



01170

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**ENLACE REDUNDANTE DE TELEMETRIA Y CONTROL CODIFICADO EN
POSICION DE PULSO (PPM), PARA EL CONTROL DE UNA AERONAVE
TELEDIRIGIDA**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

SEGURA GÓMEZ, FERNANDO

ASESOR: PERALTA FABI, RICARDO

MÉXICO, D. F.

1994



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

74
205

RESUMEN DEL TRABAJO DE TESIS

Se presenta el diseño y desarrollo de un equipo codificador-decodificador modulado en posición de pulso, que maneja 14 señales de control y 14 de telemetría, para gobernar una aeronave no tripulada en situación de emergencia. Este trabajo también comprende, el diseño de una electrónica para adquirir variables de un sistema de radionavegación GPS.

El equipo que se tiene en la estación móvil de tierra, codifica en PPM la posición de las palancas y botones de mando que acciona el piloto (potencia, alerones, timones, cámaras de video, etc). Esta información conforma un paquete de 14 señales que se encuentra presidido por una llave digital de sincronización. Por otra parte, se tiene el sistema decodificador de telemetría, que recibe el paquete de información constituido por una llave digital de sincronización y las 14 variables. El algoritmo de decodificación PPM permite detectar errores en el caso de que se reciban posiciones de pulso fuera del formato establecido.

El equipo que se encuentra a bordo de la aeronave teledirigida, es similar al que se tiene en tierra; el codificador recibe las señales analógicas de los transductores y medidores (alabeo, cabeceo, guiñada, posición, etc) y las traduce a posición de pulso, formando un paquete de 14 señales junto con la respectiva llave. El avión cuenta con un instrumento de radionavegación del tipo GPS (Global Positioning System), el cual entrega las coordenadas geográficas de la posición mediante el sistema adquisidor, para luego acondicionarlas y enviarlas a tierra como parte de la telemetría. En lo que refiere al decodificador, convierte la información de control (mandos) recibida en voltajes analógicos proporcionales, los cuales van a una tarjeta de control de actuadores que gobiernan las superficies de control y movimiento de cámaras, entre otras funciones.



DR. RICARDO PERALTA FABI.

Vo. Bo. Asesor de tesis.

**TESIS CON
FALTA DE ORIGEN**

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 AERONAVES TELEDIRIGIDAS Y SUS APLICACIONES	3
1.2 SISTEMA DE POSICIONAMIENTO GLOBAL	6
CAPÍTULO 2 SISTEMA DE EMERGENCIA DE TELEMETRÍA Y CONTROL	8
2.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL	11
2.1.1 CODIFICADOR PPM DE MANDOS EN TIERRA	12
2.1.2 DECODIFICADOR PPM DE MANDOS A BORDO	18
2.1.3 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DECODIFICADOR PPM	20
2.2 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE TELEMETRÍA	23
2.2.1 CODIFICADOR PPM DE TELEMETRÍA A BORDO	23
2.2.2 ADQUISIDOR DE VARIABLES DEL GPS	25
2.2.3 PROTOCOLO DE MANIPULACIÓN DE MENSAJES DEL GPS	28
2.2.4 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA ADQUISIDOR GPS	29
2.2.5 DECODIFICADOR PPM DE TELEMETRÍA EN TIERRA	31
2.2.6 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DECODIFICADOR PPM	33
CAPÍTULO 3 ALGUNAS CONSIDERACIONES SOBRE LA MODULACIÓN POR POSICIÓN DE PULSO	35
3.1 ANÁLISIS ESPECTRAL DE SEÑALES PPM CON MUESTREO NATURAL	37
3.2 ANÁLISIS ESPECTRAL DE SEÑALES PPM CON MODULACIÓN ALEATORIA	43
3.3 CONSECUENCIAS DEL MUESTREO NO UNIFORME	44

CAPÍTULO 4 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO Y CARACTERÍSTICAS DEL EQUIPO	48
4.1 TABLAS DE CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS	48
4.2 ESPECTROS EXPERIMENTALES DE AMPLITUD	51
CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	53
CAPÍTULO 6 BIBLIOGRAFÍA	54
APÉNDICE A MENSAJES DE ENTRADA Y SALIDA UTILIZADOS EN EL GPS	56
APÉNDICE B CARACTERÍSTICAS DEL NE-5044	59
APÉNDICE C CARACTERÍSTICAS DEL 8751H	62
APÉNDICE D CIRCUITOS IMPRESOS	73
APÉNDICE E PROGRAMAS PARA LOS MICROCONTROLADORES	86

1 INTRODUCCIÓN

El Laboratorio de Ingeniería Aeroespacial de Instituto de Ingeniería de la UNAM, conjuntamente con el Instituto de Aviación Jarkov de la República de Ucrania, se encuentran desarrollando aeronaves multimisionales teledirigidas, orientadas a la obtención de información por diversos medios: video y fotografía en diferentes bandas del espectro, muestreo de contaminantes, muestreo gravimétrico y magnetometría, entre muchas otras aplicaciones potenciales. Uno de los objetivos concretos más importantes que se persigue, es el de obtener imágenes con resolución variable en el terreno, de acuerdo a las necesidades particulares de estudio en el ámbito de la percepción remota o teledetección.

Las aeronaves se encuentran instrumentadas (giróscopos, equipo de radio navegación, transductores para las diferentes variables a bordo, etc) y equipadas con actuadores electromecánicos que mueven las superficies de control para realizar maniobras bajo la supervisión de una computadora de tipo industrial. Ésta, junto con el equipo de comunicaciones, permite enlazarse para enviar telemetría a tierra y control al avión. La estación terrena de mando se encuentra instalada en un móvil que posee todo lo necesario para que un piloto controle la aeronave y uno o dos técnicos de misión operen la carga útil. Algunos de los equipos disponibles en la unidad móvil son: la computadora donde se visualizan los instrumentos y variables de vuelo, el sistema de video para obtener imágenes en tiempo real de la zona donde se está volando, palancas o mandos para maniobrar el avión y operar la carga útil, y equipo de radiocomunicaciones para emitir control y recibir telemetría.

Para evitar catástrofes o la pérdida de la aeronave, es de vital importancia la seguridad de las operaciones. Así, los subsistemas utilizados poseen, en cierta medida, tolerancia a fallas y redundancia. Para tal fin, se cuenta con un *equipo de emergencia* codificador/decodificador de telemetría y control, el cual trabaja en forma independiente de las computadoras del sistema principal (en tierra y a bordo) con una filosofía de modulación pulso-tiempo. En caso de ser necesario, el piloto cuenta con éste y otros subsistemas redundantes, tales como palancas de mando, computadora de despliegue de variables y radioequipos. En el avión, el sistema de emergencia ignora por completo la computadora a bordo y el decodificador PPM gobierna el sistema de potencia de los actuadores electromecánicos, mientras que el codificador toma las variables telemétricas de vuelo para enviarlas a tierra por medio de un radioequipo totalmente independiente.

El trabajo de tesis que se ha desarrollado, pretendió resolver el problema concreto de la codificación y decodificación en formato PPM de 14 señales disponibles. El sistema comprende un equipo en tierra y otro a bordo de la aeronave, el primero de ellos se divide básicamente en 2 partes funcionales: en primer lugar está el sistema codificador que toma la información de posición angular de las palancas de mando (tipo potenciómetro) y las traduce a un formato PPM específico; en forma similar, se codifica el estado de un interruptor de emergencia que ordena a la aeronave detener el motor y liberar un paracaídas pirotécnico. Toda esta información de pulsos secuenciales está presidida por una palabra llave de 8 bits que sirve para sincronizar e identificar al paquete completo de 14 señales que va a ser transmitido. La otra parte funcional corresponde al decodificador de las variables de telemetría que provienen del avión, el cual convierte la codificación PPM en palabras de 8 bits proporcionales a dichas señales y las envía por puerto serie a una computadora tipo PC donde se visualizan en pantalla. El decodificador también revisa si la palabra llave del paquete de telemetría transmitido por la aeronave es la correcta y verifica que la posición en tiempo de los pulsos PPM esté dentro del intervalo de validez del formato.

El equipo diseñado que va a bordo es en cierta medida similar al de tierra y está constituido por 3 partes básicas: la primera es el decodificador de variables de control, que identifica el paquete de 14 canales por medio de la llave digital y luego convierte las variables PPM en voltajes analógicos proporcionales. La segunda parte corresponde al sistema codificador de las variables de telemetría que deben transmitirse a tierra; toma los voltajes de los diferentes transductores, los convierte al formato de posición de pulso e integra un paquete de 14 canales junto con una llave digital. Por último se tiene el sistema

de adquisición de información digital, el cual se usa para capturar datos de la posición geográfica de la aeronave provenientes de un sistema de radionavegación conocido como GPS, el cual se describirá más adelante, para luego convertirlos a niveles de voltaje analógicos y llevarlos al codificador PPM de telemetría.

1.1 AERONAVES TELEDIRIGIDAS Y SUS APLICACIONES

Gracias a los avances de la tecnología en áreas como los materiales compuestos, la electrónica y el control, en la actualidad hay gran interés por diseñar y construir aeronaves telecontroladas para multitud de aplicaciones civiles y militares. Hay que reconocer que gran parte del estado del arte logrado en este ámbito, se debe a la industria militar, y de hecho la absoluta mayoría de las aeronaves que existen en la actualidad se fabrican para ser blancos balísticos, instrumentos de reconocimiento y espionaje, o para investigaciones militares diversas. Comparativamente, la cantidad de aviones telecontrolados para investigación civil (o no bélica) es todavía realmente baja. Se tiene información de países como: Argentina, Brasil, Rusia, Italia, India, Alemania, Reino Unido, Israel, Suiza y Estados Unidos, entre muchos otros, que tienen aeronaves telecontroladas y la gran mayoría concebidas para aplicaciones militares.

Algunos ejemplos concretos de aeronaves telecomandadas según el país de origen se citan a continuación [3]:

ARGENTINA:

Fabricante: Quimar S.A. Construcciones Aeronáuticas y Electrónicas.

Nombre: Quimar MO-2 Bigua.

Aplicaciones: Según el modelo, blanco balístico o reconocimiento militar.

Características: Envergadura: 1.80 m

Largo: 3.90 m

Masa al despegue: 260 Kg

Velocidad: 850 Km/h

Duración de vuelo: 1 h

BRASIL:

Fabricante: Aeromot Aeronaves e Motores LTDA.

Nombre: Aeromot K1 AM.

Aplicaciones: Blanco balístico.

Características: Envergadura: 4.0 m

Largo: 3.80 m

Masa sin carga: 143 Kg

Velocidad: 360 Km/h

Duración de vuelo: 50 min.

ALEMANIA:

Fabricante: Dornier.

Nombre: Dornier Mini-Drone.

Aplicaciones: Ataque anti-radar.

Características: Envergadura: 2.00 m

Largo: 2.25 m

Masa de despegue: 110 Kg

Velocidad: 250 Km/h

Duración de vuelo: 3 h

INDIA:

Fabricante: ADE Aeronautical Development Establishment.

Nombre: ADE PTA.

Aplicaciones: Blanco balístico.

Características: Largo: 6.00 m

Altitud de operación: 9000 m

Duración de vuelo: 1 h

RUSIA:

Fabricante: Yacovlev.

Nombre: Shmel.

Aplicaciones: Depende de la carga útil; militar o percepción remota civil.

Características: Largo: 2.00 m

Envergadura: 2.2 m

Masa sin carga: 80 Kg

Masa de carga útil: 15 Kg

ESTADOS UNIDOS:

Fabricante: Aurora Flight Sciences Corp.

Nombre: Perseus.

Aplicaciones: Puramente científicas, como estudios atmosféricos y del clima.

Características: Aeronave tipo HALE (high altitud long endurance), capacidad para volar a 25000 m de altura.

Masa de carga útil: 50 Kg

Fabricante: Aeromet.

Nombre: Aeromet Aura.

Aplicaciones: Militares de reconocimiento y meteorología.

Características: Avión tipo canard fabricado totalmente con materiales compuestos, basado en el modelo Rutan-EZ.

Hay muchos atributos que hacen idóneo el uso de aviones no tripulados para diferentes aplicaciones científicas y comerciales, como por ejemplo, el ámbito de la percepción remota (o teledetección). Para adquirir imágenes de gran cobertura en diferentes zonas del espectro de radio se usan satélites y aviones tripulados, al igual que para hacer estudios de contaminación y meteorología. Las entidades del gobierno o empresas privadas que prestan estos servicios lo hacen a costos muy altos, debido a la fuerte inversión que implica el tener un avión comercial o un satélite. Una aeronave telecontrolada de dimensiones relativamente pequeñas, permite transportar a bajo costo cargas útiles específicas y requiere menos gastos de operación y mantenimiento comparados con los que involucra un avión tripulado. En la actualidad, no resulta extraño el que un centro de investigación, como es el caso del Instituto de Ingeniería de la UNAM, aborde la tarea de construir una herramienta de este tipo para solucionar sus necesidades concretas, pues hoy en día es fácil encontrar partes y materiales adecuados para integrarse como un sistema de manufactura original (OEM). Igualmente, la electrónica moderna permite diseñar y fabricar, sin necesidad de gran infraestructura, equipos que realicen tareas muy especializadas a costos reducidos y esto brinda enormes posibilidades de inventiva y desarrollo.

Una aplicación que resulta interesante, es la inspección aérea de oleoductos por medio de un magnetómetro. Éste revisa el estado de la tubería midiendo las variaciones de campo magnético producidas por la corriente de protección catódica. La tarea resulta

factible de realizar con un avión telecontrolado de dimensiones reducidas y alta maniobrabilidad, que siga a baja altura la línea de tubos, esta idea se está desarrollando en el Laboratorio de Ingeniería Aeroespacial del Instituto de Ingeniería, en conjunto con el Instituto de Aviación Jarkov. Por otra parte, en el ámbito de las radiocomunicaciones, en ocasiones se requiere tener una estación repetidora de carácter transitorio que permita enlazar dos puntos lejanos. Una forma de solucionar el problema es por medio de una aeronave, que circunde la vecindad de un punto entre las estaciones a enlazar y un equipo transpondedor a bordo retransmitiendo la señal. Un desarrollo de este tipo se realiza en la actualidad en Canadá, utilizando un planeador motorizado no tripulado de nombre Sharp, que se alimenta por energía de microondas emitidas desde tierra [3].

1.2 SISTEMA DE POSICIONAMIENTO GLOBAL (GPS)

Los sistemas de posicionamiento y radio navegación cuentan en la actualidad con gran desarrollo tecnológico. Uno de estos avances es el sistema de posicionamiento global o GPS, el cual proporciona información de la localización física de un móvil, rumbo y velocidad entre otras variables. Ciertamente, no se trata del primer desarrollo para estos propósitos; ciertos sistemas de navegación, como Loran, Omega, Transit o el ILS/MLS han estado operando por años eficazmente. La utilidad de GPS está en áreas tan diversas como la industria automotriz, donde ya en Japón se puede comprar un automóvil con este sistema de navegación. En el ámbito militar, por ejemplo, se utilizó en la invasión a Panamá como también en la guerra del Golfo Pérsico, donde una sola compañía llegó a utilizar hasta 1000 receptores GPS portátiles. En cartografía y percepción remota resulta ser una herramienta básica que ahorra tiempo de trabajo y dinero.

El GPS tiene una cobertura global gracias a una red mundial de 24 satélites que orbitan a 20200 kilómetros de la tierra con periodo de 12 horas en 6 planos orbitales. El control de éstos se lleva a cabo en una estación situada en Colorado Springs EUA, junto con otras 5 estaciones de supervisión y 3 antenas terrenas situadas en diferentes puntos del globo. El usuario de GPS posee un receptor que capta las señales provenientes de los satélites, emitidas a 1575.42 MHz (uso civil y militar) y 1227.6 MHz (uso militar) las cuales contienen información de identificación, posición orbital y el tiempo de un reloj atómico que lleva cada satélite. La señal que pueden utilizar los receptores civiles se

conoce como C/A (coarse-acquisition), ésta viene contaminada con errores aleatorios deliberados para disminuir la exactitud de localización en más de 100 metros. Para uso exclusivamente militar, se cuenta con la señal P (precision) que proporciona variables de posicionamiento con exactitud del orden de 3 metros, dichos datos se encuentran criptografiados y hace necesario utilizar receptores especiales de uso privativo de las fuerzas militares.

El receptor GPS calcula la posición espacial de un móvil con la información orbital (efemérides) de 4 satélites y el tiempo UTC (tiempo universal coordinado) proporcionado por cada uno de ellos. Como el receptor de GPS posee un reloj que no está sincronizado con la hora UTC es necesario tomar una variable más que representa la desincronización del reloj, así se puede conocer el tiempo de propagación de la señal y toda esta información es suficiente para generar un sistema de 4 ecuaciones algebraicas y cuatro incógnitas que dan solución al problema de posicionamiento en tres dimensiones. Este método de localización se conoce como sistema de trilateración rho-rho [9] [10] [19].

2 SISTEMA DE EMERGENCIA DE TELEMETRÍA Y CONTROL.

Este capítulo describe los sistemas electrónicos que se diseñaron y los algoritmos que se usaron en los microcontroladores correspondientes. Se muestra también en términos básicos, cómo están constituidos y cómo se interconectan el sistema de emergencia con el sistema principal.

La figura 2.1 muestra el diagrama en bloques de los equipos de telemetría y control que se encuentran en la estación de tierra. El sistema principal está formado por los mandos del piloto (palancas, interruptores, etc) y una computadora tipo PC con tarjeta de conversión A/D para digitalizar las variables [23]. Se tiene conectado al puerto serie de la PCI un radio modem, el cual transmite y recibe las señales de control y telemetría, estas últimas provenientes de la aeronave. Para lograr un nivel adecuado de potencia de transmisión, se cuenta con un amplificador de radiofrecuencia el cual envía la señal a la antena para radiar las órdenes de control al avión. Otra de las labores de la computadora PCI es exhibir en pantalla los instrumentos de vuelo (horizonte artificial, altímetro, brújula, etc) y variables obtenidas por medio de la telemetría.

El sistema de emergencia tiene mandos independientes a los del sistema principal, los que se codifican en PPM (modulación por posición de pulso), pasan al radio modem para ser modulados, luego amplificados y radiados por la antena. La información telemétrica enviada por el avión se demodula con dicho radio modem y luego se decodifica desde PPM. La salida de este decodificador es digital y con formato RS232 para enviarse a una computadora tipo PC, donde se visualizan en pantalla las variables más relevantes en condiciones de emergencia. Para seleccionar uno u otro sistema de

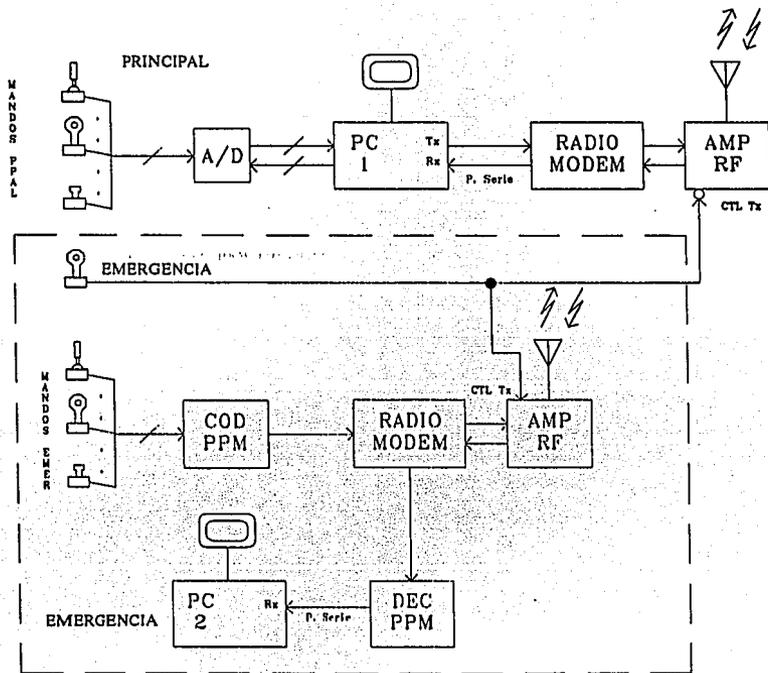


FIGURA 2.1 EQUIPOS DE COMUNICACIÓN PRINCIPAL Y EMERGENCIA EN LA ESTACIÓN DE TIERRA.

comunicación se tiene una llave interruptor, que habilita el amplificador de RF de transmisión del canal elegido y simultáneamente inhibe al amplificador del otro canal.

La figura 2.2 muestra el sistema de comunicación que se encuentra a bordo de la aeronave telecontrolada, en donde se diferencian claramente el canal principal y el de emergencia. El primero de ellos, recibe y transmite por el radio modem las señales de control y telemetría. La computadora tipo PC recibe por puerto serie la información de

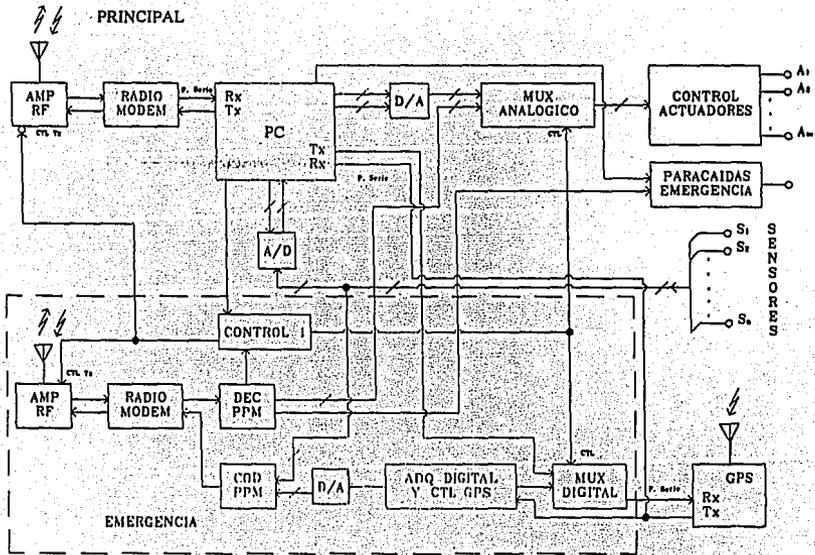


FIGURA 2.2 EQUIPOS DE COMUNICACIÓN PRINCIPAL Y EMERGENCIA A BORDO.

control, la procesa y la envía a la tarjeta de conversión D/A. Dichas señales analógicas son la información que requiere el bloque de control de actuadores para mover las superficies de control y realizar otras acciones mecánicas en el avión. Las variables eléctricas obtenidas de los diferentes sensores se digitalizan con una tarjeta de conversión A/D, luego la computadora las procesa y envía por puerto serie al radio modem. El sistema de posicionamiento global (GPS) proporciona información de localización de la aeronave en latitud, longitud y altitud, la cual se lleva por puerto serie a la computadora, para luego enviarse como parte de la telemetría que se requiere en la estación de tierra.

El sistema de emergencia posee equipos de radio similares a los del canal principal, pero manejan información codificada en posición de pulso. El bloque decodificador entrega señales analógicas que pasan por un multiplexor, el cual selecciona entre el canal principal y el de emergencia. Dichas variables gobiernan los diferentes actuadores electromecánicos a través del bloque de control de actuadores. El sistema de paracaídas de emergencia atiende ambos canales por medio de pulsos digitales, cualquiera de los dos que envíe dichos pulsos, ordena apagar el motor de la aeronave y liberar un paracaídas. Las variables telemétricas provenientes de los diferentes sensores se llevan al codificador PPM para luego radiarse a tierra por medio de los radioequipos. En forma similar, el bloque de adquisición digital y control del GPS, toma la información de éste y la convierte a formato analógico.

La dinámica para conmutar del canal principal al de emergencia se explica a continuación: cuando en la estación de tierra el interruptor llave de emergencia se activa, el canal principal deja de radiar datos y habilita la emisión de señales de control provenientes del otro canal. Dado esto, la recepción de datos de control en el canal principal del avión se suspende y la computadora deja de generar la secuencia de pulsos que van al bloque de control. Al mismo tiempo, el canal de emergencia comienza a recibir señales de la estación de tierra y el decodificador PPM responde con pulsos digitales a dicho bloque, lo cual inhibe al amplificador de potencia de RF del canal principal y habilita al otro. Por otra parte, el control conmuta el multiplexor analógico y el multiplexor digital hacia el canal de emergencia, esto permite el control completo del sistema GPS y el manejo de los actuadores con total independencia del canal de comunicación principal.

2.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL

Esta parte del equipo diseñado, comprende los mandos electromecánicos que el piloto utiliza para gobernar la aeronave y la electrónica necesaria para codificar en PPM dichas señales, bajo un formato que incluye una llave digital que sincroniza la secuencia de 14 señales. La labor de codificación se realiza por medio de dos circuitos integrados NE-5044 de 7 entradas y una salida secuencial, mientras que la sincronización del sistema y

generación de la llave se hace por medio de un controlador secuencial con memoria EPROM. El complemento a esta electrónica en tierra se encuentra en el avión, que reconoce la llave digital transmitida y convierte en voltajes analógicos proporcionales o en niveles digitales las señales de mando enviadas desde tierra. Esta labor de decodificación se realiza con base en un microcontrolador 8751 y un conversor D/A de 8 bits, junto con la electrónica necesaria para conectar en paralelo las salidas de control o mandos realizados por el piloto.

2.1.1 CODIFICADOR PPM DE MANDOS EN TIERRA

La figura 2.3 muestra en detalle el sistema electrónico desarrollado para acoplar 14 posibles mandos (palancas, interruptores, etc) y codificarlos en posición de pulso en formato secuencial presididos por una llave digital de 8 bits. CI1 y CI2 son los codificadores programables que tienen todo lo necesario para modular con precisión hasta 7 señales. En la figura 2.4 se explica el funcionamiento del NE-5044: este circuito integrado utiliza la técnica de doble rampa conmutada, que permite alta linealidad en la conversión y bajos corrimientos por cambios de temperatura, ésta se realiza por medio de una fuente de corriente bidireccional que carga y descarga al capacitor C_{mix} . La magnitud de dicha corriente está dada por [7]

$$I_c = \pm \frac{V_{\text{ref}}}{2R_1} \quad (2.1)$$

donde V_{ref} es el voltaje del regulador interno y R_1 es una resistencia externa.

CI1 y CI2 comparan el voltaje en C_{mix} con el de la entrada elegida por el multiplexor analógico y el voltaje de referencia V_{RANGE} en la terminal 12. Las salidas de los comparadores van a la lógica de control que maneja un contador y la fuente de

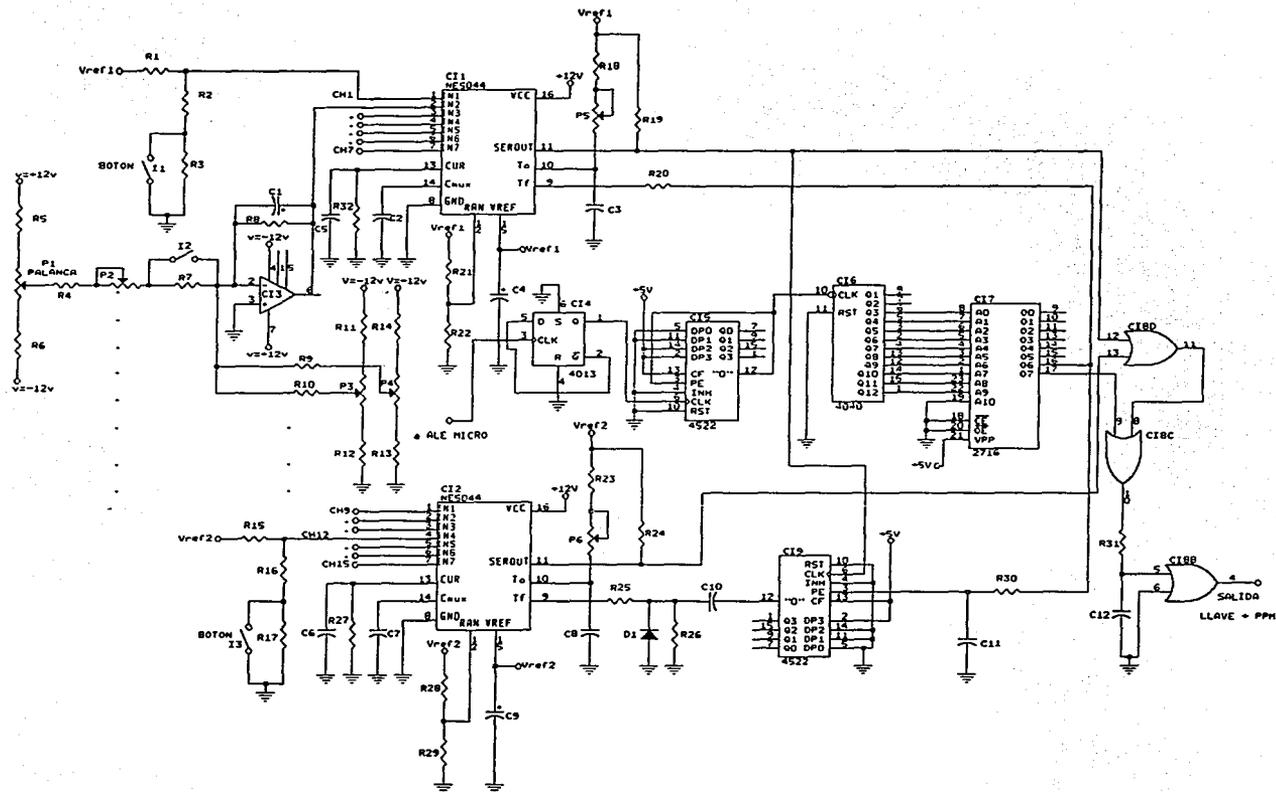


FIGURA 2.3 CODIFICADOR PPM DE MANDOS EN TIERRA.

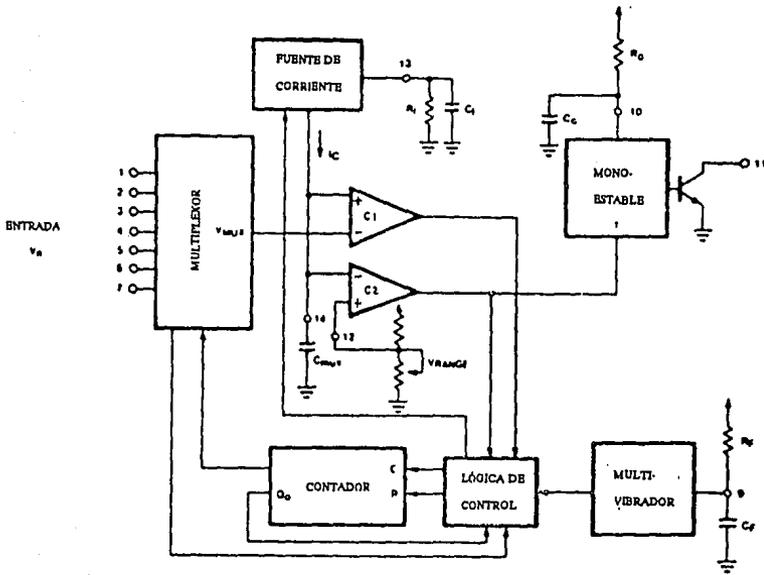


FIGURA 2.4 CIRCUITO INTEGRADO NE-5044.

corriente. Cuando I_c es positiva, carga linealmente a C_{max} hasta que iguala el voltaje de salida del multiplexor analógico. En ese momento la salida de $C1$ va a alto e invierte el sentido de la fuente de corriente, descargando linealmente a C_{max} hasta el valor de voltaje V_{RANGE} . Cuando estos voltajes se igualan, la salida de $C2$ va a alto y vuelve a invertir la polaridad de la fuente de corriente, incrementa el contador y dispara el monoestable. C_{max} se carga de nuevo mientras que su voltaje iguala al de la siguiente entrada seleccionada por el multiplexor. La forma de onda resultante en el capacitor C_{max} , es triangular con 7 picos positivos de magnitudes iguales a los voltajes respectivos en las entradas analógicas y con picos negativos constantes e iguales al de la terminal 12. Siempre que C_{max} llega a un pico negativo dispara al monoestable y produce un pulso positivo a la salida del codificador (terminal 11) con una duración determinada por

$$t_0 = R_0 C_0 \quad (2.2)$$

donde t_0 es la duración del pulso en segundos, R_0 es la resistencia en ohms y C_0 es el capacitor en farads. Ya que los picos positivos de la onda triangular en C_{max} son de magnitud igual a las entradas a codificar, los picos negativos consecutivos se encontrarán separados en tiempo guardando una relación lineal con los voltajes respectivos de entrada. De esta forma la separación entre pulsos de salida generados por el monoestable, llevan la información PPM relacionada con los niveles de voltaje de las 7 señales de entrada.

La tasa de repetición del paquete codificado formado por las 7 señales, se controla con el multivibrador cuyo período viene dado por:

$$t_f = 0.66 R_f C_f \quad (2.3)$$

Donde t_r es la duración del paquete en segundos, R_r es la resistencia en ohms y C_r es la capacidad en farads.

Las necesidades de control en estas aeronaves teledirigidas, requieren en ocasiones más de 7 variables de mando y por esto se utilizan en este diseño dos circuitos integrados codificadores PPM. El problema que surge al conectarlos en cascada, es que éstos no están dispuestos para dicho tipo de conexión, lo que hace necesario el uso de un controlador secuencial que sincronice la operación y que también sirva para generar la llave digital que identifica al paquete de control. Su funcionamiento es como sigue: en la figura 2.3 se observa una memoria EPROM 2716 que tiene grabada en el bit O6 la secuencia apropiada para controlar el inicio del codificador C11 y el reestablecimiento de un divisor programable (C19), este último indica cuando se han totalizado 8 pulsos de salida PPM generados por C11. El direccionamiento de la memoria C17 se hace a través del contador binario C16, cuyo reloj se toma de la señal ALE de un microcontrolador y se divide entre 24 por medio de un divisor entre 2 (C14) y un divisor entre 12 (C15). Cuando la salida O6 de C17 produce un pulso positivo, C11 lo recibe por la terminal 9, lo que da inicio a la codificación y también restablece la operación de C19. Retomando la figura 2.4, se nota que la terminal 9 del codificador PPM originalmente es el punto de conexión de un circuito RC que define el periodo de oscilación del multivibrador, pero bajo la configuración elegida, los pulsos del controlador secuencial son los que determinan dicho tiempo.

CI1 entrega por la terminal 11 los pulsos PPM y el divisor CI9 los totaliza hasta que llega el octavo pulso de salida, éste marca el fin de la codificación para CI1. Dado esto, el divisor CI9 proporciona en su salida (terminal 12) un nivel alto que entra a una red derivadora y produce un pulso angosto que habilita al otro circuito integrado codificador (CI2). El tiempo de transición que ocurre entre el último pulso producido por CI1 y el primero generado por CI2, crea la codificación de una variable o "señal fantasma" que debe tenerse en cuenta en el momento de hacer la decodificación correspondiente. Una vez recibido el pulso de inicio por CI2, comienza la codificación de las 7 señales restantes. Los pulsos PPM proporcionadas por ambos integrados concurren en una compuerta O (CI8D) que los integra formando el paquete de 14 señales.

Hay que recordar que el controlador secuencial también tiene la función de generar una palabra digital serial, que cumple la función de sincronizar e identificar al paquete de datos. Ésta se encuentra al principio de dicho paquete y está conformada por 1 bit de arranque, un byte correspondiente al valor 5A en hexadecimal (el decodificador complementa esta llave para formar la palabra A5 H que es la que realmente se verifica) y 2 bits de parada. Dicha secuencia serial se obtiene en la salida O7 de la EPROM CI7 a una tasa de 1200 bauds y se integra al resto del paquete a través de una compuerta O. La figura 2.5 muestra en detalle la llave y la secuencia de información PPM. La convención de codificación en posición de pulso está dada por una posición mínima de 1 milisegundo, promedio o neutral de 1.5 ms y posición máxima de 2.0 ms. El ancho de los pulsos positivos se fija en 300 microsegundos. Este formato es de uso común en el manejo de servo actuadores, sistemas de telemando y robótica. Con estos valores y definiendo también que los niveles de voltaje mínimo y máximo a la entrada de los integrados codificadores son 2.5 V y 4 V respectivamente, se pueden determinar los valores de los componentes electrónicos involucrados. Así, la expresión que define el intervalo de tiempo entre pulsos PPM está dada por

$$t_n = \frac{2(V_n - V_{RANGE})C_{max}}{I_C} \quad (2.4)$$

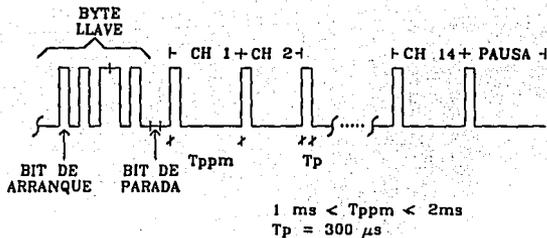


FIGURA 2.5 FORMATO PARA EL PAQUETE DE 14 CANALES EN PPM.

Donde t_n es el tiempo en segundos, V_n el voltaje en la entrada n -ésima, V_{RANGE} el voltaje en la terminal I2, C_{INT} el capacitor en farads e I_c la corriente de la fuente bidireccional en amperes.

Las órdenes para controlar la aeronave, tales como: mover alerones, timón vertical o dar potencia al motor, entre muchas otras, las realiza el piloto por medio de un juego de palancas mecánicas que tienen como transductor de posición angular un potenciómetro. También se requieren mandos del tipo de dos estados, por ejemplo para energizar algún equipo de carga útil o tomar una fotografía y para ello se usan interruptores eléctricos de botón, palanca, o en algunos casos con una llave de seguridad. Todos estos mandos se deben adaptar electrónicamente a los niveles de voltaje establecidos previamente, para codificarse en posición de pulso. En la figura 2.3 se muestra el circuito de acondicionamiento para una de las palancas potenciómetro. El amplificador operacional CI3 tiene varias funciones; en primer lugar, sirve para sumar un nivel de voltaje y tener a la salida 3.25 V cuando la palanca se encuentra en posición neutral, dicha calibración se hace por medio del potenciómetro P3. Por otra parte, dicho amplificador operacional permite seleccionar dos ganancias de voltaje con el interruptor I2, así el piloto elige entre dos sensibilidades diferentes para las palancas. Otra de las funciones que brinda el circuito acondicionador, es alterar el punto neutral eléctrico de la palanca por medio del potenciómetro P4, instalado en la consola de mando. Para acoplar los interruptores que realizan las funciones de dos estados, simplemente se necesita un divisor de voltaje que entregue dos niveles diferentes, esto se hace con la red R1, R2, R3 y el interruptor I1. Cabe aclarar que para simplificar el diagrama eléctrico, se omite la repetición de los demás circuitos acondicionadores.

2.1.2 DECODIFICADOR PPM DE MANDOS A BORDO

Las señales de mando que se transmiten desde la estación de tierra se decodifican en el avión y alimentan las entradas del control de actuadores, el cual gobierna todas las acciones mecánicas que el piloto realice. El equipo electrónico debe reconocer en primer lugar la llave digital transmitida, si ésta se confirma, el sistema pasa a leer la información PPM y efectúa la respectiva decodificación de las 14 señales de control.

La figura 2.6 muestra el sistema electrónico que se diseñó. El circuito opera en torno a un microcontrolador de 8 bits de la familia 51 de Intel, que tiene 128 bytes de RAM y 4 K bytes para EPROM, todo esto incluido en el mismo circuito integrado C11. Para convertir los valores digitales a voltajes analógicos se utiliza un convertidor D/A de 8 bits (C14), que entrega una corriente de salida proporcional a la magnitud digital. Esta variable de corriente se convierte a un voltaje equivalente con el amplificador operacional C15 y por medio de P1 se calibra de tal forma que el máximo valor práctico de conversión sea de 10 volts. C16 representa uno de los 13 muestreadores retén que sirven para mantener simultáneamente las señales que alimentan al control de actuadores electromecánicos. Para direccionar dichos muestreadores, el microcontrolador entrega por el puerto P2 cuatro bits al decodificador de 4 a 16 líneas C13 y dichas salidas van a las respectivas terminales de control que definen muestreo o retención de los voltajes que entrega C15. Por otra parte se tiene la señal CH-1 que proviene del bit P2.4 del microcontrolador y su función es apagar el motor de la aeronave y detonar el actuador de un paracaídas de emergencia cuando reciba la orden correspondiente desde tierra, esta señal se obtiene en la terminal 4 de la compuerta O C17B.

Es muy importante que el microcontrolador no pierda la secuencia del programa y entre en un posible lazo infinito, esto puede ocurrir ocasionalmente por ruido electromagnético captado por el circuito integrado. Para prevenir en cierta medida dicha eventualidad, se agregó a la arquitectura un circuito de supervisión (o vigía), que detecta 3 bits específicos generados por el programa. Cada vez que dichos bits se verifican en el puerto P2, se dispara el monoestable C12; si pasados 4 segundos los bits no son los correctos, C12 vuelve a su estado estable y genera un pulso de corta duración a través del derivador R9 C4, reponiendo al microcontrolador y regresándolo al inicio del programa.

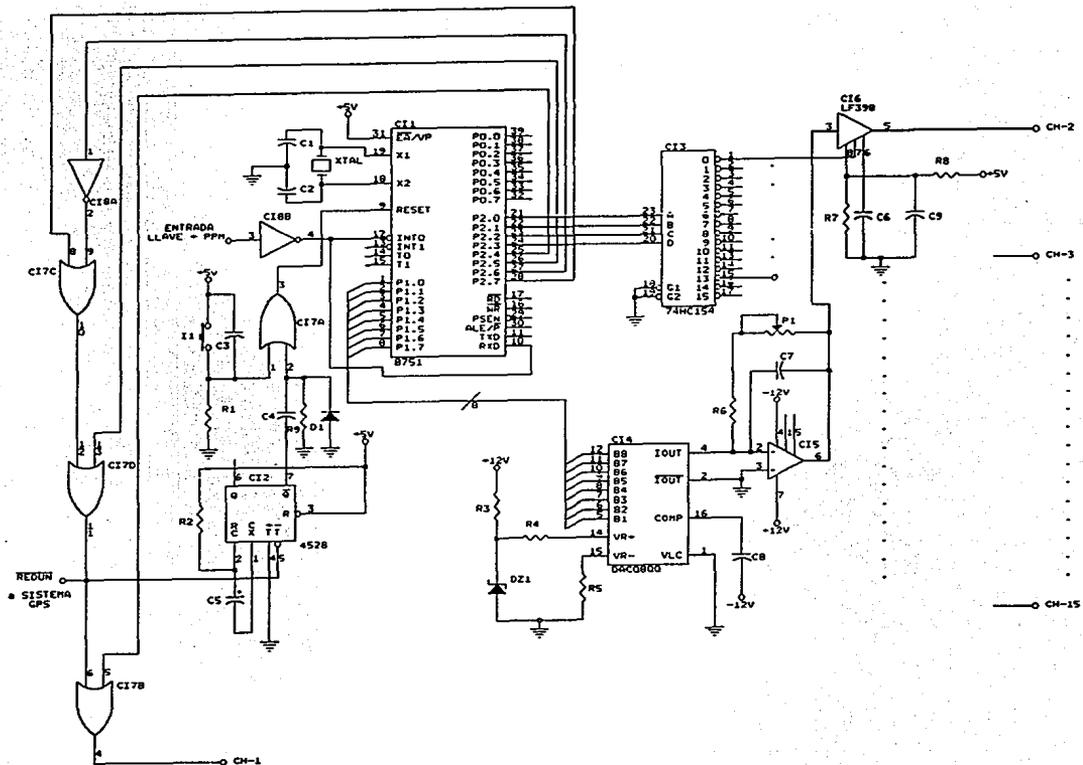


FIGURA 2.6 DECODIFICADOR PPM DE MANDOS A BORDO.

2.1.3 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DECODIFICADOR PPM

Para realizar la decodificación de las variables de control en la aeronave, se usa un microcontrolador 8751 junto con un convertidor D/A, que entrega voltajes a un banco de muestreadores retén, direccionados por el mismo microcontrolador.

El paquete de control recibido está formado por la llave digital 5A en hexadecimal (del lado del microcontrolador se niega para convertirse en A5 H), seguida por 16 pulsos positivos que son la información PPM para 14 señales de control y una señal fantasma debida al acoplamiento de los dos circuitos NE-5044 en el sistema codificador. La llave digital identifica al paquete de datos y entra al microcontrolador por el puerto serie de recepción (RXD) a una velocidad de 1200 bauds, para que el programa evalúe si la palabra capturada corresponde con A5 H. Si se confirma la llave, el microcontrolador continúa con la decodificación de las señales.

Los pulsos PPM se complementan y se llevan a la entrada de interrupción externa 0 (INT0). El flanco de bajada de dichos pulsos, produce un salto del programa a la rutina de interrupción (dirección 03 H), donde se ordena al temporizador 0 comenzar el conteo a razón de 921583.33 Hz. Dicha cuenta termina con el flanco de bajada del siguiente pulso PPM y se totaliza en los registros de 8 bits TH0 y TL0. Con estos datos, se evalúa la separación en tiempo de dos pulsos consecutivos por medio de un procesamiento sencillo de datos; luego se llevan los resultados al convertidor D/A para entregar voltajes analógicos proporcionales a las variables de control transmitidas desde tierra.

La figura 2.7 muestra el diagrama de flujo del programa desarrollado e implantado en el microcontrolador. En primer lugar se inicializan registros y puertos a utilizar, para luego habilitar la recepción de información serial proveniente de la llave digital. El programa entra en un lazo de espera (bloque 4) del cual sale cuando llega alguna información al puerto serie; si la información no corresponde a la llave A5 H, vuelve a esperar una nueva palabra. Cuando la palabra es válida, se inhibe la recepción serie, se habilitan las interrupciones por saturación del temporizador 0 y la externa 0 (INT0). Mientras no ocurra un flanco de bajada en INT0, el programa queda en un lazo de espera en el bloque 10, así cuando llega un pulso PPM, éste sale del lazo y comprueba si el temporizador no llegó a su cuenta máxima (bloque 11), debido a algún problema de transmisión en el paquete de datos.

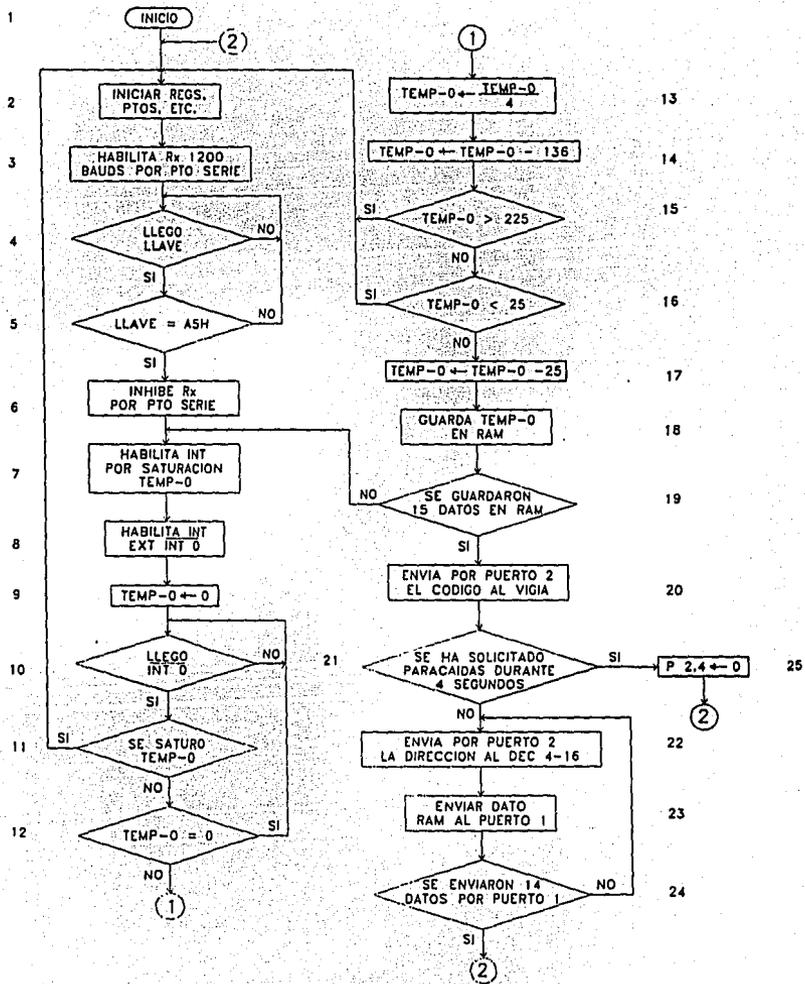


FIGURA 2.7 DIAGRAMA DE FLUJO PARA LA DECODIFICACIÓN DE MANDOS.

Una situación particular se presenta cuando llega el primer pulso PPM del paquete; el temporizador se activa pero no tiene acumulada cuenta previa y se encuentra en ceros, así el bloque 12 interroga tal situación y si es el caso, retorna el programa al bloque 10 para esperar la siguiente interrupción debida al segundo pulso que llega.

La siguiente función a realizar es tomar la cuenta total que acumuló el temporizador y dividirla entre 4, para luego restarle 136 (bloques 13 y 14). La razón de estas operaciones es que para la máxima separación de pulsos definida (2 ms) el temporizador 0 ha acumulado una cuenta de 1567 y haciendo dichas operaciones queda convertida en 255, que es el valor máximo manejado en 8 bits. De igual forma, la mínima separación de pulsos (1.0 ms) produce una cuenta de 645 que al operarse se convierte en 25. Por otra parte, el bloque 15 revisa si transcurrieron más de 2 ms en la codificación, ésto puede ocurrir por la pérdida de uno de los pulsos del paquete o por algún problema de funcionamiento en el equipo codificador de la estación terrena. En forma similar, el bloque 16 comprueba que no existan dos pulsos posicionados a menos de 1 ms, situación que también se considera como errónea. El siguiente paso es restar 25 a la cuenta, para lograr variables que comiencen de 0 hasta 230. Posteriormente se guarda en la RAM del microcontrolador el dato generado, el cual ya es un valor proporcional a una señal de control transmitida desde tierra. El proceso decodificador se repite 15 veces que corresponde con el número total de señales. Por otra parte, el bloque 20 envía por puerto paralelo un código de 3 bits, indicando al vigia que el programa se está ejecutando sin problema.

El primer canal del paquete corresponde a la variable paracaídas, que se verifica con una posición de pulso mayor que 1.6 ms cuando en tierra se solicita por 4 segundos en forma continua. El bit 4 del puerto 2 se pone en nivel bajo (bloque 25) al confirmarse dicha orden y luego el programa vuelve a comenzar un nuevo ciclo.

Para direccionar los muestreadores-retén que almacenan las señales analógicas procedentes del convertidor D/A, el microcontrolador envía direcciones específicas a un decodificador 4 -16 y de aquí a los muestreadores mencionados. El bloque 22 coloca la dirección adecuada en el puerto 2 y luego envía por el puerto 1 la variable decodificada al convertidor D/A. Al salir 14 bytes por el puerto 1, el programa termina un ciclo completo y vuelve al comienzo para buscar un nuevo paquete de datos de control.

2.2 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE TELEMETRÍA

La información de navegación, orientación y estado de la aeronave telecontrolada se envía a la estación de tierra por medio del equipo de telemetría, esto con el propósito de que el piloto tenga conocimiento en tiempo real del comportamiento y respuesta del avión ante alguna maniobra o perturbación.

El sistema maneja 14 señales codificados en posición de pulso y se basa en el circuito integrado NE-5044 explicado anteriormente. Un controlador digital secuencial diseñado alrededor de una memoria EPROM gobierna la operación del sistema y genera una llave de identificación para el paquete de telemetría. Para tener la información disponible en tierra, se decodifica ésta por medio de un microcontrolador 8751 y por su puerto serie se envían los datos telemétricos a una computadora tipo PC, que exhibe dicha información. Las variables de navegación (altitud, longitud, latitud y velocidad) se obtienen por medio del sistema de posicionamiento global (GPS) y se envían al equipo codificador PPM por medio de una tarjeta de adquisición, que toma las variables requeridas y las convierte a señales analógicas compatibles con el codificador.

2.2.1 CODIFICADOR PPM DE TELEMETRÍA A BORDO

El equipo electrónico que se diseñó para esta función, se observa en la figura 2.8 y es en esencia similar al codificador de control (figura 2.3). Maneja 14 señales en PPM por medio del circuito integrado NE-5044 y genera una "señal fantasma" debido al acoplamiento de estos integrados. De la misma manera que en el equipo de control, el paquete de telemetría comienza con la llave digital 5A H y enseguida viene la secuencia de señales codificadas, dicho formato se muestra en la figura 2.5.

La diferencia más notable entre este codificador y el de control, se encuentra en los circuitos acondicionadores de los sensores de la aeronave, cuyos voltajes de salida están normalizados en el intervalo de 0 a 10 volts. El arreglo no inversor con amplificador operacional de la figura 2.8, transforma dichos voltajes al intervalo de 2.5 a 4 volts que es compatible con la norma establecida para los circuitos integrados

NE-5044. El potenciómetro P1 sirve para ajustar el ancho del intervalo de voltaje, mientras que con P2 se determinan 2.5 volts a la salida de C12. Es importante aclarar que se requieren 5 de estos bloques acondicionadores, aunque en el diagrama eléctrico solo figura uno y ésto se hace para facilitar la comprensión del circuito eléctrico. Las entradas denotadas con CH-n reciben señales de los sensores empleados en el avión, mientras que las identificadas con GPS-n van directamente a la tarjeta de adquisición de variables del sistema de posicionamiento global GPS.

2.2.2 ADQUISIDOR DE VARIABLES DEL GPS

El sistema de posicionamiento global cumple un papel fundamental para la localización geográfica de la aeronave en tiempo real. De éste se utilizan los datos de latitud, longitud, altitud y velocidad, que se envían a tierra a través del equipo de telemetría. La tarjeta GPS tiene un puerto serie RS-232 para programar el sistema y transmitir la información de navegación. Para establecer la comunicación, se desarrolló un circuito adquisidor basado en el microcontrolador 8751, que programa y captura los datos de navegación, para proporcionar voltajes analógicos equivalentes. Las señales analógicas obtenidas van al codificador PPM de telemetría, como parte de las señales que conforman el paquete de telemetría.

La figura 2.10 muestra la electrónica diseñada. La información proveniente del GPS es capturada por el microcontrolador C11, procesada y llevada por el puerto P1 al convertidor D/A de 8 bits (C14). El amplificador operacional C113 convierte la señal analógica de corriente I OUT en un voltaje proporcional y se le suma un nivel constante por medio de C16, este nivel se ajusta con el potenciómetro P3. Ya que el voltaje analógico de salida se ha colocado en el intervalo adecuado para el equipo codificador de telemetría, éste va al banco de muestreadores retén (C114, etc) que preserva 9 señales simultáneamente y para esto, el microcontrolador direcciona dicho banco a través de un decodificador 4-16 (C13). Para no complicar el diagrama eléctrico se muestra únicamente 1 de los 9 muestreadores retén que se requieren.

Debido a que la tarjeta GPS se comparte entre el sistema principal y el de emergencia, se necesita un esquema de conmutación que permita comunicarse con uno

u otro sistema. Los circuitos integrados CI8, CI9, CI10, CI11 y CI12 realizan tal función. Nótese que los puertos serie de salida de la computadora principal (PcTx) y del microcontrolador (TXD) pasan por sendos interruptores de estado sólido (CI8A y CI8C) y luego concurren a una compuerta No Y (CI10B) que convierte los datos TTL a RS-232. Cuando el sistema principal se encuentra activo, el de emergencia debe estar fuera de operación, así la computadora PC envía un tren de pulsos a la terminal 11 del basculador D (CI12) y la señal REDUN negada no se verifica, ya que el sistema de emergencia no se está utilizando. Esto coloca a la salida Q en estado alto y Q negada en bajo, lo que obliga a CI8A conectarse y a CI8C desconectarse. De esta forma sólo los mensajes de programación (mensajes de entrada) provenientes del sistema principal pasan a manejar el GPS. Cuando el canal de comunicación de emergencia gobierna la aeronave, la computadora PC del sistema principal deja de producir pulsos al basculador D y la señal REDUN negada se verifica a manera de un tren de pulsos, así los estados en las salidas de CI12 se invierten al igual que lo hacen los interruptores y por tanto el microcontrolador CI1 establece comunicación con la tarjeta GPS. Hay que mencionar que el puerto serie de salida de dicha tarjeta, se encuentra conectado simultáneamente a la computadora PC y al adquisidor de variables.

Se puede observar en el diagrama eléctrico que se usa un circuito vigía formado alrededor de CI11A, CI17 y CI12. Este circuito detecta la presencia de un código de tres bits generado por el microcontrolador, si no se presenta dicho código en un lapso menor que 4 segundos, el monoestable CI12 produce un pulso a la terminal de RESET que repone la operación de CI1.

2.2.3 PROTOCOLO Y MANIPULACIÓN DE MENSAJES DEL GPS

En este inciso se da una breve explicación sobre la forma en que se establece comunicación con la tarjeta de posicionamiento global y también se detalla el contenido de los mensajes de salida y entrada que se utilizan en esta aplicación.

El receptor GPS que se utiliza en el proyecto [9], está concebido para aplicaciones OEM donde se cuenta con una computadora personal como medio anfitrión, o también un sistema digital especialmente diseñado para ello. Para establecer comunicación se utiliza

el formato serial RS-232 a una velocidad de 9600 bauds, aunque también es posible emplear otras normas seriales y diferentes velocidades.

El protocolo para programar y obtener la información de navegación, se basa en mensajes de entrada y de salida; los de entrada programan la forma de operación (selección de datos de navegación, selección de datos de estado del sistema, velocidad de entrega de la información, unidades métricas a usar, reposición del sistema, etc) y los de salida son la información que ofrece el GPS (datos de navegación, estado del receptor, calidad de las señales de satélite recibidas, etc). Dichas operaciones de entrada y salida deben cumplir con un formato específico en los mensajes utilizados. En primer lugar se tiene la forma binaria, donde los mensajes comienzan con los caracteres \$\$ en equivalente ASCII (dos 24 H), seguidos por un cierto byte identificador que puede estar entre A y Z en ASCII y luego un byte subíndice que está entre 00 H y FF H. Después vienen los datos específicos, que son valores enteros en binario y con precisión definida. A continuación se tiene el byte de "checksum", que resulta de la operación O Exclusiva byte a byte, comprendida desde el identificador hasta el byte anterior al "checksum". Por último, el número 0A H marca el fin del mensaje.

La otra opción posible para generar mensajes es el formato ASCII regido bajo el protocolo NMEA (National Marine Electronics Association) 0183. Aquí el mensaje comienza con el carácter \$ y cinco letras que lo identifican; si los mensajes son originales de algún fabricante en particular, la primera letra debe ser P y las siguientes tres son la identificación del dicho fabricante. En seguida viene un carácter identificador que puede ser cualquiera entre A y Z. El primer campo de datos es un subíndice determinado entre 00 y 99, seguido por varios campos para variables que se separan con comas (,) y un asterisco (*) que determina el final de dichos datos. El "checksum" está constituido por dos bytes en su equivalente ASCII, calculado por medio de la operación O Exclusiva de los bytes existentes después del carácter \$ y hasta el byte anterior al carácter *. El resultado se coloca después del asterisco y el mensaje concluye con los bytes 0D y 0A H.

Como ya se ha mencionado, en esta aplicación se usan 4 variables específicas de navegación: latitud, longitud, altitud y velocidad de desplazamiento. Éstas se encuentran en el mensaje de salida "Posición y altitud" (B00) y en el mensaje "Curso terrestre y velocidad" (E00), de este último se toma el dato de velocidad. El formato elegido para estos mensajes es el binario y para que el receptor entregue dichos datos por el puerto serie, se deben enviar ciertos mensajes de entrada al GPS: el primero es PMGLI00 que

sólo se maneja en forma ASCII y lleva datos que obligan al sistema a habilitar todos los mensajes, en seguida se envía otra vez PMGL100 pero ahora indicando que B00 se entregue periódicamente cada segundo y en formato binario. A continuación se da la misma instrucción pero ahora referida al mensaje E00. Por último, el mensaje de entrada S01 (en formato binario) determina las unidades métricas que se requieren; metros para la altitud y kilómetros sobre hora para la velocidad de desplazamiento de la aeronave [9].

2.2.4 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA ADQUISIDOR GPS

El algoritmo que gobierna la operación y la información del GPS reside en la memoria EPROM de un microcontrolador 8751, el cual envía cuatro mensajes de control (mensajes de entrada) a la tarjeta de posicionamiento global, que la habilitan para entregar dos mensajes: el de posición y altitud (B00) y el mensaje de velocidad (E00), los que quedan programados para generarse cada segundo a una velocidad de 9600 bauds. La información que proporcionan dichos mensajes la identifica y procesa el programa, para luego sacarla por uno de los puertos paralelo hacia un convertidor D/A.

El diagrama de flujo se muestra en la figura 2.11. Una vez que se inicializa el microcontrolador y su operación como puerto serie transmisor, el programa procede a guardar en RAM los mensajes de entrada (bloque 3) que se van a enviar al GPS. Seguidamente los bloques 4, 5 y 6 envían por puerto serie los cuatro mensajes requeridos: el primero que se envía, ordena que se activen todos los mensajes de salida. El segundo indica que el mensaje B00 (información de latitud, longitud y altitud) se entregue a razón de uno por segundo y en formato binario. El tercero indica que se repita el mensaje B00 (información de velocidad) también una vez por segundo y en binario. El cuarto y último de los mensajes de entrada, programa al GPS para que las variables estén en unidades de metros para la altitud y kilómetros sobre hora para la velocidad. El bloque 7 del diagrama de flujo habilita el puerto serie del microcontrolador para recibir información y seguidamente envía por el puerto 2 el código al vigía. El lazo de espera en 9, termina cuando llega un mensaje procedente del GPS y luego se determina si se trata de la información de posición (mensaje B00), si se confirma, se guarda en RAM. Los bloques 12, 13 y 14 hacen la misma tarea anterior pero referida al mensaje de velocidad E00.

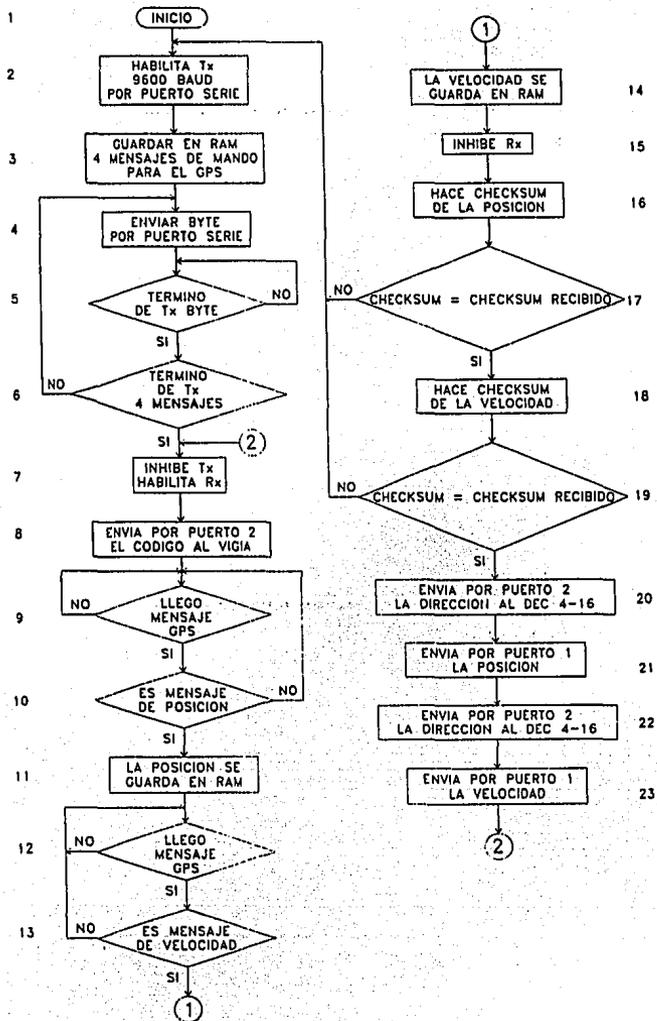


FIGURA 2.11 DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL ADQUISIDOR DEL GPS.

Los mensajes procedentes del GPS llevan un "checksum" que facilita la verificación de la información recibida por el microcontrolador. El programa hace la operación O Exclusiva de los bytes recibidos y luego compara el resultado con el "checksum" que viene incluido en el mensaje. Esta operación se hace para B00 y también para E00, tal como se puede observar en el diagrama de flujo. Más adelante el bloque 20 direcciona los decodificadores 4-16 para elegir el muestreador retén adecuado y luego entrega por el puerto P1 la información de posición. A continuación los bloques 22 y 23 del programa realizan la misma tarea anterior, pero referida al mensaje de velocidad.

2.2.5 DECODIFICADOR PPM DE TELEMETRÍA EN TIERRA.

La figura 2.12 muestra el circuito dedicado a la decodificación de la información telemétrica. El sistema digital se basa en el microcontrolador 8751, que tiene grabado en su memoria EPROM el programa que identifica la llave digital y obtiene un byte proporcional a cada una de las 14 señales de telemetría recibidas.

El paquete de datos se complementa por medio de la compuerta CI4B y así RXD recibe la llave elegida A5 H, si es correcta, el programa habilita la interrupción por la terminal INTO para detectar los pulsos PPM. El temporizador 0 cuenta en el intervalo de dos pulsos consecutivos, obteniendo un total proporcional a la separación de los pulsos. Los datos decodificados en bytes se transmiten al exterior presididos por la llave digital F5 H, a través del puerto serie del microcontrolador a una velocidad de 9600 bauds y se colocan en formato RS-232 por medio de un manejador 1488 (CI3). Este circuito se enlaza con una computadora tipo PC, que muestra al piloto el estado y las variables de navegación de la aeronave en caso de que se presente alguna emergencia. Nótese que el sistema electrónico tiene un circuito vigía, que restablece el microcontrolador por medio de un pulso a la terminal de RESET, en caso de perder la secuencia lógica del programa residente.

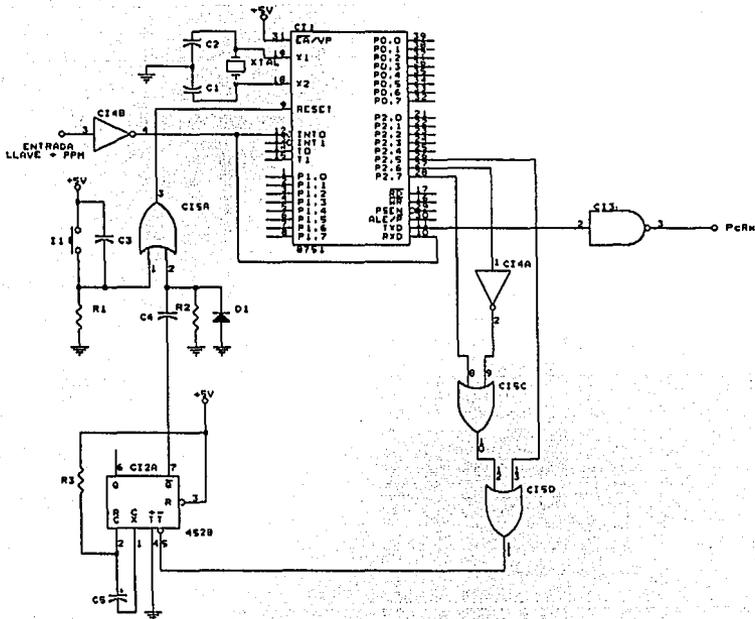


FIGURA 2.12 . DECODIFICADOR PPM DE TELEMETRÍA EN TIERRA.

2.2.6 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DECODIFICADOR PPM.

El algoritmo para obtener la información del paquete de telemetría se tiene en la figura 2.13, nótese que la tarea de decodificación es muy similar a la que se lleva a cabo a bordo de la aeronave; se debe detectar la posición relativa de pulsos consecutivos separados en un intervalo de tiempo posible de 1 a 2 milisegundos, previa identificación de la llave digital A5 H. Se hacen las mismas consideraciones para detectar errores en el paquete de información recibido y también genera un código de tres bits para el vigía. Una diferencia importante entre ambos algoritmos, es que el de telemetría no tiene la rutina que detecta la señal de paracaídas. Así pues, los diagramas de flujo de los decodificadores de control y de telemetría son iguales hasta el bloque 20. El bloque 21 habilita la transmisión por el puerto serie del microcontrolador a una velocidad de 9600 bauds, enviando primero

la llave F5 H (bloques 22 y 23) y luego las variables telemétricas alojadas en memoria RAM. Cuando haya terminado de enviar los 15 datos, el bloque 26 dirige el programa al inicio para comenzar con un nuevo ciclo de operación.

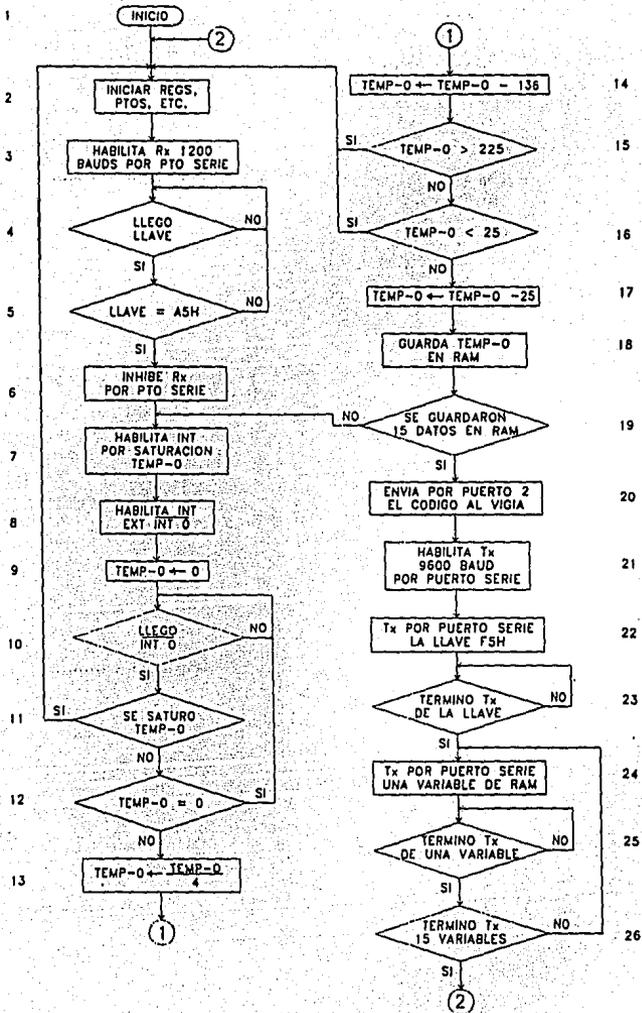


FIGURA 2.13 DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL DECODIFICADOR DE TELEMETRÍA.

3 ALGUNAS CONSIDERACIONES SOBRE LA MODULACIÓN POR POSICIÓN DE PULSO (PPM)

Dentro del ámbito de la modulación analógica por pulsos, se distinguen las técnicas PAM o modulación por amplitud de pulso, PWM o modulación por ancho de pulso y PPM o modulación por posición de pulso. Esta última es la que se utiliza para el canal redundante de emergencia de la aeronave teledirigida.

Son dos las formas básicas para llevar a cabo la modulación PPM. La primera se conoce como "muestreo uniforme" y recibe este nombre debido al hecho de tomar periódicamente muestras de la señal, para posteriormente convertirlas en una equivalencia de pulsos separados en el tiempo. La figura 3.1 presenta una cierta señal moduladora la cual se muestrea y retiene cada T segundos bajo la sincronía de los pulsos de muestreo, éstos a su vez inician un ciclo de la señal diente de sierra cuyo valor instantáneo se compara con la señal moduladora que fue retenida; cuando ambos valores llegan a ser iguales se produce un pulso de salida. Esta dinámica se repite con la llegada del siguiente pulso de muestreo y así el valor instantáneo de la señal queda representado por la posición temporal de un pulso de salida respecto al instante de muestreo.

La otra forma posible de realizar la modulación es el "muestreo natural" que se aprecia en la figura 3.2; cuando las amplitudes de la señal diente de sierra (de período T) y de la señal moduladora coinciden en un instante, se genera un pulso de salida posicionado en tiempo con referencia al instante en que la señal diente de sierra se hace cero. Es importante resaltar el hecho de que el muestreo aquí es no periódico, ya

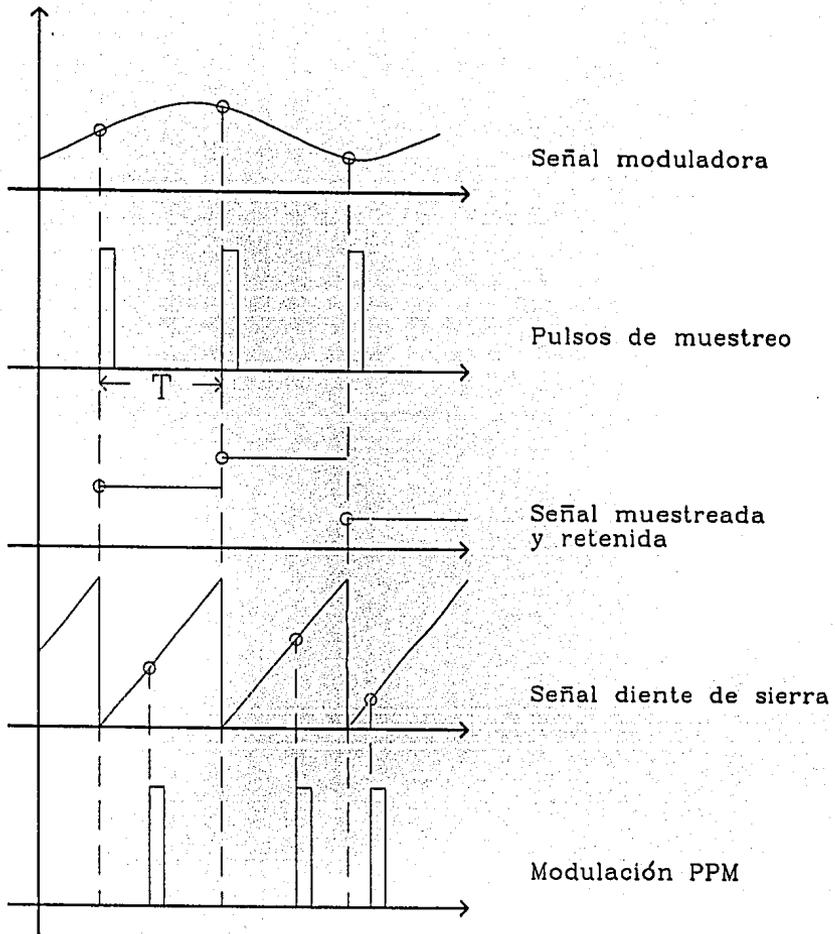


FIGURA 3.1 MODULACIÓN PPM, MUESTREO UNIFORME.

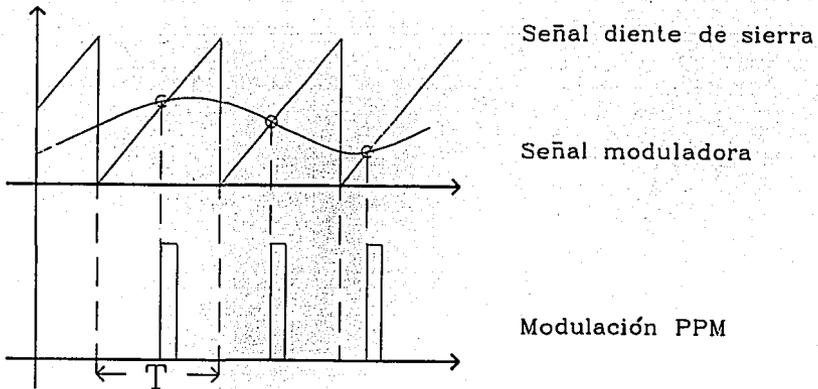


FIGURA 3.2 MODULACIÓN PPM, MUESTREO NATURAL.

que el momento en que coinciden las amplitudes depende de la forma en que progresa la señal moduladora.

3.1 ANÁLISIS ESPECTRAL DE SEÑALES PPM CON MUESTREO NATURAL

Este inciso pretende dar un acercamiento básico al problema del análisis espectral del paquete de datos PPM que produce el codificador diseñado. La obtención teórica del espectro de frecuencia para dicha señal resulta sumamente complejo de lograr, pues se tienen 14 canales conmutados ("multiplexados") en tiempo y además, encabezados por una llave o código digital de 8 bits. Por tanto, con el propósito de mostrar la base del problema, se analizará el caso simple de un tren de pulsos PPM con muestreo natural y modulado por un tono senoidal.

Es importante mencionar, que la gran mayoría de textos relacionados con comunicaciones, no presentan análisis lo suficientemente claros para comprender como se

logra el espectro de amplitud de una señal PPM. A continuación se presenta, en forma más detallada, la solución propuesta por V. Kroupa para la obtención de dicho espectro [17].

Si la forma de muestreo es natural y si t_k es la localización en tiempo del k -ésimo pulso de salida, se tiene que

$$t_k = kT + C s(t_k) \quad (3.1)$$

donde $s(t)$ es la señal moduladora, T es la separación temporal de los pulsos de salida cuando no hay modulación y C es una constante.

Una señal PPM es un colección de pulsos $p(t)$, que se puede expresar por medio de impulsos de Dirac

$$x_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_0 p(t - t_k) = A_0 [p(t)] * \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - t_k) \right] \quad (3.2)$$

o también

$$x_p(t) = A_0 [p(t)] * [x_\delta(t)] \quad (3.3)$$

$$x_\delta(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - t_k) \quad (3.4)$$

donde * representa el operador de convolución entre $p(t)$ y el tren de impulsos de Dirac.

Sustituyendo la ecuación (3.1) en la (3.4) se tiene

$$x_{\delta}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT - C s(t_k)) \quad (3.5)$$

La expresión anterior puede enunciarse en términos de la variable t únicamente, por medio de la siguiente propiedad

$$\delta[g(t)] = \frac{\delta(t - \lambda)}{|g'(t)|}$$
$$\delta(t - \lambda) = |g'(t)| \delta[g(t)] \quad (3.6)$$

donde el término de la derecha depende exclusivamente de t y no de λ . Para que la igualdad tenga validez, debe encontrarse una cierta función $g(t)$ que cumpla con las siguientes restricciones

$$\begin{aligned} g(\lambda) &= 0 \\ g(t \neq \lambda) &\neq 0 \\ g'(\lambda) &\neq 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

La ecuación (3.6) permite eliminar la variable t del tren de impulsos de la expresión (3.4), siempre que se logre encontrar una función $g(t)$ adecuada. Supóngase que $g(t)$ tiene la siguiente forma

$$g(t) = t - kT - C s(t) \quad (3.8)$$

y esta función se hace nula en

$$t = kT + C s(t) \quad (3.9)$$

Como los ceros que se requieren deben quedar en $\lambda = t_k$, entonces

$$\begin{aligned} t_k &= kT + C s(t_k) \\ g(t_k) &= t_k - kT - C s(t_k) = 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

De esta manera, un impulso desplazado en el tiempo resulta expresado por

$$\delta(t - t_k) = |1 - C s'(t)| \delta[t - kT - C s(t)] \quad (3.11)$$

y la expresión (3.4) para el tren de impulsos se convierte en

$$x_s(t) = [1 - C s'(t)] \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta[t - C s(t) - kT] \quad (3.12)$$

El valor absoluto se puede suprimir ya que se restringe la señal moduladora a $|C s'(t)| < 1$.

Expandiendo el tren de impulsos por medio de la serie de Fourier, se obtiene

$$x_s(t) = \frac{1}{T} [1 - C s'(t)] \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s [t - C s(t)]} ; \omega_s = \frac{2\pi}{T} \quad (3.13)$$

Por otra parte, la señal moduladora es de tipo senoidal y se define con

$$s(t) = A_1 \cos \omega_m t \quad (3.14)$$

Reemplazando en (3.13), se tiene

$$x_s(t) = \frac{1}{T} \left[1 + C \omega_m A_1 \sin \omega_m t \right] \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s [t - C A_1 \cos \omega_m t]} \quad (3.15)$$

Se puede lograr simplificación apreciable en la igualdad anterior, por medio de la siguiente relación

$$e^{-jz \cos \omega t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (-j)^k J_k(z) e^{jk\omega t} \quad (3.16)$$

donde $J_k(z)$ son las funciones de Bessel de primera clase, orden k y argumento z . De esta manera la ecuación (3.15) se transforma en

$$x_s(t) = \frac{1}{T} \left[1 + \frac{C \omega_m A_1}{2j} (e^{j\omega_m t} - e^{-j\omega_m t}) \right] \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} (-j)^k J_k(n\omega_s C A_1) e^{j(n\omega_s + k\omega_m)t} \quad (3.17)$$

Organizando términos y manipulando el índice k de la sumatoria, se tiene

$$x_s(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} (-j)^k \left\{ J_k(n\omega_s C A_1) + \frac{C \omega_m A_1}{2} \left[J_{k-1}(n\omega_s C A_1) + J_{k+1}(n\omega_s C A_1) \right] \right\} e^{j(n\omega_s + k\omega_m)t} \quad (3.18)$$

Se puede escribir la expresión anterior en forma más simple

$$x_s(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} Y_{n,k} e^{j2\pi(nf_s + kf_m)t} \quad (3.19)$$

Retomando la ecuación (3.3) y expresándola en el dominio de Fourier, resulta

$$X_p(f) = A_0 P(f) X_s(f) \quad (3.20)$$

Por otra parte, la transformada de Fourier de la expresión (3.19) es

$$X_s(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} Y_{n,k} \delta(f - nf_s - kf_m) \quad (3.21)$$

Con lo que finalmente se logra

$$X_p(f) = \frac{A_0}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P(f) Y_{n,k} \delta(f - nf_s - kf_m) \quad (3.22)$$

La expresión anterior llevada al dominio del tiempo, resulta ser

$$x_p(t) = \frac{A_0}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P(nf_s + kf_m) Y_{n,k} e^{j2\pi(nf_s + kf_m)t} \quad (3.23)$$

Esta ecuación nos proporciona la información espectral de la señal PPM, cuando usa una cierta forma de pulso de salida $p(t)$ y está modulada por un tono senoidal de frecuencia f_m . Nótese que se generan todas las posibles componentes discretas, que son sumas y diferencias de los múltiplos de frecuencia que presentan la repetición de los pulsos de salida y la señal moduladora. La forma específica de los pulsos de salida que se vayan a utilizar, tiene ingerencia directa sobre la amplitud de las componentes espectrales [12] [13] [14] [15] [17] [22].

3.2 ANÁLISIS ESPECTRAL DE SEÑALES PPM CON MODULACIÓN ALEATORIA

El punto de vista estocástico, en cuanto a la modulación, no fue un aspecto que se contemplara para el diseño y las pruebas en laboratorio de los equipos. No obstante, se presenta aquí una breve explicación al respecto, sin que esto pretenda ser un análisis exhaustivo desde este enfoque.

Considérese un tren de impulsos PPM de la forma

$$x_{\delta}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT - s_k) \quad (3.24)$$

s_k es una señal moduladora que es un proceso aleatorio discreto y estrictamente estacionario. Se asume que los diferentes valores que adopte s_k sean estadísticamente independientes y por lo tanto

$$w(s_k, s_l) = w(s_k)w(s_l), \quad k \neq l \quad (3.25)$$

donde $w(s_k, s_l)$ es la función de densidad de probabilidad conjunta para s_k y s_l .

La señal presentada en (3.24) se considera no estacionaria y por tanto se calcula la función de autocorrelación empírica $\hat{R}_{x_{\delta}}(\tau)$ para una $x_{\delta}(t)$ particular

$$\hat{R}_{x_{\delta}}(\tau) = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{2A} \int_{-A}^A x_{\delta}(t + \tau) x_{\delta}(t) dt \quad (3.26)$$

La densidad espectral de potencia se logra por medio de la relación de Wiener-Kinchine, la cual afirma que la densidad espectral se obtiene de la transformada de Fourier de la función de autocorrelación de una señal aleatoria. Para el caso, dadas las características aleatorias de (3.24), es conveniente calcular el valor esperado de (3.26) antes de aplicar la transformada

$$\phi_{x_s}(\tau) = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{2A} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \int_{-A}^A dt \int_{-A}^{\infty} w(s_k) \delta(t + \tau - kT - s_k) ds_k \int_{-\infty}^{\infty} w(s_l) \delta(t - lT - s_l) ds_l \quad (3.27)$$

Aplicando Wiener-Kinchine sobre (3.27), resulta el espectro de densidad de potencia

$$P_{x_s}(f) = \frac{1}{T} \left[1 - |W(f)|^2 + \frac{|W(f)|^2}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n f_0) \right], \quad f_0 = \frac{1}{T} \quad (3.28)$$

Los dos primeros términos de esta ecuación, muestran la parte continua del espectro de potencia, mientras que la sumatoria aporta las componentes de línea que se repiten con base en el aporte periódico de (3.24) y las armónicas que involucra [13].

3.3 CONSECUENCIAS DEL MUESTREO NO UNIFORME.

Ya que los equipos que se diseñaron para codificar en PPM la información emplean muestreo natural, las muestras que se toman de las diferentes señales se realizan en forma no periódica. Esto tiene consecuencias importantes al intentar recuperar plenamente una señal de banda limitada. El Teorema de Muestreo, tal como lo enunció C. E. Shannon (también propuesto en forma similar por diferentes autores como: V. A. Kotel'nikov, E. T. Whittaker, H. Nyquist), no presenta el caso para señales muestreadas en forma no uniforme. A. J. Jerri realizó una recopilación [24] sobre diferentes extensiones al Teorema de Muestreo, incluyendo el caso no uniforme. Varias soluciones, dependiendo de lo que se defina como no uniformidad, se tratan en dicho artículo; por ejemplo J. L. Yen considera el caso para muestras uniformes que migran en el tiempo a una distribución uniforme pero en distinta posición. Afirma que una señal de banda limitada puede ser reconstruida bajo este esquema. Por otra parte, F. A. Marvasti y L. A. Gerhardt presentan un método de tratamiento práctico para señales transmitidas que usan muestreo no uniforme. Desde otro punto de vista, F. E. Beutler en su acercamiento a la unificación de los teoremas de muestreo, precisa que el muestreo de una señal no necesita ser periódico, siempre que los

tiempos de muestreo no varien más de un 20 por ciento respecto a su periodicidad nominal, y así la señal puede ser recuperada.

Un logro muy importante en este campo se debe a A. Papoulis [25] [26], que establece un método para tratar el muestreo de señales en forma generalizada; afirma que una señal de banda limitada $f(t)$ se determina en forma única, en términos de las muestras $g_k(nT)$ de las respuestas $g_k(t)$ de m sistemas lineales que tienen con entrada a $f(t)$, la cual se muestrea a $1/m$ veces la tasa de Nyquist. Varias extensiones al Teorema de Muestreo, como es el modo no uniforme, resultan ser casos particulares de este método.

Como se mencionó anteriormente, $f(t)$ es entrada común para los sistemas con funciones de transferencia $H_1(\omega), \dots, H_m(\omega)$, por lo que las salidas de los mismos se pueden expresar como

$$g_k(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\sigma}^{\sigma} F(\omega) H_k(\omega) e^{j\omega t} d\omega \tag{3.29}$$

muestreando a una tasa de

$$\frac{1}{T} = \frac{\sigma}{m\pi} \tag{3.30}$$

donde σ representa la componente de frecuencia más alta de la señal $f(t)$. Se introducen la constante

$$c = \frac{2\sigma}{m} = \frac{2\pi}{T} \tag{3.31}$$

y m funciones $Y_1(\omega, t), \dots, Y_m(\omega, t)$, determinadas por medio del siguiente sistema de ecuaciones

$$H_1(\omega)Y_1(\omega, t) + \dots + H_m(\omega)Y_m(\omega, t) = 1$$

$$H_1(\omega + c)Y_1(\omega, t) + \dots + H_m(\omega + c)Y_m(\omega, t) = e^{jct}$$

.....

.....

$$H_1[\omega + (m-1)c]Y_1(\omega, t) + \dots + H_m[\omega + (m-1)c]Y_m(\omega, t) = e^{j(m-1)ct} \quad (3.32)$$

donde ω se encuentra definido en el intervalo $(-\sigma, -\sigma + c)$.

La señal $f(t)$ puede ser representada bajo la siguiente sumatoria

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [g_1(nT)y_1(t - nT) + \dots + g_m(nT)y_m(t - nT)] \quad (3.33)$$

donde

$$y_k(t) = \frac{1}{c} \int_{-\sigma}^{-\sigma+c} Y_k(\omega, t) e^{j\omega t} d\omega \quad k = 1, \dots, m \quad (3.34)$$

La expresión (3.33) es la forma generalizada para muestrear una señal de banda limitada.

Para aclarar un poco la utilidad de este método, tómese el caso particular de una señal muestreada en forma no uniforme, bajo el esquema de muestras en racimo o agrupadas de una manera determinada y en forma recurrente

$$f(nT + \alpha_k) \quad |\alpha_k| < \frac{T}{2} \quad k = 1, \dots, m \quad (3.35)$$

Para lograr representar la señal bajo esta distribución de muestras, las funciones de transferencia $H_k(\omega)$ deben ser de la forma

$$H_k(\omega) = e^{j\alpha_k \omega} \quad (3.36)$$

por lo que las salidas de los sistemas serán

$$g_k(t) = f(t + \alpha_k) \quad (3.37)$$

Como un ejemplo concreto, tómesese $m=2$ y $\alpha_1 = -\alpha_2 = \alpha$. Resolviendo el sistema de ecuaciones (3.32) y utilizando la expresión (3.34), se obtienen $y_1(t)$ y $y_2(t)$. Reemplazando estas funciones en (3.33) se logra

$$f(t) = \frac{\cos \sigma\alpha - \cos \sigma t}{\sigma \sin \sigma\alpha} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{f(nT + \alpha)}{t - nT - \alpha} - \frac{f(nT - \alpha)}{t - nT + \alpha} \right] \quad (3.38)$$

Vemos que $f(t)$ puede reconstruirse plenamente aunque se haya muestreado en forma no uniforme. Es importante enfatizar, que el número total de muestras requeridas para recuperar la señal, debe cumplir en todos los casos con la tasa de Nyquist.

4 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO Y CARACTERÍSTICAS DEL EQUIPO

Este capítulo presenta características y mediciones realizadas en los equipos electrónicos diseñados, tendientes a evaluar su funcionamiento. A continuación se detallan los resultados obtenidos sobre los cinco subsistemas desarrollados y también se presentan los espectros de amplitud obtenidos para el paquete de datos modulado en PPM.

4.1 TABLAS DE CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS

ADQUISIDOR DEL GPS

CARACTERÍSTICA	CONDICIONES	ESPECIFICACIÓN
ENTRADA DIGITAL		FORMATO RS-232, Λ 9600 BAUDS
SALIDA DIGITAL		CONMUTABLE. FORMATO RS-232, Λ 9600 BAUDS
SALIDAS ANALÓGICAS	EN LOS 9 CANALES DE GPS	$2.5 \text{ V} \leq V_{\text{OUT}} \leq 4.0 \text{ V}$
RESOLUCIÓN DE LATITUD		3 CANALES 0.09216 SEGUNDOS
RESOLUCIÓN DE LONGITUD		3 CANALES 0.09216 SEGUNDOS
RESOLUCIÓN DE ALTITUD		2 CANALES 2.56 m
RESOLUCIÓN DE VELOCIDAD		1 CANAL 2.56 Km/h
TIEMPO DE REPOSICIÓN DEL VIGÍA		4 s
CORRIENTE DEMANDADA	<ul style="list-style-type: none"> • $+V_{\text{CC}} = 12 \text{ V}$ • $-V_{\text{CC}} = -12 \text{ V}$ • $V_{\text{DD}} = 5 \text{ V}$ 	87 mA, MÁXIMO 80 mA, MÁXIMO 268 mA, MÁXIMO
POTENCIA NETA DEMANDADA		3.3 W, MÁXIMO

CODIFICADOR DE MANDOS

CARACTERÍSTICA	CONDICIONES	ESPECIFICACIÓN
SENSIBILIDAD PARA PALANCAS	PERILLA DE AJUSTE EN NEUTRO. SELECTOR DE SENSIBILIDAD EN: -NORMAL. -BAJA	0,52 ms/V 0,31 ms/V
CODIFICACIÓN PPM PARA PALANCAS	POSICIÓN DE LA PALANCA: -MÁXIMA, CON PERILLA DE AJUSTE AL MÁXIMO -MEDIA, CON PERILLA DE AJUSTE A MEDIO -MÍNIMA, CON PERILLA DE AJUSTE AL MÍNIMO	2,0 ms 1,5 ms 1,0 ms
RESISTENCIA DE ENTRADA PARA PALANCAS	SELECTOR DE SENSIBILIDAD EN: -NORMAL. -BAJA	280 KΩ 550 KΩ
CODIFICACIÓN PPM PARA BOTÓN INTERRUPTOR	POSICIÓN INTERRUPTOR: -ABIERTO -CERRADO	1,9 ms 1,3 ms
ANCHO DE PULSO PPM		100 μs
LLAVE DIGITAL		A5 II: A 1200 BAUDS
DURACIÓN DEL PAQUETE DE DATOS		53,3 ms
SALIDA DEL CODIFICADOR	$V_o = 4,6 V$ $V_o = 0,4 V$ $I_o < 1 \mu A$ $I_o < 1 \mu A$	CMOS DIGITAL. $I_{OH} = -0,88 mA$ $I_{OL} = 0,88 mA$ $V_{OH} = 5 V$ $V_{OL} = 0 V$
RELOJ DEL CONTROLADOR SECUENCIAL		1843200 Hz
CORRIENTE DEMANDADA	$+V_{cc} = 12 V$ $-V_{cc} = -12 V$ $V_{DD} = 5 V$	70 mA, MÁXIMO 37 mA, MÁXIMO 30 mA, MÁXIMO
POTENCIA NETA DEMANDADA		1,4 W, MÁXIMO

DECODIFICADOR DE MANDOS

CARACTERÍSTICA	CONDICIONES	ESPECIFICACIÓN
SENSIBILIDAD DE DECODIFICACIÓN		9,9 V/ms
VOLTAJE MÁXIMO DE SALIDA	PARA CANALES DEL 2 AL 14	10 V
VOLTAJE MÍNIMO DE SALIDA	PARA CANALES DEL 2 AL 14	0 V
RESOLUCIÓN DE SALIDA	PARA CANALES DEL 2 AL 14	41 mV
SEÑAL DE MÁXIMA EMERGENCIA CH-1	-NO ACTIVADA -ACTIVADA	CMOS DIGITAL 1 LÓGICO (5 V, SIN CARGA) PULSANTE, 18,8 Hz
ENTRADA AL DECODIFICADOR	$V_{DD} = 5 V$	CMOS DIGITAL $V_{IH} = 1,0 V$, MÁXIMO $V_{IL} = 4,0 V$, MÍNIMO
SEÑAL REDUN		CMOS DIGITAL PULSANTE, 18,8 Hz
TIEMPO DE REPOSICIÓN DEL VIGÍA		4 s
CORRIENTE DEMANDADA	$+V_{cc} = 12 V$ $-V_{cc} = -12 V$ $V_{DD} = 5 V$	86 mA, MÁXIMO 80 mA, MÁXIMO 255 mA, MÁXIMO
POTENCIA NETA DEMANDADA		3,3 W, MÁXIMO

CODIFICADOR DE TELEMETRÍA

CARACTERÍSTICA	CONDICIONES	ESPECIFICACIÓN
SENSIBILIDAD PARA SENSORES		0.1 ms/V
CODIFICACIÓN PPM PARA SENSORES	<ul style="list-style-type: none"> • $V_{NINE} = 10 \text{ V}$ • $V_{SENE} = 5 \text{ V}$ • $V_{ZERO} = 0 \text{ V}$ 	2.0 ms 1.5 ms 1.0 ms
RESISTENCIA DE ENTRADA PARA SENSORES		51 K Ω
SENSIBILIDAD PARA GPS		0.67 ms/V
CODIFICACIÓN PPM PARA GPS	<ul style="list-style-type: none"> • $V_{GPS} = 4 \text{ V}$ • $V_{GPS} = 3.25 \text{ V}$ • $V_{GPS} = 2.5 \text{ V}$ 	2.0 ms 1.5 ms 1.0 ms
RESISTENCIA DE ENTRADA PARA GPS		> 1 M Ω
ANCHO DE PULSO PPM		300 μs
LLAVE DIGITAL		A5 II, A 1200 BAUDS
DURACIÓN DEL PAQUETE DE DATOS		53.3 ms
SALIDA DEL CODIFICADOR	<ul style="list-style-type: none"> • $V_o = 4.6 \text{ V}$ • $V_o = 0.4 \text{ V}$ • $I_o < 1 \mu\text{A}$ • $I_o < 1 \mu\text{A}$ 	CMOS DIGITAL $I_{OH} = -0.88 \text{ mA}$ $I_{OL} = 0.88 \text{ mA}$ $V_{OH} = 5 \text{ V}$ $V_{OL} = 0 \text{ V}$
RELOJ DEL CONTROLADOR SECUENCIAL		1843200 Hz
CORRIENTE DEMANDADA	<ul style="list-style-type: none"> • $+V_{CC} = 12 \text{ V}$ • $-V_{CC} = -12 \text{ V}$ • $V_{DD} = 5 \text{ V}$ 	43 mA, MÁXIMO 15 mA, MÁXIMO 23 mA, MÁXIMO
POTENCIA NETA DEMANDADA		0.81 W, MÁXIMO

DECODIFICADOR DE TELEMETRÍA

CARACTERÍSTICA	CONDICIONES	ESPECIFICACIÓN
SENSIBILIDAD DE DECODIFICACIÓN		230 CUENTAS/ms
SALIDA		SERIAL, FORMATO RS-232, 9600 BAUDS
VALOR MÁXIMO DE SALIDA		F6 II
VALOR MÍNIMO DE SALIDA		O9 II
ENTRADA	$V_{OH} = 5 \text{ V}$	CMOS DIGITAL $V_{IL} = 1.0 \text{ V}$, MÁXIMO $V_{IH} = 4.0 \text{ V}$, MÍNIMO
TIEMPO DE REPOSICIÓN DEL VIGÍA		4 s
CORRIENTE DEMANDADA	<ul style="list-style-type: none"> • $+V_{CC} = 12 \text{ V}$ • $-V_{CC} = -12 \text{ V}$ • $V_{DD} = 5 \text{ V}$ 	20 mA, MÁXIMO 20 mA, MÁXIMO 255 mA, MÁXIMO
POTENCIA NETA DEMANDADA		1.8 W, MÁXIMO

4.2 ESPECTROS EXPERIMENTALES DE AMPLITUD

Las figuras 4.1 y 4.2 presentan los resultados obtenidos en el laboratorio para dos tipos de experimento: el primero (figura 4.1) se realizó excitando simultáneamente los 14 canales del codificador PPM con una señal senoidal de 1 Hz y amplitud suficiente para modular desde 1.0 ms hasta 2.0 ms. El espectro de amplitud muestra que las componentes de frecuencia más relevantes se encuentran abajo de 3000 Hz; en particular se notan componentes importantes en los intervalos de 0 a 120 Hz y también entre 490 y 950 Hz. La figura 4.2 muestra el caso para excitación con onda cuadrada de 1 Hz y la misma condición de modulación anterior; nótese que el espectro resulta ser muy similar al caso senoidal y se tienen intervalos relevantes de frecuencia en lugares parecidos. Hay que mencionar que existe tendencia a suprimir frecuencias en la vecindad de 780 Hz y a definir componentes en 496 y 949 Hz, cada una con sus dos siguientes armónicas.

En términos generales, ambos experimentos resultan tener un contenido espectral muy similar, así se puede afirmar que no hay mayores diferencias prácticas si se excita el codificador PPM con una señal cuadrada o una senoidal. El utilizar frecuencias de 1 Hz responde al hecho de que el piloto no debe realizar maniobras de superficie de control a tasas de repetición altas, ya que las características dinámicas de la aeronave impiden una respuesta adecuada a dicho tipo de acciones. Por otra parte, es importante mencionar que los pulsos de PPM y la llave digital son recuperables, sin mayores distorsiones, si se recorta el espectro con un filtro pasa bajos de segundo orden y frecuencia de corte en 3000 Hz, dato que resulta importante al determinar el equipo de radiotransmisión.

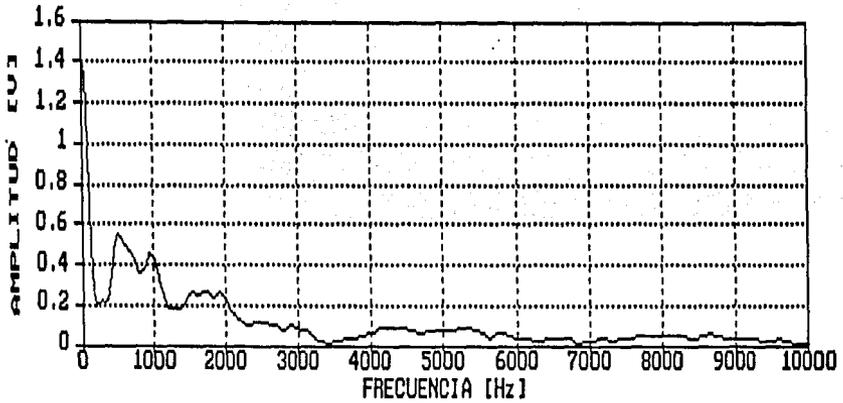


FIGURA 4.1 ESPECTRO DE AMPLITUD. EXCITACIÓN SENOIDAL DE 1 Hz.

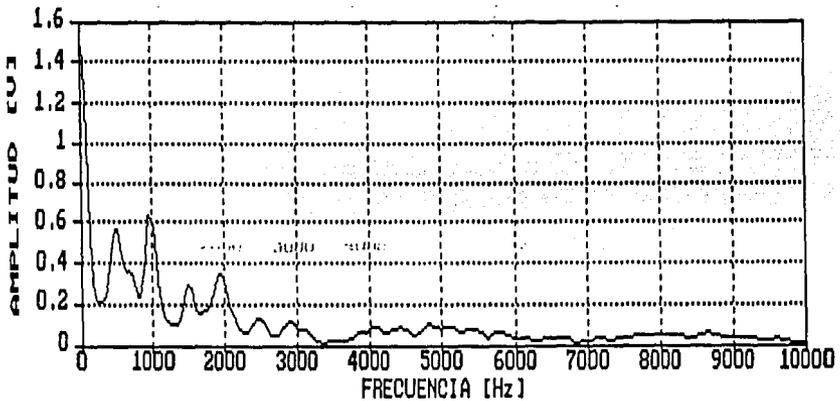


FIGURA 4.2 ESPECTRO DE AMPLITUD. EXCITACIÓN CUADRADA DE 1 Hz.

5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

-Se ha realizado el diseño, construcción experimental y pruebas, de un enlace de emergencia para el control y telemetría de una aeronave teledirigida.

-Este sistema pretende lograr el control mínimo necesario para no perder la aeronave en caso de falla del enlace principal de telemetría y control.

-Se enfatizó el uso de electrónica comercial de fácil adquisición, lo cual aminora costos y facilita el servicio a los equipos.

-Sería interesante contemplar la posibilidad de utilizar convertidores D/A de mayor número de bits, esto tiene que ver directamente con el grado de exactitud de las maniobras y naturalmente, del tipo de aeronave que vaya a llevar este equipo.

-En cuanto a la energía eléctrica consumida, podrían hacerse algunas mejoras para reducir la potencia demandada por los equipos diseñados; por ejemplo utilizar el mismo microcontrolador pero con tecnología CMOS.

-Aún hacen falta pruebas para cuando se termine de construir una de las aeronaves, y dichas pruebas van a ser fundamentales para depurar y mejorar el concepto.

-El desarrollo de este tipo de aeronaves es muy útil para el progreso y desarrollo de un país, por lo que la UNAM seguirá trabajando en dicho tipo de herramientas para su uso en percepción remota.

6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] EHJ Pallett, Aircraft Instruments, Longman Scientific & Technical, 1992.
- [2] D.H. Middleton, Avionic systems, Longman Scientific & Technical, 1989.
- [3] Janes's Book on RPV's, Janes's Defence Data, 1975.
- [4] T. G. Konrad, M. L. Hill, "A Small R/C Aircraft as a Platform for Meteorological Sensors", APL Technical Digest, nov-dic 1970.
- [5] D. Lowe, "RPV's or UAV's", R/C Modeler Magazine, febrero 1992.
- [6] J. W. Dally, Instrumentation for Engineering Measurements, John Wiley & Sons, 1993
- [7] Linear Data Manual, vol 2 Industrial, Signetics Co, 1998
- [8] Embedded Microcontrollers and Processors vol 1, Intel Corp, 1992
- [9] User Guide for the Magellan OEM GPS Module, Magellan Systems Co, 1992.
- [10] J. Hurn, GPS a Guide to the Next Utility, Trimble Navigation Ltd, 1989.
- [11] Logic Databook, National Semiconductor Co, 1984.
- [12] H. S. Black, Modulation Theory, Van Nostrad, 1953.

- [13] H. E. Rowe, Signals and Noise in Communication Systems, Van Nostrad, 1965.
- [14] K. W. Cattermole, Principles of Pulse Code Modulation.
- [15] A. B. Carlson, Communication Systems, McGraw-Hill, 1975.
- [16] F. Segura, R. Peralta, M. Navarrete, "Sistema Redundante de Telemetría y Control, Codificado en Posición de Pulso (PPM), para una Aeronave Teledirigida", SOMI IX Congreso de Instrumentación, 1994.
- [17] V. Kroupa, "Spectra of Position Modulated Pulse Trains", Proceedings of The IEEE, abril 1969.
- [18] H. Stellrecht, D. Harston, "A Low-Cost Analog/Digital Proportional Control System for Home Computer and Robotics Applications", IEEE Consumer Electronics, noviembre 1983.
- [19] P. Mattos, "GPS Receiver Architecture", Electronics World, enero 1993.
- [20] F. Marks, "How Radio-Control Systems Work", Popular Electronics, mayo 1974.
- [21] C. Orr, "AM, FM, PCM", R/C Modeler Magazine, octubre 1992.
- [22] B. Friedman, Principles and Techniques of Applied Mathematics, John Wiley & Sons.
- [23] I. G. Portugal, "Diseño del Equipo de Adquisición de Datos y Control de Servos para una Aeronave no tripulada". Tesis de Maestría en Ing. Eléctrica, UNAM, 1992.
- [24] A. J. Jerri, "The Shannon Sampling Theorem -Its Various Extensions and Applications: A Tutorial Review", Proceedings of The IEEE, noviembre 1977.
- [25] A. Papoulis, "Generalized Sampling Expansion", IEEE Trans. on Circuits and Systems, noviembre 1977.
- [26] A. Papoulis, Signal Analysis, McGraw-Hill, 1984.

APÉNDICE A

MENSAJES DE ENTRADA Y SALIDA UTILIZADOS EN EL GPS

Position and Altitude — B00

BINARY

\$B0xxxxxxxxxxxxxxCL
12 3 4 5

- 1: 1 byte, subindex
- 2: 4 bytes, timetag in seconds, offset from the beginning of the GPS week (00:00 Sunday GMT)
- 3: 4 bytes, latitude in 10^{-7} degree (two's complement)
- 4: 4 bytes, longitude in 10^{-7} degree (two's complement)
- 5: 4 bytes, altitude in 0.01 meter/feet

Ground Course and Velocity—E00

This message will not be produced unless the receiver is producing fixes.

BINARY

\$E0xxxxCL
12 3

- 1: 1 byte, subindex
- 2: 2 bytes, heading (true), 0.01 degree
- 3: 2 bytes, velocity, 0.01 KNOTS.KM/HR,MPH

ASCII

\$GPVTG, xxx.xx, T, xxx.xx, M, xxx.x, N, xxx.x, K*CKRL
1 2 3 4 5 6 7 8

- 1: 6 bytes, heading, degrees (true)
- 2: 1 byte, T = true
- 3: 6 bytes, heading, degrees (magnetic)
- 4: 1 byte, M = magnetic
- 5: 5 bytes, speed
- 6: 1 byte, N = knots or S = statute miles
- 7: 5 bytes, speed
- 8: 1 byte, K = km/hr

Message ON/OFF, Binary/ASCII Selection

NOTE : PMGLI is an ASCII-only message

ASCII

```
$PMGLI, 00, xxx, x, x, xx*CKRL
  1  23  4 5 6
```

1: 2 bytes, subindex

2&3: Specific sentence ID as follows:

2: 1 byte, 'A-Z' primary index for messages

3: 2 bytes, '0-99' subindex for messages

or 2&3: 3 bytes, '100' indicates all messages

4: 1 byte

0 = Turns off output. If field 2 = 'A-Z' and field 3 = '00-99' then the individual sentence is turned off. If field 2&3 = '100' then all output is turned off and the previous configuration is retained. A field 4 command of 1 with a field 2&3 command of '100' must be issued before any output can be obtained or the configuration can be altered again.

1 = Provided a field 4 command of '0' with field 2&3 = '100' was not the last command issued, if field 2 = 'A-Z' and field 3 = '00-99' then this command will produce a one time output for the selected sentence. If this particular sentence was turned on as continuous, it will be subsequently shut off. If the last command issued was field 4 command '0' with a field 2&3 = '100' then this command with field 2&3 = '100' will turn on the configuration retained. If other values are in 2&3, the message will be ignored.

2 or greater = Turns on data for the specified sentence in field 2&3 with continuous output at a repetition rate as indicated below. If field 2&3 = '100' then all sentences currently selected for output will be changed to the binary/ASCII mode indicated in field 5.

- 2 = 1 second
- 3 = 2 seconds
- 4 = 5 seconds
- 5 = 10 seconds
- 6 = 30 seconds
- 7 = 60 seconds
- 8 = 2 minutes
- 9 = 5 minutes

5: A= ASCII format
B= binary format

6: PRN if satellite data or ephemeris data message is specified.

NOTE: There are no ASCII format messages for almanac and ephemeris. Also, if the continuous output selection is made for almanac or ephemeris, they will be output only when new data is collected instead of at the selected fixed interval rate.

Datum and Units Setup — S01

See Datum and Units Setup under Input Messages for detailed explanation of fields.

BINARY

\$\$\$1xxxxxCL

123456

- 1: 1 bytes, subindex
- 2: 1 byte, terrain setting
 - 0 = clear
 - 1 = interrupted
 - 2 = obstructed (default)
- 3: 1 byte, map datum, 1 through 47 (default is datum 47)
- 4: 1 byte, distance and speed units
 - 0 = nautical miles, knots
 - 1 = kilometers, kilometers per hour (default)
 - 2 = statute miles, miles per hour
- 5: 1 byte, altitude units
 - 0 = feet
 - 1 = meter (default)
- 6: 1 byte, magnetic variation
 - 0 = user-entered
 - 1 = auto-derived (default)

Signetics

NE5044 Programmable Seven-Channel RC Encoder

Product Specification

Linear Products

DESCRIPTION

The NE5044 is a programmable parallel input, serial output pulse width encoder. A multiplexed dual linear ramp technique is used to allow up to 7 inputs to be converted to a serial pulse width modulated signal with excellent linearity and minimal crosstalk. Fixed or variable frame rates can be used, externally controlled, for ease of demodulation. An on-board 5V regulator eliminates power supply sensitivities and provides up to 20mA current capability for driving external loads.

FEATURES

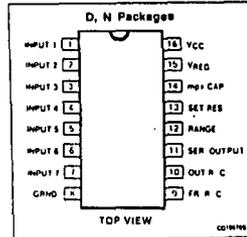
- 3 to 7 channels, externally selectable
- Constant-current dual linear ramp for linearity better than 0.3%
- Internal voltage regulator for low drift
- Wide supply range 4.5 – 12V
- Fixed or variable frame rate set by external RC

- External control for channel gain or range
- Versatile applications: exponential rates, mixing, dual rate, reversing, etc.
- Compatible with all transmission mediums

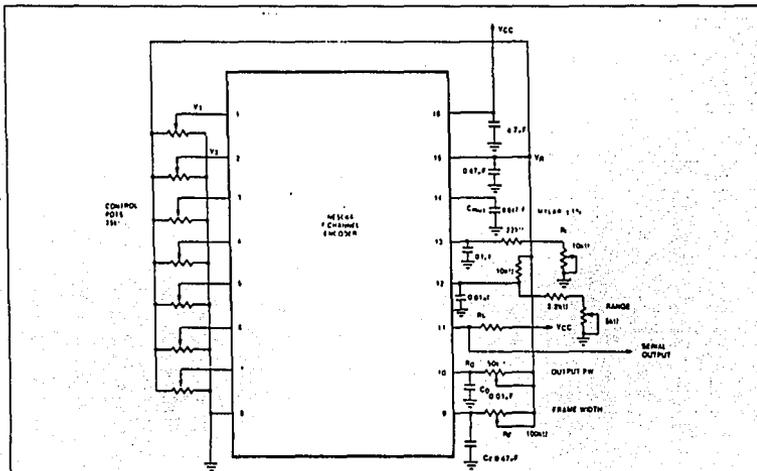
APPLICATIONS

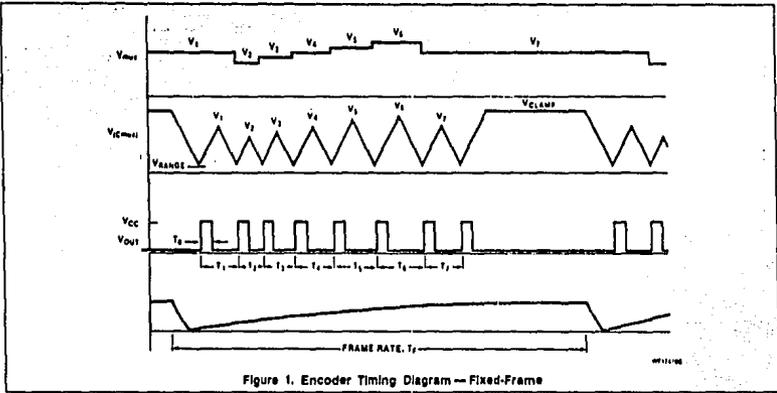
- Radio-controlled aircraft, cars, boats, trains
- Industrial controllers
- Remote-controlled entertainment systems
- Security systems
- Instrumentation recorders/controls
- Remote analog/digital data transmission
- Automotive sensor systems
- Robotics
- Telemetry

PIN CONFIGURATION

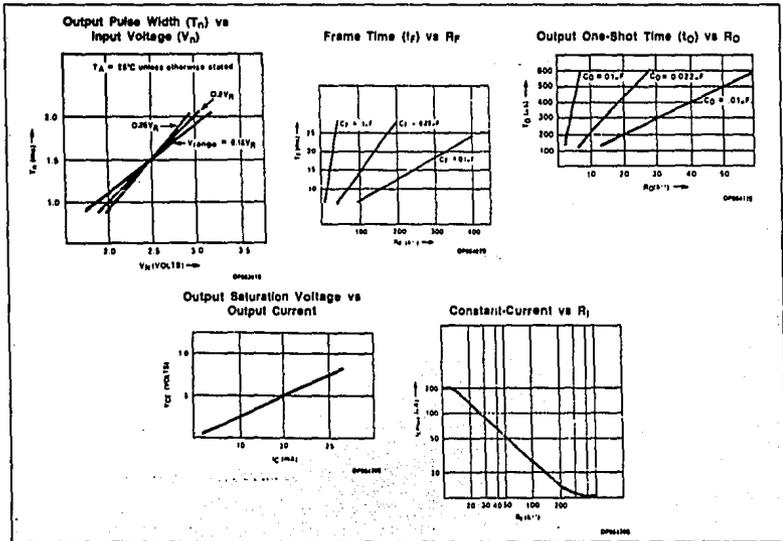


TEST CIRCUIT





TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE
16-Pin Plastic SO Package	0 to +70°C	NE5044D
16-Pin Plastic DIP	0 to +70°C	NE5044N

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _{CC}	Supply voltage	13	V
I _{OUT}	Regulator output current	-25	mA
	Serial output peak current	30	mA
	Constant-current generator	-1	mA
	Parallel inputs, range input	0-V _{REG}	V
	One-shot input, frame generator input	0-V _{REG}	V
T _A	Operating temperature range	0 to +70	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C

NOTE:

 1. T_A = 25°C unless otherwise stated.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS Test Conditions T_A = 25°C, V_{CC} = 10V using Test Circuit, unless otherwise stated.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNIT
			Min	Typ	Max	
Power supply requirements						
V _{CC}	Power supply voltage range		4.5		12	V
I _{CC}	Power supply current	Excluding control pins and serial output currents		11	15	mA
Voltage regulator						
V _{REG}	Output voltage		4.5	5.0	5.5	V
I _{OUT}	Output current	V _{IN} ≥ 4.5V			-20	mA
	Line regulation	7 ≤ V _{CC} ≤ 12		0.005	0.02	V/V
Multiplexer						
I _{IN}	Input current	V _{IN} = 2.5V		±30	±200	nA
V _{IN}	Input voltage range	V _{IN} - V _{RANGE} ≥ 0.75V	1.5		5	V
	Crosstalk			±1	±5	μs

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS Test conditions T_A = 25°C, V_{CC} = 10V using Test Circuit, unless otherwise stated.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNIT
			Min	Typ	Max	
Output pulse						
t _r	Position	R ₁ = C _{MUX} = 1.25ms V _{IN} = 0.5V _{REG} ; V _{RANGE} = 0.2V _{REG}	1350	1500	1650	μs
	Position linearity error			5		μs
	Position tempco	0°C ≤ T _A ≤ 70°C		0.15		μs/°C
	Position PSR	6V ≤ V _{CC} ≤ 12V		0.5	1	μs/V
t ₀	Width	R _{0C0} = 300μs	240	285	330	μs
	Saturation voltage	I ₀ = 25mA		0.8	1	V
I ₁₁	Leakage current			0.05	50	μA
R ₁	Range input voltage	R ₁ = 50kΩ R ₁ = 25kΩ	0.75 1.00			V
	Frame time (fixed)	R _F C _F = 30ms	17	20	23	ms
	Inhibit threshold				0.4	V

CARACTERÍSTICAS DEL 8751H



MCS[®]-51
8-BIT CONTROL-ORIENTED MICROCOMPUTERS
8031AH/8051AH
8032AH/8052AH
8751H/8751H-8

- High Performance HMOS Process
- Internal Timers/Event Counters
- 2-Level Interrupt Priority Structure
- 32 I/O Lines (Four 8-Bit Ports)
- 64K Program Memory Space
- Security Feature Protects EPROM Parts Against Software Piracy
- Boolean Processor
- Bit-Addressable RAM
- Programmable Full Duplex Serial Channel
- 111 Instructions (64 Single-Cycle)
- 64K Data Memory Space

The MCS[®]-51 products are optimized for control applications. Byte-processing and numerical operations on small data structures are facilitated by a variety of fast addressing modes for accessing the Internal RAM. The instruction set provides a convenient menu of 8-bit arithmetic instructions, including multiply and divide instructions. Extensive on-chip support is provided for one-bit variables as a separate data type, allowing direct bit manipulation and testing in control and logic systems that require Boolean processing.

The 8751H is an EPROM version of the 8051AH. It has 4 Kbytes of electrically programmable ROM which can be erased with ultraviolet light. It is fully compatible with the 8051AH but incorporates one additional feature: a Program Memory Security bit that can be used to protect the EPROM against unauthorized readout. The 8751H-8 is identical to the 8751H but only operates up to 8 MHz.

The 8052AH is an enhanced version of the 8051AH. It is backwards compatible with the 8051AH and is fabricated with HMOS II technology. The 8052AH enhancements are listed in the table below. Also refer to this table for the ROM, ROMless and EPROM versions of each product.

Device	Internal Memory		Timers/ Event Counters	Interrupts
	Program	Data		
8052AH	8K x 8 ROM	256 x 8 RAM	3 x 16-Bit	6
8051AH	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8032AH	none	256 x 8 RAM	3 x 16-Bit	6
8031AH	none	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8751H	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8751H-8	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Ambient Temperature Under Bias . . . -40°C to +85°C
 Storage Temperature -65°C to +150°C
 Voltage on EA/V_{PP} Pin to V_{SS} . . . -0.5V to +21.5V
 Voltage on Any Other Pin to V_{SS} . . . -0.5V to +7V
 Power Dissipation 1.5W

NOTICE: This is a production data sheet. It is valid for the devices indicated in the revision history. The specifications are subject to change without notice.

***WARNING:** Stressing the device beyond the "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage. These are stress ratings only. Operation beyond the "Operating Conditions" is not recommended and extended exposure beyond the "Operating Conditions" may affect device reliability.

Operating Conditions: T_A (Under Bias) = -40°C to +85°C; V_{CC} = 5V ± 10%; V_{SS} = 0V

DC CHARACTERISTICS (Over Operating Conditions)

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	Test Conditions
V _{IL}	Input Low Voltage (Except EA Pin of 8751H & 8751H-8)	-0.5	0.8	V	
V _{IL1}	Input Low Voltage to EA Pin of 8751H & 8751H-8	0	0.7	V	
V _{IH}	Input High Voltage (Except XTAL2, RST)	2.0	V _{CC} + 0.5	V	
V _{IH1}	Input High Voltage to XTAL2, RST	2.5	V _{CC} + 0.5	V	XTAL1 = V _{SS}
V _{OL}	Output Low Voltage (Ports 1, 2, 3)*		0.45	V	I _{OL} = 1.6 mA
V _{OL1}	Output Low Voltage (Port 0, ALE, PSEN)*				
		8751H, 8751H-8	0.60 0.45	V	I _{OL} = 3.2 mA I _{OL} = 2.4 mA
		All Others	0.45	V	I _{OL} = 3.2 mA
V _{OH}	Output High Voltage (Ports 1, 2, 3, ALE, PSEN)	2.4		V	I _{OH} = -80 μA
V _{OH1}	Output High Voltage (Port 0 in External Bus Mode)	2.4		V	I _{OH} = -400 μA
I _{IL}	Logical 0 Input Current (Ports 1, 2, 3, RST) 8032AH, 8052AH All Others		-800 -500	μA	V _{IN} = 0.45V V _{IN} = 0.45V
I _{IL1}	Logical 0 Input Current to EA Pin of 8751H & 8751H-8 Only		-15	mA	V _{IN} = 0.45V
I _{IL2}	Logical 0 Input Current (XTAL2)		-3.2	mA	V _{IN} = 0.45V
I _{LI}	Input Leakage Current (Port 0) 8751H & 8751H-8 All Others		±100 ±10	μA	0.45 ≤ V _{IN} ≤ V _{CC} 0.45 ≤ V _{IN} ≤ V _{CC}
I _{IH}	Logical 1 Input Current to EA Pin of 8751H & 8751H-8		500	μA	V _{IN} = 2.4V
I _{IH1}	Input Current to RST to Activate Reset		500	μA	V _{IN} < (V _{CC} - 1.5V)
I _{CC}	Power Supply Current: 8031AH/8051AH 8032AH/8052AH 8751H/8751H-8		125 175 250	mA	All Outputs Disconnected; EA = V _{CC}
C _{IO}	Pin Capacitance		10	pF	Test Ireq = 1 MHz

TIMER/COUNTERS

The 8051 has two 16-bit Timer/Counter registers: Timer 0 and Timer 1. The 8052 has these two plus one more: Timer 2. All three can be configured to operate either as timers or event counters.

In the "Timer" function, the register is incremented every machine cycle. Thus, one can think of it as counting machine cycles. Since a machine cycle consists of 12 oscillator periods, the count rate is $\frac{1}{12}$ of the oscillator frequency.

In the "Counter" function, the register is incremented in response to a 1-to-0 transition at its corresponding external input pin, T0, T1 or (in the 8052) T2. In this function, the external input is sampled during S5P2 of every machine cycle. When the samples show a high in one cycle and a low in the next cycle, the count is incremented. The new count value appears in the register during S3P1 of the cycle following the one in which the transition was detected. Since it takes 2 machine cycles (24 oscillator periods) to recognize a 1-to-0 transition, the maximum count rate is $\frac{1}{24}$ of the oscillator frequency. There are no restrictions on the duty cycle of the external input signal, but to ensure that a given level is sampled at least once before it changes, it should be held for at least one full machine cycle.

In addition to the "Timer" or "Counter" selection, Timer 0 and Timer 1 have four operating modes from which to select. Timer 2, in the 8052, has three modes of operation: "Capture," "Auto-Reload" and "baud rate generator."

Timer 0 and Timer 1

These Timer/Counters are present in both the 8051 and the 8052. The "Timer" or "Counter" function is selected by control bits C/T in the Special Function Register TMOD (Figure 6). These two Timer/Counters have

four operating modes, which are selected by bit-pairs (M1, M0) in TMOD. Modes 0, 1, and 2 are the same for both Timer/Counters. Mode 3 is different. The four operating modes are described in the following text.

MODE 0

Either Timer in Mode 0 is an 8-bit Counter with a divide-by-32 prescaler. This 13-bit timer is MCS-48 compatible. Figure 7 shows the Mode 0 operation as it applies to Timer 1.

In this mode, the Timer register is configured as a 13-bit register. As the count rolls over from all 1s to all 0s, it sets the Timer interrupt flag TFI. The counted input is enabled to the Timer when TR1 = 1 and either GATE = 0 or INT1 = 1. (Setting GATE = 1 allows the Timer to be controlled by external input INT1, to facilitate pulse width measurements.) TR1 is a control bit in the Special Function Register TCON (Figure 8). GATE is in TMOD.

The 13-Bit register consists of all 8 bits of TH1 and the lower 5 bits of TL1. The upper 3 bits of TL1 are indeterminate and should be ignored. Setting the run flag (TR1) does not clear the registers.

Mode 0 operation is the same for Timer 0 as for Timer 1. Substitute TR0, TF0 and INT0 for the corresponding Timer 1 signals in Figure 7. There are two different GATE bits, one for Timer 1 (TMOD.7) and one for Timer 0 (TMOD.3).

MODE 1

Mode 1 is the same as Mode 0, except that the Timer register is being run with all 16 bits.

(MSB)				(LSB)			
Timer 1		Timer 0		Timer 1		Timer 0	
GATE	C/T	M1	M0	GATE	C/T	M1	M0
GATE	Gating control when set. Timer/Counter "x" is enabled only while "INTx" pin is high and "TRx" control pin is set. When cleared Timer "x" is enabled whenever "TRx" control bit is set.			M1	Operating Mode		
				0	0	8-bit Timer/Counter "Thx" with "TLx" as 5-bit prescaler.	
				0	1	16-bit Timer/Counter "Thx" and "TLx" are cascaded; there is no prescaler.	
C/T	Timer or Counter Selector cleared for Timer operation (input from internal system clock). Set for Counter operation (input from "Tx" input pin).			1	0	8-bit auto-reload Timer/Counter; "Thx" holds a value which is to be reloaded into "TLx" each time it overflows.	
				1	1	[Timer 0] TLO is an 8-bit Timer/Counter controlled by the standard Timer 0 control bits. TH0 is an 8-bit timer only controlled by Timer 1 control bits.	
				1	1	[Timer 1] Timer/Counter 1 stopped.	

Figure 6. TMOD: Timer/Counter Mode Control Register

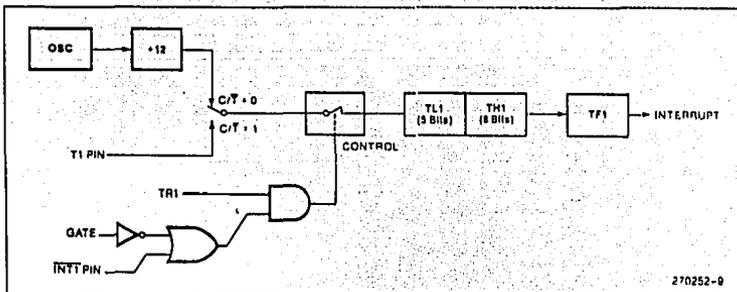


Figure 7. Timer/Counter 1 Mode 0: 13-Bit Counter

(MSB)				(LSB)			
TF1	TR1	TF0	TR0	IE1	IT1	IE0	IT0
Symbol	Position	Name and Significance		Symbol	Position	Name and Significance	
TF1	TCON.7	Timer 1 overflow flag. Set by hardware on Timer/Counter overflow. Cleared by hardware when processor vectors to interrupt routine.		IE1	TCON.3	Interrupt 1 Edge flag. Set by hardware when external interrupt edge detected. Cleared when interrupt processed.	
TR1	TCON.6	Timer 1 Run control bit. Set/cleared by software to turn Timer/Counter on/off.		IT1	TCON.2	Interrupt 1 Type control bit. Set/cleared by software to specify falling edge/low level triggered external interrupts.	
TF0	TCON.5	Timer 0 overflow flag. Set by hardware on Timer/Counter overflow. Cleared by hardware when processor vectors to interrupt routine.		IE0	TCON.1	Interrupt 0 Edge flag. Set by hardware when external interrupt edge detected. Cleared when interrupt processed.	
TR0	TCON.4	Timer 0 Run control bit. Set/cleared by software to turn Timer/Counter on/off.		IT0	TCON.0	Interrupt 0 Type control bit. Set/cleared by software to specify falling edge/low level triggered external interrupts.	

Figure 8. TCON: Timer/Counter Control Register

MODE 2

Mode 2 configures the Timer register as an 8-bit Counter (TL1) with automatic reload, as shown in Figure 9. Overflow from TL1 not only sets TF1, but also reloads TL1 with the contents of TH1, which is preset by software. The reload leaves TH1 unchanged.

Mode 2 operation is the same for Timer/Counter 0.

MODE 3

Timer 1 in Mode 3 simply holds its count. The effect is the same as setting TR1 = 0.

Timer 0 in Mode 3 establishes TL0 and TH0 as two separate counters. The logic for Mode 3 on Timer 0 is shown in Figure 10. TL0 uses the Timer 0 control bits: C/T, GATE, TR0, INT0, and TF0. TH0 is locked into a timer function (counting machine cycles) and takes over the use of TR1 and TF1 from Timer 1. Thus, TH0 now controls the "Timer 1" interrupt.

Mode 3 is provided for applications requiring an extra 8-bit timer or counter. With Timer 0 in Mode 3, an 8051 can look like it has three Timer/Counters, and an 8052, like it has four. When Timer 0 is in Mode 3, Timer 1 can be turned on and off by switching it out of and into its own Mode 3, or can still be used by the serial port as a baud rate generator, or in fact, in any application not requiring an interrupt.

SERIAL INTERFACE

The serial port is full duplex, meaning it can transmit and receive simultaneously. It is also receive-buffered, meaning it can commence reception of a second byte before a previously received byte has been read from the receive register. (However, if the first byte still hasn't been read by the time reception of the second byte is complete, one of the bytes will be lost). The serial port receive and transmit registers are both accessed at Special Function Register SBUF. Writing to SBUF loads the transmit register, and reading SBUF accesses a physically separate receive register.

Serial Port Control Register

The serial port control and status register is the Special Function Register SCON, shown in Figure 14. This register contains not only the mode selection bits, but also the 9th data bit for transmit and receive (TB8 and RB8), and the serial port interrupt bits (TI and RI).

The serial port can operate in 4 modes:

Mode 0: Serial data enters and exits through RXD. TXD outputs the shift clock. 8 bits are transmitted/received: 8 data bits (LSB first). The baud rate is fixed at $1/12$ the oscillator frequency.

Mode 1: 10 bits are transmitted (through TXD) or received (through RXD): a start bit (0), 8 data bits (LSB first), and a stop bit (1). On receive, the stop bit goes into RB8 in Special Function Register SCON. The baud rate is variable.

Mode 2: 11 bits are transmitted (through TXD) or received (through RXD): a start bit (0), 8 data bits (LSB first), a programmable 9th data bit, and a stop bit (1). On Transmit, the 9th data bit (TB8 in SCON) can be assigned the value of 0 or 1. Or, for example, the parity bit (P, in the PSW) could be moved into TB8. On receive, the 9th data bit goes into RB8 in Special Function Register SCON, while the stop bit is ignored. The baud rate is programmable to either $1/24$ or $1/48$ the oscillator frequency.

Mode 3: 11 bits are transmitted (through TXD) or received (through RXD): a start bit (0), 8 data bits (LSB first), a programmable 9th data bit and a stop bit (1). In fact, Mode 3 is the same as Mode 2 in all respects except the baud rate. The baud rate in Mode 3 is variable.

In all four modes, transmission is initiated by any instruction that uses SBUF as a destination register. Reception is initiated in Mode 0 by the condition RI = 0 and REN = 1. Reception is initiated in the other modes by the incoming start bit if REN = 1.

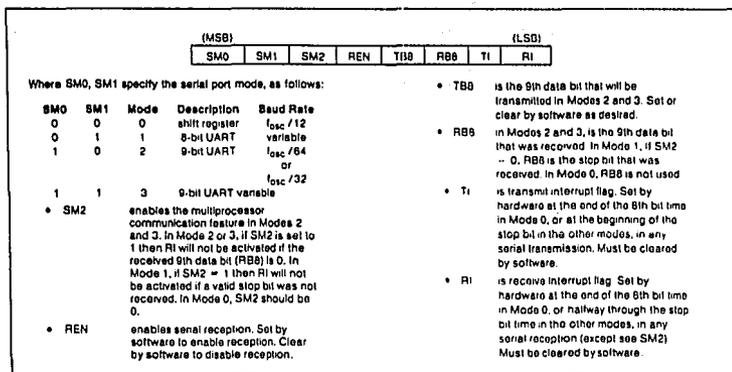


Figure 14. SCON: Serial Port Control Register

Baud Rates

The baud rate in Mode 0 is fixed:

$$\text{Mode 0 Baud Rate} = \frac{\text{Oscillator Frequency}}{12}$$

The baud rate in Mode 2 depends on the value of bit SMOD in Special Function Register PCON. If SMOD = 0 (which is the value on reset), the baud rate $1/64$ the oscillator frequency. If SMOD = 1, the baud rate is $1/24$ the oscillator frequency.

$$\text{Mode 2 Baud Rate} = \frac{2^{\text{SMOD}}}{64} \times (\text{Oscillator Frequency})$$

In the 8051, the baud rates in Modes 1 and 3 are determined by the Timer 1 overflow rate. In the 8052, these baud rates can be determined by Timer 1, or by Timer 2, or by both (one for transmit and the other for receive).

Using Timer 1 to Generate Baud Rates

When Timer 1 is used as the baud rate generator, the baud rates in Modes 1 and 3 are determined by the Timer 1 overflow rate and the value of SMOD as follows:

$$\text{Baud Rate} = \frac{2^{\text{SMOD}}}{32} \times (\text{Timer 1 Overflow Rate})$$

The Timer 1 interrupt should be disabled in this application. The Timer itself can be configured for either "timer" or "counter" operation, and in any of its 3 running modes. In the most typical applications, it is configured for "timer" operation, in the auto-reload

mode (high nibble of TMOD = 0010B). In that case, the baud rate is given by the formula

$$\text{Baud Rate} = \frac{2^{\text{SMOD}}}{32} \times \frac{\text{Oscillator Frequency}}{12 \times [256 - (\text{TH1})]}$$

One can achieve very low baud rates with Timer 1 by leaving the Timer 1 interrupt enabled, and configuring the Timer to run as a 16-bit timer (high nibble of TMOD = 0001B), and using the Timer 1 interrupt to do a 16-bit software reload.

Figure 15 lists various commonly used baud rates and how they can be obtained from Timer 1.

Baud Rate	fosc	SMOD	Timer 1		
			C/T	Mode	Reload Value
Mode 0 Max: 1 MHz	12 MHz	X	X	X	X
Mode 2 Max: 375K	12 MHz	1	X	X	X
Modes 1, 3: 62.5K	12 MHz	1	0	2	FFH
19.2K	11.059 MHz	1	0	2	FDH
9.6K	11.059 MHz	0	0	2	FDH
4.8K	11.059 MHz	0	0	2	FAH
2.4K	11.059 MHz	0	0	2	F4H
1.2K	11.059 MHz	0	0	2	E8H
137.5	11.986 MHz	0	0	2	1DH
110	6 MHz	0	0	2	72H
110	12 MHz	0	0	1	FE5BH

Figure 15. Timer 1 Generated Commonly Used Baud Rates

MCS®-51 INSTRUCTION SET

Table 10. 8051 Instruction Set Summary

Interrupt Response Time: Refer to Hardware Description Chapter.

Instructions that Affect Flag Settings(1)

Instruction	Flag	Instruction	Flag
	C OV AC		C OV AC
ADD	X X X	CLR C	O
ADDC	X X X	CPL C	X
SUBB	X X X	ANL C,bit	X
MUL	O X	ANL C,bit	X
DIV	O X	ORL C,bit	X
DA	X	ORL C,bit	X
RRC	X	MOV C,bit	X
RLC	X	CJNE	X
SETB C	1		

(1) Note that operations on SFR byte address 208 or bit addresses 209-215 (i.e., the PSW or bits in the PSW) will also affect flag settings.

Note on Instruction set and addressing modes:

- Rn** — Register R7-R0 of the currently selected Register Bank.
- direct** — 8-bit internal data location's address. This could be an Internal Data RAM location (0-127) or a SFR [i.e., I/O port, control register, status register, etc. (128-255)].
- @Ri** — 8-bit internal data RAM location (0-255) addressed indirectly through register R1 or R0.
- #data** — 8-bit constant included in instruction.
- #data 16** — 16-bit constant included in instruction.
- addr 16** — 16-bit destination address. Used by LCALL & LJMP. A branch can be anywhere within the 64K-byte Program Memory address space.
- addr 11** — 11-bit destination address. Used by ACALL & AJMP. The branch will be within the same 2K-byte page of program memory as the first byte of the following instruction.
- rel** — Signed (two's complement) 8-bit offset byte. Used by SJMP and all conditional jumps. Range is -128 to +127 bytes relative to first byte of the following instruction.
- bit** — Direct Addressed bit in Internal Data RAM or Special Function Register.

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS			
ADD	A,Rn	Add register to Accumulator	1 12
ADD	A,direct	Add direct byte to Accumulator	2 12
ADD	A,@Ri	Add Indirect RAM to Accumulator	1 12
ADD	A,#data	Add immediate data to Accumulator	2 12
ADDC	A,Rn	Add register to Accumulator with Carry	1 12
ADDC	A,direct	Add direct byte to Accumulator with Carry	2 12
ADDC	A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator with Carry	1 12
ADDC	A,#data	Add immediate data to Acc with Carry	2 12
SUBB	A,Rn	Subtract Register from Acc with borrow	1 12
SUBB	A,direct	Subtract direct byte from Acc with borrow	2 12
SUBB	A,@Ri	Subtract indirect RAM from ACC with borrow	1 12
SUBB	A,#data	Subtract immediate data from Acc with borrow	2 12
INC	A	Increment Accumulator	1 12
INC	Rn	Increment register	1 12
INC	direct	Increment direct byte	2 12
INC	@Ri	Increment direct RAM	1 12
DEC	A	Decrement Accumulator	1 12
DEC	Rn	Decrement Register	1 12
DEC	direct	Decrement direct byte	2 12
DEC	@Ri	Decrement Indirect RAM	1 12

All mnemonics copyrighted ©Intel Corporation 1980

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS (Continued)			
INC DPTR	Increment Data Pointer	1	24
MUL AB	Multiply A & B	1	48
DIV AB	Divide A by B	1	48
DA A	Decimal Adjust Accumulator	1	12
LOGICAL OPERATIONS			
ANL A,Rn	AND Register to Accumulator	1	12
ANL A,direct	AND direct byte to Accumulator	2	12
ANL A,@Ri	AND Indirect RAM to Accumulator	1	12
ANL A,#data	AND Immediate data to Accumulator	2	12
ANL direct,A	AND Accumulator to direct byte	2	12
ANL direct,#data	AND immediate data to direct byte	3	24
ORL A,Rn	OR register to Accumulator	1	12
ORL A,direct	OR direct byte to Accumulator	2	12
ORL A,@Ri	OR Indirect RAM to Accumulator	1	12
ORL A,#data	OR Immediate data to Accumulator	2	12
ORL direct,A	OR Accumulator to direct byte	2	12
ORL direct,#data	OR Immediate data to direct byte	3	24
XRL A,Rn	Exclusive-OR register to Accumulator	1	12
XRL A,direct	Exclusive-OR direct byte to Accumulator	2	12
XRL A,@Ri	Exclusive-OR Indirect RAM to Accumulator	1	12
XRL A,#data	Exclusive-OR Immediate data to Accumulator	2	12
XRL direct,A	Exclusive-OR Accumulator to direct byte	2	12
XRL direct,#data	Exclusive-OR Immediate data to direct byte	3	24
CLR A	Clear Accumulator	1	12
CPL A	Complement Accumulator	1	12

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
LOGICAL OPERATIONS (Continued)			
RL A	Rotate Accumulator Left	1	12
RLC A	Rotate Accumulator Left through the Carry	1	12
RR A	Rotate Accumulator Right	1	12
RRC A	Rotate Accumulator Right through the Carry	1	12
SWAP A	Swap nibbles within the Accumulator	1	12
DATA TRANSFER			
MOV A,Rn	Move register to Accumulator	1	12
MOV A,direct	Move direct byte to Accumulator	2	12
MOV A,@Ri	Move Indirect RAM to Accumulator	1	12
MOV A,#data	Move Immediate data to Accumulator	2	12
MOV Rn,A	Move Accumulator to register	1	12
MOV Rn,direct	Move direct byte to register	2	24
MOV Rn,#data	Move Immediate data to register	2	12
MOV direct,A	Move Accumulator to direct byte	2	12
MOV direct,Rn	Move register to direct byte	2	24
MOV direct,direct	Move direct byte to direct byte	3	24
MOV direct,@Ri	Move Indirect RAM to direct byte	2	24
MOV direct,#data	Move Immediate data to direct byte	3	24
MOV @Ri,A	Move Accumulator to Indirect RAM	1	12

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
DATA TRANSFER (Continued)			
MOV @Ri, direct	Move direct byte to indirect RAM	2	24
MOV @Ri, # data	Move Immediate data to indirect RAM	2	12
MOV DPTR, # data16	Load Data Pointer with a 16-bit constant	3	24
MOVC A, #A + DPTR	Move Code byte relative to DPTR to Acc	1	24
MOVC A, #A + PC	Move Code byte relative to PC to Acc	1	24
MOVX A, @Ri	Move External RAM (8-bit addr) to Acc	1	24
MOVX A, #DPTR	Move External RAM (16-bit addr) to Acc	1	24
MOVX @Ri, A	Move Acc to External RAM (8-bit addr)	1	24
MOVX @DPTR, A	Move Acc to External RAM (16-bit addr)	1	24
PUSH direct	Push direct byte onto stack	2	24
POP direct	Pop direct byte from stack	2	24
XCH A, Rn	Exchange register with Accumulator	1	12
XCH A, direct	Exchange direct byte with Accumulator	2	12
XCH A, @Ri	Exchange indirect RAM with Accumulator	1	12
XCHD A, @Ri	Exchange low-order Digit indirect RAM with Acc	1	12

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
BOOLEAN VARIABLE MANIPULATION			
CLR C	Clear Carry	1	12
CLR bit	Clear direct bit	2	12
SETB C	Set Carry	1	12
SETB bit	Set direct bit	2	12
CPL C	Complement Carry	1	12
CPL bit	Complement direct bit	2	12
ANL C, bit	AND direct bit to CARRY	2	24
ANL C, /bit	AND complement of direct bit to Carry	2	24
ORL C, bit	OR direct bit to Carry	2	24
ORL C, /bit	OR complement of direct bit to Carry	2	24
MOV C, bit	Move direct bit to Carry	2	12
MOV bit, C	Move Carry to direct bit	2	24
JC rel	Jump if Carry is set	2	24
JNC rel	Jump if Carry not set	2	24
JB bit, rel	Jump if direct Bit is set	3	24
JNB bit, rel	Jump if direct Bit is Not set	3	24
JBC bit, rel	Jump if direct Bit is set & clear bit	3	24
PROGRAM BRANCHING			
ACALL addr11	Absolute Subroutine Call	2	24
LCALL addr16	Long Subroutine Call	3	24
RET	Return from Subroutine	1	24
RETI	Return from interrupt	1	24
AJMP addr11	Absolute Jump	2	24
LJMP addr16	Long Jump	3	24
SJMP rel	Short Jump (relative addr)	2	24

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

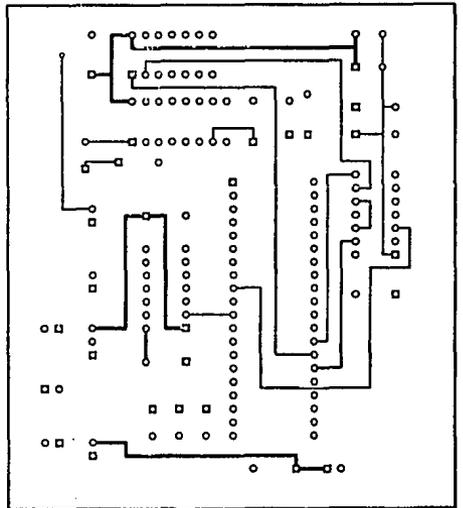
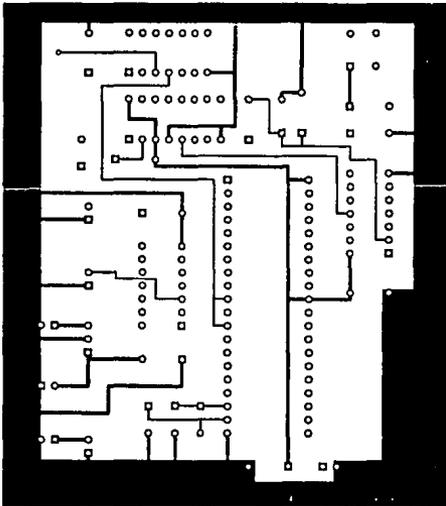
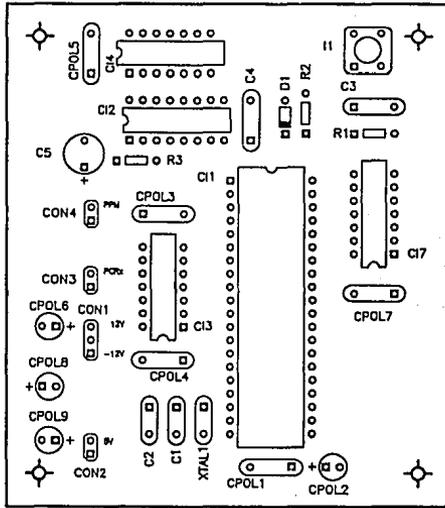
Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
JMP	@A+DPTR Jump indirect relative to the DPTR	1	24
JZ	rel Jump if Accumulator is Zero	2	24
JNZ	rel Jump if Accumulator is Not Zero	2	24
CJNE	A,direct,rel Compares direct byte to Acc and Jump if Not Equal	3	24
CJNE	A,#data,rel Compares immediate to Acc and Jump if Not Equal	3	24

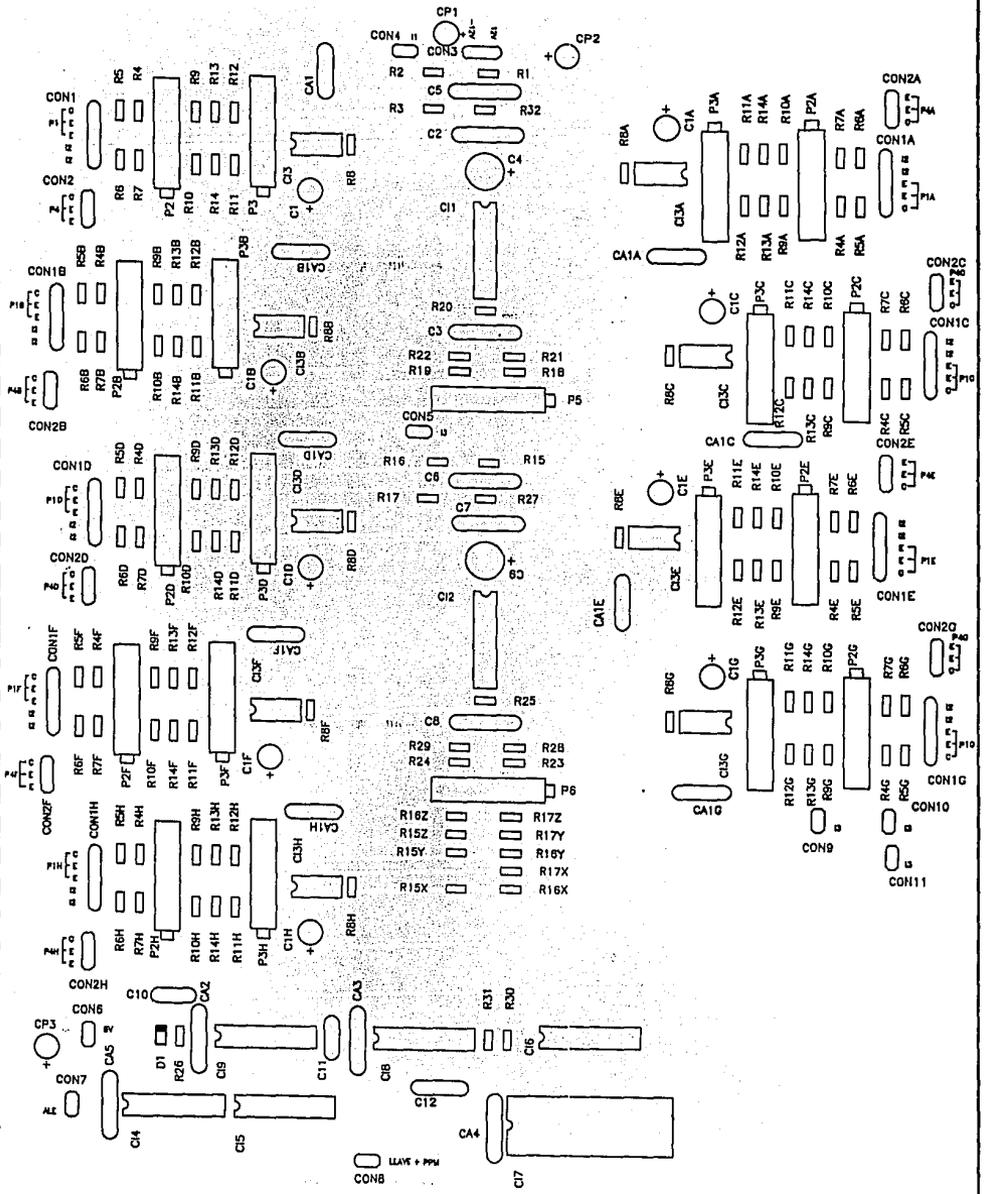
Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
CJNE	Rn,#data,rel Compares immediate to register and Jump if Not Equal	3	24
CJNE	@Ri,#data,rel Compares immediate to indirect and Jump if Not Equal	3	24
DJNZ	Rn,rel Decrements register and Jump if Not Zero	2	24
DJNZ	direct,rel Decrements direct byte and Jump if Not Zero	3	24
NOP	No Operation	1	12

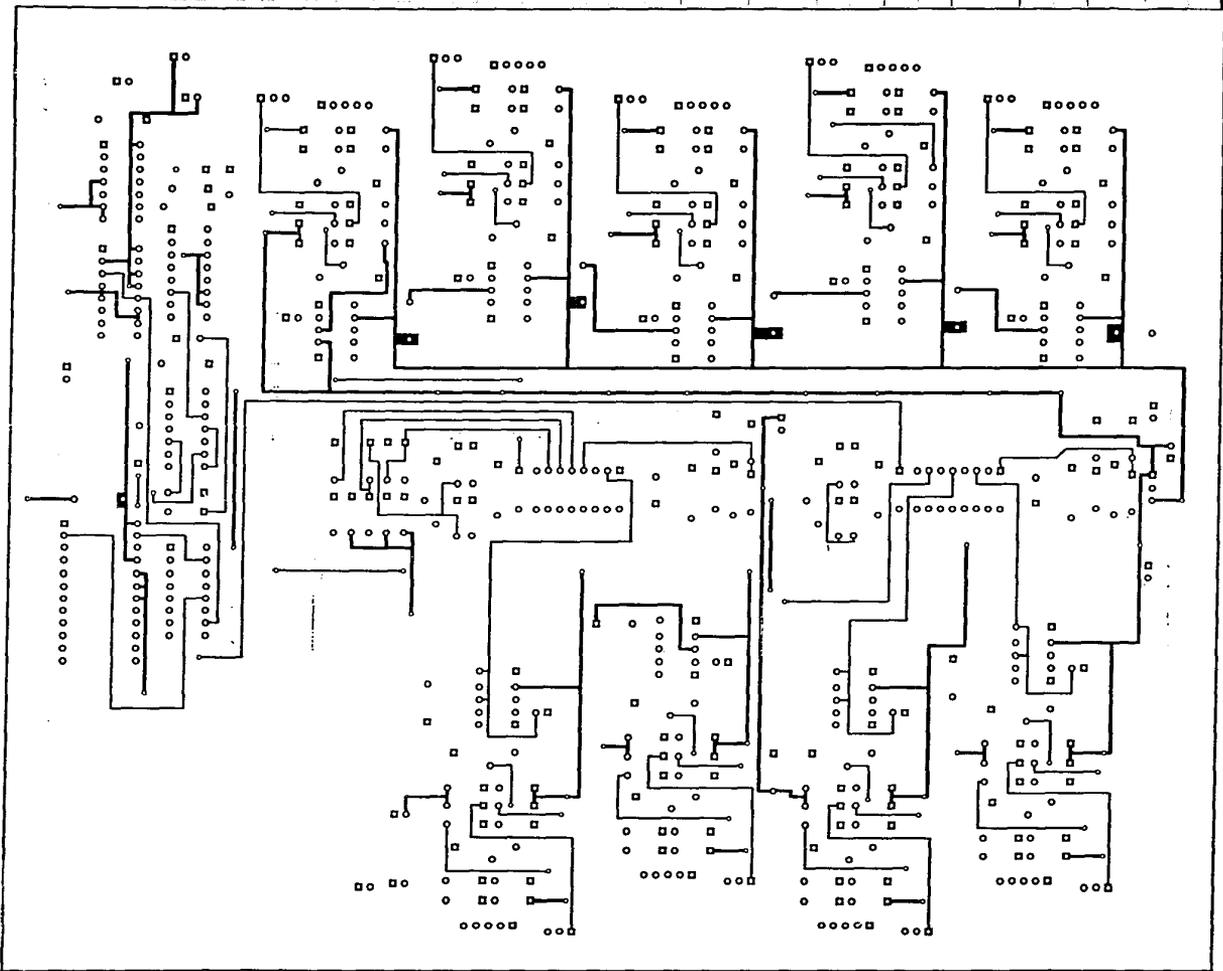
All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

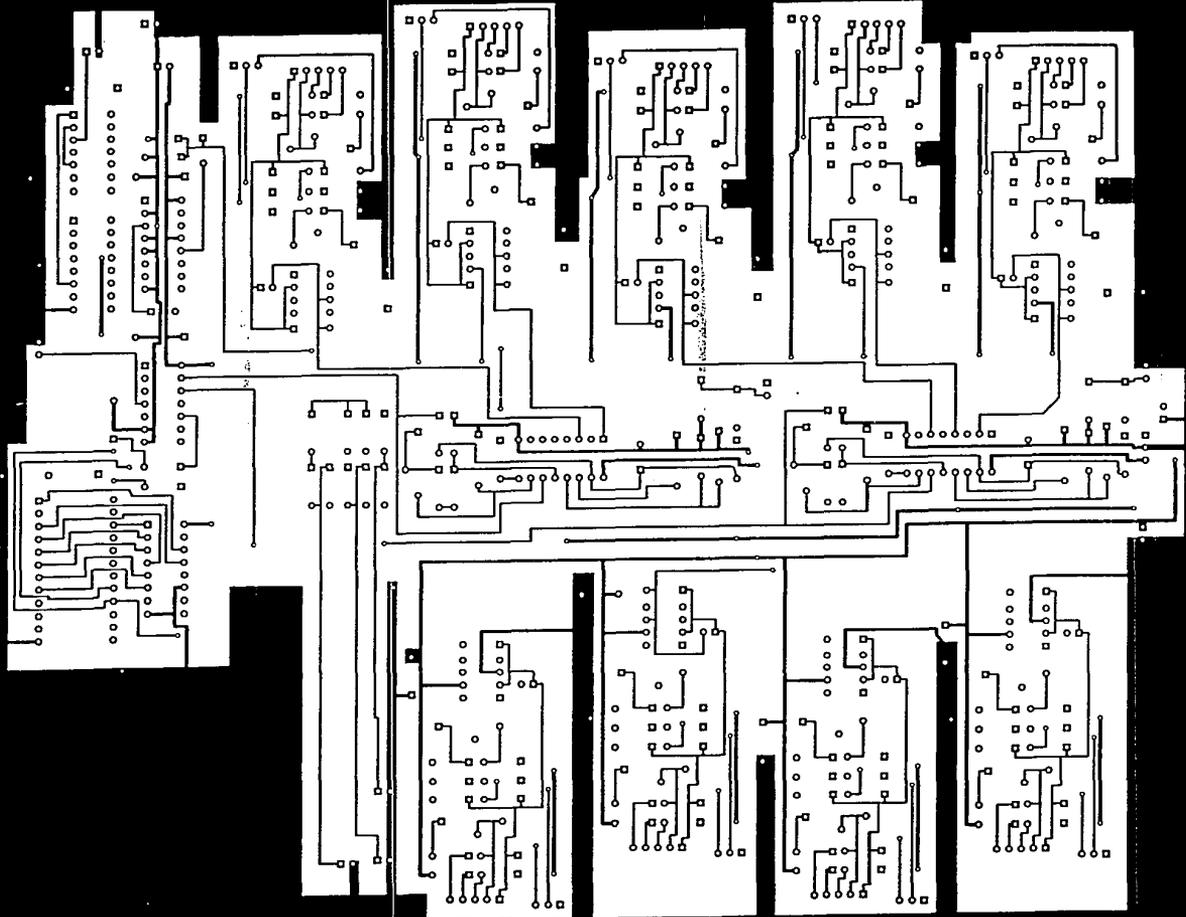
APÉNDICE D

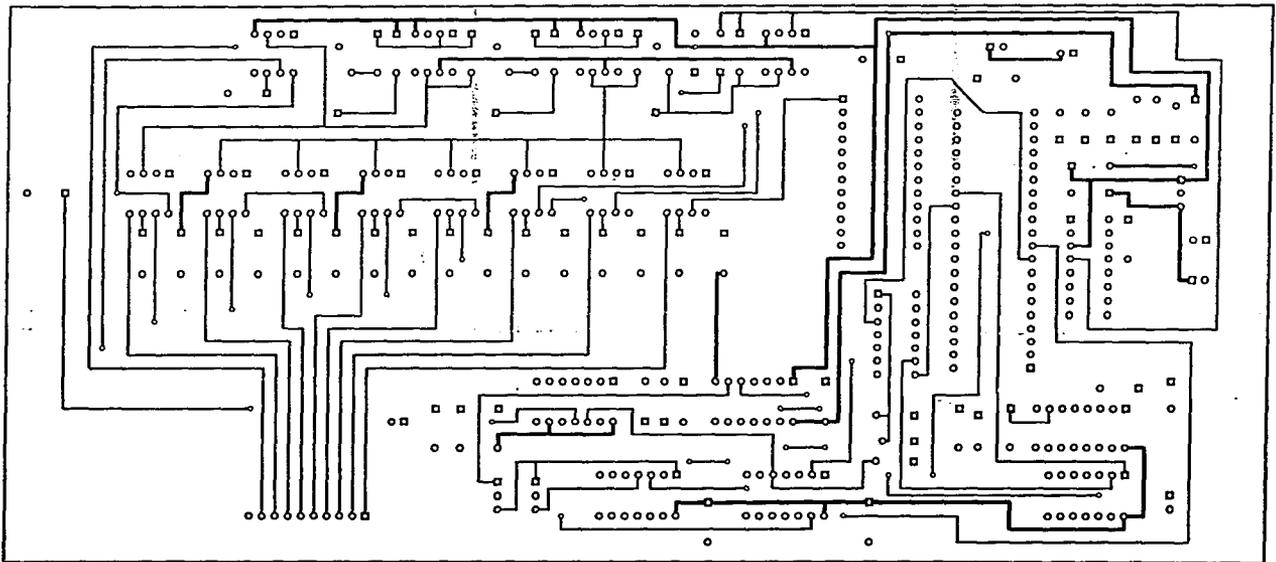
CIRCUITOS IMPRESOS

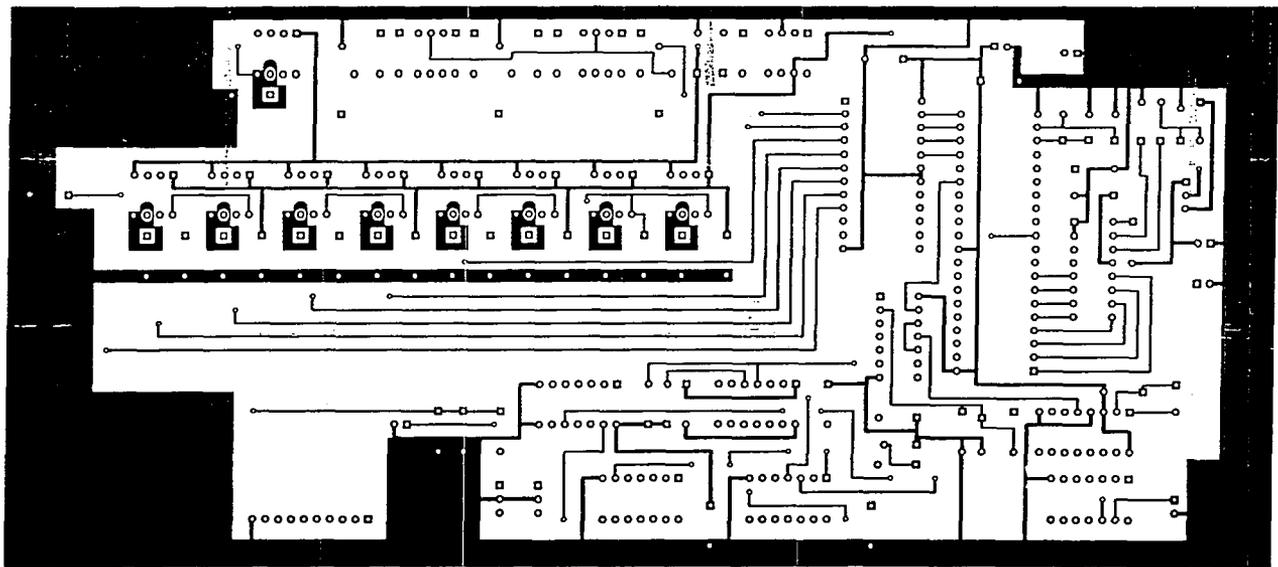




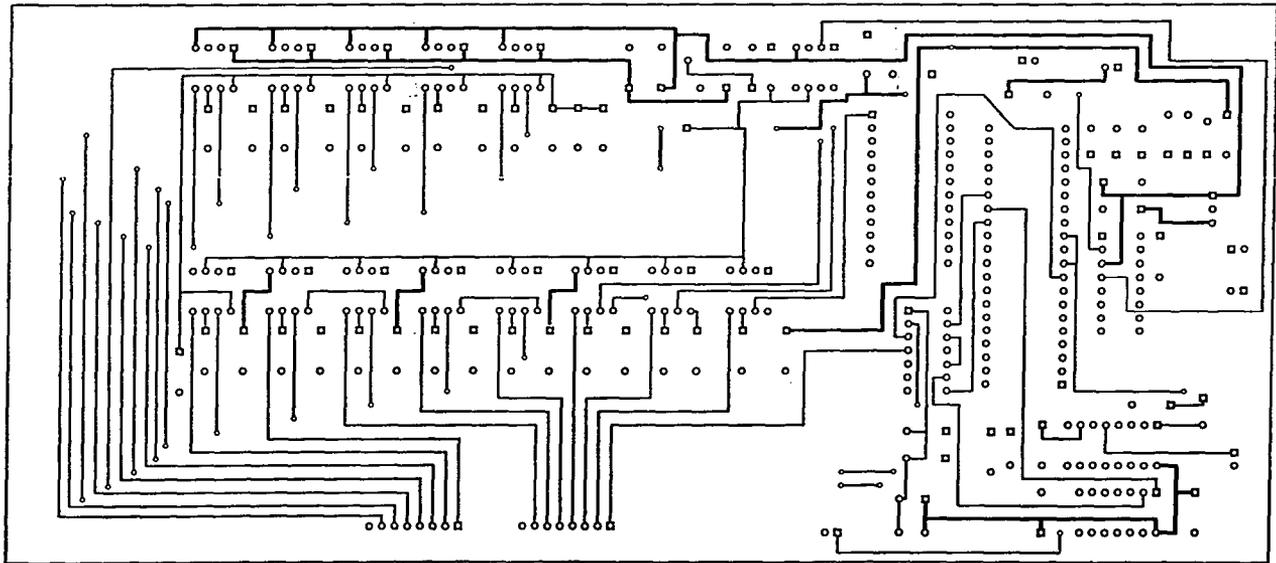


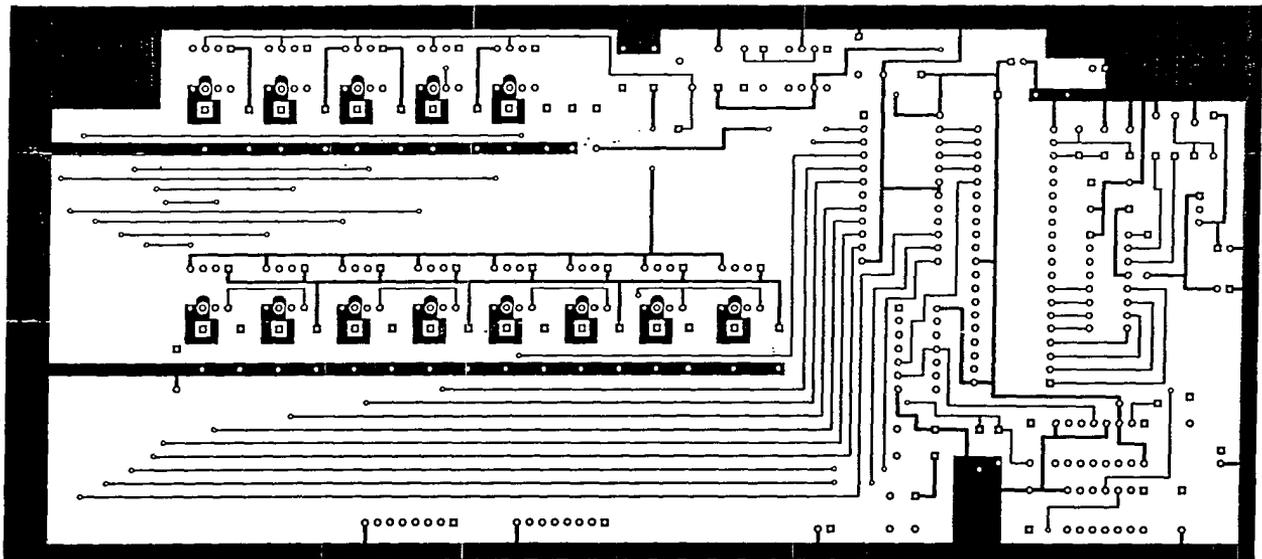


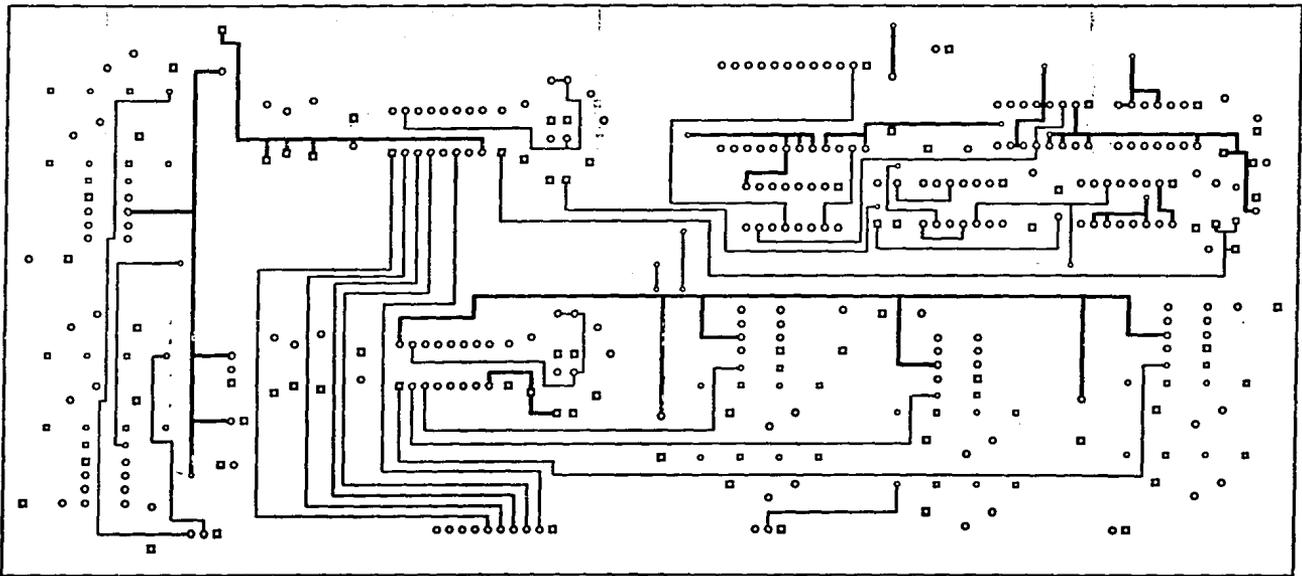


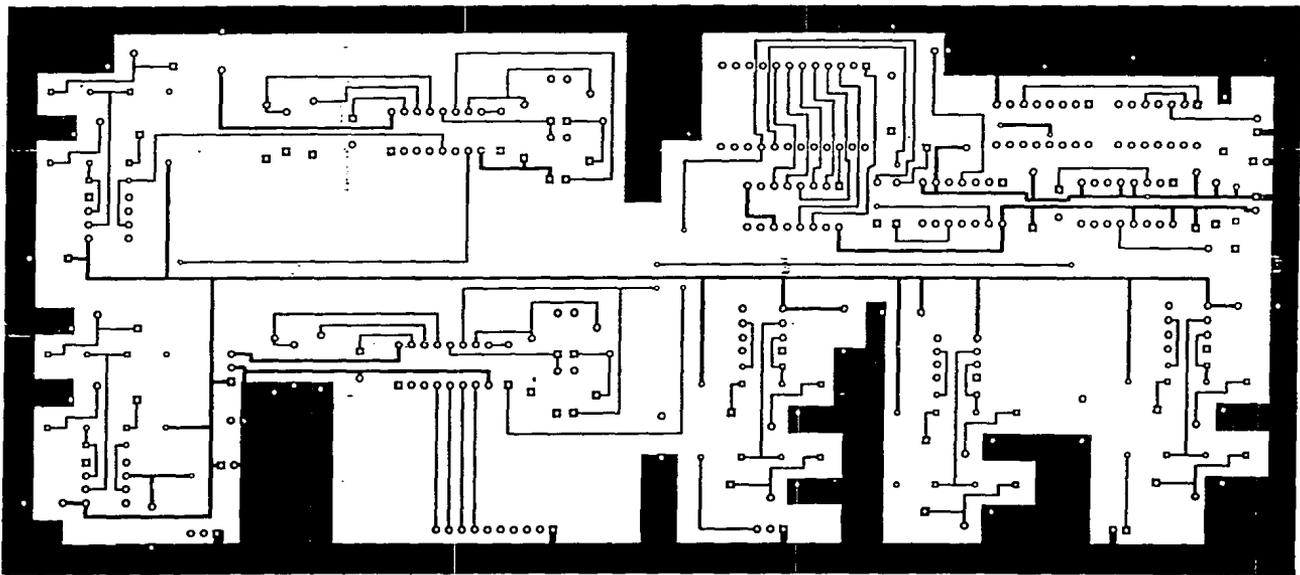


ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA









APÉNDICE E. PROGRAMAS PARA LOS MICROCONTROLADORES

```

;PROGRAMA DECODIFICADOR PPM DE TELEMETRIA EN TIERRA,
;CON SALIDA DE DATOS DIGITALES EN FORMA SERIAL.
;
;
ORG 00H
;
SJMP SALT6
;
;
ORG 03H
;
SETB TCON.4      ;RUTINA DE INTERRUPCION DEBIDA A INTO.
SETB C           ;ARRANQUE DEL TEMPORIZADOR 0.
RETI
;
;
ORG 0BH
;
SETB C           ;RUTINA DE INTERRUPCION DEBIDA A SATURACION
SETB PSW.6      ;DEL TEMPORIZADOR 0.
RETI
;
;
ORG 023H
;
SETB C           ;RUTINA DE INTERRUPCION DEBIDA A TRANSMISION
CLR SCON.0      ;O RECEPCION POR PUERTO SERIE.
CLR SCON.1
RETI
;
;
ORG 40H
;
SALT6 MOV P2,#0FFH
      MOV IE,#90H      ;PROGRAMA Y HABILITA LA RECEPCION
      MOV TCON,#40H   ;POR EL PUERTO SERIE.
      MOV TMOD,#20H
      MOV TH1,#0E8H
      MOV SCON,#50H
;
;
      CLR C
SALT20 JNC SALT20      ;LAZO DE ESPERA DE LA LLAVE.
;
;
      MOV A,SBUF      ;REVISA SI ES LA LLAVE DETERMINADA (A5 H).
      CJNE A,#0A5H,SALT6
;
;
      MOV R0,#0CH      ;APUNTADOR DE RAM.
      CLR SCON.4      ;INHIBE LA RECEPCION POR PUERTO SERIE.
      MOV TCON,#01H
SALTO  MOV IE,#83H      ;HABILITA INTERRUPCION POR INTO.
      MOV TMOD,#09H

```

```

MOV TH0,#00H
MOV TLO,#00H
;
;
; CLR PSW.6
SALT1 CLR C
SALT9 JNC SALT9 ;LAZO DE ESPERA DE PULSOS PPM.
JB PSW.6,SALT6
;
;
MOV A,TH0 ;REVISA SI LA SEPARACION ENTRE PULSOS PPM ES CERO.
JNZ SALT3
MOV A,TLO
JZ SALT1
;
;
SALT3 MOV R2,#02H ;DIVIDE ENTRE 4 LA CUENTA TOTALIZADA
SALT12 MOV A,TH0 ;EN EL TEMPORIZADOR 0.
CLR C
RRC A
MOV TH0,A
MOV A,TLO
RRC A
MOV TLO,A
DJNZ R2,SALT12
;
;
MOV A,TLO ;RESTA 136 AL VALOR OBTENIDO ANTERIORMENTE.
CLR C
SUBB A,#88H
MOV TLO,A
MOV A,TH0
SUBB A,#00H
MOV TH0,A
;
;
MOV A,TH0 ;REVISA SI LA SEPARACION DE PULSOS PPM
JNZ SALT6 ;ES MAYOR QUE 2.0 MICROSEGUNDOS.
;
;
MOV A,TLO ;REVISA SI LA SEPARACION DE PULSOS PPM
CLR C ;ES MENOR QUE 1.0 MICROSEGUNDOS.
SUBB A,#19H
JC SALT6
;
;
INC R0 ;SE GUARDAN LOS DATOS EN RAM.
MOV @R0,A
;
;
MOV A,R0 ;REVISA SI YA ALMACENO EN RAM 15 DATOS.
CJNE A,#1BH,SALT0
;
;

```

```

CLR P2.5          ;ENVIA POR PUERTO P2 EL CODIGO AL VIGIA.
CLR P2.7
SETB P2.6
NOP
NOP
NOP
SETB P2.5
SETB P2.7
CLR P2.6
;
;
MOV IE,#90H      ;HABILITA EL PUERTO SERIE PARA
MOV TCON,#40H   ;TRANSMITIR A 9600 BAUDS.
MOV TMOD,#20H
MOV TH1,#0FDH
MOV SCON,#40H
;
;
MOV SBUF,#0F5H  ;TRANSMITE POR PUERTO SERIE LA LLAVE F5 H.
;
;
CLR C
SALT18 JNC SALT18 ;LAZO DE ESPERA MIENTRAS TRANSMITE LLAVE.
;
;
MOV R0,#0DH
SALT22 MOV SBUF,@R0 ;TRANSMITE EL DATO DECODIFICADO POR PUERTO SERIE.
INC R0
;
;
CLR C
SALT21 JNC SALT21 ;LAZO DE ESPERA MIENTRAS TRANSMITE UN BYTE.
;
;
MOV A,R0        ;REvisa SI YA TERMINO DE TRANSMITIR 15 DATOS.
CJNE A,#1CH,SALT22
LJMP SALT6
END

```

```

;PROGRAMA DECODIFICADOR PPM DE LAS VARIABLES
;DE CONTROL A BORDO DE LA AERONAVE.
;
;
ORG 00H
;
;S JMP SALT5
;
;
ORG 03H
;          RUTINA DE INTERRUPCION DEBIDA A INTO.
SETB TCON.4 ;ARRANQUE DEL TEMPORIZADOR 0.
SETB C
RETI
;
;
ORG 0BH
;
;          RUTINA DE INTERRUPCION DEBIDA A
SETB PSW.6 ;LA SATURACION DEL TEMPORIZADOR 0.
RETI
;
;
ORG 023H
;
;          RUTINA DE INTERRUPCION DEBIDA A LA
CLR SCON.0 ;RECEPCION DE UN BYTE POR PUERTO SERIE.
RETI
;
;
ORG 40H
;
SALT5 MOV R1,#00H ;CONTADOR PARA REQUERIMIENTO DEL PARACAIDAS.
SALT6 MOV P2,#0FFH
MOV IE,#90H ;PROGRAMA Y HABILITA LA RECEPCION
MOV TCON,#40H ;POR PUERTO SERIE.
MOV TMOD,#20H
MOV TH1,#0E8H
MOV SCON,#50H
;
;
;          CLR C
SALT20 JNC SALT20 ;LAZO DE ESPERA DE LA LLAVE.
;
;
MOV A,SBUF ;REVISAS SI SE TRATA DE LA LLAVE ACORDADA (A5 H).
CJNE A,#0A5H,SALT6
;
;
MOV R0,#0CH ;R0 ES EL APUNTA DOR DE RAM.
CLR SCON.4 ;INHIBE LA RECEPCION POR PUERTO SERIE.
MOV TCON,#01H
SALT0 MOV IE,#83H ;HABILITA INTERRUPCION INTO.
MOV TMOD,#09H

```

```

MOV TH0,#00H
MOV TLO,#00H
;
;
SALT1 CLR PSW.6
SALT9 CLR C
JNC SALT9 ;LAZO DE ESPERA DE PULSOS PPM.
JB PSW.6,SALT6 ;SI PSW.6=1, TEMPORIZADOR 0 SE SATURO.
;
;
MOV A,TH0 ;REVISAS SI LA SEPARACION DE PULSOS PPM ES CERO.
JNZ SALT3
MOV A,TLO
JZ SALT1
;
;
SALT3 MOV R2,#02H ;DIVIDE ENTRE 4 LA CUENTA TOTALIZADA
SALT12 MOV A,TH0 ;EN EL TEMPORIZADOR 0.
CLR C
RRC A
MOV TH0,A
MOV A,TLO
RRC A
MOV TLO,A
DJNZ R2,SALT12
;
;
MOV A,TLO ;RESTA 136 AL VALOR OBTENIDO ANTERIORMENTE.
CLR C
SUBB A,#88H
MOV TLO,A
MOV A,TH0
SUBB A,#00H
MOV TH0,A
;
;
MOV A,TH0 ;REVISAS SI LA SEPARACION DE PULSOS PPM
JNZ SALT6 ;ES MAYOR QUE 2.0 MILISEGUNDOS.
;
;
MOV A,TH0 ;REVISAS SI LA SEPARACION DE PULSOS PPM
CLR C ;ES MENOR QUE 1.0 MILISEGUNDOS.
SUBB A,#19H
JC SALT6
;
;
INC R0 ;GUARDA EL VALOR EQUIVALENTE A
MOV @R0,A ;LA SEPARACION PPM EN RAM.
;
;
MOV A,R0 ;REVISAS SI SE GUARDARON 15 DATOS EN RAM.
CJNE A,#1BH,SALT0
;
;

```

```

CLR P2.5
CLR P2.7
SETB P2.6
NOP
NOP
NOP
SETB P2.5
SETB P2.7
CLR P2.6
;
;
MOV A,0DH ;SI SE HA SOLICITADO PARACAIDAS POR
CLR C ;4 SEGUNDOS, EJECUTA LA ORDEN.
SUBB A,#99H
JC SALT4
INC R1
MOV A,R1
CJNE A,#32H,SALT8
CLR P2.4
NOP
NOP
NOP
LJMP SALT5
SALT4 MOV R1,#00H
;
;
SALT8 MOV R0,#0DH
MOV R2,#0F0H
;
;
SALT10 MOV P2,R2 ;ENVIA LA DIRECCION AL DEC 4-16 POR PUERTO P2.
INC R2
;
;
INC R0 ;SACA LOS DATOS PPM POR PUERTO P1.
MOV P1,@R0
NOP
NOP
NOP
NOP
;
;
MOV A,R0 ;REVISA SI YA SACO 14 DATOS PPM.
CJNE A,#1BH,SALT10
LJMP SALT6
END

```

;PROGRAMA PARA LA ADQUISICION Y MANEJO DE VARIABLES
;DE NAVEGACION DEL SISTEMA GPS.

; ;
; ;
ORG 00H
SJMP SALTO

RETARD MOV P2,R0
INC R0
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
MOV P2,#0FFH
RET

;SUBROUTINA QUE GENERA UN RETARDO DE 9.7
;MICROSEGUNDOS NECESARIOS PARA LA
;ADQUISICION EN EL MUESTREADOR-RETEN.

; ;
; ;
ORG 023H
CLR SCON.1
CLR SCON.0
SETB C
RETI

;RUTINA DE INTERRUPCION DEBIDA A TRANSMISION
O RECEPCION POR PUERTO SERIE.

; ;
; ;
ORG 40H
; ;
SALTO MOV P2,#0FFH
MOV IE,#90H
MOV TCON,#40H
MOV TMOD,#20H
MOV TH1,#0FDH
MOV SCON,#40H

;INICIALIZA EL MICRO PARA TRANSMITIR
;POR PUERTO SERIE A 9600 BAUDS.

; ;
; ;
; ;
; ;
MOV 0CH,#24H
MOV 0DH,#50H
MOV 0EH,#4DH
MOV 0FH,#47H
MOV 10H,#4CH
MOV 11H,#49H
MOV 12H,#2CH
MOV 13H,#30H
MOV 14H,#30H
MOV 15H,#2CH
MOV 16H,#31H
MOV 17H,#30H
MOV 18H,#30H
MOV 19H,#2CH

SE GUARDAN EN RAM LOS MENSAJES DE ENTRADA
AL GPS PARA PROGRAMARLO.

;MENSAJE PMGL100, QUE ACTIVA TODOS LOS
;MENSAJES DE SALIDA DEL GPS.

MOV 1AH,#31H
MOV 1BH,#2CH
MOV 1CH,#42H
MOV 1DH,#2CH
MOV 1EH,#0FFH
MOV 1FH,#0FFH
MOV 20H,#0DH
MOV 21H,#0AH

;

MOV 22H,#24H
MOV 23H,#50H
MOV 24H,#4DH
MOV 25H,#47H
MOV 26H,#4CH
MOV 27H,#49H
MOV 28H,#2CH
MOV 29H,#30H
MOV 2AH,#30H
MOV 2BH,#2CH
MOV 2CH,#42H
MOV 2DH,#30H
MOV 2EH,#30H
MOV 2FH,#2CH
MOV 30H,#32H
MOV 31H,#2CH
MOV 32H,#42H
MOV 33H,#2CH
MOV 34H,#0FFH
MOV 35H,#0FFH
MOV 36H,#0DH
MOV 37H,#0AH

;

;

MOV 38H,#24H
MOV 39H,#50H
MOV 3AH,#4DH
MOV 3BH,#47H
MOV 3CH,#4CH
MOV 3DH,#49H
MOV 3EH,#2CH
MOV 3FH,#30H
MOV 40H,#30H
MOV 41H,#2CH
MOV 42H,#45H
MOV 43H,#30H
MOV 44H,#30H
MOV 45H,#2CH
MOV 46H,#32H
MOV 47H,#2CH
MOV 48H,#42H
MOV 49H,#2CH
MOV 4AH,#0FFH
MOV 4BH,#0FFH

;MENSAJE PMGLI00, QUE ORDENA AL MENSAJE DE
;SALIDA B00 REPETIRSE UNA VEZ POR SEGUNDO.

;MENSAJE PMGLI00, QUE ORDENA AL MENSAJE DE
;SALIDA E00 REPETIRSE UNA VEZ POR SEGUNDO.

```

MOV 4CH,#0DH
MOV 4DH,#0AH
;
;
MOV 4EH,#24H ;MENSAJE S01, QUE DEFINE LAS UNIDADES
MOV 4FH,#24H ;METRICAS A UTILIZAR.
MOV 50H,#53H
MOV 51H,#01H
MOV 52H,#02H
MOV 53H,#19H
MOV 54H,#01H
MOV 55H,#01H
MOV 56H,#01H
MOV 57H,#48H
MOV 58H,#0AH
;
;
MOV R0,#0CH ;SE ENVIAN LOS MENSAJES AL GPS
SALT2 MOV SBUF,@R0 ;POR PUERTO SERIE.
;
;
CLR C
SALT1 JNC SALT1 ;LAZO DE ESPERA MIENTRAS SE TRANSMITEN
; LOS BYTES (MENSAJES DE ENTRADA) AL GPS.
;
INC R0
MOV A,R0 ;REVISAR SI YA TERMINO DE
CJNE A,#59H,SALT2 ;ENVIAR EL NUMERO TOTAL DE DATOS.
;
;
SALT4 MOV SCON,#50H ;HABILITA LA RECEPCION POR EL PUERTO SERIE.
;
;
CLR P2.5 ;SE GENERA EL CODIGO DE 3 BITS PARA EL VIGIA.
CLR P2.7
SETB P2.6
NOP
NOP
NOP
SETB P2.5
SETB P2.7
CLR P2.6
;
;
SALT6 CLR C
SALT3 JNC SALT3
;
;
MOV A,SBUF ;RECIBE Y VERIFICA EL MENSAJE
CJNE A,#24H,SALT6 ;DE LA POSICION (B00).
;
;
S JMP SALT16 ;PARTICION DE UN SALTO EN DOS, DEBIDO A
SALT15 L JMP SALT0 ;LIMITACIONES DE LONGITUD DEL SALTO.

```

```

;
SALT16 CLR C
SALT17 JNC SALT17
;
;
MOV A,SBUF
CJNE A,#24H,SALT6
;
;
CLR C
SALT18 JNC SALT18
;
;
MOV A,SBUF
CJNE A,#42H,SALT6
;
;
CLR C
SALT19 JNC SALT19
;
;
MOV A,SBUF
CJNE A,#00H,SALT6 ;FIN DE LA VERIFICACION.
;
;
MOV R0,#57H
;
;
SALT21 CLR C
SALT20 JNC SALT20
;
;
MOV @R0,SBUF ;SALVA EN RAM LOS DATOS DE POSICION
INC R0 ;PROVENIENTE DEL GPS.
MOV A,R0
CJNE A,#69H,SALT21
;
;
SALT29 CLR C
SALT22 JNC SALT22
;
;
MOV A,SBUF ;RECIBE Y VERIFICA EL MENSAJE DE RUMBO
CJNE A,#24H,SALT29 ;Y VELOCIDAD (E00).
;
;
CLR C
SALT23 JNC SALT23
;
;
MOV A,SBUF
CJNE A,#24H,SALT29
;

```

```

;
; CLR C
SALT24 JNC SALT24
;
;
; MOV A,SBUF
; CJNE A,#45H,SALT29
;
;
; CLR C
SALT25 JNC SALT25
;
;
; MOV A,SBUF
; CJNE A,#00H,SALT29 ;FIN DE LA VERIFICACION.
;
;
; MOV R0,#69H
;
;
; CLR C
SALT26 CLR C
SALT27 JNC SALT27
;
;
; MOV @R0,SBUF ;SALVA EN RAM LA INFORMACION DE RUMBO
; INC R0 ;Y VELOCIDAD PROVENIENTE DEL GPS.
; MOV A,R0
; CJNE A,#6FH,SALT26
;
;
; CLR SCON.4 ;INHIBE LA RECEPCION POR PUERTO SERIE.
;
;
; MOV R0,#57H
; MOV R1,#42H
;
;
; MOV A,R1 ;SE REALIZA LA OPERACION O EXCLUSIVA
; XRL A,@R0 ;CON LOS DATOS DE B00 (CHECKSUM).
; MOV R1,A
; INC R0
;
;
; MOV A,R0
; CJNE A,#67H,SALT5 ;TERMINA CHECKSUM.
;
;
; MOV A,R1 ;SI EL CHECKSUM CALCULADO NO CORRESPONDE
; CJNE A,67H,SALT15 ;CON EL QUE ENVIA EL GPS, VUELVE A
; ; COMENZAR EL PROGRAMA.
;
;
; MOV R0,#69H
; MOV R1,#45H
;
;

```

```

;
SALT28 MOV A,R1          ;SE REALIZA LA OPERACION O EXCLUSIVA
XRL A,@R0          ;CON LOS DATOS DE E00 (CHECKSUM).
MOV R1,A
INC R0
;
;
MOV A,R0
CJNE A,#6DH,SALT28 ;TERMINA CHECKSUM.
;
;
MOV A,R1          ;SI EL CHECKSUM CALCULADO NO CORRESPONDE
CJNE A,#6DH,SALT15 ;CON EL QUE ENVIA EL GPS, VUELVE A
;COMENZAR EL PROGRAMA.
;
;
MOV R0,#0F0H
MOV P1,#65H      ;DE AQUI HASTA EL FINAL DEL PROGRAMA, SE
ACALL RETARD     ;SACAN POR EL PTO PARALELO P1 LOS BYTES DE
;INTERES, RETARDANDOLOS EN PUERTO POR MEDIO
;DE LA SUBROUTINA RETARD.
MOV P1,#64H
ACALL RETARD
;
;
MOV P1,#61H
ACALL RETARD
;
;
MOV P1,#60H
ACALL RETARD
;
;
MOV P1,#5FH
ACALL RETARD
;
;
MOV P1,#5DH
ACALL RETARD
;
;
MOV P1,#5CH
ACALL RETARD
;
;
MOV P1,#5BH
ACALL RETARD
;
;
MOV P1,#6BH
ACALL RETARD
;
;
LJMP SALT4
END

```