



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA  
DE MÉXICO

75  
Zejan

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN ACELEROMETRO  
PARA SONDAS ATMOSFERICAS

FALLA DE ORIGEN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
(AREA ELECTRICA ELECTRONICA)

P R E S E N T A N:

JOSE LUIS GARCIA GARCIA  
RICARDO PEREZ GARCIA  
JUAN SALVADOR TENORIO SOLARES



DIRECTOR DE TESIS:

M. EN I. JUAN CARLOS ROA BEIZA

CIUDAD UNIVERSITARIA, MEXICO, D.F.

1995

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

**A G R A D E C I M I E N T O S**

- A mi madre, por su esfuerzo y ejemplo.

- A mi padre, por su apoyo y consejos.

- A mis hermanos, por su comprensión.

- A los familiares y amigos que siempre me apoyaron y  
estuvieron cerca de mi.

José Luis

- A mi Madre, con todo mi amor, porque con su ejemplo a través de cariño y sacrificio me ha permitido alcanzar todas mis metas, para hoy iniciar una nueva etapa de mi vida en la que indudablemente ella siempre estará presente.

- A mis hermanos Mary Carmen, Mary Cruz, Victor y Mary Fer, por todos los momentos que he compartido con ellos durante el transcurso de mi vida.

- A Mauricio, por todo el apoyo, tiempo y dedicación que siempre ha sabido demostrarme.

Salvador.

- A mis Padres, por su apoyo incondicional y absoluto en el logro de esta meta.

- A mis hermanos, Claudia, Rosi, Conchi y Jesús.

- A todos las personas cercanas a mí, que de una u otra forma influyeron y motivaron en el transcurso de la carrera, amigos, familiares y personas especiales.

Ricardo.

Queremos reconocer el apoyo brindado para la realización de éste trabajo al Dr. Gianfranco Bisiacchi Giraldi director del Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial (P.U.I.D.E.) y a David Liberman S. director técnico del proyecto de cohetes sonda.

Así mismo queremos agradecer la asesoría y valiosos consejos del M.I. Juan Carlos Roa Beiza, a los profesores de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México por sus enseñanzas y a la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México.

## **ALCANCES**

**El presente trabajo pretende describir el desarrollo de un sistema electrónico que permita medir la aceleración de cohetes experimentales que se utilizarán como sondas atmosféricas dentro del Programa Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial (P.U.I.D.E.) en la U.N.A.M., Esta medición será enviada a tierra a través de un transmisor en la banda de 2m., la cual será recibida en tierra por un receptor comercial y se desplegará la información en una computadora personal**



# I N D I C E

## Capítulo I

### Sistemas de Rastreo e Información de Cohetes.

I.1	Introducción.	1
I.2	Breve historia de la cohetaría.	2
I.3	Sistema de control de cohetes.	5
I.3.1	Giróscopos.	6
I.3.2	Acelerómetros.	12
I.3.2.1	Acelerómetros potenciométricos.	13
I.3.2.2	Acelerómetros por reluctancia.	14
I.3.2.3	Acelerómetros por strain-gauge.	15
I.3.2.4	Servoacelerómetros.	16
I.4	Rastreo.	18
I.4.1	Tipos de Rastreo.	18
I.5	Telemetría.	27
I.5.1	Multiplexaje.	30

## Capítulo II

### Extensometría, Amplificadores de Instrumentación y Modulación.

II.1	Introducción.	32
II.2	Teoría de la extensometría.	33
II.2.1	Strain-gauge.	34
II.2.2	Obtención de una aceleración a partir de una deformación.	41
II.3	Amplificadores de Instrumentación.	46
II.3.1	Primera generación.	46
II.3.2	Segunda generación.	48

II.3.3 Tercera generación.	49
II.4 Modulación.	51
II.4.1 Modulación Analógica.	54
II.4.1.1 Modulación en Amplitud.	54
II.4.1.2 Modulación en Frecuencia.	55
II.4.2 Modulación Digital.	57
II.4.2.1 Modulación Digital ASK.	58
II.4.2.2 Modulación Digital FSK.	61
II.4.2.3 Modulación Digital PSK.	65
II.4.3 Modulación por pulsos.	72
II.4.4 Elección de la Modulación a utilizar.	76

### Capítulo III

#### Diseño y Construcción del Acelerómetro.

III.1 Introducción.	80
III.2 Parámetros de diseño.	81
III.3 Rangos de variables.	85
III.3.1 Polarización.	85
III.3.2 Aceleraciones.	85
III.4 Etapa de medición.	86
III.4.1 El sensor.	87
III.5 Etapa de Acondicionamiento.	89
III.5.1 Amplificación.	90
III.5.2 Filtrado.	90
III.5.3 Sistema de adquisición de datos.	92
III.5.3.1 Planteamiento.	92
III.5.3.2 Diseño preliminar.	92

III.5.3.3	Diseño detallado.	94
III.5.3.3.1	Modelo de programación	96
III.5.3.3.2	Convertidor A/D y Multiplexor.	97
III.5.3.3.3	Interfaz de Comunicaciones Seriales.	99
III.6	Etapa de transmisión.	107
III.6.1	Modulación.	107
III.6.2	Transmisión.	116
III.6.2.1	Diseño del transmisor	123
II.6.3	Antena.	156
III.7	Etapa de Recepción.	164
III.7.1	Recepción.	164
III.7.2	Demodulación.	166
III.8	Desplegado de la información.	177
III.8.1	Interfaz TTL a RS-232.	177
III.8.2	Desplegado de la información en la Computadora Personal.	178
III.9	Propuesta de medición de Altura y Seguimiento Visual.	180
III.9.1	Altimetro.	180
III.9.2	Estrobo.	190
III.10	Diagrama final	198
III.11	Conclusiones.	200
	<b>Bibliografía.</b>	202
	<b>Apéndice A</b>	
	Especificaciones del Strain-gauge	207
	<b>Apéndice B</b>	
	Especificaciones del amplificador de Instrumentación LH0036/LH0036C	217

<b>Apéndice C</b>	
Especificaciones del amplificador operacional TLC-274	222
<b>Apéndice D</b>	
Diagrama de flujo, pseudocódigo y listado en ensamblador del programa para el MC68HC11	230
<b>Apéndice E</b>	
Especificaciones de los transistores utilizados en el transmisor	237
<b>Apéndice F</b>	
Corrimientos en la carta Smith, circuito de acoplamiento de impedancias de la antena al transmisor, gráfica $R/v$ vs. $H/\lambda$	249
<b>Apéndice G</b>	
Hoja de especificaciones del radio transiver TS-711E	253
<b>Apéndice H</b>	
Especificaciones de los circuitos integrados XR-2211 y XR-2206	256
<b>Apéndice I</b>	
Especificaciones del circuito integrado MAX-232	272
<b>Apéndice J</b>	
Especificaciones del sensor de presión de Motorola, de la serie MPX	279

# **CAPITULO I**

## **SISTEMA DE RASTREO E INFORMACION DE COHETES.**

## Capítulo I.

### Sistemas de Rastreo e Información de Cohetes.

#### I.1 Introducción.

Hoy en día, la parte del desarrollo aerospacial y las telecomunicaciones espaciales están sumamente avanzados. Desde el ruso Konstantin Tsiolkovsky en 1898 con sus Leyes Mecánicas del Movimiento de los Cohetes, ha pasado casi un siglo, y el hombre ha dado pasos gigantescos.

Los sistemas de rastreo e información en cohetes sondas y navegación espacial han evolucionado rápidamente, jugando un papel de suma importancia en el control de cohetes sondas atmosféricas con fines de investigación de la atmósfera. El desarrollo de estos sistemas de rastreo y control han pasado desde los primeros giróscopos utilizados para el control de los primeros cohetes experimentales, hasta sofisticados sistemas de telemetría, que realiza desde la transmisión de variables múltiples en una sonda atmosférica de investigación, hasta el control y supervisión de satélites artificiales y vehículos espaciales. Así como el control y órdenes de ejecución a sistemas robotizados autónomos que realizan experimentos en estos vehículos espaciales.

El tener programas de investigación y desarrollo en estos campos es de vital importancia, teniendo como obstáculo el gran costo que representa; pero con programas pequeños y planificados se pueden obtener buenos resultados, sumamente productivos.

## I.2 Breve historia de la cohetaría.

La historia y los primeros conocimientos en cohetaría se remontan a muchos años atrás, los chinos desde el siglo XIII conocieron los cohetes, disparando estas flechas de fuego contra los invasores mongoles. Un siglo después, en Europa, ya se conocía sus principios y aplicaciones; a fines del siglo XVIII, los ingleses los construían con fines pirotécnicos y usos militares, empleándolos en el ataque a Fort McHenry, en la guerra de 1814.

Es hasta principios de nuestro siglo cuando la visión del uso de los cohetes cambió radicalmente, cuando Konstantin Tsiolkovsky, nacido en Kaluga al sur de Moscú, percibió que el cohete era un buen medio para escapar de la gravedad de la Tierra. Con buenos conocimientos en Física y Matemáticas, en 1898 desarrolló las leyes mecánicas fundamentales del movimiento de los cohetes, con los que se basa hoy en día el diseño de los vehículos espaciales.

Poco tiempo después hacia la primera guerra mundial, el segundo pionero de la cohetaría, Robert Hutchings Goddard, profesor de Física de Nueva Inglaterra, escribió en 1919 su postulado "Un Método para Alcanzar Alturas Extremas", que resultó un análisis matemático de lo que hoy conocemos como cohete sonda meteorológico, debido a que su idea original era el de llevar instrumentos a alturas incansables por los globos de aquel entonces. Pero su visión iba más allá de lo imaginable, pensando que con la propulsión por cohetes podía realizar viajes interplanetarios, teniendo como primer objetivo la Luna.

En 1923 el húngaro Hermann Oberth, escribió un opúsculo, "El Cohete en el Espacio Interplanetario", llegando a las mismas conclusiones

de sus predecesores, además de esbozar trazas teóricas para cohetes de investigación y vehículos espaciales tripulados.

Durante la segunda guerra mundial, los alemanes al frente del Dr. **Walter Dornberger y Wernher Von Braun**, desarrollaron un gigantesco proyectil para usos militares que el mundo conocería años después como la V-2. Hasta 1942 ningún cohete grande se había elevado ni muy lejos ni muy bien, fue sin duda, el salto técnico más grande dado hasta entonces. La V-2 alcanzaba 80 Km de altura, con un peso de 14 toneladas y 14 metros de longitud, sin duda era el prototipo de cohetes espaciales, su alcance máximo era de 320 kilómetros.

Por la parte de los Estados Unidos, el doctor **Goddard** había volado hacia 1935 cohetes con un peso de casi 50 kilos a una distancia de 2,250 metros, pero debido al poco interés del gobierno norteamericano su desarrollo fue lento. Para 1941 Goddard había construido el "cohete Goddard", casi idéntico al V-2 alemán, pero mucho menor en alcance y potencia que la V-2. Anteriormente, en 1937, el doctor Goddard con ayuda de un giróscopo había construido un control autónomo de vuelo, dándole grandes resultados para estabilizar el vuelo de sus cohetes. Así al final de 1937, deja prueba del éxito del estabilizador giroscópico de Goddard al volar con éxito uno de sus cohetes.

A finales de la segunda guerra mundial, en la primavera de 1945 los alemanes tenían planes de dar a su V-2 un alcance trasatlántico, habían ensayado con éxito cohetes de varias etapas y de combustible sólido; además de haber superado el problema del control autónomo, ya que la solución obvia, el control por radio, era no recomendable pues podía ser interferido; los alemanes idearon un control automático autónomo que podía medir la velocidad y altura del cohete. Cuando el cohete alcanzaba



la velocidad necesaria para llegar a su blanco, el control automático mandaba una orden para cerrar el combustible al motor, de allí en adelante, el arma se deslizaba inertemente hasta su objetivo.

Terminada la segunda guerra mundial y con el comienzo de la guerra fría, las dos superpotencias, la Unión Soviética y los Estados Unidos, establecen una competencia por la supremacía espacial. Así para 1956 un cohete Júpiter C norteamericano alcanza 1,095 Km, al mismo tiempo que los soviéticos envían perros en cohetes sondas, teniendo el programa soviético grandes éxitos. En ese mismo año los norteamericanos hacen el primer disparo de un cohete Viking para probar equipo de telemetría.

La carrera por la conquista del espacio continúa y para 1957 los soviéticos lanzan el Sputnik I, primer satélite artificial, y en 1961 ponen al primer hombre en el espacio. La carrera espacial continuó con grandes logros hasta 1969 con la conquista de la Luna.

Hoy en día la exploración espacial continúa con modernos y sofisticados equipos de telemetría, desde sondas atmosféricas meteorológicas, transbordadores espaciales, hasta programas de vehículos interplanetarios.

### 1.3. Sistema de control de cohetes

Un sistema de control de cohetes, es el responsable de mantener el vehículo en una correcta postura de vuelo. Por ejemplo, los ejes del misil\* podrían en determinado momento, quedar fuera de la trayectoria programada, esto provocaría que el sistema de control corrigiera la anomalía de acuerdo a alguna referencia fija, con respecto a la cual el plano de vuelo debe mantenerse paralelo.

El primer requerimiento para que un sistema de control sea eficaz, consiste en establecer los mecanismos de regulación que le permitan determinar el momento en que se necesite una operación correctiva. El sistema deberá entonces, definir qué controles deberán ser operados y en qué forma.

La estabilidad del curso de un misil, se efectúa en función a los dispositivos que controlan el movimiento del mismo sobre tres ejes de referencia, los cuales se muestran en la figura (1.3.1), dichos ejes son: yaw, pitch y roll.

El control yaw (vertical), es el responsable del monitoreo y control de los movimientos hacia la izquierda y derecha del misil.

El control pitch (horizontal) es, así mismo, el encargado de monitorear y regular los movimientos de rotación hacia arriba y abajo del cohete.

El control roll (longitudinal), tiene como propósito sensar y corregir los movimientos de rotación a lo largo de este eje de referencia.

El dispositivo empleado para llevar a cabo el control en cada uno de estos ejes, es el giróscopo, al cual se hace referencia más adelante.

### 1.3. Sistema de control de cohetes

Un sistema de control de cohetes, es el responsable de mantener el vehículo en una correcta postura de vuelo. Por ejemplo, los ejes del misil\* podrían en determinado momento, quedar fuera de la trayectoria programada, esto provocaría que el sistema de control corrigiera la anomalía de acuerdo a alguna referencia fija, con respecto a la cual el plano de vuelo debe mantenerse paralelo.

El primer requerimiento para que un sistema de control sea eficaz, consiste en establecer los mecanismos de regulación que le permitan determinar el momento en que se necesite una operación correctiva. El sistema deberá entonces, definir qué controles deberán ser operados y en qué forma.

La estabilidad del curso de un misil, se efectúa en función a los dispositivos que controlan el movimiento del mismo sobre tres ejes de referencia, los cuales se muestran en la figura (1.3.1), dichos ejes son: yaw, pitch y roll.

El control yaw (vertical), es el responsable del monitoreo y control de los movimientos hacia la izquierda y derecha del misil.

El control pitch (horizontal) es, así mismo, el encargado de monitorear y regular los movimientos de rotación hacia arriba y abajo del cohete.

El control roll (longitudinal), tiene como propósito sensar y corregir los movimientos de rotación a lo largo de este eje de referencia.

El dispositivo empleado para llevar a cabo el control en cada uno de estos ejes, es el giróscopo, al cual se hace referencia más adelante.

Para lograr una precisión efectiva en el control de un misil que viajará grandes distancias, se requiere de cálculos amplios y exactos de la ruta de vuelo. Las ecuaciones matemáticas para un problema de navegación de este tipo, contendrán factores designados para controlar el movimiento del cohete sobre los tres ejes -yaw, pitch y roll. Además, las ecuaciones también podrán incluir factores que tomen en cuenta la aceleración del vehículo debida a algunas fuerzas externas (vientos de cola, por ejemplo) y a la inercia del mismo.

El dispositivo empleado para sensar los cambios producidos en la aceleración del cohete es el acelerómetro, del cual se hablará más adelante en este capítulo.

#### 1.3.1. Giróscopos.

Un giróscopo es un dispositivo mecánico que establece una referencia inercial fija, misma que se emplea como punto de comparación para establecer los cambios en el comportamiento del vehículo al cual se halle unido, es decir, establece un eje fijo e invariable en el espacio, el cual, se utiliza para verificar los cambios de postura en alguno de los tres ejes de referencia mencionados anteriormente. Cuando se detecta un desvío en la posición del misil con respecto a lo programado y que se encuentra establecido por medio del giróscopo, el sistema de control trata de llevarlo a la referencia establecida por este dispositivo.

Dada la importancia que los giróscopos tienen, éstos son generalmente considerados como las unidades sensoras básicas en cualquier sistema de control de cohetes. En la figura (1.3.2) se aprecia un

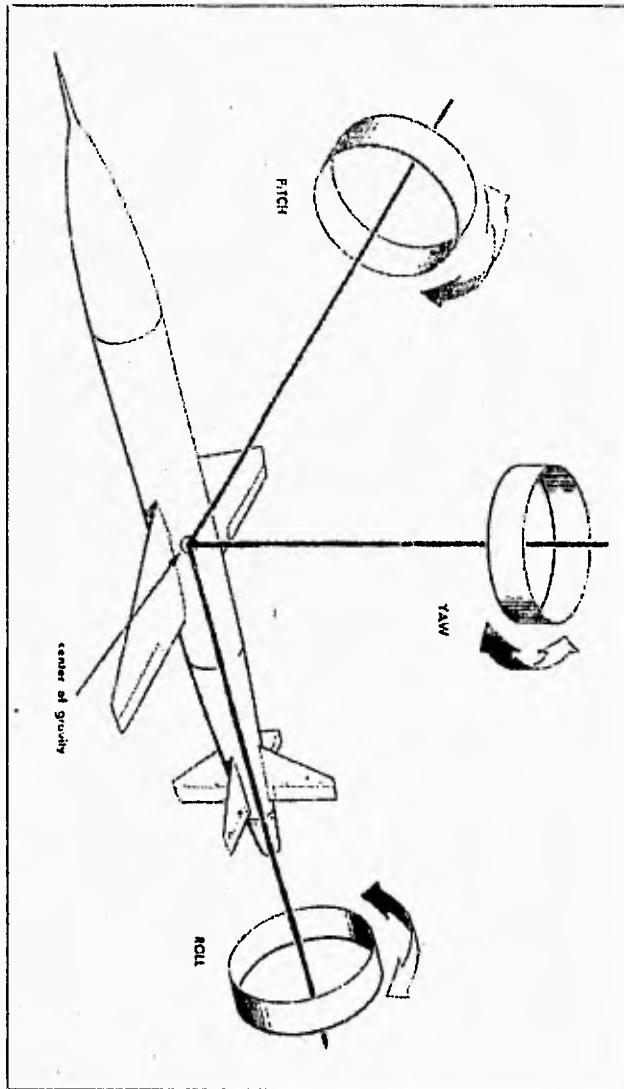


Fig I.3.1. Ejes de referencia.

giróscopo, el cual contiene un rotor que gira rápidamente sobre el eje central o eje de giro. Este eje, permanece fijo en el espacio mientras el rotor gira, y establece el punto de referencia inercial, es decir, el giróscopo se resiste a cualquier fuerza que tienda a desplazar el rotor de su plano de giro. Esta característica es llamada inercia giroscópica. El rotor es soportado por un gimbal, el cual es libre de pivotar sobre su eje (gimbal axis). Los puntos de pivoteo forman parte de la estructura exterior que contiene al giróscopo, misma que, además, se halla unida al cohete, cuyos cambios de postura respecto al eje del gimbal se desean medir.

El giróscopo mencionado en el párrafo anterior, es un giróscopo de "un grado de libertad", se le llama así, debido a que el gimbal es libre de rotar con respecto a la cubierta del giróscopo sobre un solo eje de referencia de los mencionados, sin embargo, también suelen diseñarse giróscopos de dos grados de libertad, es decir, para que proporcionen una salida independiente para cualesquiera de dos de los tres ejes usados para definir la posición del cohete. Se emplean para esto, entonces, un gimbal interno para uno de los ejes y un gimbal externo para el otro eje, con sensores separados para cada uno.

La característica de un giróscopo, que causa que el rotor sea desplazado en una dirección de 90 grados desde el punto donde se le aplicó una fuerza, es llamada precesión. Existen dos tipos de precesión, la precesión real -llamada también a veces precesión inducida- y, la precesión aparente.

Una fuerza aplicada a un giróscopo en su centro de gravedad no tiende a desplazar el eje de giro de su posición establecida. Un giróscopo puede ser movido en cualquier dirección sin que se presente precesión

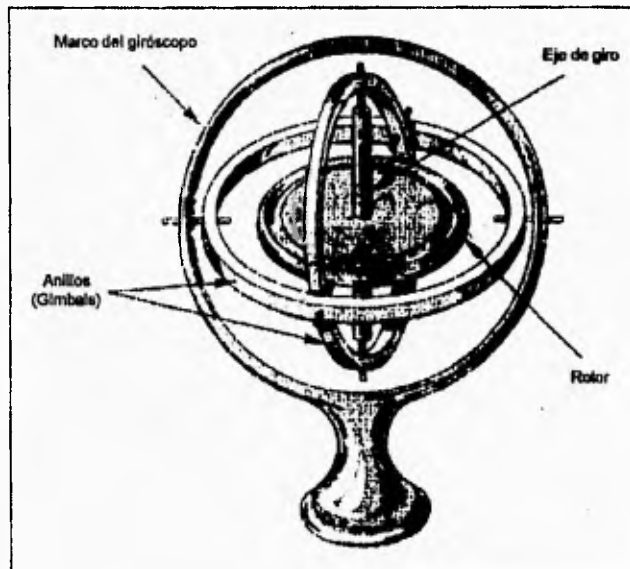


Fig 1.3.2. Giróscopo.

alguna, siempre y cuando sus ejes permanezcan paralelos a su posición original en el espacio. De esta forma, el giróscopo sólo puede medir aquellos movimientos que tienden a inclinar o girar los ejes del mismo. Esta característica de precesión, es la llamada precesión real, ya que es la debida al movimiento propio del vehículo y se muestra en la figura (1.3.3).

Como se indicó antes, los ejes de un giróscopo apuntan en una dirección fija, debido a que la inercia la mantiene en esa posición en el espacio, sin embargo, después de un tiempo transcurrido, los ejes de giro del dispositivo, aparecerán inclinados debido a la rotación de la tierra. Esta clase de precesión se define como aparente.

La figura (1.3.4) es un diagrama de bloques, que muestra como las señales procedentes de un sensor de precesión, son usadas para mantener la estabilidad del giróscopo. Si el eje de rotación del giróscopo, en este sistema, es vertical, la salida proporcionada por el mismo será igual a cero, pero si el eje de rotación se mueve fuera de la vertical, el sensor de precesión tomará un voltaje generado por la inclinación de este eje. La amplitud del voltaje sentido, dependerá de la cantidad de precesión, y su fase, de la dirección de la misma. La salida de este sensor, se amplifica para operar el motor de torque, el cual regresará el giróscopo a la posición vertical, es decir, si el cohete sufre una desviación, podrá ser entonces regresado a través de este mecanismo, a la posición programada.

Para finalizar, es conveniente mencionar las formas en que se montan los giróscopos al cohete, para que controlen los ejes de referencia del mismo. Estas son las siguientes:

- a) El giróscopo que controla el eje yaw (vertical), es montado con su eje de rotación paralelo a la línea de vuelo del cohete.
- b) El giróscopo que controla el eje pitch (horizontal), es montado con su eje de rotación paralelo al eje yaw del cohete y en ángulo recto con la línea de vuelo del mismo.
- c) El giróscopo que controla el eje roll (longitudinal), es montado con su eje de rotación paralelo al eje pitch y también en ángulo recto a la línea de vuelo del cohete.



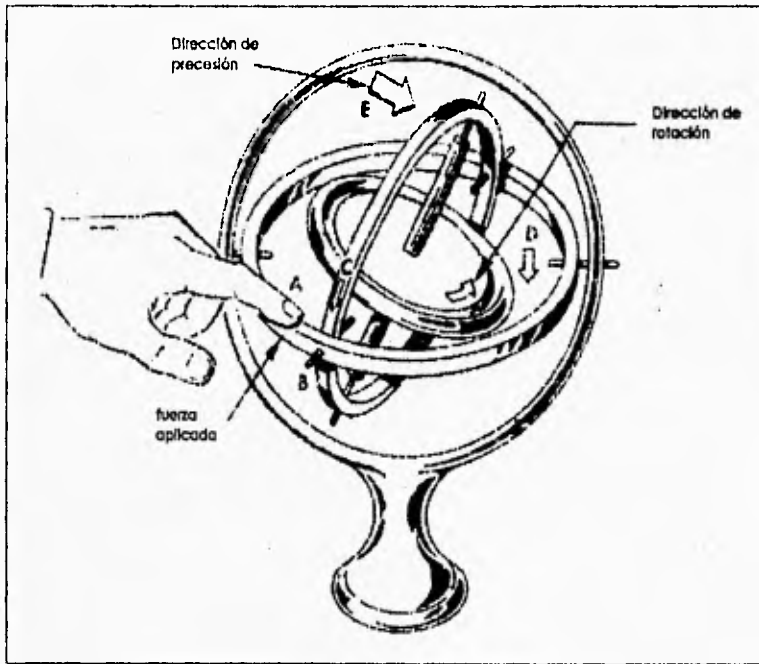


Fig I.3.3. Precesión real en un giróscopo.

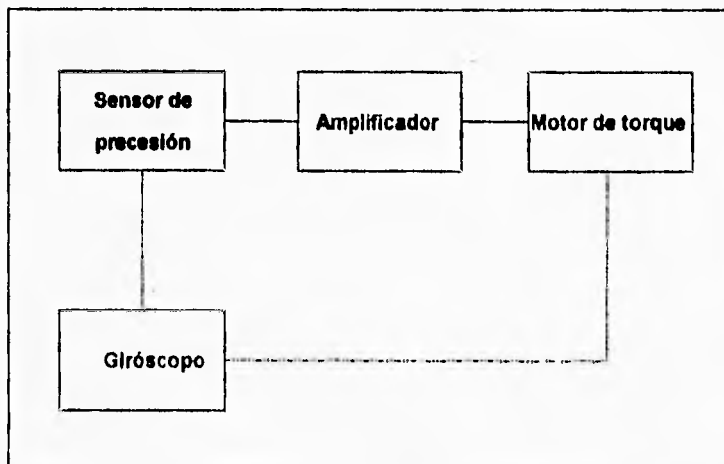


Fig. I.3.4. Sistema de erección por precesión.

### 1.3.2. Acelerómetros.

La aceleración es una cantidad vectorial, definida como la variación de la velocidad de un móvil en un intervalo de tiempo determinado y con respecto a un sistema de referencia. Cuando el término aceleración, es usado solo, usualmente se refiere a aceleración lineal, la cual relaciona la velocidad lineal (translacional)  $v$  con el tiempo  $t$  por medio de la derivada:  $dv/dt$ .

Un acelerómetro, como su nombre lo implica, es un dispositivo diseñado para medir un cambio de aceleración, que se haga presente en un móvil cualquiera al cual se halla añadido este transductor.

Todos los transductores de aceleración (acelerómetros), usan un método sensor en el que la aceleración actúa sobre una "masa sísmica", ésta, en muchos casos se encuentra unida a un muelle, y su movimiento es normalmente amortiguado. Cuando una aceleración es aplicada a la caja que contiene al transductor, ocasiona un movimiento relativo de la masa con respecto a ésta y, cuando la aceleración se detiene, la masa es regresada a su posición original por efecto del muelle. Esta idea se muestra con mayor claridad en la figura (1.3.5).

El desplazamiento de la masa, puede ser convertida a una señal eléctrica por varios tipos de elementos transductores, lo que da lugar a diferentes tipos de acelerómetros. Los más comúnmente usados, son los acelerómetros potenciométricos, reluctivos (por reluctancia), por strain-gauge, y los servoacelerómetros. A continuación se presenta la construcción y funcionamiento a grosso modo de estos dispositivos.

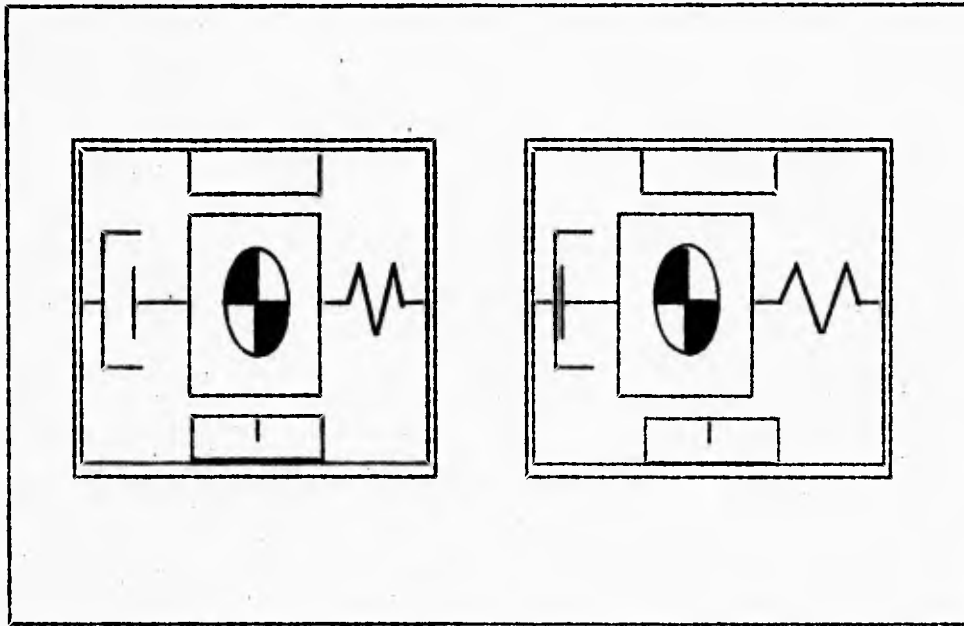


Fig I.3.5. Desplazamiento de la masa sísmica.

#### I.3.2.1. Acelerómetros potenciométricos.

Los acelerómetros potenciométricos, usualmente emplean un enlace mecánico entre el sistema masa-resorte a un brazo de palanca que se mueve a lo largo de un elemento resistivo. En algunos modelos, la masa está soportada por un canteliver. Existen diferentes tipos de amortiguamiento empleado en estos acelerómetros, los hay de amortiguamiento por gas, de amortiguamiento viscoso o amortiguamiento magnético.

Como se mencionó con anterioridad, cuando una aceleración es aplicada al dispositivo, el desplazamiento de la masa sísmica se traducirá en un voltaje debido al efecto del potenciómetro, el cual será sensado en el cursor del mismo y que dependerá de la aceleración aplicada, es decir,

la función que el potenciómetro posee, es la de dividir el voltaje aplicado entre sus terminales, en un factor proporcional a la aceleración ejercida sobre el acelerómetro.

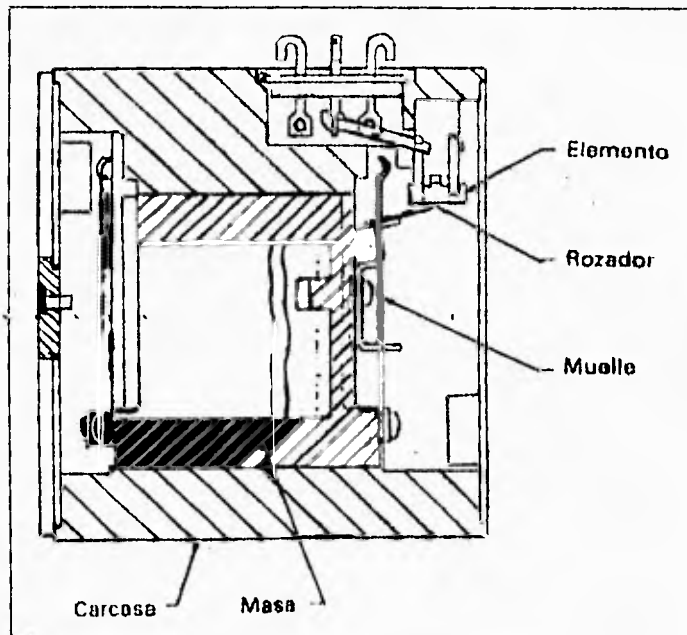


Fig. 1.3.6. Acelerómetro potenciométrico.

#### 1.3.2.2. Acelerómetros por reluctancia.

Esta categoría de acelerómetros, incluye los elementos tipo TDVL (transformador lineal variable diferencial) y el tipo puente de impedancias (puente inductivo). El transformador diferencial, tiene un arrollamiento primario y dos arrollamientos secundarios. El sistema masa muelle está constituido por el núcleo del transformador, que es la masa sísmica, suspendido dentro de los arrollamientos mediante resortes paralelos en

voladizo. El desplazamiento del núcleo ferromagnético, debido a la aceleración, provoca cambios de voltaje a la salida de los dos arrollamientos secundarios cuando se aplica un voltaje de c.a. en el arrollamiento primario.

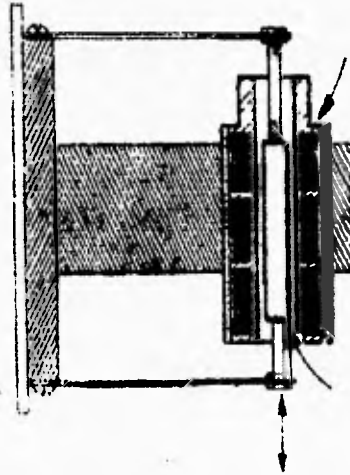


Fig. 1.3.7. Acelerómetro por reluctancia (TDVL).

#### 1.3.2.3. Acelerómetros por strain-gauge.

Los acelerómetros por strain-gauge son muy populares, y existen en diversas versiones. Algunos diseños usan un alambre metálico, estirado entre la masa sísmica y un marco fijo o entre postes. Este alambre, se moldea en forma de cruz, en cuyo centro, la masa sísmica se une. Cuando la masa se desplaza, la tensión en un par de extremos de la cruz aumenta, en tanto que en los otros disminuye. Los extremos se conectan

eléctricamente a un puente activo de cuatro brazos, cuya salida, cuando es excitada con una fuente de c.c. es proporcional a la aceleración. Otros diseños utilizan un alambre de metal o un semiconductor enrollado en forma de serpiente en algunos casos, sobre algún elemento fijo. El elemento al cual suelen montarse algunos de estos strain-gauges, es un canteliver, mismo que en un extremo tiene unida la masa sísmica.

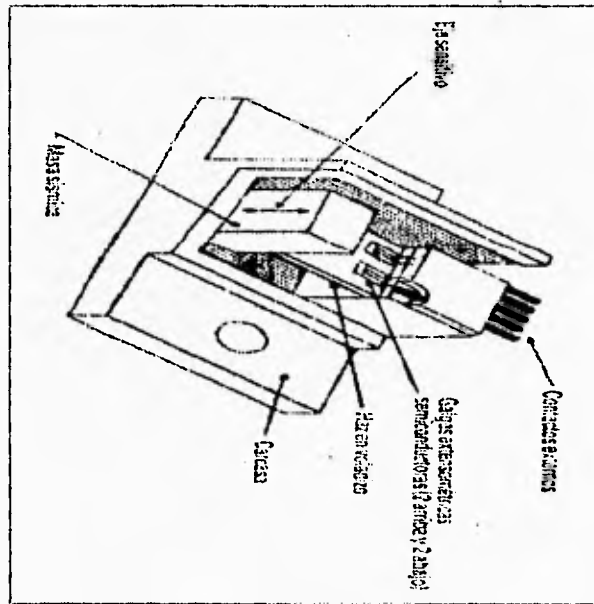


Fig. 1.3.8. Acelerómetro por Strain-Gauge.

#### 1.3.2.4. Servoacelerómetros.

Los servoacelerómetros, utilizan sistemas de lazo cerrado para compensar fuerza, torque, o sin compensación. El desplazamiento de la masa sísmica es detectado por un sensor de posición, la salida generada por el mismo, es la señal de error del sistema. Esta señal es amplificada y

realimentada a un rotor, cuya fuerza de restauración es igual y opuesta a la fuerza inducida por la aceleración. Este rotor, se encuentra unido a la masa sísmica y la regresa a su posición original, la corriente en éste, es proporcional a la aceleración y se hace pasar a través de una carga resistiva. El voltaje que se obtiene a la salida, es por lo tanto proporcional a la aceleración.

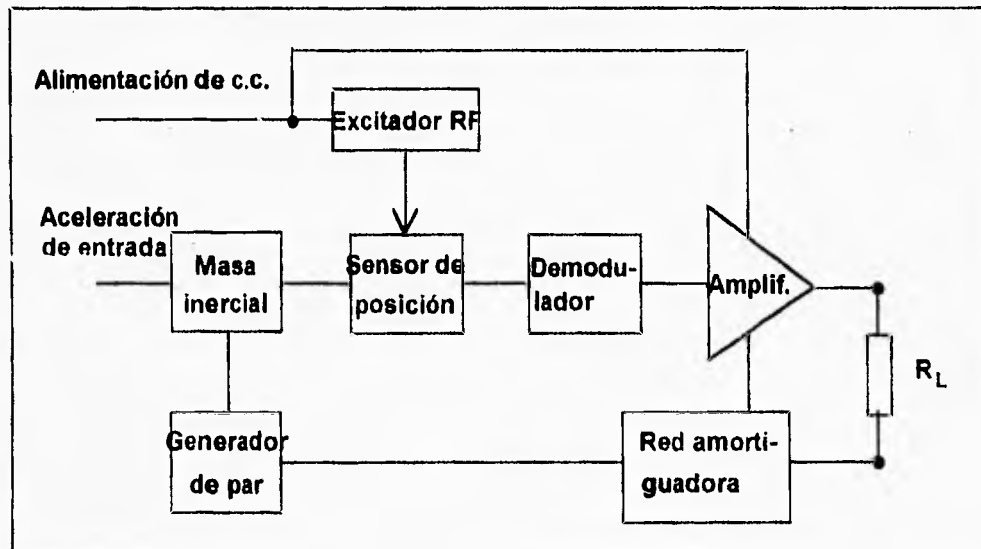


Fig 1.3.9. Servoacelerómetro.

#### 1.4 Rastreo.

El rastreo o seguimiento es la operación de determinar la posición y movimiento de un vehículo en el espacio, que en este caso es el cohete. Es muy importante saber la posición del cohete, ya que éste es el vehículo de algún experimento que será llevado a una altura determinada.

Dentro del área Aeroespacial las operaciones principales de rastreo llevadas a cabo con un vehículo espacial se pueden clasificar en cuatro grandes grupos.

Primero se tienen las observaciones hechas en el lugar de lanzamiento para estudiar la trayectoria inicial del cohete y con esto poder hacer las correcciones necesarias para que el cohete adopte una posición exacta antes de realizar la siguiente maniobra. Segundo, tenemos el rastreo de vehículos no tripulados ya en órbita, por medio de sistemas de radio y ópticos, con esto se pretende colocar al vehículo en una posición específica ya en órbita. En tercer lugar están las operaciones de rastreo de exploradores espaciales a grandes distancias de la tierra. Finalmente, se tiene el rastreo utilizado para los vuelos orbitales tripulados.

Para el caso de las sondas atmosféricas, sólo es útil el primer tipo de rastreo, ya que el cohete no tiene que colocar algún objeto en órbita y por lo tanto no es necesario que abandone la atmósfera, únicamente se debe colocar a una altura determinada.

##### 1.4.1. Tipos de rastreo.

Como se mencionó anteriormente para este caso, se requiere el rastreo desde el lugar del lanzamiento. Después del lanzamiento, el cohete puede seguirse por medio de técnicas de radio y radar.



Por ser esencial la exactitud de las informaciones, se hacen mediciones de algunos parámetros como posición y velocidad por varios métodos distintos.

El método "DOVAP" (Doppler Velocity And Position), utiliza el corrimiento por efecto Doppler de la fase de ondas continuas de radar, para determinar la distancia del cohete. Haciendo observaciones simultáneas en tres o más estaciones, se puede deducir la velocidad real del vehículo y la dirección en que se está moviendo.

Este método consiste en enviar un impulso de radar hacia el objeto, desde una estación en tierra. El impulso es reflejado por el objeto y se mide el tiempo transcurrido entre su emisión y su recepción. En el intervalo entre la emisión y la recepción del impulso de radar, las ondas han recorrido dos veces la distancia que existe de la estación terrestre al objeto en el espacio. Llamando  $d$  a esta distancia y  $c$  a la velocidad de la luz (que es la velocidad a la que viaja la onda de radio), el tiempo  $t$  será:

$$t = \frac{2d}{c} \quad (1.4.1)$$

o bien,

$$d = \frac{1}{2}ct \quad (1.4.2)$$

Por consiguiente, si se mide el tiempo  $t$  se puede determinar la distancia  $d$ , ya que la velocidad de la luz  $c$  es conocida. En la práctica se envía un tren de pulsos en vez de uno solo, y el tiempo se promedia con una computadora tomando varios impulsos para mejorar la precisión de la medida.

Puesto que la señal de radar reflejada por el cohete es en ocasiones muy débil, comúnmente se utiliza un impulso de radio para excitar un radar repetidor colocado en el cohete que transmite un impulso de regreso. Este dispositivo de transmisión se llama radiotransponder o radio-revelador. El impulso de radar que emite este transponder es mucho más intenso que el impulso inicial y ordinariamente tiene diferente longitud de onda para facilitar su detección.

La velocidad del cohete en el espacio, se puede obtener aplicando el principio de efecto Doppler. En el año de 1842, el físico austríaco C. J. Doppler, enunció el principio que hoy lleva su nombre: si un foco de vibraciones (de luz o de sonido) se mueve continuamente alejándose de un observador, la frecuencia de las vibraciones que llegan a este último disminuye continuamente, o dicho de otra forma, parece como si la longitud de onda aumentara también de modo continuo. Al contrario, si el foco de vibraciones se acerca al observador, la frecuencia parece aumentar y la longitud de onda disminuir.

Las ondas de radar o de radio, son vibraciones semejantes a las de la luz y ofrecen el mismo cambio Doppler de frecuencia, cuando el emisor (transmisor) está en movimiento hacia una estación receptora fija o se aleja de la misma. Si  $v_r$  es la velocidad radial del transmisor en movimiento, es decir, la componente en la dirección de una línea recta que lo una con el receptor (Fig. 1.4.1), la desviación Doppler,  $f_d$ , es decir, la diferencia entre la frecuencia verdadera en el transmisor y la observada en el receptor, está dada por la fórmula siguiente:

$$f_d = f_o \frac{v_r}{c} \quad (1.4.3)$$

de donde,

$$v_r = \frac{f_d}{f_0} c \quad (1.4.4)$$

donde  $f_0$  es la frecuencia verdadera en el transmisor de radar y  $c$  es la velocidad de la luz.

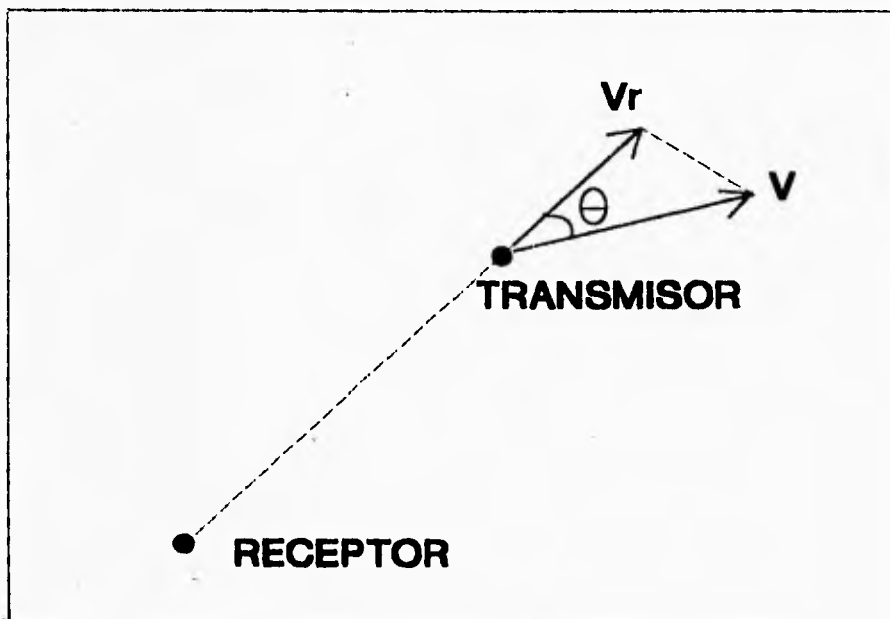


Figura 1.4.1.

Si el transmisor no se mueve en la dirección radial, como sucede en la mayoría de los casos, la velocidad real será mayor que la velocidad radial. Llamando theta ( $\theta$ ) al ángulo formado por la dirección radial y la del movimiento del transmisor, la velocidad verdadera  $v$  estará dada por la siguiente fórmula:

$$v = \frac{v_r}{\cos \theta} = \frac{f_d}{f_0} \cdot \frac{c}{\cos \theta} \quad (1.4.5)$$

Para determinar la velocidad  $v$  por el método basado en el efecto Doppler es necesario, medir tanto la variación de la frecuencia debida a dicho efecto, como el ángulo  $\theta$ .

El Minitrak es un sistema que está fundado en el principio de la radio-interferometría. Un radiofaro, colocado en el cohete, emite una señal con una frecuencia dada, que es recibida en dos puntos en tierra, separados por una distancia conocida, no demasiado grande. Los receptores se colocan en las estaciones antes mencionadas. El recorrido de las señales recibidas por los dos receptores no es el mismo, por lo cual, estos últimos no pueden recibir simultáneamente las mismas señales de radio. En la siguiente figura se muestra los puntos A y B como los dos receptores, a una distancia  $l$  uno del otro. Puesto que la distancia entre los puntos A y B es relativamente pequeña con respecto a la distancia a la que viajará el cohete, se pueden considerar como líneas paralelas entre sí a las líneas que unen al cohete con los puntos A y B, donde cada una de ellas forman con la horizontal un ángulo theta ( $\theta$ ). La diferencia entre las dos trayectorias recorridos por la señal desde el cohete a los receptores, es igual a la distancia AC, donde el segmento BC es perpendicular al segmento AC, como se muestra en la figura 1.4.2. Llamando  $x$  a la distancia AC, se tiene:

$$x = l \cos \theta \quad (1.4.6)$$

En el radiointerferómetro se determina el valor de  $\chi$  comparando las fases de las ondas de radio recibidas, en los puntos A y B. Suponiendo que la distancia del cohete al punto A es mayor que al punto B, la onda recibida en el punto A en el mismo instante, estará algo retrasada con respecto a la primera, como se muestra en la figura 1.4.3.

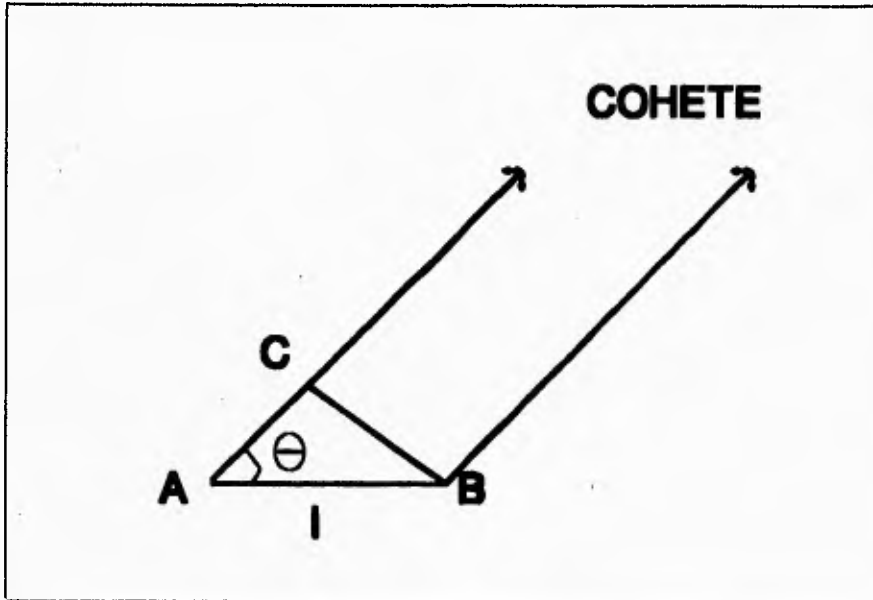


Figura 1.4.2.

Este retraso se expresa en radianes y se le llama ángulo de fase  $\phi$  ( $\phi$ ), y se puede medir por medio de un radiointerferómetro, al que llegan las dos señales. Una diferencia en los recorridos de la señal, igual a una longitud de onda del radar, equivale a un ángulo de fase de  $2\pi$  radianes ( $360^\circ$ ); después la diferencia real de recorridos, será de  $\phi/2\pi$  longitudes de onda. Si la longitud de onda del radar es  $\lambda$ , la diferencia de

recorridos  $x$  será igual a  $\lambda(\phi/2\pi)$ ; sustituyendo este valor en la ecuación (1.4.6) se tiene:

$$\cos \theta = \frac{x}{l} = \frac{\phi \lambda}{2\pi l} \quad (1.4.7)$$

La distancia  $l$  entre las dos antenas receptoras y la longitud de onda del radar, son conocidas y como el ángulo  $\phi$  se mide con el interferómetro, se puede calcular el ángulo  $\theta$ .

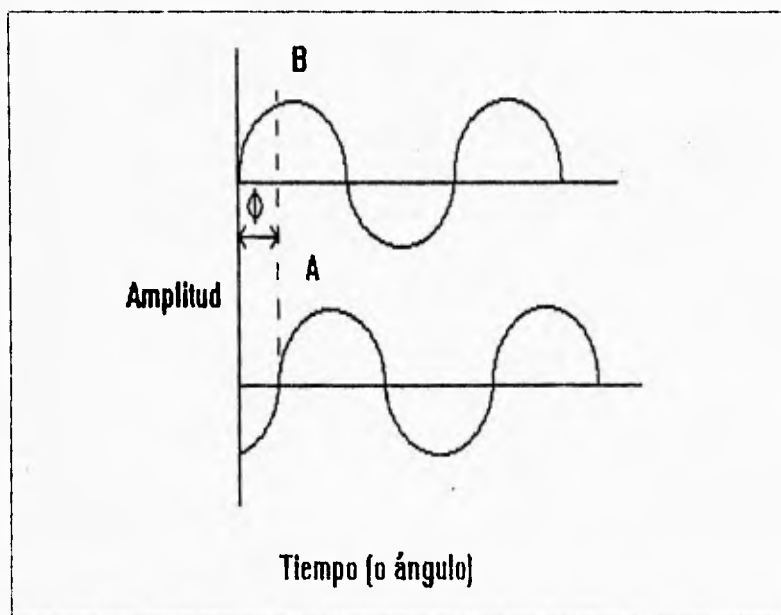


Figura 1.4.3.

El ángulo  $\phi$ , es simplemente el ángulo que con la horizontal forma la trayectoria de la señal de radio entre emisor (cohete) y las antenas receptoras, por lo que para determinar la dirección del movimiento, se necesita otro par de antenas receptoras, preferiblemente ubicadas en ángulo recto con la línea que une al otro par ya existente, como se muestra en la figura 1.4.4. Como se conoce, para los dos pares de antenas el ángulo  $\phi$  con la horizontal, es fácil determinar la dirección del cohete en el espacio.

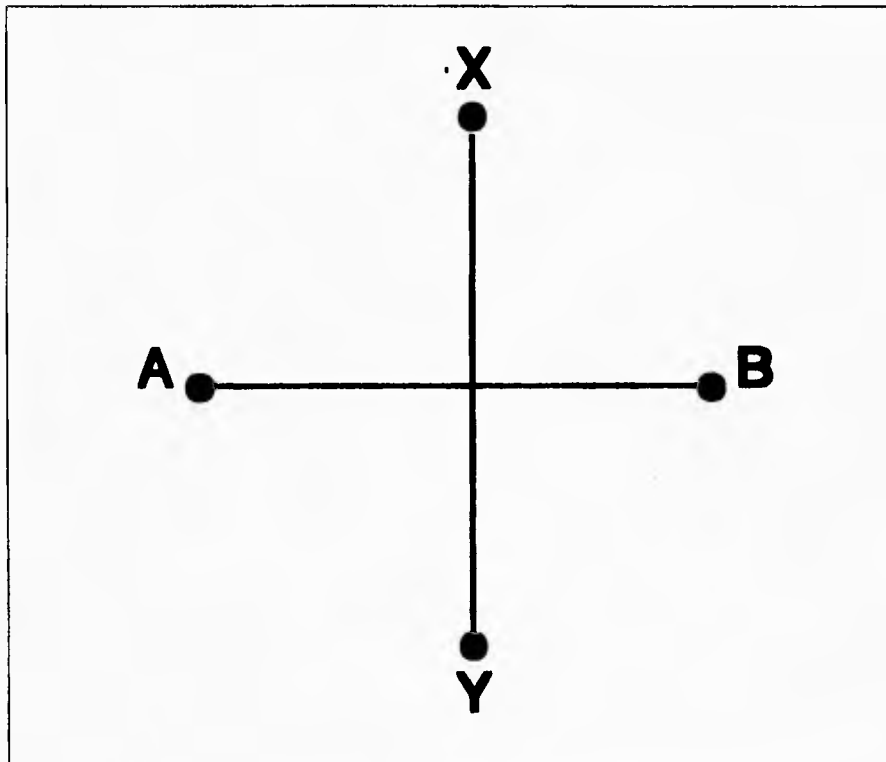


Figura 1.4.4. Disposición de antenas en el sistema Minitrack

Es conveniente que estos pares de antenas receptoras estén alineadas con las coordenadas geográficas, de esa forma se simplifican los cálculos para determinar la posición del cohete, ver figura 1.4.5.

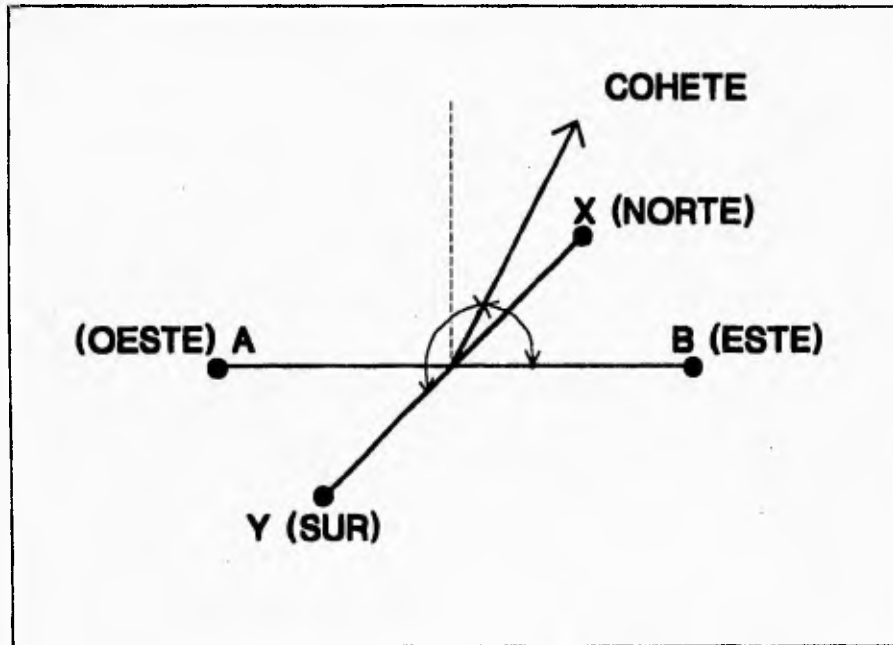


Figura 1.4.5.

La gran ventaja del sistema Minitrack radica en su sencillez. Las antenas en tierra son fijas y no tienen que moverse al estar rastreando al cohete, como ocurre con otros sistemas de rastreo, pero tiene la desventaja de no poder entregarnos una medición de la velocidad del cohete.



## 1.5 Telemetría.

Telemetría es una palabra de origen Griego, tele (distante) y metron (medida) medida a distancia. Aunque todos los sistemas de medida a larga distancia o con capacidad de visualización remota pueden ser incluidos como sistemas de telemetría, este término está reservado cotidianamente para los sistemas de medida múltiple que usan una portadora de alta frecuencia modulada, para la transmisión de información desde un punto remoto a otro, donde se procesa dicha información.

Cuando se necesita procesar y visualizar un valor medido a una determinada distancia del punto de medición, es preciso introducir un medio para la transmisión de información entre los dos puntos remotos, en telemetría se utiliza el espacio abierto cuando la distancia es considerable. En la navegación espacial el único medio utilizable es el espacio abierto. Los sistemas de telemetría juegan un papel básico en el mundo de la cohetaría, ya que por medio de ellos se puede medir el comportamiento de los diferentes componentes del cohete durante el vuelo, y transmitir esta información a los equipos de registro que se tienen en tierra.

Durante las primeras etapas de diseño y desarrollo de los cohetes, se utilizaban computadoras analógicas para predecir el desempeño de cada uno de los componentes propuestos del cohete durante el vuelo, para mejorar los diseños de los mismos. En etapas posteriores, se introdujeron los primeros sensores y equipos de registro, que permitían medir el comportamiento de los componentes y del cohete en sí. Estos dispositivos registraban continuamente el desempeño durante el período de vuelo, pero carecían de la capacidad de poder transmitir esta información a una estación terrena, ya que estaban dentro del cohete y no

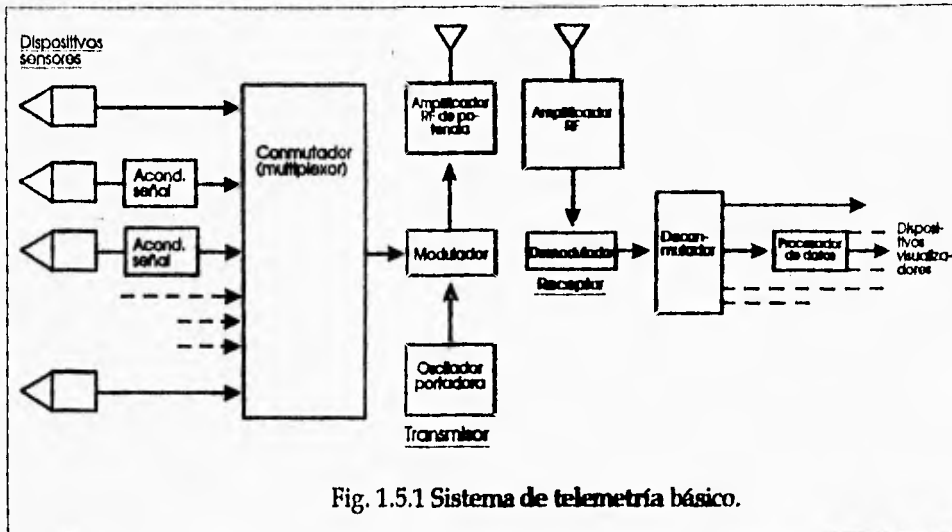
contaban con instrumentos de transmisión; lo que representaba un grave problema debido a que la mayoría de los cohetes no eran recuperables. Esto originó la necesidad de desarrollar equipos de transmisión de radio para enviar la información, utilizando una portadora de alta frecuencia modulada; volviéndose los equipos de transmisión esenciales en la evaluación de los componentes y del sistema, permitiendo detectar las fallas de éstos durante el período de vuelo.

Hoy en día, todos los satélites y exploradores espaciales llevan consigo una gran variedad de sensores, que junto con equipos electrónicos registran una gran variedad de información; desde el desempeño físico de los astronautas, hasta la información de diversos cuerpos celestes. Esta información es mandada a estaciones terrenas para ser registradas, procesadas y evaluadas para la investigación científica. Este proceso de enviar información a la tierra desde vehículos espaciales, es llamado radioteleetría, o brevemente telemetría.

En las naves espaciales, el proceso telemétrico es totalmente análogo a las comunicaciones ordinarias por radio y a la radiodifusión de señales ópticas y sonoras, las ondas de radio son utilizadas como portadoras de información.

En la figura (1.5.1), se muestra el esquema de un sistema de telemetría básico. Este esquema ejemplifica un sistema de medida múltiple en telemetría, ya que permite la medición de varios parámetros de uno o varios componentes.

\* El transductor, es un dispositivo que convierte una forma de energía que se desea medir, en una señal eléctrica equivalente utilizable, teniendo en su salida una variación continua tal, que sigue muy aproximadamente la entrada en el transductor.



El acondicionador de señal convierte la salida del transductor en una magnitud eléctrica adecuada al requerimiento de entrada del equipo multiplexor.

El multiplexor conjunta las diversas señales que recibe, en una sola señal compuesta.

Las salidas de los diversos transductores u otros dispositivos sensores pueden ser conectadas o no, a un acondicionador de señal, dependiendo del requerimiento de la salida eléctrica de los mismos. Estos a su vez se conectan a un multiplexor que tiene la tarea de conjuntar las diversas señales que le llegan, en una sola señal compuesta. Esta señal se conduce a un modulador, donde la señal o información moduladora es multiplicada con una portadora de alta frecuencia, obteniéndose la portadora modulada. A continuación se pasa por un amplificador RF (radiofrecuencia) de potencia y aplicada a una

antena transmisora. En telemetría las antenas son generalmente muy directivas, permitiendo radiar la señal modulada directamente a la antena receptora; la directividad de las antenas a utilizar depende de las necesidades que se requieran.

La señal recibida en la antena receptora es aplicada a un amplificador RF y es pasada por un demodulador que separa la información moduladora, de la portadora de alta frecuencia. Este proceso rescata la señal compuesta al final del sistema receptor. Se utiliza un demultiplexor para obtener las señales correspondientes de cada una de las salidas de los sensores utilizados, de esta forma se puede procesar, evaluar y visualizar individualmente cada señal de información. Generalmente se requiere de un procesador de datos, para el tratamiento y visualización apropiada de la información.

Los equipos de medición a bordo de un satélite, cohete o explorador espacial, están diseñados para medir diversas magnitudes, como son: la posición, la velocidad, la temperatura, la presión, las radiaciones de todo tipo, la aceleración y vibración en el caso de los cohetes, etc. La respuesta de los equipos es una señal eléctrica que varía en razón directa de la magnitud medida.

#### 1.5.1 Multiplexaje.

Una nave espacial o un cohete, lleva muchos instrumentos de medición, y la transmisión de datos de cada uno de ellos, sin confusión alguna, por un solo canal de comunicación, es decir, una sola onda portadora, es posible mediante la utilización de los multiplexores. Estos instrumentos permiten transmitir simultáneamente y con claridad, una

cierta cantidad de señales entre sí, mediante una sola portadora de alta frecuencia modulada.

Se utilizan dos métodos generales de multiplexaje, para lograr la transmisión de diferentes señales por una sola señal compuesta, mediante un solo canal de comunicación: la multiplexión por división en frecuencia y la multiplexión por división en el tiempo.

La multiplexión por división en frecuencia permite la visualización continua de las señales. Cada una de las salidas de los diversos dispositivos sensores se pasa a un oscilador de subportadora (OSP), donde cada uno de ellos está sintonizado a una frecuencia diferente en el rango de 0.4 a 70 KHz. En la parte de la estación receptora, la señal demoduladora compuesta, es pasada por diversos filtros pasobanda, un filtro para cada OSP utilizado en la estación transmisora, sintonizado a la frecuencia del OSP respectivo.

La multiplexión por división en el tiempo, permite la transmisión de la medición de un número de transductores individuales de manera compartida en el tiempo, es decir, permite la transmisión de información de un dispositivo en un tiempo específico, asignándole tiempos diferentes a cada uno. La velocidad de muestreo, de cada una de las señales de salida de los dispositivos de medición en la estación transmisora, permite la reconstrucción casi exacta de cada uno de ellos en la estación receptora, para su perfecta visualización.

## **CAPITULO II**

**EXTENSOMETRIA, AMPLIFICADORES DE  
INSTRUMENTACION Y MODULACION.**

## Capítulo II.

### **Extensometría, Amplificadores de instrumentación y Modulación.**

#### II.1 Introducción.

Lo primero que se debe hacer **antes de empezar** un diseño es **investigar** de que forma se han resuelto **problemas** parecidos al que se tiene, así como investigar cuales pueden **ser las posibles** soluciones y después elegir una de ellas.

Este capítulo expone algunas de las **técnicas** que se utilizarán para la solución de nuestro problema, así como **posibles formas** de resolver un problema como puede ser por ejemplo **el tipo de modulación** a usar, exponiendo los tipos existentes de modulación y **después** haciendo una elección de la que más convenga a nuestro **problema**.

También se examinará la **técnica de extensometría** para la medición de una aceleración a partir de un desplazamiento, ya que esta técnica resulta más económica que el uso de **costosos giróscopos** los cuales pudieran además de medir la aceleración **darnos una medida** de la posición de la sonda atmosférica. Pero **dado que esta primer etapa** en el desarrollo de sondas no requiere mucha **precisión para la determinación** de la posición, se decidió no utilizar **giróscopos**. De esta forma sólo se hará una aproximación de la posición y **ésta será con un software** que a partir de los datos recibidos de la aceleración y **dependiendo del ángulo** con el cual sea lanzada la sonda, se calculara la **posible trayectoria** del cohete, y con esto su posible posición.

## II.2 Teoría de la extensometría.

El conocimiento de las fuerzas a las que se encuentra sometido un cuerpo cualquiera, es de una importancia cada día mayor en todos los campos de la tecnología y especialmente en el de la resistencia de materiales. Los métodos clásicos para el conocimiento de la capacidad resistente de un diseño cualquiera, se hacen ineficientes además de ser antieconómicos (ensayos destructivos), a medida que la complejidad de ésta es mayor. Esta complejidad de diseño unida a otras exigencias como son: mayor seguridad, economía de la construcción, conocimiento más profundo del comportamiento de la estructura o elementos resistentes y menor limitación en cuanto a las posibilidades en la medida; han favorecido el desarrollo de otra técnica de medida: la Extensometría.

La Extensometría empezó a desarrollarse en los E.U. antes de la segunda guerra mundial para fines aeronáuticos. Su difusión a todas las ramas de la industria sobrevino acabando la guerra. Gracias a algunas relaciones Físicas es posible que a partir de deformaciones se pueda cuantificar presiones, fuerzas, temperaturas, aceleraciones, etc.

El elemento principal en el que se basa la extensometría es la banda extensométrica (*Strain-gauge*). Consiste, elementalmente en un hilo conductor de formas diversas adherido a un soporte y formando con éste y las conexiones correspondientes al circuito, un conjunto que mediante pegamentos adecuados, se une perfectamente al material objeto de la medida o ensayo. El material base se deforma al ser sometido a las condiciones mecánicas o térmicas del ensayo. Esta deformación del material va acompañada de una variación de longitud en el hilo conductor que trae consigo un cambio de resistencia en éste y por consiguiente una



variación de voltaje al estarse aplicando en éste una corriente constante.

Para poder evaluar estas deformaciones se usa la *ley de Hooke* la cual nos dice que el alargamiento unitario que sufre un material sometido a un esfuerzo mecánico,

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} \quad (2.2.1)$$

es proporcional al esfuerzo unitario  $\sigma$ , que se origina sobre el material (que deseamos conocer) y a su módulo de elasticidad:

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E} \quad (2.2.2)$$

**$E$**  : Módulo de elasticidad del material de ensayo.

**$\varepsilon$**  : Deformación unitaria  $\Delta l/l$ . La unidad más empleada para definir ésta es la microdeformación ( $\mu\delta$ ), que equivale a:

$$\mu\delta = 10^6 \varepsilon \quad (\text{adimensional}) \quad (2.2.3)$$

Estas ecuaciones permiten conocer las tensiones producidas en el material sometido a presiones, aceleraciones, cargas, etc.

### II.2.1 Strain-gauge.

La necesidad de realizar medidas precisas y muy localizadas (casi puntuales), hace necesario recurrir a elementos sensibles pequeños.

Pero esto implica una menor sensibilidad del hilo conductor que dificultaría la medida. Esto trae como consecuencia, que haya de concentrarse la mayor cantidad de hilo conductor en la dirección de la deformación y en el menor espacio posible, se deduce, por tanto, que el diseño y fabricación de una banda es delicado y está condicionado al desarrollo de las técnicas afines, tanto como a la gama de utilización a que se dedique.

Pueden clasificarse de acuerdo a cuatro de sus aspectos mas fundamentales:

- Material constituyente
- Forma
- Configuración
- Soporte

**Material constituyente:** Dependiendo del material de que está hecho el elemento sensible de la banda, se clasifican en:

- Metálicas
- Semiconductoras

**Bandas metálicas:** El elemento sensible lo constituyen aleaciones metálicas de diferentes tipos como constantan, nicromel, dynaloy, stabiloy, etc., según las características que se deseen obtener. Se presentan en forma de "parrillas" con la mayor cantidad de conductor paralelo a la dirección del esfuerzo a medir. Van generalmente adheridas a un soporte. Es el tipo mas usado actualmente.

**Bandas semiconductoras:** El elemento sensible está constituido por finísimos cristales de silicio mezclados con impurezas para obtener las distintas calidades. Se aprovecha la capacidad piezoresistiva de estos cristales para obtener una variación de señal en función del alargamiento o cambios de temperatura, al variar la resistividad. Están sugeridas para

usos donde sea necesaria una sensibilidad alta, pero son poco usadas porque es necesario introducir correcciones, ya que la sensibilidad varia en función de la temperatura a parte de su costo más elevado.

**Forma:**

Dependiendo de la forma del conductor (parrilla) se clasifican en:

- Filiformas (wire gauge):
  - \* Planas
  - \* De arrollamiento.
- Impresas (foil gauge).

**Filiformas:** Son las primeras que se usaron. El elemento sensible es un hilo conductor de sección aproximada de 0.02mm (diámetro) arrollado al soporte (bandas de arrollamiento), o pegado a este en forma de meandros (bandas planas).

**Impresas:** Son las más usadas en la actualidad para su fabricación se emplean las técnicas de fotocorrosión, lográndose espesores de 5µm y menores. Van provistas de gruesas terminales. Admiten debido al método de fabricación empleado, una gama amplia de formas y dimensiones. Su sensibilidad transversal es prácticamente nula.

**Configuración.**

De acuerdo a su configuración podemos tener:

- Uniaxiales
- Biaxiales:
  - \* dos elementos
  - \* tres elementos:
    - + equiangular
    - + rectangular
- Especiales

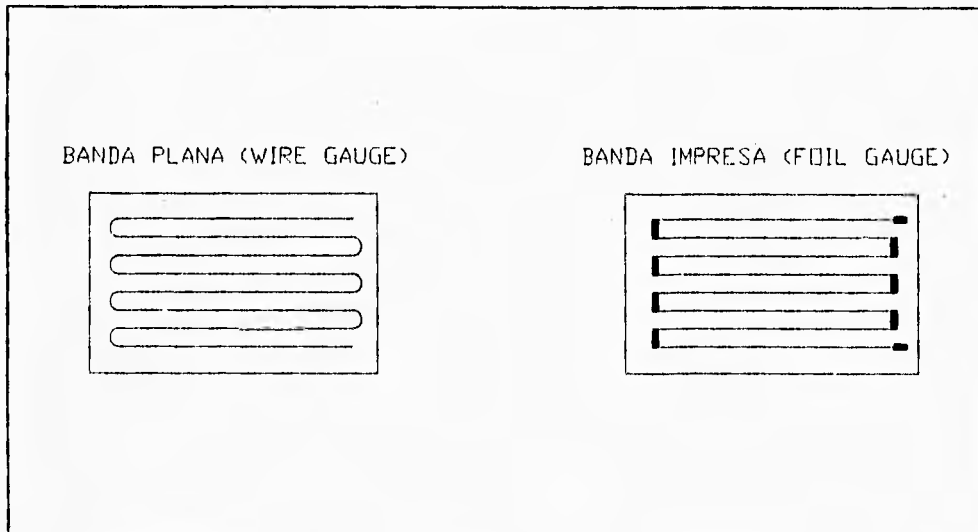


Figura 2.2.1.

**Bandas uniaxiales:** La sección del elemento sensible está alineada con el eje respecto al que queremos efectuar la medida. Por consiguiente, sirven cuando queremos medir deformaciones en una sola dirección muy localizada.

**Bandas biaxiales:** Comúnmente llamadas rosetas, sirven para medir las deformaciones en dos o más direcciones, localizando la magnitud y sentido de las deformaciones principales cuando las solicitaciones de la pieza son complejas. Se aplican también para medidas de precisión en transductores. Las rosetas más usadas son las de tres elementos, llamadas equiangulares cuando están colocados a  $120^\circ$  entre sí. Se usan en aquellos casos en que no está localizada la posición de los ejes principales. Existen otras llamadas rectangulares en donde los elementos se encuentran colocados a  $45^\circ$  y se usan cuando se conocen aproximadamente los ejes principales.

Bandas especiales: El problema de medir esfuerzos se presenta en la vida real bajo múltiples formas y el fabricante de bandas tiende a resolver cada uno de ellos en especial, dando las más variadas formas a éstas. Un caso conocido es la medida de los esfuerzos tangenciales y radiales producidos sobre placas redondas o diafragmas uniformemente cargados. Para este tipo de problemas se usan las bandas de diafragma.

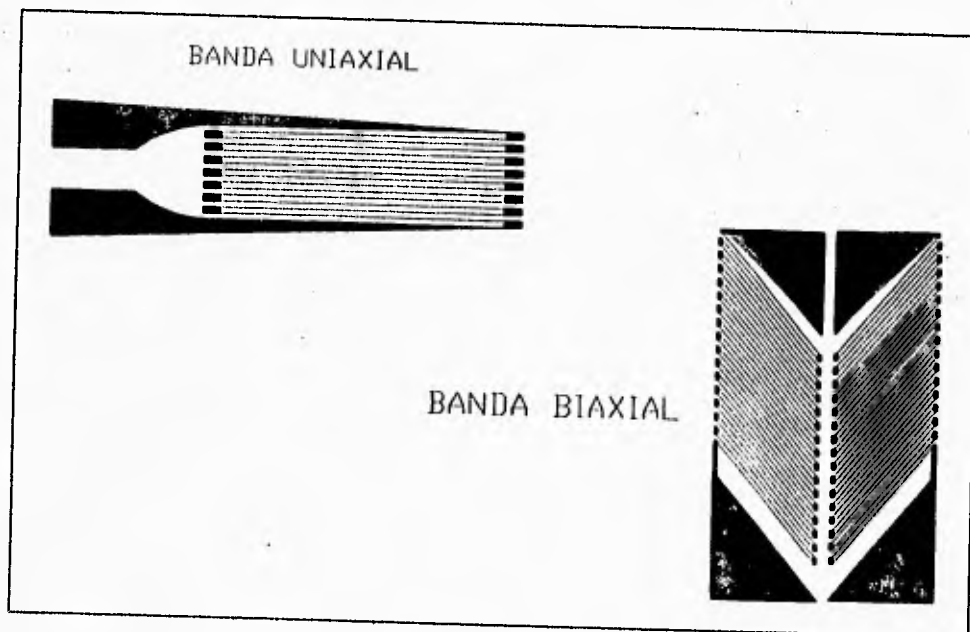


Figura 2.2.2.

Soporte:

De acuerdo a la constitución del soporte base se clasifican en:

- Permanentes: \* papel
- \* fenólicas, bakelita
- \* polyester
- \* metálicas
- \* epoxi.

-Temporales.

-Encapsuladas.

**Bandas de soporte permanente:** El soporte acompaña al conductor en el montaje.

**Soporte de papel:** El soporte de papel, sobre el cual va adherido el elemento sensible, fue el primero en usarse. Ofrece flexibilidad y facilidad de manejo. Su resistencia a la temperatura es baja, de  $-20^{\circ}\text{C}$  hasta  $+80^{\circ}\text{C}$ .

**Soporte de bakelita:** En estos soportes el conductor es empaquetado entre dos láminas de papel, impregnadas con resinas fenólicas. El rango de temperatura es de hasta  $+200^{\circ}\text{C}$ . Reforzando el soporte con fibra de vidrio se alcanza estabilidad dimensional (menor capacidad de deformación), posibilidades para medidas de precisión (transductores).

**Soporte de polyester:** Los soportes a base de resinas poliamídicas (polyester) son muy apropiadas en bandas para usos generales. Buen comportamiento para ambientes húmedos. Reforzados con vidrio son aptos para trabajar a altas temperaturas, de  $350^{\circ}\text{C}$  a  $400^{\circ}\text{C}$ .

**Soporte epoxi:** Las bandas con soporte de resina epoxi son muy utilizadas en la actualidad para usos generales. Ofrecen flexibilidad de manejo, excelente capacidad de deformación elástica y, reforzadas con vidrio, llegan a admitir temperaturas de  $250^{\circ}\text{C}$  a  $300^{\circ}\text{C}$ .

Soportes temporales: Los soportes temporales se usan en aquellas bandas en que, debido a las condiciones de medida, no es posible el empleo de los soportes orgánicos durante ésta. Suelen ser de vinilo o teflon, despegándose de la malla de medida antes o durante la colocación de la banda. Un ejemplo típico son las bandas para muy altas temperaturas.

Soportes encapsulados: Determinados tipos de bandas se fabrican encapsuladas, extendiendo con ello su vida activa y mejorando sus condiciones de resistencia química, mecánica y térmica.

#### Características generales de las bandas extensométricas.

Cada tipo de bandas posee unas características dadas por el fabricante. Del conocimiento de dichas características se deducirá una metodología para elegir la banda más adecuada para la medida que nos interesa.

Sensibilidad o factor K.

Definido como el cociente entre la variación de resistencia de la banda y su alargamiento unitario.

$$K = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta L}{L}} \quad (2.2.4)$$

Su valor normal es 2, aunque puede alcanzar valores mayores dependiendo del material empleado para su construcción. Los valores reales de sensibilidad se obtienen por muestreo de las distintas series de fabricación, mediante ensayos de flexión. Estos pueden presentar un

error normalizado de hasta un  $\pm 2\%$  sobre el nominal dado por el fabricante.

#### Efecto de temperatura.

- Las posibles variaciones de temperatura existentes durante la toma de datos pueden influir notablemente sobre la calidad de la medida. Puede eliminarse prácticamente, entre determinados valores de temperatura, en las bandas autocompensadas. En la práctica se emplean bandas compensadoras (adicionales a la medida) o *dummy* que eliminan positivamente el efecto nocivo de los cambios de temperatura durante el experimento.

#### Características eléctricas.

**Valor ohmico:** El valor ohmico típico de resistencia de una banda es de  $120\Omega$  aunque existen valores desde  $60$  a  $1000\Omega$ . Los valores más pequeños darían lugar a señales demasiado flojas y con valores mayores pueden aparecer perturbadas las medidas, por defecto de aislamiento.

**Intensidad:** En general, a mayores dimensiones de las bandas, mayor es la intensidad admisible en el circuito. Por consiguiente, ésta depende, entre otros factores del tipo de banda, temperatura ambiente, capacidad de radiación de calor, etc. Es evidente que cuanto mayor es la intensidad, mayor será la señal que provoca y la exactitud en la medida.

#### II.2.2 Obtención de una aceleración a partir de una deformación.

Pueden emplearse bandas metálicas o semiconductoras (acelerómetros piezoresistivos), colocadas en un sistema de tal forma que se genere un movimiento relativo para que éste origine un cambio en la longitud de la banda y por consiguiente, un cambio de resistencia y una tensión de salida proporcional a la aceleración en nuestro sistema.



Hay dos tipos fundamentales de acelerómetros resistivos: aquellos en que las bandas van pegadas a algún elemento deformable y aquellos en los que los hilos de las bandas no van pegados y constituyen la suspensión elástica de la masa sísmica, deformándose por su movimiento.

Para los acelerómetros piezoresistivos, se monta la banda entre la masa sísmica y la base del transductor. La variación eléctrica es directamente proporcional a la fuerza ejercida por la masa sobre la banda. Las frecuencias naturales de estos acelerómetros son muy elevadas, por lo que no tienen respuesta a frecuencia continua. La figura 2.2.3 muestra un acelerómetro piezoresistivo.

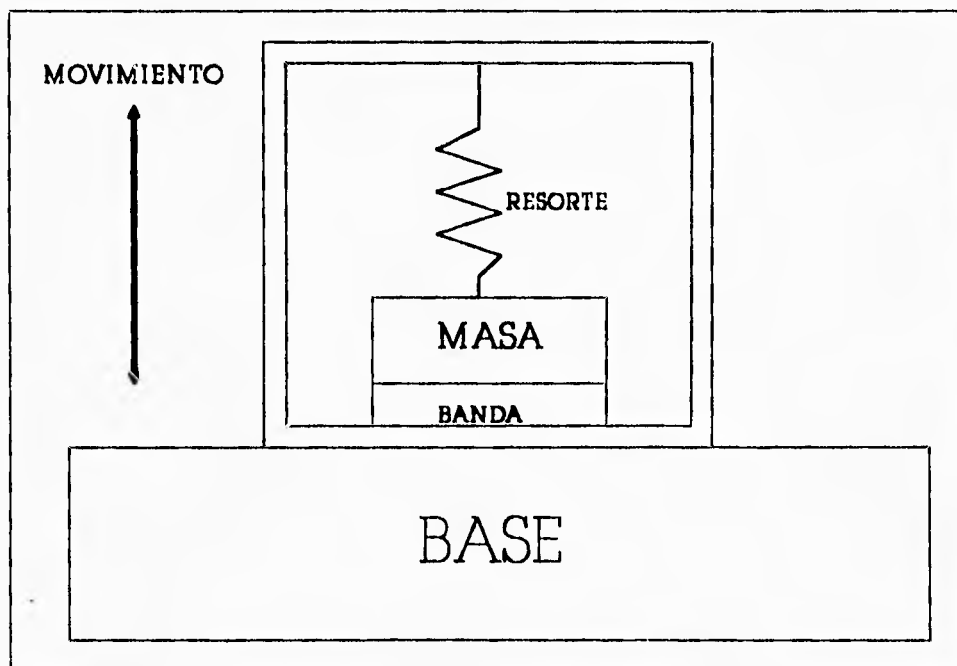


Figura 2.2.3 acelerómetro piezoresistivo.

Hay dos tipos fundamentales de acelerómetros resistivos: aquellos en que las bandas van pegadas a algún elemento deformable y aquellos en los que los hilos de las bandas no van pegados y constituyen la suspensión elástica de la masa sísmica, deformándose por su movimiento.

Para los acelerómetros piezoresistivos, se monta la banda entre la masa sísmica y la base del transductor. La variación eléctrica es directamente proporcional a la fuerza ejercida por la masa sobre la banda. Las frecuencias naturales de estos acelerómetros son muy elevadas, por lo que no tienen respuesta a frecuencia continua. La figura 2.2.3 muestra un acelerómetro piezoresistivo.

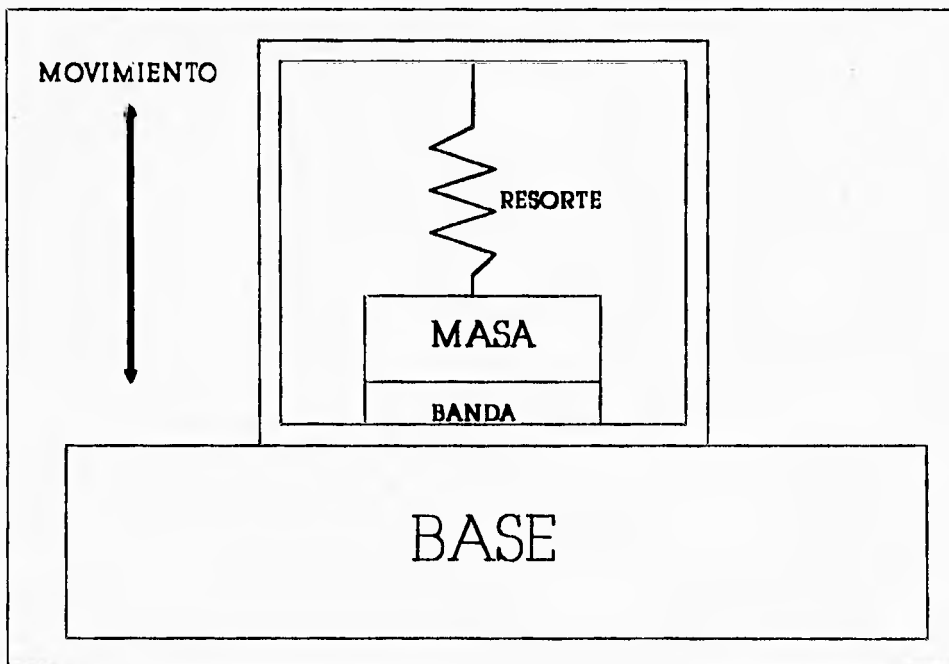


Figura 2.2.3 acelerómetro piezoresistivo.

Otra acelerómetro lo podemos basar en el uso de una banda extensométrica. El uso de una banda extensométrica para medir una aceleración se basa en lo siguiente.

La banda extensométrica metálica proporciona un  $\Delta R$  debido a un  $\Delta l$  en el material en el que esté montada. El fabricante especifica la resistencia  $R$  de la banda extensométrica. Una vez que se ha medido  $\Delta R$ , puede calcularse la razón  $\Delta R/R$ . El fabricante también especifica el factor  $K$  (sensibilidad). El factor  $K$  es la razón de cambio en por ciento en la resistencia de una banda extensométrica a su cambio en por ciento de la longitud.

$$k = \frac{\Delta R}{\Delta l} \quad (2.2.5)$$

El valor típico de  $K$  es 2, de esta forma el término que desconocemos de la ecuación (2.2.5) es  $\Delta l/l$ , este término es conocido como *deformación* y conociendo este término, podemos conocer el esfuerzo que sufre el material al aplicar a éste una fuerza.

El esfuerzo es la cantidad de fuerza que actúa en una área unitaria y se describe de la siguiente manera

$$\sigma = E \cdot \varepsilon \quad (2.2.6)$$

donde  $E$  es el módulo de elasticidad del material y está dado en Newtons sobre área,  $\varepsilon$  es la deformación unitaria que es adimensional, por lo que el esfuerzo lo podemos escribir como:

$$\sigma = E \cdot \frac{\Delta l}{l} \quad (2.2.7)$$

Una vez que se conoce el esfuerzo, se puede determinar la fuerza a la cual fue sometido el material. Teniendo la posibilidad de medir una fuerza a través de una banda extensométrica, podemos aplicar la segunda ley de Newton :

$$F = m \cdot a \quad (2.2.8)$$

lo que significa que si colocamos una masa constante, tendremos una fuerza proporcional a la aceleración a la que se someta esta masa, por lo que podremos utilizar una banda extensométrica para medir aceleración con un sistema como el de la figura 2.2.4.

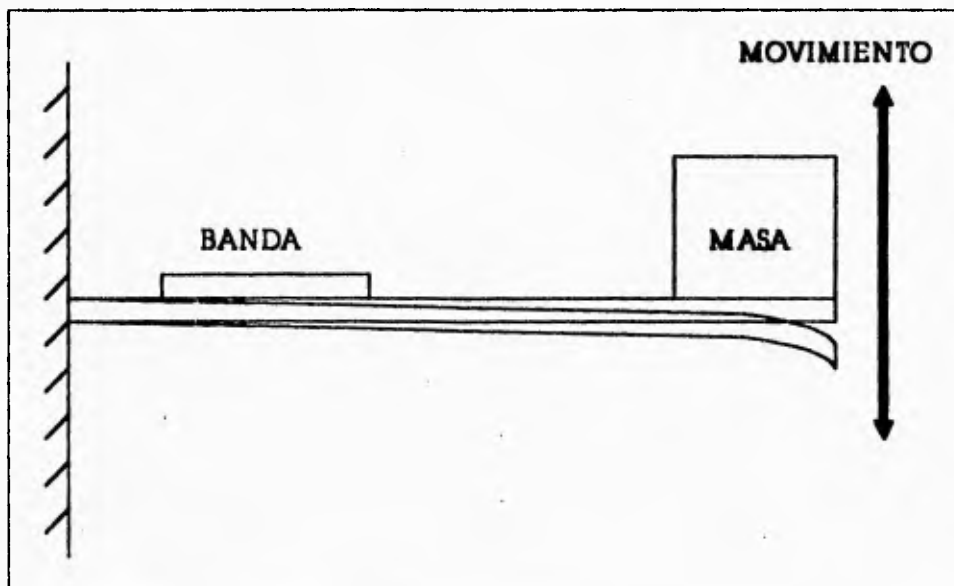


Figura 2.2.4.

Este sistema funciona de la siguiente manera, cuando éste se somete a una aceleración, se produce, debido al bloque de masa  $m$  y a la aceleración  $a$ , una fuerza  $F$  que actúa sobre el sensor, el sensor está formado por una placa metálica con un módulo de elasticidad conocido y una masa despreciable comparada con la masa  $m$  del bloque, esta fuerza provocará un esfuerzo  $\sigma$  en la placa metálica por lo que ésta se deformará un  $\Delta l$ , esta deformación provocará un  $\Delta R$  sobre la banda extensométrica y esta variación en la resistencia es la que se medirá para poder cuantificar la aceleración a la cual se sometió el sistema.

Por lo que se puede ver el problema se reduce a medir esos cambios de resistencia  $\Delta R$ , que son muy pequeños,  $\Delta R$  tiene valores de unos pocos miliohms, por lo que se requerirá de alguna técnica específica para poder medir estos pequeños cambios de resistencia.

La técnica más adecuada para medir estos  $\Delta R$  es con un circuito tipo puente y amplificadores operacionales, esto se explicará en el capítulo tres.

En el apéndice A se muestran las especificaciones de los strain-gauge.

### II.3. Amplificadores de Instrumentación.

Los amplificadores de instrumentación discutidos a continuación son más descriptivamente conocidos como amplificadores diferenciales de DC, denotando el hecho de que ellos amplifican la diferencia entre dos señales y que las entradas son acopladas directamente. Estos tipos de amplificadores son fácilmente realizables con el uso de amplificadores operacionales con realimentación. Las características ideales de los amplificadores de instrumentación son: impedancia de entrada infinita, cero impedancia de salida, cero voltajes de offset, cero amplificación de ruido, factor de ganancia constante sin ganancia de error y rechazo completo de señales de modo común. Las entradas son usualmente acopladas a transductores, los cuales pueden ser, por ejemplo, termopares, puentes conformados con strain-gauges, etc. Los amplificadores de instrumentación han tenido un desarrollo que puede clasificarse en forma de generaciones, mismas que se mencionan a continuación junto con sus características particulares.

#### II.3.1. Primera generación.

La primera generación de amplificadores de instrumentación es determinada por amplificadores diferenciales sin ganancia ajustable y con entradas acopladas a seguidores (buffers), también hechos con amplificadores operacionales, con el fin de conseguir una impedancia de entrada muy alta. La fig. 2.3.1, muestra un amplificador de instrumentación de 1ª generación.

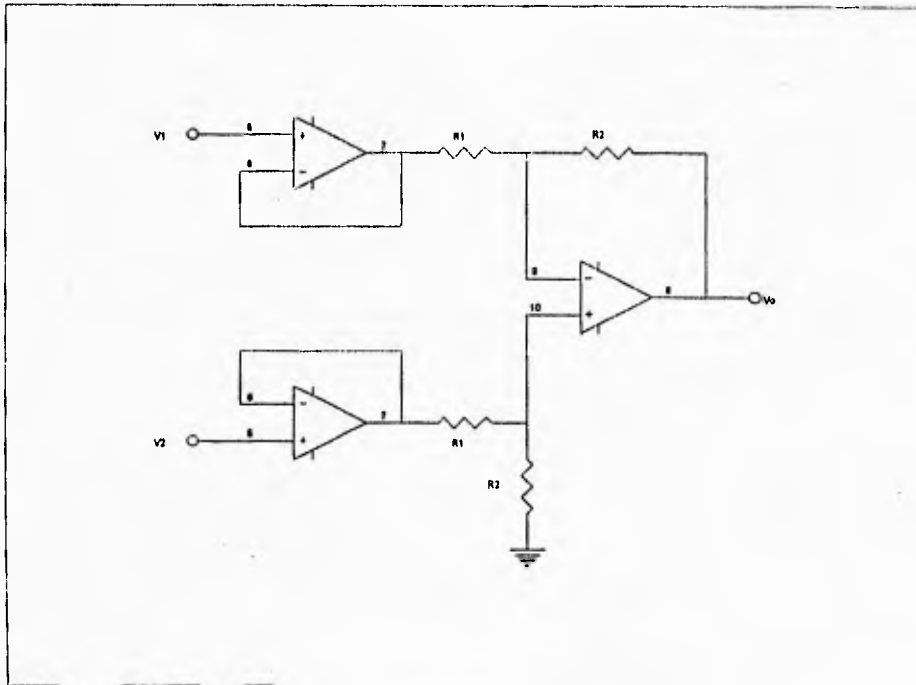


Fig. 2.3.1. Amplificador de Instrumentación de 1ª Generación.

En este circuito, si se examina el voltaje a la salida  $v_0$  aplicando el principio de superposición, se observa que, respecto al voltaje  $v_1$ , el circuito se comporta como un amplificador inversor de ganancia:

$$\frac{v_0}{v_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.3.1)$$

de la misma manera, para el voltaje  $v_2$ :

$$\frac{v_0}{v_2} = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.3.2)$$

de manera que sumando ambos voltajes, la salida será:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1) \quad (2.3.3)$$

### II.3.2. Segunda generación.

La segunda generación, se diferenció de la primera por la característica de que estos amplificadores de instrumentación ya se les incorporó una ganancia ajustable a través de un potenciómetro, como puede observarse en la figura 2.3.2 que se muestra a continuación.

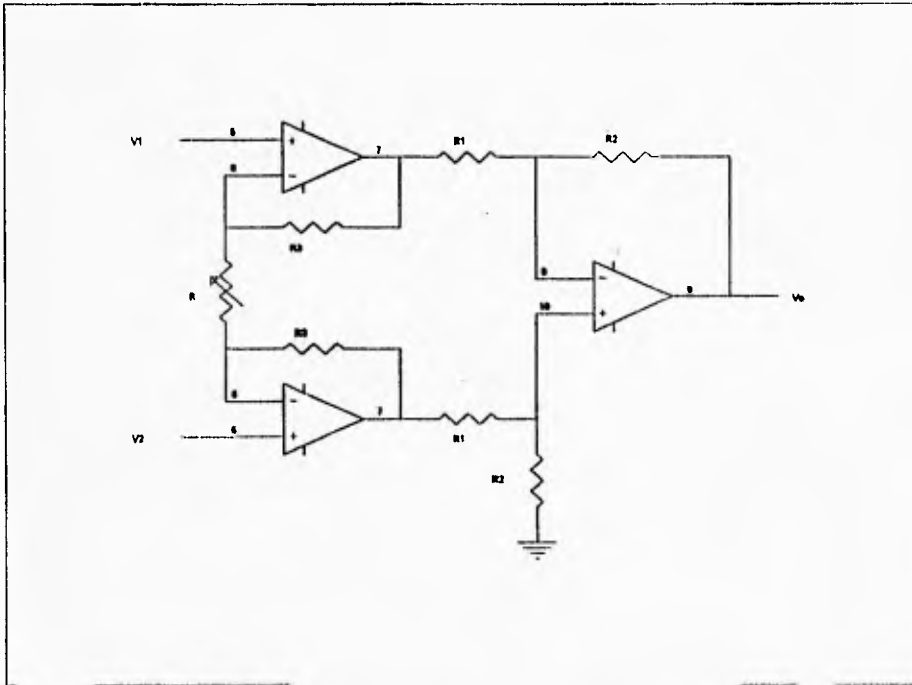


Fig. 2.3.2. Amplificador de Instrumentación de 2ª Generación.



Analizando el circuito similarmente al anterior, se tendrán las siguientes ecuaciones:

$$\frac{v_o}{v_1} = \left(1 + \frac{R_3}{R}\right) \left(-\frac{R_2}{R_1}\right); \quad (2.3.4)$$

$$\frac{v_o}{v_2} = \left(1 + \frac{R_3}{R}\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right); \quad (2.3.5)$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_3}{R}\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right) (v_2 - v_1) \quad (2.3.6)$$

Aquí, puede verse claramente que la ganancia dependerá también del valor que se le fije al potenciómetro  $R$ .

### II.3.3. Tercera generación.

La tercera y última generación de amplificadores de instrumentación, se definió a partir del desarrollo de los mismos en un solo chip de circuitos integrados, estos amplificadores adicionalmente tienen características mejoradas a las que se obtienen con componentes discretos, es decir, a las obtenidas en las dos generaciones anteriores, debido a que se construyen en una sola oblea de silicio, dentro de la cual los transistores, diodos y otros dispositivos conformados con semiconductores pueden hacerse casi de características idénticas. La única desventaja de estos amplificadores de C.I. es que son muy caros y por lo tanto sólo son usados en aplicaciones de medición o monitoreo de señales muy finas y

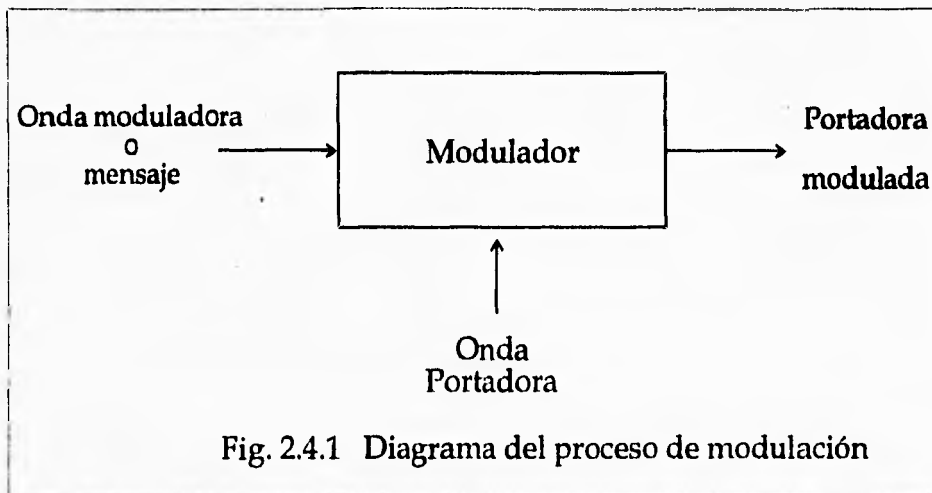
que requieran de una muy alta precisión. El amplificador de instrumentación de C.I. LH0036 de National Semiconductors, se menciona a manera de ejemplo de uno de estos amplificadores, y sus principales características se dan a continuación (las hojas de especificaciones de este C.I. se presentan en el apéndice B).

- Alta impedancia de entrada: 300 M $\Omega$
- Alta CMRR: 100 dB
- Ajuste de resistencia simple: 1 a 1000
- Baja potencia: 90  $\mu$ W
- Amplio margen de voltaje alimentación:  $\pm 1$  V a  $\pm 18$  V
- Corriente de bias de entrada ajustable
- Ancho de banda de salida ajustable

#### II.4. Modulación.

Una de las partes importantes en la telemetría es, la modulación, de ella depende gran parte del éxito en la transmisión de la información.

La modulación, es la alteración sistemática de los parámetros de una onda llamada portadora, en función del voltaje instantáneo de otra onda llamada moduladora o mensaje. Los parámetros alterados de la onda portadora son: la amplitud, la frecuencia y la fase; esta alteración es proporcional al cambio del voltaje instantáneo de la onda moduladora. En la fig. 2.4.1 siguiente se muestra un diagrama esquemático, del proceso de modulación:



donde la onda moduladora puede ser una señal analógica o digital, para el mismo caso de la onda portadora.

Al modular la onda portadora con una señal superpuesta en cuyo caso es la onda moduladora, se varía cualquiera de los parámetros mencionados, amplitud, frecuencia o fase. Una condición de suma importancia, es que la frecuencia máxima del mensaje o moduladora, sea mucho menor que la frecuencia de la onda portadora. De no presentarse así, esta última no podría llevar de manera eficaz y segura, la información moduladora.

La amplitud de una onda es la máxima desviación de su intensidad con respecto al valor medio de la misma, como se muestra en la fig. 2.4.2.

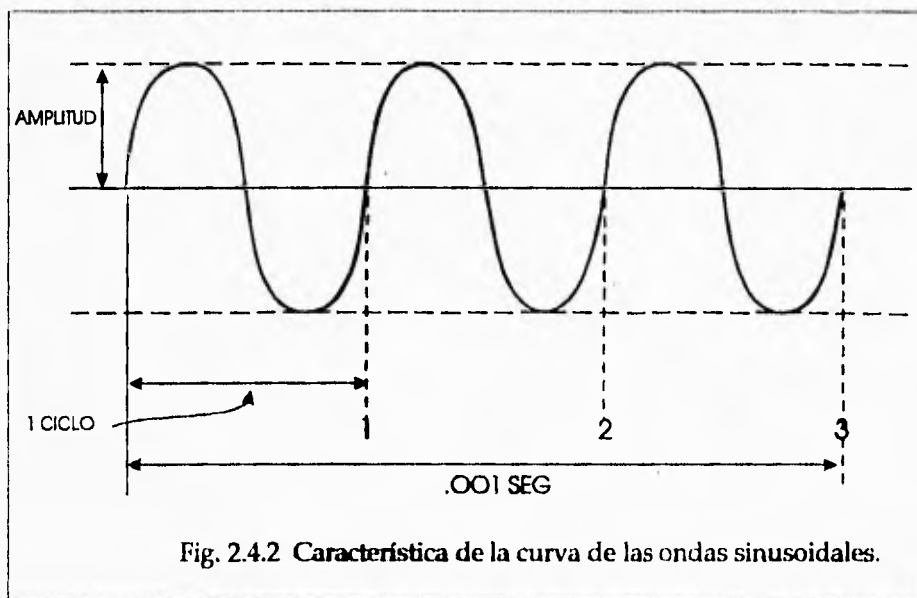


Fig. 2.4.2 Característica de la curva de las ondas sinusoidales.

La frecuencia es el número de ciclos u ondas completas por unidad de tiempo. Por ejemplo en la figura anterior tenemos que el tiempo transcurrido es de 0.001 seg. y tenemos tres ondas completas por lo que

la frecuencia sería 3 x 1000, es decir, 3000 ciclos/seg., en otras palabras 3000 Hz.

Tenemos que T (período) es el tiempo que tarda un ciclo completo de la onda, y que es el inverso de la frecuencia.

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.4.1)$$

Una onda portadora es una onda sinusoidal pura, de alta frecuencia, y una onda moduladora consiste en variaciones complejas de voltaje eléctrico como las producidas por el micrófono como respuesta a las ondas acústicas.

Moduladora	Parámetro	Modulación
Analógica	Amplitud	A.M. Amplitud Modulada
	Frecuencia	F.M. Frecuencia Modulada
	Fase	P.M. Fase Modulada
Digital	Amplitud	A.S.K. Modulación de amplitud por switcheo.
	Frecuencia	F.S.K. Modulación de frecuencia por switcheo.
	Fase	P.S.K. Modulación de fase por switcheo

Tabla 1. Tipos de Modulación.

Una de las causas de la modulación en las comunicaciones, se mencionan a continuación:

- a). Para poder radiar mensajes a largas distancias.
- b). Para poder enviar **varias señales de la misma banda base por un mismo medio de transmisión.**
- c). Disminuir **interferencias y ruido.**

En la tabla 1 se muestra una clasificación de los tipos de modulación existentes:

#### II.4.1. Modulación Analógica.

La forma en que la **señal portadora** transmisora es modulada (tipo de modulación), necesita una descripción más detallada, debido a que determina la **nomenclatura del sistema de telemetría.**

##### II.4.1.1. Modulación en **Amplitud.**

En la **modulación en amplitud**, la frecuencia y fase de la onda portadora permanecen **constantes**, mientras su amplitud varía instantáneamente con la **onda moduladora**, en otras palabras, la amplitud de la portadora queda **multiplicada por** una cantidad proporcional a la señal moduladora en cada instante. De esta forma, al variar el valor de la amplitud del mensaje, la **amplitud de la onda portadora modulada** variará de acuerdo con la **moduladora.**

En el receptor, **sintonizado con la debida frecuencia** de la portadora, es demodulada la onda **modulada**, es decir, se quita la onda portadora original quedando la **onda moduladora**, que después de un proceso de amplificación es convertida a **sonido** en un altavoz en el caso de la radiodifusión ordinaria **A.M.**

#### II.4.1.2. Modulación en Frecuencia.

La modulación en frecuencia utiliza una portadora de alta frecuencia de onda continua que es modulada por un mensaje o señal analógica.

Portadora  $c(t) = E_c \cos \theta(t)$ .

Para que la portadora sea senoidal:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \text{cte.} = \omega_c \quad f = \text{constante}$$

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_c$$

$$\int d\theta(t) = \int \omega_c dt$$

$$\theta(t) = \omega_c t$$

por lo tanto  $c(t) = E_c \cos \omega_c t$  es una senoidal pura.

Si  $\omega_{inst.} = \omega_c + K\omega_c m(t)$ , donde  $m(t)$  es el mensaje o señal moduladora, tenemos que la  $\omega_{inst.}$  variará según el nivel de voltaje de ac de la señal  $m(t)$ .

$$\theta(t) = \int [\omega_{inst.}] dt = \int [\omega_c + k\omega_c m(t)] dt ,$$

$$\theta(t) = \omega_c t + k\omega_c \int m(t) dt ,$$

finalmente, tenemos:

$$FM(t) = E_c \cos[\omega_c t + k\omega_c \int m(t) dt] \quad (2.4.2)$$

FM(t) es la ecuación general de una onda modulada en frecuencia, y donde  $k$  es una constante de proporcionalidad no dimensional.

Para un caso particular donde el mensaje o la señal moduladora es  $m(t) = E_m \cos \omega_m t$ , y tomando la ecuación general de FM, tenemos:

$$FM(t) = E_c \cos[\omega_c t + k\omega_c \int E_m \cos \omega_m t dt],$$
$$FM(t) = E_c \cos\left[\omega_c t + \frac{k\omega_c E_m}{\omega_m} \text{sen } \omega_m t\right] \quad (2.4.3)$$

si tomamos a  $\frac{k\omega_c E_m}{\omega_m} = m_f = \text{índice de modulación para FM}$ .

Tenemos la ecuación particular de FM para un mensaje senoidal:

$$FM(t) = E_c \cos[\omega_c t + m_f \text{sen } \omega_m t] \quad (2.4.4)$$

y con un índice de modulación para mensaje senoidal de:

$$m_f = \frac{k\omega_c E_m}{\omega_m} \quad (2.4.5)$$

La modulación en frecuencia FM ofrece ventajas con respecto a la modulación AM. El mensaje o señal moduladora no aporta potencia en la señal FM, mientras la portadora ofrece toda la potencia, por lo que las bandas laterales se producen por el sacrificio de potencia de la portadora en el espectro en frecuencia. En el modulador de FM se encuentra un limitador de amplitud (Clipper) que elimina casi todo el ruido de la señal FM, permitiéndole ser casi inmune al ruido.



Otra ventaja significativa es su ancho de banda, siendo mayor que la de AM. En FM el ancho de banda de transmisión  $B_T \gg W$  (ancho de banda de la banda base). Se mejora mucho la relación señal ruido S/N debido al **incremento del ancho de banda**.

El ancho de banda de transmisión en FM está determinado por la regla de Carson.

$$B_T = 2(f_\Delta + W) \quad (2.4.6)$$

donde:

$W$ =ancho de banda de la banda base.

$f_\Delta$ =máxima desviación de frecuencia, diferencia entre la frecuencia de la portadora y la máxima frecuencia.

#### II.4.2. Modulación Digital.

Los métodos principales de modulación digital son las siguientes: ASK (modulación por desplazamiento de amplitud), FSK (modulación por desplazamiento de frecuencia) y PSK (modulación por desplazamiento de fase). Existe también un método mixto de modulación, el QASK (modulación por desplazamiento de fase y amplitud).

La elección del método de modulación para un determinado enlace, se basa en consideraciones relativas, como la potencia de transmisión necesaria, la utilización eficiente del espectro, la simplicidad de los circuitos utilizados, etc. ASK utiliza circuitos moduladores y demoduladores sencillos, pero el parámetro de errores de bit, es inferior a las otras modulaciones. FSK tiene una buena tasa de errores de bit, pero necesita un ancho de banda grande. PSK presenta una tasa de errores de bit muy buena, y un ancho de banda excelente, además de

proporcionar la posibilidad de modulación multifásica, la cual nos da una gran ventaja con respecto a las otras.

#### II.4.2.1. Modulación Digital ASK.

La modulación digital ASK (Modulación de amplitud por switcheo), corresponde en el caso binario a la conmutación de amplitud entre dos valores posibles. Esta conmutación en amplitud oscila entre cero (estado apagado) y algún nivel predeterminado de amplitud (nivel encendido); por lo que también se le conoce a este tipo de modulación como OOK (on-off keyed), manipulados por encendido y apagado.

Se supone un tren de pulsos binarios, que se muestra en la figura 2.4.3a.

El nivel 1 enciende la amplitud de la portadora  $A$ , y el nivel 0 la apaga fig. (2.4.3b). Se tiene que el espectro de la señal ASK dependerá de la secuencia particular binaria que se desea transmitir. Para una secuencia particular de unos y ceros  $f(t)$ ; tenemos que, la señal modulada en amplitud ASK, es:

$$f_c(t) = Af(t)\cos \omega_c t \quad (2.4.7)$$

donde  $f(t) = 1$  ó  $0$ , con intervalos de  $T$  segundos de duración. Tomando la transformada de Fourier de la señal modulada en amplitud  $f_c(t)$  (ec. 2.4.7), y aplicando el teorema de desplazamiento en frecuencia se tiene:

$$F_c(\omega) = \frac{A}{2} [F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] \quad (2.4.8)$$

### Señal de manipulación por encendido y apagado

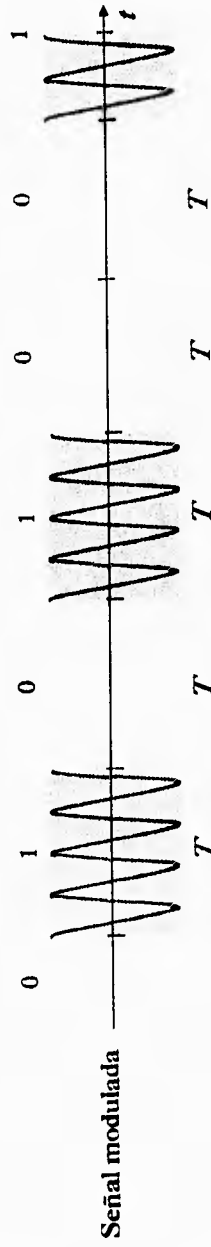
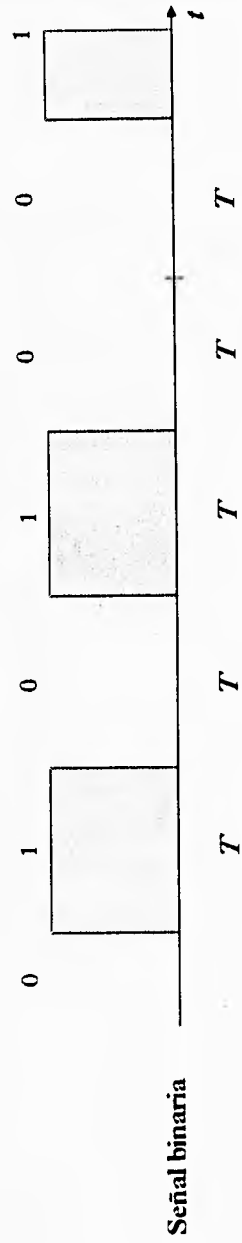
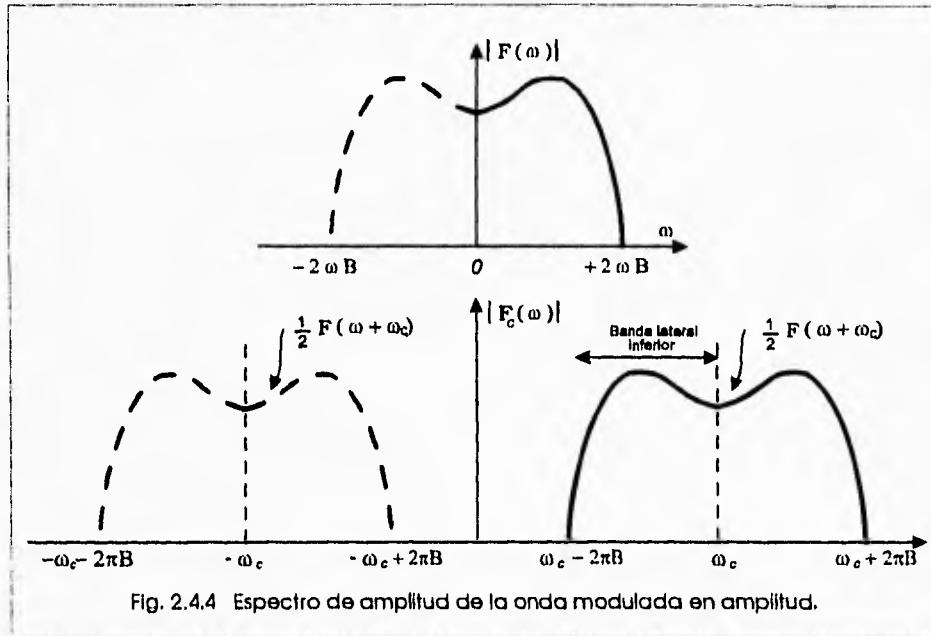


Fig. 2.4.3 Modulación ASK. a) Señal binaria. b) Señal modulada ASK.

El efecto de multiplicar la señal moduladora por la frecuencia de portadora  $\cos \omega_c t$  es simplemente el corrimiento del espectro de la señal de banda base, hasta la frecuencia de portadora  $\omega_c$ .

En la figura 2.4.4 se muestra el espectro de amplitud de la onda modulada en amplitud, ésta es la forma general de una señal modulada en amplitud, contiene bandas laterales distribuidas alrededor de la



frecuencia central de portadora. Se observa que con un ancho de banda inicial de la banda base  $2\pi B$  rad/s ( $B$  hertz), al modularse en amplitud, el espectro de la banda base se recorre hasta la frecuencia central de portadora, formándose una banda lateral superior y una lateral inferior, por lo cual, el ancho de banda de la onda portadora modulada o de

transmisión, es el doble de la banda base  $\pm 2\pi B$  rad/s ó  $\pm B$  Hz, alrededor de la portadora, dando un ancho total de banda de  $2B$  Hz.

Supóngase que se utiliza la caída senoidal para conformar los pulsos de la banda base, o haciéndolo con los pulsos moduladores de alta frecuencia, igual que el espectro anterior, el espectro de la señal modulada es como el de la banda base, corrida hasta la frecuencia portadora, con un ancho de banda de transmisión:

$$B_T = 2B = (1/T)(1+r) \quad (2.4.9)$$

donde  $r$  es el factor de caída senoidal, como se muestra en la fig. 2.4.5.

Sea  $f(t) = \cos \omega_m t$ , una simple onda senoidal de frecuencia  $\omega_m$ ; por trigonometría:

$$\cos \omega_m t \cos \omega_c t = \frac{1}{2} \cos(\omega_m + \omega_c)t + \frac{1}{2} \cos(\omega_m - \omega_c)t \quad (2.4.10)$$

El dibujo espectral que representa  $\cos \omega_m t$  en banda base es sólo una línea, que se cambia por dos líneas, distribuidas simétricamente alrededor de  $\omega_c$  en el dibujo espectral de la portadora modulada. Si  $f(t)$  es una suma finita de ondas senoidales, cada línea que representa el espectro de cada una de las ondas se trasladan hasta la frecuencia  $\omega_c$ .

#### II.4.2.2. Modulación digital FSK.

La modulación digital FSK (**Modulación en frecuencia por switcheo o manipulación por corrimiento por frecuencia**) es de gran utilización hoy en

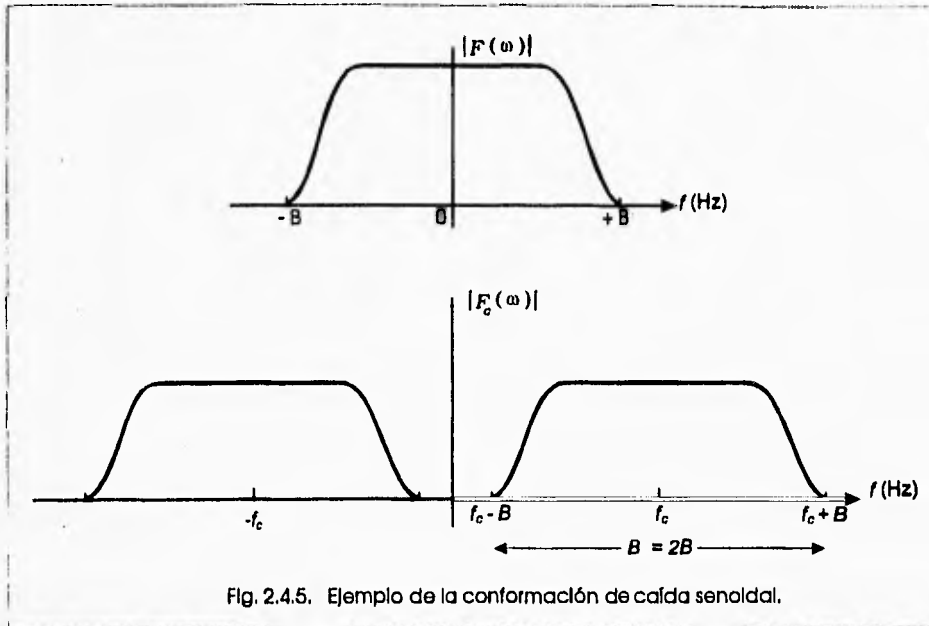


Fig. 2.4.5. Ejemplo de la conformación de caída senoidal.

día debido al mayor ancho de banda utilizado reflejándose en la gran inmunidad al ruido.

Si se considera una forma rectangular a la señal de datos, para simplificar, tenemos como señal modulada:

$$f_c(t) = A \cos \omega_1 t$$

$$-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (2.4.11)$$

$$f_c(t) = A \cos \omega_2 t$$

donde un 1 en la señal moduladora corresponde a la frecuencia  $f_1$ , y un 0 a la frecuencia  $f_2$ , como se muestra en la fig. 2.4.6. Generalmente, las frecuencias  $f_1$  y  $f_2 \gg 1/T$  (frecuencia de la señal moduladora).

Otra forma de representar a la onda modulada FSK, consiste en desviar un incremento de frecuencia  $\Delta f$  alrededor de la frecuencia de portadora  $f_c$ , así se tiene que  $f_1 = f_c - \Delta f$ , y  $f_2 = f_c + \Delta f$ , observándose que las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ , están alejadas  $2\Delta f$  Hz, una de la otra alrededor de  $f_c$ . De lo anterior se tiene:

$$f_c(t) = A \cos(\omega_c \pm \Delta\omega)t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (2.4.12)$$

La  $\Delta f$  se denomina generalmente desviación de frecuencia.

Se tiene dos casos relacionados con el ancho de banda de una señal FSK ó FM.

- 1) Si la  $\Delta f \gg B$ , el ancho de banda de la señal FSK tiende a  $2\Delta f$ , donde  $B$  es el ancho de banda de la señal de banda base. Lo que indica que cuando se utiliza una separación  $2\Delta f$  muy grande entre  $f_1$  y  $f_2$  con respecto al ancho de banda de la señal binaria base, el ancho de banda de la señal de FSK, es igual a la separación  $2\Delta f$ . Este caso se conoce comúnmente como FSK (o FM de banda ancha).
- 2) Si  $\Delta f \ll B$ , el ancho de banda de FSK tiende a  $2B$ , aunque la separación entre  $f_1$  y  $f_2$  sea muy estrecha, el ancho de banda mínimo es el requerido para la modulación ASK, quedando determinado por  $B$  de la señal binaria base. Este caso se conoce como FSK (o FM de banda angosta).

# ONDA DE FSK

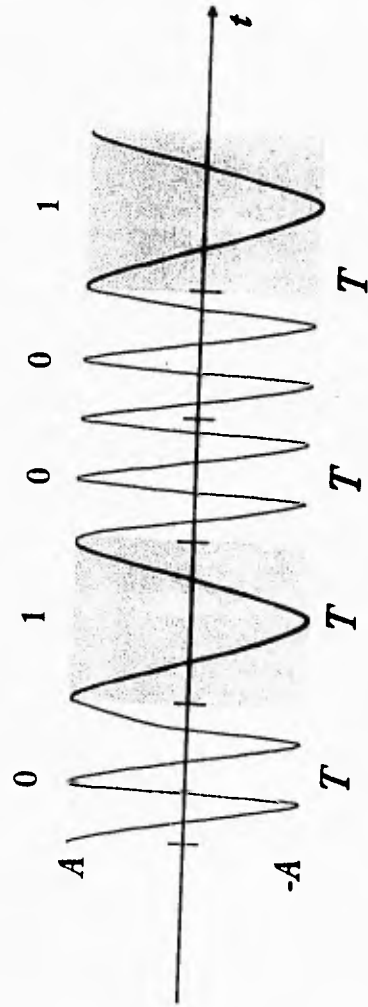


Fig. 2.4.6 Modulación FSK.



En general, si la señal de banda base está conformada por una sucesión de pulsos binarios arbitrarios, y cada pulso está conformado por una caída senoidal de factor  $r$ , se tiene que el ancho de banda de la señal FSK es  $2\Delta f + 2B$ , donde  $B = (\frac{1}{2}T)(1+r)$ , donde  $T$  es el tiempo del pulso de la señal binaria base.

Se observa que el ancho de banda de FSK es mayor que el de ASK, dándole la característica de mayor inmunidad al ruido.

En el análisis de FSK, es importante el estudio del parámetro  $\beta$ , conocido como índice de modulación, que nos indica la dependencia del ancho de banda de transmisión de las magnitudes relativas de la desviación de frecuencia  $\Delta f$ , con el ancho de banda  $B$  de la banda binaria base. El parámetro  $\beta$  está definido como:

$$\beta \equiv \frac{\Delta f}{B} \quad (2.4.13)$$

El ancho de banda de FSK, se puede obtener de otra forma, en términos de  $\beta$ :

$$B_{FSK} = 2\Delta f + 2B = 2B(1 + \beta) \quad (2.4.14)$$

Para un índice de modulación  $\beta \ll 1$ , corresponde para un sistema de FSK (ó FM de banda angosta), y  $\beta \gg 1$  para una de banda ancha.

#### II.4.2.3. Modulación digital PSK.

La calidad de transmisión de los sistemas de modulación PSK, se evalúa por la proporción de tasa de bits erróneos. Estos errores en el

sistema PSK pueden ser causados por varios factores, como son: La interferencia entre símbolos, el ruido térmico, la fluctuación de la fase en la recuperación de la portadora, y de la temporización de los bits, pero la principal causa de errores es el ruido térmico.

La técnica de modulación PSK comprende, la modulación bifásica 2PSK, que se conoce como básica; ésta nos permite un código binario representado por las dos fases, 0 y  $\pi$ . También tenemos la cuadrifásica 4PSK, que representa dos códigos binarios, mediante las fases cuadráticas 0,  $\pi/2$ ,  $\pi$  y  $3/2\pi$ . La modulación bifásica 2PSK se le conoce comúnmente como BPSK y la modulación cuadrifásica 4PSK, como QPSK.

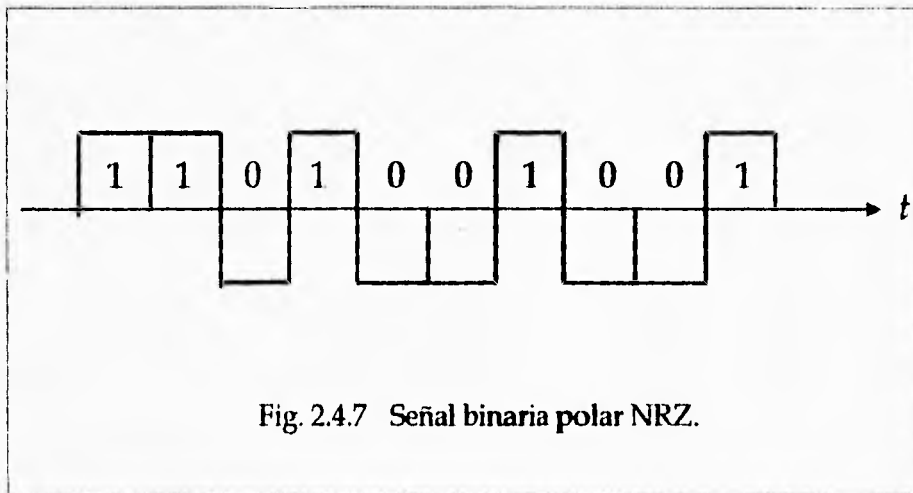


Fig. 2.4.7 Señal binaria polar NRZ.

La señal manipulada por corrimiento de fase PSK está dada por:

$$f_c(t) = \pm \cos \omega_c t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (2.4.15)$$

Para una trama de pulsos binarios aleatorios de la banda base, se tiene que un 1 lógico corresponde a la polaridad positiva, y el 0 corresponde a la negativa, por lo que la señal PSK corresponde esencialmente a una señal binaria polar NRZ, fig. 2.4.7, trasladada hacia arriba en frecuencia, como se muestra en la fig. 2.4.8.

Las señales PSK tienen las mismas características de doble banda lateral que la modulación ASK. En el espectro de frecuencia, resulta un espectro centrado en las frecuencias de la portadora  $f_c$ , con un ancho igual al doble del espectro de la señal binaria de banda base. La información, independientemente de la polaridad, es retenida en el centro de cada intervalo, de manera que la decodificación en el receptor se lleva a cabo en las proximidades del centro de los pulsos.

Si se supone que el ruido, es la única forma de perturbación durante la transmisión de información, se tiene que la modulación PSK tiene mejor desempeño en un ambiente ruidoso, que la modulación FSK, y por lo tanto, mejor que la ASK. Siendo la modulación PSK ampliamente usada en la transmisión de datos; sin embargo, presenta algunos problemas en la parte de recepción, dificultando el uso de la misma en algunos casos particulares.

En la parte receptora de un sistema de comunicación, se lleva a cabo el proceso inverso de la parte transmisora; como se mencionó anteriormente, en la transmisión se modula una portadora senoidal pura con la señal binaria de banda base, desplazando la señal modulada a una frecuencia adecuada para la transmisión; en el receptor, se realiza el proceso inverso, la señal modulada es demodulada, obteniendo la señal binaria original de banda base.

## SEÑAL DE PSK

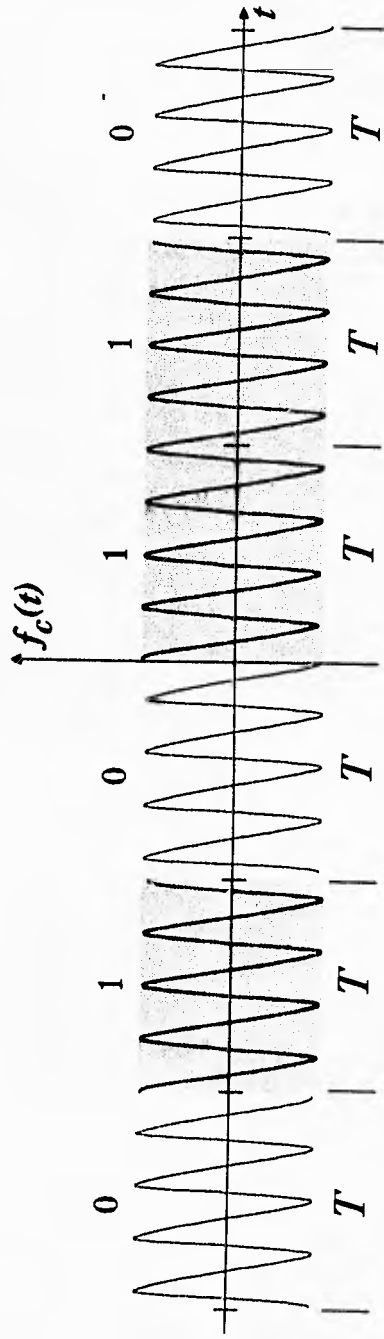
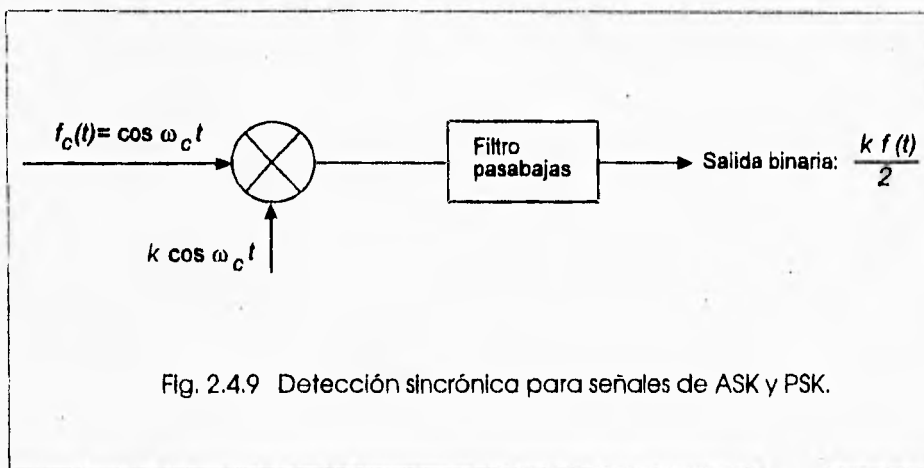


Fig. 2.4.8 Modulación PSK.

Existen dos métodos comunes utilizados en el proceso de demodulación, uno conocido como detección síncrona o coherente y la detección de envolvente.

La demodulación síncrona, consiste en multiplicar la señal modulada que llega al receptor, por una señal de igual frecuencia que la portadora generada en el transmisor, pasando la señal resultante por un filtro paso bajas, obteniendo la señal binaria original, como se muestra en la figura 2.4.9.



El método de demodulación síncrona se demuestra matemáticamente, si se toma la señal de PSK, como:

$$f_c(t) = f(t) \cos \omega_c t \quad (2.4.16)$$

donde  $f(t) = \pm 1$ , dependiendo del pulso binario transmitido. Al multiplicar ec. (2.4.16) por  $k \cos \omega_c t$  (donde  $k$  es una constante del multiplicador), como se mencionó anteriormente; se tiene:

$$f(t) \cos \omega_c t k \cos \omega_c t = \frac{k}{2} f(t) [1 + \cos(2\omega_c t)] \quad (2.4.17)$$

De la ecuación anterior se observa que  $f(t) \cos(2\omega_c t)$  está desplazada hasta  $2f_c$ , siendo la segunda armónica de la frecuencia portadora, que es rechazada por el filtro paso bajas, quedando sólo la salida binaria:

$$\frac{k}{2} f(t) \quad (2.4.18)$$

donde, la constante  $k/2$  no representa problema, ya que la señal puede ser atenuada, quedando sólo la señal binaria de banda base  $f(t) = \pm 1$ , a la salida del receptor.

El desarrollo anterior implica que la señal que llega junto con la señal de frecuencia portadora generada en el receptor, estén sincronizadas en tiempo y fase. Si la señal de frecuencia de portadora generada, esta corrida  $\Delta\omega$  en frecuencia, con respecto a la señal modulada que llega; se tiene:

$$f(t) \cos \omega_c t k \cos(\omega_c + \Delta\omega)t = \frac{k}{2} f(t) [\cos(2\omega_c + \Delta\omega)t + \cos \Delta\omega t] \quad (2.4.19)$$

obteniendo a la salida del receptor:

$$\frac{k}{2} f(t) \cos \Delta\omega t \quad (2.4.20)$$

una salida no deseable si  $\Delta\omega$  estuviera en la banda de paso del filtro paso bajas.

Por otro lado, si no existiera sincronía de fase entre las dos señales mencionadas, estando la señal generada en el receptor,  $\phi$  radianes fuera de fase  $k\cos(\omega_c t + \phi)$  con respecto a la señal modulada recibida, se tiene:

$$f(t)\cos\omega_c t k\cos(\omega_c t + \phi) = \frac{k}{2}f(t)[\cos(2\omega_c t + \phi) + \cos\phi] \quad (2.4.21)$$

rechazando el filtro paso bajas a  $\cos(2\omega_c t + \phi)$ , quedando a la salida:

$$\frac{k}{2}f(t)\cos\phi \quad (2.4.22)$$

Esta salida nos representa la señal binaria original, pero el  $\cos\phi$  nos muestra una atenuación, ya que para  $\phi$  próximos a  $\pi/2$  la señal se atenúa demasiado, y para  $\phi$  mayores a  $\pi/2$  la señal cambia de polaridad; por lo cual, para una señal binaria de secuencia polar NRZ, se tiene que todos los unos serían ceros, y los ceros viceversa.

Por lo anteriormente explicado, se puede notar, que la demodulación síncrona de una señal PSK, no es tan sencilla, por lo cual el costo de estos equipos de modulación y demodulación, aumenta considerablemente con respecto a los de FSK y ASK; ya que se tiene que lograr que la señal de frecuencia de portadora generada en el receptor, esté a la misma frecuencia que la generada en el transmisor, además de estar sincronizadas en fase.

### II.4.3. Modulación por pulsos.

Los tipos de modulaciones se dividen en dos grandes rubros, la modulación que utiliza como portadora una onda continua y la que utiliza como portadora un tren de pulsos. La modulación por pulsos se diferencia de los demás tipos de modulaciones por el tipo de portadora, utilizando un tren de pulsos en vez de una onda senoidal continua. Este tipo de modulación por pulsos se dividen a su vez, a las que utilizan como mensaje o moduladora, una señal analógica:

**PAM** Modulación por Amplitud de Pulsos

**PDM** Modulación por Duración de Pulsos

**PPM** Modulación por Posición de Pulsos

y la que utiliza como mensaje o moduladora, una señal digital:

**PCM** Modulación por Pulsos Codificados.

El más sencillo de estos métodos es el de modulación por amplitud de pulso PAM, en el que la amplitud (altura) de cada pulso es análoga a los valores medidos de la señal o mensaje. Los otros tres métodos requieren un convertidor para transformar las señales analógicas medidas en las señales digitales apropiadas.

En la modulación por duración de pulsos PDM, la duración de cada pulso (anchura de pulso) representa el valor de la medida de la señal muestreada. En la modulación por posición de pulsos PPM, este valor está representado por la posición en el tiempo, del pulso. Un tren de pulsos de referencia puede ser transmitido junto al pulso de la señal para servir como referencia de las posiciones de los pulsos. Las dos modulaciones anteriores, PDM y PPM, son técnicas de modulación de



pulsos en el tiempo, debido a que sufren una variación de frecuencia y de fase respectivamente.

El más eficiente de los cuatro métodos de modulación es el de *modulación por códigos de pulsos PCM*, debido a que la potencia necesaria en el transmisor para enviar paquetes de información es menor que en el caso de los otros tres métodos. La señal analógica se convierte en un código de pulsos, usualmente una serie de dígitos binarios, mediante un convertidor analógico-digital. El valor medido de la señal se representa mediante una palabra digital. El número de bits usado para formar la palabra determina la resolución de los datos medidos, por ejemplo se dispone de 127 escalones discretos si se usan palabras de 7

<i>Número de incrementos discretos</i>	<i>Longitud de palabra (bits)</i>
1	1
3	2
7	3
15	4
31	5
63	6
127	7
255	8
511	9

Tabla 2. Resolución de medidas analógicas digitalizadas en función de la longitud de la palabra digital.

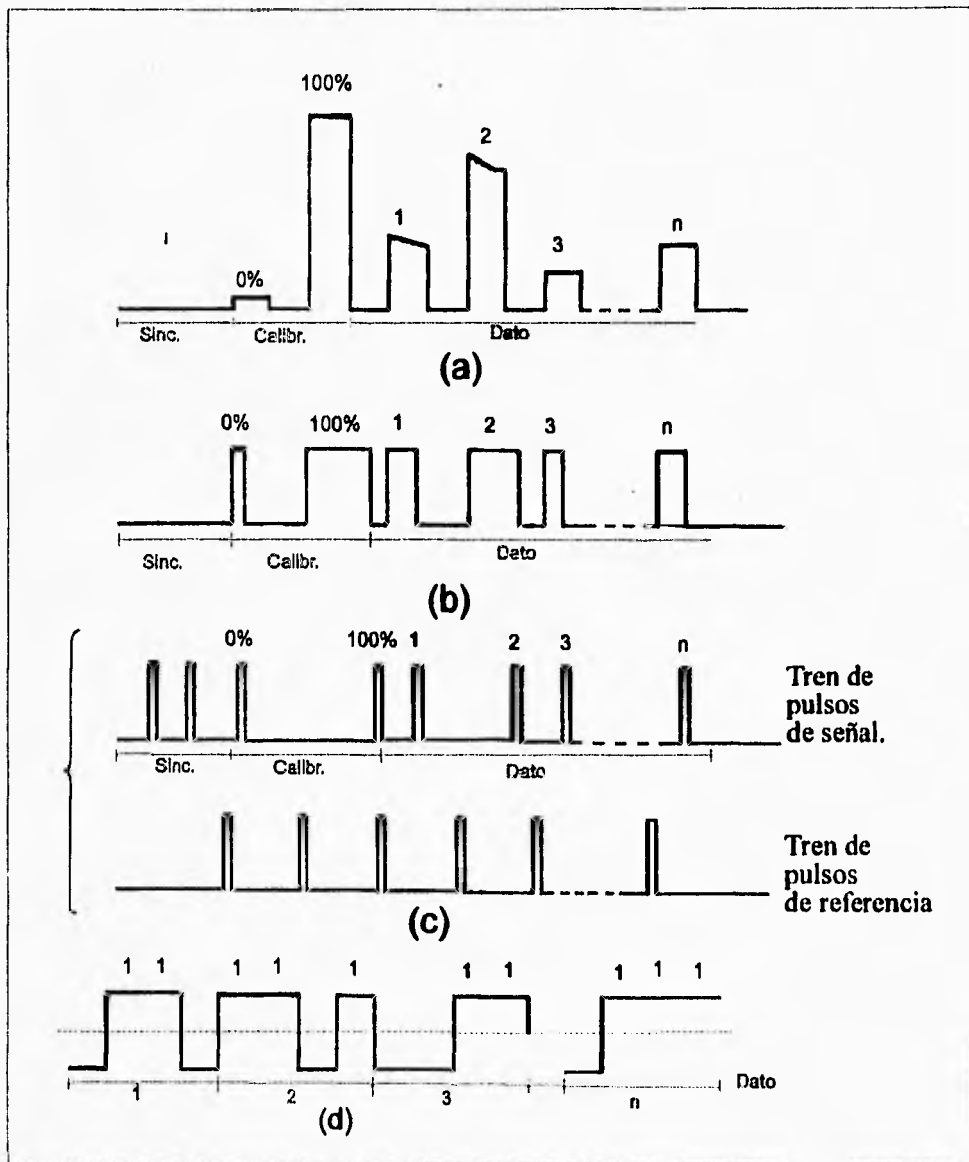


Fig. 2.4.10 Técnica de modulación por pulsos: (a) modulación por amplitud de pulso (PAM); (b) modulación por duración de pulsos (PDM); (c) modulación por posición de pulso (PPM); (d) modulación por código de pulso (PCM).

bits ( $2^7 - 1$ ), mientras que con sistemas PCM con palabras de 9 bits se dispone de 511 escalones discretos, como se observa en la tabla (2).

La técnica de *modulación por codificación de pulsos PCM*, es ampliamente utilizado en transmisión de datos. En la figura 2.4.10 se muestran los cuatro tipos de modulación mencionados.

#### II.4.4 Elección de la Modulación a utilizar.

Con los tipos de Modulación descritos en los capítulos anteriores, se tiene ahora una mejor idea del tipo de modulación más conveniente para el desarrollo del proyecto; sin lugar a dudas PSK nos ofrece grandes ventajas debido a su baja potencia utilizada y su baja inmunidad al ruido, además de superar las desviaciones de frecuencia por el Doppler debido al transmisor móvil a utilizar. Sin embargo, el proyecto consta de algunos lineamientos a seguir en su desarrollo, dados por el PUIDE, departamento para el cual se realiza dicho proyecto. En su infraestructura cuenta con un radio transceiver, utilizado ampliamente en la banda de 150m, que nos permite una transmisión adecuada al sistema de telemetría propuesto; en un capítulo posterior se detallará las características y desempeño del mismo.

Una de las modulaciones a la que trabaja este radio transceiver, es en FM, la cual nos permite una recepción adecuada de la señal transmitida. En el sistema de transmisión de la sonda cohete se tiene en una primera etapa, una codificación de tonos de la señal de banda base entregada por el microprocesador, esta codificación se puede interpretar como una modulación FSK con una portadora de baja frecuencia; paso seguido, la señal se introduce a un diodo varactor que realizará una segunda modulación en FM, ya que el arreglo del diodo varactor y el oscilador realizan una variación en frecuencia de salida, al variar el nivel de voltaje de los tonos en la señal de entrada. A continuación la señal modulada se pasa a la etapa de radiofrecuencia, donde la frecuencia portadora es llevada a la banda de 150 m.

Un modelo matemático teórico del tipo de modulación utilizada se presenta en el siguiente desarrollo, donde se obtiene el modelo de la señal modulada en la salida del transmisor.

Trabajando sobre la Ecuación General de FM(t), ec. (2.4.2) :

$$FM(t) = E_c \cos[\omega_c t + k\omega_c \int m(t)dt] \quad (2.4.2)$$

se tiene la ecuación general de una onda modulada en frecuencia. Si se toma a la ecuación de la onda modulada en FSK (ec. 2.4.12), como el mensaje o señal  $m(t)$  ha modular, se llega al desarrollo matemático siguiente:

$$f_c(t) = A \cos(\omega_c \pm \Delta\omega)t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (2.4.12)$$

si se toma la onda modulada FSK o señal codificada en tonos, como el mensaje o señal moduladora, se tiene:

$$m(t) = A \cos(\omega_m \pm \Delta\omega)t \quad (2.4.23)$$

donde  $\omega_c = \omega_m$ . La  $\omega_c$  de la señal de FSK se le llamará  $\omega_m$ , y es diferente a la  $\omega_c$  utilizada en el desarrollo de la Ecuación General de FM(t).

Sustituyendo la ec. (2.4.23) en (2.4.2) se tiene:

$$FM(t) = E_c \cos[\omega_c t + k\omega_c \int A \cos(\omega_m \pm \Delta\omega)t dt] \quad (2.4.24)$$

$$FM(t) = E_c \cos \left[ \omega_c t + \frac{k\omega_c A}{\omega_m + \Delta\omega} \int \cos(\omega_m \pm \Delta\omega) t dt \right]$$

$$FM(t)_{FSK} = E_c \cos \left[ \omega_c t + \frac{k\omega_c A}{(\omega_m \pm \Delta\omega)} \text{sen}(\omega_m \pm \Delta\omega) t \right] \quad (2.4.25)$$

que es el modelo matemático de la onda modulada, transmitida por el transmisor de la sonda cohete.

El cálculo de la desviación en frecuencia por el efecto Doppler, debido a que la sonda cohete se desplaza alejándose del punto de recepción se presenta a continuación:

$$f_{obs} \approx f_c \left( 1 + \frac{v_r}{v_p} \right) \quad (2.4.26)$$

donde  $v_r$  = velocidad de la fuente de radiación,

$v_p$  = velocidad de propagación, que es tomada como la velocidad de la luz

$$3 \times 10^8 \text{ m/s}.$$

$f_c$  = frecuencia de la portadora,

$f_{obs}$  = frecuencia vista por el observador.

de la ecuación (2.4.26), fórmula para el cálculo de la frecuencia bajo la influencia de efecto Doppler, se tiene que para  $v_r > 0$ , es cuando la fuente de radiación se mueve hacia el observador,  $f_{obs} > f_c$ . Para  $v_r < 0$ , la fuente de radiación se aleja del observador, y  $f_{obs} < f_c$ .

La velocidad del cohete sonda se calculó en una velocidad final de  $v_f = 147.15 \text{ m/s}$ , y el valor de la frecuencia de portadora en la modulación utilizada, como se explicará en capítulos posteriores es de  $f_c = 145.76 \text{ MHz}$ .

Sustituyendo los valores mencionados en la ecuación (2.4.26), se tiene:

$$f_{\text{obs}} = 145.76 \times 10^6 \left( 1 - \frac{147.15}{3 \times 10^8} \right)$$
$$f_{\text{obs}} = 145759928.5 \text{ Hz} \quad (2.4.27)$$

De la ecuación (2.4.27) y el valor de la frecuencia de portadora tenemos, el valor de la desviación en frecuencia:

$$f_{\text{dr}} = f_c - f_{\text{obs}} \quad (2.4.28)$$

$$f_{\text{dr}} = 145.76 \times 10^6 - 145759928.5 \text{ [Hz]}$$
$$f_{\text{dr}} = 71.5 \text{ Hz} \quad (2.4.29)$$

donde  $f_{\text{dr}}$  = desviación de frecuencia por efecto Doppler.

de lo anterior se tiene que la desviación de frecuencia por efecto Doppler  $f_{\text{dr}} = 71.5 \text{ Hz}$ , está muy por debajo del rango de captura de la señal de portadora del radio tranceiver utilizado como receptor en tierra, por lo que se concluye que el Doppler no es significativo en el desarrollo del proyecto.

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

## **CAPITULO III**

### **DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL ACELEROMETRO.**



## **Capítulo III.**

### **Diseño y construcción del acelerómetro.**

#### **III.1 Introducción.**

Una vez que se han estudiado las posibles soluciones a nuestro problema, se tiene que tomar la decisión de cual es la solución más adecuada para resolver nuestras necesidades.

A partir de la información que se logro conseguir y una vez que se decidió cual es la solución más adecuada, se procede a diseñar cada uno de los submódulos de nuestro sistema. Una vez que esta terminado el diseño, es decir, una vez que se han hecho los cálculos correspondientes y la configuración del circuito, se procede a la fabricación del prototipo.

El prototipo debe tener características tales que permitan el fácil y rápido cambio de los componentes electrónicos, así como la facilidad de manipulación para las pruebas y ajustes. Para el caso de señales de bajas frecuencias (menores a 20KHz), el desarrollo y funcionamiento del prototipo garantizan en un 90%, que al pasar a circuito impreso, el circuito funcionará adecuadamente. Pero en el caso de señales de alta frecuencia (por ejemplo el radio transmisor), el prototipo debe tener además la característica de ser muy parecido al circuito final, ya que las pistas de circuito impreso así como planos de tierra juegan un papel muy importante debido a las capacitancias parásitas que se puedan presentar, esto se debe tener muy presente para pasar del prototipo al circuito impreso y que el circuito funcione como se desea.

Una vez que se termina la construcción de cada submódulo, se integran al sistema y se prueba todo en conjunto.

### III.2 Parámetros de diseño.

Como se mostró en el capítulo anterior, para medir la aceleración de la sonda atmosférica, podemos utilizar un sistema con una banda extensométrica montada en una placa metálica con una masa conocida en su extremo. De esta forma obtendremos una variación de resistencia proporcional a la aceleración a la que se ve sometido el sistema. Estos cambios de resistencia son tan pequeños que lo más conveniente para poder medirlos es convertirlos en cambios de voltaje o corriente y una vez convertidos amplificarlos hasta alcanzar un nivel de fácil lectura y procesamiento.

Una vez que tenemos un nivel adecuado de nuestra señal proporcional a la aceleración, podemos manipularlo a nuestra conveniencia o necesidad. Primeramente se debe pensar en la forma en que se recuperará esta información, es decir la forma en que se va a extraer la información de el interior de la sonda.

Una consideración importante que debemos hacer es saber cuanto tiempo va a durar nuestra medición, para poder decidir en un método adecuado para recuperar la información.

La sonda atmosférica en su fase inicial consta de una etapa de combustible sólido de aproximadamente 4 kg, lo que significa que una vez encendido el combustible éste se quemará completamente en aproximadamente 3 segundos. Esto será suficiente para provocarle una aceleración máxima de aproximadamente 5G (esto es cinco veces la aceleración de la gravedad), y después de que consuma el combustible la sonda viajará sólo inercialmente y se irá deteniendo debido al arrastre atmosférico y a la gravedad terrestre. Se ha calculado que las primeras

sondas de una sola etapa (fase inicial del programa de sondas dentro de P.U.I.D.E.) alcancen una altura máxima de 10Km.

Esto nos da la posibilidad de pensar en dos sistemas de recuperación de la información que genere el acelerómetro.

El primero es el de almacenar la información por medio de algún sistema dentro de la misma sonda y después recuperar la sonda para recuperar esta información.

El segundo es utilizar un radio transmisor y recibir la información en tierra almacenándola una vez recibida.

Debido a que existe la posibilidad de no recuperar la sonda atmosférica y con esto la pérdida de información, el sistema más adecuado es utilizando un radio transmisor, lo que además nos da otras muchas ventajas como la de rastreo y control, que en esta primera fase no se implementarán, pero que más adelante se podría implementar sin necesidad de cambiar demasiado el sistema desarrollado en esta primera fase.

Después de determinar un sistema de radio transmisión para la recuperación de información debemos determinar el tipo de transmisor más adecuado a nuestras necesidades. Para este punto se determinó que la mejor opción es un transmisor con modulación FSK, por lo que será necesario transformar nuestra información analógica a digital. Además se pretende utilizar una computadora personal para el almacenamiento y desplegado de la información. Esto se logrará con un software que será desarrollado por miembros de P.U.I.D.E. especialistas en el área de software, quienes requieren que la información generada por el sistema llegue a través del puerto serial de la computadora personal con cierto formato, que en este caso será con ocho bits, un start, un stop y NRZ.

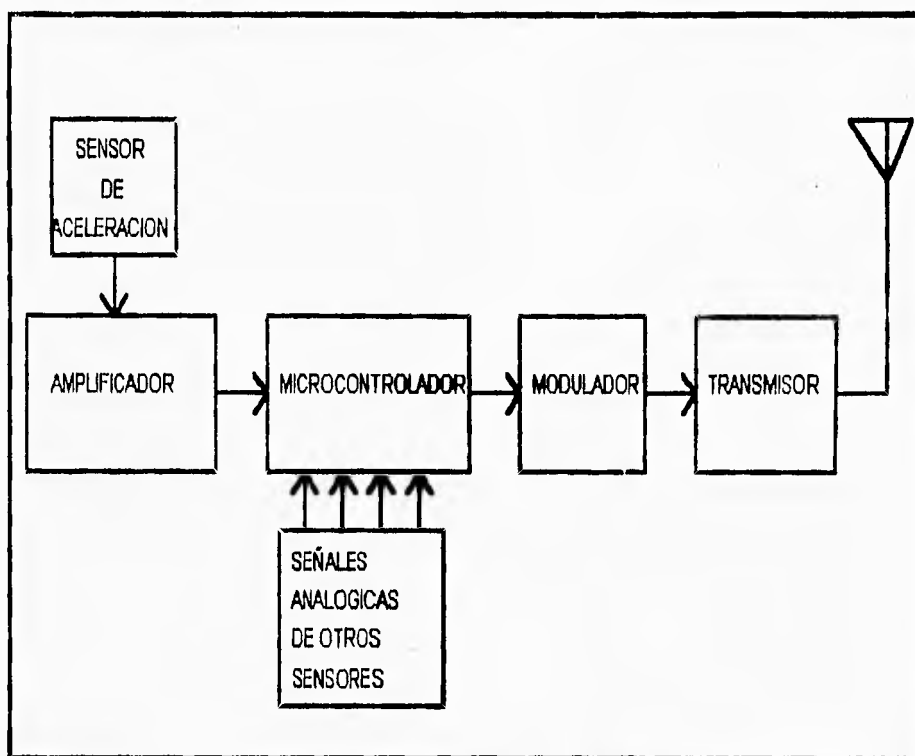


Figura 3.2.1 Sistema de transmisión de información

Debido a estos requerimientos de software para la transmisión serial, se buscará un microcontrolador que además de permitirnos utilizar el formato requerido para comunicación serial, también tenga un convertidor analógico-digital para la transformación de nuestra información. Este convertidor analógico-digital deberá ser común a cuatro puertos de entrada de datos analógicos, para que permita tener más canales multiplexados y poder introducir además de la información de la aceleración, información proveniente de otros sensores como podrían ser sensores de altura, temperaturas, presiones, etc.

Una vez teniendo la información con el formato requerido, se modula en FSK para ser transmitida.

Esta información saldrá de la sonda a través de una antena que radiará omnidireccionalmente y será recibida en tierra por un equipo que estará formado por un radio receptor, un demodulador de FSK, un adecuador de señal y una computadora personal.

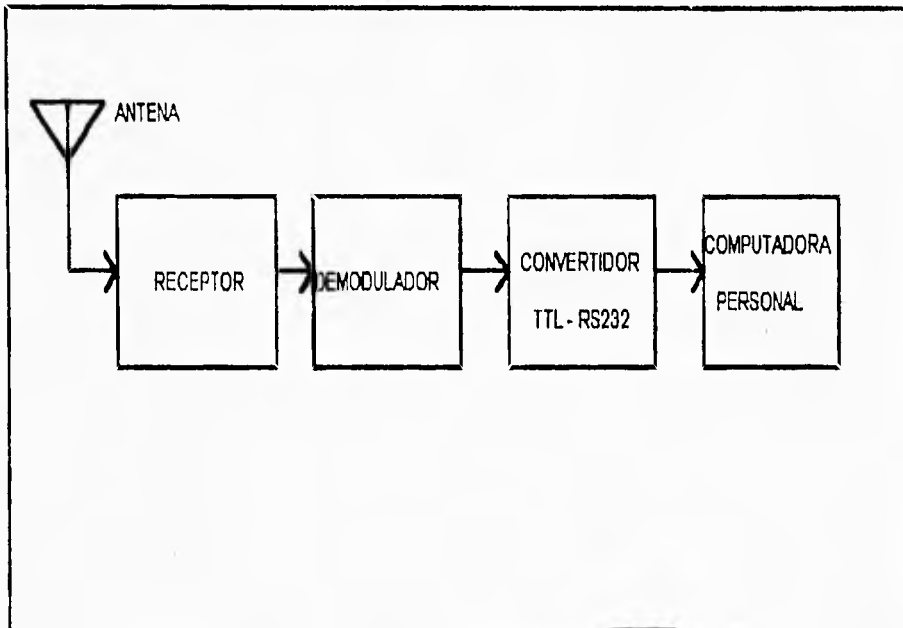


Figura 3.2.2 Sistema de recepción de datos.

En los siguientes puntos se describe detalladamente cada bloque de nuestro sistema de transmisión y recepción.

### III.3 Rangos de las variables.

A continuación se mencionan las **características específicas a las** que se tuvo que someter el diseño del sistema debido a los rangos de las variables, limitaciones físicas y de funcionamiento.

#### III.3.1 Polarización.

Una de las primeras consideraciones que se requirió hacer fue la referente a la polarización de todos nuestros circuitos. Primeramente el consumo energético de nuestro sistema se calculó para que pudiera trabajar adecuadamente con dos baterías de 9V. Estas baterías tienen la ventaja de que son compactas y su suministro de corriente es suficiente para que el sistema funcione dentro del intervalo de tiempo en el cual se realizarán las mediciones, es decir desde unos minutos antes de lanzar la sonda hasta unos minutos después de que ésta llegue a tierra.

Como se van a utilizar amplificadores operacionales, lo más conveniente sería utilizar una fuente de doble polaridad ( $V+$  y  $V-$ ), pero esto traería un desperdicio de una de las fuentes, ya que la fuente  $V-$  sólo se utilizaría en todo el sistema para la polarización negativa de los amplificadores operacionales, por lo que se optó por utilizar amplificadores operacionales de polarización única los cuales nos evitan el tener una fuente para su polarización  $V-$  y así trabajar el sistema solamente con una fuente  $V+$ .

#### III.3.2 Aceleraciones

Debido a que las aceleraciones a las que se va a someter nuestro sistema no son muy comunes en sistemas ordinarios, hay que tomar ciertas precauciones que normalmente no son consideradas, estas

aceleraciones tendrán un valor máximo de 5G. Primeramente el colocar todos los dispositivos y circuitos impresos de tal forma que presenten la mayor resistencia mecánica al eje de movimiento, ésto es colocarlas lo más paralelas a este eje, además colocar los dispositivos lo más cercano posible al circuito impreso evitando cualquier momento mecánico, con ésto trataremos de evitar que los circuitos se rompan o que los dispositivos se desprendan.

Además de tomar estas precauciones, todo el sistema a excepción de los sensores, serán rociados con una laca especial muy utilizada en circuitos para satélites, la cual encapsula en una especie de acrílico a todo lo que se rocía con ella, ésto ocasiona que todos los circuitos pertenezcan a un mismo volumen con lo que su resistencia mecánica aumenta.

Y si ésto no fuera suficiente, se tiene el recurso de cubrir todo este volumen con resinas epóxicas especiales para estos casos. También hay que considerar el largo de todos los cables de conexión a nuestros sensores, ya que éstos también deberán sujetarse a ciertos puntos con el fin de que no sean arrancados por las grandes aceleraciones a las que se vean sometidos. La figura 3.3.2 muestra como se colocarán los circuitos y el sensor dentro de la sonda.

#### III.4 Etapa de medición.

Como mencionamos en el capítulo anterior el uso de una banda extensométrica para medir una aceleración se reduce a una medición de variación de resistencia. Como también se mencionó esta variación es muy pequeña por lo que se requiere de alguna técnica específica para medirla. Esta técnica se describe a continuación.

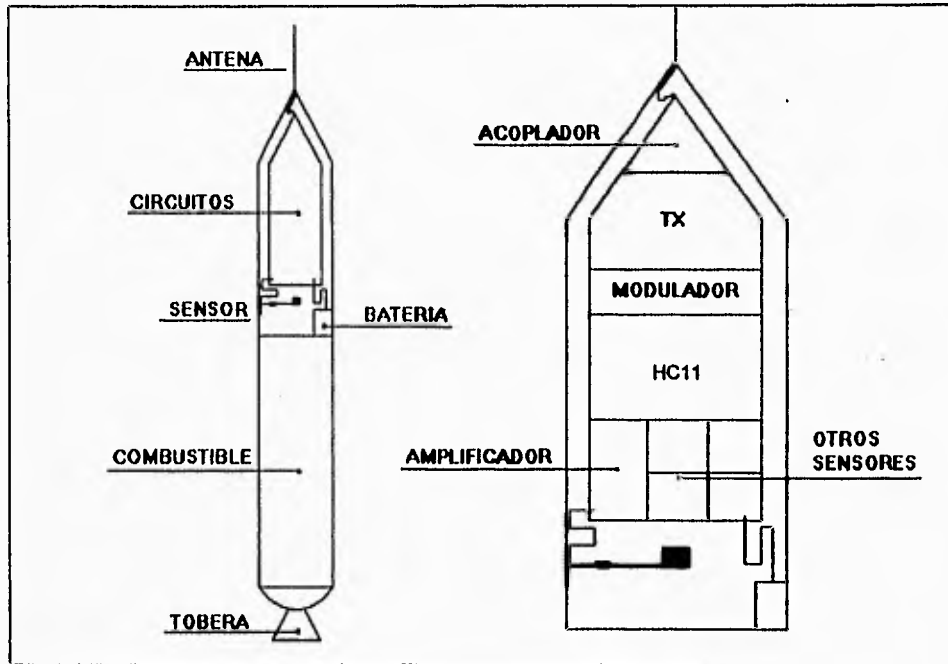


Figura 3.3.2

#### III.4.1 El sensor

El sensor está formado por una placa metálica empotrada en el cuerpo de la sonda, en la cual se montan dos bandas extensométricas, una colocada para trabajar como transductor y la otra para compensar contra las variaciones de temperatura, y al otro extremo se coloca una masa conocida Fig (2.2.4). Las bandas extensométricas seleccionadas son bandas metálicas planas, de tipo uniaxial, así únicamente detectará desplazamientos en una sola dirección, además son autocompenczadas, lo que permite una mejor respuesta del sensor a los cambios de temperatura.

Al sufrir un esfuerzo el material, la banda extensométrica reportará



un cambio en su resistencia ( $\Delta R$ ), como este cambio es muy pequeño, la medición de  $R+\Delta R$  no nos permite adecuar  $\Delta R$  apropiadamente, lo más conveniente para medirlo es utilizar un circuito tipo puente, el cual nos permitirá medir  $\Delta R$  y no  $R+\Delta R$ .

Al hacer circular una corriente constante a través del puente producirá una caída  $E$  en una de sus terminales como se puede ver en la figura (3.4.1), además haciendo un análisis de las ramas del puente tenemos que;

$$E_2 = \frac{E}{2} \quad (3.4.1)$$

$$E_2 = \frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} \cdot E \quad (3.4.2)$$

$$E_1 - E_2 = E \cdot \frac{\Delta R}{4R} \quad (3.4.3)$$

De esta forma sólo mediremos  $E_1 - E_2$  y será diferente de cero cuando exista un  $\Delta R$ .

Como se puede observar, en condiciones estáticas de la sonda siempre existirá un  $\Delta R$  que será provocado por la aceleración gravitacional y prácticamente podemos considerarla constante. Si queremos hacer la medición absoluta de aceleración, debemos tomar en cuenta la gravitacional, pero como sólo queremos conocer la aceleración relativa tenemos que cancelar de alguna manera este  $\Delta R$  producto de la aceleración gravitacional.

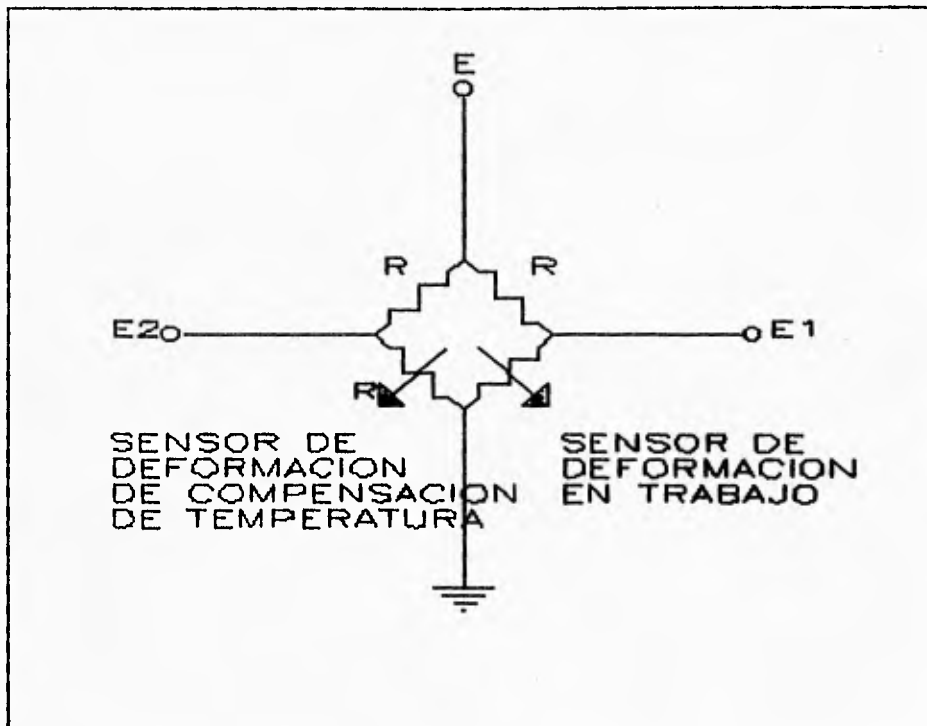


Figura 3.4.1

La forma de cancelarlo será en la siguiente etapa, donde amplificaremos  $E_1 - E_2$ .

### III.5 Etapa de acondicionamiento.

La etapa de acondicionamiento se encarga de dar los niveles adecuados para poder ser procesada la señal antes medida y eliminar lo más que sea posible el ruido y señales no deseadas que sean captadas por la etapa amplificadora.

### III.5.1 Amplificación.

Para amplificar la señal  $E_1-E_2$  se utilizará un amplificador diferencial el cual tendrá una ganancia suficiente para poder manipular la señal en forma adecuada. Esto se hará en dos etapas de amplificación, primero con una ganancia constante y después con una ganancia variable, esta última con el fin de poder calibrar nuestro sistema. Ambas etapas de amplificación diferencial tienen en su entrada seguidores de voltaje, ya que éstos le permitirán tener una impedancia de entrada muy grande lo que beneficia a la medición. En la primera etapa amplificadora colocaremos un offset a través de un divisor de voltaje variable para poder cancelar la señal proporcional a la aceleración gravitacional. En la segunda etapa tendremos una ganancia variable además de un nivel de referencia que nos permitirá amplificar sólo las variaciones de la señal.

### III.5.2 Filtrado

Una vez teniendo la señal al nivel deseado se pasa a través de un filtro con el fin de eliminar los posibles ruidos que se sumen al momento de amplificar. Como nuestra señal de aceleración se espera tenga una variación máxima de 10ms, será suficiente con utilizar un filtro paso bajos que tenga su frecuencia de corte a 100Hz. Este es un filtro activo, ya que no deseamos que tenga pérdidas nuestra señal y además aprovechamos uno de los amplificadores operacionales del circuito integrado que no se usarán. Este es un filtro Butterworth de segundo orden. Este tipo de filtros también se les llama filtro máximo plano o plano-plano. Para lograr la caída de -40dB por década se pueden colocar dos filtros de -20dB por década en cascada, pero esto implica usar dos amplificadores operacionales, por lo que se optó por usar un filtro que use únicamente un

amplificador operacional y se obtengan los -40dB por década. El diseño del filtro es el siguiente:

$$f_c = 100\text{Hz}$$

$$R_1 = R_2 = R = 10\text{K}$$

$$R_f = 2R = 20\text{K}$$

$$C_1 = \frac{1}{\sqrt{2} 2\pi f R} = 112.5\text{nF}$$

$$C_2 = 2C_1 = 225\text{nF}$$

El siguiente es un diagrama esquemático de el circuito utilizado para la medición y acondicionamiento de nuestra señal.

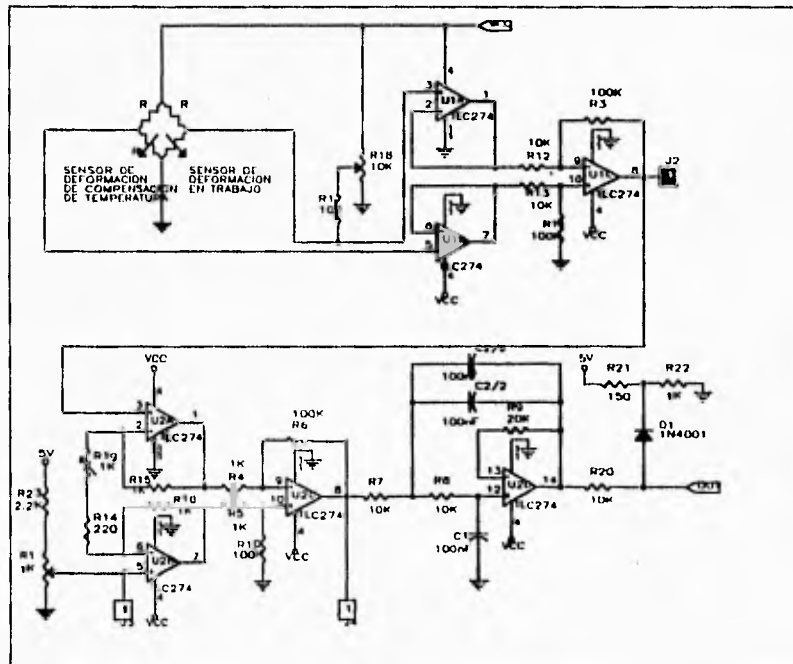


Figura 3.5.1 Acelerómetro esquemático.

### III.5.3. Sistema de adquisición de datos

#### III.5.3.1. Planteamiento.

El subsistema de adquisición de datos, debe ser capaz de realizar la captura de los cuatro canales de información -procedentes del acelerómetro definido en el bloque anterior, del medidor de altitud y de los dos bloques no determinados en este sistema a los que se dará alguna aplicación cuando se vaya a utilizar la sonda- y realizar la transmisión de éstos en forma serial con un código de línea lo más adecuado posible a través del transmisor digital que conforma el subsistema siguiente.

#### III.5.3.2. Diseño preliminar.

El sistema se encargará de realizar 3 procesos principales:

1. Digitalización de las 4 señales de entrada.
2. Almacenamiento temporal de cada digitalización antes de ser transmitida.
3. Transmisión de manera serial de los datos empleando un código de línea adecuado.

De acuerdo a las especificaciones del subsistema de adquisición de datos, se propone utilizar un sistema basado en un microcontrolador, mismo que de acuerdo a las características enunciadas, no requiere ser de propósito específico, por lo que se seleccionará uno de propósito general de acuerdo a la metodología siguiente.

El sistema completo, se encargará de monitorear cuatro señales, una de las cuales es la aceleración con la que subirá el cohete, la segunda su

altitud y las restantes estarán definidas de acuerdo a las magnitudes físicas que deseen sondearse, mismas que podrían ser, por ejemplo, temperatura, humedad, concentración de algún gas en diferentes capas de la atmósfera, etc. Por lo tanto, todas las señales son susceptibles de ser normalizadas dentro de un rango cómodo de trabajo, así pues, la aceleración, que es la variable medular del proyecto se normaliza en un rango eléctrico de 0 a 5 V.

La aceleración del cohete va a experimentar una variación muy notoria durante los primeros segundos que durará el evento. A causa de esto, esta señal es la que determina la velocidad que debe manejar el procesador. En investigaciones anteriores con sondas, se ha podido determinar que la aceleración promedio alcanzada por éstos cohetes varía entre 0 y 5 veces la aceleración de la gravedad (g) durante los primeros 3 o 4 segundos que dura la quema del combustible, por lo que para poder caracterizar la curva de aceleración de una manera eficiente, se requerirá de al menos 5 muestras por segundo para asegurar una resolución de 0.25g suponiendo una aceleración lineal. Por lo tanto, la velocidad del procesador debe ser tal que asegure la captura de los datos en un tiempo máximo de 50 ms (ya que se desean multiplexar 4 canales). Indudablemente, estas características se pueden cumplir más que óptimamente con cualquier procesador actual que opere a 1 MHz de frecuencia de bus interno, ya que dispondría de 50000 ciclos T para llevar a cabo la captura de los cuatro datos individuales contenidos en los cuatro canales separados de información.

Seguido esto, se define la resolución del sistema que debe ser suficiente para caracterizar las señales en cuestión. Debido a las características inherentes del proceso, 8 bits - 256 niveles de cuantización en el rango de operación de cada señal normalizada - serán suficientes.

altitud y las restantes estarán definidas de acuerdo a las magnitudes físicas que deseen sondearse, mismas que podrían ser, por ejemplo, temperatura, humedad, concentración de algún gas en diferentes capas de la atmósfera, etc. Por lo tanto, todas las señales son susceptibles de ser normalizadas dentro de un rango cómodo de trabajo, así pues, la aceleración, que es la variable medular del proyecto se normaliza en un rango eléctrico de 0 a 5 V.

La aceleración del cohete va a experimentar una variación muy notoria durante los primeros segundos que durará el evento. A causa de esto, esta señal es la que determina la velocidad que debe manejar el procesador. En investigaciones anteriores con sondas, se ha podido determinar que la aceleración promedio alcanzada por éstos cohetes varía entre 0 y 5 veces la aceleración de la gravedad (g) durante los primeros 3 o 4 segundos que dura la quema del combustible, por lo que para poder caracterizar la curva de aceleración de una manera eficiente, se requerirá de al menos 5 muestras por segundo para asegurar una resolución de 0.25g suponiendo una aceleración lineal. Por lo tanto, la velocidad del procesador debe ser tal que asegure la captura de los datos en un tiempo máximo de 50 ms (ya que se desean multiplexar 4 canales). Indudablemente, estas características se pueden cumplir más que óptimamente con cualquier procesador actual que opere a 1 MHz de frecuencia de bus interno, ya que dispondría de 50000 ciclos T para llevar a cabo la captura de los cuatro datos individuales contenidos en los cuatro canales separados de información.

Seguido esto, se define la resolución del sistema que debe ser suficiente para caracterizar las señales en cuestión. Debido a las características inherentes del proceso, 8 bits - 256 niveles de cuantización en el rango de operación de cada señal normalizada - serán suficientes.

La cantidad de datos que se van a manejar determinará la capacidad de direccionamiento del procesador. Para este sistema, no se necesita de una capacidad demasiado grande porque los datos serán transmitidos inmediatamente después de ser digitalizados, ésto se hace así porque se desea tener una distribución de los mismos de una manera uniforme, cosa que no se lograría si se transmitieran paquetes separados de información.

Finalmente, resulta necesario definir los requerimientos de puertos para entrada y salida. El sistema requiere un convertidor A/D de por lo menos 4 canales con una resolución de 8 bits y una velocidad de conversión suficiente para poder obtener las digitalizaciones adecuadas de las señales que se han de manejar. Además es necesario contar con un puerto de salida serial para que opere como interfaz con el transmisor.

Respondiendo a los requerimientos anteriores, se determina que el empleo de un microcontrolador respresenta una alternativa adecuada para la solución del problema. En particular, debido a lo simple que es la tarea que efectuará el mismo, se propone un microcontrolador MC68HC11A8 de Motorola para realizarla.

### III.5.3.3. Diseño detallado.

En la figura 3.5.2 se muestra el diagrama de bloques del microcontrolador MC68HC11A8. Este MCU contiene, en general, en el mismo chip, el CPU, 256 bytes de RAM, 8K bytes de ROM, 512 bytes de EEPROM, un convertidor A/D de ocho canales con resolución de 8 bits, puertos paralelos de E/S, una interfaz de comunicaciones seriales (SCI) y una interfaz serial síncrona de periféricos (SPI).



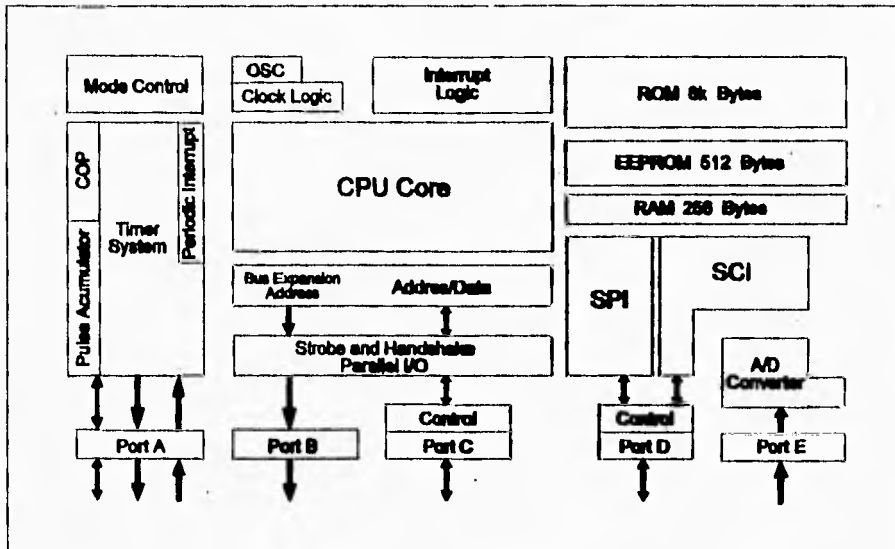


Figura 3.5.2. Diagrama del MCU MC68HC11A8

El MCU usa dos pines (MODB y MODA) para seleccionar uno de dos modos de operación básicos o uno de de dos modos especiales. En el modo 0 (single-chip mode), el microcontrolador no emplea buses de datos o direcciones externos. En el modo 1 (expanded-multiplexed mode), el MCU puede direccionar hasta 64K bytes de espacio de direcciones. la parte alta de las direcciones es manejada por el puerto B y la parte baja de las mismas así como el bus de datos son multiplexados en los pines del puerto C. En el modo bootstrap, una pequeña memoria ROM es habilitada en las direcciones \$BF40-\$BFFF. El vector de reset es buscado en esta ROM y el MCU procede a ejecutar el firmware contenido en la misma. El firmware entonces inicializa la SCI a  $E_{clock}/16/16$  (3906 bauds para  $E_{clock}=1\text{MHz}$ ), checa una opción de seguridad, acepta un programa de 256 bits a través de

la SCI y salta al programa cargado de ésta mforma en la dirección \$0000 en la RAM. Después de inicializar la SCI, el programa espera por un caracter \$FF que determinará la velocidad de transmisión para el programa que se cargará en RAM, pero si en lugar de éste se recibe un caracter de break, el firmware ejecutará un salto al inicio de la EEPROM (\$B600). Debido a que el firmware de hecho transmite un caracter de break por el pin del transmisor, se pueden poner los pines TXD y RXD juntos y a través de un resistor de pull-up y entonces efectuar un reset al MCU para iniciar el programa cargado en la EEPROM interna.

El sistema no empleará memoria externa alguna y deberá ser autónomo, por lo que el programa se cargará en la EEPROM interma del MCU (ya que es un programa pequeño), de esta manera se optó por usar el modo bootstrap descrito previamente, así que los valores que los pines MODB y MODA tendrán son: MODB = 0 y MODA = 0.

La frecuencia del oscilador externo por utilizarse es de 4 MHz, esta frecuencia, es el cuádruple de la que se tiene en el bus interno del MCU. Los elementos con que se tendrá interacción con el exterior son el puerto E, del cual se toman 4 líneas (PE0 - PE3) para conformar las entradas analógicas al sistema y la SCI a través del pin PD1 del puerto D, que funciona como salida del transmisor de la Interfaz de Comunicaciones Seriales. Los otros puertos de entrada/salida del MCU no son empleados en el diseño del sistema, de manera que no resulta necesario hacer referencia a ellos. El tiempo que tarda en transmitirse un caracter de break por la SCI es 2.56 ms por lo que se implementará un circuito que mantenga los pines TXD y RXD en conexión por 3 ms y se efectuará un retardo por software de 1 ms antes del inicio del algoritmo de adquisición de datos.

#### III.5.3.3.1. Modelo de programación.

El set de instrucciones del MC68HC11, además de incluir todas las instrucciones del MC6800/01, tiene 91 códigos de operación nuevos. El CPU cuenta con dos registros acumuladores de 8 bits (A y B) los cuales pueden ser usados por ciertas instrucciones como un acumulador simple de 16 bits llamado registro D.

Adicionalmente, el CPU cuenta con dos registros de índice (IX e IY), un apuntador de pila (SP) y un contador de programa (PC) de 16 bits cada uno. Posee también un registro de condición (CCR) de 7 bits que guarda la información relacionada con los diversos eventos que ocurren en el CPU al ejecutar diferentes operaciones, de esta forma, se tiene un indicador de acarreo (carry), uno de desbordamiento aritmético (overflow), uno de cero (zero), uno de signo (negative), uno interrupción (I interrupt mask), uno de medio acarreo (half carry), uno de máscara de interrupción X (X interrupt mask) y uno de deshabilitación de parada (stop).

#### III.5.3.3.2 Convertidor A/D y Multiplexor.

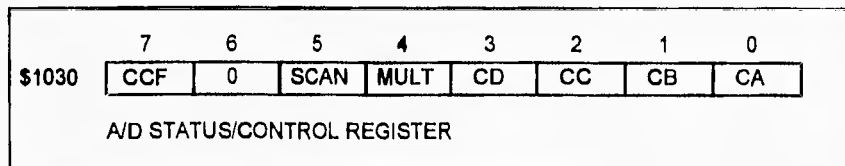
El convertidor A/D consiste de un convertidor sencillo de 8 bits por aproximaciones sucesivas y un multiplexor de 16 canales. Ocho de los canales están conectados a los pines PE0 - PE7 en el MCU y los otros ocho canales están dedicados a puntos de referencia para funciones de prueba.

El resultado de la conversión es cargado a registros de sólo lectura llamados ADR1 - ADR4 (A/D Result Register) en las direcciones \$1031 a \$1034. El convertidor posee dos entradas para voltajes de referencia: VRH y VRL. Una entrada de voltaje igual o mayor que VRH (5 V en nuestro caso) será convertida en \$FF que corresponde a la escala completa sin indicación

de overflow (si la entrada fué mayor a VRH). Una entrada de voltaje igual a VRL (0 V en nuestro caso) será convertida a \$00 que representa la mínima escala.

De esta manera, tomando en cuenta que la escala completa es de 5 V, con 256 niveles de cuantificación se tendrá una resolución de 19.5 mV en la conversión.

El sistema del convertidor A/D posee además un registro de estatus y control en la dirección \$1030, se muestra a continuación junto con la descripción de cada bit del mismo.



- Bit 7, CCF. (Complete Conversion Flag). Permite leer el resultado de los ADR's una vez que se ha terminado una conversión, se reestablece al ser leído este registro o al escribir sobre él.
- Bit 6, No implementado.
- Bit 5, SCAN. Cuando este bit es 0, se realizan las conversiones seleccionadas. Cuando el bit es 1, la conversión de los canales seleccionados se efectúa de manera continua y los registros son actualizados cuando nuevos datos están disponibles.
- Bit 4, MULT. Cuando este bit es 0, el convertidor efectuará 4 conversiones consecutivas a un mismo canal. Cuando el bit es 1, el convertidor efectuará conversiones en cada canal especificados por los bits CD a CA.

- Bits 3 - 0, CD, CC, CB, CA. Permiten determinar cual canal del multiplexor es seleccionado. Si MULT = 1, se toman sólo las combinaciones de CD y CC 00 y 01 con lo cual se seleccionan los canales PE0-PE3 y PE4-PE7 respectivamente, las otras dos combinaciones no tienen relevancia.

El tiempo de conversión del A/D es de 32 ciclos de reloj interno ( $t_{cyc}$ ) y el tiempo de muestreo es de 12  $t_{cyc}$ , por lo que la frecuencia máxima que debe de tener cualquier señal externa, de acuerdo al criterio de Nyquist (teorema de muestreo) es de:

$$f_m = 2 \cdot \frac{1}{t_s} = 2 \cdot \frac{f_{bus}}{num\_tcyc} = 2 \cdot \frac{1 \text{ MHz}}{12} = 166.67 \text{ kHz}; (3.5.1)$$

El tiempo en el cual se tendrá disponibilidad de cada dato digitalizado en los registros ADR1 a ADR4 es:

$$t = \frac{num\_tcyc \cdot num\_can\_mux}{f_{bus}} = \frac{32 \cdot 4}{1 \text{ MHz}} = 128 \mu s; \quad (3.5.2)$$

#### III.5.3.3.3 Interfaz de Comunicaciones Seriales.

La figura 3.5.3 muestra el diagrama de bloques de la sección correspondiente al transmisor de la interfaz de comunicaciones seriales (SCI). En la discusión siguiente sólo se hará referencia a lo relativo a la transmisión a través de la misma.

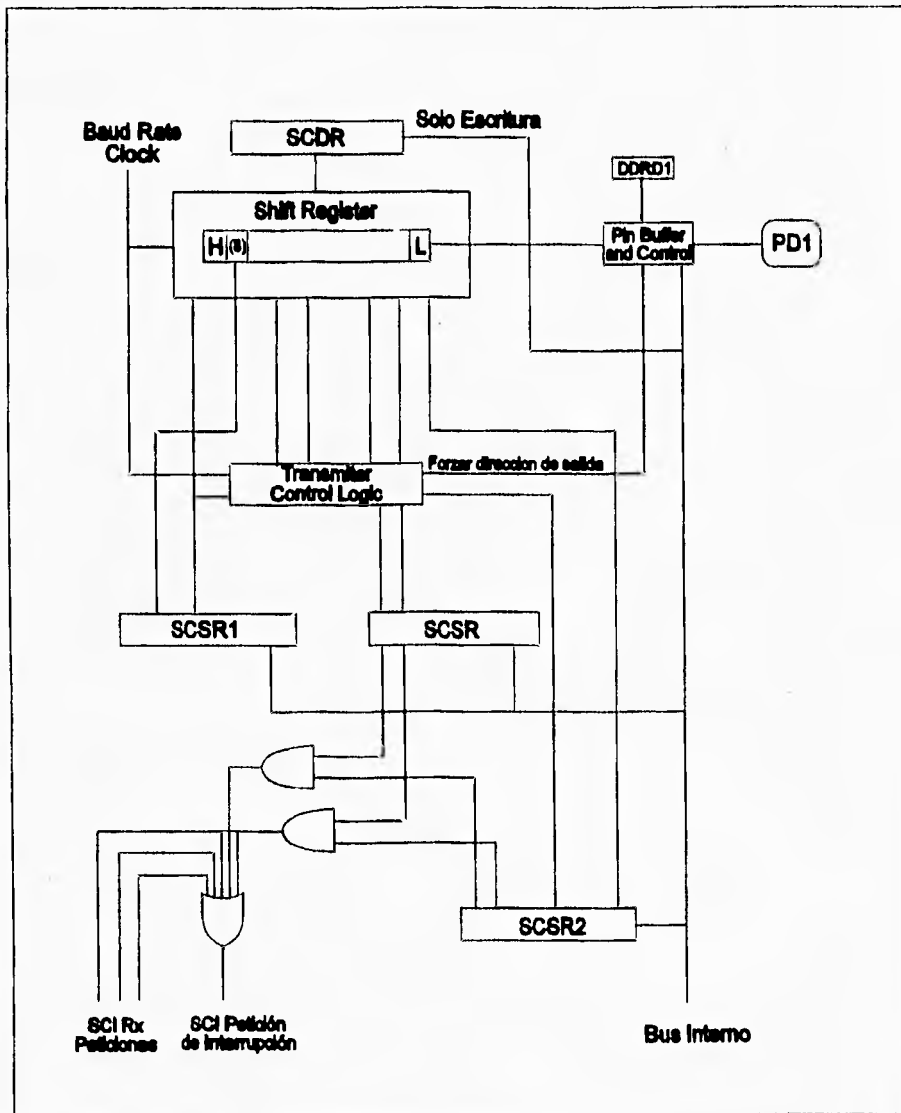


Figura 3.5.3. Diagrama de bloques del Transmisor de la SCI.

El formato de datos empleado por la SCI es el que se muestra para la NRZ de la figura 3.5.4 y se apega al criterio enunciado a continuación:

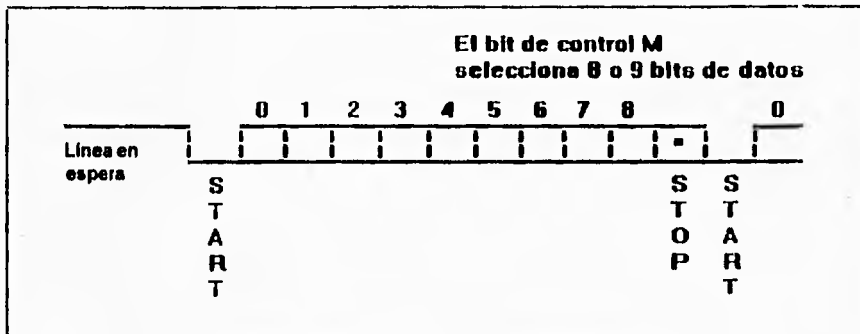


Figura 3.5.4. Formato NRZ empleado en la SCI.

- Un nivel alto indica un uno lógico y un nivel bajo indica un cero lógico.
- La línea en espera, se encuentra en estado alto (uno lógico) antes de la transmisión de un mensaje.
- Un bit de start (cero lógico) se transmite para indicar el inicio del mensaje.
- Los datos son transmitidos empezando por el bit menos significativo.
- Un bit de stop (uno lógico en la décima o undécima posición) indica que el byte está completo.

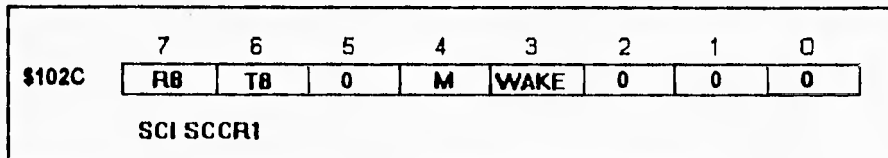
Hay varios registros usados en la SCI, éstos, junto con la descripción de cada bit de los mismos utilizado en el sistema se detallan a continuación.

Registro de datos seriales. TDR.

La función de éste es la de almacenar temporalmente el siguiente byte de datos por ser transmitido. Este registro es de sólo escritura.

Registro de control de comunicaciones seriales1. SCCR1.

El registro de control de comunicaciones seriales 1 (SCCR1) proporciona los bits de control que determinan la longitud de la palabra por ser transmitida (8 o 9 bits) y otras características útiles cuando la SCI funciona como receptor o como transmisor síncrono.

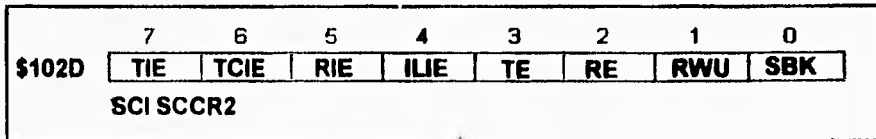


- Bit 7, R8. Es empleado en operaciones de recepción y funciona exactamente como el bit 6.
- Bit 6, T8. Si M (bit 4) es un 1 lógico, entonces T8 proporciona una localidad de almacenamiento para el noveno bit en el byte de transmisión.
- Bit 4, M. Selecciona la longitud de cada byte de mensaje. Si M = 0, se tendrán 1 bit de start, 8 bits de datos y un bit de stop. Si M = 1, se tendrán 1 bit de start, 9 bits de datos y un bit de stop.
- Bit 3, WAKE. Funciona cuando la SCI se configura como receptor.

#### Registro de control de comunicaciones seriales 2. SCCR2.

El registro de control de comunicaciones seriales 2 (SCCR2) proporciona los bits de control que individualmente habilitan o deshabilitan el transmisor o receptor y habilitan las interrupciones al sistema.

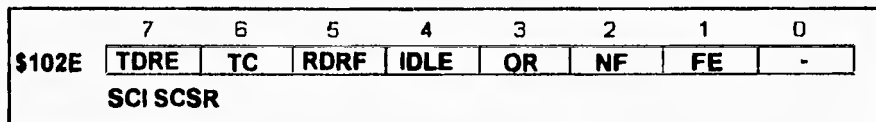




- Bit 7, TIE. Transmit Interrupt Enable. No se utiliza en el proyecto.
- Bit 6, TCIE. Transmission Complete Interrupt Enable. No se utiliza en el proyecto.
- Bits 5 y 4 se utilizan cuando la SCI se habilita como receptor.
- Bit 3, TE. Cuando el bit esta en 1 lógico, la salida del registro de corrimiento es aplicada a la linea PD1. Dependiendo del estado del bit de control M en el SCI SCCR1, un preámbulo de 10 (M=0) u 11 (M=1) unos consecutivos es transmitido cuando el software pone al bit TE en uno despues de estar en cero lógico.
- Bits 2 y 1 funcionan cuando la SCI se habilita como receptor.
- Bit 1 SBK. Send Break. No se utiliza en el proyecto.

#### Registro de estatus de comunicaciones seriales. SCSR.

El registro de estatus de comunicaciones seriales, proporciona las entradas a los circuitos lógicos para generación de las interrupciones al sistema y otras características útiles cuando la SCI funciona como receptor.



- Bit 7, TDRE. Este bit funciona como bandera de registro de transmisión vacío, es decir, se pone en uno para indicar que el contenido del registro

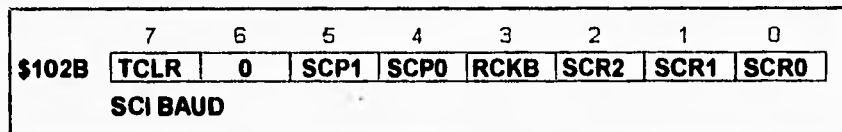
de datos (TDR) ha sido transferido al registro de corrimiento. Si el bit está en cero indica que la transferencia aún no ha ocurrido, de manera que una escritura al TDR sobrescribirá al valor previo. Este bit es borrado (puesto en 0 lógico) mediante un acceso al SCSR (con TDRE=1) seguido por una escritura al TDR. Los datos no pueden ser transmitidos a menos que este bit sea borrado una vez que ha estado en nivel alto.

- Bit 6, TC. Este bit se pone en estado alto cuando, estando el transmisor habilitado (TE=1 en SCCR2) y la bandera de registro de transmisión vacío habilitada (TDRE = 1). Se borra por medio de un acceso al SCSR seguido por una escritura al TDR.

Los demás bits ( 5 al 1) son utilizados por el SCI cuando se usa como receptor.

Registro selector de la velocidad de transmisión. BAUD.

El registro selector de la velocidad de transmisión (BAUD) proporciona los medios para elegir la velocidad de transmisión o recepción usados por la SCI.



- Bit 5, SCP1 y bit 4 SCP0. Son usados como preescalador para incrementar el rango de bauds controlados por SCR2-SCR0 de acuerdo a la tabla siguiente:

SCP1	SCP0	PS (ck interno ÷ )
0	0	1
0	1	3
1	0	4
1	1	13

- Bits 2 al 0, SCR2-SCR0. Su función es la de elegir la razón de baudaje para el transmisor. La salida del preescalador se divide por el valor correspondiente en la siguiente tabla:

Decimal	SCR2	SCR1	SCR0	T (PS ÷ )
0	0	0	0	1 (2 <sup>0</sup> )
1	0	0	1	2 (2 <sup>1</sup> )
2	0	1	0	4 (2 <sup>2</sup> )
3	0	1	1	8 (2 <sup>3</sup> )
4	1	0	0	16 (2 <sup>4</sup> )
5	1	0	1	32 (2 <sup>5</sup> )
6	1	1	0	64 (2 <sup>6</sup> )
7	1	1	1	128 (2 <sup>7</sup> )

- Los bits 7 y 3 son usados solo en modos de prueba.

La velocidad de transmisión que se emplea en el presente proyecto, es de 1200 bauds, la razón para ésto será explicada en la sección de diseño del modulador en FSK.

La fórmula para determinar la velocidad de transmisión a la que operará la SCI es la siguiente:

$$V = \frac{f_{bus}}{16 \cdot PS \cdot T} ; \quad (3.5.3)$$

para valores de  $f_{bus} = \frac{1}{4} f_{osc} = 1 \text{ MHz}$ ,  $V = 1200 \text{ bauds}$  y  $PS = 13$ :

$$T = \frac{f_{bus}}{16 \cdot PS \cdot V} = \frac{1 \text{ MHz}}{16 \cdot 13 \cdot 1200 \text{ bauds}} \cong 4 ; \quad (3.5.4)$$

de manera que haciendo el cálculo exacto para este valor de T se tiene una velocidad de transmisión de:

$$V = \frac{1 \text{ MHz}}{16 \cdot 4 \cdot 13} = 1201.9231 \text{ bauds} ; \quad (3.5.5)$$

Este valor presenta una variación dentro de un 0.2% respecto a la cifra deseada de 1200 bauds, por lo que no afecta el desempeño de todo el sistema completo.

El diagrama de flujo, listado en pseudo C del programa y el listado del programa en ensamblador del MC68HC11 que son usados para realizar la tarea propuesta se incluyen en el apéndice D así como las instrucciones necesarias para cargar el programa desde el PCBUG11 a la EEPROM interna. El hardware del sistema de adquisición de datos se incluye ya en el circuito final del sistema completo para la sonda.

### III.6 Etapa de transmisión.

Una vez que se tiene la información de aceleración en forma digital y en un formato serial, se tiene que modular para poder ser transmitida en forma de radiación electromagnética, esta modulación será del tipo FSK, como ya se explicó anteriormente.

La información sería transmitida con una frecuencia de portadora que puede estar dentro del rango de 144MHz hasta 146MHz, que es el rango de operación de el radio receptor que se utilizará.

#### III.6.1. Modulación.

En esta etapa como se observa en el diagrama de bloques de la figura 3.2.1 del sistema de transmisión de información explicado en el punto III.2, tenemos la etapa de modulación. La información después de ser obtenida en forma digital y en un formato serial, es pasada a un modulador de FSK para ser transmitida como radiación electromagnética.

Después de una investigación sobre la mejor opción para poder realizar la modulación, en una forma sencilla y versátil, se optó por el circuito integrado XR-2206<sub>CP</sub> de EXAR, en encapsulado de plástico y con una temperatura de operación de 0°C a 70°C. A continuación se presenta una descripción de este circuito y en la parte final, el diseño del modulador de FSK.

#### Descripción General:

El XR-2206 es un circuito integrado monolítico Generador de Funciones capaz de producir una onda senoidal de alta calidad, onda cuadrada, onda triangular, rampa y diversas ondas de pulsos, de alta

estabilidad y precisión. La señal de entrada del circuito Pin 9 puede ser modulada en amplitud o en frecuencia. La frecuencia de operación puede ser seleccionado externamente sobre un rango de 0.01Hz a más o menos 1MHz.

El circuito es idealmente utilizado para comunicaciones, instrumentación y generadores de funciones que requieran tono senoidal, AM, FM, o generación de FSK.

La frecuencia de oscilación puede ser barrida linealmente con un control de voltaje externo en un rango de frecuencia de 2000:1, manteniendo una baja distorsión.

**Características:**

Baja distorsión de onda seno	0.5%, Típico.
Excelente estabilidad de temperatura	20ppm/°C Típico.
Baja sensibilidad en la alimentación.	
Compatible con niveles TTL de entrada.	
Rango alto de voltaje de alimentación	10v a 26v
Ciclo de trabajo ajustable.	

**Aplicaciones:**

- Generador de Ondas.
- Generador AM/FM.
- Convertidor de voltaje a frecuencia.
- Generador FSK.

**Descripción del Sistema:**

El XR-2206 está formado por cuatro bloques funcionales; un

oscilador controlado por voltaje (VCO), multiplicador analógico y formador de onda senoidal, un buffer amplificador de ganancia unitaria, y un juego de switches eléctricos.

El VCO produce una frecuencia de salida proporcional a la entrada de corriente, la cual es fijada por la resistencia de oscilación (resistencia timing) en la terminal timing (Pines 7 u 8) a tierra. Con dos pines timing, dos frecuencias de salida distintas se pueden producir independientemente una modulación FSK para un código binario o banda base binaria en el pin de entrada (Pin 9). Esta entrada controla los switches eléctricos los cuales seleccionan una de las resistencias de oscilación de los pines 7 u 8, conectándose hacia el VCO (oscilador controlado por voltaje).

**FSK Frequency-Shift-Keying (Modulación en frecuencia por conmutación).**

El XR-2206 puede ser operado con dos resistores de oscilación diferentes,  $R_1$  y  $R_2$ , conectados a los pines timing, pin 7 y 8 respectivamente, como se muestra en la fig. (3.6.2). Dependiendo de la polaridad o nivel lógico de la señal de entrada en el pin 9, cualquiera de los dos resistores de oscilación es activado. Si el Pin 9 es dejado en circuito abierto o conectado a un nivel de voltaje  $\geq 2v$ , solamente  $R_1$  es activado. Similarmente, si el nivel de voltaje al pin 9 es  $\leq 1v$ , solamente  $R_2$  es activado. De esta manera, la frecuencia de salida puede ser conmutado entre dos frecuencias,  $f_1$  y  $f_2$ , donde

$$f_1 = \frac{1}{R_1 C} \quad \text{y} \quad f_2 = \frac{1}{R_2 C} \quad (3.6.1)$$

### Información de las Aplicaciones:

#### Generación de Onda Senoidal sin ajuste externo:

La fig.(3.6.1) muestra la conexión del circuito para la generación de una salida senoidal (Pin 2) del XR-2206. El potenciómetro  $R_1$  del Pin 7, provee la sintonización de la frecuencia deseada. La distorsión típica (THD) es  $< 2.5\%$ . Si se desea una onda senoidal con menor distorsión se puede realizar con un ajuste adicional como se describe en la siguiente sección.

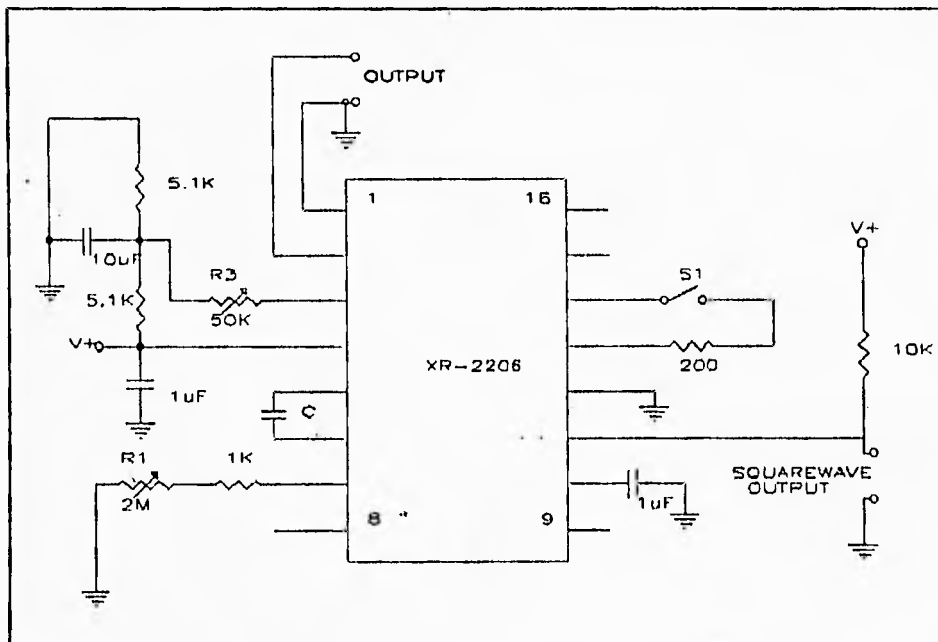


Figura 3.6.1 Conexión del XR-2206 para la generación de una salida senoidal.

#### Generación de Onda Senoidal con ajuste externo:

El contenido de armónicas en la salida senoidal puede ser reducido



a -0.5%, adicionando un ajuste externo en los pines 13, 14, 15, 16, como se presenta en la fig. (3.6.2).

Con el potenciómetro  $R_A$ , se ajusta la forma de onda deseada; este potenciómetro se encuentra conectado del Pin 14 al 13. Si los pines 14 y 13 se dejarán en circuito abierto tendríamos una salida triangular (Pin 2).

El potenciómetro  $R_B$ , conectado entre los pines 16 y 15, provee un ajuste fino para la simetría de la forma de onda senoidal. El procedimiento para el ajuste es con los pasos siguientes:

- 1.- Se coloca  $R_B$  en un punto medio y se ajusta  $R_A$  para una mínima distorsión.

- 2.- Con  $R_A$  colocado como se indicó anteriormente, se ajusta  $R_B$  para favorecer la reducción de distorsión.

#### Generación de Onda Triangular:

El circuito de la figura (3.6.1) puede ser convertido para generar una onda triangular, con solo poner en circuito abierto los pines 13 y 14. La amplitud de la onda triangular es aproximadamente el doble de la onda seno de salida.

#### Generación de FSK:

En la fig. (3.6.2) se muestra el circuito de conexión para la generación de la modulación FSK senoidal. Las frecuencias  $f_1$  marca (mark) y  $f_2$  espacio (space) pueden ser ajustadas independientemente con sólo escoger o ajustar los resistores timing  $R_1$  y  $R_2$  respectivamente. La salida se mantiene con la fase continua durante la transición de la frecuencia  $f_1$  (marca) a  $f_2$  (espacio) y viceversa. La señal base o binaria de entrada, que realizará esta conmutación, se aplicará en el Pin 9. La  $f_1$

(fmarca) representa un nivel de señal de entrada  $\geq 2V$  (nivel alto) y la  $f_2$ (fespacio) un nivel de entrada  $\leq 1V$  (nivel bajo).

### Principios de Operación:

#### Frecuencia de operación.

La frecuencia de oscilación  $f_0$ , es determinado por un capacitor de oscilación (capacitor timing) externo, C, conectado entre los pines 5 y 6, y por la resistencia R, conectada en los pines 7 u 8, la resistencia R está formada en el caso del modulador de FSK, por ambas resistencias conectadas en el Pin 7 y el Pin 8. La frecuencia es dada por:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \text{ Hz} \quad (3.6.2)$$

y puede ser ajustado por la variación del capacitor o de la resistencia. Se recomiendan valores de R, para un rango de frecuencia dado. La estabilidad de temperatura es óptima para un rango entre  $4K\Omega < R < 200K\Omega$ . Los valores recomendados para el capacitor timing C son de  $1000pF$  a  $100\mu F$ .

La frecuencia de oscilación es proporcional al total de corriente timing,  $I_T$ , drenado del Pin 7 u 8:

$$f = \frac{320 I_T (mA)}{C (\mu F)} \text{ Hz} \quad (3.6.3)$$

Las terminales timing (Pin 7 u 8) son de baja impedancia y son

internamente ajustada a +3v, con respecto al pin 12.

La frecuencia varía linealmente con  $I_r$ , sobre un amplio rango de valores de corriente, de  $1\mu\text{A}$  a  $3\text{mA}$ . Por seguridad de operación del circuito,  $I_r$  deberá ser limitado a  $\leq 3\text{mA}$ .

#### Amplitud de Salida:

La amplitud máxima de salida es inversamente proporcional a el resistor externo,  $R_3$ , conectado al Pin 3. Para una salida de onda senoidal, la amplitud es aproximadamente  $60\text{mV}_{\text{pico}}/\text{K}\Omega$  de  $R_3$ . Así por ejemplo, para  $R_3=50\text{K}\Omega$ , se tiene aproximadamente 3v de amplitud en una salida senoidal.

#### Diseño del Modulador:

Con la breve explicación del circuito XR-2206, se muestra a continuación el diseño para su desempeño como modulador de FSK. Existen cuatro puntos que se deben tomar en cuenta tales como:

1. Para un máximo Baud rate (velocidad de transmisión), se escoge para  $f_{\text{marca}}$  la frecuencia máxima que permita el ancho de banda del sistema.
2. La  $f_{\text{espacio}}$  será la frecuencia mínima que debe ser cuando menos 55% de la frecuencia más alta  $f_{\text{marca}}$  (una relación más o menos de 2:1).
3. Para una mínima demodulación de la señal de salida, se selecciona una banda de FSK en la cual la  $f_{\text{marca}}$  y  $f_{\text{espacio}}$  sea mayor comparadas con el baud rate.

4. El par de frecuencias  $f_{marca}$  y  $f_{espacio}$  serán un límite para el baud rate logrado. Cuando el máximo espacio de frecuencia entre  $f_{marca}$  y  $f_{espacio}$  es usado, se tiene una relación de:

$$\frac{(f_{marca} - f_{espacio}) Hz}{(baud rate) Baud} \geq 83\% \quad (3.6.4)$$

para el adecuado desempeño del circuito.

Diseño:

1. Debido a un filtro paso bajas en la salida de audio del radio receptor a utilizar en el sistema de recepción de datos, el ancho de banda es limitado estrechamente, llegando a la conclusión por medio de pruebas que la  $f_{marca}$  ideal en la cual se recuperaban bien los datos era de  $f_{marca}=2300Hz$ .

2. Con  $f_{marca}=2300Hz$  se calcula  $f_{espacio}$ :

$$f_{espacio} = 0.55 \times f_{marca} \quad (3.6.5)$$

$$f_{espacio} = 0.55 \times 2300 Hz = 1265 Hz$$

$$f_{espacio} = 1265 Hz.$$

3. El baud rate deseado es de 1200Bauds por lo que cumplimos con el punto 3 anteriormente señalado.

4. Tenemos que para un buen funcionamiento del circuito, de la ecuación (3.6.4) tenemos:

$$\frac{(2300\text{ Hz} - 1265\text{ Hz})}{(1200\text{ baud})} = 0.862$$

donde  $86.2\% > 83\%$ .

5. El capacitor de oscilación se escogió en base al rango especificado para el capacitor de  $1000\text{ pF}$  a  $100\text{ }\mu\text{F}$ , tomándose  $C=22\text{ nF}$ , para que  $R_1$  y  $R_2$  estén en el rango especificado para el resistor de oscilación.

6. Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  del Pin 7 y 8 respectivamente son:

$$f_1 = f_{\text{marca}} = 2300\text{ Hz}$$

$$f_1 = \frac{1}{R_1 C}$$

$$R_1 = \frac{1}{f_1 C} = \frac{1}{(2300\text{ Hz})(22\text{ nF})} = 19.76\text{ K}\Omega$$

$R_1=19.76\text{ K}\Omega$  se formó con una resistencia de  $15\text{ K}\Omega$  y un potenciómetro de  $10\text{ K}\Omega$  (fig. (3.6.2)).

$$f_2 = f_{\text{espacio}} = 1265\text{ Hz}$$

$$R_2 = \frac{1}{f_2 C} = \frac{1}{(1265\text{ Hz})(22\text{ nF})} = 35.93\text{ K}\Omega$$

$R_2=35.93\text{ K}\Omega$  se formó con un resistor de  $25\text{ K}\Omega$  y un potenciómetro de  $22\text{ K}\Omega$ .

Los valores de los demás componentes del circuito, fueron tomados de las hojas de especificaciones del XR-2206, incluidos en el apéndice H. La figura (3.6.2) muestra el diagrama del circuito modulador utilizado.

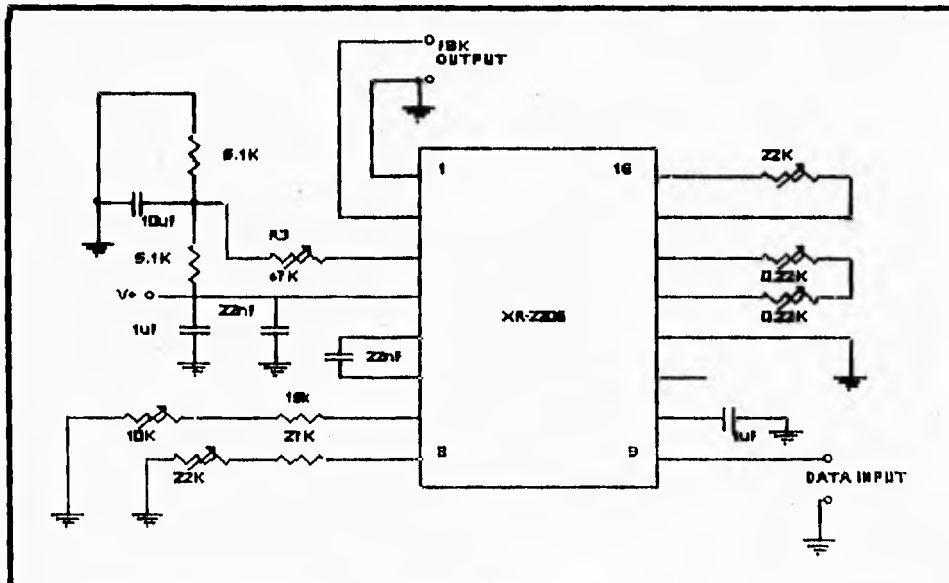


Figura 3.6.2 Diagrama del circuito modulador utilizado.

### III.6.2 Transmisión.

Esta etapa consiste básicamente en tres bloques, un oscilador, un amplificador de RF (radio frecuencia) y un amplificador de RF de potencia.

El primer bloque es un oscilador a cristal con un varactor, este oscilador tiene la ventaja de ser muy estable en frecuencia, esto se debe a las características de estabilidad de la frecuencia de resonancia del cristal, desafortunadamente el conseguir un cristal para la frecuencia de portadora que requerimos (145MHz) es muy difícil, normalmente los

cristales se construyen para frecuencias menores de 40MHz, por tal motivo se utilizará una técnica de multiplicación de frecuencia, es decir, se seleccionará una frecuencia menor a 145MHz, dicha frecuencia se irá multiplicando (preferentemente por dos) en cada paso de amplificación, hasta llegar a la frecuencia deseada. Esto se logra colocando un filtro paso banda en la salida de cada paso de amplificación, es decir con amplificadores sintonizados, este filtro debe entonarse a la frecuencia de la segunda armónica de la señal de entrada, por lo que dentro del amplificador se requiere generar cierta distorsión para poder generar estas armónicas, de ésta forma se genera una multiplicación de la frecuencia de entrada por un entero mayor o igual a dos, esto depende si se utiliza la segunda armónica, tercera armónica, etc. La figura (3.6.3) muestra el proceso de multiplicación de frecuencias utilizando un amplificador sintonizado.

Teóricamente podemos utilizar la enésima armónica, pero prácticamente si se quiere hacer una multiplicación por ocho por ejemplo, es recomendable usar tres pasos de multiplicación por dos como se ilustra en la figura (3.6.4)

La distorsión que se genere en nuestro amplificador debe ser suficiente para generar algunas armónicas solamente, ya que si generamos un número indiscriminado de armónicas tendremos muchos problemas de ruido e intermodulación, los cuales no deseamos. Debido a ésto las primeras armónicas serán de mayor amplitud que las últimas y es por esa razón que se recomienda el utilizar varios pasos de multiplicación usando sólo las primeras armónicas.

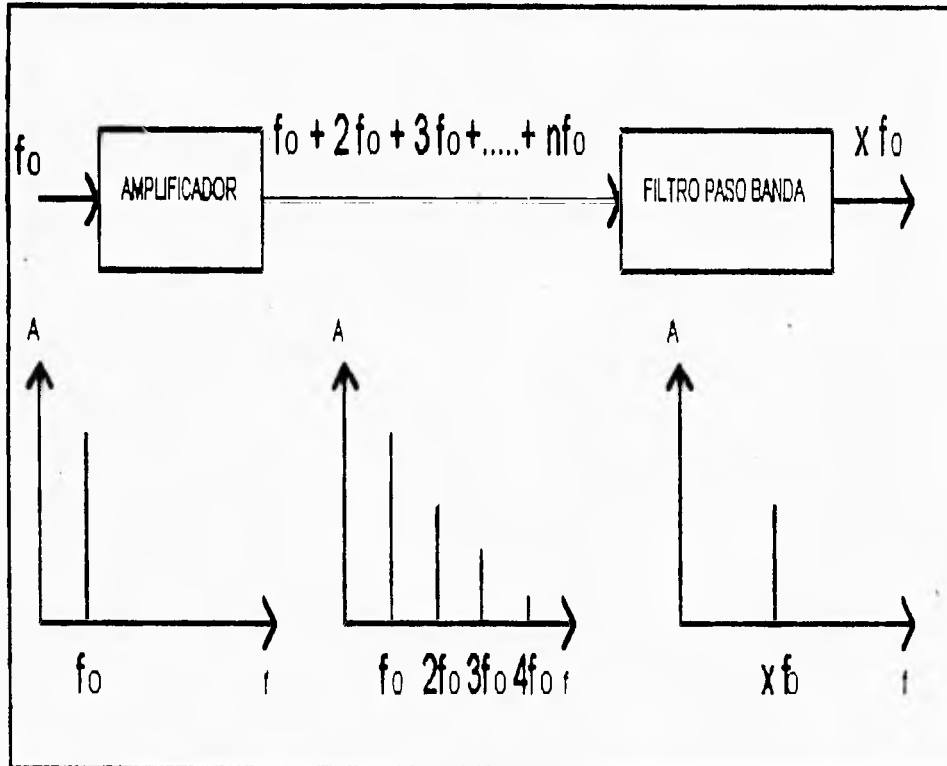


Figura 3.6.3

De esta forma podemos utilizar un oscilador con un cristal de una frecuencia que no sea 145MHz. Se decidió utilizar un cristal de 18.22MHz, ya que multiplicándolo por ocho obtendremos una frecuencia de 145.76MHz, la cual está dentro del rango de operación del radio receptor que se pretende utilizar, además la multiplicación se llevará a cabo en tres etapas, cada una con un factor de multiplicación de dos, por lo que la señal portadora se genera como lo muestra la figura (3.6.4) y figura (3.6.5)



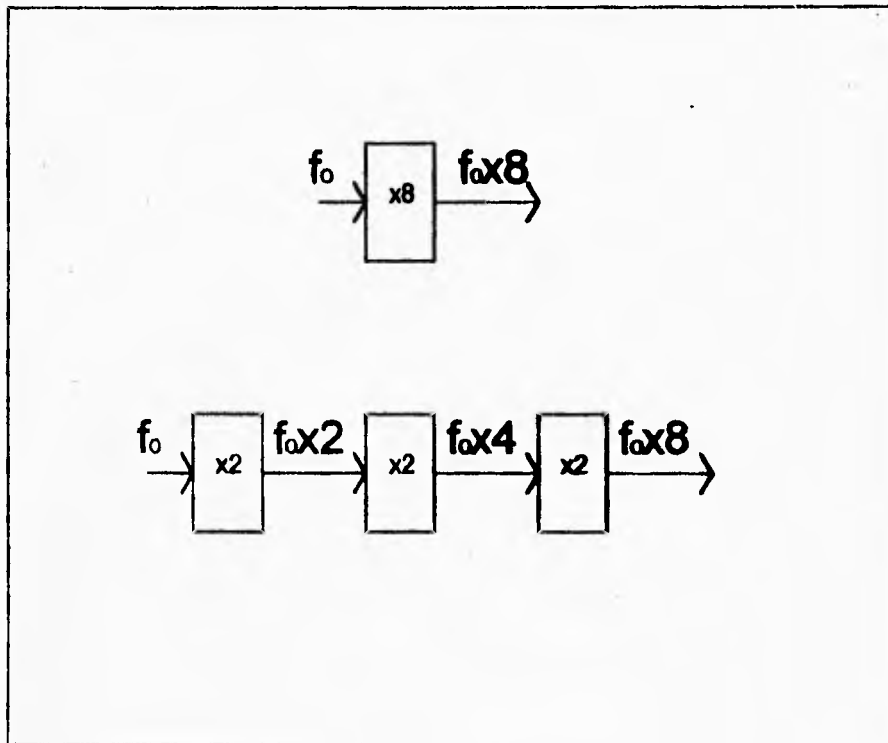


Figura 3.6.4

De esta forma logramos generar la **señal portadora**, pero como vamos a utilizar una modulación FSK, se requiere que la **señal portadora** se module en frecuencia, como ya se **explicó** en el **capítulo dos**, y ésto se logrará **cambiando la frecuencia central de el oscilador** en forma proporcional a la información, por lo que se utiliza un **diodo varactor** en el circuito oscilador.

Como sabemos la **frecuencia de el oscilador** está determinada prácticamente por el **cristal**, y el **modelo del cristal** es el que muestra la **figura(3.6.6)**.

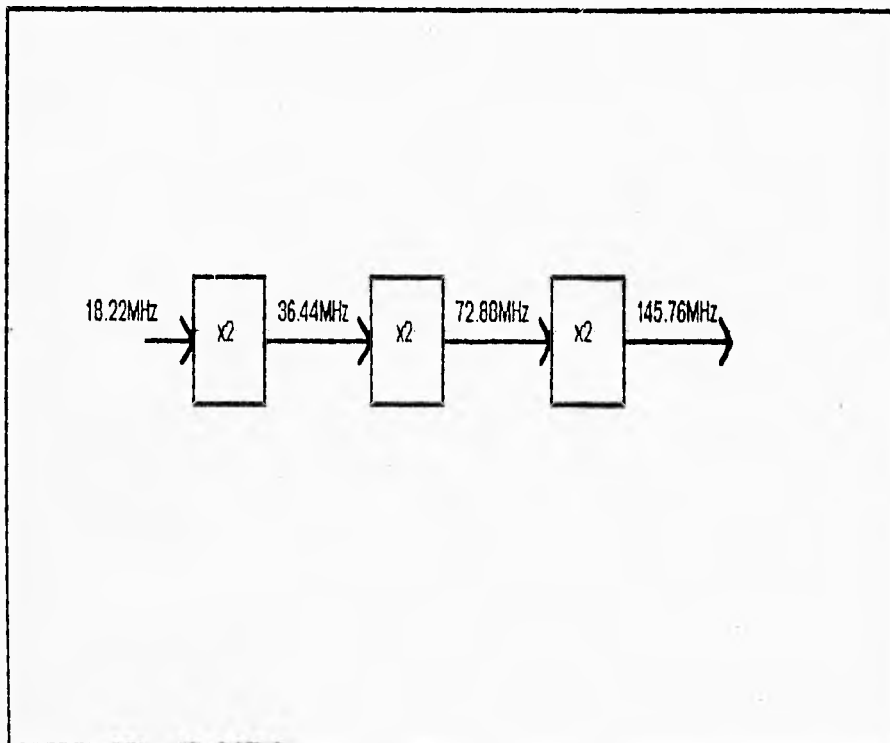


Fig 3.6.5 Multiplicación de frecuencias

Donde podemos observar que la frecuencia de resonancia está en función del capacitor y la inductancia, por lo tanto, si queremos modificar la frecuencia de resonancia, debemos modificar la capacitancia o la inductancia. Esta modificación interna no es posible, pero si colocamos un circuito al cual podamos modificar la inductancia o la capacitancia proporcionalmente a los cambios en la información, lograremos modular en frecuencia al oscilador.

El dispositivo capaz de variar alguno de estos parámetros en función de una señal conocida es el diodo varactor.

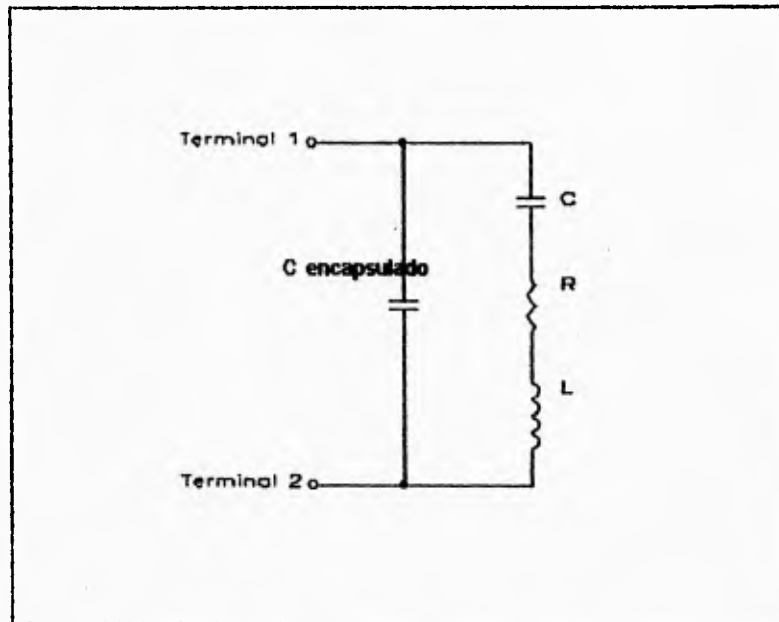


Figura 3.6.6 Modelo eléctrico del cristal

El diodo varactor es un dispositivo de silicio que polarizado en inversa, varía su capacitancia inversamente proporcional a la magnitud de voltaje de polarización, de tal forma que si colocamos esta capacitancia variable con la señal, en paralelo con el cristal, lograremos que la frecuencia central del oscilador varíe proporcionalmente a los cambios de voltaje que produce la información, con lo que estaremos logrando una modulación en frecuencia. La figura (3.6.7) muestra el circuito oscilador con el diodo varactor.

Como podemos observar en la figura anterior, el oscilador tiene un filtro paso banda a la salida, y este filtro está entonado a la segunda armónica, lo que significa que en esta etapa ya tenemos una señal a 36.44MHz.

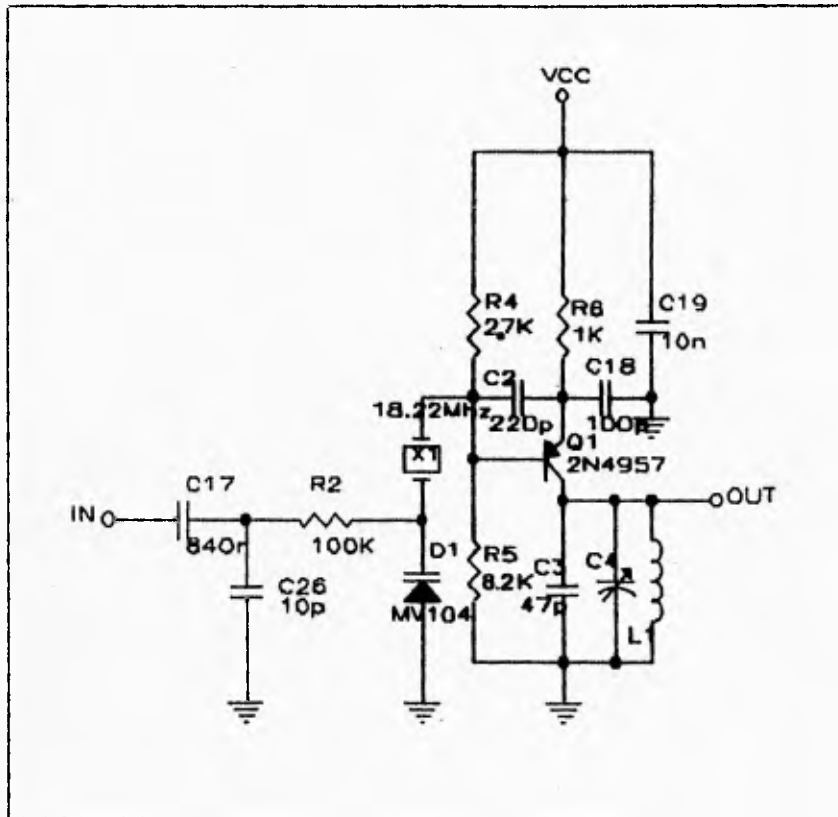


Figura 3.6.7 Oscilador

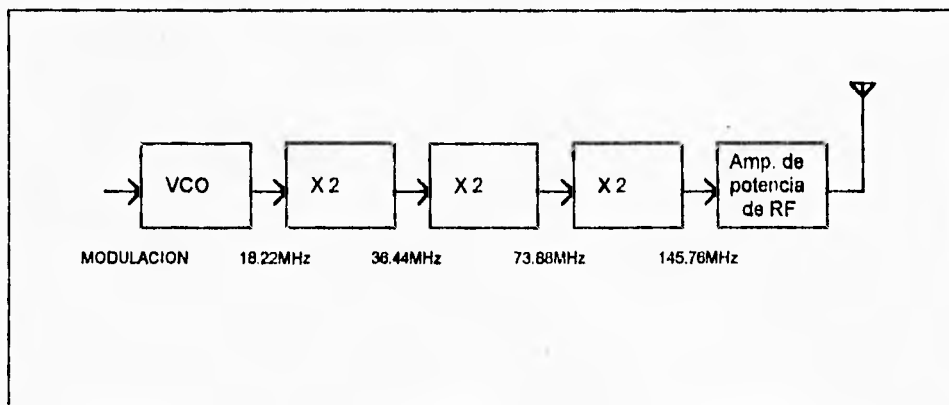
La siguiente etapa es amplificar esta señal además de ir multiplicándola hasta obtener la señal deseada. Esto se logra con amplificadores sintonizados a la segunda armónica de la señal de entrada, de esta forma, sólo serán necesarios dos etapas amplificadoras que multipliquen por dos cada una, con lo que al final obtendremos una señal de 145.76MHz.

La última etapa es la etapa de potencia, es decir, dar a la señal la potencia necesaria para radiar a través de una antena.

Se estimó que una potencia de 500mW, es suficiente para poder ser captada con facilidad en el radio receptor que se pretende utilizar. De esta forma se busca un transistor que sea capaz de generar esa potencia a la frecuencia requerida, y se encontró que el transistor 2N4427 fabricado por Motorola, entrega una potencia de 500mW con una señal de entrada de 25mW, que es la potencia que entrega nuestra etapa amplificadora anterior. Este transistor tiene un circuito de aplicación típico, el cual permite acoplar la impedancia de entrada y salida a 50 ohms, que es el estándar en circuitos de radio frecuencia, en el apéndice E se anexan las hojas de especificaciones de este transistor.

### III.6.2.1. Diseño del transmisor

El transmisor consta de 5 etapas, como se muestra en la figura siguiente, las cuales se explican a continuación.



El VCO (oscilador controlado por voltaje) es un oscilador de tipo Colpitts a cristal, que además lleva un diodo varactor en serie con el cristal. Como se sabe, el diodo varactor es un diodo que polarizado en inversa, presenta la característica de variar su capacitancia en función de el voltaje aplicado a éste. Al colocar una capacitancia en serie con el cristal, el oscilador variara su frecuencia y con esto se lograra una frecuencia modulada por un voltaje, este voltaje será el que se aplique al diodo varactor.

El VCO y el primer multiplicador de frecuencia se pueden implementar en una sola etapa, si se polariza el VCO cerca de la región de corte, se tendrá una señal distorsionada, y al colocar un circuito entonado a la segunda armónica, se lograra tener una señal del doble de frecuencia inicial.

Las dos etapas siguientes son dos multiplicadores de frecuencia, los cuales están entonados a la segunda armónica de la señal que entra a cada uno de ellos.

La última etapa es un amplificador de RF, que es el que produce la potencia de 500mW para radiarse a través de la antena.

Una vez que se tiene cada una las distintas etapas, se requiere acoplarlas para obtener la máxima transferencia de energía. Para poder acoplarlas, se requiere conocer las impedancias de salida y de entrada de cada etapa, y una vez que se conocen dichas impedancias, diseñar los acopladores correspondientes.

Los valores de impedancias de entrada y salida se muestran en la tabla T.3.6.1.

	$f_{in}$ (MHz)	$Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$f_{out}$ (MHz)	$Z_{out}$ ( $\Omega$ )
Etapa 1 VCO y Mult. X 2	18.22	*	36.44	14.64K
Etapa 2 Mult. X 2	36.44	0.52-j11.39	72.88	9.59K
Etapa 3 Mult. X 2	72.88	0.155-j6.219	145.76	7.906K
Etapa 4 Amp de Pot	145.76	50	145.76	50

\* Como la entrada es una señal de audio, no es muy crítica la impedancia de entrada.

#### T.3.6.1

Debido a que la metodología de diseño de los multiplicadores de frecuencia es la misma para cada etapa multiplicadora, así como el cálculo de impedancias de entrada y salida, solo se presentarán los cálculos para el diseño de una de estas etapas. Las otras etapas se calculan de forma similar, sólo cambia la frecuencia de entrada y la frecuencia de salida.

#### Multiplicador de frecuencia

Los multiplicadores de frecuencia surgen de la necesidad de obtener frecuencias elevadas a partir de frecuencias no tan elevadas.

Generalmente se utilizan cristales para obtener frecuencias muy estables, pero los cristales tienen la desventaja de no fabricarse para frecuencias arriba de 60MHz, por lo que si se requiere una señal muy

estable a una frecuencia mayor es recomendable usar un multiplicador de frecuencia.

Para lograr una multiplicación de frecuencia se requiere de un circuito no lineal que pueda generar armónicas a partir de una señal senoidal y un circuito resonante entonado a alguna de estas armónicas.

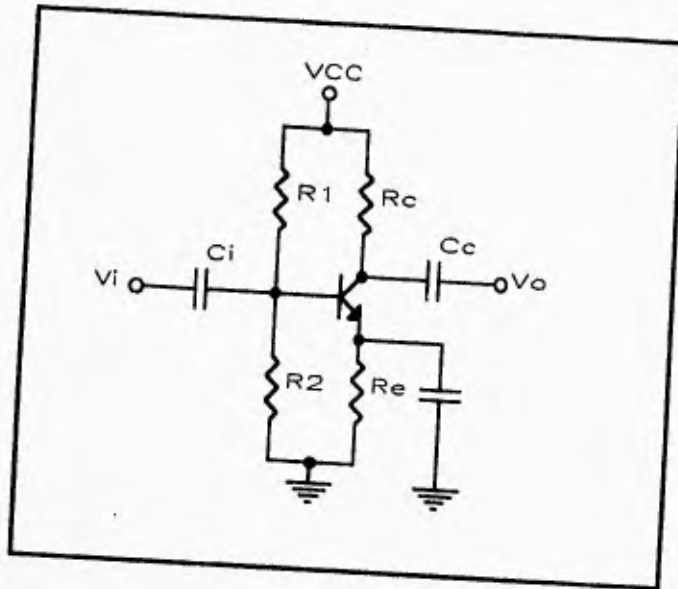
El multiplicador de frecuencia mas simple es un diodo rectificador de media onda y un circuito resonante entonado a alguna de las armónicas. La eficiencia dependerá de la armónica seleccionada, del nivel de la señal de entrada y la velocidad de conmutación del diodo.

Polarizando un transistor en configuración emisor común muy cerca de la región de corte se conseguirá que al llegar una señal senoidal a la base esta se amplifique distorsionada y una vez lograda esta distorsión, que generara algunas armónicas, podemos colocar un circuito resonante que se entone a la armónica de interés, con lo que se obtiene la multiplicación de frecuencias. Se recomienda que no se seleccione arriba de la tercera armónica.

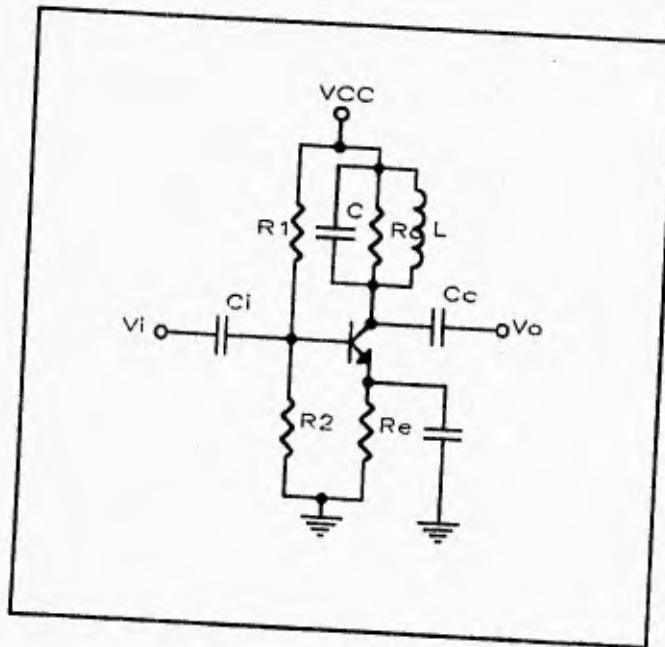
El circuito de la figura 3.6.8, muestra como polarizar al transistor y los valores de las resistencias dependerán de el punto de operación que se escoja.

Para tomar solo la armónica de interés colocamos un circuito resonante, como lo muestra la figura 3.6.9.





**Fig. 3.6.8**



**Fig. 3.6.9**

La Q de un circuito RLC paralelo se define como:

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L}$$

donde  $R_p$  es el paralelo entre  $R_c$  y la resistencia ( $r$ ) del inductor reflejada al circuito en paralelo ( $R_r$ ) y se muestra en la figura 3.6.10.

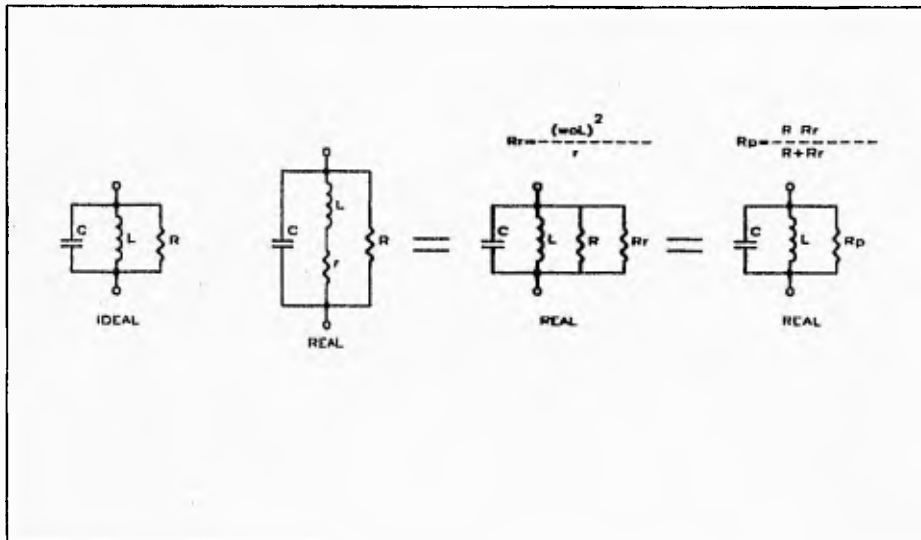


Fig. 3.6.10

Ya que se desea que el Q del circuito sea lo mas grande posible, eliminaremos la resistencia de colector R para hacer  $R_p = R_r$  y así obtener el Q mas grande, como se demuestra a continuación.

Para  $R_p=R_r$ :

$$R_p = R_r = \frac{(\omega_o L)^2}{r}$$

$$Q_1 = \frac{R_p}{\omega_o L} = \frac{(\omega_o L)^2}{\omega_o L r} = \frac{\omega_o L}{r}$$

Para  $R_p=R_r$  en paralelo con la resistencia de colector  $R$ :

$$R_p = \frac{R_r R}{R_r + R} = \frac{\frac{(\omega_o L)^2}{r} R}{\frac{(\omega_o L)^2}{r} + R}$$

$$Q_2 = \frac{R_p}{\omega_o L} = \frac{\frac{\frac{(\omega_o L)^2}{r} R}{\frac{(\omega_o L)^2}{r} + R}}{\omega_o L} = \frac{\frac{(\omega_o L)^2 R}{r}}{\omega_o L \left( \frac{(\omega_o L)^2}{r} + R \right)}$$

$$Q_2 = \frac{\omega_o L R}{r \left( \frac{(\omega_o L)^2}{r} + R \right)} = \frac{\omega_o L R}{r \left( \frac{(\omega_o L)^2 + r R}{r} \right)}$$

$$Q_2 = \frac{\omega_o L R}{(\omega_o L)^2 + r R} = \frac{\omega_o L}{\frac{(\omega_o L)^2}{R} + r}$$

y como :

$$\frac{\omega_o L}{r} > \frac{\omega_o L}{\frac{(\omega_o L)^2}{R} + r}$$

vemos que nos conviene eliminar la resistencia del colector R, por lo que el circuito resultante se muestra en la figura 3.6.11.

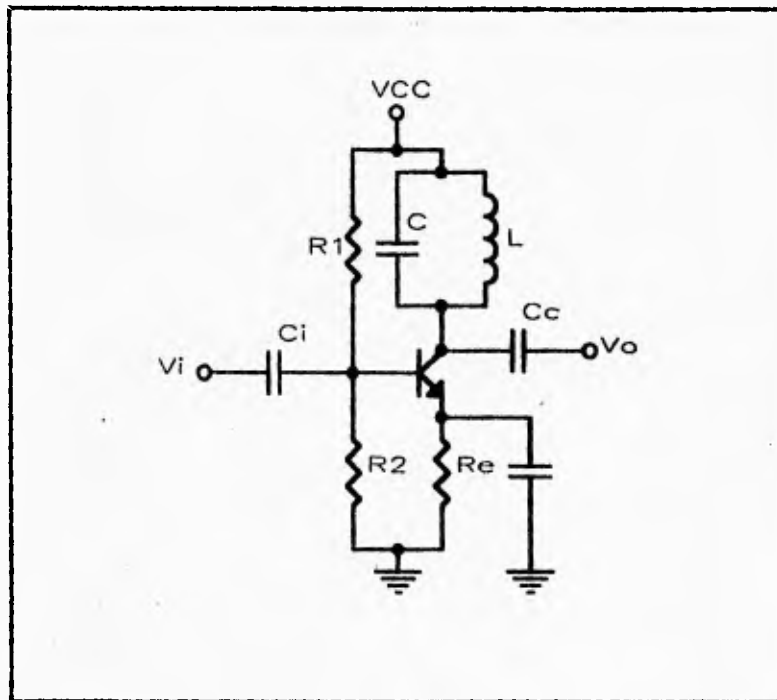


Fig. 3.6.11

El transistor elegido para esta operación es el 2N4957 de MOTOROLA, que es un transistor bipolar para señal pequeña de RF y fue, entre otros factores, fácil de conseguir.

Las hojas de especificaciones de este transistor se anexan al final, en el apéndice E.

A continuación se presentan los cálculos correspondientes para las siguientes especificaciones:  $V_{CC}=12$ ,  $V_{CEQ}=10$ v,  $I_{CQ}=2$ mA y usando la  $\beta=20$ ,  $f_{\pi}=36.44$ MHz,  $f_{\alpha d}=72.88$ MHz.

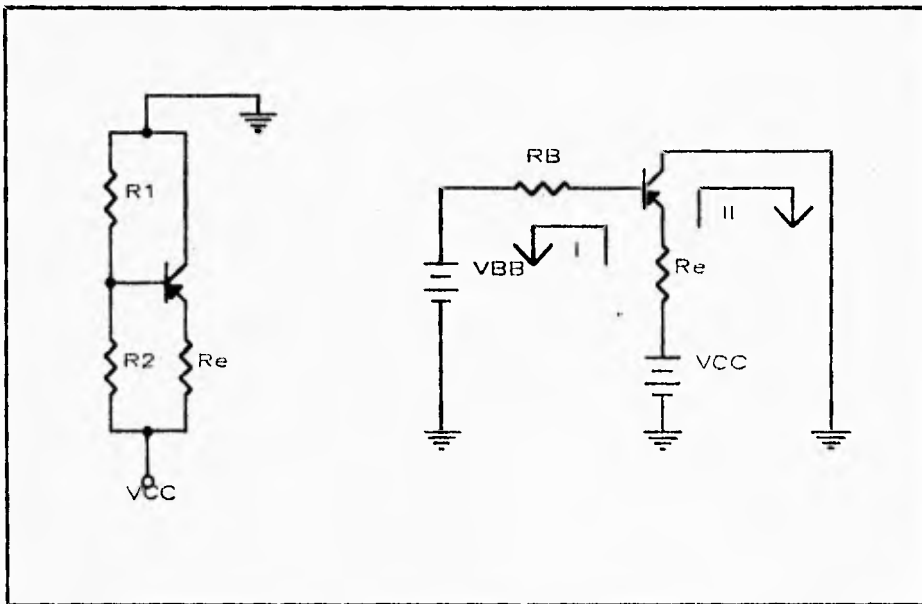


Fig. 3.6.12

De la malla II:

$$V_{ce} = R_E I_E - V_{ECC} \quad (3.6.5.1)$$

$$I_C = \beta I_B \rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B$$

$$I_E = I_C \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) \quad (3.6.5.2)$$

Sustituyendo 3.6.5.2 en 3.6.5.1:

$$V_{\infty} = R_E I_C \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) - V_{CEQ}$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_C \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right)}$$

$$R_E = \frac{12 - 10}{2 \text{mA} \left( 1 + \frac{1}{20} \right)} = 955.38 \Omega \rightarrow R_E = 1 \text{K}\Omega$$

Utilizando  $R_E = 1 \text{K}\Omega$ :

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{R_E \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right)} = \frac{12 - 10}{1 \text{K} \left( 1 + \frac{1}{20} \right)} = 1.9048 \text{mA}$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{1.9048 \text{mA}}{20 + 1} = 90.703 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 20(90.703 \mu\text{A}) = 1.814 \text{mA}$$

De la malla I:

$$V_{BB} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{CC} - R_E I_E - V_{EB} - R_b I_B - V_{BB} = 0$$

$$V_{CC} - R_E (\beta + 1) I_B - V_{EB} - R_b I_B - V_{BB} = 0$$

$$V_{BB} = V_{CC} - V_{EB} - I_B (R_E (\beta + 1) + R_b)$$

Para lograr estabilidad en el transistor debido a las variaciones de BETA, se aplica el siguiente criterio:

$$R_b \approx \frac{\beta R_E}{10}$$

de donde se obtiene que:

$$R_b = \frac{20(1K)}{10} = 2K\Omega$$

$$V_{BB} = 12 - 0.7 - 90.703 \mu A (1K(21) + 2K) = 9.2138V$$

$$R_2 = \frac{R_b V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{2K(12)}{9.2138} = 2.604K\Omega \Rightarrow R_2 = 2.7K\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_b R_2}{R_2 - R_b} = \frac{2K(2.7K)}{2.7K - 2K} = 7.714K\Omega \Rightarrow R_1 = 8.2K\Omega$$

Por lo que el circuito final de polarización es el que se muestra en la figura 3.6.13.

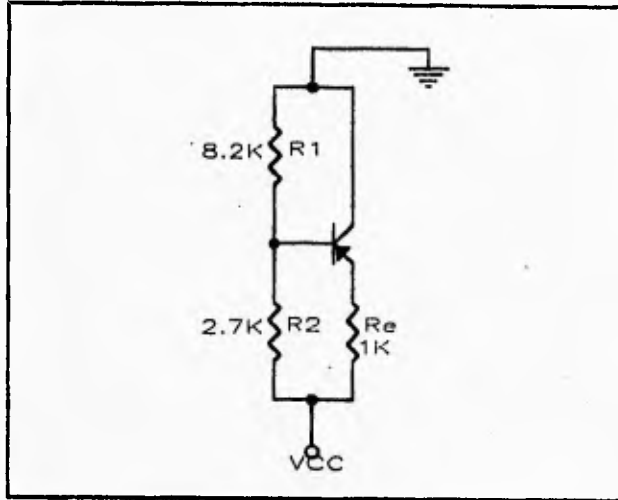


Fig. 3.6.13

El circuito completo se muestra en la figura 3.6.14.

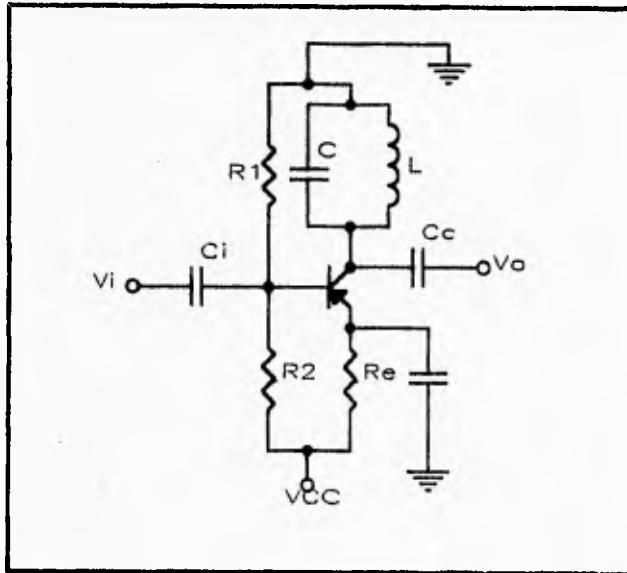


Fig. 3.6.14



Para el análisis en alta frecuencia se utilizará el modelo PI( $\pi$ ) de segundo orden, el cual se muestra en la figura 3.6.15.

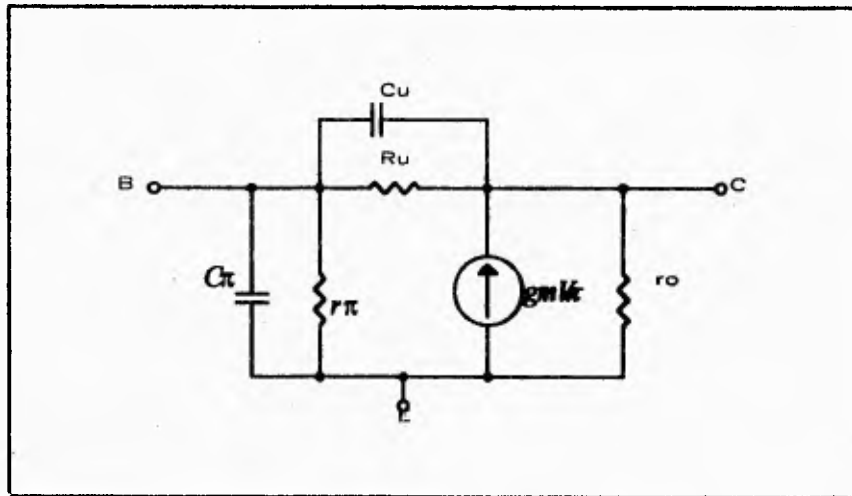


Fig. 3.6.15

Del cual tenemos que:

$$gm = \frac{I_{CQ}}{nV_T} \Big|_{T=25^\circ} = 38.6 I_{CQ}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx \frac{T(^{\circ}K)}{11600}$$

$$1 \leq n \leq 2 \quad \text{Si} \\ n = 1 \quad \text{Ge}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{gm} = \beta \frac{nV_T}{I_{CQ}}$$

$$r_o = \frac{1}{\eta gm}$$

$$\eta = \frac{T(^{\circ}K)}{11600VA}$$

$90V \leq VA \leq 130V$  NPN  
 $30V \leq VA \leq 50V$  PNP

$$r_{\mu} = \beta r_{o10}$$

$$c_{\pi} = \frac{\beta}{r_{\pi} \omega_T} - c_{\mu} = \frac{\beta}{r_{\pi} (2\pi) f_T} - c_{\mu}$$

$c_{\mu}$ : dato del fabricante

$f_T$ : frecuencia de transición  
 (dato del fabricante)

Para el análisis en corriente alterna (A.C.) usando el modelo  $\pi$  tenemos el circuito de la figura 3.6.16.

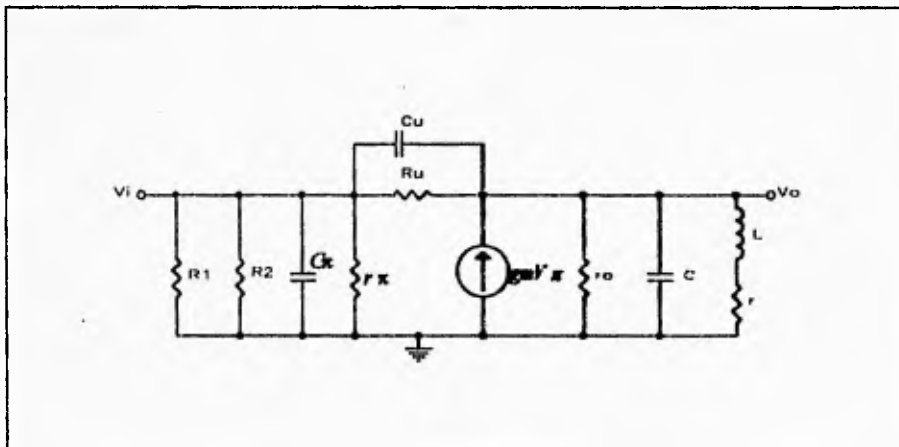


Fig. 3.6.16

Aplicando el teorema de Miller, despreciando  $r_{\mu}$  (para simplificar el análisis) que esta en el orden de mega ohms, tenemos como resultado el

circuito que se muestra en la figura 3.6.17, donde  $k = -g_m R_T$ , y  $R_T$  es la resistencia total de salida.

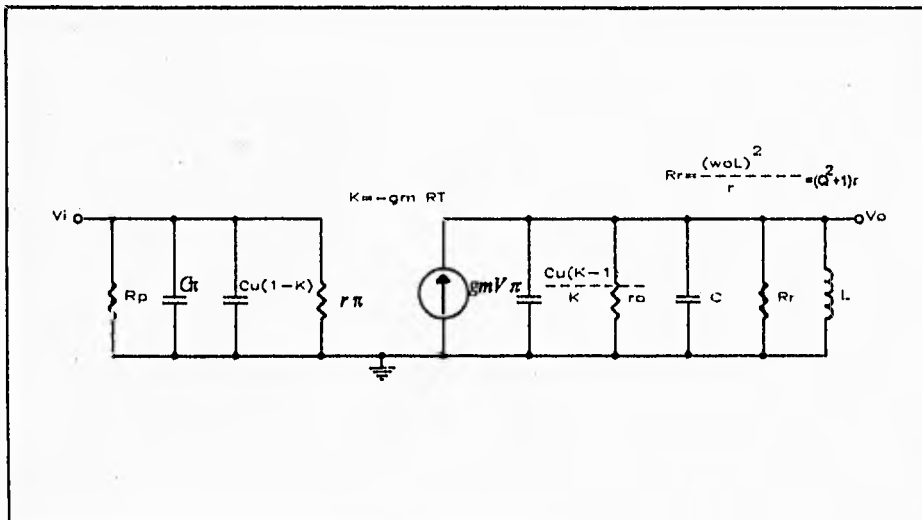


Fig. 3.6.17

El circuito simplificado se muestra en la figura 3.6.18.

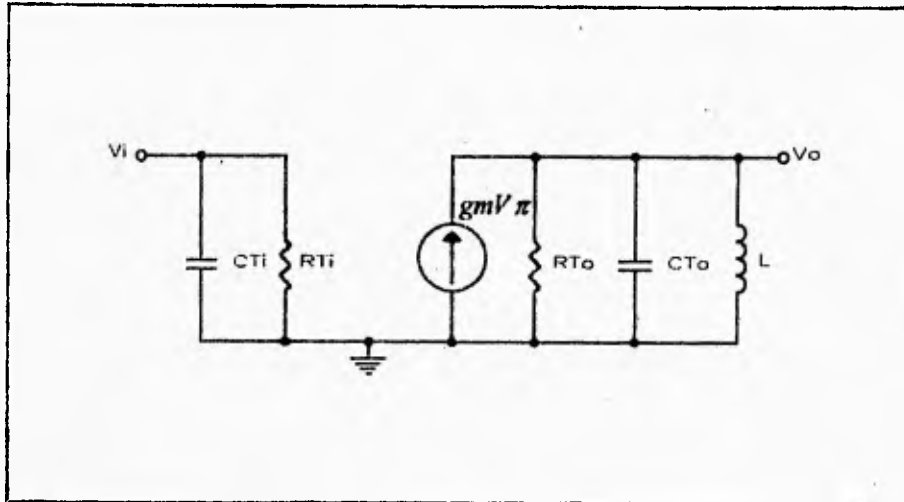


Fig. 3.6.18

De donde obtenemos los siguientes valores:

$$R_{\pi} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_r$$

$$C_{\pi} = C_{\pi} + C_{\mu}(1-k)$$

$$R_{r0} = r_o \parallel R_r$$

$$C_{r0} = C + \frac{C_{\mu}(k-1)}{k}$$

$$g_m = 38.6 I_{c0} = 38.6(1.814 \text{ mA}) = 70.02 \text{ mMH0}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{20}{70.02 \text{ m}} = 285.62 \Omega$$

$$\eta = \frac{T(^{\circ}\text{K})}{11600 \text{ VA}} = \frac{273 + 25}{11600(40)} = 0.0006422$$

$$r_o = \frac{1}{\eta g_m} = \frac{1}{0.0006422(70.02 \text{ m})} = 22.23 \text{ K}\Omega$$

$$C_{\mu} = 0.4 \text{ pF}$$

$$f_r = 1600 \text{ MHz}$$

$$c_{\pi} = \frac{\beta}{r_{\pi}(2\pi)f_r} - c_{\mu} = \frac{20}{285.62(2\pi)1600M} = 6.96 \text{ pF}$$

$$R_{\pi} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_r = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_r}} = \frac{1}{\frac{1}{8.2K} + \frac{1}{2.7K} + \frac{1}{285.62}} = 250.40 \Omega$$

$$R_r = (Q^2 + 1)r$$

Se considera  $Q=150$  y una  $r=1.5 \Omega$ , por lo que tenemos lo siguiente:

$$R_r = (150^2 + 1)1.5 = 33.75 \text{ K}\Omega$$

$$R_{T_o} = r_o \parallel R_r = \frac{22.23K \cdot 33.75K}{22.23K + 33.75K} = 13.4 \text{ K}\Omega$$

$$c_{\pi} = c_{\pi} + c_{\mu}(1 - k) = 6.96 \text{ pF} + 0.4 \text{ pF}(1 - (-70.02m \cdot 13.4K)) = 382.66 \text{ pF}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_{T_o} c_{T_o}}$$

Se desea un ancho de banda de 300KHz, por lo que el capacitor total se calcula como:

$$c_{T_o} = \frac{1}{2\pi BW R_{T_o}} = \frac{1}{2\pi(300K)13.4K} = 39.59 \text{ pF}$$

$$f_o = 72.88 \text{ MHz}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{T_o}}}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_{T_o}} = \frac{1}{(2\pi 72.88M)^2 39.59p} = 120.45nH$$

$$C = C_{T_o} - \frac{C_{\mu}(k-1)}{k} = 39.59p - \frac{0.4p((-70.02m \cdot 13.4K) - 1)}{-70.02m \cdot 13.4K} = 39.18pF$$

$$Z_o = R_{T_o} = 13.4K\Omega$$

$$Z_i = C_n \parallel R_n = \frac{1}{Y_i}$$

Para el calculo de la impedancia de entrada, la frecuencia de entrada es  $f_o = 36.44MHz$ .

$$Y_i = \frac{1}{R_n} + \frac{1}{X_{C_n}} = \frac{1}{R_n} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_n}} = \frac{1}{R_n} + j\omega C_n$$

$$Y_i = \frac{1}{R_n} + j2\pi f_o C_n = \frac{1}{250.4} + j2\pi(36.44M)382.66p = 0.004 + j0.0876$$

$$Z_i = \frac{1}{Y_i} = 0.52 - j11.39\Omega$$

La figura 3.6.19 muestra el circuito para el multiplicador por dos, es decir que la señal de entrada es 36.44MHz y la de salida es 72.88MHz.

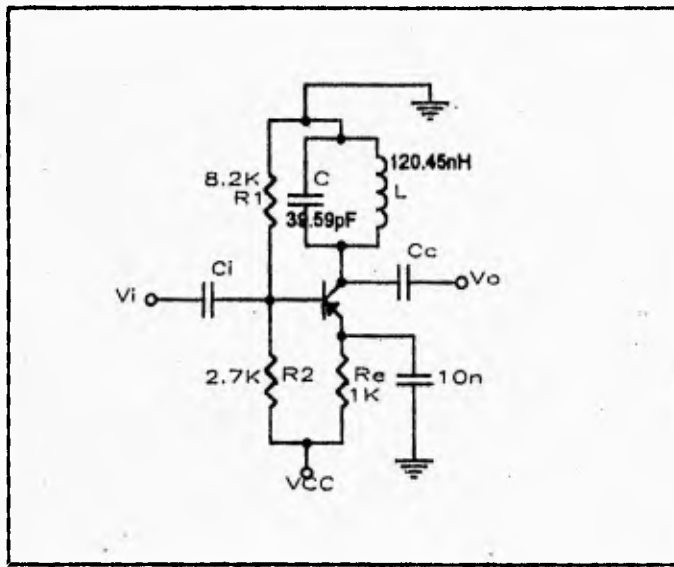


Fig. 3.6.19

Al estar usando un circuito resonante, éste presentará una respuesta en frecuencia como lo muestra la figura 3.6.20.

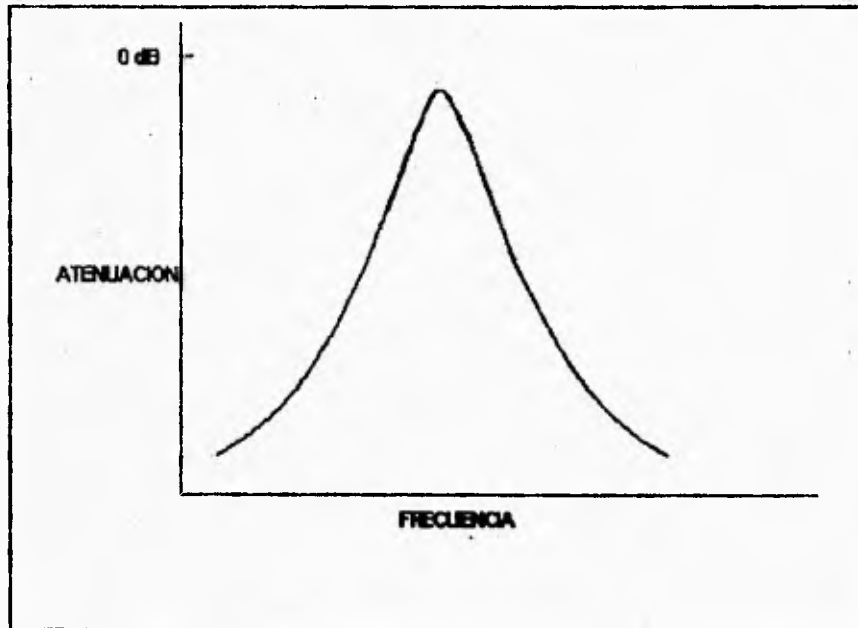


Fig. 3.6.20

Pero si utilizamos un segundo circuito resonante la respuesta mejora, como se muestra en la figura 3.6.21, además de hacer una mejor selección de la frecuencia de interés.



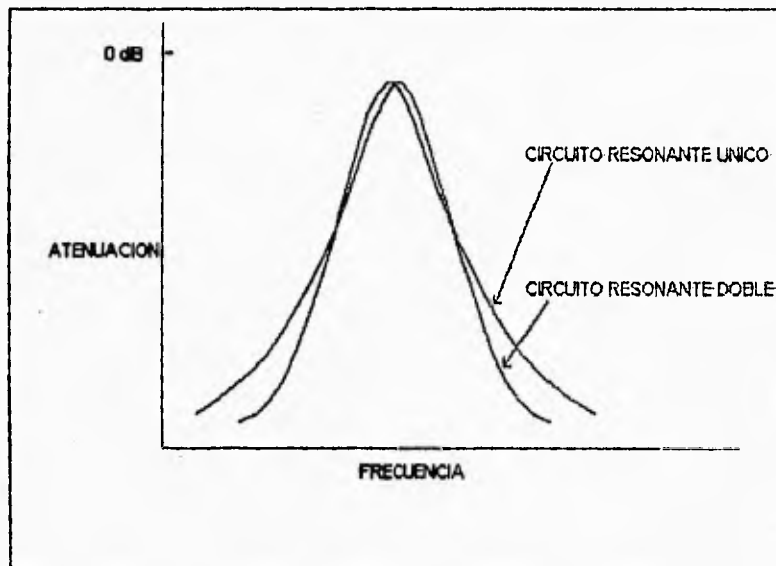


Fig. 3.6.21

El tipo de respuesta que se obtiene de utilizar dos circuitos resonantes mejora el factor de forma con respecto a un solo circuito resonante, no se modifica el ancho de banda, pero si se reduce el factor de forma. El factor de forma simplemente nos revela que tan pronunciada es la caída del pasobanda en su respuesta en frecuencia. El factor de forma para un pasobanda ideal es  $SF=1$ .

Una vez que se decidió utilizar dos circuitos resonantes a la misma frecuencia, se debe elegir el tipo de acoplamiento entre ellos. La elección del tipo de acoplamiento dependerá de la aplicación, ya que cada tipo de acoplamiento tiene sus propias características. Los tipos mas comunes de acoplamiento pasivos son inductivos y capacitivos. La figura 3.6.22 muestra los circuitos para los acoplamientos inductivos y capacitivos,

donde podemos ver que acoplamientos inductivos se pueden realizar con un inductor en serie o por inducción mutua, como si se tratara de un transformador de relación 1:1.

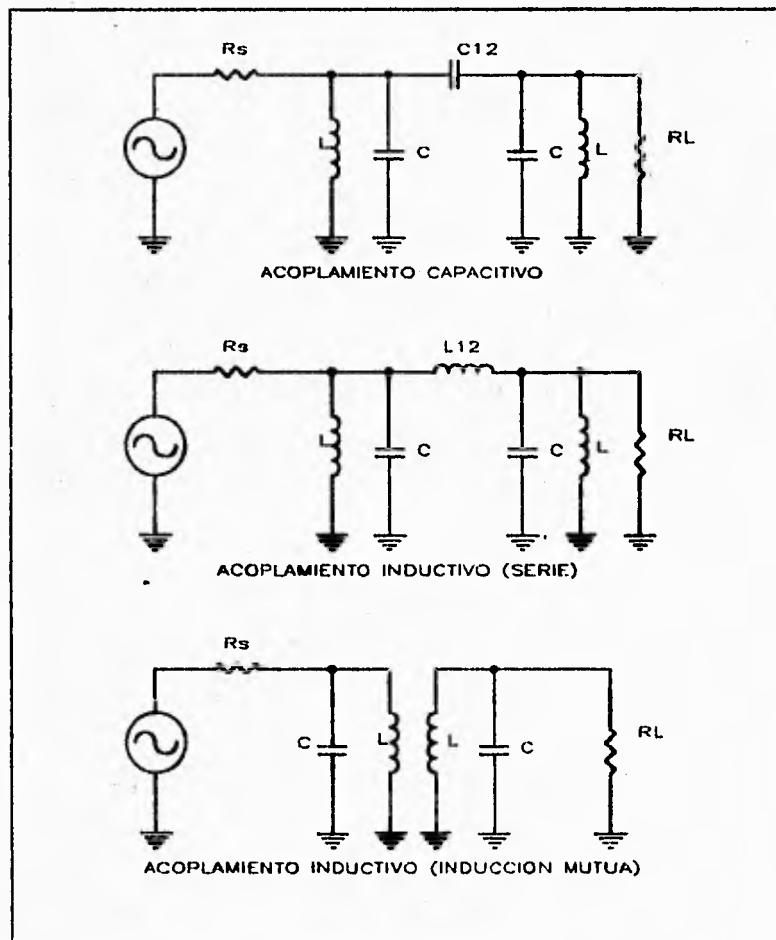


Fig. 3.6.22

La respuesta en frecuencia de este tipo de acopladores se muestra en las figuras 3.6.23 a 3.6.25.

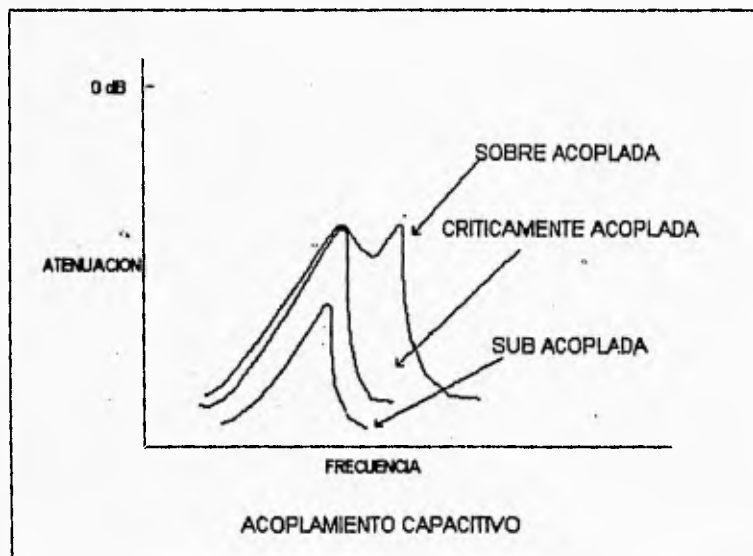


Fig. 3.6.23

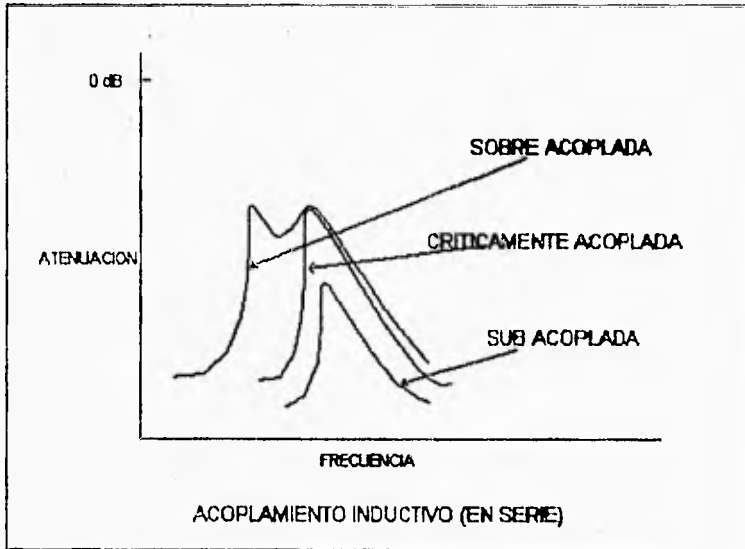


Fig. 3.6.24

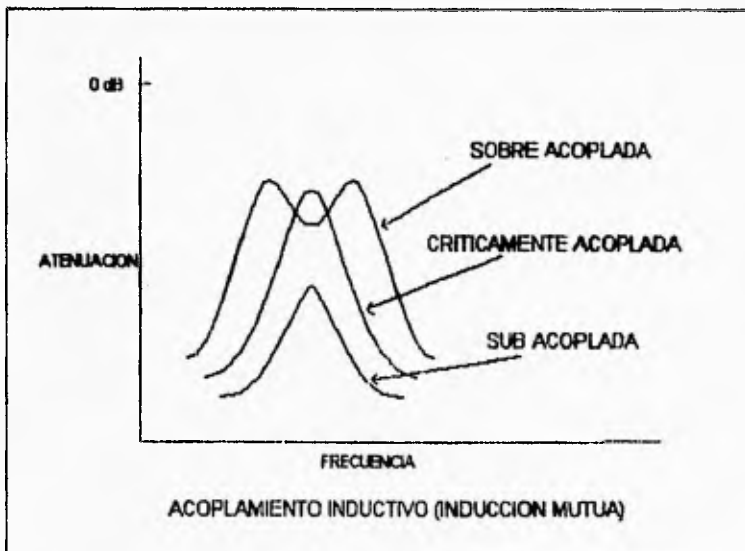


Fig. 3.6.25

Como podemos observar la respuesta mas simétrica la proporciona el acoplador inductivo por inducción mutua, por lo que utilizaremos este tipo de acoplamiento para el transmisor.

Para lograr el mejor acoplamiento se requiere tomar en cuenta puntos como minimizar el espacio físico entre los inductores, incrementar la permeabilidad de las líneas de campo magnético y blindar el transformador. La figura 3.6.26 muestra el circuito final.

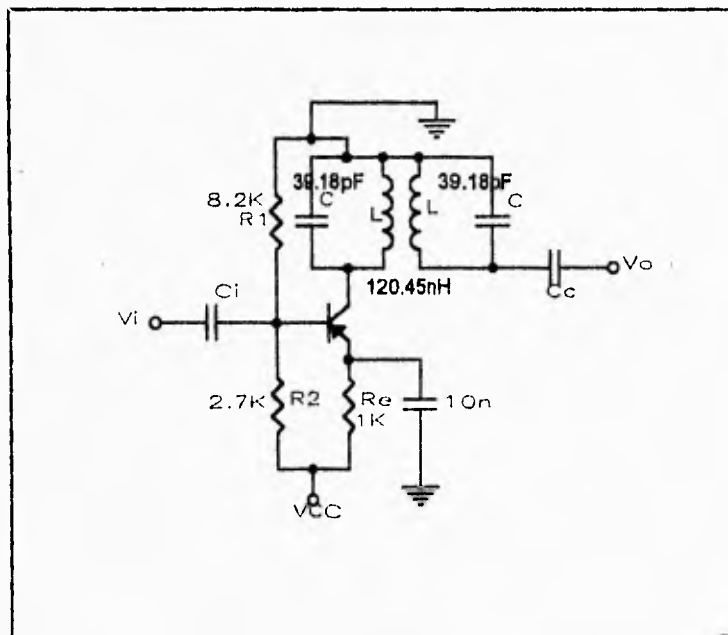


Fig. 3.6.26

Para el caso de un transformador ideal tenemos las siguientes fórmulas:

$$n = \frac{n1}{n2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

$$n^2 = \frac{Z_1}{Z_2}$$

$$Z_1 = n^2 Z_2$$

Como el número de espiras es igual, tenemos que la impedancia reflejada del primario al secundario es la impedancia del primario, por lo que la nueva impedancia de salida será:

$$Z_o = R_{ro} \parallel R_r$$

$$Z_o = \frac{R_{ro} R_r}{R_{ro} + R_r} = \frac{13.4K \cdot 33.75K}{13.4K + 33.75K} = 9.59K\Omega$$

**Amplificador de potencia de radio frecuencia.**

Una vez que tenemos la señal de 145.76MHz, medimos la potencia que nos entrega, esta potencia fue de 20mW.

Buscando en el manual de RF Device de MOTOROLA, encontramos un transistor que con 20mW a 145.76MHz, nos entrega una salida de aproximadamente 500mW.

Este transistor es el 2N4427 y sus hojas de especificaciones se

anexan en el apéndice E.

Las hojas de especificaciones muestran un circuito para ser probado a 175MHz, con impedancia de salida y de entrada de  $50\Omega$ , esto lo logran con acopladores que tienen capacitores variables, con los cuales ajustan los valores de impedancia de entrada y salida.

Ese mismo circuito se utilizó para 145.76MHz y ajustando los capacitores variables se logró una impedancia de entrada y de salida de  $50\Omega$ . El circuito se muestra en las hojas de especificaciones y en la figura 3.6.29.

### Acopladores entre etapas

Como se mencionó al inicio, debido a que las impedancias de entrada y salida de las distintas etapas son diferentes, se requiere utilizar acopladores entre etapas para lograr la máxima transferencia de energía. Al igual que en los multiplicadores de frecuencia solo se presentan los cálculos de diseño para una sola etapa, ya que la metodología es similar para las demás etapas.

Se acoplará la etapa 1 con la etapa 2 donde  $Z_1=14.64K\Omega$  y  $Z_2=0.52-j11.39\Omega$  a una frecuencia de  $f_0=36.44MHz$ . las etapas se acoplarán con un circuito acoplador L, como se muestra en la figura 3.6.27.

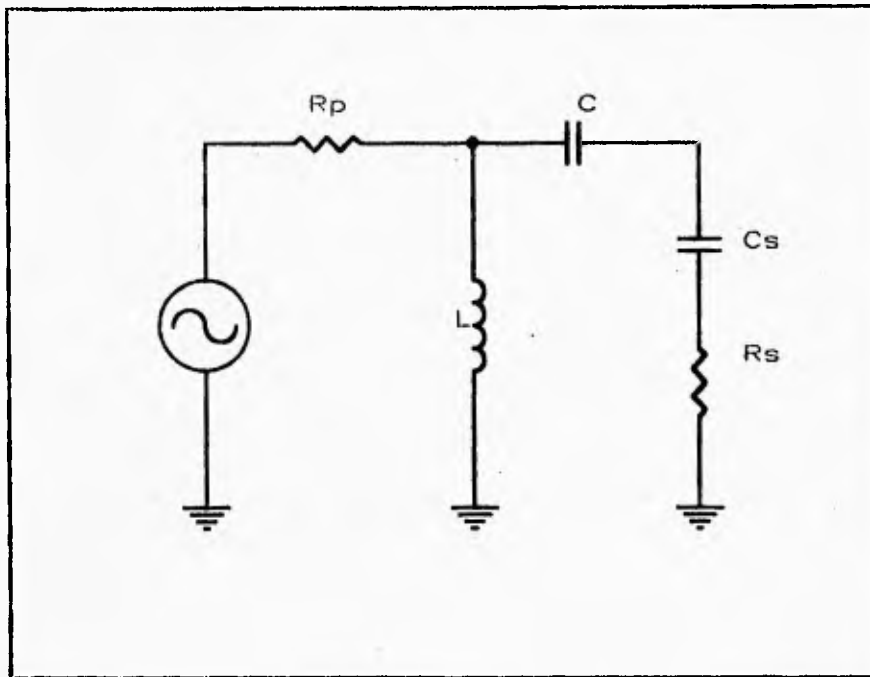


Fig. 3.6.27

Para iniciar el cálculo se omitirá Cs y al final se considerará dentro del capacitor C.

$$R_p = 14.64 \text{ K}\Omega$$

$$R_s = 0.52 \Omega$$

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s}} - 1 = \sqrt{\frac{14.64 \text{ K}}{0.52}} - 1 = 167.78$$

$$X_{sc} = Q_s R_s = 167.78 \cdot 0.52 = 87.24 \Omega \Rightarrow -j87.24 \Omega$$



$$X_p = \frac{R_p}{Q_p} = \frac{14.64K}{167.78} = 87.25\Omega \Rightarrow j87.25\Omega$$

El circuito final del acoplador se muestra en la figura 3.6.28.

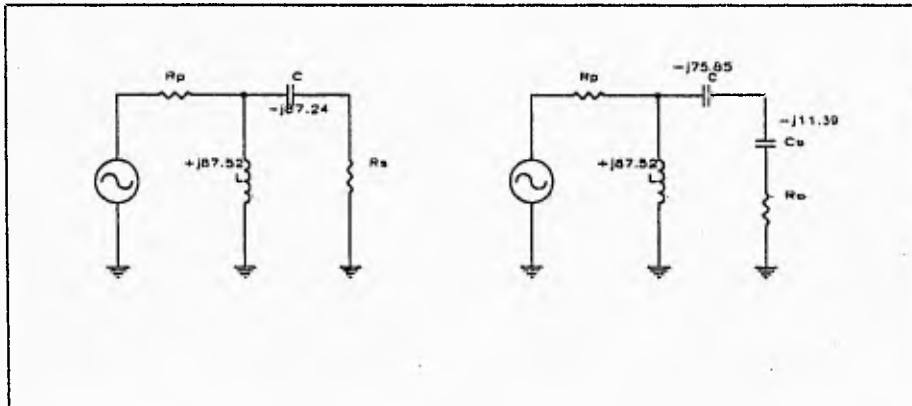


Fig. 3.6.28

$$L = \frac{X_p}{2\pi f_0} = \frac{87.52}{2\pi(36.44M)} = 382.25nH$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 X_{sc}} = \frac{1}{2\pi(36.44M)75.85} = 57.58pF$$

### Fabricación de los inductores.

Para el cálculo de las inductores, se utiliza la siguiente ecuación empírica.

$$n = \frac{L10^7(d + 0.4)}{1.257 S}$$

donde;

n=número de espiras

L=inductancia (H)

d=diámetro del alambre(mm)

$$S = \frac{\pi D^2}{4}$$

D=diámetro de la inductores(cm)

Esta fórmula solo funciona para inductores con núcleo de aire. El diámetro del alambre se puede obtener de la tabla T.3.6.2.

Se calculará como ejemplo un inductor de L=120.45nH.

$$D=0.2''=0.5\text{mm}$$

$$S = \frac{\pi D^2}{4} = \frac{\pi(0.5)^2}{4} = 0.19634 \text{ mm}^2$$

Se usará un alambre de calibre 20AWG, de donde obtenemos d=0.8118

$$n = \frac{L 10^7 (d + 0.4)}{1.257 S} = \frac{120.45 n 10^7 (0.8118 + 0.43)}{1.257 (0.19634)} = 6.06$$

Por lo que necesitaremos darle seis espiras al inductor.

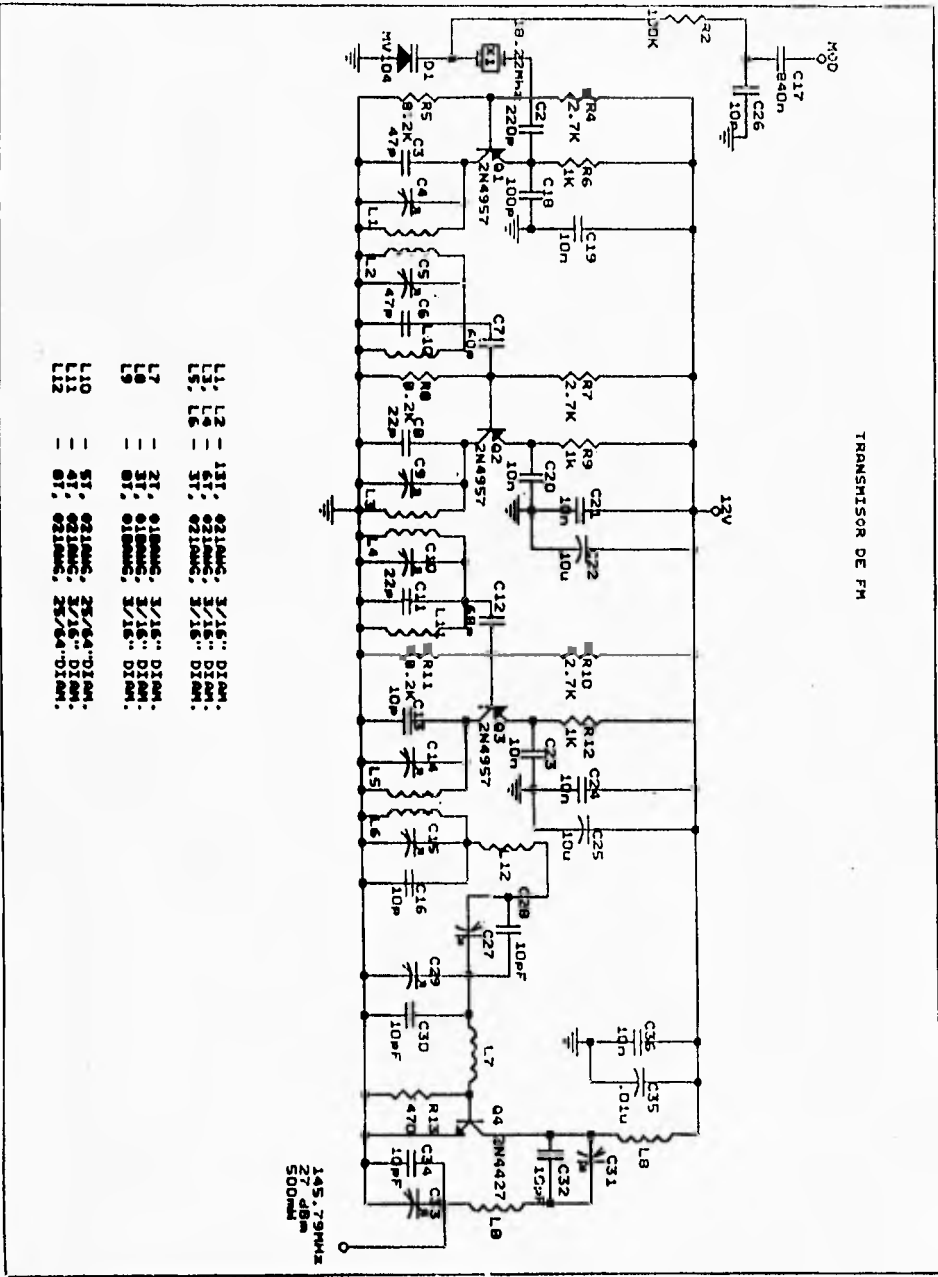


Fig 3.6.29

(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)
0000	11,86	107,2	-	-	0,158	319
000	10,40	85,3	-	-	0,197	240
00	9,226	67,43	-	-	0,250	190
0	8,252	53,48	-	-	0,317	150
1	7,348	42,41	-	375	0,40	120
2	6,544	33,63	-	295	0,50	96
3	5,827	26,67	-	237	0,63	78
4	5,109	21,15	-	180	0,80	60
5	4,621	17,77	-	149	1,01	48
6	4,115	13,30	-	118	1,27	38
7	3,665	10,55	-	94	1,70	30
8	3,264	8,36	-	74	2,03	24
9	2,906	6,63	-	58,9	2,56	19
10	2,588	5,26	-	46,8	3,23	15
11	2,305	4,17	-	32,1	4,07	12
12	2,053	3,31	-	29,4	5,13	9,5
13	1,828	2,63	-	23,3	6,49	7,5
14	1,628	2,08	5,6	18,5	8,17	6,0
15	1,450	1,65	6,4	14,7	10,3	4,8
16	1,291	1,31	7,2	11,6	12,9	3,7
17	1,150	1,04	8,4	9,26	16,34	3,2
18	1,024	0,82	9,2	7,3	20,73	2,5
19	0,9116	0,65	10,2	5,79	26,15	2,0
20	0,8118	0,52	11,6	4,61	32,69	1,6
21	0,7230	0,41	12,8	3,64	41,46	1,2
22	0,6438	0,33	14,4	2,89	51,5	0,92
23	0,5733	0,26	16,0	2,29	64,4	0,73
24	0,5106	0,20	18,0	1,82	80,0	0,58
25	0,4547	0,16	20,0	1,44	100,0	0,46
26	0,4049	0,13	22,8	1,14	130,7	0,37
27	0,3606	0,10	25,6	0,91	170,0	0,29
28	0,3211	0,08	28,4	0,72	212,5	0,23
29	0,2859	0,064	32,4	0,57	265,6	0,18
30	0,2546	0,051	35,6	0,45	333,3	0,15
31	0,2268	0,040	39,8	0,36	425,0	0,11
32	0,2019	0,032	44,5	0,28	531,2	0,09
33	0,1798	0,0254	50,0	0,23	669,3	0,072
34	0,1601	0,0201	56,0	0,18	845,8	0,057
35	0,1426	0,0159	62,3	0,14	1069,0	0,046
36	0,1270	0,0127	69,0	0,10	1338,0	0,036
37	0,1131	0,0100	76,0	0,089	1700,0	0,028
38	0,1007	0,0079	82,3	0,070	2152,0	0,022
39	0,0897	0,0063	97,5	0,056	2695,0	0,017
40	0,0799	0,0050	111,0	0,044	3400,0	0,014
41	0,0711	0,0040	126,8	0,035	4250,0	0,011
42	0,0633	0,0032	138,9	0,028	5312,0	0,009
43	0,0564	0,0025	156,4	0,022	6800,0	0,007
44	0,0503	0,0020	169,7	0,018	8500,0	0,005

(1) Número AWG (American Wire Gauge). (5) Kg por kilómetro.  
(2) Diámetro en milímetros. (6) Resistencia en ohm por kilómetro.  
(3) Sección en milímetros. (7) Capacidad de corriente en amperes.  
(4) Número de espiras por centímetros.

Tabla T.3.6.2

### III.6.3. Antena.

En esta etapa se presenta el cálculo de la antena de transmisión en el cohete sonda, necesaria para la transmisión electromagnética de la señal. Debido a las características del proyecto la antena que mejor se acopla al diseño físico del cohete sonda, es una antena monopolo que radía omnidireccionalmente y del tipo  $\lambda/4$  ( $\lambda$  longitud de onda).

Diseño:

Antena monopolo  $\lambda/4$ .

Radio de la antena  $a = 2 \times 10^{-3} m$ .

Frecuencia  $f = 145 \text{MHz}$ .

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{145 \times 10^6}$$
$$\lambda = 2.0689 m$$

Longitud física  $H_0$  en (m):

$$H_0 = \frac{\lambda}{4} \quad (3.6.6)$$

$$H_0 = \frac{2.0689 m}{4} = 0.517 m$$

Coefficiente de Onda  $\beta$ .

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.6.7)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{2.0689} = 3.03 \text{rad}$$

Longitud eléctrica  $H$  (longitud a la cual la corriente es cero).

$$H = 1.05H_0 \quad (3.6.8)$$

$$H = 1.05 \times 0.517 \text{ m} = 0.5428 \text{ m}$$

Altura efectiva  $H_{ef}$ : es la longitud a la cual se coloca la capacitancia o inductancia para que  $Z_0 \rightarrow 0$  y se aproveche mejor la radiación.

$$H_{ef} = \frac{\text{tg} \frac{\beta H_0}{2}}{\beta} \quad (3.6.9)$$

$$H_{ef} = \frac{\text{tg} \left( \frac{3.03 \times 0.517}{2} \right)}{3.03} = 0.3286 \text{ m}$$

$$H_{ef} = 0.3286 \text{ m}$$

Impedancia característica  $Z_0$ : como  $Z_0$  varía a lo largo de la antena se toma una  $Z$  promedio como se muestra en la ec. (3.6.10).

$$Z_0 = 60 \left[ \ln \frac{H_0}{a} - 1 - 0.5 \ln \frac{2H_0}{\lambda} \right] \quad (3.6.10)$$

$$Z_0 = 60 \left[ \ln \left( \frac{0.517}{2 \times 10^{-3}} \right) - 1 - \left( 0.5 \ln \left( \frac{2 \times 0.517}{2.0689} \right) \right) \right]$$

$$Z_0 = 294.1 \Omega$$

R<sub>rv</sub> Resistencia de radiación: referido al punto en el que existe en la antena el máximo valor de corriente.

$$R_{rv} = 15 \left[ \left( \ln \frac{2H}{\lambda} + 1.722 \right) \cos \frac{4\pi H}{\lambda} - \frac{\pi}{2} \operatorname{sen} \frac{4\pi H}{\lambda} + 4.83 + 2 \ln \frac{2H}{\lambda} \right] \quad (3.6.11)$$

$$R_{rv} = 15 \left[ \left( \ln \frac{2 \times 0.5428}{2.0689} + 1.722 \right) \cos \frac{4\pi \times 0.5428}{2.0689} - \frac{\pi}{2} \operatorname{sen} \frac{4\pi \times 0.5428}{2.0689} + 4.83 + 2 \ln \frac{2 \times 0.5428}{2.0689} \right]$$

$$R_{rv} = 40.7867 \Omega$$

de la gráfica  $R_{rv}$  vs.  $H/\lambda$  tenemos:

$$H/\lambda \approx 0.262$$

$$H/\lambda = 0.2623$$

La gráfica  $R_{rv}$  vs.  $H/\lambda$  se encuentra en el apéndice F.

Resistencia de Radiación  $R_{ra}$ : es la resistencia equivalente a la antena, en la base o punto de alimentación.

$$R_{ra} = \frac{R_{rv}}{2 \operatorname{sen}^2(\beta H)} \quad (3.6.12)$$

$$R_{ra} = \frac{40.7867}{2 \operatorname{sen}^2(3.03 \times 0.5428)} = 20.505 \Omega$$

Factor de Atenuación: esta atenuación varía debido a que varía  $Z_0$ .

$$\alpha = \frac{R_{rv}}{HZ_0} \quad (3.6.13)$$

$$\alpha = \frac{40.7867}{0.5428 \times 294.1}$$

$$\alpha = 0.2554 \text{ Neper.}$$



Atenuación total, es adimensional.

$$\alpha H = 2.554 \times 0.5428 = 0.1386 \quad (3.6.14)$$

Inductancia de antena L: Es un valor intrínseco del conductor y su valor depende de  $Z_0$  y la frecuencia de trabajo.

$$L_a = \frac{Z_0}{8f} \quad (3.6.15)$$

$$L_a = \frac{294.1}{8 \times 145 \times 10^6} = 253.53 \text{ nH}$$

Capacitancia de antena  $C_a$ : Es la resultante de todas las capacitancias entre puntos del conductor.

$$C_a = \frac{2}{\pi^2 f Z_0} \quad (3.6.16)$$

$$C_a = \frac{2}{\pi^2 \times 145 \times 10^6 \times 294.1} = 4.75 \text{ pF}$$

Impedancia de entrada  $Z_e = R_e \pm jX_e$ : Es la impedancia que presenta la antena en su punto de alimentación.

Resistencia de entrada  $R_e$ , determinada por:

$$R_e = Z_0 \left[ \frac{\sinh(2\alpha H)}{\cosh(2\alpha H) - \cos(2\beta H)} \right] \quad (3.6.17)$$

$$R_o = 294.1 \left[ \frac{\sinh(2 \times 0.2554 \times 0.5428)}{\cosh(2 \times 0.2554 \times 0.5428) - \cos(2 \times 3.03 \times 0.5428)} \right]$$

$$R_o = 40.73 \Omega$$

La parte imaginaria de la impedancia compleja de entrada es la reactancia de entrada  $X_o$  que se determina por:

$$X_o = Z_o \left[ \frac{-\sin(2\beta H)}{\cosh(2\alpha H) - \cos(2\beta H)} \right] \quad (3.6.18)$$

$$X_o = 294.1 \left[ \frac{-\sin(2 \times 3.03 \times 0.5428)}{\cosh(2 \times 0.2554 \times 0.5428) - \cos(2 \times 3.03 \times 0.5428)} \right]$$

$$X_o = 21.35 \Omega$$

$$\therefore Z_o = 40.73 + 21.35j [\Omega]$$

De lo anterior tenemos la impedancia de entrada de la antena:

$$Z_o = 40.73 + 21.35j [\Omega]$$

la cual es necesario conocer para conseguir un correcto acoplamiento con la impedancia del generador o fuente.

Cuando  $X_o$  tiene signo negativo, la reactancia es capacitiva. En caso contrario, es inductiva.

Directividad del monopolo: Es la ganancia directa en la dirección de radiación máxima.

$$G_{dmax} = D = \frac{120}{Rrv} (1 - \cos \beta H)^2 \quad (3.6.19)$$

$$D = \frac{120}{40.7867} (1 - \cos(3.03 \times 0.5428))^2$$

$$D = 3.392$$

$$G = 10 \text{Log} \frac{D}{3.28} = 10 \text{Log} \frac{3.3925}{3.28}$$

$$G = 0.1465 \text{ dB}$$

el 3.28 es un patrón para antenas de  $\lambda/4$ .

**Factor de Calidad  $Q_a$ :** Nos indica cuanto varía la frecuencia sobre la frecuencia a que fue diseñada la antena.

$$Q_a = \frac{\pi Z_0}{4Rrv} \quad (3.6.20)$$

$$Q_a = \frac{\pi \times 294.1}{4 \times 40.7867} = 5.663$$

**Ancho de Banda:**

$$BW = \frac{f}{Q_a} \quad (3.6.21)$$

$$BW = \frac{145 \times 10^6}{5.663}$$

$$BW = 25.6 \text{ MHz}$$

**Frecuencias:**

$$f_{sup} = f + \frac{BW}{2} \quad (3.6.22)$$

$$f_{sup} = 145 + \frac{25.6}{2}$$

$$f_{sup} = 157.8 \text{ MHz}$$

$$f_{inf} = f - \frac{BW}{2} \quad (3.6.23)$$

$$f_{inf} = 145 - \frac{25.6}{2}$$

$$f_{inf} = 132.2 \text{ MHz.}$$

La antena de transmisión es acoplada con la tarjeta de RF radiofrecuencia con una impedancia de acoplamiento de  $50\Omega$ . Como la impedancia de entrada de la antena es  $Z_e=40.73+21.35j [\Omega]$ , se tiene que acoplar a  $50\Omega$ , ésto se realiza con la ayuda de la carta Smith, calculando los valores de la capacitancia e inductancia necesaria para el acoplamiento. A continuación se presenta el cálculo y la carta Smith.

$$Z_A = 40.73 + 21.35j = 45.986 \angle 27.66^\circ$$

$$Z_B = 40.73 + 20j = 45.375 \angle 26.125^\circ$$

$$Z_C = 50 + 0j$$

Los puntos A, B y C representan los puntos de desplazamiento sobre la carta Smith. Calculando la capacitancia  $C_1$ , para bajar sobre las impedancias, tenemos:

$$X_{C_1} = Z_B - Z_A \quad (3.6.24)$$

$$X_{C_1} = 40.73 + 20j - 40.73 - 21.35j$$

$$X_{C_1} = -1.35j$$

Calculando el valor del capacitor  $C_1$  que será conectado en serie con la antena, tenemos:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_{c_1}} \quad (3.6.25)$$

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi \times 145 \times 10^9 \times 1.35)} = 0.813 \text{ nF}$$

Calculando el valor del capacitor, para movernos en las líneas de admitancias y que se conectará en paralelo con la entrada después del capacitor  $C_1$  se tiene:

$$Y_b = \frac{1}{Z_b} = 0.022 \angle -26.125^\circ = 0.0197 - 0.00968 j$$

$$Y_c = \frac{1}{Z_c} = 0.02 \angle 0^\circ = 0.02 + 0 j$$

$$Y_{cap.} = Y_c - Y_b = 0.00968 j$$

$$X_c = \frac{1}{Y_c} = -103.22 j$$

con el valor de  $X_c$ , y la ecuación para el cálculo del capacitor, se obtiene:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} \quad (3.6.26)$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 145 \times 10^9 \times 103.22} = 10.63 \text{ pF}$$

El capacitor  $C_1$  se conecta en serie con la entrada de la antena, y el capacitor  $C$  se conecta en paralelo, obteniendo así  $50\Omega$  de impedancia de entrada. En el apéndice F se presenta los corrimientos en la carta Smith.

### III.7 Etapa de Recepción.

En esta etapa de recepción se tienen dos módulos de suma importancia en la correcta transmisión de datos; el módulo receptor y módulo demodulador, como se observa en la figura (3.2.2). La señal transmitida por el espacio, presenta una alta atenuación o pérdida de potencia, ésto sumado a la falta de directividad en la antena tanto transmisora como receptora, tenemos una señal de recepción con muy poca potencia, por lo que se necesita un módulo receptor capaz de recuperar la señal transmitida con la mínima tasa de error. El siguiente módulo de suma importancia para la recuperación de la señal serial en código NRZ, es el módulo de demodulación. En esta etapa, ya sin la portadora de alta frecuencia, que es eliminada por el módulo receptor, la señal modulada en FSK, es demodulada por un circuito específico, entregando la señal serial NRZ, lista para ser procesada.

En los siguientes puntos se detallan los módulos antes mencionados.

#### III.7.1 Recepción.

Esta etapa es de suma importancia en la transmisión de datos. Como se comentó anteriormente se necesitaba de un sistema receptor capaz de recuperar la señal transmitida desde la sonda atmosférica, teniendo en cuenta la atenuación de la señal y la pérdida de potencia de la misma, debido a la radiación omnidireccional de la antena transmisora.

Al principio del desarrollo del proyecto se planteó la necesidad por parte de PUIDE, de la utilización de los radios transmisores-receptores

con los que cuenta la infraestructura del propio instituto, debido a que estos radios se adquirieron con mucha anticipación para ser utilizados en diversos proyectos desarrollados en el PUIDE.

Después de un pequeño análisis se concluyó que estos radios cumplían perfectamente con las necesidades y requisitos que demandaba la parte de recepción del proyecto.

El radio utilizado es un radio transmisor-receptor ampliamente utilizado en la banda de 2m, banda en los 145MHz utilizada en servicios de radioaficionados, que es la banda a utilizar para el desarrollo del proyecto.

El radio TS-711E marca KENWOOD es un radio transceiver (transmisor-receptor), que trabaja en un rango de frecuencia de los 144MHz a 146MHz, permitiéndonos operar en los 145.76MHz, frecuencia a la que se transmite del cohete sonda. Dejando un rango amplio de operación para alguna corrección debido al efecto Doppler.

El diseño y construcción del TS-711E y su voltaje de alimentación en AC 120V/240V/220V, 50/60Hz y en DC 13.8V (12V~16V), permite moverlo a cualquier lugar y operarlo en cualquier zona en la que se lleve a cabo el lanzamiento del cohete sonda. Además de operar en un rango de temperatura de  $-10^{\circ}\text{C}$  a  $50^{\circ}\text{C}$ .

Los modos de operación son en FM, SSB Banda Lateral Unica Superior, Banda Lateral Unica Inferior y Onda Continua. Utilizando el modo de FM para el proyecto, debido a que la señal codificada FSK entregada por el XR-2206 en el módulo de transmisión, es modulada en FM por la tarjeta de RF.

La señal después de ser demodulada en FM y sin la portadora de alta frecuencia, es tomada de la salida de audio del radio (TS-711E) hacia el XR-2211 (decodificador FSK). La impedancia de salida de audio es  $8\Omega$ , con una potencia de salida de 2 Watts a través de la carga de  $8\Omega$ .

El radio TS-711E opera con una antena propia de  $50\Omega$  de impedancia.

Las hojas de especificaciones del radio TS-711E, se muestran en el Apéndice G.

### III.7.2 Demodulación.

En esta etapa del diseño del sistema de recepción de datos, se tiene la señal FSK modulada entregada por el radio receptor, y sin la portadora de alta frecuencia 145.76MHz. Debido al filtro paso bajas en la salida de audio del radio receptor, se tiene un ancho de banda limitado, por lo que la frecuencia marca se fijó en 2300Hz, debido a que si se aumenta la frecuencia empieza a disminuir la calidad de la demodulación en el circuito demodulador usado. Para la decodificación de la señal FSK, se utilizó el circuito integrado XR-2211CP de EXAR con encapsulado de plástico y un rango de temperatura de operación de  $0^{\circ}\text{C}$  a  $70^{\circ}\text{C}$ . Este circuito es un demodulador de FSK, entregando en su salida la señal serial NRZ requerida, y que paso seguido será convertida a formato RS-232, como se explicará en un capítulo siguiente.

El XR-2211 es un circuito monolítico con PLL Lazo de Enganche de Fase (Phase-locked loop), sistema especialmente diseñado para la aplicación en comunicaciones de datos. Es particularmente utilizado en la aplicación de modem FSK. Opera sobre un rango amplio de voltaje de



polarización de 4.5 a 20V y un rango ancho de frecuencia de 0.01 Hz a 300KHz. Puede recibir señales analógicas en su entrada en un rango de 2mV a 3V, y puede aplicarse con familias lógicas convencionales como DTL, TTL y ECL.

El circuito consiste de un PLL (lazo de enganche de fase) básico para el rastreo de la señal de entrada a través de un paso banda, un detector de cuadratura de fase el cual provee la detección de portadora, y un comparador de voltaje FSK el cual provee la demodulación FSK.

Los componentes externos son usados para fijar independientemente la frecuencia central, el ancho de banda y el tiempo de retraso en la salida.

El XR-2211 está en presentación de encapsulado cerámico o plástico, especificado con rangos de temperatura para uso comercial o militar.

**Características:**

Ancho Rango de Frecuencia	0.01Hz a 300KHz.
Amplio Rango de Voltaje de Alimentación	4.5V a 20V.
Compatibilidad con HCMOS y TTL	
Demodulación de FSK, con Detección de Portadora.	
Rango Ancho Dinámico de Señal de Entrada	2mV a 3Vrms
Excelente Estabilidad de Temperatura	20 ppm/°C, típico

**Aplicaciones:**

- Demodulación de FSK.
- Decodificación de Tonos.

Detección de FM.

Detección de Portadora.

### **Descripción del Sistema:**

La salida del detector de fase produce una suma y una diferencia de frecuencias de la entrada (INPUT) Pin 2 y el VCO (internamente conectado). Cuando el detector de fase está enganchado, la frecuencia es  $f_{IN} + f_{VCO}$  (2 veces  $f_{IN}$  cuando está en fase) y  $f_{IN} - f_{VCO}$  (0Hz cuando no está enganchado).

Por la adición de un capacitor a la salida del detector de fase, la componente de dos veces la frecuencia de entrada  $f_{IN}$  es reducida, entregando un voltaje de dc que representa la diferencia de fase entre las dos frecuencias. Este lazo se cierra y permite al VCO seguir la frecuencia de entrada  $f_{IN}$  (Pin 2).

La otra sección del XR-2211 actúa de la siguiente manera: determina si el VCO está funcionando arriba o abajo de la frecuencia central (comparador de FSK); produce ambas salidas, activo alto y activo bajo indicando cuando el PLL principal está enganchado.

### **Principios de Operación:**

**Señal de entrada (Pin 2):** Es una señal de ac conectada a esta terminal. La impedancia interna en el Pin 2 es de  $20K\Omega$ . Se recomienda un nivel de señal de entrada en un rango de  $10mV_{rms}$  a  $3V_{rms}$ .

**Salida de Datos (Pin 7):** Esta salida es del tipo colector abierto de estado lógico el cual requiere una resistencia pull-up  $R_L$  al  $V_{CC}$  voltaje de

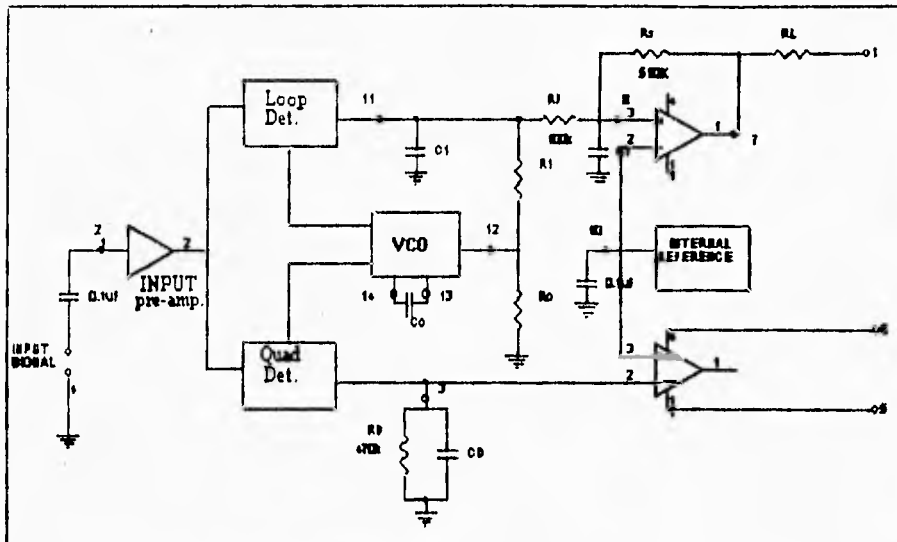


Figura 3.7.1. Circuito Generalizado del XR-2211.

alimentación para su adecuada operación. Puede demandar 5mA de corriente de carga. Cuando se está demodulando la señal FSK, la salida de datos Pin 7 esta en un nivel alto (estado apagado) para una entrada de frecuencia baja y un nivel bajo (estado encendido) para una frecuencia de entrada alta. Si la señal de entrada no está presente, el estado lógico del pin 7 es indeterminado.

**Entrada del Comparador FSK (Pin 8):** Esta terminal es de una entrada de alta impedancia para el comparador de voltaje FSK. Normalmente, un filtro de datos es conectado en medio de esta terminal Pin 8 y el PLL salida del detector de fase (Pin 11). Este filtrado de datos es formado por  $R_F$  y  $C_F$  como se observa en la figura (3.7.1). El voltaje de umbral del

comparador es fijado por el voltaje de referencia interno  $V_R$ , habilitado por el Pin 10.

**Voltaje de Referencia,  $V_R$  (Pin 10):** Este pin es referenciado internamente al nivel de voltaje de referencia  $V_R$ , donde  $V_R = V/2 - 650\text{mV}$ . El Pin 10 debe ser conducido a tierra con un capacitor de  $0.1\mu\text{F}$  para la adecuada operación del circuito.

**Salida del Lazo del Detector de Fase (Loop Phase Detector Pin 11):**

Esta terminal provee una alta impedancia de salida para el lazo detector de fase (Loop Phase Detector). El filtro de lazo del PLL es formado por  $R_1$  y  $C_1$  conectado al Pin 11 como se muestra en la figura (3.7.1). Cuando en el Pin 2, no tenemos señal de entrada, el nivel de dc en el Pin 11 es muy aproximado a  $V_R$ . El voltaje pico de apertura disponible en la salida del detector de fase es igual a  $\pm V_R$ .

**Entrada de control del VCO (Pin 12):** El libre corrimiento o movimiento de la frecuencia central o frecuencia del VCO  $f_0$  es determinado por la resistencia de oscilación externa  $R_0$ , conectada del Pin 12 a tierra. Mediante la ecuación (3.7.1), se calcula el valor de la resistencia para fijar la frecuencia central deseada del VCO:

$$f_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \text{ Hz} \quad (3.7.1)$$
$$R_0 = \frac{1}{f_0 C_0}$$

donde  $C_0$  es el capacitor de oscilación conectado entre los pines 13 y 14. Para una óptima estabilidad de temperatura,  $R_0$  deberá estar en un rango de  $10K\Omega$  a  $100K\Omega$ . Mediante el capacitor de oscilación  $C_0$  y la resistencia de oscilación  $R_0$ , se controla la frecuencia deseada del VCO (Oscilador Controlado por Voltaje).

Esta terminal es un punto de baja impedancia, y es internamente influenciado a un nivel de dc igual a  $V_R$ . La máxima corriente drenada del Pin 13 deberá ser limitada a  $\leq 3mA$  para la adecuada operación del circuito.

**Capacitor de oscilación del VCO (Pins 13 y 14):** La frecuencia del VCO es inversamente proporcional al capacitor de oscilación externo  $C_0$ , conectado a través de las terminales 13 y 14. El capacitor deberá ser no polar, y estar en un rango de  $200pF$  a  $10\mu F$ .

**Ajuste de la Frecuencia del VCO  $f_{VCO}$ :** El VCO puede ser bien sintonizado mediante la conexión de un potenciómetro  $R_x$ , en serie con una resistencia al Pin 12 como se observa en la figura (3.7.2). Mediante el movimiento fino del potenciómetro se ajusta la  $f_{VCO}$ . Se tiene en cuenta que la suma del valor final del potenciómetro con la resistencia es  $R_0$ .

**Libre movimiento de la Frecuencia del VCO  $f_0$ :** El XR-2211 no tiene una terminal de salida separada del VCO. En su lugar, las salidas del VCO son internamente conectados a las secciones de detección de fase del circuito. Para el establecimiento o ajuste de la frecuencia central, la

frecuencia del VCO puede ser sintonizada con la utilización del circuito generalizado en la figura (3.7.1), y aplicando un patrón de bit alternativos de ceros 0 y unos 1, conociendo las frecuencias  $f_{marca}$  y  $f_{espacio}$  del modulador, explicado en el capítulo III.6.1. Conociendo  $f_{marca}$  y  $f_{espacio}$  se calcula la frecuencia central  $f_0$ , que es igual a la frecuencia central del VCO  $f_0$ , dado por :

$$f_0 = \frac{(f_{marca} + f_{espacio})}{2} \text{ Hz} \quad (3.7.2)$$

con el valor de  $f_0$  se elige el valor del capacitor de oscilación. Paso seguido se calcula la resistencia  $R_0$ , mediante la ecuación (3.7.3). Con la ayuda del potenciómetro  $R_x$  incluido en  $R_0$ , y con la metodología explicada de la utilización de un patrón de bits alternativos de ceros y unos, se logra sintonizar el VCO o la frecuencia del  $f_{vco}$ .

$$R_0 = \frac{1}{f_0 C_0} \text{ Hz} \quad (3.7.3)$$

Con el ajuste de  $R_0$ , el VCO es sintonizado para obtener un 50% de ciclo de trabajo en la salida (Pin 7). Esto asegurará que el valor de la  $f_{vco}$  es exactamente referenciada a las frecuencias  $f_{marca}$  y  $f_{espacio}$ .

#### **Diseño:**

Con referencia a la figura (3.7.1) y (3.7.2), la función de los componentes externos están definidos de la siguiente manera:  $R_0$  y  $C_0$

fijan la frecuencia central del PLL,  $R_1$  fija el ancho de banda del sistema, y  $C_1$  fija la constante de tiempo del filtro de lazo y el factor de amortiguamiento de lazo. La resistencia  $R_a$  conectada del Pin 7 al Pin 8, introduce una realimentación positiva a través del comparador de voltaje, facilitando una rápida transición entre los estados lógicos de la salida Pin 7.

a). Cálculo de la frecuencia central del PLL,  $f_0$ :

La  $f_0$  está dada por la ecuación:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \text{ Hz} \quad (3.7.4)$$

donde  $f_1 = f_{\text{marca}} = 2300 \text{ Hz}$  y  $f_2 = f_{\text{espacio}} = 1265 \text{ Hz}$ ,

$$f_0 = \frac{(2300 + 1265)}{2} = 1782.5 \text{ Hz}$$

$$f_0 = 1782 \text{ Hz}$$

b). El valor del capacitor de oscilación  $C_0$  se eligió dentro del rango de 200pF a 10 $\mu$ F.

$$C_0 = 22 \text{ nF}$$

c). Cálculo de la resistencia de oscilación  $R_0$ , tomando la ec. (3.7.3):

$$R_0 = \frac{1}{f_0 C_0}$$

$$R_0 = \frac{1}{(1782 \text{ Hz})(22 \text{ nF})} = 25507 \Omega$$

$$R_0 = 25.5 \text{ K}\Omega$$

formando  $R_0$  con una resistencia de 19.7K $\Omega$  y un potenciómetro de 10K $\Omega$ .

d). El cálculo de  $R_1$ , permite dar una  $\Delta f$  igual para la desviación a  $f_{marca}$  y  $f_{espacio}$ . El cálculo de  $R_1$  está dado por la ecuación siguiente tomado de las hojas de especificaciones del circuito.

$$R_1 = R_0 \left[ \frac{f_0}{f_1 - f_2} \right] \quad (3.7.5)$$

$$R_1 = 25.5K\Omega \left[ \frac{1782}{(2300 - 1265)} \right]$$

$$R_1 = 43.9K\Omega$$

tomándose el valor comercial de  $R_1=47K\Omega$ .

e). El valor de  $C_1$ , fija el factor de amortiguamiento de lazo. Se tiene que el amortiguamiento de lazo está dado por,

$$\zeta = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{C_0}{C_1}} \quad (3.7.6)$$

un valor recomendado de amortiguamiento es  $\zeta=1/2$ . De la ec. (3.7.6) se tiene:

$$\frac{C_0}{C_1} = 16\zeta^2$$

$$\text{sust. } \zeta = \frac{1}{2}$$

$$\frac{C_0}{C_1} = \frac{16}{4}$$

$$C_1 = \frac{C_0}{4}$$

$$C_1 = \frac{22nF}{4} = 5.5nF$$

tomando el valor comercial de  $C_1=5.6nF$ .



f). Cálculo de  $R_F$  y  $R_B$ : Se tiene de las hojas de especificaciones valores recomendados para  $R_F=100K\Omega$  y  $R_B=510K\Omega$ .

g). El cálculo recomendado para  $C_F$ , está dado por:

$$C_F \approx \frac{3}{(\text{Baud rate})} \mu F \quad (3.7.7) \text{ (tomado de las hojas de especificaciones)}$$

$$C_F \approx \frac{3}{1200} \mu F = 2.5 nF$$

se optó por un valor de  $C_F=1.21nF$ , debido a que con este valor se obtuvo un mejor funcionamiento.

Los valores de las demás componentes del circuito fueron tomados de los valores recomendados en las hojas de especificaciones del XR-2211 (Apéndice H).

La figura (3.7.2) muestra el diagrama del circuito demodulador utilizado.

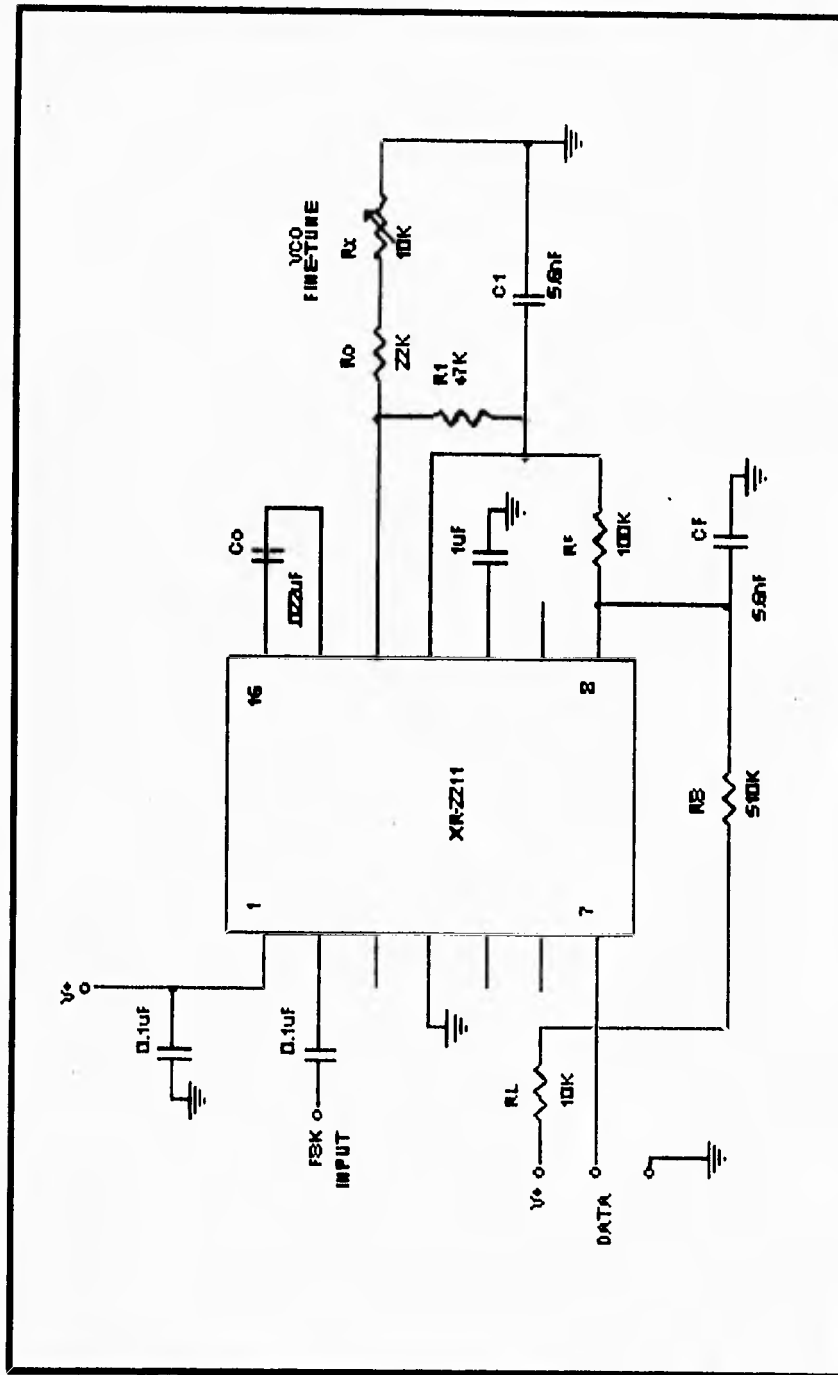


FIG. 3.7.2 DIAGRAMA DEL DEMODULADOR UTILIZADO.

### III.8 Despliegado de la información.

#### III.8.1. Interfaz TTL a RS-232

Las conexiones de diferentes circuitos de unidades digitales con niveles de voltaje distintos para 1 y 0 lógicos requieren de alguna clase de interfaz. Las unidades de interfaz pueden categorizarse como unidades ya sea excitadoras o receptoras. Esencialmente, un receptor acepta entradas, proporcionando una elevada impedancia de entrada para minimizar el efecto de carga para la señal que se esté alimentando a esa entrada. Un circuito excitador produce la señal de salida a niveles de voltaje o corriente adecuados para operar varias cargas o para operar dispositivos tales como relevadores, indicadores y unidades de potencia.

El estándar más popular para interfaz entre señales de sistemas digitales de la industria de la electrónica es la RS-232. Esta interfaz establece un nivel de voltaje de -12V para un 1 lógico y un nivel de +12V para un 0 lógico. Por otro lado, los circuitos TTL operan con señales definidas como +5V y 0V para el 1 y 0 lógicos respectivamente.

La señal de salida del subsistema de tierra del acelerómetro (receptor-demodulador) se dispone en formato TTL y va a ser alimentada a una computadora personal para producir una salida gráfica (mediante un programa de software específico) a través del monitor de ésta, por lo que resulta necesario entonces proporcionarle las señales adecuadas, que se hallan establecidas por medio de la interfaz RS-232.

La familia MAX220-MAX249 de drivers/receptores esta diseñada para todas las interfaces de comunicación EIA-232E, V.28/V.24 y en

particular para aplicaciones donde niveles de  $\pm 12V$  no se tienen disponibles.

Todos los miembros de la familia excepto el MAX231 y MAX239 necesitan solamente una fuente sencilla de +5V para su operación. Los drivers/receptores RS-232 contienen convertidores de voltaje los cuales convierten la entrada de potencia de +5V a los  $\pm 10V$  necesarios para generar los niveles de salida RS-232.

Debido a que muchas aplicaciones RS-232 necesitan a ambos drivers y receptores, la familia incluye a éstos en el mismo chip.

Algunas posibles aplicaciones para estos C.I. pueden ser: computadoras portátiles, modems de baja potencia, Interfaz de conversión, etc.

El componente seleccionado para realizar la conversión requerida en este proyecto es el MAX232A, este C. I. sólo requiere de 5 capacitores externos de  $0.1 \mu F$  y una fuente sencilla (como se mencionó anteriormente) de +5V para operar adecuadamente. Las entradas en niveles TTL se acoplan directamente a los pines 10 u 11 del chip y las salidas en niveles RS-232 se tienen a disposición en los pines 7 ó 14 respectivamente. En el apéndice I se incluye la hoja de especificaciones y diagramas de conexión de este C.I.

### III.8.2. Desplegado de la información en la Computadora Personal.

Para llevar a cabo el desplegado de la información en la P.C. se requirió de un programa elaborado por los especialistas en software del P.U.I.D.E. Las especificaciones de los datos de entrada al programa

fueron las definidas a lo largo de este capítulo (más particularmente en los subcapítulos III.5.3 y III.8.1), se resumen a continuación:

- Cuatro canales seriales de entrada multiplexados equitemporalmente en formato RS-232.
- Una velocidad de transmisión de 1200 bauds.
- Un bit de start de nivel alto, 8 bits de datos y un bit de stop para cada byte de información.

La salida que el programa debe proporcionar es el desplegado de las cuatro señales en el monitor de la P.C.

### **III.9 Propuesta de medición de la Altura y Seguimiento Visual.**

#### **III.9.1 Altimetro.**

Una parte fundamental del desarrollo del programa de sondas cohetes del PUIDE, es la de obtener parámetros importantes como son la aceleración, la velocidad y la altura alcanzada por las sondas cohetes en los primeros lanzamientos, con el fin de perfeccionar el diseño de los mismos.

Las mediciones de la aceleración nos permite obtener la velocidad del móvil, mediante la derivada de la aceleración; faltando el parámetro importante de la altura alcanzada por la sonda cohete.

La obtención de la altura se complica un poco, y no es tan sencillo como derivar la velocidad del móvil para obtener la distancia recorrida, como algunos nos podríamos imaginar. Los primeros lanzamientos programados se espera que alcancen 10 km de altura, no suficientes como para ponerlos en órbita, por lo cual se tendrá una trayectoria de lanzamiento similar a un tiro parabólico, que podría variar debido a problemas de inestabilidad en la aerodinámica de la sonda cohete, por lo que se complica el cálculo de la altura en base a una metodología matemática de tiro parabólico.

Debido a lo inestable que podrían ser los primeros lanzamientos, se presenta la necesidad de una medición directa de la altura alcanzada, proponiéndose un sensado continuo de la misma durante el vuelo.

La propuesta que a continuación se presenta sobre la forma de sensado continuo de la altura del cohete, presenta algunas limitaciones que habría de evaluarse en un exhaustivo análisis para su posible implementación; se hace la aclaración en que esto sólo es una propuesta

### **III.9 Propuesta de medición de la Altura y Seguimiento Visual.**

#### **III.9.1 Altimetro.**

Una parte fundamental del desarrollo del programa de sondas cohetes del PUIDE, es la de obtener parámetros importantes como son la aceleración, la velocidad y la altura alcanzada por las sondas cohetes en los primeros lanzamientos, con el fin de perfeccionar el diseño de los mismos.

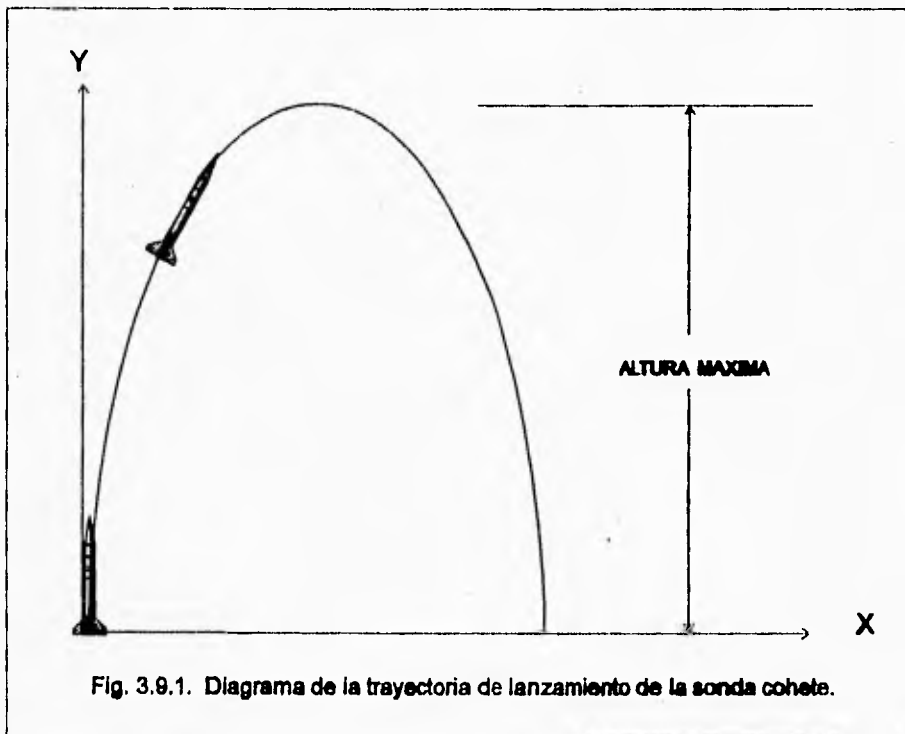
Las mediciones de la aceleración nos permite obtener la velocidad del móvil, mediante la derivada de la aceleración; faltando el parámetro importante de la altura alcanzada por la sonda cohete.

La obtención de la altura se complica un poco, y no es tan sencillo como derivar la velocidad del móvil para obtener la distancia recorrida, como algunos nos podríamos imaginar. Los primeros lanzamientos programados se espera que alcancen 10 km de altura, no suficientes como para ponerlos en órbita, por lo cual se tendrá una trayectoria de lanzamiento similar a un tiro parabólico, que podría variar debido a problemas de inestabilidad en la aerodinámica de la sonda cohete, por lo que se complica el cálculo de la altura en base a una metodología matemática de tiro parabólico.

Debido a lo inestable que podrían ser los primeros lanzamientos, se presenta la necesidad de una medición directa de la altura alcanzada, proponiéndose un sensado continuo de la misma durante el vuelo.

La propuesta que a continuación se presenta sobre la forma de sensado continuo de la altura del cohete, presenta algunas limitaciones que habría de evaluarse en un exhaustivo análisis para su posible implementación; se hace la aclaración en que esto sólo es una propuesta

sobre el problema surgido en el caso de la medición de la altura, pudiendo presentarse otras alternativas para la misma, que habrán de evaluarse en una posterior etapa del programa que el PUIDE ha establecido en su avance.



La propuesta del sensado continuo de la altura, consta de dos secciones principales: un sensor de presión y una tarjeta de acondicionamiento de la señal.

La parte fundamental del sensado de la presión es conocer la presión atmosférica a cada punto determinado de la trayectoria de vuelo. Como se sabe, la presión atmosférica varía en forma lineal con respecto a



la altura sobre el nivel del mar, al aumentar la altura la presión decrecerá linealmente conforme se registra un aumento en la altura. Conociendo la lectura de la medición de la presión atmosférica se obtiene fácilmente la altura, ya que se conoce con exactitud las presiones atmosféricas en condiciones normales para las diferentes alturas sobre el nivel del mar.

Como se observa en la fig. 3.9.1, la lectura de la altura depende directamente de la trayectoria de vuelo de la sonda cohete sobre el eje Y, no dependiendo de la trayectoria en los ejes X y Z, en un plano coordenado tridimensional. Por lo que la propuesta del altímetro sobre el sensado de la presión atmosférica elimina la problemática de una trayectoria inestable en un lanzamiento y así poder tener una lectura de la altura más confiable.

#### **Problema.**

El sensor de presión presenta algunos problemas técnicos como los que se describen a continuación. Si el sensor se aloja dentro del cohete, presentaría un grave problema, ya que como el cohete está totalmente cerrado en su estructura, el sensor mediría la presión absoluta dentro del cohete lo que no serviría de nada. Como solución a este problema se presentan dos alternativas:

La primera es colocar el sensor en la parte superior del cohete y cerca de una pequeña abertura (agujero) en la estructura del mismo, de tal forma que el sistema interno tenga contacto con las condiciones atmosféricas reales del exterior del cohete. De esta forma el sensor mediría las presiones barométricas permitiendo la medición de la altura del cohete. El desplazamiento del móvil a estas velocidades provoca que se forme una capa laminar en la parte externa de la estructura del cohete

sonda, así como la turbulencia en las zonas cercanas a la tobera del mismo, lo que provoca condiciones totalmente diferentes a las necesarias para el sensado de la presión; por lo que se propone como se indicó, la instalación del sensor en la parte superior alejado lo más posible de la turbulencia en la tobera. Se estima que la capa laminar formada en el agujero de la estructura del cohete necesaria para la medición, permitiría un sensado de la presión atmosférica externa un poco alejada a la real, de tal forma que se tendrían registros de altura no muy confiables en la trayectoria de vuelo. Esta solución presenta una desventaja grave, la circuitería electrónica estaría en contacto con el flujo de aire que podría entrar por dicho agujero.

La segunda alternativa es presentada en la figura 3.9.2, como se puede observar, se propone un ducto de entrada de aire y un ducto de escape, de tal forma que se elimine el problema de la capa laminar en el cuerpo del móvil y además aseguramos que la parte interna del cohete esté totalmente aislada del exterior. La desventaja se presenta en la posición del sensor, ya que en este punto mediría la presión presentada por la presión atmosférica mas la presión dinámica ejercida por el golpe del aire debida a la velocidad de desplazamiento del móvil:

$$P_{\text{absoluta}} = P_{\text{atmosférica}} + P_{\text{dinámica}} \quad (3.9.1)$$

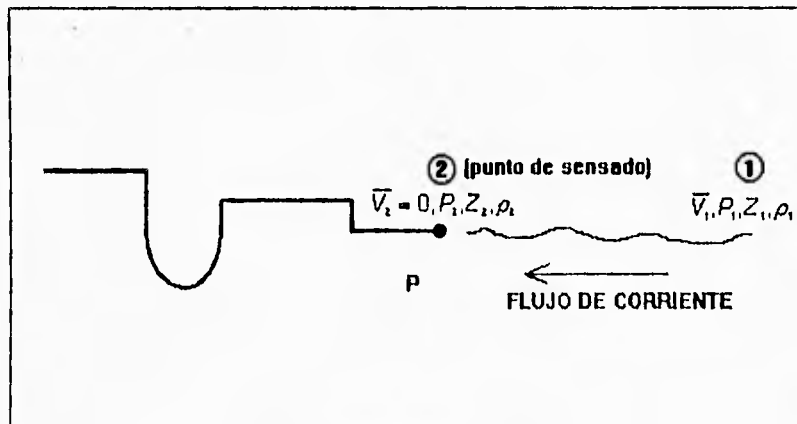
Teniendo en el sensado, valores de presión absoluta. Se propone un cálculo matemático para ser procesado en tierra para la obtención de la Presión atmosférica:

De la 1ª ley de la termodinámica para sistemas abiertos (ecuación 3.9.2), se obtiene la ecuación de Bernoulli (ecuación 3.9.3), que se aplica en casos muy sencillos de línea de corriente y flujo incompresible.

$$\dot{Q} + \dot{W} = \dot{m}[\frac{1}{2}(\bar{V}_2^2 - \bar{V}_1^2) + g(Z_2 - Z_1) + U_2 - U_1 + P_2V_2 - P_1V_1] \quad (3.9.2)$$

$$\frac{1}{2}\bar{V}_1^2 + gZ_1 + P_1V_1 = \frac{1}{2}\bar{V}_2^2 + gZ_2 + P_2V_2 \quad (3.9.3)$$

Idealizando el sistema, como se muestra en la figura siguiente, donde se ilustra el caso contrario al sistema real, en el cual el punto de sensado es fijo y tenemos un flujo de corriente con una determinada velocidad, incidiendo en el punto de sensado.



Para cuestiones de análisis en termodinámica se supone que la velocidad en la frontera del sistema es cero  $\bar{V}_2 = 0$ , para el caso de la altura  $Z_2$  y  $Z_1$  se estiman como  $Z_2 = Z_1$ , por lo que de la ecuación 3.9.3 se tiene:

$$P_2 v_2 = \frac{1}{2} \bar{V}_1^2 + P_1 v_1 \quad (3.9.4)$$

Sustituyendo  $v=1/\rho$  y considerando a  $\rho = \text{cte.}$  (densidad constante) en el sistema:

$$\frac{P_2}{\rho} = \frac{\bar{V}_1^2}{2} + \frac{P_1}{\rho}$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \rho \bar{V}_1^2 + P_1 \quad (3.9.5)$$

donde  $P_2 =$  Presión sensada.  
 $P_1 =$  Presión atmosférica.  
 $\bar{V}_1 =$  Velocidad del móvil.

o sea:

$$P_{\text{atm}} = P_{\text{sensada}} - \frac{1}{2} \rho_{\text{aire}} \bar{V}^2_{\text{móvil}} \quad (3.9.6)$$

De la ecuación (3.9.6.), como se conoce la presión sensada  $P_{\text{sensada}}$  y la  $V_{\text{móvil}}$  (velocidad del cohete) obtenida en un punto determinado de la trayectoria a través del acelerómetro, obtendremos la presión atmosférica y de esta manera la altura del móvil.

Como consecuencia del desarrollo anterior, se propone la implementación de la segunda alternativa para el sistema del altímetro.

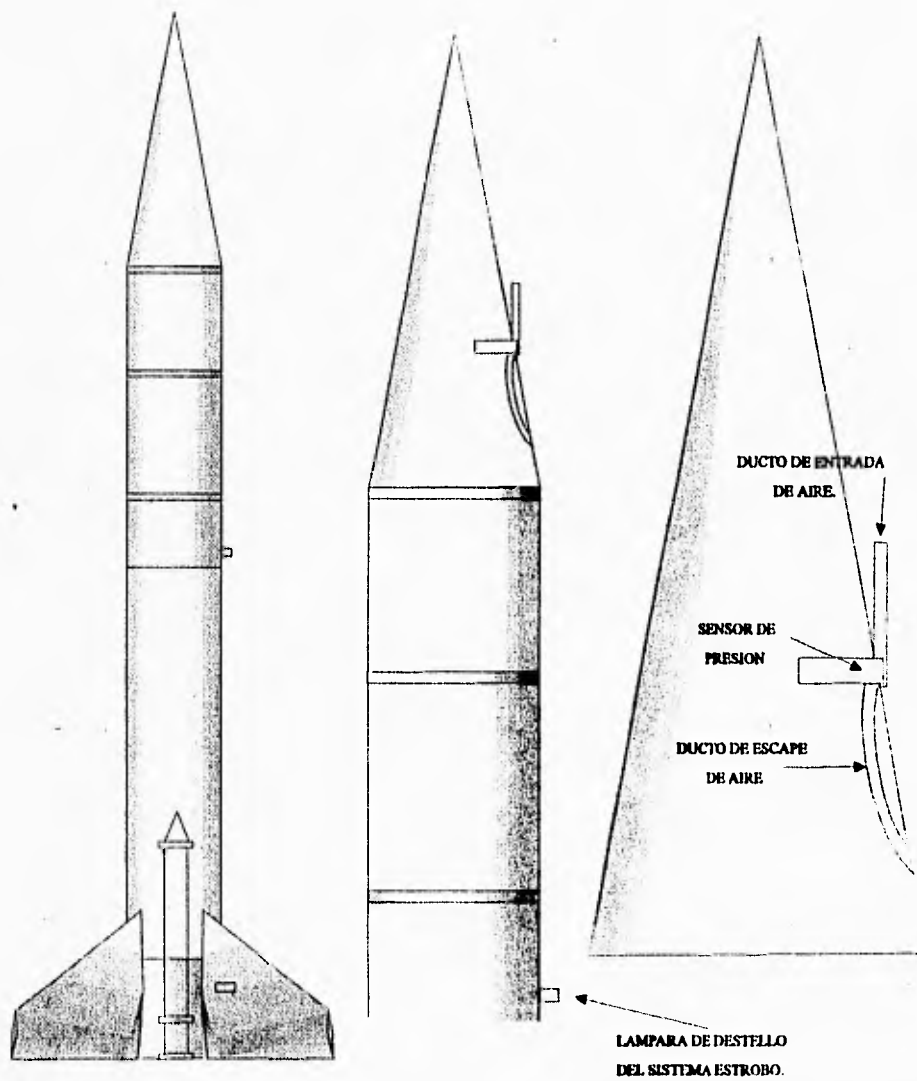


FIG. 3.9.2. PROPUESTA PARA LA INSTALACION DEL SENSOR DE PRESION PARA EL ALTIMETRO.

Implementación.

La etapa de sensado consta de dos partes, el sensor de presión absoluta y la parte de acondicionamiento de señal, como lo indica la fig. 3.9.3.

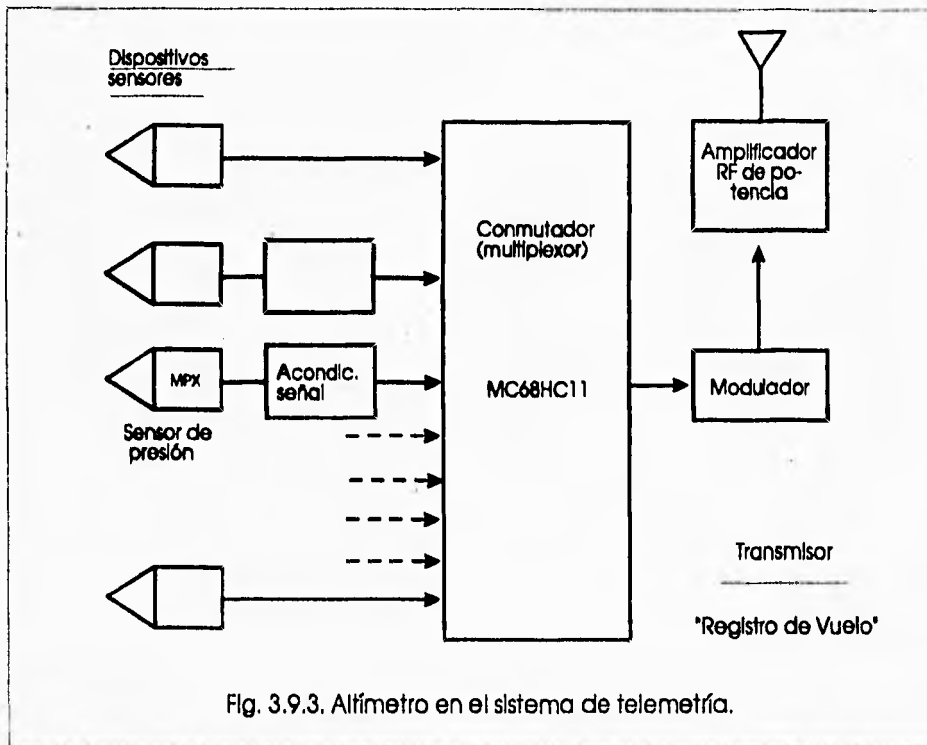


Fig. 3.9.3. Altímetro en el sistema de telemetría.

La unidad del altímetro tomará una muestra de la presión con una frecuencia de 30 muestras/seg. y la lectura será codificada para ser enviada inmediatamente a tierra, como en el caso del acelerómetro desarrollado en esta tesis.

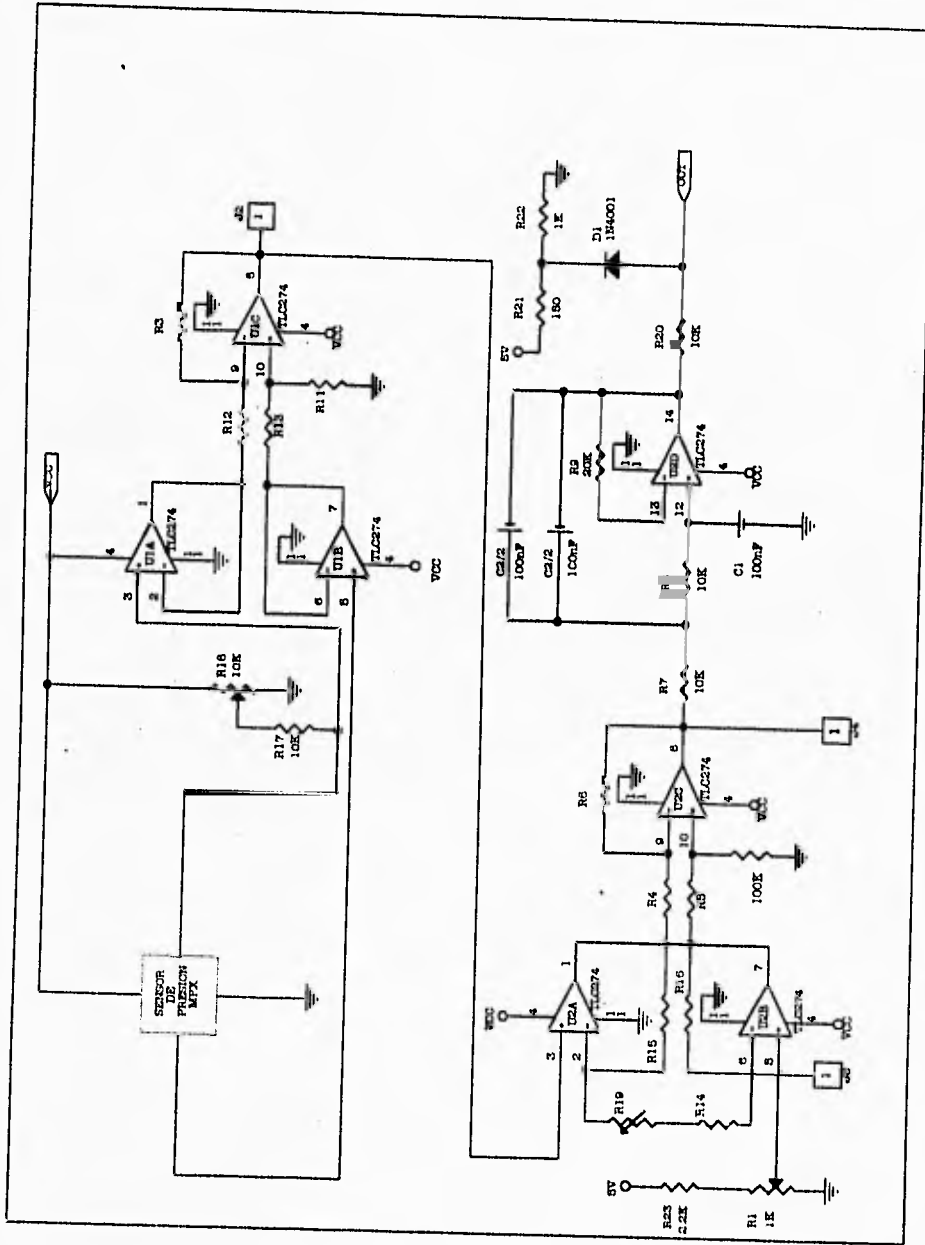


FIG. 3.9.4 CIRCUITO UTILIZADO PARA EL SENSADO Y ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

El sistema en su totalidad será parte del sistema de telemetría del cohete sonda, formada de dos secciones: la sección de "registro de vuelo" que va en el cohete, y el módulo en tierra "estación terrena" usada para recibir, procesar y desplegar los datos registrados del vuelo.

El sensor de presión propuesto es el MPX 2200 ASX de Motorola Inc. La serie de sensores MPX es de alta resolución y son ampliamente usados en el área biomédica, automotriz y en general aplicaciones industriales. Las hojas de especificaciones se muestran en el apéndice J.

El sensor mide presiones absolutas y tiene una salida de voltaje que varía de 0 a 40 mV, lo cual es proporcional a la presión medida, como se observa en la gráfica de presión vs. salida de voltaje. La presión absoluta variará con respecto a la altura y la velocidad del móvil.

El sensor posee una sensibilidad de 0.2 mV/kPa y es alimentado con un voltaje de 10 Vdc, además de estar compensado contra temperatura.

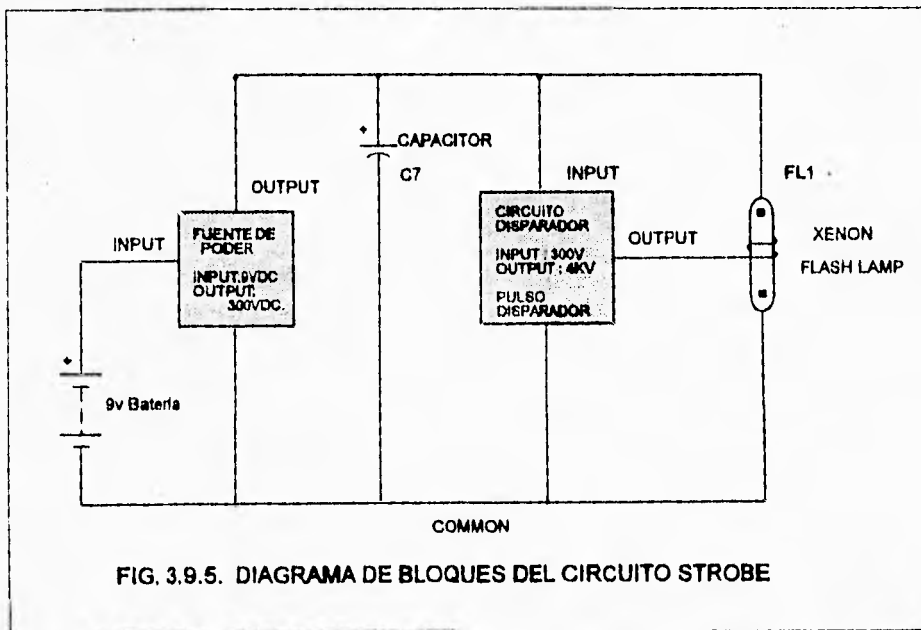
La figura 3.9.4 muestra el circuito propuesto para el sensado y acondicionamiento de la señal. Como puede apreciarse en el circuito, la sección de acondicionamiento es la misma que se utiliza para el acelerómetro, salvo el cambio en la ganancia total, que en este caso debe ser de 60 ( $G_{total} = 60$ ).



### III.9.2 Estrobo.

Uno de los problemas en los primeros lanzamientos de las sondas-cohetes dentro del programa PUIDE, es la recuperación de los móviles lanzados. Los costos del programa serían muy accesibles si se implementan cohetes-sondas recuperables, de tal forma que sean reutilizables. Se ha pensado en la implementación de un sistema de paracaídas que está en manos del equipo de diseño aerodinámico. Como una alternativa de funcionamiento conjunto con el sistema de paracaídas, se presenta un Sistema de Luz Estroboscópica, que funcione durante y después de la trayectoria de vuelo, de tal forma que nos permita un segundo tipo de rastreo como es el "Seguimiento Visual".

En la fig. 3.9.5 se muestra un diagrama de bloques del sistema de Luz Estroboscópica propuesto.



El sistema propuesto provee un tiempo de funcionamiento aproximadamente de dos horas, tiempo suficiente para localizar y recobrar el cohete-sonda.

Una lámpara de destello Xenón, producirá la luz utilizada para el estrobo. La lámpara de destello produce en una corta duración, un pulso de luz intensamente grande, mediante la conversión de energía almacenada en un capacitor a luz visible. Cada destello del estrobo durará cerca de los 500 microsegundos.

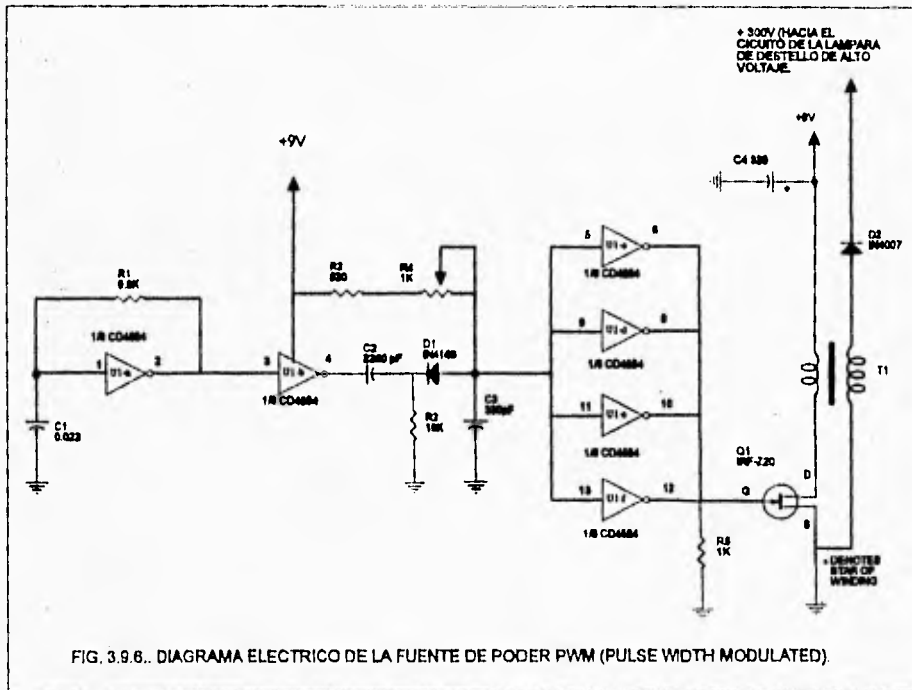
Es la alta intensidad en el pulso de luz lo que produce un alto rango de visibilidad, sin embargo el estrobo necesita una pequeña cantidad de energía en la entrada del sistema.

El circuito del estrobo tiene cuatro partes básicas, como se muestra en la figura 3.9.5. La primera es la fuente de poder, la cual debe ser capaz de producir cerca de 300 volts de una batería de 9 volts. Este alto voltaje es requerido para sustentar el arco dentro de la lámpara de destello después del disparo, mediante un capacitor C7.

La segunda parte es un capacitor C7 necesario para almacenar la energía que utilizará la lámpara de destello FL1. La luminosidad del pulso del estrobo es directamente proporcional al valor del capacitor o a la cantidad de energía que el capacitor pueda almacenar.

La tercera parte es un circuito disparador, para producir un pulso muy alto de voltaje para encender la lámpara de destello FL1. Un pulso típico de encendido tiene una amplitud de 4000 volts, y son unos cuantos microsegundos de duración. El pulso de disparo está adecuadamente acoplado al gas Xenón dentro de la lámpara FL1. Cuando los átomos suficientes dentro FL1 están ionizados por el pulso, y si el capacitor tiene suficiente carga, el gas conduce completamente esta carga,

descargándose rápidamente el capacitor C7 y así produciéndose el destello intenso de luz. La luz se genera inmediatamente en la conducción y continúa hasta que la carga del capacitor C7 caiga a los 50 volts. La lámpara se apaga por si misma en este punto para renovar el ciclo después de que el voltaje en el capacitor se reconstruye nuevamente.



Por último, la cuarta parte es una lámpara flash Xenón FL1; hay varias formas y diseño, se propone usar una pequeña de tipo recto.

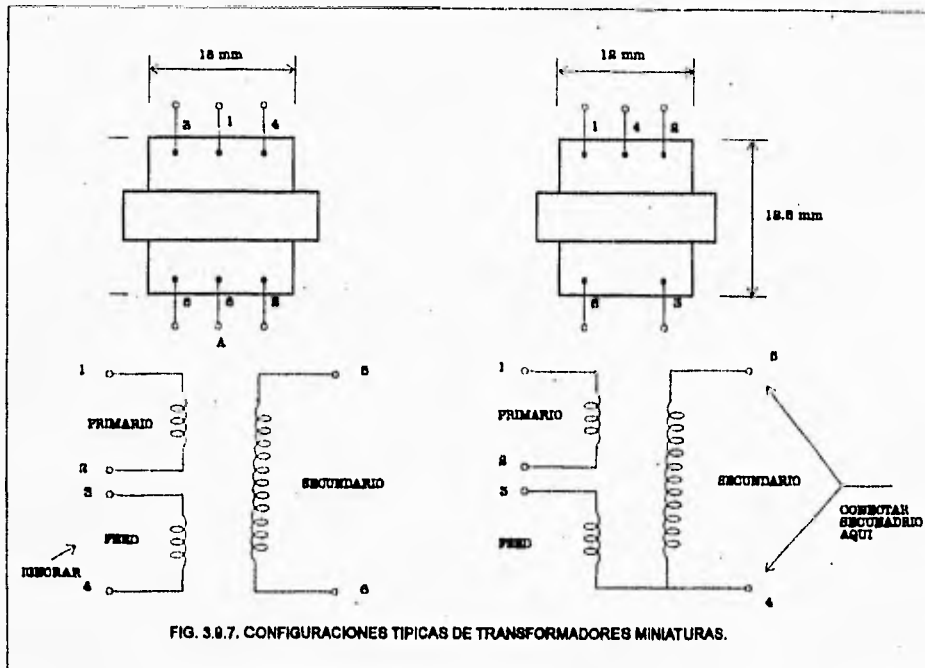
En la figura 3.9.6 se presenta el diagrama eléctrico de la fuente de poder propuesta, capaz de tener en su salida 300V DC, de una pila de 9V. La fuente maneja la máxima eficiencia usando un hex FET, un PWM Modulador de Ancho de Pulso (realizado con un HEX INVERTER 4584) y

un transformador miniatura como los que contienen los flash integrados de las cámaras, que son capaces de transformar a cientos de volts, el voltaje de una pequeña fuente de alimentación.

La fuente de poder utiliza un integrado CD4584 CMOS que contiene 6 salidas. La compuerta U1-a es configurada como un oscilador. Con los valores propuestos el oscilador opera a 6kHz, se tendrá que experimentar con diferentes frecuencias usando diferentes valores de C1 y R1 para obtener la máxima salida del transformador a utilizar.

La compuerta U1-b se dispone de la salida de U1-a y alimenta una onda cuadrada a C2, C3, R2, R3, D1 y R4. El potenciómetro de ajuste R4 controla el ciclo de trabajo del pulso resultante. Cuando R4 es ajustado a su máxima resistencia, el máximo ancho de pulso y potencia están disponibles en el circuito.

Las restantes compuertas (U1-c, U1-d, U1-e y U1-f) sirven para amplificar e invertir la salida de la parte PWM del circuito. La señal es alimentada hacia el IRF-Z20 hex FET, quien en un nivel super bajo (estado encendido), la resistencia de solamente 0.07 ohm switchea el primario de T1 con gran fuerza. La resistencia de Pull- down mantiene el IRF-Z20 totalmente apagado durante el estado de 0 lógico de las compuertas U1-c a U1-f. La salida es rectificada por el diodo D2, y es usado para alimentar el circuito de disparo y la lámpara de destello del estrobo. En la figura 3.9.7 se muestran unas configuraciones típicas de transformadores miniatura.



La figura 3.9.8 muestra el circuito disparador para prender la lámpara de destello. Se puede ajustar el intervalo de destello, desde uno cada varios segundos o hasta uno cada dos segundos usando el potenciómetro R4. Se deberá experimentar con diferentes valores de capacitores C7 para obtener la salida de luz deseada al intervalo de destello deseado. Debido al tiempo que durará la trayectoria de vuelo, se propone un intervalo de pulsación o destello de uno por segundo en días muy nublados. Para días normales un destello más lento y brillante es ideal, cuando la visibilidad del destello es mucho menor.

Una batería de larga duración (para un intervalo de destello bajo) es posible ajustando al mínimo R4. Se recomienda el uso de una batería recargable de níquel-cadmio de 9 volt. También se puede usar una batería

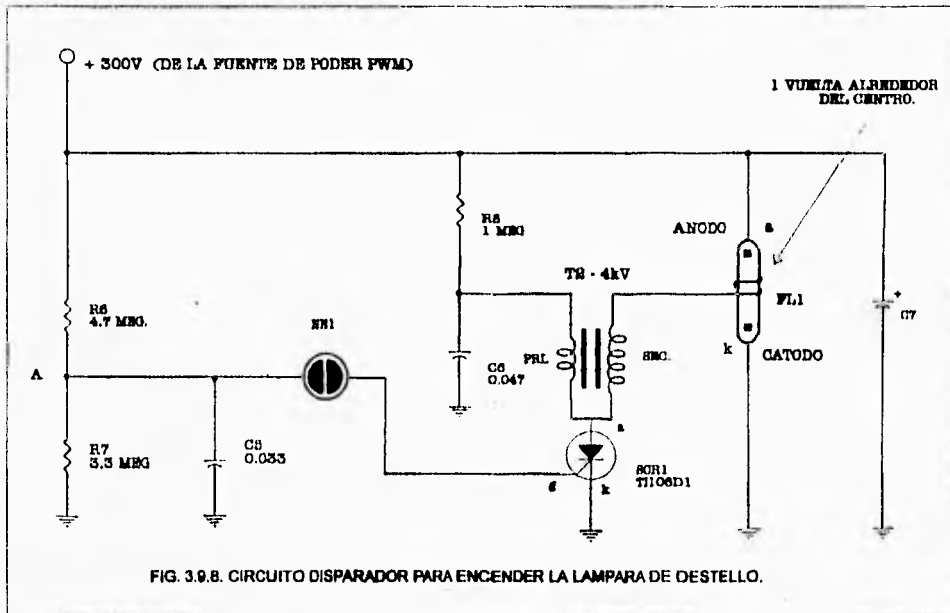


FIG. 3.9.8. CIRCUITO DISPARADOR PARA ENCENDER LA LAMPARA DE DESTELLO.

alcalina. Las baterías de carbón no son recomendables, debido a la poca potencia que podría entregar al circuito estrobo. El promedio de consumo de la corriente del estrobo a 9V, es bajo.

El circuito disparador usa un interesante truco. Un transformador pequeño T2-4kV es aterrizado vía un SCR conectado a su primario. Cuando el punto A alcanza los 120V de encendido de la lámpara de Neón NE1, ésta se enciende y conduce corriente del capacitor C5 hacia la compuerta del SCR encendiéndolo; en este instante el SCR es switchado a estado de encendido y la carga del capacitor C6 es rápidamente drenada a través del devanado primario del T2 y el SCR a tierra. Cuando el SCR es switchado a estado de apagado, se presenta una corriente inversa en el devanado primario, que a su vez induce un

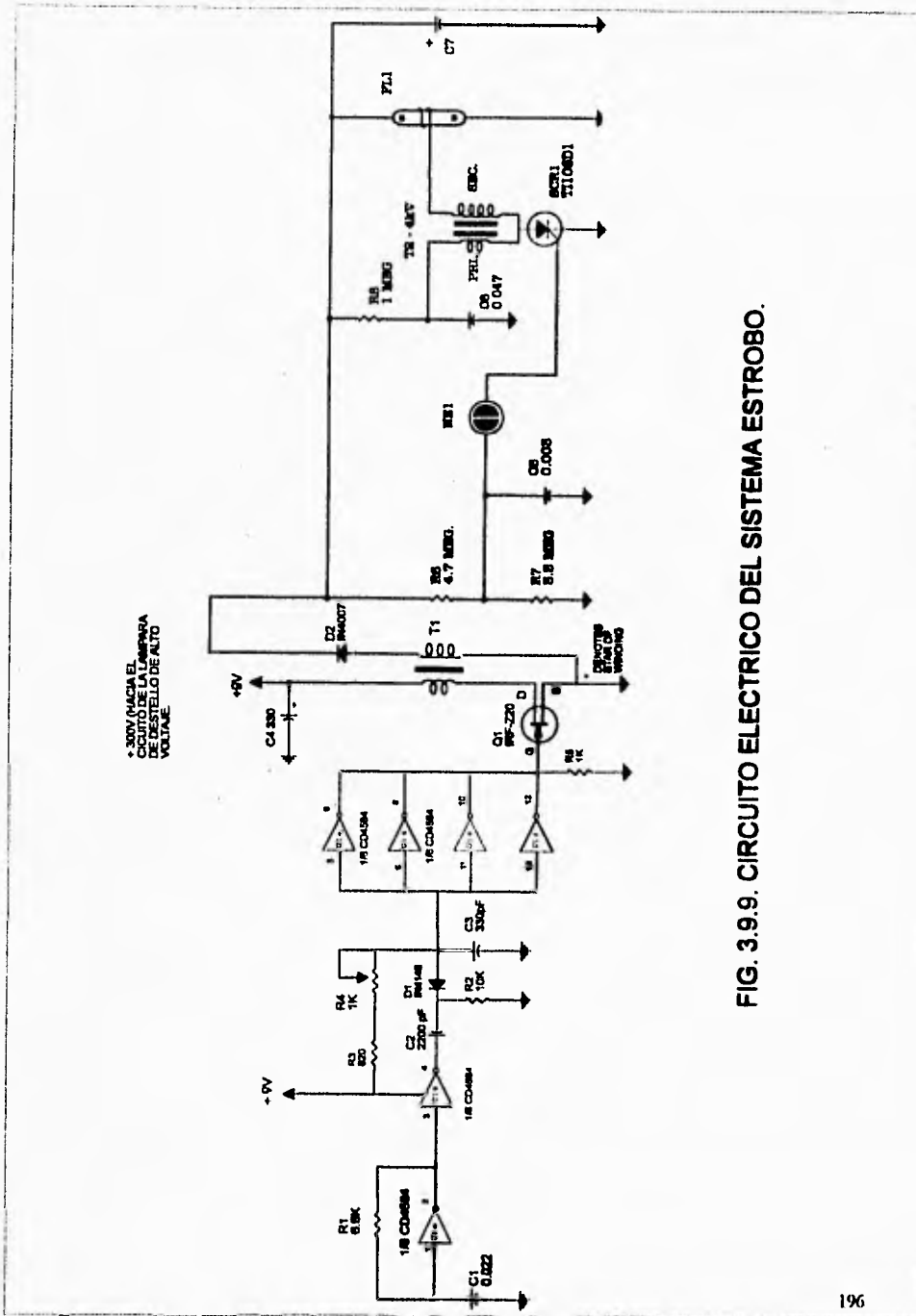
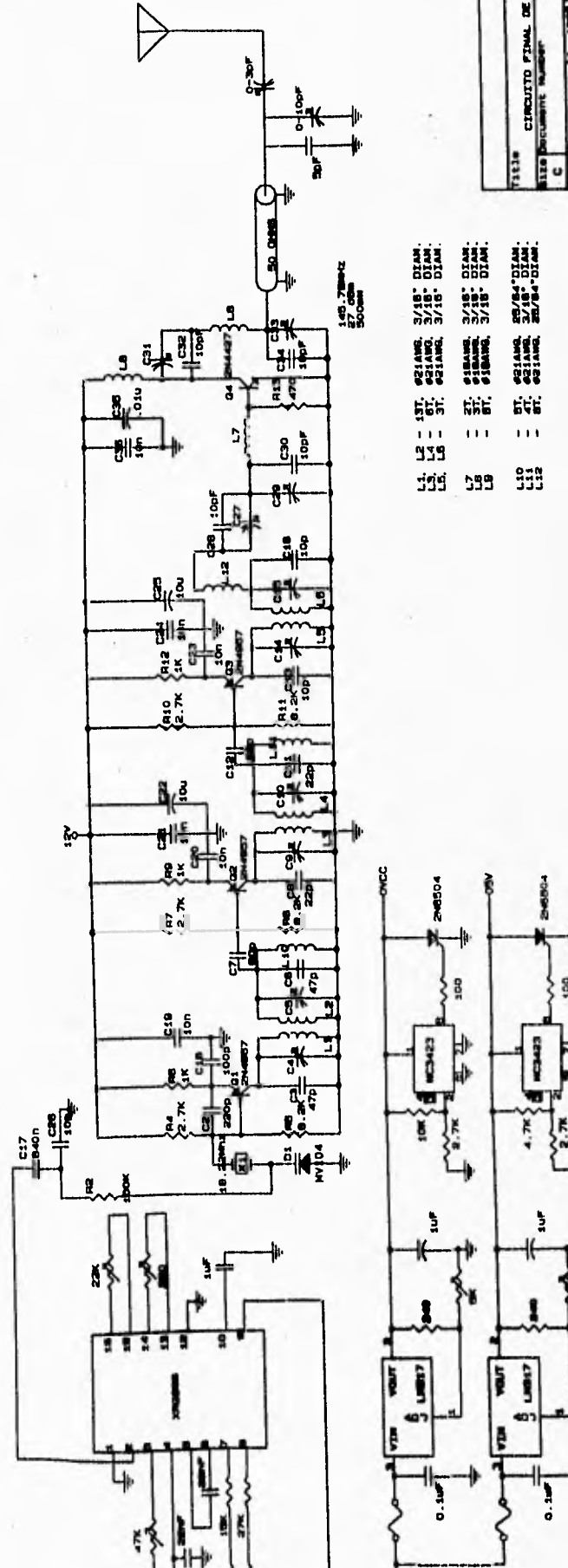
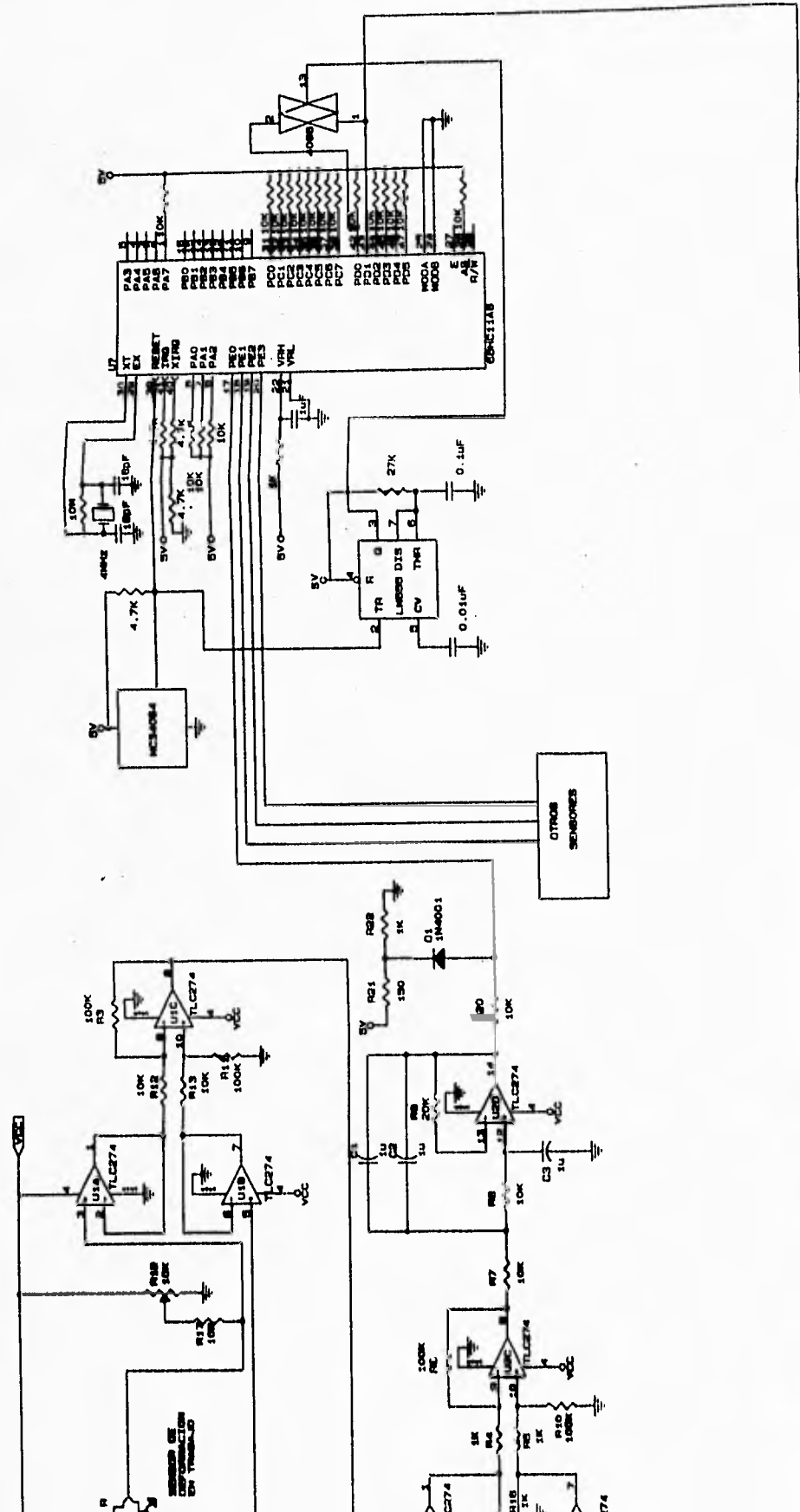


FIG. 3.9.9. CIRCUITO ELECTRICO DEL SISTEMA ESTROBO.

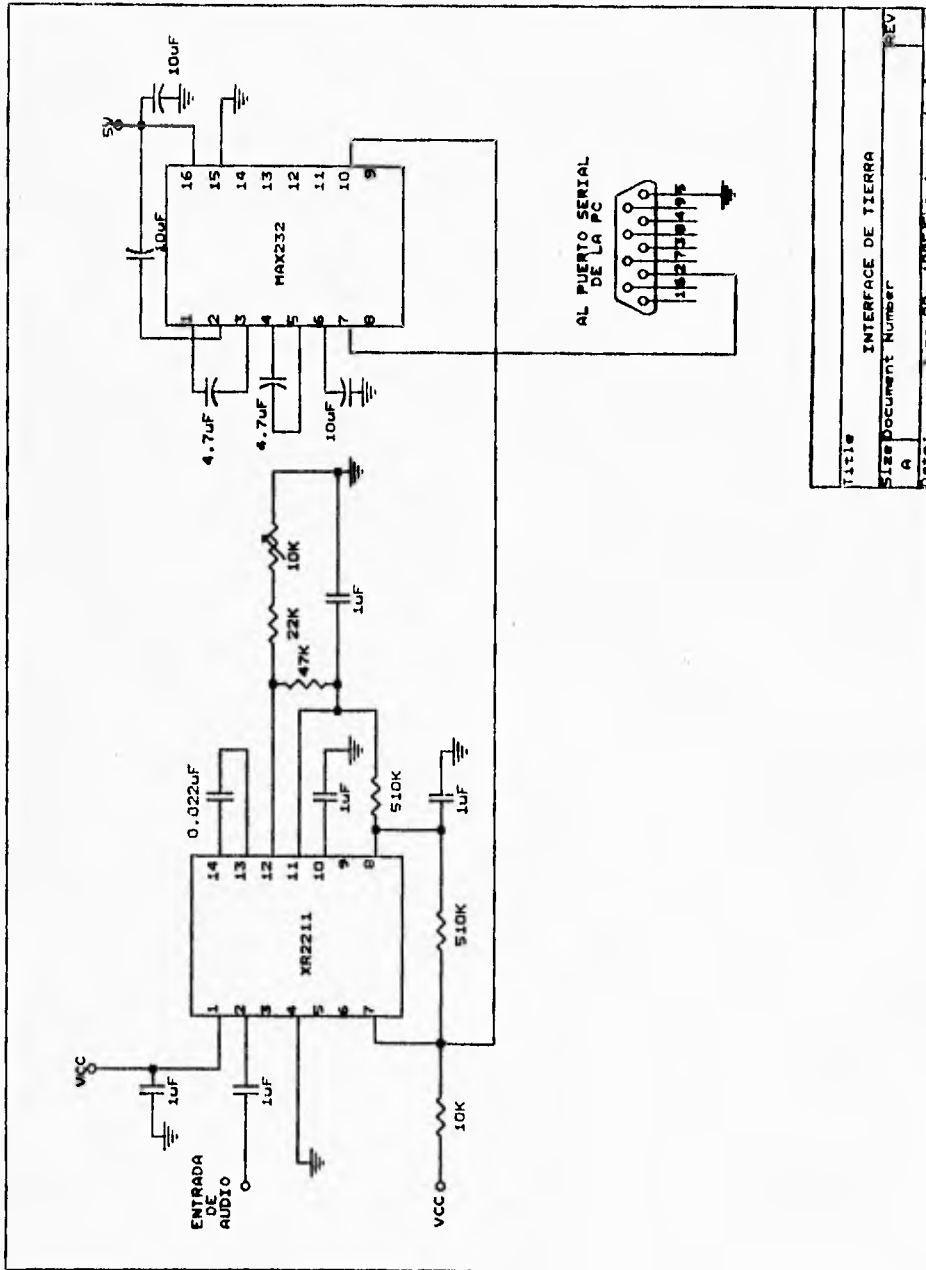
pulso de alto voltaje 4kV en el devanado secundario, que es aplicada a la lámpara de destello FL1 causando que ésta se encienda. Al encenderse FL1 se produce un arco conductor que descargará rápidamente al capacitor C7, produciéndose un destello luminoso de alta potencia. Este simple y barato circuito de disparo, acciona el SCR cuando la carga en el capacitor C7 almacena la carga suficiente para sustentar el destello de luz dentro de FL1. Un divisor de voltaje consistente en las resistencias R6 y R7, asegura que aproximadamente los 300 volts estén almacenados en C7 antes de que la lámpara de Neón NE1 se encienda. Las lámparas de Neón están diseñadas para encender a diferentes voltajes, se propone una lámpara de Neón que encienda alrededor de los 120 volts DC.

En la figura 3.9.9 se muestra el diagrama eléctrico completo del circuito estrobo propuesto.





- L1 L2 - 1ST. 621ANG. 3/16" DIAM.
- L3 L4 - 2ND. 621ANG. 3/16" DIAM.
- L5 L6 - 3RD. 621ANG. 3/16" DIAM.
- L7 L8 - 4TH. 621ANG. 3/16" DIAM.
- L9 L10 - 5TH. 621ANG. 3/16" DIAM.
- L11 L12 - 6TH. 621ANG. 3/16" DIAM.



### III.11. Conclusiones

El desarrollo de cohetes sonda atmosféricas dentro del P.U.I.D.E., proporcionará a la comunidad uiversitaria la posibilidad de colocar experimentos a alturas de hasta 100 km, este es el objetivo principal del programa de cohetes sonda atmosféricas. En la etapa principal y para el desarrollo de esta tesis, la sonda atmosférica se espera que alcance hasta 10 km solamente, pero se tiene contemplado que el trabajo realizado en esta tesis se pueda seguir utilizando como base de los sistemas que irán requiriéndose para las etapas siguientes dentro del programa hasta llegar al objetivo final que es alcanzar los 100 km.

Al inicio de este trabajo se tenían ciertas especificaciones que tuvieron que ir cambiando conforme se fué avanzando y se fueron presentando ciertos problemas. En un principio, se había pensado enviar la información a 9600 bits/s, pero las restricciones que presentaba el radio receptor relacionado a su limitado ancho de banda nos obligaron a cambiar la velocidad de transmisión a 1200 bits/s. Como se puede ver es una diferencia considerable, pero al analizar el problema se concluyó que 1200 bits/s es una velocidad más que suficiente para la cantidad de información que se maneja. La idea de tener una velocidad de 9600 bits/s surgió de la posibilidad de utilizar el software ya existente para el banco estático de pruebas de los motores de las sondas atmosféricas, pero al haber cambiado a 1200 bits/s, éste ya no podía emplearse, por lo que el equipo de desarrollo de software del P.U.I.D.E. implementará el programa para el sistema de la sonda atmosférica.

De la misma manera, al inicio del proyecto, el sistema de digitalización de los datos se planeó para ser desarrollado con un

microcontrolador MC68HC05, pero debido a que no se pudo contar con una plataforma de desarrollo económica, se tuvo que modificar el diseño para ser realizado con el MC68HC11. El sistema, entonces, fué desarrollado fácilmente y se hicieron diversas pruebas, en un principio el programa en ensamblador se depuró con ayuda del simulador AVSIM11 de Avocet Corp. en una computadora personal, y debido a que este software obviamente no tiene la capacidad de realizar la conversión A/D, se implementó una versión especial del programa para el MC68HC11 que simula ésta parte, de manera las pruebas en esta etapa se centraron en la verificación de la correcta operación de la rutina de la interfaz SCI. La segunda y última etapa de la depuración del programa en ensamblador se realizó con un módulo evaluador MC68HC11EVB, en este punto, las pruebas al programa se enfocaron al funcionamiento de la rutina de conversión A/D y con ésto el programa completo funcionó adecuadamente, respondiendo a las expectativas que se tenían respecto a su correcto desempeño.

Una de las principales experiencias que este trabajo nos ha enseñado es, entre otras más, el haber aprendido a trabajar en un equipo interdisciplinario, en el cual existen investigadores de distintas áreas, como la Química -para el desarrollo de los combustibles de la sonda atmosférica-, la Ing. Mecánica -para el desarrollo de la estructura propia de la sonda y demás cuestiones mecánicas-, La Física -para el análisis de las presiones y temperaturas del motor de la sonda- y La Electrónica y Computación -encargadas de acondicionar y dar una facilidad para el manejo de la información generada.

## **BIBLIOGRAFIA :**

1. **El Hombre y el Espacio,**  
**Colección científica de TIME LIFE.**
  
2. **Transmisión de Información, Modulación y Ruido,**  
**Mischa Schwartz,**  
**McGraw Hill.**
  
3. **Cálculo de Antenas,**  
**A. García Domínguez,**  
**Alfaomega Marcombo.**
  
4. **General Purpose Linear Devices Databook.**  
**National Semiconductor Corp. 1989.**
  
5. **EXAR DATABOOK**  
    **Telecommunication**  
    **Data communication**  
    **Advanced consumer**  
    **Strategic Capabilities.**  
    **Mass Storage**

6. **Manual sobre Telecomunicaciones por Satélite,**  
**CCIR Comité Consultivo Internacional de**  
**Radiocomunicaciones,**  
**UIT Unión Internacional de Telecomunicaciones,**  
**Ginebra, 1985.**
  
7. **Elements of Engineering Electromagnetics,**  
**Nannapaneni Narayana Rao,**  
**Prentice Hall.**
  
8. **Chris Bowick**  
**RF circuit design**  
**Ed. Sams**
  
9. **Donal L. Schilling and Charles Belove**  
**Circuitos electrónicos**  
**Marcombo**  
**México-Barcelona**
  
10. **Robert F. Coughlin and Frederick F. Driscoll**  
**Circuitos integrados lineales y amplificadores**  
**operacionales**  
**Prentice Hall**
  
11. **RF Device data vol. I**  
**Motorola**  
**1989**

12. **RF Device data vol. II**  
**Motorola**  
**1989**
  
13. **Small-signal transistors, FETs and diodes**  
**Motorola**  
**1989**
  
14. **Mechanical Measurements**  
**Thomas G. Beckwith & Roy D. Marangoni**  
**4th Edition. Addison-Wesley Publishing Company**
  
15. **Principles of Guided Missiles and Nuclear Weapons**  
**U.S. Bureau of Naval Personnel**  
**1959**
  
16. **Instrumentation for Engineering Measurements**  
**James W. Dally, William F. Riley & Keneth G.**  
**McConnell.**  
**John Wiley & Sons, Inc. 1984.**
  
17. **Sensores y Analizadores**  
**Harry N. Norton.**  
**Colección Electrónica/Informática**  
**Ed. Gustavo Gili. 1984.**

18. **Operational Amplifiers. Design and Applications.**  
Gerald G. Graeme, Gene E. Tobey & Lawrence P.  
Huelsman.  
Mc.Graw-Hill. 1989.
19. **Motorola Microprocessor, Microcontroller and Peripheral  
Data.**  
Motorola Semiconductors.
20. **MC68HC05-EVM Operating Manual.**  
Motorola Semiconductors.
21. **MC68HC05B6 Advance Information**  
Motorola Semiconductors.
22. **MC68HC11 Reference Manual.**  
Motorola Inc. 1991.
23. **MC68HC11A8 Programming Reference Guide.**  
Motorola Inc. 1990.
24. **Crystal oscillator design and temperature compensation**  
Frerking  
Van Nostrand Reinhold Company 1978
25. **Electronic communications systems**  
Frank R. Dungan  
Delmar publisher Inc. 1993



26. Oscillator design & computer simulation

Randall W. Rhen

Prentice Hall 1990

27. Practical RF power design

Irving M. Gottlieb

McGraw-Hill, inc. 1993

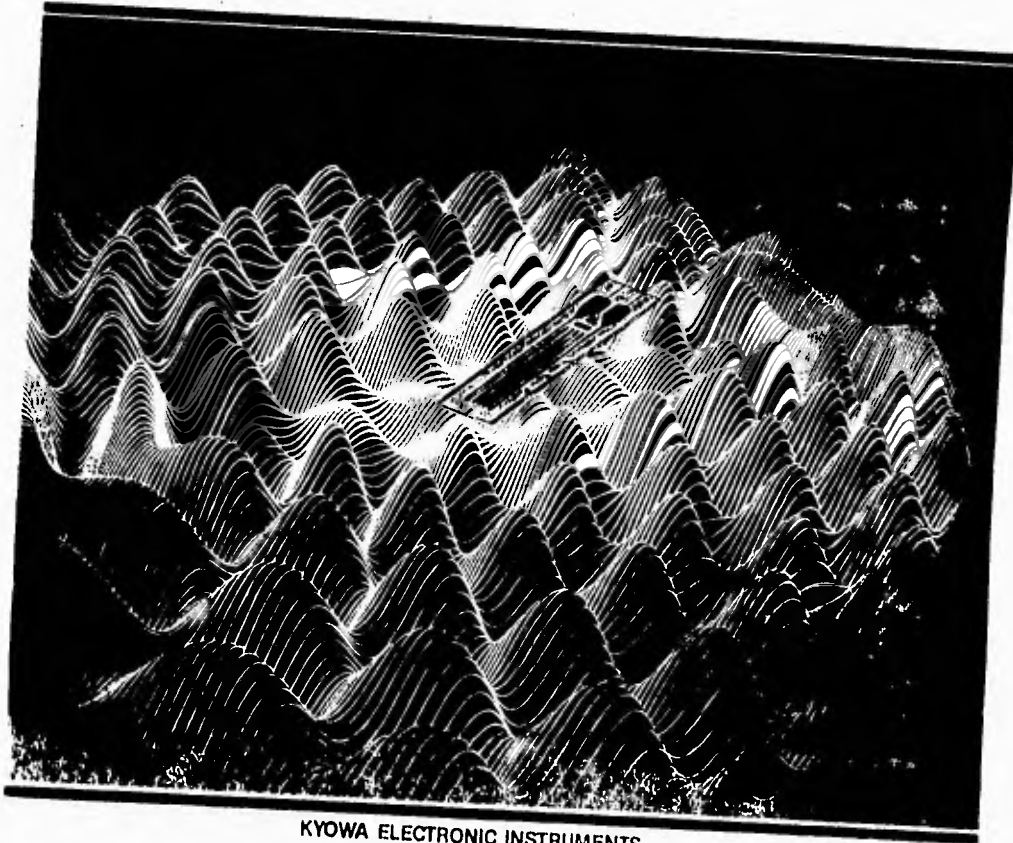
**APENDICE A: ESPECIFICACIONES DEL STRAIN- GAUGE.**

**KYOWA**

CAT. NO. 3003A

# STRAIN GAGES

**A COMPLETE LINE OF HIGH PERFORMANCE STRAIN GAGES AND ACCESSORIES**  
*Meeting the precise requirements of any application in any environment*



**KYOWA ELECTRONIC INSTRUMENTS**

**S**train gages are sensors capable of detecting extremely small mechanical variations as electrical signals.

When bonded to the surfaces of machines or large-scale structures, they can measure any line dimensional changes—known as "strain"—that may occur. From this data it is possible to learn the degree of stress to which the measured object is being subjected, a factor of prime importance in evaluating its strength and safety.

In recent years concern for optimum safety in machines and large structures has increased exponentially. With growing frequency, however, machines are being operated under extremely harsh ambient conditions (extremes of temperature, etc.); furthermore, to achieve optimum economy and performance, they are becoming ever lighter in weight. To satisfy these mutually conflicting conditions, demands now call for designs of ever higher sophistication. Here is where strain gages play a critical role. As the importance of stress measurement increases, strain gages are being widely used to evaluate stress in everything from automobiles and aircraft to bridges and dams.

Today strain gages also serve another major function as sensor components capable of converting various physical values (force, pressure, acceleration, displacement, torque, etc.) to electrical signals. In this capacity they are broadly adopted for use in research, testing and measurement control.

Over four decades have passed since strain gages were first manufactured in Japan. At the vanguard among all manufacturers today is Kyowa Electronics, a producer of high-performance strain gages of all kinds, to withstand environmental demands of all kinds. Kyowa excels both in its abundant experience in the field

and in its unbroken technical expertise. All Kyowa strain gages are subjected to a wide battery of tests to ensure the highest quality control standards in the industry.\*

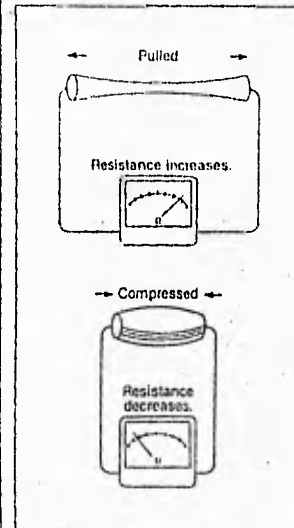
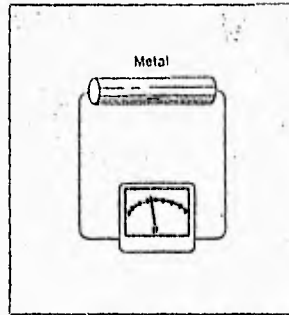
\*All Kyowa products are tested for conformity with the following standards: NAS 942 (National Aerospace Standard, U.S.A.), VDI/VDE 2635 (Verein Deutscher Ingenieure/Verband Deutscher Elektrotechniker, Germany) and OIML International Recommendation No. 62 (Organisation Internationale de Metrologie Legale).

## Principle of strain gages

**When pulled or compressed, a metal changes its electrical resistance.**

This change is proportionate to the magnitude of occurring elongation or compression.

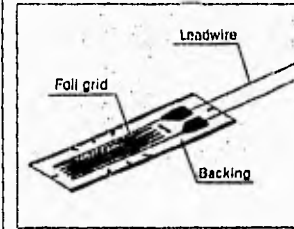
That is, a strain, tensile or compressive, of a metal can be detected by measurement of a change of electrical resistance.



## The structure of a strain gage

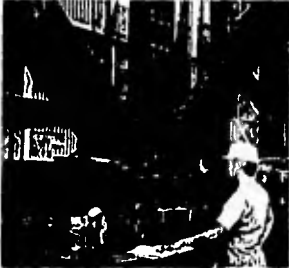
A strain gage is so constructed that a metal resistor element, i.e. a metal foil grid, is formed on a carrier matrix (backing) made of an insulation material such as plastics.

This metal resistor element changes its electrical resistance in proportion to the magnitude of an external load applied.



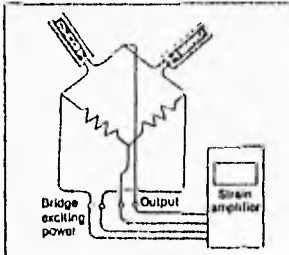
**A strain gage is bonded to the surface of a measuring objective.**

A strain gage is bonded to the surface of a measuring objective using an exclusive adhesive. A strain gage is then elongated or compressed in one body with a measuring objective.



**Strain amplifier is a must.**

A change of electrical resistance thus detected is very small. Generally, this detection is made in the form of a voltage signal from a strain-gage bridge circuit. Hence, there is the need for a strain amplifier which excites a bridge circuit and sufficiently amplifies a generated signal.



**A strain gage also serves as a sensor device.**

Strain gages are actively serving in all industrial and research fields as not only efficient measures of stress measurement but also sensor devices with which all physical variables are converted into electric signals.

• Torque



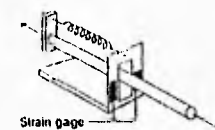
• Pressure



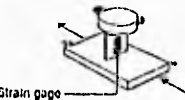
• Load



• Displacement



• Acceleration



**A variety of peripherals from Kyowa**

Many peripheral instruments are available from Kyowa including instrumentation tape recorders and data processing equipment: the former record physical variables of all speeds from very fast to very slow; and the latter serves data processing and analysis on measuring sites.



Data Logger (UCAM-70A)



Data Analyzer (DAA-110A)

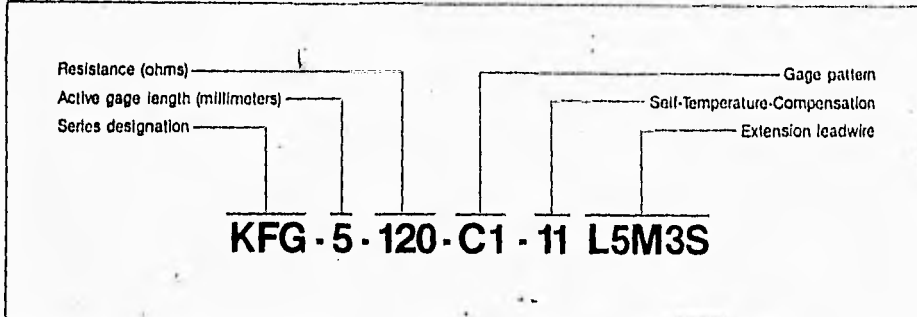


Multiconditioner Cluster System (MCC Series)



Instrumentation Tape Recorder (RTP-770A)

### Strain Gage Coding System



### Self-Temperature-Compensation (S-T-C)

Unfortunately, conventional strain gages are affected not only by changes in strain but also by changes in resistance caused by temperature variations. When temperature changes occur during actual measurement, such strain gages unavoidably detect this "temperature-induced apparent strain" which in reality is totally unrelated to the strain of the object being measured. The latter form of strain normally constitutes a major source of error as a result.

Kyowa has largely overcome this problem inherent in conventional strain gages with its remarkable "self-temperature-compensation" (S-T-C) capability engineered into virtually all of its products. With S-T-C, the temperature coefficient of resistivity of the strain gage's resistance elements is adjusted to the coefficient of linear expansion of the object being measured. When the strain gage is fixed to a material with a matching coefficient, the amount of temperature-induced apparent strain is reduced to as little as  $\pm 1.0 \mu\epsilon/^\circ\text{C}$ .

Materials which match the requirements of the S-T-C code of Kyowa strain gages are described in the list given below.

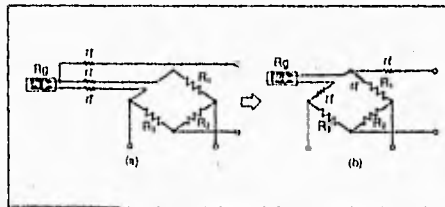
S-T-C code	Common material
1	Composite materials (such as CFRP and GFRP)
3	Composite materials (such as CFRP and GFRP)
6	Composite materials (such as CFRP and GFRP)
9	Composite materials (such as CFRP and GFRP) Titanium (8.5 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Glass, Soda lite (9.2 ppm/ $^\circ\text{C}$ )
11	Steel, 17-7 PH (10.3 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Steel, 17-4 PH (10.6 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Iron, Gray cast (10.8 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Steel, 4340 (11.3 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Beryllium (11.5 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Inconel X (12.1 ppm/ $^\circ\text{C}$ )
16	Steel, 316 stainless (16.2 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Beryllium copper 25 (16.7 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Copper (16.7 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Steel, 304 stainless (17.3 ppm/ $^\circ\text{C}$ )
23	Brass (21.0 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Tin (23.0 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Aluminum, 2024-T4 (23.2 ppm/ $^\circ\text{C}$ )
27	Magnesium (27.0 ppm/ $^\circ\text{C}$ )
65	Acryl (65.0 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) Polycarbonate (66.6 ppm/ $^\circ\text{C}$ )

### 3-Wire System

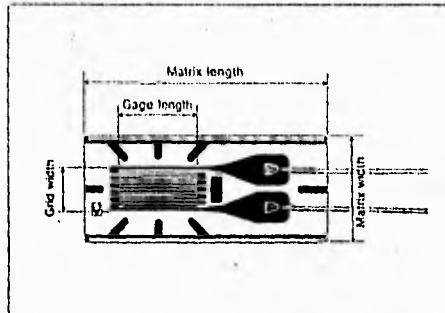
In most cases Kyowa's self-temperature-compensating strain gages are used in 1-gage arrangements. As leadwires become increasingly long, variations in leadwire resistance caused by temperature may occur in the form of apparent strain, resulting in measurement error. To eliminate such temperature influence, Kyowa's 3-wire system is outstandingly effective.

In the 3-wire system, resistance in the leadwires enters the arms adjacent to the bridge circuit. In this way, the effects of the temperature are cancelled.

NOTE: The 3-wire system is not applicable in indicators using an AC bridge power supply.



### Gage Dimensions



■ Strain Gage Selection Chart

Gage series	Sensing alloy	Backing	Operating temp. range	Compensated temp. range	Strain limit at room temp.	Strain level	Cycles*	Ref. temp.
KFG	Cu-Ni alloy	Epoxy-phenolic	-196° to +150°C (-321° to +302°F)	+10° to +100°C (+50° to +212°F)	50%	± 1,500µε	12 × 10 <sup>6</sup>	5
KFR	Ni-Cr alloy	Polyimide	-196° to +150°C (-321° to +302°F)	0° to +150°C (+32° to +302°F)	2.2%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>8</sup>	11
KFH	Ni-Cr alloy	Polyimide	-196° to +250°C (-321° to +482°F)	+10° to +250°C (+50° to +482°F)	2.1%	± 1,500µε	2 × 10 <sup>8</sup>	11
KFU	Ni-Cr alloy	Polyimide	-196° to +350°C (-321° to +662°F)	+10° to +300°C (+50° to +572°F)	1.9%	± 1,500µε	10 × 10 <sup>6</sup>	12
KH-G4	Ni-Cr alloy	Stainless steel	-50° to +350°C (-58° to +662°F)	+10° to +300°C (+50° to +572°F)	0.5%	± 500µε	1 × 10 <sup>7</sup>	12
KH-G6	Ni-CrV alloy	Ceramics	-50° to +500°C (-58° to +932°F)	.	0.3%	—	—	12
KHC	Ni-CrV alloy	Steel	-196° to +550°C (-321° to +1022°F)	+20° to +560°C (+68° to +1032°F)	0.8%	± 1,000µε	4 × 10 <sup>6</sup>	12
KFL	Ni-Cr alloy	Polyimide	-269° to +150°C (-452° to +302°F)	-200° to +50°C (-328° to +122°F)	2.2%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>6</sup>	13
KFE	Cu-Ni alloy	Polyimide	-10° to +80°C (+14° to +176°F)	.	10%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>6</sup>	13
KLM	Cu-Ni alloy	Plastics	-10° to +80°C (+14° to +176°F)	.	20%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>6</sup>	13
KFW	Cu-Ni alloy	Epoxy-phenolic	-10° to +90°C (+14° to +194°F)	+10° to +90°C (+50° to +194°F)	2.8%	± 1,500µε	3 × 10 <sup>6</sup>	14
KFWS	Cu-Ni alloy	Epoxy-phenolic	-10° to +90°C (+14° to +194°F)	+10° to +90°C (+50° to +176°F)	5.0%	± 1,500µε	3 × 10 <sup>6</sup>	14
KCW	Ni-Cr	Stainless steel	-20° to +100°C (-4° to +212°F)	-10° to +90°C (+14° to +194°F)	0.5%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>6</sup>	14
KFRP	Ni-Cr alloy	Polyimide	-196° to +200°C (-321° to +392°F)	0° to +150°C (+32° to +302°F)	2.2%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>6</sup>	15
KFP	Cu-Ni alloy	Epoxy-phenolic	-20° to +80°C (-4° to +176°F)	+10° to +60°C (+50° to +140°F)	3.0%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>6</sup>	15
KFG	Cu-Ni alloy	Epoxy-phenolic	-196° to +150°C (-321° to +302°F)	+10° to +100°C (+50° to +212°F)	5.0%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>6</sup>	15
KG	Cu-Ni alloy	Epoxy-phenolic	-196° to +150°C (-321° to +302°F)	+10° to +60°C (+50° to +140°F)	1.8%	± 1,500µε	1.5 × 10 <sup>6</sup>	16
KM	Cu-Ni alloy	Acryl	-10° to +70°C (+14° to +158°F)	0° to +50°C (+32° to +122°F)	0.3%	—	—	16
KFN	Ni-Cr alloy	Polyimide	-196° to +196°C (-321° to +386°F)	0° to +150°C (+32° to +302°F)	1.0%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>6</sup>	16
KFS	Cu-Ni alloy	Phenol	-196° to +150°C (-321° to +302°F)	+10° to +100°C (+50° to +212°F)	0.5%	± 1,500µε	1 × 10 <sup>7</sup>	16
KFF	Cu-Ni alloy	Plastics	-50° to +80°C (-58° to +176°F)	+20° to +60°C (+68° to +140°F)	0.2%	± 500µε	4 × 10 <sup>6</sup>	17
KSP	Si	Phenol	-50° to +170°C (-58° to +338°F)	.	0.3%	± 1,000µε	2 × 10 <sup>6</sup>	17
KSP-F2	Si	Phenol	-50° to +170°C (-58° to +338°F)	+20° to +70°C (+68° to +158°F)	0.3%	± 1,000µε	2 × 10 <sup>6</sup>	17
KSN	Si	Phenol	-50° to +170°C (-58° to +338°F)	+20° to +70°C (+68° to +158°F)	0.3%	± 1,000µε	2 × 10 <sup>6</sup>	17
KSPH	Si	Phenol	-50° to +170°C (-58° to +338°F)	.	0.3%	± 1,000µε	2 × 10 <sup>6</sup>	18
KSP-L	Si	Phenol	-50° to +170°C (-58° to +338°F)	.	0.3%	± 1,000µε	2 × 10 <sup>6</sup>	18

\* Self-temperature-compensating type not available.

Gage pattern	Designation	Resistance (Ω)	Gage factor	Dimensions: mm/in				Gages per pack	Extension leadwire length	Remark
				Gage length	Grid width	Matrix length	Matrix width			
<b>General Purpose Gages</b> <b>KFG Series</b> The carrier matrix uses an epoxy-phenolic resin and provides superlative adhesion and moisture-proof properties. The extra-thin backing guarantees high flexibility so that accurate strain measurements are possible within the entire range from plastic to elastic. Applicable adhesives and operating temperature ranges CC-33A: -196° to +120°C (-321° to +248°F) EP-34: -55° to +150°C (-67° to +302°F) PC-6: -196° to +150°C (-321° to +302°F) NOTE: On the gage with vinyl-insulated leadwires: CC-33A: -10° to +80°C (+14° to +176°F) EP-34: -10° to +80°C (+14° to +176°F)										
		KFG-30-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	30 1.181	3.3 0.130	37 1.457	5.2 0.205	10	
		KFG-30-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	30 1.01	3.3 0.130	37 1.457	5.2 0.205	10	15 cm 0.49 ft
		KFG-30-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	30 1.01	3.3 0.130	37 1.457	5.2 0.205	10	30 cm 0.98 ft
		KFG-30-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	30 1.01	3.3 0.130	37 1.457	5.2 0.205	10	1 m 3.28 ft
		KFG-30-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	30 1.01	3.3 0.130	37 1.457	5.2 0.205	10	3 m 9.84 ft
		KFG-30-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	30 1.01	3.3 0.130	37 1.457	5.2 0.205	10	5 m 16.39 ft
		KFG-30-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	30 1.01	3.3 0.130	37 1.457	5.2 0.205	10	3 m 9.84 ft
		KFG-30-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	30 1.01	3.3 0.130	37 1.457	5.2 0.205	10	5 m 16.39 ft
		KFG-20-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	20 0.787	5 0.197	28 1.102	8 0.315	10	
		KFG-20-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	20 0.787	5 0.197	28 1.102	8 0.315	10	15 cm 0.49 ft
		KFG-20-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	20 0.787	5 0.197	28 1.102	8 0.315	10	30 cm 0.98 ft
		KFG-20-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	20 0.787	5 0.197	28 1.102	8 0.315	10	1 m 3.28 ft
		KFG-20-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	20 0.787	5 0.197	28 1.102	8 0.315	10	3 m 9.84 ft
		KFG-20-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	20 0.787	5 0.197	28 1.102	8 0.315	10	5 m 16.39 ft
		KFG-20-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	20 0.787	5 0.197	28 1.102	8 0.315	10	3 m 9.84 ft
		KFG-20-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	20 0.787	5 0.197	28 1.102	8 0.315	10	5 m 16.39 ft
		KFG-10-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	10 0.394	3 0.118	16 0.630	5.2 0.205	10	
		KFG-10-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	10 0.394	3 0.118	16 0.630	5.2 0.205	10	15 cm 0.49 ft
		KFG-10-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	10 0.394	3 0.118	16 0.630	5.2 0.205	10	30 cm 0.98 ft
		KFG-10-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	10 0.394	3 0.118	16 0.630	5.2 0.205	10	1 m 3.28 ft
		KFG-10-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	10 0.394	3 0.118	16 0.630	5.2 0.205	10	3 m 9.84 ft
		KFG-10-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	10 0.394	3 0.118	16 0.630	5.2 0.205	10	5 m 16.39 ft
		KFG-10-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	10 0.394	3 0.118	16 0.630	5.2 0.205	10	3 m 9.84 ft
		KFG-10-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	10 0.394	3 0.118	16 0.630	5.2 0.205	10	5 m 16.39 ft
		KFG-6-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	6 0.236	1.7 0.067	10 0.394	3.4 0.134	10	
		KFG-6-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	6 0.236	1.7 0.067	10 0.394	3.4 0.134	10	15 cm 0.49 ft
		KFG-6-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	6 0.236	1.7 0.067	10 0.394	3.4 0.134	10	30 cm 0.98 ft
		KFG-6-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	6 0.236	1.7 0.067	10 0.394	3.4 0.134	10	1 m 3.28 ft
		KFG-6-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	6 0.236	1.7 0.067	10 0.394	3.4 0.134	10	3 m 9.84 ft

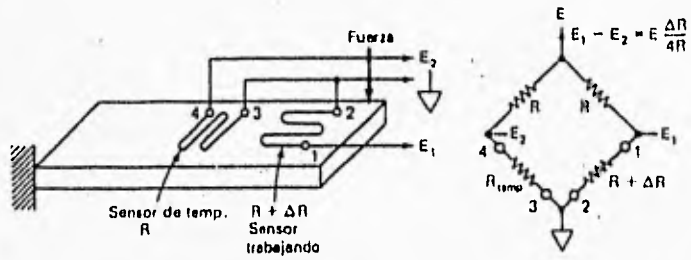
Specifications are subject to change without notice for improvement.



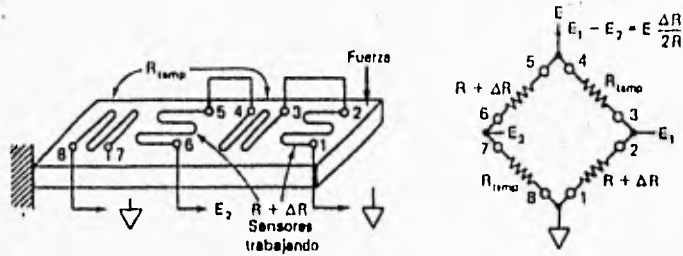
Gage pattern	Designation	Resistance (Ω)	Gage factor	Dimensions: mm/in				Gages per pack	Extension lead wire length	Remark
				Gage length	Grid width	Matrix length	Matrix width			
	KFG-4-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	6 0.236	1.7 0.067	10 0.394	3.4 0.134	10	5 m 16.39 ft	
	KFG-4-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	6 0.236	1.7 0.067	10 0.394	3.4 0.134	10	3 m 9.84 ft	3-wire system
	KFG-4-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	6 0.236	1.7 0.067	10 0.394	3.4 0.134	10	5 m 16.39 ft	3-wire system
	KFG-5-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	5 0.197	1.4 0.055	9.4 0.370	2.8 0.110	10		
	KFG-5-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	5 0.197	1.4 0.055	9.4 0.370	2.8 0.110	10	15 cm 0.49 ft	
	KFG-5-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	5 0.197	1.4 0.055	9.4 0.370	2.8 0.110	10	30 cm 0.98 ft	
	KFG-5-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	5 0.197	1.4 0.055	9.4 0.370	2.8 0.110	10	1 m 3.28 ft	
	KFG-5-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	5 0.197	1.4 0.055	9.4 0.370	2.8 0.110	10	3 m 9.84 ft	
	KFG-5-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	5 0.197	1.4 0.055	9.4 0.370	2.8 0.110	10	5 m 16.39 ft	
	KFG-5-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	5 0.197	1.4 0.055	9.4 0.370	2.8 0.110	10	3 m 9.84 ft	3-wire system
	KFG-5-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	5 0.197	1.4 0.055	9.4 0.370	2.8 0.110	10	5 m 16.39 ft	3-wire system
	KFG-3-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	3 0.118	1.3 0.051	7.4 0.291	2.8 0.110	10		
	KFG-3-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	3 0.118	1.3 0.051	7.4 0.291	2.8 0.110	10	15 cm 0.49 ft	
	KFG-3-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	3 0.118	1.3 0.051	7.4 0.291	2.8 0.110	10	30 cm 0.98 ft	
	KFG-3-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	3 0.118	1.3 0.051	7.4 0.291	2.8 0.110	10	1 m 3.28 ft	
	KFG-3-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	3 0.118	1.3 0.051	7.4 0.291	2.8 0.110	10	3 m 9.84 ft	
	KFG-3-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	3 0.118	1.3 0.051	7.4 0.291	2.8 0.110	10	5 m 16.39 ft	
	KFG-3-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	3 0.118	1.3 0.051	7.4 0.291	2.8 0.110	10	3 m 9.84 ft	3-wire system
	KFG-3-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	3 0.118	1.3 0.051	7.4 0.291	2.8 0.110	10	5 m 16.39 ft	3-wire system
	KFG-2-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	2 0.079	1.3 0.051	6.3 0.248	2.8 0.110	10		
	KFG-2-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	2 0.079	1.3 0.051	6.3 0.248	2.8 0.110	10	15 cm 0.49 ft	
	KFG-2-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	2 0.079	1.3 0.051	6.3 0.248	2.8 0.110	10	30 cm 0.98 ft	
	KFG-2-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	2 0.079	1.3 0.051	6.3 0.248	2.8 0.110	10	1 m 3.28 ft	
	KFG-2-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	2 0.079	1.3 0.051	6.3 0.248	2.8 0.110	10	3 m 9.84 ft	
	KFG-2-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	2 0.079	1.3 0.051	6.3 0.248	2.8 0.110	10	5 m 16.39 ft	
	KFG-2-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	2 0.079	1.3 0.051	6.3 0.248	2.8 0.110	10	3 m 9.84 ft	3-wire system
	KFG-2-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	2 0.079	1.3 0.051	6.3 0.248	2.8 0.110	10	5 m 16.39 ft	3-wire system
	KFG-2N-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	2 0.079	0.84 0.033	5.3 0.209	1.4 0.055	10		Narrow grid pattern
	KFG-2N-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	2 0.079	0.84 0.033	5.3 0.209	1.4 0.055	10	15 cm 0.49 ft	
	KFG-2N-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	2 0.079	0.84 0.033	5.3 0.209	1.4 0.055	10	30 cm 0.98 ft	
KFG-2N-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	2 0.079	0.84 0.033	5.3 0.209	1.4 0.055	10	1 m 3.28 ft		
KFG-2N-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	2 0.079	0.84 0.033	5.3 0.209	1.4 0.055	10	3 m 9.84 ft		
KFG-2N-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	2 0.079	0.84 0.033	5.3 0.209	1.4 0.055	10	5 m 16.39 ft		
KFG-2N-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	2 0.079	0.84 0.033	5.3 0.209	1.4 0.055	10	3 m 9.84 ft	3-wire system	
KFG-2N-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	2 0.079	0.84 0.033	5.3 0.209	1.4 0.055	10	5 m 16.39 ft	3-wire system	

Gage pattern	Designation	Resistance (Ω)	Gage factor	Dimensions: mm/m				Gages per pack	Extension leadwire length	Remark
				Gage length	Grid width	Matrix length	Matrix width			
	KFG-1-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	1	1.2	4.6	2.4	10		
	KFG-1-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	1	1.2	4.8	2.4	10	15 cm 0.45 ft	
	KFG-1-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	1	1.2	4.8	2.4	10	30 cm 0.98 ft	
	KFG-1-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	1	1.2	4.8	2.4	10	1 m 3.28 ft	
	KFG-1-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	1	1.2	4.8	2.4	10	3 m 9.84 ft	
	KFG-1-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	1	1.2	4.8	2.4	10	5 m 16.39 ft	
	KFG-1-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	1	1.2	4.8	2.4	10	3 m 9.84 ft	3-wire system
	KFG-1-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	1	1.2	4.8	2.4	10	5 m 16.39 ft	3-wire system
	KFG-1N-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	1	0.63	4.2	1.4	10		Narrow gnd pattern
	KFG-1N-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	1	0.68	4.2	1.4	10	15 cm 0.47 ft	
	KFG-1N-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	1	0.68	4.2	1.4	10	30 cm 0.98 ft	
	KFG-1N-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	1	0.63	4.2	1.4	10	1 m 3.28 ft	
	KFG-1N-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	1	0.68	4.2	1.4	10	3 m 9.84 ft	
	KFG-1N-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	1	0.68	4.2	1.4	10	5 m 16.39 ft	
	KFG-1N-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	1	0.68	4.2	1.4	10	3 m 9.84 ft	3-wire system
	KFG-1N-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	1	0.68	4.2	1.4	10	5 m 16.39 ft	3-wire system
	KFG-03-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	0.3	1.4	3.5	2.4	10		
	KFG-03-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	0.3	1.4	3.5	2.4	10	15 cm 0.49 ft	
	KFG-03-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	0.3	1.4	3.5	2.4	10	30 cm 0.98 ft	
	KFG-03-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	0.3	1.4	3.5	2.4	10	1 m 3.28 ft	
	KFG-03-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	0.3	1.4	3.5	2.4	10	3 m 9.84 ft	
	KFG-03-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	0.3	1.4	3.5	2.4	10	5 m 16.39 ft	
	KFG-03-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	0.3	1.4	3.5	2.4	10	3 m 9.84 ft	3-wire system
	KFG-03-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	0.3	1.4	3.5	2.4	10	5 m 16.39 ft	3-wire system
	KFG-02-120-C1(11, 16, 23, 27)	120	2.1	0.2	1.3	3.3	2.4	10		
	KFG-02-120-C1(11, 16, 23, 27) N15C2	120	2.1	0.2	1.3	3.3	2.4	10	15 cm 0.49 ft	
	KFG-02-120-C1(11, 16, 23, 27) N30C2	120	2.1	0.2	1.3	3.3	2.4	10	30 cm 0.98 ft	
	KFG-02-120-C1(11, 16, 23, 27) L1M2R	120	2.1	0.2	1.3	3.3	2.4	10	1 m 3.28 ft	
	KFG-02-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M2R	120	2.1	0.2	1.3	3.3	2.4	10	3 m 9.84 ft	
	KFG-02-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M2R	120	2.1	0.2	1.3	3.3	2.4	10	5 m 16.39 ft	
	KFG-02-120-C1(11, 16, 23, 27) L3M3R	120	2.1	0.2	1.3	3.3	2.4	10	3 m 9.84 ft	3-wire system
	KFG-02-120-C1(11, 16, 23, 27) L5M3R	120	2.1	0.2	1.3	3.3	2.4	10	5 m 16.39 ft	3-wire system
	KFG-3-350-C1(11, 16, 23, 27)	350	2.1	5	2	9.4	4.2	10		
	KFG-3-350-C1(11, 16, 23, 27)	350	2.1	3	2	7.4	4.2	10		
	KFG-2-350-C1(11, 16, 23, 27)	350	2.1	2	2	6.3	4.2	10		
	KFG-1-350-C1(11, 16, 23, 27)	350	2.1	1	2	4.8	3.4	10		

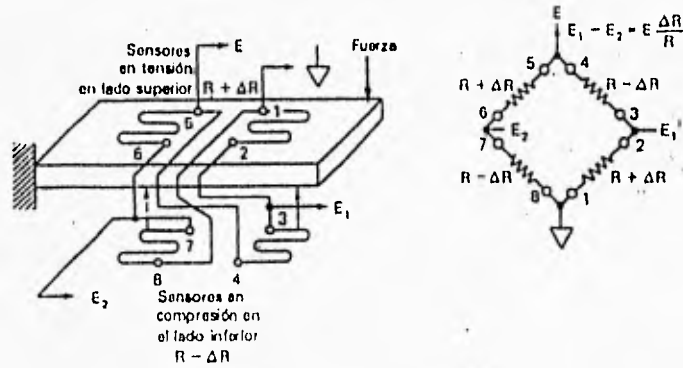




(a) El Sensor trabajando único da  $E_1 - E_2 = E \frac{\Delta R}{R}$



(b) Los dos sensores trabajando duplican la salida  $E_1 - E_2$  respecto a la de (a)



(c) Cuatro sensores trabajando cuadruplican el  $E_1 - E_2$  sobre el de (a)

### Propuestas para el sistema físico del acelerómetro

**APENDICE B: ESPECIFICACIONES DEL AMPLIFICADOR DE  
INSTRUMENTACION LH0036/LH0036C.**



## LH0036/LH0036C Instrumentation Amplifier

### General Description

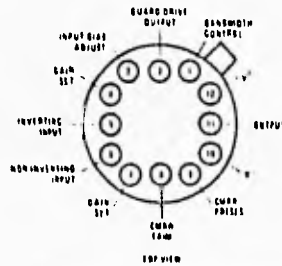
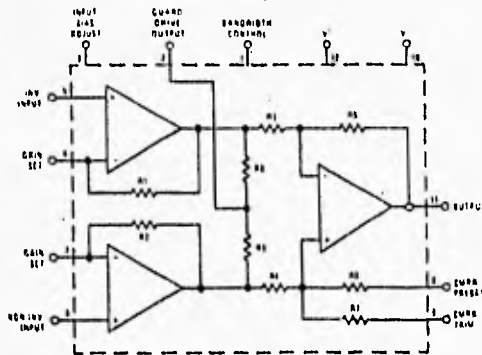
The LH0036/LH0036C is a true micro power instrumentation amplifier designed for precision differential signal processing. Extremely high accuracy can be obtained due to the 300 M $\Omega$  input impedance and excellent 100 dB common mode rejection ratio. It is packaged in a hermetic TO-8 package. Gain is programmable from 1 to 1000 with a single external resistor. Power supply operating range is between  $\pm 1V$  and  $\pm 18V$ . Input bias current and output bandwidth are both externally adjustable or can be set by internally set values. The LH0036 is specified for operation over the  $-55^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$  temperature range and the LH0036C is specified for operation over the  $-25^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$  temperature range.

### Features

- High input impedance
- High CMRR
- Single resistor gain adjust
- Low power
- Wide supply range
- Adjustable input bias current
- Adjustable output bandwidth
- Guard drive output

300 M $\Omega$   
 100 dB  
 1 to 1000  
 90  $\mu$ W  
 $\pm 1V$  to  $\pm 18V$

### Equivalent Circuit and Connection Diagrams



Order Number LH0036G or LH0036CG  
 See NS Package Number Q12B

LM003549-1

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 5)

Supply Voltage	±18V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range	±V <sub>S</sub>
Shield Drive Voltage	±V <sub>S</sub>
CMRR Pinout Voltage	±V <sub>S</sub>

CMRR Trim Voltage	±V <sub>S</sub>
Power Dissipation (Note 3)	15W
Short Circuit Duration	Continuous
Operating Temperature Range	
LH0036	-55°C to +125°C
LH0036C	-25°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C
ESD rating to be determined	

### Electrical Characteristics (Notes 1 and 2)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LH0036			LH0036C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (V <sub>IO5</sub> )	R <sub>S</sub> = 1.0 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C		0.5	1.0		1.0	2.0	mV
Output Offset Voltage (V <sub>OO5</sub> )	R <sub>S</sub> = 1.0 kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C		2.0	5.0		5.0	10	mV
Input Offset Voltage (V <sub>IO5</sub> )	R <sub>S</sub> = 1.0 kΩ			6.0			12	mV
Input Offset Voltage (V <sub>IO5</sub> )	R <sub>S</sub> = 1.0 kΩ		10			10		μV/°C
Tempco (ΔV <sub>IO5</sub> /ΔT)								
Output Offset Voltage (V <sub>OO5</sub> )			15			15		μV/°C
Tempco (ΔV <sub>OO5</sub> /ΔT)								
Overall Offset Referred to Input (V <sub>OS</sub> )	A <sub>V</sub> = 1.0		2.5			6.0		mV
	A <sub>V</sub> = 10		0.7			1.5		mV
	A <sub>V</sub> = 100		0.62			1.05		mV
	A <sub>V</sub> = 1000		0.502			1.005		mV
Input Bias Current (I <sub>B</sub> )	T <sub>A</sub> = 25°C		40	100		50	125	nA
Input Offset Current (I <sub>OS</sub> )	T <sub>A</sub> = 25°C			150			200	nA
Input Offset Current (I <sub>OS</sub> )	T <sub>A</sub> = 25°C		10	40		20	50	nA
Input Voltage Range	Differential	±10	±12		±10	±12		V
	Common Mode	±10	±12		±10	±12		V
Gain Nonlinearity			0.03			0.03		%
Deviation From Gain Equation Formula	A <sub>V</sub> = 1 to 1000 (Note 4)		±0.3	±1.0		±1.0	±3.0	%

**Electrical Characteristics** (Notes 1 and 2) (Continued)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LH00336			LH0036C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
PSRR	$\pm 5.0V \leq V_S \leq \pm 15V, A_V = 10$		1.0	2.5		1.0	5.0	mV/V
	$\pm 5.0V \leq V_S \leq \pm 15V, A_V = 100$		0.05	0.25		0.10	0.50	mV/V
CMRR	$A_V = 1.0$ DC to		1.0	2.5		2.5	5.0	mV/V
	$A_V = 10$ 100 Hz		0.1	0.25		0.25	0.50	mV/V
	$A_V = 100, \Delta R_S = 1.0k$		50	100		50	100	$\mu V/V$
Output Voltage	$V_S = \pm 15V, R_L = 10k\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13.5$		$\pm 10$	$\pm 13.5$		V
	$V_S = \pm 1.5V, R_L = 100k\Omega$	$\pm 0.6$	$\pm 0.8$		$\pm 0.6$	$\pm 0.8$		V
Output Resistance			0.5			0.5		$\Omega$
Supply Current			300	400		400	600	$\mu A$
Small Signal Bandwidth	$A_V = 1.0, R_L = 10k\Omega$		350			350		kHz
	$A_V = 10, R_L = 10k\Omega$		35			35		kHz
	$A_V = 100, R_L = 10k\Omega$		3.5			3.5		kHz
	$A_V = 1000, R_L = 10k\Omega$		350			350		Hz
Full Power Bandwidth	$V_{IN} = \pm 10V, R_L = 10k, A_V = 1$		5.0			5.0		kHz
Equivalent Input Noise Voltage	0.1 Hz - 10 kHz, $R_S = 50\Omega$		20			20		$\mu V/p-p$
Slew Rate	$\Delta V_{IN} = \pm 10V,$ $R_L = 10k\Omega, A_V = 1.0$		0.3			0.3		V/ $\mu S$
Settling Time	$T_0 \pm 10mV, R_L = 10k\Omega,$ $\Delta V_{OUT} = 1.0V$							
	$A_V = 1.0$ $A_V = 100$		3.8 180			3.8 180		$\mu S$ $\mu S$

Note 1: Unless otherwise specified, all specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ , Pins 1, 3, and 9 grounded,  $25^\circ C$  to  $85^\circ C$  for the LH0036C and  $55^\circ C$  to  $125^\circ C$  for the LH00336.

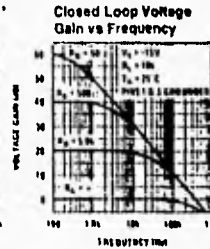
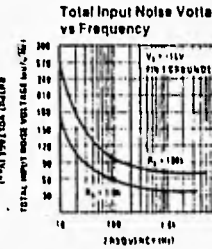
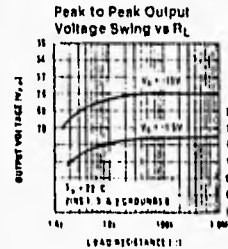
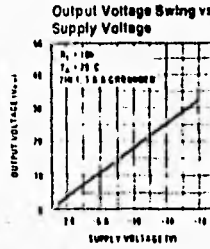
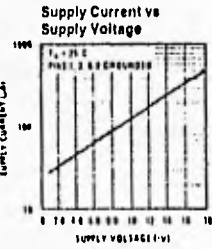
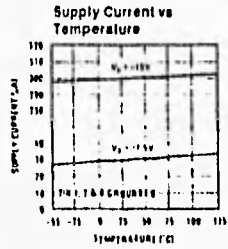
Note 2: All typical values are for  $T_A = 25^\circ C$ .

Note 3: The maximum junction temperature is  $150^\circ C$ . For operation at elevated temperatures derive the  $\theta_{JA}$  package on a thermal resistance of  $80^\circ C/W$ , above  $25^\circ C$ .

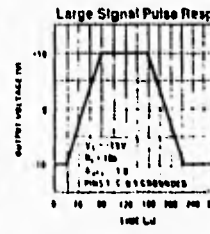
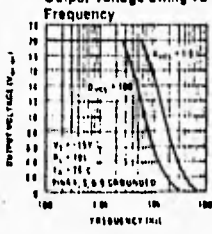
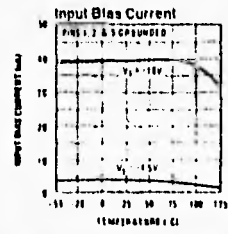
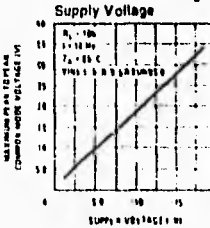
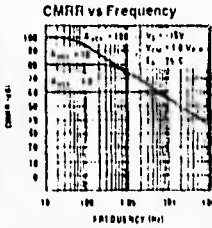
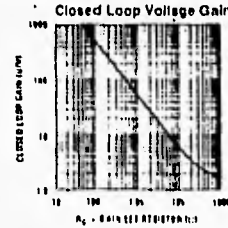
Note 4:  $A_V = 1000$  guaranteed by design and testing at  $A_V = 100$ .

Note 5: Refer to AE150036Q for LH0036C military specifications.

## Typical Performance Characteristics



\*Noise voltage includes contribution from source resistance



TL431A-2



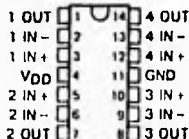
**APENDICE C: ESPECIFICACIONES DEL AMPLIFICADOR  
OPERACIONAL TLC-274.**

## TLC274, TLC274A, TLC274B, TLC279 LinCMOS™ PRECISION QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

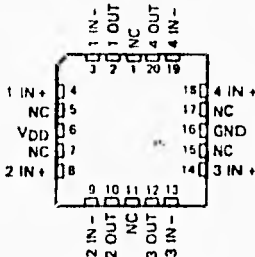
D3141, SEPTEMBER 1987—REVISED OCTOBER 1990

- **Trimmed Offset Voltage:**  
TLC279 . . . 900  $\mu\text{V}$  Max at 25°C,  
VDD = 5 V
- **Input Offset Voltage Drift** . . . Typically  
0.1  $\mu\text{V}/\text{Month}$ , Including the First 30 Days
- **Wide Range of Supply Voltages Over  
Specified Temperature Range:**  
0°C to 70°C . . . 3 V to 16 V  
-40°C to 85°C . . . 4 V to 16 V  
-55°C to 125°C . . . 4 V to 16 V
- Single-Supply Operation
- **Common-Mode Input Voltage Range  
Extends Below the Negative Rail (C-Suffix,  
I-Suffix types)**
- **Low Noise** . . . Typically 26 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$   
at f = 1 kHz
- **Output Voltage Range Includes Negative  
Rail**
- **High Input Impedance** . . . 10<sup>12</sup>  $\Omega$  Typical
- **ESD-Protection Circuitry**
- **Small-Outline Package Option Also Available  
in Tape and Reel**
- **Designed-In Latch-Up Immunity**

D, J, OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



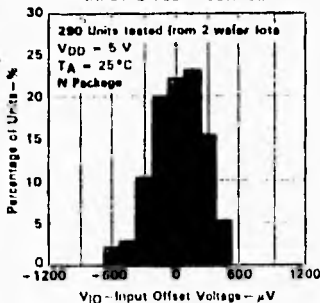
NC—No internal connection

### AVAILABLE OPTIONS

TA	V <sub>IO</sub> max at 25°C	PACKAGE			
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (N)
0°C to 70°C	900 $\mu\text{V}$	TLC279CD	—	—	TLC279CN
	2 mV	TLC274BCD	—	—	TLC274BCN
	5 mV	TLC274ACD	—	—	TLC274ACN
-40°C to 85°C	10 mV	TLC274GD	—	—	TLC274GN
	900 $\mu\text{V}$	TLC279ID	—	—	TLC279IN
	2 mV	TLC274BID	—	—	TLC274BIN
-55°C to 125°C	5 mV	TLC274AID	—	—	TLC274AIN
	10 mV	TLC274ID	—	—	TLC274IN
	900 $\mu\text{V}$	TLC279MD	TLC279MFK	TLC279MJ	TLC279MN
	10 mV	TLC274MD	TLC274MFK	TLC274MJ	TLC274MN

The D package is available in tape and reel. Add R suffix to the device type, (e.g., TLC279CDR).

DISTRIBUTION OF TLC279  
INPUT OFFSET VOLTAGE



LinCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated

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

**TEXAS  
INSTRUMENTS**  
POST OFFICE BOX 616903 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1990, Texas Instruments Incorporated

## **TLC274, TLC274A, TLC274B, TLC279** **LinCMOS™ PRECISION QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS**

---

### **description**

The TLC274 and TLC279 quad operational amplifiers combine a wide range of input offset voltage grades with low offset voltage drift, high input impedance, low noise, and speeds approaching that of general-purpose BiFET devices.

These devices use Texas Instruments silicon-gate LinCMOS™ technology, which provides offset voltage stability far exceeding the stability available with conventional metal-gate processes.

The extremely high input impedance, low bias currents, and high slew rates make these cost-effective devices ideal for applications which have previously been reserved for BiFET and NFET products. Four offset voltage grades are available (C-suffix and I-suffix types), ranging from the low-cost TLC274 (10 mV) to the high-precision TLC279 (900  $\mu$ V). These advantages, in combination with good common-mode rejection and supply voltage rejection, make these devices a good choice for new state-of-the-art designs as well as for upgrading existing designs.

In general, many features associated with bipolar technology are available on LinCMOS™ operational amplifiers, without the power penalties of bipolar technology. General applications such as transducer interfacing, analog calculations, amplifier blocks, active filters, and signal buffering are easily designed with the TLC274 and TLC279. The devices also exhibit low voltage single-supply operation, making them ideally suited for remote and inaccessible battery-powered applications. The common-mode input voltage range includes the negative rail.

A wide range of packaging options is available, including small-outline and chip carrier versions for high-density system applications.

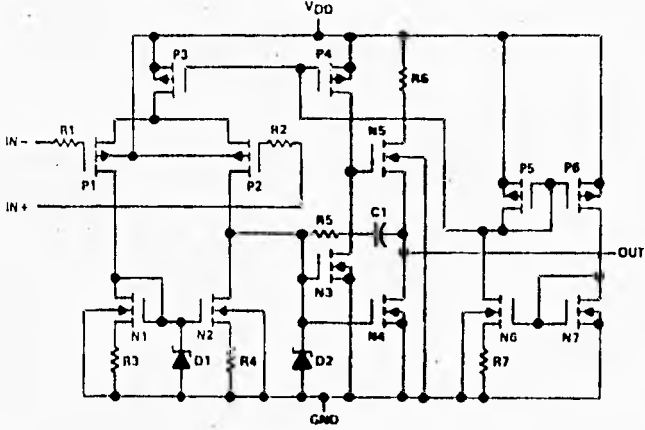
The device inputs and outputs are designed to withstand  $\pm 100$ -mA surge currents without sustaining latch-up.

The TLC274 and TLC279 incorporate internal ESD-protection circuits that prevent functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015.2; however, care should be exercised in handling these devices as exposure to ESD may result in the degradation of the device parametric performance.

C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. I-suffix devices are characterized for operation from  $-40$ °C to 85°C. M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of  $-55$ °C to 125°C.

TLC274, TLC274A, TLC274B, TLC279  
LinCMOS™ PRECISION QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

equivalent schematic (each amplifier)



**TLC274, TLC274A, TLC274B, TLC279**  
**LinCMOS™ PRECISION QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS**

**absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)**

Supply voltage, $V_{DD}$ (see Note 1)	18 V
Differential input voltage (see Note 2)	$\pm V_{DD}$
Input voltage range, $V_I$ (any input)	-0.3 V to $V_{DD}$
Input current, $I_I$	$\pm 5$ mA
Output current, $I_O$ (each output)	$\pm 30$ mA
Total current into $V_{DD}$ terminal	45 mA
Total current out of ground terminal	45 mA
Duration of short-circuit current at (or below) 25°C (see Note 3)	Unlimited
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature, $T_A$ : C-suffix	0°C to 70°C
I-suffix	-40°C to 85°C
M-suffix	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D and N package	260°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J package	300°C

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to network ground.  
 2. Differential voltages are at the noninverting input with respect to the inverting input.  
 3. The output may be shorted to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the maximum dissipation rating is not exceeded (see application section).

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$	$T_A = 125^\circ\text{C}$
	POWER RATING		POWER RATING	POWER RATING	POWER RATING
D	950 mW	7.6 mW/°C	600 mW	494 mW	
FK	1375 mW	11 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
J	1375 mW	11 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
N	1575 mW	12.6 mW/°C	1000 mW	819 mW	

**recommended operating conditions**

		C-SUFFIX			I-SUFFIX			M-SUFFIX			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, $V_{DD}$		3	16	4	16	4	16				V
Common mode input voltage, $V_{IC}$	$V_{DD} = 5$ V	-0.2	3.5	-0.2	3.5	0	3.5				V
	$V_{DD} = 10$ V	-0.2	8.5	-0.2	8.5	0	8.5				V
Operating free-air temperature, $T_A$		0	70	-40	85	-55	125				°C

**TLC274C, TLC274AC, TLC274BC, TLC279C**  
**LinCMOS™ PRECISION QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS**

electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{DD} = 5\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	$T_A^1$	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{IO}$	Input offset voltage	TLC274C $V_O = 1.4\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$ , $V_{IC} = 0$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	1.1	10		mV
			Full range			12	
		25°C	0.9	5			
		Full range			6.5		
	TLC274AC $V_O = 1.4\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$ , $V_{IC} = 0$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	340	2000		$\mu\text{V}$	
		Full range			3000		
		25°C	320	900			
		Full range			1500		
TLC274BC $V_O = 1.4\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$ , $V_{IC} = 0$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C				$\mu\text{V}$		
	Full range						
TLC279C $V_O = 1.4\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$ , $V_{IC} = 0$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C				$\mu\text{V}$		
	Full range						
$n_{VID}$	Average temperature coefficient of input offset voltage		25°C to 70°C	1.8			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{IO}$	Input offset current (see Note 4)	$V_O = 2.5\text{ V}$ , $V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	0.1			pA
			70°C	7	300		
$I_{IB}$	Input bias current (see Note 4)	$V_O = 2.5\text{ V}$ , $V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	0.6			pA
			70°C	40	600		
$V_{ICR}$	Common mode input voltage range (see Note 5)		25°C	-0.2	-0.3		V
			10	10			
			4	4.2			
			Full range	-0.2			V
10							
3.5							
$V_{OH}$	High-level output voltage	$V_{ID} = 100\ \text{mV}$ , $h_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	3.2	3.8		V
			0°C	3	3.8		
			70°C	3	3.8		
$V_{OL}$	Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\ \text{mV}$ , $I_{OL} = 0$	25°C	0	50		mV
			0°C	0	50		
			70°C	0	50		
$A_{VD}$	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 0.25\text{ V to }2\text{ V}$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	5	23		V/mV
			0°C	4	27		
			70°C	4	20		
			25°C	65	80		
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\ min}$	0°C	60	84		dB
			70°C	60	85		
			25°C	65	95		
			0°C	60	94		
$k_{SVR}$	Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{DD} = 5\text{ V to }10\text{ V}$ , $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	60	96		dB
			0°C	60	94		
			70°C	60	96		
$I_{DD}$	Supply current (four amplifiers) (No load)	$V_O = 2.5\text{ V}$ , $V_{IC} = 2.5\text{ V}$	25°C	2.7	6.4		mA
			0°C	3.1	7.2		
			70°C	2.3	5.7		

<sup>1</sup> Full range is 0°C to 70°C.

NOTES: 4. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.  
 5. This range also applies to each input individually.

**TLC274C, TLC274AC, TLC274BC, TLC279C**  
**LinCMOS™ PRECISION QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS**

operating characteristics,  $V_{DD} = 5\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS		$T_A$	MIN	TYP	MAX	UNIT	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $C_L = 20\text{ pF}$ , See Figure 1	$V_{Ipp} = 1\text{ V}$	25°C		3.6		V/ $\mu$ s	
			0°C		4			
			70°C		3			
		$V_{Ipp} = 2.5\text{ V}$	25°C		2.9			
			0°C		3.1			
			70°C		2.5			
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$ , See Figure 2	$R_S = 100\ \Omega$	25°C		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
BOM Maximum output swing bandwidth	$V_O = V_{OH}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	$C_L = 20\text{ pF}$ , See Figure 1	25°C		320		kHz	
			0°C		340			
			70°C		260			
B <sub>1</sub> Unity-gain bandwidth	$V_i = 10\text{ mV}$ , See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$	25°C		1.7		MHz	
			0°C		2			
			70°C		1.3			
$\phi_m$ Phase margin	$V_i = 10\text{ mV}$ , $C_L = 20\text{ pF}$	$f = B_1$ , See Figure 3	25°C		48°			
			0°C		47°			
			70°C		44°			

operating characteristics,  $V_{DD} = 10\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS		$T_A$	MIN	TYP	MAX	UNIT	
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $C_L = 20\text{ pF}$ , See Figure 1	$V_{Ipp} = 1\text{ V}$	25°C		5.3		V/ $\mu$ s	
			0°C		5.9			
			70°C		4.3			
		$V_{Ipp} = 5.5\text{ V}$	25°C		4.6			
			0°C		5.1			
			70°C		3.8			
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$ , See Figure 2	$R_S = 100\ \Omega$	25°C		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
BOM Maximum output swing bandwidth	$V_O = V_{OH}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	$C_L = 20\text{ pF}$ , See Figure 1	25°C		200		kHz	
			0°C		220			
			70°C		140			
B <sub>1</sub> Unity-gain bandwidth	$V_i = 10\text{ mV}$ , See Figure 3	$C_L = 20\text{ pF}$	25°C		2.2		MHz	
			0°C		2.5			
			70°C		1.8			
$\phi_m$ Phase margin	$V_i = 10\text{ mV}$ , $C_L = 20\text{ pF}$	$f = B_1$ , See Figure 3	25°C		48°			
			0°C		50°			
			70°C		46°			

**TLC274C, TLC274AC, TLC274BC, TLC279C**  
**LinCMOS™ PRECISION QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS**

electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{DD} = 10\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		$T_A^1$	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{IO}$	Input offset voltage	TLC274C	$V_D = 1.4\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	$V_{IC} = 0$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	1.1	10	mV
					Full range		12	
	TLC274AC	$V_D = 1.4\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	$V_{IC} = 0$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	0.9	5	mV	
				Full range		6.5		
	TLC274BC	$V_D = 1.4\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	$V_{IC} = 0$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	390	2000	$\mu\text{V}$	
Full range				3000				
TLC279C	$V_D = 1.4\text{ V}$ , $R_S = 50\ \Omega$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	$V_{IC} = 0$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	370	1200	$\mu\text{V}$		
Full range				1900				
$nV_{IO}$	Average temperature coefficient of input offset voltage			25°C to 70°C	2		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
$I_{IO}$	Input offset current (see Note 4)	$V_D = 5\text{ V}$ , $V_{IC} = 5\text{ V}$		25°C	0.1		pA	
$I_{IB}$	Input bias current (see Note 4)	$V_D = 5\text{ V}$ , $V_{IC} = 5\text{ V}$		70°C	7	300	pA	
$V_{ICR}$	Common-mode input voltage range (see Note 5)			25°C	-0.2	-0.3	V	
				to	to	to	9	9.2
				Full range	-0.2		V	
				to	8.5			
$V_{OH}$	High-level output voltage	$V_{ID} = 100\ \text{mV}$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$		25°C	8	8.5	V	
				0°C	7.8	8.5		
				70°C	7.8	8.4		
$V_{OL}$	Low-level output voltage	$V_{ID} = -100\ \text{mV}$ , $I_{OL} = 0$		25°C	0	50	mV	
				0°C	0	50		
				70°C	0	50		
$A_{VD}$	Large-signal differential voltage amplification	$V_D = 1\text{ V to }6\text{ V}$ , $R_L = 10\ \text{k}\Omega$		25°C	10	36	V/mV	
				0°C	7.5	42		
				70°C	7.5	32		
				25°C	65	85		
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\ \text{min}}$		25°C	60	88	dB	
				0°C	60	88		
				70°C	60	88		
				25°C	65	95		
$k_{SVR}$	Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{DD} = 5\text{ V to }10\text{ V}$ , $V_D = 1.4\text{ V}$		25°C	60	94	dB	
				0°C	60	94		
				70°C	60	96		
				25°C	60	96		
$I_{DD}$	Supply current (four amplifiers)	$V_D = 5\text{ V}$ , No load	$V_{IC} = 5\text{ V}$	25°C	3.8	8	mA	
				0°C	4.5	8.8		
				70°C	3.2	6.8		

<sup>1</sup> Full range is 0°C to 70°C.

NOTES: 4. The typical values of input bias current and input offset current below 5 pA were determined mathematically.  
 5. This range also applies to each input individually.



**APENDICE D: DIAGRAMA DE FLUJO, PSEUDOCODIGO Y LISTADO  
EN ENSAMBLADOR DEL PROGRAMA PARA EL MC68HC11.**

Apéndice D. Diagrama de Flujo, Pseudocódigo y Listado en Ensamblador del Programa para el MC68HC11.

- Diagrama de flujo.

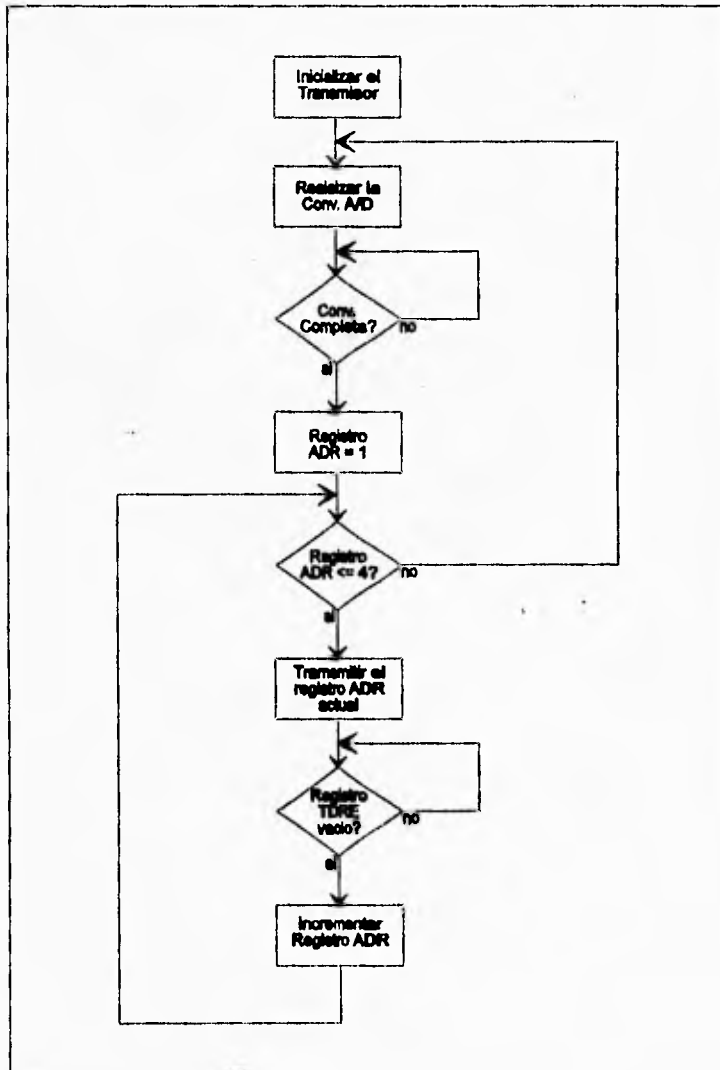


Diagrama de flujo para el programa en el microcontrolador

• Código en Pseudo-C (basado en el MC68HC11A8).

```
/* Rutina Principal */  
  
main()  
{  
    inicializa_sci();  
    for (;) /* Realizar siempre */  
    {  
        conv_ad();  
        for (adr = 1; adr <= 4; adr++) /* Se eligen los registros */  
            transmite(adr); /* ADR1 a ADR4 */  
    }  
}  
  
/* Rutina Inicializa_sci */  
  
inicializa_sci()  
{  
    baud = #$32; /* Fijar V.T. = 1200 Bauds */  
    sccr2 = #$08; /* Habilitar el transmisor */  
    return;  
}  
  
/* Rutina conv_ad */  
  
conv_ad()  
{  
    adcl = #$10; /* Inicia la conversión A/D */  
                /* scan = 0, mult = 1, canal = 1,2,3,4 */  
    while (ccf != 1); /* Espera el fin de la conversión A/D */  
    return;  
}  
  
/* Rutina transmite */  
  
transmite(canal)  
{  
    tdr = canal; /* Carga el canal en el registro de */  
                /* transmisión, TDR */  
    while (tdre != 1); /* Espera a que el registro de */  
                /* transmisión esté vacío */  
    return;  
}
```

• Código en ensamblador.

```
*****
* Nombre del Programa: acond11.asm
*
* Objetivo: Digitalizar y acondicionar la señal
* proveniente del acelerómetro para su
* transmisión.
*
* ENSAMBLADOR AS11 Motorola Inc.
*****
```

```
ORG    #$B600          ; EEPROM
```

```
***** Definición de los registros y variables del programa *****
```

```
BAUD   EQU    $2B
SCCR2  EQU    $2D
SCSR   EQU    $2E
TDR    EQU    $2F
ADCTL  EQU    $30
ADR1   EQU    $31
ADR2   EQU    $32
ADR3   EQU    $33
ADR4   EQU    $34
CANAL  EQU    $10          ; SCAN=0, MULT=1, CANAL=1,2,3,4
```

```
***** Inicio del programa *****
```

```
DELAY  LDAB   #$C7          ; Retardo de 1 ms
        DECB  ; Decrementa Acumulador B
        BNE   DELAY        ; Repite hasta que B = #$00
        LDS   #$00FF       ; SP = $00FF. (Fin de RAM)
        LDX   #$1000       ; Offset = 1000
        LDAA  #$32         ; V.T. = 1200 Bauds
        STAA  BAUD,X       ; Inicializa la SCI
        LDAA  #$08         ; Poner TE = 1
        STAA  SCCR2,X      ; El transmisor se ha habilitado
REPITE  LDAA  #CANAL       ; Inicio del proceso
        STAA  ADCTL,X      ; Realizar la conv. A/D según CANAL
FIN_AD  BRCLR ADCTL,X     #$80 FIN_AD ; Espera el fin de la conv. A/D
        LDAA  ADR1,X       ; Carga el canal 1
        BSR   TRANSM       ; Transmite el canal 1
        LDAA  ADR2,X       ; Carga el canal 2
        BSR   TRANSM       ; Transmite el canal 2
        LDAA  ADR3,X       ; Carga el canal 3
        BSR   TRANSM       ; Transmite el canal 3
```

```

LDA  ADR4,X      ; Carga el canal 4
BSR  TRANSM      ; Transmite el canal 4
BRA  REPITE      ; Repite el proceso

```

```

*****
* Rutina: Transm.
*

```

```

* Objetivo: Efectuar la transmision del canal seleccionado.
*****

```

```

TRANSM STAA TDR,X      ; TDR = canal en turno
TDRE   BRCLR SCSR,X   #$80 TDRE ; Espera que el TDR esté vacío
RTS

```

```

***** Fin del Programa *****

```

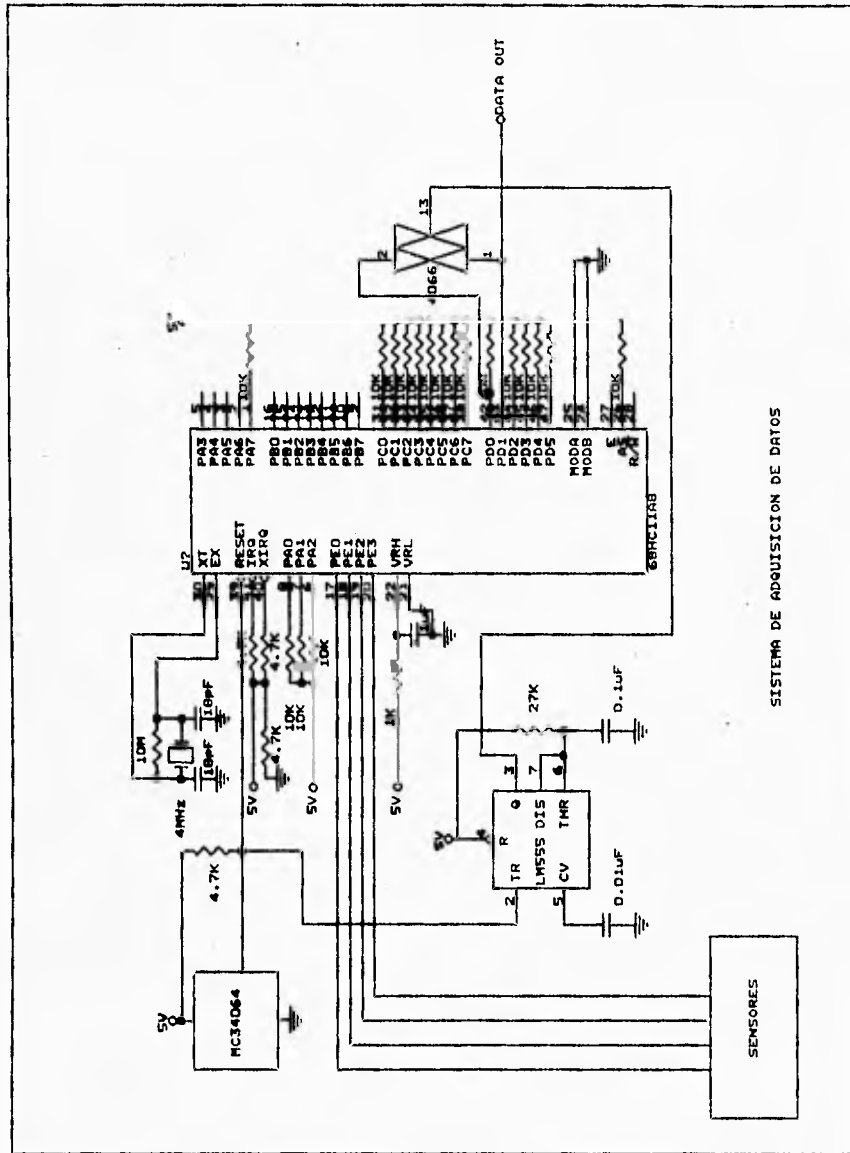
Bajada del programa ACOND11.S19 a EEPROM interna (dirección \$B600) con el módulo evaluador MC68HC11EVB y el programa PCBUG11:

Comandos:

```

> EEPROM ERASE ENABLE      ; Habilita el borrado antes de escribir.
> EEPROM $B600 $B7FF      ; Habilita para escribir en la EEPROM.
> LOADS ACOND11           ; Carga el programa a la EEPROM.
> VERF ACOND11            ; Verifica el contenido de la memoria.

```



SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS



**APENDICE E: ESPECIFICACIONES DE LOS TRANSISTORES  
UTILIZADOS EN EL TRANSMISOR.**



**2N4957**  
**2N4958**  
**2N4959**

**The RF Line**

**PNP SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTORS**

... designed for high-gain, low-noise amplifier, oscillator and mixer applications.

- Low Noise Figure @ 450 MHz -  
 NF = 3.0 dB (Max) - 2N4957  
 = 3.3 dB (Max) - 2N4958  
 = 3.8 dB (Max) - 2N4959
- High Power Gain @ 450 MHz -  
 G<sub>ps</sub> = 17 dB (Min) - 2N4957  
 = 16 dB (Min) - 2N4958  
 = 15 dB (Min) - 2N4959
- High Current Gain-Bandwidth Product -  
 f<sub>T</sub> = 1.2 GHz (Min) @ I<sub>C</sub> = 2.0 mA<sub>dc</sub> - 2N4957  
 = 1.0 GHz (Min) @ I<sub>C</sub> = 2.0 mA<sub>dc</sub> - 2N4958, 2N4959

1.2 GHz @ 2.0 mA<sub>dc</sub> - 2N4957  
 1.0 GHz @ 2.0 mA<sub>dc</sub> - 2N4958, 2N4959

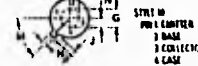
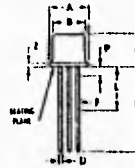
**HIGH FREQUENCY**  
**TRANSISTORS**  
**PNP SILICON**



**\*MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CE0</sub>	30	V <sub>dc</sub>
Collector-Base Voltage	V <sub>CB0</sub>	30	V <sub>dc</sub>
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB0</sub>	3.0	V <sub>dc</sub>
Collector Current - Continuous	I <sub>C</sub>	30	mA <sub>dc</sub>
Total Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	200	mW
Derate above 25°C		1.14	mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-65 to +200	°C

\*Indicates JEDEC Registered Data.



NOTE: ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH TO-18 OUTLINE SHALL APPLY.

Dim	MIN.	TYP.	MAX.
A	1.10	1.20	1.30
B	1.10	1.20	1.30
C	1.10	1.20	1.30
D	1.10	1.20	1.30
E	1.10	1.20	1.30
F	1.10	1.20	1.30
G	1.10	1.20	1.30
H	1.10	1.20	1.30
I	1.10	1.20	1.30
J	1.10	1.20	1.30
K	1.10	1.20	1.30
L	1.10	1.20	1.30
M	1.10	1.20	1.30
N	1.10	1.20	1.30
O	1.10	1.20	1.30
P	1.10	1.20	1.30
Q	1.10	1.20	1.30
R	1.10	1.20	1.30
S	1.10	1.20	1.30
T	1.10	1.20	1.30
U	1.10	1.20	1.30
V	1.10	1.20	1.30
W	1.10	1.20	1.30
X	1.10	1.20	1.30
Y	1.10	1.20	1.30
Z	1.10	1.20	1.30

CASE 20-03  
 TO-186AF  
 (10-72)

2N4957, 2N4958, 2N4959

\*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Units
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 1.0 mA dc, I <sub>B</sub> = 0)	V <sub>(BR)CEO</sub>	30	—	—	V <sub>dc</sub>
Collector Base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 100 μA dc, I <sub>E</sub> = 0)	V <sub>(BR)CBO</sub>	30	—	—	V <sub>dc</sub>
Emitter Base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 100 μA dc, I <sub>C</sub> = 0)	V <sub>(BR)EBO</sub>	3.0	—	—	V <sub>dc</sub>
Collector Cutoff Current (V <sub>CE</sub> = 10 V dc, I <sub>E</sub> = 0) (V <sub>CE</sub> = 10 V dc, I <sub>E</sub> = 0, T <sub>A</sub> = 150°C)	I <sub>CBO</sub>	—	—	0.1 100	μA dc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain (I <sub>C</sub> = 2.0 mA dc, V <sub>CE</sub> = 10 V dc)	h <sub>FE</sub>	20	40	150	—
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>					
Current Gain-Bandwidth Product (f <sub>T</sub> ) (I <sub>E</sub> = 2.0 mA dc, V <sub>CE</sub> = 10 V dc, f = 100 MHz)	f <sub>T</sub>	1200 1000	1600 1500	2500 2500	MHz
Collector Base Capacitance (V <sub>CB</sub> = 10 V dc, I <sub>E</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>(cb)</sub>	—	0.4	0.8	pF
Small Signal Current Gain (I <sub>C</sub> = 2.0 mA dc, V <sub>CE</sub> = 10 V dc, f = 1.0 kHz)	h <sub>fe</sub>	20	—	200	—
Collector Base Time Constant (I <sub>E</sub> = 2.0 mA dc, V <sub>CB</sub> = 10 V dc, f = 63.6 MHz)	t <sub>b(Cb)</sub>	1.0	—	8.0	ps
Noise Figure (I <sub>C</sub> = 2.0 mA dc, V <sub>CE</sub> = 10 V dc, f = 450 MHz)	NF	—	—	—	dB
			2.6	3.0	
			2.9	3.3	
			3.2	3.6	
<b>FUNCTIONAL TESTS</b>					
Common Emitter Amplifier Power Gain (V <sub>CE</sub> = 10 V dc, I <sub>C</sub> = 2.0 mA dc, f = 450 MHz)	G <sub>10</sub>	17 16 15	—	25 25 25	dB

\*Indicates JEDEC Registered Data.  
 (f) f<sub>T</sub> is defined as the frequency at which |h<sub>fe</sub>| extrapolates to unity

2N4957, 2N4958, 2N4959

FIGURE 1 - NOISE FIGURE AND POWER GAIN TEST CIRCUIT

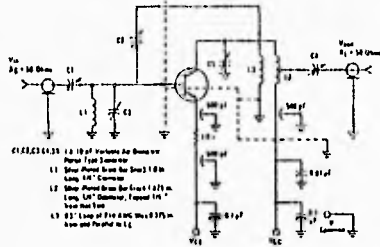


FIGURE 2 - UNILATERALIZED POWER GAIN versus FREQUENCY

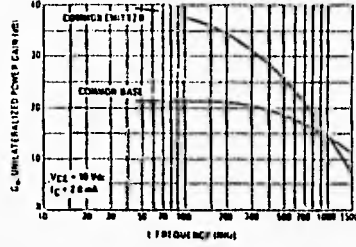


FIGURE 3 - NOISE FIGURE versus FREQUENCY

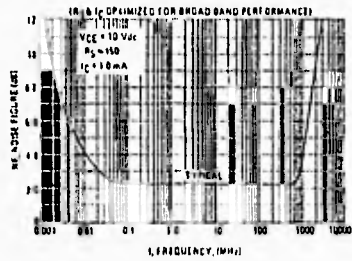


FIGURE 4 - NOISE FIGURE AND POWER GAIN versus COLLECTOR CURRENT

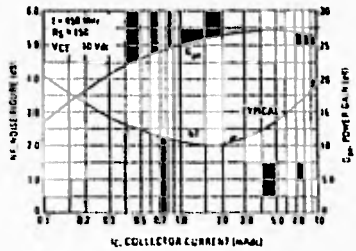


FIGURE 5 - CONTOURS OF NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE AND COLLECTOR CURRENT

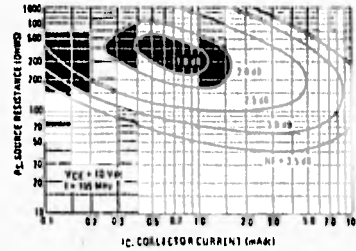
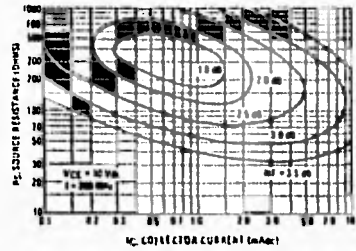


FIGURE 6 - CONTOURS OF NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE AND COLLECTOR CURRENT



2N4957, 2N4958, 2N4959

COMMON BASE CIRCUIT DESIGN DATA  
( $V_{CB} = 10$  Vdc,  $I_C = 2.0$  mA dc)

FIGURE 13 - TRANSDUCER GAIN  
versus FREQUENCY

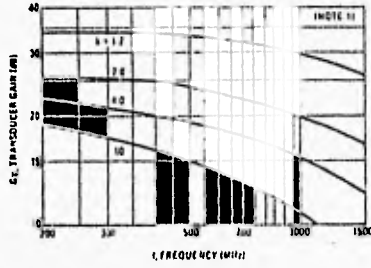


FIGURE 14 - LINVILL STABILITY FACTOR  
versus FREQUENCY

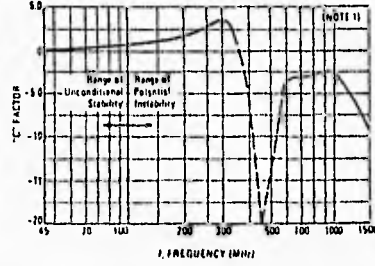


FIGURE 15 - LOAD ADMITTANCE  
versus FREQUENCY (REAL)

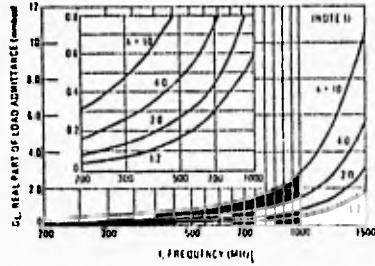


FIGURE 16 - LOAD ADMITTANCE  
versus FREQUENCY (IMAGINARY)

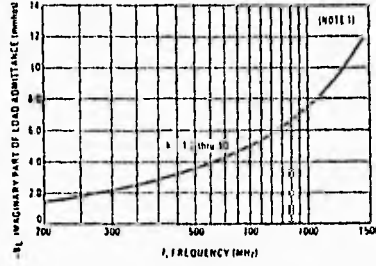


FIGURE 17 - SOURCE ADMITTANCE  
versus FREQUENCY (REAL)

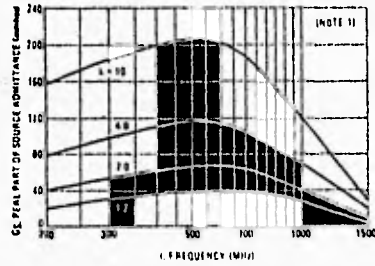
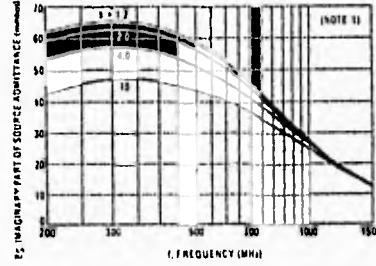
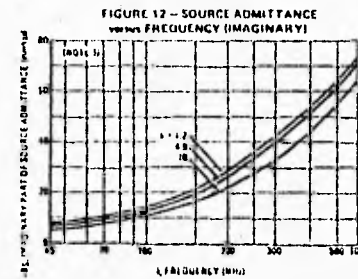
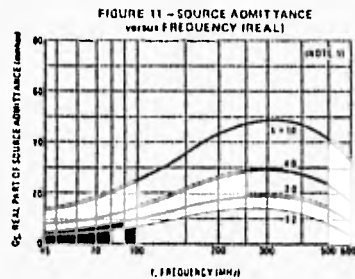
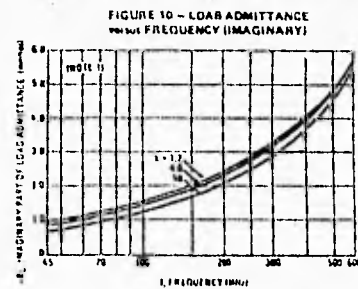
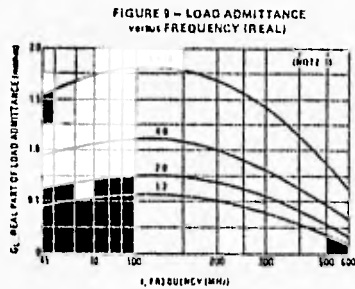
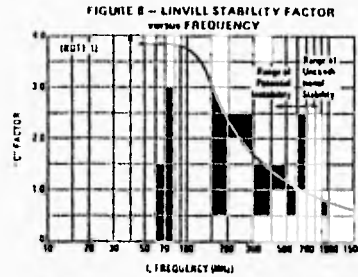
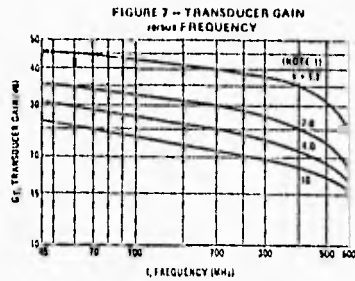


FIGURE 18 - SOURCE ADMITTANCE  
versus FREQUENCY (IMAGINARY)



COMMON EMITTER CIRCUIT DESIGN DATA  
( $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ,  $I_C = 2.0 \text{ mAdc}$ )

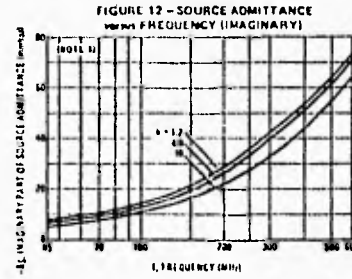
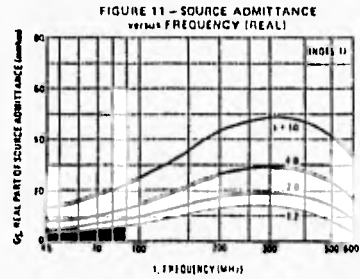
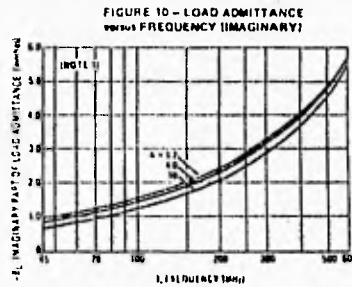
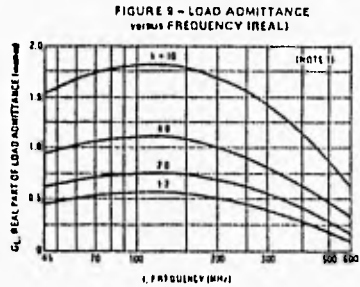
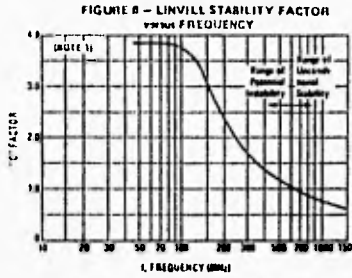
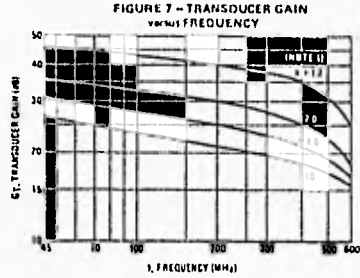


**NOTE 1**  
Figures 7 through 10 are included to assist the circuit designer in determining the stability of his particular circuit. Two stability criteria are given in these figures:  
The Linvill "C" factor is a measure of transmitter stability when the input and output are terminated in the most favorable (from circuit) condition. When "C" is greater than 1.0, the circuit is unconditionally stable. When "C" is greater than 1.0, the circuit is potentially unstable.  
The Slew "S" factor is used to determine the stability of a practical amplifier (terminated in Foster form) and source admittance. If "S" is greater than 1.0, the circuit will be stable. If less than 1.0, the circuit will be unstable. For further details see Application Note AN-215A.  
† Transistor and Power Tube Data Manual, McGraw-Hill, 1961.

"C" is less than 1.0, the circuit is unconditionally stable. When "C" is greater than 1.0, the circuit is potentially unstable.  
The Slew "S" factor is used to determine the stability of a practical amplifier (terminated in Foster form) and source admittance. If "S" is greater than 1.0, the circuit will be stable. If less than 1.0, the circuit will be unstable. For further details see Application Note AN-215A.  
† Transistor and Power Tube Data Manual, McGraw-Hill, 1961.

2N4957, 2N4958, 2N4959

COMMON EMITTER CIRCUIT DESIGN DATA  
 $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ,  $I_C = 2.0 \text{ mAdc}$



**NOTE 1**  
 Figures 7 through 13 are included to assist the circuit designer in determining the stability of his particular circuit. Two stability criteria are given in these figures.  
 The Linvill "C" factor is a measure of transient stability when the input and output are terminated in the maximum (open circuit) conditions when  $V_{CE}$  and  $I_C$  are constant.  $V_{CE}$  and  $I_C$  are 10 Vdc and 2.0 mAdc, respectively.

"C" is less than 1.0, the circuit is unconditionally stable. When "C" is greater than 1.0, the circuit is potentially unstable.  
 The S-parameter "B" factor has been defined to determine the stability of a junction amplifier terminated on both input and output admittances. If "B" is greater than 1.0, the circuit will be stable. If less than 1.0, the circuit will be unstable. For further details, see Application Note AN-512A.  
 \* Summary and Test Data of Transistor Amplifiers, Arthur P. Stern, Proc. IRE, March 1962.

2N4957, 2N4958, 2N4959

FIGURE 19 - SMALL-SIGNAL CURRENT GAIN versus FREQUENCY

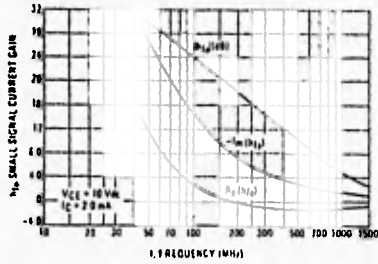


FIGURE 20 - POLAR  $h_{fe}$

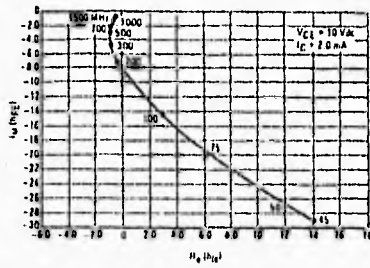


FIGURE 21 -  $f_T$  versus COLLECTOR CURRENT

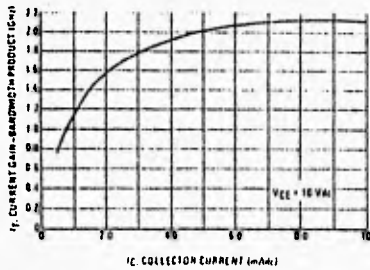


FIGURE 22 - DC CURRENT GAIN

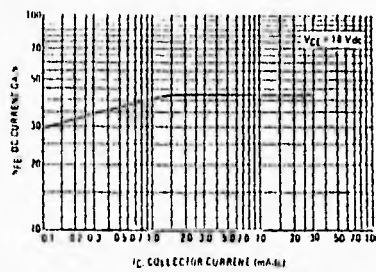


FIGURE 23 - CAPACITANCE

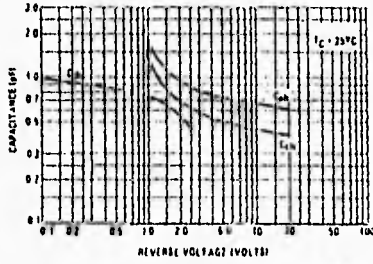
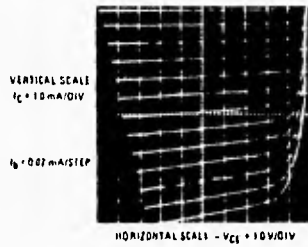


FIGURE 24 - COLLECTOR CHARACTERISTICS



Apply reverse bias between collector and base and measure capacitance between these terminals. Emitter is open.



Apply reverse bias between emitter and base and measure capacitance between these terminals. Collector is open.



Apply reverse bias between collector and base and measure capacitance between these terminals. Emitter is grounded.

2N4957, 2N4958, 2N4959

Y PARAMETERS versus CURRENT  
(f = 450 MHz)

COMMON BASE

$V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$  ———  $V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$  - - -

COMMON EMITTER

$V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$  ———  $V_{CE} = 15 \text{ Vdc}$  - - -

FIGURE 25 - INPUT ADMITTANCE

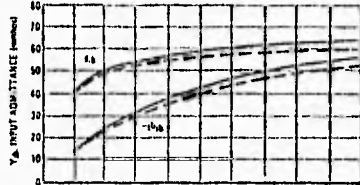


FIGURE 26 - INPUT ADMITTANCE

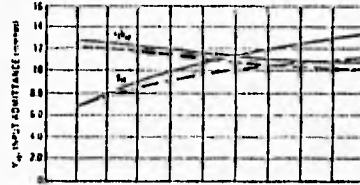


FIGURE 27 - FORWARD TRANSFER ADMITTANCE

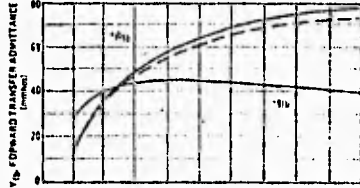


FIGURE 28 - FORWARD TRANSFER ADMITTANCE

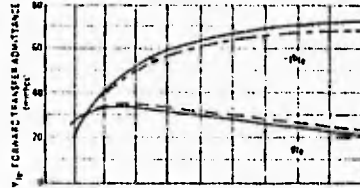


FIGURE 29 - OUTPUT ADMITTANCE

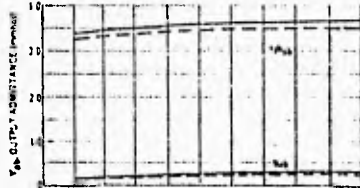


FIGURE 30 - OUTPUT ADMITTANCE

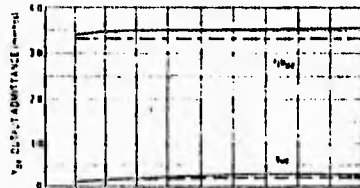


FIGURE 31 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE

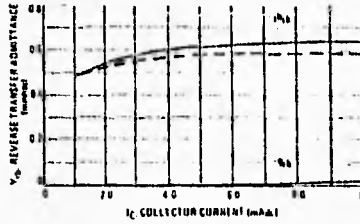
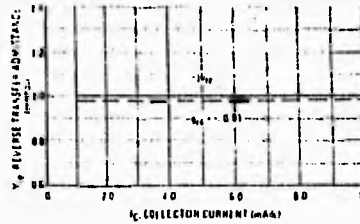


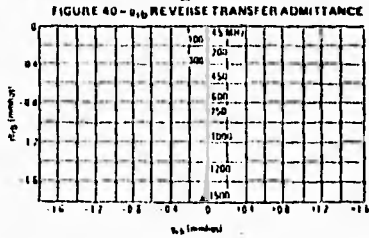
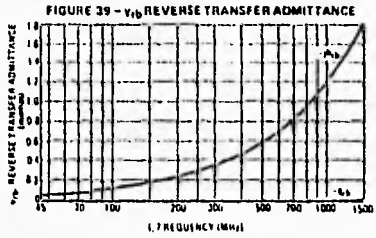
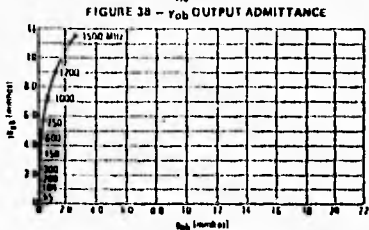
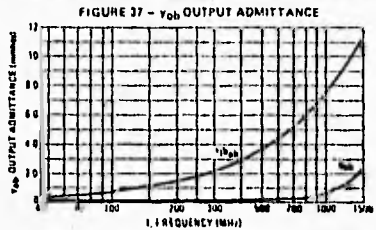
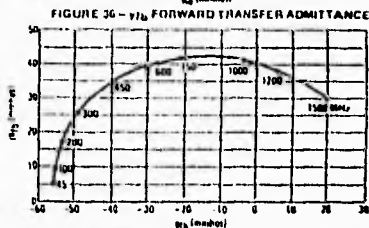
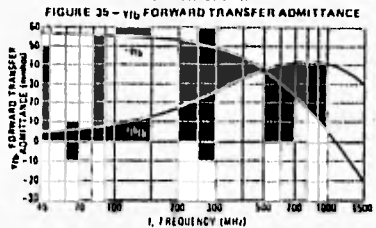
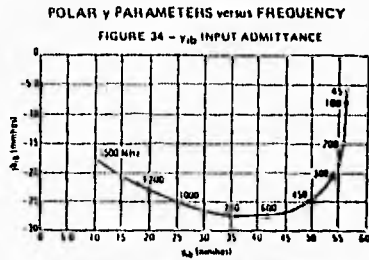
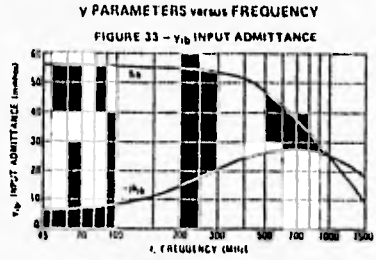
FIGURE 32 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE



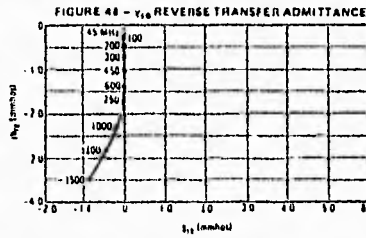
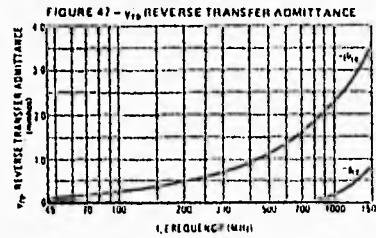
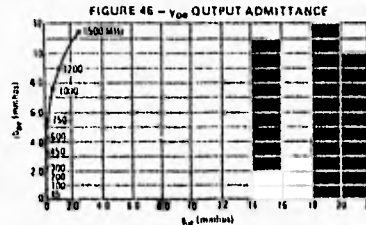
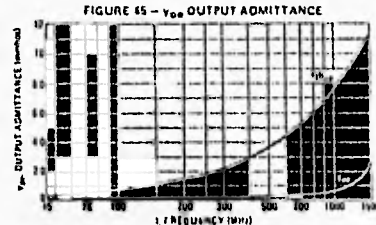
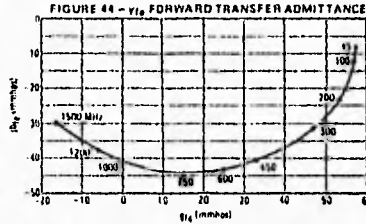
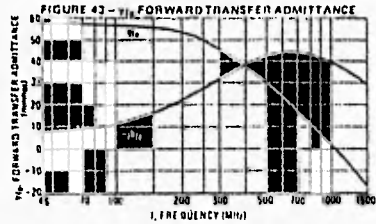
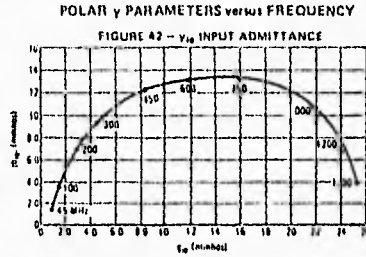
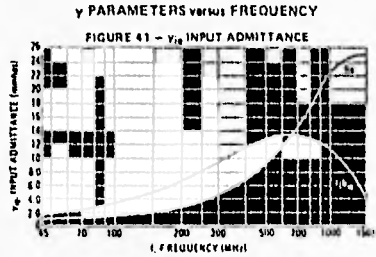
MOTOROLA RF DEVICE DATA



COMMON BASE  $y$  PARAMETER VARIATIONS  
 ( $V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$ ,  $I_C = 2.0 \text{ mAdc}$ )



COMMON EMITTER  $\gamma$  PARAMETER VARIATIONS  
 ( $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ,  $I_C = 2.0 \text{ mAdc}$ )



**2N4427**

**The RF Line**

**NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR**

Designed for amplifier, frequency multiplier, or oscillator applications in military and industrial equipment. Suitable for use as output driver or pre-driver stages in VHF and UHF equipment.

- Specified 175 MHz, 12 Vd: Characteristics -  
 Output Power = 1.0 Watt  
 Minimum Gain = 10 dB  
 Efficiency = 50%

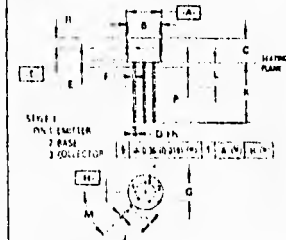
1 W - 175 MHz  
 HIGH FREQUENCY  
 TRANSISTOR  
 NPN SILICON



**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CE0</sub>	20	Vdc
Collector Base Voltage	V <sub>CB</sub>	40	Vdc
Emitter Base Voltage	V <sub>EB</sub>	2.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I <sub>C</sub>	400	mAac
Base Current - Continuous	I <sub>B</sub>	400	mAac
Total Device Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	1.0	Watt mW/°C
Total Device Dissipation @ T <sub>C</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	3.5	Watt mW/°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +200	°C

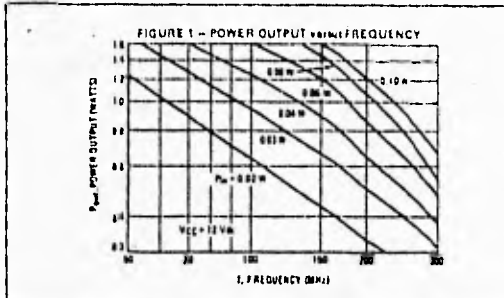
†Indicator JEDEC Registered Data



- NOTES:
- DIMENSIONS AND TOLERANCING PER AND SYSTEM (A2)
  - CONTROLLING DIMENSION: ACH
  - DIMENSION 2 MEASURED FROM DIMENSION A SURFACE
  - DIMENSION P SHALL NOT BE MORE THAN 0.25 (0.010) IN JIGS & THIS DIM CONTROLLED FOR AUTOMATIC MOUNTING
  - DIMENSION P APPLIES BETWEEN DIMENSION P AND 1. DIMENSION Q APPLIES BETWEEN DIMENSION L AND A MINIMUM LEAD DIAMETER IS UNCONTROLLED IN DIMENSION P AND BEYOND DIMENSION L SURFACE

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.57	1.71	0.062	0.067
B	1.25	1.52	0.049	0.060
C	1.12	1.40	0.044	0.055
D	0.41	0.51	0.016	0.020
E	0.23	0.34	0.009	0.014
F	0.21	0.28	0.008	0.011
G	0.085	0.10	0.003	0.004
H	0.27	0.34	0.011	0.014
J	0.20	0.25	0.008	0.010
K	0.10	0.15	0.004	0.006
L	0.20	0.25	0.008	0.010
M	0.20	0.25	0.008	0.010
N	0.20	0.25	0.008	0.010
P	0.20	0.25	0.008	0.010

CASE 79-04  
 TO-205AD  
 (TO 181)



FALLA DE ORIGEN

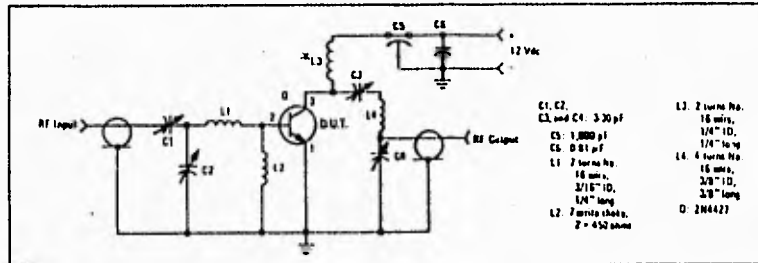
2N4427

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
*Collector-Emitter Sustaining Voltage (I <sub>C</sub> = 5.0 mAdc, I <sub>B</sub> = 0)	V <sub>CE(sus)</sub>	21	—	Vdc
*Collector-Emitter Sustaining Voltage (I <sub>C</sub> = 5.0 mAdc, R <sub>BE</sub> = 10 ohms)	V <sub>CE(sus)</sub>	40	—	Vdc
*Collector Cutoff Current (V <sub>CE</sub> = 12 Vdc, I <sub>B</sub> = 0)	I <sub>CEO</sub>	—	0.02	mAdc
*Collector Cutoff Current (V <sub>CE</sub> = 40 Vdc, V <sub>BE</sub> = -1.5 Vdc) (V <sub>CE</sub> = 12 Vdc, V <sub>BE</sub> = -1.5 Vdc, T <sub>C</sub> = +150°C)	I <sub>CEV</sub>	—	0.1 5.0	mAdc
*Emitter Cutoff Current (V <sub>EB</sub> = 2.0 Vdc, I <sub>C</sub> = 0)	I <sub>EB0</sub>	—	0.1	mAdc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>				
*DC Current Gain (I <sub>C</sub> = 100 mAdc, V <sub>CE</sub> = 5.0 Vdc) (I <sub>C</sub> = 300 mAdc, V <sub>CE</sub> = 5.0 Vdc)	h <sub>FE</sub>	10 50	200 —	—
*Collector-Emitter Saturation Voltage (I <sub>C</sub> = 100 mAdc, I <sub>B</sub> = 20 mAdc)	V <sub>CE(sat)</sub>	—	0.5	Vdc
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>				
*Current Gain - Bandwidth Product (I <sub>C</sub> = 50 mAdc, V <sub>CE</sub> = 15 Vdc, f = 200 MHz)	f <sub>T</sub>	500	—	MHz
*Output Capacitance (V <sub>CB</sub> = 12 Vdc, I <sub>E</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>out</sub>	—	4.0	pF
<b>FUNCTIONAL TEST</b>				
*Power Input (Figure 2) (P <sub>out</sub> = 1.0 W, V <sub>CC</sub> = 12 Vdc, f = 175 MHz)	P <sub>in</sub>	—	100	mW
Common-Emitter Amplifier Power Gain (P <sub>in</sub> = 100 mW, V <sub>CC</sub> = 12 Vdc, f = 175 MHz)	G <sub>pe</sub>	10	—	dB
*Collector Efficiency (Figure 2) (P <sub>out</sub> = 1.0 W, V <sub>CC</sub> = 12 Vdc, f = 175 MHz)	η	50	—	%

\*Indicates JEDEC Registered Data

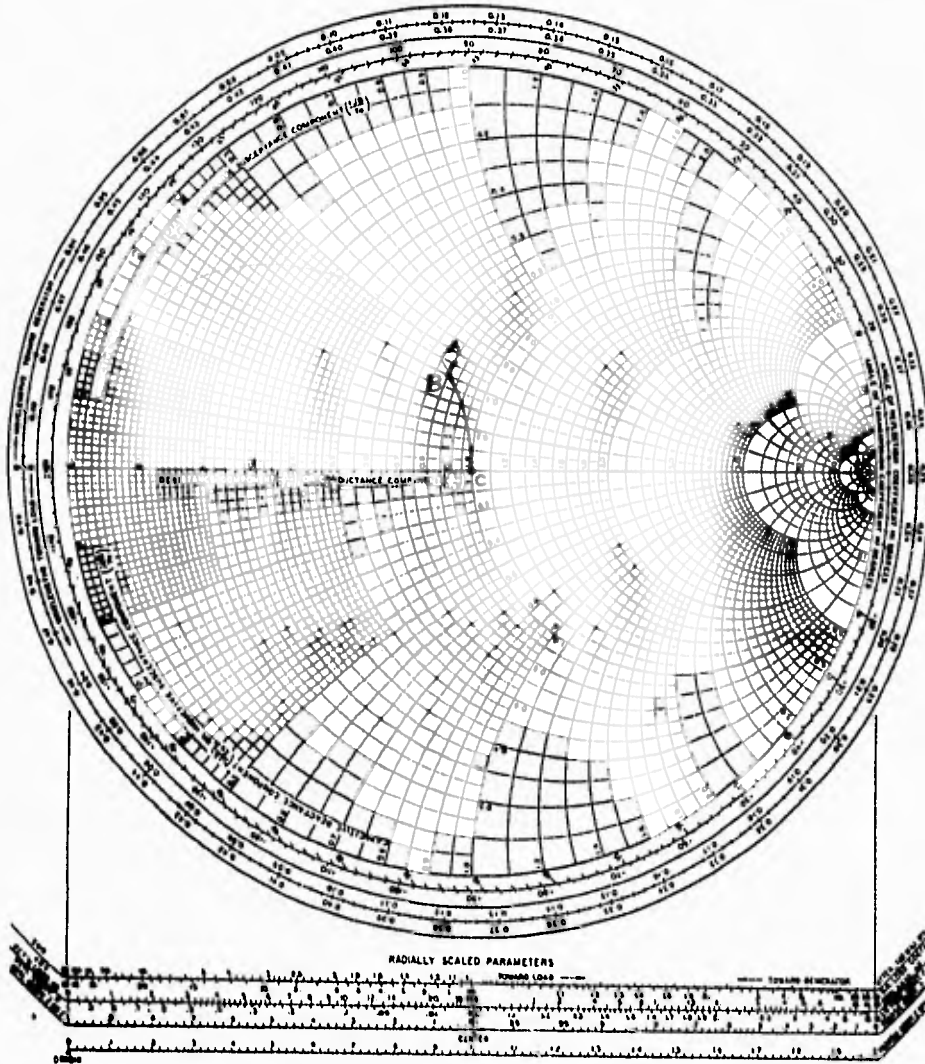
FIGURE 2 - 175 MHz RF AMPLIFIER CIRCUIT FOR POWER OUTPUT TEST



**APENDICE F: CORRIMIENTOS EN LA CARTA SMITH, CIRCUITO DE  
ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS DE LA ANTENA AL  
TRANSMISOR, GRAFICA  $R_{IV}$  vs.  $H/\lambda$ .**

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM 82-DS-PR(9-66)	ANALOG INSTRUMENTS COMPANY, NEW PROVIDENCE, N.J. 07114	DATL

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

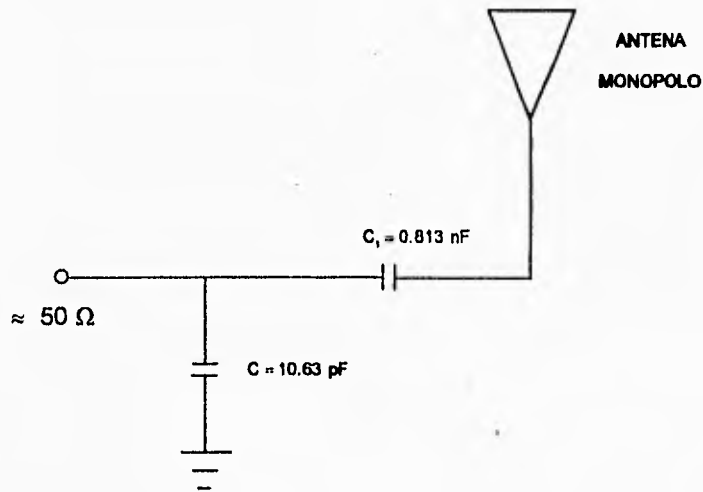


A MEGA-CHART

### CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS.

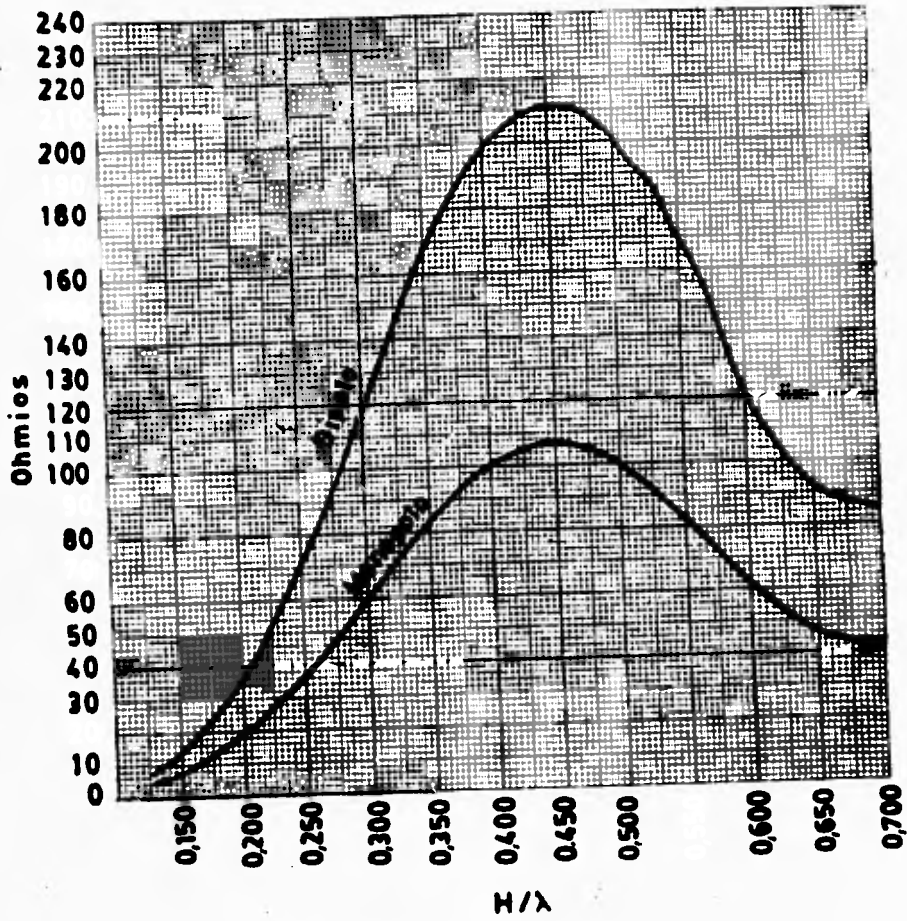
La figura siguiente muestra el diagrama del circuito acoplador de impedancias, utilizado para el acoplamiento a  $50\Omega$  de la antena con la tarjeta de RF. EL cálculo de los componentes utilizados están desarrollados en el subtema III.6.3. Antenas.

La conexión a tierra que se presenta en el circuito, es tomada del cuerpo metálico del cohete sonda.



El diámetro de la antena ( 4mm. ), fué tomada de las consideraciones aerodinámicas de diseño. El grupo de trabajo aerodinámico en el proyecto, encargado del diseño mecánico del cohete sonda, aprobó el diámetro de la antena monopolo.

Todo el desarrollo del cálculo de la antena monopolo  $\lambda/4$ , está basado en la obra "CALCULO DE ANTENAS" de A. Garcia Domínguez, Segunda Edición, Ediciones Alfaomega Marcombo.



Resistencia de radiación para un monopolo de altura  $H(H_0 \times 1.05)$



**APENDICE G: HOJAS DE ESPECIFICACIONES DEL RADIO  
TRANSCEIVER TS-711E.**

## FEATURES

1. **DCS = Digital Code Squelch**  
DCS uses digital code information to open squelch on a receiver that has been programmed to accept the specific code being transmitted. The system recognizes 100,000 different 5 digit code signals, making it possible for each station to have its own "private call" code, as well as to have "group call" or common call" code. DCS is also effective in suppressing unwanted signals.
2. **COMPACT DESIGN 144 MHz ALL MODE TRANSCEIVER** capable of AC or DC operations.
3. **HIGH STABILITY**  
Dual 10 Hz step digital VFO design, incorporating a single Temperature Compensated Crystal Oscillator for the ultimate in stability.
4. **HIGHLY VISIBLE FLUORESCENT TUBE DISPLAY.**
5. **40 CHANNEL MEMORY**  
Frequency, mode, dial, data, TX offset and sub-tone data can be memorized.
6. **AUTO MODE SELECTION**  
Automatically selects the proper mode for the band segment selected.
7. **MANUAL MODE SELECTION**  
Simple pushbutton switching. The first letter of each mode is announced in Morse Code thru the built in speaker.
8. **MULTIFUNCTION MAIN TUNING DIAL**  
Easily selected continuous tuning or channelized, click-stop, type tuning is controlled by the CH.Q switch. When in Mch mode, the main dial automatically selects click type tuning.
9. **RIT CONTROL**  
+/- 9.99 kHz in 10 Hz steps is possible.
10. **MICROPROCESSOR CONTROLLED FUNCTIONS**
  - SCAN: Programmable band scan, memory scan.
  - AL: Priority Alert (M CH 1)
  - M > V: Memory to VFO
  - SPLIT: Split Frequency Operation (RXA-TXB or RXB-TXA)
  - A=B: For equalizing VFOA and B
  - CH. S: In VFO mode, allows main dial to select memory channel. In memory scan mode, specifies channels to be skipped.
  - REV & LOCK: Locks dial mode, reverses split memory channels.
11. **MANUAL FUNCTIONS**
  - All mode squelch
  - IF shift
  - All mode RF Power control
  - CW Semi break-in: with adjustable delay
  - Speech processor: AF speech processor for SSB band FM
  - RF ATTN: Provides approximately 20 dB of attenuation
12. **SELECTED OPTIONS**
  - VS-1.....Voice Synthesizer
  - TU-5(TS-711A).....Sub Audible Tone Encoder
13. **PERSONAL COMPUTER INTERFACE**  
Use of the optional interface will allow simple "basic" language programming of major functions.

## FEATURES

1. **DCS = Digital Code Squelch**  
DCS uses digital code information to open squelch on a receiver that has been programmed to accept the specific code being transmitted. The system recognizes 100,000 different 5 digit code signals, making it possible for each station to have its own "private call" code, as well as to have "group call" or common call" code. DCS is also effective in suppressing unwanted signals.
2. **COMPACT DESING 144 MHz ALL MODE TRANSCEIVER** capable of AC or DC operations.
3. **HIGH STABILITY**  
Dual 10 Hz step digital VFO design, incorporating a single Temperature Compensated Crystal Oscillator for the ultimate in stability.
4. **HIGHLY VISIBLE FLUORESCENT TUBE DISPLAY.**
5. **40 CHANNEL MEMORY**  
Frequency, mode, dial, data, TX offset and sub-tone data can be memorized.
6. **AUTO MODE SELECTION**  
Automatically selects the proper mode for the band segment selected.
7. **MANUAL MODE SELECTION**  
Simple pushbutton switching. The first letter of each mode is announced in Morse Code thru the built in speaker.
8. **MULTIFUNCTION MAIN TUNING DIAL**  
Easily selected continuous tuning or channelized, click-stop, type tuning is controlled by the CH.Q switch. When in Mch mode, the main dial automatically selects click type tuning.
9. **RIT CONTROL**  
+/- 9.99 kHz in 10 Hz steps is possible.
10. **MICROPORCESSOR CONTROLLED FUNCTIONS**
  - SCAN: Programmable band scan, memory scan.
  - AL: Priority Alert (M CH 1)
  - M > V: Memory to VFO
  - SPLIT: Split Frequency Operation (RXA-TXB or RXB-TXA)
  - A=B: For equalizing VFOA and B
  - CH. S: In VFO mode, allows main dial to select memory channel. In memory scan mode, specifies channels to be skipped.
  - REV & LOCK: Locks dial mode, reverses split memory channels.
11. **MANUAL FUNCTIONS**
  - All mode squelch
  - IF shift
  - All mode RF Power control
  - CW Semi break-in: with adjustable delay
  - Speech processor: AF speech processor for SSB band FM
  - RF ATTN: Provides approximately 20 dB of attenuation
12. **SELECTED OPTIONS**
  - VS-1.....Voice Synthesizer
  - TU-5(TS-711A).....Sub Audible Tone Encoder
13. **PERSONAL COMPUTER INTERFACE**  
Use of the optional interface will allow simple "basic" language programming of major funcltions.

## SPECIFICATIONS

### [General]

Frequency range.....	144.0 ~ 148.0 MHz..... (TS-711A) 144.0 ~ 146.0 MHz..... (TS-711E)
Radio wave mode.....	A3J (SSB), F2, F3 (FM), A1 (CW)
Antenna impedance.....	50 ohms
Operating temperature.....	-10°C ~ +50°C
Power voltage.....	AC120V/240V/220V, 50/60 Hz DC 13.8V (12V ~ 16V)
Grounding.....	Negative
Power consumption.....	170W, 6.5A (DC13.8V) at maximum transmission 60W, 1.2A (DC13.8V) in receive mode without receiving signal
Frequency tolerance (-10°C ~ +50°C).....	Within ± 3 ppm (SSB/CW) Within ± 5 ppm (FM)
Frequency stability.....	± 300 Hz 1 ~ 60 minutes after power on Within 50 Hz/ every 30 minutes 60 minutes later (after power on)
Dimensions.....	W270 x H96 x D260 mm (W279 x H108 x D327 mm) - Projected parts measured.
Weight.....	7.1 kg (15.62 lb)

### [Transmitter]

RF output power.....	25 watts (One minute transmission/three minutes reception) RF output variable from approx. 2W to maximum
Modulation.....	Balanced (SSB), Reactance (FM)
Spurious radiation.....	Less than -60 dB
Carrier suppression.....	Less than -40 dB
Side band suppression.....	Less than -40 dB
Maximum frequency deviation (FM).....	± 5 kHz
Modulation distortion (FM60%).....	Less than 3% (300 Hz ~ 3 kHz)
MIC impedance.....	500 ~ 600 Ω

### [Receiver]

Circuitry.....	Double superheterodyne
Intermediate frequency.....	1st 30.265 MHz 2nd 10.695 MHz (SSB/CW), 455 kHz (FM)
Receiver sensitivity FM.....	12 dB SINAD less than 0.22 μV..... (TS-711A) 12 dB SINAD less than 0.2 μV..... (TS-711E) S + N/N more than 50 dB at 1.0 mV input
SSB/CW.....	S + N/N 10 dB less than 0.16 μV..... (TS-711A) S + N/N 10 dB less than 0.13 μV..... (TS-711E)
Receiver selectivity FM.....	More than 12 kHz (-6 dB) Less than 24 kHz (-60 dB)
SSB/CW.....	More than 2.2 kHz (-6 dB) Less than 4.8 kHz (-60 dB)
Spurious response.....	Better than 70 dB
Squelch sensitivity.....	Less than 0.16 μV (threshold)
Auto scan stop level.....	Less than 0.2 μV (threshold)
Audio output power.....	More than 2.0 watts across 8 ohms load (5% dist.)
Audio output impedance.....	8 ohms

### [DCS control]

Code.....	NRZ equal-length code
Modulation.....	MSK modulation
Frequency deviation.....	± 2.5 kHz or more ± 5 kHz or less ± 3.5 kHz Standard
Mark frequency and deviation.....	1200 Hz ± 200PPM
Space frequency and deviation.....	1800 Hz ± 200 PPM
Code transmission speed and deviation.....	1200 bits/second ± 200 PPM

Note: Circuit end ratings are subject to change without notice due to developments in technology.

**APENDICE H: HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE LOS CIRCUITOS  
INTEGRADOS XR-2206 Y XR-2211.**

# Monolithic Function Generator

## GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

## FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	0.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01%V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

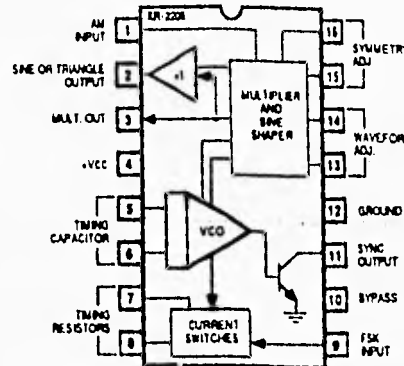
## APPLICATIONS

Waveform Generation  
Sweep Generation  
AM/FM Generation  
V/F Conversion  
FSK Generation  
Phase-Locked Loops (VCO)

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750mW
Derate Above 25°C	5mW/°C
Total Timing Current	6mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

## PIN ASSIGNMENT



## ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206D	JEDEC SOIC	0°C to +70°C

## SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO

# Monolithic Function Generator

## GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

## FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	0.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01%V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

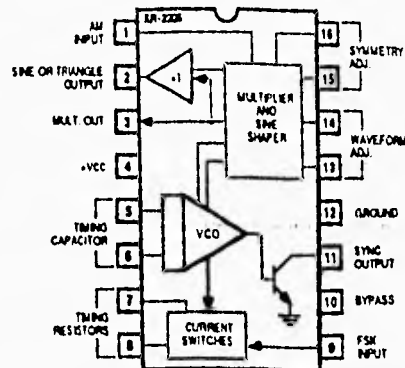
## APPLICATIONS

Waveform Generation  
Sweep Generation  
AM/FM Generation  
V/F Conversion  
FSK Generation  
Phase-Locked Loops (VCO)

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750mW
Derate Above 25°C	5mW/°C
Total Timing Current	6mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

## PIN ASSIGNMENT



## ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206D	JEDEC SOIC	0°C to +70°C

## SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

# XR-2206

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1,  $V^+ = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C = 0.01\mu F$ ,  $R_1 = 100k\Omega$ ,  $R_2 = 10k\Omega$ ,  $R_3 = 25k\Omega$  unless otherwise specified.  $S_1$  open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETERS	XR-2206M			XR2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
<b>GENERAL CHARACTERISTICS</b>								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	$\pm 5$		113	15		113	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
<b>OSCILLATOR SECTION</b>								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$ , $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$ , $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 4$		$\pm 2$		% of $f_0$	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability Frequency		110	$\pm 50$		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	$R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	See Note 2.
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Linearity							%	$f_L = 1kHz$ , $f_H = 10kHz$
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 100kHz$ , $f_H = 100kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$\pm 10\%$ Deviation
FM Distortion		0.1			0.1		%	
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	$\mu F$	See Figure 4.
Timing Resistors: $R_1$ & $R_2$	1		2000	1		2000	k $\Omega$	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2.
Triangle Amplitude		160			160		mV/k $\Omega$	Figure 1, $S_1$ Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k $\Omega$	Figure 1, $S_1$ Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		$\Omega$	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		k $\Omega$	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	$\mu A$	$V_{I1} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance,  $R_3$ , on Pin 3. See Figure 2.

Note 2: For maximum amplitude stability,  $R_3$  should be a positive temperature coefficient resistor.



# XR-2206

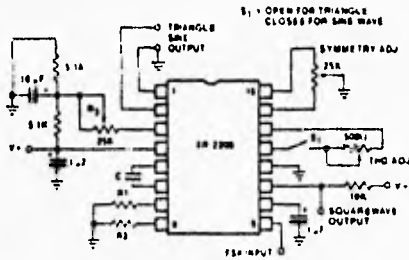


Figure 1. Basic Test Circuit.

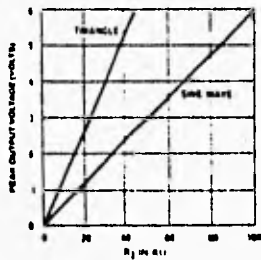


Figure 2. Output Amplitude as a Function of the Resistor,  $R_3$ , at Pin 3.

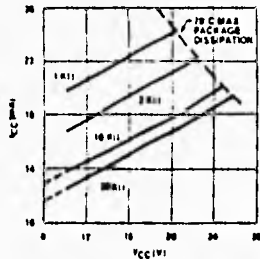


Figure 3. Supply Current vs Supply Voltage, Timing,  $R$ .

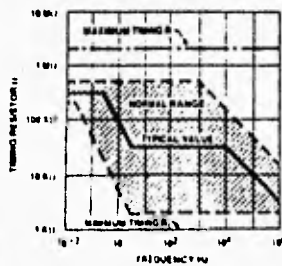


Figure 4.  $R$  vs Oscillation Frequency.

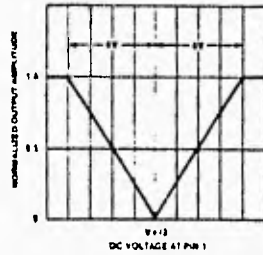


Figure 5. Normalized Output Amplitude vs DC Bias at AM Input (Pin 1).

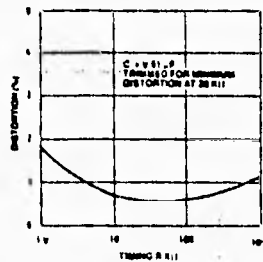


Figure 6. Trimmed Distortion vs Timing Resistor

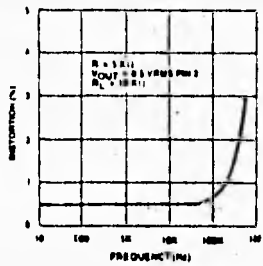


Figure 7. Sine Wave Distortion vs Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

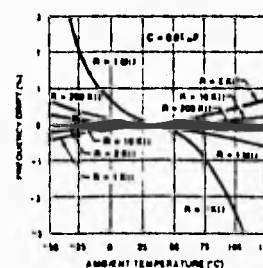


Figure 8. Frequency Drift vs Temperature.

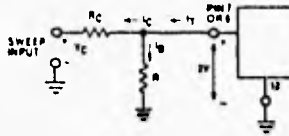


Figure 9. Circuit Connection for Frequency Sweep

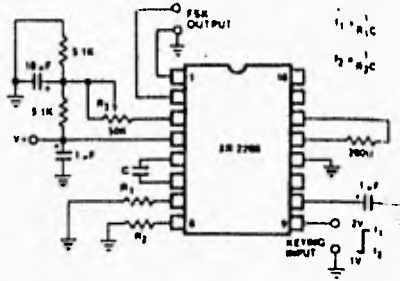


Figure 12. Sinusoidal FSK Generator

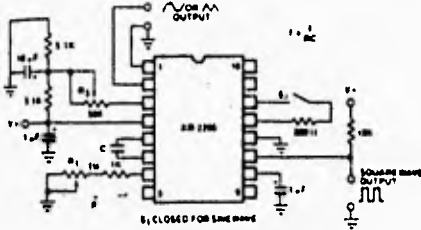


Figure 10. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of R<sub>2</sub>)

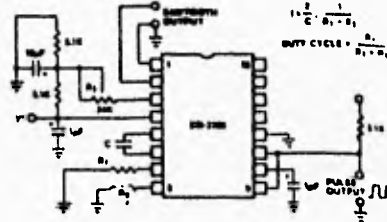


Figure 13. Circuit for Pulse and Ramp Generation

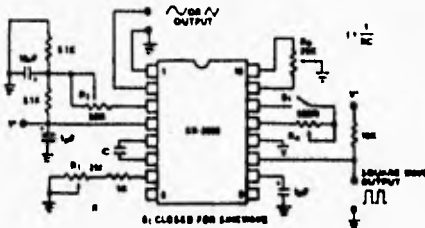


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R<sub>2</sub> Determines Output Swing — See Figure 2)

**Frequency-Shift Keying:**

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R<sub>1</sub> and R<sub>2</sub>, connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage ≥ 2V, only R<sub>1</sub> is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is ≤ 1V, only R<sub>2</sub> is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f<sub>1</sub> and f<sub>2</sub>, as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V<sub>-</sub>.

# XR-2206

## Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between  $V^+$  and ground, to give an output dc level of  $= V^+/2$ .

## APPLICATIONS INFORMATION

### Sine Wave Generation

#### Without External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer,  $R_1$  at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than  $V^+/2$ , and the typical distortion (THD) is  $< 2.5\%$ . If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with  $V^-$ . For split-supply operation,  $R_3$  can be directly connected to ground.

#### With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to  $-0.5\%$  by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer,  $R_A$ , adjusts the sine-shaping resistor, and  $R_B$  provides the line adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set  $R_B$  at midpoint and adjust  $R_A$  for minimum distortion.
2. With  $R_A$  set as above, adjust  $R_B$  to further reduce distortion.

### Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e.,  $S_1$  open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

### FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ ; the output is phase-continuous during transi-

tions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with  $V^-$ .

### Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shifts itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of  $R_1$  and  $R_2$ . The values of  $R_1$  and  $R_2$  should be in the range of  $1k\Omega$  to  $2M\Omega$ .

## PRINCIPLES OF OPERATION

### Description of Controls

#### Frequency of Operation:

The frequency of oscillation,  $f_o$ , is determined by the external timing capacitor,  $C$ , across Pin 5 and 6, and the timing resistor,  $R$ , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either  $R$  or  $C$ . The recommended values of  $R$ , for a given frequency range, is shown in Figure 4. Temperature stability is optimum at  $4k\Omega < R < 200k\Omega$ . Recommended values of  $C$  are from  $1000pF$  to  $100\mu F$ .

#### Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current,  $I_T$ , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320 I_T (\text{mA})}{C (\mu F)} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points and are internally biased at  $+3V$ , with respect to Pin 11. Frequency varies linearly with  $I_T$ , over a wide range of current values, from  $1\mu A$  to  $3mA$ . The frequency can be controlled by applying a control voltage,  $V_C$ , to the active timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to  $V_C$  as:

$$f = \frac{1}{RC} \left( 1 + \frac{R}{R_C} \left( 1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where  $V_C$  is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain,  $K$ , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = - \frac{0.32}{R_C C} \text{ Hz/V}$$

**CAUTION:** For safety operation of the circuit,  $I_T$  should be limited to  $\leq 3\text{mA}$ .

**Output Amplitude:**

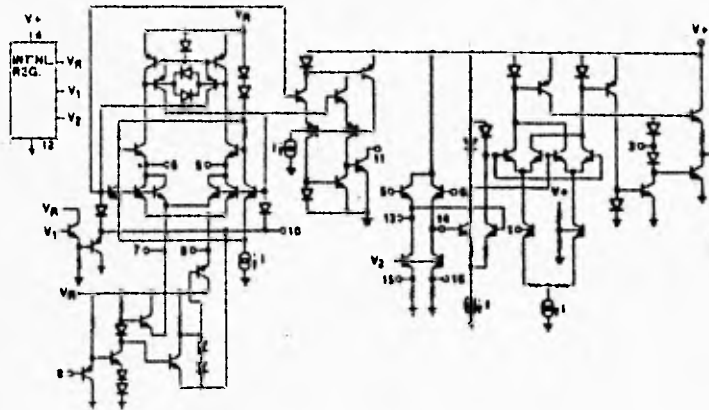
Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor,  $R_3$ , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per k $\Omega$  of  $R_3$ ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per k $\Omega$  of  $R_3$ . Thus, for example,  $R_3 = 50\text{k}\Omega$  would produce approximately 13V sinusoidal output amplitude.

**Amplitude Modulation:**

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100k $\Omega$ . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of  $V^*/2$  as shown in Figure 5. As this bias level approaches  $V^*/2$ , the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55dB.

**CAUTION:** AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of  $V^*$ .

**EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM**



# FSK Demodulator/Tone Decoder

## GENERAL DESCRIPTION

The XR-2211 is a monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications applications. It is particularly suited for FSK modem applications. It operates over a wide supply voltage range of 4.5 to 20V and a wide frequency range of 0.01Hz to 300kHz. It can accommodate analog signals between 2mV and 3V, and can interface with conventional DTL, TTL, and ECL logic families. The circuit consists of a basic PLL for tracking an input signal within the pass band, a quadrature phase detector which provides carrier detection, and an FSK voltage comparator which provides FSK demodulation. External components are used to independently set center frequency, bandwidth, and output delay. An internal voltage reference proportional to the power supply provides ratiometric operation for low system performance variations with power supply changes.

The XR-2211 is available in 14 pin DIP ceramic or plastic packages specified for commercial or military temperature ranges.

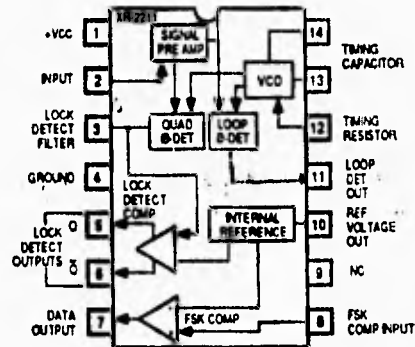
## FEATURES

Wide Frequency Range	0.01Hz to 300kHz
Wide Supply Voltage Range	4.5V to 20V
CMOS/TTL/Logic Compatibility	
FSK Demodulation, with Carrier Detection	
Wide Dynamic Range	2mV to 3V rms
Adjustable Tracking Range ( $\pm 1\%$ to 80%)	
Excellent Temp. Stability	20 ppm/ $^{\circ}$ C, typ.

## APPLICATIONS

FSK Demodulation  
Data Synchronization  
Tone Decoding  
FM Detection  
Carrier Detection

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	20V
Input Signal Level	3V rms
Power Dissipation	900mW
Ceramic Package	750mW
Derate Above $T_A = +25^{\circ}$ C	8mW/ $^{\circ}$ C
Plastic Package	800mW
Derate Above $T_A = +25^{\circ}$ C	60mW/ $^{\circ}$ C
JEDEC SO	390mW
Derate Above $T_A = +25^{\circ}$ C	5mW/ $^{\circ}$ C

## ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2211M	Ceramic	$-55^{\circ}$ C to $+125^{\circ}$ C
XR-2211CN	Ceramic	$0^{\circ}$ C to $+70^{\circ}$ C
XR-2211CP	Plastic	$0^{\circ}$ C to $+70^{\circ}$ C
XR-2211N	Ceramic	$-40^{\circ}$ C to $+85^{\circ}$ C
XR-2211P	Plastic	$-40^{\circ}$ C to $+85^{\circ}$ C
XR-2211D	JEDEC SO-14	$0^{\circ}$ C to $+70^{\circ}$ C

# XR-2211

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions:  $V_s = 12V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $R_O = 30k\Omega$ ,  $C_O = 0.033\mu F$ .

PARAMETER	2211/2211M			XR-2211C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
<b>GENERAL</b>								
Supply Voltage	4.5		20	4.5		20	V	$R_O \geq 10k\Omega$ . See Fig. 4
Supply Current		4	7		5	9	mA	
<b>OSCILLATOR SECTION</b>								
Frequency Accuracy		11	13		11		%	Deviation from $f_0 = 1/R_O C_O$ $R_1 = 1/2$ * See Figure 8.
Frequency Stability		120	150		120		ppm/°C	
Temperature		0.05	0.5		0.05		%/V	$V_s = 12 \pm 1V$ . See Fig. 7.
Power Supply		0.2			0.2		%/V	$V_s = 5 \pm 0.5V$ . See Fig. 7.
Upper Frequency Limit	100	300			300		kHz	$R_O = 8.2k\Omega$ , $C_O = 400pF$
Lowest Practical							Hz	$R_O = 2M\Omega$ , $C_O = 50pF$
Operating Frequency			0.01		0.01		Hz	See Fig. 5.
Timing Resistor, $R_O$			2000		2000		k $\Omega$	See Figs. 7 and 8.
Operating Range	5			5			k $\Omega$	
Recommended Range 1	15			15			k $\Omega$	
<b>LOOP PHASE DETECTOR SECTION</b>								
Peak Output Current	1150	1200	1300	1100	±200	±300	$\mu A$	Measured at Pin 11.
Output Offset Current		1			±2		$\mu A$	
Output Impedance		1			1		M $\Omega$	Referenced to Pin 10.
Maximum Swing	14	±5		14	±5		V	
<b>QUADRATURE PHASE DETECTOR</b>								
Measured at Pin 3.								
Peak Output Current	100	150			150		$\mu A$	
Output Imped		1			1		M $\Omega$	
Maximum Swing		11			11		V <sub>pp</sub>	
<b>INPUT PREAMP SECTION</b>								
Measured at Pin 2.								
Input Impedance		20			20		k $\Omega$	
Input Signal							mV	
Voltage Required to Cause Limiting		2	10		2		mV	
<b>VOLTAGE COMPARATOR SECTION</b>								
Input Impedance		2			2		M $\Omega$	Measured at Pins 3 and 6. $R_L = 5.1k\Omega$ $I_C = 3mA$ $V_O = 20V$
Input Bias Current		100			100		nA	
Voltage Gain	55	70			55-70		dB	
Output Voltage Low		300			300		mV	
Output Leakage Current		0.01			0.01		$\mu A$	
<b>INTERNAL REFERENCE</b>								
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	4.75	5.3	5.85	V	Measured at Pin 10. AC Small Signal
Output Impedance		100			100		$\Omega$	
Maximum Source Current		80			80		$\mu A$	

\*These parameters, although guaranteed over the recommended operating conditions, are not 100% tested in production.

## SYSTEM DESCRIPTION

The output of the phase detector produces sum and difference frequencies of the input and the VCO (internally connected). When in lock, these frequencies are  $f_M + f_{VCO}$  (2 times  $f_M$  when in lock) and  $f_M - f_{VCO}$  (0HZ when lock). By adding a capacitor to the phase detector output, the 2 times  $f_M$  component is reduced, leaving a DC voltage that represents the phase difference between the two frequencies. This closes the loop and allows the VCO to track the input frequency.

The other sections of the XR-2211 act to: determine if the VCO is driven above or below the center frequency (FSK comparator); produced both active high and active low outputs to indicate when the main PLL is in lock (quadrature phase detector and lock detector comparator).

## PRINCIPLES OF OPERATION

**Signal Input (Pin 2):** Signal is ac coupled to this terminal. The internal impedance at Pin 2 is 20KΩ. Recommended input signal level is in the range of 10mV rms to 3V rms.

**Quadrature Phase Detector Output (Pin 3):** This is the high impedance output of quadrature phase detector and is internally connected to the input of lock detect voltage comparator. In tone detection applications, Pin 3 is connected to ground through a parallel combination of  $R_D$  and  $C_D$  (see Figure 2) to eliminate the chatter at lock detect outputs. If the tone detect section is not used, Pin 3 can be left open circuited.

**Lock Detect Output, Q (Pin 5):** The output at Pin 5 is at "high" state when the PLL is out of lock and goes to "low" or conducting state when the PLL is locked. It is an open collector type output and requires a pull-up resistor,  $R_L$ , to  $V^+$  for proper operation. At "low" state, it can sink up to 5mA of load current.

**Lock Detect Complement, Q (Pin 6):** The output at Pin 6 is the logic complement of the lock detect output at Pin 5. This output is also an open collector type stage which can sink 5mA of load current at low or "on" state.

**FSK Data Output (Pin 7):** This output is an open collector logic stage which requires a pull-up resistor,  $R_L$ , to  $V^+$  for proper operation. It can sink 5mA of load current. When decoding FSK signals, FSK data output is at "high" or "off" state for low input frequency, and at "low" or "on" state for high input frequency. If no input signal is present, the logic state at Pin 7 is indeterminate.

**FSK Comparator Input (Pin 8):** This is the high impedance input to the FSK voltage comparator. Normally, an FSK post-detection or data filter is connected between this terminal and the PLL phase detector output (Pin 11). This data filter is formed by  $R_F$  and  $C_F$  of Figure 2. The threshold voltage of the comparator is set by the internal reference voltage,  $V_R$ , available at Pin 10.

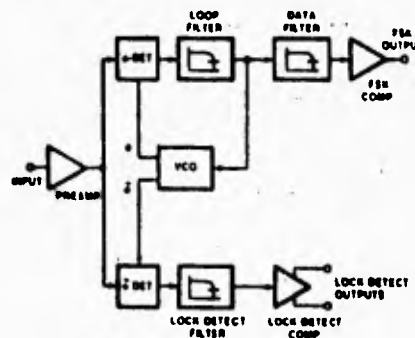


Figure 1. Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211

**Reference Voltage,  $V_R$  (Pin 10):** This pin is internally biased at the reference voltage level,  $V_R$ .  $V_R = V^+ / 2 - 650mV$ . The dc voltage level at this pin forms an internal reference for the voltage levels at Pins 5, 8, 11 and 12. Pin 10 must be bypassed to ground with a 0.1μF capacitor for proper operation of the circuit.

**Loop Phase Detector Output (Pin 11):** This terminal provides a high impedance output for the loop phase detector. The PLL loop filter is formed by  $R_L$  and  $C_L$  connected to Pin 11 (see Figure 2). With no input signal, or with no phase error within the PLL, the dc level at Pin 11 is very nearly equal to  $V_R$ . The peak voltage swing available at the phase detector output is equal to  $\pm V_R$ .

# XR-2211

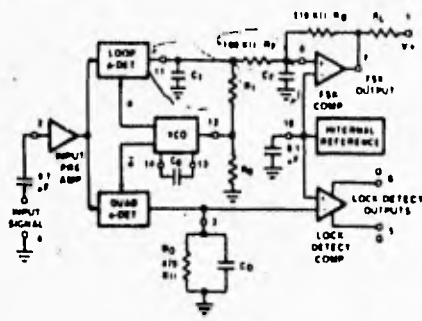


Figure 2. Generalized Circuit Connection for FSK and Tone Detection

**VCO Control Input (Pin 12):** VCO free-running frequency is determined by external timing resistor,  $R_0$ , connected from this terminal to ground. The VCO free-running frequency,  $f_0$ , is:

$$f_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \text{ Hz}$$

where  $C_0$  is the timing capacitor across Pins 13 and 14. For optimum temperature stability,  $R_0$  must be in the range of 10K $\Omega$  to 100K $\Omega$  see Figure 8).

This terminal is a low impedance point, and is internally biased at a dc level equal to  $V_R$ . The maximum timing current drawn from Pin 12 must be limited to  $\leq 3\text{mA}$  for proper operation of the circuit.

**VCO Timing Capacitor (Pins 13 and 14):** VCO frequency is inversely proportional to the external timing capacitor,  $C_0$ , connected across these terminals (see Figure 5).  $C_0$  must be nonpolar, and in the range of 200pF to 10 $\mu\text{F}$ .

**VCO Frequency Adjustment:** VCO can be fine-tuned by connecting a potentiometer,  $R_X$ , in series with  $R_0$  at Pin 12 (see Figure 9).

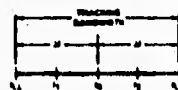
**VCO Free-Running Frequency,  $f_0$ :** XR-2211 does not have a separate VCO output terminal. Instead, the VCO outputs are internally connected to the phase detector sections of the circuit. For set-up or adjustment purposes, the VCO free-running frequency can be tuned by using the generalized circuit in Figure 2, and applying an alternating bit pattern of 0's and 1's

at known mark and space frequencies. By adjusting  $R_0$ , the VCO can then be tuned to obtain a 50% duty cycle on the FSK output (pin 7). This will ensure that the VCO  $f_0$  value is accurately referenced to the mark and space frequencies.

## DESIGN EQUATIONS

(See Figure 2 for definition of components.)

1. VCO Center Frequency,  $f_0$ :  
 $f_0 = 1/R_0 C_0$  Hz
2. Internal Reference Voltage,  $V_R$  (measured at Pin 10):  
 $V_R = V_{+}/2 - 650\text{mV}$
3. Loop Low-Pass Filter Time Constant,  $\tau$ :  
 $\tau = R_1 C_1$
4. Loop Damping,  $\zeta$ :  
 $\zeta = 1/4 \sqrt{\frac{C_0}{C_1}}$
5. Loop Tracking Bandwidth,  $\pm \Delta M_0$ :  
 $\Delta M_0 = R_0/R_1$



6. FSK Data Filter Time Constant,  $\tau_F$ :  
 $\tau_F = R_F C_F$
7. Loop Phase Detector Conversion Gain,  $K_\phi$ : ( $K_\phi$  is the differential dc voltage across Pins 10 and 11, per unit of phase error at phase detector input):  
 $K_\phi = 0.2V_P/\pi$  volts/radian
8. VCO Conversion gain,  $K_0$ : ( $K_0$  is the amount of change in VCO frequency, per unit of dc voltage change at Pin 11):  
 $K_0 = -1/V_R C_0 R_1$  Hz/volt
9. Total Loop Gain,  $K_T$ :  
 $K_T = 2\pi K_\phi K_0 = 4/C_0 R_1$  rad/sec/volt
10. Peak Phase Detector Current  $I_A$ :  
 $I_A = V_R$  (volts)/25mA



APPLICATIONS INFORMATION

FSK Decoding

Figure 9 shows the basic circuit connection for FSK decoding. With reference to Figures 2 and 9, the functions of external components are defined as follows:  $R_0$  and  $C_0$  set the PLL center frequency,  $R_1$  sets the system bandwidth, and  $C_1$  sets the loop filter time constant and the loop damping factor.  $C_F$  and  $R_F$  form a one-pole post-detection filter for the FSK data output. The resistor  $R_B$  (= 510K $\Omega$ ) from Pin 7 to Pin 8 introduces positive feedback across the FSK comparator to facilitate rapid transition between output logic states. Recommended component values for some of the most commonly used FSK bands are given in Table 1.

Design Instructions:

The circuit of Figure 9 can be tailored for any FSK decoding application by the choice of five key circuit components:  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_F$ . For a given set of FSK mark and space frequencies,  $f_1$  and  $f_2$ , these parameters can be calculated as follows:

- a) Calculate PLL center frequency,  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

- b) Choose value of timing resistor  $R_0$ , to be in the range of 10K $\Omega$  to 100K $\Omega$ . This choice is arbitrary. The recommended value is  $R_0 = 20K\Omega$ . The final value of  $R_0$  is normally fine-tuned with the series potentiometer,  $R_X$ .

- c) Calculate value of  $C_0$  from design equation (1) or from Figure 6:

$$C_0 = 1/R_0 f_0$$

- d) Calculate  $R_1$  to give a  $\Delta f$  equal to the mark space deviation:

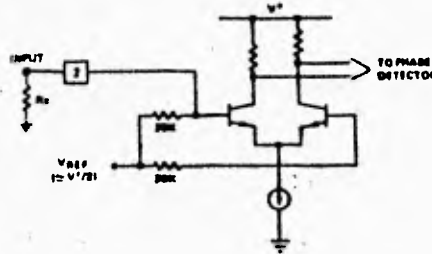
$$R_1 = R_0(f_2 - f_1)$$

- e) Calculate  $C_1$  to set loop damping. (See design equation No. 4.):

Normally,  $\zeta = 1/2$  is recommended.

Then:  $C_1 = C_0/4$  for  $\zeta = 1/2$

- f) The input to the XR-2211 may sometimes be too sensitive to noise conditions on the input line. Figure 3 illustrates a method of de-sensitizing the XR-2211 from such noisy line conditions by the use of a resistor,  $R_X$ , connected from pin 2 to ground. The value of  $R_X$  is chosen by the equation and the desired minimum signal threshold level.



$$V_{IN \text{ (MINIMUM PEAK)}} = V_{REF} \left( \frac{R_X}{R_0 + R_X} \right) = 2.5 \text{ mV}$$

Figure 3. Desensitizing Input Stage

- g) Calculate Data Filter Capacitance,  $C_F$ :

For  $R_F = 100K\Omega$ ,  $R_B = 510K\Omega$ , the recommended value of  $C_F$  is:

$$C_F = 3/(\text{Baud Rate}) \mu\text{F}$$

Note: All calculated component values except  $R_0$  can be rounded to the nearest standard value, and  $R_0$  can be varied to fine-tune center frequency, through a series potentiometer,  $R_X$ . (See Figure 9.)

## APPLICATIONS INFORMATION

### FSK Decoding

Figure 9 shows the basic circuit connection for FSK decoding. With reference to Figures 2 and 9, the functions of external components are defined as follows:  $R_0$  and  $C_0$  set the PLL center frequency,  $R_1$  sets the system bandwidth, and  $C_1$  sets the loop filter time constant and the loop damping factor.  $C_F$  and  $R_F$  form a one-pole post-detection filter for the FSK data output. The resistor  $R_B$  ( $= 510K\Omega$ ) from Pin 7 to Pin 8 introduces positive feedback across the FSK comparator to facilitate rapid transition between output logic states. Recommended component values for some of the most commonly used FSK bands are given in Table 1.

#### Design Instructions:

The circuit of Figure 9 can be tailored for any FSK decoding application by the choice of five key circuit components:  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_F$ . For a given set of FSK mark and space frequencies,  $f_1$  and  $f_2$ , these parameters can be calculated as follows:

- a) Calculate PLL center frequency,  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

- b) Choose value of timing resistor  $R_0$ , to be in the range of  $10K\Omega$  to  $100K\Omega$ . This choice is arbitrary. The recommended value is  $R_0 = 20K\Omega$ . The final value of  $R_0$  is normally fine-tuned with the series potentiometer,  $R_X$ .

- c) Calculate value of  $C_0$  from design equation (1) or from Figure 6:

$$C_0 = 1/R_0 f_0$$

- d) Calculate  $R_1$  to give a  $\Delta f$  equal to the mark space deviation:

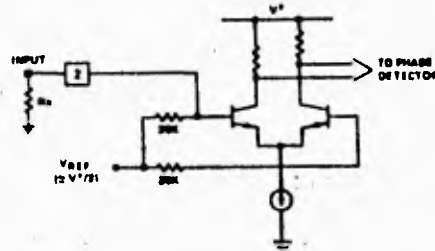
$$R_1 = R_0 f_0 / (f_1 - f_2)$$

- e) Calculate  $C_1$  to set loop damping. (See design equation No. 4.):

Normally,  $\zeta = 1/2$  is recommended.

Then:  $C_1 = C_0/4$  for  $\zeta = 1/2$

- f) The input to the XR-2211 may sometimes be too sensitive to noise conditions on the input line. Figure 3 illustrates a method of desensitizing the XR-2211 from such noisy line conditions by the use of a resistor,  $R_X$ , connected from pin 2 to ground. The value of  $R_X$  is chosen by the equation and the desired minimum signal threshold level.



$$V_{IN \text{ (MINIMUM)}} = V_{CC} \left[ \frac{10K}{R_X + 20K} \right] \approx 2.5 \text{ mV (PEAK)}$$

Figure 3. Desensitizing Input Stage

- g) Calculate Data Filter Capacitance,  $C_F$ :

For  $R_F = 100K\Omega$ ,  $R_B = 510K\Omega$ , the recommended value of  $C_F$  is:

$$C_F = 3 / (\text{Baud Rate}) \mu\text{F}$$

Note: All calculated component values except  $R_0$  can be rounded to the nearest standard value, and  $R_0$  can be varied to fine-tune center frequency, through a series potentiometer,  $R_X$ . (See Figure 9.)

# XR-2211

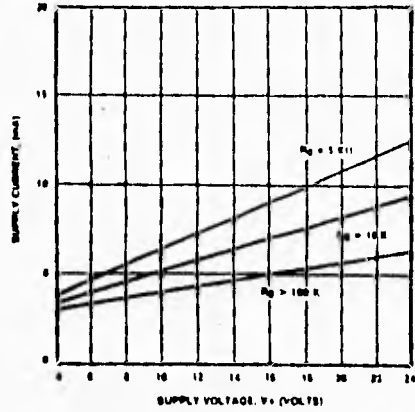


Figure 4. Typical Supply Current vs  $V^+$  (Logic Outputs Open Circuited)

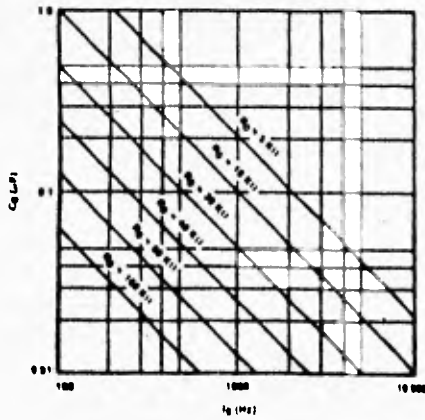


Figure 5. VCO Frequency vs Timing Resistor

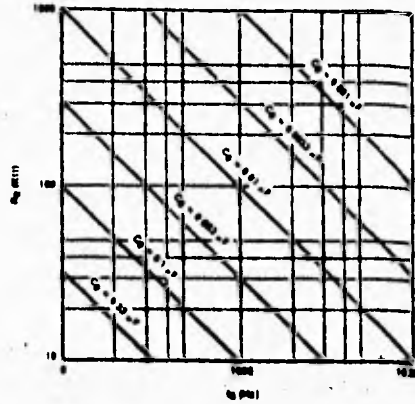


Figure 6. VCO Frequency vs Timing Capacitor

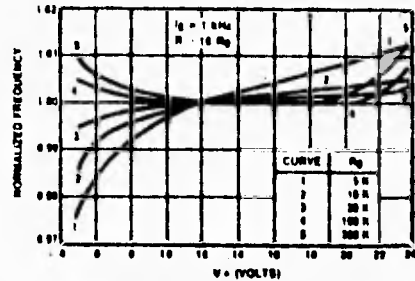


Figure 7. Typical  $I_q$  vs Power Supply Characteristics

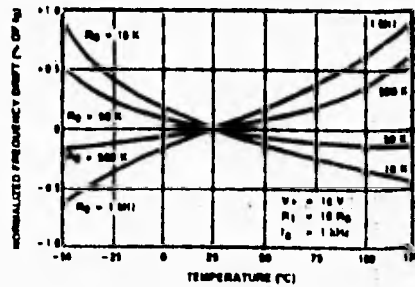


Figure 8. Typical Center Frequency Drift vs Temperature

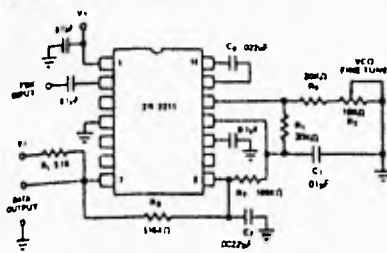


Figure 9. Circuit Connection for FSK Decoding of Caller Identification Signals (Bell 202 Format)

**Design Example:**

1200 Baud FSK demodulator with mark space frequencies of 1200/2200Hz:

Step 1: Calculate  $f_0$ :  $f_0 (1200 + 2200) (1/2) = 1700\text{Hz}$

Step 2: Choose  $R_0 \approx 26.7\text{K}\Omega$  (20K $\Omega$  fixed resistor in series with 10K $\Omega$  potentiometer)

Step 3: Calculate  $C_0$  from design equation 1: yielding  $C_0 = 0.022\mu\text{F}$

Step 4: Calculate  $R_1$ :  $R_1 = R_0 (1700/1000) = 45\text{K}\Omega$

Step 5: Calculate  $C_1$ :  $C_1 = C_0/4 = 0.055\mu\text{F} = 0.01\mu\text{F}$

Note: All values except  $R_0$  can be rounded to nearest standard value.

Table 1. Recommended Component Values for Commonly Used FSK Bands. (See Circuit of Figure 10.)

FSK BAND	COMPONENT VALUES	
300 Baud	$C_0 = 0.039\mu\text{F}$	$C_F = 0.005\mu\text{F}$
$f_1 = 1070\text{ Hz}$	$C_1 = 0.01\mu\text{F}$	$R_0 = 18\text{K}\Omega$
$f_2 = 1270\text{ Hz}$	$R_1 = 100\text{K}\Omega$	
300 Baud	$C_0 = 0.022\mu\text{F}$	$C_F = 0.005\mu\text{F}$
$f_1 = 2025\text{ Hz}$	$C_1 = 0.0047\mu\text{F}$	$R_0 = 18\text{K}\Omega$
$f_2 = 2225\text{ Hz}$	$R_1 = 200\text{K}\Omega$	
Caller I.D. Rec'v (1200 Baud)	$C_0 = 0.022\mu\text{F}$	$C_F = 0.0022\mu\text{F}$
$f_1 = 1200\text{ Hz}$	$C_1 = 0.01\mu\text{F}$	$R_0 = 26.7\text{K}\Omega$
$f_2 = 2200\text{ Hz}$	$R_1 = 45\text{K}\Omega$	$C_D = 0.1\mu\text{F}$
		$R_D = 470\text{K}\Omega$

**FSK Decoding with Carrier Detect**

The lock detect section of XR-2211 can be used as a carrier detect option, for FSK decoding. The recommended circuit connection for this application is shown in Figure 10. The open collector lock detect output, Pin 6, is shorted to data output (Pin 7). Thus, data output will be disabled at "low" state, until there is a carrier within the detection band of the PLL and the Pin 6 output goes "high" to enable the data output.

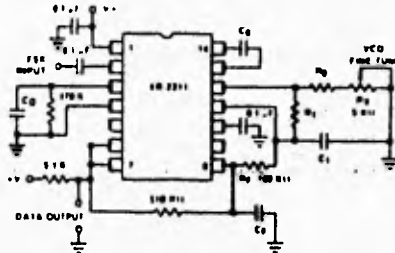


Figure 10. External Connectors for FSK Demodulation with Carrier Detect Capability

Note: Data Output is "Low" When No Carrier is Present.

The minimum value of the lock detect filter capacitance  $C_D$  is inversely proportional to the capture range,  $\pm\Delta f_c$ . This is the range of incoming frequencies over which the loop can acquire lock and is always less than the tracking range. It is further limited by  $C_1$ . For most applications,  $\Delta f_c > \Delta f/2$ . For  $R_D = 470\text{K}\Omega$ , the approximate minimum value of  $C_D$  can be determined by:

$$C_D (\mu\text{F}) \geq 16/\text{capture range in Hz.}$$

With values of  $C_D$  that are too small, chatter can be observed on the lock detect output as an incoming signal frequency approaches the capture bandwidth. Excessively large values of  $C_D$  will slow the response time of the lock detect output. For Caller I.D. applications choose  $C_D = 0.1\mu\text{F}$ .

**Tone Detection**

Figure 11 shows the generalized circuit connection for tone detection. The logic outputs,  $\bar{Q}$  and  $Q$  at Pins 5 and 6 are normally at "high" and "low" logic states, respectively. When a tone is present within the detection band of the PLL, the logic state at these

FALLA DE ORIGEN

# XR-2211

outputs become reversed for the duration of the input tone. Each logic output can sink 5mA of load current.

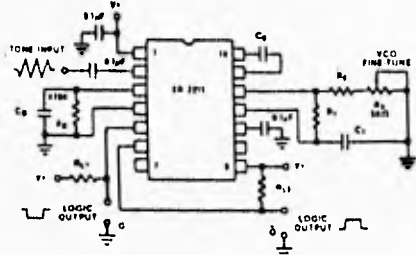


Figure 11. Circuit Connection for Tone Detection

Both logic outputs at Pins 5 and 6 are open collector type stages, and require external pull-up resistors  $R_{L1}$  and  $R_{L2}$ , as shown in Figure 11.

With reference to Figures 2 and 11, the functions of the external circuit components can be explained as follows:  $R_0$  and  $C_0$  set VCO center frequency;  $R_1$  sets the detection bandwidth;  $C_1$  sets the low pass-loop filter time constant and the loop damping factor.  $R_{L1}$  and  $R_{L2}$  are the respective pull-up resistors for the Q and  $\bar{Q}$  logic outputs.

### Design Instructions:

The circuit of Figure 11 can be optimized for any tone detection application by the choice of the 5 key circuit components:  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $C_0$ ,  $C_1$  and  $C_D$ . For a given input, the tone frequency,  $f_S$ , these parameters are calculated as follows:

- Choose  $R_0$  to be in the range of 15K $\Omega$  to 100K $\Omega$ . This choice is arbitrary.
- Calculate  $C_0$  to set center frequency,  $f_0$  equal to  $f_S$  (see Figure 6).  $C_0 = 1/R_0 f_S$
- Calculate  $R_1$  to set bandwidth  $\pm \Delta f$  (see design equation No 5)  
$$R_1 = R_0(f_0/\Delta f)$$

Note: The total detection bandwidth covers the frequency range of  $f_0 \pm \Delta f$ .

- Calculate value of  $C_1$  for a given loop damping

factor;

$$C_1 = C_0/16 \zeta^2$$

Normally  $\zeta = 1/2$  is optimum for most tone detector applications, giving  $C_1 = 0.25 C_0$ .

Increasing  $C_1$  improves the out-of-band signal rejection, but increases the PLL capture time.

- Calculate value of filter capacitor  $C_D$ . To avoid chatter at the logic output, with  $R_D = 470K\Omega$ ,  $C_D$  must be:

$$C_D(\mu F) \geq (16/\text{capture range in Hz})$$

Increasing  $C_D$  slows down the logic output response time.

### Design Examples:

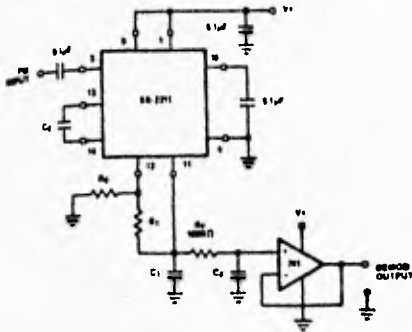
Tone detector with a detection band of 1kHz  $\pm$  20Hz:

- Choose  $R_0 = 20K\Omega$  (18K $\Omega$  in series with 5K $\Omega$  potentiometer).
- Choose  $C_0$  for  $f_0 = 1\text{kHz}$  (from Figure 6):  $C_0 = 0.05\mu F$ .
- Calculate  $R_1$ :  $R_1 = (R_0) (1000/20) = 1M\Omega$ .
- Calculate  $C_1$ : for  $\zeta = 1/2$ ,  $C_1 = 0.25 C_0 = 0.013\mu F$
- Calculate  $C_D$ :  $C_D = 16/38 = 0.42\mu F$ .
- Fine-tune center frequency with 5K $\Omega$  potentiometer,  $R_x$ .

### Linear FM Detection

XR-2211 can be used as a linear FM detector for a wide range of analog communications and telemetry applications. The recommended circuit connection for this application is shown in Figure 12. The demodulated output is taken from the loop phase detector output (Pin 11), through a post-detection filter made up of  $R_F$  and  $C_F$ , and an external buffer amplifier. This buffer amplifier is necessary because of the high impedance output at Pin 11. Normally, a non-inverting unity gain op amp can be used as a buffer amplifier, as shown in Figure 12.

# XR-2211



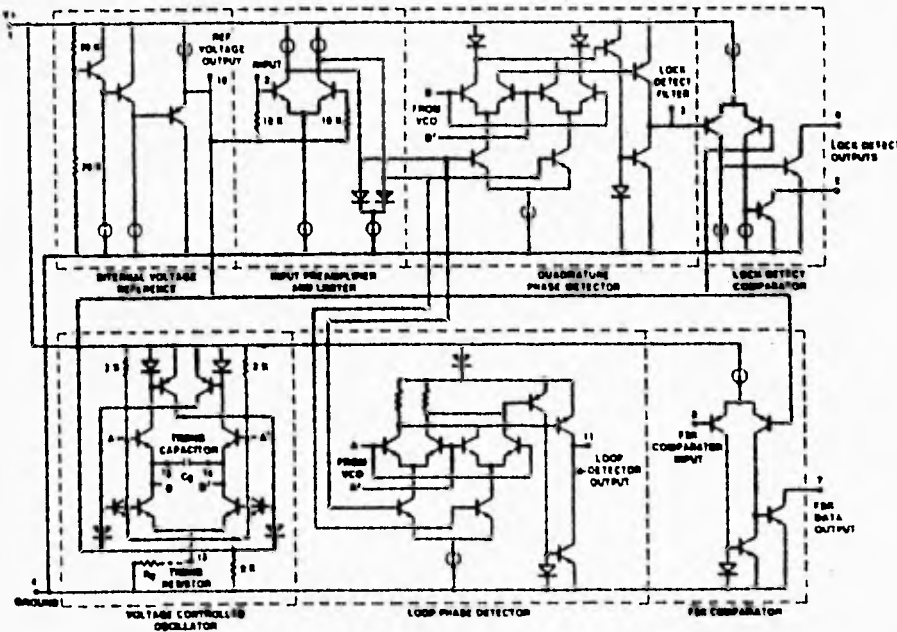
per unit of FM deviation can be given as:

$$V_{OUT} = R_1 V_R / 100 R_0 \text{ Volts/\% deviation}$$

where  $V_R$  is the internal reference voltage ( $V_R = V + 2 - 650\text{mV}$ ). For the choice of external components  $R_1$ ,  $R_0$ ,  $C_D$ ,  $C_1$  and  $C_F$ , see section on design equations.

### EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM

**Figure 12. Linear FM Detector Using XR-2211 and an External Op Amp.**  
(See Section on Design Equation for Component Values.)  
The FM detector gain, i.e., the output voltage change



**APENDICE I: ESPECIFICACIONES DEL CIRCUITO INTEGRADO  
MAX-232.**

# MAXIM

## +5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

### General Description

The MAX220-MAX249 family of line drivers/receivers is intended for all EIA-232E and V.28/V.24 communications interfaces, and in particular, for those applications where  $\pm 12V$  is not available.

These parts are particularly useful in battery-powered systems since their low-power shutdown mode reduces power dissipation to less than 5 $\mu$ W. The MAX233, MAX235 and MAX245-MAX247 use no external components and are recommended for applications where printed circuit board space is critical.

All members of the family except the MAX231 and MAX239 need only a single +5V supply for operation. The RS-232 drivers/receivers have on-board charge-pump voltage converters which convert the +5V input power to the  $\pm 10V$  needed to generate the RS-232 output levels. The MAX231 and MAX239, designed to operate from +5V and +12V, contain a +12V to -12V charge-pump voltage converter.

Since nearly all RS-232 applications need both line drivers and receivers, the family includes both receivers and drivers in one package. The wide variety of RS-232 applications require differing numbers of drivers and receivers. Maxim offers a wide selection of RS-232 driver/receiver combinations in order to minimize the package count (see Selection Guide).

### Applications

Portable Computers  
 Low-Power Modems  
 Interface Translation  
 Battery-Powered RS-232 Systems  
 Multi-Drop RS-232 Networks

### Features

#### Superior to Bipolar

- ◆ Operate from Single +5V Power Supply (+5V and +12V - MAX231 and MAX239)
- ◆ Low-Power Receive Mode in Shutdown (MAX223/MAX242)
- ◆ Meet All EIA-232E and V.28 Specifications
- ◆ Multiple Drivers and Receivers
- ◆ 3-State Driver and Receiver Outputs
- ◆ Open-Line Detection (MAX243)

### Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN PACKAGE
MAX220CPE	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX220CSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX220CWE	0°C to +70°C	16 Wide SO
MAX220CJ	0°C to +70°C	Dice*
MAX220CPE	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX220CSE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX220CWE	-40°C to +85°C	16 Wide SO
MAX220CJ	-40°C to +85°C	16 CERDIP
MAX222CFN	0°C to +70°C	18 Plastic DIP
MAX222CWN	0°C to +70°C	18 Wide SO
MAX222CJ	0°C to +70°C	Dice*
MAX222CPE	+20°C to +85°C	18 Plastic DIP
MAX222CWE	-40°C to +85°C	18 Wide SO
MAX222EJN	-40°C to +85°C	18 CERDIP
MAX222ALN	-55°C to +125°C	18 CERDIP

Ordering information continued on next page.

\* Contact factory for dice specifications.

MAX220-MAX249

FALLA DE ORIGEN



## +5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

**MAX220-MAX249**

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS -- MAX223, MAX230-MAX241

V <sub>CC</sub>	-0.5V to +6V	16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C)	762mW
V <sub>+</sub>	(V <sub>CC</sub> - 0.3V) to -14V	20-Pin Wide SO (derate 10.50mW/°C above +70°C)	850mW
V <sub>-</sub>	+0.3V to 14V	24-Pin Wide SO (derate 11.70mW/°C above +70°C)	941mW
Input Voltages		28-Pin Wide SO (derate 12.50mW/°C above +70°C)	1000mW
T <sub>IN</sub>	-0.3V to (V <sub>CC</sub> - 0.3V)	44-Pin Plastic FP (derate 11.11mW/°C above +70°C)	611mW
T <sub>OUT</sub>	±30V	14-Pin CERDIP (derate 9.09mW/°C above +70°C)	727mW
Output Voltages		16-Pin CERDIP (derate 10.00mW/°C above +70°C)	800mW
T <sub>OUT</sub>	(V <sub>+</sub> + 0.3V) to (V <sub>-</sub> - 0.3V)	20-Pin CERDIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)	889mW
H <sub>OL</sub> *	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)	24-Pin Narrow CERDIP (derate 12.50mW/°C above +70°C)	1000mW
Short-Circuit Duration, T <sub>OUT</sub>	Continuous	24-Pin S debrize (derate 20.0mW/°C above +70°C)	1600mW
Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)		28-Pin SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C)	762mW
14-Pin Plastic DIP (derate 10.00mW/°C above +70°C)	800mW	Operating Temperature Ranges:	
16-Pin Plastic DIP (derate 10.50mW/°C above +70°C)	842mW	MAX2 _ _ C	0°C to +70°C
20-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)	889mW	MAX2 _ _ E	-40°C to +85°C
24-Pin Narrow Plastic DIP		MAX2 _ _ M	-55°C to +125°C
(derate 13.33mW/°C above +70°C)	1067mW	Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
24-Pin Plastic DIP (derate 10.00mW/°C above +70°C)	800mW	Lead Temperature (soldering, 10 sec)	+300°C

Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only. And functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum ratings should not exceed the maximum permitted time and temperature ranges.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS -- MAX223, MAX230-MAX241

(MAX223/230/232/234/236/237/238/240/241: V<sub>CC</sub> = +5V ±10%, MAX223/MAX235: V<sub>CC</sub> = 5V ±5%, C1-C4 = 1.0pF, MAX231/MAX239: V<sub>CC</sub> = 5V ±10%, V<sub>-</sub> = 7.5V to 13.2V, T<sub>A</sub> = T<sub>MIN</sub> to T<sub>MAX</sub>, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3kΩ to ground	15.0	±7.3		V
V <sub>CC</sub> Power-Supply Current	No load, T <sub>A</sub> = +25°C				mA
	MAX223, 230 234-238, 240, 241		5	10	
	MAX231, 239		4	1	
V <sub>+</sub> Power-Supply Current					mA
	MAX231		1.8	5	
	MAX239		5	15	
Shutdown Supply Current	T <sub>A</sub> = +25°C				μA
	MAX223		15	50	
	MAX241		1	10	
Input Logic Threshold Low	T <sub>IN</sub> , EN, SFRN (MAX223), EN, SHDN (MAX230, MAX235, MAX241)			0.8	V
Input Logic Threshold High	T <sub>IN</sub> EN, SFRN (MAX223), EN, SHDN (MAX230, MAX235, MAX241)		2.0		V
Logic Pull-Up Current	T <sub>IN</sub> = 0V		15	200	μA
Receiver Input Voltage Operating Range		-3.0		+3.0	V

FALLA DE ORIGEN

## +5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS - MAX223, MAX230-MAX241 (continued)

(MAX223/230/232/234/236/237/238/240/241 V<sub>DD</sub> = +5V ±10%; MAX233/MAX235 V<sub>DD</sub> = 5V ±5%; C<sub>1</sub>-C<sub>4</sub> = 10pF, MAX231/MAX239 V<sub>CC</sub> = 5V ±10%, V<sub>+</sub> = 7.5V to 13.2V, I<sub>A</sub> = Twice I<sub>TR</sub>, unless otherwise noted.)

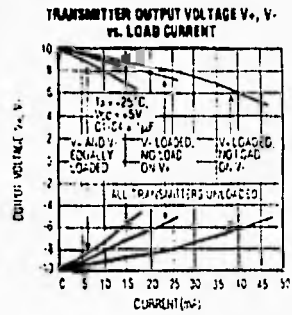
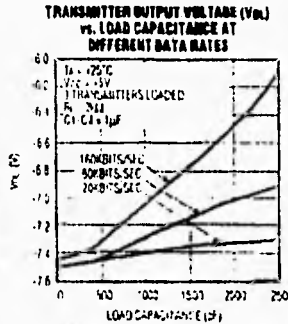
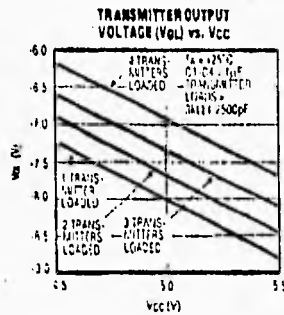
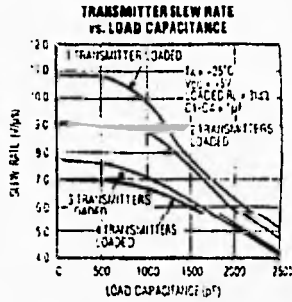
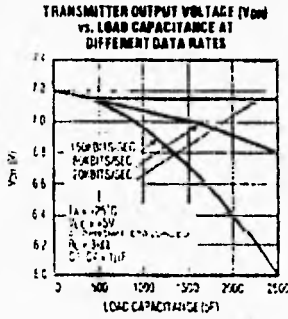
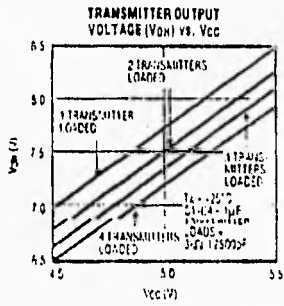
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RS-232 Input Threshold Low	Normal Operation S <sub>RDN</sub> = 5V (MAX223) S <sub>RDN</sub> = 0V (MAX235-MAX241)	0.8	1.2		V
	Shutdown (MAX223) S <sub>RDN</sub> = 0V, E <sub>N</sub> = 5V (R4, R5)	0.6	1.5		
RS-232 Input Threshold High	Normal Operation S <sub>RDN</sub> = 5V (MAX223) S <sub>RDN</sub> = 0V (MAX235-MAX241)		1.7	2.4	V
	Shutdown (MAX223) S <sub>RDN</sub> = 0V, E <sub>N</sub> = 5V (R4, R5)		1.5	2.4	
RS-232 Input Hysteresis	V <sub>CC</sub> = 5V, no hysteresis in shutdown	0.2	0.5	1.0	V
RS-232 Input Resistance	T <sub>A</sub> = +25°C, V <sub>CC</sub> = 5V	3	5	7	kΩ
TTL/CMOS Output Voltage Low	I <sub>OUT</sub> = 1.5mA (MAX231-233 I <sub>OL</sub> = 3.2mA)			0.4	V
TTL/CMOS Output Voltage High	I <sub>OUT</sub> = -1.0mA	3.5	V <sub>CC</sub> - 0.4		V
TTL/CMOS Output Leakage Current	0V ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ V <sub>CC</sub> , E <sub>N</sub> = 0V (MAX223), E <sub>N</sub> = V <sub>CC</sub> (MAX235-241)		0.05	±10	μA
Receiver Output Enable Time	Normal operation	MAX223		600	ns
		MAX235-MAX241		400	
Receiver Output Disable Time	Normal operation	MAX223		900	ns
		MAX235-MAX241		250	
Propagation Delay	RS-232 IN to TTL/CMOS OUT C <sub>L</sub> = 150pF		0.5	10	μs
		I <sub>PH</sub> = S	4	40	
		I <sub>PL</sub> = S	6	40	
Transition Region Slew Rate	MAX232, MAX230, MAX234-MAX241 T <sub>A</sub> = +25°C, V <sub>CC</sub> = 5V R <sub>L</sub> = 3kΩ to 7kΩ, C <sub>L</sub> = 50pF to 2500pF, measured from -3V to -3V or +3V to +3V	3	5.1	30	V/μs
	MAX231, MAX233, MAX235 T <sub>A</sub> = +25°C, V <sub>CC</sub> = 5V R <sub>L</sub> = 3kΩ to 7kΩ, C <sub>L</sub> = 50pF to 2500pF, measured from -3V to -3V or +3V to +3V		4	30	
Transmitter Output Resistance	V <sub>CC</sub> = V <sub>+</sub> = V <sub>-</sub> = 0V, V <sub>OUT</sub> = ±2V		300		Ω
Receiver Out Short-Circuit Current				±10	mA

MAX220-MAX249

FALLA DE ORIGEN

**Typical Operating Characteristics**

**MAX223, MAX230, MAX234-MAX241**

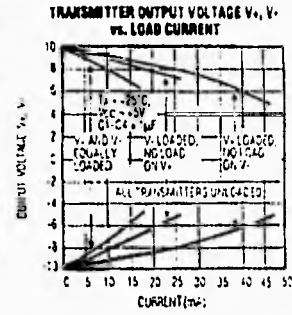
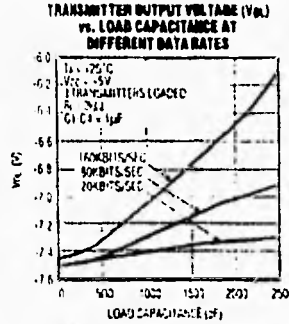
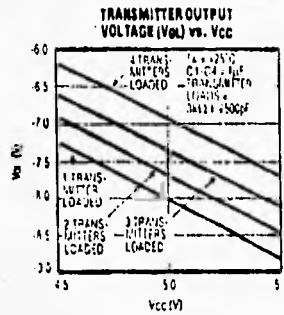
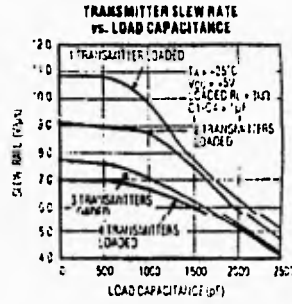
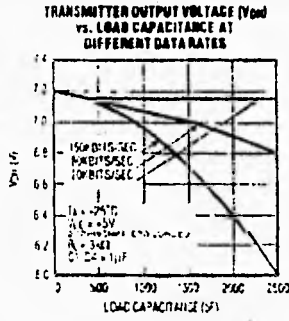
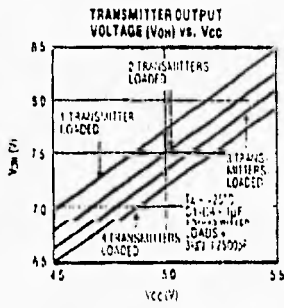


\*SHUTDOWN POLARITY IS REVERSED FOR THE MAX241

FALLA DE ORIGEN

**Typical Operating Characteristics**

**MAX223, MAX230, MAX234-MAX241**



**Vv, Vv WHEN EXITING SHUT-DOWN (100pF CAPACITORS)**



SHUT-DOWN POLARITY IS REVERSED FOR THE MAX241

FALLA DE ORIGEN

**MAX220-MAX249**

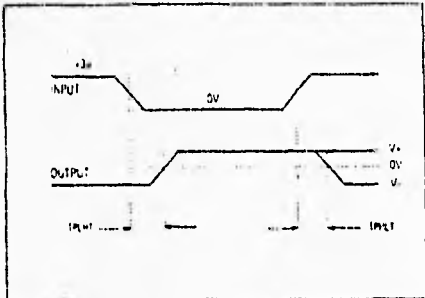


Figure 1 Transmitter Propagation Delay Timing

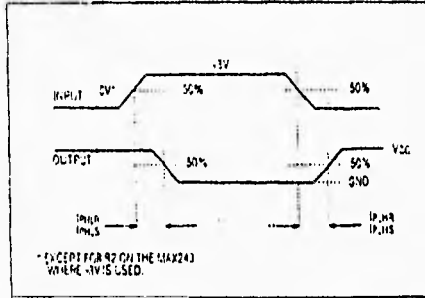


Figure 2 Receiver Propagation Delay Timing

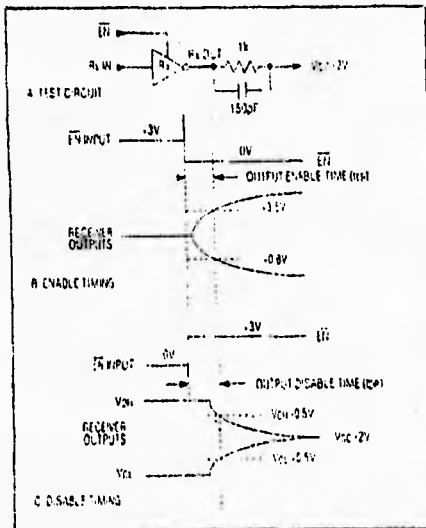


Figure 3 Receiver-Output Enable and Disable Timing

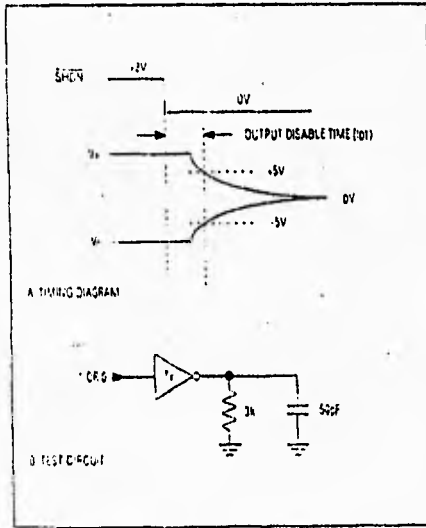


Figure 4 Transmitter-Output Disable Timing

FALLA DE ORIGEN

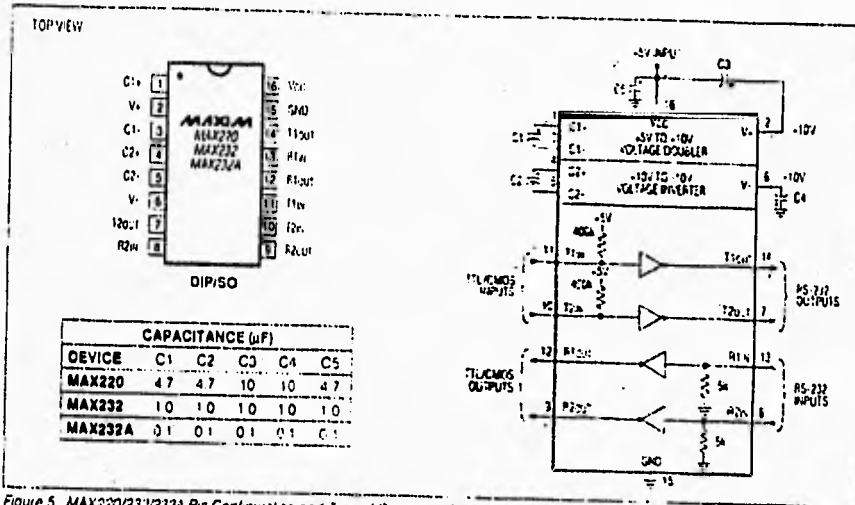


Figure 5 MAX220/232/232A Pin Configuration and Typical Operating Circuit

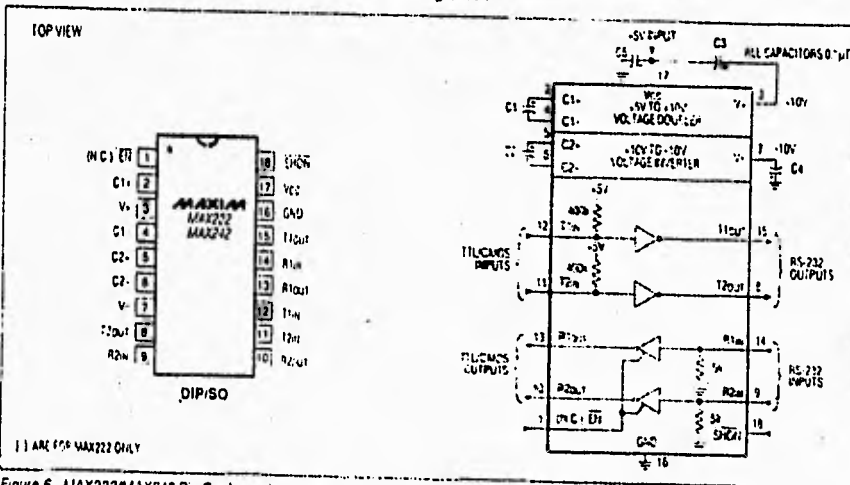


Figure 6 MAX222/MAX242 Pin Configuration and Typical Operating Circuit

FALLA DE ORIGEN

**APENDICE J: HOJAS DE ESPECIFICACIONES DEL SENSOR DE  
PRESION DE MOTOROLA, DE LA SERIE MPX.**

---

# Sensors

---

## In Brief . . .

Page

### Pressure Sensors

The marriage of integrated circuit technology with the most advanced pressure sensor architecture now offers an unrivaled combination of performance, reliability and design adaptability in a single monolithic pressure sensing element — the Motorola MPX series of pressure transducers. Available in three versions:

- Fully signal conditioned for high-level output (single chip device designed to compete with modules);
  - Compensated and calibrated, for simplified circuit design;
  - Uncompensated for unlimited adaptability
- This series of sensors provides both electrical and mechanical design-in options that uniquely fit the varying requirements of the system designer.

Pressure Sensors . . . . . 5.7-2

Temperature Sensors . . . . . 5.7-9

### Temperature Sensors

The sensitivity of a semiconductor junction to variation in temperature is utilized in a series of temperature-calibrated transistors that provide high temperature accuracy ( $\pm 2\%$  over a temperature range from  $-40^\circ$  to  $+150^\circ\text{C}$  at low cost).



# Pressure Sensors

## Typical Electrical Characteristic Curves

### Output Voltage versus Pressure

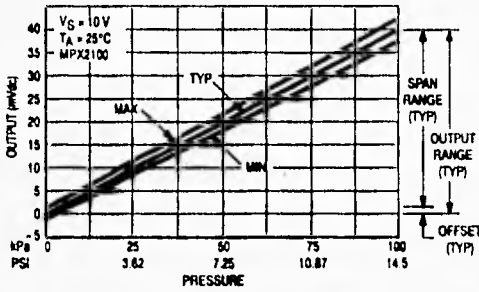


Figure 1. Compensated MPX2100

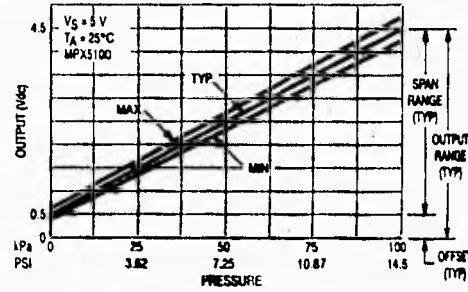


Figure 2. Signal Conditioned MPX5100

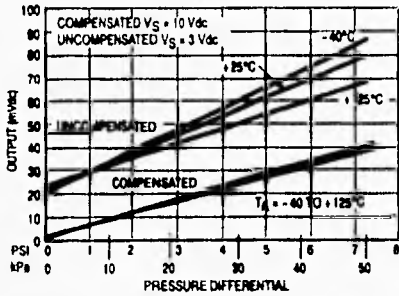


Figure 3. Typical-Output Voltage versus Pressure and Temperature for Compensated and Uncompensated Devices

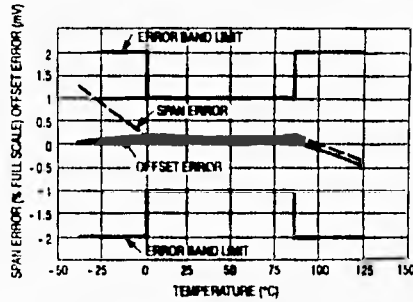


Figure 4. Temperature Error Band Limit and Typical Span and Offset Errors — Compensated Devices

## LINEARITY

Linearity refers to how well a transducer's output follows the equation:  $V_{out} = V_{off} + \text{sensitivity} \times P$  over the operating pressure range. There are two basic methods for calculating nonlinearity: (1) end point straight line fit (see Figure 2) or (2) a least squares best line fit. While a least squares fit gives the "best case" linearity error (lower numerical value), the calculations required are burdensome.

Conversely, an end point fit will give the "worst case" error (often more desirable in error budget calculations) and the calculations are more straightforward for the user. Motorola's specified pressure sensor linearities are based on the end point straight line method measured at the midrange pressure.

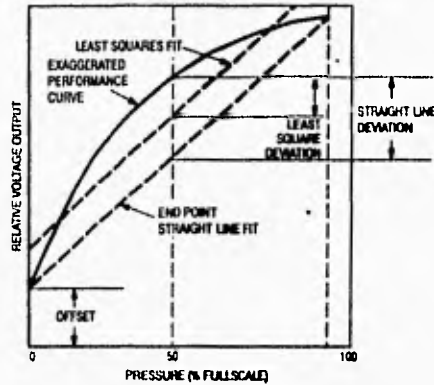


Figure 5. Linearity Specification Comparison

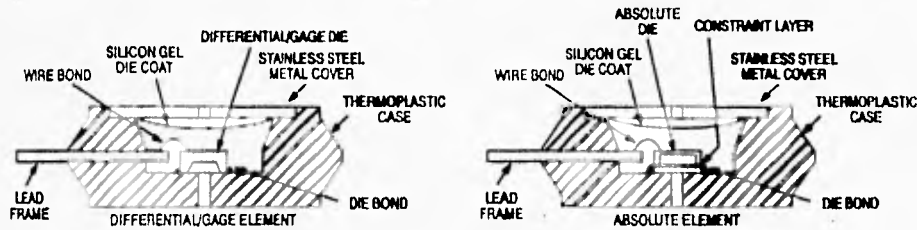


Figure 6. MPX Pressure Sensor Element Cross Sections  
(Not to Scale)

Figure 3 shows a cross section of the chip carrier element containing the pressure sensor die. A silicon gel isolates the die surface and wire bonds from harsh environments, while allowing the pressure signal to be transmitted to the silicon diaphragm. In lieu of the traditional wheatstone bridge configuration employing four resistive strain gages, Motorola

uses a single piezoresistive implant to sense shear stress. MPX devices are compatible with most non-corrosive gases. Media must generally be compatible with silicon gel, RTV, and valox plastic. For compatibility in a specific application, please contact product marketing at 1-800-752-3621.

## Pressure Sensors (continued)

### MOTOROLA'S PATENTED X-OU CER

Excitation current is passed longitudinally through the resistor (taps 1 and 3), and the pressure that stresses the diaphragm is applied at a right angle to the current flow. The stress establishes a transverse electric field in the resistor that is sensed as voltage at taps 2 and 4, which are located at the midpoint of the resistor. The single-element transverse voltage strain gauge can be viewed as the mechanical analog of a Hall effect device.

Using a single element eliminates the need to closely match

the four stress and temperature sensitive resistors that form a Wheatstone bridge design. At the same time, it greatly simplifies the additional circuitry necessary to accomplish calibration and temperature compensation. The offset does not depend on matched resistors but instead on how well the transverse voltage taps are aligned. This alignment is accomplished in a single photolithographic step, making it easy to control, and is only a positive voltage, simplifying schemes to zero the offset.

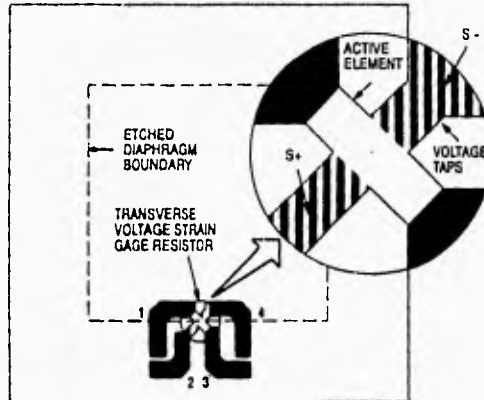


Figure 7. Motorola's Patented X-Ducar

### Pressure/Vacuum Side Identification Table

Motorola designates the two sides of the pressure sensor as the Pressure (top) side and the Vacuum (back) side. The Pressure side is the side containing silicon gel which protects the die from harsh media. The Motorola MPX pressure sensor is designed to operate with positive differential pressure

applied (i.e., top side pressure is greater than or equal to back side pressure).

The Pressure side may be identified by using the table below:

Table 1 — Pressure/Vacuum Side Identification

Part Number	Case Type 4 Pin/6 Pin	Pressure Side Identifier
MPX___D	344-0B/867-04	Stainless Steel Cap
MPX___DP	352-02/867C-03	Side with Part Marking
MPX___GP	350-03/867B-03	Side with Port Attached
MPX___GVP	350-04/867D-03	Stainless Steel Cap
MPX___GS	371-06/867E-02	Side with Port Attached
MPX___GVS	371-05/867A-03	Stainless Steel Cap
MPX___GSX	371C-02/867F-02	Side with Port Attached
MPX___GVSX	371D-02/867G-02	Stainless Steel Cap

Ordering Information . . .

Table 2 — MPX10/50/100/200/700 Series (Uncompensated)

Device Type	Measurement Options	Package Options	Pressure Range				
			0-1.5 PSI	0-7.3 PSI	0-15 PSI	0-30 PSI	0-100 PSI
4-Pin Basic Element	Absolute	Case 344-08	—	—	MPX100A	MPX200A	—
	Differential	Case 344-08	MPX10D	MPX50D	MPX100D	MPX200D	MPX700D
Ported Element	Absolute Port	Case 350-03	—	—	MPX100AP	MPX200AP	—
	Absolute Stovepipe	Case 371-05	—	—	MPX100AS	MPX200AS	—
	Absolute Axial	Case 371C-02	—	—	MPX100ASX	MPX200ASX	—
	Differential Port	Case 352-02	MPX10DP	MPX50DP	MPX100DP	MPX200DP	MPX700DP
	Gage	Case 350-03	MPX10GP	MPX50GP	MPX100GP	MPX200GP	MPX700GP
	Gage Vacuum	Case 350-04	MPX10GVP	MPX50GVP	MPX100GVP	MPX200GVP	MPX700GVP
	Gage Stovepipe	Case 371-05	MPX10GS	MPX50GS	MPX100GS	MPX200GS	MPX700GS
	Gage Vacuum Stovepipe	Case 371-06	MPX10GVS	MPX50GVS	MPX100GVS	MPX200GVS	MPX700GVS
	Gage Axial	Case 371C-02	MPX10GSX	MPX50GSX	MPX100GSX	MPX200GSX	MPX700GSX
	Gage Vacuum Axial	Case 371D-02	MPX10GVSX	MPX50GVSX	MPX100GVSX	MPX200GVSX	MPX700GVSX

Table 3 — MPX2000 Series (Temperature Compensated and Calibrated On-Chip)

Device Type	Measurement Options	Package Options	Pressure Range			
			0-1.5 PSI	0-7.3 PSI	0-15 PSI	0-30 PSI
4-Pin Basic Element	Absolute	Case 344-08	—	—	MPX2100A	MPX2200A
	Differential	Case 344-08	MPX2010D	MPX2050D	MPX2100D	MPX2200D
Ported Element	Absolute Port	Case 350-03	—	—	MPX2100AP	MPX2200AP
	Absolute Stovepipe	Case 371-05	—	—	MPX2100AS	MPX2200AS
	Absolute Axial	Case 371C-02	—	—	MPX2100ASX	MPX2200ASX
	Differential Port	Case 352-02	MPX2010DP	MPX2050DP	MPX2100DP	MPX2200DP
	Gage	Case 350-03	MPX2010GP	MPX2050GP	MPX2100GP	MPX2200GP
	Gage Vacuum	Case 350-04	MPX2010GVP	MPX2050GVP	MPX2100GVP	MPX2200GVP
	Gage Stovepipe	Case 371-05	MPX2010GS	MPX2050GS	MPX2100GS	MPX2200GS
	Gage Vacuum Stovepipe	Case 371-06	MPX2010GVS	MPX2050GVS	MPX2100GVS	MPX2200GVS
	Gage Axial	Case 371C-02	MPX2010GSX	MPX2050GSX	MPX2100GSX	MPX2200GSX
	Gage Vacuum Axial	Case 371D-02	MPX2010GVSX	MPX2050GVSX	MPX2100GVSX	MPX2200GVSX

Table 4 — MPX5000 Series (Signal Conditioned On-Chip)

Device Type	Measurement Options	Package Options	Pressure Range
			0-15 PSI
6-Pin Basic Element	Absolute	Case 867-04	MPX5100A
	Differential	Case 867-04	MPX5100D
Ported Element	Absolute Port	Case 867B-03	MPX5100AP
	Absolute Stovepipe	Case 867E-02	MPX5100AS
	Absolute Axial	Case 867F-02	MPX5100ASX
	Differential Port	Case 867C-03	MPX5100DP
	Gage	Case 867B-03	MPX5100GP
	Gage Vacuum	Case 867D-03	MPX5100GVP
	Gage Stovepipe	Case 867E-02	MPX5100GS
	Gage Vacuum Stovepipe	Case 867A-03	MPX5100GVS
	Gage Axial	Case 867F-02	MPX5100GSX
	Gage Vacuum Axial	Case 867G-02	MPX5100GVSX

Devices listed in bold, italic are Motorola preferred devices.

FALLA DE ORIGEN

Motorola pressure sensors combine advanced piezoresistive sensor architecture with integrated circuit technology to offer a wide range of pressure sensing devices for automotive, biomedical, consumer and industrial applications. Selection versatility includes choice of:

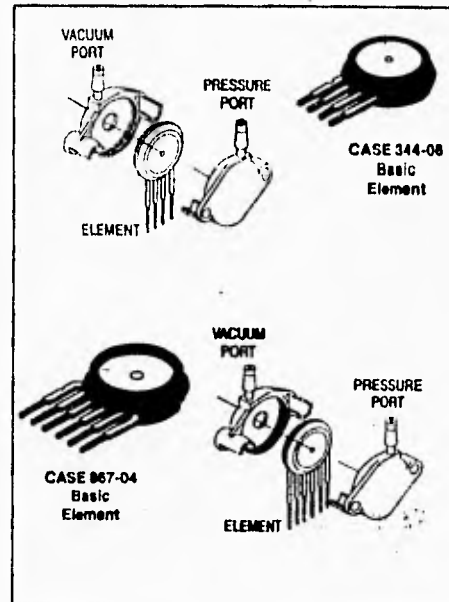
**Pressure Ranges in PSI:**  
0 to 1.5, 0 to 7.3, 0 to 15, 0 to 30, 0 to 100

**Application Measurements:**  
Absolute, Differential, Gage

**Sensing Options:**  
Uncompensated, Temperature Compensated/Calibrated, Signal Conditioned (with on-chip amplifiers)

**Package Options:**  
Basic Element, Ported Elements for specific measurements

Direct to the Factory, Technical Assistance  
Sensor Hotline 1-800-752-3621



### Electrical Characteristics

Table 5 — Basic:  $V_S = 3 \text{ Vdc}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

Device Series	Pressure Range kPa/psi	Over Pressure (kPa)	Offset mV (Typ)	Full Scale Span mV (Typ)	Sensitivity (mV/kPa)	Linearity % of FSS <sup>(1)</sup> (Typ)	Temperature Coefficient of Span %/°C (Typ)	Input Impedance Ohms (Typ)
MPX100	10/1.5	100	20	35	3.5	±1 (max)	-0.19	475
MPX11D	10/1.5	100	20	50	5	-0.5, +3 (max)	-0.19	475
MPX12D	10/1.5	100	20	55	5.5	0, +5 (max)	-0.19	475
MPX50D	50/7.3	200	20	60	1.2	±0.05	-0.19	475
MPX51D	50/7.3	200	20	45	0.9	±0.05	-0.19	475
MPX52D	50/7.3	200	20	60	1.2	±0.3	-0.19	475
MPX100D,A	100/15	200	20	60	0.6	±0.05	-0.19	475
MPX200D,A	200/30	400	20	60	0.3	±0.05	-0.19	475
MPX201D,A	200/30	400	20	60	0.3	±0.1	-0.19	475
MPX700D	700/100	2100	20	60	0.086	0.5	-0.18	475

Table 6 — Compensated and Calibrated (On-Chip):  $V_S = 10 \text{ Vdc}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

Device Series	Pressure Range kPa/psi	Over Pressure (kPa)	Offset mV (Typ)	Full Scale Span mV (Typ)	Sensitivity (mV/kPa)	Linearity % of FSS <sup>(1)</sup> (Typ)	Temperature Coefficient of Span %/°C (Typ)	Input Impedance Ohms (Typ)
<b>MPX2018D</b>	10/1.5	75	±0.05	25	2.5	±0.15	±0.5	1800
MPX2040D	40/6	125	5 (mmHg)	—	5 ( $\mu\text{V}/\text{mmHg}$ )	±0.15	±0.02 ( $\mu\text{V}/\text{mmHg}$ )	2500
<b>MPX2060D</b>	50/7.3	200	±0.05	40	0.8	±0.1	±0.5	1800
MPX2061D	50/7.3	200	±0.1	40	0.8	±0.1	±0.5	1800
<b>MPX2100D,A</b>	100/15	400	±0.05	40	0.4	±0.1	±0.5	1800
MPX2101D,A	100/15	400	±0.1	40	0.4	±0.1	±0.5	1800
<b>MPX2200D,A</b>	200/30	400	±0.05	40	0.2	±0.1	±0.5	1800
MPX2201D,A	200/30	400	±0.1	40	0.2	±0.1	±0.5	1800

Table 7 — Signal Conditioned (On-Chip):  $V_S = 5 \text{ Vdc}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

<b>MPX5100D,A</b>	100/15	700	0.5 V	4 V	40	±0.2	±1	—
-------------------	--------	-----	-------	-----	----	------	----	---

<sup>(1)</sup>Based on end point straight line fit method. Best fit straight line linearity error is approximately 1/2 of listed value.

Devices listed in bold, italic are Motorola preferred devices.

FALLA DE ORIGEN

## Pressure Sensors (continued)

Table 8 — Sample/Evaluation Kits (Available through Motorola Literature Distribution Center 1-800-441-2447)

Order Number	Device	Pressure Range kPa/psi	Description	Intro	Case #	Cost
KITK29/D	<b>MPX2010DP</b>	10/1.5	Device w/Literature	NOW	352-02	FREE
KITK32/D	<b>MPX700DP</b>	700/100	Device w/Literature	NOW	352-02	FREE
KITMPX5100D/D	<b>MPX5100DP</b>	100/15	Device w/Literature	NOW	867C-03	\$25.00
KITMPX5100A/D	<b>MPX5100AP</b>	100/15	Device w/Literature	NOW	867B-03	\$25.00
SEK-1KIT/D	SEK-1	100/15	Evaluation Board for MPX2000 Series	NOW	—	\$10.00
KITDEV8114/D	<b>MPX8100D</b>	100/15	Pressure Sensor w/Microprocessor	NOW	—	\$95.00
KITDEV8129/D	<b>MPX8100D</b>	100/15	Bar Graph Pressure Gage	NOW	—	\$50.00

Table 9 — Future Products

Device	Pressure Range kPa/psi	Description	Intro	Prod	Case #
MPX700A	700/100	Uncompensated	Q2'92	Q3'92	344-08
MPX2700D,A	700/100	Temperature Compensated & Calibrated	Q2'92	Q3'92	344-08
<b>MPX5050D</b>	50/7.3	Signal Conditioned	Q1'92	Q1'92	867-04
MPX7100D,A	100/15	High Impedance	Q1'92	Q2'92	344-08
MPX7200D,A	200/30	High Impedance	Q1'92	Q2'92	344-08

Table 10 — Future Sample/Evaluation Kits

Order Number	Device	Pressure Range kPa/psi	Description	Case #	Cost
*KITMPX700A/D	MPX700AP	700/100	Device w/Literature	344-08	—
*KITMPX2700D/D	MPX2700DP	700/100	Device w/Literature	344-08	—
*KITMPX2700A/D	MPX2700AP	700/100	Device w/Literature	344-08	—
*KITMPX5050D/D	<b>MPX5050DP</b>	50/7.3	Device w/Literature	867-04	—
*KITMPX7100A/D	<b>MPX7100AP</b>	100/15	Device w/Literature	344-08	—
*KITMPX7100D/D	MPX7100DP	100/15	Device w/Literature	344-08	—
*KITMPX7200A/D	MPX7200AP	200/30	Device w/Literature	344-08	—
*KITMPX7200D/D	MPX7200DP	200/30	Device w/Literature	344-08	—
*KITDEV8104/D	<b>MPX8100D</b>	100/15	Pressure Regulator Board	—	\$75.00
*KITDEV8126/D	MPX7100D	100/15	4-20 mAmp Demo Board	—	\$75.00

\*These kits will be available pending device internal qualification.


Devices listed in bold, italic are Motorola preferred devices.

FALLA DE ORIGEN


**Pressure Sensors (continued)**

**4-PIN**


**CASE 344-08**  
Basic element




**CASE 350-03**  
Sensing element with positive pressure side ported — for absolute and gage measurements




**CASE 350-04**  
Sensing element with vacuum side ported — for vacuum measurement




**CASE 362-02**  
Sensing element with both sides ported — for differential measurement



**CASE 371C-02**  
Sensing element with Axial port on positive pressure side — for positive pressure measurement




**CASE 371D-02**  
Sensing element with Axial port on vacuum side — for vacuum measurement




**6-PIN**


**CASE 867-04**  
Basic element




**CASE 867D-03**  
Sensing element with vacuum side ported — for vacuum measurement




**CASE 867A-03**  
Sensing element with stovetop port on vacuum side — for vacuum measurement




**CASE 867E-02**  
Sensing element with stovetop port on positive pressure side — for gage/absolute pressure measurement




**CASE 867B-03**  
Sensing element with positive pressure side ported — for absolute and gage measurements




**CASE 867F-02**  
Sensing element with Axial port on positive pressure side — for positive pressure measurement



**CASE 867C-03**  
Sensing element with both sides ported — for differential measurement

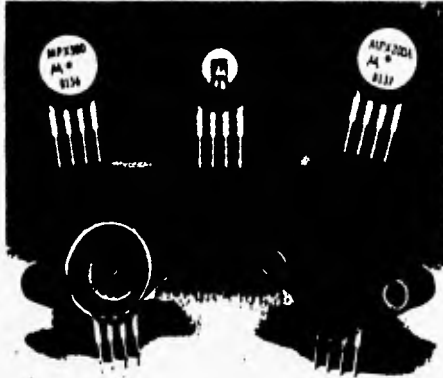


**CASE 867G-02**  
Sensing element with Axial port on vacuum side — for vacuum measurement



FALLA DE ORIGEN

## TECHNOLOGICAL LEADERSHIP



### APPLICATIONS

- |   |  |
|---|--|
| <p><b>AUTOMOTIVE</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Manifold Pressure</li> <li>● Barometric Pressure</li> <li>● Altimeter Adjust</li> </ul> <p><b>ENVIRONMENTAL</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Filter Flow</li> <li>● Conditioned Air Management</li> <li>● Leak Detection</li> </ul> | <p><b>BIOMEDICAL</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Blood Pressure</li> <li>● Dialysis</li> <li>● Blood Gas</li> </ul> <p><b>INDUSTRIAL CONTROL</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Liquid Level Measurement</li> <li>● Pneumatic/Hydraulic Control</li> <li>● Assembly Automation</li> </ul> |
|---|--|

Motorola brings to you a new silicon transverse voltage strain gauge technology — the MPX series pressure sensor elements. Designed-in quality, reliability and performance provides a sensor that is ideal for highly sensitive pressure sensing needs. Long term repeatability is excellent at  $\pm 0.5\%$  FS (typ) after 1.5 million pressure cycles and 1000 temp. cycles. MPX series elements are available in differential, absolute and gauge configurations with each device type available in 3 pressure ranges. Leads are positioned on standard printed circuit board spacing. To ease mounting, MPX elements are available with a thermoplastic pressure fitting for use with 1/8" I.D. hose. Holes are provided for panel, PC board, or chassis mounting.

Output is an analog signal proportional to pressure input and reference to supply voltage. Gauge and differential devices may be used above atmospheric pressure as well as in vacuum applications. Absolute devices have a sealed vacuum reference chamber.

All silicon pressure transducers are piezoresistive devices, producing a change in output voltage when a sensing element's resistance changes. In the conventional pressure sensor, the sensing element is one of four resistors in a wheatstone bridge. The values of these resistors must be closely matched in order to allow part to part reproducibility and ease of temperature compensation. Motorola's "X-ducer" piezoresistive shear stress strain gauge utilizes a single p-type diffused silicon resistor. This resistor is strategically placed, in an etched silicon diaphragm, to maximize shear stress and sensitivity to shear stress. The element acts as an electro-mechanical analog of a half affect device. As current is passed longitudinally thru the resistor (Pins 1 and 3) and

pressure is applied at right angles to the current flow, thus stressing the diaphragm, a transverse electric field is established and a voltage is sensed thru a simple voltage divider (Pins 2 and 4) (Figure 2)

The etched diaphragm is bonded by means of a proprietary glass frit to a thermally matched support. Sealing of the reference chamber is accomplished either in vacuum (absolute devices) or in atmospheric pressure (differential and gauge devices) (Figure 1)

This technological advancement yields a sensing element with improved part to part reproducibility by eliminating the need to match resistors, defining offset photolithographically, and using batch processing techniques standard to the semiconductor industry. The Motorola "X-ducer" gives you the advantages of reliability and reproducibility with the advantage of reduced cost due to high volume mass production techniques.

### FEATURES

- Highly Linear Output
- Accuracy
- Repeatability/Stability
- Long Life
- Low Noise
- Easy to Compensate
- Small Package Size with Very Low Internal Volume
- DC or AC Operation
- Ratio-metric/Proportional Output
- Low Cost

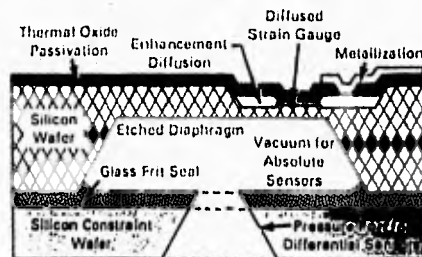


FIGURE 1

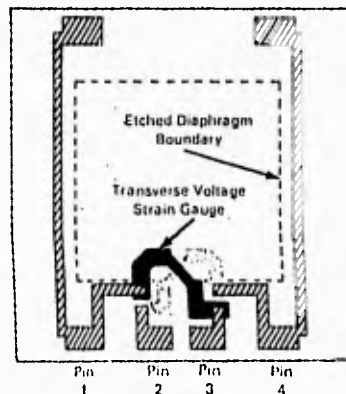


FIGURE 2



**MPX series**

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Overpressure	$P_{max}$	400	kPa
Supply Voltage	$V_S$	6.0	Vdc
Storage Temperature	$T_{stg}$	-50 to +150	°C

**OPERATING CHARACTERISTICS ( $V_S = 3.0$  Vdc,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Pressure Range <sup>1</sup>	MPX50	0	—	50	kPa
	MPX100	0	—	100	kPa
	MPX200	0	—	200	kPa
Temperature Range	$T_A$	-40	—	+125	°C
Supply Voltage	$V_S$	—	3.0	6.0	Vdc
Supply Current	$I_o$	—	6.0	—	mAdc
Full Scale Span <sup>2</sup>	$V_{FSS}$	45	60	90	mV
Zero Pressure Offset	$V_{off}$	0	20	35	mV
Sensitivity	MPX50	—	1.20	—	mV/kPa
	MPX100	—	0.60	—	mV/kPa
	MPX200	—	0.30	—	mV/kPa
Linearity <sup>3</sup>	—	—	±0.05	±0.1	%FS
Pressure Hysteresis <sup>4</sup> (0 to Full Scale)	—	—	±0.05	±0.1	%FS
Temperature Hysteresis <sup>5</sup> (-40°C to +125°C)	—	—	±0.5	—	%FS
Temperature Coefficient of Full Scale Span <sup>6</sup>	$TCV_{FSS}$	-0.22	-0.19	-0.16	%/°C
Temperature Coefficient of Offset <sup>7</sup>	$TCV_{off}$	—	±15	—	μV/°C
Temperature Coefficient of Resistance <sup>8</sup>	TCR	0.21	0.24	0.27	%/°C
Input Resistance	$R_o$	400	—	550	Ω
Response Time <sup>9</sup> (10% to 90%)	$t_R$	—	1.0	—	ms

**NOTES:**

- 1.0 kPa (kiloPascal) equals 0.145 PSI.
- Measured at 3.0 Vdc excitation for full scale pressure differential.
- Maximum deviation from end-point straight line fit at 0 to full scale pressure.
- Maximum output difference at any pressure point within  $P_{pp}$  for increasing and decreasing pressures.
- Maximum output difference at any pressure point within  $P_{pp}$  for increasing and decreasing temperatures in the range -40°C to +125°C.
- Slope of end-point straight line fit to full scale span at -40°C and +125°C, relative to +25°C.
- Slope of end-point straight line fit to zero pressure offset at -40°C and +125°C.
- Slope of end-point straight line fit to input resistance at -40°C and +125°C, relative to resistance at +25°C.
- For a 0 to 90% FS pressure step change.
- Repeatability (±0.5% FS typical) is defined as the maximum difference in output at any pressure within  $P_{pp}$  and temperature within +10°C to +105°C after:
  - 1000 temperature cycles, -40°C to +125°C
  - 1.5 million pressure cycles, 0 to maximum operating pressure

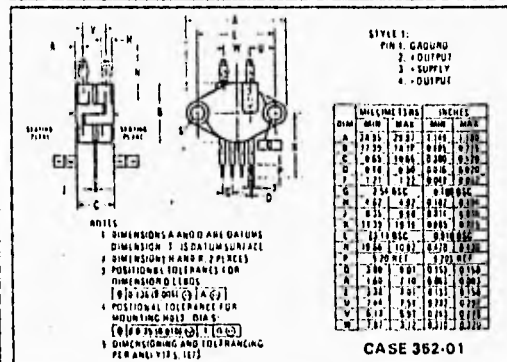
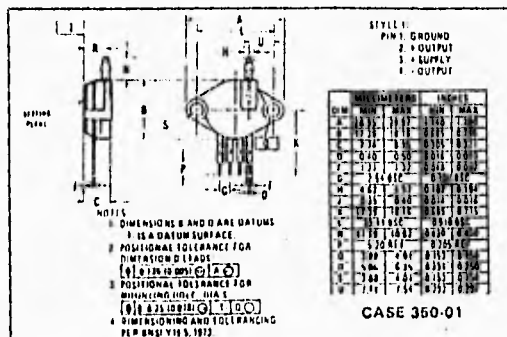
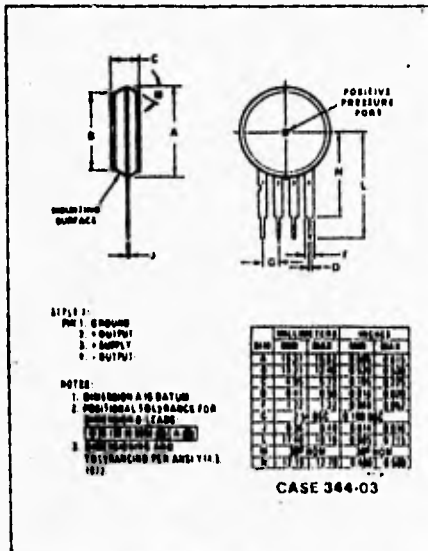
**ORDERING INFORMATION:**

MPX Series "X-ducer" silicon pressure sensor elements are available in absolute, differential, and gauge configurations. Elements are available in the basic chip carrier package or with pressure port fittings which provide mounting ease and a barbed hose connection.

Device Type	Options	Package Style	Pressure Range		
			0-7.5 PSI	0-15 PSI	0-30 PSI
Basic Element	Absolute	Case 344-03	MPX50A	MPX100A	MPX200A
	Differential	Case 344-03	MPX50D	MPX100D	MPX200D
Ported Element	Absolute	Case 350-01	MPX50AP	MPX100AP	MPX200AP
	Differential	Case 352-01	MPX50DP	MPX100DP	MPX200DP
	Gauge	Case 350-01	MPX50GP	MPX100GP	MPX200GP
	Gauge Vacuum	Case 350-01	MPX50GVP	MPX100GVP	MPX200GVP

FALLA DE ORIGEN

## PACKAGE STYLES AND MOUNTING DIMENSIONS



## RELIABILITY

The X-ducer silicon piezoresistive shear-stress strain gauge has been designed and developed to meet the highest standards of quality and reliability. This includes not only a strict testing policy to insure the reliability of the device, but the use of many in-line process quality control

steps to insure that the reliability of the product is built in, not tested in. Extensive life testing is used to insure that long term reliability and repeatability are an integral part of the device performance.

### LIFE TESTING PARAMETERS

- High temperature storage: +150°C for 500 hrs.
- Low temperature storage: -50°C for 500 hrs.
- Thermal shock (LIQ to LIQ): -50°C to +150°C, immediate transfer, 500 cycles.
- Humidity storage: 85% RH/85°C for 500 hrs.
- Humidity/bias storage: 85% RH/85°C with 3.0 V bias, 500 hrs.
- Mechanical shock: 500G, 1.0 ms, 5 blows in each of three planes.
- Vibration: 20G, 30-200 Hz, 2 hrs. in each of three planes.
- Autoclave: 17 PSI steam at 123°C, 24 hrs.
- Vapor storage: Gasoline, engine oil, ethylene glycol, and transmission fluid, fill pressure port and store in vapor, 24 hrs. at 25°C.
- Temperature cycling (air to air): -50°C to +150°C, 15 min. at each extreme, 5 min. transfer, 1000 cycles.
- Power/pressure/temperature cycling (air to air): 3.0 Vdc power cycling, 5 min. on/5 min. off; 0 to 80% FS pressure cycling, 1 sec. on/1 sec. off; -40°C to +125°C temperature cycling, 15 min. at each extreme, 10 min. transfer, 1000 cycles.

FALLA DE ORIGEN

## TEMPERATURE COMPENSATION AND SIGNAL CONDITIONING OF THE MPX -- "X-ducer" PRESSURE TRANSDUCER

Temperature compensating and signal conditioning the full scale span and zero pressure offset of the MPX series pressure transducers can be wonderfully elegant and complex or very simple and straightforward, depending on the temperature range and degree of accuracy required. A detailed analysis of how to make a  $\pm 1.5\%$  device from  $-40^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  is outlined in the Application Note AN-840. However, if the desired temperature range for compensation is smaller (i.e.,  $0^\circ\text{C}$  to  $75^\circ\text{C}$ ) then a simpler approach can be used.

### TC SPAN COMPENSATION

The TC of span of the MPX series pressure transducer can be easily compensated by either using a series resistor with constant voltage excitation or a parallel resistor with constant current excitation (Figures 3 and 4). For ideal compensation, the resistor value can be calculated by the following:

$$R \text{ series (parallel)} = (R[\text{X-ducer}] - 370) \times 3.577 + 1325 \Omega$$

Using this compensation scheme will yield a  $\pm 0.50\%$  FS span compensated device. (Figure 5) If it is not desirable to have a large selection of resistors on hand to ideally match each transducer, then  $\pm 1.0\%$  span compensation can be achieved by choosing a resistance value for the series resistor that is in the middle of the range (1700  $\Omega$ ) and using this resistance for all "X-ducer" resistance value.

### OFFSET AND TC OFFSET COMPENSATION

Obviously the most straightforward method of compensating zero pressure offset and TC of offset is by using an analog-to-digital converter with auto zeroing capabilities (i.e., MC14433). Unfortunately, this can only be done when the application calls for a gauge or differential type transducer. For applications requiring absolute type transducers and/or where auto zeroing is not possible, the easiest method of compensating offset and

TC of offset is to do the offset compensation, gain and calibration all at one time. Such a circuit is shown in Figure 6. The area inside the dashed line is the temperature compensation and first gain stage while the remaining portion of the circuit is used for calibration. The compensation and calibration procedure is as follows:

1. calculate  $R_G$  (from TC span compensation equation) and install.
2. with zero pressure differential\* across "X-ducer" and  $R_T$  not installed (i.e.,  $R_T = \infty$ ) measure  $V_0$  and  $V_1$  at room temperature.
3. repeat Step 2 with circuit heated to  $T_{\text{max}}$  ( $75^\circ\text{C}$ ).
4. calculate  $R_T$  using the following equation and install.

$$R_T = \left( \frac{\Delta V_1}{\Delta V_0} \times 10,000 \Omega \right) - 888 \Omega$$

where

$$\Delta V_1 = V_1(T_{\text{max}}) - V_1(\text{rm temp})$$

$$\Delta V_0 = V_0(T_{\text{max}}) - V_0(\text{rm temp})$$

$V_0$  will now be temperature compensated for both span and offset. At zero pressure differential,  $V_0$  will be between 1.0 V and 2.0 V (depending on  $R_G$  value) and full scale span will range between 1.5 V and 3.3 V (depending on  $R_T$  value and "X-ducer" full scale span). In order to calibrate the output and zero pressure and full scale pressure, the following procedure is used.

1. set  $R_G$  to maximum resistance.
2. with zero pressure differential across "X-ducer" adjust  $R_{\text{off}}$  until  $V_0 - V_2 = 0$ .
3. measure  $V_0$  ( $\sim 2.0$  V for values shown).
4. apply full scale pressure and adjust  $R_G$  for desired full scale span.
5. with zero pressure differential across "X-ducer" readjust  $R_{\text{off}}$  (minor tweak) so  $V_0 = 2.00$  volts.\*\*

\* Obtaining zero pressure differential across the "X-ducer" with a gauge or differential type transducer is automatic. However, it's a little more complicated when using an absolute type device. The absolute "X-ducer" is sealed with a reference vacuum of less than 25 microns. In order to obtain the true zero pressure offset, then you must apply a vacuum of 25 microns or less to the device. If this is not possible, it can be substituted for by first compensating the TC of span and then applying greatest vacuum (lowest pressure) possible (or desirable) and always use this level when compensating and calibrating zero pressure offset. Note, however, when you do this, you've redefined "zero pressure".

\*\* Resistance values shown in calibration portion of circuit will give 2.000 V offset and 2.000 V full scale span for  $R_G = 5.0 \text{ k}\Omega$  or 2.000 V offset and 4.000 V full scale span for  $R_G = 10 \text{ k}\Omega$ . Other offset values can be obtained by varying  $R_1$  and  $R_{\text{off}}$ .

FALLA DE ORIGEN

MPX series

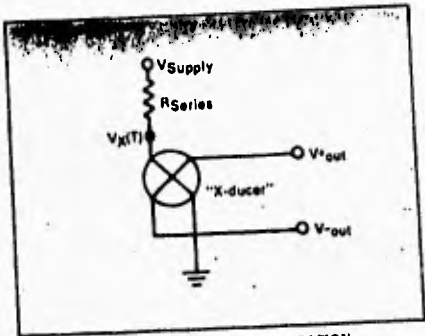


FIGURE 3 - SERIES COMPENSATION  
(CONSTANT VOLTAGE EXCITATION)

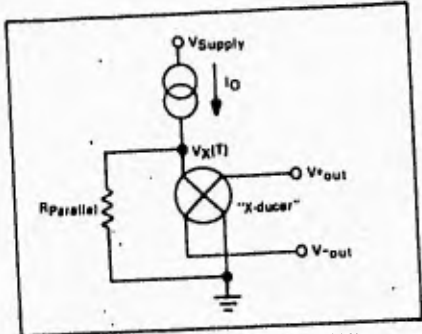


FIGURE 4 - PARALLEL COMPENSATION  
(CONSTANT CURRENT EXCITATION)

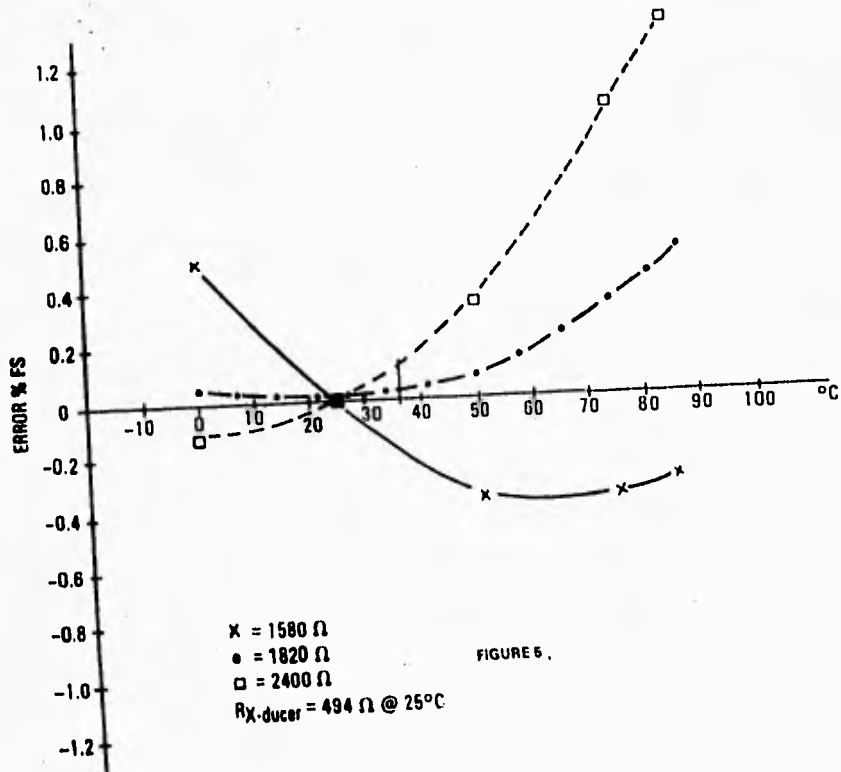
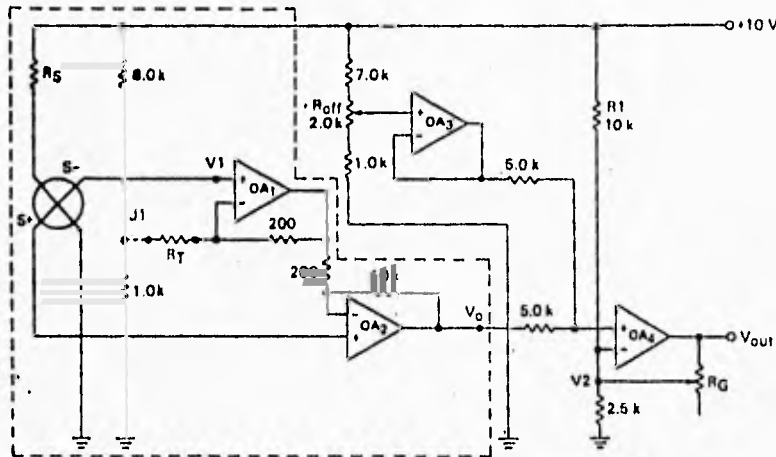


FIGURE 5.

MPX series



--- Temperature Compensation  
 OA = 1/4 LM324  
 All resistors are 1/8 watt metal film  $\pm 1\%$ .

Gain and Calibration

FIGURE 6

TABLE 1 — PRESSURE CONVERSION CHART

TO:	mm Hg @ 0°C	in. Hg @ 0°C	in. H <sub>2</sub> O @ 25°C	lbs. per sq. in.	kiloPascals
<b>FROM:</b>	Multiply By				
mm Hg @ 0°C	1	0.039370	0.53682	0.019337	0.13332
in. Hg @ 0°C	25.400	1	13.635	0.49115	3.3864
in. H <sub>2</sub> O @ 25°C	1.8628	0.73339	1	0.036021	0.24835
lbs. per sq. in.	51.715	2.0360	27.762	1	6.8948
kiloPascals	7.6006	0.29530	4.0265	0.14504	1

Motorola reserves the right to make changes to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others.