de como se llevó a cabo.

Se empezará por justificar el cambio de señales análogicas a dígitales:

A) El avance en la tecnología electrónica (LSI, --- ECL) a hecho posible que hoy en día se cuente con elementos capaces de realizar funciones complejas, de dimensiones reducidas y de bajo precio, como es el caso de los conversores análogo - dígital.

B) Cuando se transmite información entre dos puntos alejados el principal problema es la adición de ruido a la señal, desvirtuandose dicha información.

Para solucionar este problema existen muchas alternativas, aquí se verán solamente dos:

- a) Enviar la información análogica en la frecuencia de la señal que es enviada al aire (portadora).
- b) Enviar la información ya digitizada en la frecuencia de - la portadora.

La opción a requiere de osciladores controlados por-voltaje, difíciles de mantener en operación lineal dentro del rango de trabajo requerido.

La opción b consiste en convertir el valor análogo de la señal en una combinación de 1" y 0" lógicos. Una primera ventaja es que se puede codificar y empaquetar estos valores lógicos en un formato previamente establecido, que permita detectar si la información contenida en él no se encuentra alterada. Con esto es difícil que se pierda información por -- efectos de ruido ya que esta codificación permite combinar las técnicas de chequeo de información con las inherentes a la modulación en frecuencia.

Además no se requiere de un oscilador muy preciso para modulación en frecuencia, ya que genera solo dos frecuencias para los valores lógicos, siendo más fácil detectar y demodular dos frecuencias que toda una gama posible.

Por último, si se toma en cuenta que en un proceso de telemetría, la precisión en el manejo de la información es un factor muy importante tendremos que adoptar la opción b.

2. TECNICAS DE CONVERSION ANALOGO-DIGITAL

Se describirán algunas de las técnicas existentes en este campo con el objeto de contar con elementos que permitan la mejor selección. Cabe señalar que las técnicas en este campo son muy diversas, por lo que se describirán las más utilizadas y que a la vez resulten más afines para este trabajo como son: conversión de voltaje a frecuencia, doble rampa y aproximaciones sucesivas.

2.1 Voltaje a Frecuencia

Esta técnica posee la ventaja de su exactitud aun en presencia de ruido, solo que es lenta comparada con las demás. Se caracteriza por que el reloj que utiliza posee una veloci--

dad proporcional al voltaje a la entrada y es contada por un tiempo fijado de antemano.

Su ventaja radica en que se cuenta un porcentaje de pulsos de reloj por un tiempo conocido; entonces si la señal de entrada tiene componentes simétricas de ruido, con período igual al tiempo o a un múltiplo de él, serán anuladas y no afectarán la lectura.

Generalmente, el intervalo de tiempo es seleccionado de manera tal que el ruido de 60 Hz quede fuera, de esta forma es posible tener un casi infinito rechazo a ruidos introducidos por la línea, con lo que se elimina el uso de filtros -- que pudieran reducir la velocidad.

Su principal desventaja es su poca estabilidad debido a la sensibilidad de la base de tiempo, es decir, la exactitud y linealidad de la conversión voltaje a frecuencia por sí misma.

2.2 Doble Rampa

Esta técnica es la mas empleada cuando se requiere una gran exactitud y sencillez en su funcionamiento.

Consta básicamente de un Amp. Operacional utilizado como integrador un arreglo de contadores decimales y un bloque de circuitería logica.

La conversión se inicia al conectar el voltaje de entrada al integrador por un cierto período "T", este período se determina por el conteo de la frecuencia de un reloj en los -- contadores, la carga almacenada por el capacitor es proporcional al voltaje de entrada durante este período.

Al final del intervalo "T", la entrada es switchheadada a un voltaje de referencia de polaridad opuesta. Esto causa - que fluya una corriente en el integrador de manera tal que el voltaje de carga comience a disminuir con el tiempo, resultando una rampa de voltaje de pendiente negativa.

Durante este segundo período un voltaje conocido es - observado por un tiempo desconocido el cual se determina por - el nuevo conteo de los pulsos del reloj, hasta que el capaci-- tor llega a cero o al nivel de referencia.

Es interesante notar que esta última conversión es de voltaje a tiempo. La primera parte es un sistema integrador por un período establecido de tiempo lo que lo provee de todas las características de rechazo a ruido inherentes a los sistemas de conversión voltaje a frecuencia.

La exactitud y estabilidad no dependen de las caracte-- rísticas del integrador ya que es el mismo en ambas mitades de medición, con lo que se eliminan los problemas esenciales de - corrimiento térmico.

El mismo reloj es usado también en ambas mitades por - lo que la frecuencia de oscilación solo se necesita mantener - por períodos muy cortos. La entrada es siempre comparada con - una referencia interna para cada medición.

Todas estas características hacen que se tenga una - alta relación de rechazo a ruido además de que es posible cons-- truirlos con una exactitud y estabilidad iguales a las mejores de otros conversores.

La velocidad de lectura es un parámetro de comparación entre las diversas técnicas, en esta existe un compromiso al --

respecto por ejemplo, si se desea rechazar ruido de 60 Hz el intervalo "T" debe ser al menos de $\frac{1}{60}$ segundo lo cual acarrea que se puedan efectuar 30 lecturas por segundo como máximo, si se incluyen tiempos de switcheo y establecimiento seran menos todavía. Otro compromiso lo constituye el tiempo de respuesta del integrador comparador con respecto al pulso del reloj.

2.3 Aproximaciones Sucesivas

Esta técnica mas rápida y mas estable entre las existentes, utiliza tan solo 4 componentes; un comparador, un bloque de decisiones, una referencia y un convertidor digital-analógico.

Su funcionamiento consiste en generar escalones de voltaje de valor cada vez mas pequeño sucesivamente para anular la señal que esta siendo medida. Desde luego que cada escalón de voltaje tiene un cierto peso numérico, la comparación final del valor de entrada con el del convertidor Digital Analógico (CDA) representará el valor del voltaje desconocido.

La velocidad de lectura es alta y solo esta limitada por el número de escalones de voltaje que deben de ser generados y el tiempo requerido para generarlos.

La mayoría de los dispositivos que utilizan esta técnica requiere de filtros de ruido, lo que disminuye la velocidad de conversión. Su exactitud y estabilidad solo dependen de la resolución del comparador y de la precisión del voltaje de referencia del DAC.

3. SELECCION DEL CONVERSOR ANALOGO-DIGITAL

Analizando las características de cada una de las téc-

nicas de conversión se seleccionó la de aproximaciones sucesivas sobre las otras dos en virtud de lo siguiente:

- a) El sistema ya cuenta con filtros para minimizar efectos de ruido
- b) Una técnica lenta de conversión reduciría la versatilidad del sistema en general limitando la frecuencia de las señales a digitizar.
- c) Su bajo costo en el mercado (\approx \$11) y su fácil disponibilidad.
- d) La estabilidad es excelente en condiciones climatológicas adversas como en las que se va a trabajar.

Seleccionada la técnica de conversión lo que sigue a continuación es seleccionar el circuito integrado que utilizandola, reúna las características más adecuadas para nuestro diseño.

La función de dicho circuito será la de tomar la amplitud de una señal analógica y producir un arreglo de N salidas digitales que representan dicha entrada. Este circuito que recibe el nombre de Conversor Analógico Digital de aquí para adelante nos referiremos a él simplemente por las siglas CAD.

Como ya se dijo la selección de un CAD debe basarse, en las características de nuestro sistema, es decir: Debe aceptar como entrada la salida de los filtros de la etapa de Acondicionamiento y suministrar como salida las señales digitales que requiera el control de la estación remota (CER). Otra característica que debe reunir es su compatibilidad con el resto del -

sistema y no se le debe exigir mayor precisión que la manejada por el sistema por ejemplo; no será conveniente que tenga una precisión de 12 bits si la precisión del sensor es de solo 8 bits.

Además de lo anterior habra que tomar en cuenta los parámetros característicos con los que se evalúan todos los CAD y que a continuación explicamos brevemente.

a) Tiempo de apertura

Es el parámetro más importante de un CAD y se define como el tiempo durante el cual es sensible a la señal de entrada. En la práctica se toma como el tiempo durante el cual, en el peor de los casos una señal cambia al menos en una magnitud igual a la del bit menos significativo (ver ápendice # 3).

$$T_A = \frac{1}{\pi f 2^N}$$

donde:

f = frecuencia de la señal a digitizar
 N = número de dígitos

b) Resolución

Es el menor incremento en el voltaje que puede ser interpretado por el circuito y depende del número de bits de la palabra digital generada.

c) Tiempo de conversión

Depende del tipo de convertidor, en nuestro caso de aproximaciones sucesivas van desde 1 a 100 segundos.

d) Error de Cuantización

Esta dado por el número de bits y la máxima velocidad a la que pueden cambiar, se define como:

$$E_q = \pm 0.5 \frac{1 + K T_a}{2^n - 1}$$

Donde:

K = velocidad de cambio en (LSB/seg)

T_a = tiempo de apertura

e) Exactitud

Por lo general es peor que la que esta definida por el error de cuantización ya que se ve afectada además por:

E.1.) Ruido

Es el voltaje de error que aparece a la salida del CAD cuando no hay señal de entrada presente.

E.2.) Error de no linealidad

Ocurre cuando el CAD suma o resta un dígito extra para un cambio dado en el voltaje analógico de entrada y que se debe al efecto de histéresis. Esta no linealidad diferencial debe de ser menor o igual a un LSB para garantizar su monotonicidad (ver apéndice No. 3).

En base a estos parámetros se hizo la tabla, comparativa A.I. en donde se pueden ver los CAD existentes en el mercado y que son factibles de adquirir en el comercio nacional. Dicha

tabla se puede consultar en el ápendice 3.

La selecci3n final recay3 en el conversor An3logo Digital de lineal marca ADC0809 cuyas caracter3sticas se anexas tambien en dicho ápendice.

4. IMPLEMENTACION FINAL

El esquema de conversi3n que se propone se puede ver en el diagrama de bloques de la fig. 5.1. De su an3lisis podemos resumir las siguientes conclusiones.

a) Utiliza un solo CAD para los 8 canales en base a multiplexaje.

b) Requiere de dos bloques auxiliares que son: un reloj de sincronizaci3n a una frecuencia de 500 KHZ, una referencia de voltaje.

c) Requiere de ciertos comandos que provee el CER, -- as3 mismo le env3a algunas se3ales que este le solicita. Dichas se3ales son: la orden de inicio de conversiones, la direcci3n del canal que se va a digitizar, el fin de conversi3n y la salida de la palabra digital.

Tambien se puede apreciar que dicha co·figuraci3n posee las siguientes ventajas:

1. A la entrada del multiplexaje se presentan las se3ales adecuadas a los niveles requeridos por el CAD, elimin3ndose con ello la necesidad de una etapa de Amplificaci3n posterior al multiplexado, lo que requerir3a de Amp. Ops. de gran Slew rate debido a la velocidad de switcheo del multiplexor a un de los problemas de ruido amplificado y sin filtrar que lle

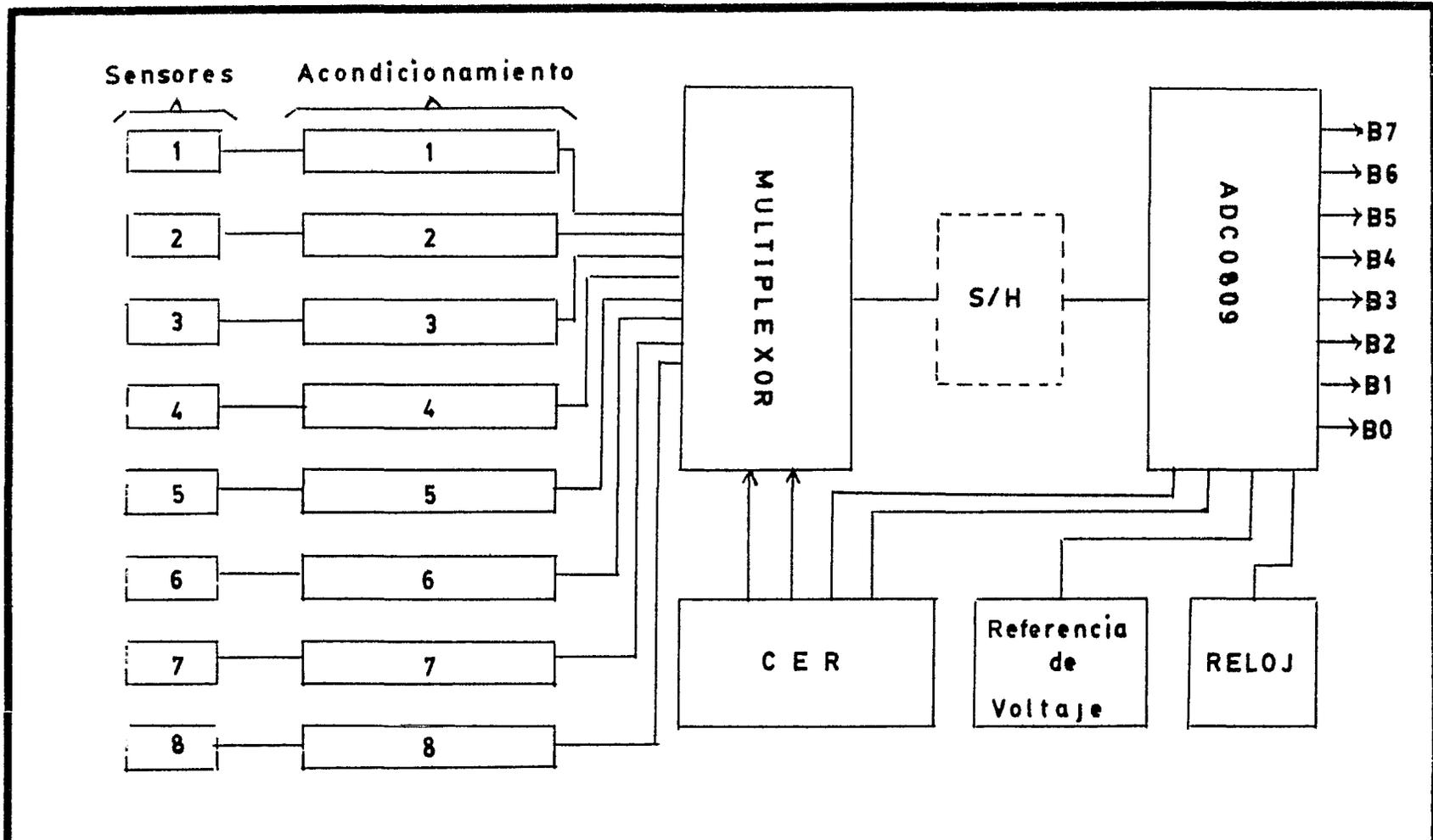


Fig. 5.1 Esquema de Digitización I

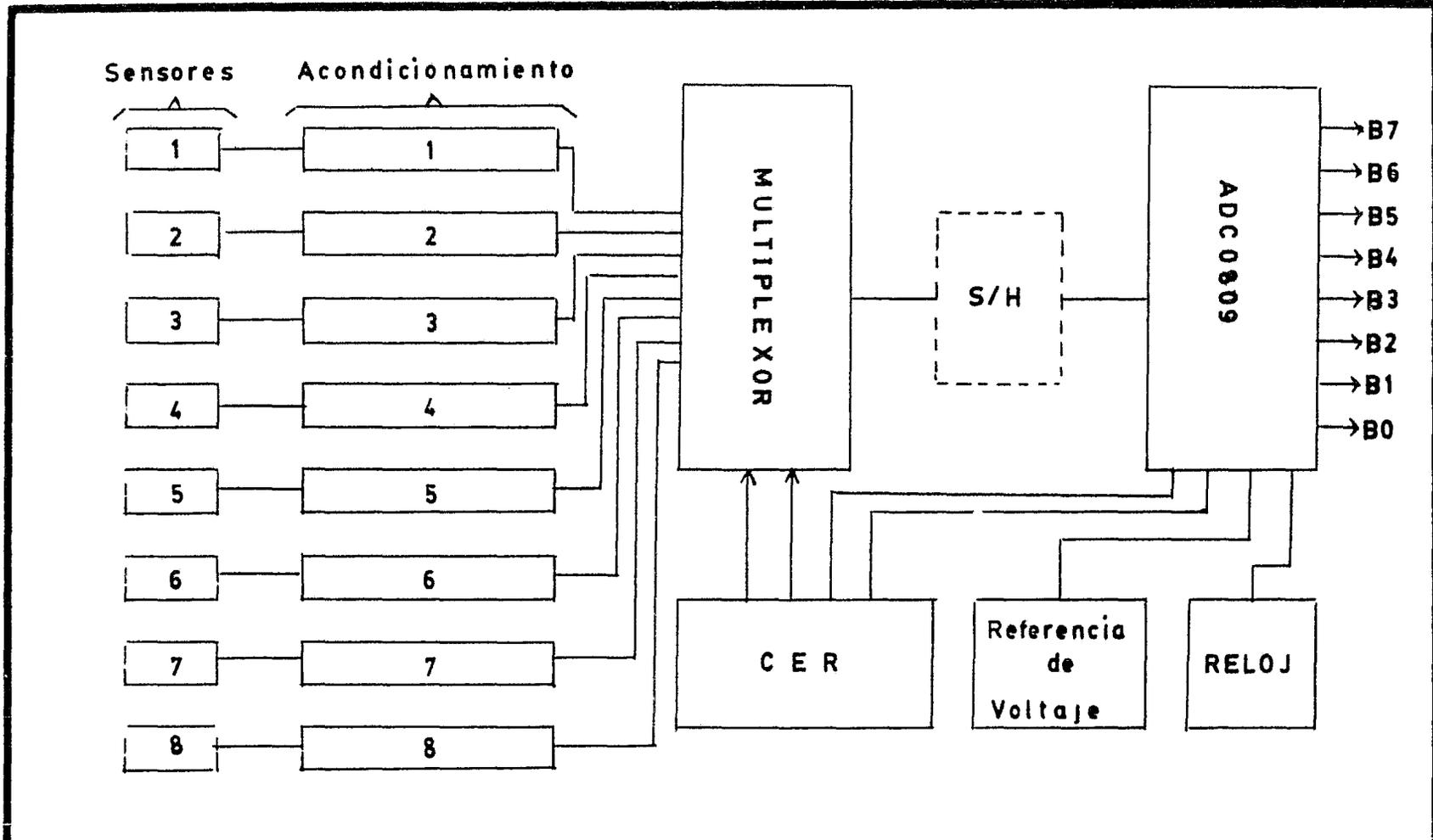


Fig. 5.1 Esquema de Digitización I

garía a la entrada del CAD.

2. Los filtros, como última etapa del acondicionamiento reducen el ruido a la entrada del CAD.

En la misma figura se puede ver con líneas punteadas - un bloque opcional denominado muestreador-retenedor (S/H) (ver nota #3, ápendice Núm. 3).

Este circuito permite el manejo de señales con constantes de tiempo mucho más pequeños que podrían venir de otro tipo de sensores diferentes a los que aquí se están manejando.

Se puede observar en el diagrama electrónico (fig. - - 5.5) que no se implementó en nuestro diseño por las razones que a continuación exponremos.

De los capítulos III y IV sabemos que de las características de las señales a manejar la de más rápida variación es la referente al anemómetro denotada por una constante de tiempo de .145 segundos.

Esto significa que en el peor de los casos el voltaje a la salida de la etapa de acondicionamiento de este canal variará de 0 a 5 volts en un tiempo de 0.145 segundos.

Tomando en cuenta el tiempo de conversión del C.I. - - ADC0809 (100 μ seg.) se puede calcular la amplitud máxima de variación de dicha señal a la entrada del CAD(b), en ese breve -- intervalo de tiempo.

Apoyandonos en la fig. 5.2 y suponiendo que se tenga - una variación lineal de la señal en dicho intervalo se tiene -- que:

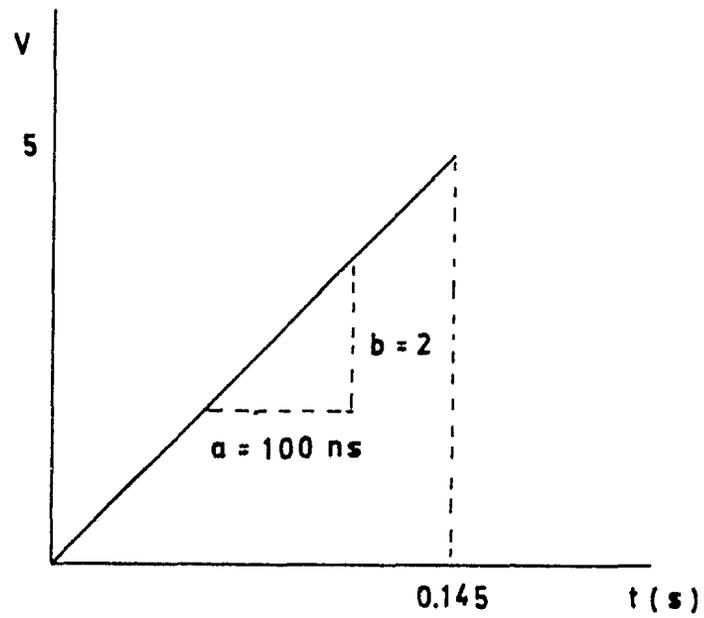


Fig. 5.2 Variación Lineal del Sistema

$$\text{Pendiente } A = \frac{5 \text{ volts}}{0.145 \text{ seg.}} = 34.48 \text{ volts/seg.}$$

Para el calculo de b se sabe que es válida la siguiente relación:

$$\frac{b}{a} = 34.48 \text{ volts/seg.}$$

Despejando b se tiene que:

$$b = a \cdot 34.40 \text{ v/seg}$$

$$b = 3.448 \times 10^{-3} \text{ volts}$$

Es decir, que en el peor de los casos, la señal variará como máximo 3.448×10^{-3} volts en un tiempo de 100 μ seg.

Analizando las características del C.I ADC0809 se sabe que su resolución esta dada por:

$$\text{Resolución} = \frac{5}{2^n} = \frac{5}{2^8} \approx 20 \times 10^{-3} \text{ volts}$$

Lo que quiere decir que para que el LSB cambie de 0 a 1" se requiere un escalón analogico de 20 milivolts, comparando este valor contra los 3.44 milivolts (1) $20 \times 10^{-3} - 3.44 \times 10^{-3} = 16 \text{ mV}$ - - - (1) nos damos cuenta de que poseemos un margen de 16 mV de seguridad para evitar que el CAD nos entregue una palabra digital errónea.

Hasta aquí hemos justificado el porque no se incluyó en la configuración electrónica pero no porque lo incluimos en el diagrama de bloques, pues bien, ya habíamos dicho en el inciso # 3 de este capítulo que una de las razones por la que ha-

bíamos preferido la técnica de Aproximaciones sucesivas sobre las otras dos era que nos podía proporcionar una mayor versatilidad.

Dicha versatilidad se enfoca al caso de que la ER tuviera que manejar otro tipo de señales mucho más rápidas que las actuales y que las pudiera manejar con un mínimo de cambios.

Analizamos aquí dos condiciones diferentes a las que se manejan y cuales son las modificaciones que se tendrían que hacer para cada uno de ellos.

Primer Caso.- Si en la comparación (1) b superara el valor de 20 mV o se le aproximara y la diferencia para cada uno de los sensores fuera aproximadamente la misma como en el caso de que todos los sensores fueran de un solo tipo, la solución sería implementar un S/H en el lugar que se indica en la fig. 5.1 agregando tan solo un divisor de frecuencia que tuviera como entrada la señal de reloj y como salida el tren de pulsos que requiera el S/H. (Dicho divisor se podría implementar fácilmente con unos flaps flops JK).

Segundo Caso.- Si cada uno de los sucesores requiriera de una velocidad de muestreo diferente se tendría que cambiar el esquema de conversión al que se muestra en la fig. 5.3, colocando un S/H por cada sensor entre las etapas de acondicionamiento y multiplexaje.

La señal de control para cada uno de los S/H se podría obtener a partir del mismo reloj del ADC0809 dividiendola con un contador de varias etapas como los C.I LN4020B, LM4024 o LM4040.

Para la selección de las frecuencias de switcheo para-

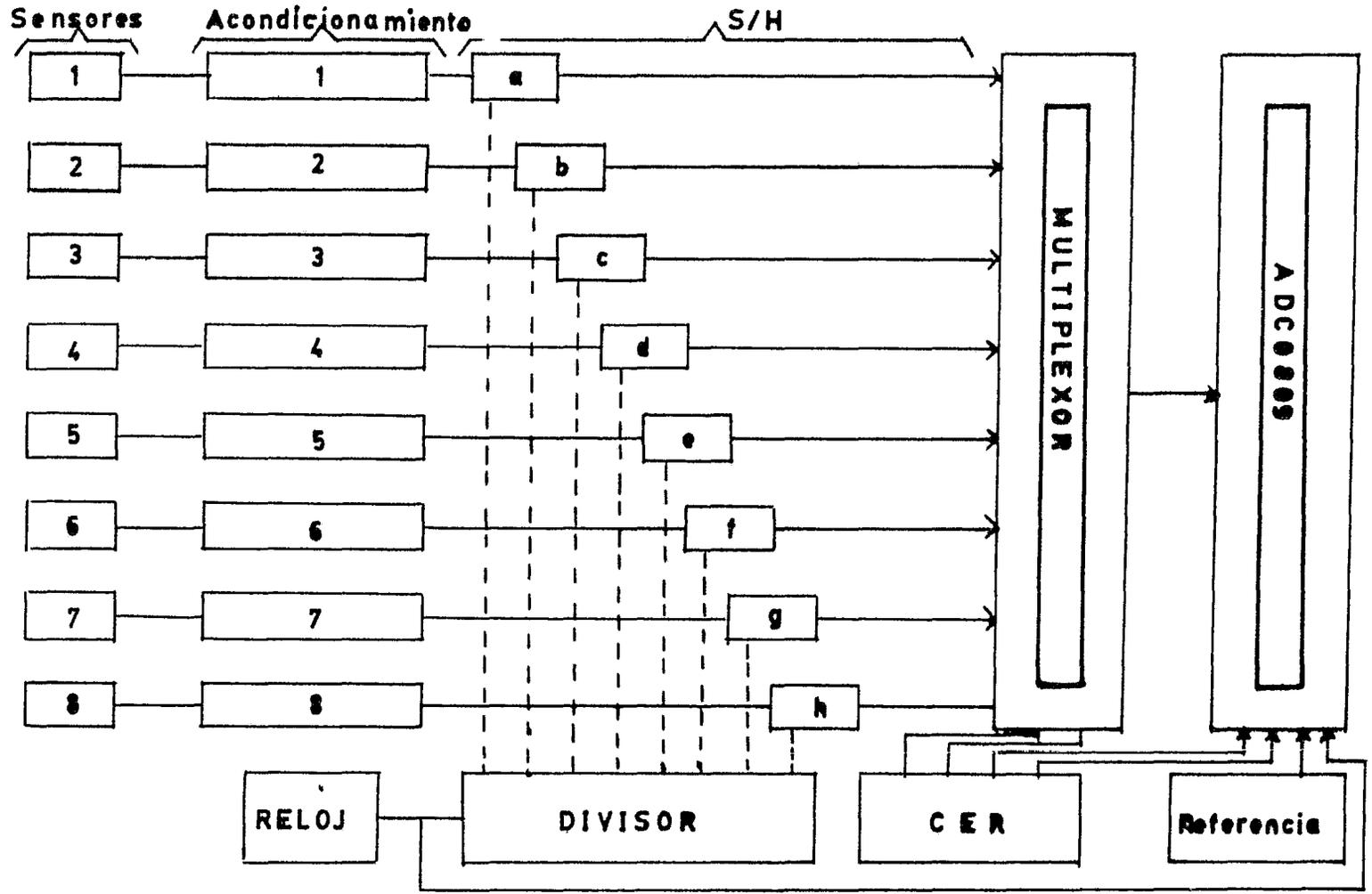


Fig. 5.3 Esquema de Digitización II

cualquiera de los dos casos habra que tomar en cuenta la cons--
tante de tiempo de los filtros de la etapa de acondicionamiento
y la limitante impuesta por el tiempo de conversión de $100 \mu\text{seg.}$
del ADC0809 lo que limitará como máximo la frecuencia de las se--
ñales analogicas a muestrear a 5 KHZ (ver nota # 4, Apendice 3).

5. FUNCIONAMIENTO

El accionar del circuito de la fig. 5.5 lo haremos ba--
sandonos en el diagrama de tiempos de la fig. 5.4. Para ello
empezaremos por aclarar que a la entrada de cada uno de los ca--
nales del multiplexor siempre habrá un valor analógico de vol--
taje que representa el valor instantaneo de las variables cuan--
tizadas por los sensores.

La conversión propiamente dicho se inicia en el momen--
to que el CER decide que hay que digitizar uno cualquiera de --
los canales. Para ello resetea el reloj del CAD, avisandole de
esta forma que se prepare a iniciar una conversión.

Hecho esto activa con 1" y 0" logicos la combinación -
digital que representa a dicho canal a travez de las líneas - -
A,B,C ya que la dirección se encuentra a la entrada del decodi--
ficador de direcciones, manda la señal (ALE) con la que almace--
na dicha dirección en el interior del mismo.

En este instante el decodificador cierra el switch co--
rrespondiente a dicha dirección y establece un camino entre el--
canal seleccionado y el CAD. Todo esta listo para que se inicie
la conversión cuando lo disponga el CER.

Cuando el CER juzga conveniente da la orden de iniciar
el proceso de conversión con la señal (sc) después de la cual -
se puede dedicar a otras actividades en espera que el CAD le --

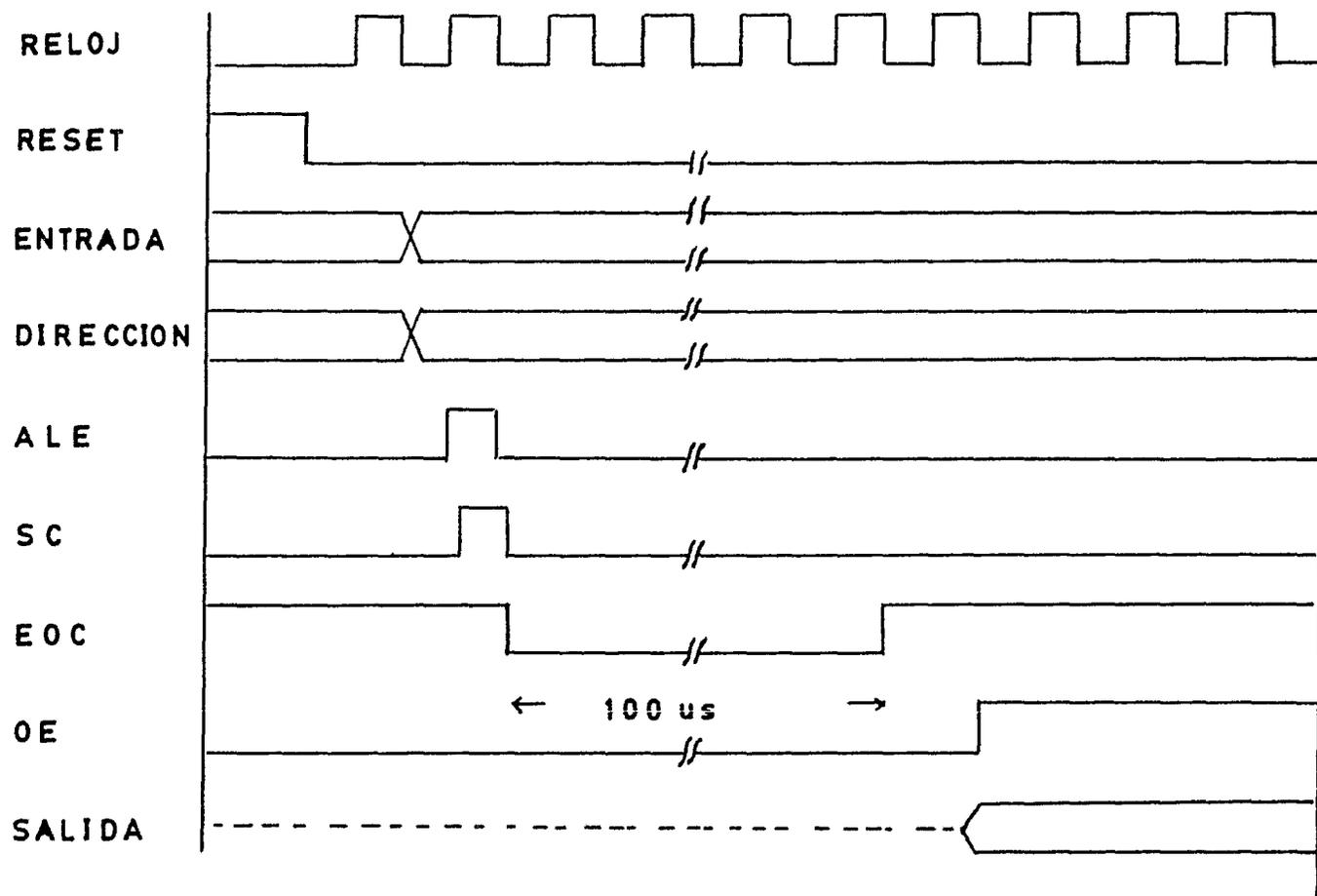


Fig. 5.4 Diagrama de Tiempos del CAD

avise que a concluido la digitización.

Finalizada esta, 100 μ seg. después de haber recibido - la señal (SC) envia la señal de (EOC) con lo que dice al CER -- que el valor dígital correspondiente se encuentra almacenado -- en una memoria temporal de salida llamada Buffer y que lo con-- servará aunque él lo tome varias veces hasta que decida borrar-- lo con otra orden (SC).

Se puede concluir que finalizada la conversión el CER- puede tomar el dato en el momento que lo desee y cuantas veces- quiera (esto, como se verá mas adelante constituye una gran ven- taja) con tan solo activar la señal (OE).

Si el CER ya no le interesa esa información y desea or- denar la conversión del mismo canal enviará unicamente la señal (SC), en caso contrario a excepción del reset del reloj, el pro- ceso se repetirá secuencialmente.

Se puede agregar que en caso de que el CAD no halla - terminado aún la última orden de conversión (SC) y recibiese -- otro (SC) del CER, detendrá su accionar, limpiará registro e -- inicializará de nuevo el proceso olvidandose de todo lo ante- - rior.

Describiremos brevemente los circuitos auxiliares del- CAD que se aprecian en el diagrama de la fig. 5.3.

Reloj.- Esta hecho a base del C.I CD4047, que es un - multivibrador astable - monoestable de bajo consumo (cmos) y -- que es utilizado como oscilador. Su trabajo consiste en gene-- rar un tren de pulsos de frecuencia igual a 500 KHZ para sincro- nizar los procesos que se llevan a cabo en el interior del CAD, de su velocidad depende directamente la rapidez del CAD.

Referencia de voltaje.- Uno de los principales problemas que afectan la precisión del CAD es el voltaje de referencia, ya que contra él compara la entrada analógica, y si éste varía entonces comparará un mismo valor analógico con dos valores diferentes dando por resultado que para un mismo valor analógico se tengan dos valores digitales diferentes.

De lo anterior se deduce que la referencia de voltaje deberá tener una gran estabilidad termica, no variar con las condiciones ambientales y no debe de representar un consumo excesivo de potencia.

Esto se logró, implementar a base del C.I LM723 que es un regulador de voltaje cuyas características se adecuaron a los requisitos arriba señalados, posee una regulación de carga del 0.03% y consume su operación solo 2 miliamperes con una precisión del 0.1% por 1000 Hrs.

Para mayor información de estos C.I se remite al lector a las bibliografías # 3 y 5 respectivamente.

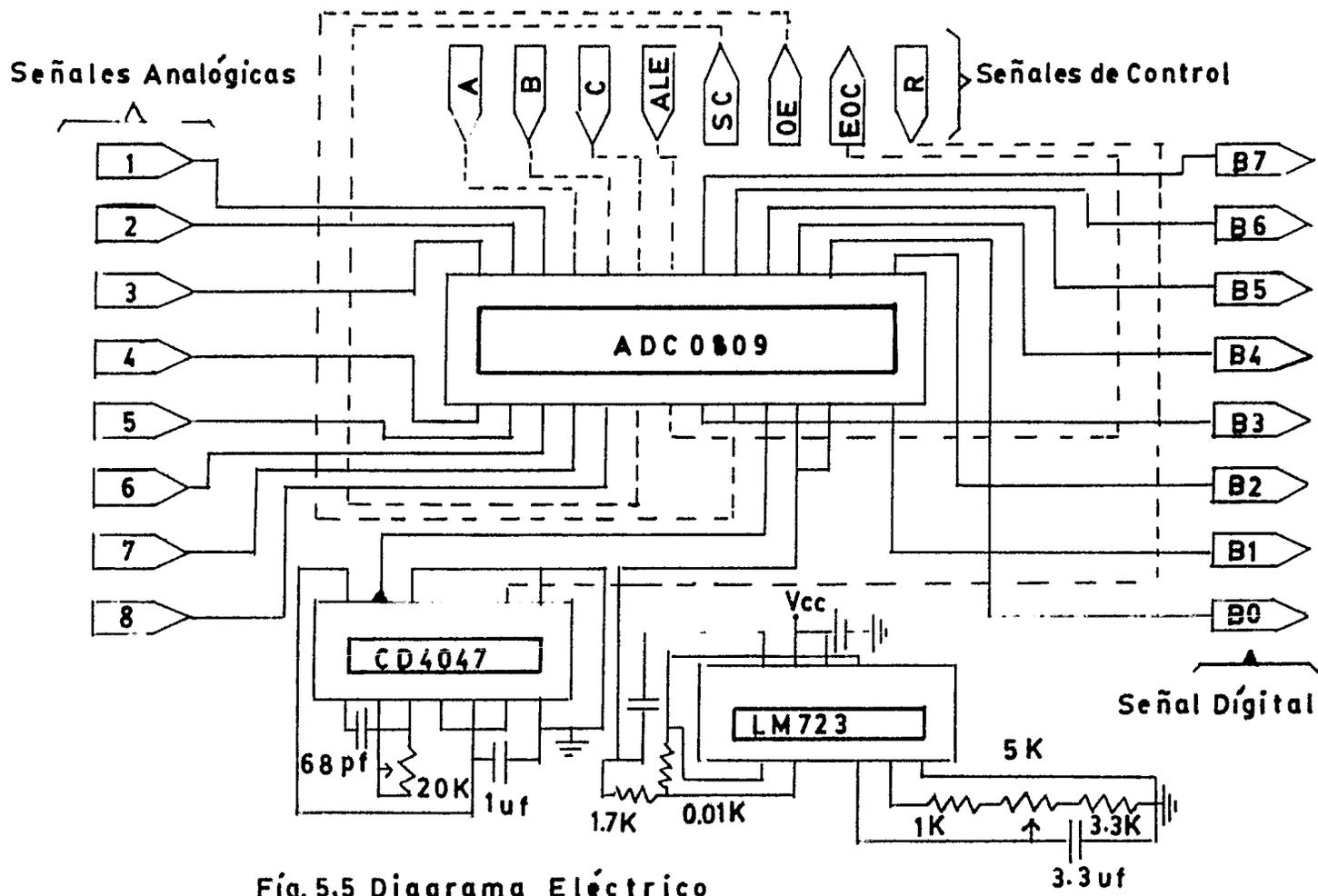


Fig. 5.5 Diagrama Eléctrico

CAPITULO VI
SELECCION DEL MODEM

1. INTRODUCCION

Durante las dos últimas décadas se ha incrementado rápidamente la necesidad de transmisión de datos a altas velocidades para la comunicación entre computadoras.

La demanda inicial estuvo relacionada con los sistemas de defensa, pero fué seguida por sus aplicaciones comerciales.- Esta necesidad ha sido cubierta en su mayor parte utilizando canales de calidad voz desarrollados para la comunicación oral.

Para transmitir señales digitales sobre estos canales-analógicos de calidad de voz, cuya gama de frecuencia está entre 300 y 3000 Hz, es necesario "modular" la frecuencia portadora con la información y para recuperar esta es necesario demodular.

Modulación es el proceso por el cual, algunas características de la portadora se varían de acuerdo con las características de las señales de información.

Las razones prácticas para modular nacen de la necesidad de preparar los mensajes o información para su transmisión-sobre un medio (cable, línea telefónica, etc.) así como para -- que su recuperación se lleve a cabo sin problemas en el lugar - de destino.

2. CLASES DE MODEMS DIGITALES

La palabra "modem" es un acrónimo de modulador-Demodulador y sirve para designar al elemento que actúa como interfaz entre equipo terminal de datos o circuitos de comunicación.

Aclararemos que en el presente trabajo se analizarán los

modems digitales, evaluando sus características, merced de disponer la información en forma digital.

Entenderemos por modem el dispositivo que es capaz de trasladar señales digitales a señales de frecuencia grado voz - y al mismo tiempo ejecutar funciones de control como coordinar el flujo de información entre las terminales de datos del sistema.

Los modems pueden ser Síncronos o Asíncronos.

2.1 Modem Síncrono

En la transmisión síncrona los datos a transmitirse en tran en períodos discretos de tiempo al modem secuenciados por un reloj. La presencia o ausencia de un pulso se determina por la presencia o ausencia de un pulso del reloj secuenciador. Ca da bit codificado es seguido por otro en secuencia controlada - y cada palabra es seguida por otra, dando por resultado una serie de palabras controladas.

El receptor solo necesita conocer el principio y el -- fin en la transmisión de un bloque de información. Las venta-- jas de este método es que no requiere de pulsos de inicio y de fin para cada caracter, permitiendo con esto que un mayor n_u mero de pulsos sean enviados en un período dado incrementando - su eficiencia. Su desventaja principal es la de requerir pul sos de sincronía aparejados con el costo y mantenimiento del -- equipo necesario para ello.

2.2 Modem Asíncrono

En la transmisión asíncrona, cada caracter de informa- ción debe llevar bits de inicio y fin para indicar la separa- -

ción entre caracteres o palabras codificadas. Este método se recomienda cuando las transmisiones son efectuadas durante breves y esporádicos intervalos de tiempo.

Su principal ventaja radica en su bajo costo y su circuitería menos expansiva. Su desventaja más grande, como ya se dijo radica en la necesidad de producir bits de inicio y fin para cada caracter lo que consume una parte significativa del tiempo de transmisión.

De lo anterior y de acuerdo con lo expresado en el capítulo V se desprende que la primera característica del modem para nuestro sistema es que sea asíncrono.

3. MODOS DE OPERACION DE UN MODEM

Aquí se describirán únicamente dos modos de operación: half-duplex y full duplex.

3.1 Half-Duplex.

En este modo de operación el modem receptor esta siempre en espera de una transmisión ya que no puede haber transmisión-recepción simultánea. Cuando la fuente de información (ER) esta lista para transmitir al modem, este contesta que esta listo después de encender la portadora e inicia la transmisión, ya sea en forma síncrona, o asíncrona, aprovechando que el receptor esta siempre encendido. Finalizada la transmisión el modem apaga la portadora y acaba el proceso.

Una desventaja de este tipo de transmisión es que su efectividad se reduce al 50% ya que para efectuar el proceso en dirección contraria es necesario esperar a que termine el proceso de recepción, además de un cierto tiempo adicional de retar-

do para el restablecimiento de la línea.

3.2 Full-Duplex

En este sistema se puede efectuar la transmisión y recepción de información simultáneamente mediante dos formas:

a) Utilizando 4 alambres para el modem, un par para transmitir y otro para recibir información utilizando una sola portadora.

b) Utilizando un solo par de líneas operando con dos portadoras diferentes.

Para el sistema descrito en este trabajo, donde los receptores de las ER siempre están encendidos, el sistema half-duplex puede ocasionar problemas ya que en el momento en que una ER transmite información, puede existir retroalimentación al propio receptor o a los de las E.R. vecinas desquiciando el sistema.

Se puede argumentar que cuando una E.R. transmite, apaga su receptor, sin embargo los otros receptores siguen encendidos con lo que el problema subsiste.

Por esto se optó por el sistema Full-Duplex, es decir, se utilizarán 2 canales, uno para transmisión y otro para recepción.

La ventaja inmediata es la eliminación de la posible retroalimentación, así como del hecho de no tener que apagar momentáneamente el receptor durante el breve periodo de transmisión.

La desventaja mayor es que se aumenta el ancho de banda.

4. TIPOS DE MODULACION

Los tipos básicos de modulación son:

Modulación en Amplitud (AM), modulación en frecuencia (FM) y modulación en fase (PM).

Métodos más sofisticados desarrollados a partir de los anteriores, han sido desarrollados para proveer mayor cantidad de información por unidad de tiempo, así como para el manejo de información digital. Entre ellos mencionaremos:

Modulación por corrimiento de Amplitud (ASK), modulación por corrimiento de frecuencia (FSK), modulación por corrimiento de fase (PSK) y modulación diferencial por corrimiento de fase (DPSK) que son los más conocidos.

La información digital puede ser impresa sobre una portadora de diferentes maneras, en esta sección describiremos las técnicas de modulación digital más usadas.

La figura 6.1 muestra tres formas de señales moduladas digitalmente, listas para ser transmitidas sobre un canal de comunicación con determinado ancho de banda.

La fig. 6.1a corresponde a una señal modulada por corrimiento de amplitud (ASK). En dicha figura se puede apreciar que la amplitud de la portadora es conmutada entre dos valores (encendido-apagado). La forma de onda correspondiente a encendido, representa un 1 lógico y la de apagado corresponde a un 0 lógico.

La fig. 6.1b corresponde a una señal modulada por corrimiento de frecuencia (FSK). En la figura se puede ver que la

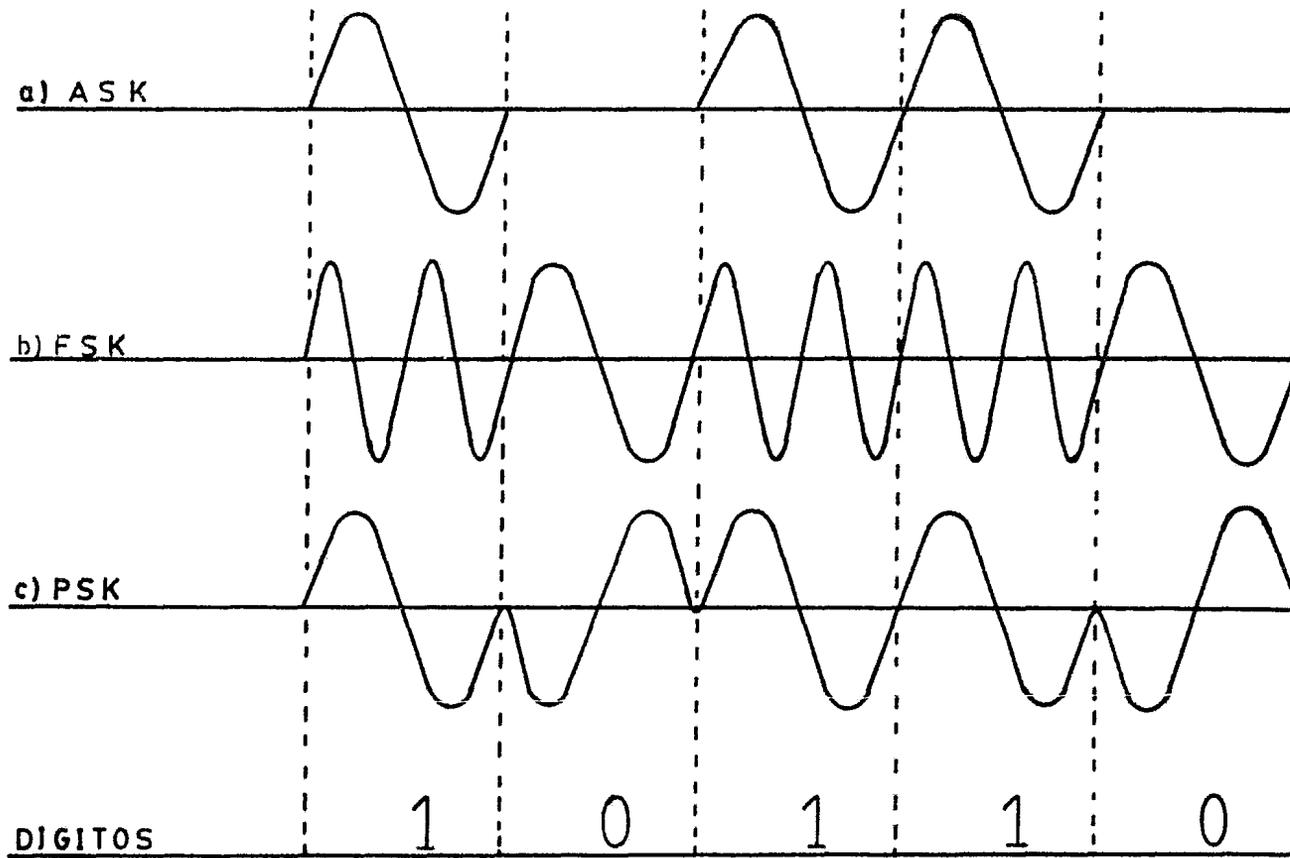


Fig. 6.1 Técnicas de Modulación Dígital

forma de onda resulta de conmutar la frecuencia de la portadora entre dos valores que corresponden a la información binaria que va a ser transmitida.

La frecuencia más baja se utiliza para el "0" y la más alta para el "1". Esta es una condición estandar recomendada - por la CCITT (International telephone and telegraph consultive-Committee).

En la fig. 6.1c se muestra un tercer método de modulación digital llamado modulación por corrimiento de fase (PSK), - esta modulación consiste en desplazar la fase de la portadora - entre dos valores. Notese que tanto en FSK como PSK, la amplitud de la portadora permanece constante y que en todos los casos las formas de onda producto de la modulación son continuas - en el tiempo.

Se puede decir que los esquemas de modulación digital - son bastante fáciles de implementar pero a cambio de un incremento en el ancho de banda y en los requerimientos de potencia.

Cuando el ancho de banda no es el objetivo principal, - los métodos de modulación digital proveen un buen funcionamiento con un mínimo de equipo complejo y un buen grado de inmunidad a las no linealidades y disturbios de los canales de transmisión.

El estudio matemático de estos esquemas de modulación - puede consultarse en las ref. 7 a 9.

5. COMPARACION DE LOS TIPOS DE MODULACION

La comparación entre los distintos tipos de modulación se hace sobre la base de que todos ellos trabajan a la misma ve

locidad, que tienen la misma probabilidad de error y el mismo ruido ambiental.

5.1 *Requerimientos de Ancho de Banda.*

Si el interés radica en transmitir a alta velocidad sobre un canal de banda angosta entonces VSB es la mejor selección sobre ASK, PSK, o FSK.

El ancho de banda para ASK y PSK es del orden de $2 \text{ -- } r_b$ (r_b = velocidad de transmisión de la señal moduladora), y para FSK es mayor que $2r_b$. Entonces si el ancho de banda es lo más importante FSK se desecha inmediatamente.

5.2 *Requerimiento de Potencia.*

Los requerimientos de potencia de cada uno de los esquemas de modulación pueden ser comparados en la tabla 6.1.

La probabilidad de error en la mayoría de los sistemas prácticos esta dentro del rango de 10^{-4} a 10^{-7} . El análisis de la misma revela que PSK coherente requiere la menor cantidad de potencia seguido por DPSK, FSK y por último el ASK.

Si la comparación se hace en terminos de potencia promedio o pico ASK se debe de desechar inmediatamente.

Esquema	$S_1(t), S_2(t)$	BW	P_e	S/N (db)	Complejidad	Comentarios
ASK Coherente	$S_1(t) = A \cos \omega_c t$ $S_2(t) = 0$ $\omega_c = K 2\pi r_b$ $K = \text{entero}$	$\approx 2r_b$	$Q\left(\frac{A^2 T_b}{4n}\right)$	14.45	Moderada	Muy raramente usado. $T_o^* = \frac{A^2 T_b}{4}$
ASK No coherente		$\approx 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp \frac{-A^2 T_b}{16n}$	18.33	Menos	$T_o^* = A/2$
FSK	$S_1(t) = A \cos (\omega_c - \omega_d) T$ $S_2(t) = A \cos (\omega_c + \omega_d) T$ $2\omega_d = 1.5 \pi r_b$	$> 2r_b$	$Q\left(\frac{0.61 A T_b}{n}\right)$	10.6	Mayor	rara vez usado $T_o^* = 0$
		$> 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp \frac{-A^2 T_b}{8n}$	15.33	Menor	baja velocidad $T_o^* = 0$
PSK Coherente	$S_1(t) = A \cos \omega_c t$ $S_2(t) = A \cos \omega_c t$ $\omega_c = K 2\pi r_b$	$\approx 2r_b$	$Q\left(\frac{A^2 T_b}{n}\right)$	8.45	Grande	para alta velocidad $T_o^* = 0$
DPSK		$\approx 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp \frac{-A^2 T_b}{2n}$	9.3	Moderado	media velocidad $T_o^* = 0$

TABLA 6.1 Comparación de los diferentes métodos de Modulación digital

5.3 Inmunidad a las Interferencias del Canal.

Si lo más importante es el grado de inmunidad a las inconveniencias del canal de transmisión tales como no linealidades, fading (desvanecimiento o variación lenta y aleatoria de las características del canal de transmisión), los esquemas de FSK y PSK son señales de amplitud constante con lo que la selección del nivel de disparo en el receptor no depende del nivel de la señal recibida, siendo ASK el más sensible a las variaciones de Amplitud de la señal recibida y a la variación de las características del canal.

Si el canal de comunicación tiene fading entonces los esquemas no coherentes son mejores, debido a la imposibilidad de los sistemas coherentes de establecer una referencia bajo condiciones de fading en el canal.

5.4 Complejidad del Equipo.

Hay muy poca diferencia entre la complejidad del equipo de transmisión de PSK, FSK y ASK. En el receptor la complejidad depende de si el método es coherente o no coherente ya que el Hardware de un esquema de demodulación no coherente es más sencillo que para uno coherente.

Entre los esquemas no coherentes DPSK es más complejo que FSK y este a su vez es más complejo que ASK. También se puede agregar que la complejidad del equipo aumenta el costo.

6. SELECCION DEL TIPO DE MODULADOR

Del inciso anterior se desprende que la selección final de un tipo de modem depende de la aplicación específica y de las condiciones particulares que se tengan.

A continuación se enumeran las condiciones particulares que debe reunir el modem para el sistema que se propone en este trabajo.

- a) Que sea de poco consumo
- b) De fácil implementación (circuitería sencilla)
- c) Inmune a las perturbaciones del canal
- d) Económico
- e) Que funcione bien a bajas y medias velocidades (300-4800 - bauds).

En base a estas exigencias y tomando en cuenta el respaldo de otros moduladores desarrollados en el IdeI finalmente se seleccionó el FSK.

En resumen, de acuerdo a los incisos, 1 y 2 de este capítulo y a los razonamientos anteriores se puede concluir que las características del modem seleccionado deben ser:

- a) Asíncrono
- b) Full duplex
- c) Tipo de Modulación FSK.

CAPITULO VII
DISEÑO DEL MODEM

1. INTRODUCCION

Para efectos Experimentales se desarrolló un modem - FSK en configuración Full-Duplex asíncrono capaz de manejar entre 110 y 2400 bits por segundo (bauds).

En la fig. 7.1 se puede apreciar el diagrama de bloques de dicho modem, de su análisis se observa que las partes que lo constituyen son: UART, modulador, demodulador, transmisor y receptor.

A continuación describiremos brevemente el papel que desempeña cada uno de los bloques en el funcionamiento del modem.

2. UART (TRANSMISOR-RECEPTOR-UNIVERSAL-ASINCRONO)

Es un dispositivo capaz de serializar los datos en paralelo que entrega el CAD y agregarles a cada uno de ellos, bit de inicio y de terminación, para que su transmisión se pueda efectuar asincrónicamente. Asimismo es capaz de recibir información proveniente del demodulador, empaquetarla, serializarla-decodificarla y ponerla en paralelo en el buffer de salida.

Posee además la cualidad de poder agregar un bit de paridad en el paquete de información que se va a transmitir así como de comprobarlo en el formato recibido, dando aviso en caso de detectar algún error en la paridad.

Cada uno de estos bits cumple un cometido dentro de la recuperación de la información en el receptor, así el bit de inicio indica que lo que viene inmediatamente atrás de él es un dato, evitandose con esto que el receptor pudiera interpretar como información una señal extraña.

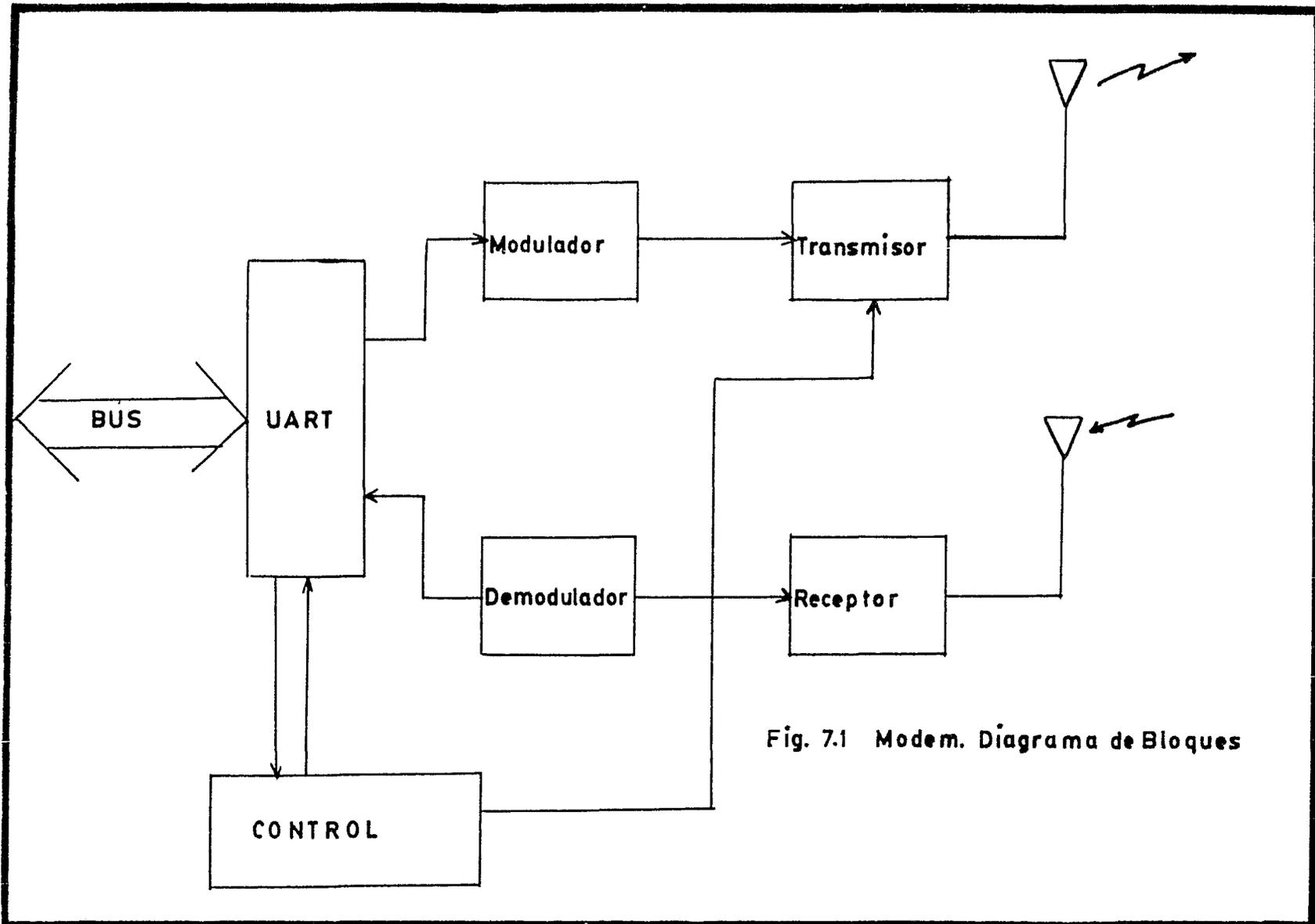


Fig. 7.1 Modem. Diagrama de Bloques

El bit de terminación sirve para indicar en donde termina lo que es información. El UART duplica este bit dentro del formato para asegurarse de que el mismo será decodificado, pudiéndose desechar toda señal extraña que no comience con un bit de inicio.

El bit de paridad puede ser un 1" o un 0" lógicos que se incluye en el formato de un caracter de información, dependiendo de que si el número de "1" lógicos que la constituye es un número par o impar, lograndose tener de esta manera una forma de detectar si la información no se alteró durante el viaje entre la ER y el puesto central.

A pesar de lo anterior no se puede asegurar que la información no pueda ser alterada aleatoriamente de manera que no se modifique la paridad. Por ello se agrega una protección adicional basada en la posibilidad de disponer, cuantas veces se desee, de la información, sin necesidad de volver a efectuar la conversión de la misma.

Tomando en cuenta lo anterior se tomó la decisión de repetir tres veces el envío de cada información, para tener con ello una base adicional para comprobar y recuperar la información mediante la comparación de los datos recibidos.

El formato final de transmisión de la información se puede apreciar en la fig. 7.2.

2.1 Funcionamiento

Tomando en cuenta la experiencia que se tiene en el IdeI por proyectos anteriores se selecciono el UART de la marca Intersil (IM6403) de tecnología CMOS para nuestro sistema.

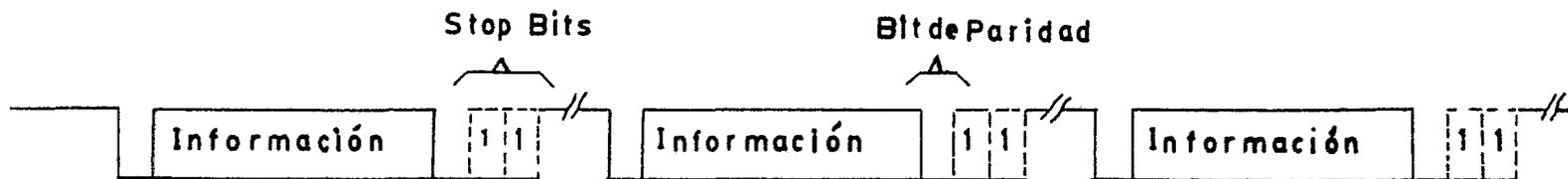


Fig. 7.2 Codificación y Repetición de la Información

A continuación se describirá brevemente como efectúa el empaquetado, decodificación y chequeo de paridad de la información. Recomendamos al lector interesado ver la ref. 6

2.2 Transmisión

Su descripción se hará en base al diagrama de tiempos de la fig. 7.3 y 7.5 de conexiones. Consta de los siguientes pasos:

a) El dato a transmitir, colocado previamente en el bus de entrada por el control es almacenado en el buffer de transmisión (terminales 26...33) con el frente de onda negativo de la señal TBRL que proporciona el mismo control. Si la longitud de la palabra es menor que 8 bits, solo los bits menos significativos serán usados, corriéndose el carácter hacia la posición menos significativa del buffer.

b) El frente de onda positivo de TBRE transfiere el dato al registro de corrimiento y restablece por un ciclo de reloj TBRE, que sirve para indicarle al control que el buffer de transmisión a quedado vacío, pudiendo cargar otro dato en él si así se desea.

Con el frente de onda positivo de TBRE se inicia la codificación y serialización del dato, así mismo, restablece la señal TRE que avisa al control que el UART se encuentra en ese momento empaquetando y enviando la información al modem FSK a través de la terminal 25 (TRO).

Al vaciarse el registro de corrimiento TRE vuelve a su nivel alto, avisando de esta forma que acabó de enviar la información empaquetada adecuadamente.

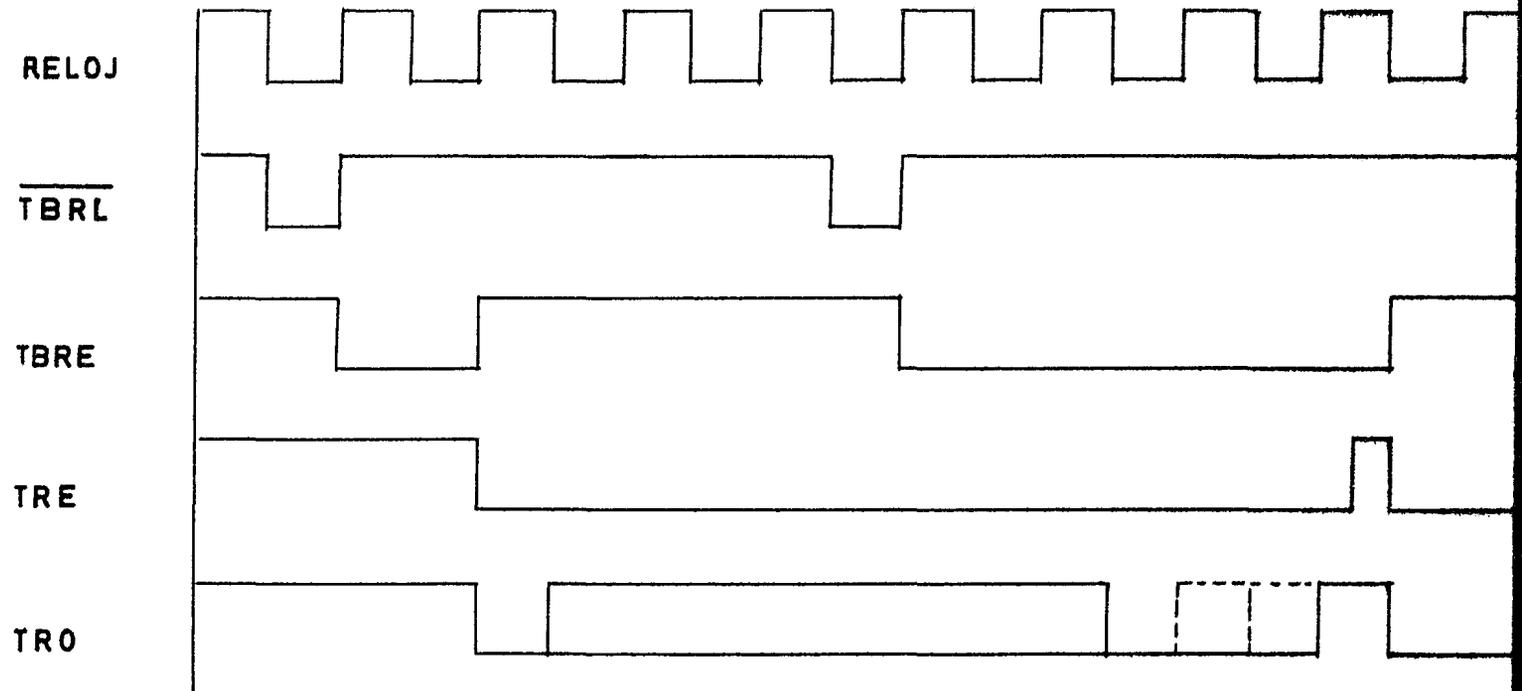


Fig 7.3 Diagrama de Tiempos de Transmision

En la misma figura se observa que si el control carga otro dato en el buffer de transmisión cuando el registro de corrimiento no se ha vaciado completamente, la transferencia del dato a este último es retrasada hasta que se vacía completamente.

2.3 Recepción

- a) La descripción la haremos basándonos en el diagrama de tiempo de las figs. 7.4 y 7.5.
- b) Los datos codificados y en serie provenientes del demodulador llegan por la terminal (RRI), mientras no se reciben -- datos esta entrada permanece alta. La sección receptora -- del UART se activa cuando se detecta un bit de inicio válido.

Detectado un bit de inicio válido, principia la recepción del paquete de información y al detectarse el primer bit de terminación, el dato es transferido del registro de recepción al buffer de recepción (RBR).

Si la información del paquete era menor de 8 bits, los bits más significativos se pondrán a cero.

- c) En cuanto se termina de recibir el dato, se comprueba la paridad, un nivel alto en (PE) indicará al control que hubo error de paridad en la información que llegó. En este caso el control decidirá si la acepta o la rechaza.

El UART también puede proporcionar una señal adicional al control que es OE y sirve para indicarle que el dato que acaba de llegar se encimó con el que todavía estaba en el buffer de llegada en virtud de que no fué borrado a tiempo.

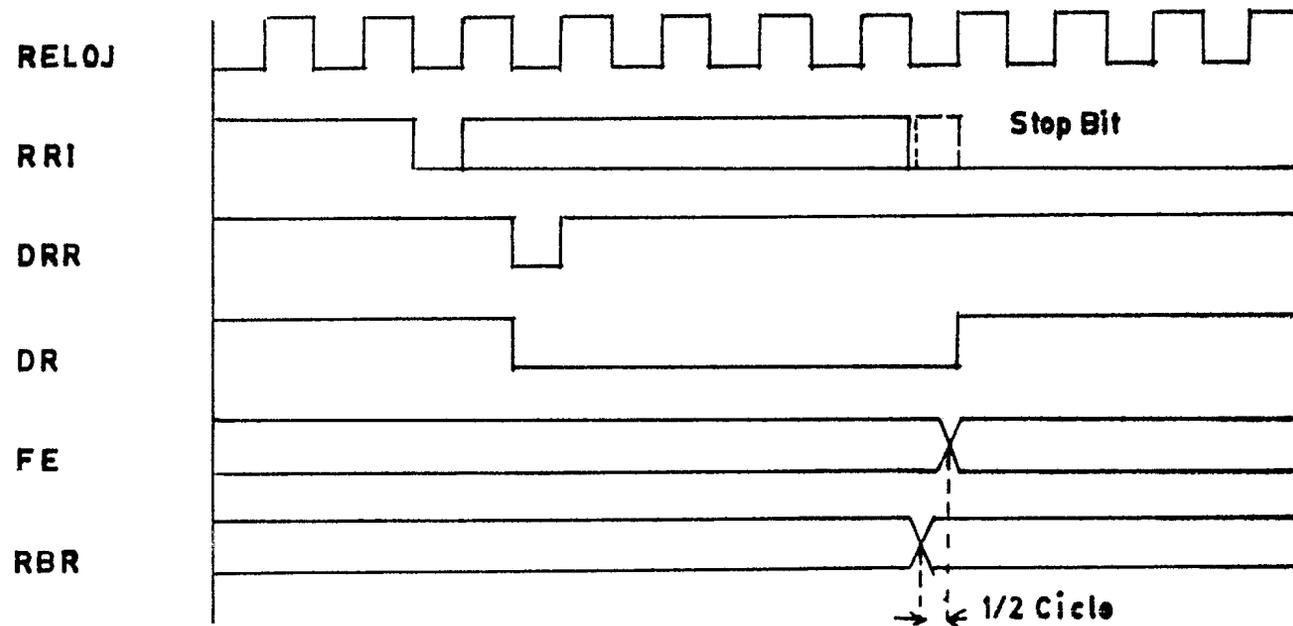


Fig. 7.4 Diagrama de Tiempos de Recepción

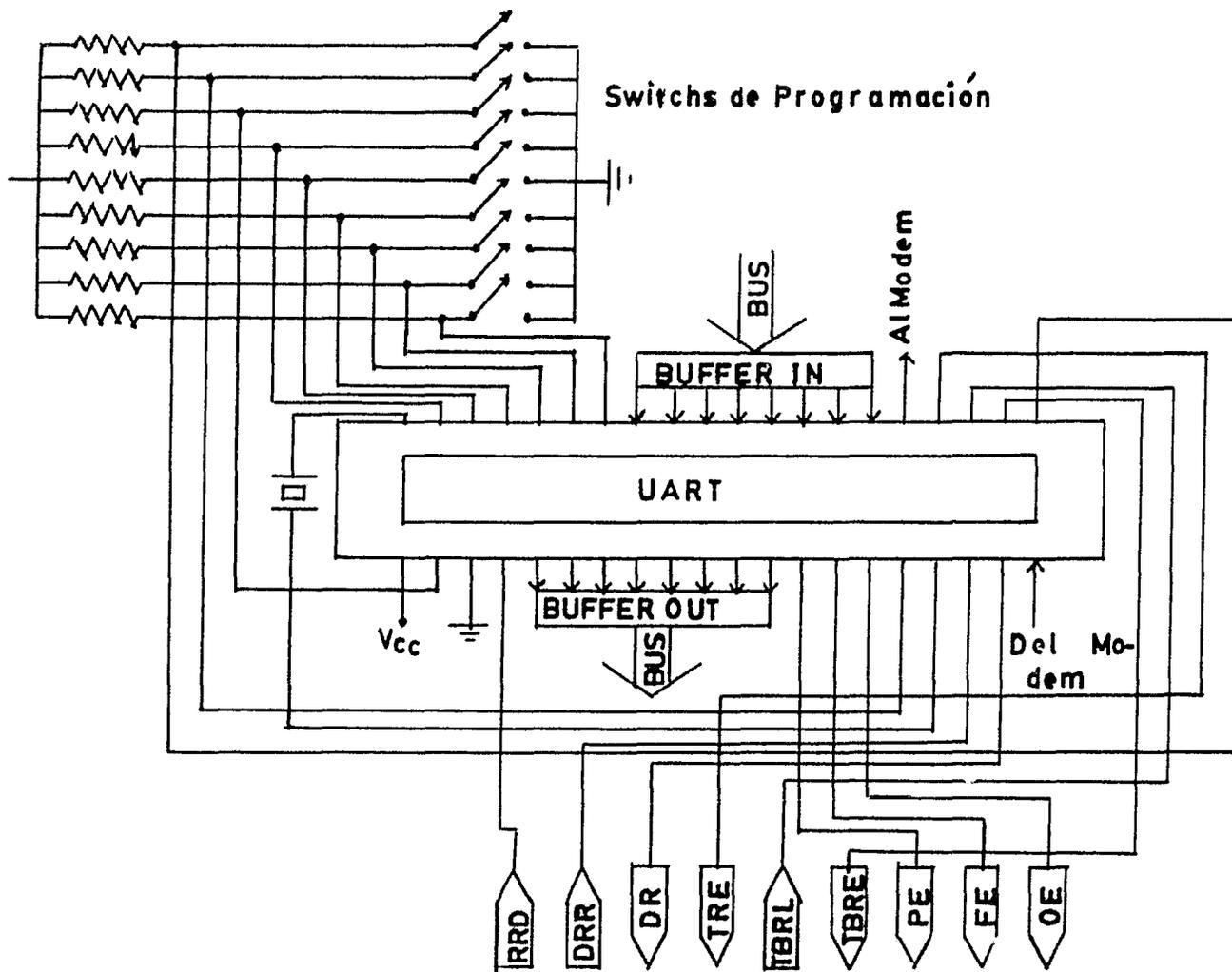


Fig. 7.5 Diagrama Eléctrico

- d) Medio ciclo de reloj más tarde de terminada la recepción, (DR) toma un nivel alto y le indica que el dato está listo para que lo tome en el momento que así lo desee, para ello manda un nivel bajo a la terminal 4 (RRD). El dato permanecerá ahí hasta que decida borrarlo con la señal DRR.

En caso de no recibirse un bit de terminación válido se avisará al control mediante la señal FE entendiéndose con esto que la parte receptora no buscará ningún otro bit de inicio hasta que el bit de terminación sea recibido.

- e) Entre las características adicionales de este circuito podemos mencionar que es capaz de trabajar a velocidades de hasta 250 K bauds, que puede ser programado para manejar paridad par e impar, o inhibirla completamente.

También puede manejar longitudes de palabra de 5,6,7 y 8 bits y sobre todo, como está construido a base de tecnología CMOS, resulta económico y de poco consumo de energía.

3. MODULADOR FSK

La velocidad del tren de pulsos a modular (baud rate) ejerce un efecto directo sobre el ancho de banda, si el canal de transmisión va a ser un enlace VHF calidad voz o una línea telefónica, los valores de frecuencia para el "1" y "0" lógicos (f_1 y f_0 respectivamente) deben de permanecer en el rango de 0 a 3KHZ aproximadamente.

Para efectos de modulación, las frecuencias f_1 y f_0 deben de ser mayores que la variación del tren de pulsos para minimizar los efectos del jitter (oscilaciones perturbatorias).

El modulador FSK se desarrolló en base al circuito -

XR2206 cuyas características, mostradas a continuación, lo hacen bastante aceptable. (ver ref. 15).

Características:

- a) Estabilidad de 20 ppm/°C
- b) Distorsión armónica total (THD) de 0.5%
- c) Entradas compatibles con CMOS y TTL
- d) 0.01%/V de sensibilidad o variaciones en la alimentación
- e) puede utilizar una sola fuente o dos
- f) Requiere de pocos aditamentos externos

El esquema de conexión eléctrica se puede ver en la fig 7.6, los datos provenientes del UART entran por la terminal 9, un nivel alto selecciona la frecuencia $f_1=1/R6C3$, un nivel bajo selecciona $f_0 = 1/R7C3$ y los datos modulados aparecen por la terminal 2.

Los potenciómetros R8 y R9 sirven para minimizar la THD, posee además, ajuste de ganancia (aplicando un voltaje variable a la terminal 1) y ajuste de nivel de C.D (aplicando un cierto voltaje a la terminal 3).

Su funcionamiento consiste en hacer oscilar un VCO (Oscilador controlado por voltaje a dos frecuencias determinadas por $1/R6C3$ y $1/R7C3$, seleccionadas según el nivel de voltaje en la terminal 9.

Adicionalmente se puede decir que este circuito es un modulador FSK integrado, capaz de trabajar a frecuencias que van desde unos cuantos Hz hasta 100 KHz con una precisión bas--

tante aceptable.

4. DEMODULADOR FSK

Tiene como objetivo recuperar la secuencia de pulsos transmitidos (bk) a partir de la señal modulada que recibe, entregandola al UART para su conversión en paralelo y comprobación.

Su funcionamiento se basa en el principio del PLL, lo que lo hace independiente de las variaciones de amplitud de la señal que recibe del transmisor. Para la implementación del mismo se utilizo el C.I XR2211 que es también un demodulador FSK integrado.

El fabricante recomienda una configuración especial para su circuito que se puede ver en la fig. 7.7. En dicha figura, la frecuencia central ($f_c = \frac{f_1 + f_2}{2}$) esta determinada por $1/c_1R_4$ y debe de calcularse de manera tal que su valor caiga entre el de las frecuencias f_1 y f_2 .

El intervalo de seguimiento ($\pm \Delta f$) sobre el cual el PLL puede seguir las variaciones en frecuencia de la señal de entrada esta determinado por

$$\Delta f = (R_4 F_c / R_5) \text{ Hz}$$

El rango de agarre sobre el cual el PLL entra en fase es aproximadamente el 80% de Δf .

El factor de amortiguamiento (ζ) determina la amplitud de los transitorios en la respuesta del PLL a un escalón de frecuencia y esta dado por.

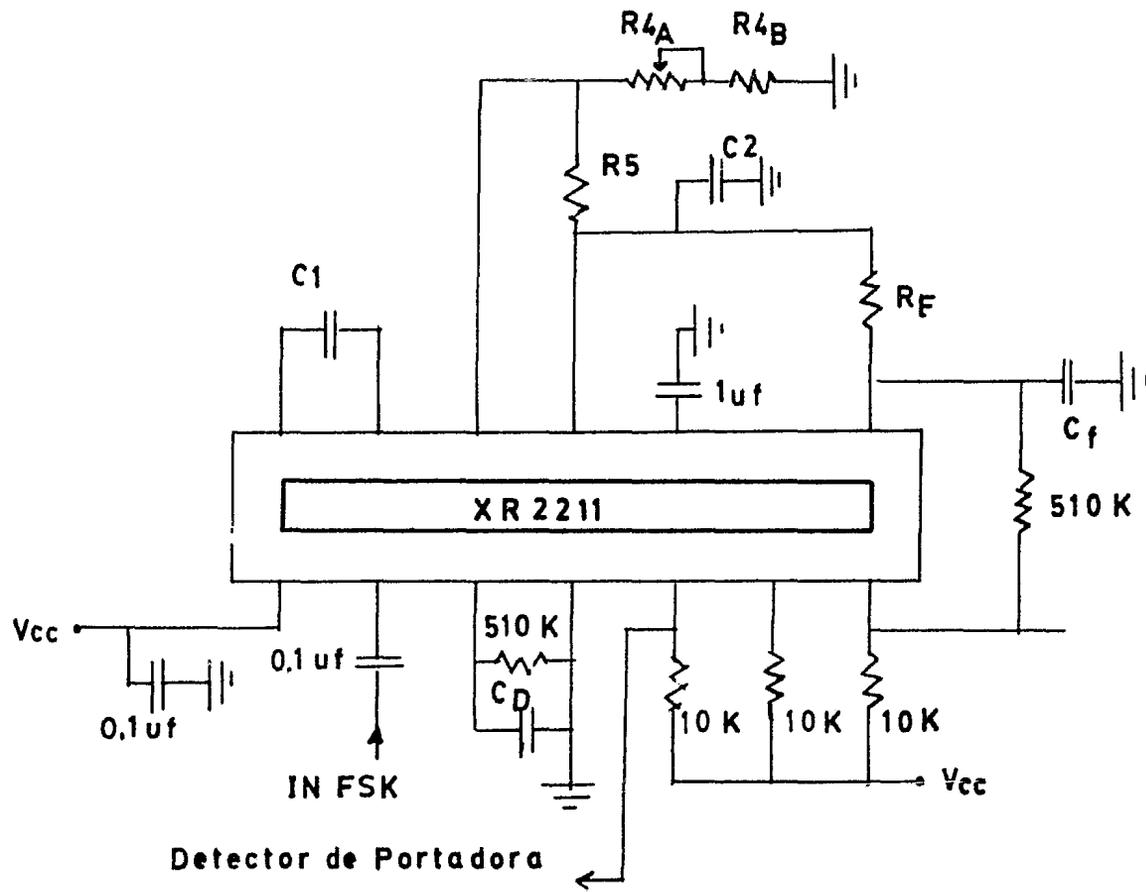


Fig. 7.7 Demodulador FSK

$$r_1 = \sqrt{\frac{C1}{C2}} \dots\dots\dots (1)$$

La constante de tiempo del filtro de salida (Tf) remueve las ondulaciones en bk a la salida y su valor es:

$$Tf = RfCf$$

También posee la capacidad de entregar una señal que - avisa de la detección de la portadora de tipo colector abierto - y cap z de entregar hasta 5 ma de corriente.

5. SELECCION DE PARAMETROS

Para la selección de los valores de resistencias y capacitancias hay que tomar en cuenta algunas observaciones del - fabricante además del baud rate a que se va a trabajar.

Se recordará que uno de los objetivos de este trabajo - es el diseño de un sistema versátil, por lo que facilmente nos - daremos cuenta que la velocidad del modem sera un factor cr ti - co y puede constituir una etapa "cuello de botella" en el siste - ma cuando se pretende aumentar la rapidez de monitoreo sobre - los transductores por la limitante del ancho de banda del ca - - nal.

Para evitar este problema se plantearon dos alternativas:

a) MODIFICAR EL MODEM

Tomando en cuenta la versatilidad de los tres C.I utilizados para el modem y los estandares comerciales de 110, 300, 1200 y 2400 bauds, solamente modificar ligeramente los valores de Rs y Cs y con un mínimo de ajustes seleccionar la velocidad más apropiada para cada caso, sin afectar el canal de transmisión

b) SUBSTITUCION DEL MODEM

En caso de que se requiera una mayor velocidad (4800,- 9600) se puede utilizar un modem especial, del tipo de PSK (menor ancho de banda) en lugar de los C.I. XR2211 con el mismo canal de comunicación. Incluso, dada las facilidades del UART se podría utilizar un modem que trabajara a 9600 bauds con un canal acondicionado adecuadamente.

A continuación se expone el calculo de parámetros para los circuitos XR 2206 y XR2211 para trabajar a velocidades de 110, 300 y 1200. Para un baud rate de 2400 ver (ref. 10).

5.1 Modem a 110 bauds

El fabricante recomienda que para esta velocidad las frecuencias sean:

$$f1 = 1270$$

$$f0 = 1070$$

Modulador

Fijando $R7 = 33 \text{ K} \Omega$

$$f_0 = 1/R7C3$$

$$C3 = \frac{1}{33 \times 10^3 \times 1070} = 283 \times 10^{-10} = .0283 \text{ uf}$$

$$C3 = .028 \text{ uf}$$

Con lo que $R7$ será

$$R7 = \frac{1}{1027 \times 10^{-6} \times 1070} = 34.614 \text{ K}$$

$$R7 = \underline{33 + Pof \ 10 \text{ K} \Omega}$$

$$R6 = \frac{1}{1270 \times .027 \times 10^{-6}} = 29.163 \text{ k}$$

Este valor se obtiene con una $R = 27 \text{ K}\Omega$ mas una resistencia variable de $10 \text{ K}\Omega$.

Demodulador

$$f_c = \frac{1270 + 1070}{2} = 1170 \text{ Hz}$$

$$f_c = 1/C_1 R_4$$

Fijamos $R_4 = 27 \text{ K } \Omega$

$$C_1 = \frac{1}{1170 \times 27 \times 10^3} = .0316 \times 10^{-6} \text{ f}$$

$$C_1 = \underline{.033} \text{ uf}$$

$$R_4 = \frac{1}{.033 \times 10^{-6} \times 1170}$$

$$= 25.9 \text{ K} \Omega$$

Componentes de frecuencia

$$\Delta f = 1270 - 1070 = 200 \text{ Hz}$$

$$\Delta f = \frac{R_4 f_c}{R_5}$$

$$R_5 = \frac{25.9 \times 10^3 \times 1170}{200} = 151.41 \text{ k}$$

$$R_5 = 150 \text{ K } \Omega$$

b) Fijando $\beta = 0.1$

$$\beta = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

$$C_2 = \frac{C_1}{4} = \frac{0.33}{4} = .00825 \text{ uf}$$

c) $T_f = 0.3/\text{baud rate}$

$$T_f = \frac{0.3}{110} = .00277$$

Si

$$T_f = R_f C_f$$

$$Y R_f = 100 \text{ K} \Omega$$

$$C_f = \frac{.00277}{100 \times 10^3} = .000027 \times 10^{-3}$$

$$C_f = .027 \mu\text{f}$$

d) Selección del rango de Detección

$$\Delta f = 200 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_c = 200 \times .8 = 160 \text{ Hz}$$

$$\pm \Delta f_c = 320 \text{ Hz}$$

$$C_d = \frac{16}{320} = .05 \mu\text{f}$$

$$C_d = .068 \mu\text{f}$$

5.2 Modem a 300 bauds

En base a las recomendaciones del fabricante se seleccionaron las frecuencias siguientes:

$$f_1 = 2225$$

$$f_0 = 2025$$

Modulador FSK (XR2200)

Fijamos R7 = 33 K Ω

$$f_1 = 1/R_6C_3$$

$$f_0 = 1/R_7C_3$$

$$C_3 = \frac{1}{2025 \times 33 \times 10^3} = .015 \text{ uf}$$

$$= \underline{.015} \text{ uf}$$

$$R_6 = \frac{1}{0.015 \times 10^{-6} \times 2225} = 29962.5$$

$$R_6 = 27 \text{ K} + \text{Pot } 10 \text{ K } \Omega$$

$$R_7 = 27 \text{ K} + \text{Pot } 10 \text{ K } \Omega$$

Demodulador

$$F_c = \frac{2225 + 2025}{2} = 2125$$

$$F_c = 1/C_1R_4$$

$$\text{Fijando } R_4 = 33 \text{ K } \Omega = 27\text{K} + \text{Pot } 10\text{K}$$

$$C_1 = \frac{1}{33 \times 10^3 \times 2125} = 143 \times 10^{-10} = .0143 \text{ uf}$$

$$.012 \text{ uf}$$

Compensación en frecuencia

a) Rango de seguimiento

$$\Delta f = 2225 - 2025 = 200 \text{ Hz}$$

$$\Delta f = R4fc/R5$$

$$\begin{aligned} R5 &= \frac{33 \times 10^3 \times 2125}{200} = 350.62 \text{ K } \Omega \\ &= (330 + 22) \text{ K } \Omega \\ &= 352 \text{ K } \Omega \end{aligned}$$

b) Factor de amortiguamiento

$$\xi = \frac{2}{4} \sqrt{\frac{C1}{C2}} \quad \xi = 0.5$$

$$(2)^2 = C1/C2 \quad = \quad C2 = \frac{C1}{4}$$

$$C2 = .0033 \text{ uf}$$

c) Seleccionando Tf y Cf

$$Tf = \frac{0.3}{\text{Baudrate}} = \frac{0.3}{300} = .001$$

$$\text{Si } Rf = 100 \text{ K}$$

$$Tf = Cfrf$$

$$Cf = \frac{Tf}{Rf} = \frac{.001}{100 \text{ K}} = 1 \times 10^{-8} = .01 \text{ uf}$$

$$C_f = \underline{.01} \text{ uf}$$

d) Rango de Detección

$$\Delta f = 200 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_c = .8 \times 200 = 160 \text{ Hz}$$

$$\pm \Delta f_c = 160 \times 2 = 320 \text{ Hz}$$

$$C_d = \frac{16}{320 \text{ Hz}} = .05$$

$$C_d = .068 \text{ uf}$$

5.3 Modem a 1200 bauds.

Modulador

Seleccionamos las frecuencias:

$$f_1 = 2200$$

$$f_0 = 1200$$

$$f_0 = 1/R_7 C_3$$

$$\text{Si } R_7 = 33 \text{ k}\Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{1200 \times 33 \times 10^3} = 253 \times 10^{-10} = .0253 \text{ uf}$$

$$C_3 = .022 \text{ uf}$$

Recalculando R_7

$$R_7 = \frac{1}{1200 \times .022 \times 10^{-6}} = 37.878$$

$$R_7 = 27K + \text{Pot } 10 \text{ K } \Omega$$

$$R_6 = 1/f_1 C_3$$

$$R_6 = \frac{1}{2299 \times .922 \times 10^{-6}} = 20661.2 \Omega$$

$$R_6 = 15K + \text{Pot } 10 \text{ K } \Omega$$

Demodulador

$$F_c = \frac{f_1 + f_0}{2} = \frac{1200 + 2200}{2} = 1800 \text{ Hz}$$

$$F_c = 1/C_1 R_4$$

$$\text{Si } R_4 = 33 \text{ K}$$

$$C_1 = 1/33 \times 10^3 \times 1800 = .0168 \text{ uf}$$

$$C_1 = .015 \text{ uf}$$

$$R_4 = 1/.015 \times 10^{-6} \times 1800 = 37.037 \text{ K}$$

$$R_4 = 33 + \text{Pot } 10 \text{ K}$$

Componentes de Frecuencia

$$a) \quad \Delta f = 2200 - 1200 = 1000 \text{ Hz}$$

$$\Delta f = \frac{R4 \cdot f_c}{R5}$$

$$R5 = \frac{37037 \times 1800}{1000}$$

$$R5 = 66,666.6\Omega$$

$$R5 = 68 \text{ K } \Omega$$

$$b) \quad \xi = 0.5$$

$$\xi = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{C1}{C2}}$$

$$C2 = \frac{C1}{4} = \frac{.015}{4} = .00375$$

$$C2 = .0033 \text{ uf}$$

$$c) \quad T_f = 0.3/\text{baud rate}$$

$$T_f = \frac{0.3}{1200} = 25 \times 10^{-5}$$

$$\text{Si } R_f = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_f = \frac{T_f}{R_f} = \frac{25 \times 10^{-5}}{10^5} = 25 \times 10^{-10} = .0025$$

$$C_f = .0022 \text{ uf}$$

$$d) \Delta f_c = .8 \times 1000 = 800 \text{ Hz}$$

$$+\Delta f_c = 800 \times 2 = 1600$$

$$C_d = \frac{16}{1600} = .001 \text{ uf}$$

En la fig. 7.8 se puede ver el diagrama eléctrico de un modem Full-Duplex, Asíncrono con baud rate de 1200 bauds.

Para modificar la velocidad de operación como se dijo anteriormente es necesario cambiar el Cristal del UART por uno de valor apropiado y substituir los valores adecuados de Resistencias y capacitores de los incisos 5.1, 5.2 y 5.3.

6. RADIO ENLACE

Para radio enlace se seleccionó el transreceptor (receptor Transmisor) marca REPCO cuyas características principales son su bajo consumo mientras no opera, su diseño enfocado a transmisión intermitente, parametros compatibles con el sistema y su pequeño tamaño (refs. 10 y 11).

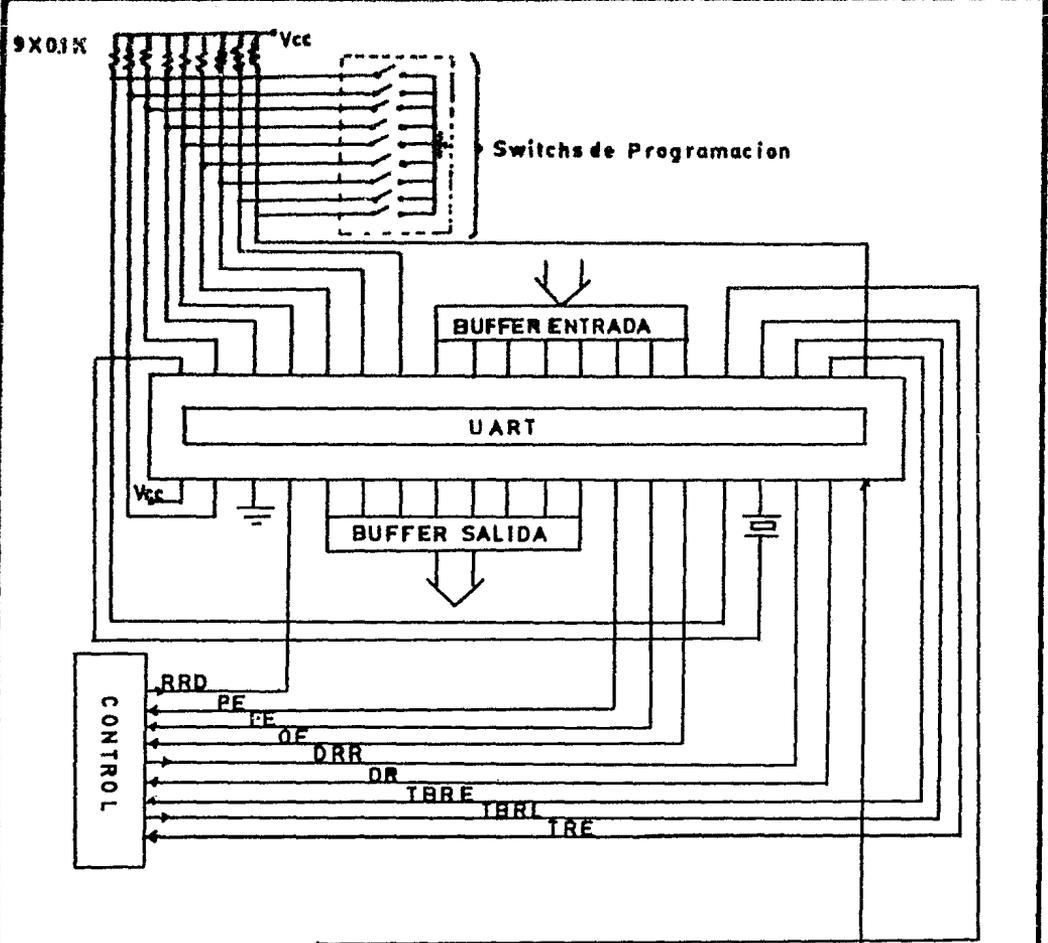
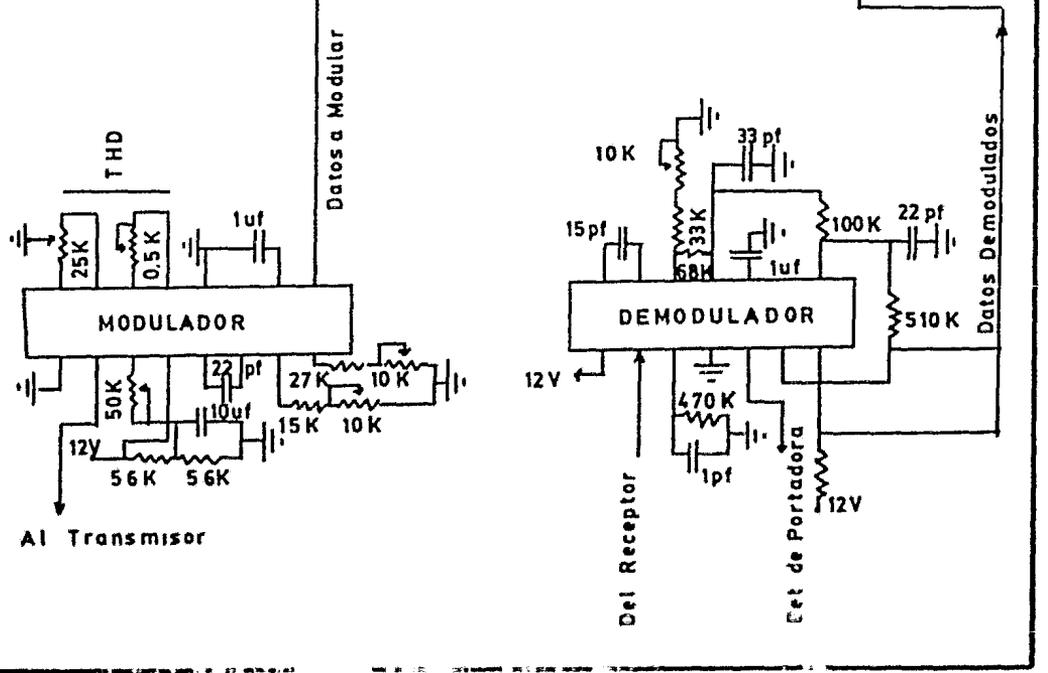


Fig. 7.6

Modem FSK Full Duplex Asincrono [300 Bauds]



CAPITULO VIII
C O N T R O L

1. INTRODUCCION

Como su nombre lo indica esta sección de la ER se encarga de controlar el funcionamiento de la misma, llevando una secuencia en la operación. Dicha secuencia consta de los siguientes pasos:

A. Recepción de la clave de identificación de estación (IDE) que permite seleccionar una ER determinada y retransmitirla al puesto central de registro (PCR), estableciéndose el diálogo entre ambos.

B. Recepción de la clave de lectura (CLC) o calibración (CCC) que permite seleccionar un canal en especial y efectuar con él la medición de una variable o la comprobación del sistema retransmitiéndola al PCR acompañada del resultado de cualquiera de las dos opciones repetido 3 veces.

C. Aplicación de un reset (apagado) del sistema ya sea internamente o por orden del PCR (RG).

2. ESQUEMA PROPUESTO

La implementación electrónica del control se puede ver en la fig. 8.1 En ella se puede apreciar que esta formado por los siguientes circuitos:

- a) Por los comparadores CM1... CM6 que conforman la sección de decodificación.
- b) Por los flip-flop R-S FFI... F F IV, los circuitos monoestables CM1... CM6 y las compuertas lógicas que integran la sección de ejecución.

El alambrado de la sección de comparación se implementó para que respondiera a los siguientes valores en hexadecimal de las claves:

IDE	(FF) H	
CLC	(2X ó 3X) H	X = dirección del canal
CCC	(8X ó 9X) H	
RG	(F3)H	

Cabe aclarar que dicha lógica alambrada permite utilizar los mismos valores binarios para las claves CLC, CCC y RG - de todas las ER del sistema, siendo diferente para cada una de ellas la clave IDE obviamente.

En la fig. 8.1 se puede ver que la clave IDE no puede ser cambiada en un momento dado sin embargo se alambrió así por su simplicidad extrema.

Sin embargo, en la fig. 8.2 proponemos un esquema de IDE programable cuya ventaja más grande sería la de poder sustituir a cualquiera de las ER con otra del mismo sistema o con una de repuesto. Su desventaja mayor es su relativa complejidad y el consumo de energía.

3. FUNCIONAMIENTO

En esta sección describiremos el papel que juega el control en la implementación de la secuencia de interrogación (SDI). Para ello nos ayudaremos con el diagrama de tiempo de la fig. 8.3 y el diagrama de alambrado de la fig. 8.2.

Primero aclararemos que la recepción de una clave cualquiera proveniente del PCR pasa por un proceso de detección por el receptor, una demodulación en el modem y una conversión de -

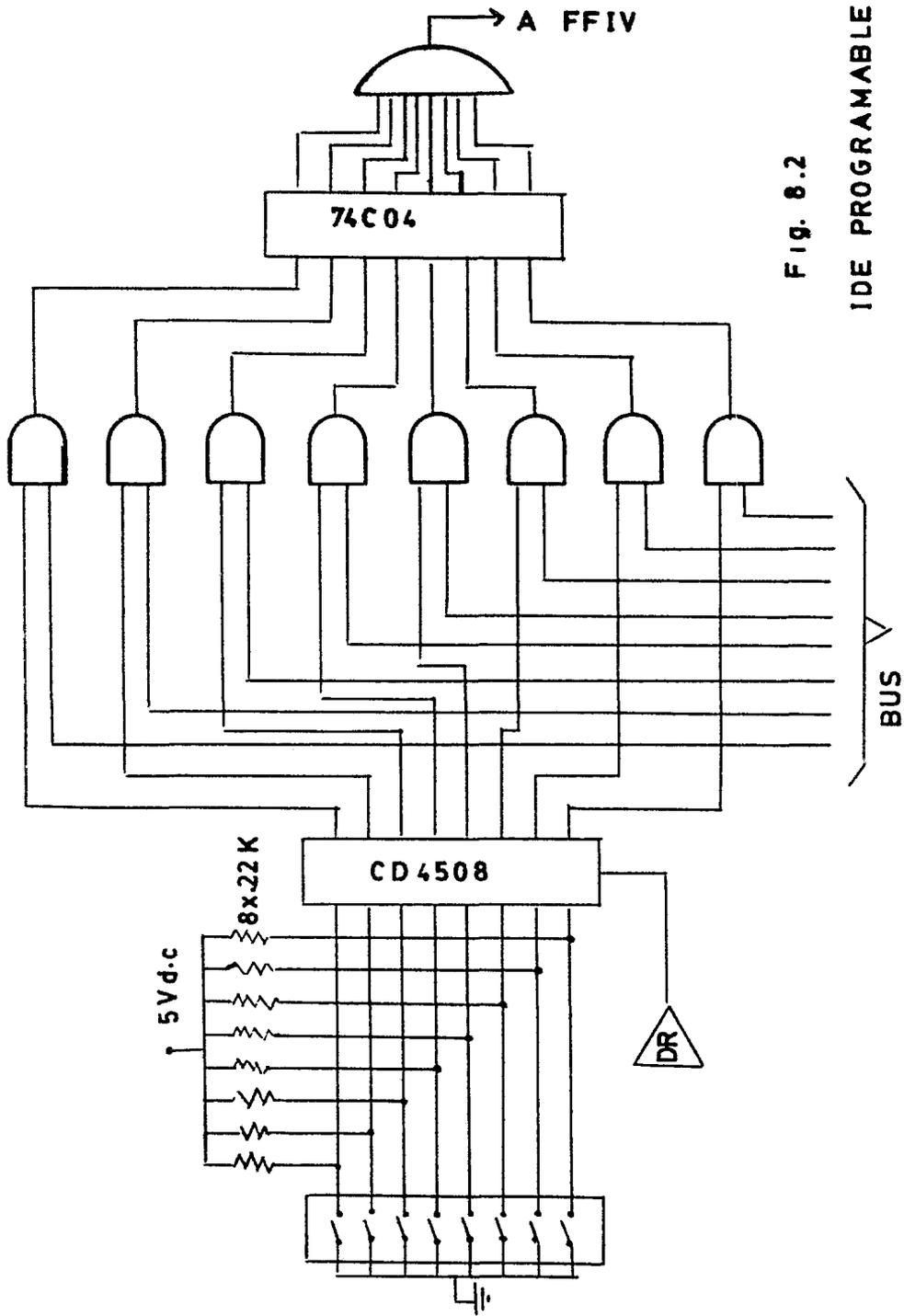


Fig. 8.2

IDE PROGRAMMABLE

serie a paralelo en el UART el cual lo almacena en el Buffer de recepción (RBR). Habiendose detallado este proceso en el capítulo anterior, cuando aquí se refiera a la recepción de una clave, se supondrá que ya paso en forma satisfactoria por todo ese proceso y que se puede disponer de ella con solo habilitar la señal adecuada (RRD).

A continuación se explica cada uno de los procesos en la secuencia indicada.

3.1 Recepción y Transmisión de IDE

Al llegar la IDE, el UART avisa mediante la señal DR, con el flanco de subida de ella el circuito CM1 genera un pulso de 8 m seg, el cual establece a FFI poniendo un nivel alto en RRD con lo que el dato que estaba almacenado en el Buffer de Recepción (RBR) es depositado en el bus.

El único comparador activado en este momento debido a la señal de detección de portadora que entrega el demodulador es CI, si y solo si la IDE recibida es igual a FFH, CI establece FFIV activando la señal A, la cual, a través de la compuerta A8 permitirá que en lo sucesivo se habiliten los comparadores CII, CIII, CIV y CV cada vez que DR tenga un nivel alto.

Con el frente de subida de A el circuito CM2 genera un pulso de 8m seg (TBRL) que carga la IDE, presente en el bus, en el buffer de transmisión, iniciandose la serialización, codificación y modulación del mismo.

Este mismo pulso activa FFII, satura al transistor --- (BC237) que acciona al relevador de encendido del transmisor.

Terminada la serialización el UART activa la señal TRF que se utiliza para dos cosas:

a) Para restablecer DR habilitando nuevamente la recepción de datos, vía la compuerta A1.

b) Para incrementar el contador de década tipo Johnson (consultar ref. 12) que permite realizar dos funciones: Repetir los datos resultantes de la medición o calibración tres veces y restablecer (apagar) el sistema, poniendo nuevamente en estado de alerta, en espera de una nueva SDI.

3.2 Recepción de CLC o CCC

Habiendose establecido el protocolo de comunicación el siguiente paso es la recepción de cualquiera de las claves CLC o CCC.

Esta clave, como ya se dijo contiene dos informaciones: la indicación de que lo deseado es una lectura o una calibración, para lo cual se utilizan los 4 bits más significativos y los comparadores CII y CIV y el número del canal sobre el que se desea efectuar dicha operación, para lo cual se utilizan los 4 restantes bits, el decodificador de direcciones del ADC y el comparador CVI.

Los ocho canales del CAD se seleccionan con las direcciones 0H- a -7H y el canal de lluvia con la dirección 9H. Se puede desprender de esto que de acuerdo con la lógica alambrada se puede agregar al sistema 7 canales más agregando un decodificador de 3 a 8 en sustitución del comparador CVI.

3.2.1 Analizaremos primero el caso de la recepción de CLC y -- que el canal solicitado es el de lluvia.

1º Paso

Al llegar CLC, DR se pone en un nivel alto, depositan-

do dicha clave en el bus de datos, habilitando RRD a travez de FF1, habilitados los comparadores CII, CIV, CVI, por haberse establecido el diálogo, solo CIV y CVI producirán un nivel alto - (puntos de prueba B y F respectivamente) y F hará que M tenga un nivel alto que permitirá que el pulso generado por CM3 (E) - cargue el contenido del contador de lluvia (CD4520) en el - - - buffer de lluvia (CD4505), reseteando el contador e iniciando un nuevo conteo.

El pulso 1 CM4 (E0 se utiliza también para setear FFII que enciende el transmisor y que al ser invertido por NOR1 inicializa la serialización y transmisión de CLC que todavía se encuentra en el bus de datos.

2º Paso

Terminada la serialización, TRE vuelve a su nivel alto, generandose un nuevo pulso con CM3 que deshabilita DR. Al mismo tiempo incrementa el contador que pone un nivel alto en C, - que será permanente durante el conteo de los tres pulsos siguientes.

La señal C a travez de A1, obliga a RRD a permanecer alta, poniendose en edo. de alta impedancia al buffer receptor -- del UART durante el tiempo que este activa, sucediendo lo mismo con DR por lo que los comparadores estan deshabilitados.

Otra función adicional de C es la de controlar el paso de TRE a travez de A3, con lo que CM5 empieza a generar un pulso, apartir de este momento, cada vez que TRE tome un nivel alto. - Es decir que TRF, terminada la serialización y transmisión de CLC, depositará y transmitirá 3 veces el conteo de lluvia sin que el transmisor se apague en dicho intervalo.

Cuando el contador lleque a la cuenta de 4 pondrá un -

nivel alto en D que borrará el contenido del buffer de lluvia y reseteará los circuitos FFI, FFIII, FFIV y FFII que apaga el - - transmisor y por último se resetea el mismo. En este momento todo el sistema de la ER se inicializa y queda a la espera de una nueva SDI.

3.2.2 Recepción de CLC con un canal diferente al de lluvia.

El proceso es igual al del inciso anterior solo que -- CVI no producirá un nivel alto (M sera bajo) y el pulso E pasará a través de A5 cargando la dirección en el decodificador de dirección del CAD e iniciando la conversión a digital del valor analógico a la entrada del canal seleccionado.

El mismo pulso E serializará CLC que, una vez terminada TRE deshabilitará el buffer del UART (RRD) y todos los comparadores.

El contador pondrá C a un nivel alto que, a través de A6, ayudado por N y la señal de fin de conversión del CAD, depositarará en el bus de datos la palabra digital generada. A continuación se repite el proceso de transmisión repetida de dicha - información y el apagado del sistema.

3.3 Recepción de la clave CCC

Este proceso se diferencia del de recibir CLC solo en que ahora quien producirá el pulso E será el comparador CII. - El nivel alto que proporciona este comparador es utilizado por CM6 para almacenar la dirección del canal que se encuentra en - el bus de datos en ese momento, en el decodificador de dirección del multiplexor (CD4548).

Cada una de las salidas de este decodificador maneja-- un transistor BC237 que sirve para hacer actuar al relevador --

correspondiente y desconectar la entrada proveniente del transductor, sustituyendola por un voltaje de referencia apropiado - para lograr que el CAD nos entregue un valor de FFH.

Este valor servirá para saber en un momento dado desde el PCR, si la ER esta funcionando correctamente, constando de - esta manera, que la información recibida es confiable.

Como se puede ver, el sistema de calibración se implementó únicamente para los canales analógicos, que son los más - susceptibles de desajustarse, así mismo, probar el contador de - lluvia requeriría de una circuitería más compleja.

4. RESET GENERAL

Se puede ver en la fig. 8.2 que el comparador CIII será activo solo cuando se reciba un valor de F3H que corresponde al apagado externo de la ER.

Esta señal, enviada desde el PCR tiene una función - idéntica al reset interno dado por el contador, solo que se puede aplicar desde el PCR.

La función de él es prevenir la situación de que el -- transmisor de alguna ER quedase encendido.

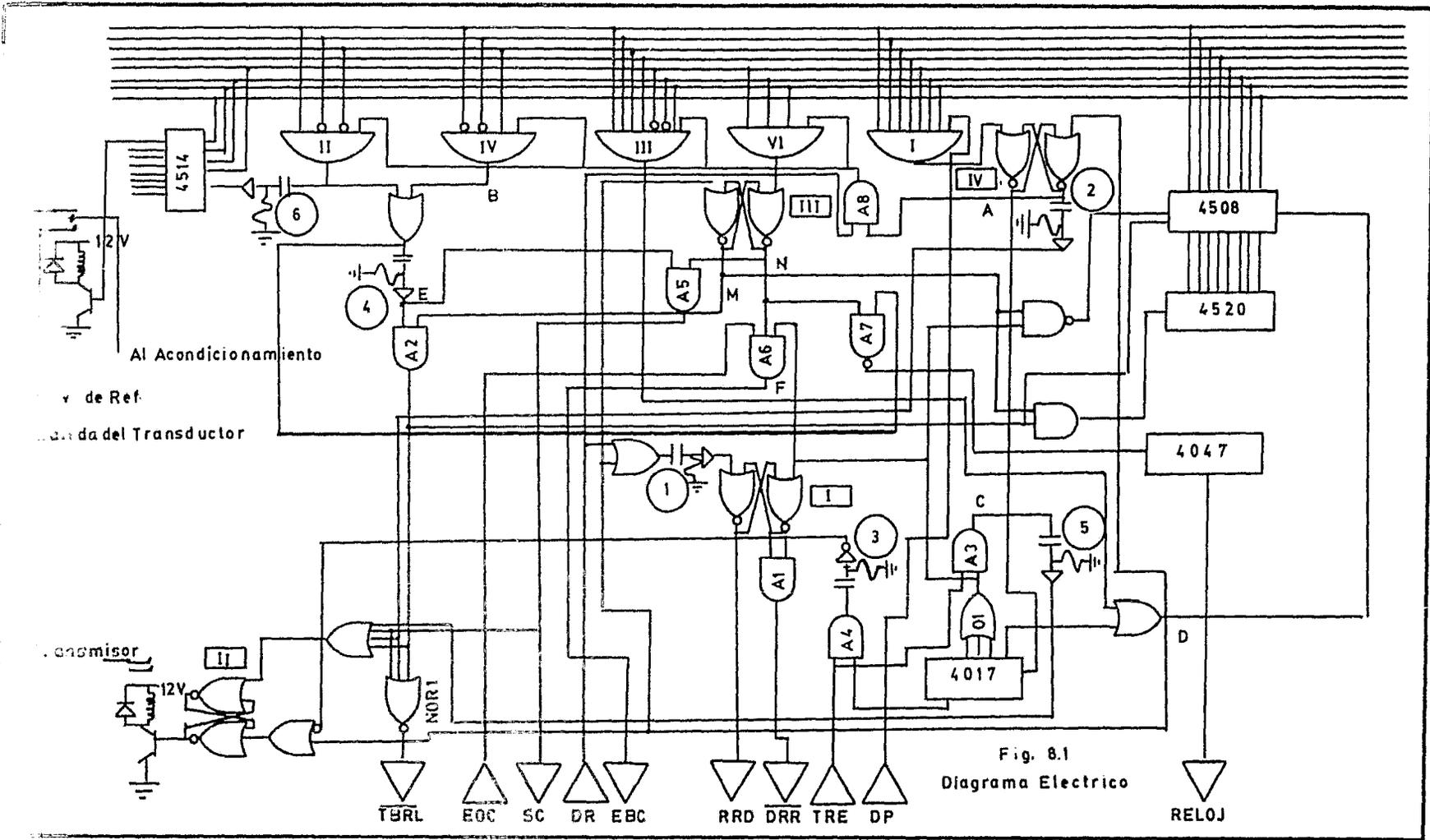
Esta situación al ser detectada en el PCR provocará -- que se envíe una señal de RG que finiquitará el problema.

5. COMENTARIOS

A esta altura, surge la pregunta ¿Que pasara si la SDI se interrumpe?.

Si el PCR, por alguna causa no recibio la IDE correcta o no recibio ninguna contestación, puede volver a intentar el establecimiento del protocolo cuantas veces lo considere conveniente.

Si ya establecido el protocolo, la información recibida en el PCR es incorrecta, tiene que volver a iniciar la SDI, ya que la ER quedo en posición de alerta después de mandar dicha información. Si no se recibió la información se puede insistir desde el PCR, mandando la clave correspondiente (CLC o CCC) las veces que se considere pertinente.



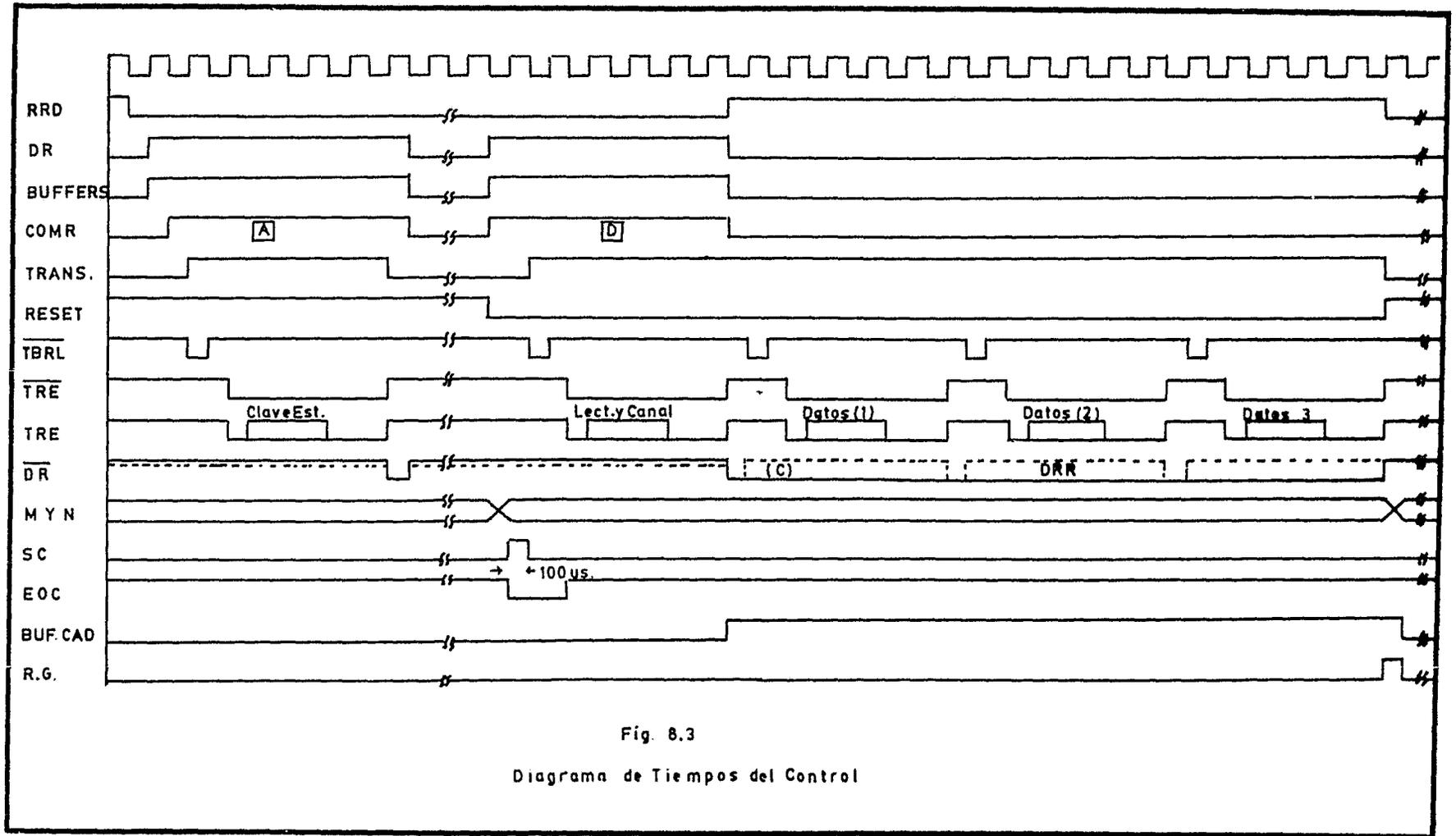


Fig. 8.3

Diagrama de Tiempos del Control

CAPITULO IX
ALIMENTACION

1. INTRODUCCION

La E.R se diseñó para que pueda trabajar indistintamente en lugares en donde halla o no suministro de energía eléctrica.

2. MODULO DE ENERGIA SOLAR

Para operar en lugares deshabitados se propone como sistema de alimentación un módulo que comprende un panel de celdas solares con su respectivo regulador de carga, diodo de bloqueo y una batería en flotación. Dicho arreglo se puede ver en la fig. 9.1.

Se podría pensar que se requieren dos módulos, uno para alimentación positiva y otro para negativa, debido a los Amp. Operacionales de la etapa de acondicionamiento. Sin embargo, tomando en cuenta que todos los sensores entregan voltajes arriba de cero volts, se requerirá solo amplificación positiva, lo que permite que los amplificadores puedan operar con una sola alimentación de +12 volts (ver fig. 9.2).

3. ALIMENTACION DE C.A.

En lugares en donde exista suministro de energía alterna, se recomienda utilizar un rectificador como el que se ve en la fig. 9.3, especialmente diseñado para los requerimientos de las ERs. Sin la modificación vista en la fig. 9.2.

Un problema adicional resulta del hecho que este módulo entrega +12 volts, los cuales se aplican directamente a los Amp Ops., al transmisor y al modem FSK. Sin embargo, para los demás circuitos es conveniente, por cuestiones de niveles de voltaje y consumo, alimentarlos con +5 volts, para ello se imple--

mentó un circuito reductor-regulador de voltaje, cuyo alambra--do se puede ver en la fig. 9.4.

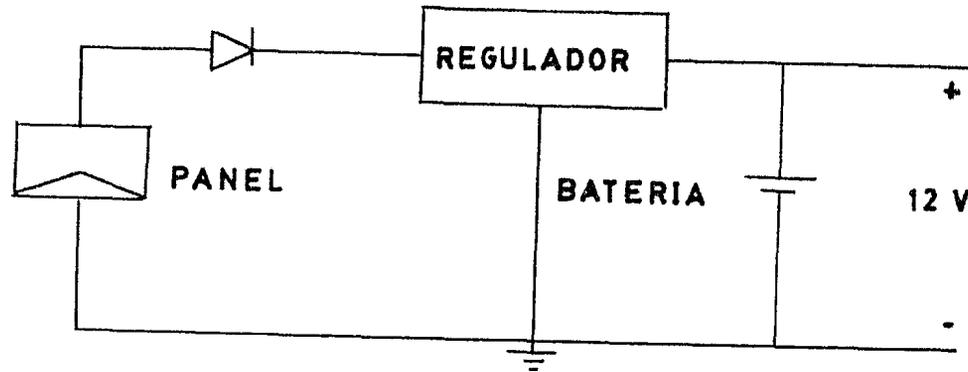


Fig. 9.1 Alimentación con Celdas Solares

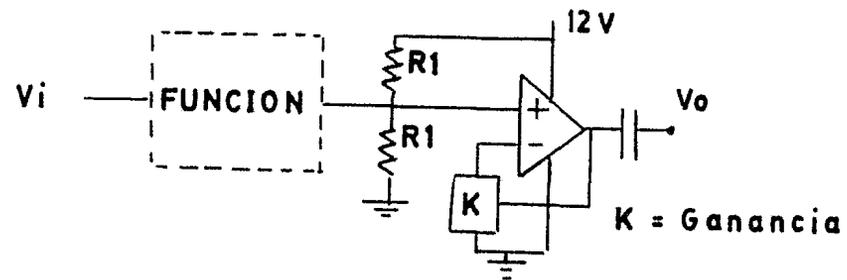


Fig. 9.2 Polarización con una Fuente

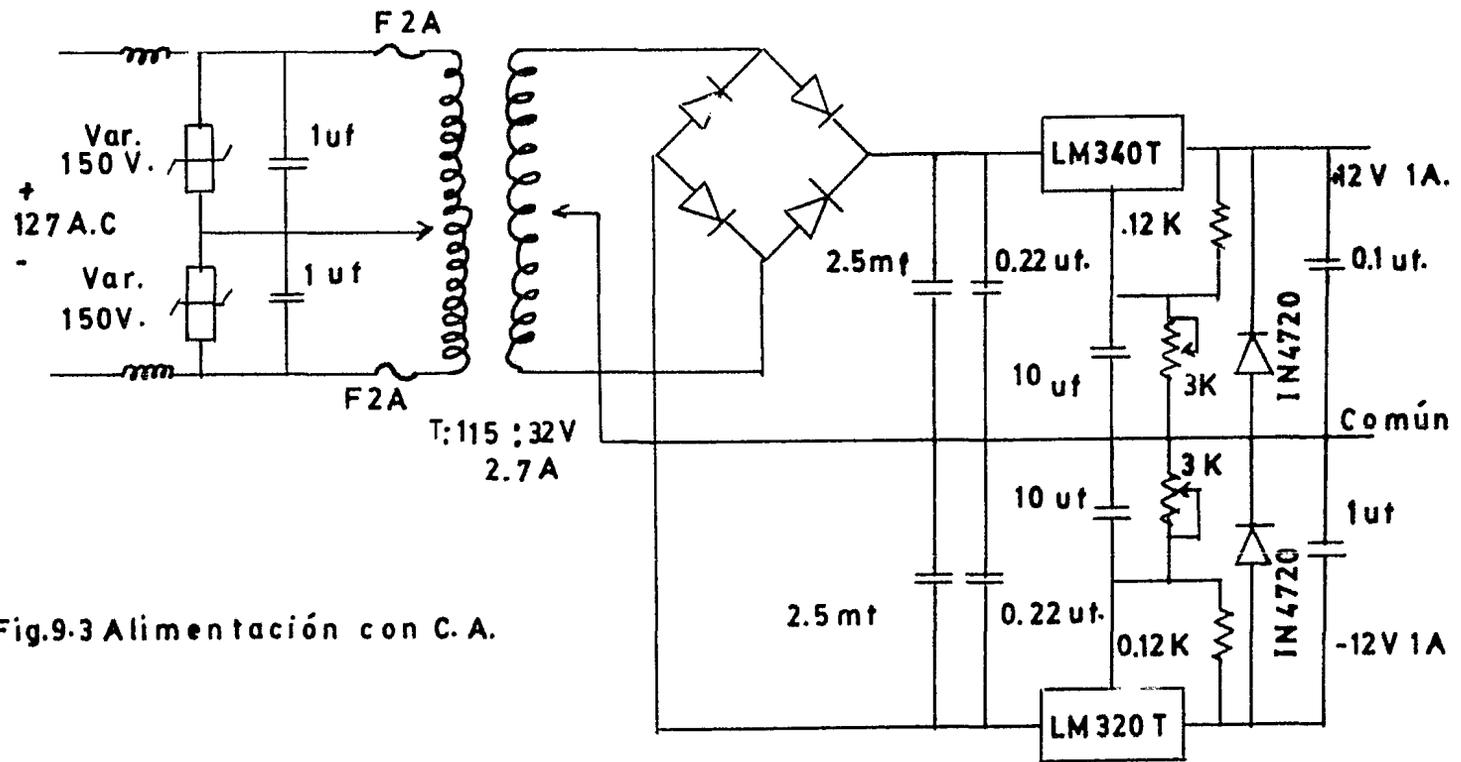


Fig.9.3 Alimentación con C. A.

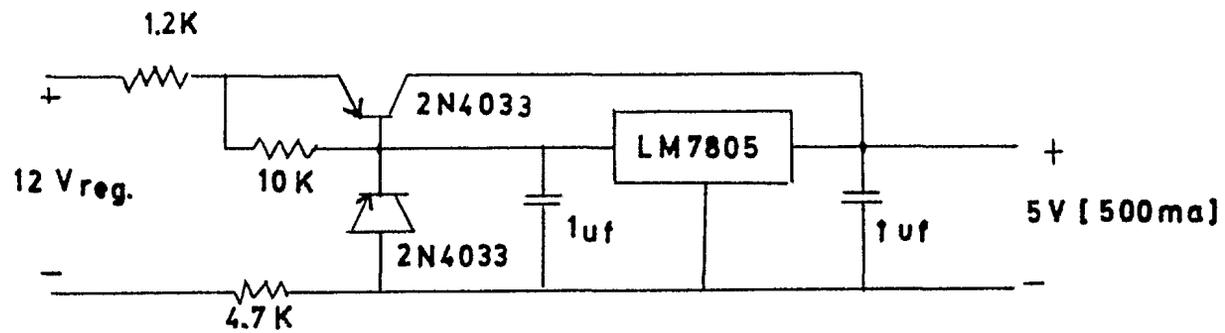


Fig. 9.4 Circuito de Alimentación a 5 V.

CAPITULO X
CONCLUSIONES Y COMENTARIOS

1. EVALUACION FINAL

En el apendice 4 se da el listado de un programa en -- Pascal que simula el funcionamiento de la E.C. Con él se llevaron a cabo pruebas de ensayo encaminadas a determinar la mejor-configuración posible para las ER's, así como para el manejo, - procesamiento y presentación de la información en la EC.

Se construyó un prototipo de ER con el que se lleva-- ron a cabo diversas pruebas tendientes a comprobar la factibi-- lidad del diseño. El resumen de dichas pruebas se puede ver en la tabla 10.I.

De dicha tabla se puede apreciar lo siguiente.

la E.r aquí diseñada consume poca energía, con lo que-- se logró el objetivo primario de que fuera económica de consu-- mo.

Posee pocos componentes con lo que resultó un sistema-- sencíllo y barato, y por lo tánto, de fácil mantenimiento.

2. APLICACIONES

A continuación justificaremos el objetivo inicial de - que fuera versátil dando tres posibles aplicaciones.

2.1 Calibración de un Radar Metereológico.

Un radar metereológico es una herramienta que se utiliza para saber rápidamente como se distribuyen las precipitacio-- nes pluviales sobre extensas zonas. Sin embargo, los datos ob-- tenidos de esta manera poseen una incertidumbre del 40%, de - -

aquí que surgiera la inquietud de plantear nuevos arreglos de redes metereológicas alrededor de este tipo de radares.

El arreglo sugerido consiste en integrar un sistema -- ER's-Radar que combine los datos obtenidos por la red metereológica terrestre con las imágenes de distribución de lluvia obtenidas por medio del radar, eliminandose así, los errores en que se incurre utilizando solo el radar.

2.2 Control Supervisorio

A esta altura es sabido que la ER aquí planteada es un sistema de adquisición de datos capaz de entregar resultados en forma digital, por ende, una aplicación obvia sería la de formar con ella un sistema de control supervisorio que permita monitorear comodamente desde cierto lugar el desarrollo de un proceso.

El seguimiento de variables tales como temperatura, -- presión, flujo, velocidad etc., se podría llevar a cabo con -- ella, con solo etapas de acondicionamiento adecuado. Además, -- con las ventajas que brindaría el puesto central, se podría estarlas visualizando en la pantalla continuamente, comparandolas contra valores mínimos y máximos establecidos por software, tener señales de alarma visuales y auditivas, además de contar -- con facilidades de procesamiento, impresión y archivado de dicha información.

Como se puede apreciar fácilmente esta aplicación es -- la más versatil y la que más facilidades de implementación tendría, en nuestra industria.

2.3 MONITOREO DE SEÑALES

Como los equipos utilizados por PEMEX en el monitoreo de señales durante la perforación de pozos petroleros.

3. APORTACION

Por lo anterior se considera que este trabajo aporta a nuestro país la posibilidad real de sustituir tecnología extranjera en el área de equipos de monitoreo, generalmente de costos elevados. Con esto además de fortalecer el desarrollo tecnológico se obtendría un considerable ahorro de divisas.

TABLA 10. I

SUMINISTRO DE ENERGIA SIN CONTAR EL DEMODULADOR Y ETAPA DE ACON
 DICIONAMIENTO

STAND BY

Control	2.75 MA
Referencia	4.6 MA
Receptor Repco.	8.0 MA

ESTACION ACTIVADA

Control	4.4 MA	
Modulador	47 MA	
Transmisor	400 MA	12 Vdc.
Receptor	87 MA	12 Vdc.

VELOCIDADES DE TRABAJO

110	BAUDS
300	"
1200	"
2400	"

BIBLIOGRAFIA

1. Handbook of Transducer for Electronics
Norton Harry
Ed. Prentice Hall 1969.
2. Handbook Temperature Measurement
Omega Engineering 1969
3. Data Book CMOS/MOS B
SGS 1981.
4. Transducer in Digital Systems
G.A. Woolvet
IEE Control Engineering Series
5. Linear Data Book 1980
National Semiconductors
6. Linear Data Book
Intersil
7. Digital and Analog Comunication Systems
K. Sam Shanmugam
Ed. Wiley.
8. Introduction to Teleprocesing
James, Martin
Prentice Hall
9. Modulation Theory
Harold S. Block
Bell Telephone Laboratory

10. Modem Para un Enlace de Telemetría
Rolando Carrera y Roberto Quas
I. de Ingeniería.
11. Instructions Manual
RF Link Devices
Repco
12. CMOS DATA BOOK
SGS
13. Colector Automático de Información Hidrométrica
Roberto Quas
I. de Ingeniería Proyecto 0909
14. Principles of Active Networks
Daryanani
Ed. Wiley.
15. Circuits Integrated
Exxar.

APENDICE I.

TABLAS DE COMPARACION DE
TRANSDUCTORES COMERCIALES

TABLA 1.1 TEMPERATURA

Especificaciones	Weather Measure M. TR 10	Weather Measure M. TRSG-RH 1	Weather tronics 4470	Weather tronics 4480	Teledyne Geotech
Rango de temp. de medición	-50 a 60° C	-30 a 130°	-50 a 50° C	-30 a 50° C	-30 a 50° C
Sensor	Rpt de 100 Ω	Rpt de 100 Ω	Rpt de 100 Ω	thermistor	thermistors
Exactitud	1 %	1 %	± 0.1° C	± 0.3° C	± 0.16° C
Tiempo de respuesta	7 segundos	7 segundos	10 segundos	10 segundos	10 segundos
Consumo	5 MA	5 MA			
Voltaje de salida				0 a 5 V D.C.	
Fuente de medición				12 V D.C.	

En base a una evaluación de las características principales se seleccionaron los siguientes transductores, de acuerdo con las tablas 1-10

1. Temperatura: Marca Weather tronics
Modelo 4470
2. Anemómetro : Marca Weather tronics
Modelo 2031
3. Indicador de dirección de viento: Marca Weather tronics
Modelo 2020
4. Medidor de lluvia (Tipping Bucket) Marca Weather tronics
Modelo 6010
5. Radiación solar: Marca Weather tronics
(pironamómetros) Modelo 3020
6. Presión: Marca Weather tronics
Modelo 7115 (pág 145)
7. Humedad: Marca Weather tronics
Modelo 51.20

TABLA 1.2 SKYVANE (VELETA E INDICADOR DE VIENTO TIPO AVION)

Características	Weather Measure Co. Modelo W 112,113	Weather tronics Co. Modelo 2111	Teledyne Geotech
Tamaño	75.6 x 76.2 cm	55.8 x 51.5 cm	
Velocidad de disparo	1 MPH (0.45 m/seg)	2 MPH (1 m/seg)	2 MPH (1 m/seg)
Velocidad máxima	200 MPH (91 m/seg)	222 MPH (100 m/seg)	
Sensor de velocidad	generador de D.C.	generador de D.C.	frecuencia proporcional
Salida máxima	15 volts a 100 MPH	3 V a 77 MPH	a la velocidad
Sensor de posición	R de 1000 Ω	R de 1000 Ω	R de 10 K Ω
Exactitud	\pm 1% para v < 25 MPH	\pm 1%	\pm 2% (velocidad)
	\pm 3% para v > 25 MPH	\pm 3%	\pm 3% posición requiere fuente de 10 a 15 volts

TABLA 1.3 ANEMOMETRO (de copas)

Especificaciones	Weather Measure Modelo 103 B-355	Weather tronics Modelo 2031	Teledyne Geotech Modelo 1564 B	Teledyne Geotech Modelo 50.18
Tamaño	42.6 x 17.8	65 x 30 cm	7.6 cm x 38 cm	5.7 x 33 cm
Velocidad de disparo	4 MPH (0.45 m/seg)	0.5 MPH (\pm .22 m/seg)		
Velocidad máxima	100 MPH	100 MPH		
Sensor	Gan.de C.D.	Gan.de C.D.	frecuencia proporcional a la velocidad	frecuencia proporcional a la velocidad
Salida máxima	500 MV a 50 MPH	500 MV a 100 MPH	10 V pico a pico	3 V pico a pico
Exactitud	\pm 1% a v 7.15 MPH	\pm 1% a v \pm .11 MPH		

TABLA 1.4 ALETA DE VIENTO (Wind Vane)

Especificaciones	Weather Measure W 104	Weather tronics Modelo 2020	Teledyne Geotech
Tamaño	57.8 x 57.2 cm	65 x 30 cm	7.6 x 38 cm
Velocidad de disparo	0.75 MPH	± 0.5 MPH	0.70 MPH
Rango	0 a 360° y 0 a 540°	0 a 360° y 0 a 540°	
Sensor	potenciómetro 1 KΩ	potenciómetro 1 KΩ	potenciómetro 10 KΩ
Exactitud	0.72°	2°	± 3°
Consumo		5 MA máximo	1 MA máximo

TABLA 1.5 MEDIDOR DE LLUVIA

Características	Weather Measure Modelo P 501-1	Weather tronics Modelo 6010	Teledyne Geotech Modelo PG/100
Sensitividad		0.01"	2.5 mm
Resolución		0.01	
Exactitud	0.5%	0.5%	0.5%
Tiempo de respuesta	0.1 seg de cierre	0.2 seg de cierre	salida por potenciómetro
Tamaño	50.8 x 24.1 cm	8" x 18"	8" diámetro
Sensor	Tipping Bucket (vuelco de cubeta)	Tipping Bucket (vuelco de cubeta)	Tipping Bucket (vuelco de cubeta)

TABLA 1.6 RADIACION SOLAR NETA (RADIOMETRO)

Especificaciones	Weather Measure Co. Modelo R 421	Weather tronics Modelo 3030	Teledyne Geotech TCH-188-29
Tamaño	6" x 2"	6" x 2"	.057 m ³ (2 ft ³)
Sensitividad	+ mV a + 1.4 gm Cal/cm ² mín	+ 4 mV a + 1.4 gm Cal/cm ² mín	1.5 mV a + 1 gm Cal/cm ² /mín
Tiempo de respuesta	12 segundos	12 segundos	10 segundos
Exactitud			3%
Impedancia de salida		5 Ω	
Sensor	22 termopilas	22 termopilas	termopila compensada alimentada de 10 volts
Salida máxima	4 mV	4 mV	1 a 3 mV
Longitud de onda espectral	0.3 a 60 u	0.3 a 60 u	0.3 a 60 u

TABLA 1.7 RADIACION SOLAR (PIRANOMETROS DE CELDAS FOTOVOLTAICAS DE SILICON)

Especificaciones	Weather Measure Co. R 414	Weather tronics 3120	Teledyne Geotech
Tamaño	5" diámetro	5" x 4"	
Constante de tiempo	1 m segundo	1 m segundo	
Sensitividad	50 mV por gm Cal/cm ² mín	50 mV por gm Cal/cm ² mín.	
Impedancia (salida)	1 Ω	1	
Longitud de onda espectral	0.35 a 1.15 u	0.35 a 1.15 u	
Sensor	celdas fotovoltaicas	celdas fotovoltaicas	

TABLA 1.8 RADIACION SOLAR (STARPIRONAMOMETROS)

Especificaciones	Weather Measure Co. Modelo R 413	Weather tronics Co. Modelo 3020	Teledyne Geotech
Tamaño	13.5 x 9 cm	13.5 x 9 cm	
Sensitividad	8 mV por gm Cal/cm ² mín	8 mV por gm Cal/cm ² mín	
Impedancia de salida	38 Ω	30 - 34 Ω	
Longitud de onda espectral	0.3 a 3 u	0.3 a 3 u	
Tiempo de respuesta	50 segundos	4 segundos	
Sensor	72 termopilas	72 termopilas	

* langley = calorías/cm²

TABLA 1.9 PRESION

Especificaciones	Weather Measure Modelo B 242	Weather tronics Modelo 7115	Teledyne Geotech Modelo BP-100
Tamaño	22.9 x 14 x 14 cm	38 x 39 mm	18 x 10.8 x 13 cm
Rango	600 a 1050 mb	700 a 1100 mb	28"/32" Hg o 19"/25.7"
Linealidad	± 0.5 mb/100 mb		± 0.3%
Resolución	infinita	0.1%	0.15%
Rango de temperatura de operación	-20 a 40° C	0 a 125° F	-34 a 82° C
Fuente de alimentación	10 a 12 V D.C.	5 a 10 V D.C.	Acondicionador 12 V D.C.
Voltaje de salida	0 a 0.04 V D.C.	0 a 5 volts D.C.	26"/100 mb de cambio
Sensor	celdas aneroides		diafragma
Impedancia de salida		450	3000

TABLA 1.10 HUMEDAD

Especificaciones	Weather Measure Co. Modelo HMP-14 u	Weather tronics Modelo 5120	Teledyne Geotech Modelo RH (100)
Tamaño	4 x 6 x 0.2 mm	6.7" x 4.3" x 9.4"	11.4 x 5.7 x 5.7
Rango	0 a 100%	0 - 100%	10 a 99_
Tiempo de respuesta	1 segundo	1 segundo	
Sensibilidad	0.2%		
Fuente de alimentación	12 V D.C.	9.6 V D.C.	8 a 30 m A
Voltaje de salida	0 a 100 mV	0 a 100 mV	0 a 150 m A
Sensor	placa capacitiva	placa capacitiva	8 celdas bifilares
Exactitud	$\pm 3\%$		$\pm 3\%$
Consumo			
Rango de temperatura de operación		-20 a 55° C	-18 a 49° C

APENDICE II
DISEÑO DE DOS FILTROS BUTTERWORTH PARA LA ETAPA
DE ACONDICIONAMIENTO DE UNA ESTACION REMOTA

1. INTRODUCCION

Se presenta la síntesis del diseño de dos filtros paso bajas aproximación Butterworth configuración Sallen and Key, - destinadas al acondicionamiento de las señales de los transduc- tores. El objetivo principal de estos filtros es eliminar las- perturbaciones debidas al ruido, proporcionando al mismo tiempo una cierta amplificación para adecuar dichas señales al nivel - requerido en la entrada del conversor A-D.

2. APROXIMACION BUTTERWORTH

En esta parte se describe brevemente en que consiste - dicha aproximación y se justifica el porque de la selección de- la misma.

Para ello se analizará la función (1) que define el -- comportamiento de un filtro paso bajas.

$$|H(j\omega)|^2 = 1 + |K(j\omega)|^2 = 1 + \left| \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} \right|^2 \quad (1)$$

donde:

$H(j\omega)$ función que se desea obtener

$K(j\omega)$ función racional.

Dicha aproximación consiste en seleccionar una fun- - ción $K(j\omega)$ tal que su magnitud sea lo suficientemente pequeña en la- banda de frecuencia de paso para lograr que la magnitud de - -- $H(j\omega)$ sea lo más cercana posible a la unidad, es decir, que no- exista atenuación.

Así mismo $K(j\omega)$ debe tener una magnitud lo suficientemente grande para reunir los requerimientos de atenuación en la banda de frecuencia que se desea suprimir.

La aproximación Butterworth propone que:

$$K(j\omega) = P_n(j\omega) = \epsilon \left| \frac{\omega}{\omega_p} \right|^n \quad (2)$$

donde:

ϵ constante

n orden del polinomio

ω_p frecuencia máxima que se desea dejar pasar sin -- atenuación.

Sustituyendo la ec (2) en (1)

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{V_{in}(j\omega)}{V_o(j\omega)} \right| = \sqrt{1 + \epsilon^2 \left| \frac{\omega}{\omega_p} \right|^{2n}} \quad (3)$$

Del análisis de la ec. (3) se desprende que la magnitud de $|H(j\omega)|$ será igual a 1 sólo si $\omega = 0$, es decir que solo para bajas frecuencias la atenuación en la banda de paso será mínima.

Para analizar el comportamiento de (3) a medida que ω aumenta se desarrolla en una serie polinomial de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \left| 1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \right|^{1/2} &= 1 + \frac{1}{2} \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} - \frac{1}{8} \epsilon^4 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{4n} + \\ &+ \frac{1}{16} \epsilon^6 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{6n} \end{aligned} \quad (4)$$

Esta expansión muestra que las primeras $2n-1$ derivadas serán nulas para $\omega = 0$ y como se dijo desde el principio que $K(j\omega)$ es un polinomio de orden n , se llega a la conclusión de que la pendiente será plana para valores de ω pequeños y que n denota el número máximo de derivadas que pueden ser hechas cero.

Se demuestra fácilmente:

- a) Que la atenuación máxima en la banda de paso estará dada por:

$$A_{\text{máx}} = 10 \log_{10} (1 + \epsilon^2) \quad (5)$$

- b) El parámetro ϵ está relacionado con $A_{\text{máx}}$ por:

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1 A_{\text{máx}}} - 1} \quad (6)$$

- c) Para frecuencias mayores a ω_p la atenuación estará dada por:

$$A_{\text{bp}} = 20 \log_{10} \left[\epsilon \left| \frac{\omega}{\omega_p} \right|^n \right] \quad (7)$$

De lo anterior se puede resumir que la función de transferencia de los filtros debe de ser lo más parecido posible a la función $K(j\omega)$ propuesto por Butterworth por las siguientes razones:

- a) Su respuesta a bajas frecuencias como las que manejaremos es plana.

- b) Los coeficientes de la función de transferencia $K(j\omega)$ se encuentran optimizados y tabulados con lo que se simplifica el trabajo de diseño.
- c) Su funcionamiento está optimizado para bajas frecuencias como las que se manejan en la etapa de acondicionamiento.

3. CONFIGURACION SALLEN AND KEY

Obtenida la función de transferencia óptima el siguiente paso en su implementación física..

Existen muchas maneras de construir funciones de transferencia del tipo paso bajas que van desde las conocidas como pasivas (resistivo-capacitivo, resistivo inductivo) pasando por las activas (proveen una cierta amplificación) hasta las sofisticadas técnicas digitales.

Para este caso se utilizará una configuración del tipo activo conocida como Sallen and Key. En la fig A.2.1 se puede ver la implementación de un filtro paso bajas del tipo Sallen and Key de $n = 2$.

Del análisis de la fig. A.2.1 se pueden deducir fácilmente las siguientes ventajas.

1. Ganancia ajustable (K) dada por:

$$K = 1 + R_4 / R_3$$

2. No invierte la señal de entrada V_i (configuración-no inversora).

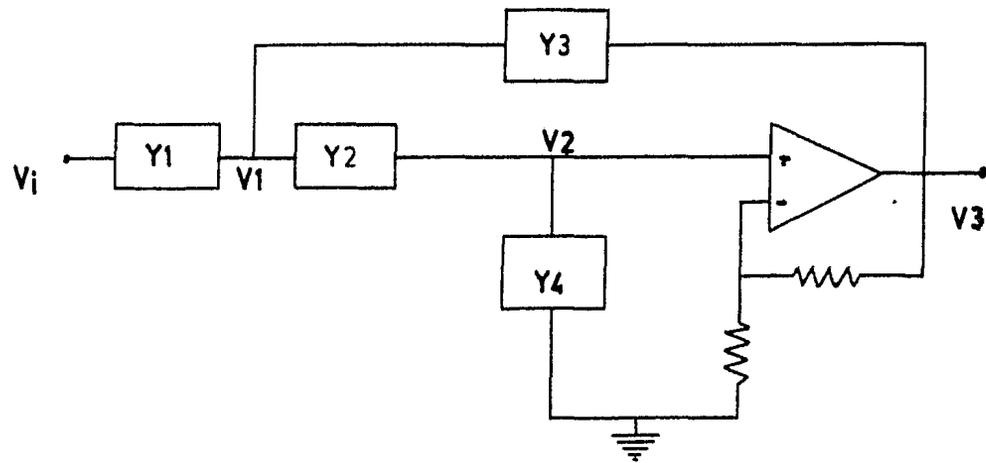


Fig.A.2.1 Filtro de $n=2$, Sallen-Key

3. Posee un número mínimo de elementos en comparación a otro tipo de configuraciones activas (realimentación múltiple ganancia infinita, variables de estado, etc).

4. Aprovecha las ventajas inherentes del Amplificador Operacional como son: la facilidad de ajustar sus parámetros, - baja impedancia de salida, alta impedancia de entrada.

Esta última característica permite conectar en serie - varias etapas para lograr configuraciones de mayor orden sin -- ningún problema, ya que sus parámetros se pueden ajustar inde-- pendentemente.

A continuación se obtendrá la función de transferencia de esta configuración para que igualandola con la de la función $K(j\omega)$ de Butterworth, optimizada, se obtengan los valores de -- las admitancias Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 .

3.1 Análisis Matemático de la Configuración Sallen and Key

Partiendo de la fig. A.2.1, haciendo un análisis de ma-- llas se establecen las siguientes ecuaciones:

$$a) \quad V_3 = V_2 (1 + R_4/R_3) = V_2 K$$

$$b) \quad (V_i - V_1) Y_1 = (V_1 - K V_2) Y_3 + (V_1 - V_2) Y_2$$

$$c) \quad (V_1 - V_2) Y_2 = V_2 Y_4$$

Poniendo a, b, c en forma matricial.

$$\begin{vmatrix} Y_1 + Y_2 + Y_3 & - (K Y_3 + Y_2) \\ - Y_2 & Y_2 + Y_4 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Vi & Y_2 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Despejando V_2

$$V_2 = \frac{\begin{vmatrix} Y_1 + Y_2 + Y_3 & Vi & Y_1 \\ - Y_2 & 0 & \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} Y_1 + Y_2 + Y_3 & - (K Y_3 + Y_2) \\ - Y_2 & Y_2 + Y_4 \end{vmatrix}} \quad (8)$$

Desarrollando (8)

$$V_2 = \frac{Y_1 Y_2 Vi}{(Y_1 + Y_2 + Y_3) (Y_2 + Y_4) - Y_2 (K Y_3 + Y_2)}$$

Se sabe que $V_3 = K V_2$

$$\frac{V_3}{Vi} = \frac{k Y_2 Y_1}{(Y_1 + Y_2 + Y_3) (Y_2 + Y_4) - Y_2 (K Y_3 + Y_2)} \quad (9)$$

Dando valores a las admitancias

$$Y_1 = 1/R_1, Y_2 = 1/R_2, Y_3 = C_1 S, Y_4 = C_2 S$$

Sustituyendo estos valores en (9)

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{\frac{K}{R_1 R_2}}{\frac{1}{R_2} \left(\frac{1}{R_1} + C_2 S \right) + C_2 S \cdot (C_1 S + 1/R_1) + \frac{C_1 S}{R_2} (1 - K)}$$

Desarrollando términos

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{\frac{K}{R_1 R_2}}{\frac{1}{R_2 R_1} + \frac{C_2 S}{R_2} + S^2 C_1 C_2 + \frac{C_2 S}{R_1} + (1 - K) \frac{C_1 S}{R_2}}$$

Dividiendo numerador y denominador, por $C_1 C_2$ y Reagrupando se tiene

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{\frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{S^2 + S \left[\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{(1 - K)}{R_2 C_2} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (10)$$

Si se hace

$$b_0 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad b_1 = \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{(1-K)}{R_2 C_2}$$

La ec. (10) se puede representar como:

$$\frac{V_3}{V_i} = \frac{K b_0}{S^2 + b_1 S + b_0} \quad (11)$$

Se puede demostrar facilmente que la ec (11) representa la función de transferencia de un filtro paso bajas de segundo orden ($n = 2$).

4. SINTESIS DE UN FILTRO DE $f_c=10$ Hz Y GANANCIA (K) IGUAL A 10

Habiéndose establecido las bases de diseño de los filtros, se utilizarán estas para obtener los valores de los parámetros resistivo-capacitivo

Para ello existen dos caminos:

- a) Obtener los parámetros b_0 , b_1 , K en base a fijar el comportamiento de los mismos en frecuencia, factor de amortiguamiento y ancho de banda.
- b) Obtener dichos coeficientes por una aproximación Butterworth.

A. El primer paso consiste en fijar los requerimientos que debe cumplir el filtro. Dichos requisitos son:

- a) Frecuencia de corte $f_c = 10$ Hz
- b) Atenuación máxima $A_{\text{máx}} = 0.5$ db
- c) Ancho de banda $\omega = 30$ Hz
- d) Ganancia $K = 10$
- e) Atenuación mínima = 25 db

B. Determinar el orden del filtro que se necesita para satisfacer dichos requisitos.

De la ec 6 se sabe que:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1 A_{\text{máx}}} - 1}$$

Sustituyendo valores

$$\varepsilon = \sqrt{10^{(0.1)(0.5)} - 1} = 0.35$$

$$\varepsilon = 0.35$$

De la ec 3 se tiene

$$A_{\text{mín}} = 1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{f_c} \right)^{2n}$$

donde:

n orden del filtro que se desea implementar

$A_{mín}$ atenuación mínima en la banda de rechazo

Despejando n

$$n = \frac{\log_{10} \frac{(10^{0.1 A_{mín}} - 1)}{\epsilon^2}}{\log_{10} \left| \frac{\omega}{f_c} \right|^2}$$

Sustituyendo valores

$$\log_{10} \frac{10^{0.1 \times 25} - 1}{(0.35)^2}$$

$$n = \frac{\log_{10} \frac{10^{0.1 \times 25} - 1}{(0.35)^2}}{\log_{10} \left(\frac{30}{10} \right)^2} = 3.57$$

$$n = 4$$

Significa que el filtro que reúne las especificaciones deberá ser de 4°. orden. Recordando las ventajas de la configuración Sallen and Key se podrá implementar como dos etapas de segundo orden cascadeadas.

C. Con el valor de $n = 4$ se entra la tabla A.3.I y se obtiene que para $n = 4$ la función de transferencia optimizada está dada por:

$$K(s) = s^4 + 2.61312 s^3 + 3.4141 s^2 + 2.6131 s \quad (12)$$

Factorizando (12) en dos funciones de segundo orden -- que se puedan representar de la siguiente forma:

$$K(J\omega) = (K(J\omega)_1) \cdot (K(J\omega)_2)$$

$$K(J\omega) = (S^2 + .76537 S + 1) (S^2 + 1.84776 S + 1) \quad (12')$$

Las ecs. 12 y 12' se encuentran normalizadas para $f_c = 1$ Hz y $K = 1$ por lo que hay que desnormalizarlas para la frecuencia que se pida ($f_c = 10$ Hz). Para ello hay que multiplicar por la relación.

$$s = S \left| \frac{\epsilon^{1/n}}{\omega} \right|$$

$$s = S \left| (0.35^{1/4}) \right| = 0.0769161 \quad (13)$$

Sustituyendo (13) en (12') tenemos que

$$K(J\omega)_1 = (0.076916 S)^2 + (0.76573) (0.076961) S + 1$$

Desarrollando

$$K(J\omega)_1 = \frac{S^2 + 9.955 S + 169}{169} \quad (14)$$

TABLA A.3.I

COEFICIENTES POLINOMIALES BUTTERWORTH

n	b ₀	b ₁	b ₂	b ₃	b ₄	b ₅	b ₆	b ₇
1	1.00							
2	1.00000	1.41421						
3	1.00000	2.00000	2.00000					
4	1.00000	2.61313	3.41421	2.61313				
5	1.00000	3.23607	5.23607	5.23607	3.23607			
6	1.00000	3.86350	7.46162	9.14162	7.46410	3.86370		
7	1.00000	4.49396	10.09783	14.5917	14.5917	10.0978	4.49396	
8	1.00000	5.12583	13.1370	21.8461	21.6883	21.8461	13.1370	5.1258

donde:

$$a_1 = 9.255$$

$$K b_0 = 169$$

Haciendo lo mismo para $K(J\omega)_2$

$$K(J\omega)_2 = (0.0769161 S)^2 + (1.8476) (0.076961) S + 1$$

$$K(J\omega)_2 = \frac{S^2 + 24.023 S + 169}{169} \quad (15)$$

donde:

$$b_1 = 24.023 \quad K b_0 = 169$$

D. Se obtendrán ahora los valores de resistencias y capacitancias para la implementación de la primera etapa de segundo orden.

Se fija como requisito una ganancia igual a 10, pero como se tienen dos etapas se dividen también de la siguiente forma:

$$K = K_1 K_2$$

donde:

$$K = 10$$

$$K_1 = 5$$

$$K_2 = 2$$

De (15) y (10) se tiene

$$b_1 = 9.95 = \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{(1-k)}{R_2 C_2}$$

$$K_1 b_0 = 169 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

Fijando de antemano el valor de los capacitores por ser los más difíciles de ajustar a $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{f}$

Haciendo el análisis numérico se tiene

$$169 = \frac{1}{R_1 R_2 \times 10^{-12}} \quad R_2 = \frac{1}{169 R_1 \times 10^{-12}}$$

$$9.95 = \frac{1}{R_2 \times 10^{-6}} + \frac{\frac{1}{10^{-6}}}{169 \times 10^{-12} R_1} - \frac{4}{R_2 \times 10^{-6}}$$

$$R_2^2 - \frac{3 \times 9.95 \times 10^6}{169 \times 10^{-6}} - \frac{10 R_2}{169 \times 10^{-6}} = 0$$

$$R_2^2 - 59.17 \times 10^3 R_2 - 17.75 \times 10^3 = 0$$

Hallando el valor de las raices

$$\frac{59.17 \times 10^3}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{(59.17 \times 10^3)^2 - 4(-17.75 \times 10^9)}$$

Tomando solo el valor de R positivo

$$R_2 = 33.2 \text{ K } \Omega$$

Con este valor se obtiene

$$R_1 = 7.12 \text{ K } \Omega$$

Del análisis de la fig. A.2.1, se sabe que para minimizar el efecto de la corriente de polarización es menester que las impedancias de entrada al Amplificador Operacional sean iguales.

Calculando la impedancia en la entrada no inversora se tiene que:

$$Z_+ = R_1 + R_2 = 33.2 \text{ K } \Omega + 7.12 \text{ K } \Omega = 40.32 \text{ K } \Omega$$

Calculando ahora la impedancia en la entrada negativa se llega a:

$$Z_- = R_3 // R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

Además se sabe que

$$K_1 = 5 = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

Despejando

$$R_4 = 4 R_3$$

Desarrollando

$$R_3 R_4 = 40.32 (R_3 + R_4)$$

De donde

$$R_3 = 50.4 \text{ K } \Omega$$

$$R_4 = 201.6 \text{ K } \Omega$$

E. Repitiendo el proceso para la segunda etapa, calculando -- los valores de resistencias y capacitancias.

Partiendo de (15) se tiene que

$$b_1 = 24.035 = \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{(1 - K)}{R_2 C_2}$$

$$Kb_0 = 169 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$K = 2 = 1 + R_4/R_3$$

Efectuando de nueva cuenta el cálculo numérico

$$C_1 = C_2 = 1 \text{ uf}$$

$$R_2 = \frac{1}{169 R_1 \times 10^{-12}}$$

$$24.035 = \frac{1}{R_2 \times 10^{-6}} + \frac{1}{\frac{10^{-6}}{169 R_2 \times 10^{-12}}} - \frac{1}{R_2 \times 10^{-6}}$$

Se llega:

$$R_2 = 71 \text{ K } \Omega$$

$$R_1 = 20.83 \text{ K } \Omega$$

Minimizando el efecto de la corriente de polarización

$$Z_+ = R_1 + R_2 = 71 + 20.83 = 91.83 \text{ K } \Omega$$

$$Z_- = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

De la ganancia

$$K = 2 = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad \therefore \quad R_4 = R_3$$

$$P_3^2 = 91.83 (2 R_3)$$

$$R_3 = R_4 = 192.76 \text{ K } \Omega$$

La configuración completa obtenida teóricamente se puede ver en la fig. A.2.2.

4.1 *Síntesis de un filtro paso bajas con $f_c = 1$ Hz y ganancia = 10.*

Habiéndose sintetizado ya un filtro el proceso será - - ahora meramente repetitivo.

A. Calcular el orden del filtro en base a los siguientes requerimientos:

- a) $f_c = 1$ Hz
- b) $A_{\text{máx}} = 0.5$ db
- c) $A_{\text{mín}} = 25$ db
- d) Ganancia (K) = 10
- e) Banda de transición = 30 Hz

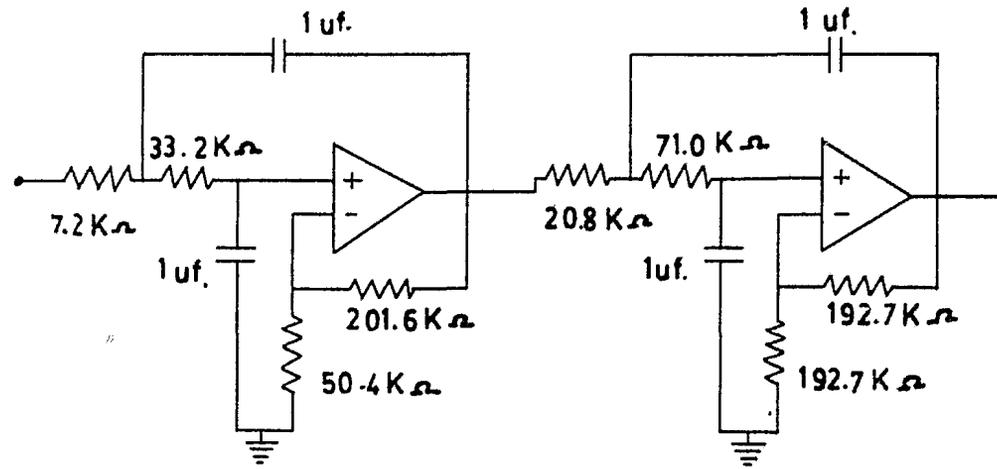


Fig.A.2.2 Filtro Butterworth

$G = 10$ $n = 4$ $F_c = 10 \text{ Hz}$

Apoyándonos en (ϵ) tenemos que:

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1 A_{\text{máx}} - 1}} = \sqrt{10^{0.1 \times 0.5} - 1} = 0.35$$

$$\epsilon = 0.35$$

De la ec (3)

$$A_{\text{mfn}} = 1 + \epsilon^2 \left| \frac{\omega}{f_c} \right|^{2n}$$

$$n = \frac{\log_{10} \left| 10^{0.1 A_{\text{mfn}} - 1} \right|}{\log_{10} \left| \frac{\omega}{f_c} \right|^2}$$

Sustituyendo valores

$$n = \frac{\log_{10} \left| 10^{0.1 \times 25} - 1 \right|}{\log_{10} \left(\frac{30}{1} \right)^2} = 3.894$$

$$n = 4$$

Ya se sabe que la función de transferencia será:

$$K(j\omega) = S^4 + 2.61313 S^3 + 3.4142 S^2 + 2.6131 S + 1$$

Que se puede expresar como:

$$K(j\omega) = (K(j\omega)_1) (K(j\omega)_2)$$

De donde

$$K(j\omega) = (s^2 + 0.76537 s + 1) (s^2 + 1.84776 s + 1)$$

Que desnormalizando por

$$s = s \left| \frac{\varepsilon^{1/n}}{f_c} \right| = s \left| \frac{0.35^{1/4}}{1} \right| = .76916 s$$

Nos lleva a:

$$K(j\omega)_1 = (0.76916 s)^2 + (0.76537) (0.76916) s + 1$$

$$K(j\omega)_1 = \frac{s^2 + .9955 s + 1.69}{1.69} \quad (16)$$

Con lo cual se tiene que:

$$b_1 = .9955$$

$$Kb_0 = 1.69$$

Repitiendo el proceso para $K(j\omega)_2$

$$K(j\omega)_2 = (.76916)^2 + (1.8477) (0.76916) s + 1$$

$$K(j\omega)_2 = \frac{s^2 + 2.40235 s + 1.6903}{1.69} \quad (17)$$

Con lo que se llega a:

$$b_1 = 2.40235$$

$$Kb_0 = 1.6903$$

B. Obteniendo ahora los valores de resistencias y capacitancias para la primera etapa de segundo orden $K(j\omega)_1$

De (16) se tiene:

$$C_1 = C_2 = 1 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$K b_0 = 1.69 = \frac{1}{R_1 R_2 \times 10^{-12}}$$

$$R_1 = \frac{1}{1.69 \times R_2 \times 10^{-12}}$$

$$b_1 = .995 \approx 1 = \frac{1}{R_2 \times 10^{-6}} + \frac{1}{\frac{10^{-6}}{1.69 \times 10^{-12} R_2}} - \frac{4}{R_2 \times 10^{-6}}$$

Despejando

$$R_2^2 - 591.76 \times 10^3 R_2 - 1.775 \times 10^{12} = 0$$

$$\frac{591.76 \times 10^3}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{(591.76 \times 10^3)^2 - 4(-1.75 \times 10^{12})}$$

Tomando en cuenta solo la raíz positiva

$$R_2 = 331.1 \text{ K } \Omega$$

Con este valor se obtiene

$$R_1 = 71.5 \text{ K } \Omega$$

Minimizando los efectos de la corriente de polarización

$$Z_+ = R_1 + R_2 = 331.1 + 71.5 = 402.6 \text{ K } \Omega$$

$$Z_- = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad K_1 = 5 = 1 + R_4/R_3$$

$$R_4 = 4 R_3$$

Desarrollando se llega a:

$$R_3 = 503.25 \text{ K } \Omega$$

$$R_4 = 2.013 \text{ M } \Omega$$

C. Obtención de los valores de resistencias y capacitancias de la segunda etapa $K(j\omega)_2$

De (17) se tiene que:

$$C_1 = C_2 = 1 \text{ uf}$$

$$1.6903 = \frac{1}{R_1 R_2 \times 10^{-12}}$$

$$R_1 = \frac{1}{1.6903 R_2 \times 10^{-12}}$$

$$2.403 = \frac{1}{R_2 \times 10^{-6}} + \frac{1}{\frac{10^{-6}}{1.69 R_2 \times 10^{-12}}} - \frac{4}{R_2 \times 10^{-6}}$$

Despejando y seleccionando la raíz positiva de R

$$R_2 = 710 \text{ K } \Omega$$

Con este valor se obtiene:

$$R_1 = 208.35 \text{ K } \Omega$$

Minimizando la corriente de polarización:

$$Z + = R_1 + R_2 = 710 + 208.35 = 918.35 \text{ K } \Omega$$

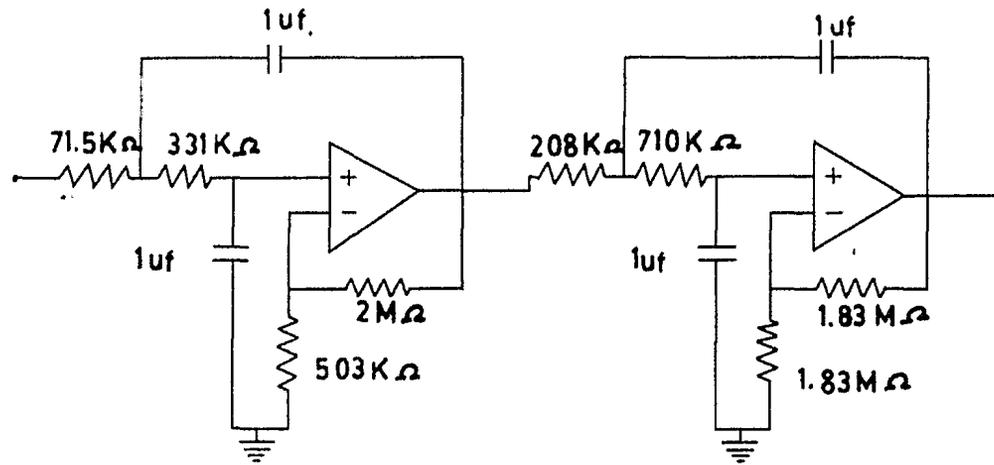


Fig.A.2.3 Filtro Butterworth

$G = 10$ $n = 4$ $F_c = 1 \text{ Hz}$

$$Z = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 2 \quad \therefore \quad R_4 = R_3$$

Con lo cual se llega a

$$R_4 = R_3 = 2 (918.35) = 1.8367 \text{ M } \Omega$$

En la fig. A.2.3. se puede ver la implementación teórica de este filtro.

4.6 Ajustes finales

- a) A las dos configuraciones ya diseñadas le siguió una etapa de ajuste para aproximar sus valores a los comerciales.
- b) Para ajuste fino de ganancia se incluye un potenciómetro en serie con R_4 de la última etapa de cada configuración.
- c) Se agregó también a cada una de las etapas un capacitor de 0.1 uf en la realimentación negativa para limitar el comportamiento en frecuencia de los amplificadores operacionales reduciéndoles su ancho de banda de operación.

4.7 Configuración final, pruebas y gráficas

Finalmente se muestran en las fig. A.2.4 y A.2.5 la configuración final de cada uno de los filtros así como las tablas con los resultados de las mediciones efectuadas durante las pruebas.

TABLA A.3.II
 TABLA DE RESULTADOS DE LAS MEDICIONES
 PARA EL FILTRO DE $f_c = 10$ Hz y $G = 10$

F(Hz)	V_i (Volts)	V_o (Volts)	A(db)
0.0	1	10.00	20.00
0.1	"	10.10	20.00
0.5	"	10.20	20.00
1.0	"	10.40	20.00
2.0	"	10.62	20.30
3.0	"	11.04	20.50
4.0	"	11.20	20.82
5.0	"	11.83	21.00
6.0	"	12.00	21.43
7.0	"	12.11	21.58
8.0	"	11.25	21.65
9.0	"	9.00	21.00
10.0	"	7.40	19.00
15.0	"	0.72	17.14
20.0	"	0.18	-2.85
30.0	"	0.06	-14.85
40.0	"	0.04	-23.34
50.0	"	0.01	-27.95
60.0	"	"	-39.17
70.0	"	"	-39.17
80.0	"	"	" "
90.0	"	"	" "
100.-	"	"	" "

TABLA A.3.III
 TABLA DE RESULTADOS DE LAS MEDICIONES
 PARA EL FILTRO DE $f_c = 1 \text{ Hz}$ y $G = 10$

F(Hz)	V_i (Volts)	V_o (Volts)	A(db)
0.0	1	10.00	20.00
0.1	"	11.00	20.80
0.5	"	12.00	21.50
0.7	"	10.00	20.00
1.0	"	8.00	18.60
3.0	"	4.00	12.00
5.0	"	1.20	1.58
10.0	"	0.28	-11.00
20.0	"	0.09	-20.91
30.0	"	0.01	-48.00
40.0	"	0.01	-48.00
50.0	"	0.01	-48.00

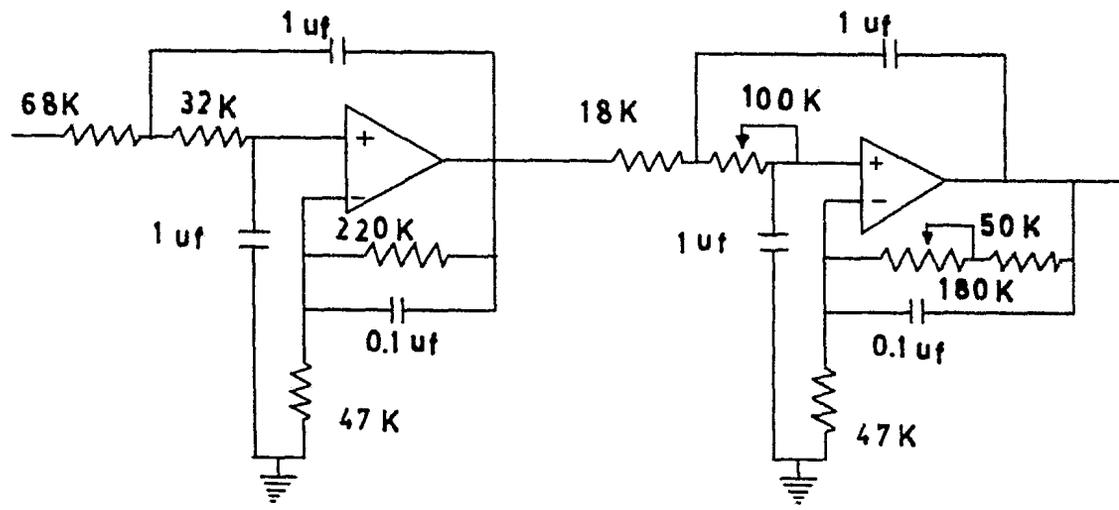


Fig. A2.4 Filtro Butterworth

$G = 10$ $n = 4$ $F_c = 10 \text{ Hz}$

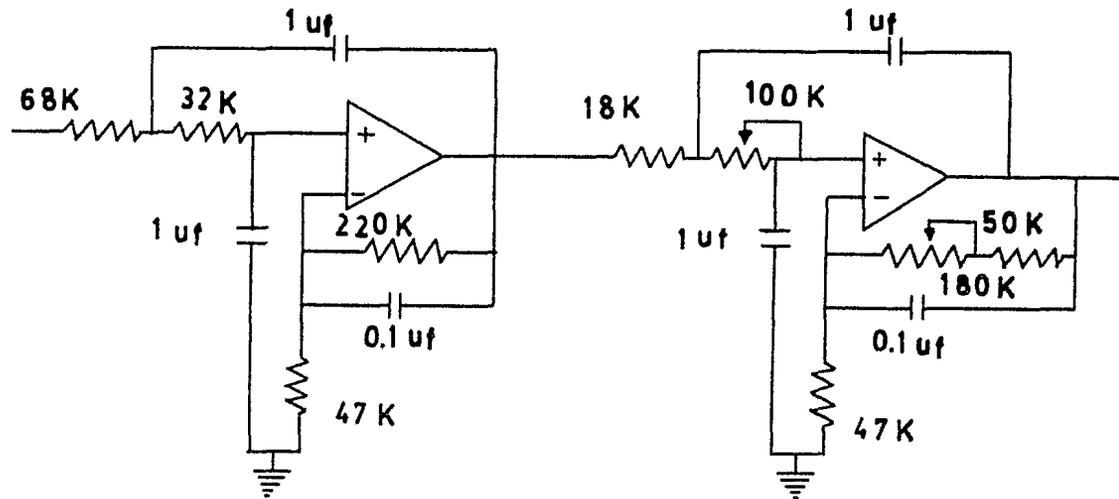


Fig. A2.4 Filtro Butterworth

$G = 10$ $n = 4$ $F_c = 10 \text{ Hz}$

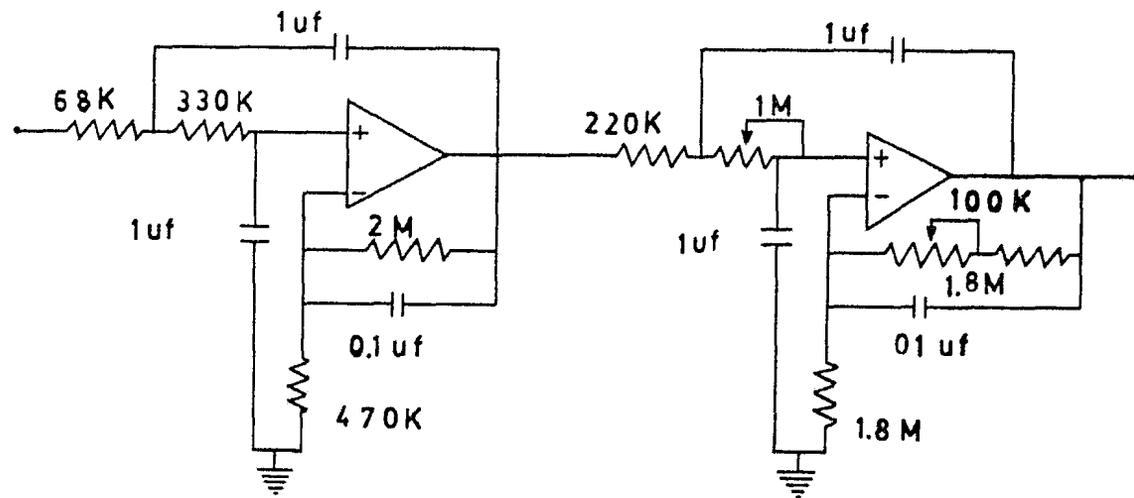


Fig. A. 2.5 Filtro Butterworth

$G = 10$ $n = 4$ $F_c = 1\text{Hz}$

APENDICE III
CONVERSION ANALOGO - DIGITAL

NOTA # 1

BIT MENOS SIGNIFICATIVO (LSB)

Es el bit de la salida digital que lleva el menor peso numérico, o bien es el corrimiento analógico dado por (2) y que se asocia a este bit.

$$\text{LSB} = \frac{\text{VEC}}{2^N} \text{ ----- (2)}$$

Donde:

VEC= Voltaje de entrada máximo permisible al CAD.

N= Número de bits de la palabra digital

Para nuestro sistema se tiene que:

$$\text{LSB} = \frac{\text{VEC}}{2^N} = \frac{5.2}{2^8} = 20 \text{ milivolts}$$

NOTA # 2

MONOTONICIDAD

Se dice que un CAD es monotónico cuando su respuesta - se incrementa continuamente y cada nivel sucesivo es igual o mayor que el anterior.

Para que un conversor sea monotónico requiere que su - no linealidad diferencial sea menor o igual que un LSB.

En la fig. A.3.1 se puede ver la función de transfe--rencia de una señal no monotónica.

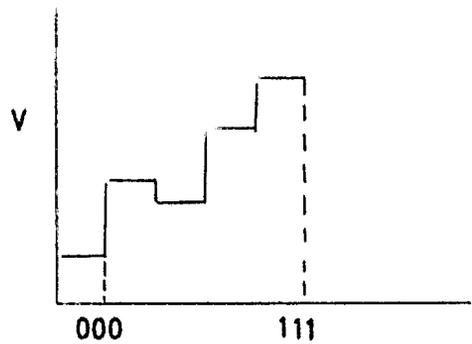


Fig.A.3.1 Función no Monolítica

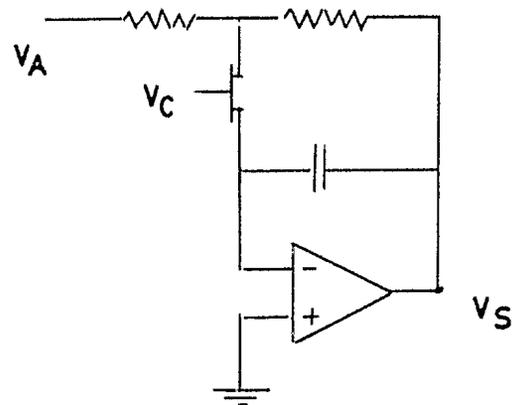


Fig. A.3.2a Configuración Simple

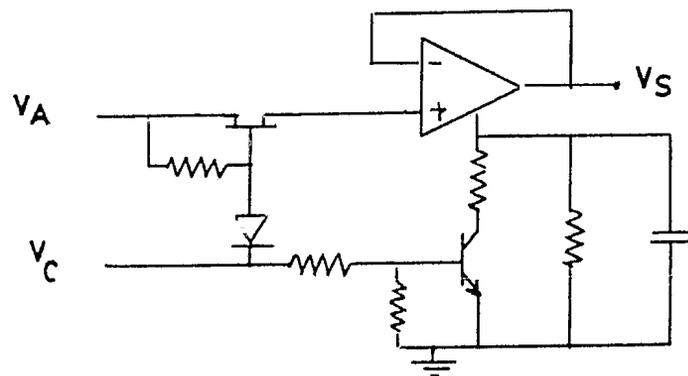


Fig. A.3.2.b. Configuración de Alto Rendimiento

NOTA # 3

MUESTREADOR RETENEDOR (S/H)

Como su nombre lo indica es un circuito que muestra o adquiere un valor particular de una señal analógica y lo retiene por un tiempo especificado.

Explicaremos su funcionamiento basandonos en la fig. - A.3.3. De ella se desprende que durante el tiempo de muestreo- (b) el switch S1 se cierra permitiendo que el capacitor se cargue al valor instantáneo que en ese momento tiene la señal analógica.

A continuación viene el período de reten (a) con lo -- que el switch se abre y el capacitor queda cargado con el valor muestreado. Para nuestro caso, se sabe que el tiempo máximo de conversión es de 100 μ seg. por lo que deberá mantener ese vá--lor al menos, ese tiempo.

La mayoría de los S/H comerciales son sofisticaciones- de la configuración switch-capacitor.

En la fig. A.3.2 se pueden ver dos maneras de cons- - truir un S/H, uno sencillo y económico y otro un tanto sofisti- cado de mejor rendimiento en su operación.

El lector que se quiera ahorrar el trabajo de cons- - truir uno, se le recomiendan los C.I LF 308 de LINEAR o HA- -- 2420 de Harris por mencionar dos de los muchos que existen en - el mercado.

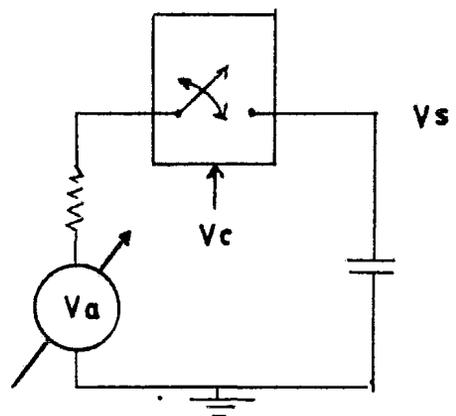


Fig. A.3.3.a S/H Simplificado

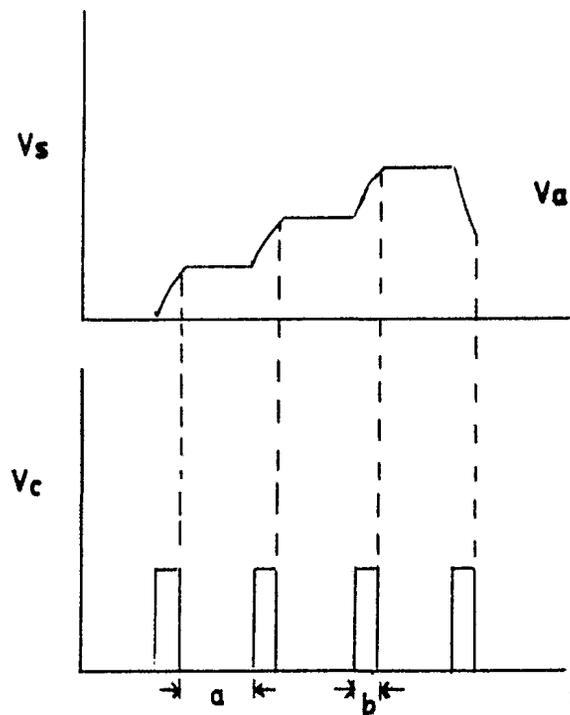


Fig. A.3.3.b. Formas de Onda

NOTA # 4

FRECUENCIA MAXIMA DE MUESTREO

Para la obtención de dicha frecuencia basta tomar en cuenta los parámetros del CAD y su significación física.

El tiempo de conversión de 100 μ seg., significa que - podrá efectuar como máximo 10,000 conversiones en un segundo.

Recordando el teorema del muestreo de Shannon se sabe - que para reconstruir una señal se requiere tomar muestras de -- ella a una frecuencia dada por:

$$f_{\text{max de muestreo}} = 2 f_s$$

Donde:

f_s = frecuencia de la señal a muestrear.

Sustituyendo en (1) la frecuencia máxima de conversión.

$$10,000 \text{ Hz} = 2 f_s$$

$$f_s = 5000 \text{ Hz} \text{ ----(2)}$$

Entonces, la frecuencia máxima de la señal a muestrear será de 5 KHZ. Para aplicaciones prácticas se aconseja no muestrear a velocidades mayores de 3 KHZ para estar alejados del -- punto crítico.

NOTA # 5

C.I. ADC0809

Es un C.I monolítico CMOS con un conversor digital-analógico, un multiplexor de 8 canales, un registro de aproximaciones sucesivas, un comparador y un bloque de lógica de control.

Ofrece alta velocidad, gran exactitud, mínima dependencia de la temperatura, excelente exactitud en la repetitividad y un mínimo consumo de potencia.

DESCRIPCION FUNCIONAL

En la fig. A.3.4 se muestra el diagrama de bloques -- del C.I. ADC0809, basandonos en él haremos la descripción de como funciona.

MULTIPLEXOR

Es un multiplexor de 8 canales de una sola entrada -- ('single end'). Para la selección de alguno de ellos se decodifica su dirección por el decodificador de direcciones. La di--rección es almacenada en el interior del mismo por la activa--ción de la señal (ALE).

CONVERSOR DIGITAL ANALOGICA

Es el corazón de este C.I y posee una resolución de -- 8 bits. Esta diseñado para dar rapidez, exactitud y repetitivi--dad en las conversiones sobre un amplio rango de variación de -- temperatura.

Esta dividido en tres secciones: Un arreglo resistivo--del tipo 256 R, Un Registro de Aproximaciones sucesivas y un --

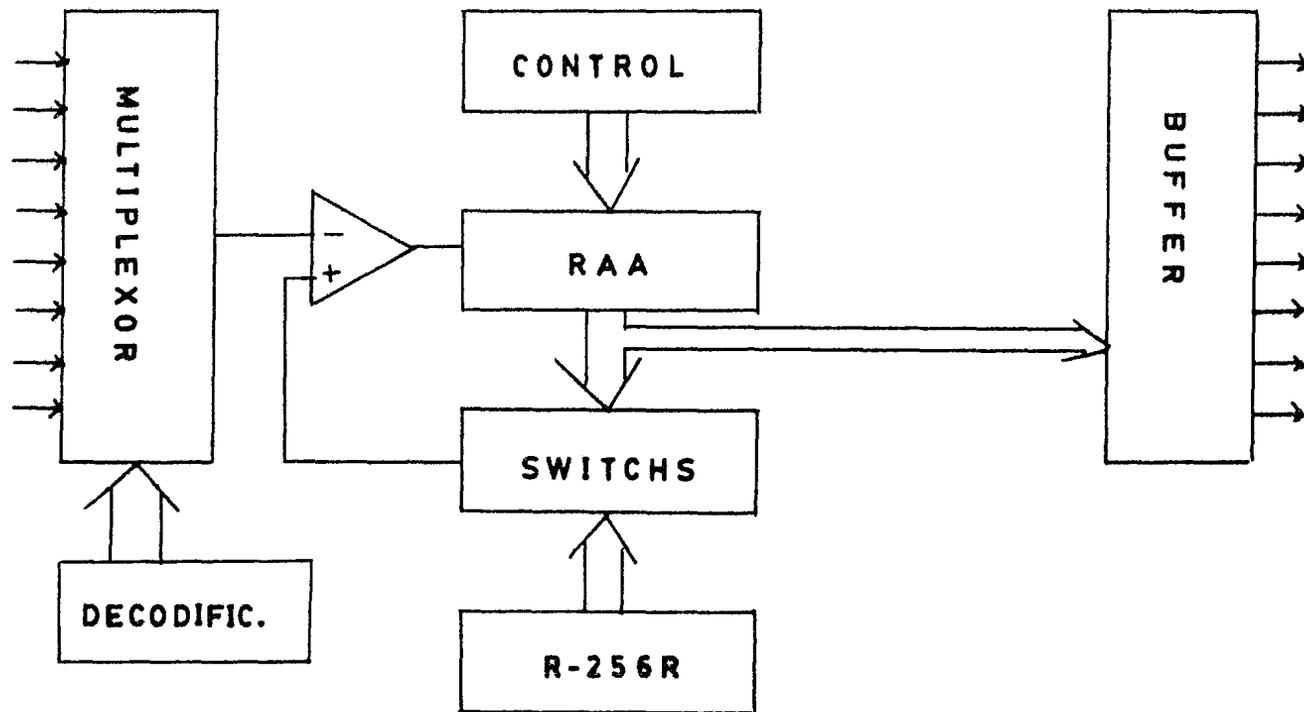


Fig. A.3.4 Diagrama de Bloques del CAD

comparador, trabajando los tres con lógica positiva (1" = 5 volts, 0" = 0 Volts).

RED 256 R.

Es mejor que la tradicional R-2R por su inherente monotonía con lo cual salen sobrando los códigos de seguridad. - Esto es particularmente importante en sistemas de lazo cerrado con realimentación como el aquí planteado, ya que una relación que no lo fuera pudiera provocar oscilaciones perjudiciales. - Además esta red no causa variación de carga sobre el voltaje de referencia.

Se caracteriza porque el resistor de la parte alta de la red no tiene el mismo valor que el de las demás, lo que causa que la salida sea simétrica con respecto a cero y con respecto al punto de escala completa de la curva de transferencia.

La primera transición ocurre cuando la señal analógica a tomado un valor de $+\frac{1}{2}$ LSB y la siguiente transición ocurre con variaciones de 1 LSB hasta la escala completa.

Registro de Aproximaciones sucesivos (RAS)

Requiere de solo ocho interacciones para aproximar el voltaje de entrada lo que lo hace bastante rápido, solo superado por el esquema de conversión en paralelo.

El RAS es reseteado con la señal de control (SC) sobre el frente de onda negativo. Una conversión en proceso puede ser interrumpida al recibir un nuevo pulso de (SC).

Conversiones repetitivas pueden efectuarse con solo -- alimentar la salida (E/C) a la entrada SC. Si se conecta de es

ta manera es necesario aplicar un pulso a SC para iniciar el proceso repetitivo.

COMPARADOR

Le sigue en importancia al conversor Digital-Analógico ya que es responsable en último caso de la exactitud de la entrada al CAD.

El corrimiento del comparador tiene gran influencia sobre la repetitividad del proceso. Por ello se utiliza un comparador del tipo chopper estabilizado cuya función es convertir una señal de corriente Directa en una señal de Alterna, la cual es alimentada a un A.OP., de alta ganancia de C.A para después convertirla nuevamente en señal de C.D.

Con ello se logra que el corrimiento que es una señal de D.C. no pase a travez del filtro y solo se amplifique lo que sea señal, lográndose insensibilizar el CAD a errores debido a corrimientos de temperatura y offset.

CONVERSORES COMERCIALES

En la tabla III-1 se muestra un análisis comparativo de once conversores AD comerciales.

ESPECIFICACIONES A 25°C
CENTIGRADOS

	DAS - 952 R Monolítico	HDAS - 16 MC Híbrido	HDAS - 8 MC Híbrido	MDAS - 16 Modular	ZMP 1000	ZMP 2000	MDAS - 8D Modular	DAS - 250 A Modular	ZAD 7500	ZAD 7600	ADC 0809
1. No. de Canales	16	16	8	16	8	8	8	16	4	8	8
2. Tipo de entrada	Una por Canal	Una por Canal	Diferencial	Una por Canal	Diferenciales	Diferenciales	Diferencial	Una por Canal	Diferenciales	Diferenciales	Una por Canal
3. Rango de Volt de entrada Unipolar	0 a 5V	0 a 1V, 0 a 10V	0 a 1.5 a 10V	0 a 5, 0 a 10V	0 a 10V, 0 a 5V	5 a 10V	0 a 5, 0 a 10V	0 a 10V	± 5 Volts	1 a 2V, 2.5 a 5V	0 a 5 Volts
4. Rango de Volt de entrada Bipolar	----	± 1 a ± 10V	± 1 a ± 10V	± 2.5, ± 5, ± 10V	± 5 a ± 10, ± 10 a ± 10.2	± 5 a ± 10	± 2.5, ± 5, ± 10	---	---	---	---
5. Impedancia de entrada	± 1 M A (-)	100 M Ω	100 M Ω	100 M Ω	100 M Ω	100 M Ω	100 M Ω	100 M Ω	10 M Ω	100 M Ω	
6. Direccionamiento de Canales	4bits de Código	4bits de Código	3bits de Código	4bits de Código	3bits de Código	3bits de Código	3bits de Código	4bits de Código	2bits de Código	3bits de Código	3bits de Código
7. Compatibilidad - Lógica	CMOS	DTL/TTL	DTL/TTL	DTL/TTL	TTL	TTL - CMOS	DTL/TTL	DTL/TTL	TTL	TTL	CMOS
8. Resolución	8 bits	12 bits	12 bits	12 bits	12 bits	12 bits	12 bits	12 bits	8 bits	12 bits	8 bits
9. No linealidad máx.	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	.003 FSR	.012 FSR	1/2 LSB
10. No linealidad Dif. máx.	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	± 1 LSB	± 1 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	1/2 LSB	---
11. Máxima error a máx. Vel. de muestreo	0.2	0.025	0.025	0.025	.025	.025	0.025	0.025		0.025	---
12. Coeficiente de Temp. máximo	50 ppm/°C	30 ppm/°C	30 ppm/°C	30 ppm/°C	10 ppm/°C	10 ppm/°C	30 ppm/°C	45 ppm/°C	1 mv/°C	10 ppm/°C	---
13. Códigos de pérdida	No	No	No	No	No	No	No	No	No	No	No
14. Velocidad máxima (muestras x segundo)	25 KHZ	50 KHZ	50 KHZ	50 KHZ	50 KHZ	50 KHZ	50 KHZ	50 KHZ	20 KHZ	100 KHZ	10 KHZ
15. Tiempo de adquisición	2.5 + seg.	10 seg.	10 seg.	6 seg.	10 seg.	10 seg.	6 seg.	2 seg.	----	----	
16. Tiempo de conversión	14 seg.	10 seg.	10 seg.	14 seg.	12 seg.	12 seg.	14 seg.	2.5 seg.	----	----	100 seg.
17. Tiempo de Apertura	---	50 n seg.	50 n seg.	10 n seg.	100 n seg.	100 n seg.	50 n seg.	10 n seg.	----	----	100 seg.
18. Código de Salida	Binario	Binario	Binario	Bin. Comp. a TTL	Binario	Binario	Bin. Comp. a TTL	Bin. Comp. a TTL	ECL, Comp. a TTL	Binario	Binario
19. Lógica de Salida	Estados TTL	Estados TTL	Estados TTL	Estados TTL	Estados TTL	Estados TTL	Estados TTL	Estados TTL	----	----	Estados TTL
20. Requerimientos de potencia	+ 5V	± 10V, + 5V	± 10V, + 5V	± 10V, + 5V	+ 5V y ± 10V	+ 5V y ± 10V	± 10V, + 5V	± 5, + 5V	+ 5V	± 5, + 10 V.D.F.	+ 5 Volts
21. Tamaño de paquete (mm.)	4x8x14	6x8x14	6x8x14	11x8x14	4x8x14	4x8x14	11x8x14	12x14x14	4,5x4,5x14	4,5x4,5x14	4,5x4,5x14
22. Rango de Temp. de Operación	0 a 70°C	0 a 70°C	0 a 70°C	0 a 70°C	0 a 70°C	0 a 70°C	0 a 70°C		0 a 70°C	0 a 70°C	0 a 70°C
23. Precio	\$ 420	\$ 960	\$ 400	\$ 460	\$ 200	\$ 250	\$ 310	\$ 350	\$ 140	\$ 250	\$ 110

APENDICE IV
PROGRAMA QUE SIMULA EL FUNCIO-
NAMIENTO DE LA ESTACION CENTRAL

DESCRIPCION DEL PROGRAMA SISTEMA OPERATIVO

Este programa está hecho en PASCAL y a continuación se da una explicación de como se constituye un programa en este -- lenguaje. Todo programa en PASCAL se divide en las siguientes partes y siempre que aparecen van en ese orden.

1. Nombre del programa
2. Etiquetas a usar (LABEL)
3. Constantes utilizadas (CONST).
4. Tipos de variables a usar, se especifican con TYPE
5. Variables a usar, se especifican con VAR
6. Bloque de procedimientos y entre parentesis los parametros - que se usarán en el PROCEDURE.

Cada procedure puede considerarse como un programa en sí mismo, por lo que puede tener sus propias variables, constantes, etc.

Un procedure puede utilizar otro cualquiera.

Cuando se llama a un procedure la máquina va y lo ejecuta y en cuanto termina regresa a continuar con la siguiente instrucción de donde fue llamado.

7. Por último viene el programa principal. Es aquí donde la máquina empieza a ejecutar instrucciones hasta que termina.
8. Se pueden utilizar funciones, las cuales van antes de los -- procedimientos.

Los puntos 2, 3, 4 y 5 son opcionales dentro de la estructura de un programa, pero los demás son obligatorios para - que el programa pueda funcionar.

DESCRIPCION DE LAS CONSTANTES, TIPOS DE VARIABLES Y VARIABLES -
UTILIZADAS EN EL PROGRAMA.

1. CONSTANTES

a) TOTAL, representa el número de canales de las esta-
ciones.

b) TODOS, es una de las opciones que se pueden dar --
cuando se esté dentro del procedimiento de lectura de datos en-
la parte de la lectura del canal. Aquí el operador podrá dar -
una clave de canal a interrogar, o si desea información de to--
dos los canales deberá dar el valor contenido en la constante -
TODOS.

c) UNA VEZ Y REPETIT, son las claves que podrán darse
cuando se pida la opción de repetición o de una sola vez para -
el desarrollo de las interrogaciones.

d) LIM representa el número de estaciones.

e) LIME representa el máximo número de errores permi-
tidos en comunicación e interrogación de estaciones y canales.

2. TIPOS DE VARIABLES

a) EST es el subrango de valores que podrá adquirir -
un subíndice de un vector que contendrá las claves de las esta-
ciones, el cual va desde 1 hasta LIM.

b) CAN, es el subrango de valores que podrá adquirir -
un subíndice de un vector que contendrá las claves de los cana-
les, el cual va desde 1 hasta TOTAL.

c) CONJUNTO es el tipo de los conjuntos de datos a --
usar, los cuales serán todos números enteros.

d) MATRIZ, es el tipo de matriz que contendrá los da-
tos de cada interrogación periódica en la que los renglones re-
presentan los canales y las columnas las estaciones.

3. VARIABLES.

a) ESTACIONES Y CANALES, son el conjunto de claves de
estaciones y canales empleados. Los valores que deben guardar-
se aquí son los equivalentes de binario a octal o hexadecimal -
según el microprocesador que se utilice para que cuando se man-
den las claves, estas sean las verdaderas ya en binario.

b) OPCIONES, es un conjunto que contiene las dos op--
ciones para la interrogación y los valores que aquí debe haber-
son los que contienen las variables UNAVEZ Y REPETIT.

c) ESTACION, es un vector que contiene las claves de-
las estaciones, la longitud del vector es EST cuyo valor está -
especificado en el TYPE como EST=!..LIM, pero LIM=3.

d) CANAL, es un vector que contiene las claves de los
canales y su longitud es de 1 a TOTAL donde TOTAL tiene un va--
lor especificado en las constantes como ?.

e) INF1, INF2, INF3, son las tres informaciones que -
se mandaran como contestación al interrogar a algún canal.

f) INF, es la información definitiva.

g) I, J, son subíndices para los vectores y matrices.

h) SENNAL, es la variable que indica a que parte del programa le toca actuar.

i) FLAG y BAND, son banderas para checar procedimientos y son de tipo booleano, esto significa que sólo pueden tener dos valores, pueden ser verdadero o falso.

DESCRIPCION DE TODOS LOS PROCEDIMIENTOS EMPLEADOS.

1. PROCEDIMIENTO DE LECTURA DE DATOS.

Este procedimiento se usa solamente al estar en interrogación por operador y hace lo siguiente.

Primero pide la clave de la estación a la cual quiere interrogarse. Si la clave recibida no es alguna de las claves de estación se repite el proceso hasta que se reciba una clave válida. Luego pide la clave del canal que desea interrogarse a todos los canales de alguna estación. Si la clave recibida es cualquiera de las claves de canal se interrogará sólo a ese canal. Pero en caso de querer interrogar a todos los canales debe introducirse una clave especial. En esta segunda parte se chequea lo mismo que en la primera. Es decir, si la clave introducida no es cualquiera de las claves válidas se repite el proceso hasta que la clave recibida sea válida. Por último se pide la opción para ver si se efectuará la interrogación en forma repetitiva o sólo una vez. Para esto deberá introducirse cualquiera de las dos claves especificadas, en caso contrario vuelve a pedirse la clave hasta que sea correcta.

RESUMEN

Este procedimiento se encarga de recopilar la información necesaria para llevar a cabo la interrogación por operador

y lo único que hace es leer la estación, el canal que se desea interrogar y la forma como se desea interrogar.

2. PROCEDIMIENTO CANALTYPE.

Este procedimiento es el que edita la información cuando se está haciendo interrogación por operador. Dependiendo -- del valor de un subíndice será el canal que se esté interrogando y entonces escribirá el nombre del canal, la información recopilada y las unidades de la información.

3. PROCEDIMIENTO CLAVECTYPE.

Este es un procedimiento auxiliar al anterior y sólo se utiliza cuando se interroga a un solo canal de alguna estación. Lo único que hace es que dependiendo de la clave del canal, le dará un valor a un subíndice de acuerdo al procedimiento anterior para publicar la información.

4. PROCEDIMIENTO DE COMUNICACION.

Este procedimiento se encarga de comunicarse con la estación ya sea para establecer la comunicación o para interrogar a algún canal. Entra al procedimiento una clave y sale una bandera, si la bandera sale verdadera, la comunicación fué buena, si sale falsa no se pudo realizar la comunicación.

Este procedimiento utiliza las variables extras A, B y ERROR. A y B son la clave que se mandará y la clave que se recibirá respectivamente y la variable ERROR es un contador de -- las veces que falla la comunicación.

Hay otras variables llamadas TIEMPO y TIEMPOI las cuales sólo se utilizan en la simulación de espera y la constante-

LIMTIME es el tiempo máximo de espera en segundos.

El procedimiento empieza inicializando las variables con cero y la bandera con FALSE. Luego entra a una iteración que termina sólo cuando la clave recibida sea igual a la enviada o que se haya repetido el proceso tantas veces como indique el valor de LIME.

Lo que se hace en cada iteración es lo que sigue: - Se manda la clave y se espera un cierto tiempo dentro del cual deberá recibirse la contestación. Si transcurre el tiempo especificado por LIMTIME y no se ha recibido contestación se incrementa la variable ERROR que indica el número de veces que ha fallado la comunicación. Pero si se recibe contestación, entonces se checa que la clave recibida sea la misma que se envió. - Si así es se prende la bandera. Pero si es diferente se incrementa la variable de errores.

En la parte de simulación del proceso se hace todo como si uno mismo fuera la estación y se checa si la clave recibida es de canal para que se pidan las otras tres informaciones.- Si es clave de estación no se pide nada. Si se quiere hacer -- tiempo basta con contestarle con cero cada vez que pida la contestación.

Las estaciones remotas fueron diseñadas para que cuando recibieran una clave, la compararan con las claves que tenían. Si era alguna de las que las identificaba, entonces contestaban, de lo contrario no lo hacían. Ahora, si la clave que recibía la estación era alguna de las que tenía almacenadas había dos opciones. Una que la clave fuera de tal estación pero que no solicitara ninguna información, en cuyo caso la estación sólo contestaba con la misma clave. Otra que la clave recibida fuera de ella pero que además solicitara información de algún -

canal, entonces la estación contestaba con la clave recibida -- además de mandar la información solicitada, mandando tal información repetida tres veces para ser checada en el puesto central.

La aclaración es para que cuando se implemente no se tenga que checar si la clave recibida es de canal, sino que la recepción de los datos o informaciones se haga directamente.

Todo lo descrito anteriormente desde enviar la clave de estación o canal, esperar un cierto tiempo, la recepción de la contestación, etc., están dentro de este procedimiento en forma simulada por las limitaciones de no poderse hacer directamente hasta el momento de realizado este programa. Cuando se haga definitivamente deberá modificarse este procedimiento en donde sea necesario hacerlo.

5. PROCEDIMIENTO DE VALIDACION

Se utiliza sólo al estar realizando la interrogación periodica y sirve para checar si la información recibida está dentro de un rango de valores válidos. Esto lo hace de la siguiente manera. Asigna valores máximos y mínimos para cada canal y una vez hecho esto, checa si se está dentro del rango adecuado mediante un subíndice que nos posiciona en el rango para el canal que representa el subíndice. Si el valor está en el rango hace verdadera una bandera la cual se checará para ver si la información se toma o no en cuenta.

6. PROCEDIMIENTO DE INTERROGAR AL CANAL.

Este procedimiento es el encargado de recopilar la información de algún canal de la estación con la cual se esté efectuando la interacción.

Lo que hace es recibir una clave, esta clave siempre será de canal ya que este procedimiento trabaja sólo cuando ya se estableció la comunicación con la estación. Con la clave se hace una llamada al procedimiento de comunicación y al regreso se tendrá la información si la comunicación se efectuó correctamente. Para ver si la comunicación fue buena se checa la bandera, si es verdadera se prosigue a checar las tres informaciones tomando el valor definitivo si al menos dos de ellas son iguales, en este caso se hace verdadera la bandera de este procedimiento. Si se efectuó bien la comunicación pero ninguna de las informaciones fue igual se incrementa una variable que cuenta los errores de interrogación y se repite el proceso hasta el límite. Si la comunicación fue mala ya no se checa ninguna información y sin incrementar la variable de errores termina el proceso dejando la bandera flasa, ya que no tiene caso proseguir si la comunicación no se efectuó correctamente.

7. PROCEDIMIENTO DE INTERROGACION POR OPERADOR.

Este procedimiento se encarga de efectuar todo el proceso de control para la forma como el operador desea hacer la interrogación y funciona como a continuación se describe.

En primer lugar utiliza al procedimiento de lectura de datos ya explicado. En seguida llama al procedimiento de comunicación. A la salida se checa la bandera para ver si la comunicación fue buena, si es falsa termina el proceso mandando un letrero diciendo que tal estación está fuera de control. Pero si la bandera es verdadera significa que la comunicación fue buena y continua el proceso. A continuación se checa la opción para ver si se efectuará la interrogación una sola vez. Si así es se checa la clave de canal para ver si se interrogará uno o todos los canales. Si la clave dice que se efectuará la interrogación a todos los canales entra un ciclo para tal efecto.

Dentro de cada iteración se checa la bandera que se obtiene de interrogar al canal. Si es verdadera se llama al proceso -- que edita la información. Si es falsa se manda un mensaje diciendo que tal canal está fuera de control.

Si la clave de canal leída dice que se interrogará sólo a un canal se llama al procedimiento de interrogar al canal, se edita la información recopilada o se manda el mensaje si la interrogación fue buena o mala respectivamente.

Si la opción de interrogación dice que la interrogación se hará en forma repetitiva el proceso se hace exactamente igual como si no se efectuara repetitivamente salvo con una variante que es la de estar interrogando una y otra vez hasta que el operador decida interrumpir el proceso.

Cuando se efectúa la interrogación de uno solo de los canales ya sea repetitivamente o una sola vez se usa un procedimiento auxiliar para editar la información. Es el llamado -- CLAVECTYPE para asignar un valor a un subíndice según la clave de el canal y luego pasar con el valor del subíndice al procedimiento que edita la información.

Cuando se efectúa la interrogación de todos los canales no es necesario este procedimiento auxiliar ya que se tiene acceso directo con el subíndice del ciclo.

8. PROCEDIMIENTO DE INTERROGACION PERIODICA

Este procedimiento interroga a todos los canales de todas las estaciones guardando la información en una matriz donde las columnas representan las estaciones y los renglones los canales. Una vez llena la matriz con toda la información recopilada se guarda en un archivo que contiene la información de cada interrogación.

Dentro del procedimiento se toman dos decisiones, una es cuando se realiza la comunicación con la estación, si la comunicación fue mala ya no se interrogan sus canales, pero si se hizo bien se prosigue a interrogar cada canal. La otra decisión es para ver que hacer después de interrogar al canal. Si se interrogó mal, la información no es correcta por lo que no guarda nada en el lugar correspondiente de la matriz. Si se interrogó bien se guarda la información en su lugar respectivo.

En el caso de que no se haya podido comunicar con la estación se dejan vacios los lugares de los canales que corresponden a esa estación.

Para guardar la matriz de datos en el archivo se usa un procedimiento auxiliar. Este procedimiento se llama COPIA y lo unico que hace es copiar un archivo en otro. La necesidad de usar este procedimiento nació del hecho de que PASCAL está muy limitado con respecto al uso de archivos.

9. PROCEDIMIENTO INFORMEDIARIO.

Este procedimiento lo único que hace es que una vez -- realizadas las interrogaciones periodicas dentro de un plazo de 24 horas, obtiene los valores máximos y mínimos así como los valores promedio de la información recopilada. Luego se imprimen estos resultados para terminar el proceso. Todo esto lo hace -- como sigue.

Para obtener los valores máximos, mínimos y promedio -- se van trayendo una por una las matrices del archivo de las interrogaciones periodicas y barre la matriz para ver si dentro -- de esos valores existe alguno mayor o menor que los valores iniciales, si es así se sustituyen por los nuevos. Los valores máximos se tienen en una matriz, los mínimos en otra y los promedio en otra. Para los promedio sólo se van sumando y al termi-

nar se dividen todos los valores entre el número de interrogaciones efectuadas en cada periodo.

La división se hace en todos los lugares de la matriz en donde estan las sumas excepto en el lugar que identifica al canal de lluvia. Esto se hizo previendo que no se perdiera el valor acumulativo para este caso, el cual representa todo lo -- que llovió en ese día.

Para el programa el canal de lluvia está identificado con el primer renglón de las matrices.

Los valores iniciales de las matrices de valores máximos y promedio son cero. Para la matriz de valores mínimos se inicializó con un número muy grande. Todo con el fin de que -- las matrices adquieran los valores de la primer matriz de datos que se traiga.

Luego que ya se tienen las tres matrices finales se -- mandan a imprimir, para lo cual se utiliza un procedimiento auxiliar llamado EDICION.

10. PROGRAMA PRINCIPAL

El programa principal lo que hace es decidir de acuerdo a una variable llamada SENNAL entre los tres procedimientos principales del programa. Los tres procedimientos principales son Interrogación por operador, Interrogación periodica e Informe diario.

Primeramente al llamar al programa se lee la señal, la cual dependiendo de su valor se decide que hacer. Su valor puede ser 1, 2 ó 3 indicando efectuar interrogación por operador, interrogación periodica o informediario: respectivamente.

Debe tomarse en cuenta que cada vez que se llame al -- programa se debe proveer de el valor de la señal, este programa lo lee directamente desde pantalla pero cuando se implemente lo definitivo se debe mandar el valor de la señal directa e internamente a un registro previamente especificado para que el programa lo cheque sin que alguien tenga que darselo. O sea que - cuando el reloj llame al programa debe poner un valor en el registro de la señal. En caso de que el operador haga uso de el- se debe igualmente colocar el valor en el registro. Todo desde adentro.

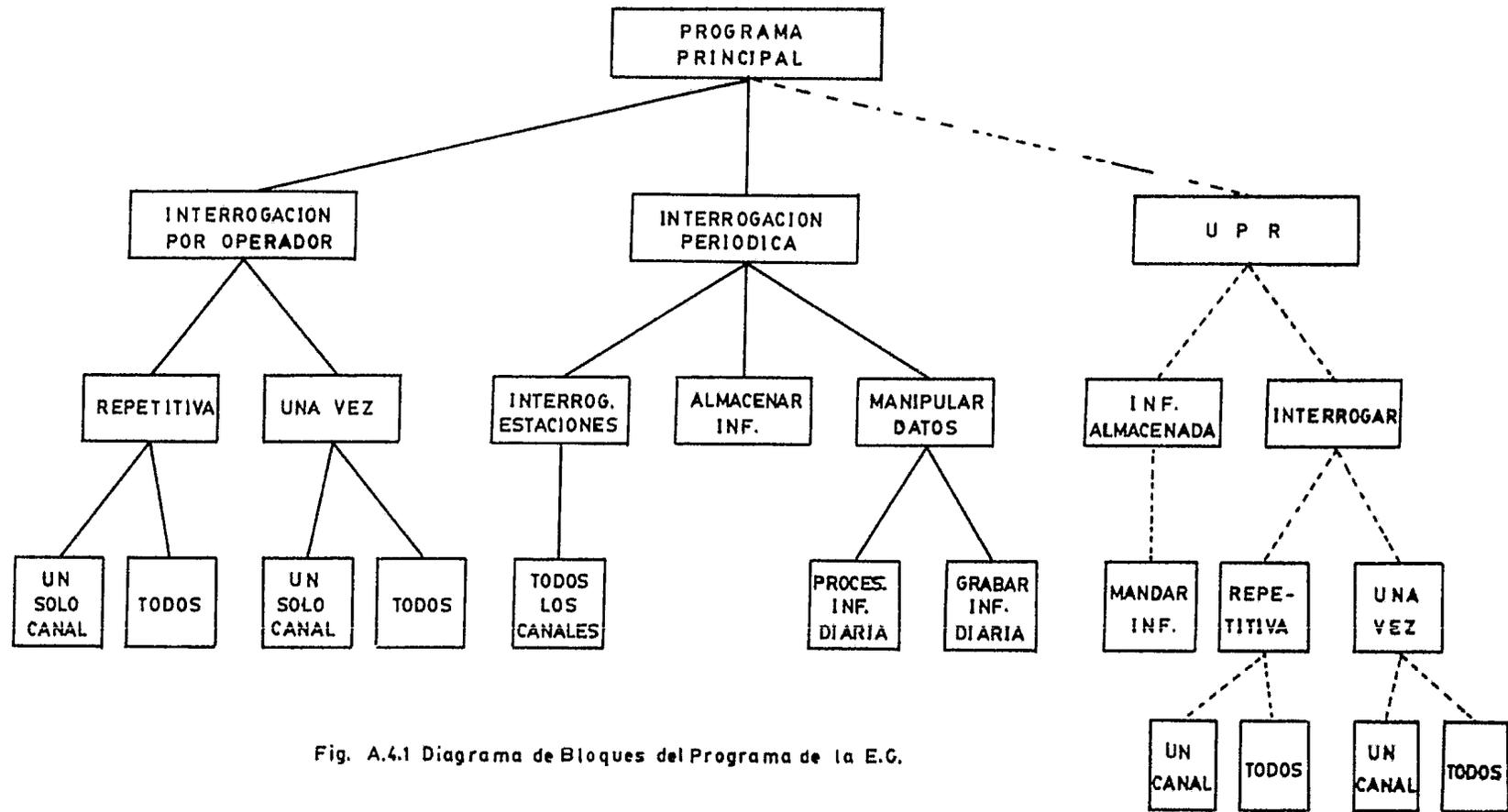


Fig. A.4.1 Diagrama de Bloques del Programa de la E.G.


```

1270      TIEMPO:=(TIME(2)-TIEMPO1)/60;
1280      UNTIL (TIEMPO>LIMITE) OR (B=0);
1290      IF B=0 THEN
1300          WRITELN('NO SE RECIBIO CONTESTACION ')
1310      ELSE
1320          WRITELN('YA SE RECIBIO CONTESTACION');
1330          (* AQUI TERMINA LA SIMULACION DE ESPERA *)
1340          IF A<=B THEN
1350              ERROR:=ERROR+1;
1360          (* NO FI SE *)
1370          UNTIL (ERROR=LIME) OR (A=B);
1380          IF A=B THEN
1390              BAND:=TRUE;
1400          (* NO FI SE *)
1410      END;  (***** FIN DEL PROCEDIMIENTO *****)
1420      (*****
1430      (* AQUI EMPIEZA EL PROCEDIMIENTO DE INTERROGAR AL CANAL *)
1440      (*****
1450      PROCEDURE INTERROGCANAL (CLAVE: INTEGER; VAR INF: INTEGER;
1460                               VAR FLAG: BOOLEAN);
1470      VAR
1480          ERROR: INTEGER;
1490      BEGIN
1500          WRITELN('ESTOY INTERROGANDO CANAL');
1510          ERROR:=0;
1520          INF:=0;
1530          REPEAT
1540              BAND:=FALSE;
1550              INF1:=0;
1560              INF2:=0;
1570              INF3:=0;
1580              COMUNICACION(CLAVE, BAND);
1590              IF BAND THEN
1600                  BEGIN
1610                      FLAG:=FALSE;
1620                      IF (INF1=INF2) OR (INF1=INF3) THEN
1630                          BEGIN
1640                              INF:=INF1;
1650                              FLAG:=TRUE;
1660                          END
1670                      ELSE
1680                          IF INF2=INF3 THEN
1690                              BEGIN
1700                                  INF:=INF2;
1710                                  FLAG:=TRUE;
1720                              END
1730                          ELSE
1740                              ERROR:=ERROR+1;
1750                      END;
1760                  (* NO FI SE *)
1770                  UNTIL NOT BAND OR FLAG OR (ERROR=LIME);
1780          END;  (***** FIN DEL PROCEDIMIENTO *****)
1790      (*****
1800      (* PROCEDIMIENTO DE INTERCOMUNICACION POR OPERADOR *)
1810      (*****
1820      PROCEDURE OPERADOR;
1830      VAR
1840          CLAVE, CLAVE2, DIFEREN: INTEGER;
1850      BEGIN
1860          WRITELN('SE EFECTUARA INTERCOMUNICACION POR OPERADOR ');

```

```

1870 CLAVEST:=0;
1880 CLAVEC:=0;
1890 OPCION:=0;
1900 LFEEDATOR(CLAVEST,CLAVEC,OPCION);
1910 COMUNICACION(CLAVEST,BAND);
1920 IF BAND THEN
1930   IF OPCION=UNAVEZ THEN
1940     IF CLAVEC=TOTALS THEN
1950       FOR I:=1 TO TOTAL DO
1960         BEGIN
1970           INTERROGCANAL(CANAL(I),INF,FLAG);
1980           IF FLAG THEN
1990             CANALTYPE(I)
2000           ELSE
2010             WRITE(N(CANAL I,CANAL(I), FUERA DE CONTROL));
2020         END
2030       ELSE
2040         BEGIN
2050           INTERROGCANAL(CLAVEC,INF,FLAG);
2060           IF FLAG THEN
2070             BEGIN
2080               CLAVECTYPE(CLAVEC,I);
2090               CANALTYPE(I)
2100             END
2110           ELSE
2120             WRITE(N(CANAL I,CLAVEC, FUERA DE CONTROL));
2130           END
2140         ELSE
2150           IF CLAVEC=TOTALS THEN
2160             WHILE TRUE DO (** INTERROGACION INDEFINIDA **)
2170               FOR I:=1 TO TOTAL DO
2180                 BEGIN
2190                   INTERROGCANAL(CANAL(I),INF,FLAG);
2200                   IF FLAG THEN
2210                     CANALTYPE(I)
2220                   ELSE
2230                     WRITE(N(CANAL I,CANAL(I), FUERA DE CONTROL));
2240                 END
2250               ELSE
2260                 WHILE TRUE DO (** INTERROGACION INDEFINIDA **)
2270                   BEGIN
2280                     INTERROGCANAL(CLAVEC,INF,FLAG);
2290                     IF FLAG THEN
2300                       BEGIN
2310                         CLAVECTYPE(CLAVEC,I);
2320                         CANALTYPE(I);
2330                       END
2340                     ELSE
2350                       WRITE(N(CANAL I,CLAVEC, FUERA DE CONTROL));
2360                   END
2370                 ELSE
2380                   WRITE(N(LA ESTACION ,CLAVEST, FUERA FUERA DE CONTROL));
2390               END; (***** FIN DEL PROCEDIMIENTO *****)
2400             (***** ESTACION *****);
2410             (* AQUI EMPIEZA LA INTERROGACION PERIODICA);
2420             (***** ESTACION *****);
2430           PROCEDURE CORTA(VAR ARCH1,ARCH2:FILE OF MATRIX);
2440           BEGIN
2450             RESET(ARCH1);
2460             REWRITE(ARCH2);

```

```

2470 WHILE NOT EOF(ARCH1) DO
2480 BEGIN
2490 ARCH2@:=ARCH1@:
2500 PUT(ARCH2):
2510 GET(ARCH1):
2520 END:
2530 END:
2540 PROCEDURE INTERROGHEPERIODICA(VAR ARCHIVO:FILE OF MATRIZ):
2550 VAR
2560 SEMILLA:REAL:
2570 ARCHTEMPORAL:FILE OF MATRIZ:
2580 BEGIN
2590 SEMILLA:=TIME(11):
2600 FOR J:=1 TO 3 DO
2610 FOR I:=1 TO 9 DO
2620 DATOST(I,I):=TRUNC(RANDOM(SEMILLA)*100):
2630 COPIA(ARCHIVO,ARCHTEMPORAL):
2640 COPIA(ARCHTEMPORAL,ARCHIVO):
2650 ARCHIVO@:=DATOS:
2660 PUT(ARCHIVO):
2665 RESET(ARCHIVO):
2670 END: (***** FIN DEL PROCEDIMIENTO *****)
2680 (***** PROCEDIMIENTO DE INTERROGHE PERIODICA *****)
2690 (* AQUI EMPIEZA EL PROCEDIMIENTO DE INTERROGHE PERIODICA *)
2700 (***** PROCEDIMIENTO DE INTERROGHE PERIODICA *****)
2710 PROCEDURE INFORMETARIO:
2720 VAR
2730 PROM,MAX,MIN:MATRIZ:
2740 BEGIN
2750 FOR I:=1 TO TOTAL DO
2760 FOR J:=1 TO LIM DO
2770 BEGIN
2780 PROM(I,J):=0:
2790 MAX(I,J):=0:
2800 MIN(I,J):=1000:
2810 END:
2820 RESET(ARCHIVO):
2830 UNTIL NOT EOF(ARCHIVO) DO
2840 BEGIN
2850 DATOS:=ARCHIVO@:
2860 GET(ARCHIVO@):
2870 FOR I:=1 TO TOTAL DO
2880 FOR J:=1 TO LIM DO
2890 BEGIN
2900 PROM(I,J):=PROM(I,J)+DATOST(I,J):
2910 IF DATOST(I,J)>MAX(I,J) THEN
2920 MAX(I,J):=DATOST(I,J):
2930 ELSE
2940 IF DATOST(I,J)<MIN(I,J) THEN
2950 MIN(I,J):=DATOST(I,J):
2960 END:
2970 FOR I:=1 TO TOTAL DO
2980 FOR J:=1 TO LIM DO
2990 PROM(I,J):=PROM(I,J) DIV I*J*9:
3000 END:
3010 END: (***** FIN DEL PROCEDIMIENTO *****)
3020 (***** PROCEDIMIENTO DE INTERROGHE PERIODICA *****)
3030 (* AQUI EMPIEZA EL PROCEDIMIENTO DE INTERROGHE PERIODICA *)
3040 (***** PROCEDIMIENTO DE INTERROGHE PERIODICA *****)
3050 BEGIN

```

```

3060 ESTACIONES:=1,10,20,301
3070 CANALES:=01,02,03,04,05,06,07,08,09,10,0001
3080 OPCIONES:=1,100,007,00000111
3090 CANAL 01:=1
3100 CANAL 02:=2
3110 CANAL 03:=3
3120 CANAL 04:=4
3130 CANAL 05:=5
3140 CANAL 06:=6
3150 CANAL 07:=7
3160 CANAL 08:=8
3170 CANAL 09:=9
3180 ESTACION 01:=101
3190 ESTACION 02:=102
3200 ESTACION 03:=103
3210 WRITE (SERIAL 01, "NUMERO 01")
3220 READ (SERIAL 01)
3230 WRITE (SERIAL 02)
3240 READ (SERIAL 02)
3250 1 : DEFERIR
3260 2 : INTERFERIR
3270 3 : INFORMETIAR
3280 END
3290 END. (***** FIN DEL PROGRAMA *****)

```

```

@@@@@@@@@@ @ @ @ @ @
@@@@@@@ @ @ @ @ @
@ @ @ @ @ @ @ @ @ @
@@@@@@@ @ @ @ @ @
@@@@@@@ @ @ @ @ @
@ @ @ @ @ @ @ @ @ @
@ @ @ @ @ @ @ @ @ @
@ @ @ @ @ @ @ @ @ @
@ @ @ @ @ @ @ @ @ @
@ @ @ @ @ @ @ @ @ @

```

