

T-UES
1504
L864i
1992
8j.2.

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA



“INVESTIGACION Y DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACION POR MEDIO DE PORTADORA, FACTIBLES DE PRODUCIR EN EL SALVADOR”

TRABAJO DE GRADUACION PRESENTADO POR:

BALMIS ORESTES LOPEZ SORIANO

15101308

PARA OPTAR AL TITULO DE

INGENIERO ELECTRICISTA



ABRIL 1992

SAN SALVADOR, EL SALVADOR, CENTRO AMERICA

Academia, Abril 7/92

20/21/1905 M. 12 DOB. 5/2/1905

78811 1005

INCENIENO EGECTICORIV

... ..

... ..

... ..

ESTAVIADOB.

... ..

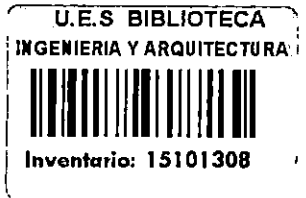
... ..

... ..



... ..

... ..



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR : DR. FABIO CASTILLO FIGUEROA

SECRETARIO GENERAL: LIC. MIGUEL ANGEL AZUCENA

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO : ING. JUAN JESUS SANCHEZ SALAZAR

SECRETARIO : ING. JOSE RIGOBERTO MURILLO CAMPOS

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR : ING. RICARDO ERNESTO CORTEZ

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


TRABAJO DE GRADUACION PREVIO A LA OPCION AL GRADO DE:
INGENIERO ELECTRICISTA

TITULO: "INVESTIGACION Y DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACION
POR MEDIO DE PORTADORA, FACTIBLES DE PRODUCIR EN EL SALVADOR"


PRESENTADO POR: BALMIS ORESTES LOPEZ SORIANO

TRABAJO DE GRADUACION APROBADO POR:

COORDINADOR:


ING. JAIME ANTONIO ANAYA

ASESOR :


ING. JOSE HUMBERTO SHUL

SAN SALVADOR, ABRIL DE 1992


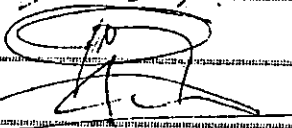
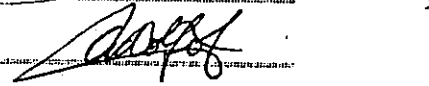
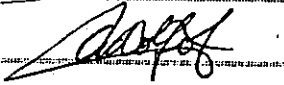
ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 25 de Marzo de 1952, en el local de Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica a las 8:00 horas, con la presencia de las siguientes autoridades de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

- 1- Ing. Salvador de Jesús German Firma
Director E.I.E.
- 2- Ing. Osbaldo Adolfo Campos
Secretario E.I.E.
- 3- Ing. Ricardo Ernesto Cortez
Director de Investigaciones E.I.E.



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

- 1- Ing. José Humberto Shul Flores 
- 2- Ing. Dora Deysi Meléndez 
- 3- Ing. José Angel Méndez Garay 
- 4- Ing. Osbaldo Adolfo Campos 
- 5-
- 6-

Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de Graduación: "INVESTIGACION Y DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACION POR MEDIO DE PORTADORA, FACTIBLES DE PRODUCIR EN EL SALVADOR"

a cargo del (lós) Br(es): Balmis Orestes López Soriano

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 8.6
(Ocho punto seis)

TRABAJO DEDICADO A:

- Dios todopoderoso por haberme concedido tan grande premio.
- La Virgen Santísima: "Nuestra Señora de Las Rosas, María Auxilio de Madres", por haber intercedido ante su Hijo en mis peticiones y haber sido el consuelo seguro ante las dificultades que atravecé en la tesis.
- Mis padres: Dn. Manuel López y Dña. Magdalena de López por darme todo su apoyo y comprensión en todo momento.
- Mis hermanos y sobrinos: Por su apoyo.
- Mi novia: Madeline Burgos, a quien amo, por haberme dado ánimos y todo su apoyo a lo largo del trabajo de graduación.
- Mis demás seres queridos.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco infinitamente a todas las personas que me ayudaron en el trabajo de graduación, para que éste se llevara a un feliz término.

Muy sinceros agradecimientos a Madeline Burgos por su ayuda muy valiosa en la mecanografiada y el tiraje del trabajo de graduación, lo mismo expreso para mi sobrino Oscar Trujillo por su ayuda en los teclados de la computadora.

A mi hermano Herbert López, por haberme facilitado información desde el extranjero.

Agradecimientos sinceros para el Ing. Jaime Antonio Anaya por su ayuda intelectual incondicional a través del desarrollo del trabajo de graduación.

Al bachiller Douglas Vásquez, por su colaboración desinteresada en la obtención de información.

PREFACIO

El objetivo de este trabajo de graduación consiste en una investigación de sistemas de comunicación de portadora digital factibles de ser construidos en el país y el diseño de un prototipo en base a catálogos específicos de componentes de equipo de comunicación, y se justifica en el hecho de que en El Salvador este tema es prácticamente nuevo y en los países desarrollados ya existe desde hace varios años esta tecnología, por lo que es imperativo efectuar una investigación en este campo a manera de obtener un documento que sirva de guía para futuros proyectos de la Universidad, en el campo de las comunicaciones digitales.

El alcance que se planteó al principio fue de que el transmisor-receptor debería ser capaz de transmitir voz-música y de ser posible datos, en donde la música debía ser de alta fidelidad y que se estableciera un enlace de comunicación entre computadoras, con el espacio libre como canal de comunicación.

Debido a las limitaciones del equipo y a la velocidad de transmisión se demostró que era imposible transmitir datos de música y que debido a lo extenso de la investigación solamente se logró concretar la comunicación con datos de voz, dejando abierta la investigación para la comunicación entre computadoras.

El diseño del equipo se presenta como prototipo para seguirlo perfeccionando para futuros trabajos.

En el aspecto de la codificación de datos se ha utilizado el sistema bifásico, éste es prácticamente un sistema elemental pero es un sistema confiable, de fácil codificación y decodificación e implementación, pero puede sugerirse un sistema más avanzado si se pretende competir con sistemas comerciales.

Se pretendió también que el equipo de comunicaciones fuera capaz de tener un amplio rango de sintonización de frecuencias, ya sea para transmitir o recibir datos y esto es posible mediante el uso de un sintetizador de frecuencias, pero solamente se dejó plasmado un tipo de operación en una frecuencia fija por la facilidad del diseño, no olvidando de que éste es solamente un prototipo.

RESUMEN DEL TRABAJO

Lo que se hizo en el trabajo fue una recopilación de información concerniente a los sistemas de comunicación tanto analógicos como digitales, para luego inferir un sistema integrado de los dos que permitiera enviar datos a través del espacio libre aunque éste fuera de baja potencia y tomando en cuenta que debía ser de estado sólido. En los primeros capítulos, en I y en el II se sentaron las bases sobre las cuales giraría el diseño final, en el capítulo I se presentó las bases teóricas para la elaboración de la parte analógica y en el capítulo II se presentaron todos los aspectos concernientes a la parte digital.

Al principio todo lo que se planteaba iba dirigido solamente a la parte transmisora pues prácticamente no se podía hacer nada con respecto a la parte receptora, ya que ésta dependía totalmente del esquema o filosofía que se empleara en la parte transmisora. Una vez sentadas las bases tanto del transmisor como del receptor se empezó a detallar etapa por etapa dando distintas alternativas de diseño, para que hubiera flexibilidad a la hora de implementar todas las etapas en un diagrama de una manera conjunta. Las distintas etapas transmisoras y receptoras se desarrollaron de manera detallada en los capítulos III y IV, con ayuda de los capítulos I y II en los cuales se habían sentado de antemano las bases para el desarrollo de los diseños en mención.

La metodología utilizada consistió en el diseño de los distintos sistemas por medio de diagramas de bloques que poseían toda la filosofía de diseño de una manera general, los cuales fueron tomados de modelos sencillos de construcción que ofrecen distintos autores para equipo de radioaficionados, los cuales se encuentran disponibles en manuales para el radioaficionado, en mi caso particular ocupé tres manuales para radioaficionados como puede observarse en las referencias bibliográficas.

Una vez fue concebida toda la filosofía de diseño por medio de diagramas de bloques, se procedió al estudio profundo de cada una sus etapas hasta llegar a concretizar los modelos circuitales que más se adecuaban a las necesidades del transreceptor. La mayoría de los diseños fueron inferidos de sistemas de equipos de comunicaciones de las fuentes fidedignas que pude conseguir, logrando así hacer tecnología a la reversa infiriendo de modelos que sí funcionan en la práctica, para asegurarnos de que la inversión que se va a hacer en la construcción del equipo sea bien invertida para obtener resultados positivos a corto plazo.

La filosofía de la parte digital la obtuve a través de mi experiencia del desarrollo del Proyecto de Ingeniería en la

cual estuve trabajando con equipo de transmisión digital e investigue acerca de los distintos tipos de codificación de datos, así como las distintas alternativas para la obtención de mecanismos de sincronismo y detección y corrección de errores. Todo este bagaje acumulado fue transferido a la filosofía del diseño, tomando especial cuidado a la hora de la integración de la parte analógica con la digital.

Los resultados obtenidos fueron la obtención de los diagramas del diseño del transreceptor, integradas la parte digital con la analógica, para la transmisión de datos de voz. Para la transmisión de música, la velocidad de transmisión de los datos es muy reducida, por lo que si se quisiera enviar música sería necesario obviamente aumentar la velocidad. No se pudo obtener un diseño para la transmisión propiamente de datos, debido al gran trabajo que arrojó solamente la parte de transmisión de datos de voz, pero se deja la inquietud para mejorar el diseño empleando esta nueva alternativa de transmisión. Además se ha dejado una metodología de diseño para nuevos proyectos, para que sirva de base para la investigación, ya que los trabajos en esta área son muy escasos.

TABLA DE CONTENIDOS

Capítulo	Página
I. GENERALIDADES DEL TRANSMISOR	1
1.0 Comparación del sistema	1
AM y del sistema de modulación en ángulo.	
1.0.1 Modulación en amplitud	2
1.0.1.2 Cálculos de voltaje	2
AM	
1.0.1.3 Cálculos de potencia	3
AM	
1.0.2 Teoría de la modulación en ángulo	4
1.0.2.1 Modulación de fase	5
1.0.2.2 Modulación de frecuencia	7
1.0.2.2.1 Definición del índice de modulación FM	7
1.0.2.3 Espectros de ondas moduladas en ángulo	9
1.0.2.4 Diagramas fasoriales de ondas moduladas en ángulo	11
1.0.2.5 Comparación de FM y PM	15
1.0.2.5.1 Análisis de ruido	15
1.0.2.5.2 Circuitos de referencia	18
1.0.3 Comparación entre AM y sistema de modulación en ángulo. Resumen	21
1.1 Rango de operación en frecuencia	23

1.2 Ancho de banda	24
II. COMUNICACION DIGITAL	29
2.0 Muestreo y modulación de pulsos	29
2.1 Teoría práctica del muestreo	31
2.1.1 Muestreo práctico	35
2.2 Interferencia de colas espectrales	36
2.3 Sistemas de modulación de pulsos	37
2.4 Modulación por pulsos codificados:PCM, DM y DPCM	39
2.4.1 Cuantificación y codificación	40
2.4.2 Ruido de cuantificación	42
2.4.3 Comparación del sistema de modulación por pulsos codificados contra modulación analógica	44
2.4.4 Modulación en delta y por pulsos codificados diferencial	45
2.4.4.1 Modulación por pulsos codificados diferencial	47
2.5 La medida de la información: entropía	48
2.5.1 Capacidad del canal	50
2.5.1.1 Canales discretos sin ruido	51
2.5.1.2 Canales continuos	52

2.5.2 Descripción del espacio de una señal en la comunicación	54
2.5.3 Efecto umbral	59
2.5.4 La capacidad del canal de la modulación por pulsos codificados	59
2.6 Técnicas de modulación binaria	60
2.7 Codificación para control de errores	63
2.7.1 Detección de error por comprobación de paridad	67
2.7.2 Códigos de bloques para corrección de errores	70
2.7.3 Códigos de Hamming	73
2.7.3.1 Detección de doble error	76
2.7.3.2 Bit de paridad extra (paridad par)	77
2.7.4 Palabras de reconocimiento para sincronización	78
2.7.4.1 Alternativa de transmisión de una palabra de reconocimiento	78
III. ELECTRONICA DE LA COMUNICACION ANALOGICA	81
3.0 Parte transmisora	81
3.0.1 Acoplamiento de RF	81
3.0.1.1 Resonancia serie	81
3.0.1.2 Resonancia paralelo	83

84	3.0.1.3 Tipos de acoplamientos
84	3.0.1.3.1 Acoplamiento magnético
86	3.0.1.3.2 Consideraciones prácticas del acoplamiento
88	3.0.1.4 Redes acopladoras de impedancia
88	3.0.1.4.1 Red configuración L
89	3.0.1.4.2 Red configuración π
91	3.0.1.4.3 Red configuración T
92	3.0.2 Generador de frecuencia de RF
92	3.0.2.1 Oscilador Armstrong
93	3.0.2.2 Oscilador Hartley
94	3.0.2.3 Oscilador Colpitts y clapp
95	3.0.2.4 Rango de frecuencias de un oscilador
96	3.0.2.5 Osciladores a cristal
96	3.0.3 Buffer del oscilador
99	3.0.4 Modulador de reactancia PM
101	3.0.5 Amplificadores de audio (Speech Amplifiers)
104	3.0.6 Sujetador de audio y filtrado
107	3.0.7 Duplicadores de frecuencia

3.0.8 Triplicadores de frecuencia	109
3.0.9 Amplificadores de RF de potencia	111
3.0.9.1 Estado sólido vrs tubos de vacío	111
3.0.9.2 Clases de operación	112
3.0.9.3 Preamplificador y amplificador lineal de potencia	114
3.0.9.3.1 El preamplificador	114
3.0.9.3.2 El amplificador de RF	115
3.0.10 La antena	117
3.0.10.1 Antena propuesta de bajo costo	118
3.0.10.2 Construcción	118
3.0.11 Alcance del transmisor	120
3.1 Parte receptora	122
3.1.1 Sistema de intercambio de operación transmisor receptor remoto	122
3.1.2 Preamplificador para 144 MHz	125
3.1.3 Convertidor de 144 a 28 MHz	127
3.1.4 Mezclador	129
3.1.5 Filtro de ranura de 64 Hz	131
3.1.6 Amplificador de AF	132

IV. ELECTRONICA DE LA COMUNICACION DIGITAL	134
4.0 Transmisor digital de la voz	134
4.0.1 Generación de sincronismo	136
4.0.2 Muestreo y codificación	136
4.0.3 Convertidor paralelo- serie	137
4.0.4 Generación de palabra de sincronismo	137
4.0.5 Convertidor de datos NRZ a bifásicos	137
4.1 Receptor digital de la voz	138
4.1.1 El demodulador	138
4.1.2 El cuadrador de datos	142
4.1.3 Restaurador de relojes	142
4.1.4 El integrador y derivador	143
4.1.5 Comparador de la palabra de sincronismo	143
4.1.6 Convertidor digital-analó gico	144
4.1.7 Salida de voz	144
4.2 Transreceptor de datos	144
V. EL TRANSMISOR-RECEPTOR COMPLETO	148
5.0 Etapa osciladora de RF	148
5.1 Etapa moduladora	150
5.2 Etapa multiplicadora de fre- cuencia	150
5.3 Etapa amplificadora de RF y la antena	150
5.4 Etapa amplificadora de audio y filtro paso bajo	150

5.5 Etapa preamplificadora del receptor	151
5.6 Etapa convertidora de frecuencia de 144 a 1.3 MHz	151

LISTA DE TABLAS

Tabla	Página
1.1 Ancho de banda requerido para una señal FM	25
2.1 Comparación de los sistemas de modulación en onda continua (CW)	62
2.2	64
2.3 Aproximación en serie para la distribución binomial	66
2.4 Combinación de los bits de chequeo y bits de datos en columnas numeradas	74
2.5 Relación bits síndrome-bits chequeados	75
2.6	75
2.7	77
2.8	77
3.1 Procedimiento de ajuste fino del multiplicador doblador de frecuencia	108
3.2	121

LISTA DE FIGURAS

Figura	Página
1.1 Efecto de la modulación sinusoidal de AM; PM y FM	6
1.2 Amplitudes relativas de la portadora y de las 12 primeras componentes de frecuencia lateral	10
1.3 Espectros de frecuencia de modulación en ángulo	12
1.4 Espectros de modulación en ángulo para diversos valores de $m\theta$	13
1.5 Componentes fasoriales de una onda modulada en ángulo.	14
1.6 Fasor de amplitud constante con desviación de fase $\delta\theta$	16
1.7 Características de transferencia de un detector de FM ideal	17
1.8 Ejemplo de una red de preénfasis	20
1.9 Ejemplo de una red de deénfasis	20
1.10 Número de bandas laterales para FM	26
2.1	30
2.2 Un muestreador de conmutación	32
2.3 El muestreo interpretado como multiplicación	33
2.4 Espectros para muestreo de conmutación	34
2.5 Efecto de interferencia de colas espectrales.	36
2.6 Densidad espectral típica de energía para señales de voz	37
2.7 Sistemas de comunicación de modulación de pulsos	38

2.8 Sistema para la generación de la modulación por pulsos codificados	40
2.9 Receptor para la modulación por pulsos codificados	42
2.10	45
2.11 Modulación en delta	45
2.12 Formas de onda de la modulación en delta	46
2.13 Modulación por pulsos codificados diferencial	47
2.14 Representación del espacio de la señal	56
2.15 Vectores de señal para la transmisión virtual sin errores	57
2.16	58
2.17 Capacidad de canal por ancho de banda unitario	61
2.18	63
3.1 Relaciones entre voltaje y corriente de un circuito resonante serie	82
3.2	83
3.3 Circuito resonante paralelo o traque	84
3.4 Métodos de acoplamientos	86
3.5 Efecto de acoplamiento sobre la curva de respuesta en frecuencia	87
3.6 Acoplamiento de impedancia. Red L	88
3.7 Acoplamiento de impedancia. Red π	90
3.8 Acoplamiento de impedancia. Red T	91
3.9 Oscilador Armstrong	93
3.10 Oscilador Hartley	94
3.11 Oscilador Colpitts	94

3.12	Oscilador Clapp	95
3.13	Oscilador Colpitts de 3 canales	97
3.14	Buffers típicos para osciladores	98
3.15	Modulador de reactancia para PM	99
3.16	Modulador de reactancia utilizando un Mosfet	100
3.17	Amplificadores de audio	101
3.18	Amplificadores de audio	103
3.19		104
3.20	Filtro paso bajo de -60 dB/dec	105
3.21	Dobladores de frecuencia	107
3.22	Duplicador de frecuencia integrado	108
3.23	Triplicador de frecuencia típico	109
3.24	Triplicador transistorizado	110
3.25	Corriente de salida para varias clases de operación	113
3.26	Diagrama del preamplificador	114
3.27	Diagrama del amplificador de 80w	116
3.28	Fotografía de la antena de 5/8 de longitud de onda	118
3.29	Detalles estructurales de la antena de 2 metros	120
3.30	Diagrama de bloques del receptor	122
3.31	Diagrama esquemático del sistema de intercambio de operación transmisor-receptor remoto	123
3.32	Vista interior del paquete instalado en la antena	125
3.33	Diagrama del preamplificador de preamplificador de 144 MHz.	126
3.34	Diagrama del convertidor de 144 MHz	127

3.35 Diagrama del mezclador	130
3.36 Diagrama del filtro de ranura	131
3.37 Diagrama del amplificador de audio	132
4.1 Diagrama de bloques del transmisor digital de voz	134
4.2 Diagrama transmisor digital	135
4.3 Generación del código bifásico	138
4.4 Diagrama del receptor digital A	139
4.4 Diagrama del receptor digital B	140
4.5 Diagrama de bloques del receptor digital	141
4.6	142
4.7 Transmisión-recepción de datos	144
4.8 Diagrama de bloques del 8251A	146
5.1 Diagrama transmisor-receptor	149

CAPITULO I.

GENERALIDADES DEL TRANSMISOR

Introducción:

En este capítulo se tratará acerca de los diferentes sistemas de modulación, para ver cual conviene para la transmisión de datos. A este respecto se establecerá un breve estudio de los sistemas AM, FM y PM, dependiendo de las características de estos sistemas se hará una elección del sistema adecuado para nuestro fin. Además se examinarán aspectos de potencia, para hacer una evaluación de la eficiencia de los distintos esquemas de modulación, ancho de banda de operación, comportamiento de los diferentes sistemas con respecto al ruido, etc. Esta última consideración tiene consecuencias trascendentales para el envío de datos con la menor probabilidad de transmitir con errores, así mismo se establecerá el ancho de banda adecuado para la transmisión de datos mediante el empleo de varios métodos como por ejemplo el gráfico, mediante tablas, o el matemático utilizando la fórmula de Carson. En este capítulo se sentarán las bases de todo el diseño del transreceptor de ahí que con un buen marco teórico es posible obtener un diseño que sea confiable y de relativa fácil construcción.

1.0 COMPARACION DEL SISTEMA AM Y DEL SISTEMA DE MODULACION EN ANGULO.

Antes de hablar acerca de las diferencias entre los sistemas de AM¹ y modulación en ángulo, se tratará un poco acerca del sistema AM para lograr captar sus ventajas y desventajas y luego se hará lo mismo con el sistema de modulación en ángulo que lleva implícito el sistema FM y el PM; luego se establecerá las diferencias entre ellas y de este estudio se decidirá cual de todas se acomoda mejor a nuestras necesidades, pero como se ha dicho de antemano, es conveniente escoger el sistema de modulación en ángulo como se demostrará más adelante.

¹ Transmisión de Información, Modulación y Ruido. Mischa Schwartz. Cap 4 y 5. Tercera Edición.

1.0.3 COMPARACION ENTRE AM Y SISTEMA DE MODULACION EN ANGULO RESUMEN.

1. Las transmisiones de FM o PM se llevan a cabo en frecuencias portadoras altas (VHF). Esto resulta en un radio de recepción que es aproximadamente línea vista (antena antena). Esta restricción sobre el área de cobertura permite a la FCC la misma frecuencia de canal a comunidades adyacentes. La AM tiene un área más amplia de cobertura, pero no puede asignarse a comunidades adyacentes.

2. El sistema de modulación en ángulo (FM y PM) está relativamente libre de ruido. Esto se debe a que la atmósfera es menos ruidosa en VHF donde está ubicada la FM. También el receptor del sistema modulado en ángulo está diseñado para minimizar la señal de ruido sobrepuesto a la señal de información por ruido atmosférico o hecho por el hombre durante la transmisión. Suponiendo un ruido de espectro blanco para la AM y el sistema de modulación en ángulo, las potencias de ruido por unidad de ancho de banda son las mismas. El análisis prueba, sin embargo, que debido a la relación de anchos de banda, el sistema de modulación en ángulo en especial FM muestra una mejoría de señal al ruido⁷ sobre el sistema de AM de 19 dB.

3. Otra ventaja de los sistemas de modulación en ángulo se debe al efecto de captura. En sistemas de AM dos señales transmitidas en la misma frecuencia portadora las acepta el receptor y se interfieren la una con la otra. La situación idéntica en el receptor de modulación en ángulo resulta en la eliminación de la portadora más débil. La señal más fuerte captura al receptor.

4. Los sistemas de FM o PM transmiten una potencia constante cuando están modulados. La única variación es una distribución de esta potencia constante sobre las bandas laterales como queda definido por las funciones de Bessel. La potencia transmitida de un sistema AM puede incrementarse hasta 50%. Esta característica permite el diseño de un transmisor de FM o PM más eficiente, donde todas las etapas podrían operarse en clase C.

5. La interferencia de canal adyacente no es problema con sistemas de modulación en ángulo, debido a la banda de guarda de 25 Khz para cada estación.

6. Para una señal de frecuencia moduladora única, la del sistema de modulación en ángulo puede tener un número infinito de bandas laterales; la AM está limitada a un par.

⁷ *Electronica en Sistemas de Comunicación. Sol Lapatin.*
Cap. 1.8.

7. La frecuencia portadora de la FM o PM puede realmente desaparecer en valores específicos de m_f (índice de modulación en frecuencia) llamados valores propios. (esta condición no es posible para AM a menos de que se use el modo portadora suprimida).

8. Las bandas laterales son siempre simétricas para ambos sistemas AM y en modulación en ángulo.

9. Por otra parte, el ancho de banda incrementado y área de recepción limitada pueden considerarse desventajas de los sistemas de modulación en ángulo.

10. Otra desventaja de los sistemas de modulación en ángulo es que los circuitos son más complejos y los diseños más elaborados.

De acuerdo a lo anteriormente mencionado, prácticamente el sistema AM queda excluido como posibilidad de diseño para el transmisor, por sus innumerables desventajas con respecto al sistema de modulación en ángulo. En el sistema de modulación en ángulo existen dos posibilidades a escoger que son el sistema FM y el PM. Tal como se explicó, no existe una diferencia bien marcada para decidirnos entre cual de ellos escoger, pero hay un factor muy importante que inclina la balanza a favor de PM y es el hecho de su comportamiento con respecto al ruido. El sistema PM presenta un comportamiento al ruido de manera constante, tal como se puede apreciar en la Figura 1.7 y éste se distribuye por todos los canales o ancho de banda con la misma intensidad. El sistema FM presenta un comportamiento al ruido de manera exponencial, aumentando éste en los canales de mayor frecuencia. Debido a la técnica de preénfasis y deénfasis éste problema queda bastante reducido, ya que la relación señal/ruido aumenta, y el espectro del ruido se hace plano a partir de la frecuencia de quiebre, que como ya se demostró es 2.1 Khz (Ver la Figura 1.7f).

Se puede inferir entonces, que a pesar del inconveniente que presenta la FM con respecto al ruido, es posible pensar en un diseño con modulación FM, desarrollando las técnicas de preénfasis y deénfasis. En efecto, la modulación FM se ocupa para transmitir datos vía telefónica tal como se hace en el modem Bell 202, que transmite datos a razón de 1200 bits por segundo. También hay chips que ellos solos hacen la función de modems y que ocupan modulación en frecuencia tal como el modem Bell 103 y el TCM3101 de las Texas Instruments. Se seguirá investigando acerca de estas probabilidades de diseño, al final habrá que tomar una decisión en base de nuestras necesidades, tales como ancho de banda, velocidad de transmisión, ruido, etc.. Por el momento se dejará abierta las dos alternativas.

1.1 RANGO DE OPERACION EN FRECUENCIA.

La FCC (Siglas en inglés de Comisión Federal de Comunicaciones) ubica al espectro de frecuencia en rango de décadas llamadas bandas. La banda de muy baja frecuencia (VLF) de 3 a 30 kHz se usa para sistemas de audio. La banda de baja frecuencia (LF) de 30 a 300 kHz se usa para radio larga-distancia y navegación. La banda de alta frecuencia (HF) de 3 a 30 MHz cubre la banda civil (CB). La banda de muy alta frecuencia (VHF) de 30 a 300 MHz incluye televisión (TV) y FM. La banda de ultra alta frecuencia (UHF) de 0.3 a 3 GHz cubre la parte alta de las bandas de TV y región baja de microondas. Las dos últimas bandas, super alta frecuencia (SHF), de 3 a 30 GHz y extrema alta frecuencia (EHF), de 30 a 300 GHz, están ambas en región de microondas y se usan para radar y satélite. De acuerdo a estas décadas tenemos prácticamente dos rangos de frecuencia en donde colocar la operación del transmisor, que son: La banda de VHF y la banda de UHF. Haciendo un pequeño análisis se puede inferir que si se desea colocar la banda de trabajo sobre el rango propiamente de FM nos encontramos con el problema de tener saturación en todos los canales posibles, lo cual en cierta manera es una limitación; si se quisiera trabajar sobre la banda de UHF, se elimina prácticamente el problema anterior pero hay que pagar un costo económico debido a que los elementos electrónicos son especiales por las consideraciones de frecuencia que hay que tomar en cuenta para el diseño y por lo tanto son caros, también el diseño sería más elaborado y por lo tanto tomaría más trabajo de lo que se ha considerado en esta tesis, lo cual lo hace impráctico. Tentativamente, por las razones antes expuestas se ha decidido en un diseño sobre la franja de VHF, que hace al diseño más económico y práctico.

A estas alturas ya están definidos varios parámetros del transmisor, pero es importante mencionar que a la hora del diseño, lo que se hará prácticamente es inferir de modelos ya probados en la práctica. Lo que se ganará con esto es tiempo en adquirir tecnología propia al menor corto plazo posible, de otra manera sería muy difícil obtener circuitos bien elaborados, probados en la práctica de que si funcionan, y si lográramos hacer esto, para ese entonces nuestros modelos serían ya obsoletos. Con un trabajo bien hecho de este tipo, abre las puertas prácticamente al mundo de las transmisiones, el cual es extremadamente amplio pero vale la pena incursionar en él por el simple hecho que la tecnología mundial trata de acortar las distancias por medio del desarrollo de las comunicaciones, que forma parte del factor progreso de los países, en ese sentido, éste trabajo es conveniente desarrollarlo de la manera planteada y que a partir de él haya un interés creciente sobre este campo.

1.2 ANCHO DE BANDA.

De conformidad con los detalles a groso modo, el conocimiento sobre la FM^e puramente senoidal puede aplicarse a ondas más generales también en el caso de banda ancha, tal como en nuestro diseño. El ancho de banda requerido por un sistema FM puede calcularse a partir de la ecuación (1.25) referente a la regla de Carson en donde $B=2f_m(m_f + 1)=2(\Delta f + f_m)$, de donde se deduce que el ancho de banda depende de la desviación típica Δf , como también de la frecuencia moduladora y del índice de modulación. En consecuencia debe de establecerse, en principio, algún límite a la señal moduladora para evitar anchos de banda excesivos, aunque el ancho de banda de dicha señal pueda estar bien definido.

Para la radiodifusión FM, la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC), asigna frecuencias portadoras espaciadas a intervalos de 200KHz, en la gama de 88-108 MHz y fija la desviación de frecuencia pico, como habíamos dicho antes a 75 KHz. Los 200 KHz disponibles para cada estación, en comparación con los 10 KHz de la radiodifusión AM, permiten la transmisión de material de alta fidelidad, con espacio de sobra, llenando la banda con FM de banda ancha; claro está que esto es cierto cuando hablamos de señales de audio y no de información, puede ser que para audio esté bien este ancho de banda, pero para transmisión de datos a una velocidad moderada puede ser que sea muy poco, y precisamente este parámetro será el que decidirá en definitiva el ancho de banda a escoger, por el momento nos conformaremos en decir que podríamos ocupar este mismo ancho de banda para la transmisión de datos.

Vamos a suponer que se toma una frecuencia moduladora f_m de 15 KHz (típicamente la máxima frecuencia de audio en transmisiones FM), y el uso de la regla de Carson da un ancho de banda de $B=2(75 + 15)= 180$ KHz, que está dentro del ancho de banda requerido. De la ecuación (1.25), se sabe que m_f es igual a la relación de la máxima desviación de frecuencia entre la frecuencia de modulación máxima, esto es: $75\text{KHz}/15\text{KHz} = 5$, entonces $m_f=5$.

Dejemos por el momento el cálculo del ancho de banda para preguntarnos ¿Cuántas bandas son importantes para la transmisión FM de una señal?. Esto dependerá de los propósitos y de los requisitos de fidelidad.

^e Al hablar aquí de FM se sobreentiende que también estas consideraciones se refieren a PM, pues prácticamente FM y PM son iguales, como se explicó con anterioridad.

Una regla comunmente adoptada es que si una banda lateral tiene magnitud igual o mayor al 1% de la portadora no modulada es significativa, es decir, si

$$|J_n(m_0)| \geq 0.01 \quad (1.36)$$

El número real de bandas laterales significativas para diferentes valores de m_0 pueden hallarse en gráficos o en tablas de funciones de Bessel, he aquí un par de ellos:

Tabla 1.1 Ancho de banda requerido para una señal FM⁹.

Índice de Modulación (m_f)	# de bandas laterales ($2n$) significativas	Ancho de banda	
		como múltiplo de la frec. moduladora	como múltiplo de la desviación de frec.
0.1	2	2	20
0.5	4	4	8
1	6	6	6
2	8	8	4
5	16	16	3.2
10	28	28	2.8

Es importante notar que los $J_n(m_0)$ de (1.31) disminuyen rapidamente para $n > m_0$, particularmente al crecer m_0 . En la Figura 1.10 de la razón n/m_0 para $|J_n(m_0)| \geq 0.01$, razón que se aproxima a uno al hacerse m_0 muy grande. Entonces, el ancho de banda para m_0 muy grande puede aproximarse tomando la última banda lateral significativa en $n = m_0$ de forma que

$$B = 2n\omega_m \approx 2m_0\omega_m = 2(\omega/\omega_m)\omega_m$$

o

$$B \approx 2\Delta\omega \approx 2\Delta f, \text{ para valores grandes de } m_0 \quad (1.37)$$

Para valores muy pequeños de m_0 , las únicas funciones de Bessel de magnitud significativa son $J_0(m_0)$ y $J_1(m_0)$ (Ver Figura 1.2). Por tanto, el ancho de banda para el caso de banda estrecha es:

$$B \approx 2\omega_m, \text{ para valor pequeño de } m_0 \quad (1.38)$$

Teniendo ya cotas para los casos límites, es conveniente obtener una regla más general, que tenga en cuenta casos

⁹ Tomado de *Electrónica en Sistemas de Comunicación*. Bol Lapatine Cap. 4.5.

intermedios y, de ser posible, alcanzara los casos límite de una forma continua. Tal regla fue propuesta por J.R. Carson (uno de los primeros en investigar la FM en los años 20) y está escrita en la ecuación (1.32).

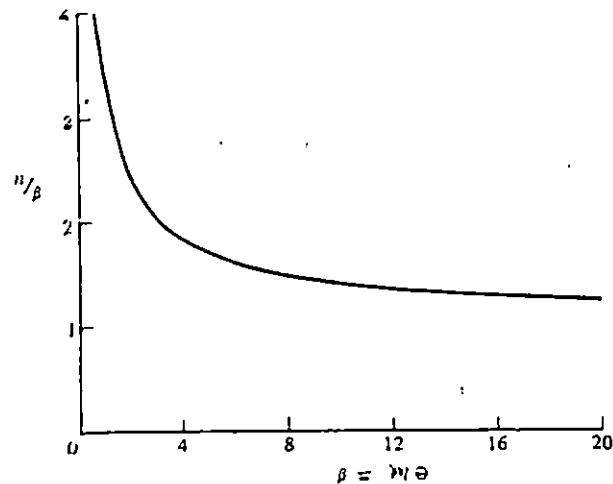


Figura 1.10 Número de bandas laterales de FM para las que $|J_n(m_o)| \geq 0.01$.

La regla de Carson se aproxima a los límites correctos tanto para m_o muy grande como muy pequeña; en la práctica se emplea muy ampliamente porque da una aproximación muy conveniente y razonablemente exacta. Da siempre un ancho de banda menor que la definición de bandas laterales significativas, con un error máximo en el entorno de $m_o=1$. Sin embargo, la potencia media despreciada en las bandas laterales es pequeña y menor del 1% de la potencia media total de la onda FM. De hecho, la aproximación es bastante buena como para descartar la restricción de que la señal moduladora sea puramente senoidal y generalizar la regla de Carson a señales moduladoras de banda limitada y potencia finita. Una justificación intuitiva de esto es que los dos términos de la regla de Carson corresponden a los efectos de los mecanismos de la generación FM, y que estos efectos se suman en el ancho de banda. Este razonamiento estrictamente intuitivo podría ser dudoso puesto que no se conoce previamente el resultado apetecido. Quizá la mejor justificación es que sí funciona.

Con estas herramientas se puede preguntar que cuantas bandas laterales están contenidas en $m_o=5$. Se puede observar en la Figura 1.10, que para un valor de m_o de 5, $n/m_o \approx 1.6$; de donde se deduce que $n \approx 8$, entonces el ancho de banda ocupado por las banda laterales significativas es $2nf_m$ (de Carson):

$$2(8)(15\text{KHz}) = 240 \text{ KHz}$$

¹⁰ Sistemas de Comunicación. Ferrel G. Strembler. Cap.6.3.

También se puede deducir el ancho de banda por medio de la Tabla 1.1 donde $2n=16$, para $m_o=5$; y como el máximo valor de f_m es 15 KHz, se llega al mismo resultado de 240 KHz.

Por supuesto que la discrepancia cae dentro de la definición de ancho de banda. Sin embargo hay que observar, que se eligió un caso extremo en lo que se refiere a transmisión de audio típica, porque se supuso que el tono de 15KHz se ajustaba a la máxima amplitud para producir una desviación de frecuencia pico de 75 KHz. Para frecuencias de audio más bajas, el valor de m_o aumenta y el ancho de banda ocupado por las bandas laterales significativas se aproxima al límite de la banda ancha, $2 \Delta f = 150$ KHz (para señales de audio con amplitud máxima total y frecuencias menores de unos 5KHz, todas las bandas laterales significativas están dentro del ancho de banda de 200 KHz). Nótese la importancia de que la amplitud sea uniforme, ya que de ser así, es la mayor frecuencia moduladora la que gobierna el ancho de banda final.

CONCLUSIONES DEL CAPITULO I.

De lo planteado anteriormente se concluye que la banda de operación para el transmisor será en VHF, ya que es una banda de frecuencias cuya atmósfera es menos ruidosa que otras de bajas frecuencias, y que presenta muchas facilidades de diseño si es comparada con los sistemas a más altas frecuencias. Debido a las mismas consideraciones del ruido, es que se ha escogido el tipo de modulación en PM por ser el más adecuado, ya que presenta un espectro de ruido plano en el canal que se está trabajando a medida que aumenta la frecuencia, cosa distinta ocurre con los sistemas FM, ya que en éstos al ir aumentando la frecuencia va aumentando el ruido en forma parabólica en la salida del transmisor. Los problemas debidos a la transmisión de voz, música y datos es un tópico que se desarrollará paso a paso para ver si es posible todos los modos o sólo algunos de ellos, ya que la portadora es digital. La potencia como se dijo al principio se verá limitada a los componentes ya que estos serán de estado sólido, pero deberá ser suficiente para los fines de este trabajo. La facilidad de encontrar los componentes prácticamente se ha resuelto buscando posibles suministros en el exterior con sus direcciones y teléfonos, de no ser encontrados en plaza.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Krauss, Herbert C.; Bostian, Charles W.; Raab, Frederick H.. "Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación". Traducido del inglés por Guillermo García Talavera. México. Editorial Limusa, 1984.

Lapatine, Sol. "Electrónica en Sistemas de Comunicación". Traducido del inglés por José Antonio Lemus. México. Editorial Limusa, 1986.

Schwartz, Mischa. "Transmisión de Información, Modulación y Ruido". Tercera edición. Traducido del inglés por Caupolicán Muñoz Balboa. México. Editorial Mc. Graw Hill, 1983.

Stremler, Ferrel G. "Sistemas de Comunicación". Segunda edición. Traducido del inglés por Ruy Renau Ballester. México. Editado por el Fondo Educativo Interamericano, S.A. de C.V., 1985.

CAPITULO II

COMUNICACION DIGITAL

Introducción:

Los objetivos de este capítulo es establecer las bases de la comunicación digital necesarias para el diseño final de esta parte del transreceptor y se considera necesario hacer algunos apuntes de muestreo y de manipulación de pulsos, para luego ver entropía y capacidad del canal para establecer los parámetros necesarios para lograr una transmisión virtual libre de errores y proseguir después con diversas técnicas de modulación o manipulación de pulsos en RF y de último, ver un poco de sincronización y detección de errores. Con esto cerraremos el capítulo y nos restaría en el capítulo 3 ver en detalle acerca de los diferentes bloques que conforman el transmisor, y será hasta ese punto que se podrá decidir acerca del diseño del receptor ya que éste no se puede diseñar hasta que no está bien definida la parte transmisora.

2.0 MUESTREO Y MODULACION DE PULSOS.

Hasta el momento prácticamente se ha definido la parte analógica del transmisor, y sus parámetros, como lo son: ancho de banda, tipo de modulación, velocidad de transmisión, etc., cuyo modelo se puede representar¹¹ básicamente como se muestra en la Figura 2.1.

Por el momento nos va a interesar en estudiar en este capítulo el bloque "Convertidor a Digital", que en realidad es un sistema mucho más complejo que las demás partes del transmisor.

Los datos experimentales y las funciones matemáticas con frecuencia se presentan como curvas continuas, aunque se puede emplear un número finito de puntos discretos para construir la gráfica. Si estos puntos discretos o muestras, tienen un espaciamiento suficientemente próximo, se dibuja una curva uniforme uniéndolos, y los valores intermedios se pueden interpolar con un grado razonable de exactitud.

¹¹ Ya integrado con la parte digital.

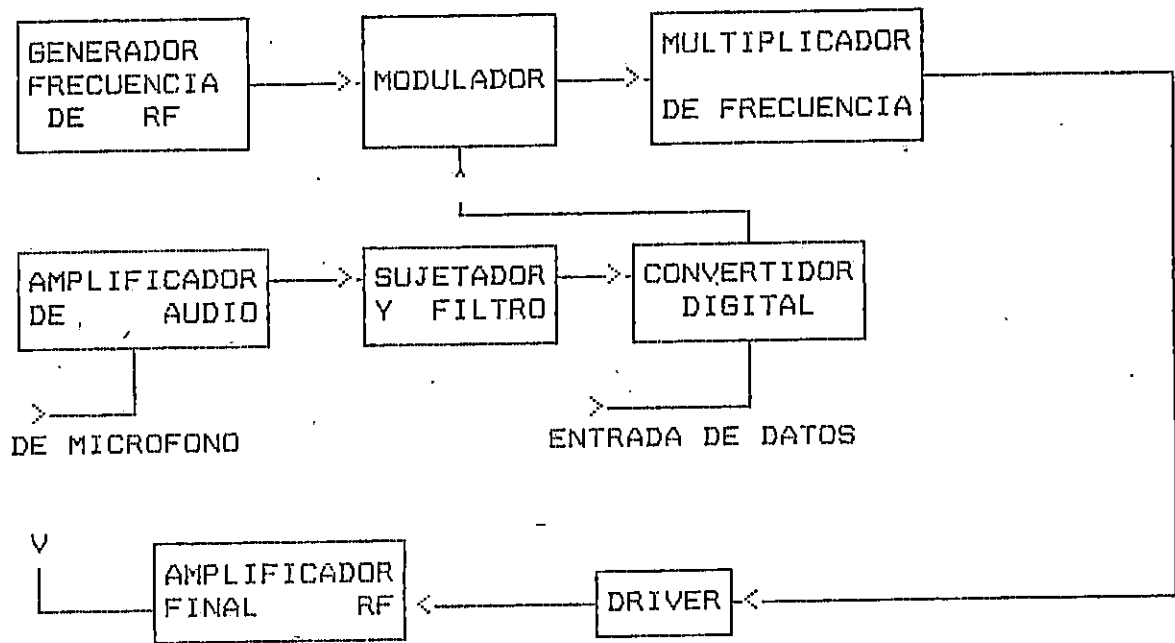


Figura 2.1

Por lo tanto, se puede decir que la presentación continua se describe en forma adecuada por medio de los puntos muestra.

En forma similar, una señal eléctrica que satisface ciertos requisitos, se puede reproducir enteramente con un conjunto apropiado de muestras instantáneas. Si esto se cumple, la teoría del muestreo establecerá las condiciones necesarias y sólo se necesitará transmitir los valores muestra según ocurran en vez de enviar la señal en forma continua. Esto es la "Modulación de Pulsos".

La clave distintiva entre la modulación de pulsos y la de onda continua (CW, también conocida como analógica), es como sigue: en la modulación de pulsos y la de CW, algún parámetro de la onda modulada varía en forma continua con el mensaje; en la modulación de pulsos, algún parámetro de cada pulso se modula por un valor muestra del mensaje. Por lo general, los pulsos son muy cortos en comparación con el tiempo entre ellos, por lo que una onda modulada por pulsos está "fuera" la mayor parte del tiempo.

Por esta propiedad, la modulación de pulsos ofrece dos ventajas potenciales sobre la CW:

- Primera: la potencia transmitida se puede concentrar en ráfagas cortas en vez de ser enviadas en forma continua.
- Segunda: los intervalos entre pulsos se pueden llenar con valores muestra de otros mensajes, permitiéndose así la transmisión de muchos mensajes en un sistema de comunicación.

A tal multicanalización en el dominio del tiempo se le conoce como multicanalización por división en tiempo (TDM).-

Otra diferencia entre las modulaciones de pulsos y de CW reside en que la onda pulsada puede tener CD y contenido de baja frecuencia apreciables. Una transmisión eficiente incluye, por tanto, una segunda operación; modulación de CW (onda continua o analógica) para propiciar una traslación completa de frecuencia.

Bajo este punto de vista, la modulación de pulsos es una técnica de *procesamiento del mensaje* más que una modulación en el sentido usual.

Existen dos tipos básicos de modulación de pulsos: la analógica, como la modulación de amplitud de pulsos (PAM) o la de posición de pulsos (PPM), la cual es en muchas formas similar a las modulaciones lineal o exponencial (en ángulo), y la modulación digital o de *pulsos codificados* (PCM), la cual no tiene equivalencia con la de CW.

Independientemente del tipo, la operación para la comunicación pulsada es la extracción de valores muestra de la forma de onda del mensaje. Más aún, el concepto del muestreo juega un papel importante en la teoría de la información que se verá más adelante y la teoría de control de datos muestreados. Es por esto que veremos el estudio del muestreo, tanto en forma teórica, como práctica.

2.1 TEORIA Y PRACTICA DEL MUESTREO.

Una aproximación simple pero bastante informativa a la teoría del muestreo se consigue por medio de la operación de conmutación de la figura 2.2.

El conmutador se desplaza en forma periódica entre los dos contactos a una velocidad de $f_m = 1/T_m$, permaneciendo en el contacto de la señal de entrada durante τ segundos y en el contacto conectado a tierra durante lo que resta de cada período.

La salida $x_m(t)$ está formada entonces de segmentos cortos de la entrada $x(t)$, como se muestra en la figura 2.2 (b). La figura 2.2 (b) es una versión electrónica de la figura 2.2 (a); el voltaje de salida es igual al voltaje de entrada excepto cuando el multivibrador polariza en sentido directo a los diodos y con ello lleva a la salida a cero. Esta operación, a la cual se le designa algunas veces como de un solo terminal o troceado unipolar, no es un muestreo instantáneo en el estricto sentido. No obstante, a $x_m(t)$ se le designará como la onda muestreada y a f_m como la frecuencia de muestreo.

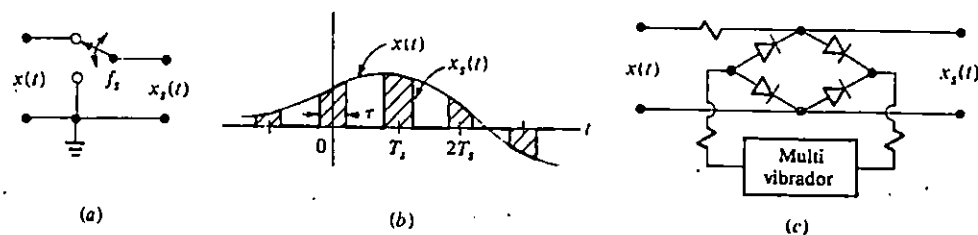


Figura 2.2 Un muestreador de Conmutación a) Diagrama; b) Formas de Onda; c) Circuito Electrónico.

Surge ahora la pregunta: ¿son suficientes los segmentos muestreados para describir a la señal de entrada original?, y de ser así, ¿cómo puede recuperarse a $x(t)$ de $x_m(t)$? La respuesta a estas preguntas cae en el dominio de la frecuencia, o sea, en el espectro de la onda muestreada.

Como primer paso en la búsqueda del espectro, sea una función de conmutación $s(t)$ tal que

$$x_m(t) = x(t)s(t) \quad (2.1)$$

Así la operación de muestreo viene a ser una multiplicación por $s(t)$, como se indica en forma esquemática en la figura 2.3.

Puesto que $s(t)$ es periódico, se le puede escribir como una serie de Fourier¹².

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_m \tau \operatorname{senc} n f_m \tau e^{j2\pi n f_m t} \\ &= C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2C_n \cos n\omega_m t \end{aligned} \quad (2.2)$$

donde

$$C_n = f_m \tau \operatorname{senc} n f_m \tau \quad \text{y} \quad \omega_m = 2\pi f_m$$

Combinando la ecuación (2.1) con la (2.2) se llega al desarrollo término a término:

¹² Ver con más detalle el capítulo 8 de Sistemas de Comunicación de Bruce Carlson.

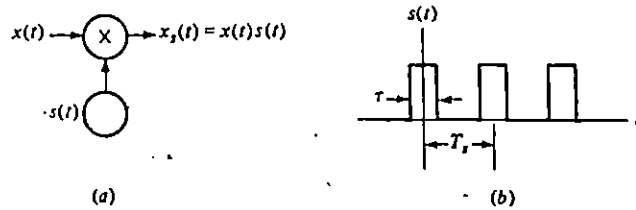


Figura 2.3 El muestreo interpretado como multiplicación.
 a) Diagrama; b) Función de conmutación.

$$x_s(t) = C_0 x(t) + 2C_1 x(t) \cos \omega_s t + 2C_2 x(t) \cos 2\omega_s t + \dots \quad (2.3)$$

Así el espectro de entrada es $X(f) = F[x(t)]$, el espectro de salida es:

$$X(f) = C_0 X(f) + C_1 [X(f - f_s) + X(f + f_s)] + C_2 [X(f - 2f_s) + X(f + 2f_s)] + \dots \quad (2.4)$$

lo cual procede en forma directa del teorema de la modulación.

La ecuación (2.4) se presenta bastante confusa, el espectro de la onda muestreada se bosqueja con facilidad si se supone que la señal es de banda limitada, es decir en W (4 khz, para voz y 15 khz para música).

La figura 2.4 muestra una $X(f)$ conveniente y la correspondiente $X_s(f)$ para dos casos, $f_s > 2W$ y $f_s < 2W$.

Examinando esta figura se revela algo muy sorprendente: la operación del muestreo ha dejado al espectro del mensaje intacto, repitiéndolo simplemente en forma periódica en el dominio de la frecuencia con un espaciamento de f_s . También debe notarse que el primer término de la ecuación (2.4) es precisamente el espectro del mensaje, atenuado por el ciclo de trabajo $C_0 = f_s \tau = \tau/T_s$.

Se puede observar de la misma figura 2.4 que $X(f)$ se puede separar de $X_s(f)$ por medio de filtraje pasabajas, siempre y

cuando las bandas laterales no se traslapan, y si se filtra a $X(f)$ sola de $X_w(f)$, se ha recuperado a $x(t)$.

Hay dos condiciones para evitar el traslape:

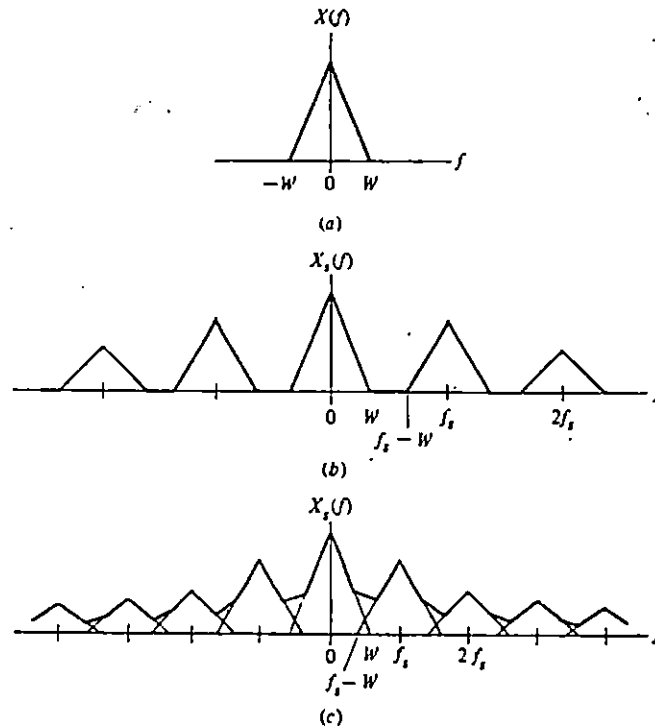


Figura 2.4 Espectros para muestreo de conmutación.

- a) Mensaje; b) Mensaje muestreado, $f_s > 2W$;
 c) Mensaje muestreado, $f_s < 2W$.

- 1) El mensaje debe ser de banda limitada en w .
- 2) La frecuencia de muestreo lo suficientemente grande como para que $f_s - W \geq W$, ésto es:

$$f_s \geq 2W \quad \text{ó} \quad T_s \leq 1/2W \quad (2.5)$$

A la frecuencia de muestreo mínima $f_{s \text{ min}} = 2W$ se le conoce como "velocidad de nyquist".

En lo que concierne al filtro, no es dato de importancia mientras el filtro permita el paso de $X(f)$ y rechace todas las otras componentes, es decir,

$$W \leq B \leq f_s - W \quad (2.6)$$

Por último, se debe enfatizar que éstos resultados son independientes de la duración del pulso muestra, salvo cuando aparece en el ciclo de trabajo. Por otra parte, si se hace τ muy pequeña, $x_m(t)$ se aproxima a una cadena de "puntos muestra instantáneos", lo cual corresponde al muestreo ideal.

2.1.1 MUESTREO PRACTICO.

El muestreo práctico difiere del ideal en tres aspectos obvios:

- 1) La onda muestreada está formada de pulsos que tienen amplitud y duración finitas, al contrario de los impulsos.
- 2) Los filtros de reconstrucción prácticos no son los ideales.
- 3) Los mensajes sujetos a muestreo son limitados en tiempo y por ello no pueden ser de banda limitada.

De esto vale la pena decir que el procedimiento para reducir las frecuencias espurias es:

- 1) Aumentando la frecuencia de muestreo.
- 2) O el diseño de un buen filtro.

Al aumentar f_m , también aumenta la banda de seguridad $f_m - W$ y esto produce bandas de seguridad en el espectro de salida.

En el muestreo lo que se procura es emplear las bandas de seguridad para permitir la reconstrucción del mensaje por medio de filtros pasabajas prácticos con un mínimo de mutilación de alta frecuencia¹³.

Cabe mencionar que los efectos producidos al muestrear una señal son de perder elementos de alta frecuencia, llamado "efecto de apertura" y ruido fuera de banda pero éstos son pequeños siempre y cuando $f_m \gg 2W$ o como se dijo antes utilizando un buen filtro.

Pero cosa curiosa sucede en la práctica, ya que la condición $f_m \gg 2W$ no es muy conveniente para transmisión de señal, pero lo es para los sistemas de control de datos muestreados y simulación digital donde se emplea comunmente la reconstrucción de escalera¹⁴.

¹³ Pueden ser filtros activo, butterworth los destinados para realizar esta operación.

¹⁴ Ver figura B.7 del libro "Sistemas de Comunicación" de Bruce Carlson.

2.2 INTERFERENCIA DE COLAS ESPECTRALES (ALIASING). SEÑALES DE BANDA NO LIMITADA.

Hasta este momento se ha tomado en cuenta el hecho de que las señales reales no son de banda estrictamente limitada. Pero un espectro de mensaje como el de la figura 2.5a se considera que, en forma virtual, es de banda limitada si el contenido de frecuencia arriba de w es pequeño y se presume que no es importante en lo que a conducción de información se refiere.

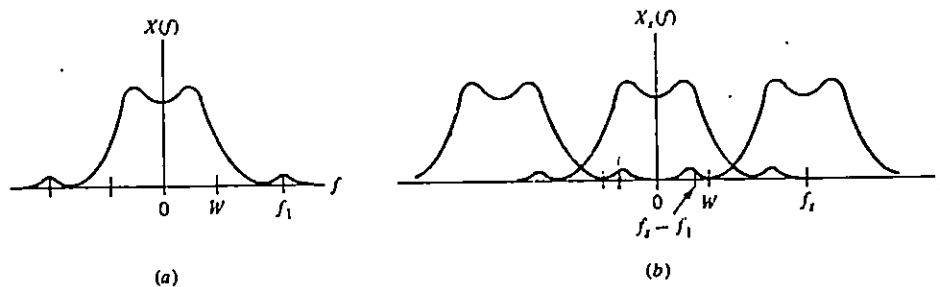


Figura 2.5 Efecto de Interferencias de colas espectrales:
 a) espectro del mensaje de banda no limitada;
 b) espectro de mensaje muestreado con traslapes.

Quando se muestrea tal mensaje, habrá un traslape inevitable de componentes espectrales, observe la figura 2.5b. En la reconstrucción, las frecuencias originalmente fuera de la banda nominal del mensaje aparecerán en la salida del filtro en la forma de frecuencia mucho menores. Así por ejemplo, $f_1 > W$ resulta ser $f_m - f_1 < W$, como se indica en la figura.

Este fenómeno de traslación de frecuencia hacia valores menores ocurre siempre que se submuestrea una componente de frecuencia, o sea que, $f_m < 2f$, y se le da el nombre descriptivo de interferencia de colas espectrales (aliasing). El efecto de esta interferencia es más serio que el de las frecuencias espurias que pasan por filtros de reconstrucción no ideales, ya que las últimas caen fuera de la banda del mensaje, mientras que las componentes interferentes caen dentro de ésta.

Solución: la interferencia de colas espectrales se remedia filtrando el mensaje tanto como sea posible antes del muestreo y, si es necesario, muestreando a una velocidad mucho mayor que la nominal de Nyquist.

Veamos ahora el caso de la voz. El espectro de voz promedio se extiende más allá de los 10 KHz, como puede observarse en la figura 2.6, aunque mucha de la energía se concentra en el

intervalo de 100 a 600 Hz y un ancho de banda de 3 KHz es suficiente para inteligibilidad. Cuando una onda de voz se procesa primero por medio de un filtro pasabajas de 3 KHz a 4 KHz y después se muestrea a $f_s = 8$ KHz, que es lo normal para sistemas telefónicos, los componentes interferentes de colas espectrales están en forma típica 30 dB debajo de la señal deseada y en forma virtual no se perciben. De esto último expuesto se deja por acentado para nuestro transmisor como una herramienta útil para evitar interferencia de colas espectrales.

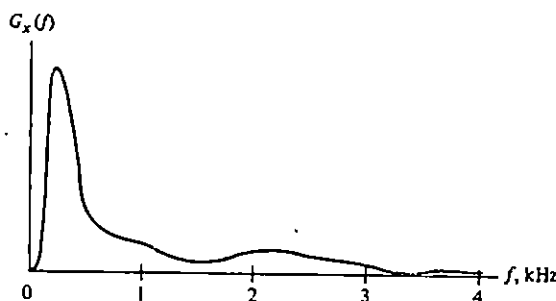


Figura 2.6 Densidad espectral típica de energía para señales de voz.

2.3 SISTEMAS DE MODULACION DE PULSOS. OBSERVACIONES GENERALES.

Nos referiremos en esta ocasión a los sistemas de modulación PAM (Modulación en Amplitud de Pulsos), PDM (Modulación en Duración de Pulsos) y PPM (Modulación en posición de pulsos)¹⁵

Se pueden establecer tres observaciones generales:

- 1) Las ondas moduladas por pulsos tienen CD y un contenido de baja frecuencia apreciables, en especial cerca de las primeras armónicas de $f_w = 1/T_w$, (también puede decirse lo mismo de la modulación por Pulsos Codificados PCM). Por lo que la transmisión directa es muy difícil, por no decir imposible.
- 2) Cuando se transmiten las ondas moduladas por pulsos, se debe tener cuidado en el traslape de los pulsos, ya que éste destruiría la modulación.

¹⁵ No se tocará en detalle el desarrollo de estos tipos de modulación, ya que se supone que el lector tiene alguna base de conocimiento previo.

3) Las ondas moduladas por pulsos se pueden demodular mediante la reconstrucción (ésto es cierto para la modulación analógica de pulsos). De manera conceptual, los valores muestra se extraen de la onda modulada, convertidos en impulsos ponderados, y filtrados a pasabajas.

Con respecto al primer punto, la transmisión de pulsos a corta distancia puede ser factible sobre circuitos alámbricos o cable coaxial, pero una transmisión eficiente requiere una traslación de frecuencia adicional. En consecuencia, muchos sistemas de pulsos tienen un paso de modulación de portadora, en el cual los pulsos se convierten en pulsos de RF.

En forma analítica, si decimos que $x_p(t)$ es la onda modulada por pulsos, la señal transmitida efectiva es

$$x_c(t) = x_p(t) A_c \cos \omega_c t, \text{ donde } f_c \gg f_m.$$

En la figura 2.7 se muestra el diagrama de un sistema completo de transmisión de pulsos, en el cual como se puede observar puede perfectamente adaptarse dentro del sistema de bloques de la figura 2.1¹⁶.

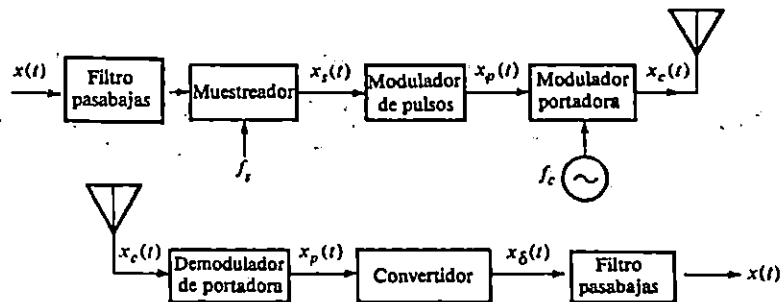


Figura 2.7 Sistema de Comunicación de Modulación de Pulsos.

El transmisor está constituido de un filtro pasabajas, un muestreador, un modulador de pulsos y un modulador de portadora. El receptor incluye la demodulación de la portadora seguida de un conversor, el cual cambia la onda modulada por pulsos en un tren de impulsos ponderados $x_\delta(t)$ o en el equivalente realizable. La recuperación del mensaje se efectúa después por medio de filtraje pasabajas.

En cuanto al ancho de banda de transmisión, las ventajas prácticas de la modulación analógica de pulsos dependen de la

¹⁶ En el transmisor, el modulador de pulsos puede ser también un codificador de pulsos tal como PCM.

duración de éstas, siendo pequeña en comparación con el tiempo entre ellos, o sea

$$\tau \ll T_m \leq 1/2W \quad (2.7)$$

por lo que el ancho de transmisión en banda base es

$$B_T \geq 1/2\tau \gg W \quad (2.8)$$

y la modulación de portadora duplica esto, dando

$$B_T = 2 B_T \gg 2W \quad (2.9)$$

Pero, con o sin modulación de portadora, el ancho de banda que se requiere es grande en comparación con el ancho de banda del mensaje W .

Por analogía con la modulación en ángulo, es de sospecharse, y de hecho lo es, que del gran ancho de banda de la modulación analógica de pulsos resulta una "reducción de ruido de banda ancha", además, el ancho de banda se determina esencialmente por la magnitud de la reducción de ruido deseada, más que por el ancho de banda del mensaje en sí.

2.4 MODULACION DE PULSOS CODIFICADOS: PCM, DM Y DPCM.

La modulación por pulsos codificados (PCM) es una modulación digital en la que el mensaje se representa por medio de un grupo codificado de pulsos digitales (amplitudes discretas). La modulación en delta (DM) y la modulación diferencial por pulsos codificados (DPCM), son variantes de la modulación por pulsos codificados.

En la modulación analógica, el parámetro modulado varía en forma continua y puede tomar cualquier valor de los correspondientes al intervalo del mensaje.

Cuando la onda modulada se altera con ruido, no existe en el receptor forma de distinguir el valor transmitido exacto. Supóngase, sin embargo, que se permiten sólo unos pocos valores discretos para el parámetro modulado; si la separación entre estos valores es grande en comparación con las perturbaciones de ruido, será algo sencillo decidir en el receptor con precisión los valores específicos que fueron enviados. Así, se pueden eliminar en forma virtual los efectos del ruido aleatorio, lo cual constituye el OBJETIVO de la modulación por pulsos codificados. En forma colateral, la propiedad de amplitudes discretas se puede emplear en los sistemas de este tipo de modulación para larga distancia con

repetidores regenerativos, los cuales no se estudiarán aquí por no ser objetivo de esta tesis, con lo que se gana una gran ventaja adicional sobre las demás formas de transmisión analógica.

2.4.1 CUANTIFICACION Y CODIFICACION.

La figura 2.8 muestra el diagrama de bloques con los elementos de la generación de modulación por pulsos

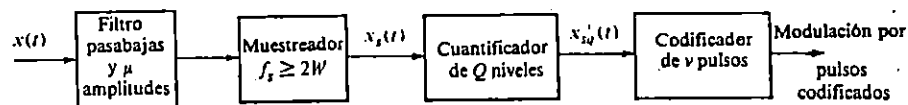


Figura 2.8 Sistema para la generación de la modulación por pulsos codificados.

codificados. La señal continua primero se filtra a pasabajas para evitar la interferencia de colas espectrales (aliasing) y después se muestrea para dar $x_s(t)$. Los valores muestras se redondean o cuantifican al valor discreto predeterminado más próximo o nivel cuántico. La señal muestreada y cuantificada resultante $x_w(t)$ es discreta en tiempo (en virtud del muestreo) y en amplitud (en virtud de la cuantificación). Por último, $x_w(t)$ se opera mediante un codificador que convierte las muestras cuantificadas en palabras de código digital apropiadas, con una palabra código por cada muestra, y genera la correspondiente señal de banda base de modulación por pulsos codificados como una forma de onda digital.

Nótese, que vista desde otro punto de observación, la figura 2.8 es un convertidor analógico digital, (A/D). De manera obvia, los parámetros de la señal codificada dependen del número de niveles cuánticos Q , porque cada palabra código debe representar exclusivamente una de las posibles muestras cuantificadas. Para indagar la relación, sea v el número de dígitos en la palabra de código, teniendo cada uno de los valores discretos. Puesto que hay μ^v palabras de código posibles diferentes, se requiere que $\mu^v \geq Q$ para una codificación única. Por lo tanto, cuando se eligen los parámetros de tal manera que la igualdad se cumpla,

$$\mu^v = Q \quad v = \log_{\mu} Q \quad (2.10)$$

En general, $\mu < Q$ y $v > 1$. Y si ocupamos la forma binaria, entonces $\mu = 2$; el número de niveles cuánticos se

$$e_m = E_m \sin \omega_m t \quad (1.3)$$

donde: e_m = valor instantáneo del voltaje modulante (V)
 E_m = valor pico del voltaje modulante (V)
 $\omega_m = 2\pi f_m$ frecuencia modulante (radianes por segundo)

Cuando se efectúa la modulación, la amplitud instantánea de la RF modulada se expresa como:

$$e = E_c \sin \omega_c t + \frac{1}{2} m_a E_c \cos(\omega_c - \omega_m) t - \frac{1}{2} m_a E_c \cos(\omega_c + \omega_m) t \quad (1.4)$$

Cada uno de los tres términos de la ecuación (1.4) para la RF modulada se relaciona con la frecuencia portadora $\omega_c (=2\pi f_c)$. El primer término es la portadora pura misma. El segundo término la frecuencia portadora menos la frecuencia de audio. El tercero es la portadora más la frecuencia de audio. De aquí se deduce que cuando se modula en AM aparecen dos bandas laterales llamadas superior e inferior, más una tercera que es la misma portadora. Las tres frecuencias se radian y se captan por el receptor AM.

La ecuación (1.4) también muestra las amplitudes relativas de la portadora y cada banda lateral. Si el índice de modulación está en el máximo 100%, la amplitud de cada señal de banda lateral es la mitad de la portadora. Para m menor que la unidad, el voltaje de banda lateral es todavía menor.

1.0.1.3 CALCULOS DE POTENCIA AM.

Al pasar de las relaciones de voltaje a relaciones de potencia (que son de fácil demostración, pero en este documento no se hará ya que no es de gran interés saber como se obtienen, sino como se interpretan), la potencia total transmitida está relacionada a la potencia de la portadora (P_c) y potencia de banda lateral mediante:

$$P_t = P_c + \frac{1}{4} m_a^2 P_c + \frac{1}{4} m_a^2 P_c \quad \text{watts (w)} \quad (1.5)$$

donde: P_t = potencia total transmitida, watts(w)
 P_c = potencia portadora, watts(w)

El segundo y el tercer término en la ecuación (1.5) son la potencia de cada banda lateral. Suponiendo bandas laterales uniformes y combinando la potencia de banda lateral se obtiene:

$$P_t = P_c + \frac{1}{2} m_a^2 P_c \quad \text{watts (w)} \quad (1.6)$$

Si m^* es la unidad, la potencia de banda lateral total es la mitad de la potencia de la portadora. En realidad esto es cierto sólo para modulación de onda senoidal, que no es un

medio práctico de modulación, pero por facilidad de análisis aquí se usan estas ecuaciones, como que si fueran aplicables a todos los medio de radiodifusión. La inteligencia está representada por las bandas laterales, no por la portadora. De hecho, la frecuencia portadora podría desecharse de la transmisión y un receptor especialmente diseñado podría recoger y trasladar el mensaje. Esto en sí ahorraría un mínimo de 66.7% de toda la potencia transmitida. De acuerdo con ésto, podría desecharse una de las dos bandas laterales de la transmisión, ya que la inteligencia completa está contenida en cada banda lateral. Esta práctica realmente se lleva a cabo en una forma de comunicación llamada banda lateral única (SSB). Tal transmisión se hace con o sin la portadora. Esto resulta en ahorro de potencia transmitida y ancho de banda requerido. Con la portadora desechada, el sistema se llama banda lateral única con portadora suprimida (SSB-SC).

De todo lo anteriormente expuesto, es obvio que una alteración debido a ruido, de cualquier índole, ya sea blanco, gaussiano, atmosférico, etc. alterará la información ya que ésta reside en la amplitud, entonces el sistema AM es sensible al ruido. Además, hay un enorme desperdicio de potencia aunque se ocupe técnicas de supresión de portadora o de banda lateral única. De cualquier manera, como lo que se trata es de enviar también datos, practicamente quedan eliminadas las formas de AM de banda angosta ya que al hacer ésto disminuiría la velocidad de transmisión de datos. Entonces, si ocupamos el primer modelo AM se tiene cierta ventaja que es la facilidad con que se puede demodular; pero sus desventajas son: la potencia consumida en la portadora (que no lleva información) y la redundancia y ancho de banda excesivo inherentes al transmitir información de modulación en las bandas laterales inferior y superior. Cada una de las bandas laterales contiene toda la información de la señal moduladora.

1.0.2 TEORIA DE LA MODULACION EN ANGULO.

La forma de onda modulada, dada por:

$$F(t) = A(t)\cos[\omega_c t + \theta(t)] = A(t)\cos\tilde{\phi}(t). \quad (1.7)$$

es descrita completamente por una amplitud $A(t)$, una frecuencia de portadora f_c y un ángulo de fase $\theta(t)$. En AM, la envolvente de portadora $A(t)$ varía como se muestra en la Figura 1.1b, mientras que $\theta(t)$ permanece constante. En modulación de ángulo, la $A(t)$ está fija y la señal moduladora controla a $\theta(t)$. La modulación en ángulo puede ser en frecuencia o en fase, dependiendo de la relación exacta entre $\theta(t)$ y la señal moduladora.

Los sistemas de modulación en ángulo son inherentemente insensibles a fluctuaciones de amplitud debidas a ruido, particularmente a ruido impulsivo. Los bajos requerimientos de potencia y la relativa simplicidad de los moduladores angulares, son ventajas adicionales para aplicaciones móviles.

1.0.2.1 MODULACION DE FASE (PM).

En la modulación de fase, la desviación de fase instantánea de la señal modulada respecto a la onda sin modulación, es proporcional a la amplitud de la señal moduladora (ver Figura 1.1c). Para una señal moduladora general $v_m(t)$ en (1.7).

$$\theta(t) = k_\phi v_m(t) \quad (1.8)$$

donde k_ϕ es la desviación de fase en radianes por volt de la señal moduladora del ángulo total $\theta(t)$, respecto a su valor no modulado. (Observar que el valor no modulado de $\theta(t)$ aumenta linealmente con el tiempo, como se muestra en la Figura 1.1c. Con V_m definido como el máximo de $|v_m(t)|/V_m$ normalizado con esta notación,

$$\theta(t) = k_\phi V_m v(t) \quad (1.9)$$

y el corrimiento de fase máximo $k_\phi V_m = \Delta\theta$, se denomina índice de modulación para modulación de fase. Se denota con el símbolo m_p y físicamente es la mayor desviación de fase en radianes producida por $v_m(t)$ en un modulador de fase con sensibilidad k_ϕ . Un incremento del voltaje modulador elevará al m_p . A diferencia del factor de modulación m_a en AM, el valor de m_p no se restringe a un valor máximo de 1. En cualquier modulador de fase práctico habrá un corrimiento de fase máximo que puede alcanzarse con una distorsión aceptable. Además, en la medida en que la desviación de fase se incrementa, crece también el ancho de banda de la señal. Estos factores establecen el límite máximo para m_p .

En términos de m_p , una señal modulada en fase se expresa como:

$$F_{PM}(T) = A \cos[\omega_c t + m_p v(t)] \quad (1.10)$$

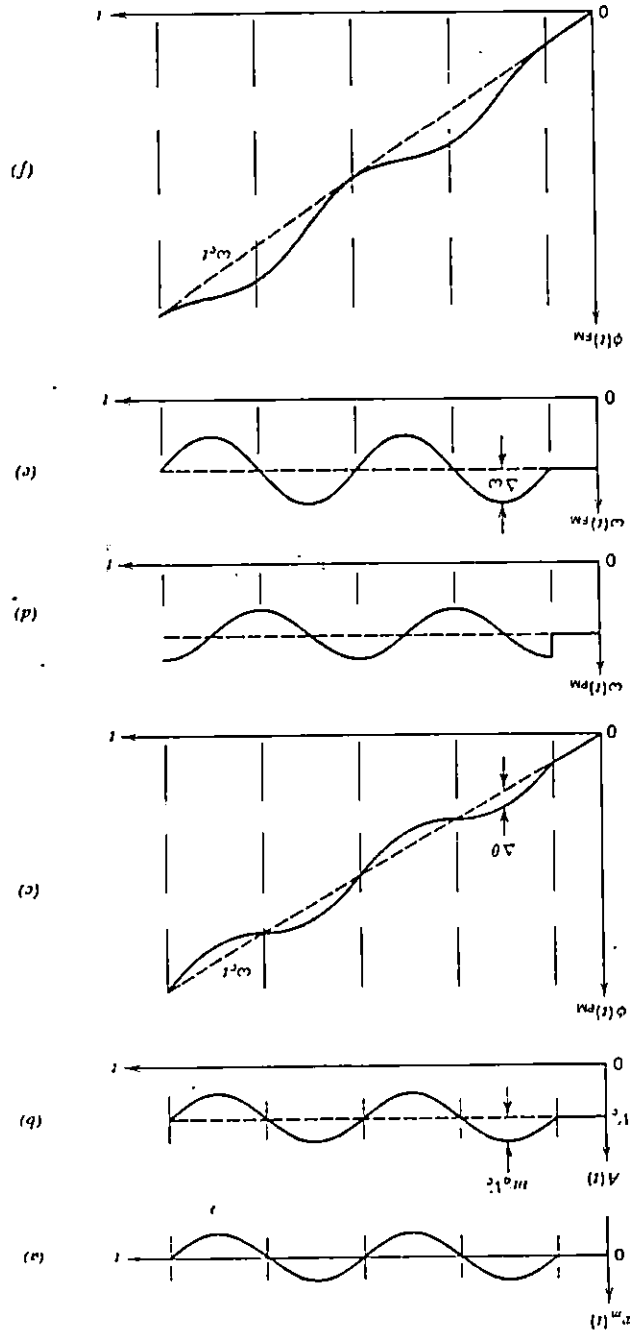
La desviación instantánea de fase es:

$$\theta(t) = m_p v(t) \text{ radianes} \quad (1.11)$$

y la frecuencia instantánea de la onda es:

$$\omega(t) = \omega_c + d\theta(t)/dt = \omega_c + m_p dv(t)/dt \quad (1.12)$$

Figura 1.1 Efecto de la modulación sinusoidal de AM, PM y FM.
 a) onda moduladora b) envolvente de la onda AM; c) ángulo de la onda PM; d) frecuencia de la onda FM; e) frecuencia de la onda PM; f) ángulo de la onda FM.



La variación de $\Phi(t)$ y $\omega(t)$ para una onda PM con modulación sinusoidal se muestran en las Figuras 1.1c y d.

1.0.2.2 MODULACION DE FRECUENCIA (FM).

La modulación de frecuencia resulta cuando la desviación $\Delta\omega$, de frecuencia instantánea $\omega(t)$, respecto a la portadora ω_c , es directamente proporcional a la amplitud instantánea del voltaje modulador, como se ilustra en la Figura 1.1e.

Como

$$\omega(t) = d\Phi/dt = \omega_c + d\theta(t)/dt \quad (1.13)$$

la desviación $\Delta\omega$ de $\omega(t)$ está dada por

$$\Delta\omega(t) = \omega(t) - \omega_c = d\theta(t)/dt \quad (1.14)$$

En la modulación de frecuencia, $\Delta\omega(t)$ se hace proporcional al voltaje modulador $v_m(t)$; es decir,

$$\Delta\omega(t) = k_\omega v_m(t) \quad (1.15)$$

donde k_ω es la sensibilidad del modulador² en rad/seg/V.

Como
$$\theta(t) = \int_0^t k_\omega v_m(t) dt + \theta(0) \quad (1.16)$$

La sustitución de (1.16) en (1.7) con $\theta(0)$ supuesta nula, da la expresión para una onda modulada en frecuencia:

$$F_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + k_\omega \int_0^t v_m(t) dt] \quad (1.17)$$

1.0.2.2.1 DEFINICION DE INDICE DE MODULACION PARA FM.

Si un voltaje modulador de la forma:

$$v_m(t) = V_m \sin \omega_m t \quad (1.18)$$

se aplica a un modulador de fase, su salida será:

$$F_{FM}(t) = A \cos(\omega_c t + m_p \sin \omega_m t) \quad (1.19)$$

La aplicación del voltaje modulador:

$$v_m(t) = V_m \cos \omega_m t \quad (1.20)$$

a un modulador de frecuencia, produciría:

$$F_{FM}(t) = A \cos [\omega_c t + (k_w V_m / \omega_m) (\sin \omega_m t)] \quad (1.21)$$

De (1.15) y de (1.20) se deduce que el producto $k_w V_m$ es la desviación de frecuencia que corresponde al voltaje modulador pico. Si la desviación pico se define como $\Delta \omega$, donde:

$$\Delta \omega = k_w V_m \quad (1.22)$$

la expresión para la onda modulada en frecuencia se puede expresar como:

$$F_{FM}(t) = A \cos (\omega_c t + \Delta \omega / \omega_m \sin \omega_m t) \quad (1.23)$$

o bien:

$$F_{FM}(t) = A \cos (\omega_c t + \Delta f / f_m \sin \omega_m t) \quad (1.24)$$

Si se define un índice de modulación como:

$$m_f = \Delta \omega / \omega_m = \Delta f / f_m \quad (1.25)$$

entonces:

$$F_{FM}(t) = A \cos (\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) \quad (1.26)$$

y las formas de onda PM y FM de (1.19) y (1.26) son idénticas para índices de modulación iguales. Con esta definición de índice de modulación, la dependencia de onda de los espectros de forma de onda PM y FM en el índice de modulación puede debatirse simultáneamente².

En conclusión, debe observarse que la frecuencia instantánea de las ondas PM y FM se puede calcular de la relación:

$$\omega(t) = d\theta(t)/dt \quad (1.27)$$

Para las señales moduladoras especificadas en (1.18) y (1.20) los resultados son como sigue:

$$\omega(t)_{PM} = \omega_c + \omega_m \Delta \theta \cos \omega_m t \quad (1.28)$$

y

$$\omega(t)_{FM} = \omega_c + \Delta \omega \cos \omega_m t \quad (1.29)$$

² Podría objetarse que (1.19) proviene de una señal moduladora sinusoidal, mientras que una cosenoidal, se usó para (1.2). Esto es cierto, pero la distribución de potencia en el espectro de una onda FM o PM es independiente de la fase absoluta de la forma de onda moduladora. Por lo tanto, la simplificación matemática que resulta de escoger un seno para PM y un coseno para FM, no elimina la generalidad del debate de los espectros.

La relación entre las variaciones instantáneas de fase y frecuencia en las ondas PM y FM con modulación sinusoidal se muestra en la Figura 1.1.

1.0 2,3 ESPECTROS DE ONDAS MODULADAS EN ANGULO.

Una onda FM o PM con índice de modulación $m_o = m_f = m_p$, frecuencia f_c de portadora y frecuencia moduladora sinusoidal, se puede representar mediante la expresión:

$$F_o(t) = V_c \cos(\omega_c t + m_o \sin \omega_m t) \quad (1.30)$$

Mediante desarrollos trigonométricos y representaciones en serie de funciones de Bessel³, la $F_o(t)$ se puede expresar como una serie de componentes espectrales discretas de la forma:

$$\begin{aligned} F_o(t) = & V_c \{ J_0(m_o) \cos \omega_c t \\ & + J_1(m_o) [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t] \\ & + J_2(m_o) [\cos(\omega_c + 2\omega_m)t - \cos(\omega_c - 2\omega_m)t] \\ & + J_3(m_o) [\cos(\omega_c + 3\omega_m)t - \cos(\omega_c - 3\omega_m)t] \\ & + J_4(m_o) [\cos(\omega_c + 4\omega_m)t - \cos(\omega_c - 4\omega_m)t] \\ & + \dots \} \end{aligned} \quad (1.31)$$

en donde los $J_n(m_o)$ son funciones de Bessel de primera clase. De esta manera, una onda modulada en ángulo con modulación sinusoidal de frecuencia única, está constituida por una portadora más un número infinito de frecuencias laterales en ambos lados de la portadora en $f_c \pm n f_m$, $n=1,2,3,\dots$

Para un m_o dado, las amplitudes relativas de portadora y frecuencias laterales se pueden obtener de una tabla de funciones de Bessel. Su comportamiento general se muestra en la Figura 1.2. Si el índice de modulación varía, la portadora o un par de frecuencias laterales pueden desaparecer por completo!. Este fenómeno se puede usar para establecer la desviación de frecuencia de un transmisor FM; para una Δf especificada; se escoge f_m de tal suerte que $J_0(m_o) = 0$ y el modulador se ajusta hasta que la portadora (observada en un analizador de espectros), desaparece. Se puede usar un procedimiento similar con cualquier pareja de bandas laterales y el mismo procedimiento se puede usar también para verificar la linealidad del modulador.

Con una señal moduladora más general (por ejemplo, no sinusoidal), las amplitudes relativas de portadora y

³ Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación. Apéndice B. Herbert C. Krauss, Charles W. Bostian y Frederick Raab.

frecuencias laterales en una señal FM o PM varían con la amplitud y frecuencia de la señal moduladora, aunque la potencia total contenida en la forma de onda modulada permanece constante.

Aunque la anchura de banda ocupada por la señal modulada en ángulo es teóricamente infinita, en realidad las amplitudes

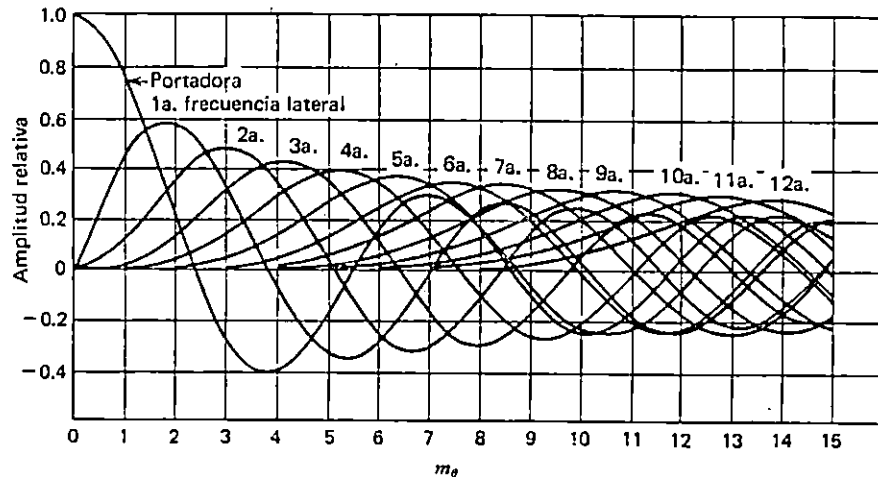


Figura 1.2 Amplitudes relativas de la portadora y de las 12 primeras componentes de frecuencia lateral de una onda modulada en ángulo en oposición a m_θ .

de frecuencias laterales de orden superior decrecen rápidamente, como puede verse en las Figuras 1.3 y 1.4, por lo que el espectro transmitido puede estar limitado en banda sin una distorsión seria. La Figura 1.3 ilustra los espectros de una onda modulada en ángulo con frecuencia moduladora fija f_m y valores crecientes de m_θ , debidos a $\Delta\theta$, que aumenta en un sistema PM, o a Δf , que crece en uno FM. La Figura 1.4 muestra los espectros que se producirían en un sistema FM si la desviación de frecuencia Δf se mantuviera constante, mientras variara la f_m . Obsérvese que el valor de $m_\theta = \Delta f / f_m$ crece al decrecer la f_m .

La anchura de banda aproximada requerida para una señal modulada en ángulo, está dado por la relación conocida como regla de Carson:

$$B = 2f_m(m_\theta + 1) = 2(\Delta f + f_m) \quad (1.32)$$

Con más exactitud, la anchura de banda se puede calcular como la necesaria para pasar un porcentaje arbitrario (digamos el 98%) de la potencia total de la onda modulada con espectro

infinito. Con la hipótesis de que la $F_0(t)$ de (1.31) es un voltaje, con $V_c=1$ voltios aplicado a una resistencia de 1 ohm, la potencia entregada al resistor es de $0.5W^4$ (Esto es independiente del grado de modulación, pues la onda tiene amplitud constante). La potencia es una onda limitada en banda y se encuentra sumando las contribuciones de las diversas componentes de frecuencia, de la manera siguiente (si $V_c=1$ voltio; y $R=1$ ohm):

$$P=0.5 J_0^2(m_0) + J_1^2(m_0) + J_2^2(m_0) + \dots \quad (1.33)$$

Con la tabla de funciones de Bessel de primera clase y una fórmula de recurrencia, se pueden encontrar las amplitudes relativas de los $J_n(m_0)$ y sustituirse en (1.33), para determinar el número de parejas de frecuencias laterales requeridas para representar el porcentaje deseado de la potencia total.

En la práctica, el ancho de banda permitido en un sistema de comunicación se fija por regulaciones gubernamentales, en nuestro caso por ANTEL, y el diseñador debe limitar la frecuencia moduladora máxima y el índice de modulación, para permanecer dentro del ancho de banda legal.

En general, el espectro que resulta de la aplicación simultánea de frecuencias moduladoras f_1, f_2, f_3 , contiene componentes en $f_c \pm kf_1 \pm mf_2 \pm nf_3$, donde k, m y n toman todos los valores enteros. El problema que se da en la modulación en ángulo es que el espectro no es simétrico respecto a la portadora, aun para señales moduladoras relacionadas armónicamente, por lo que se requieren ambas bandas laterales para una demodulación correcta de la señal.

1.0.2.4 DIAGRAMAS FASORIALES DE ONDAS MODULADAS EN ANGULO.

Un diagrama fasorial de la portadora y de las frecuencias laterales en (1.31), es una herramienta útil para concebir la forma en que se combinan estos términos para producir una señal con la amplitud constante, pero variando en frecuencia y fase. Con la portadora como referencia, la frecuencia lateral superior en $f_c + f_m$ puede trazarse como un fasor con amplitud $J_1(M_0)$ girando en sentido contrario a las manecillas del reloj con una frecuencia en radianes ω_m , y la frecuencia lateral inferior en $f_c - f_m$ es un fasor con amplitud $-J_1(M_0)$, girando en el sentido de las manecillas del reloj con velocidad angular $-\omega_m$. La Figura 1.5 muestra las relaciones entre la portadora y las dos primeras parejas de bandas

⁴ Principios de Comunicaciones. Sistemas, Modulación y Ruido. R.E. Ziomer y H. Tranter. Cap.6.2.

laterales en (1.31). El fasor de portadora es estacionario y la rotación angular de las otras componentes se muestra respecto a la portadora. Las Figuras 1.5 a-e muestran la portadora y las componentes de frecuencia laterales para $t=0$.

Nótese que las proyecciones sobre el eje real de los fasores representan la magnitud de las correspondientes funciones del tiempo, por lo que las funciones coseno quedan a lo largo del eje real $t=0$. El fasor de portadora se ha puesto con C y la primera pareja de frecuencias laterales con U_1 y L_1 en b y c.

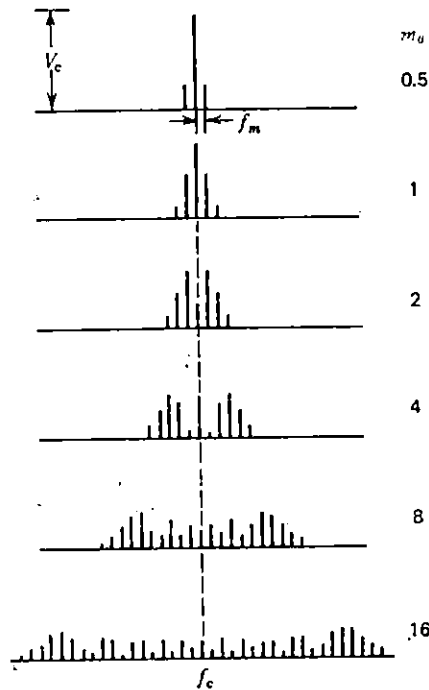


Figura 1.3 Espectros de frecuencia de modulación en ángulo para modulación sinusoidal, con diversos valores de m_0 . La frecuencia de modulación es constante; $\Delta\omega$ o $\Delta\omega$ varía al cambiar m_0 .⁵

⁵ De H.J. Reich, H.L. Krauss y J.G. Skalniki: Theory and

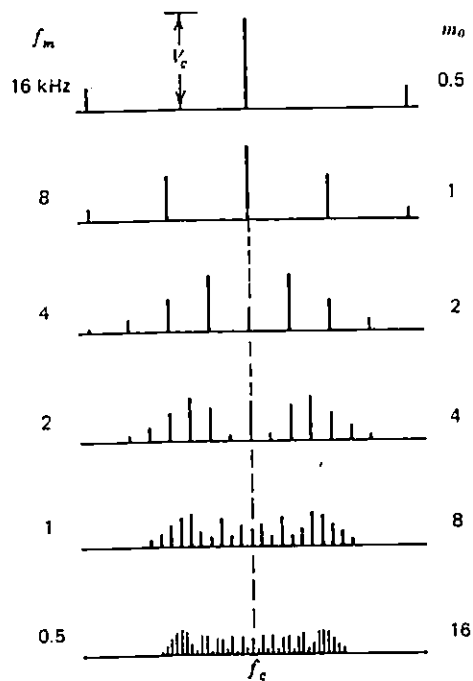


Figura 1.4 Espectros de modulación en ángulo para modulación sinusoidal para diversos valores de m_0 . La desviación Δf de frecuencia se mantuvo constante y f_m varió para modificar $m_0 = \Delta f / f_m$.

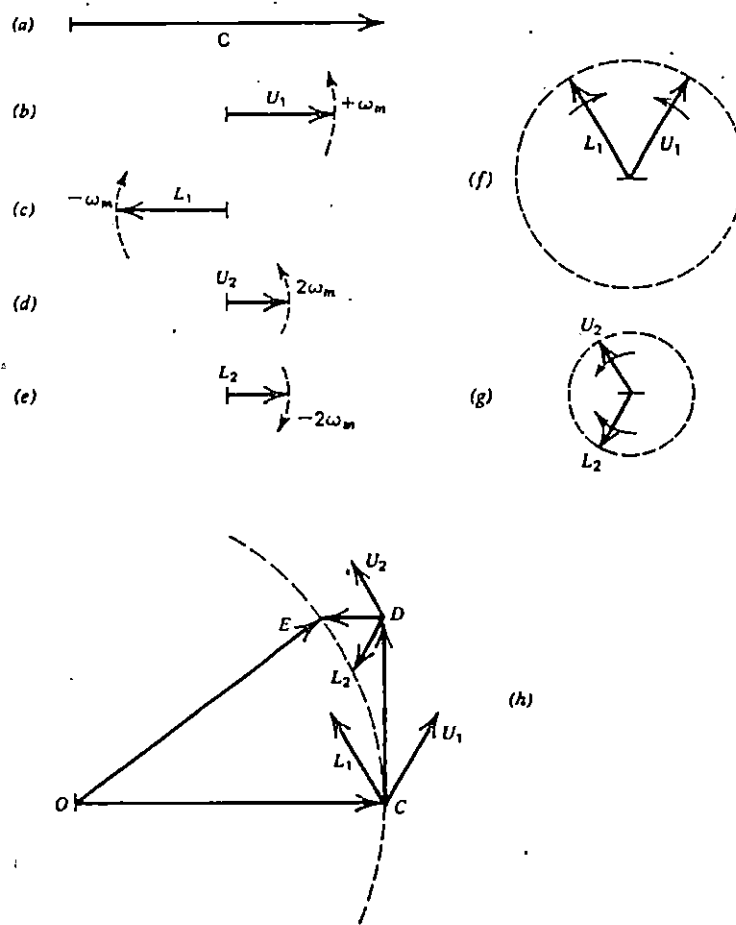


Figura 1.5 Componentes fasoriales de una onda modulada en ángulo, como en (1-31).

Para cierto $t > 0$, U_1 y L_1 pueden tener las posiciones que se muestran en f, lo que revela que estos dos fasores tienen siempre una suma que se encuentra a lo largo del eje imaginario. En forma semejante, los fasores para la segunda pareja de frecuencias laterales (U_2 y L_2) se muestran en d y e para $t=0$ y para $t > 0$, la Figura 1.5g muestra que su suma se encontrará sobre el eje real. La Figura 1.5h muestra la suma de todas estas componentes (en una escala diferente). El fador de portadora es O-C; la resultante de la primera pareja de frecuencias laterales es C-D y la de la segunda es D-E.

La suma de todos estos fasores es O-E, que en esta Figura tiene la misma amplitud que la portadora O-C. En general, la suma de la portadora y todas las parejas de frecuencias laterales en (1.31) es necesaria para dar una señal de amplitud constante para todos los grados de modulación.

Obsérvese que las parejas de frecuencias laterales de orden par, son siempre colineales con el fasor de portadora, mientras que las de orden impar se suman en ángulos rectos a la portadora.

Para un valor fijo de m_o , con el transcurso del tiempo giran los fasores y producen una resultante que oscila respecto al fasor de portadora, como se ilustra en la Figura 1.6, originando una desviación de fase $\Delta\theta$ máxima en las posiciones O-A y O-B respecto a la portadora no modulada en O-C. Se deduce del diagrama que esta señal está modulada en frecuencia y fase, pues el fasor debe girar más de prisa que la portadora ($\omega > \omega_c$) para ir de la posición B a la A, y más lentamente que ella ($\omega < \omega_c$) cuando pasa de A a la B. La frecuencia instantánea de la resultante es igual a ω_c en los puntos A y B, y tiene su máxima desviación al pasar por C.

1.0.2.5 COMPARACION DE FM Y PM.

Para una onda moduladora sinusoidal de frecuencia única se demostró que los espectros de FM y PM son idénticos, de tal suerte que surge la pregunta ¿cuál tipo de modulación es preferible?. Esta pregunta carece de respuesta, pues depende de la naturaleza de la señal moduladora, del ancho de banda resultante del espectro y de consideraciones sobre el ruido. La Figura 1.3 muestra que si f_m se mantiene constante, el ancho de banda del espectro aumenta cuando crece $\Delta\theta$ o Δf . Un incremento en f_m conduce a un incremento proporcional en el espaciamiento de las líneas espectrales, aumentando así proporcionalmente el ancho de banda. La Figura 1.4 muestra que si Δf se mantiene constante (Correspondiente a un V_m constante en FM) y se eleva f_m , el valor de m_o decrece y el ancho de banda permanece relativamente constante.

En radiodifusión comercial y en aplicaciones de radio móviles, predomina la FM. En la radiodifusión en FM éste es un asunto de estandarización legal; En radiomóvil es común la FM, probablemente debido a la sencillez de los circuitos del modulador a varactor. Por otra parte, la PM se usa en aplicaciones de banda ancha donde, por ejemplo, la señal moduladora o banda baja puede consistir en 12 ó 24 canales telefónicos en multiplex. El siguiente análisis simplificado será una base para elegir entre FM y PM.

1.0.2.5.1 ANALISIS DE RUIDO.

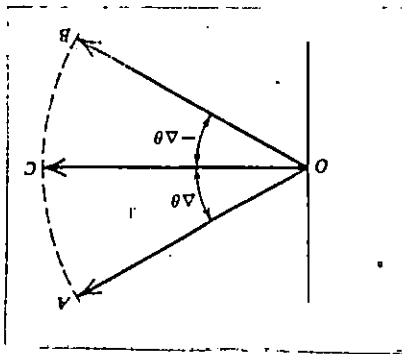
En un sistema libre de ruido, puede escogerse AM con banda lateral única para reducir al mínimo el ancho de banda, o utilizar FM o PM dada la facilidad para producir la onda modulada. Sin embargo, en un sistema práctico la señal que

En receptores FM y PM, el V_c se pasa por un limitador de amplitud anterior a la detección, de tal modo que el detector ve sólo las desviaciones de frecuencia o fase de V_c . De la Figura 1.7c se deduce que la desviación de fase $\Delta\theta$ es una función de la amplitud de V_c , pero es independiente de la frecuencia w_c diferencial. Por consiguiente, para un detector PM con ruido blanco agregado a la portadora en la entrada, girar V_c .

Las entradas a estos detectores se considerarán como un voltaje V_c de portadora no modulada, con una frecuencia de w_c más ruido blanco. El ruido puede considerarse como un conjunto de portadoras sinusoidales de amplitudes iguales y frecuencias diferentes. El siguiente análisis se usa una de estas componentes, considerada con amplitud V_c y frecuencia w_c . En la Figura 1.7c, el V_c se muestra sumando al fasor de portadora V_c estacionario. En virtud de la diferencia en frecuencia, el V_c gira alrededor del punto A con velocidad angular $w_c - w_c = 0$. Y el fasor resultante $V_c = V_c + V_c$ se extiende desde el origen a todos los puntos de la circunferencia al

La Figura 1.7a muestra el voltaje de salida V_o en oposición a Δf para un demodulador FM ideal; la 1.7b muestra la característica correspondiente para un demodulador PM ideal.

Figura 1.6 Fasor de amplitud constante con desviación de fase $\Delta\theta$.



llega al detector está acompañada de ruido y el esquema de modulación se escoge a menudo para elevar al máximo la proporción señal/ruido en la salida del detector en el receptor.

cada componente de ruido producirá un voltaje de salida en frecuencia diferencial de igual amplitud, como se muestra en la curva V_o de la Figura 1.7d, donde la curva de densidad espectral de potencia de ruido (P_o) también es plana.

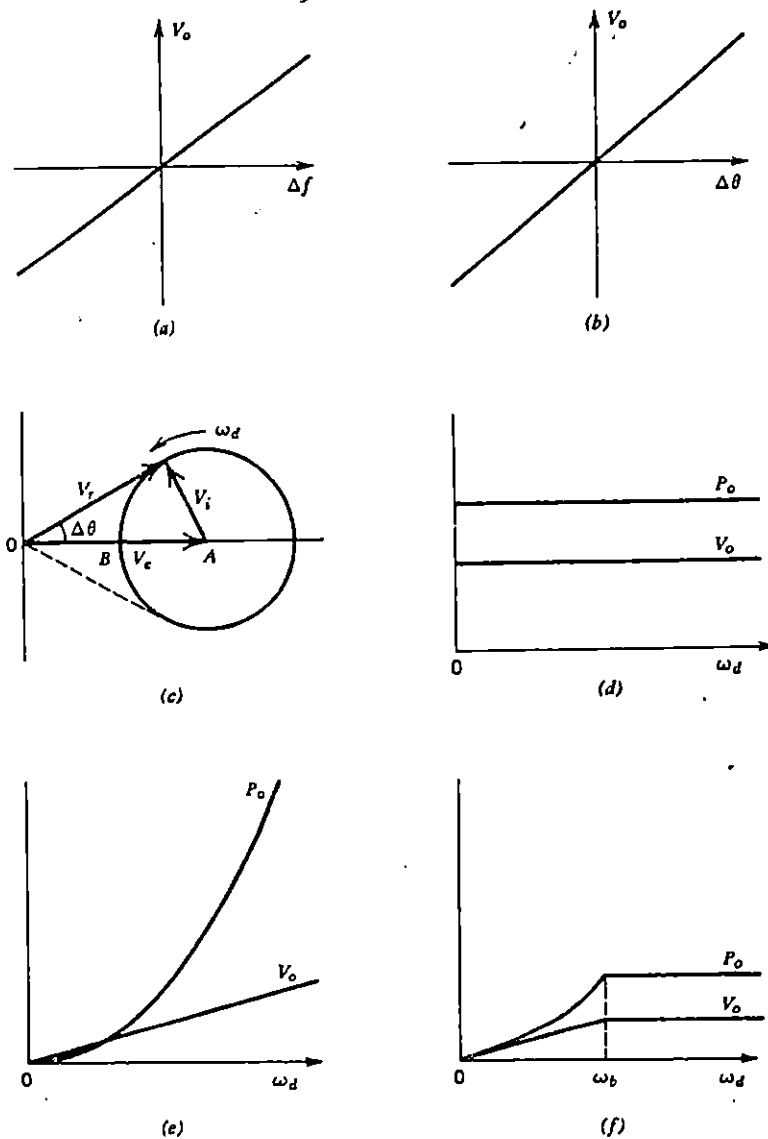


Figura 1.7 a) Características de transferencia de un detector de FM ideal; b) Característica de transferencia de detector de PM ideal; c) más componente de ruido de frecuencia única (V_i) y la resultante (V_r); d) voltaje de salida y espectro de densidad de potencia de un detector PM debidos a ruido blanco; e) voltaje de salida del detector de FM y espectro de densidad de potencia debidos a ruido blanco y f) voltaje de salida y espectro de densidad de potencia de un detector de FM si se aplica deemphasis arriba de ω_b .

Por otra parte, en el detector FM el voltaje de salida es proporcional a Δf o a $d\theta/dt$. Cuando el extremo del faser barre el punto B pasado de la Figura 1.7c, es obvio de inmediato que $d\theta/dt$ crecerá al crecer ω_d , y puede demostrarse analíticamente que V_o es directamente proporcional a ω_d , como se aprecia en la Figura 1.7e. El espectro de densidad de potencia de salida es por lo tanto parabólico, como se muestra en la misma Figura.

Resulta ahora claro por qué se prefiere la PM en la transmisión de canales telefónicos múltiplex; es decir, aparece la misma potencia de ruido en todos los canales, mientras que en la transmisión FM los canales de la parte superior de la banda tendrían excesivo ruido.

1.0.2.5.2 CIRCUITOS DE REFERENCIA⁶.

Las amplitudes relativas de las componentes de alta frecuencia de la señal moduladora son comparativamente pequeñas. La FM tiende a deteriorar la calidad de las frecuencias moduladoras más altas. Esta característica se neutraliza usando circuitos de preénfasis en el transmisor. Esta técnica amplifica artificialmente las señales de audio de frecuencias altas antes de modular la portadora. Por estos medios la desviación correspondiente a las altas frecuencias se incrementa. Esto a su vez resulta en mayor m_f . El resultado neto es una reducción de la deterioración por ruido para las frecuencias de audio altas.

Como las frecuencias altas se incrementan artificialmente en el transmisor, este proceso debe compensarse en el receptor.

Esto se lleva a cabo en la sección de audio del receptor de FM por medio de un circuito de deénfasis.

La cantidad de amplificación de alta frecuencia o preénfasis ha sido normalizado. En los Estados Unidos de Norteamérica y por ende EL SALVADOR, la radiodifusión de FM y la transmisión de sonido de TV usa su preénfasis de 75 μs . Algunos otros países usan una norma diferente.

En un canal FM único (como una radiodifusión FM), de acuerdo con la Figura 1.7e, aparecería un ruido considerable de alta frecuencia en la salida del detector. No obstante el análisis de la distribución de la energía espectral de señales de voz o de música, muestra que la mayor parte de la energía se presenta por debajo de los 5000 Hz y decrece rápidamente por

⁶ **Electronica en Sistemas de Comunicacion. Sol Lapatine Cap. 6 y Estado Solido en Ingenieria de Radiocomunicacion. H. Krauss, C. Bostian Y F. Raab. Cap. 8.7.**

encima de esa frecuencia. De este modo, es posible preacentuar o hacer un preénfasis el contenido de alta frecuencia de la señal moduladora en el transmisor y desacentuar o hacer un deénfasis a la salida detectada en el receptor a fin de preservar el balance de audio adecuado. El circuito de deénfasis reduce también la salida de ruido, pues hace que las curvas de V_o y P_o sean planas por encima de la frecuencia de ruptura de preénfasis, como se muestra en la Figura 1.7f. De esta manera, la FM con preénfasis-deénfasis es realmente una combinación de FM y PM.

Como se dijo anteriormente y haciendo hincapié, los procesos de preénfasis y deénfasis se usan comunmente en la transmisión y recepción de FM y proporcionan, un mejoramiento de 13 a 16 dB en el ruido. Nótese que este procedimiento es un simple ejemplo del esquema de procesamiento de señales que utiliza las diferencias de las características de la señal y el ruido para procesar la señal en forma más eficiente. El proceso completo de FM es en sí mismo es un ejemplo de otro esquema más complicado de procesamiento, en el cual se aprovecha el hecho de que el ruido aleatorio altera la frecuencia instantánea de una onda portadora, mucho menos que la amplitud de ella (para una relación grande de portadora a ruido). Las propiedades de mejoramiento del ruido del PCM (que se utilizará en la parte de audio del transmisor como se verá más adelante), y de otros sistemas de banda ancha se deben a las diferencias entre las características aleatorias del ruido y de la señal.

Una función de transferencia de frecuencia simple que enfatiza las altas frecuencias y que se ha encontrado muy efectiva en la práctica, es:

$$H(\omega) = 1 + j \omega / \omega_1 \quad (1.34)$$

Un ejemplo de una red que se aproxima bastante a esta respuesta se muestra en la Figura 1.8a. El dibujo asintótico del logaritmo de la amplitud y la frecuencia para esta red se muestran en la Figura 1-8b.

Con $r \gg R$ la respuesta de amplitud tiene dos frecuencias de quiebre dadas por $\omega_1 = 1/rC$ y $\omega_2 = 1/RC$. Entonces se enfatizan las señales en el intervalo de ω_1 a ω_2 . (realmente, las componentes de mayor frecuencias pasan sin ser alteradas, en tanto que las componentes de menor frecuencia se atenúan. La atenuación puede por supuesto compensarse después mediante amplificación). La elección de $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ no es crítica, pero se usa 2.1 kHz normalmente en la práctica ($rC = 75 \mu s$). $f_2 = \omega_2 / 2\pi$, debería caer por encima de la mayor frecuencia de audio que se va a transmitir, $f_2 \approx 30$ KHz es un valor típico. En el intervalo comprendido entre estas dos frecuencias $|H(\omega)|^2 = 1 + (f/f_1)^2$ y todas las frecuencias de audio superiores a 2.1 KHz, se enfatizan en forma creciente.

La red de deénfasis del receptor, que sigue después del discriminador o demodulador, debe de tener por supuesto la característica inversa dada por:

$$H(\omega) = 1 / (1 + j\omega / f_1) \quad (1.35)$$

donde f_1 es 2.1 kHz como antes. Esto sirve pues para restaurar todas las señales a sus valores relativos originales. La simple red RC de la Figura 1.9 ($\tau C = 75 \mu s$) proporciona esta característica de deénfasis.

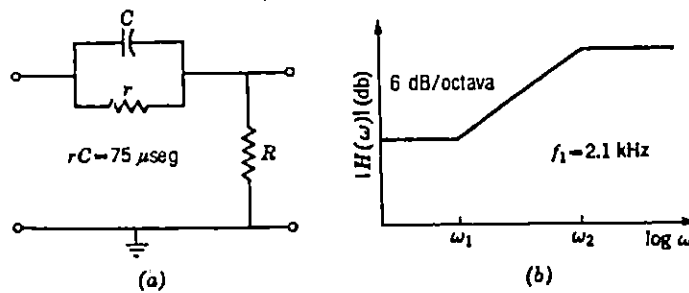


Figura 1.8 Ejemplo de una red de preénfasis. a) Red de preénfasis, $r \gg R$, $rC = 75 \mu s$. b) Respuesta asintótica, $\omega_1 = 1/RC$.

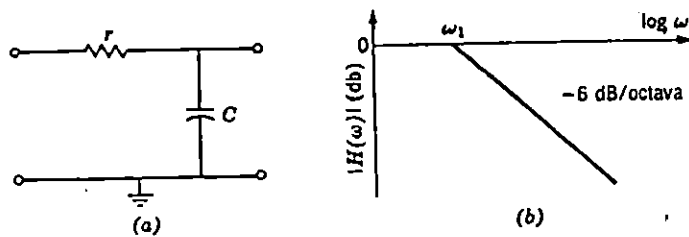


Figura 1.9 Ejemplo de una red de deénfasis. a) Red de deénfasis, $rC = 75 \mu s$. b) Respuesta asintótica, $f_1 = 2.1 \text{ kHz}$.

toma como una potencia de 2, digamos que para nuestro caso sería 8, entonces $Q = 2^3 = 256$ niveles.

Para una estimación del ancho de banda se procede como sigue: las muestras cuantificadas ocurren a una velocidad de $f_m \geq 2W$ muestras por segundo, por lo que debe haber $r = v f_m$ dígitos por segundo. Relacionando el ancho de banda velocidad de señalización¹⁷ se tiene que

$$B_T \geq r/2 = v f_m / 2 \geq vW \quad (2.11)$$

El ancho de banda de la modulación por pulsos codificados en banda base es así un mínimo de $v = \log_2 Q$ veces el ancho de banda del mensaje.

Ahora bien, nosotros queremos transmitir a una velocidad de 64 kbits/seg.; sabemos también que lo más común es utilizar un $Q = 2^8 = 256$ niveles de cuantificación; esto quiere decir que $v = 8$ y $\mu = 2$. Suponiendo que se quiere enviar voz y se filtra con un filtro pasabajas a 4 KHz y luego se muestrea a $f_m = 8$ KHz, entonces en esta operación deben enviarse los bits a una velocidad de $r = v f_m = 8 \times 8 = 64$ kbits/seg. lo que andábamos buscando, ¿qué pasaría si se quisiera enviar música? se tendría que filtrar al principio a 15 KHz, lo cual constituye a W , luego se muestrearía a 30 KHz y saldría una velocidad equivalente de $r = 8 \times 30 = 240$ kbits/seg., la cual sobrepasa el límite de 64 kbits/seg.

Entonces es de intuir que a esta velocidad de transmisión no es conveniente enviar música, lo cual se reduce el problema en enviar voz y datos.

Entonces el ancho de banda base mínimo para la transmisión de voz, según la ecuación (2.12) es:

$$B_{T_{BB}} = 8 \times 4 = 32 \text{ KHz.}$$

Como paso final de la generación de la modulación por pulsos codificados, se modula por medio de una portadora de RF para los propósitos de transmisión. La modulación de la portadora puede ser de manipulación por corrimiento de amplitud (ASK), manipulación por corrimiento de fase (PSK) o manipulación por corrimiento de frecuencia (FSK). Solo restaría decir por el momento que la ASK es análoga con la AM y FSK con la PSK son análogas con FM y PM, de allí que ASK acarrea muchas características indeseables de la AM y es por eso que rara vez se ocupa.

¹⁷ Sección 4.3 del libro B. de C. Bruce Carlson.

2.4.2 RUIDO DE CUANTIFICACION.

La figura 2.9 muestra la porción de un receptor para la demodulación por pulsos codificados que sigue a la demodulación de portadora. La forma de onda de la modulación por pulsos codificados analógica contaminada por ruido aleatorio $n(t)$ se opera por medio de un convertidor A/D que regenera las palabras código digitales (más errores). De estas palabras código, el decodificador determina los valores muestra cuantificados (dé nuevo con errores) y genera a $x_{m,q}(t)$, la cual se procesa por medio de un filtro pasabajas para obtener la señal analógica de salida.

Si la relación señal a ruido en el convertidor A/D es sólo modestamente grande, la probabilidad de error es pequeña, lo

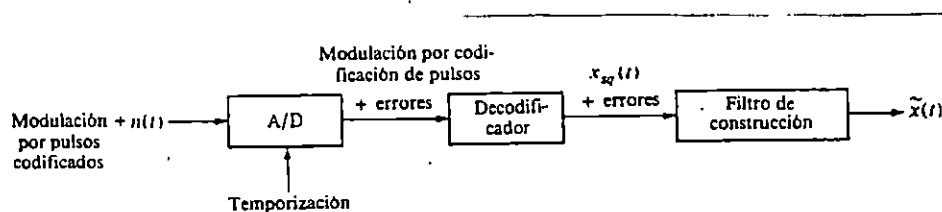


Figura 2.9 Receptor para modulación por pulsos codificados.

suficiente como para que se haga caso omiso de los efectos del ruido aleatorio. No obstante esta condición, $x_{out}(t)$ no será idéntica a los mensajes de $x(t)$ puesto que la entrada del filtro pasabajas es $x_{m,q}(t)$ y no $x_m(t)$; es decir, que la reconstrucción se basa en las muestras cuantificadas más que en los valores muestra exactos. Además, no hay forma de obtener valores exactos en el receptor; esa información se descartó en el transmisor durante el proceso de cuantificación. Por lo tanto, es imposible una reconstrucción perfecta del mensaje en los sistemas de codificación de pulsos, aún cuando el ruido aleatorio tenga una influencia despreciable. Esta última limitación no afecta en forma exagerada a las señales de audio, digamos la de la voz, ya que el ruido de cuantificación lo que hace es eliminar componentes de alta frecuencia del mensaje y el oído humano es incapaz de notar con precisión estas componentes. Una ecuación muy importante es la siguiente y fue sacada del libro "Sistemas de Comunicación" de Carlson del capítulo 8.3:

$$(S/N)_{\text{destino}} = 3Q^2\bar{x}^2$$

en donde \bar{x}^2 es el valor cuadrático medio de la señal. Es obvio entonces que la calidad en el comportamiento se incrementa con Q , que es el número de niveles cuánticos. Esto simplemente reitera que si se están empleando muchos niveles cuánticos de espaciamiento pequeño, las muestras cuantificadas se aproximan mucho a los valores muestra exactos y la salida se puede hacer tan cercana a $x(t)$ como se desee. Sorprende que pocos niveles produzcan un comportamiento satisfactorio; por ejemplo, $Q = 2^7$ ó 2^8 que es normal en telefonía. Sin embargo, se debe señalar que el error rms se fija en $1/\sqrt{3} Q$, ya que $(S/N)_D$ también es igual a:

$x^2/\epsilon q^2$ en donde ϵq^2 es el error rms, sin tomar en cuenta el valor instantáneo de $x(t)$. En consecuencia, si $|x(t)|$ es pequeña en períodos prolongados, la relación señal a ruido aparente será mucho menor que el valor de diseño.

Ahora consideremos la situación en la cual no se pueden despreciar los errores de decodificación causados por el ruido aleatorio, por lo que se tiene *ruido de decodificación y de cuantificación*. El ruido de decodificación cuadrático medio ϵ^2 es complicado porque el número de errores por palabra de código es aleatorio y la severidad de un error depende de donde ocurra, siendo más serio en el dígito principal (más significativo) que otros errores en la misma palabra. Suponiendo que la probabilidad de error por dígito P_e no es muy grande; o sea son despreciables los errores en PCM un $P_e \leq 10^{-4}$ ¹⁰, es demostrable que

$$P_e = 2(1-1/\mu) Q(3/(\mu^2-1)(S/N)_R)^{1/\mu} \leq 10^{-4} \quad (2.13)$$

de allí que

$$(S/R)_{R-\text{esima}} \approx S(\mu^2-1) \quad (2.14)$$

Específicamente y para cualquier valor de $(S/N)_R$ el sistema está arriba del umbral (es decir donde no será mutilada la señal por errores de decodificación y cuantificación) solamente si

$$\mu^2 \leq 1/5 (S/N)_R + 1 \quad (2.15)$$

en donde $(S/N)_R$ es la señal a ruido en el receptor.

Ahora vámonos a nuestro caso práctico, si $\mu=2$, entonces

¹⁰ No se tratará aquí las demostraciones de estas expresiones, ya que en el Cap. 8 del libro *S. de C. de B. Carlson* se explican con detalle.

necesitamos como mínimo una señal a ruido en el receptor de 15, y esto nos asegura de que $P_e \leq 10^{-4}$. Todas estas fórmulas nos encaminan al desarrollo de un bagaje matemático que nos permita diseñar de una manera segura y establecerá la pauta a seguir a cada paso para el diseño final.

2.4.3 COMPARACION DEL SISTEMA DE MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS CONTRA MODULACION ANALOGICA.

Para ver con claridad y facilidad haremos uso de la figura 2.10 para hacer la comparación, solo haciendo la aclaración de que $\beta = B_T/W$ y que la relación de anchos de banda y Γ_{dB} es la relación de señal a ruido normalizada, es decir

$$\Gamma = S_R/NW$$

y N es la densidad de ruido por ancho de banda.

El examen de la figura 2.10 revela que, en aras de la eficiencia, los sistemas de modulación por pulsos codificados se deben operar cercanamente sobre el umbral, dado que el incremento de la potencia transmitida más allá del valor $\Gamma_{\text{mínima}}$ no ocasiona mejoría en $(S/N)_D$; lo último sólo queda determinado por el número de niveles cuánticos, en forma equivalente, la relación de anchos de banda.

Razones por las que se prefiere el sistema PCM:

1- Para una relación de anchos de banda dados, la modulación por pulsos codificados resulta superior a todas las otras formas de modulación de pulsos, un factor definitivo si se desea la multicanalización por división de tiempo.

2- PCM tiene un margen pequeño, pero definido, sobre la FM a bajas relaciones señal-ruido. E incluso una reducción de potencia de 3 dB, con un factor de 2 puede significar la diferencia entre el éxito o el fracaso en aplicaciones de potencia mínima.

3- Un sistema PCM planeado, como el de nosotros, para transmisión analógica de mensajes, se adapta con facilidades a otras señales de entrada, en particular datos digitales, elevando con ello la flexibilidad e incrementando la utilización del sistema.

4- En virtud de la Capacidad de regeneración, PCM es precisamente ventajosa para sistemas que tienen muchas estaciones repetidoras.

Queda entonces claro que la modulación por pulsos codificados es ideal para la aplicación de nuestro diseño ya que

involucra entre otros factores potencia mínima y flexibilidad de manejo de mensajes: analógicos y digitales.-

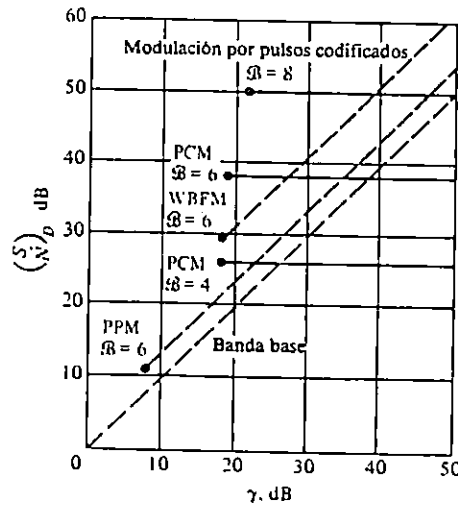


Figura 2.10

2.4.4 MODULACION EN DELTA Y POR PULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL.

La modulación en Delta es descendiente directa de la modulación por pulsos codificados y tiene la ventaja de que sus componentes físicos están muy simplificados; además es el método más simple para la conversión de una señal analógica a una digital. Como contraste a estas ventajas, la modulación en delta requiere un ancho de banda mayor que la modulación por pulsos codificados.

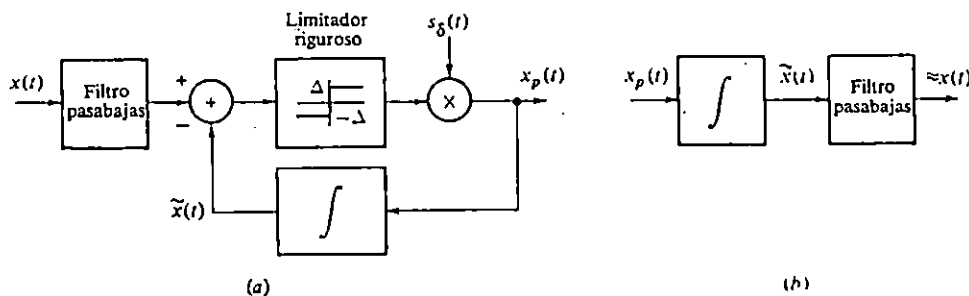


Figura 2.11 Modulación en delta. a) Modulador; b) Demodulador.

La Figura 2.11 muestra el diagrama de bloques del sistema de modulación delta.

El mensaje se compara con una aproximación al escalón $x_{out}(t)$ por sustracción, pasándose la diferencia a un limitador riguroso cuya salida es igual a $\pm \Delta$ dependiendo del signo de $x(t) - x_{out}(t)$. Esta, a su vez, modula a la onda de muestreo ideal $s\delta(t)$ para producir una forma de onda impulso de la cual se genera $x_{out}(t)$ por integración. Puesto que hay solamente dos pasos de impulsos posibles en $x_p(t)$, la señal que en realidad se transmite en una forma de onda binaria. El demodulador está formado de un integrador y un filtro pasabajas que originan $x(t)$ más ruido de cuantificación.

La Figura 2.12 muestra las formas de onda típicas $x(t)$, $x_{out}(t)$ y $x_p(t)$.

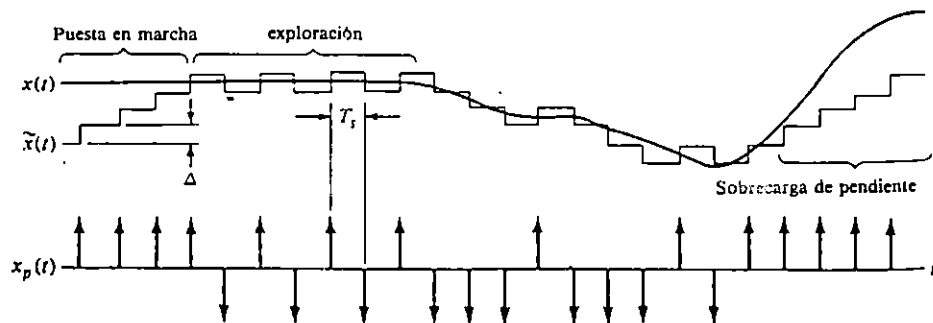


Figura 2.12 Formas de onda de la modulación en delta.

En primer lugar, sea $x_{out}(t) < x(t)$ por lo que el primer impulso tiene $+\Delta$ de ponderación. Cuando se realimenta e integra, ese impulso produce un cambio a escalón en $x_{out}(t)$ de altura $+\Delta$. Este proceso continua durante el intervalo de elevación hasta que $x_{out}(t)$ excede a $x(t)$ y da lugar a un impulso negativo. Si entonces $x(t)$ permanece constante, $x_{out}(t)$ le sigue en forma de escalón, a menos que la velocidad de cambio sea muy grande, como se ilustra a la derecha de la figura. Este fenómeno de sobrecarga de pendiente es una limitación básica de la modulación en delta, pero últimamente se han desarrollado técnicas que esto ya no es de gran importancia.

Como en la modulación por pulsos codificados la señal transmitida es digital, por lo que se permiten repetidores regenerativos, mientras que el equipo terminal es mucho menos complejo que en aquella; pero solamente varias modificaciones en la modulación en delta prometen reducir los problemas de

sobrecarga de pendiente y de ruido inactivo, pero en sí por su sencillez es un sistema muy fácil de implementar.

2.4.4.1 MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL.

Ya para concluir este tratado de los métodos de transmisión digital para señales analógicas, trataremos el sistema DPCM que es una técnica que combina la estrategia de comparación de realimentación en modulación delta con la cuantificación multinivel de la modulación por pulsos codificados.

Funcionalmente, la señal de modulación por pulsos codificados diferencial es una representación de modulación por pulsos codificados de la señal diferencia $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ generada como se muestra en la Figura 2.13.

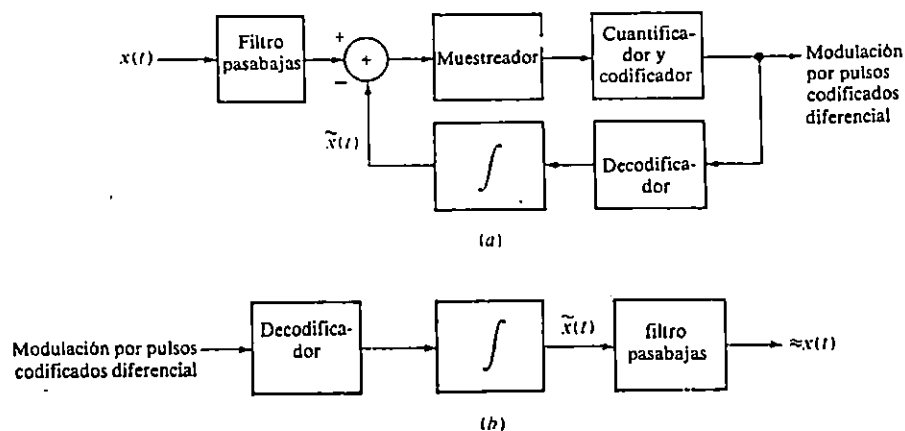


Figura 2.13 Modulación por pulsos codificados diferencial
a) Modulador ; b) Demodulador

Pero $\tilde{x}(t)$ ahora tiene un tamaño variable de escalón que va de $\pm \Delta$ a $\pm Q \Delta/2$, siendo Q el número de niveles cuánticos, por lo que éste sigue con mayor exactitud a $x(t)$. (Si $Q=2$, la modulación por pulsos codificados diferencial se reduce a modulación delta). Un detalle muy especial es que si se emplea compansión es decir comprensión-expansión, habrá ruido inactivo mucho más bajo, elevación más rápida, y menos posibilidad de sobrecarga de pendiente.

Es obvio que en la modulación por pulsos codificados diferencial con $Q > 2$ se requiere equipo casi tan complejo como en la modulación por pulsos codificados convencional. En cambio, ofrece una reducción potencial del ancho de

banda de transmisión. _ Esto es cierto puesto que la señal diferencia $x(t) - x(t)$ se representa en forma adecuada con niveles cuánticos mínimos si $x(t)$ no cambia de manera drástica de muestra a muestra.

Conclusión: Cualquier método ocupado para la conversión analógica a digital de la señal nos es útil para nuestro transmisor, ya que en la actualidad ya vienen chips integrados como convertidores analógico-digital y viceversa, entonces no será objeto de estudio el decidir cual método es más conveniente a utilizar, sino el interés es conocer que existen varios métodos por el cual en un momento determinado, podamos tomar una decisión si se quisiera adentrar en el diseño particular de uno de estos métodos.

En su filosofía general, ahora sabemos en que consiste un convertidor A/D y por ende el convertidor D/A, (Analógico-Digital y Digital-Analógico), que es el que nos proporcionará la portadora digital al transmisor.

2.5 LA MEDIDA DE LA INFORMACION : ENTROPIA.

Para comenzar diremos que la autoinformación de un sistema de comunicación se define en términos de los mensajes individuales o símbolos que una fuente puede producir. Pero ésta es una descripción útil de la fuente en relación con la comunicación. Aunque el flujo instantáneo de información de una fuente puede ser errático, se debe describir a la fuente en términos de la información promedio producida. Esta información promedio producida recibe el nombre de entropía de la fuente.

Para una fuente discreta cuyos símbolos son estadísticamente independientes, la expresión de entropía se formula con facilidad. Sea m el número de símbolos diferentes, es decir, un alfabeto de tamaño m . Cuando se transmite el símbolo j -ésimo, este conduce $j = \log(1/P_j)$ bits de información. En un mensaje largo de $N \gg 1$ símbolos, el j -ésimo ocurre alrededor de NP_j veces, y la información total en el mensaje es aproximadamente:

$$NP_1 I_1 + NP_2 I_2 + \dots + NP_m I_m = \sum_{j=1}^m NP_j I_j \quad \text{bits}$$

en donde P_j : es la probabilidad de que j se seleccione para su transmisión.
 I_j : Autoinformación asociada con j .
 N : # de símbolos.

en la cual, cuando se divide entre N , da la información promedio por símbolo.

Antes de continuar es necesario hacer algunas aclaraciones para evitar confusión.

1 bit de información es la cantidad requerida o conducida por la elección de dos posibilidades igualmente probables, es decir $P_1 = P_2 = 1/2$, entonces $I_1 I_2 = \log_2 2 = 1$ bit.

Un dígito binario puede conducir más o menos 1 bit de información, dependiendo de las probabilidades. Para prevenir malas interpretaciones, a los dígitos binarios, como elementos de mensaje, se les designa con el nombre de binit.

Puesto que la tabla de logaritmos de base 2 son de manera relativa poco comunes, es muy útil esta relación de conversión:

$$\log_2 v = \log_2 10 \log_{10} v \approx 3.32 \log_{10} v \quad (2.16)$$

Continuando de nuevo el desarrollo de nuestro tema, se define la entropía de una fuente discreta como

$$H = \sum_{j=1}^m P_j \log_2 1/P_j \text{ bits/símbolo} \quad (2.17)$$

¿Cuál es el significado de la entropía de la comunicación como se escribió en la ecuación 2.17? Sencillamente esto: aunque no se pueda decir cuál será el símbolo inmediato que la fuente produzca, en el promedio se espera obtener H bits de información por símbolo o NH bits en un mensaje de N símbolos, si N es grande.

Para un tamaño fijo de alfabeto (m fijo) la entropía de una fuente discreta depende de las probabilidades de los símbolos pero está limitada por

$$0 \leq H \leq \log_2 m \quad (2.18)$$

Si la fuente es binaria ($m=2$), entonces $H = \log_2 2 = 1$ bit, si la probabilidad es $1/2$.

Si introducimos el elemento tiempo, suponiendo que dos fuentes tienen iguales entropías, pero una es más rápida que la otra, se producen más símbolos por unidad de tiempo. En un período dado, se debe transferir más información de la fuente más rápida que de la lenta.

Así la descripción de una fuente no reside en su entropía sola sino en su velocidad de entropía, o velocidad de información, en bits por segundo. La velocidad de entropía de una fuente discreta se define de una manera sencilla como:

$$R = H/\bar{\tau} \text{ bits/seg.}$$

(2.19)

donde $\bar{\tau}$ es la duración promedio del símbolo, por lo que $1/\bar{\tau}$ es igual al número promedio de símbolos por unidad de tiempo, es decir, a la frecuencia de muestreo f_s .

Ahora bien, desde el punto de vista de una comunicación eficiente, la redundancia en un mensaje es indeseable; se podría enviar la misma información con menos símbolos no redundantes (independientes). Así, la codificación empleada para reducir la influencia intersimbólica, es un método que mejora la eficiencia. Por otra parte, la redundancia es un auxiliar definitivo en la resolución de ambigüedades si en el mensaje se recibe con errores; además, la codificación para protección de error está basada en la inserción de símbolos redundantes.

Por lo tanto, la transmisión óptima incluye la codificación para reducir la redundancia ineficiente del mensaje, más codificación con el fin de agregar redundancia "eficiente" para control de error. (Así, la reducción del ancho de banda en la modulación por pulsos codificados diferencial se apoya en la redundancia de la señal de entrada).

2.5.1 CAPACIDAD DEL CANAL.

El canal de comunicación es una abstracción, un modelo que representa el vehículo de transmisión más todos los fenómenos que tienden a restringir la transmisión. El hecho de que existan limitaciones físicas fundamentales para la transferencia de la información por medios eléctricos, conduce a la noción de la capacidad del canal.

Tal como la velocidad de la entropía mide la cantidad de información producida por una fuente en un tiempo dado, la capacidad es una medida de la cantidad de información que un canal puede transferir por unidad de tiempo. La capacidad del canal se simboliza por C , y sus unidades son bits/seg. Reestableciendo el teorema fundamental en términos de R y C se tiene:

Dado un canal de capacidad C y una fuente de velocidad de entropía R , entonces si $R \leq C$, existe una técnica de codificación tal que la salida de la fuente se puede transmitir sobre el canal con una frecuencia de errores de manera arbitraria pequeña, no obstante, la presencia de ruido. Si $R > C$, no es posible transmitir sin errores.

La demostración completa de este teorema implica profundizar mucho acerca de la teoría de la codificación, e inclusive los

libros la tratan de manera tímida y es por eso que se omite aquí.

El teorema fundamental define de manera implícita a la capacidad del canal como la velocidad máxima a la cual el canal surte de información segura al destino.

Considérense todos los mensajes diferentes de longitud T que una fuente podría producir. Si el canal es ruidoso, será difícil decidir en el receptor cual mensaje en particular fue intentado y se cancela en forma parcial el objetivo de la transferencia de información. Pero supóngase que se restringen los mensajes a sólo aquellos que son muy "diferentes" entre sí, de tal manera que los mensajes recibidos se pueden identificar de manera correcta con una probabilidad de error suficientemente pequeña. Sea $M(T)$ el número de estos mensajes muy diferentes de longitud T .

En cuanto al destino o usuario, a la combinación fuente-canal se le puede considerar como una fuente generadora de mensajes en el extremo receptor.

Esta fuente equivalente es discreta y tiene un alfabeto de tamaño $M(T)$. En correspondencia, la máxima entropía producida por la fuente equivalente es $\log_2 M(T)$, y la máxima velocidad de entropía es en el destino $(1/T) \log_2 M(T)$, y haciendo que T_0 para asegurar generalidad,

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T \log_2 M(T) \text{ bits/seg} \quad (2.20)$$

que es una definición alterna de capacidad de canal.

2.5.1.1 CANALES DISCRETOS SIN RUIDO.

Un canal discreto es aquel que transmite información en forma sucesiva, suponiendo diferentes estados eléctricos disjuntos-niveles de voltaje, frecuencia instantánea, etc..

Sea M el número de estados posibles y r la velocidad de señalización de estados por unidad de tiempo. Si la relación señal a ruido es suficientemente grande, la probabilidad de error puede ser muy pequeña, tan pequeña que a todo los propósitos se considera al canal como sin ruido. Bajo esta suposición, cualquier secuencia de símbolos se identificará de modo correcto y el cálculo de la capacidad resulta de fiar.

Un mensaje recibido de longitud T consistirá de rT símbolos, siendo cada uno de los cuales uno de los μ estados posibles. El número de mensajes diferentes es así $M(T) = \mu^{rT}$ y en consecuencia :

Combinando los valores de r y μ se tiene:

Si el canal es binario ($1+S/N)^{\mu} = 2$, entonces $S/N = 3$

$$\mu = (S+N)^{\mu} / (N)^{\mu} = (1+S/N)^{\mu} \quad (2.22)$$

Sean S y N la potencia promedio de la señal y la potencia de ruido en la salida del canal respectivamente, por lo que la potencia total recibida es $S+N$ y el voltaje rms a la salida es $(S+N)^{\mu}$. Por razón de la contaminación por ruido, nunca se puede identificar con exactitud el voltaje de señal propuesto. Pero se le puede identificar con una razonablemente baja probabilidad de error si los niveles de voltaje están separados en una cantidad igual o que sobrepase al voltaje rms σ de ruido. Así, en el extremo receptor se tienen niveles de voltaje espaciados en $\sigma = (N)^{\mu}$ y un intervalo rms de voltaje $(S+N)^{\mu}$. El número máximo de estados de canal es, por lo tanto, en forma aproximada:

términos de la relación señal a ruido. niveles de voltaje, etc.), en un canal ruidoso se estima en de μ , número equivalente de "estados" de canal (es decir, donde la igualdad incluye el empleo de pulsos senc. El valor que cumplir necesariamente con esta condición, $r \approx 2B^2$ en En relación con la velocidad de señalización r , ésta tiene

Y μ , los parámetros de un canal discreto pero sin ruido. resulta instructivo desarrollar una relación intuitiva para r sobre $|f|_{dB}$. Aunque el canal es continuo y tiene ruido, respuesta en frecuencia se ha igualado para hacerla plana. Por sencillez, se tratará con un canal de banda base cuya

Un canal continuo es aquel en el cual los mensajes se representan como formas de onda, es decir, funciones continuas del tiempo, y los parámetros apropiados son el ancho de banda B y la relación señal a ruido S/N_0 .

2.5.1.2 CANALES CONTINUOS.

La capacidad de un canal discreto sin ruido es, por lo tanto, proporcional a la velocidad de señalización y al logaritmo del número de estados. Para un canal binario ($\mu=2$) la capacidad es numéricamente igual a la velocidad de señalización, o sea, $C=r$.

$$= r \log_2 \mu \text{ bits/seg} \quad (2.21)$$

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} (1/T) \log_2 \mu^{rT} = \lim_{T \rightarrow \infty} (rT/T) \log_2 \mu$$

$$C = r \log_2 \mu = 2B \log_2 (1 + S/N)^{1/2}$$

por lo que,

$$C = B \log_2 (1 + S/N) \text{ bits/seg} \quad (2.23)$$

Esta ecuación es conocida como la Ley de Hartley-Shannon. Está escrita en términos de parámetros que se aplican lo mismo a canales discretos que a continuos, sugiriendo en general, que la capacidad de un canal es $B \log_2 (1 + S/N)$.

La Ley de Hartley-Shannon, con el teorema fundamental, tiene dos implicaciones importantes para los ingenieros en comunicaciones.

Primera, expresa la forma óptima absoluta con que puede obtener una transmisión de información segura, dados los parámetros del canal. Segunda, en caso de una velocidad de información específica, expresa que se puede reducir la potencia de la señal, siempre y cuando se incremente el ancho de banda en una magnitud apropiada y viceversa.

El intercambio de ancho de banda por potencia o relación señal a ruido no es nuevo, porque se ha notado el efecto en sistemas con reducción de ruido de banda ancha como la FM, (en forma más general, sistema de modulación en ángulo) y la modulación por pulsos codificados. Pero la Ley de Hartley-Shannon especifica el intercambio posible óptimo y además implica que es posible la compresión del ancho de banda.

Suponiendo que se desea transmitir datos digitales a una velocidad de 30,000 bits/seg. De acuerdo con la teoría, se podría emplear un canal que tenga $B = 30 \text{ KHz}$ y $S/N = 1$, ya que:

$$C = 30 \times 10^3 \log_2 (1 + 1) = 30 \times 10^3 \text{ bits/seg.}$$

En forma alterna, se puede reducir el ancho de banda a $B = 3 \text{ KHz}$ si la potencia se incrementa en un factor de 1000, o sea, $S/N = 10^3 \approx 2^{10}$, así:

$$C = 3 \times 10^3 \log_2 (1 + 2^{10}) \approx 30 \times 10^3 \text{ bits/seg.}$$

Volviendo a nuestro caso; si se tiene $S/N = 1$ y un ancho de banda de 200 KHz, entonces:
 $C = 200 \times 10^3 \log_2 (1 + 1) = 200 \times 10^3 \text{ bits/seg}$ que es \gg que $64 \times 10^3 \text{ bits/seg}$ que se desea enviar, esto es aceptable.

Se sabe a partir de la ecuación (2.15) que para desprestigiar los errores en el receptor, es decir tener una probabilidad de error de $P_e \leq 10^{-4}$, se necesita una relación señal a ruido en el receptor de 15. Claro está que este valor se puede modificar, alterando el ancho de banda de transmisión según la teoría de Hartley-Shannon expresada en la ecuación (2.23).

Nuestra intención es verificar si nuestro ancho de banda es capaz de transmitir a razón de 64 Kbits/seg con una probabilidad mínima de error, ésto es $P_e \leq 10^{-4}$.

$$\begin{aligned} B &= C / \log_2(1+S/N_R) = 64 \times 10^3 / \log_2(1+15) \\ &= 64 \times 10^3 / \log_2(2^4) = 64 \times 10^3 / 4 \\ &= 16 \text{Khz} \end{aligned}$$

Este resultado sorprendente nos indica que podemos diseñar el transmisor con una señal a ruido menor que 15 si aumentamos el ancho de banda.

Si tenemos nuestros parámetros de velocidad de transmisión y ancho de banda, ¿Cuál es el valor de S/N_R para transmitir sin errores?

Veremos, si llamamos a $x = (1 + S/N_R)$

$$C = B \log_2 x \quad \log_2 x = C / B$$

y se sabe que de la ecuación (2.16) $\log_2 x = 3.32 \log_{10} x$

$$3.32 \log_{10} x = C / B$$

$$\log_{10} x = C / 3.32B = 64 \times 10^3 / 3.32 \times 200 \times 10^3 = 0.096$$

$$x = 1.25 \quad 1 + S/N_R = 1.25$$

$$S/N_R = 1.25 - 1 = 0.25$$

$$S/N_R = 0.25$$

este resultado es sorprendente, ya que con una relación señal a ruido fraccionaria podemos transmitir con probabilidad mínima de error.

2.5.2 DESCRIPCION DEL ESPACIO DE UNA SEÑAL EN LA COMUNICACION

Considérese un canal continuo de banda base con un ancho de banda B de tal manera que, por necesidad, todas las señales en el extremo receptor son de banda limitada en B . Ahora llamaremos a $x(t)$ a cualquiera de las señales de información y supóngase que $x(t)$ es esencialmente cero fuera de un tiempo "largo" de duración T ; entonces se le describe en forma completa por medio de $D = 2BT$ valores muestra, x_1, x_2, \dots, x_D . (Ciertamente, una señal de banda limitada no puede ser en forma simultánea limitada en tiempo, y eventualmente se hará que $T \rightarrow \infty$ para compensar ésto). El hecho de que D números especifiquen de manera única a $x(t)$ conduce a la noción de espacio de la señal, un espacio D -dimensional en el cual se representa a $x(t)$ por medio de un vector (o D -ada).

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_D) \quad D = 2BT \quad (2.24)$$

El vector empieza en el origen y termina en un punto cuyas coordenadas son x_1, x_2, \dots, x_D .

El espacio D-dimensional es como el espacio ordinario salvo porque tiene D ejes mutuamente perpendiculares, (llamado hiperespacio). Aunque nosotros solo conozcamos 3 dimensiones, se puede tratar en forma lógica y matemática con espacios de mayor dimensionalidad. En particular el espacio de la señal es euclidiano, es decir, que el cuadrado de la distancia del origen a cualquier punto es la suma de los cuadrados de las coordenadas. La magnitud o norma al cuadrado de un vector de señal es, por tanto

$$\|x\|^2 = x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_D^2 = \sum_{k=1}^D x_k^2 \quad (2.25)$$

Si $T \gg 1/2B$, lo cual cuantifica el significado del intervalo "largo", entonces $D \gg 1$ y

$$1/D \sum_{k=1}^D x_k^2 \approx \overline{x_k^2} = S \quad (\text{potencia promedio}) \quad (2.26)$$

Combinando las ecuaciones (2.25) y (2.26)

$$\|x\| = (DS)^{1/2} = (2BTS)^{1/2} \quad (2.27)$$

la longitud de todos los vectores de señal es proporcional a la raíz cuadrada de la potencia promedio de la señal.

Si el extremo x se desplaza alcanzando todas las posiciones posibles, la superficie generada así es una hiperesfera de radio $\|x\|$ y todos los vectores de señal posible terminan en la superficie de esta hiperesfera. El "volumen" encerrado por tal esfera es

$$V_D = K_D \|x\|^D \quad (2.28)$$

en donde la constante K_D no es en forma particular de nuestro interés. Una consecuencia curiosa de la ecuación (2.28) es que la mayor parte del volumen de una hiperesfera de alta dimensionalidad ($D \gg 1$) se concentra en la superficie. A manera de ejemplo, el volumen relativo entre $\|x\|/2$ y x es $1 - 2^{-D}$, por lo que si $D = 3$ (una esfera convencional), entonces $1 - 2^{-3} = 0.875 = 87.5\%$ del volumen está en la mitad exterior; si $D = 100$, el volumen relativo de la porción exterior es de aproximadamente $1 - 2^{-100} \approx 100\%$. Este efecto de concentración del volumen demuestra ser útil en este desarrollo porque la dimensionalidad de los espacios de señal típicos es además grande. Por ejemplo, una llamada telefónica de tres minutos con $B = 4 \text{ KHz}$ tiene $D \approx 10^6$.

Nuestra descripción vectorial de las señales de canal también se aplica al ruido, siempre y cuando sea ruido gaussiano de una fuente ergódica, de banda limitada en B. Con esta condición, los valores muestra espaciados en $T_s = 1/2B$ son no correlacionados y estadísticamente independientes (ésto quiere decir con probabilidad mínima de error por causa de ruido).

La energía de ruido en el tiempo T es entonces muy cercana a NT, siendo N la potencia promedio de ruido. Por lo tanto, el ruido se representa en el espacio de la señal por medio de un vector de longitud $(DN)^{1/2}$, y todas las señales posibles de ruido están contenidas dentro de una esfera de ese radio. Dado que el ruido es aleatorio, podría parecer que la esfera de ruido debe estar "velluda"; es decir, una función muestra de longitud T puede tener una energía muy diferente de NT. Pero si la dimensionalidad es alta, la concentración de volumen indica que la esfera de ruido está definida en forma muy aguda, más como una pelota de ping-pong que como una nube de gas.

Consideremos ahora el estado de cosas en la salida del canal, donde se tiene la señal deseada contaminada con ruido. Bajo la suposición usual de que la señal y el ruido son independientes, sus potencias promedios se suman, y el vector de señal más ruido tiene longitud $[D(S+N)]^{1/2}$. La figura 2.14a muestra la interpretación geométrica de la señal transmitida, ruido agregado y la señal más el ruido.

Se ve que la señal transmitida cae dentro de una esfera de radio $(DN)^{1/2}$ en el extremo del vector de la señal más ruido (figura 2.14b), y esta esfera indica la incertidumbre del receptor respecto a cual señal fue destinada.

Si las señales transmitidas posibles se conocen de antemano en el receptor, y la esfera de incertidumbre contiene el extremo de una y sólo uno de los vectores de señal posibles, entonces la señal intentada se puede determinar de manera

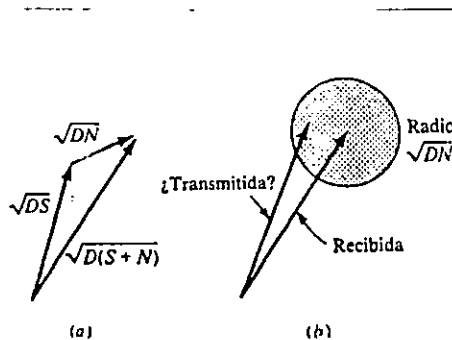


Figura 2.14 Representación del espacio de la señal.
a) Vectores de señal y ruido; b) esfera de incertidumbre debida al ruido.

exacta no obstante el ruido. Así, supóngase que se pone dentro de la hiperesfera de radio $[D(S+N)]^{1/2}$ un número grande de esferas de ruido que no se traslapen de radio $(DN)^{1/2}$ y después se envían sólo aquellas señales correspondientes a los puntos centrales de las esferas de ruido (figura 2.15). Cuando se seleccionan de esta manera las señales transmitidas, es posible conducir información sobre un canal continuo ruidoso con una probabilidad de error pequeña que tiende a desaparecer.

¿Cuántas esferas pequeñas de ruido se pueden empacar dentro de la esfera grande de señal más ruido sin que se traslapen? El cálculo es importante, porque expresa que $M = M(T)$, el número de señales (mensajes) "muy diferentes" de longitud T que se pueden identificar de una manera correcta en la salida del canal, del cual se puede encontrar la capacidad.

Es obvio que M no excede el volumen de la esfera grande dividido entre el volumen de una de las esferas pequeñas, es decir, empleando la ecuación (2.28),

$$M \leq K_D [[D(S + N)]^{1/2}]^D / K_D [(DN)^{1/2}]^D = (1+S/N)^{D/2} \quad (2.29)$$

M es finito para todos, excepto para los canales verdaderamente exentos de ruido. Dado que el canal real tiene ruido y que M es finito, una comunicación sobre un canal continuo es en forma inherente un proceso discreto. El poner $D = 2BT$ e insertar a M en la ecuación (2.20), da

$$C \leq \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T \log_2(1 + S/N)^{2BT} = B \log_2(1 + S/N)^{20} \quad (2.30)$$

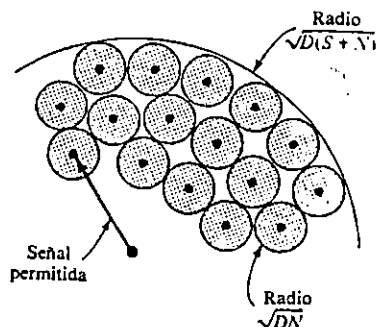


Figura 2.15 Vectores de señal para transmisión de modo virtual sin errores.

²⁰ Obsérvese que el resultado es el mismo que se obtuvo en la ecuación 2.23.

Para demostrar que la información se puede transmitir con efectividad en $R \leq B \log(1 + S/N)$ con errores despreciables, Shannon propuso la selección de las formas de onda de manera aleatoria. Si se envía una forma de onda o señal en particular y da por resultado el vector de señal más ruido recibidos cuyo diagrama aparece en la figura 2.16, no habrá confusión ni error de "decodificación" siempre y cuando todos los otros $M - 1$ vectores de señal caigan fuera del volumen en forma de lente indicado.

En consecuencia, puesto que las señales se escogen de modo aleatorio, la probabilidad de error P_e es igual a $(M-1)$ veces la relación del volumen en forma de lente al volumen de la esfera de la señal.

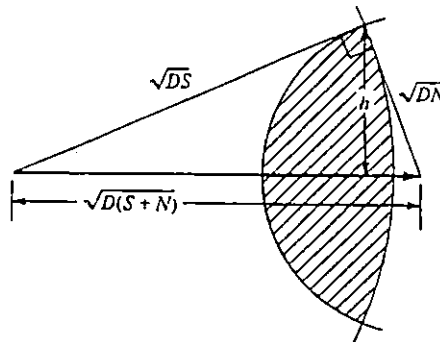


Figura 2.16

El volumen de un lente D -dimensional resulta difícil de calcular, pero es obviamente menor que el volumen de una esfera de radio h donde, por geometría $h = [DSN/(S+N)]^{1/2}$. Por lo tanto

$$P_e \leq (M-1) K_D h^D / K_D \|x\|^D = (M-1) [DN/(S+N)]^{D/2} \quad (2.31)$$

por lo que a P_e se le puede hacer tan pequeña como se desee si

$$M - 1 \leq (1 + S/N)^{DT} P_e \quad (2.32)$$

ahora tomando el logaritmo de la ecuación (2.32), se tiene

$$1/T \log_2 (M - 1) \leq B \log_2 (1+S/N) - 1/T \log_2 1/P_e \quad (2.33)$$

Por lo que, se puede elegir a M tal que $R = (1/T) \log M$ se aproxime en forma arbitraria a un valor próximo a $C = B \log_2 (1+S/N)$ en el límite conforme $T \rightarrow \infty$.

2.5.3 EFECTO DE UMBRAL.

Es importante observar que la obtención de transmisión de información a una velocidad de $B \log (1 + S/N)$ bits/seg requiere que $D = 2BT \gg 1$ y $M(T) = (1 + S/N)^{2T}$; en otras palabras "las esferas de ruido se deben empaquetar tan juntas como sea posible sin que se traslapen. Ahora supóngase que la relación señal a ruido cae ligeramente abajo del valor de diseño. Las esferas de ruido entonces se traslaparán y el receptor tendrá frecuentes errores de decodificación. Por ello, hay un efecto de umbral agudo en el que un pequeño incremento de la potencia de ruido (o una disminución de la potencia de la señal) produce un incremento grande en la probabilidad de error. Como resultado de estos errores se pierde la información.

Se concluye entonces que la mutilación y el efecto de umbral son inevitables en todos los tipos de modulación de banda ancha, aunque se pueden minimizar.

En resumen, a altas relaciones señal a ruido, la modulación en ángulo y la modulación por codificación de pulsos dan el mejor comportamiento de banda ancha, siendo algo mejor la segunda. Desde el punto de vista potencia-ancho de banda, todos los sistemas prácticos de banda ancha están en orden de magnitud abajo del ideal. Los errores de decodificación son despreciables si el sistema está arriba del umbral y esto se consigue si

$$\mu^2 \leq 1 + 1/5 (S/N)_R \quad (2.15)$$

o sea se necesita una relación señal a ruido en el receptor de 15, lo cual se había deducido con anterioridad.

2.5.4 LA CAPACIDAD DE CANAL DE LA MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS.

Considérese un sistema de modulación de pulsos de banda base que tenga un ancho de banda de transmisión B , μ amplitudes codificadas de pulso espaciadas en forma igual, y relación señal a ruido de canal $(S/N)_R$. Puesto que la entropía de la señal digital es $H \leq \log_2 \mu$ y la velocidad de señalización es $r \leq 2B$, la velocidad de información en el canal es $R \leq 2B \log_2 \mu$. Por lo que $C = R_{max} = 2B \log_2 \mu = B \log_2 \mu^2$, siempre y cuando se puedan despreciar los errores de decodificación, o sea, $\mu^2 \leq 1 + 1/5 (S/N)_R$, por lo que exactamente arriba del umbral:

$$C = B \log_2 [1 + 1/5 (S/N)_R] \quad (2.34)$$

por lo que, si

$$(S/N)_R \gg 5, \quad C \approx B \log[(S/N)_R/5] \quad o$$

$$C \approx C_{ideal} - B \log_2 5. \quad (2.35)$$

Basada en la ecuación (2.34), la figura 2.17 es la gráfica de C/B contra $(S/N)_R$.

También se da para comparación la curva correspondiente para un sistema ideal. Visto de esta manera, se aprecia que la modulación por codificación de pulsos requiere alrededor de 7dB más de potencia que un sistema ideal. Sin embargo, es bueno llevar en mente que un sistema ideal tendría probabilidades de error muy pequeñas tendientes a desaparecer, mientras que la curva de PCM es para $P_e \approx 10^{-4}$. La razón por la que la modulación por codificación de pulsos se compara tan favorablemente con un sistema ideal, procede de la reciente conclusión de que, dado el ruido de canal, la comunicación eléctrica es de manera inherente un proceso discreto. La señal transmitida en PCM, siendo discreta, se adapta mejor al canal ruidoso que las señales continuas no codificadas.

2.6 TÉCNICAS DE MODULACION BINARIA.

Tal como se explicó en el capítulo I, hay tres maneras esenciales de modular una portadora senoidal simple: variando su amplitud, su frecuencia y su fase de acuerdo a la información que se va a transmitir. En el caso binario esto corresponde a la conmutación de uno de los tres parámetros entre dos valores posibles. Más comunmente, la conmutación de amplitud oscila entre cero (el estado apagado) y algún nivel predeterminado de amplitud (el estado encendido). Tales sistemas se denominan Amplitude Shift Keying (ASK) o manipulación por corrimiento de amplitud. En el caso de la manipulación por corrimiento de frecuencia (FSK) o Frequency Shift Keying, la portadora conmuta entre dos frecuencias predeterminadas. La manipulación por corrimiento de fase (PSK) o Phase Shift Keying, es la fase de la portadora que conmuta en π radianes o 180° ²¹.

No se ahondará en este tema ya que la modulación ASK, FSK y PSK son análogos a la modulación AM, FM y PM respectivamente, así ASK presenta un desperdicio de potencia y es altamente sensible al ruido y por eso es que se le ocupa poco aunque los elementos de diseño son bastantes sencillos.

²¹ Para mayor información consultar el Cap. 4 de T.de I.M y R de Mischa Schwartz, S. de C. Cap. 10 de Bruce Carlson.

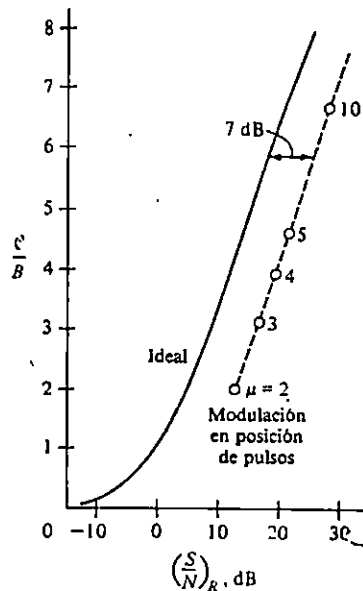


Figura 2.17 Capacidad de Canal por ancho de banda unitario para modulación por pulsos codificados (con $P_e = 10^{-4}$) en comparación con un sistema ideal.

El sistema FSK presenta mayor inmunidad al ruido aunque la complejidad de su diseño va en aumento con respecto al sistema ASK. El sistema PSK es prácticamente igual al sistema FSK en cuanto a características se refiere, pero al analizar su comportamiento con respecto al ruido éste presenta un espectro plano, mientras que FSK su espectro es exponencial, de allí que para enviar datos se prefiere la modulación PSK.

Examinemos ahora la Tabla 2.1 donde se comparan los sistemas de Modulación de Onda Continua (CW) y encontraremos tal como se había dicho antes que el sistema PM (PSK para modulación de datos binarios), se ocupa para enviar datos digitales.

El sistema de modulación PSK presenta un modelo de representación de bits binarios de dos fases (BPSK), generalizado se puede decir que para un dato 0 presenta un desfase de 180° . La modulación PSK también posee una variante en donde los datos son transmitidos a mayor velocidad o en un ancho de banda menor, esta variante se llama QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), también llamada modulación por manipulación de fase en cuadratura.

QPSK es una técnica de transmisión en la cual, en vez de dos fases posibles de una señal portadora para reconocer unos y ceros, son utilizados cuatro posibles fases.

Tabla 2.1 Comparación de los Sistemas de Modulación en Onda Continua (CW).

<u>Tipo</u>	<u>Comentarios</u>	<u>Aplicaciones Típicas</u>
Banda Base	Sin Modulación	Enlaces de Corta Distancia
AM	Detección de envolvente $m \leq 1$	Radiodifusión
FM	Detección de frecuencia	Radiodifusión, enlaces de Microondas con repetidoras.
PM	Detección de fase $\Delta \leq \pi$	Datos Digitales

Existen solamente cuatro posibles formas de combinar dos bits. Asignando una de las posibles fases a cada una de las cuatro combinaciones, se hace posible especificar los dos bits por una simple selección de fase portadora. Así una fase nueva necesita ser establecida solamente una vez para dos bits; o sea, a la mitad de la frecuencia que con un PSK ordinario. Esto indica que la necesidad de ancho de banda podría ser partido por la mitad. La velocidad de transmisión es el doble que de un PSK ordinario, ya que permite modular dos canales binarios independientes; entonces para un mismo ancho de banda podemos transmitir a doble velocidad que en PSK. En un canal libre de ruido esto es casi verdadero. Sin embargo la proporción de información no se dobla, ya que se necesita mayor precisión en la fase recibida, de tal manera que en una situación práctica, con ruido, ya sea que la proporción de error se incrementa, o la frecuencia del reloj de sincronización debe ser reducida para mejorar la razón señal/ruido.

Ante esta visible ventaja que presenta el sistema QPSK contra el PSK se encuentra su aumento en la dificultad en el diseño.

La Fig 2.18 muestra un diagrama fasorial con las 4 fases posibles que se combinan para enviar la información de banda base.

Las señales con una cabeza de flecha son las salidas de los moduladores separados para cada uno de los estados de las señales A y B, y con cabeza de flecha dobles, la señal combinada y que será transmitida ²².

²² Ver Capítulo 10 de Sistemas de Comunicación de Strembler

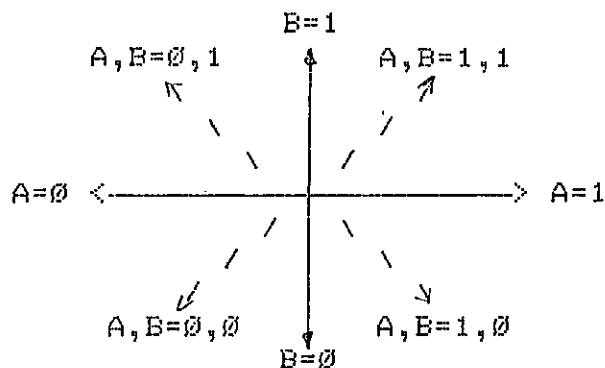


Figura 2.10

A manera de aclaración del tema cabe mencionar que la QPSK se genera de la siguiente forma: La onda de la señal A transmite los bits 1° o (MSB), 3°, 5° y 7° del dato original (o bits impares) y la forma de onda B transmite los bits pares, luego estas ondas se combinan en un par de moduladores balanceados para obtener las 4 fases para cada combinación 00, 01, 10, 11. La demodulación puede llevarse a cabo por medio de un lazo de Costas ²³.

En conclusión podemos decir que si el ancho de banda que tenemos nos permite transmitir a la velocidad establecida, no es necesariamente obligatorio tener que diseñar un sistema QPSK ya que esto aumentaría el grado de dificultad en el diseño.

2.7 CODIFICACION PARA CONTROL DE ERRORES.

Ya se ha visto que la probabilidad de error en la transmisión digital es una función directa de la relación Señal a Ruido, S/N y del ancho de banda. Si para un sistema dado, se limita la potencia de la señal a algún valor máximo y los errores son, no obstante, frecuentes de modo inaceptable, entonces se debe buscar algún otro medio de mejorar la seguridad. La codificación para control de errores, a menudo constituye la mejor solución.

En pocas palabras, la codificación para control de errores es el empleo calculado de la redundancia. La teoría de la información sugiere que se agreguen en forma sistemática dígitos extra al mensaje transmitido, dígitos que en sí no

²³ Ver pág. 590 de B. de C. de Strembler.

conducen información, sino que hacen posible que el receptor detecte e incluso corrija los errores en los dígitos que llevan la información. En teoría, es posible una transmisión cercana sin errores; de manera práctica, existe el inevitable compromiso entre la seguridad de la transmisión, la eficiencia y la complejidad del equipo terminal. Como en nuestro caso si lo trataremos con códigos binarios, éstos presentan el aspecto exclusivo de que si se sabe sólo cuáles dígitos son erróneos, inmediatamente se determinan los dígitos correctos.

A modo de introducción, considérese un código repetido en el cual cada dígito de mensaje binario se repite 3 veces, una burda analogía con la repetición de palabras cuando se está tratando de hablarle a alguien que está en el otro extremo de un salón ruidoso. Las palabras de código permitidas son entonces 000 y 111, por lo que cualquier otra expresión recibida como 101 indica, a las claras, la presencia de errores. Para corregir errores sencillos, se podría emplear una decisión de regla mayoritaria y la siguiente tabla de decodificación:

Tabla 2.2

	Dígito	
	0	1
Dígito decodificado		
	000	111
Palabras	001	110
recibidas	010	101
	100	011

Esto produce un código para corrección de error sencillo y los errores por decodificación ocurren sólo cuando hay dos o tres dígitos erróneas en una palabra; por ejemplo, dos errores cambian de 000 a 101, etc... Por lo tanto, suponiendo que la probabilidad de error por dígito es ϵ , se encuentra la probabilidad de error por decodificación de la distribución binomial como ²⁴:

$$\begin{aligned}
 P_e &= P(2 \text{ ó } 3 \text{ errores en } 3 \text{ dígitos}) \\
 &= P_3(2) + P_3(3) \\
 &= \binom{3}{2} \epsilon^2 (1-\epsilon) + \binom{3}{3} \epsilon^3 \\
 &= 3\epsilon^2 - 2\epsilon^3 \qquad (2.36)
 \end{aligned}$$

²⁴ Sección 3.4 de B. de C. Bruce Carlson.

Puesto que ϵ es la probabilidad de error sin codificación, y como $\epsilon \ll (1/2)$ en cualquier canal razonable, la codificación ha mejorado en realidad la seguridad. El código de triple repetición, también funciona en la detección de error doble si se prescinde de la corrección de error sencillo; es decir, que a cualquier palabra diferente de 000 y 111 se le trata como un error detectado, peor no corregido. Los errores por decodificación, en el sentido de errores no detectados, ocurren con probabilidad

$$P_e = P_e(3) = \epsilon^3$$

la cual es obviamente más pequeña que la ecuación (2.36). No obstante la trivialidad de este código de ejemplo, conduce a tres conclusiones generales e importantes acerca de la codificación para control de error.

1. Agregando los dígitos extra, a los que se les designa dígitos de comprobación, las palabras código pueden ser muy "diferentes" entre sí. En forma analítica, la diferencia entre cualesquier dos palabras binarias se mide en términos de la distancia Hamming d , definida en forma sencilla como el número de lugares en los que las palabras tienen dígitos diferentes; así, toma d errores (en los lugares de la derecha) para cambiar de una palabra a otra. Continuando con esta idea, un código que detecta o corrige a K errores por palabra debe consistir de palabras de código que tengan

$$d_{\min} = \begin{cases} K+1 & \text{detección de error} \\ 2K+1 & \text{corrección de error} \end{cases} \quad (2.38)$$

El código de repetición triple tiene $d=3$, por lo que, puede detectar $K=3-1=2$ errores o corregir $2K=3-1=2$ errores por palabra. Para un código arbitrario con

k = dígitos de mensaje por palabra.

q = dígitos de comprobación por palabra.

$n = k+q$ = dígitos totales por palabra.

hay 2^k palabras de código binario (formados con k dígitos de mensaje) fuera de $2^n = 2^q \times 2^k$ palabras de n -dígitos posibles. Los dígitos de comprobación se deben de escoger de tal forma que las 2^k palabras de código satisfagan los requisitos de distancia de la ecuación (2.38).

2. Si la probabilidad de error por dígito ϵ es razonablemente pequeña, entonces la probabilidad de $M+1$ errores en una palabra de n -dígitos será mucho menor que la probabilidad de M errores, es decir, $P_n(M+1) \ll P_n(M)$. Para recalcar este

punto, y como referencia, en la Tabla 2.3 se listan expresiones aproximadas para $P_n(M)$ obtenidas por medio de desarrollos de serie binomial. Por lo tanto, si un código corrige o detecta K errores, la probabilidad de error por decodificación por palabra es

$$P_{e,palabra} = \sum_{i=K+1}^n P_n(i) \approx P_n(K+1) \quad (2.39)$$

siendo la aproximación bastante precisa si $n\epsilon \leq 0.1$. Como la mayor parte de los errores de decodificación se deben a $K + 1$ errores de dígito, de los cuales la fracción k/n son dígitos erróneos de mensaje (el resto son errores de dígitos de comprobación), la probabilidad neta por dígito de mensaje o por bit es

$$P_{e,bit} \approx k/n (K + 1) P_{e,palabra} \quad (2.40)$$

Tabla 2.3 Aproximación en Serie para la Distribución Binomial

M	$P_n(M) = \binom{n}{M} \epsilon^M (1-\epsilon)^{n-M}$
0	$1 - n\epsilon + \frac{1}{2}n(n-1)\epsilon^2 - \frac{1}{6}n(n-1)(n-2)\epsilon^3$
1	$n\epsilon - \frac{n(n-1)}{2}\epsilon^2 + \frac{1}{2}n(n-1)(n-2)\epsilon^3$
2	$\frac{1}{2}n(n-1)\epsilon^2 - \frac{1}{2}n(n-1)(n-2)\epsilon^3$
3	$\frac{1}{6}n(n-1)(n-2)\epsilon^3$

3. La inserción de los dígitos de comprobación para control de error reducen la velocidad efectiva a que se transmiten los dígitos de mensaje. En forma cuantitativa, se define el factor de eficiencia en la velocidad de un código como²⁵

$$E = k/k+q = k/n \quad (2.41)$$

por lo que si la velocidad burda de señalización es r , la velocidad de dígitos de mensaje es

$$r_m = Er \quad (2.42)$$

En términos generales, los códigos que están instrumentados con facilidad y además son efectivos en el control de errores, requieren relativamente un gran porcentaje de dígitos de comprobación. Así, el control práctico de errores tiende a ir de la mano con la reducción de velocidad de bits.

²⁵ No se debe confundir con la eficiencia definida anteriormente.

Pero hay otras formas menos elegantes de disminuir los errores a expensas de la velocidad de señalización, permaneciendo fija la potencia de la señal. Y para evaluar en forma apropiada los méritos de un código dado, se debe considerar por lo menos otra opción, a saber, la reducción de la velocidad de la señalización sin codificación. Reduciendo a se incrementa a $p = S_R/Nr$, (si los filtros terminales se ajustan a conformidad, y con ello se disminuye la probabilidad de error.

Supóngase, para efectos de comparación, que se propone un código determinado con eficiencia de velocidad E para su empleo en un canal binario en banda base que tenga

$$\epsilon = Q [(2p)^{1/2}] \quad p = S_R/Nr$$

de tal manera que $P_{e,bit}$ la da la ecuación (2.40) con el valor anterior de ϵ . Por otra parte, se podría reducir simplemente la velocidad de señalización en un factor de E , dando la misma velocidad de bits de mensaje con

$$P_{e, no codificada} = Q [(2p/E)^{1/2}] \quad (2.43)$$

A manera de ejemplo digamos que el código triple tiene $k = 1$, $q = 2$, $n = 3$, y $E = k/n = 1/3$. Si se emplea para corrección de error sencillo en un canal de banda base con $p = 7$ y $r = 1200$, la velocidad de bits de mensaje es $r_m = 1200/3 = 400$ y $\epsilon = Q [(2p)^{1/2}] \approx 10^{-4}$ por lo que, de la ecuación (2.36),

$$P_{e, bit} \approx 3\epsilon^2 \approx 3 \times 10^{-8}$$

La ecuación (2.40) no se aplica en este caso, puesto que el dígito del mensaje codificado siempre es erróneo cuando hay 2 ó 3 errores.

Sin embargo si se reduce la velocidad de señalización a $r=300$ y no se emplea la codificación,

$$P_{e, no codificada} = Q [(2p/E)^{1/2}] = Q [(42)^{1/2}] \approx 5 \times 10^{-9}$$

por lo que la sencilla reducción de velocidad en la señalización es superior a éste código rudimentario.

2.7.1 DETECCIÓN DE ERROR POR COMPROBACION DE PARIDAD.

Para muchas aplicaciones los errores se pueden reducir sin alterarlos sin intentar una corrección inmediata. Esto es cierto, por ejemplo, en la telemetría de datos, cuando se reúne un gran número de valores para análisis estadístico; los valores erróneos, que se detectan, simplemente se omiten en el procesamiento posterior y la pérdida es despreciable.

De manera similar, dado un enlace de comunicación de 2 vías, por el hecho de que se haya detectado un error se puede regresar al transmisor por medio de una acción apropiada, o sea, la retransmisión. Tal decisión es ventajosa de manera especial si el sistema está sujeto a condiciones de transmisión variable, tal como en nuestro caso.

Cuando las condiciones son buenas y los errores no son frecuentes, resulta satisfactorio un código de baja redundancia con alta velocidad de datos; cuando las condiciones son desfavorables, como lo puede indicar una detección frecuente de errores, el transmisor puede conmutar a un código de más alta redundancia o cesar la información de manera temporal. Pero con o sin realimentación, la detección de error sencilla es suficiente sólo si ϵ es pequeña y la probabilidad de los errores no detectados está en un adecuado bajo nivel, tal como en nuestro diseño.

Muchos códigos para detección de errores están basados en la noción de paridad. Se dice que la paridad de una palabra binaria es para cuando la palabra incluye un número par de 1s, en tanto que la paridad impar significa un número impar de 1s. Para la detección de errores por medio de la comprobación de paridad, se divide el mensaje en números de k dígitos y se agrega un dígito de comprobación a cada grupo tal que cada palabra de $(k + 1)$ dígitos tenga la misma paridad, digamos par. Así, el dígito de comprobación queda relacionado con los dígitos del mensaje por

$$c = m_1 [+] m_2 [+] \dots [+] m_k \quad (2.44)$$

en donde $[+]$ significa adición del módulo 2. La aritmética del módulo 2, definida en los dígitos binarios 0 y 1, es igual que la aritmética ordinaria, excepto en que $1 [+] 1 = 0^{26}$ y no existe diferencia entre la suma y la resta. En consecuencia, la ecuación (2.44) es equivalente a

$$m_1 [+] m_2 [+] \dots [+] m_k [+] c = 0 \quad (2.45)$$

El factor de eficiencia es

$$E = k / (k+1) \quad (2.46)$$

indicando una eficiencia razonable si k es grande.

Si se utiliza un código de 8 bits de los cuales uno es para comprobación de paridad, entonces $E = 7/8 = 0.875$.

De las 2^{k+1} palabras binarias posibles que tienen $k+1$ dígitos, la codificación por comprobación de paridad excluye precisamente a la mitad, la mitad con paridad impar,

²⁶ Esto se refiere a una compuerta OR-EXCLUSIVA.

asegurando con ello que el código tenga una distancia de Hamming $d \geq 2$ como se requiere para la detección de error sencillo. Por lo tanto, si la paridad de una palabra recibida es impar, se sabe que hay un error - o tres errores - o, en general, un número impar de errores. La detección de error se puede entonces implementar, comprobando la paridad de cada palabra que llega. Por supuesto que no es posible la corrección de error, dado a que no se sabe en donde se localizan los errores dentro de la palabra. Además, un número par de errores mantiene válida la paridad y, en consecuencia, pasa sin detectarse.

Pasando por alto todo, excepto el caso de error doble, $P_{\text{palabra}} \approx P_{k+1} (2) \approx 1/2 (k + 1)k^2$ y por ende, de la ecuación (2.40),

$$P_{\text{bit}} \approx (k/k+1)2P_{\text{palabra}} \approx k^2 \quad (2.47)$$

Si $k=7$ y $\epsilon=10^{-4}$, la codificación por comprobación de paridad abate la probabilidad de error en más de un orden de magnitud, $P_{\text{bit}} = (7)(2)(10^{-4})^2 \approx 5 \times 10^{-7}$ y con sólo una reducción de velocidad de $\epsilon = 0.875$.

La probabilidad de un error detectado es también de interés porque indica la cantidad de datos que deben ser retransmitidos o descartados. Puesto que principalmente se detectan errores sencillos, se tiene por palabra

$$P_{\text{palabra}} \approx (1 - \epsilon)^k \approx (k+1)\epsilon \quad (2.48)$$

En un mensaje de $N \gg 1$ dígitos totales de mensaje, hay N/k palabras, de las cuales $(N/k)(k+1)\epsilon$ tienen errores detectados. Si se descartan los errores detectados, el número fraccionario de dígitos de mensaje desechados es

$$P_{\text{palabra}} = 1/N [k N/k (k+1)\epsilon] = (k+1)\epsilon \quad (2.49)$$

$$\text{Si } k=7 \text{ y } \epsilon = 10^{-4}, P_{\text{palabra}} \approx 0.08\%$$

En la práctica es preferible emplear la paridad de palabra impar y un número impar de dígitos de mensaje por palabra; esto asegura que cada palabra tenga por lo menos una transición, ayudando con ello a la sincronización y previniendo con ello la pérdida aparente de la señal si el mensaje contiene una hilera extensa de semejantes dígitos.

2.7.2 CODIGOS DE BLOQUES PARA CORRECCION DE ERRORES.

La idea de los códigos de corrección de error sugiere en mayor medida, que la simple detección de error la transmisión unilateral sin errores, cuya hipótesis estableció Shannon. Resulta que la codificación en el transmisor no es muy diferente de la detección a la corrección; el decodificador de recepción es el problema en los sistemas de corrección de errores.

Cuando el equipo de transmisión tiene restricciones, por ejemplo, en satélites, debe de demostrar ser más práctico para corregir errores en el receptor que presentar facilidades de retransmisión, aún cuando se disponga de una trayectoria bilateral.

La codificación por comprobación de paridad se extiende con facilidad a la corrección de errores observando que la corrección requiere de la detección de un error y de su ubicación en la palabra. Así, se hacen comprobaciones en la misma palabra pero en dos modelos diferentes, los errores ocasionan síntomas característicos de invalidación de la paridad.

Muchos códigos de bloque para la corrección de errores tienen palabras de n -dígitos en los cuales los primeros k dígitos son dígitos de mensaje y los restantes q dígitos, $q = n - k$ son dígitos de comprobación de paridad. A tal código se le designa código sistemático de comprobación de paridad (n, k) , y el dígito i -ésimo de una palabra de código es

$$X_i = \begin{cases} m_i & i = 1, 2, \dots, k \\ c_{i-k} & i = k+1, \dots, n \end{cases} \quad (2.50)$$

Por conveniencia analítica, una palabra típica de código se representa por medio de una matriz $n \times 1$ (o vector columna) x . Por ejemplo, una palabra de código $(7, 4)$ sería

$$x = [m_1 \ m_2 \ m_3 \ m_4 \ c_1 \ c_2 \ c_3]^T$$

la cual se ha escrito como la transpuesta de una matriz $1 \times n$ para ahorrar espacio. Dado los dígitos de mensaje para una palabra en particular, los dígitos de comprobación se escogen de tal manera que

$$Hx = 0 \quad (2.51)$$

donde la matriz de comprobación de paridad H es una matriz rectangular $q \times n$ de la forma

$$H = \left[\begin{array}{ccc|cccc} & & & k & & & & q \\ & & & & & & & \\ \hline & & & h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1k} & 1 & \emptyset & \emptyset & \dots & \emptyset \\ & & & h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2k} & \emptyset & 1 & \emptyset & \dots & \emptyset \\ & & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ & & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ & & & h_{q1} & h_{q2} & & h_{qk} & \emptyset & \emptyset & \emptyset & \dots & 1 \\ \hline & & & & & & & & & & & \end{array} \right] \quad q \quad (2.52)$$

Nótese que la porción de la derecha del segundo miembro de H es una matriz unitaria $q \times q$; por lo que, combinando las ecuaciones (2.50) y (2.52), cada fila de la ecuación (2.51) es una ecuación de comprobación de paridad que comprende sólo un dígito de comprobación, es decir,

$$h_{j1}m_1 [+] h_{j2}m_2 [+] \dots [+] h_{jk}m_k [+] c_j = \emptyset \quad j = 1, 2, \dots, q$$

Los componentes h_{11} , h_{12} , etc., de H son dígitos binarios, pero no se les ha especificado aún dado que éstos determinan las propiedades de corrección de error del código para lo cual se precisa de más información.

Supóngase que se transmite una palabra XY, debido a los errores, resulta en la palabra recibida

$$Y = X [+] e \quad (2.53)$$

en lo cual se conviene que para la suma dígito a dígito

$$Y_i = X_i [+] e_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.54)$$

con e como el modelo de error, o sea,

$$e_i = \begin{cases} 1 & y_i \neq x_i \\ \emptyset & y_i = x_i \end{cases}$$

Como aclaración, si

$$X = [\emptyset 1 \emptyset \emptyset 1]^T$$

y

$$Y = [\emptyset 1 1 \emptyset \emptyset]^T$$

entonces

$$e = [0 0 1 0 1]^T$$

lo que indica que hay errores en el tercero y quinto dígitos.

Si se pudiera determinar a e en el receptor, se corregirían todos los errores; pero el encontrar a e de Y requiere que se conozca a X , la palabra transmitida!. Sin embargo se puede calcular un síndrome de q -dígitos.

$$S = HY \quad (2.55)$$

lo cual proporciona alguna información útil. De manera específica, de las ecuaciones (2.51), (2.53) y (2.54),

$$S = HX [+] He = He \quad (2.56)$$

por lo que $S=0$ cuando $e=0$, es decir, sin errores.

Además, si Y tiene solo un error, digamos en el dígito de mensaje j -ésimo,

$$S = [h_{1j} \ h_{2j} \ \dots h_{qj}]^T \quad j \leq k \quad (2.57)$$

y éste es idéntico a la columna j -ésima de la matriz de comprobación de paridad. Por lo tanto, el síndrome indica sin ambigüedades la condición de que no hay error o la posición de un error único, siempre y cuando todas las columnas de H sean diferentes y diferentes de cero; y entonces se tiene un código de corrección único.

Cuando se emplea de éste modo, un código (n, k) tiene $P_{\text{palabra}} \approx P_n(2)$ y

$$P_{\text{bit}} \approx k/n 2P_n(2) \approx k(n-1)\epsilon^2 \quad (2.58)$$

Los errores múltiples ocasionan complicaciones, sin embargo, dado que se pueden omitir los errores reales y de manera equivocada "corregir" otro dígito de mensaje, empeorando las cosas. En consecuencia, a menos de que ϵ sea tan pequeña, como para que los errores múltiples sean muy raros, resulta deseable un código más contundente.

Por desgracia, idear un síndrome apropiado y una matriz de comprobación de paridad para la corrección de errores múltiples es una tarea mucho más complicada; tanto, que los primeros códigos para corrección de error doble se crearon por prueba y error, más que por el diseño de un método específico.

2.7.3 CODIGOS DE HAMMING.

Hamming (1950) ideó una clase más elegante de códigos de bloque. En esta notación, y tratándose sólo de la corrección de error sencillo, la estrategia de Hamming es: si hay q dígitos de comprobación por palabra, entonces el síndrome es una palabra de q dígitos que se pueden hacer para decifrar en forma binaria y situar así la posición exacta de un error sencillo, si lo hay.

Con $q=3$, por ejemplo, $S=000$ significa "que no hay error", $S=001$ significa "error en el primer dígito", etc.

Dado que se requieren indicaciones de $n+1$ errores ("sin error" o de un error en cualquiera de los n dígitos de palabra de código), y puesto que hay 2^q palabras de síndrome diferentes, los números de dígitos de comprobación y dígitos de mensaje en un código de Hamming están relacionados por medio de

$$2^q \geq k + q + 1 \quad \text{donde} \quad k + q = n \quad (2.59)$$

De conformidad, el factor de eficiencia es

$$E = k/n = 1 - 1/n \log_2 (n+1) \quad (2.60)$$

por lo que se obtiene una eficiencia razonable empleando palabras de código largas.

La matriz de comprobación de paridad se construye con facilidad aprovechando lo estipulado con anterioridad para S y el hecho de que s sea igual a la columna j -ésima de H cuando hay un error único en el dígito j -ésimo.

Por lo tanto, leyendo de izquierda a derecha, las columnas de H son simplemente las versiones binarias de los números 1, 2, ..., n , como se muestra a continuación para un código de Hamming (7, 4).

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Por comparación con la ecuación (2.52) que no es un código sistemático; dado que las posiciones de los dígitos de comprobación deben de corresponder a las columnas de H que tienen sólo un 1, se desprende que la palabra código (7,4) tiene la forma

$$X = [c_1 \ c_2 \ m_1 \ c_3 \ m_2 \ m_3 \ m_4]^T \quad (2.62)$$

y las ecuaciones para los dígitos de comprobación son

$$\begin{aligned} c_1 &= m_1 [+] m_2 [+] m_4 \\ c_2 &= m_1 [+] m_3 [+] m_4 \\ c_3 &= m_2 [+] m_3 [+] m_4 \end{aligned} \quad (2.63)$$

Obsérvese que cada dígito de mensaje está comprobado por lo menos con dos dígitos de comprobación, lo cual es esencial en la corrección de errores.

En otras palabras, retomando la ecuación (2.59) para nuestro caso, si $k=4$ (4 palabras mensaje), entonces $2^q \geq q + 4 + 1 = q + 5$.

$$\text{Si } q=2 \ ; \ 2^q=4 \ ; \ q+5=7 \quad (\text{no cumple})$$

$$\text{Si } q=3 \ ; \ 2^q=8 \ ; \ q+5=8 \quad (\text{si cumple})$$

Tabla 2.4 Combinación de los bits de chequeo y bits de datos en columnas numeradas.

# binario	001	010	011	100	101	110	111
# (dec)	1	2	3	4	5	6	7

Aquí la columnas están numeradas, sin especificar cuales son los datos y cuáles bits de chequeo.

El resultado del primer chequeo de paridad será tomado del bit menos significativo del síndrome S_0 , el cual si un error ocurre, éste bit será un 1 señalando una de las columnas cuyo binario tiene un 1 en la posición menos significativo. El primer chequeo toma lugares sobre las columnas 1, 3, 5 y 7. Similarmente, el segundo bit del síndrome S_1 , debe señalar las columnas con 1s en la segunda posición, o sea, sobre las columnas 2, 3, 6 y 7. Finalmente el tercer bit S_2 debe señalar las columnas 4, 5, 6, 7; las cuales tienen 1s en la tercera posición. Por ejemplo, si el bit #2 es un error, solamente el bit de S_1 es afectado y tendrá un 1, así $S_2 S_1 S_0 = 010 = 2$, indicando que en la columna 2 tiene un error.

De nuevo, si el bit N_0 5 es un error, los bits S_2 y S_0 son afectados y $S_2 S_1 S_0 = 101 = 5$, y así sucesivamente. Si no hay errores $S_2 S_1 S_0 = 000$.

Supongamos que arbitrariamente hacemos las columnas 1 a 4

Tabla 2.5 Relación Bits Síndrome-Bits Chequeados

Bits chequeados				Bits síndrome
4	5	6	7	S_2 - más significante
2	3	6	7	S_1 - siguiente significante
1	3	5	7	S_0 - menos significante

para datos y las columnas 5, 6 y 7 para las posiciones de chequeo. Podemos ver en la Tabla 2.5 que los bits de chequeo no pueden ser independientemente generados, ya que los bits 5 y 6 cada uno ocurre en dos de los chequeos, mientras que el bit 7, ocurre en los 3 chequeos. Esto es indeseable. Ahora bien, las columnas 1, 2 y 4 aparecen solamente una vez en diferentes chequeos y son independientes. Si usamos estas posiciones para los bits de chequeo y las posiciones 3, 5, 6, 7 para datos, cada bit dependerá solamente de los bit de datos como se muestra en la Tabla 2.6.

Tabla 2.6

Columna No.	1	2	3	4	5	6	7
Bits (Data o Cheq.)	q	q	k	q	k	k	k

q = bits de chequeo
 k = bits del mensaje

Desafortunadamente este partimiento de los bits de datos es indeseable desde el punto de vista de fácil observación. Otra forma de interpretación se deduce a partir de la Tabla 2.5.

$$S_2 = (4) [+] (5) [+] (6) [+] (7) = 0$$

$$S_1 = (2) [+] (3) [+] (6) [+] (7) = 0$$

$$S_0 = (1) [+] (3) [+] (5) [+] (7) = 0$$

Se igualan a cero para condición de no error, los paréntesis indican " contenido binario en la columna #".

Por simple manipulación de estas ecuaciones podemos expresar (5), (6) y (7) en términos de (1), (2), (3) y (4).

Así $4 [+] 5 [+] 6 [+] 7 [+] 2 [+] 3 [+] 6 [+] 7 = 0$

$$4 [+] 5 [+] 2 [+] 3 = 0 ; \text{ ya que } x [+] x = 0$$

Si hay 2 errores, la aplicación de las ecuaciones del síndrome no serán válidas, ya que no señala la posición correcta de los errores. No hay manera de decifrar si el

2.7.3.1 DETECCIÓN DE DOBLE ERROR.

El código no cumple con la distancia de Hamming cuando los bits son todos ceros o todos unos (palabras #0 y #15 respectivamente).

$$S_2 = 1 [+] 1 [+] 1 [+] 1 [+] 0 = 1$$

Donde la columna de bit de chequeo ha sido tomada de la ecuación (2.63).

$$S_1 = 0 [+] 1 [+] 1 [+] 0 [+] 1 = 1 \quad S = 011 = 3 \text{ y la columna 3 tiene el error.}$$

$$S_2 = 1 [+] 1 [+] 1 [+] 0 [+] 0 = 0$$

Ejemplo: si se envía la palabra #9 100100 y es recibida como 101100, entonces:

$$S_2 = (1) [+] (3) [+] (5) [+] (7) \quad S_2 = 101100$$

$$S_1 = (2) [+] (3) [+] (6) [+] (7) \quad S_1 = 011000$$

$$S_2 = (4) [+] (5) [+] (6) [+] (7) \quad S_2 = 011000$$

Para aplicar la comprobación de corrección de error hacemos uso de las ecuaciones originales de chequeo de paridad.

satisfacer las ecuaciones de paridad. bits de datos y entonces seleccionar los bits de chequeo para código completo de todas las posibles combinaciones de los 4 para datos (m_1, m_2, m_3, m_4) y las columnas 5, 6 y 7, (c_1, c_2 y c_3) para los bits de chequeo. Esto nos permite construir un Ahora estamos listos para asignar a las columnas 1, 2, 3, 4

Esto es una comprobación de la ecuación (2.63) para los dígitos de comprobación o chequeo.

$$(7) = (1) [+] (2) [+] (4) \quad S_1 = 011000$$

$$(6) = (1) [+] (3) [+] (4) \quad S_2 = 011000$$

Similarmente

$$(5) = (2) [+] (3) [+] (4)$$



Tabla 2.7

Palabra #	Bit de Datos				Bits de Chequeo			Bits de paridad extra (paridad par)
	m_1	m_2	m_3	m_4	c_1	c_2	c_3	
	1	2	3	4	5	6	7	8
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	0	0	1	1
4	0	1	0	0	1	0	1	1
5	1	0	1	0	0	1	0	1
6	0	1	1	0	0	1	1	0
7	0	1	1	1	1	0	0	0
8	1	0	0	0	0	1	1	1
9	1	0	0	1	1	0	0	1
10	1	0	1	0	1	0	1	0
11	1	0	1	1	0	1	0	0
12	1	1	0	0	1	1	0	0
13	1	1	0	1	0	0	1	0
14	1	1	1	0	0	0	0	1
15	1	1	1	1	1	1	1	1

síndrome señala 1 ó 2 errores. Para hacerlo necesitamos un bit extra llamado bit de paridad extra.

2.7.3.2 BIT DE PARIDAD EXTRA (paridad par).

He aquí la tabla que resume su filosofía donde S= síndrome y x= resultado del bit de paridad extra.

Tabla 2.8

61

S	X	Descripción
0	0	asume que no hay error
S	X	Descripción
0	1	asume que la columna 8 tiene error. Puede dejarse así o corregirse.

$\neq \emptyset$	1	hay un simple error en las columnas del 1 al 7 y las señala por medio de S.
$\neq \emptyset$	\emptyset	hay dos errores y no pueden corregirse.

El sistema no funcionará con más de dos errores.

2.7.4 PALABRAS DE RECONOCIMIENTO PARA SINCRONIZACION.

En una comunicación asíncrona en la que se pretende la reconstrucción de las señales de reloj necesarias para la sincronización de la señal en el receptor; si por algún motivo se pierde ésta, la información recibida será errónea. Esto puede ocurrir por varias razones, una de ellas puede ser el ruido, o cuando se envían palabras largas con ceros y unos. Para evitar esta condición indeseable se puede incluir dentro del flujo de datos una especie de "marca", a fin de poder distinguir donde empieza una palabra de otra y que el receptor reconozca esta "marca" y que no sea confundida con el resto de la información. Esta marca se le conoce con el nombre de "palabra de reconocimiento". Una palabra típica de reconocimiento consta de 24 bits (3 palabras de 8 bits) como ésta: 010110010001111010110010.

2.7.4.1 ALTERNATIVA DE TRANSMISION DE UNA PALABRA DE RECONOCIMIENTO.

Es posible que alguna combinación de datos enviados sean confundidos con la palabra de reconocimiento y así perder la sincronización dada por un falso reconocimiento. Si se considera ruido en el canal, esta posibilidad se hace aun más grande. Para evitar esta situación se puede utilizar una secuencia binaria de 15 bits pseudo-aleatorios o PRBS (Bit pseudo-random binary sequence) que genera secuencias de 24 bits.

La probabilidad de que un conjunto de n bits esperado sea enviado, se da a un promedio de $f_{reloj}/2^n$ Hz. Entónces el periodo de reconocimiento aleatorio es $2^n/f_{reloj}$. Teóricamente cada vez que se agrega un bit a la palabra de reconocimiento, la frecuencia de aparición se reducirá a la mitad. Una palabra de reconocimiento de longitud 24 se repetiría cada $2^{24}/f_{reloj}$ segundos.

CONCLUSIONES DEL CAPITULO II.

En este capítulo se plantea esencialmente la filosofía de la parte digital del transmisor. La velocidad de transmisión sugerida es de 64 Kbits/seg. A esta velocidad no es posible transmitir música de alta fidelidad, como se había planteado al principio, por razones expuestas en el documento, debida a la velocidad de muestreo que sería muy lenta para un ancho de banda de 15 KHz. Pero sí es posible enviar voz libre de interferencias mayores debido al ancho de banda especificado en el capítulo I de 200 KHz. Este ancho de banda nos permite una probabilidad de error en el receptor menor que 10^{-4} , que es suficiente para asegurarnos de que es posible la transmisión digital. Con este ancho de banda también se podría ocupar el transmisor en el espectro comercial de FM como alternativa, y a la vez se podría eliminar la etapa digital y funcionar como un transmisor analógico. Una ventaja que posee el transmisor es su facilidad de convertir la salida digital NRZ a otras modalidades, tal como QPSK y así aumentar la velocidad de transmisión al doble sobre el mismo ancho de banda, con el inconveniente que el receptor sería mucho más complejo. La información redundante a enviar, es de especial importancia para sincronismo, detección y corrección de errores, los bits de paridad para transmitir voz no son necesarios, ya que si hay un error la persona que esté en la parte receptora lo detectará inmediatamente y debido al contenido rico de información de la voz los errores causados por la alteración de algún bit no son de especial importancia para la inteligibilidad, así que se pueden omitir. Para transmisión de datos la cosa se complica, ya que es necesario establecer comunicación entre computadoras y aquí juega un papel muy importante la velocidad de información, ya que con modems es muy limitada, además se deben incluir bits de paridad, bits de arranque y parada si se trata de una comunicación asíncrona o palabras de sincronismo si se trata de comunicación síncrona. Todo esto se tratará en detalle en los siguientes capítulos.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Carlson, A. Bruce. "Sistemas de Comunicación", Traducido del inglés por José Refugio Salas Contreras. México. Editorial McGraw-Hill, 1980.

Green, Paul E.; Lucky, Robert W.. "Computer Communications". USA. IEEE PRESS, 1975.

Krauss, Herbert C.; Bostian, Charles W.; Raab, Frederick H.. "Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación". Traducido

del inglés por Guillermo García Talavera. México. Editorial Limusa, 1984.

Lathi, B.P.. "Sistemas de Comunicación". Traducido del inglés por Denio A. Topete. México. Editorial Marcombo, 1986.

Schwartz, Mischa. "Transmisión de Información, Modulación y Ruido". Tercera edición. Traducido del inglés por Caupolicán Muñoz Balboa. México. Editorial Mc. Graw Hill, 1983.

Stremler, Ferrel G. "Sistemas de Comunicación". Segunda edición. Traducido del inglés por Ruy Renau Ballester. México. Editado por el Fondo Educativo Interamericano, S.A. de C.V., 1985.

Ziemer, R.E.; Tranter, W.H.. "Principios de Comunicaciones Sistemas, Modulación y Ruido". Traducido del inglés por Carlos A. García Ferrer. México. Editorial Trillas, S.A. de C.V., 1981.

CAPITULO III

ELECTRONICA DE LA COMUNICACION ANALOGICA.

Introducción:

El objetivo principal de este capítulo es desarrollar los temas para nuestro transmisor-receptor para la parte analógica, a saber: acoplamiento de RF, con sus distintas configuraciones; generador de frecuencias de RF, que para nuestro caso son a cristal; moduladores de fase, osciladores, multiplicadores de frecuencia, donde se estudiarán esquemas fundamentales como lo son los dobladores y triplicadores; drivers, que prácticamente es el preamplificador de potencia de RF y amplificadores de RF, la antena, en donde se dejará una propuesta de diseño y otra que puede adquirirse mediante un catálogo que se encuentra dentro de los anexos; preamplificador de RF, mezcladores,. La parte digital se desarrollará en el capítulo IV.

3.0 PARTE TRANSMISORA

Los siguientes temas a tratar se refieren a la parte transmisora, siendo el último tema el alcance del transmisor, para luego proseguir con la parte receptora.

3.0.1 ACOPLAMIENTO DE RF.

Los circuitos de radio frecuencia (RF), operan sobre principios que incluyen la teoría de la resonancia. En la práctica son más comúnmente usados los circuitos resonantes paralelos que los circuitos resonantes serie. Sin embargo, esta afirmación no está destinada a minimizar la importancia de los circuitos resonantes serie.

3.0.1.1 RESONANCIA SERIE.

El circuito resonante serie básico consiste de una bobina y un capacitor, siendo la única resistencia la de la bobina (R_s).

La resonancia serie ocurre cuando la reactancia inductiva ($X_L = 2\pi fL = \omega L$) es igual a la reactancia capacitiva ($X_C = 1/2\pi fC = 1/\omega C$) en una frecuencia específica llamada resonante (f_0). La suma vectorial de los dos términos de reactancia causa que se cancelen dejando solo R en resonancia. Esto conduce a una impedancia total de circuito ($Z = R$) que es una impedancia mínima en la resonancia. La agudeza de la curva de respuesta de la corriente depende del factor de calidad Q . Expresiones válidas para el Q son:

$$Q = \frac{\text{energía almacenada en un circuito}}{\text{energía disipada por ciclo}} \quad (3.1)$$

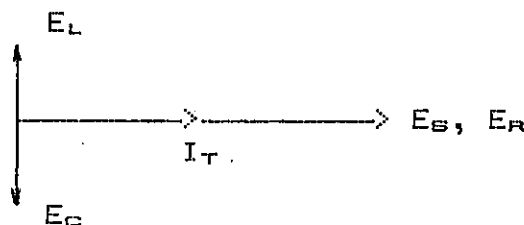


Figura 3.1 Relaciones entre voltaje y corriente en un circuito resonante serie en resonancia.

$$Q = (2\pi f_0 L) / R_s \quad (3.2)$$

El ancho de banda (BW) se define como el rango de frecuencias que un circuito pasará sin seria deterioración de amplitud; esto es, que la salida no sea menor del 70.7% del valor pico de la salida. El punto 0.707 corresponde a la condición media-potencia. Representa también los 3dB abajo del punto pico.

$$BW = f_0 / Q \quad (3.3)$$

Conforme Q se incrementa, BW decrece y la curva de resonancia llega a ser más aguda. El borde o bajada de la curva llega a ser más inclinada.

En frecuencias de RF se puede fácilmente lograr un Q de 100 a 200. El Q puede disminuirse añadiendo en serie un resistor (R) con el circuito serie resonante.

Fuera de la resonancia, la impedancia del circuito es:

$$Z = [(R_s)^2 + (X_L - X_C)^2]^{1/2} \text{ ohm } (\Omega) \quad (3.4)$$

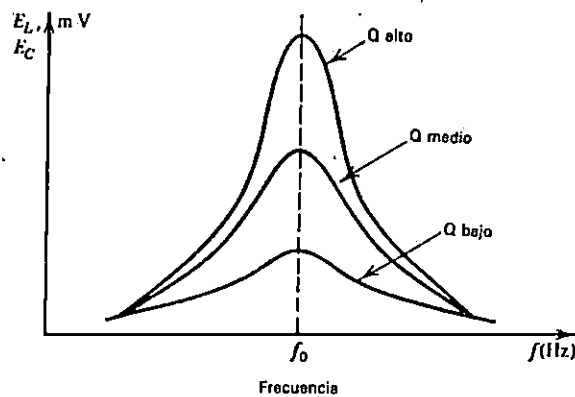


Figura 3.2

3.0.1.2 RESONANCIA PARALELO.

Consiste de una inductancia (L) y un capacitor (C) en paralelo. La componente resistiva del inductor se muestra como un resistor separado en serie con él.

El circuito resonante paralelo es usado ampliamente en sistemas de RF y sirve para muchas funciones. Al circuito resonante paralelo comunmente se le llama circuito tanque. Las ecuaciones de frecuencia resonante, factor de calidad son las mismas que para el circuito resonante serie.

Por convención, se dice que un circuito tiene un bajo Q si éste es menor que 10, entonces f₀ será:

$$f_0 = 1 / 2\pi(LC)^{1/2} \times (1 - CR^2/L)^{1/2} \quad (3.5)$$

Esta condición no concernirá en nuestro caso, porque se está tratando con circuitos de alto Q (Q >> 10). La impedancia total que presenta el circuito tanque a la fuente de voltaje en la resonancia está dada por la ecuación:

$$Z_0 = L/CR = QX_L = Q^2R = X_L^2/R = (X_L X_C) / R \quad (3.6)$$

La impedancia resonante Z₀ es un máximo en f₀. La corriente extraída de la fuente es un mínimo en f₀, o

$$I_T = E_T / Z_0 \quad (3.7)$$

La corriente circulante en el circuito tanque es la corriente de la fuente multiplicada por Q, o

$$I_L = I_C = Q I_T \quad (3.8)$$

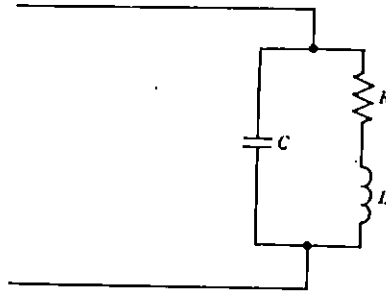


Figura 3.3 Circuito resonante paralelo o tanque.

El significado de estas ecuaciones es que un circuito tanque actuará como un circuito de alta impedancia en la resonancia con una alta corriente fluyendo a través de la bobina. Como la ganancia de un amplificador está determinada en parte por la carga de colector o placa, es deseable tener una impedancia alta de carga para la frecuencia de interés. Para un circuito tanque resonante paralelo, el ancho de banda, frecuencia resonante, y Q están relacionados como lo están en el circuito resonante serie.

3.0.1.3 TIPOS DE ACOPLAMIENTO.

Hay varios métodos de acoplamiento usados para circuitos de RF. El más común es el acoplamiento magnético; esto es tener un tanque magnéticamente acoplado a otro tanque (figura 3.4a). También es ampliamente usado un solo tanque acoplado por un capacitor a la próxima etapa (figura 3.4b). Una forma más especializada de acoplamiento es el eslabón acoplado, en el cual los tanques están magnéticamente acoplados a bobinas desintonizadas (figura 3.4c). Hay otros métodos. Pero aquí se consideran nada más los básicos de los circuitos más comúnmente usados.

3.0.1.3.1 ACOPLAMIENTO MAGNETICO.

Los fundamentos del acoplamiento magnético también son bases del acoplamiento por eslabón y acoplamiento por tanque doble sintonizado. Un voltaje AC aplicado al primario de un transformador causa el flujo de una corriente AC de primario. Esta corriente cambiante establece un campo magnético que se expande y contrae con la corriente del primario. El campo magnético primario crea eslabonamientos de flujo en el

devanado secundario que crean un voltaje en este devanado. Los devanados primario y secundario poseen acoplamiento mutuo

$$M = k (L_1 L_2)^{1/2} \quad (3.9)$$

donde:

- M : Es la inductancia mutua en henrios (H).
L₁ y L₂: Son la auto-inductancia del primario y secundario en henrios (H).
k : Es el grado de acoplamiento expresado como una fracción decimal.

En la práctica, los transformadores de RF son enrollados con los devanados primario y secundario sobre la misma forma tubular, juntos, con un núcleo tubular de hierro pulverizado. El hierro pulverizado da un mejor acoplamiento que el núcleo de aire, reduciendo al mismo tiempo las pérdidas por corrientes de Foucault del hierro que resultaría del uso de núcleos laminados, tal como son usados en bajas frecuencias. Si se varía la ubicación del núcleo en la bobina respecto de los dos devanados, se varía el acoplamiento y la inductancia mutua. Este es el procedimiento usual seguido al alinear un receptor. De nada sirve desarrollar un voltaje secundario a menos que este voltaje se aplique a un dispositivo electrónico. Si el dispositivo es una componente de alta impedancia, tal como la compuerta de un transistor de efecto de campo (FET), la corriente extraída del devanado secundario es despreciablemente pequeña. Entonces se dice que la carga del secundario es ligera y el efecto de carga sobre el devanado primario es despreciable; esto es, actúa como si el secundario fuera un circuito abierto. El efecto sobre el primario de extraer corriente del secundario apreciable, se llama impedancia reflejada. Esto resulta del hecho de que la corriente del secundario establece su propio campo magnético reducido, equivalente a una bobina con mayor auto-inductancia. Como es la auto-inductancia la que ha estado oponiéndose al flujo de la corriente del primario, el efecto final es un incremento de la corriente del primario. Entonces la carga del secundario determina la impedancia vista por la fuente de voltaje que alimenta al primario.

Matemáticamente este efecto se expresa por la ecuación (3.10).

$$Z_p' = Z_{1p} - (\omega M)^2 / Z_s \quad \text{ohm } (\Omega) \quad (3.10)$$

donde:

- Z_p' : Es la impedancia del primario con una carga de secundario, ohm (Ω).
M : Es la inductancia mutua en henrios (H).
ω : 2πf radianes/seg.

3.0.1.3.2 CONSIDERACIONES PRACTICAS DEL ACOPLAMIENTO.

El acoplamiento de RF más ampliamente utilizado es el circuito doble sintonizado, figura 3.4a. Ambas secciones primario y secundario son tanques sintonizados y el acoplamiento es magnético. El circuito de sintonía única, (figura 3.4b) también es ampliamente usado. Este circuito acopla a la carga (etapa amplificadora, antena, etc.), con un capacitor. Además de ahorrar un tanque, el grado de acoplamiento se controla fácilmente por el valor del capacitor de acoplamiento. Este a su vez minimiza la carga sobre la fuente. Este método se usa frecuentemente en osciladores de RF.

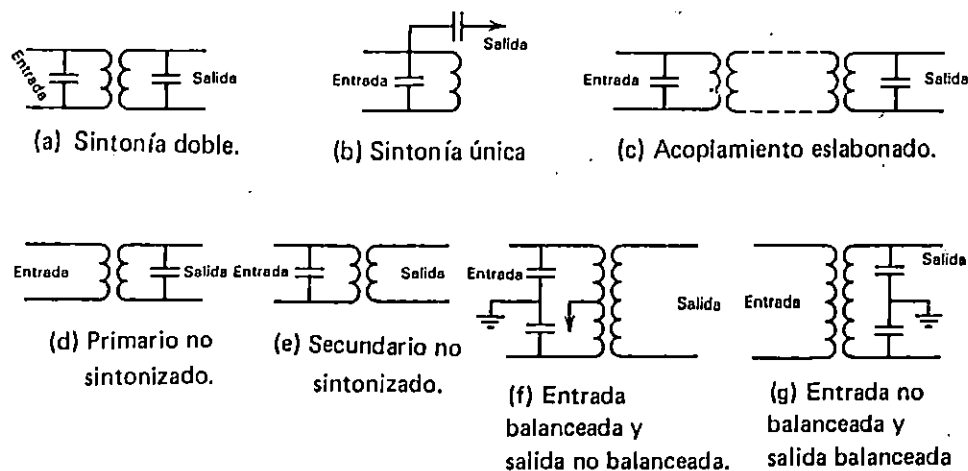


Figura 3.4 Métodos de Acoplamiento.

Otro tipo de acoplamiento es tener un tanque y una bobina desintonizada. El acoplamiento puede ser con primario sintonizado y secundario desintonizado (figura 3.4d) o viceversa (figura 3.4e). De estos acoplamientos pueden resultar ventajas específicas de acoplamiento de impedancias. El acoplamiento por eslabón es una combinación de tanque y bobina desintonizada (figura 3.4c). Este tipo se utiliza para transportar una señal sobre una cierta distancia, por ejemplo, el transporte desde el estudio de una radiodifusora o televisora a una antena receptora cualquiera. El eslabón desintonizado es de baja impedancia en este caso y menos susceptible de captar ruido (figura 3.4f y 3.4g). La línea balanceada tiene ambos conductores aislados de tierra.

El circuito doble sintonizado, figura 3.4a, introduce el parámetro adicional de acoplamiento. Un circuito diseñado para acoplamiento ligero origina una carga ligera y un tanque

de Q alto. Sin embargo, la energía acoplada secundario es pequeña y la salida es baja. Esta condición se llama acoplamiento insuficiente y da ingreso a un tipo de curva angosta de alto Q (figura 3.5a). Si el acoplamiento se incrementa a un grado tal que la impedancia reflejada de carga sea igual a la impedancia del primario, a la condición se le llama acoplamiento crítico. La salida es un máximo, pero la carga reflejada ha originado un Q bajo y una curva ancha (figura 3.5b).

Un incremento adicional en el acoplamiento genera un sobreacoplamiento (figura 3.5c). Esto se evidencia a un pico en ambos lados de f_0 , con un valle en f_0 . Conforme el acoplamiento se incrementa, los tipos ocurren alejados de f_0 y la amplitud de f_0 decrece. Este es un método normalizado de extender el ancho de banda, pero debe tenerse cuidado de conservar la profundidad del valle en f_0 dentro de los límites aceptables (figura 3.5d).

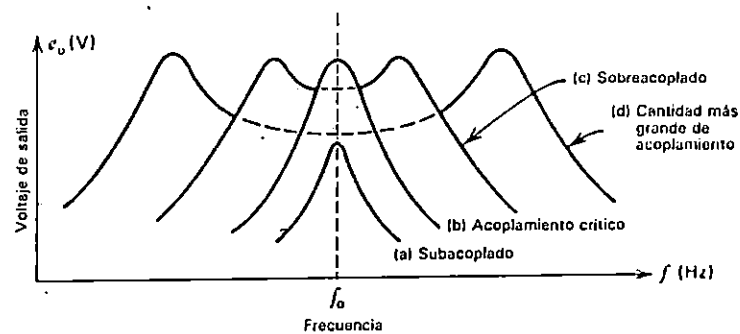


Figura 3.5 Efecto de acoplamiento sobre la curva de respuesta en frecuencia.

El acoplamiento impropio puede negar lo que de otra forma sería un diseño de circuito perfecto. La máxima eficiencia, máxima transferencia de potencia y mínima distorsión dependen todas del acoplamiento propio.

Otra característica del circuito del tanque doble-sintonizado proviene del tipo de carga. Si la carga del secundario es resistiva, la carga reflejada es resistiva y la fuente de voltaje del primario (amplificador, oscilador, etc.) ve una carga resistiva. Si el secundario se carga con un circuito capacitivo, se refleja al primario como su conjugado (una inductancia). Una carga en el secundario inductiva se refleja al primario como capacitancia. Otra forma de acoplamiento es por medio de autotransformador. La relación de vueltas

determina el voltaje, y el cuadrado de esta relación de vueltas determina la transferencia de impedancia. El lado que encara la derivación está acoplado una impedancia baja.

A manera de ejemplo, supongamos que un circuito tanque consiste de $L = 120 \mu\text{H}$, $C = 80 \text{ pf}$, y $R_s = 10 \Omega$. Calcular el Q efectivo para un resistor paralelo (R_L) de a) $1 \text{ M}\Omega$ y b) $50 \text{ k}\Omega$. Facilmente se encuentra que:

$$Z_o = L/CR = 120 \times 10^{-6} / (80 \times 10^{-12} \times 10) = 1.5 \times 10^5 \Omega$$

$$X_L = (R_s Z_o)^{1/2} = (10 \times 1.5 \times 10^5)^{1/2} = 1.225 \text{ k}\Omega$$

$$Q = Z_o / X_L = 1.5 \times 10^5 / 1.225 \times 10^3 = 122.4$$

a) Para $R_L = 10^6$

$$Z_e = Z_o \parallel R_L = 1.5 \times 10^5 \times 10^6 / (0.5 + 1) \times 10^6 = 130.4 \text{ k}\Omega$$

$$Q_e = Z_e / X_L = 106.4$$

b) Para $R_L = 50 \text{ k}\Omega$

$$Z_e = 37.5 \text{ k}\Omega \quad \text{y} \quad Q_e = 30.61$$

Un paralelo de $50 \text{ k}\Omega$ reduce drásticamente la impedancia y el Q. Lo que daría sería una ganancia baja y un ancho de banda incrementado. Si un circuito se conectara directamente a la entrada de un amplificador de emisor común, la resistencia de 1000Ω de entrada tendría un efecto devastador.

3.0.1.4 REDES ACOPLADORAS DE IMPEDANCIA.

Hay métodos de acoplar impedancias en frecuencias de RF usando redes L y C en varias configuraciones.

3.0.1.4.1 RED CONFIGURACION L.

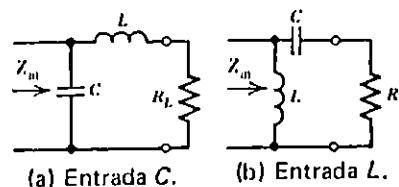


Figura 3.6 Acoplamiento de impedancia con una red en configuración L.

donde:

Q_s : Es Q del circuito, no el Q de la bobina.

R_L : Es la suma de la carga y de la resistencia de la bobina.

$$R_i = (Q_s^2 + 1)R_L \quad (\Omega) \quad (3.12)$$

donde:

R_i : Es la resistencia de entrada, (Ω) la cual es el valor de Z_i .

$$C = 1/2\pi f Q_s R_L \quad \text{faradios (F)} \quad (3.13)$$

donde:

C : Es el capacitor requerido para un Q de bobina dado.

Ejemplo: Si se tiene una bobina en red L para incrementar la impedancia de una carga 70Ω en 120 MHz , $L = 200 \mu\text{H}$ y un $Q = 120$ en 120 MHz . Calcular:

- Q_s de operación del circuito.
- Resistencia de entrada.
- Valor de capacitancia.

Solución:

a. $R_s = 2\pi f L / Q = 1256$.

$R_L = 70 + 1256 = 1326 \Omega$

$Q_s = X_L / R_L = 113.72 \quad (3.11)$

b. $R_i = (Q_s^2 + 1) \times R_L = 17 \text{ M}\Omega \quad (3.12)$

c. $C = 1/2\pi f Q_s R_L = 0.01 \text{ pf} \quad (3.13)$

Las ecuaciones significativas para ambas versiones de entrada, L y C son:

$$Q_s = X_L / R_L \quad (3.11)$$

3.0.1.4.2 RED CONFIGURACION π .

La red acopladora π es más compleja que la red L pero ofrece ventajas específicas en el acoplamiento de impedancia y rechazo de armónicas. Al diseñar los componentes, descomponemos la π en dos secciones L.

La bobina se divide en dos partes L_A y L_B para propósitos de diseño, y se suman para dar L.

Las ecuaciones de diseño son:

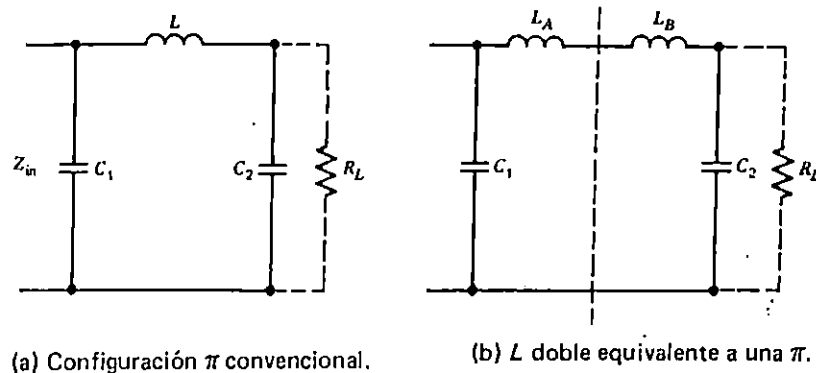


Figura 3.7 Acoplamiento de impedancias con una red en configuración π . a) Configuración π b) L doble equivalente a una π .

$$X_{LB} = (R_L)^2 X_{C2} / R_L^2 + (X_{C2})^2 \quad \Omega \quad (3.14)$$

donde:

X_{LB} : Es la reactancia inductiva de la porción L_B .

X_{C2} : Es la reactancia capacitiva de C_2 .

R_L : Es la resistencia de carga.

$$Q_s = R_i / X_{C1} = R_i / X_{LA} \quad (3.15)$$

donde:

Q_s : Es la Q operativa de la red π .

X_{LA} : Es la impedancia de la porción L_A de la bobina.

X_{C1} : Es la impedancia de C_1 .

La resistencia de entrada R_i se relaciona con el circuito de salida como se indica a continuación, ($Q_s > 10$):

$$R_i = R_L X_{C2}^2 / R_L^2 + X_{C2}^2 \quad (\Omega) \quad (3.16)$$

despejando X_{C2} se tiene

$$X_{C2} = R_L (R_i / R_L Q_s^2 - R_i)^{1/2} \quad (\Omega) \quad (3.17)$$

Ejemplo: Una carga de 70Ω se acopla a una fuente de 30Ω para una frecuencia de operación de 120 MHz y un Q de 15 , usando una red π . Calcular C_1 , C_2 y L .

Solución:

$$X_{C1} = X_{LA} = R_i / Q_s = 30 / 15 = 2 \Omega$$

$$C_1 = 1 / 2\pi f X_{C1} = 0.001 \mu\text{f}$$

$$L_A = X_{LA} / 2\pi f = 2 / 2\pi \times 120 \times 10^6 = 0.003 \mu\text{H}$$

$$\begin{aligned}
X_{C2} &= R_L (R_i / R_L Q^2 - R_i)^{1/2} = 3.058 \Omega \\
C_2 &= 1 / 2\pi f X_{C2} = 434 \text{ pf} \\
X_{LB} &= (R_L)^2 X_{C2} / R_L^2 + (X_{C2})^2 = 3.052 \Omega \\
L_B &= X_{LB} / 2\pi f = 0.004 \mu\text{H} \\
L &= L_A + L_B = 0.003 + 0.004 = 0.007 \mu\text{H}
\end{aligned}$$

3.0.1.4.3 RED CONFIGURACION T.

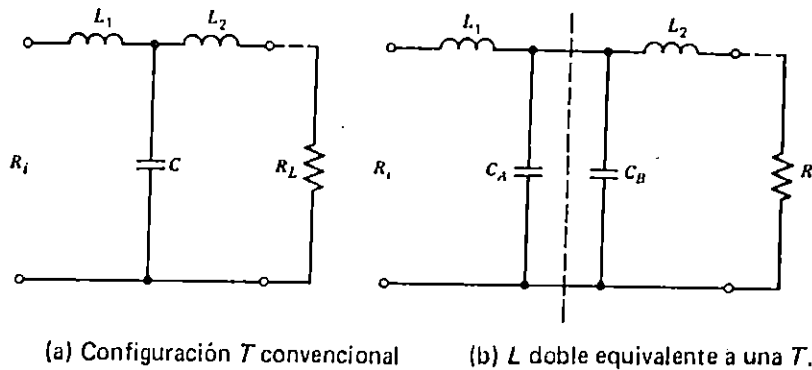


Figura 3.8 Acoplamiento de impedancias con una red en configuración T a) Configuración T convencional b) L doble equivalente a una T.

Para propósitos de diseño, se divide en dos redes L, con $C = C_A + C_B$.

Se diseña para operar con L_2 y R_L . C_A llega a ser parte del circuito de entrada R_i , L_1 . La resistencia vista en la división central se designa con R_{11} . Las fórmulas de diseño son como siguen²⁷.

$$R_{11} = (Q_2^2 + 1)R_L \quad (\Omega) \quad (3.18)$$

Q_2 es el Q de la bobina de salida, L_2 .

$$Q_2 = X_{L2} / R_L \quad (3.19)$$

$$C_B = 1 / 2\pi f Q_2 R_L \quad (F) \quad (3.20)$$

$$X_{L1} = R_{11}^2 X_{CA} / (R_{11}^2 + X_{CA}^2) \quad (\Omega) \quad (3.21)$$

$$R_i = R_{11} X_{CA}^2 / R_{11}^2 + X_{CA}^2 \quad (\Omega) \quad (3.22)$$

²⁷ Para ver en detalle la deducción de estas fórmulas, ya que no se harán aquí, ver Capítulo 2 de "Electrónica en Sistemas de Comunicación" de Sol Lapatiné, y el Capítulo 3 de "E.S." en I. de R. de Krauss.

$$X_{CA} = [R_i R_{11}^2 / (R_{11} - R_i)]^{1/2} \quad (\Omega) \quad (3.23)$$

$$Q_1 = X_{L1} / R_{11} \quad (3.24)$$

donde Q_1 es el Q de L_1

$$Q_1 = X_{L1} / (Q_2^2 + 1) R_L \quad (3.25)$$

Una aplicación importante de las redes $L_1\pi$ y T es satisfacer los requerimientos precisos de impedancia de entrada y salida.

3.0.2 GENERADOR DE FRECUENCIA DE RF.

La sección generadora de frecuencia de un radio transmisor es la responsable de generar la señal portadora. Un oscilador funciona sobre la base de retroalimentación. Examinamos la ecuación (3.26).

$$A_{vf} = A_v / (1 - BA_v) \quad (3.26)$$

donde:

- A_{vf} : Es la ganancia de voltaje con retroalimentación.
- A_v : Es la ganancia de voltaje sin retroalimentación (condición de lazo abierto).
- B : Es el factor de retroalimentación.

El criterio de Barkhausen para oscilación especifica un producto de retroalimentación de BA_v igual a la unidad y el ángulo de fase igual a cero o algún número entero múltiplo de 2π . (Debe estar en fase con la señal de entrada). Hay muchos osciladores de RF que pueden estudiarse, pero aquí se hará mención de los más importantes.

3.0.2.1 OSCILADOR ARMSTRONG.

Este oscilador no es uno de los tipos preferidos, pero su operación se entiende fácilmente.

El oscilador Armstrong opera con base en el principio de retroalimentación electromagnética.

Un circuito tanque L_1/c_1 es conectado entre la compuerta del JFET y tierra. El capacitor c_2 sirve de bloqueador DC. La retroalimentación del drenó de JFET es provista por la bobina L_2 . Cuando se alimenta el circuito la corriente de drenó crece desde cero hasta su valor estable normal.

Esta corriente cambiante crea cambios en el campo magnético de L_2 . Ya que L_2 está situada muy cerca de L_1 , el campo magnético excita el circuito tanque L_1/C_1 . Las oscilaciones del tanque crean un voltaje a través de la compuerta y fuente de JFET. El voltaje oscilatorio es amplificado por el JFET y crea una variación de corriente de drenó idéntica a la señal de compuerta. Esta señal vuelve a excitar la bobina L_1 y el ciclo se repite.

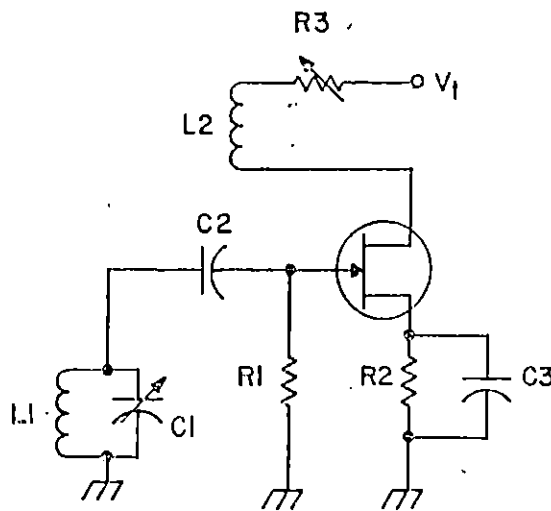


Figura 3.9 Oscilador Armstrono.

3.0.2.2 OSCILADOR HARTLEY.

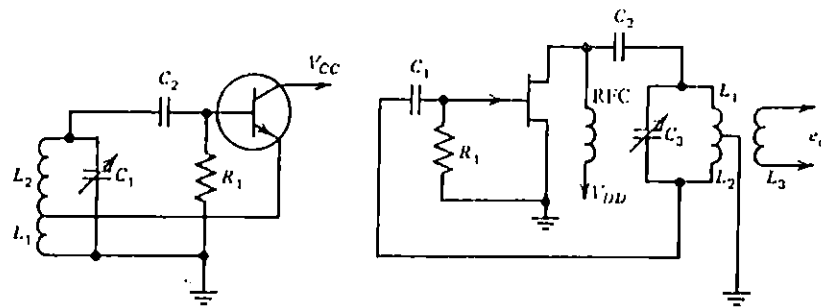
El oscilador Hartley es un circuito usado comunmente; en particular para los rangos bajos de frecuencia de RF. Se reconoce ya que la bobina del tanque tiene derivación y forma parte de la red de retroalimentación. Este oscilador es sintonizable en un rango de frecuencia más amplio que el Armstrong.

La frecuencia está determinada por la bobina entera ($L_1 + L_2$) y el capacitor tanque.

La frecuencia de oscilación es la dada por la ecuación normal de frecuencia resonante:

$$f = 1/2\pi [(L_1+L_2)c]^{1/2} \text{ , Hz} \quad (3.27)$$

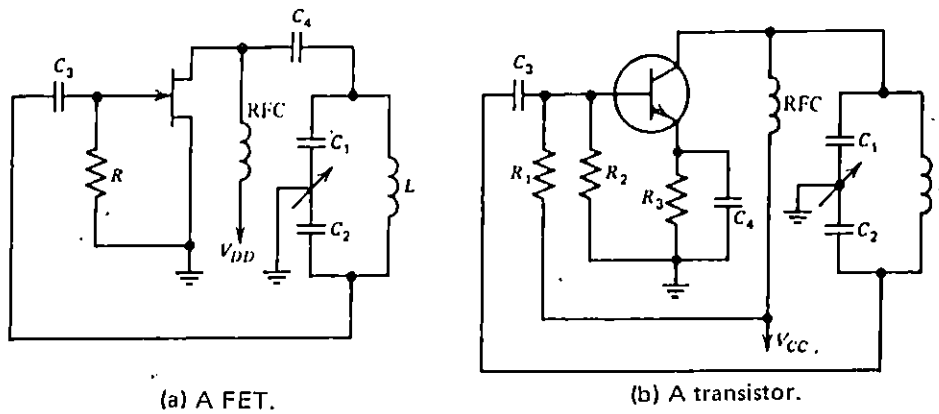
El oscilador Hartley es popular en diseños de VFO (Osciladores de Frecuencia Variable) y es usado en la mayoría de circuitos de baja frecuencia.



(a) Retroalimentación por emisor. (b) Retroalimentación colector/dren.

Figura 3.10 Osciladores Hartley a) retroalimentación por emisor y b) retroalimentación por dren o colector.

3.0.2.3 OSCILADOR COLPITTS Y CLAPP.



(a) A FET.

(b) A transistor.

Figura 3.11 Osciladores Colpitts a) a FET b) a Transistor.

El oscilador Colpitts se usa ampliamente como una fuente sintonizante de frecuencia. Se reconoce fácilmente por el capacitor en derivación en el circuito tanque. La capacitancia interunión puede incorporarse como parte de la capacitancia derivada. Esta característica permite la operación del oscilador inclusive en UHF (470 a 890 MHz).

Los capacitores en serie c_1 y c_2 constituyen la c del tanque. Si esta c es muy pequeña para la frecuencia de diseño, puede

usarse un capacitor entre la bobina entera para compensar la diferencia. c_2 proporciona la energía de retroalimentación y la relación c_1/c_2 debe ser menor que la ganancia de voltaje sin retroalimentación. Para diseño:

$$h_{fh} \frac{c_2}{c_1} \text{ ó } g_{r_{m2}} \geq c_2 / r_d c_1 \text{ y } f_o = 1 / [2\pi(Lc_{eq})^{1/2}] \quad (3.28)$$

$$c_{eq} = c_1 c_2 / (c_1 + c_2)$$

$g_{r_{m2}}$: Transconductancia del Fet.

h_f : Razón de corriente directa del Transistor (h_{fe} , h_{fc} ó h_{fb} dependiendo la configuración).

El oscilador Clapp es una variación del oscilador Colpitts. La característica distinta es el capacitor resonante en serie c_4 . c_4 mejora la estabilidad de frecuencia del oscilador. La frecuencia de oscilación se calcula suponiendo que la capacitancia equivalente es c_2 , c_3 y c_4 en serie.

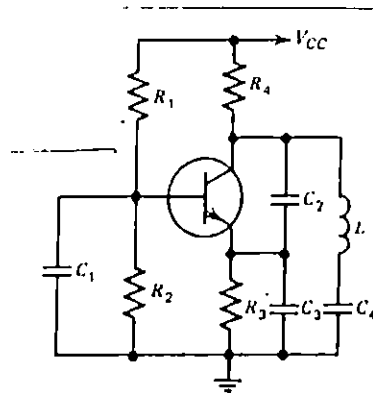


Figura 3.12 Oscilador Clapp.

3.0.2.4 RANGO DE FRECUENCIAS DE UN OSCILADOR.

Un oscilador sintonizable debe serlo sobre un rango de frecuencias especificado: un receptor de radiodifusión AM tiene un rango de frecuencia de recepción aproximado de 0.5 a 1.5 MHz. Esta es una relación de frecuencia de 3:1 como la frecuencia está determinada por la raíz cuadrada del elemento sintonizable [$f = 1/2\pi(LC)^{1/2}$], la variable L ó C debe tener un factor de rango de $(3)^2$ ó 9. En la práctica, el capacitor variable de placas que se entrelazan, con aire entre ellas, usado como elemento sintonizable para receptores y transmisores AM y tiene un rango aproximado de 30 a 300 pf, o una relación de 10:1.

Para FM de radiodifusión el rango es 88 a 108 MHz; esto es una relación de frecuencia de 1.227:1. El factor de rango de capacitancia del capacitor sintonizable es $(1.227)^2$ o

solamente 1.506. Si se tiene un capacitor de 100 pf de sintonía, la capacitancia máxima requerida es 150.6 pf. Para VHF este rango va de 100 a 300 MHz, con una relación de frecuencia de 2.78:1. El factor de rango de capacitancia del capacitor sintonizable es $(2.78)^2$ ó 7.716 que bien puede escogerse la capacitancia del capacitor en 30 pf, con una capacitancia máxima requerida de 240 pf, es decir, con una relación de 8:1. Generalmente para este rango se constituye el rango de operación por un capacitor o cristal de valor fijo, ("no sintonizable") para cada uno de los canales.

3.0.2.5 OSCILADORES A CRISTAL.

El cuarzo y algunos otros compuestos cristalinos exhiben una relación recíproca llamada efecto piezoeléctrico, entre una deformación mecánica a lo largo de un eje del cristal y la aparición de un potencial eléctrico a lo largo de otro eje. La deformación de un cristal separará las cargas y dará lugar a un voltaje inversamente, un voltaje deformará al cristal. Si el voltaje aplicado es sinusoidal con frecuencias variables el cristal oscilará mecánicamente, exhibiendo un cierto número de frecuencias de resonancia. Cerca de la resonancia, un cristal tiene las características terminales de una red LC con un Q extremadamente alto. Así su fidelidad aumenta ya que aumenta la selectividad.

Los capacitores C_1 , C_2 y C_3 son capacitores de ajuste de la frecuencia del cristal. La capacitancia de retroalimentación C_{FB} , debe ser hallada experimentalmente, pero un valor generalmente, típico de 100 pf es suficiente para una operación en la mayoría de los casos adecuada. Si se seleccionan las diferentes frecuencias por medios mecánicos, las puntas del switch puede introducir reactancias indeseadas en el circuito del cristal. Utilizando diodos de alta velocidad de silicón de conmutación pueden seleccionarse uno, dos, tres o más cristales desde un punto remoto (panel de control). Otro método sería con un microprocesador, pero esto aumentaría el costo y el grado de dificultad.

3.0.3 CARGA AISLADORA DEL OSCILADOR. EL BUFFER.

Los cambios de carga después del oscilador tienen un pronunciado efecto en la frecuencia de operación. Entonces es imperativo proveer alguna forma de aislamiento de carga (buffering) entre el oscilador y el circuito con el cual va a interactuar. Entonces, entre más etapas aisladoras tenga seguidas del oscilador, menor será los cambios en la carga reflejada al oscilador.

La figura 3.14a ilustra un buffer con respuesta amplia de banda de bajo ruido. c_1 es seleccionado para un mínimo acoplamiento del oscilador, para un adecuado manejo de Q_1 . c_1 tiene un valor típico de 0.01pf . Q_1 y Q_2 deben tener un alto f_t y un valor de beta medio para asegurar una ligera ganancia de voltaje RF. Transistores como el 2N2222A y el 2N5179 son sugeridos. Q_2 de la figura 3.14a opera como un seguidor de emisor. El voltaje de salida RF será aproximadamente 0.9 de la suplidada en la base. Utilizando un oscilador tal como el de la figura 3.13, el voltaje a través del resistor de emisor de $470\ \Omega$ será aproximadamente de 1 Vpp .

Un circuito mejorado es mostrado en la figura 3.14b. Q_1 es un JFet y tiene una alta impedancia de entrada ($1\text{ M}\Omega$ ó más). Esto minimiza la carga del oscilador. RFC1 es escogida para una resonancia amplia con una capacitancia oscilante apenas de 10pf al rango intermedio de frecuencia del oscilador local.

Aunque ésto no provee gran selectividad pero si da características crecientes del nivel de voltaje RF a la fuente de Q_1 , Q_2 funciona como un amplificador realimentador. La realimentación estabiliza al amplificador en una amplia banda de frecuencia.

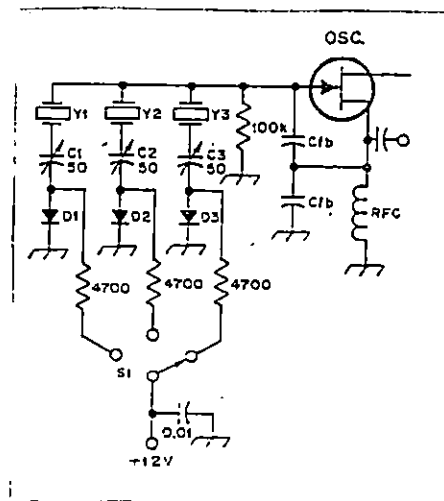


Figura 3.13 Oscilador Colpitts de 3 canales utilizando diodos de switch.

El tanque del drenó es diseñado como una red pi. El porcentaje de transformación está en el orden de $20:1$ ($1000\ \Omega$ drenó a $50\ \Omega$ de carga). RF es puesta para mejorar la respuesta de la red. La salida de $50\ \text{ohm}$ es recomendada con el interés de inmunizar al circuito de los cambios de carga.

El voltaje a través de C_2 es de aproximadamente 3v cuando se usa un oscilador como el de la figura 3.13.

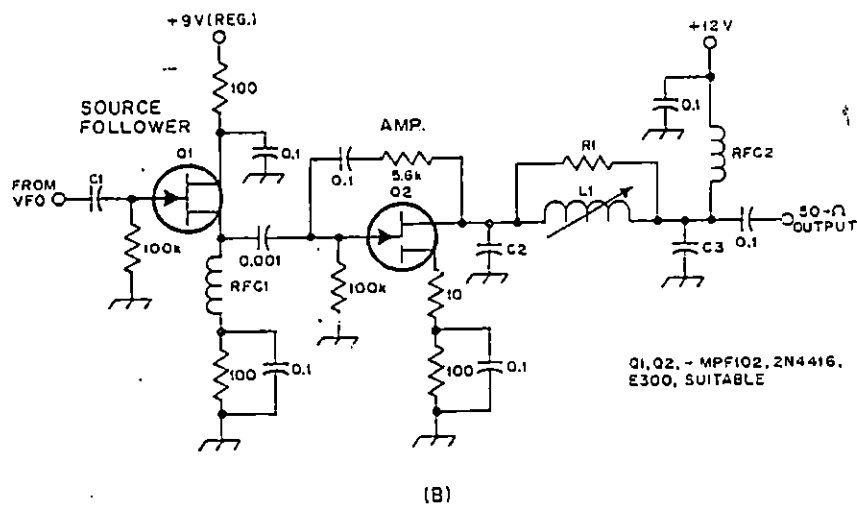
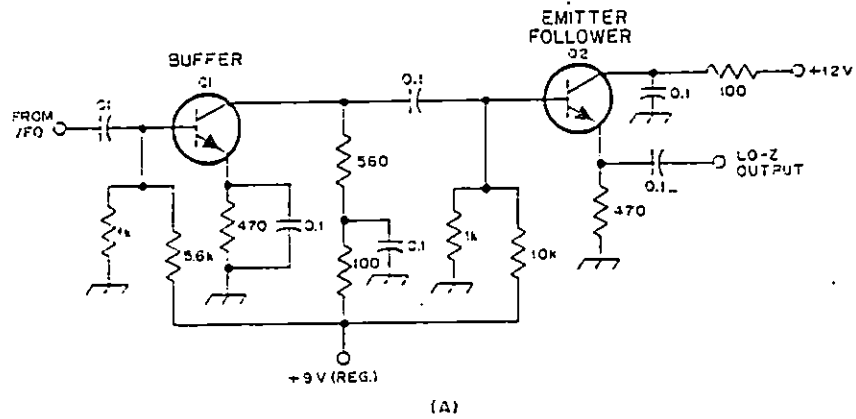


Figura 3.14 Buffers típicos para osciladores.

3.0.4 MODULADOR DE REACTANCIA PM.

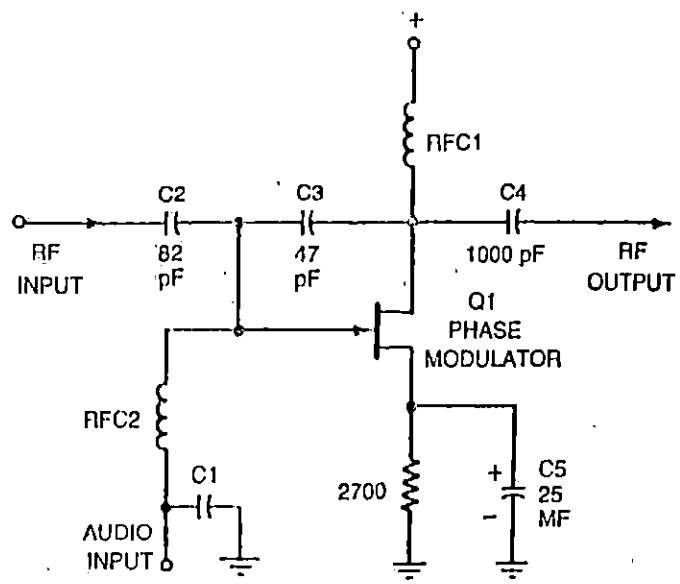
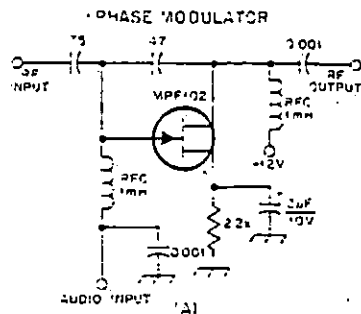


Figura 3.15 Modulador de Reactancia para PM.

Un ejemplo de un modulador de fase se presenta en la figura 3.15. El modulador es puesto a la salida del circuito generador de frecuencia. Dos vectores de los componentes de la señal están presentes en el drenaje del transistor Q₁. Una es la señal directa a través del capacitor C₃, y la otra la señal que es manipulada en fase en el transistor Q₁.

La señal en Q₁ es cambiada en fase 180 grados o π radianes, de acuerdo a como la amplitud varía proporcionalmente de la señal de audio a la entrada. Las dos señales se combinan vectorialmente al drenaje del FET para producir variaciones de fase requeridas para PM.

La principal razón que éste modulador es considerado superior para la mayoría de aplicaciones es que la frecuencia portadora puede ser fácilmente generada por un oscilador controlado, para nuestro caso, a cristal.

Un circuito más elaborado²⁸ es presentado en la figura 3.16. La compuerta 1 del modulador Mosfet es conectado a través del circuito tanque del oscilador, c_1/L_1 , a través del resistor R_1 y el capacitor de bloqueo c_2 . c_3 representa la capacitancia de entrada del transistor modulador. La resistencia de R_1 es grande comparada con la reactancia de c_3 , entonces la corriente de RF a través de R_1/c_3 estará prácticamente en fase con el voltaje RF de los terminales del circuito tanque. Sin embargo, el voltaje a través de c_3 variará la corriente 90° . La corriente de drenaje RF del circuito modulador estará en fase con el nivel de voltaje, y consecuentemente está 90° retrasada de la corriente de c_3 , o 90° grados retrasada del voltaje RF del tanque. Esta corriente es dibujada a través del tanque oscilador, dando el mismo efecto como si estuviera una inductancia conectada a través del tanque. La frecuencia incrementa en proporción a la amplitud de la corriente de drenaje del modulador. El voltaje de audio, introducido a través de la bobina de radio frecuencia de choque, varía la transconductancia del transistor y por ende varía la corriente RF de drenaje.

Ya que la desviación de frecuencia incrementa con la modulación de audio frecuencia en PM, es necesario cortar las frecuencias de audio alrededor de 3000 Hz antes que la modulación se lleve a cabo. Si no se hace esto, bandas laterales innecesarias serán generadas (aliasing) a frecuencias considerablemente alejadas de la portadora.

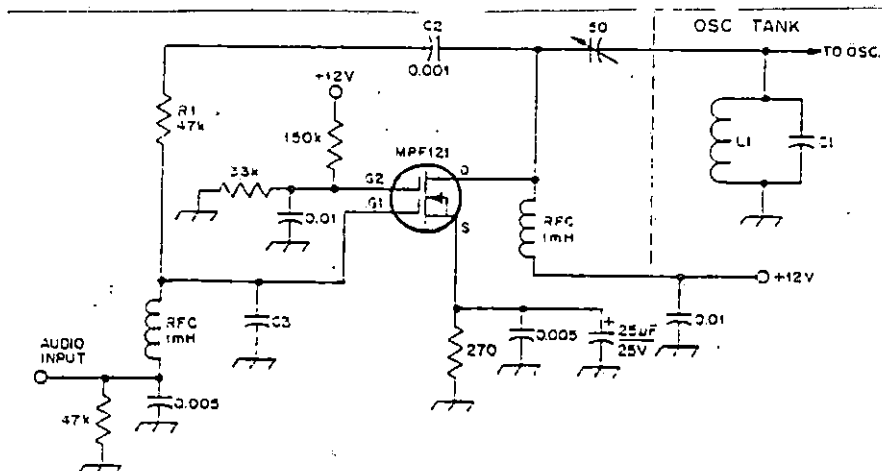


Figura 3.16 Modulador de Reactancia utilizando un Mosfet.

²⁸ Ver capítulo 18 de "The ARRL Handbook for the Radio Amateur" sesenta y tercera edición 1986, y el "The Complete Handbook of Radio Transmitters" capítulo 16 de Joseph J. Carr Tab Books Inc.

3.0.5 AMPLIFICADORES DE AUDIO (SPEECH AMPLIFIERS).

El propósito del amplificador de audio es incrementar el nivel de salida de audio del micrófono que es requerido por el modulador del transmisor. En transmisores FM, PM y SSB el proceso de modulación se lleva a cabo a niveles bajos, de ahí que solo unos pocos voltios de audio son necesarios.

El circuito que inmediatamente sigue a la entrada de audio establece el porcentaje o relación señal a ruido del transmisor. Circuitos integrados de propósito generales tal como el 741 op amp son ampliamente usados en amplificadores de audio, pero un poco ruidosos, entonces es mejor precederlos con un elemento discreto de más bajo ruido (fet o transistor bipolar). Los circuitos que se muestran en la figura 3.17 llenan estos requerimientos.

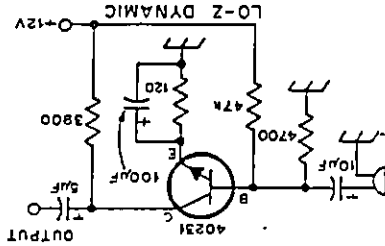
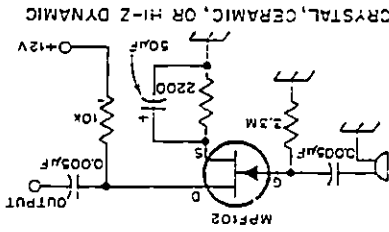
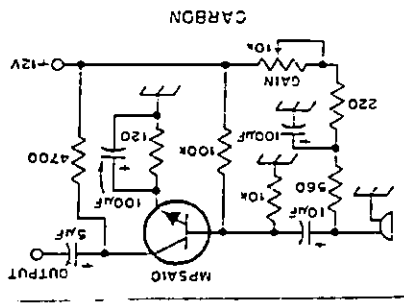


Figura 3.17 Amplificadores de audio para micrófonos con tipos de micrófonos estándar.

Los distintos circuitos hablan acerca de los tipos de micrófonos a utilizar, para saber a grandes rasgos las características de éstos se dará a continuación algunas de ellas. El micrófono de carbón tiene dos desventajas principales, un alto nivel de distorsión comparado con otros tipos y presenta problemas cuando éste es expuesto a la humedad por largos períodos.

El micrófono piezoeléctrico es de naturaleza frágil y es susceptible a altas temperaturas, alta humedad y extrema sequedad.

Es por esta razón que no es recomendable para operaciones móviles. Posee alta impedancia de salida y respuesta en frecuencia ancha.

El tipo cerámico es inmune a la temperatura y la humedad. Este tipo es muy popular en aplicaciones de transceivers de CB. La impedancia es alta y la salida es generalmente suficiente para acoplarse a la mayoría de circuitos preamplificadores de audio. Su precio es bajo. El micrófono Dinámico es parecido en las características del tipo cerámico pero la fidelidad es mejor que este último, pero su precio es mayor.

Los micrófonos fabricados con alta impedancia "high-Z", sus valores de impedancia varían entre 100 k Ω y 500 k Ω . Los

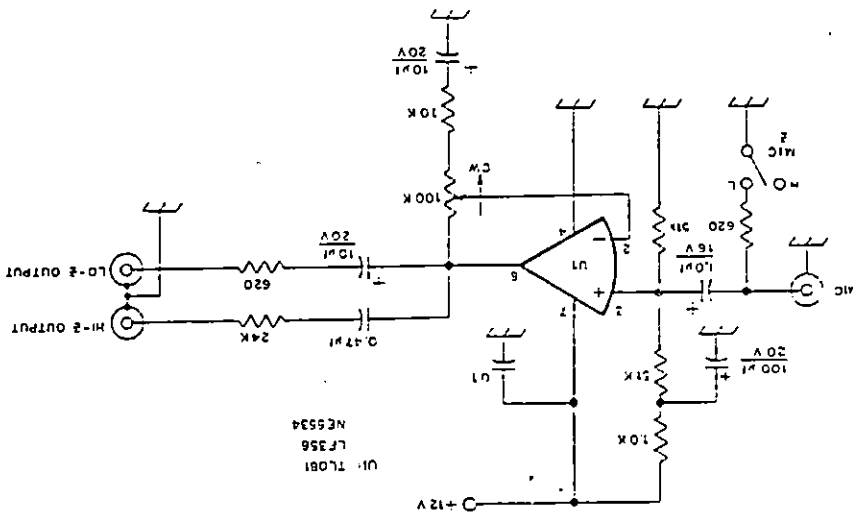
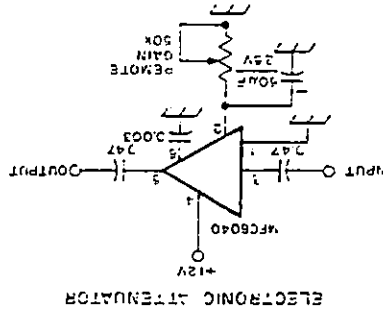
micrófonos de baja impedancia son vendidos en tres impedancias comunes: 50, 150 y 600 ohm.

Un circuito que es muy útil como un preamplificador de micrófono con la mayor ganancia de bloque de un sistema de audio es mostrado en la figura 3.18A. Recorta la señal abajo de 200 Hz para reducir el ruido de tono o eléctrico. Ordinariamente se necesita un control de ganancia para el amplificador de audio para mantener la salida de audio en un nivel adecuado para la modulación del transmisor. El método más común de controlar la ganancia es ajustar el valor de un voltaje ac aplicado a una de las entradas del amplificador por medio de un divisor de voltaje o un potenciómetro.

El control de ganancia si es potenciómetro debe estar cerca del terminal de entrada del amplificador, en un punto en que el nivel de voltaje de la señal sea tan bajo que no daña las siguientes etapas del control de ganancia.

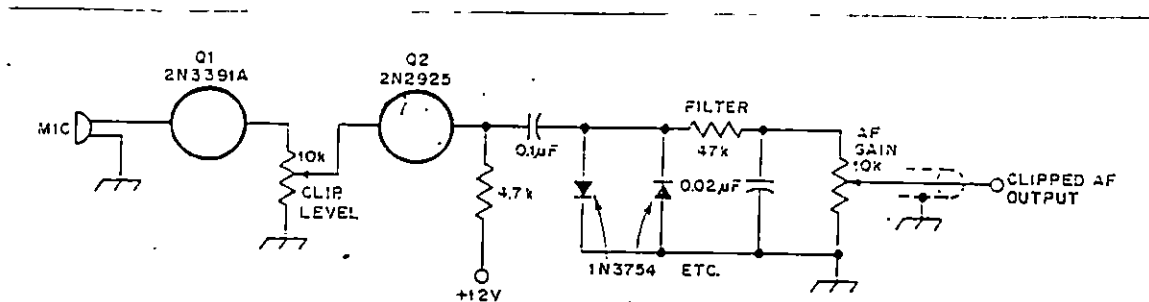
Un control remoto de ganancia puede estar acompañado de un integrado atenuador, tal como el Motorola MFC6040. Un voltaje DC varía la ganancia del integrado desde +6 a -85 dB, eliminando la necesidad de blindar las puntas de un control de volumen localizado remotamente. Ver figura 3.18B.

Figura 3.18 B) Amplificador de audio (Speech Amplifier) para poder utilizarse con micrófonos de alta y baja impedancia y máxima ganancia del circuito de 40 dB. b) Control de ganancia con voltaje de un amplificador integrado, eliminando la necesidad de variar las puntas del control de ganancia.

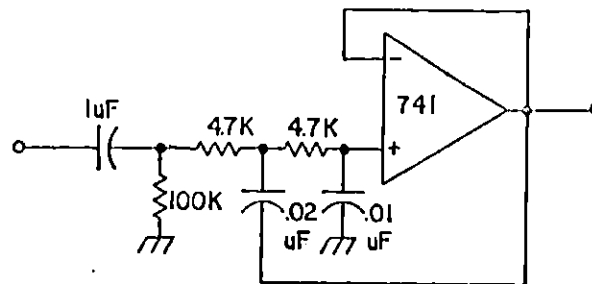


U1: LF356
NE5534

3.0.6 SUJETADOR DE AUDIO Y FILTRADO: (CLIPPERS AND FILTERING).



a) Sujetador o Clipper²⁹



b) Filtro Activo Paso-Bajo para 3KHz

Figura 3.19

En las ondas de audio el contenido promedio de potencia es considerablemente menor que una onda seno de la misma amplitud pico. Si la máxima amplitud pico es recortada y sujetada, la onda remanente tendrá considerablemente un porcentaje promedio más alto de potencia. También previene la sobremodulación.

La salida del amplificador de audio es alimentada a un par de diodos D_1 y D_2 . Estos diodos sujetarán la línea a ≈ 0.7 voltios aproximadamente. El diodo D_1 sujetará los picos positivos de

²⁹ Ver capítulo 7 de "The ARRL Handbook for the Radio Amateur", 63a. Edición.

la señal de audio, mientras que D_2 lo hará con los picos negativos. El propósito de estos diodos es asegurar que el nivel de señal de audio máximo no sea excedido, evitando la sobremodulación y también aumentar el promedio de potencia de la señal de audio. Pero esto no es gratis pues al hacerlo, se genera gran cantidad de armónicos. Estos armónicos distorsionan la señal a ser alimentada al modulador de reactancia y así la red RC que sigue al sujetador removerá estos armónicos junto con un filtro activo de ganancia unitaria para un ancho de banda de 3 KHz. Los diodos que pueden ser utilizados son del tipo 1N3754s u otro tipo de diodos de silicón. Diodos de Germanio pueden ser utilizados (tipo 1N344), pero sujetarán la señal a un nivel más bajo la señal de audio.

En la figura 3.19b puede verse un filtro activo paso bajo para una frecuencia de corte de 3KHz³⁰ de -40 dB/década. También puede diseñarse un filtro Butterworth paso bajo de -60 dB/década como el mostrado en la figura 3.20. Este filtro es muy completo con características señal a ruido mínimas y utiliza un filtro de -40 dB/década en cascada con uno de -20 dB/década para producir un filtro de -60 dB/década.

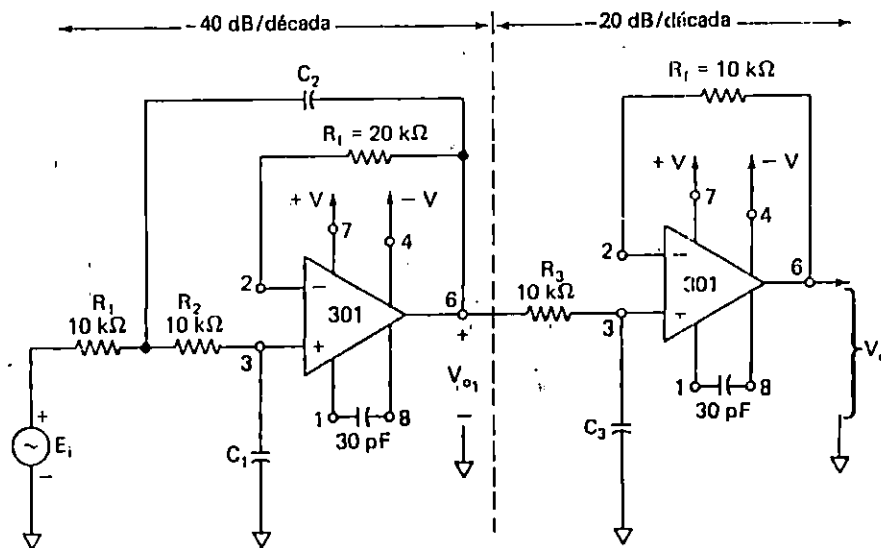


Figura 3.20 Filtro paso bajo para una atenuación de -60 dB/década.

³⁰ Para mayor información consultar en "National Semiconductor Corp. Application Note", y el capítulo de "The Complete Handbook of Radio Transmitters" de Joseph J. Carr.

El amp. op se conecta para una ganancia unitaria de cc. El resistor R_f se incluye para la desviación de cc³¹.

El filtro bien se pudiera diseñar para generar mayor ganancia que la unitaria pero da mejores resultados restringirla a valores de ganancia de 1 ó .9 y ayudará a prevenir cualquier inestabilidad de audio.

Ya en la parte práctica es recomendable utilizar capacitores de poliestireno. Capacitores tipo disco de cerámica no son recomendados. En el caso de los resistores es conveniente utilizar resistores de 5% de precisión y ½ watt.

La ganancia global en circuito cerrado A_{e1} es la ganancia del primer filtro multiplicado por la ganancia del segundo, o sea

$$A_{e1} = V_o/E_i = V_{o1}/E_i \times V_o/V_{o1} \quad (3.29)$$

Para el filtro Butterworth, la magnitud debe ser 0.707 a ω_c ; para garantizar que la respuesta en frecuencia sea plana en pasabanda, siganse los siguientes pasos:

- 1- Escoger la frecuencia de corte, ω_c o $f_c = 3000$ Hz.
- 2- Elijanse los resistores de entrada iguales ($R_1=R_2=R_3=R$); son típicos los valores entre 10 y 100 k Ω . $R_f = 2R$ para un filtro paso bajo de -40 dB/década y $R_f=R$ para un filtro de -20 dB/década.
- 3- Calcúlese c_3 mediante la ecuación 3.30.

$$c_3 = 1/\omega_c R = 1/2\pi f_c R \quad (3.30)$$

$$4- \quad c_1 = \frac{1}{2}c_3 \quad (3.31)$$

$$5- \quad c_2 = 2c_3 \quad (3.32)$$

El condensador de 30pf se utiliza para compensación de frecuencia y tiene ventajas el amp op LM 301A sobre los amplificadores compensados internamente, en que la compensación puede ajustarse a la medida de una aplicación particular.

Para un filtro paso bajo de 3 KHz de -60 dB/década los valores para resistencias y capacitores vienen dados por:

$$R = 10 \text{ k}\Omega, \quad c_3 = 0.0005 \text{ uf}$$

$$R = R_1 = R_2 = R_3 = 10\text{k}\Omega$$

³¹ Para mayor detalles refiérase al capítulo 9-4 del libro "Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales" de Coughlin y Driscoll.

$$c_1 = \frac{1}{2}c_3 = 0.0025 \text{ ó } 0.003 \text{ uf.}$$

$$c_2 = 2c_3 = 0.01 \text{ uf.}$$

3.0.7 DUPLICADORES DE FRECUENCIA.

Los duplicadores de frecuencia junto con los triplicadores son los que elevan la frecuencia en la región de VHF. Una multiplicación por un factor de 24^{32} resulta conveniente así $2 \times 3 \times 2 \times 2 = 24$.

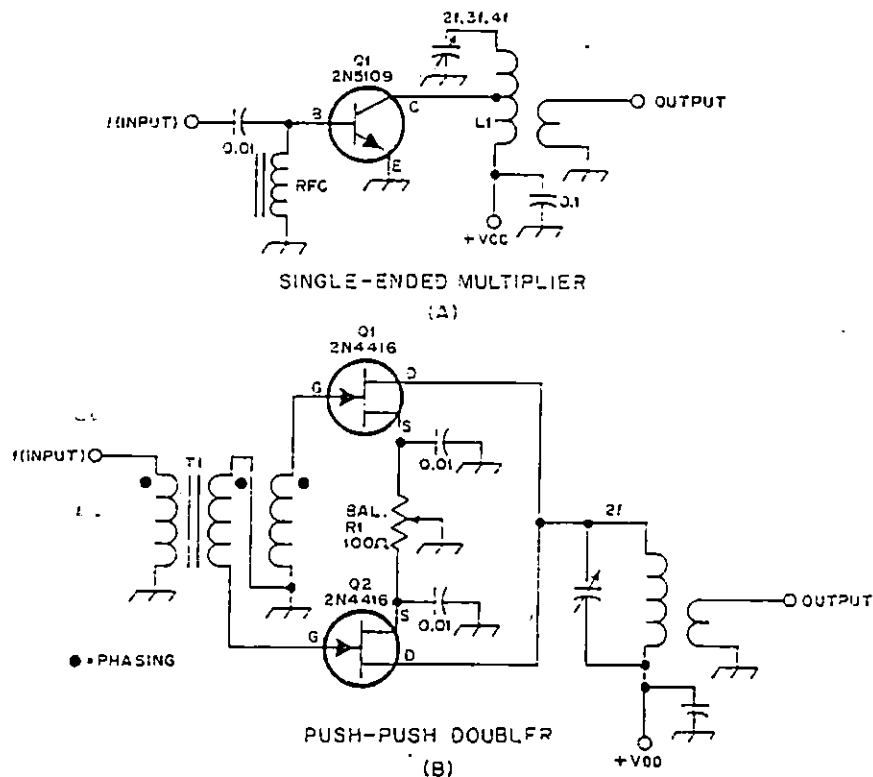


Figura 3.21 Dobladores de frecuencia.

La figura 3.21a es probablemente el multiplicador de frecuencia menos conveniente. Típicamente la eficiencia, de un doblador de este tipo es 50%, de un triplicador es el 33% y de un cuadruplicador es el 25%. Adicionalmente, otras armónicas aparecerán en la salida, además de la

³² Consultar pág. 273 de "The Complete Handbook of Radio Transmitters" de Joseph J. Carr.

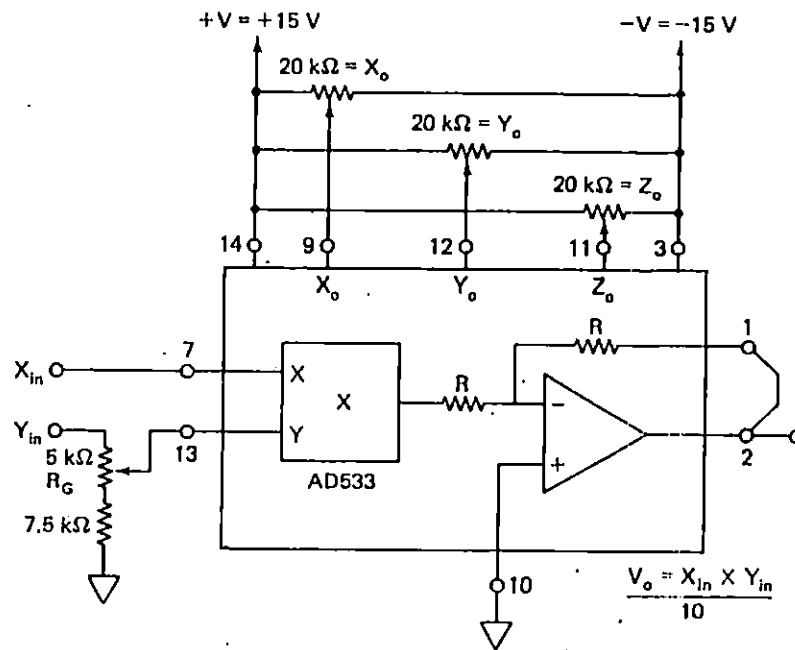


Figura 3.22 Duplicador de frecuencia integrado.

Tabla 3.1 Procedimiento de Ajuste Fino del Multiplicador doblador de Frecuencia.

Paso	Potenciómetros de Ajuste	Xin a	Yin a	Para Vo =
1	Zo	0v	0v	0Vcc
2	Xo	0v	20v, p-p, 50Hz	Min ca
3	Yo	20V, p-p, 50Hz	0v	Min ca
4	Repítanse	Pasos 1 a 3	como se requieran	
5	Re	+ 10 Vcc	20V, p-p, 50Hz	Yin

seleccionada, a menos que un buen filtro pasabanda sea aplicado a la salida.

En la figura 3.21b un doblador push-push es mostrado. T₁ en este ejemplo es un transformador tipo toroide con embobinado trifilar. Este maneja las compuertas de Q₁ y Q₂ en push push (fase opuesta). Los drenos están en paralelo y están

sintonizados a $2f$. R_1 es utilizado para establecer un balance eléctrico entre Q_1 y Q_2 . Este tipo de doblador es más eficiente que el anterior.

Desde otro punto de vista, un duplicador verdadero debe duplicar cualquier frecuencia. El multiplicador es casi un duplicador ideal si solo se aplica una frecuencia a ambas entradas. El voltaje de salida para un circuito duplicador está dado por la identidad trigonométrica $(\sin 2\pi ft)^2 = [\frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2\pi(2f)t]$. Obsérvese que el resultado de elevar una señal al cuadrado da como resultado un término de cc que puede eliminarse fácilmente mediante un capacitor de acople, y un término cosenoidal negativo y del doble de frecuencia de entrada. Los multiplicadores de circuitos integrados de bajo costo ordinarios como el AD533, 4200, y XR2208 se quieren sensor manual con circuitos externos. Los multiplicadores de precisión como el AD534 requieren poco o ningún sensor manual. Cualesquiera desbalances internos están eliminados por ajustes finos precisamente por el fabricante, utilizando lasers controlados por computadora. Su costo es más elevado por un factor de 2 ó 3. En estos multiplicadores hay 2 terminales de entrada, x e y, que se utilizan para conectar con los 2 voltajes que van a multiplicarse. La resistencia típica de cada terminal de entrada es $10K\Omega$ o mayor. Una terminal de salida suministra aproximadamente la misma corriente que un amp op a una carga puesta a tierra (5 a 10 mA). El voltaje de salida iguala al producto de los voltajes de entrada reducido por un factor de escala que por lo común es igual a $1/10$.

3.0.8 TRIPLICADORES DE FRECUENCIA.

Hay muchas formas de triplificadores de frecuencia, una de ellas es la que se muestra en la figura 3.23.

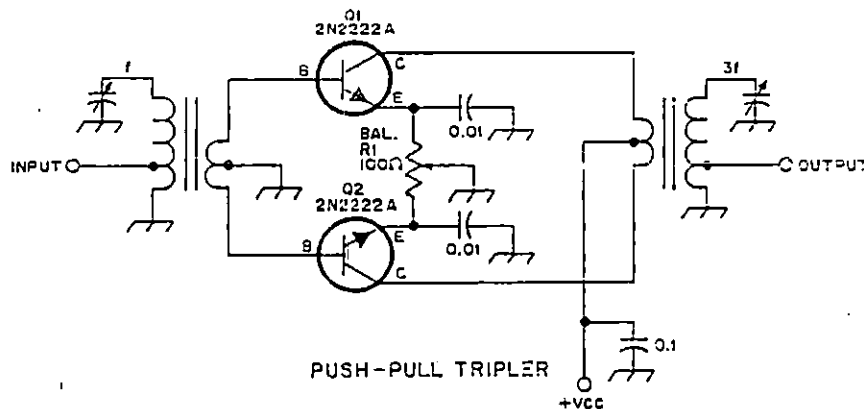


Figura 3.23 Triplificador de frecuencia típico.

Para la banda de VHF hay un diseño completo que se adapta para este fin. Los capacitores son NPO miniatura tipo cerámica. Los resistores son de 1/4 W de carbón y los capacitores deben estar especificados a 50v. Ver figura 3.24.

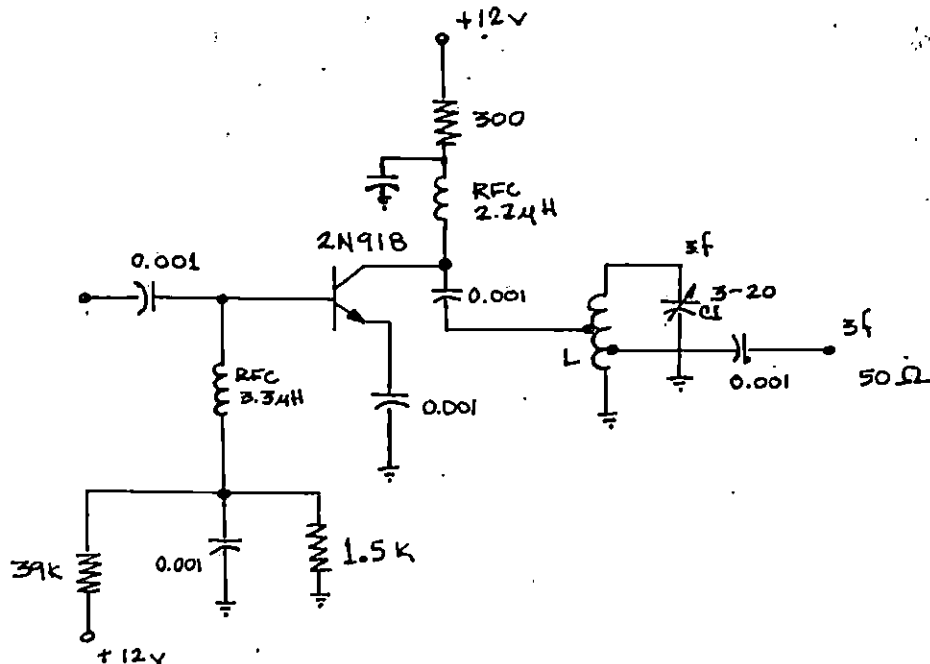


Figura 3.24 Triplicador transistorizado.

Los capacitores de $0.001 \mu\text{F}$ son tipo disco de cerámica de baja inductancia.

c_1 - 3a 20pf miniatura de cerámica, Erie JFD, Murata o equivalente.

L - 4 vueltas alambre No.18, 3/16 in de diámetro interno x 9/16 in de largo, con tap a 3/4 y 3 3/4 de vuelta de tierra.

RFC, RF choque miniatura, 3.3 μH y 2.2 μH .

c_1 se escogió en este rango de acuerdo a la sección 3.1.4 donde el factor de rango de capacitancia del capacitor sintonizable es 7.716 y si se escoge el capacitor a 3 pf entonces la capacitancia mayor requerida sería de 23 pf; por fines prácticos se escogió de 3 a 20 pf. El transistor 2N918 es el que produce los armónicos.

3.0.9 AMPLIFICADORES DE RF DE POTENCIA.

Los amplificadores de potencia se clasifican por su nivel de potencia, frecuencia de operación, tipo de dispositivo a utilizar, clase de operación y configuración del circuito.

3.0.9.1 ESTADO SOLIDO VERSUS TUBOS DE VACIO.

Hoy en día, la mayoría de los items para equipo amateur que se fabrica comercialmente usa dispositivos de estado sólido exclusivamente. Algunos fabricantes aún ofrecen equipo con tubos en la etapa final de amplificación, aunque su popularidad ha ido decreciendo.

Usar transistores exclusivamente ofrece al fabricante muchas ventajas:

1) Diseños compactos. Aún con los disipadores de calor, los transistores son más pequeños que los tubos, permitiendo ensamblajes más pequeños.

2) Simplificación de la fuente de Poder. Amplificadores a tubos necesitan una multitud de voltajes a utilizar. El filamento requiere un bajo voltaje, alta corriente; el circuito de placa, muchos cientos de voltios.

3) En los dispositivos de estado sólido, la supresión de armónicos puede llevarse a cabo mediante circuitos sintonizados, filtros pasabajas y éstos pueden ser cambiados, cuando cambia la banda de frecuencia de operación. Amplificadores de tubos deben ser resintonizados en cada banda, y aún para insignificantes movimientos de frecuencia.

4) Larga vida. A un transistor nada lo hará fallar, a menos que el dispositivo sea defectuoso o sufra algún daño por usos inadecuados de potencia que excedan su capacidad, los transistores pueden durar casi para siempre. Los tubos al vacío se arruinan a medida que sus filamentos se van deteriorando debido a su continuo uso.

5) Fácil montaje. Los transistores son ideales para utilizarlos en paneles de circuitos impresos. Los bajos voltajes y baja impedancias encontradas en circuitos a transistores trabajan muy bien en circuitos impresos. (Algunos circuitos usan los trazos del panel como elementos circuitales); las altas impedancias de los tubos no permiten esto. Estas ventajas en la fabricación significan reducción de costos de manufactura.

A pesar de todo ésto, los transistores tienen limitaciones significantes. Transistores individuales que se venden hoy día, en los mejores de los casos no pueden desarrollar más que aproximadamente 150 watts de salida. Pares de transistores o aún pares de pares son usualmente empleados en diseños prácticos y aún para un nivel de 100 W. Los transistores del presente no pueden manejar altas corrientes para niveles altos de potencia, entonces la corriente debe ser dividida entre muchos dispositivos.

Más allá de un nivel de 300 W de salida, utilizando técnicas exóticas (al menos para radio amateurs) de combinación de potencia de múltiples amplificadores deben ser usados. Aunque ésto haya sido hecho satisfactoriamente hecho, es una proposición muy cara³³. Un amplificador de estado sólido capaz de manejar 1 kilowatt de salida de RF requeriría 50 voltios regulados y más de 40 amperios. Revelando que para conseguir esta cantidad de amperios es una tarea formidablemente cara. Debido a estas limitaciones, los amplificadores de estado sólido son utilizados a lo sumo para unos 200 watts de salida máxima. Más allá de este punto, los tubos al vacío siguen reinando.

3.0.9.2 CLASES DE OPERACION.

La clase de operación de una etapa amplificadora es definida por las condiciones de corriente de salida. Esto a la vez, determina la eficiencia del amplificador, linealidad e impedancias de operación.

- Clase A: El nivel de manejo de RF y la polarización dc (bias), están presentes todo el tiempo en la salida de corriente del dispositivo. El ángulo de conducción es 360° (ver figura 3.25a). (El ángulo de conducción de un amplificador es definido como la porción angular de un ciclo de manejo en el cual hay una salida de corriente. El ángulo de conducción es medido en grados). El dispositivo activo amplificador en clase A actúa como un resistor variable. El voltaje de salida es generado variando la corriente que fluye a través de la resistencia de carga. Máxima linealidad es alcanzada en la clase A pero su eficiencia es baja. En teoría, la máxima eficiencia es 50%, pero en la práctica anda alrededor del 25 al 30%.

- Clase AB: El nivel de manejo y la polarización dc (bias) son ajustadas tal que la corriente de salida fluye apreciablemente más de la mitad del ciclo de manejo, pero menos que todo el ciclo entero. El ángulo de operación es

³³ Granberg, "One KW - Solid State Style", QST, Abril 1976, pág. 11, mayo 1976, pág. 28.

mucho más grande que 180° , pero menos que 360° (ver figura 3.25b). La eficiencia es mucho mejor que la clase A, aproximadamente el 50%. La clase AB no es tan lineal como la clase A, pero es muy aceptable aún para las más rigurosas aplicaciones de SSB (Single Side Band).

- Clase B: La polarización dc y el nivel de manejo de RF producen una salida de corriente que fluye durante la mitad del ciclo de manejo (ángulo de conducción = 180°). Su eficiencia anda alrededor de 65% y linealidad aceptable es aún mantenida.

- Clase C: La polarización dc (bias) es ajustada de tal manera que la corriente de salida fluya durante picos en el ciclo de manejo (ver figura 3.25d). La corriente de salida consiste de pulsos en la frecuencia de manejo. El ángulo de conducción es menor que 180° . La eficiencia es relativamente alta arriba del 80%. Aunque la linealidad es extremadamente pobre.

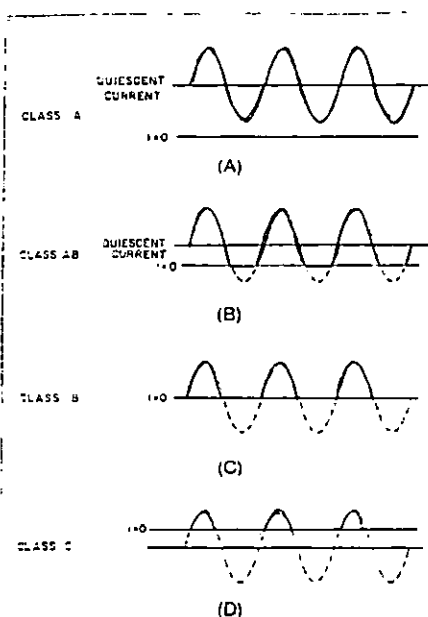


Figura 3.25 Corriente de salida de un dispositivo amplificador para varias clases de operación. Se asume aquí que se está manejando una señal sinusoidal.

3.0.9.3 PREAMPLIFICADOR Y AMPLIFICADOR LINEAL DE POTENCIA.

Los montajes para el preamplificador y amplificador se recomiendan que sean del tipo remoto (en una cajita metálica) para reducir los efectos de ruido. El amplificador aumenta la señal del preamplificador a 80W de salida, lo cual es formidable a esta clase de banda de frecuencia de operación relativamente alta, para las limitaciones de estado sólido. Además estos circuitos presentan características muy buenas de IMD (Intermodulation Distortion).

3.0.9.3.1 EL PREAMPLIFICADOR.

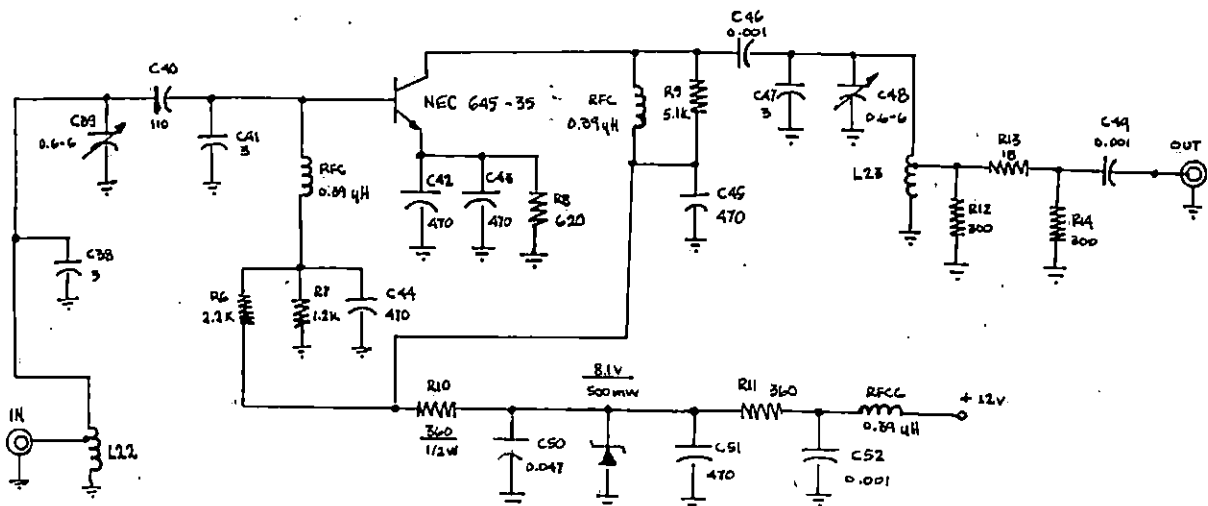


Figura 3.24 Diagrama del preamplificador. A menos que otra cosa se especifique, todos los resistores son de 1/4W, 5% tipo carbón.

Una caja de 1 1/2 x 1 1/4 x 2 1/4 de aluminio (pomona No.2417) puede albergar al preamplificador remoto. Dos tornillos No.4-40 son usados para el montaje del circuito impreso al fondo de la caja. Tuercas No.8 pueden colocarse sobre los tornillos para que sirvan como separadores entre la caja el circuito.

El transistor usado en el preamplificador es un NEC 645-35 UHF. Es operado con un voltaje de 8v de colector y una corriente de 7 m A. Una pieza de 5/8 de pulgada (como tira) se coloca a través del transistor para separar la entrada de la salida del circuito.

Este circuito en particular la alimentación es enrutada a través de la salida por un clabe coaxial. Si se desea alimentar el preamplificador directamente, desconectar RFC6 del jack de salida y aplicar 12 ó 15v a la bobina de choque, c49 debe ser omitido y R13 puede ser conectado directamente al jack de salida.

Los capacitores de 470 pf son utilizados como capacitores de paso para el transistor en el emisor.

La medición de ruido en el preamplificador ha arrojado 0.8 dB, y una ganancia de 24 dB, lo cual es excelente.

C38,C40, - NPO tipo disco de cerámica.

C41,C47

C39, C48, - 0.6 a 6pf trimmer tipo pistón, Johanson 4640

L22 - 4½v N°20 alambre de cobre tipo buswire, 1/8" de diám. interno x 7/16" de longitud, con derivación a la cuarta vuelta de tierra.

RFC - 0.39 µH RF de choque, miniatura.

3.0.9.3.2 EL AMPLIFICADOR DE RF.

Una caja de aproximadamente 2 1/4 x 4 1/4 x 1 pulgada puede albergar al amplificador. Una platina de 1/2 ó 3/4 de pulgada de aluminio pueden servir para el disipador de calor. Pedazos de 1/8 de pulgada de ancho para incrementar la superficie de radiación pueden servir. O bien pueden cortarse las aletas disipadoras a manera que tengan 1/4 de pulgada de profundidad y que vayan a lo largo de la superficie.

El transistor es montado directamente sobre el disipador. Un compuesto aislante puede utilizarse para montar el transistor en el disipador tal como el Dow Corning 340 o equivalente.

Si se espera que el transmisor opere por largas horas, debe de aumentarse las dimensiones del disipador.

Todas las patas del transistor deben ser cortadas a 1/4 de pulgada. El diodo (D8) puede sujetarse al montaje por medio de uno de los tornillos que sujetan al transistor. Esto coloca al diodo en un buen contacto térmico con el transistor, proveyéndolo de compensación térmica de polarización.

Los capacitores C56 y C57 deben ser del tipo de baja inductancia y deben ser montados a cada lado de la fase del transistor y soldados directamente al plano tierra. CB3 debe ser también de baja inductancia. Los capacitores filtros de armónicos (C66, C67 y C68) son unidades pequeñas de mica (small dipped-mica) con las patas cortadas aproximadamente a 1/8 de pulgada.

Por medio de R16 se regula la corriente de colector. Aumentando R16 aumenta la corriente de colector y debe ser ajustado a una corriente de colector de 70-90 mA aproximadamente.

Este circuito da excelentes resultados para usos en la banda VHF con alta potencia y bajo ruido.

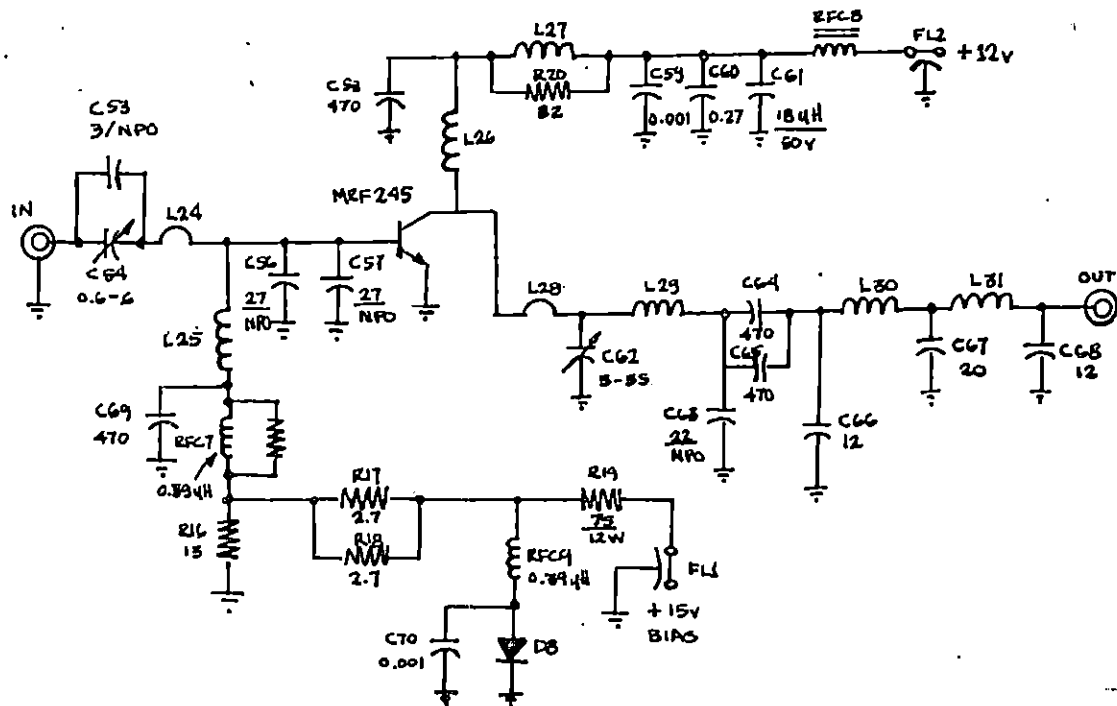


Figura 3.27 Diagrama de un amplificador lineal de 80W para VHF. A menos que otra cosa se especifique, todos los resistores son 1/4W, 5% tipo carbón. Capacitores son para 120V.

- C54 - 0.6 a 6pF trimmer de pistón, Johanson 4640.
- C55, C62 - 3 a 35 pF tipo mica compression trimmer, Arco 403 o equiv.
- C56, C57, C63 - Capacitor tipo chip de cerámica (ATC, JFD o equiv.).
- C58, C59, C69 - Capacitor Standoff, Allen Bradley SS5D. Spectrum Control 54 803 003 o equiv.
- C64, C65 - Capacitor tipo disco de cerámica.
- C66-68, incl. - Capacitor tipo dipped-mica.
- D8 - Diodo de silicón, Unitrode UT5105 o equiv.
- FL1, FL2 - Filtro de línea tipo Feedthrough, Allen Bradley, F1B o equiv. 470 a 1000pf pueden ser usados como sustitutos.
- L24 - 1" de longitud de una banda de cobre de 1/2" de ancho enrollarlo media vuelta.
- L25 - 2 vueltas de alambre #20 (bus wire), 1/8" de Diámetro Interno x 1/4" de longitud.
- L26 - 9 vueltas de alambre #18 (bus wire), 5/32 diám int. x 3/8" de longitud.
- L27 - 9 v. alambre #28 esmaltado enrollado en R20.
- L28 - 9/16" de long. de alambre #18 (bus wire).
- L29 - 2 v. #18 (bus wire), 1/18" diám int. x 7/16" de largo.
- L30, L31 - 5 v. de alamb. #20 (bus wire), 1/18" diám. int. x 7/16" de longitud.
- Q8 - Motorola MRF309 RF transistor de potencia. Un 2N6439 o un TRW J02015A puede usarse como sustituto.
- RFC7 - 0.39-µH RF de choque, miniatura.
- RFC8 - 1/2 v. ferrita, de choque, Ferroxcube VK200 19/4B o equiv.

3.0.10 LA ANTENA.

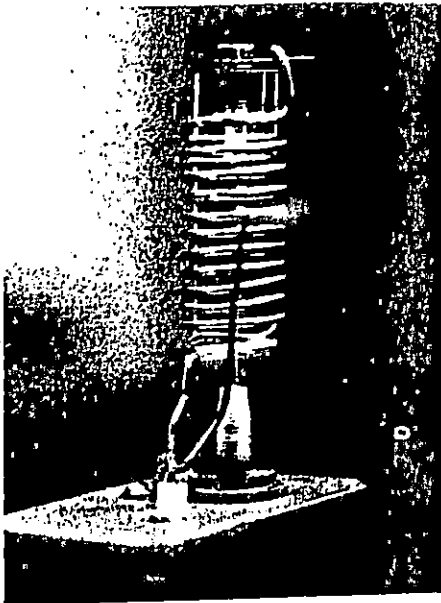
La antena constituye el elemento radiador del transmisor y hay muchas variedades de las mismas dependiendo del uso que se le quiera dar, en este documento no se tratará en detalle éste tópico ya que no es la finalidad de este trabajo profundizar sobre los diferentes tipos de antenas, pero si se sugerirá a continuación un tipo de antena apta para dos metros de bajo costo y que se puede construir con relativa facilidad. En caso se quiera adquirir una antena de tipo profesional puede optarse por algunas de las mostradas en el anexo 1. Si se quiere tener una radiación direccional puede optarse por una antena tipo Yagi, y si se quiere tener una radiación omnidireccional puede optarse por una tipo Vertical o tipo Ringo Ranger.

3.0.10.1 ANTENA PROPUESTA DE BAJO COSTO.

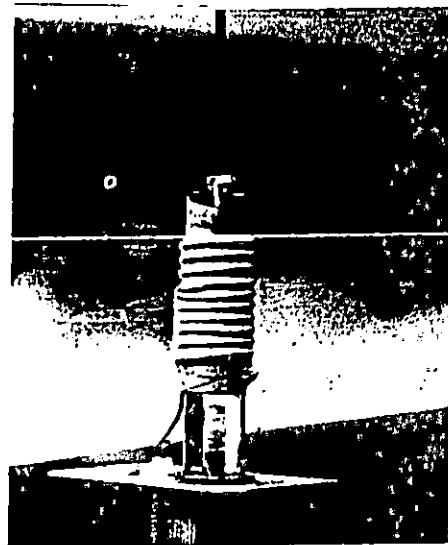
Se preguntó en ANTEL acerca de la banda de frecuencia disponible en la cual podía ser asignada para que trabaje el transmisor y se me fue informado que estaban otorgando permisos en el rango de 138 a 174 MHz, y así quedó establecida la frecuencia de diseño en 144 MHz. La antena que se propone es de tipo Vertical $5/8$ de longitud de onda para la banda de 2 metros. La antena más popular dentro de los Estados Unidos para estaciones fijas o móviles de FM es la tipo vertical de $5/8$ de longitud de onda. Comparada con una antena vertical de $1/4$ de longitud de onda posee mayor ganancia sobre un dipolo. Adicionalmente, el ruido o interferencia que resulta del movimiento de la antena cuando está sujeta a un vehículo y éste está en marcha, es grandemente reducido cuando un radiador de $5/8$ de longitud de onda es empleado.

Este estilo de antena puede adaptarse fácilmente para operaciones móviles o una estación fija ya que es pequeña, omnidireccional.

3.0.10.2 CONSTRUCCION.



(A)



(B)

Figura 3.20 a) Fotografía de la base de la antena vertical de $5/8$ de longitud de onda. b) Ensamblaje completo. La bobina ha sido cubierta con cinta de vinyl aislante para prevenir suciedad y humedad que afecten la sintonización de la antena.

La antena propuesta aquí es hecha de materiales de bajo costo. Las Figuras 3.28a y 3.28b muestran la base de la bobina y el plato de montaje de aluminio. La forma de bobina es una pieza de varilla sólida de baja pérdida. Las dimensiones para esta y otras partes de la antena son dadas en la Figura 3.29. Una varilla de alto punto de fusión tal como la de bronce es usada en la parte recta en forma de látigo de la antena (whip section). La parte recta debe ser de 47 pulgadas de largo. Sin embargo algunas varillas vienen en tamaños estándares de 36 pulgadas, entonces se hace necesario soldar una extensión de 11 pulgadas en el extremo superior de la antena. Una pieza de alambre No. 10 de cobre será suficiente. Alternativamente, una varilla de acero inoxidable puede colocarse para hacer una longitud total de 47 pulgadas. Esta puede obtenerse donde venden repuestos para CB. La limitación más importante que puede esperarse es la relativa fragilidad del material en el punto donde se rosca la varilla en la parte inferior para sujetarla a la parte en forma de bobina. Excesiva tensión puede causar que la varilla se quiebre en el punto de unión de la bobina con la parte rosca de la varilla.

Detalles del montaje son dados en la Figura 3.29b. En la parte en forma de bobina hay 10 1/2 vueltas de alambre No. 10 o No. 12 de cobre enrollado en un diámetro de 3/4 de pulgada en forma de bobina, en un material de plástico sólido que es termoplástico y resistente a la intemperie y que en USA se le conoce con la marca de Plexiglas. La derivación de L1 se hace aproximadamente a la cuarta vuelta por debajo de la parte recta de la antena. Un punto de unión bien soldada es imperativo.

Para sintonizar la antena una vez que se ha ensamblado, insertar un indicador de onda estacionaria SWR en la línea de transmisión de 50 ohmios. Encender el transmisor y si la derivación de la bobina está colocada correctamente un SWR de 1:1 debe ser obtenido. Otra alternativa de ajuste es dejar la bobina de 50 pulgadas de largo e ir cortando pedacitos hasta lograr un SWR de 1:1. Asegurarse de tener la antena libre de objetos conductores o humanos durante la sintonización que puedan arrojar valores irreales. Ganancia aproximada 4 dB.

Otra alternativa para escoger el tipo de antena se da en el anexo I, donde una variedad de antenas son mostradas. Estas antenas fueron extraídas de los catálogos Amateur Radio Catalog, Fall/Winter 1990 y el Catálogo No. 21 de la revista Decibel.

La antena que se sugiere es la tipo Ringo Ranger II modelo ARX2B para 2 metros con una ganancia de 7 dB y para una potencia máxima de radiación de 1000 watts.

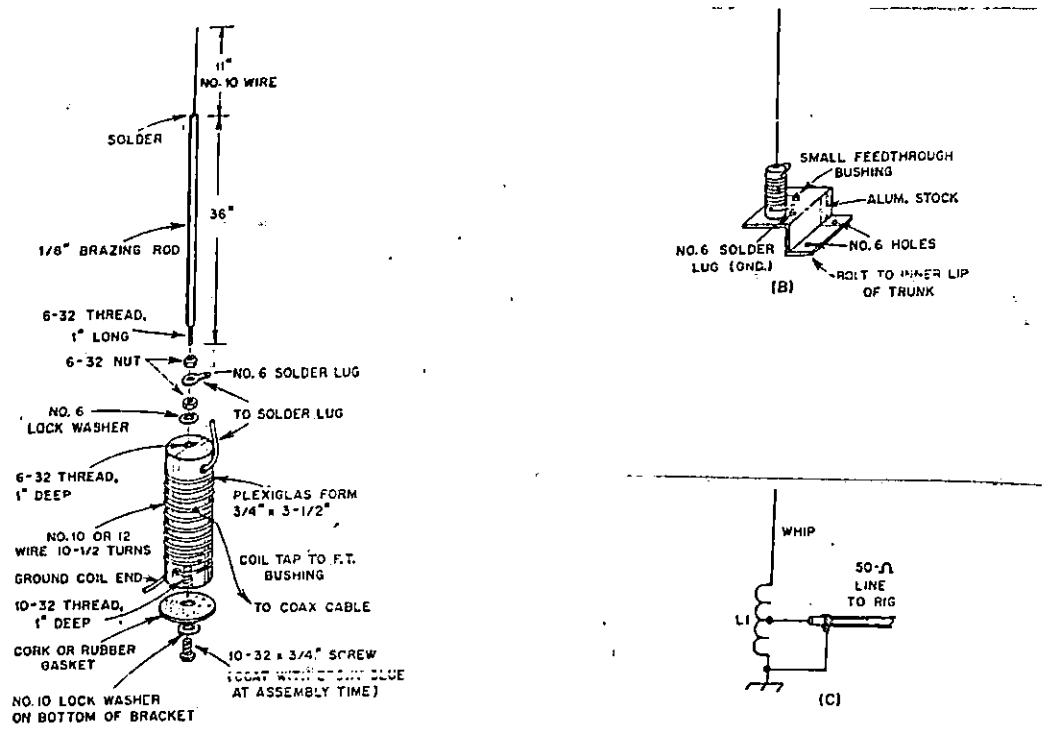


Figura 3.29 a) Detalles estructurales de la antena de 2 metros
 b) Montaje con abrazaderas para estación móvil.
 c) Circuito equivalente.

3.0.11 ALCANCE DEL TRANSMISOR.

Para poder pronosticar el alcance del transmisor se puede hacer una aproximado, tomando en cuenta la siguiente ecuación:

$$P_{radiada} = P_t + G_t + G_r - (L_p + L_d + L_{f1} + L_{f2}) \text{ dB.} \quad (3.33)$$

- donde P_t : Potencia del transmisor
 G_t : Ganancia antena transmisora
 G_r : Ganancia antena receptora
 L_{f1} : Pérdida del cable de alimentación transmisor
 L_{f2} : Pérdida del cable de alimentación del receptor
 L_d : Pérdidas del duplexor.
 L_p : Pérdida del espacio libre

$$L_p = 92.45 + 20 \log f(\text{Ghz}) + 20 \log D(\text{Km}) \quad (3.34)$$

Asumiendo que se ocupará cable coaxial tipo Decibel DB2068 o Heliax LDF4-50A con una capacidad máxima de potencia de 1.4Kw (Ver anexo I), éste presenta una atenuación de 3.00dB/100m y si se asume que se ocuparán solamente 30 metros, entonces las pérdidas por cable serán de $0.9 \times 2 = 1.8$ dB.

El segundo miembro de la ecuación (3.34) se calculará con la frecuencia de 144Mhz, que ha sido seleccionada para transmitir. Las pérdidas por Ld por son aproximadamente de 1 dB, mientras que la potencia del transmisor es aproximadamente de 50w, ya que es un amplificador lineal.

La potencia $P_{radiada} + L_p = 17 + 8 - 1.8 - 1 = 22.2$ dB. Como L_p depende de la distancia se ha construido una tabla donde se muestra a L_p con distintas distancias.

Tabla 3.2

Distancia (Km)	L_p	$P_{rad} - L_p$
0.25	63.3	-41.1
0.5	69.4	-47.2
1	75.4	-53.2
2	81.4	-59.2
5	89.4	-67.2
15	98.9	-76.7
20	101.4	-79.2
25	103.6	-81.4
30	105.2	-82.9
40	107.7	-85.5
50	109.6	-87.4

La sensibilidad de un receptor se mide por la capacidad de producir una salida constante con la mínima señal de antena. Estos valores andan por el rango de 10μ voltios, y para un receptor de alta calidad es capaz de amplificar señales menores de 1μ voltios, en nuestro caso asumiremos que el receptor es modesto y es capaz de reproducir la entrada de la señal de la antena si ésta es de $10 \mu v$. Una ecuación muy útil es la que nos da el valor dBm (potencia en mW) en una carga de 50Ω a partir del voltaje:

$$dBm = 10 \log [20(V_{rms})^2] \quad (3.35)$$

A manera de aclaración: si una señal de -107 dBm es aplicada a un amplificador de 20 dB, el resultado será de -87 dBm. Para un valor de $10 \mu v$ el valor dBm es -87 dBm y comparando éste con la tabla 3.2 nos da que el transmisor tiene un radio de alcance aproximado de 50 Kms, lo cual es sencillamente fabuloso.

3.1 PARTE RECEPTORA.

En esta parte se tratará sólo lo referente a la parte analógica en lo que se refiere al receptor, empezando con la antena que será la misma que la parte transmisora pero teniendo un sistema de intercambio de operación transmisor-receptor remoto y luego se seguirá con el preamplificador de RF, y la etapa mezcladora para obtener la FI, que para nuestro caso es de 1.3 MHz que es la frecuencia con que empieza a operar la parte digital del receptor, para terminar con el amplificador de AF (Audio frecuencia), que es el que amplifica la señal ya recuperada de la parte digital convertida a analógica. La Figura 3.30 presenta un diagrama de bloques de la parte receptora a desarrollar en forma completa; analógica y digital, pero aquí se desarrollará como se dijo antes, la parte analógica.

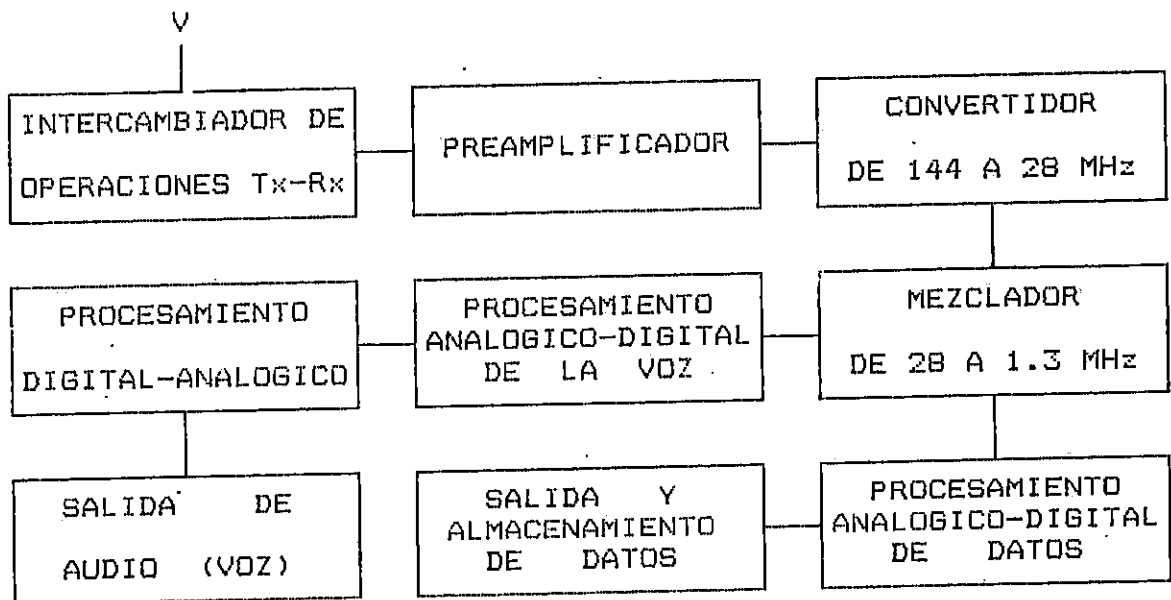


Figura 3.30 Diagrama de bloques del receptor.

3.1.1 SISTEMA DE INTERCAMBIO DE OPERACION TRANSMISOR-RECEPTOR REMOTO.

Muchos diseñadores de VHF y UHF para reducir la cifra de ruido NF (Noise Figure, que expresa la medida de la degradación causada por el sistema receptor) colocan el preamplificador en la antena, de ahí que puede aprovecharse un sistema que monitoree el preamplificador desde la base de operaciones (control remoto) y que a la vez sirva para la selección de operaciones transmisión-recepción.

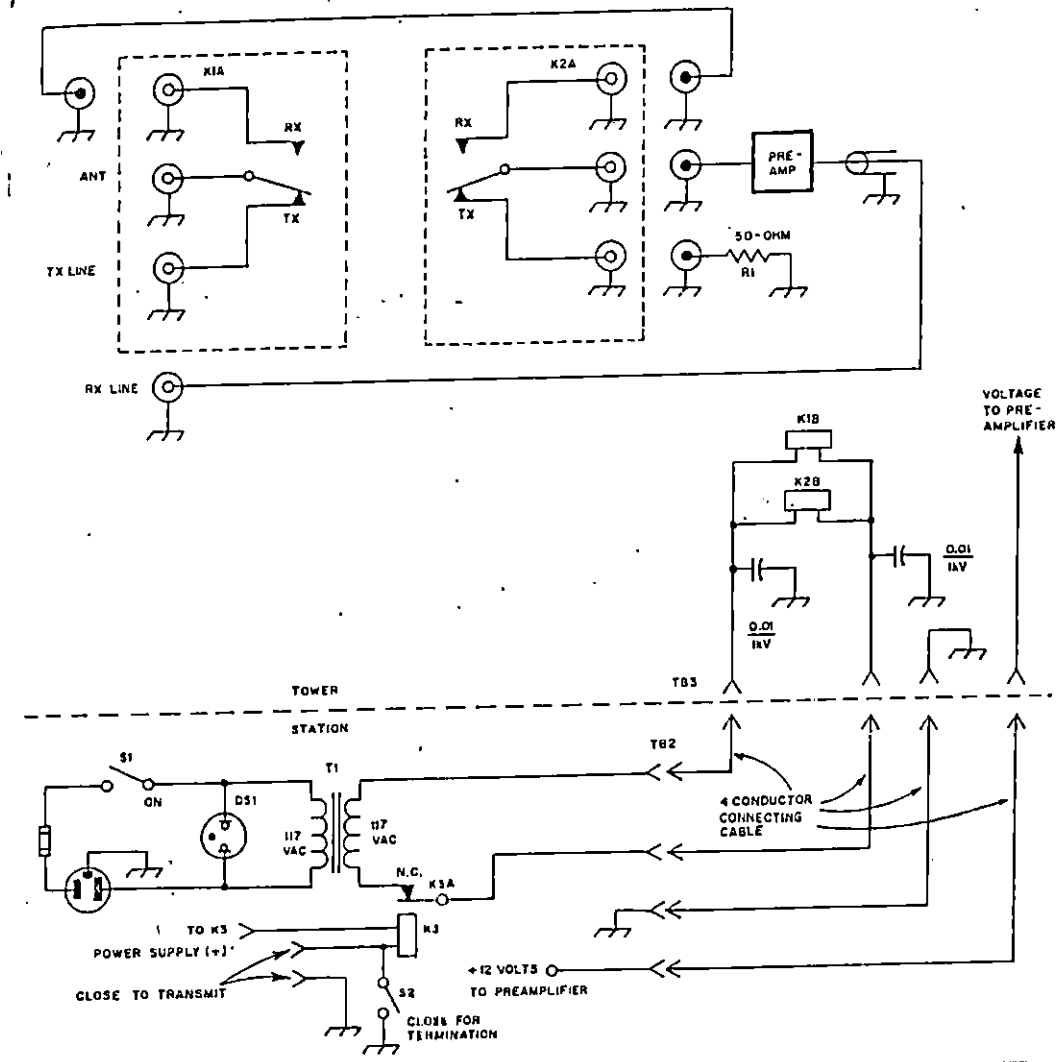


Figura 3.31 Diagrama esquemático del sistema de intercambio de operación transmisor-receptor remoto.

El circuito es separado en dos partes; una sección montada en la torre, y la otra, la circuitería de control y la fuente de poder es montada en la estación. La unidad montada en la

- DS1 - Luz indicadora de Neón.
 K1, K2 - Relays coaxiales de RF, tipo Downkey serie DK60.
 K3 - Relay tipo SPDT con contactos para proveer el voltaje/corriente necesitado para las bobinas K1, K2.
 R1 - Terminación de 50 ohmios, no inductivo.
 S1, S2 - switch tipo SPST.
 T1 - Transformador de aislamiento, 117 V ac primario, 117 V ac secundario, 15 VA, Stancor P-6411 o equivalente.

Materiales:

El circuito de control es diseñado de tal manera que los relays deben estar energizados para la recepción. Esto ofrece dos ventajas. Cuando la estación no está en uso, el preamplificador es acopiado a un carga de 50 ohmios en vez de que a la antena. Esto protege al preamplificador de cargas estáticas posibles en el ambiente. También, si el montaje del preamplificador en la torre o si uno de los relay falla, la línea del transmisor estaría conectada directamente a la antena. S2 permite al operador switchear el relay sin poner la estación este funcionando. Cuando todos los componentes son montados correctamente el chasis es sellado con silicona (RTV).

ayudarían sustancialmente a incrementar el aislamiento. K1 y K2 puede usarse en vez de conectores doble macho. El uso de una longitud de onda de $\lambda/4$ de cable entre RF son permitidos que alcanzan la entrada al preamplificador. Preamplificador al mínimo. Generalmente, no más de 10 mW de potencia que mantienen el nivel de RF que aparece en el receptor, de ahí que se hace necesario el uso de dos relays sólo un relay y puede arruinar el preamplificador del poder intercambiarse a través de los contactos cuando se utiliza para conectar los relays. Niveles altos de potencia para un relay para baja potencia. Pueden usarse conectores BNC para intercambiar la línea de recepción, entonces puede ser DK-60 o de la Transco series Y D. K2 es usado solamente por cierto es modesta. Estos pueden ser del tipo Downkey serie K1 debe ser capaz de manejar la potencia del transmisor que

accidentalmente al preamplificador y con esto dañarlo. 50 ohmios. Con el sistema mostrado es imposible transmitir preamplificador ya sea con la antena o con una terminación de Y una línea que conecta a K1 con K2. K2 switchea el usada para switchear la antena entre la línea de transmisión preamplificador. Como se muestra en la figura 3.30, K1 es torre consiste de dos relays coaxiales de RF y un

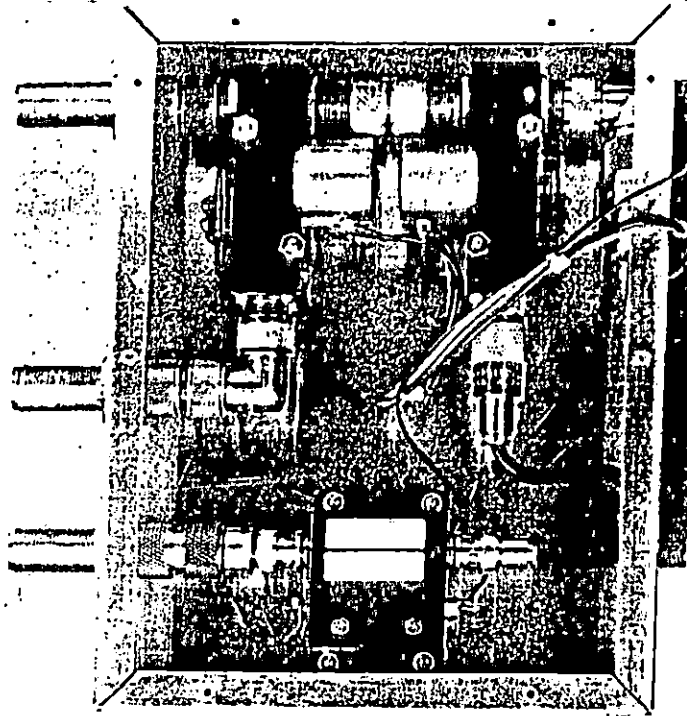


Figura 3.32 Vista interior del paquete instalado en la antena. El objeto abajo en el centro es un preamplificador.

3.1.2 PREAMPLIFICADOR PARA 144 MHz. (GaAsFET).

La figura 3.33 nos muestra un preamplificador para 144 MHz utilizando el transistor MGF 1402 GaAsFET. Este preamplificador es ideal para nuestros propósitos ya que presenta características muy buenas de operación. La ganancia típica es de 20 a 24 dB con bajo ruido de 0.5 dB.

Las ventajas que ofrece el uso del preamplificador de RF son:

1. Bajo ruido de entrada.
2. Mejor rechazo de la frecuencia imagen. (lo más importante)
3. Proporciona ganancia adicional.
4. Es un método más eficiente de acoplamiento de la antena.
5. Una mayor capacidad de rechazo de los canales adyacentes.
6. Aísla el oscilador local de la antena.

Detalles del circuito: L1, C1 y C2 sintonizan la entrada y pueden acoplar una antena perfectamente con una impedancia típica de 50 ohmios. C2 y L2 sintonizan la salida. Los valores exactos de los capacitores no son críticos. C6, el

capacitor de acoplamiento de salida puede ser cualquier capacitor pequeño tipo plata-mica alrededor del valor especificado. Capacitores C3 y C4 son importantes para una buena estabilidad, los tipos chip de cerámica o tipo disco de cerámica son necesarios para proveer baja impedancia a tierra.

Construcción: Este tipo de preamplificadores preferiblemente se construyen en una pequeña caja metálica para el aislamiento contra ruido. La tableta del circuito actúa como un plano de tierra de baja impedancia y todas las conexiones de tierra son hechas directamente en ella. El encapsulado puede ser hecho de una caja de aluminio de 4x2 pulgadas. Q1 es montado al blindaje por su fuente, la cual está soldada directamente a C3 y C4. Para evitar acoplamiento entre L1 y L2, enrollar una bobina en una dirección y la otra en sentido contrario. R2 debe ser soldada practicamente al pie de sus patas. Los GaAsFET son sensitivos a la estático, es recomendable instalar Q1 de último.

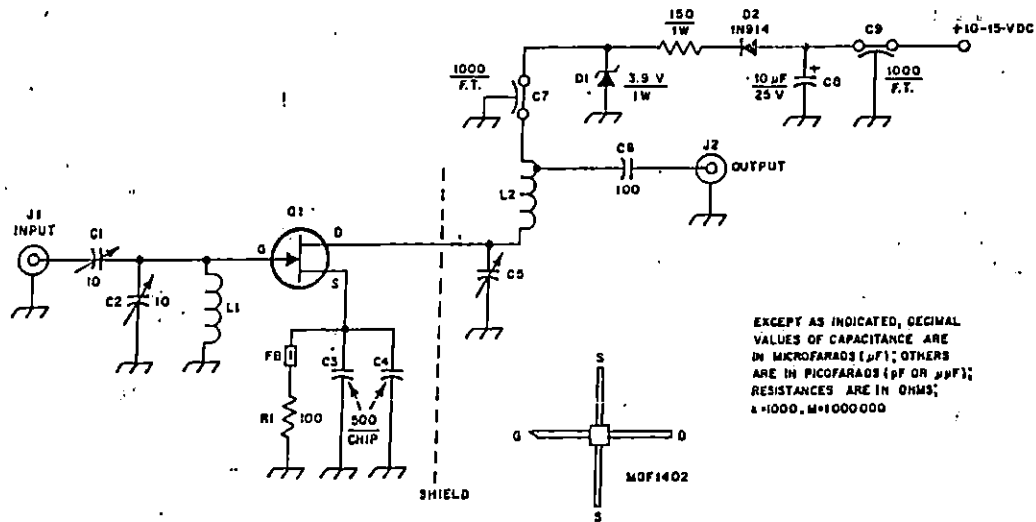


Figura 3.33 Diagrama esquemático para el preamplificador de 144 MHz con el MGF 1402 GaAsFET.

Materiales:

C1, C2 - 10pF (máx) de cerámica o trimmer de pistón (de trimmer de pistón es preferible).

- C3,C4 - 200 a 1000pf tipo chip de cerámica o tipo disco de cerámica.
- C5 - 20pf capacitor trimmer.
- C6 - 100 a 200pf capacitor de silver-mica.
- C7,C9 - 400 a 1000pf capacitor tipo feedthrough.
- C8 - 1 a 25µf, 25v capacitor electrolítico.
- D1 - Diodo Zener 1N4730 o equivalente, 3.9v, 1W.
- D2 - Diodo 1N914, 1N4148, 25 PIV y 50 mA o mayor.
- J1,J2 - Conector hembra BNC o tipo N.
- L1 - 9 vueltas, alambre #20, 3/16" diám. interno, espaciado a un diámetro de alambre.
- L2 - 6 vueltas, alambre #20, 3/16" diám. interno, tap a 1 ½, espaciado a un diámetro de alambre, para buen acople enrollarlo al contrario de L1.
- Q1 - GaAsFET de la Mitsubishi MGF1402 o equivalente.
- R1 - 100Ω, 1/4W o 1/8W.
- R2 - 150Ω a 250Ω, 1 ó 2 W.

3.1.3 CONVERTIDOR DE 144 MHz A 28 MHz.

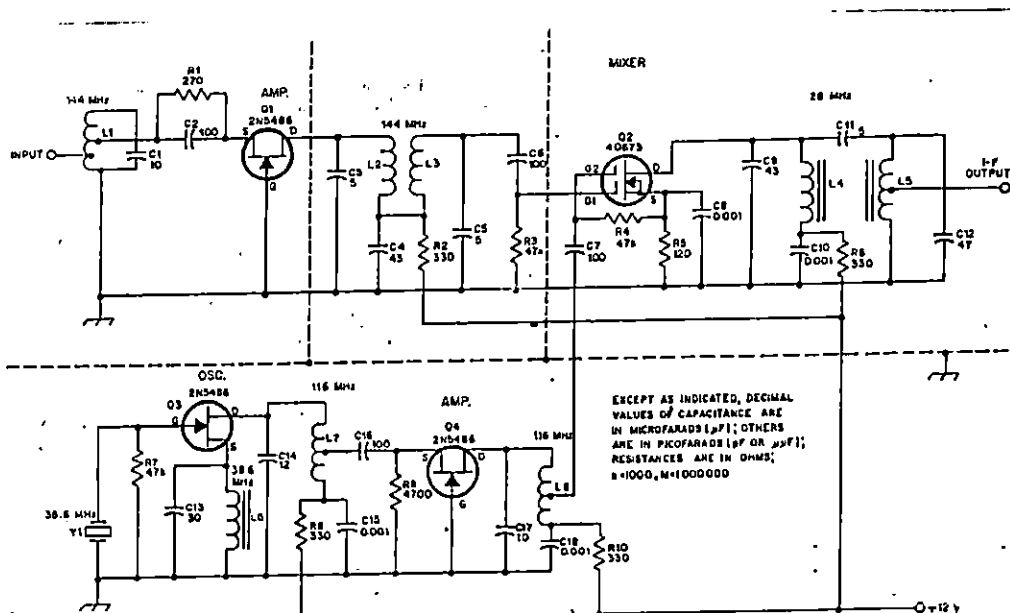


Figura 3.34 Diagrama esquemático del convertidor de 144 MHz. Todos los resistores son de ¼W. C8,C12,C15 y C18 son de 0.02µf tipo disco de cerámica. Todos los capacitores restantes son de mica.

Asumiendo un Q del tanque de 200 tenemos que $f = 0.036$ y $\alpha = 7.22$ lo cual es muy bajo; pero si se hace primero la conversión a 28 MHz, entonces $f = 0.67$ y $\alpha = 134$, se obtiene un rechazo de frecuencia imagen muy buena.

f_i : frecuencia imagen
 f_m : frecuencia deseada

$$I = f_i / f_m - f_m / f_i \quad (3.37)$$

donde α : grado de rechazo de la frecuencia imagen.

$$\alpha = (1 + Q^2 f^2)^{1/2} \quad (3.36)$$

(3.36) El grado de rechazo de la frecuencia imagen obtenida con un sólo circuito sintonizado se define como la relación entre la ganancia de la señal deseada y la ganancia de la frecuencia imagen correspondiente. El valor se determina por la ecuación

desastrozó. La frecuencia imagen de recepción se encuentra separada de la frecuencia deseada dos veces la frecuencia de FI. Así la frecuencia imagen localizada en (144MHz + 2X1.3MHz), 146.6MHz. Si no tuviere el preamplificador de RF, las dos señales que entran a la antena (144MHz y 146.6MHz) pasan al mezclador, y se mezclan con la señal del oscilador local. Para la frecuencia del oscilador local es $144 + 1.3 = 145.3$ MHz. Mezclando 145.3 con 144 MHz resulta una FI correcta de 1.3 MHz. Sin embargo, al mismo tiempo la frecuencia de 146.6 MHz de la señal imagen y la de 145.3 MHz, la diferencia de las dos es también 1.3 MHz. El resultado es que tendremos dos señales distintas a 1.3 MHz lo cual sería

El hecho de que no se haga este cambio de una sola vez reside prácticamente al fenómeno de frecuencia imagen²⁴ que se da en el convertidor, debido a que en éste se ejecuta prácticamente una resta de frecuencias, y al ser la FI muy pequeña comparada con 144 MHz, los riesgos de obtener interferencia debido al espectro de la frecuencia imagen formada por la cercanía de frecuencias en el convertidor, se hace muy grande.

La parte digital del receptor trabaja a una frecuencia de 1.3 MHz, entonces es necesario bajarla a ese valor de la frecuencia de 144MHz a la cual está siendo recibida. El proceso se hará en dos etapas, una de ellas es la convertidora de 144 MHz a 28 MHz, otra se hará por medio de un mezclador para bajar la frecuencia a un nivel FI (frecuencia intermedia); de 28 MHz a 1.3 MHz.

El mezclador traslada la frecuencia de trabajo de 28 MHz a 1.3 MHz, tiene un oscilador local a 26.7 MHz, para lograr la frecuencia requerida. El diagrama esquemático del mezclador aparece en la Figura 3.35

3.1.4 MEZCLADOR.

- Y1 - 38.666 MHz crystal. International Crystal Mfg. Co. type EX.
- L6 - 16 vueltas de alambre #28 esmaltado, enrollado en un núcleo de Amidón T-25-10.
- L5 - 15 vueltas como L4, con derivación a la cuarta vuelta del lado de tierra.
- L4 - 15 vueltas de alambre #28 esmaltado, enrollado en un núcleo de Amidón T-25-6.
- L1, L2, L3, L7, L8 - Alambre esmaltado #20 formado usando los hilos de un perno de $\frac{1}{4}$ " como guía. L1 5 vueltas con derivaciones a $\frac{1}{4}$ de vuelta y $\frac{3}{4}$ de la terminación a tierra; L2, 5 v.; L3 4v.; L7 y L8, 5 v. con derivación a las 2 vueltas del lado de la alimentación 12v.

Materiales:

Q4 es usado como un amplificador aislador operando a un nivel de corriente muy bajo (controlado por R9) previendo atenuación para las armónicas adyacentes. De no llevar esta etapa filtro, interferencia severa puede resultar de estaciones cercanas de FM o TV. Quizá lo más difícil de esta etapa es la prueba y sintonización del convertidor. Un generador de barrido, un multímetro y un osciloscopio son suficientes para esto. La sintonización de las bobinas de núcleo de aire se llevan a cabo separando o comprando las espiras. Después de la sintonización hay que hecharles algún compuesto fijador para evitar su desajuste. Pueden utilizarse pequeños capacitores tipo trimmer en lugar de los valores fijos de los capacitores de mica.

El diseño del convertidor se muestra en la Figura 3.34. El oscilador local es un oscilador triplicador utilizando la polarización de Q3, en vez de ser resistivo es inductivo mediante L6. C13 es acomodado cerca del valor de resonancia de L6 en la frecuencia del cristal. La capacitancia de fuente a compuerta provee la realimentación en este caso. El tanque de drenó está sintonizado a la tercera armónica, esto elimina la necesidad de utilizar una unidad triplicadora por aparte.

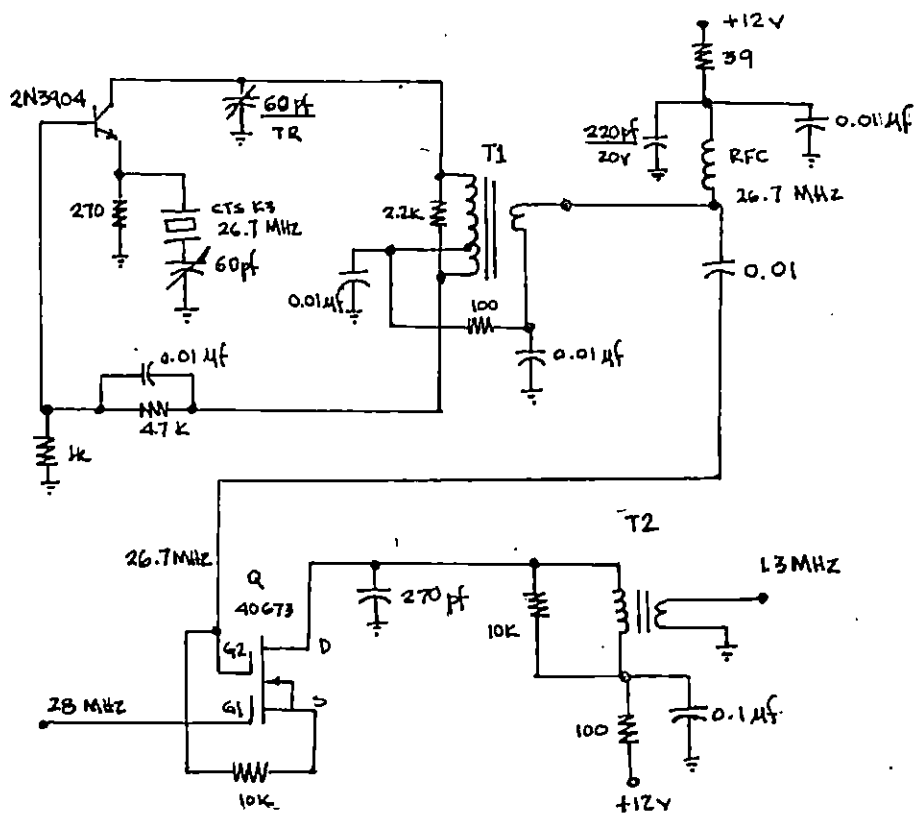


Figura 3.35 Diagrama esquemático del mezclador.

Materiales:

- T1 - Alambre #22 esmaltado, 15 vueltas en primario, 3 vueltas secundario, 3 vueltas en derivación del primario del lado a tierra. Enrollado en un núcleo tipo Amidón T50-6.
- T2 - Transformador miniatura, relación de vueltas 4.7:1 6.5µH (27 vueltas alamb. #28 esmaltado, enrollado en bobina de Amidón (Micrometals) L57-2. Usar 6 vueltas para el enlace.

- RFC - 2Ø v. alambre esmaltado #28 enrollado en un núcleo de Amidon FT-37-43.
 Y1 - Cristal tipo CTS K3.

Todos los capacitores de valor fijo son tipo disco de cerámica y se dan en µf los que tienen un valor decimal, los otros están en pf.. Los resistores de valor fijo son de ¼ o ½w al 5%.

3.1.6 FILTRO DE RANURA DE 64Hz.

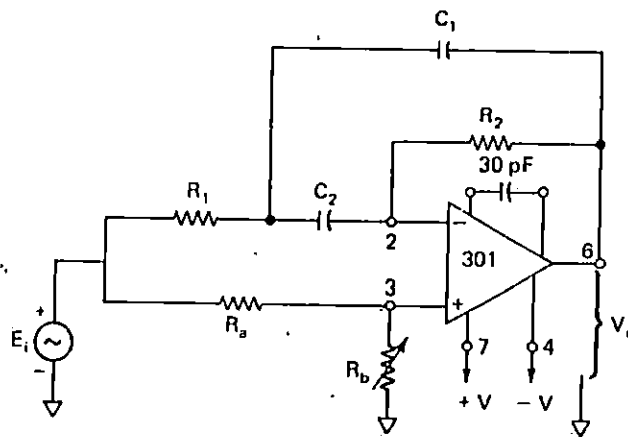


Figura 3.36 diagrama del filtro de ranura

Debido a que en la parte transmisora se insertó la palabra de sincronismo a 64 Hz, es necesario eliminar el tick que provocará dicha palabra de sincronismo en el receptor. Esto se logra colocando un filtro de ranura sintonizado a 64 Hz antes del amplificador de AF. Para efectos de diseño hay que tomar en cuenta que para filtros de banda estrecha Q es mayor que 10, y para nuestro caso se escogió a Q=25. Ya que $Q = \omega_r / B$, y sabiendo que $\omega_r = 402$ rad/seg, entonces $B = 16$ rad/seg; o sea 2.56 Hz. El filtro se muestra en la Figura 3.36. Las fórmulas para el cálculo de sus elementos se presenta a continuación.

$$R_2 = 2/BC \quad (3.38)$$

$$R_1 = R_2/4Q^2 \quad (3.39)$$

$$\text{Elijase } R_a = 1K\Omega \text{ para que } R_b = 2Q^2 R_a \quad (3.40)$$

Para el cálculo de los capacitores hágase $C_1 = C_2 = C = 0.01\mu f$.

De las ecuaciones anteriores se obtiene que $R_1 = 500\Omega$, $R_2 = 1.3M\Omega$, $R_a = 1K\Omega$ y $R_b = 1.3M\Omega$.

Procedimientos de construcción:

1. Póngase a tierra el terminal (+) del amp. op. La ganancia para este filtro a ω_n , es igual a $2Q^2$, para nuestro caso 1250. Ajustense R_1 y R_2 para la sintonización fina de ω_n y B.

2. Elimínese la tierra en la entrada (+) y ajústese R_b al valor obtenido de la ecuación.

3.1.6 AMPLIFICADOR DE AF.

Después que la señal ha sido procesada digitalmente y convertido en señal analógica de nuevo, es necesario amplificar las señales de voz. A continuación se muestra un amplificador sencillo de AF (Audio Frecuencia), utilizando un amplificador operacional TL081 de la Radio Shack para ser usado como un amplificador de audífonos. Un limitador es usado a la salida del op amp para recortar los picos de la señal de audio o ruido. Diodos Schottky son usado para D1 y D2, para mantener el nivel de audio a 0.3 voltios. Audífonos de cualquier tipo, de 8 ohmios a 2000 ohmios pueden ser usados con este circuito. Si se quisiera una salida por parlante, basta incorporarle un amplificador de 1w, pero gastaría considerable energía, si se piensa ocupar en situaciones móviles.

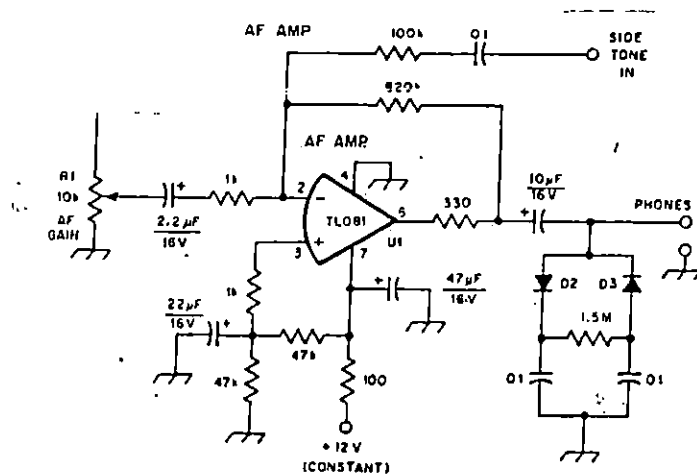


Figura 3.37 Diagrama esquemático del amplificador de audio.

Materiales:

Todas las capacitancias están en μf . Los resistores son de $\frac{1}{2}$ o $\frac{1}{4}\text{w}$.
D1, D2 - Diodos Schottky, de la Radio Shack o equiv.

CONCLUSIONES DEL CAPITULO III

En este capítulo se desarrolló prácticamente el potencial para desarrollar el diseño final del transmisor analógico que manejará también la parte digital. Se puede tener la certeza de que al construir llegará a funcionar el equipo, ya que la información de donde proviene el material es de completa confianza, no se niega que se tendrán múltiples problemas propios de la construcción, pero no se deberán éstos al mal diseño de las etapas, ya que cada una de ellas ha sido revisada minuciosamente. Todos los acoples de entrada-salida se han hecho en base a 50Ω . Los osciladores de frecuencia se han diseñado en base a cristales para asegurar estabilidad y exactitud en la frecuencia de operación. La frecuencia de operación se ha fijado en 144 MHz que pertenece a la banda de 2 mts, la cual es fácilmente movible cambiando la frecuencia de operación del oscilador principal y resintonizando los multiplicadores de frecuencia. Precisamente para lograr una frecuencia de operación a 144 MHz se ha utilizado un esquema de multiplicación de $2 \times 2 \times 3 \times 2$ y así de esta manera asegurarnos mayor estabilidad en la frecuencia de operación. La línea de transmisión a la antena se diseñó a una impedancia característica de 50Ω .

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Carr, Joseph. "The Complete Handbook of Radio Transmitters". USA. Tab Books Inc. 1980.

Carr, Joseph. "The Complete Handbook of Radio Receivers". USA. Tab Books Inc. 1980.

Coughlin, Robert; Driscoll, Frederick. "Circuitos integrados Lineales y Amplificadores Operacionales". Traducido del inglés por Julio Fournier Gonzales. Editorial Prentice Hall, Hispanoamericana. Segunda edición. México. 1987.

Wilson, Mark J.; Hall, Gerald L.; Hutchinson, Charles L.; Kleinman, Joel P.; Rinaldo, Paul; Ward, Jeffry; "The ARRL Handbook for the Radio Amateur". USA. American Radio Relay League. Treinta y tresava edición. 1986.

CAPITULO IV

ELECTRONICA DE LA COMUNICACION DIGITAL

Introducción:

El objetivo principal de este capítulo consiste en desarrollar el diagrama circuital del diseño tanto del transmisor como el receptor digital. Primeramente se desarrolla la parte transmisora junto con su módulo de producción de la palabra de sincronismo y como segunda parte se desarrolla el diagrama del receptor. El diseño se hará prácticamente en base a elementos de tecnología CMOS para efectos de economía en el consumo. Los temas a tratar son: Generación del sincronismo, muestreo y codificación, convertidor paralelo-serie, convertidor de código NRZ-Bifásico, y la etapa de generación de la palabra de sincronismo. El desarrollo en detalle queda plasmado en el diseño. Para la parte receptora, se desarrollarán los temas de las etapas del receptor digital: el demodulador, detección de la palabra de sincronismo, regeneración de los relojes, convertidor digital-analógico y amplificador de audio.

4.0 TRANSMISOR DIGITAL DE LA VOZ

La parte transmisora se explica con facilidad mediante el diagrama de bloques mostrado en la Figura 4.1.

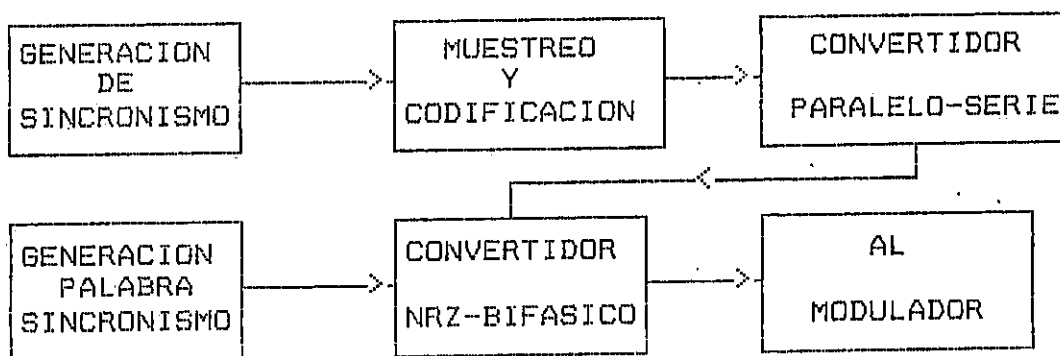


Figura 4.1 Diagrama de bloques del transmisor digital de voz

4.0.1 GENERACION DE SINCRONISMO.

En esta etapa se generan todos los relojes necesarios para la transmisión de la voz en forma digital, como son: el bit de reloj, la palabra de reloj y otros tipos de relojes necesarios para la conversión digital-serie.

El reloj principal se origina de un oscilador de onda cuadrada a base de un cristal (tipo CTS K5) con una frecuencia de operación de 5.12 MHz. Es a partir de esta frecuencia que se originan todas las demás, por medio de divisores de frecuencia. El CI (Circuito Integrado) SKC 161 divide la frecuencia por 2, cuya salida se obtiene de la pata 14 a una frecuencia de 2.56 MHz, para luego dividirse entre 10 por medio del CI ECG 4518B.

Adelantándonos un poco; para la inserción de la palabra de reconocimiento, debe de hacerse a una frecuencia baja para que no se vea afectada de manera considerable el envío de datos de la voz y a la vez puede escogerse cercana a 60 Hz para que a la hora del filtrado en el receptor también quede eliminada la interferencia ac a esta frecuencia. Se ha escogido 64 Hz, ya que prácticamente es fácil producirla.

Una vez obteniéndose la frecuencia de 256 KHz, ésta se sigue dividiendo en frecuencias de 128 KHz (velocidad del bit de reloj), 64KHz (velocidad de transmisión de datos), 32 KHz y 16 KHz (velocidad de la palabra de reloj), por medio del contador binario el CI ECG 40193D. Ya obtenida la frecuencia de 64 KHz, ésta a su vez se divide por 100 para obtener la frecuencia de 64 Hz para la palabra de reconocimiento, por medio del CI ECG 4518B.

4.0.2 MUESTREO Y CODIFICACION.

Después que la señal de la voz ha sido procesada por medio del micrófono y luego filtrada, ésta es muestreada por medio del chip LF 398N; que es un Sample and Hold. Las muestras que son obtenidas son codificadas en palabras de 8 bits por medio del CI ADC 0804. Este periodo entre muestra y muestra dura un periodo de palabra de reloj. Los 8 bits de las muestras son colocados en los pines del 11 al 18, siendo el bit más significativo (MSB) el del pin 11 y el menos significativo (LSB) el del pin 18.

Los datos de cada palabra son guardados por un ciclo de palabra de reloj en los Shift Registers CD 4016BE. Se necesitan dos chips de éste tipo debido a que cada uno tiene capacidad de almacenar 4 bits. Los datos son transferidos a los pines 3,4,5,6 donde permanece durante un ciclo de palabra

de reloj, listos para ser convertidos a datos serie, ya que en estos momentos se encuentran como datos en paralelo.

4.0.3 CONVERTIDOR PARALELO-SERIE.

El CI CD 4512BE es un convertidor paralelo-serie de datos (Multiplexor). Los datos de entrada se colocan en los pines 1,2,3,4,5,6,7 y 9 y éstos guardan una correlación con de acuerdo al orden de ser escogidos de 0,1,2,3,4,5,6,7 respectivamente. Cada salida se escoge una a la vez por medio de los pines S1=11, S2=12 y S4=13 donde se colocan las frecuencias de 16, 32 y 64 KHz respectivamente.

Si S1=0, S2=0 y S4=0, entonces se escogerá la posición 0, que se encuentra en el pin 1. Si S1=0, S2=1 y S3=0, entonces se escográ la posición 2, que corresponde al pin 3.

Mientras el CI se encuentra en su funcionamiento normal, el pin 10 permanece bajo. Cuando hay un 1 en el pin 10, entonces la salida (pin 14) queda flotante y esto se debe a que el generador de palabra de sincronismo (también conocida como palabra de reconocimiento), ha solicitado un envío de dicha palabra. Cuando la palabra de reconocimiento ha terminado de ser enviada, entonces un 0 aparece en el pin 10 para que vuelva a su operación normal el convertidor paralelo-serie.

4.0.4 GENERACION DE PALABRA DE SINCRONISMO.

La palabra de sincronismo es generada cada 64 veces por segundo mediante la circuitería que se muestra en la Figura 4.2. La palabra de sincronismo o reconocimiento consta de tres palabras de 8 bits cada una, haciendo un total de 24 bits, los cuales son reconocidos por el receptor y son enviados para efectos de sincronismo. Esta palabra se genera a partir de dos chips tipo CD 4015BCN.

4.0.5 CONVERTIDOR DE DATOS NRZ A BIFASICOS.

Los datos una vez procesados están listos para ser modulados, pero salen como una estructura NRZ. Para el tipo de modulación PM, se necesita que los datos sean modificados en su estructura a bifásicos para efectos de hacer más fácil la demodulación y así hacer menos complejo el receptor. La característica principal del código bifásico es que provee información más precisa acerca del sincronismo que el código NRZ.

Las reglas del código bifásico son:

1. La señal bifásica sufre una transición parcial a través de cada periodo de bit.
2. En la transición negativa del bit de reloj, la señal bifásica toma el valor opuesto de la señal NRZ. En la transición positiva del bit de reloj, la señal bifásica toma el mismo valor de la señal NRZ.

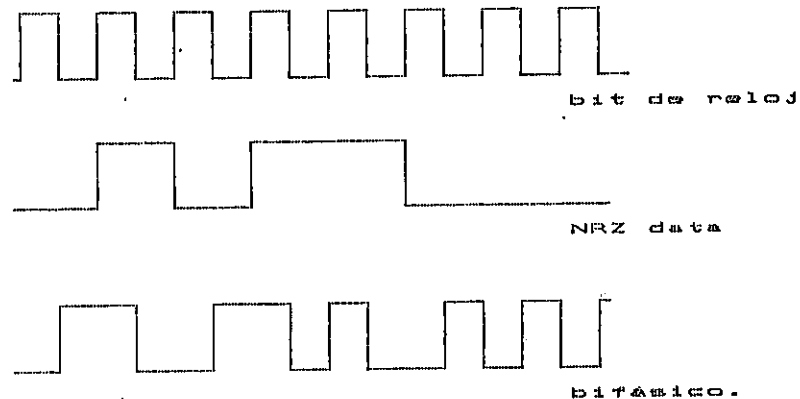


Figura 4.3 Generación del código bifásico.

4.1 RECEPTOR DIGITAL DE LA VOZ

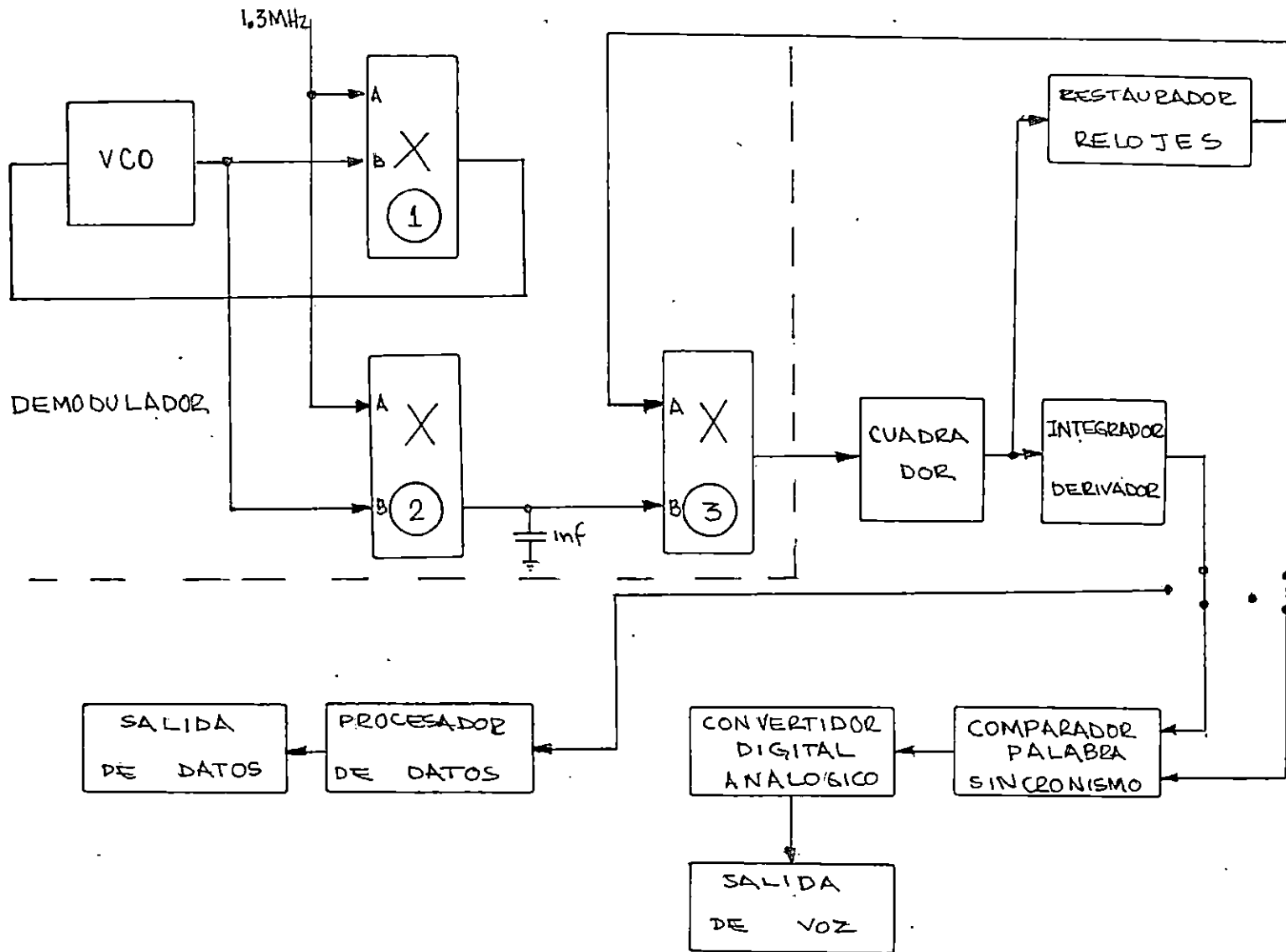
La figura 4.4A y 4.4B nos muestran el diseño electrónico del receptor digital en mención, pero para facilitar la explicación del mismo se presenta el diagrama de bloques en la Figura 4.5. A continuación se explica cada una de sus partes.

4.1.1 EL DEMODULADOR

Para demodular la señal que ha sido convertida a 1.3 MHz previamente, es necesario saber lo que ha sucedido al modular la señal en el transmisor. Prácticamente lo que se ha hecho en el modulador es que a un fásor; la portadora, digamos C, se le ha sumado una componente en cuadratura representada por Q, la cual puede estar opuesta de fase para dar una señal resultante de fase de $\pm \pi$.

El método de demodulación a ser utilizado se fundamenta en reconstruir un equivalente de C, como una referencia de fase con la cual la fase de la señal recibida puede ser comparada. Esto es fácilmente hecho utilizando el código bifásico, el cual da periodos iguales para señales de ceros y unos en un intervalo corto. Es entonces necesario usar un Lazo de fase cerrado (Phase lock loop, PLL); cuya acción es

FIGURA 4.2 Diagrama de bloques del receptor digital



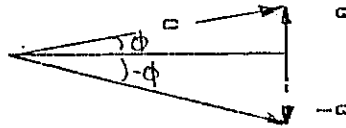


Figura 4.6

suficientemente lenta como para mantener el oscilador en el medio de las dos fases de la señal.

El VCO recupera la portadora de la señal por medio del PLL. La fase de la señal a la salida del VCO tratará de variar, pero no lo suficiente, porque aunque el lazo trata de mantener la fase fija de la fase cambiante de la señal de entrada, ésta es una acción lenta. La fase de la señal de salida del VCO está en cuadratura con la señal de entrada al lazo (a 1.3 MHz). Las componentes en cuadratura (Q de la Figura 4.6) están a 0° y 180° una de la otra.

Una senoide multiplicada por otra de la misma fase produce una componente d.c. en la salida: $2\text{sen}^2\omega t = 1 - \cos 2\omega t$. Cuando una de ellas es cambiada 180° , esta componente cambia de signo. La salida del modulador 2 contiene una componente que representa los datos originales bifásicos. El capacitor shunt (∞) pasa la mayoría de las componentes de frecuencia de $2\omega t$, manteniendo el voltaje de rizado pequeño.

Prácticamente el proceso de demodulación se lleva a cabo mediante el chip LM 1496 que sirve como VCO y como modulador balanceado. Ver Figura 4.5.

4.1.2 EL CUADRADOR DE DATOS

Debido al proceso de recuperación de los datos de la etapa anterior, los datos vienen deteriorados. La etapa de la restauración de los relojes necesita que los datos sean inteligibles. Para este efecto se utiliza solamente un operacional, el 311. Por medio del potenciómetro en la pata 2 se hace un ajuste fino de la salida óptima requerida.

4.1.3 RESTAURADOR DE RELOJES

Ya que a partir del flujo de datos se recupera las señales de los relojes, esto se logra mediante un VCO el cual se ha configurado como un doblador de frecuencia y que interactúa con un comparador de frecuencia y fase. El comparador de frecuencia y fase lo componen un conjunto de tres flip flop 4013 con el chip 4052. El VCO y el comparador de fase y

frecuencia se encuentran interactuando mediante un PLL. El comparador de frecuencia y fase compara, valga la redundancia, la señal de entrada del cuadrador de datos, con la salida del VCO. El chip 4052 es un multiplexor, demultiplexor análogo-digital, ocupado aquí en la forma análoga. La salida del VCO está a una frecuencia de operación de 256 KHz luego se divide entre dos para obtener la frecuencia del bit (128KHz) de reloj y dividiéndolo otra vez entre dos se obtienen 64 KHz. El 4052 compara las frecuencias de 256 y 128 KHz en frecuencia y en fase, para lograr la sincronización requerida de los relojes.

4.1.4 EL INTEGRADOR Y DERIVADOR

Una vez que los datos han sido procesados y hechos pasar por el cuadrador, y si se toma en cuenta la interferencia debida al canal de transmisión, los datos estarán no del todo restaurados y mediante el método integración-derivación se logra restaurar en forma completa. Parece ser que el proceso es inútil al integrar primero la señal de entrada y luego derivarla, pero el resultado práctico es la restauración de los datos. Esto se logra por medio de los CI (circuitos integrados) 351 y 311 respectivamente. A la salida de esta etapa, hay un conmutador o switch para la opción de recepción de voz o datos (Ver Figura 4.4A). Aquí se tratará la opción voz.

4.1.5 COMPARADOR DE LA PALABRA DE SINCRONISMO

Los datos ya restaurados son pasados por el comparador de la palabra de sincronismo, que consta de 6 chips de registros de datos, cada registro almacena 4 bits para ser comparados posteriormente tal como se muestra en la Figura 4.4B.. En la compuerta OR-exclusiva, que se encuentra antes del chip 4013, una señal de entrada proviene de los datos y la otra del comparador. Cuando no se ha detectado ninguna palabra de reconocimiento, el pin 9 posee un 0 y de esta manera a la salida de la compuerta OR-exclusiva se encuentran los datos NRZ. Al detectar una palabra de reconocimiento, el pin 9 tiene un 1 y justamente en ese instante ha terminado de recibirse el último bit de la palabra de reconocimiento y éste es conmutado a su estado opuesto imponiendo de ésta manera una marca que delimita el comienzo de una nueva palabra, y si por alguna razón se había perdido el sincronismo éste es recuperado mediante esta acción.

4.1.6 CONVERTIDOR DIGITAL-ANALOGICO

Los datos en este punto se encuentran en serie, entonces es necesario convertirlos a paralelo para luego decodificarlos a su forma analógica. El convertidor digital-analógico puede observarse en la Figura 4.4A y consta básicamente de dos chips, uno que es un convertidor serie-paralelo el 4019BE y el otro que es decodificador digital-analógico el DAC0801.

4.1.7 SALIDA DE VOZ

La señal obtenida a la salida del DAC0801 necesita ser amplificada para efectos de ser una señal audible, esto se hace en dos etapas. La primera es un preamplificador utilizando un 741, y la segunda es utilizando el integrado TL081 o similar para dar una salida de audio para utilizarse con audífonos. Se ha preferido el uso de audífonos para economizar energía, esto es de vital importancia si se considera el uso del transmisor con baterías. De querer utilizar un parlante de baja potencia basta agregar un amplificador de audio de 1 o 2 watts.

4.2 TRANSRECEPTOR DE DATOS

Para la transmisión de datos, es necesario además de lo planteado anteriormente una manera eficiente de eliminar la palabra de sincronismo en la recepción para no ser confundida con la información enviada, e inclusive detectar errores con el objeto de hacer una nueva retransmisión de datos, además se necesita de una interfase que interactúe entre el CPU y el transmisor.

Practicamente la filosofía que se plantea queda expresada en el diagrama de bloques de la Figura 4.7



Figura 4.7 Transmisión-Recepción de datos

Para la transmisión de datos serie, se ha escogido el modo síncrono, tal como se hizo con la voz, ya que es más

eficiente que el modo asíncrono. El modo asíncrono necesita poner un bit de comienzo y otro de parada entre las palabras que van a ser enviadas lo que lo hace obviamente más lento que el síncrono, el cual pone una marca entre bloques de transmisión tal como se vió anteriormente. Este tipo de operación la ejecutará el chip 8251A de Intel, conocido como un Receptor/Transmisor Universal Síncrono/Asíncrono (USART).

La completa definición operacional del USART es programada mediante el software del sistema por medio de palabras de control que son enviadas por el CPU para inicializar el 8251A en el formato de comunicación deseado. Estas palabras de control deben programar: la razón de baudios, la longitud de los caracteres, el # de bits de parada, la operación síncrona o asíncrona, la paridad, etc. En el modo síncrono existe la opción para seleccionar un caracter de sincronización interno o externo.

Una vez programado el 8251A está listo para ejercer sus funciones de comunicación. La salida TxRDY es llevada a estado "alto" para señalar que el 8251A está listo para recibir un caracter del CPU. Esta salida (TxRDY) se inicializa automáticamente cuando el CPU escribe un caracter en el 8251A. De otra manera, el USART recibe datos en serie del exterior. Al recibir un caracter, la salida RxRDY es llevada al estado "alto" para señalar que el 8251A ha completado un caracter y está listo para enviarlo al CPU. La salida RxRDY se inicializa automáticamente cuando el CPU ejecuta la lectura del caracter.

El USART no puede comenzar la transmisión mientras el bit TxE (habilitador del transmisor) ha sido activado en el comando de instrucción y se ha recibido una entrada activa en CTS.

Programando el 8251A

Antes de comenzar una transmisión o recepción de datos, el 8251A debe inicializarse mediante el envío de ciertas palabras de control generadas por el CPU, las cuales definen su operación.

Las palabras de control son divididas en dos formatos.

1. Modo de instrucción
2. Comando de instrucción

El formato de modo de instrucción define las características generales de operación del 8251A y debe de ejecutarse después de una operación de inicialización (externa o interna). Una vez que el mando de instrucción ha sido escrito en el 8251A por el CPU, los caracteres de sincronismo o los comandos de instrucción pueden ser enviados.

El formato de comando de instrucción define una palabra de

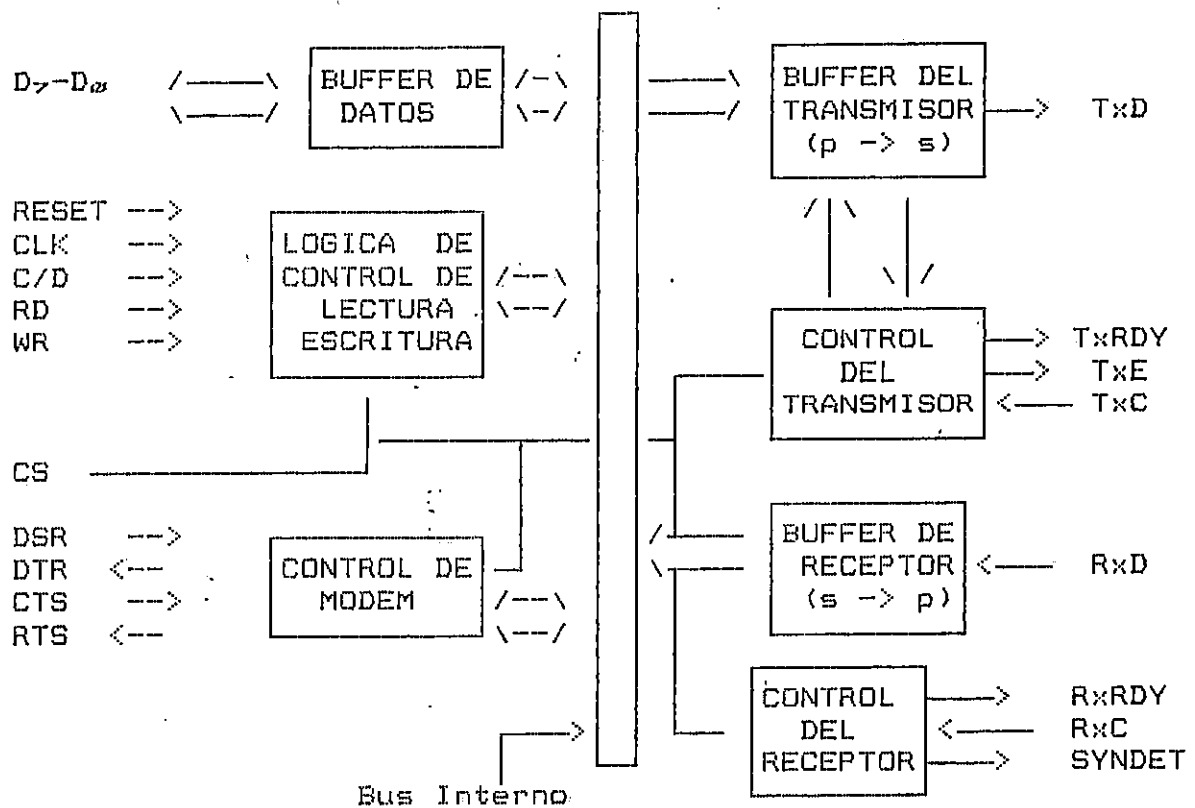


Figura 4.8 Diagrama de bloques del E251A

estado que se usa para controlar la operación actual del USART.

La interfase lo que hace es interactuar entre el controlador de DMA (Acceso Directo a Memoria) y el bus de datos y la USART. Por medio de la interfase I/O (input/output), se hacen los requerimientos de utilización del sistema para el envío-recepción de datos interactuando con el DMA y la colocación de los datos en los buses de datos del sistema ya sea para guardarlos en memoria o para enviarlos al exterior.

Existe la necesidad de hacer un programa para acceder los datos en memoria en las direcciones apropiadas y que ayude a la ejecución de transmisión-recepción de los datos entre los distintos sistemas del diagrama de bloques de la Figura 4.7.

Prácticamente lo que se ha planteado aquí es la filosofía a seguir siempre encaminado en este sentido de poder enviar datos a través del transmisor-receptor diseñado, dejando la inquietud para trabajos posteriores de dejar bien definido y depurado cada una de las partes que involucran la transmisión de datos ya que aquí no se alcanzó a cubrir esta parte, pero la brecha digital del transmisor está terminada, lista para

el siguiente eslabón: la comunicación entre computadoras, con el espacio libre como canal de transmisión.

CONCLUSIONES DEL CAPITULO IV

Por medio de los diagramas de bloques es posible, de una manera más sencilla, visualizar el funcionamiento del transmisor en su parte digital. Aunque sólo se desarrolló de manera completa el transreceptor para la parte analógica, se deja planteada la filosofía a seguir para la comunicación netamente digital para trabajos posteriores sobre este mismo tópico. El código digital utilizado para la transmisión de datos es el bifásico, ya que además de ser de fácil generación presenta mayor información de sincronismo que si se hubiera hecho con una NRZ polar. No se utilizó un sistema más complicado ya que ésto implica un desarrollo de un receptor más especializado y se escapa de nuestras manos, pero se deja abierta la posibilidad de una investigación en este campo. La generación de la palabra de sincronismo se lleva a cabo por medio de dos multiplexores programables, y dura 3 ciclos de palabra de reloj, en cada ciclo de palabra de reloj son enviados 8 bits, haciendo un total de 24 bits. La palabra de sincronismo es comparada en el receptor y cuando es detectada una palabra que es enviada a una velocidad de 64 Hz, entonces es que se produce la corrección. Ya que la mayor parte del diseño se ha hecho con tecnología CMOS, no quita la posibilidad de que éste sea hecho con tecnología TTL.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Carr, Joseph. "The Complete Handbook of Radio Transmitters". USA. Tab Books Inc. 1980.

Carr, Joseph. "The Complete Handbook of Radio Receivers". USA. Tab Books Inc. 1980.

Coughlin, Robert; Driscoll, Frederick. "Circuitos integrados Lineales y Amplificadores Operacionales". Traducido del inglés por Julio Fournier Gonzales. Editorial Prentice Hall, Hispanoamericana. Segunda edición. México. 1987.

Green, Paul E.; Lucky, Robert W.. "Computer Communications". USA. IEEE PRESS, 1975.

Wilson, Mark J.; Hall, Gerald L.; Hutchinson, Charles L.; Kleinman, Joel P.; Rinaldo, Paul; Ward, Jeffry; "The ARRL Handbook for the Radio Amateur". USA. American Radio Relay League. Treinta y tresava edición. 1986.

CAPITULO V

EL TRANSMISOR-RECEPTOR COMPLETO

Introducción:

En este capítulo se tendrá como objetivo desarrollar el diagrama circuital del transreceptor de manera completa. Debido que en los capítulos anteriores se desarrolló de manera completa la parte digital, no se incluirá en los diagramas pero se hará referencia dentro del mismo con que parte se interconecta de los otros diagramas en mención. Todas las partes del transreceptor son explicadas de manera detallada en el diagrama. En cada una de las partes del capítulo se especifica el tipo de elementos electrónicos a utilizar, así como también se hace una breve explicación de las distintas etapas ya que cada una de éstas se encuentran ampliamente explicadas en los capítulos anteriores. En el diagrama se dejará plasmada la interconexión de la antena a la parte transmisora y receptora respectivamente. La línea de transmisión se desarrollará tal como se especificó en el capítulo III. Todas las resistencias son de 1/4 de watt al 5% y los valores decimales de capacitancias están en μf y las demás en pf, a menos que otra cosa se especifique.

5.0 ETAPA OSCILADORA DE RF

La etapa osciladora está sintonizada a 6 MHz, el cristal es del tipo CTS K5, lográndose un ajuste fino con el capacitor trimmer tipo pistón de 60pf. T1 está formado con alambre #22 en un núcleo Amidon tipo T-50-6, con 35 vueltas en el primario y derivación a la séptima vuelta y 6 vueltas del secundario. RFC1 es formada con 28 vueltas de alambre esmaltado #28 en un núcleo de Amidon FT-37-43.

En el buffer del oscilador, T2 es un transformador de ferrita, 18 vueltas del primario, 5 vueltas secundario con alambre esmaltado #28 en núcleo de Amidon FT37-43. Z1 es un forro de ferrita colocado en el transistor Q2. Amidon FB43-101 o similar. Para mayor información ver página 30-11 y 30-12 del manual ARRL que aparece en la bibliografía.

5.1 ETAPA MODULADORA

En esta etapa se ha escogido un modulador de reactancia por su sencillez de construcción. Todas sus componentes se encuentran descritas en detalle en el capítulo III.

5.2 ETAPA MULTIPLICADORA DE FRECUENCIA

La etapa multiplicadora de frecuencia consiste de 4 etapas en cascada logrando una multiplicación del tipo $2 \times 2 \times 3 \times 2$. El transistor 2N918 está actuando como gerador de armónicos. El armónico deseado es sintonizado mediante el tanque a la salida formado por las bobinas con dos derivaciones y el capacitor especificado como de 3-20pf de cerámica tipo miniatura, Erie, JFD, Murata o equivalente. La bobina está diseñada para un acople óptimo con la siguiente etapa, y como su núcleo es de aire, puede lograrse una sintonización fina comprimiento o estirando sus espiras. L está formada con 4 vueltas de alambre #18 tipo bus wire, 3/16" de diámetro interno x 9/16" de longitud con derivaciones a la 3/4 y 3 3/4 vuelta de la terminación de tierra. Ver capítulo III.

5.3 ETAPA AMPLIFICADORA DE RF Y LA ANTENA

Es conveniente que el amplificador esté colocado en la antena, ya que esto mejorará la Cifra de Ruido (Figure Noise), utilizando cable coaxial apropiado para una línea de impedancia característica de 50Ω . La etapa pre y amplificadora se encuentran desarrolladas con detalle en el capítulo III, junto con el control remoto para intercambio de operaciones transmisión-recepción.

5.4 ETAPA AMPLIFICADORA DE AUDIO Y FILTRO PASO-BAJO

La etapa amplificadora de audio está diseñada para poder operar con cualquier tipo de micrófono ya sea éste de alta o baja impedancia. Para evitar la interferencia de colas espectrales se hace necesario utilizar el filtro pasabajos de -60 db/década. Todo esto refiérase al capítulo III par verlo con más detalle.

5.5 ETAPA PREAMPLIFICADORA DEL RECEPTOR

Al igual que en el transmisor, se recomienda ubicar el preamplificador en la estructura de la antena para mejores resultados con respecto a la interferencia. El preamplificador estará interconectado a la antena por medio del control remoto de la antena. Ver Capítulo III.

5.6 ETAPA CONVERTIDORA DE FRECUENCIA DE 144 A 1.3 MHz.

Esta está compuesta de dos etapas, una que convierte la frecuencia de 144 MHz a 28 MHz. Esta etapa es crítica ya que se debe dar el debido blindaje tal como se explica en el capítulo III, para evitar interferencias RF. La segunda etapa es un mezclador que convierte la frecuencia de 28 MHz a 1.3 MHz que es la frecuencia de FI con la que trabaja la parte digital para procesar los datos.³⁵

CONCLUSIONES DEL CAPITULO V

Practicamente el desarrollo concreto de este capítulo lo representa el diagrama de la Figura 5.1 que refleja la filosofía ocupada en el desarrollo del diseño del transmisor. Aquí queda plasmado lo que se planteó en los primeros capítulos. Habrá que hacer un estudio más detallado en el futuro para completar la comunicación digital de datos, pero el diseño en sí presenta el canal idóneo para este fin. La frecuencia de operación del transmisor por el momento queda fija, pero podría hacerse un estudio para el diseño de un sintetizador de frecuencia. Con una sola etapa amplificadora de frecuencia puede lograrse una potencia de 80 watts lineales lo que implica una eficiencia del 50% aproximadamente, pero aun así el alcance que se logra es considerable. La salida del amplificador posee una impedancia de aproximadamente 50 ohmios para que haya un perfecto acoplamiento de la línea de transmisión de la antena. La antena debe estar en su operación normal conectada al transmisor, para evitar dañar al preamplificador del receptor. Cuando no se esté utilizando el receptor, el preamplificador debe estar conectado a una carga resistiva de 50 ohmios, ya que una fuga de potencia de RF podría dañarlo.

³⁵ Como referencia ver el manual ARRL

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Carr, Joseph. "The Complete Handbook of Radio Transmitters". USA. Tab Books Inc. 1980.

Carr, Joseph. "The Complete Handbook of Radio Receivers". USA. Tab Books Inc. 1980.

Coughlin, Robert; Driscoll, Frederick. "Circuitos integrados Lineales y Amplificadores Operacionales". Traducido del inglés por Julio Fournier Gonzales. Editorial Prentice Hall, Hispanoamericana. Segunda edición. México. 1987.

Green, Paul E.; Lucky, Robert W.. "Computer Communications". USA. IEEE PRESS, 1975.

Wilson, Mark J.; Hall, Gerald L.; Hutchinson, Charles L.; Kleinman, Joel P.; Rinaldo, Paul; Ward, Jeffrey; "The ARRL Handbook for the Radio Amateur". USA. American Radio Relay League. Treinta y tresava edición. 1986.

CONCLUSIONES GENERALES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones:

- 1- La banda de operación del transreceptor será en la banda de VHF, debido a que presenta una esfera menos ruidosa que las bandas de AM y FM comercial; y comparada con la banda de UHF los componentes son más fáciles de obtener si se desea tener una potencia de RF no fraccionaria y los diseños poseen consideraciones prácticas menos rigurosas. Esto se ha concebido de esta manera, para lograr un diseño yendo de lo más fácil a otro tipo de diseño más elaborado.
- 2- El tipo de modulación a emplear es PM, ya que al considerar el espectro de frecuencia, éste presenta un espectro de potencia de ruido plano. Si se quisiera modificar el tipo de modulación a FM, sólo basta cambiar la etapa moduladora o hacerle las modificaciones pertinentes para diseñar un modulador Armstrong de FM, en el cual se combinan los dos tipos de modulación.
- 3- El ancho de banda se ha fijado en 200 KHz que es el ancho de banda de la FM comercial, para asegurarnos fidelidad en la transmisión de datos aun con baja potencia y alto ruido en el ambiente. Debe tomarse como parámetro que en un sistema comercial se utilizan 2 MHz para 30 canales a una velocidad de 64 Kbits/seg. El ancho de banda de 200 KHz parece algo oligado, pero presenta la versatilidad de poderse emplear como transmisor analógico FM, y si se emplea para datos presenta las ventajas arriba mencionadas, teniéndose la flexibilidad de acomodar un canal más, si se decide reducir el ancho de banda por canal.
- 4- La potencia del transmisor se ha fijado en 80 watts y esto se logra solamente con un transistor. Si se deseara mayor potencia, podría hacerse algún diseño empleando varias etapas en cascada o simple y sencillamente utilizando un tubo al vacío de potencia de RF.
- 5- La velocidad de transmisión se ha establecido en 64 Kbits/seg utilizando modulación BPSK (dos fases), y en un futuro podría emplearse modulación en cuadratura QPSK para lograr, en el mismo ancho de banda, el doble de velocidad de transmisión.
- 6- La probabilidad de recibir un error en el receptor es de 10^{-7} , lo que nos asegura la transmisión virtual libre de errores.
- 7- Los osciladores, o generadores de RF se han diseñado en base a cristales para asegurar estabilidad y exactitud en la frecuencia de operación.

8- La frecuencia de operación se ha fijado en 144 MHz que pertenece a la banda de 2 mts, pudiéndose mover ésta cambiando la frecuencia de operación del oscilador principal y resintonizando los multiplicadores de frecuencia.

9- Se han utilizado multiplicadores de frecuencia para lograr 144 MHz, utilizando en la etapa osciladora, un oscilador funcionando a 6 MHz para efectos de mayor estabilidad. El esquema de multiplicación es $2 \times 2 \times 3 \times 2$.

10- La línea de transmisión se diseñó a una impedancia característica de 50 ohmios.

11- la antena propuesta es de $5/8$ de longitud de onda omnidireccional, que puede construirse de manera relativamente fácil y puede utilizarse inclusive en situaciones móviles. También en el Anexo A se provee información acerca de antenas comerciales en caso se prefiera comprar.

12- En el receptor, la etapa de FI para la recuperación de datos el demodulador ocupa una frecuencia de 1.3 MHz, entonces se ha utilizado dos etapas para bajar la frecuencia de 144 MHz a 1.3 MHz. Una de ellas, el convertidor, baja la frecuencia de 144 a 28 MHz y la segunda, el mezclador, lo hace de 28 a 1.3 MHz. Se hace de esta manera para evitar interferencia de frecuencia fantasma.

13- El tipo de modulación digital utilizado es el bifásico, el cual posee información acerca del sincronismo, ya que al haber muchos ceros y unos en el flujo de datos, el código está conmutando la información original NRZ en ceros y unos extras.

14- La demodulación consiste en obtener una señal con una fase de referencia con la cual se compara la fase de la señal de entrada y si ésta es positiva o negativa con respecto a la referencia, así se van obteniendo los unos y ceros de la señal original.

15- Las señales de sincronismo son obtenidas a partir de la señal de datos.

16- La circuitería digital se ha hecho con tecnología CMOS para ahorro de potencia, pero perfectamente puede utilizarse tecnología TTL.

17- No se ha utilizado bit de paridad, ya que la voz posee información muy rica y algunos errores en el flujo de datos no serían serios para la inteligibilidad de la voz.

18- Para efectos de sincronismo se tiene un mecanismo de producción de una palabra de reconocimiento de 24 bits, la

cual es detectada en el receptor. Si el sincronismo se ha perdido, es recuperado inmediatamente después de la detección de la palabra de reconocimiento.

19- Todo el diseño es de bajo consumo lo que lo hace ideal para situaciones móviles.

Recomendaciones:

- 1- Debido a que el diseño del transreceptor ocupa prácticamente un monocanal, sería conveniente un estudio para obtener un diseño más completo utilizando multicanalización para varios canales de comunicación.
- 2- El diseño se hizo en base al código bifásico, pero perfectamente puede hacerse un estudio para un diseño electrónico que produzca otro tipo de códigos tal como el AMI, el HDB3, QPSK, para hacer más eficiente el transreceptor. El código bifásico se escogió como prototipo debida a su gran sencillez de diseño tanta para la codición y la decodificación, además de presentar información abundante acerca del sincronismo.
- 3- Se recomienda a la Escuela de Ingeniería Eléctrica no abandone este tema y que al contrario se siga investigando, especialmente en el área de transmisión de datos, que fue lo que no se tocó aquí por la cantidad enorme de trabajo que involucró solamente la parte transmisora-receptora de voz.
- 4- Se recomienda que la construcción se haga con un equipo de cuatro personas con ayuda de un coordinador; una pareja que se dedique a la parte analógica y la otra a la parte digital. La escuela deberá de proveer de equipo especializado para efectos de mediciones y calibraciones tales como el dip meter, medidor de onda estacionaria, carga fantasma (Dummy load), etc.
- 5- Además se recomienda la investigación acerca de sintetizadores de frecuencia a fin de tener facilidad de sintonización a una frecuencia determinada en un amplio rango de frecuencia y no estar limitados a una sola frecuencia de operación.

ANEXOS

ANEXO A

ANTENAS

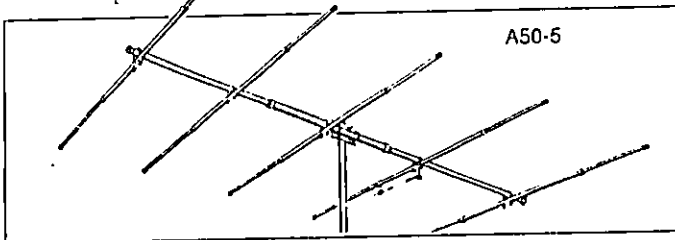
Sideband Yagis

70 CM, 2, 6, METERS

The performance of these budget-priced antennas will surprise you! They are lightweight, durable, and will have you on the air in a single afternoon! Good bandwidth, tapered elements, Reddi Match for direct 50 Ohm feed, and a moisture sealing vinyl connector boot are some major features of these fine antennas.

MODEL	A50-3	A50-5	A50-6
Frequency, MHz	50-54	50-54	50-54
No. Elements	3	5	6
Forward Gain, dBd	8	10.5	11.2
Front to Back Ratio, dB	20	22	24
Power, Watts PEP	1000	1000	1000
Boom Length, ft	6	12	20
Longest Element, ft	9.75	9.75	9.75
Turn Radius, ft	6	7.5	11
Max. Mast Size, in	2	2	2
Wind Load, ft ²	1.8	2.7	4.5
Weight, lb	7	11	18

MODEL	A144-11	A144-7	A430-11
Frequency, MHz	144-146	144-146	430-435
No. Elements	11	7	11
Forward Gain, dBd	13.2	11.1	13.2
Front to Back Ratio, dB	20	20	20
Power, Watts PEP	1000	1000	350
Boom Length, ft	12	8.2	4.7
Longest Element, in	40	40	14
Turn Radius, ft	6.8	4.9	2.6
Max. Mast Size, in	1.5	1.5	1.5
Wind Load, ft ²	1.2	0.8	0.4
Weight, lb	6	4	3



Ringos (70 CM, 1 1/4, 2, 6, 10 METERS)

If you want a combination of compact size, wide bandwidth, a low radiation angle, these economical antennas are just for you. Since radials are not needed, you can even use our Ringos indoors. Ringos are 1/2 wavelength and include lightning protection.

MODEL	AR2	AR6	AR10	AR220	AR450
Frequency, MHz	135-160	50-54	28-29.7	220-225	440-460
SWR 2:1 Bandwidth, MHz	10	2	>1.5	10	20
Gain, dB	3.75	3.75	3.75	3.75	3.75
Power, Watts FM	1000	1000	1000	500	500
Radiation Angle, Deg	16	16	16	16	16
Height, ft	3.9	10.1	17.6	2.6	1.4
Max. Mast Size, in	1.25	1.25	1.25	1.25	.88
Wind Load, ft ²	0.2	0.4	1.7	0.2	0.1
Weight, lb	1.5	2.5	4	1.2	1.0



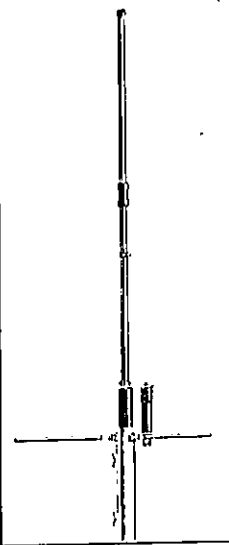
Ringo Ranger

2 METERS

This is the antenna that combines good gain with compact size. If space does not allow extra height or decoupling radials, the ARX-2 is for you.

Gain 4.5 dB, frequency range 135-160 MHz, SWR 2:1 bandwidth greater than 6 MHz, height 112", wind area .33 ft², max. mast size 1.25", weight 4 lbs, power handling 1000 Watts.

AR-270



Dual Band Ringo

70 CM, 2 METERS

Experience the performance and appearance advantages of an all aluminum dual band antenna. AR-270 incorporates Ringo Ranger technology in a light-weight and durable design with all stainless steel hardware.

With its two section vertical element and three short radials the antenna is very easy to install anywhere. The weather sealed phasing coil and base matching network eliminate stray RF currents while providing a very low angle of radiation.

A simple 50 Ohm cable connection is all you need to experience the full performance of your dual band 2 meter/70 cm transceiver with the new AR-270.

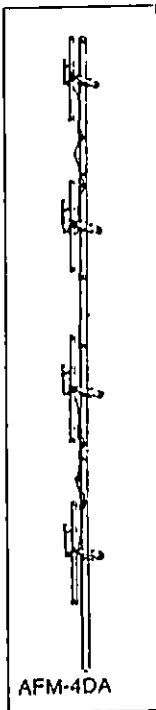
MODEL	AR270	
Frequency, MHz	144-148	435-450
SWR 2:1 Bandwidth	>4	>15
Gain, dB	3.7	5.5
Power, Watts FM	250	250
Height, ft	3.75	
Max. Mast Size, in	1.2-2.0	
Wind Load, ft ²	0.3	
Weight	2.0	

Ringo Ranger II

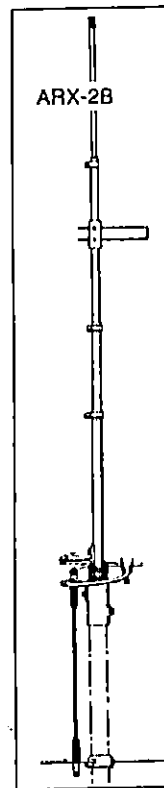
70 CM, 1 1/4, 2 METERS

Our Ringo Ranger II has more gain, less windload, and more mechanical integrity than other two meter antennas. You will quickly appreciate the benefits of this amazing antenna! The Ringo Ranger II has built-in lightning protection, UV stabilized insulators, heavy wall tubing, improved decoupling radials to eliminate feedline radiation, and all-weather performance. It's the performer. Over 500,000 have been sold!

MODEL	ARX2B	ARX220B	ARX450B
Frequency, MHz	135-160	220-225	435-450
SWR 2:1 Bandwidth, MHz	>3	>5	>10
Gain, dB	7.0	7.0	7.0
Power, Watts FM	1000	500	500
Radiation Angle, Deg	7	7	7
Height, ft	14.0	9.3	4.9
Max. Mast Size, in	1.25	1.25	.75
Wind Load, ft ²	0.5	0.3	0.2
Weight, lb	6	5	1



ARX-2B



Four Poles

(70 CM, 1 1/4, 2 METERS)

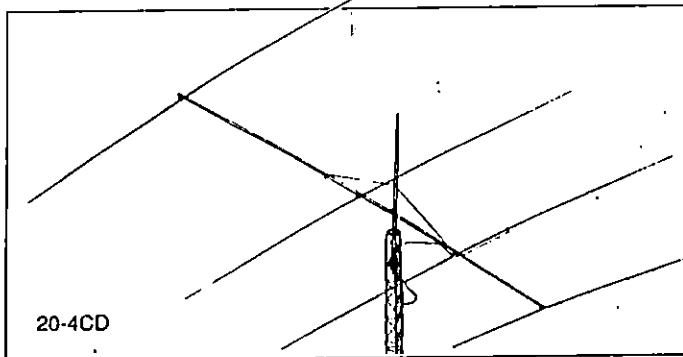
Cushcraft's four 1/2 wave dipole array is perfect for your repeater or as a powerful base antenna. Strong through-the-boom dipole mounting ensures long life and superior electrical characteristics. The dipoles mount to your tower's legs or on a separate support mast (not included). They can be arranged for omni or elliptical patterns.

MODEL	AFM-4DA	AFM-24DA	AFM-44DA
Frequency, MHz	144-148	220-225	435-450
SWR 2:1 Bandwidth	>4	>5	>15
Gain, dB	9 offset/6 omni	9 offset/6 omni	9 offset/6 omni
Power, Watts FM	500	500	250
Radiation Angle, Deg	6	6	6
Height, ft	23	15	8
Max. Mast Size, in	2.0	2.0	2.0
Wind Load, ft ²	2.5	1.9	1.1
Weight	7	6	5

Skywalker Monoband HF Yagis

10, 12, 15, 20, 40 METERS

More contacts, less waiting, less interference, and a better signal at the other end are yours with a Skywalker! Construction features include stainless steel fasteners, pinned booms and heavy wall heat treated 6063-T832 aluminum tubing. All Skywalkers are full bandwidth (except for 40-2CD which is 200 KHz).



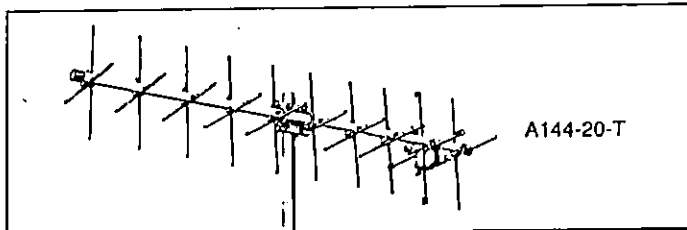
MODEL	10-4CD	10-3CD	TEN-3	12-4CD
Frequency, MHz	28.0-29.7	28.0-29.7	28.0-29.7	24.89-25
No. Elements	4	3	3	4
Forward Gain, dBd	10.0	8.0	8.0	10.0
Front to Back Ratio, dB	30	30	25	30
Power, Watts PEP	2000	2000	2000	2000
Boom Length, ft	16	10	8	18
Longest Element, ft	17.6	17.7	18.0	20.2
Turn Radius, ft	11.5	10.0	9.8	14.8
Max. Mast Size, in	2.0	2.0	2.0	2.0
Wind Load, ft ²	3.1	2.3	2.0	3.9
Weight, lb	18	11	9.9	21

MODEL	15-4CD	15-3CD	20-4CD	20-3CD	40-2CD
Frequency, MHz	21.0-21.45	21.0-21.45	14.0-14.35	14.0-14.35	7.0-7.3
No. Elements	4	3	4	3	2
Forward Gain, dBd	10.0	8.0	10.0	8.0	5.5
Front to Back Ratio, dB	30	30	30	30	20
Power, Watts PEP	2000	2000	2000	2000	2000
Boom Length, ft	20	14	32	20	23
Longest Element, ft	23.3	23.3	35.1	35.0	43
Turn Radius, ft	15.4	13.5	23.8	20	23.9
Max. Mast Size, in	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
Wind Load, ft ²	4.5	3.4	8.1	5.5	6.4
Weight, lb	25	20	55	30	44

Oscar

Here's the system that will get you up and running in a hurry. Cushcraft's AOP-1 includes our 416TB uplink, A144-20T downlink, A14-TMB mounting boom, and all of the hardware for quick assembly and installation.

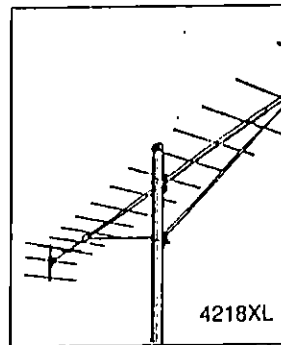
OSCAR operation will be more fun with the optional remote polarity switch mounted right on the 416TB. You will access satellites having either left or right polarization.



MODEL	A144-10T	A144-20T	416TB
Frequency, MHz	145.9	145.9	435
No. Elements	2 x 5	2 x 10	2 x 8
Forward Gain, dBd	10.5	12.2	12.5
Front to Back Ratio, dB	20	20	20
Power, Watts PEP	800	800	500
Boom Length, ft	5.8	10.8	6.7
Longest Element, in	40	40	13.3
Turn Radius, ft	3.4	5.8	6.7
Mast Size, in	1.5	1.5	2.0
Wind Load, ft ²	0.7	1.4	0.5
Weight, lb	3.5	6.6	4.9

Boomer Sideband/CW Yagis

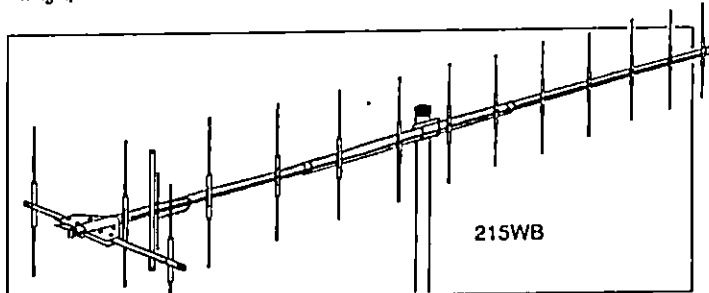
2 METERS



Boomers have established EME contest records. They have won every antenna measuring contest comparison and have set many new distance operating records! Knowledgeable hams select Boomers for their VHF and UHF sideband and CW work. They are easy to stack for even more performance. Try a Boomer and be prepared for the best contacts that you have ever made!

Model	215WB	32-19	4218XL
Frequency, MHz	144-148	144-146	144-145
No. Elements	15	19	18
Forward Gain, dBd	15.2	16.2	17.2
Front to Back Ratio, dB	24	24	24
Power, Watts PEP	2000	2000	2000
Boom Length, ft	15	22	28.8
Longest Element, in	39.5	40	40
Turn Radius, ft	8.9	11	16.7
Max. Mast Size, in	2	2.0	2.0
Wind Load, ft ²	1.7	3.5	3.5
Weight, lb	8	12	14.3

MODEL	617-6B	424B	220B
Frequency, MHz	50-51	424-435	220-223
No. Elements	6	25	17
Forward Gain, dBd	14.0	18.2	17.2
Front to Back Ratio, dB	30	30	30
Power, Watts PEP	2000	2000	2000
Boom Length, ft	34	17.4	19
Longest Element, in	117	13	26
Turn Radius, ft	17.7	10	9
Max. Mast Size, in	2.0	2.0	2.0
Wind Load, ft ²	4.8	2.3	2.6
Weight, lb	26	4.5	10.5



Boomer FM Yagis

1 1/4, 2 METERS

Our FM Boomers feature the latest wideband technology and provide the high performance that you want for FM work. If you are into packet, our Boomers will punch your signal through.

MODEL	124WB	215WB	230WB	224WB	225WB
Frequency, MHz	144-148	144-148	144-148	220-225	220-225
No. Elements	4	15	30	4	15
Forward Gain, dBd	10.2	15.2	18.5	10.2	15.5
Front to Back Ratio, dB	24	24	24	24	24
Power, Watts PEP	2000	2000	2000	2000	2000
Boom Length, ft	4	15	15	3	10
Longest Element, ft	40.75	39.5	39.5	26.7	26.3
Turn Radius, ft	4	8.9	9.5	3	5.8
Max. Mast Size, in	2	2	2	2	2
Wind Load, ft ²	0.3	1.7	4.0	0.2	1.0
Weight, lb	3	8	22	1.7	5.3

DB222 BROAD BAND ANTENNA

3 or 6 dB GAIN, 120-174 MHz

The DB222 is a rugged, lightweight antenna that provides a low VSWR and maximum gain over a wide range of frequencies in the 120-174 MHz bands.

It can be mounted on the top or side of a tower and arrayed to give a circular or offset horizontal pattern. Its broad band response permits it to perform efficiently on both transmit and receive frequencies.

The construction of the antenna assures superior lightning protection. The radiators operated at DC ground, and the aluminum mast with its pointed top cap provides a positive low resistance discharge path to the tower or ground system.

Radiation Patterns

For a circular horizontal pattern, the

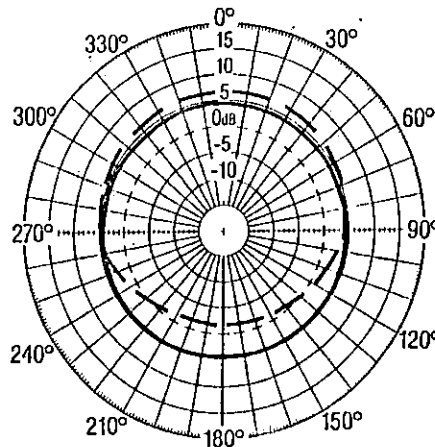
radiating elements are vertically separated on opposite sides of the mast, which gives a 3 dB gain.

For an offset pattern, the radiating elements are positioned in line, collinearly. This provides a 6.0 dB forward gain with 2.5 dB on the side and a minus 1.5 dB on the back.

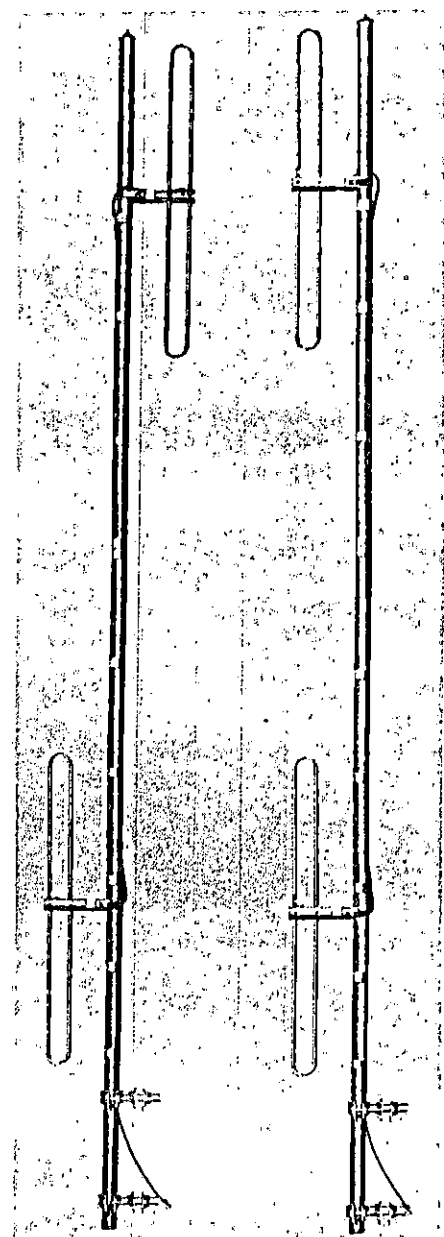
The antenna is shipped with the pattern shape specified, but it can be changed in the field.

Ordering Information

Please specify exact frequency range (and termination if non-standard). Order the DB222 for a circular pattern, the DB222E for offset. Clamps for top mounting are supplied, but for side mounting order DB5001 Side Mount Kit.



Horizontal patterns of the DB222 (3 dB) and DB222E (6 dB).



DB222 3 dB gain circular pattern

DB222E 6 dB gain offset pattern

Mechanical Data	
Materials:	
Mast (aluminum) — in. (mm)	1.75 (44.45) with .062 to .125 (1.57 to 3.18) wall
Radiating elements (aluminum) — in. (mm)	.5 (12.7) OD with .058 (1.47) wall
Mounting clamps	Galvanized steel
Maximum exposed area (flat plate equivalent) — ft ² (m ²)	1.6 (1.49)
Lateral thrust at 100 mph (161 km/hr) — lbs. (kg)	64 (29.03)
Wind rating:	
Survival w/o ice — mph (km/hr)	125 (201)
Survival with .5" (12.7 mm) radial ice — mph (km/hr)	90 (145)
Overall length (150-174 MHz) — in. (mm)	127 (3226)
Net weight (w/clamps) — lbs. (kg)	16 (7.26)
Shipping weight (w/clamps) — lbs. (kg)	30 (13.61)
Mounting Clamps (DB365) are supplied with the antenna.	

*Top mounted antenna. Wind rating is greatly increased when antenna is side mounted with appropriate side mount kit.
**NOTE: The mechanical specifications are degraded for the antenna covering the 120-150 MHz band.

Electrical Data	
Frequency Ranges — MHz	120-144*, 137-143, 144-149, 150-158, 158-166, 166-174
Bandwidth	See Chart
VSWR	1.5 to 1 or less
Nominal impedance — ohms	50
Gain (over half-wave dipole)	
Omni pattern — dB	3.0
Offset pattern — dB	6.0
Maximum power input — watts	500
Vertical beamwidth (half power points)	36°
Lightning protection	Direct ground
Standard Termination: Captive Type N-Male attached to end of a flexible lead. Other fittings can be supplied on special order.	

*Special cut.

Side Mounting

The following table shows the approximate gains of the DB222 and DB222E side mounted on triangular towers measuring 18" to 24" (457.2 to 609.6 mm) between legs. 0° azimuth is the direction the side mount arm points out from the tower.

Antenna	Azimuth			
	0°	90°	180°	270°
DB222 Omni	4.0 dB	5.5 dB	-3.0 dB	5.5 dB
DB222E, elements facing away from tower	6.3 dB	4.5 dB	-7.0 dB	4.5 dB
DB222E, elements facing toward tower	3.0 dB	5.0 dB	-1.0 dB	5.0 dB

DB224 BROAD BAND ANTENNA

6 or 9 dB GAIN, 120-174 MHz



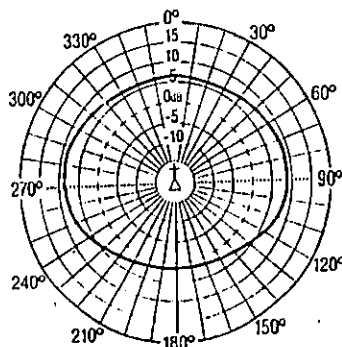
The DB224 is a lightweight, high-gain antenna for 120-174 MHz. It has a broad 10 dB bandwidth, and it provides optimum performance in single or multi-frequency systems.

It can be mounted on the top or side of a tower and arrayed to give a circular or offset horizontal pattern. Its broad response — 10 MHz or more in the 150-174 MHz range — permits it to perform efficiently on both transmit and receive frequencies.

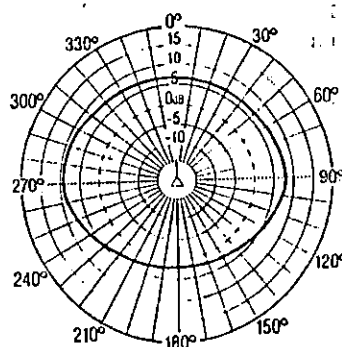
The construction of the antenna assures superior lightning protection. The radiators operate at DC ground, and the aluminum mast with its pointed top cap provides a positive low resistance discharge path to the tower or ground system.

Side Mounting

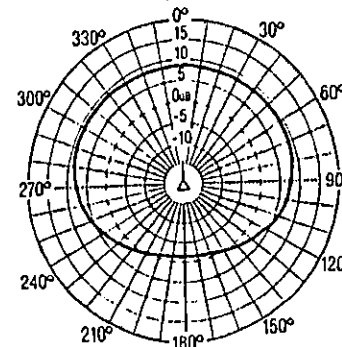
The patterns indicate the typical pattern shape of the antenna side mounted on a tower with an 18" to 24" (457.2 to 609.6 mm) face.



DB224 (omni) mounted on side of tower



DB224E, elements pointed toward the tower



DB224E, elements pointed away from the tower

Radiation Patterns

When the four elements are positioned evenly, every 90° around the mast, a 6 dB gain circular pattern results.

When the four elements are positioned in line, collinearly, a 9 dB gain offset pattern is created.

For ease of handling and shipping, the mast is made in two sections. A unique center splice assures proper alignment.

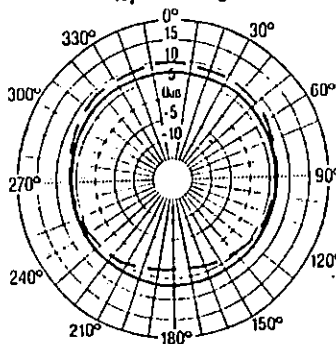
Split Version

A split version of the DB224, two antennas on the same mast, is available in both 3 dB omni and 6 dB directional patterns. Separate feed lines terminate at the bottom of the mast, and each antenna operates independently of the other in omni or directional pattern. Isolation is 35 dB or more.

Ordering Information

Please specify exact frequency or range (and termination if non-standard). Order the DB224 or DB224S Split Antenna for circular patterns, the DB224E or DB224ES Split Antenna for offset patterns. Clamps for top mounting are supplied, but for side mounting, order the DB5001 Side Mount Kit. The DB224X has a shortened mast to permit air shipment.

Top Mounting

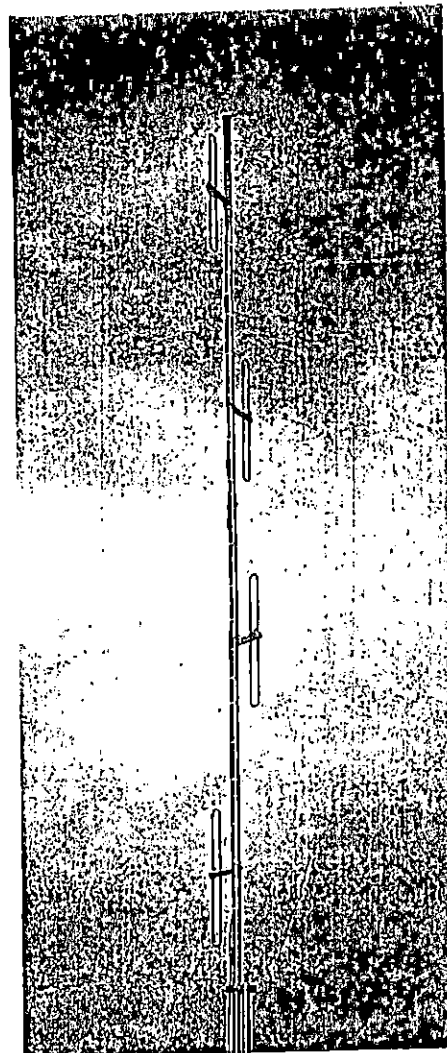


Horizontal patterns of the DB224 (6 dB) and DB224E (9 dB).

Electrical Data

Frequency Ranges — MHz	118-138*, 138-150, 150-160, 155-165, 164-174
Bandwidth (150-174 MHz) — MHz	10
VSWR	1.5 to 1 or less
Nominal impedance — ohms	50
Gain (over half-wave dipole)	
Omni pattern — dB	6.0
Offset pattern — dB	9.0
Maximum power input — watts	500
Vertical beamwidth (half power points)	16°
Decoupling between antennas (split models) — dB	35 minimum
Lightning protection	Direct ground
*Standard Termination: Captive Type N-Male attached to end of a flexible lead. Other fittings can be supplied on special order.	

*Gain and bandwidth are reduced in the 120-150 MHz band. Special cut for 120-138 MHz band.



Mechanical Data

Materials:	
Mast — upper (aluminum) — in. (mm)	1.75 (44.45) OD with .062 to .125 (1.57 to 3.18) wall
Mast — lower (aluminum) — in. (mm)	2 (50.8) OD with .125 to .187 (3.18 to 4.75) wall
Radiating elements (aluminum) — in. (mm)	.5 (12.7) OD with .058 (1.47) wall
Mounting clamps	Galvanized steel
Maximum exposed area (flat plate equivalent) — ft ² (m ²)	3.15 (.292)
Lateral thrust at 100 mph (161 km/hr) — lbs. (kg)	126 (57.15)
Wind rating:	
Survival w/o ice — mph (km/hr)	100 (161)
Survival with .5" (12.7 mm) radial ice — mph (km/hr)	74 (119)
Overall length (150-174 MHz) — in. (mm)	25.5 (647.7)
Shipping length — in. (mm)	178 (4519)
Net weight (w/clamps) — lbs. (kg)	32 (14.5)
Shipping weight (w/clamps) — lbs. (kg)	48 (21.77)

*Top mounted antenna: Wind rating is greatly increased when antenna is side mounted.
NOTE: The mechanical specifications are degraded for the antenna covering the 120-150 MHz band.

DB225 SEMICIRCULAR PATTERN ANTENNA

5 dB GAIN, 33-174 MHz

The basic DB225 is a 2-element antenna that provides a semicircular horizontal pattern with a maximum forward gain of 5 dB. For additional gain, stacked arrays of two antennas provide 8 dB gain, and a four-antenna array provides 11 dB gain. **The 74 and 160 MHz models are retunable in the field!**

A vertical spacing of .75 to 1.0 wavelength between antennas is recommended. However, the antennas can be fanned apart for a wider angle of coverage. Forward gain will be reduced.

Applications

The broad horizontal pattern and high front-to-back ratio of the DB225 makes it ideal for the following applications:

1. In mobile systems that need additional gain in one sector,
2. In stations located along the coast or with geographical boundaries,
3. In point-to-point systems where gain

is required over a broad angle to reach several locations,

4. In systems to reduce interference from other stations on the backside of the antenna.

The DB225 is designed to operate in severe environments. The size and thickness of the materials are increased as the size of the antenna is enlarged. Elements are made of .75" (19.05 mm) tubing and reinforced with .875" (22.23 mm) sockets at the boom. Special heavy duty clamps and orientation brackets are supplied with larger models. The 144-174 MHz antenna has a notched boom and stainless band clamp for mounting.

The DB225 must be mounted on and work against a metallic member parallel to and longer than the folded radiator. This metallic member can be a tower leg or a pipe extending from the top or along the face of a tower or wood pole.

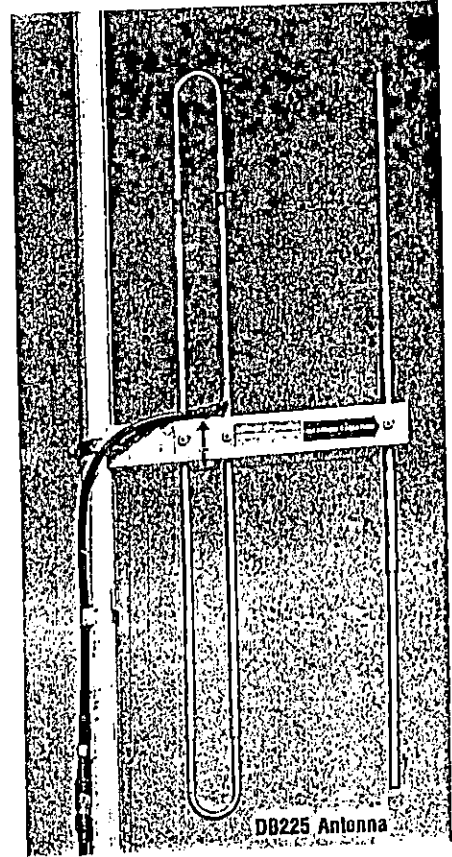
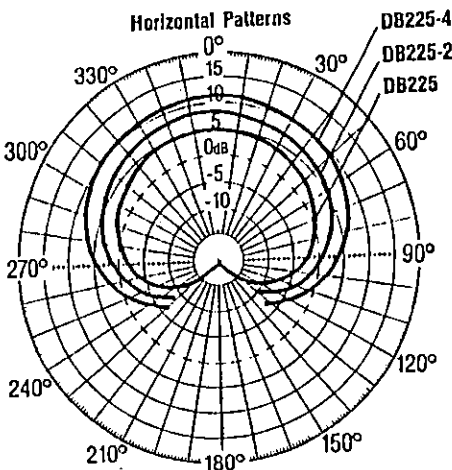
160 MHz range can be shipped by UPS.

Ordering Information

Please specify exact frequency (and termination if non-standard). Order the DB225 5 dB gain single antenna, the DB225-2 8 dB 2-stack array or the DB225-4 11 dB 4-stack array. Clamps and, for larger models, orientation brackets are supplied with the antennas to fit round tower members from 1.25" to 3" (31.75 to 76.2 mm) OD and angle members up to 2" (50.8 mm) on a side. Other size clamps can be furnished on special request.

Electrical Data	
Frequency Ranges — MHz	33-50, 66-88, 118-150, 150-174
Bandwidth — MHz	
35 MHz Range	0.35
50 MHz Range	0.50
74 MHz Range	0.75
160 MHz Range	2.00
VSWR	1.5 to 1 or less
Nominal impedance — ohms	50
Maximum gain (over half-wave dipole) — dB	5.0
Maximum power input — watts	500
Horizontal beamwidth (half power points)	120°
Front to Back ratio* — dB	18
Lightning protection	Direct ground
Standard termination: Captive Type N-Male attached to end of a flexible lead. Other fittings can be supplied on special order.	

*Note: When mounted on typical 12" to 24" (304.8 to 609.6 mm) tower.



	Mechanical Data			
	35 MHz	50 MHz	74 MHz	160 MHz
Materials:				
Support boom (aluminum) — in. (mm)	2x3 (50.8x76.2) with .125 (3.18) wall	2x3 (50.8x76.2) with .125 (3.18) wall	2x3 (50.8x76.2) with .125 (3.18) wall	1.5x2 (38.1x50.8) with .125 (3.18) wall
Elements (aluminum) — in. (mm)	.75 (19.05) diameter w/.87 (22.1) and 1 (25.4) diameter sockets	.75 (19.05) diameter w/.87 (22.1) and 1 (25.4) diameter sockets	.75 (19.05) diameter w/.87 (22.1) and 1 (25.4) diameter sockets	.50 (12.7) diameter w/.625 (15.88) diameter sockets
Bracket — in. (mm)	Gal. steel 2 (50.8) OD Galvanized steel	Gal. steel, 2 (50.8) OD Galvanized steel	Gal. steel, 2 (50.8) OD Galvanized steel	S.S. band clamp
Mounting clamps				.45 (.042)
Maximum exposed area (flat plate equivalent) — ft ² (m ²)	3.21 (.298)	2.32 (.216)	1.36 (.126)	
Wind rating:				
Survival without ice — mph (km/hr)	97 (156)	over 125 (201)	over 125 (201)	over 125 (201)
Survival with .5" (12.7 mm) radial ice — mph (km/hr)	70 (113)	118 (190)	over 125 (201)	over 125 (201)
Lateral thrust at 100 mph (161 km/hr) — lbs. (kg)	129 (58.51)	93 (42.18)	54 (24.49)	10 (0.16)
Height (vertical) — ft. (m)	14 (4.27)	10 (3.05)	6.5 (1.98)	3 (.91)
Width (horizontal) — ft. (m)	4.3 (1.31)	3.9 (1.19)	2.5 (.76)	1.3 (.4)
Net weight (w/clamps, brackets) — lbs. (kg)	37 (16.78)	28 (12.7)	27 (12.25)	3 (1.36)
Shipping weight (w/clamps, brackets) — lbs. (kg)	100 (45.36)	45 (20.41)	39 (17.69)	6 (2.72)

ANEXO B

DATOS TECNICOS DE COMPONENTES

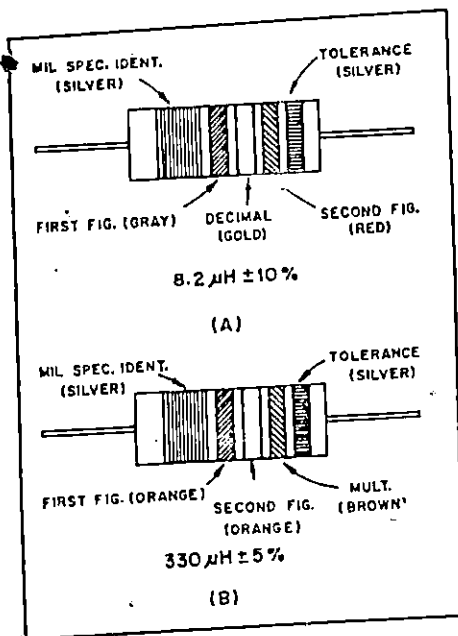


Fig. 3 — Color coding for tubular encapsulated RF chokes. At A, an example of the coding for an 8.2- μ H choke is given. At B, the color bands for a 330- μ H inductor are illustrated. The color code is given in Table 1.

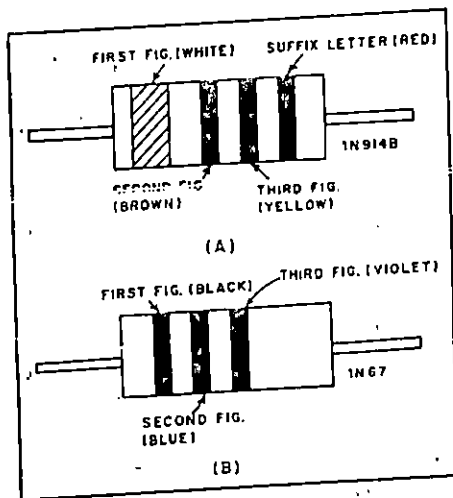


Fig. 4 — Color coding for semiconductor diodes. At A, the cathode is identified by the double-width first band. At B, the bands are grouped toward the cathode. Two-figure designations are signified by a black first band. The color code is given in Table 1. The suffix-letter code is: A — brown, B — red, C — orange, D — yellow, E — green, F — blue. The 1N prefix is understood.

Table 7
Approximate Series-Resonant Frequencies of Disc Ceramic Bypass Capacitors

Capacitance	Freq. ¹	Freq. ²
0.01 μ F	13 MHz	15 MHz
0.0047	18	22
0.002	31	38
0.001	46	55
0.0005	65	80
0.0001	135	165

¹Total lead length of 1 inch
²Total lead length of 1/2 inch

Table 8
Powdered-Iron Toroid Cores — Magnetic Properties

The number of turns (N) necessary to obtain a specific inductance (L) can be calculated by

$$N = 100 \sqrt{\frac{L}{L_{100}}}$$

Inductance and Turns Formula
L = desired inductance (μ H)
 L_{100} = core inductance (μ H per 100 turns)

No.	MIX-41	MIX-3	MIX-15	MIX-1	MIX-2	MIX-6	MIX-10	MIX-12
T-200	755 μ H	360 μ H			120 μ H	105 μ H		
T-184	1640 μ H	720 μ H			240 μ H			
T-157	970 μ H	420 μ H			140 μ H	115 μ H		
T-130	785 μ H	330 μ H	250 μ H	200 μ H	110 μ H	96 μ H		
T-106	900 μ H	405 μ H	330 μ H	280 μ H	135 μ H	116 μ H		
T-94	590 μ H	248 μ H		160 μ H	84 μ H	70 μ H	58 μ H	32 μ H
T-80	450 μ H	180 μ H	170 μ H	115 μ H	55 μ H	45 μ H	34 μ H	22 μ H
T-68	420 μ H	195 μ H	180 μ H	115 μ H	57 μ H	47 μ H	32 μ H	21 μ H
T-50	320 μ H	175 μ H	135 μ H	100 μ H	50 μ H	40 μ H	31 μ H	18 μ H
T-37	240 μ H	110 μ H	90 μ H	80 μ H	42 μ H	30 μ H	25 μ H	15 μ H
T-25	200 μ H	100 μ H	85 μ H	70 μ H	34 μ H	27 μ H	19 μ H	13 μ H
T-12	90 μ H	60 μ H		48 μ H	24 μ H	19 μ H	12 μ H	8.5 μ H

Magnetic Properties
Iron Powder Cores

Material	Color Code	Permeability	Temperature Stability	Typical Frequency Range	Optimum Frequency Range
41' HA'	Green	$\mu = 75$	975 ppm/c	10 kHz- 100 kHz	20 kHz- 50 kHz
3' HP'	Gray	$\mu = 35$	370 ppm/c	20 kHz- 2 MHz	50 kHz- 500 kHz
15' GSS'	Rd. & Wh.	$\mu = 25$	190 ppm/c	20 kHz- 5 MHz	500 kHz- 1 MHz
1' C'	Blue	$\mu = 20$	280 ppm/c	40 kHz- 5 MHz	1 MHz- 2 MHz
2' E'	Red	$\mu = 10$	95 ppm/c	200 kHz- 30 MHz	2 MHz- 10 MHz
6' SF'	Yellow	$\mu = 8$	35 ppm/c	2 MHz- 50 MHz	10 MHz- 20 MHz
10' W'	Black	$\mu = 6$	150 ppm/c	4 MHz- 100 MHz	20 MHz- 40 MHz
12' In-8'	Gr. & Wh.	$\mu = 3$	170 ppm/c	10 MHz- 200 MHz	40 MHz- 90 MHz
0' Ph'	Tan	$\mu = 1$	—	50 MHz- 300 MHz	90 MHz- 150 MHz

Courtesy of Amidon Assoc., N. Hollywood, CA 91607

Table 9
Powdered-Iron Toroid Cores — Dimensions

No.	Red E Cores — 500 kHz to 30 MHz ($\mu = 10$)			Black W Cores — 30 MHz to 200 MHz ($\mu = 7$)			
	OD (in)	ID (in)	H (in)	OD (in)	ID (in)	H (in)	
T-200-2	2.00	1.25	0.55	T-50-10	0.50	0.30	0.19
T-94-2	0.94	0.56	0.31	T-37-10	0.37	0.21	0.12
T-80-2	0.80	0.50	0.25	T-25-10	0.25	0.12	0.09
T-68-2	0.68	0.37	0.19	T-12-10	0.125	0.06	0.05
T-50-2	0.50	0.30	0.19				
T-37-2	0.37	0.21	0.12	Yellow SF Cores — 10 MHz to 90 MHz ($\mu = 8$)			
T-25-2	0.25	0.12	0.09	No.	OD (in)	ID (in)	H (in)
T-12-2	0.125	0.06	0.05	T-94-6	0.94	0.56	0.31
				T-80-6	0.80	0.50	0.25
				T-68-6	0.68	0.37	0.19
				T-50-6	0.50	0.30	0.19
				T-26-6	0.25	0.12	0.09
				T-12-6	0.125	0.06	0.05

Number of Turns vs. Wire Size and Core Size

Approximate maximum number of turns — single layer wound — enameled wire.

Wire Size	T-200	T-130	T-106	T-94	T-80	T-68	T-50	T-37	T-25	T-12
10	33	20	12	12	10	6	4	1		
12	43	25	16	16	14	9	6	3		
14	54	32	21	21	18	13	8	5	1	
16	69	41	28	28	24	17	13	7	2	
18	88	53	37	37	32	23	18	10	4	1
20	111	67	47	47	41	29	23	14	6	1
22	140	86	60	60	53	38	30	19	9	2
24	177	109	77	77	67	49	39	25	13	4
26	223	137	97	97	85	63	50	33	17	7
28	281	173	123	123	108	80	64	42	23	9
30	355	217	154	154	136	101	81	54	29	13
32	439	272	194	194	171	127	103	68	38	17
34	557	346	247	247	218	162	132	88	49	23
36	683	424	304	304	268	199	162	108	62	30
38	875	544	389	389	344	256	209	140	80	39
40	1103	687	492	492	434	324	264	178	102	51

Actual number of turns may differ from above figures according to winding techniques, especially when using the larger size wires. Chart prepared by Michael J. Gordon, Jr., W89FHC
Courtesy of Amidon Assoc., N. Hollywood, CA 91607

Color Code for Hookup Wire

Wire Color	Type of Circuit
Black	Grounds, grounded elements and returns
Brown	Heaters or filaments, off ground
Red	Power supply B plus
Orange	Screen grids and base 2 of transistors
Yellow	Cathodes and transistor emitters
Green	Control grids, diode plates, and base 1 of transistors
Blue	Plates and transistor collectors
Violet	Power supply, minus leads
Gray	Ac power line leads
White	Bias supply, B or C minus, AGC

Wires with tracers are coded in the same manner as solid-color wires, allowing additional circuit identification over solid-color wiring. The body of the wire is white and the color band spirals around the wire lead. When more than one color band is used, the widest band represents the first color.

Digital ICs

Digital-logic ICs are divided into two basic families, bipolar and MOS, depending on the transistor types used. These families are further divided into sub-families by the internal circuitry of the IC ("totem pole" output versus open collec-

tor output) or by differences in fabrication techniques (silicon gate-recessed oxide versus metal gate). The digital ICs most commonly encountered by amateurs are the TTL (bipolar) and CMOS (MOS) types.

The TTL family is divided as shown in Table 37. It is important to recognize the differences between the types of TTL ICs. In many digital circuits, ICs of several types are connected together. If care is not exercised when doing this, one or more of the TTL outputs may be overloaded. Be aware that the different series of TTL operate at different speeds and with different propagation delays (see Chapter 8).

To determine if a substitute TTL IC can be used in a given circuit, several questions must be answered. First, is the logic element operating at a speed below the maximum specified for the TTL type? Will any output of the IC be required to sink or source a current beyond its capabilities? Even if the answers to these questions seem to indicate that the IC can be used, a deeper analysis of the circuit may reveal that a change in propagation delay will affect the operation of the circuit. If in doubt the IC can always be tried in the circuit. TTL ICs of the "wrong" type will generally not harm anything.

The major consideration when using CMOS is operating speed. CMOS logic is inherently slow. If clock rates greater than a few megahertz are required, CMOS probably cannot be used (although higher speed CMOS families have recently been in-

troduced by several manufacturers). A CMOS speed question is complicated by the fact that the speed of any CMOS logic element is affected by its operating voltage. A manufacturer's data book should be consulted to determine the speed of a specific IC.

Finding Parts

No chapter on components and component data would be complete without information on where to buy. Amateurs, on a dwarfed scale, must function as purchasing agents in these perplexing times. A properly equipped buyer maintains as complete a catalog file as possible. Many of the companies listed in Table 50 will provide free catalogs upon written request. Others may charge a small fee for catalogs. Mail ordering, especially for those distant from metropolitan areas, is today's means to the desired end when collecting component parts for an amateur project. Prices are, to some extent, competitive. A wise buyer will study the catalogs and select his merchandise accordingly.

Delays in shipment can be lessened by avoiding the use of personal checks when ordering, especially for those distant from metropolitan areas. Personal checks often take a week to clear, thereby causing frustrating delays in the order reaching you. Table 50 is updated with each new edition of this *Handbook*. Suppliers wishing to be listed in the table are urged to contact the editors.

**Table 10
Ferrite Toroid Cores — Magnetic Properties**

Property	Unit	Symbol	63	61	43	72	75
Initial permeability		μ_i	40	125	950	2000	5000
Maximum permeability		μ_m	125	450	3000	3500	8000
Saturation flux density @ 13 oer.	Gauss	B_s	1850	2350	2750	3500	3900
Residual flux density	Gauss	B_r	750	1200	1200	1500	1250
Curle temperature	°C	T_c	500	300	130	150	160
Volume resistivity	OHM-CM	ρ	1×10^8	1×10^8	1×10^8	1×10^8	5×10^8
Optimum frequency range	MHz		15-25	0.2-10	0.01-1	0.001-1	0.001-1
Specific gravity			4.7	4.7	4.5	4.8	4.8
Loss factor	$\frac{1}{\mu_i Q}$		9.0×10^{-4} @ 25 MHz	2.2×10^{-4} @ 2.5 MHz	2.5×10^{-4} @ 0.2 MHz	9×10^{-4} @ 0.1 MHz	5×10^{-4} @ 0.1 MHz
Coercive force	Oersteds	H_c	2.40	1.60	0.30	0.18	0.18
Temp. coefs. of initial permeability	%/°C T (20 °C-70 °C)		0.10	0.10	0.20	0.60	

Courtesy of Amidon Assoc., N. Hollywood, CA 91607

Table 11
Ferrite Toroid Cores — Dimensions

Type No.	Physical Dimensions			Magnetic Dimensions		
	A Dim.	B Dim.	C Dim.	A_e (in) ² (mm) ²	l_e (in) ² (mm)	V_e (in) ³ (mm) ³
FT-23	in 0.225/0.235	0.115/0.125	0.055/0.065	0.00330	0.529	0.001747
	mm 5.71/5.96	2.92/3.17	1.39/1.65	2.13	13.44	28.63
FT-37	in 0.367/0.383	0.182/0.192	0.120/0.130	0.01175	0.846	0.00994
	mm 9.32/9.72	4.62/4.87	3.04/3.30	7.58	21.49	162.9
FT-50	in 0.490/0.510	0.274/0.289	0.183/0.193	0.0206	1.190	0.0245
	mm 12.45/12.95	6.95/7.34	4.65/4.90	13.29	30.23	401.6
FT-82	in 0.810/0.840	0.508/0.532	0.243/0.257	0.0381	0.207	0.0789
	mm 20.57/21.33	12.90/13.51	6.17/6.52	24.58	52.58	1293
FT-114	in 1.112/1.172	0.728/0.768	0.284/0.306	0.0581	0.292	0.1695
	mm 28.24/29.76	18.49/19.50	7.21/7.77	37.49	74.17	2778

Available in the Following Materials

- 43
- 61
- 63
- 72
- 75

Symbols & Their Definitions

- A_e = Effective magnetic cross-sectional area.
- l_e = Effective magnetic path length.
- V_e = Effective magnetic volume.
- A_L = Inductance in 10^{-9} Henrys for 1 turn.
- A_s = Surface area of core exposed for cooling.
- A_w = Total window area of core.

Courtesy of Amidon Assoc., N. Hollywood, CA 91607

Table 12
Copper-Wire Table

Wire Size A. W. G. in (B&S)	Diam. in Mils ¹	Circular Mil Area	Turns per Linear inch (25.4 mm) ²			Cont.-duty current ³ single wire in open air	Cont.-duty current ³ wires or cables in conduits or bundles	Feet per Pound (0.45 kg) Bare	Ohms per 1000 ft. 25° C	Current Carrying Capacity ⁴ at 700 C.M. per Amp.	Diam. in mm.	Nearest British S.W.G. No.
			Enamel	S.C.E.	D.C.C. ⁵							
1	289.3	83690	—	—	—	—	3.947	.1264	119.6	7.348	1	
2	257.6	66370	—	—	—	—	4.977	.1592	92.9	5.522	2	
3	229.4	52640	—	—	—	—	6.276	.2009	75.2	5.827	4	
4	204.3	41740	—	—	—	—	7.914	.2533	59.6	5.189	5	
5	181.9	33100	—	—	—	—	9.980	.3195	47.3	4.621	7	
6	162.0	26250	—	—	—	—	12.58	.4028	37.5	4.115	8	
7	144.3	20820	—	—	—	—	15.87	.5080	29.7	3.665	9	
8	128.5	16510	7.6	—	7.1	73	20.01	.6405	23.6	3.264	10	
9	114.4	13090	8.6	—	7.8	—	25.23	.8077	18.7	2.906	11	
10	101.9	10380	9.6	9.1	8.9	55	31.82	1.018	14.8	2.588	12	
11	90.7	8234	10.7	—	8.9	—	40.12	1.284	11.8	2.305	13	
12	80.8	6530	12.0	11.3	10.9	41	50.59	1.619	9.33	2.053	14	
13	72.0	5178	13.5	—	12.8	—	63.80	2.042	7.40	1.828	15	
14	64.1	4107	15.0	14.0	13.8	32	80.44	2.575	5.87	1.628	16	
15	57.1	3257	16.8	—	14.7	—	101.4	3.247	4.65	1.450	17	
16	50.8	2583	18.9	17.3	16.4	22	127.9	4.094	3.69	1.291	18	
17	45.3	2048	21.2	—	18.1	—	161.3	5.163	2.93	1.150	18	
18	40.3	1624	23.6	21.2	19.8	16	203.4	6.510	2.32	1.024	19	
19	35.9	1288	26.4	—	21.8	—	256.5	8.210	1.84	.912	20	
20	32.0	1022	29.4	25.8	23.8	11	323.4	10.35	1.46	.812	21	
21	28.5	810	33.1	—	26.0	—	407.8	13.05	1.16	.723	22	
22	25.3	642	37.0	31.3	30.0	5	514.2	16.46	.918	.644	23	
23	22.6	510	41.3	—	37.6	—	648.4	20.76	.728	.573	24	
24	20.1	404	46.3	37.6	35.6	—	817.7	26.17	.577	.511	25	
25	17.9	320	51.7	—	38.6	—	1031	33.00	.458	.455	26	
26	15.9	254	58.0	46.1	41.8	—	1300	41.62	.363	.405	27	
27	14.2	202	64.9	—	45.0	—	1639	52.48	.288	.361	29	
28	12.6	160	72.7	54.6	48.5	—	2067	66.17	.228	.321	30	
29	11.3	127	81.6	—	51.8	—	2607	83.44	.181	.286	31	
30	10.0	101	90.5	64.1	55.5	—	3287	105.2	.144	.255	33	
31	8.9	80	101	—	59.2	—	4145	132.7	.114	.227	34	
32	8.0	63	113	74.1	61.6	—	5227	167.3	.090	.202	36	
33	7.1	50	127	—	66.3	—	6591	211.0	.072	.180	37	
34	6.3	40	143	86.2	70.0	—	8310	266.0	.057	.160	38	
35	5.6	32	158	—	73.5	—	10480	335	.045	.143	38-39	
36	5.0	25	175	103.1	77.0	—	13210	423	.036	.127	39-40	
37	4.5	20	198	—	80.3	—	16660	533	.028	.113	41	
38	4.0	16	224	116.3	83.6	—	21010	673	.022	.101	42	
39	3.5	12	248	—	86.6	—	26500	848	.018	.090	43	
40	3.1	10	282	131.6	89.7	—	33410	1070	.014	.080	44	

¹A mil is 0.001 inch. A circular mil is a square mil $\times \pi/4$. The circular mil (c.m.) area of a wire is the square of the mil diameter.
²Figures given are approximate only; insulation thickness varies with manufacturer.
³Max. wire temp. of 212° F (100° C) and max. ambient temp. of 135° F (57° C).
⁴700 circular mils per ampere is a satisfactory design figure for small transformers, but values from 500 to 1000 c.m. are commonly used.

Table 18
Voltage—Variable Capacitance Diodes

Listed numerically by device

Device	CT Nominal Capacitance pF ± 10% @ V _a = 4.0 V f = 1.0MHz	Capacitance Ratio 4-60 V Min.	Q @ 40 V 50 MHz Min.	Case Style	Device	CT Nominal Capacitance pF ± 10% @ V _a = 4.0 V f = 1.0MHz	Capacitance Ratio 4-60 V Min.	Q @ 4.0 V 50 MHz Min.	Case Style
1N5441A	6.8	2.5	450		1N5471A	39	2.9	450	
1N5442A	8.2	2.5	450		1N5472A	47	2.9	400	
1N5443A	10	2.6	400	DO-7	1N5473A	56	2.9	300	DO-7
1N5444A	12	2.6	400		1N5474A	68	2.9	250	
1N5445A	15	2.6	450		1N5475A	82	2.9	225	
1N5446A	18	2.6	350		1N5476A	100	2.9	200	
1N5447A	20	2.6	350		MV2101	6.8	2.5	450	
1N5448A	22	2.5	350	DO-7	MV2102	8.2	2.5	400	TO-92
1N5449A	27	2.6	350		MV2103	10	2.0	400	
1N5450A	33	2.6	300		MV2104	12	2.5	400	
1N5451A	39	2.6	250		MV2105	15	2.5	350	
1N5452A	47	2.6	200	DO-7	MV2106	18	2.5	350	
1N5453A	56	2.6	175		MV2107	22	2.5	300	TO-92
1N5454A	68	2.7	175		MV2108	27	2.5	200	
1N5455A	82	2.7	175		MV2109	33	2.5	150	
1N5456A	100	2.7	600		MV2110	39	2.5	150	
1N5461A	6.8	2.7	600		MV2111	47	2.5	150	
1N5462A	8.2	2.8	550	DO-7	MV2112	56	2.6	150	TO-92
1N5463A	10	2.8	550		MV2113	68	2.6	100	
1N5464A	12	2.8	550		MV2114	82	2.6	100	
1N5465A	15	2.8	500		MV2115	100	2.6	100	
1N5466A	18	2.8	500						
1N5467A	20	2.9	500	DO-7					
1N5468A	22	2.9	500						
1N5469A	27	2.9	500						
1N5470A	33	2.9	500						

Table 19
Zener Diodes

Volts	Power (Watts)									
	0.25	0.4	0.5	1.0	1.5	5.0	10.0	50.0		
1.8	1N4614									
2.0	1N4615									
2.2	1N4616									
2.4	1N4617	1N4370,A	1N4370,A	1N5221,B						
				1N5985,B						
				1N5222B						
2.5										
2.6	1N702,A									
2.7	1N4618	1N4371,A	1N4371,A	1N5223,B						
				1N5839, 1N5986						
				1N5224B						
2.8				1N4372						
3.0	1N4619	1N4372,A	1N5225,B	1N5987						
				1N746,A	1N3821	1N5913	1N5333,B			
				1N5226,B	1N4728,A					
3.3	1N4620	1N746,A	1N5988	1N5988						
		1N764,A	1N747A	1N747A	1N3822	1N5914	1N5334,B			
		1N5518	1N5227,B	1N5227,B	1N4729,A					
3.6	1N4621	1N747,A	1N5989	1N5989						
		1N5519	1N748A	1N748A	1N3823	1N5915	1N5335,B	1N3993A	1N4549,B	1N4557,B
			1N5228,B	1N5228,B	1N4730,A					
3.9	1N4622	1N748,A	1N5844, 1N5990	1N5844, 1N5990						
		1N5520								
4.1	1N704,A									
4.3	1N4623	1N749,A	1N749,A 1N5229,B	1N749,A 1N5229,B	1N3824	1N5916	1N5336,B	1N3994,A	1N4550,B	1N4558,B
		1N5521	1N5845	1N5845	1N4731,A					
			1N5991	1N5991						
			1N750A	1N750A	1N3825	1N5917	1N5337,B	1N3995,A	1N4551,B	1N4559,B
			1N5230,B	1N5230,B	1N4732,A					
4.7	1N4624	1N750,A	1N5846, 1N5992	1N5846, 1N5992						
		1N5522	1N751,A, 1N5231,B	1N751,A, 1N5231,B	1N3826	1N5918	1N5338,B	1N3996,A	1N4552,B	1N4560,B
			1N5847	1N5847	1N4733					
5.1	1N4625	1N751,A	1N5993	1N5993						
	1N4689	1N5523	1N752,A	1N752,A	1N3827	1N5919	1N5339,B	1N3997,A	1N4553,B	1N4561,B
			1N5232,B	1N5232,B	1N4734,A					
5.6	1N708A	1N752,A	1N5848, 1N5994	1N5848, 1N5994						
	1N4626	1N5524								

Table 19 — Zener Diodes — Continued

Volts	Power (Watts)					10.0	50.0
	0.25	0.4	0.5	1.0	1.5		
5.8	1N706A	1N762	1N5233B			1N5340,B	
6.0			1N5849				1N4554,B
6.2	1N709,1N4627 MZ605, MZ610 MZ620, MZ640	1N753,A 1N821,3,5,7,9:A	1N753,A 1N5234,B, 1N5850 1N5995	1N3828,A 1N4735,A	1N5920	1N5341,B	1N3998,A 1N4554,B
6.4	1N4565-84,A						1N2804B 1N3305B
6.8	1N4099	1N754,A 1N957,B 1N5526 1N755,A 1N958,B 1N5527	1N754,A 1N757,B 1N5235,B 1N5851 1N5996 1N755A, 1N958,B 1N5236,B 1N5852 1N5997	1N3016,B 1N3829 1N4736,A 1N3017,A,B 1N3830 1N4737,A	1N3785 1N5921 1N3786 1N5922	1N5342,B 1N2970,B 1N3999,A 1N5343,B 1N2971,B 1N4000,A	1N4555, 1N4563 1N2805,B 1N3306,B 1N4556, 1N4564
7.5	1N4100						1N2806,B 1N3307,B
8.0	1N707A		1N756,A	1N3018,B	1N3787	1N5344,B	1N2972,B
8.2	1N712A 1N4101	1N756,A 1N959,B 1N5528	1N959.B 1N5237.B 1N5853 1N5998	1N4738,A	1N5923		
8.4		1N3154-57.A	1N3154,A 1N3155-57 1N5238.B 1N5854				
8.5	1N4775-84,A					1N5345,B	
8.7	1N4102						1N2807,B 1N3308,B
8.8		1N764	1N935-9;A,B	1N3019,B	1N3788	1N5346,B	1N2973,B
9.0		1N764A	1N757,A, 1N960,B	1N4739,A	1N5924		
9.1	1N4103	1N757,A 1N960,B 1N5529	1N5239,B, 1N5855 1N5999			1N5347,B	1N2974,B
10.0	1N4104	1N758,A 1N961,B 1N5530,B 1N962,B 1N5531	1N758,A, 1N961,B 1N5240,B, 1N5856 1N6000 1N962.B 1N5241,B 1N5857, 1N6001 1N941-4;A,B	1N3020,B 1N4740,A 1N3021,B 1N4741,A	1N3789 1N6925 1N3790 1N5926	1N5348,B	1N2975,B 1N2809,B 1N3310,B
11.0	1N715,A 1N4105						
11.7	1N716,A 1N4106					1N5349,B	1N2976,B 1N2810,B 1N3311,B
12.0		1N759,A 1N963,B 1N5532 1N964,B 1N5533	1N759,A, 1N963,B 1N5242,B, 1N5858 1N6002 1N964,B 1N5243,B, 1N5859 1N6003 1N5244B 1N5860	1N3022,B 1N4742,A 1N3023,B 1N4743,A	1N3791 1N5927 1N3792 1N5928	1N5350,B	1N2977,B 1N2811,B 1N3312,B
13.0	1N4107					1N5351,B	1N2978,B 1N2812,B 1N3313,B
14.0	1N4108	1N5534	1N5244B 1N5860			1N5352,B	1N2979,A,B 1N2813,A,B 1N3314,B
15.0	1N4109	1N965,B 1N5535	1N965,B 1N5245,B, 1N5861, 1N6004 1N966,B, 1N5246,B 1N5862, 1N6005 1N5247,B	1N3024,B 1N4744A 1N3025,B 1N4745,A	1N3793 1N5929 1N3794 1N5930	1N5353,B	1N2980,B 1N2814,B 1N3315,B
16.0	1N4110	1N966,B 1N5536 1N5537	1N966,B, 1N5246,B 1N5862, 1N6005 1N5247,B			1N5354,B	1N2981B 1N2815,B 1N3316,B
17.0	1N4111		1N5863			1N5355,B	1N2982,B 1N2816,B 1N3317,B
18.0	1N4112	1N967,B 1N5538	1N967,B 1N5248,B 1N5864, 1N6006 1N5249,B	1N3026,B 1N4746,A	1N3795 1N5931	1N5356,B	1N2983,B 1N2817,B 1N3318,B
19.0	1N4113	1N5539	1N5865			1N5357,B	1N2984,B 1N2818,B 1N3319,B
20.0	1N4114	1N968,B 1N5540	1N968,B 1N5250,B 1N5866, 1N6007 1N969,B	1N3027,B 1N4747,A 1N3028,B 1N4748,A	1N3796 1N5932,A,B 1N3797 1N5933	1N5358,B	1N2985,B 1N2819,B 1N3320,A,B
22.0	1N4115	1N959,B 1N5541	1N5241,B 1N5867, 1N6008 1N970,B			1N5359,B	1N2986,B 1N2820,B 1N3321,B
24.0	1N4116	1N5542 1N9701B	1N5252,B, 1N586 1N6009 1N5253,B	1N3029,B 1N4749,A	1N3798 1N5934	1N5360,B	1N2987B 1N2821,B 1N3322,B
25.0	1N4117	1N5543	1N5869			1N5361,B	1N2988,B 1N2822B 1N3323,B
27.0	1N4118	1N971.B	1N971. 1N5254,B, 1N5870, 1N6010 1N5255,B	1N3030,B 1N4750,A	1N3799 1N5935	1N5362,B	
28.0	1N4119	1N5544	1N5871			1N5363,B	1N2989,B 1N2823,B 1N3324,B
30.0	1N4120	1N972.B 1N5545	1N972.B 1N5256,B, 1N5872, 1N6011 1N973,B 1N5257,B 1N5873 1N6012	1N3031,B 1N4751,A 1N3032,B 1N4752,A	1N3800 1N5936 1N3801 1N5937	1N5364,B	1N2990,A,B 1N2824,B 1N3325,B
33.0	1N4121	1N973.B 1N5546					

Table 19 — Zener Diodes — Continued

Volts	Power (Watts)					5.0	10.0	50.0
	0.25	0.4	0.5	1.0	1.5			
36.0	1N4122	1N974,B	1N974,B 1N5258,B	1N3033,B 1N4753,A	1N3802 1N5938	1N5365,B	1N2991,B	1N2825,B 1N3326,B
39.0	1N4123	1N975,B	1N5874, 1N6013 1N975,B, 1N5259,B 1N5875, 1N6014	1N3034,B 1N4754,A 1N3035,B	1N3803 1N5939 1N3804	1N5366,B 1N5367,B	1N2992,B 1N2993,A,B	1N2826,B 1N3327,B 1N2827,B 1N3328,B
43.0	1N4124	1N976,B	1N976,B 1N5260,B, 1N5876, 1N6015	1N4755,A	1N5940		1N2994,B	1N2828,B 1N3329,B
45.0						1N5368,B	1N2996,B	1N2829,B 1N3330,B 1N2830,B
47.0	1N4125	1N977,B	1N977,B, 1N5261,B 1N5877, 1N6016	1N3036,B 1N4756,A	1N3805 1N5941			1N3331,B 1N2831,B
50.0						1N5369,B	1N2997,B	1N3332,B 1N3333
51.0	1N4126	1N978,B	1N978,B, 1N5262,A,B 1N5878, 1N6017	1N3037,B 1N4757,A	1N3806 1N5942		1N2998,B 1N2999,B	1N2822,B 1N3334,B
52.0								
56.0	1N4127	1N979,B	1N979 1N5263,B 1N6018	1N3038,B 1N4758,A	1N3807 1N5943			
60.0	1N4128					1N5371,B 1N5372,B	1N3000,B	1N2833,B 1N3335,B
62.0	1N4129	1N980,B	1N5264,A,B 1N980 1N5265,A,B 1N6019	1N3039,B 1N4759,A	1N3808 1N5944			
68.0	1N4130	1N981,B	1N981,B 1N5266,A,B 1N6020	1N3040,A,B 1N4760,A	1N3809 1N5945	1N5373,B	1N3001,B	1N2834,B 1N3336,B
75.0	1N4131	1N982,B	1N982 1N5267,A,B 1N6021	1N3041,B 1N4761,A	1N3810 1N5946	1N5374,B	1N3002,B	1N2835,B 1N3337,B
82.0	1N4132	1N983,B	1N983 1N5268,A,B 1N6022	1N3042,B 1N4762,A	1N3811 1N5947	1N5375,B	1N3003,B	1N2836,B 1N3338,B
87.0	1N4133					1N5376,B 1N5377,B	1N3004,B	1N2837,B 1N3339,B
91.0	1N4134	1N984,B	1N984 1N5270,B 1N6023	1N3043,B 1N4763,A	1N3812 1N5948			
100.0	1N4135	1N985	1N985 1N5271,B 1N6024	1N3044,A,B 1N4764,A	1N3813 1N5949	1N5378,B	1N3005,B	1N2838,B 1N3340,B
105.0								
110.0		1N986	1N986 1N5272,B 1N6025	1N3045,B 1M110ZS10	1N3814 1N5950	1N5379,B	1N3006,B 1N3007A,B	1N2839,B 1N3341,B 1N2840,B 1N3342,B
120.0		1N987	1N987 1N5273,B 1N6026	1N3046,B 1M120ZS10	1N3815 1N5951	1N5380,B	1N3008A,B	1N2841,B 1N3343,B
130.0		1N988	1N988 1N5274,B 1N6027	1N3047,B 1M130ZS10	1N3816 1N5952	1N5381,B	1N3009,B	1N2842,B 1N3344,B
140.0		1N989	1N5275,B 1N989	1N3048,B 1M150ZS10	1N3817 1N5953	1N5382,B 1N5383,B	1N3010,B 1N3011,B	1N3345,B 1N2843,B 1N3346,B
150.0		1N990	1N5276,B 1N6028 1N990	1N3049,B 1M160ZS10	1N3818 1N5954	1N5384,B	1N3012A,B	1N2844,B 1N3347,B
160.0		1N991	1N5277,B 1N6029	1M170ZS10		1N5385,B		1N3348,B 1N2845,B 1N3349,B
170.0		1N992	1N5278,B			1N5386,B	1N3013,B 1N3014,B	
175.0								
180.0			1N991,B 1N5279,B 1N6030	1N3050,A,B 1M180ZS10	1N3819 1N5955			
190.0			1N5280,B 1N992			1N5387,B 1N5388,B	1N3015,B	1N2846,B 1N3350,B
200.0			1N5281,B 1N6031	1N3051,B 1M200ZS10	1N3820 1N5956			

Table 20
Metal-Oxide Varistors Transient Suppressors

Type No.	Listed by voltage		Maximum Applied Voltage	Maximum Energy (Joules)	Max. Peak Current (Amps)	Max. Power (Watts)	Max. Varistor Voltage (Volts)
	V _{ACRMS}	V _{ACPeak}					
V180ZA1	115	163	1.5	500	0.2	285	
V180ZA10	115	163	10.0	2000	0.45	290	
V130PA10A	130	184	10.0	4000	8.0	350	
V130PA20A	130	184	20.0	4000	15.0	350	
V130LA1	130	184	1.0	400	0.24	360	
V130LA2	130	184	2.0	400	0.24	360	
V130LA10A	130	184	10.0	2000	0.5	340	
V130LA20A	130	184	20.0	4000	0.85	340	
V150PA10A	150	212	10.0	4000	8.0	410	
V150PA20A	150	212	20.0	4000	15.0	410	
V150LA1	150	212	1.0	400	0.24	420	
V150LA2	150	212	2.0	400	0.24	420	
V150LA10A	150	212	10.0	2000	0.5	390	
V150LA20A	150	212	20.0	4000	0.85	390	
V250PA10A	250	354	10.0	4000	4.0	670	
V250PA20A	250	354	20.0	4000	7.0	670	
V250PA40A	250	354	40.0	4000	13.0	670	
V250LA2	250	354	2.0	400	0.28	690	
V250LA4	250	354	4.0	400	0.28	690	
V250LA15A	250	354	15.0	2000	0.6	640	
V250LA20A	250	354	20.0	2000	0.6	640	
V250LA40A	250	354	40.0	4000	0.9	640	

Courtesy of General Electric Company

Table 21
Japanese Semiconductor Nomenclature

All transistors manufactured in Japan are registered with the Electronic Industries Association of Japan (EIAJ). In addition, the Japan Industrial Standard JIS-C-7012 provides type numbers for transistors and thyristors.

Each transistor type number consists of five elements.

Example:

i	ii	iii	iv	v
1	S	C	82D	A
2				

Figure Letter Letter Figure Letter

- i) Kind of device, indicating the number of effective electrical connections minus one.
- ii) For a semiconductor registered with the EIAJ, this letter is always an S.
- iii) This letter designates polarity and application, as follows:

Letter Polarity and Application

- A PNP transistor, high frequency
- B PNP transistor, low frequency
- C NPN transistor, high frequency
- D NPN transistor, low frequency
- E P-gate thyristor
- G N-gate thyristor
- H N-base unijunction transistor
- J P-channel FET
- K N-channel FET
- M Bi-directional triode thyristor

- iv) These figures designate the order of application for EIAJ registration, starting with 11.
- v) This letter indicates the level of improvement. An improved device may be used in place of a previous-generation device, but not necessarily the other way around.

Table 22
General Purpose Transistors
Listed numerically by device.

Device	Type	V _{CE0} Max. Collector-Emitter Voltage (Volts)	V _{CB0} Max. Collector-Base Voltage (Volts)	V _{EB0} Max. Emitter-Base Voltage (Volts)	I _c Max. Collector Current (mA)	P ₀ Max. Device Dissipation (Watts)	Min. DC Current Gain		Current-Gain Bandwidth Product: f _T * (MHz)	Noise Figure NF (dB)
							I _c = 0.1 mA	I _c = 150 mA		
2N918	NPN	15	30	3.0	50	0.200	20(3 mA)	—	600	6.0
2N2102	NPN	65	120	7.0	1000	1.0	20	40	60	6.0
2N2218	NPN	30	60	5.0	800	0.8	20	40	250	
2N2218A	NPN	40	75	6.0	800	0.8	20	40	250	
2N2219	NPN	30	60	5.0	800	3.0	35	100	300	4.0
2N2219A	NPN	40	75	6.0	800	3.0	35	100	250	
2N2222	NPN	30	60	5.0	800	1.2	35	100	300	4.0
2N2222A	NPN	40	75	6.0	800	1.2	35	100	200	
2N2905	PNP	40	60	5.0	600	0.6	75	100	200	
2N2905A	PNP	60	60	5.0	600	0.400	35	—	200	
2N2907	PNP	40	60	5.0	600	0.400	75	100	200	
2N2907A	PNP	60	60	5.0	700	5.0	—	50	100	
2N3053	NPN	40	60	5.0	700	5.0	—	50	300	5.0
2N3053A	NPN	60	80	5.0	700	5.0	—	—	100	
2N3904	NPN	40	60	5.0	200	0.625	40	—	250	4.0
2N3906	PNP	40	40	5.0	200	1.5	60	—	250	
2N4037	PNP	40	60	7.0	1000	5.0	—	50	250	6.0
2N4123	NPN	30	40	5.0	200	0.35	—	25(50 mA)	300	5.0
2N4124	NPN	25	30	4.0	200	0.350	120(2 mA)	60(50 mA)	200	5.0
2N4125	PNP	30	30	4.0	200	0.625	50(2 mA)	25(50 mA)	250	4.0
2N4126	PNP	25	25	4.0	200	0.625	120(2 mA)	60(50 mA)	250	
2N4401	NPN	40	60	6.0	600	0.625	20	100	200	
2N4403	PNP	40	40	5.0	600	0.625	30	100	200	
2N5320	NPN	75	100	7.0	2000	10.0	—	30(1 A)	15	
2N5415	PNP	200	200	4.0	1000	10.0	—	30(50 mA)	15	
MM4003	PNP	250	250	4.0	500	1.0	20(10 mA)	—	50	
MPSA55	PNP	60	60	4.0	500	0.625	—	50(100 mA)	600	
MPS6547	NPN	25	35	3.0	50	0.625	20(2 mA)	—	600	

*Test conditions: I_c = 20 mA; V_{CE} = 20V; f = 100 MHz

Table 23

High Speed Switching Transistors

The transistors listed below are for use as high-frequency current-mode switches. They are also suitable for RF amplifier and oscillator applications. The devices are listed in ascending order of collector current.

Device Type	Test Conditions I_T		$r_b C_c$ Max.	Package
	I_C/V_{CE} mA/Volts	MHz		
MD4957	2.0/10	1000	20	TO-78
2N3959	10/10	1300	25	TO-18
2N3960	10/10	1600	40	TO-18
2N5835	10/6.0	2500	5.0**	TO-72
MM4049*	20/5.0	4000	15	TO-72
MRF914	20/10	4500**	—	TO-72
2N5842	25/4.0	1700	40	TO-72
2N5841	25/4.0	2200	25	TO-72
MRF531	50/25	500	—	TO-39
MRF532*	50/25	500	—	TO-39
2N5583*	50/10	1000	8.0**	TO-39
2N5836	50/6.0	2000	6.0**	TO-46
2N5837	100/3.0	1700	6.0**	TO-46

*PNP

**Typ.

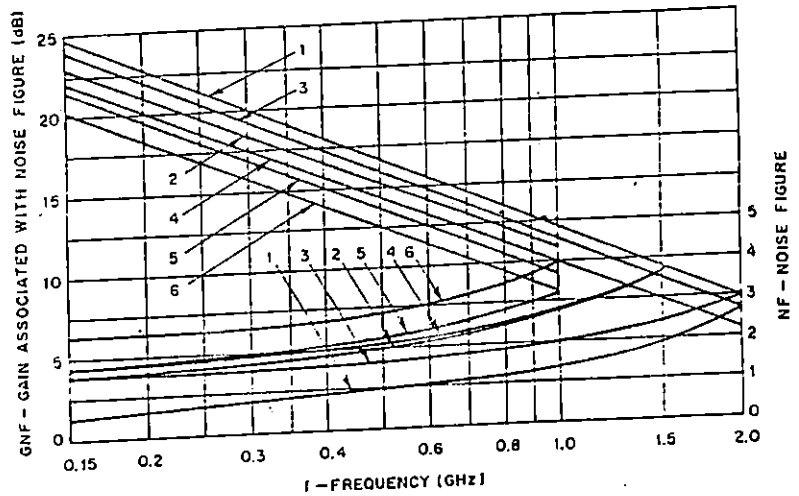


Table 24

Small-Signal Transistors

These small-signal devices are designed for low noise and high gain amplifier mixer and multiplier applications. Each transistor type is available in various packages.

Curve Number	Bias Conditions (mA/V)	MRF580	MRF571	MRF572	MRF573	MRF904	MRF905	MRF908*	MRF578*	MRF579*
1	5.0/6.0	—	MRF581	—	—	—	—	—	—	—
2	50.0/10.0	MRF580	MRF901	2N6603	MRF903*	MRF914	MRF905	MRF908*	—	MRF909*
3	5.0/10.0	—	MRF911	2N6604	MRF913*	—	—	MRF918*	—	MRF919*
4	5.0/10.0	BFR91	MRF961	MRF962	—	—	MRF965	—	—	—
5	10.0/10.0	BFR96	MRF961	—	—	MM4049	—	MRF965	MRF538*	MRF539*
6†	3.0/5.0	—	MRF536	—	—	—	—	—	—	—

†PNP

*To be introduced

Table 25

Low-Noise Transistors

The low-noise devices listed are produced with carefully controlled r_b and I_T to optimize device noise performance. Devices listed in the matrix are classified according to noise figure performance versus frequency.

NF dB	Frequency MHz					Polarity
	60	100	200	450	1000	
1.5	2N5829	2N5829	—	—	—	PNP
	2N5031	2N5031	MRF904	—	—	NPN
2.0	2N4957	2N4957	2N5829	MRF904	MRF901	PNP
	2N5032	2N5032	2N5031	—	—	NPN
2.5	2N4958	2N4958	2N4957	2N5829	MRF901	PNP
	2N5032	2N5032	2N5032	2N5031	2N6603	NPN
3.0	2N4959	2N4959	2N4958	2N4957	2N5829	PNP
	2N2857	2N2857	2N5032	3N5032	MRF901	NPN
	—	—	—	—	2N6604	NPN
3.5	2N4959	2N4959	2N4959	2N4958	2N4957	PNP
	2N5179	2N5179	2N2857	3N5032	2N5031	NPN
4.0	2N4959	2N4959	2N4959	2N4959	2N4958	PNP
	2N5179	2N5179	2N5179	2N2857	2N5031	NPN
4.5	2N4959	2N4959	2N4959	2N4959	2N4959	PNP
	2N5179	2N5179	2N5179	2N2857	2N5032	NPN

Table 26
RF Power Transistors,
High Frequency, Low Voltage Amplifier Transistors
Power FETs

The transistors listed in this table are specified for operation in RF power amplifiers and are listed by ascending input power.
 Modulation type is given in each application heading.
 Courtesy Motorola Semiconductor Prod. Inc.

Device Type	P _{in} Input Power Watts	P _{out} Output Power Watts	G _{PE} Power Gain dB Min	V _{cc} Supply Voltage Volts	Package	Device Type	P _{in} Input Power Watts	P _{out} Output Power Watts	G _{PE} Power Gain dB Min	V _{cc} Supply Voltage Volts	Package
1.5-30 MHz SSB Transistors											
MRF476	0.1	3.0 PEP/CW	15	12.5	TO-220	MRF138	0.6/1.2	30.0	17/14	28	211-07
MRF432*	0.125	12.5 PEP/CW	20	12.5	211-07	MRF140	4.7/3.7	150.0	15/16	28	211-11
MRF433*	0.125	12.5 PEP/CW	20	12.5	211-07	MRF148	0.48/0.95	30.0	18/15	50	211-07
MRF426	0.16	25.0 PEP/CW	22	28.0	211-07	MRF150	3.0/23	150.0	17/8	50	211-11
MRF426A	0.16	25.0 PEP/CW	22	28.0	145A-09	2-175 MHz SSB T MOS Power FETs					
2N6367	0.36	9.0 PEP/CW	14	12.5	211-07	130-175 MHz VHF FM Transistors					
MRF427	0.40	25.0 PEP/CW	18	50.0	145A-10	2N4427	0.1	1.0	10	12.0	TO-39
MRF427A	0.40	25.0 PEP/CW	18	50.0	211-07	MRF553	0.1	1.5	13.0	12.5	317C-01
2N6370	0.62	10.0 PEP/CW	12	28.0	TO-220	MRF604	0.1	1.0	10	12.5	TO-46
MRF475	1.2	12.0 PEP/CW	10	13.6	TO-220	MRF607	0.12	1.75	11.5	12.5	TO-39
2N5070	1.25	25.0 PEP/CW	13	28.0	145A-09	2N6080	0.25	4.0	12	12.5	145A-09
MRF401	1.25	20.0 PEP/CW	12	12.5	211-07	MRF237*	0.25	4.0	12	12.5	316-01
MRF406	1.25	15.0 PEP/CW	15	28.0	211-09	MRF215**	0.33	20.0	8.2	13.6	144B-05
MRF466	1.25	40.0 PEP/CW	15	12.5	TO-220	2N5589	0.44	3.0	7.8	12.5	TO-39
MRF477	1.25	40.0 PEP/CW	15	28.0	TO-220	2N6255	0.5	3.0	10	12.5	TO-220
MRF486	1.25	15.0 PEP/CW	10	12.5	TO-220	MRF260	0.5	5.0	9.0	12.5	145A-09
MRF479	1.5	15.0 PEP/CW	10	28.0	TO-220	MRF212	1.25	10.0	5.2	13.6	145A-09
MRF485	1.5	15.0 PEP/CW	10	28.0	211-07	2N5590	3.0	10.0	10.0	13.6	TO-220
2N59411	2.0	40.0 PEP/CW	13	12.5	211-11	MRF239	3.0	30.0	5.2	12.5	145A-09
MRF460	2.5	80.0 PEP/CW	15	28.0	211-08	MRF261	3.0	10.0	6.3	12.5	211-07
MRF463†	2.53	80.0 PEP/CW	15	28.0	211-09	2N6081	3.5	15.0	6.3	12.5	TO-220
MRF464	2.53	80.0 PEP/CW	15	28.0	145A-10	MRF221	3.5	15.0	6.3	12.5	145A-09
MRF464A	2.53	80.0 PEP/CW	15	28.0	211-11	MRF262	3.5	15.0	9.0	13.6	145A-09
MRF412	3.5	70.0 PEP/CW	13	13.6	211-11	MRF238	3.7	30.0	9.0	13.6	145A-09
MRF428	7.5	150.0 PEP/CW	13	50.0	307-01	MRF240	5.0	40.0	6.2	12.5	145A-09
MRF428A†	7.5	150.0 PEP/CW	13	50.0	211-11	2N6082	6.0	25.0	6.2	12.5	211-01
MRF429	7.5	150.0 PEP/CW	10	12.5	211-11	MRF222	6.0	25.0	5.7	12.5	145A-09
MRF421	10.0	100.0 PEP/CW	10	28.0	211-11	2N6083	8.1	30.0	5.7	12.5	211-07
MRF422	15.0	150.0 PEP/CW	10	28.0	211-11	MRF223	8.1	30.0	6.7	12.5	316-01
MRF435	15.0	150.0 PEP/CW	10	28.0	211-11	MRF216**	8.5	40.0	4.4	13.6	145A-09
MRF448	15.7	250.0 PEP/CW	12	50.0	211-11	2N5591	9.0	25.0	5.2	12.5	TO-220
*PNP/INPN complements for Complementary Symmetry Driver. For matched pairs, order MK433.											
†Discontinued											
14-30 MHz Amateur Transistors											
MRF8003	0.05	0.5	10	12.5	TO-39	MRF264	9.1	30.0	7.0	12.5	316-01
MRF476	0.10	3.0	15	12.5	TO-220	MRF243**	12.0	60.0	4.5	12.5	145A-09
MRF449†	0.3	30.0	10	13.6	211-07	2N6084	14.3	40.0	4.5	12.5	211-07
MRF8004	0.35	3.5	10	12.5	TO-39	MRF224	14.3	40.0	7.0	12.5	316-01
MRF475	0.4	4.0	10	13.6	TO-220	MRF247**	15.0	75.0	6.4	12.5	316-01
MRF449A	1.9	30.0	12	12.5	145A-09	MRF245**	18.2	80.0	5.0	12.5	316-01
MRF453	3.0	60.0	13	12.5	211-11	MRF4070	20.0	70.0	5.0	12.5	316-01
MRF455	3.0	60.0	13	12.5	145A-09	220 MHz FM Transistors					
MRF455A	3.0	60.0	13	13.6	211-09	MRF525*	0.001	0.02	13.0	26.0	TO-39
MRF450	4.0	50.0	11	13.6	145A-09	MRF313	0.03	1.0	15.0	28.0	305A-01
MRF450A	4.0	50.0	10	12.5	TO-220	MRF313A	0.03	1.0	15.0	28.0	305-01
MRF497	4.0	40.0	10	12.5	145A-10	2N4428	0.075	25.0	10.0	28.0	TO-39
MRF453A†	4.8	60.0	11	12.5	211-11	2N3866	0.1	1.0	10.0	28.0	TO-39
MRF454	5.0	80.0	12	12.5	145A-10	MRF208	0.1	10.0	10.0	12.5	145A-09
MRF454A	5.0	80.0	12	12.5	211-11	MRF5174	0.125	2.0	12.0	28.0	244-04
MRF458	5.0	80.0	12	12.5	145A-10	MRF227*	0.13	3.0	13.5	12.5	TO-39
MRF458A	5.0	80.0	11	12.5	211-11	MRF209	0.15	1.0	8.2	28.0	TO-39
MRF492	5.6	70.0	11	12.5	145A-10	2N5160	0.16	1.0	9.0	12.5	TO-39
MRF492A	5.6	70.0	11	12.5	211-11	MRF225	0.17*	1.5	12.0	28.0	244-04
106-175 MHz VHF AM Transistors											
2N3866	0.1	1.0	10	28	TO-39	MRF321**	0.62	10.0	9.0	12.5	145A-09
2N3553	0.25	2.5	10	28	TO-39	MRF226	1.6	13.0	8.0	28.0	244-04
2N5641	1.0	7.0	8.4	28	144-05	MRF331	1.6	10.0	10.0	28.0	244-04
2N5642	3.0	20	8.2	28	145A-09	MRF323**	2.0	20.0	8.5	28.0	316-01
MRF314	3.0	30	10	28	211-07	MRF325**	4.3	30.0	9.5#	28.0	744-02
MRF314A	3.0	30	10	28	145A-09	MRF390***	6.8	60.0	6.0	28.0	215-02
2N5643	6.9	40	7.6	28	145A-09	MRF5177	7.5	30.0	6.0	28.0	145A-09
MRF315	5.7	45	9.0	28	211-07	MRF5177A	7.5	30.0	9.0	28.0	316-01
MRF315A	5.7	45	10	28	145A-09	MRF326**	8.0	40.0	4.4	12.5	145A-09
MRF316*	8.0	80	9.0	28	211-07	MRF209	9.1	25.0	7.0	28.0	316-01
MRF317*	12.5	100	9.0	28	145A-09	MRF309	10.0	50.0	7.8	28.0	316-01
*Controlled "Q" transistor											
35-1f Chapter 35											
**Internal impedance matched push pull transistor											
***Grounded emitter TO-39 package											
**Internal impedance matched											
#Typical											
†PNP											

Table 26 (continued)

Device Type	P _{in} Input Power Watts	P _{out} Output Power Watts	G _{PE} Power Gain dB Min	V _{CC} Supply Voltage Volts	Package	Device Type	P _{in} Input Power Watts	P _{out} Output Power Watts	G _{PE} Power Gain dB Min	V _{CC} Supply Voltage Volts	Package
407-512 MHz UHF FM Transistors											
MRF581	0.023	0.6	14.0	12.5	317-01	MRF581	0.06	0.6	10#	12.5	317-01
MRF559	0.025	0.5	13.0	12.5	317-01	MRF816	0.075	0.75	10.0	12.5	249-05
2N6256	0.05	0.5	10.0	12.5	249-05	MRF559	0.080	0.5	8.0	12.5	317-01
MRF626	0.05	0.5	10.0	12.5	305-01	MRF838	0.22	1.0	6.5	12.5	305A-01
MRF627	0.05	0.5	10.0	12.5	305A-01	MRF838A	0.22	1.0	6.5	12.5	305-01
MRF628	0.05	0.5	10.0	12.5	249-05	MRF890	0.25	2.0	9.0	24.0	305-01
MRF750	0.05	0.5	10.0	7.5	249-05	MRF817	0.59	2.5	6.2	13.6	244-04
MRF515	0.12	0.75	8.0	12.5	305A-01	MRF841@	0.7	5.0	8.5	12.5	244-04
2N5644	0.20	1.0	7.0	12.5	145A-09	MRF870	1.0	3.0	5.0	12.5	305A-01
2N3948	0.25	1.0	6.0	13.6	TO-39	MRF870A	1.0	3.0	5.0	12.5	305-01
2N5944	0.25	2.0	9.0	12.5	244-04	MRF892@	2.0	14.0	6.0	12.5	319-04
MRF629*	0.32	2.0	8.0	12.5	TO-39	MRF840@	2.5	10.0	6.0	12.5	319-04
MRF630*	0.33	3.0	9.5	12.5	TO-39	MRF842@	5.0	20.0	7.0	24.0	319-04
MRF752	0.4	2.5	3.0	7.5	249-05	MRF894@	6.0	30.0	5.2	12.5	319-04
MRF652	0.5	5.0	10.0	12.5	244-04	MRF844@	9.0	30.0	4.3	12.5	319-04
2N5945	0.64	4.0	5.4	12.5	TO-220	MRF846@	15.0	40.0			
MRF660	2.0	7.0	6.0	7.5	249-05						
MRF754	2.0	8.0	6.0	12.5	244-04						
2N5946	2.5	10.0	6.0	12.5	316-01						
MRF641**	3.75	15.0	7.8	12.5	316-01						
MRF644**	5.9	25.0	6.2	12.5	316-01						
MRF646**	13.3	40.0	4.8	12.5	316-01						
MRF338**	15.0	80.0	4.3	28.0	333-03						
MRF648**	22.0	60.0	4.4	12.5	316-01						

*Grounded emitter TO-39 package

**Internal impedance matched

806-947 MHz UHF FM Transistors

@ Common base
Typical

Table 27
VHF and UHF Class-A Linear Transistors

The devices listed below are excellent for class-A linear applications. The devices are listed according to increasing current-gain bandwidth (f_T).

Device Type	Nominal Test Conditions V _{CE} /I _C Volts/mA	f _T MHz Min.	Noise Figure Max/Freq. MHz	Distortion Specifications			Package
				2nd Order IMD	3rd Order IMD	Output Level dBmV	
MRF501	6/5	600	4.5*/200				TO-72
MRF502	6/5	800	4.0*/200				TO-72
2N5179	6/5	900	4.5/200				TO-72
BFY90	5/2	1000	5.0/500				302A-01
BFW92	5/2	1000	4.0/500				TO-72
2N6305	5/10	1200	5.5/450				TO-72
BFX89	5/25	1200	6.5/500				TO-39
2N5109	15/50	1200	3.0*/200	-50		+50	TO-39
2N5943	15/50	1200	3.4/200				TO-72
2N6304	5/10	1400	4.5/450	-50	-65	+50	144D-04
MRF511	20/80	1500	7.3*/200	-60	-72	+45	TO-39
MRF517	15/60	2200	7.5/300				302A-01
BFR90	10/14	5000*	2.4*/500				302A-01
BFR91	5/35	5000*	1.9*/500				302A-01
BFR96	10/50	5000*	3.3*/500				302A-01

*Typ.

Table 29
UHF and Microwave Oscillators

The transistors listed below are for UHF and microwave-oscillator applications as initial signal sources or as output stages of low-power transmitters. Devices are listed in order of increasing test frequency.

Device Type	f MHz	Test Conditions		Power Gain dB Min	Package	Device Type	f MHz	V _{CC} Volts	Test Conditions		Power Gain dB Min	Package
		V _{CC} Volts	P _{out} mW Min						P _{out} mW Min	V _{CC} Volts		
2N3866	400	15.0	1000		TO-39	MM8009	1680	20.0	200		TO-39	
MRF555	470	12.5	1500	13.0	317C-01	2N5108	1680	20.0	300		TO-39	
2N5179	500	10.0	20		TO-72	MRF905	1680	20.0	500		TO-46	
2N2857	500	10.0	30		TO-72	MRF2001	2000	28.0	1000	9.0	328-01	
2N3839	500	6.0	30		TO-72	MRF2003	2000	28.0	3000	7.8	328-01	
MRF557	870	12.5	1500	8.7	317C-01	MRF2005	2000	28.0	5000	8.0	328-01	
MRF1000MA	1200	18.0	200	10.0	332-01 style 2	MRF2010	2000	28.0	10,000	6.0	328-01	
MRF1002MA	1200	28.0	2000	10.0	332-01 style 1							

Table 30
Microwave Bipolar Power Transistors

Arranged by ascending output power

These transistors are designed to operate in short pulse width, 10- μ s. low-duty/cycle, 1%, power amplifiers. Frequency range is 960 to 1215 MHz. All devices have internal impedance matching.

Device Type	P_{out} Output Power Watts	P_{in} Input Power Watts	G_{dB} Power Gain dB Min	V_{CC} Supply Voltage Volts	Package
MRF1000MA##	0.20	0.02	10	18	332-04
MRF1000MB##	0.20	0.02	10	18	332A-02
MRF1000MC	0.20	0.02	10	18	361A-01
MRF1002MA	2.0	0.20	10	35	332-04
MRF1002MB	2.0	0.20	10	35	332A-02
MRF1002MC	2.0	0.20	10	35	361A-01
MRF1004MA	4.0	0.40	10	35	332-04
MRF1004MB	4.0	0.40	10	35	332A-02
MRF1004MC	4.0	0.40	10	35	361A-01
MRF1008MA	8.0	0.80	10	50	332-04
MRF1008MB	8.0	0.80	10	50	332A-02
MRF1008MC	8.0	0.80	10	50	361A-01
MRF1015MA	15	1.5	10	50	332-04
MRF1015MB	15	1.5	10	50	332A-02
MRF1015MC	15	1.5	10	50	361A-01
MRF1035MA	35	3.5	10	50	332-04
MRF1035MB	35	3.5	10	50	332A-02
MRF1035MC	35	3.5	10	50	361A-01
MRF1090MA	90	9.0	10	50	332-04
MRF1090MB	90	9.0	10	50	332A-02
MRF1090MC	90	9.0	10	50	361A-01
MRF1150M	150	25	7.8	50	336-03
MRF1150MA	150	25	7.8	50	332-04
MRF1150MB	150	25	7.8	50	332A-02
MRF1150MC	150	25	7.8	50	361A-01
MRF1250M	250	63	6.0	50	336-03
MRF1325M	325	81	6.0	50	332-04

1.7 - 2.3 GHz Broadband CW

The MRF2000M Series of transistors have internal input impedance matching networks to facilitate broadband circuit design. The devices are intended for class-B and -C common-base amplifier applications.

MRF2001M	1.0	0.14	8.5	24	337-02
MRF2003M	3.0	0.48	8.0	24	337-02
MRF2005M	5.0	0.89	7.5	24	337-02
MRF2010M	10	2.0	7.0	24	337-02
MRF2016M	16	3.6	6.5	24	337-02

##Class-A Common Emitter
*To be introduced

Table 31
Suggested Small-Signal FETs

Device No.	Type	Max. Diss. (mW)	Max. V_{DS} (volts)	$V_{GS(on)}$ volts	Min. g_{fs} (μ S)	Input C (pF)	Max. I_D (mA)*	Upper Freq. (MHz)	Noise Figure (typ.)	Case Type	Base Conn.	Mfg. (see code)	Applications (general)
2N4416	N-JFET	300	30	-6	4500	4	-15	450	400 MHz 4 dB	TO-72	1	S, M	VHF/UHF/RF amp., mix., osc.
2N5484	N-JFET	310	25	-3	2500	5	30	200	200 MHz 4 dB	TO-92	2	M	VHF/UHF amp., mix., osc.
2N5485	N-JFET	310	25	-4	3500	5	30	400	400 MHz 4 dB	TO-92	2	S	VHF/UHF/RF amp., mix., osc.
3N200	N-Dual-Gate MOSFET	330	20	-6	10,000	4-8.5	50	500	400 MHz 4.5 dB	TO-72	3	R	VHF/UHF/RF amp., mix., osc.
3N202	N-Dual-Gate MOSFET	360	25	-5	8000	6	50	200	200 MHz 4.5 dB	TO-72	3	S	VHF amp., mixer
MPF102	N-JFET	310	25	-8	2000	4.5	20	200		TO-92	2	N, M	HF/VHF amp., mix., osc.
MPF106/2N5484	N-JFET	310	25	-6	2500	5	30	400	200 MHz 4 dB	TO-92	2	N, M	HF/VHF/UHF amp., mix., osc.
40673	N-Dual-Gate MOSFET	330	20	-4	12,000	6	50	400	200 MHz 6 dB	TO-72	3	R	HF/VHF/UHF amp., mix., osc.
U300	P-JFET	300	-40	-10	8000	20	-50	-	40n V/\sqrt{Hz}	TO-18	4	S	General-purpose amp.
U304	P-JFET	350	-30	+10		27	-50	-		TO-18	4	S	analog switch, snopper
U310	N-JFET	500	30	-6	10,000	2.5	60	450	450 MHz 3.2 dB	TO-52	5	S	common-gate VHF/UHF amp., osc., mix.

Table 31 (continued)

Device No.	Type	Max. Diss. (mW)	Max. V_{DS} (volts)	$V_{DS(off)}$ (volts)	Min. g_f (μS)	Input C (pF)	Max. I_D (mA)*	Upper Freq. (MHz)	Noise Figure (typ.)	Case Type	Base Conn.	Mfg. (see code)	Applications (general)
U350	N-JFET	300	30	-6	9000	5	60	100	100 MHz	TO-99	6	S	matched JFET doubly bal. mix. matched JFET cascode amp. and bal. mix.
U431	Quad N-JFET Dual	1W	25	-6	10,000	5	30	100	7 dB	TQ-99	7	S	

*25°C M = Motorola. N = National Semiconductor. R = RCA. S = Siliconix Inc. D = Drain. S = Source. G = Gate.

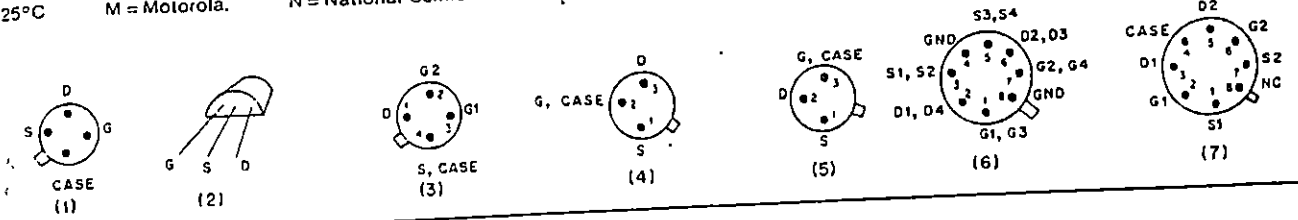


Table 32

Mitsubishi GaAsFET Devices

Listed numerically by device

Device* Number	Drain Current I_{DS} (mA)	Absolute Maximum Power Dissipation P_T (mW)	Drain Saturation Current, I_{DSS} ($V_{DS} = 3$ V) Min./Max. (mA)	Pinch-off Voltage ($V_{DS} = 3$ V, $I_{DS} = 100$ μA) V_p Min./Max. (V)	Transconductance g_m (mS) $V_{DS} = 3$ V Min./Typ./ I_D	Max. Frequency ($V_{DS} = 3$ V, $I_D = 30$ mA) f_{max} (GHz)
MGF1100	60	150	15/60	-0.5/5G1 -0.5/5G2	10/15-15	N/A
MGF1200	100	300	30/100	-1/-5	20/30-30	45
MGF1202	100	300	30/100	-1/-5	25/35-30	55
MGF1400	100	300	30/100	-1/-5	20/30-30	50
MGF1402	100	300	30/100	-1/-5	25/35-30	70
MGF1403	80	200	20/80	-1/-5	20/30-20	90
MGF1404	60	200	15/60	-0.3/-0.5	20/30-15	-
MGF1412-11-10	100	300	30/100	-1/-5	25/35-30	70 (6 V, 100mA)
MGF1412-11-09	100	300	30/100	-1/-5	25/35-30	70 (6 V, 100mA)
MGF1412-11-08	100	300	30/100	-1/-5	25/35-30	70 (6 V, 100mA)
MGF1801	250	1000	50/250	-2/-6	70/90-100	45

Min. Noise Figure/Associated Gain (dB)

Device* Number	Frequency (GHz)								
	0.144	0.432	1.3	1.7	2.4	4.0	10.0	12.0	18.0
MGF1100	-	0.8/19	1.0/15	1.4/14	1.8/13	2.5/9	-	-	-
MGF1200	0.3/22	0.6/19	1.1/13	1.3/13	1.3/13	2.2/9	-	-	-
MGF1202	-	-	0.7/15	0.8/15	1.0/13.5	1.4/11	-	-	-
MGF1400	-	0.5/21	0.9/13	1.1/14	1.3/14	2.2/9	4/6.5	4.5/6	-
MGF1402	-	0.35/19.5	0.65/15	0.8/17	0.7/16	1.1/13	1.5/11.5	3/8	2.8/7
MGF1403	-	-	-	-	-	0.7/14	-	1.8/10.5	-
MGF1404	-	-	-	-	-	0.65/15	-	1.5/10.5	-
MGF1404	-	-	-	-	-	0.8/13	-	-	-
MGF1412-11-10	-	-	-	-	-	0.8/13	-	-	-
MGF1412-11-09	-	-	-	-	-	0.8/13	-	-	-
MGF1412-11-08	-	-	-	-	-	-	-	-	-
MGF1801	-	-	-	1.2/18	-	-	-	-	-

*Absolute maximum specifications for these devices: Drain to Source Voltage, $V_{DS} = 8$ V
Gate to Source Voltage, $V_{GS} = -8$ V
Channel Temperature $T_{ch} = 150$ °C
Storage Temperature $T_{stg} = -55$ to 150 °C

Table 33
Power FETs

Device No.	Type	Max. Diss. (W)	Max. V _{DS} (volts)	Max. I _D (A)	G _{fs} μ mhos (typ.)	Input C C _{iss} (pF)	Output C C _{oss} (pF)	Approx. Upper Freq. (MHz)	Case Type	Base Conn. Mfg.	Applications (general)
DV1202S	N-Chan.	10	50	0.5	100k	14	20	500	.380 SOE	1/5	RF pwr. amp., osc.
DV1202W	N-Chan.	10	50	0.5	100k	14	20	500	C-220	5/5	RF pwr. amp., osc.
DV1205S	N-Chan.	20	50	1	200k	26	38	500	.380 SOE	1/5	RF pwr. amp., osc.
DV1205W	N-Chan.	20	50	1	200k	26	38	500	C-220	5/5	RF pwr. amp., osc.
2SK133	N-Chan.	100	120	7	1M	600	350	1	TO-3	6/H	AF pwr. amp., switch (complement to 2SJ48)
2SK134	N-Chan.	100	140	7	1M	600	350	1	TO-3	6/H	AF pwr. amp., switch (complement to 2SJ49)
2SK135	N-Chan.	100	160	7	1M	600	350	1	TO-3	6/H	AF pwr. amp., switch (complement to 2SJ50)
2SJ48	P-Chan.	100	120	7	1M	900	400	1	TO-3	6/H	AF pwr. amp., switch (complement to 2SK133)
2SJ49	P-Chan.	100	140	7	1M	900	400	1	TO-3	6/H	AF pwr. amp., switch (complement to 2SK134)
2SJ50	P-Chan.	100	160	7	1M	900	400	1	TO-3	6/H	AF pwr. amp., switch (complement to 2SK135)
VMP4	N-Chan.	25	60	2	170,000	32	4.8	200	.380-SOE	1/5	VHF pwr. amp., rcvr front end (rf amp., mixer).
VN10KM	N-Chan.	1	60	0.5	100,000	48	16	—	TO-92	2/5	High-speed line driver, relay driver, LED stroke driver
VN64GA	N-Chan.	80	60	12.5	150,000	700	325	30	TO-3	2/5	Linear amp., power-supply switch, motor control
VN66AF	N-Chan.	15	60	2	150,000	50	50	—	TO-202	2/5	High-speed switch, hf linear amp., audio amp. line driver.
VN66AK	N-Chan.	15	60	2	150,000	50	50	—	TO-39	2/5	RF pwr. amp., high-current analog switching.
VN67AJ	N-Chan.	8.3	60	2	250,000	33	6	100	TO-3	2/5	RF pwr. amp., high-current switching
VN67AJ	N-Chan.	25	80	2	250,000	33	7	100	TO-3	2/5	High-speed switching, hf linear amps., line drivers.
VN89AA	N-Chan.	25	80	2	250,000	50	10	100	TO-3	3/IR	High-speed switching, audio amps., motor control, inverters.
IRF100	N-Chan.	125	80	16	300,000	900	25	—	TO-3	3/IR	Same as IRF100
IRF101	N-Chan.	125	80	16	300,000	900	25	—	TO-3	3/IR	

*25°C (case)

S = MIA-COM
H = Hitachi

IR = International Rectifier.

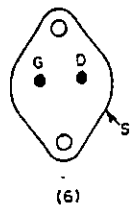
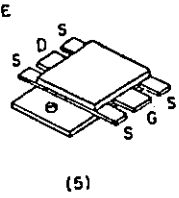
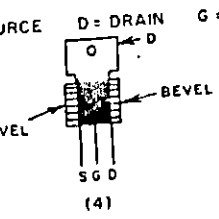
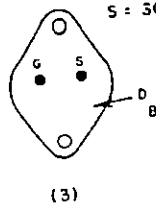
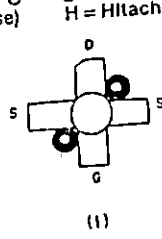
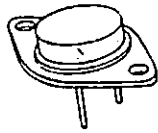
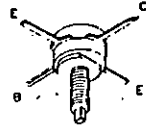


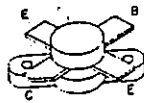
Table 34
Package Information



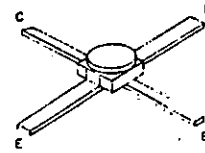
TO-3



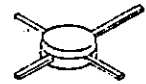
CASE 144B-05



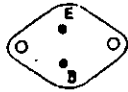
CASE 211-07
CASE 211-08
CASE 211-09
CASE 211-11



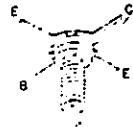
CASE 303-01
CASE 332A-01



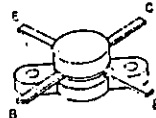
Macro-X
Case 317-01



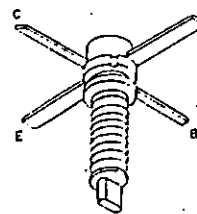
CASE 22-03
TO-18



CASE 144D-05



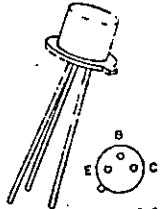
CASE 211-10



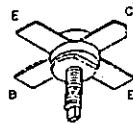
CASE 305-01
CASE 332-04



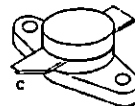
Macro-T
Case 317A-01



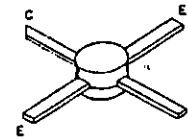
CASE 79-02, 31-03
TO-39, TO-5



CASE 145A-09



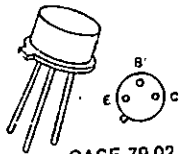
CASE 215-02



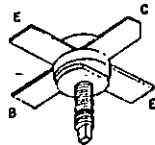
CASE 305A-01



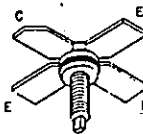
SOT-23
Case 318-02



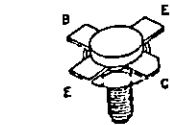
CASE 26-03
TO-46



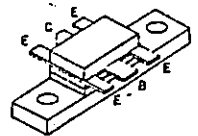
CASE 145A-10



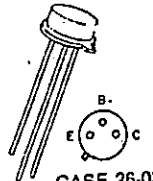
CASE 244-04



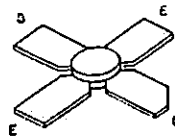
CASE 307-01



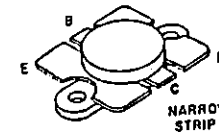
CASE 319-01



CASE 36-03
TO-60



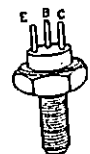
CASE 249-05



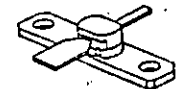
CASE 316-01



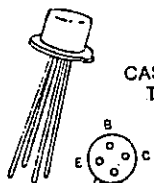
CASE 329-02
(0.230" PILL)



CASE 20-03
TO-72



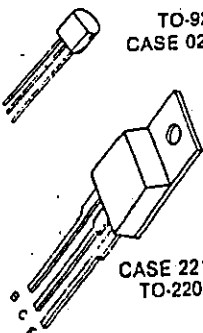
CASE 328A-01
(0.230" FLANGE)



TO-92
CASE 029-02



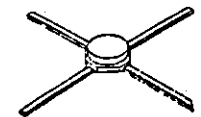
CASE 336-03



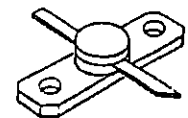
CASE 221A-01
TO-220AB



CASE 337-02
(0.290" FLANGE)



Micro-X
Case 358-01



CASE 361A-01

Table 35

Integrated Circuit Operational Amplifiers

Listed numerically by device.

Device	Fabrication Technology	Freq. Comp	Max. Supply Voltage (V)	Min. Input Resistance (Ω)	Max. Input Offset Voltage (V)	Min. DC Open-loop Gain (dB)	Min. Output Current (mA)	Min. Small Signal Bandwidth (MHz)	Min. Slew Rate (V/ μ s)	Notes
101A	Bipolar	ext	44	1.5M	3.0m	79	15	1.0	0.5	General purpose
108	Bipolar	ext	40	30M	2.0m	100	5	1.0		
108A	Bipolar	ext	40	10M	0.5m	100	5	1.0		
124	Bipolar	int	32		5.0m	100	5	1.0		Quad, low power
148	Bipolar	int	44	0.8M	5.0m	90	10	1.0	0.5	Quad, 741
158	Bipolar	int	32		5.0m	100	5	1.0		Dual, low power
301	Bipolar	ext	36	0.5M	7.5m	88	5	1	10	Bandwidth extendable with specific components
324	Bipolar	int	32		7.0m	100	10	1		Quad, single supply applications
347	BIFET	ext	36	10 ⁶ M	5.0m	100	30	4	13	Quad, high-speed
351	BIFET	ext	36	10 ⁶ M	5.0m	100	20	4	13	
353	BEFET	ext	36	10 ⁶ M	5.0m	100	15	4	13	
355	BIFET	ext	44	10 ⁶ M	10.0m	100	25	2.5	5	
355B	BIFET	ext	44	10 ⁶ M	5.0m	100	25	2.5	5	
356A	BIFET	ext	36	10 ⁶ M	2.0m	100	25	4.5	12	
356B	BIFET	ext	44	10 ⁶ M	5.0m	100	25	5.0	12	
357	BIFET	ext	36	10 ⁶ M	10.0m	100	25	20.0	50	
357B	BIFET	ext	36	10 ⁶ M	5.0m	100	25	20.0	30	
358	Bipolar	int	32		7.0m	100	10	1.0		Dual-single supply applications
411	BIFET	ext	36	10 ⁶ M	2.0m	100	20	4.0	15	Low offset, low drift
709	Bipolar	ext	36	50K	7.5m	84	5	0.3	0.15	
741	Bipolar	int	36	0.3M	6m	88	5	0.4	0.2	
741S	Bipolar	int	36	0.3M	6m	86	5	1.0	3	Improved 741 for audio application
1436	Bipolar	int	68	10M	5.0m	100	17	1.0	2.0	High-voltage
1437	Bipolar	ext	36	50K	7.5m	90		1.0	.25	Matched, Dual 1709
1439	Bipolar	ext	36	100K	7.5m	100		1.0	34	
1456	Bipolar	int	44	3.0M	10.0m	100	9.0	1.0	2.5	Dual 1741
1458	Bipolar	int	36	0.3M	6.0m	100	20.0	0.5	3.0	
1458S	Bipolar	int	36	0.3M	6.0m	86	5.0	0.5	3.0	Improved 1458 for audio applications
1709	Bipolar	ext	36	40K	6.0m	80	10.0	1.0		
1741	Bipolar	int	36	0.3M	5.0m	100	20.0	1.0	0.5	
1747	Bipolar	int	44	0.3M	5.0m	100	25.0	1.0	0.5	Dual 1741
1748	Bipolar	ext	44	0.3M	6.0m	100	25.0	1.0	0.8	Non-compensated 1741
1776	Bipolar	int	36	50M	5.0m	110	5.0		0.35	Micropower, programmable
3140	Bipolar/MOSFET	int	36	1.5T	2m	86	1	3.7	9	Strobable output
3403	Bipolar	int	36	0.3M	10.0m	80		1.0	0.6	Quad, low power
3405	Bipolar	ext	36		10.0m	86	10	1.0	0.6	Dual op-amp and dual comparator
3458	Bipolar	int	36	0.3M	10.0m	86	10	1.0	0.6	Dual, low power
3476	Bipolar	int	36	5.0M	6.0m	92	12		0.8	
3900	Bipolar	int	32	1.0M		65	0.5	4.0	0.5	Quad, Norton, single supply
4558	Bipolar	int	44	0.3M	5.0m	88	10	2.5	1.0	Dual, wideband
4741	Bipolar	int	44	0.3M	5.0m	94	20	1.0	0.5	Quad 1741
5534	Bipolar	int	44	30K	5.0m	100	38	10.0	13	Low noise-can swing 20V p-p across 600 Ω
5556	Bipolar	int	36	1M	12.0m	88	5	0.5	1	Equivalent to 1456
5558	Bipolar	int	36	0.15M	10.0m	84	4	0.5	0.3	Dual; equivalent to 1458
34001	BIFET	int	44	10 ⁶ M	2.0m	94		4.0	13	JFET input
OP-27A	Bipolar	ext	44	1.5M	25 μ	115		5.0	1.7	Ultra-low noise, high speed
OP-37A	Bipolar	ext	44	1.5M	25 μ	115		45.0	11.0	
TL-071	BIFET	int	36	10 ⁶ M	6.0	91		4.0	13.0	Low noise
TL-081	BIFET	int	36	10 ⁶ M	6.0	88		4.0	8.0	
TL-084	Bipolar/JFET	int	36	10 ⁶ M	15m	88		4.0	8.0	Quad; high-performance audio applications

*From V+ to V- terminals

Table 36
 IC Op Amp Base Diagrams (Top View — not to scale)

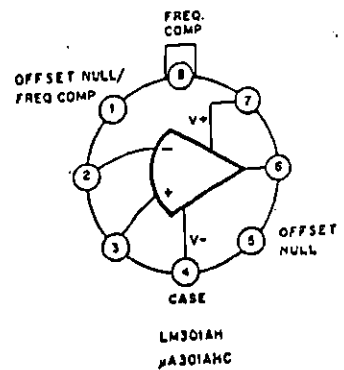
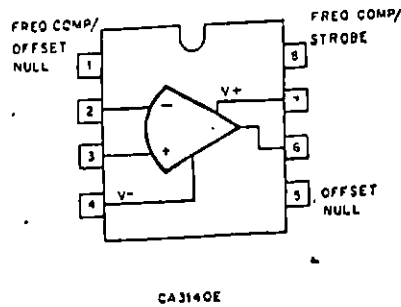
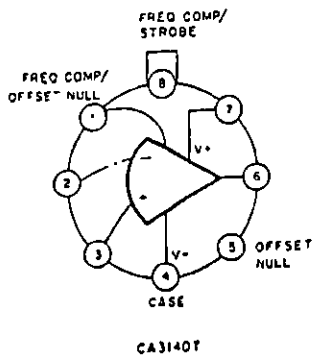
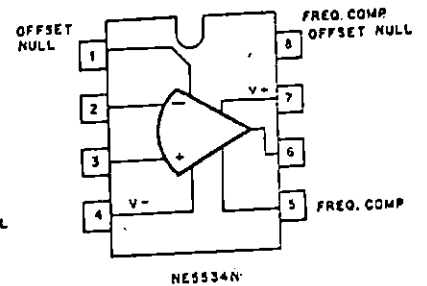
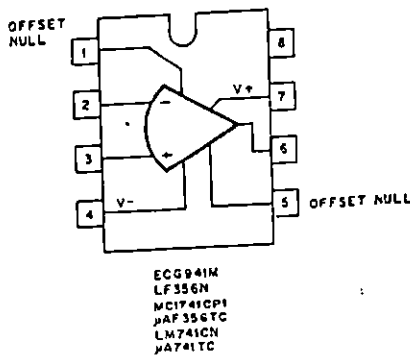
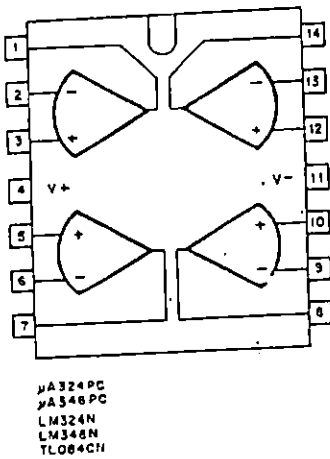
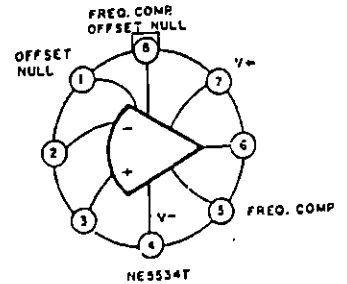
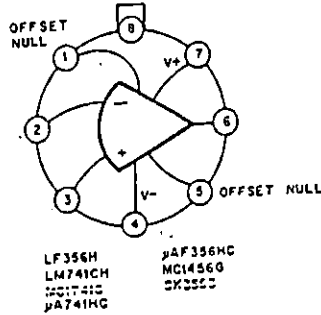
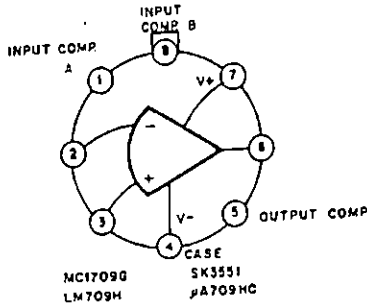
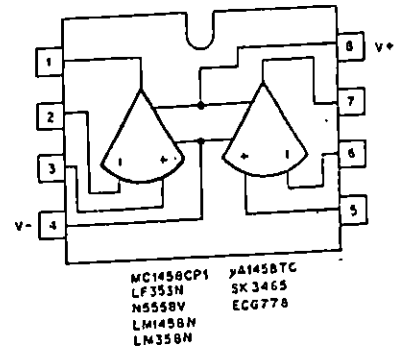
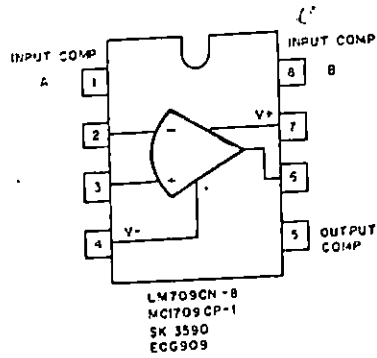
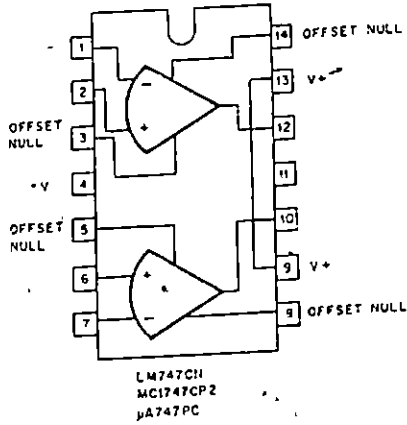
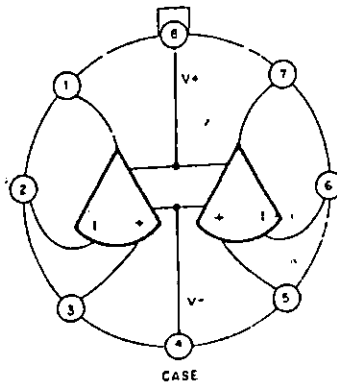
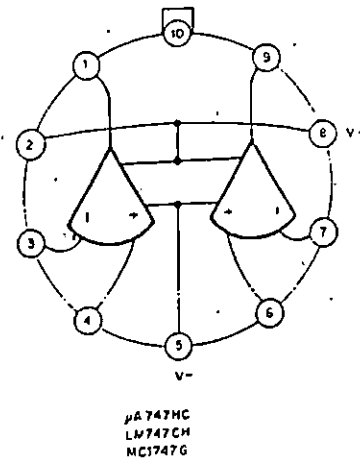
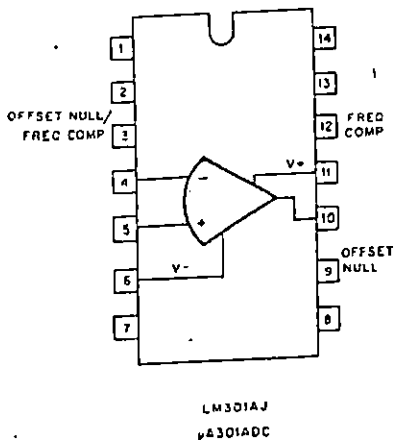
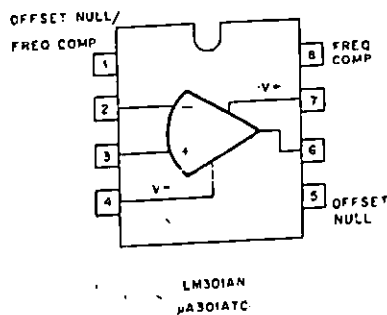
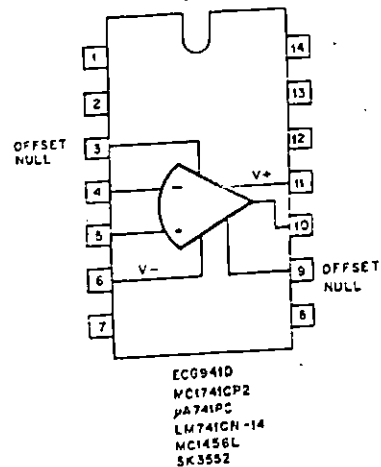
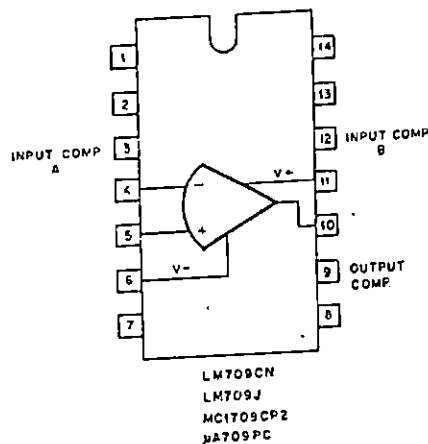
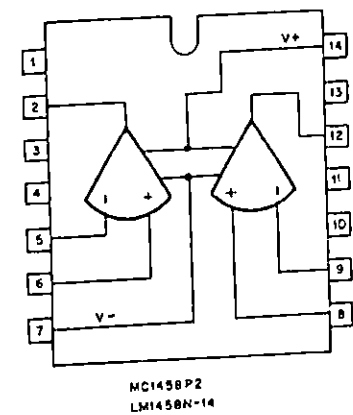


Table 36 (continued)



MANUFACTURER'S PREFIXES

MC	MOTOROLA
LF, LM	NATIONAL
N, S*	SIGNETICS
ECG	SYLVANIA
CA, SK	RCA
μA	FAIRCHILD
TL	TEXAS INSTRUMENTS

Table 37
TTL Logic Families

Listed by ascending maximum clock frequency.

TTL Series	Input Pull-up Resistor (kΩ)	Maximum High-level Input Current (μA)	Maximum Low-level Input Current (mA)	Typical Gate Propagation Delay Time (ns)	Maximum Flip-flop Clock Frequency (MHz)
54L/74L ¹	40/8	10/20	-0.18- -0.8	33	3
54/74	4	40	-1.6	10	35
54LS/74LS	18	20	-0.4	9.5	45
54H/74H	2.8	50	-2	6	50
54ALS/74ALS	37	20	-0.1	4	70
54S/74S	2.8	50	-2	3	125
54AS/74AS	10	20	-0.5	1.7	200

¹Series 54L/74L has two types of standard input. Courtesy of Texas Instruments Inc.

Table 39
Coaxial Cable End Connectors

UHF Plugs - Male¹

Construction	Cable RG-	Military No.
UHF-Straight plug	8, 9, 11, 13, 63, 87, 149, 213, 214, 216, 225	PL-259
UHF-Straight plug	59, 62, 71, 140, 210	UG-111

UHF Panel Receptacles - Female¹

Construction	Description	Military No.
Panel receptacle (Female contacts)	Standard, mica-filled Phenolic insulation	SO-239
Bulkhead receptacle (female)	Rear mount/pressurized/copolymer of styrene ins.	UG-266

¹Except as noted, all series UHF are non-weatherproof, and have a non-constant impedance. Freq. range = 0-500 MHz. Voltage rating: 500 V peak

UHF Adapters

Construction	Description	Military No.
Adapter	Straight/jack-jack	PL-258
Polystyrene ins. Adapter	Bulkhead/jack-jack	UG-363
Polystyrene ins. Adapter	Bulkhead/jack-jack	UG-224
Polystyrene ins. Adapter	Angle/jack-plug	UG-646
Polystyrene ins. Adapter	Angle/plug-jack	M-359A
Polystyrene ins. Adapter	T/jack-plug-jack	M-358

UHF Reducers

Construction	Cable RG-	Military No.
Reducing adapter	55, 58, 141, 142 (except 55A)	UG-175
Reducing adapter	50, 62, 71, 140, 210	UG-175

N Plugs and Jacks

Construction	Cable RG-	Construction Notes	Military No.
N Straight plug	8, 9, 213, 214	Impedance = 50 Ω weatherproof	UG-21
N Straight plug	11, 13, 149, 216	Impedance = 70 Ω weatherproof	UG-94A
N Straight plug	58, 141, 142	Impedance = 50 Ω weatherproof	UG-536
N Straight plug	59, 62, 71, 140, 210	Impedance = 50 Ω weatherproof	UG-603
N Straight jack	8, 9, 87, 213, 214, 225	Impedance = 50 Ω weatherproof	UG-23, B-E
N Straight jack	59, 62, 71, 140, 210	-	UG-602
N Panel jack	8, 9, 87, 213, 214, 225	-	UG-22B, D, E
N Panel jack	58, 141, 142	Impedance = 50 Ω weatherproof	UG-1052
N Panel jack	59, 62, 71, 140, 210	Impedance = 50 Ω weatherproof	UG-593
N Panel jack	8, 9, 87, 213, 214, 225	Impedance = 50 Ω weatherproof	UG-160A, B, D
N Bulkhead jack	8, 9, 87, 213, 214, 225	Impedance = 50 Ω weatherproof	UG-556
N Bulkhead jack	58, 141, 142	Impedance = 50 Ω	UG-58, A
N Panel jack		Impedance = 50 Ω 1 1/16" clearance above panel	UG-997A
N Angle female panel jack		Front mounted,	M39012/04-0001
Bulkhead female		hermetically sealed	UG-680
Bulkhead female		Front mounted, pressurized	

N Adapters

Construction	Adapter Ends	Construction Notes	Military No.
Straight	Jack-jack	50 Ω, TFE ins.	UG-29A
Straight	Plug-plug	50 Ω, TFE ins.	UG-57B
Straight	Jack-jack	50 Ω, TFE ins.	UG-29B
Straight	Jack-jack	50 Ω, TFE ins.	UG-29
Straight	Plug-plug	50 Ω, TFE ins.	UG-57A
Angle	Jack-plug	Mitre body	UG-27A
Angle	Jack-plug	Mitre body	UG-27B
Angle	Jack-plug	Mitre body	UG-212A
T	Jack-plug-jack	-	UG-107A
T	Jack-jack-jack	-	UG-28A
T	Jack-plug-jack	-	UG-107B

*NOTE: N connectors with gaskets are weatherproof. RF leakage: -90 dB min @ 3 GHz. Temp. limits: TFE: -67° to 390°F (-65° to 199°C), Insertion loss 0.15 dB max @ 10 GHz. Copolymer of styrene: -67° to 185°F (-55° to 85°C). Z = 50 or 70 Ω, as noted. Freq. range: 0-11 GHz. Voltage rating: 1000 V p-p. Dielectric withstanding voltage 2500 Vrms. VSWR (MIL-C-39012 cable connectors) 1.3 max 0-11 GHz

Table 39 (continued)

		HN Plugs and Jacks		
Construction	Cable		Construction Notes	Military No.
Straight plug	8, 9, 213, 214	—	—	UG-59A
Straight jack	8, 9, 87, 213, 214, 225	Captivated contact		UG-1214
Straight jack	8, 9, 213, 214	Copolymer of styrene ins.		UG-60A
Panel jack	8, 9, 87, 213, 214, 225	Captivated contact		UG-1215
Panel receptacle	—	Female contact		UG-560
Panel receptacle	—	Female contact		UG-496
Angle adapter	—	Jack-plug/beryllium outer contact		UG-212C

*Note: Z = 50 Ω, Freq. range = 0.4 GHz, voltage rating = 1500 V p-p.
 Dielectric withstanding voltage = 5000 Vrms, VSWR = 1.3
 All HN series are weatherproof Temp. limits: TFE: -67° to 390°F (-55° to 199°C)
 Copolymer of styrene: -67° to 185°F (-55° to 85°C)

		BNC Plugs and Jacks		
Construction	Cable RG-		Construction Notes	Military No.
BNC straight plug	8, 9	—	—	UG-959
BNC straight plug	59, 62, 71, 140, 210	Rexolite insulation		UG-260.A
BNC panel jack	59, 62, 71, 140, 210	Rexolite insulation		UG-262
BNC panel jack	59, 62, 71, 140, 210	Non-weatherproof Rexolite ins.		UG-262A
BNC panel jack	55, 58, 141, 142, 223, 400	—		UG-291
BNC panel jack	55, 58, 141, 142, 223, 400	Non-weatherproof		UG-291A
BNC bulkhead jack front mount	59, 62, 71, 140, 210	Front mtg/Rexolite ins.		UG-624
BNC bulkhead receptacle	—	Standard		UG-1094A
BNC straight adapter	Plug-plug	—		UG-625B
BNC straight adapter	Plug-plug	Beryl. outer contact		UG-625
BNC straight adapter	Jack-jack	—		UG-491A
BNC straight adapter	Plug-plug	—		UG-491B
BNC angle adapter	Jack-plug	—		UG-914
BNC angle adapter	Jack-plug	Beryl. outer contact		UG-491
BNC angle adapter	Jack-plug	Beryl. outer contact		UG-306
BNC panel adapter	Jack-jack	3-56 tapped flange holes		UG-306A
BNC panel adapter	Jack-jack	3-56 tapped flange holes		UG-306B
Straight	Plug-plug	—		UG-414
Straight	Plug-plug	Beryl. outer contact		UG-414A
Straight	Jack-jack	—		UG-491A
Straight	Plug-plug	—		UG-491B
Angle	Jack-plug	Beryl. outer contact		UG-914
Angle	Jack-plug	Beryl. outer contact		UG-491
Angle	Jack-plug	3-56 tapped flange holes		UG-306A
Panel	Jack-jack	3-56 tapped flange holes		UG-306B
Panel	Jack-jack	3-56 tapped flange holes		UG-414
T	Jack-plug-jack	—		UG-414A
T	Jack-plug-jack	Beryl. outer contact		UG-491A
T	Jack-plug-jack	Beryl. outer contact		UG-491B

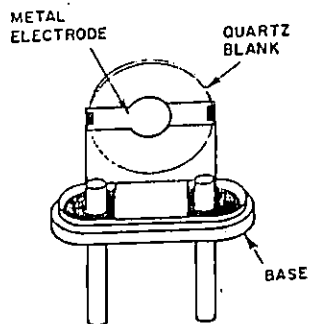
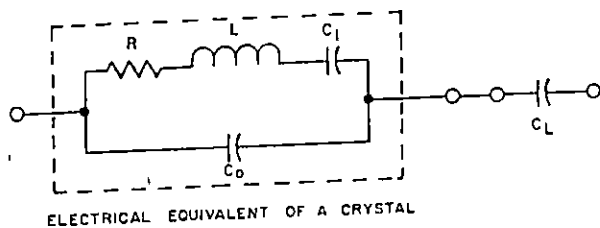
NOTES: Z = 50 Ω Freq. range: 0.4 GHz w/low reflection; usable to 11 GHz.
 Voltage rating: 500 V p-p. Dielectric withstanding voltage 500 Vrms.
 SWR: 1.3 max 0.4 GHz, RF leakage -55 dB min @ 3 GHz
 Insertion loss: 0.2 dB max @ 3 GHz.
 Temp. limits: TFE: -67° to 390°F (-55° to 199°C)
 Rexolite insulators: -67° to 185°F (-55° to 85°C)

Table 40
 Cross-Family Adapters

(adapters described by their own end construction)

Construction	Adapter Ends		Description	Impedance	Military No.
HN to BNC	HN-plug	BNC-jack	Rear mounted	50 Ω	UG-309
N to BNC	N-plug	BNC-jack	Straight	50 Ω	UG-201A
	N-jack	BNC-plug	Straight	50 Ω	UG-349A
	N-plug	BNC-jack	Straight	50 Ω	UG-201
	N-jack	BNC-plug	Straight/copolymer of styrene-TFE ins.	50 Ω	UG-349
N to UHF	N-plug	BNC-plug	Straight	50 Ω	UG-1034
	N-plug	UHF-jack	Straight/copolymer/ non-weatherproof/ non-constant impedance	—	UG-146
	N-jack	UHF-plug	Straight/copolymer/ non-weatherproof/ non-constant impedance	—	UG-83
	N-plug	UHF-plug	Straight/copolymer of styrene insulation/ non-constant impedance	—	UG-318
	N-jack	UHF-plug	Straight/non-constant impedance	—	UG-83B
UHF to BNC	UHF-plug	BNC-jack	Straight/copolymer of styrene insulation/ non-constant impedance	—	UG-273
	UHF-jack	BNC-plug	Straight/copolymer of styrene insulation	50 Ω	UG-255

Table 42
Crystal Equations



- C_1 = motional capacitance,
- L = motional inductance
- R = motional resistance
- C_0 = Shunt capacitance
- C_L = Load capacitance
- F_s = series-resonant frequency
- F_p = parallel-resonant frequency
- $\Delta F = F_p - F_s$

$$F_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}}$$

$$F_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{LC_1} + \frac{1}{LC_0}}}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 F_s^2 C_1}$$

$$C_1 = \frac{2(C_0 + C_L)\Delta F}{F_s}$$

$$Q = \frac{2\pi F_s L}{R}$$

$$R = \frac{2\pi F_s L}{Q}$$

Crystal frequency, F , is a function of crystal thickness, T (inches), and the overtone of oscillation, N :

$$F = \frac{65,500 (Hz \cdot \text{inches}) N}{T}$$

where $N = 1$ for fundamental frequency,
3 for 3rd overtone (harmonic),
and so forth.

Table 43
Typical Crystal Specifications

Crystal Classification	Freq. Range (MHz)	Mode of Vibration	Approx. Max. Resistance at Series Resonance (ohms)	Drive Level (mW)	Max. Shunt Capacitance Co (pf)
Low Frequency	.070 - .200	Length Shear Fundamental	10,000 - 7,000	below 500 kHz: 2.0 500 kHz or above: 10.0	7.0
	.200 - .599	Edge Shear Fundamental	7,000 - 1,100		
	.600 - .999	Shear Fund. AT Cut	1,100 - 550		
Medium Frequency	1.0 - 1.49	Shear Fund. AT Cut	490	1.0 - 9.99 MHz: 10.0 10.0 - 22.0 MHz: 5.0 22.0 - 30.0 MHz: 1.0	9.0
	1.5 - 1.99		375		
	2.0 - 2.99		270		
	3.0 - 3.99		150		
	4.0 - 5.09		75 - 33		
5.1 - 30.0	22 - 16				
High Frequency	15 - 75	Shear Third Mechanical Overtone AT Cut	40	15 - 65MHz: 2.0 65 - 200 MHz: 1.0	9.0
	50 - 119	Shear Fifth Mechanical Overtone AT Cut	60		
		Shear Seventh Mechanical Overtone AT Cut	80		
		Shear Ninth Mechanical Overtone AT Cut	100		
111 - 139					
140 - 200					



CTS KNIGHTS, INC.

SUBSIDIARY OF CTS CORPORATION, ELKHART, INDIANA

SPECIALISTS IN FREQUENCY MANAGEMENT

CRYSTALS

HIGH STABILITY PRECISION CRYSTALS 1 MHz - 40 MHz

Precision crystals are used in applications where long term aging of better than 5 PPM/YR is required. Two groups are available; those calibrated at room temperature and those calibrated at an elevated temperature, usually between 70° - 100°C, for ovenized oscillator use.

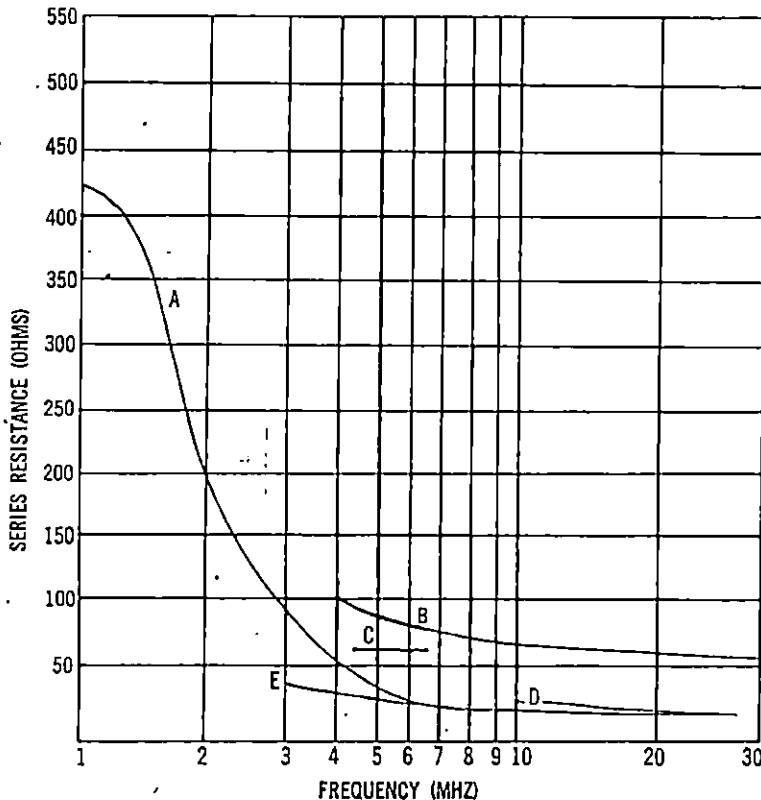
Frequency stability over temperature is tailored to customer's specific need. Frequency deviation over temperature may be held within ±5 PPM of the characteristic AT curve.

CRYSTAL TYPE	CTS HOLDER‡	FREQUENCY RANGE	MODE	CALIBRATION TOLERANCE	AGING	DRIVE	Q
For Room Temperature Oscillator use	K3/K3W	8-25 MHz	Fund.	±10x10 ⁻⁶ @ 25°C	1x10 ⁻⁸ /day	.1 MW	100K-400K
	K3/K3W	25-40 MHz	3rd	±10x10 ⁻⁶ @ 25°C	1x10 ⁻⁸ /day	.1 MW	100K-400K
	K5/K5W	3-10 MHz	Fund.	±10x10 ⁻⁶ @ 25°C	1x10 ⁻⁸ /day	.1 MW	100K-400K
	K17/K17W	1- 5 MHz	Fund.	±10x10 ⁻⁶ @ 25°C	1x10 ⁻⁸ /day	.1 MW	100K-400K
For Ovenized Oscillator use	K17/K17W	1- 5 MHz	Fund.	±5x10 ⁻⁶ @ Temp.	1x10 ⁻⁹ /day	.1 MW	100K-500K
	K17/K17W	4- 7 MHz	3rd	±5x10 ⁻⁶ @ Temp.	1x10 ⁻⁹ /day*	.1 MW	800K-1.5KK
	K17/K17W	7-30 MHz	3rd	±5x10 ⁻⁶ @ Temp.	1x10 ⁻⁹ /day	.1 MW	800K-1.5KK

* 5x10⁻¹⁰/day available.

‡ TO5 and TO8 holders are available at some frequencies, consult the factory for details.

PERFORMANCE CURVES

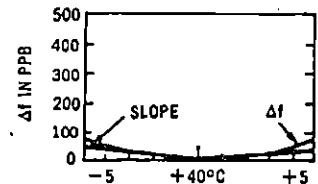


LEGEND

- A K17 1-10 MHZ (FUND.)
- B K17 4-30 MHZ 3RD O.T.)
- C K17 4.5-6.5 MHZ (3RD O.T.)
- D K3 8-25 MHZ (FUND.)
- E K5 3-10 MHZ (FUND.)

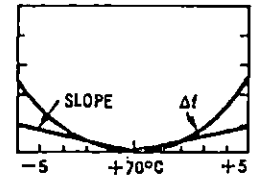
FIG. 5

STABILITY VS. TEMPERATURE



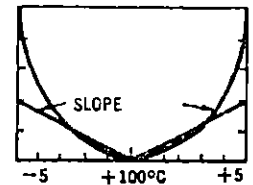
$$\frac{\Delta f}{f} = (3\text{ppb}/^\circ\text{C}^2) \times \Delta T^2$$

$$\text{Slope} = (6\text{ppb}/^\circ\text{C}) \times \Delta T$$



$$\frac{\Delta f}{f} = (3\text{ppb}/^\circ\text{C}^2) \times \Delta T^2$$

$$\text{Slope} = (6\text{ppb}/^\circ\text{C}) \times \Delta T$$



$$\frac{\Delta f}{f} = (3\text{ppb}/^\circ\text{C}^2) \times \Delta T^2$$

$$\text{Slope} = (6\text{ppb}/^\circ\text{C}) \times \Delta T$$

NOTE: Curves assume no thermal shock due to oven cycling.

FIG. 6

Table 46
Properties of Common Thermoplastics

ASTM or UL test	Property	NYLONS (DRY, AS MOLDED)					PHENOLICS						POLYETHYLENE			
		Type					Type of compound						Low density	Medium density	High density	Ultra- mole- we:
		6/6	6	6/12	11	Castable	General purpose	impact	Non- bleeding	Electrical	Heat resistant	Special purpose*				
PHYSICAL																
D792	Specific gravity	1.14	1.13	1.06	1.04	1.15-1.17	1.35-1.46	1.36-1.41	1.37-1.38	1.36-1.75	1.41-1.84	1.37-1.75	0.910-0.925	0.926-0.940	0.941-0.965	0.928
D792	Specific volume (in ³ /lb)	24.2	24.5	25.9	26.6	23.8							30.4-29.9	29.9-29.4	29.4-28.7	29
D570	Water absorption, 24 h. 1/8-in. thk (%)	1.2	1.6	0.25	0.4	0.9	0.6-0.7	0.6-0.9	0.8-0.9	0.05-0.20	0.30-0.35	0.20-0.40	<0.01	<0.01	<0.01	<0
MECHANICAL																
D638	Tensile strength (psi)	12,000	11,800	8,800	8,500	11,000- 14,000	6,500-7,000	6,000-7,000	6,000-7,000	5,000-7,000	5,000-6,000	7,000-9,000	600-2,300	1,200-3,500	3,100-5,500	4,000
D638	Elongation (%)	60	200	150	120	10-50	11-13	12	10	17-25	14	10	90-800	50-600	20-1,000	200
D638	Tensile modulus (10 ⁵ psi)	4.2	3.8	2.9	1.8	3.5-4.5							0.14-0.38	0.25-0.55	0.6-1.8	0.20
D785	Hardness, Rockwell ()	121 (R)	119 (R)	114 (R)	—	112-120 (R)	70-95 (E)	82 (E)	82 (E)	75-88 (E)	94 (E)	76 (E)	10 (R)	15 (R)	65 (R)	55
D790	Flexural modulus (10 ⁵ psi)	4.1	3.9	2.9	1.5	—	11-14	12-25	10-12	12-25	11-23	10-19	0.08-0.60	0.60-1.15	1.0-2.0	1.0
D256	Impact strength, Izod (ft-lb/in of notch)	1.0	0.8	1.0	3.3	0.9	0.30-0.35	0.6-1.05	0.28	0.28-0.45	0.26	0.50	No break	0.5-16	0.5-20	No b
THERMAL																
C177	Thermal conductivity (Btu-in/hr-ft ² -°F)	1.7	1.7	1.5	—	1.7	7.1 [†]	7.9 [†]	—	16.0 [†]	—	8.8 [†]	8.0 [†]	8.0-10.0 [†]	11.0-12.4 [†]	11
D696	Coef of thermal expansion (10 ⁻⁵ in./in.-°F)	4.0	4.5	5.0	5.1	5.0	3.95	3.56	4.40	2.60	2.80	3.60	5.6-12.2	7.8-8.9	6.1-7.2	7
D648	Deflection temperature (°F)															
	At 264 psi	194	152	194	118	300-425	275-360	270-500	370	310-400	330-380	360-430	90-105	105-120	110-130	11
	At 66 psi	455	365	356	154	400-425							100-121	120-165	140-190	17
UL 94	Flammability rating	V-2	V-2	V-2	—	—	V-1	HB	—	V-0	V-0	HB				
ELECTRICAL																
D149	Dielectric strength (V/mil) Short time, 1/8 in. thk	600	400	400	425	500-600*	350	350-400	200	400	170	175	460-700	460-650	450-500	90 [†]
D150	Dielectric constant At 1 kHz	3.9	3.7	4.0	3.3	3.7	5.2-5.3	5.2-5.4	—	4.9-6.5	11.7	7.8	2.25-2.35	2.30-2.35	2.30-2.35	
D150	Dissipation factor At 1 kHz	0.02	0.02	0.02	0.03	0.02	0.04-0.05	0.04-0.06	—	0.025-0.10	0.15	0.12	0.0002	0.0002	0.0003	0.01
D257	Volume resistivity (ohm-cm) At 73°F, 50% RH	10 ¹⁵	10 ¹⁵	10 ¹⁵	2 x 10 ¹³	—	10 ¹¹ -10 ¹²	10 ¹¹ -10 ¹²	10 ¹²	10 ¹¹ -10 ¹³	10 ¹¹	10 ¹¹	10 ¹⁵	10 ¹⁵	10 ¹⁵	10
D495	Arc resistance (s)	116	—	121	—	—	100	50	—	184	181	—	135-160	200-235	—	—
OPTICAL																
D542	Refractive Index												1.51	1.52	1.54	
D1003	Transmittance (%)												4-50	4-50	10-50	

*kV/cm.
[†]Chemical resistant compound 1/8-in. thick specimens.
^{††}0.010 in. thick specimen.
^{†††}(10⁻⁵ ohm-cm/°C)

Table 46

Polyvinyl Chloride (PVC)**Advantages:**

- can be compounded with plasticizers, fillers, stabilizers, lubricants and impact modifiers to product wide range of physical properties.
- can be pigmented to almost any color
- Rigid PVC has good corrosion and stain resistance, thermal & electrical insulation, and weatherability

Disadvantages:

- base resin can be attacked by aromatic solvents, ketones, aldehydes, naphthalenes, and some chloride, acetate, and acrylate esters
- should not be used above 140° F

Applications:

- conduit
- conduit boxes
- electrical fittings
- housings
- pipe
- wire and cable insulation

Polystyrene**Advantages:**

- low cost
- moderate strength
- electrical properties only slightly affected by temperature and humidity
- sparkling clarity
- impact strength is increased by blending with rubbers, such as polybutadiene

Disadvantages:

- brittle
- low heat resistance

Applications:

- capacitors
- light shields
- knobs

Polyphenylene Sulfide (PPS)**Advantages:**

- excellent dimensional stability
- strong
- high-temperature stability
- chemical resistant
- inherently completely flame retardant
- completely transparent to microwave radiation.

Applications:

R3-R5 have various glass-fiber levels that are suitable for applications demanding high mechanical and impact strength as well as good dielectric properties.

R8 and R10 are suitable for high arc-resistance applications

R9-901 is suitable for encapsulation of electronic devices

Polypropylene**Advantages:**

- low density
- good balance of thermal, chemical, and electrical properties
- moderate strength (increases significantly with glass-fiber reinforcement)

Disadvantages:

- Electrical properties affected to varying degrees by temperature (as temperature goes up, dielectric strength increases and volume resistivity decreases.)
- inherently unstable in presence of oxidative and UV radiation

Applications:

- Automotive battery cases
- blower housings
- fan blades
- fuse housings
- insulators
- lamp housings
- supports for current-carrying electrical components.
- TV yokes

Polyethylene (PE)**Advantages: Low Density PE**

- Good toughness
- excellent chemical resistance
- excellent electrical properties
- low coefficient of friction
- near-zero moisture absorption
- easy to process
- relatively low heat resistance

Disadvantage

- susceptible to environmental and time chemical stress cracking
- wetting agents (such as detergents) accelerate stress cracking

Advantages: High Density PE

- Same as above, plus increased rigidity and tensile strength

Advantages: Ultra-High Molecular Weight PE

- outstanding abrasion resistance
- low coefficient of friction
- high impact strength
- excellent chemical resistance
- material does not break in impact strength tests using standard notched specimens

Applications:

- bearings
- components requiring maximum abrasion resistance, impact strength, and low coefficient of friction

Phenolic**Advantages:**

- low cost
- superior heat resistance
- high heat-deflection temperatures
- good electrical properties
- good flame resistance
- excellent moldability
- excellent dimensional stability
- good water and chemical resistance

Applications:

- commutators and housings for small motors
- heavy duty electrical components
- rotary-switch wafers
- insulating spacers

Nylon**Advantages**

- excellent fatigue resistance
- low coefficient of friction
- toughness a function of degree of crystallinity
- resists many fuels and chemicals
- good creep- and cold-flow resistance as compared to less rigid thermoplastics
- resists repeated impacts

Disadvantages:

- all nylons absorb moisture
- nylons that have not been compounded with a UV stabilizer are sensitive to UV light, and thus not suitable for extended outdoor use

Applications

- bearings
- housing and tubing
- rope
- wire coatings
- wire connectors
- wear plates

Table 47

Frequency-Spectrum Reference Chart of Non-Amateur Channel Assignments and Other Frequency Data**Frequency (kHz)**

- 15.734264 ± 0.000044; TV hor. scan freq.
- 17.8 (0.5)¹; NAA Cutler, Maine
- 18.6 (0.5)¹; NPG/NLK Jim Creek, Washington
- 21.4 (0.5)¹; NSS Annapolis, Maryland
- 24.0 (0.5)¹; NBA Balboa, Panama, Canal Zone
- 26.1 (0.5)¹; NPM, Hawaii
- 60.0 (0.5)^{1,2}; WWVB Ft. Collins, Colorado
- 100.0 (0.5)¹; Loran C (regional)
- 179; WGU20 CD Station, East Coast, BC of WX and time (AM)
- 285-325; Marine RDF band. Two CW tones 1020-Hz apart
- 285-405; Aero RDF; aero WX (AM) 325-405.
- 415-490; Marine (CW)
- 455; Receiver IF/mech. filters (Collins)
- 535-1605; BC (AM), 107 chans. every 10 kHz from 540 (carrier)

Frequency (MHz)

- 1.8-2.0; Loran A (pulse transmission)
- 2.5 (0.5)^{1,2}; WWV, Ft. Collins, Colorado, WWVH, Kekaha, Hawaii
- 3.33 (50)^{1,2}; CHU, Ottawa, Canada

- 3.395; Transceiver IF (Heath, Kenwood)
- 3.579545 ± 10⁻⁸; TV chrominance subcarrier
- 5.0 (0.5)^{1,2}; WWV, WWVH
- 5.645; Receiver IF
- 7.335 (50)^{1,2}; CHU
- 9.0; Xtal filters (KVG)
- 10.0 (0.5)^{1,2}; WWV, WWVH
- 10.7; Receiver IF (FM BC)
- 14.67 (50)^{1,2}; CHU
- 15.0 (0.5)^{1,2}; WWV
- 26.965-26.985; Citizens Band chan. 1-3 (10-kHz sep.)
- 27.005-27.035; CB chan. 4-7
- 27.055-27.085; CB chan. 8-11
- 27.105-27.135; CB chan. 12-15
- 27.155-27.185; CB chan. 16-19
- 27.205-27.225; CB chan. 20-22
- 27.235-27.255; CB chan. 24, 25, 23
- 27.265-27.405; CB chan. 26-40
- 41.25; TV sound carrier (location in receiver IF)
- 42.17; TV color subcarrier (location in receiver IF)
- 45.75; TV picture carrier (location in receiver IF)

- 54-72; TV chan. 2-4. (Three 6 MHz chans. starting from 54)
- 72, 75; RC chans.
- 76-88; TV chan. 5-6
- 88.1-107.9; BC (FM) 100 chan. from 88.1 (carrier) in 200-kHz steps
- 120-130; Aero, RDF WX
- 137.5, 137.62; WX Sat. (A4). Ref. W1AW Bul. for orbital data
- 162.4; Marine WX BC (FM, regional)
- 174-216; TV chan. 7-13
- 470-890; TV chan. 14-83 (70 chan. 6-MHz wide)

¹Standard-frequency transmission figure in brackets is the error in parts 10⁶ (*Electronics Engineers' Handbook*, McGraw Hill, pp. 1-4B).

²Standard time station. AM transmissions include time, weather and propagation on WWV/WWVH. AM time transmission on CHU (English/French). WWVB has no AM; info in BCD format generated by reducing carrier by 10-dB (binary 0).

Table 50
ARRL Parts Suppliers List

A,E,G,H,I,M, X,Y *free ** \$10	All Electronics Corp. P.O. Box 20406 Los Angeles, CA 90006 800-828-5432 (out of state) 800-258-6666 (CA)	Q *s.a.s.e. for inquiries D,E,I,M,H,X	M. Consalvo 7218 Roanne Dr. Oxon Hill, MD 20745 Peter W. Dahl Co., Inc. 4007 Fort Blvd. El Paso, TX 79930	X C *free **\$15	Jug Wire Co. (Sales Dept.) 2234 36th St. Woolsey, NY 11105 Kepro Circuit Systems, Inc. 630 Axminster Dr. Fenton, MO 63026-2992 800-325-3878 (out of state) 314-343-1630 (MO)
A,B,C,D,E,F, G,H,I,K,L,M, U,X,Y B,C	Alpha Electronic Laboratories 2302 Oakland Gravel Rd. Columbia, MO 65202-2099 Amidon Associates, Inc. 12033 Olsego St. N. Hollywood, CA 91607	A,C,D,E,G,H, I,K,L,M,L,N,U, X,Y *free ** \$7	Diamondback Electronics Co. P.O. Box 12095 Sarasota, FL 33578 813-953-2829	F **\$10	Kirk Electronics 73 Ferry Rd. Chester, CT 06412
A,D,F,G,H,I,J *s.a.s.e.	Antennas Etc. Millen Components 16 Hansom Rd. Andover, MA 01810 617-475-7831	E,L,X,Y *free	Digi-Key Corporation Hwy. 32 S., P.O. Box 677 Thief River Falls, MN 56701 218-681-6774	E *free **\$10	KZAW's Silicon Alley 175 Friends Lane Westbury, NY 11590 516-334-7024
A,B,C,D,E, H,S, *s.a.s.e.	Applied Invention RD 2, Rte. 21, Box 390 Hillsdale, NY 12529 518-325-3911 8am-12 EST	A,B,D,E,G,H, I,J,K,M,X,Y ** 10	Electronic Emporium, Inc. (formerly Semiconductors Surplus) 4909 E. McDowell Road Phoenix, AZ 85008 602-275-0255	C,E,F,G,I,K, L,X	Lashen Electronics, Inc. 21 Broadway Denville, NJ 07834 201-627-3783
N,O	Atlantic Surplus Sales (facsimile equipment) 3730 Nautilus Ave. Brooklyn, NY 11224 718-372-0349	A,C,D,E,F,G, H,I,K,L,X,Y * \$25	Electro Sonic, Inc. 1100 Gordon Baker Rd. Willowdale, ON M2H 3B3 Canada	S	Leotron Research Laboratories, Inc. Atlantic and Ferry Ave. Camden, NJ 08104
A,E,I,T,U	ATV Research, Inc. 13th & Broadway Dakota City, NE 68731 402-987-3771	F *free	Elwick Supply Co. Dept 525 230 Woods Lane Somerdale, NJ 08083	K,L	MFJ Enterprises P.O. Box 494 Mississippi State, MS 39762 601-323-5869
I,Z	Avatar Magnetics 1147 N. Emerson Indianapolis, IN 46219-2929	A,B,C,D,E,F, G,H,I,J,K,L, M,N,O,P,Q, R,T,U,V,W,X, Y,Z G,H,I,M,N,Q *free ** \$10	ETCO Electronics North Country Shopping Center Plattsburgh, NY 12901 518-561-8700	A,B,D,E,H,M, S	Microwave Components of Michigan 11216 Cape Cod Taylor, MI 48180 313-941-8469 (Evenings)
A,D,H	Barker & Williamson 10 Canal St. Bristol, PA 19007 215-788-5581	J,W *s.a.s.e.	Fair Radio Sales Co., Inc. Box 1105 1016 E. Eureka St. Lima, OH 45802 419-227-8573	A,B,C,G,I,L, W *free	Midland Ross Corporation Electronic Connector Division (formerly Cambridge Thermionic Corporation) 1 Alewife Place Cambridge, MA 02140 617-491-5400
A,B,E,G,H,I, J,K,L,M,U,W, X,Y *s.a.s.e.	BCD Electro P.O. Box 830119 Richardson, TX 75083 214-690-1102	D *free ** \$25	Fox-Tango Corp. (modification kits for amateur equipment) Box 15944 W. Palm Beach, FL 33416 305-683-9587	A,D,G,H,I, A,B,H,J	Milten Components (E.I. & S. Corporation) Available through Radlokil J. W. Miller Div., Bell Industries 19070 Reyes Ave. P.O. Box 5825 Rancho Dominguez, CA 90224
C,L,W	EZ CIRCUIT by Bishop Graphics, Inc. 5388 Sterling Center Dr. P.O. Box 5007 Westlake Village, CA 91359 818-991-2600	B,I,K	Greggry Electronics 249 Route 46 Saddle Brook, NJ 07662 201-489-9000	E,F,G,H,L,X, Y *\$1	Modern Radio Laboratories P.O. Box 1477-Q Garden Grove, CA 92642
L	Brookstone (Tools) 711 Vose Farm Road Peterborough, NH 03054	A,E,H,I,L,M *free	Hammond Mfg., Ltd. 394 Edinburg Rd., N. Guelph, ON N1H 1E5 Canada	A,B,C,E,F,G, H,I,J,K,L,U, X,Y *free **\$20	Mouser Electronics 11433 Woodside Ave. Santee, CA 92071 619-449-2222
B *s.a.s.e.	Caddell Coil Corp. (Coils for ARRL projects) 35 Main St. Poultney, VT 05764	B,I,K	Hammond Mfg. Co., Inc. 1690 Walden Ave. Buffalo, NY 14225	A,D,E,H,W *s.a.s.e **\$5	Oak Hills Research & Publishing 4061 N. Douglas Rd. Luther, MI 49656
H	Caywood Electronics, Inc. (Millen Capacitors) P.O. Box U Malden, MA 02148-0921	A,B,I,K,M,N, T	Hanifin Electronics Corp. Bridgeport Industrial Park Building 8 Fourth & Coates Sts Bridgeport, PA 19405	A,B,C,D,E,F, G,H,I,J,K,L, M,N,O,P,Q,T, U,V,W,X,Y *free **\$30	Omnitron Electronics 770 Amsterdam Ave. New York, NY 10025 800-223-0826 (out of state) 212-865-5580 (NY)
A,C,W	Circuit Board Specialists (circuit boards for ARRL projects, kits) P.O. Box 969 Pueblo, CO 81002-0969 303-542-5083	A,B,I,K,M,N, T	H & R Corporation A Herbach & Rademan, Inc. Co. 401 E. Erie Ave. Philadelphia, PA 19134 215-426-1708	B	Palomar Engineers Box 455 Escondido, CA 92025 619-747-3343
A,B,C * \$1 ** \$15 (mail orders)	Circuit Specialists, Inc. Box 3047 Scottsdale, AZ 85257 602-966-0764	Q	HI-Manuals P.O. Box 802 Council Bluffs, IA 51502	T,U,W *s.a.s.e.	P.C. Electronics 2522 S. Paxson Lane Arcadia, CA 91006 818-447-4565
A,B,D,E,H,I, T,W *free ** \$10	Communications Concepts, Inc. 2848 North Aragon Ave. Dayton, OH 45420 513-298-1411	Y	JAN Crystals 2400 Crystal Dr. P.O. Box 08017 Ft. Myers, FL 33906-6017 800-237-3083	A,B,C,D,E,F, G,H,I,J,K,L, W,X *50¢ A,E	Radlokil P.O. Box 411 Greenville, NH 03048 603-878-1033
D *free	Connector Emporium P.O. Box 16759 Irvine, CA 92713 714-854-8500	A,B,C,D,E,F, G,H,I,J,K,L, M,N,W *free **\$10	Marlin P. Jones Associates P.O. Box 12685 Lake Park, FL 33403 305-848-8238	R,F, Gain, Ltd. (RF Transistors, Amplifiers and Electron Tubes) 118 South Long Beach Rd. Rockville Centre, NY 11570 800-645-2322	
L	Contact East 7 Cypress Dr. Burlington, MA 01803 817-272-5051				

Table 50 continued

ARRL Parts Suppliers List

D,Y	Sentry Mfg., Co. Crystal Park Chickasha, OK 73108 405-224-6780	A,M,N **\$4	Star-Tronics P.O. Box 683 McMinnville, OR 97128	A,E,F,T,U,W	Wyman Research, Inc. Box 95, R.R. 1 Waldron, IN 46182
D,E,J	Sherwood Engineering, Inc. 1268 S. Ogden St. Denver, CO 80210	F,L,V,X *free	Sulltronics Amateur Radio Dept. HB 1587 US 68 N Xenia, OH 45385 513-376-2700	Chart Coding A - New Components B - Toroids and Ferrites C - Etched Circuit Board Materials D - Transmitting and Receiving Materials E - Solid-State Devices F - Antenna Hardware G - Dials and Knobs H - Variable Capacitors I - Transformers J - IF filters K - Cabinets and Boxes L - General Supplier M - Surplus Parts N - Surplus Assemblies O - RTTY Equipment and Parts P - Surplus FM Gear and Parts Q - Equipment Manuals R - Service of Collins Equipment T - Amateur TV Cameras and Components U - Microcomputer Peripheral Equipment V - Towers W - Ready-made Printed Circuit Boards X - Wire Y - Crystals Z - Climbing and safety equipment: *Catalog Price **Minimum Order	
F,V *2 1st class stamps	Skylane Products 359 Glenwood Ave. Satellite Beach, FL 32937 305-773-1342	A,B,D,E,F,G, H,I,J,K,L,M, N,P,Q,R,T,W, X,Y	Surplus Sales of Nebraska 2412 Chandler Road Bellevue, NE 68005 402-733-9190 (6-10 pm CST)		
**\$5	Small Parts, Inc. (Mechanical components & metal stock) P.O. Box 381736 Miami, FL 33238 305-751-0856	K,H	Ten-Tec, Inc. Highway 411, E. Sevierville, TN 37862		
A,B,C,D,E,F,G, H,I,J,K,L,W,X *\$2 **\$10	Dick Smith Electronics, Inc. head office—USA 390 Convention Way Redwood City, CA 94063 head office—Aus 396 Lane Cove Rd. North Ryde, NSW, Australia 2113 head office—NZ 98 Carleton Gore Rd. Newmarket, New Zealand	I *free	Toroid Corporation of Maryland 6000 Laurel-Bowie Rd. Bowie, MD 20715-4037 301-464-2100		
A,D,F,J,Y	Spectrum International, Inc. P.O. Box 1084 Concord, MA 01742 617-263-2145	B,O,Q *s.a.s.e.	Typetronics P.O. Box 8873 Ft. Lauderdale, FL 33310		
		D,E	Unlty Electronics 107 Trumbull St. Elizabeth, NJ 07206 800-831-7346		
		A,E,L	Workman Electronic Products, Inc. (will refer customers to nearest distributor) Box 3828 Sarasota, FL 33578		

To the best of our knowledge the suppliers shown are willing to sell components to amateurs in small quantities by mail. This listing does not necessarily indicate that these firms have the approval of ARRL.

Handwritten notes:
 6-11-80
 ICOM
 7C7-5
 2-2-80
 2-2-80
 2-2-80

ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805



National Semiconductor

A a D, D a A

Convertidores A/D compatibles con μ P de 8 bits ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805

Descripción general

El ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 y ADC0805 son convertidores A/D de aproximaciones sucesivas de 8 bits CMOS los cuales utilizan red potenciométrica diferencial similar a los productos 256R. Estos convertidores están diseñados para permitir la operación con los canales de control derivativo NSC800 y INS8080A y enganchadores de salida de tres estados TRI-STATE[®] que manejan directamente el canal de datos. Estos convertidores A/Ds se parecen al microprocesador como localidades de memoria o puertos de E/S y no es necesaria lógica de interfase.

Un nuevo voltaje de entrada diferencial analógico permite incrementar el rechazo de modo común y recorrer el valor analógico de voltaje de entrada cero. Además, la entrada de voltaje de referencia puede ajustarse para permitir la codificación del tramo más pequeño de voltaje analógico a la resolución total de 8 bits.

Características

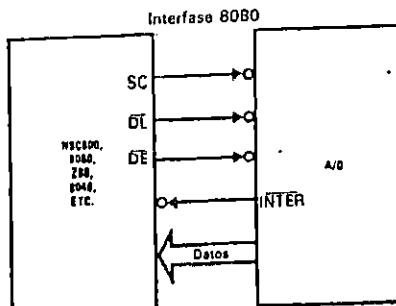
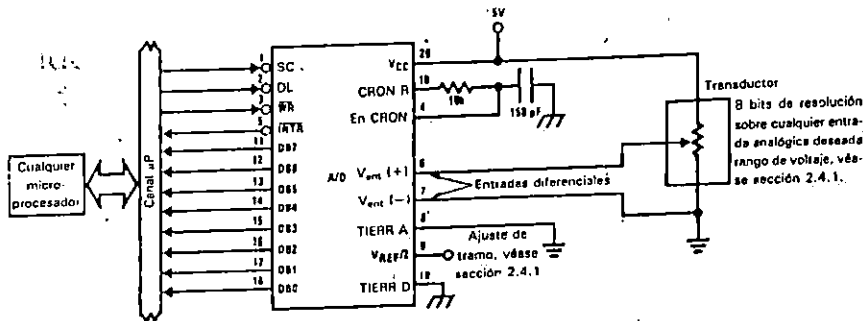
- Compatible con los derivados del μ P 8080 — no es necesaria lógica de interfase — tiempo de acceso 135 ns

- Interfase fácil con todos los microprocesadores, u opera en forma autónoma.
- Voltajes analógicos de entrada diferenciales.
- Las entradas y salidas lógicas cumplen ambas especificaciones de nivel de voltaje MOS y LT².
- Trabaja con un voltaje de referencia de 2.5V (LM336)
- Generador de reloj en la misma pastilla
- Rango de voltaje de entrada analógico de 0 a 5V con alimentación única de 5V.
- No requiere ajuste de cero
- Encapsulado normal EDP con 20 terminales de 0.3"
- Opera radiométricamente o con 5 V_{CD}, 2.5 V_{CD}, o un tramo analógico ajustado como referencia de voltaje

Especificaciones clave

- Resolución 8 bits
- Error Total $\pm 1/4$ LSB, $\pm 1/2$ LSB y ± 1 LSB
- Tiempo de conversión 100 μ s

Aplicaciones típicas



Especificación de error (incluye escala total, error de cero y no linealidad)			
Número de parte	Escala total ajustada	V _{REF/2} = 2.500V _{CD} (SIN AJUSTES)	V _{REF/2} = sin conexión (SIN AJUSTES)
ADC0801	$\pm 1/4$ LSB	$\pm 1/2$ LSB	± 1 LSB
ADC0802			
ADC0803			
ADC0804	$\pm 1/2$ LSB	± 1 LSB	± 1 LSB
ADC0805			

® TRI-STATE es una marca registrada de National Semiconductor

ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805

Capacidades máximas absolutas (Notas 1 y 2)

Voltaje de Alimentación (V _{CC}) (Nota 3)	6.5V
Voltaje	-0.3V a +18V
Entradas de Control Lógicas - En Otras Entradas y Salidas	-0.3V a (V _{CC} +0.3V)
Rango de Temperatura de Operación	-85°C a +150°C
Disipación de Encapsulado en T _A = 25°C	875 mW
Temperatura de Terminal (Soldando, 10 Segundos)	300°C

Capacidades de operación (Notas 1 y 2)

Rango de Temperatura	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX}
ADC0801/02LD	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C
ADC0801/02/03/04/CD	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
ADC0801/02/03/05LCN	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
ADC0804LCN	0°C ≤ T _A ≤ +70°C
Rango de V _{CC}	4.5 V _{CD} a 6.3 V _{CD}

Características Eléctricas

Las siguientes especificaciones se aplican para V_{CC} = 5 V_{CD}, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} y f_{rel} = 640 kHz a menos que se especifique otra cosa

PARÁMETRO	CONDICIONES	MÍN	TYP	MÁX	UNIDADES
ADC0801: Error ajustado total (Nota 8)	Con ajuste de escala total (Véase sección 2.5.2)			± 1/4	LSB
ADC0802: Error sin ajustar total (Nota 8)	V _{REF/2} = 2.500V _{CD}			± 1/2	LSB
ADC0803: Error ajustado total (Nota 8)	Con ajuste de escala total (Véase sección 2.5.2)			± 1/2	LSB
ADC0804: Error sin ajustar total (Nota 8)	V _{REF/2} = 2.500V _{CD}			± 1	LSB
ADC0805: Error sin ajustar total (Nota 8)	V _{REF/2} - No conectar				LSB
Resistencia de entrada V _{REF/2} (Terminal 9)	ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Nota 9)	2.5 1.0	8.0 1.3		kΩ kΩ
Rango del voltaje de entrada analógica	[Nota 4] V (+) o V (-)	Tierra - 0.05		V _{CC} + 0.05	V _{CD}
Error de modo común CD	Sobre el rango del voltaje de entrada analógica		± 1/16	± 1/8	LSB
Sensitividad a la fuente de alimentación	V _{CC} = 5V _{CD} ± sobre 10% V _{ent} (+) 4 V _{ent} (-) permitido Rango de voltaje (Nota 4)		± 1/16	± 1/8	LSB

Características de CA

Las especificaciones siguientes se aplican para V_{CC} = 4V_{CD} y T_A = 25°C a menos que se especifique otra cosa

PARÁMETRO	CONDICIONES	MÍN	TYP	MÁX	UNIDADES
T _C	Tiempo de conversión	103		114	μs
T _C	Tiempo de conversión	66		73	1/f _{cron}
f _{cron}	Frecuencia de reloj	100	640	640	kHz
f _{cron}	Ciclo de trabajo del reloj	40		60	%
VC	Velocidad de conversión en modo repetitivo			8770	conv/s
t _a (DÉ)	Ancho de entrada de (Ancho del pulso de inicio)	100			ns
t _{ACC}	Tiempo de acceso (Retraso del filo de caída de \overline{DL} a la salida de dato válido)		135	200	ns
t _{1H} , t _{0H}	Control de tres estados TRI-STATE ¹ (Retraso del filo de subida de \overline{DL} al estado de alto Z)		125	200	ns
t _{1L} , t _{0L}	Retraso del filo de caída de \overline{DE} o \overline{DL} al reinicio de \overline{INTR}		300	450	ns
C _{ent}	Entradas de control de capacidades de entrada lógicas		5	7.5	pF
C _{out}	Salida tres estados TRI-STATE ¹		5	7.5	pF
C _{dat}	Capacitancia (Acopladores de datos)				

ADC081, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805

Características Eléctricas

Las especificaciones siguientes se aplican para $V_{CC} = 5V_{CD}$ y $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, a menos que se especifique otra cosa.

PARÁMETRO	CONDICIONES	MÍN	TYP	MÁX	UNIDADES
Entradas de control (Nota: (TERMINAL 4) Es la entrada de un circuito disparador Schmitt y, por tanto, se especifica separadamente)					
$V_{ent(1)}$	Voltaje de entrada "1" Lógico (Excepto terminal 4 en cron)	$V_{CC} = 6.25 V_{CD}$	2.0		15 V_{CD}
$V_{ent(0)}$	Voltaje de entrada "0" Lógico (Excepto Terminal 4 en cron)	$V_{CC} = 4.75 V_{CD}$		0.8	V_{CD}
$I_{ent(1)}$	Corriente de entrada "1" Lógico (todas las entradas)	$V_{ent} = 5V V_{CD}$		0.005	1 μA_{CD}
$I_{ent(0)}$	Corriente de entrada "0" Lógico (todas las entradas)	$V_{ent} = 0 V_{CD}$	-1	-0.005	μA_{CD}

Cronómetro de entrada y cronómetro R.

V_T^+	En cron (TERMINAL 4) Voltaje de umbral subiendo		2.7	3.1	3.5	V_{CD}
V_T^-	En cron (TERMINAL 4) Voltaje de umbral bajando		1.5	1.8	2.1	V_{CD}
V_h	En cron (TERMINAL 4) Histeresis ($V_U^+ - V_U^-$)		0.6	1.3	2.0	V_{CD}
$V_{sal(0)}$	"0" Lógico del voltaje de salida cron (R)	$I_S = 380 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{CD}$			0.4	V_{CD}
$V_{sal(1)}$	"1" Lógico del voltaje de salida cron R	$I_S = -380 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{CD}$	2.4			V_{CD}

Salida de datos e INTER

$V_{sal(0)}$	"0" Lógico de voltaje de salida Salida de datos	$I_{sal} = 1.6 mA, V_{CC} = 4.75 V_{CD}$			0.4	V_{CD}
	Salida de datos INTER	$I_{sal} = 1.0 mA, V_{CC} = 4.75 V_{CD}$	2.4		0.4	V_{CD}
$V_{sal(1)}$	"1" Lógico de voltaje de salida	$I_S = -380 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{CD}$	4.5			V_{CD}
I_{sal}	Fuga de salida deshabilitada de tres estados (todos los acopladores de datos)	$V_{sal} = 0 V_{CD}$	-3			μA_{CD}
$I_{suministro}$		$V_{sal} = 5 V_{CD}$	4.5	8	3	μA_{CD}
$I_{consumo}$		V_{sal} corto a tierra, $T_A = 25^\circ C$	9.0	18		mA_{CD}
		V_{sal} corto a V_{CC} , $T_A = 25^\circ C$				mA_{CD}

Suministro de energía

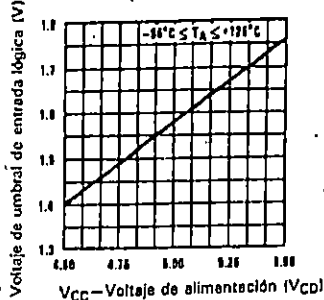
I_{CC}	Corriente de alimentación (incluye corriente de la red potenciométrica)	$f_{cron} = 640 kHz$ $V_{REF/2} = NC, T_A = 25^\circ C$ y $SC = "1"$ ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Nota 9)		1.1 1.9	1.8 2.5	mA mA
----------	---	--	--	------------	------------	--------------

- Nota 1: Las capacidades máximas absolutas son aquellos valores después de los cuales la vida del dispositivo puede deteriorarse.
- Nota 2: Todos los voltajes se miden con respecto a tierra, a menos que se especifique otra cosa. El punto de tierra "A" separado siempre se debe alambrear al punto de tierra "D".
- Nota 3: Internamente, existe un diodo Zener, de V_{CC} a tierra y tiene un voltaje de ruptura típico de 7 V_{CD} .
- Nota 4: Para $V_{en(1)} \geq V_{en(1)}$ el código digital de salida será 0000 0000. Dos diodos en la pastilla del circuito están unidos a cada una de las entradas analógicas (véase diagrama de bloques) los cuales conducirán directamente para voltajes de entrada analógicos a una caída de diodo por abajo de tierra o una caída de diodo mayor que el voltaje de alimentación V_{CC} . Sea precavido, durante pruebas a niveles más bajos de V_{CC} (4.5), como entradas analógicas de alto nivel (5V) pueda ocasionar que este diodo de entrada conduzca especialmente a temperaturas elevadas, y ocasionar errores para entradas analógicas cercanos a la escala total. Es posible especular con que se permitan 50 mV de polarización directa de uno u otro diodo. Esto significa que V_{en} no exceda el voltaje de alimentación por más de 50 mV. el código de salida será correcto. Por lo tanto, para lograr un rango de entrada absoluta de 0 V_{CD} a 5 V_{CD} se requiere un voltaje de alimentación mínimo de 4.950 V_{CD} sobre variaciones de temperatura, tolerancia y carga inicial.
- Nota 5: Se garantiza la precisión en $f_{cron} = 640 kHz$. A frecuencias de cronómetro mayores la precisión puede degradarse. A frecuencias de cronómetro menores, los límites del ciclo de trabajo pueden extenderse tanto como el intervalo mínimo del cronómetro en alto o en mínimo intervalo de tiempo del cronómetro en bajo no es menor de 275 ns.
- Nota 6: Con un pulso de inicio asíncrono, pueden requerirse más de 8 ciclos de cronómetro antes de que las fases del cronómetro interno sean las adecuadas para iniciar el proceso de conversión. La solicitud de inicio se engancha internamente, ver la figura y la sección 2.0.
- Nota 7: Se supone que la entrada de SC soporta la entrada de selección de DE y, por tanto, el tiempo depende del ancho del pulso DE . Un ancho de pulso arbitrariamente amplio mantendrá al convertidor en el modo de reinicio y, el inicio de conversión empezará en la transición de bajo a alto del pulso DE (Ver diagramas de tiempo).
- Nota 8: Ninguno de estos convertidores A/D requiere un ajuste de cero (véase sección 2.5.1). Para obtener un código cero en otros voltajes de entrada analógicos ver la sección 2.5 y la figura 5.
- Nota 9: Para el ADC0804LCD el valor típico de resistencia de entrada de $V_{REF/2}$ es de 8k Ω y de I_{CC} es 1.1 mA.

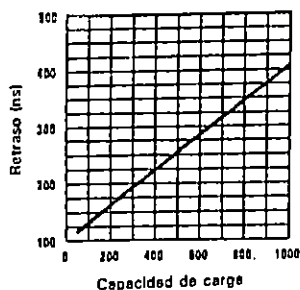
ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805

Características de funcionamiento típicas

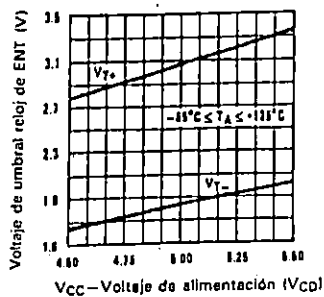
Voltaje de umbral de entrada lógica vs. voltaje de alimentación



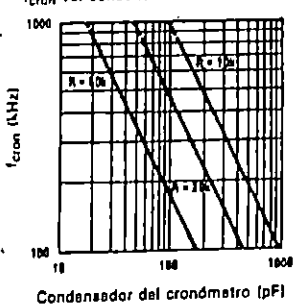
Retraso del filo de bajada de LD a salida, dato válido vs. capacitancia de carga



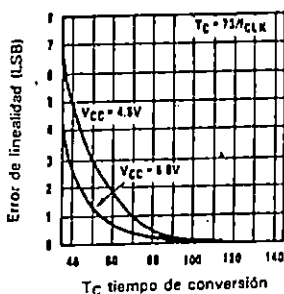
Niveles de excursión cronómetro de ENT SCHMITT vs. voltaje de alimentación



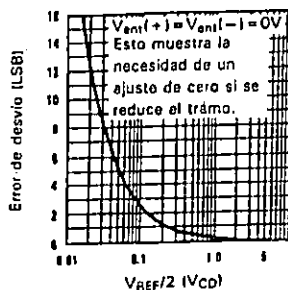
f_{crón} vs. condensador del cronómetro



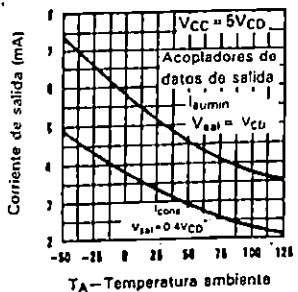
Error de escala total vs. tiempo de conversión



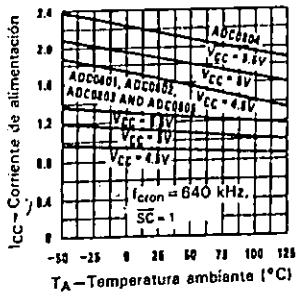
Efecto del error de desvío desajustado vs. voltaje VREF/2



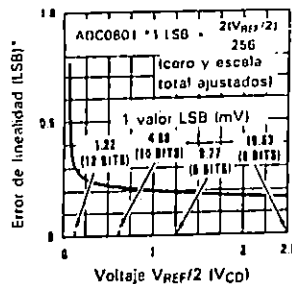
Corriente de salida vs. temperatura



Corriente de alimentación vs. temperatura (nota 9)

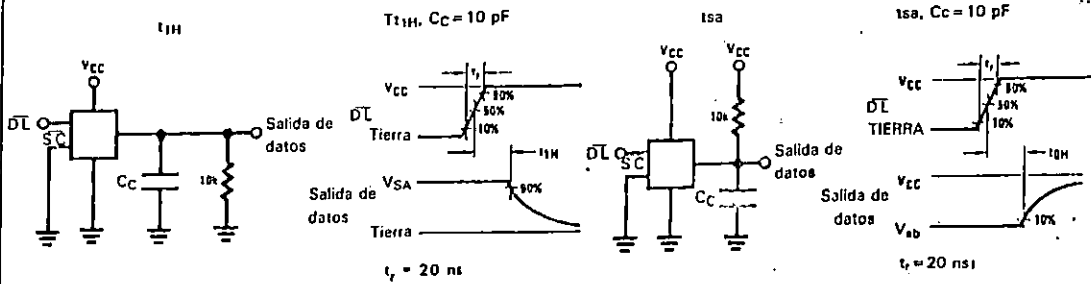


Error de linealidad a bajos voltajes de VREF/2

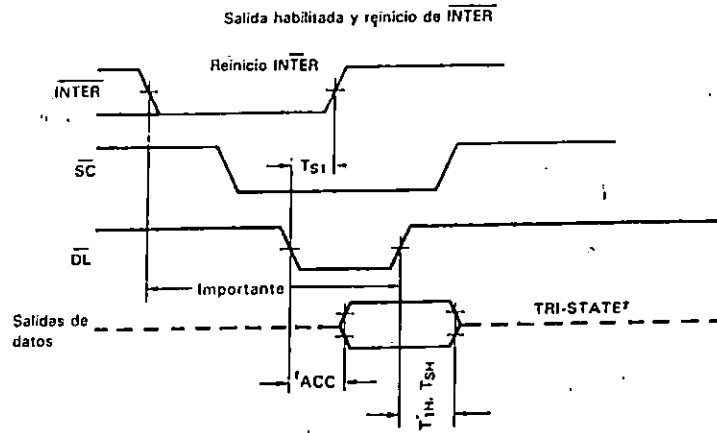
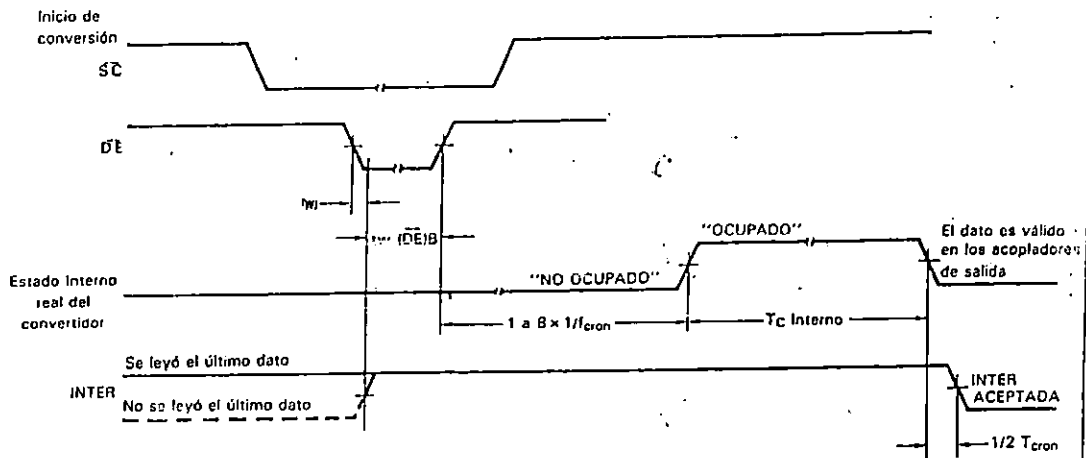


ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805

Formas de onda y circuitos prueba de tres estados



Diagramas de tiempo (todos los tiempos se miden desde los puntos de voltaje de 50%).



Nota: La selección de lectura debe ocurrir 8 periodos (8/fcron) después de la afirmación de interrupción para garantizar el reinicio de INTER.

DAC0800, DAC0801, DAC0802



A a D, D a A

Convertidores digitales—analógicos de 8 bits DAC0800, DAC0801, DAC0802

Descripción general

Las series DAC0800 son convertidores digitales analógicos monolíticos de 8 bits de corriente de salida y alta velocidad, que tienen como característica tiempos de asentamiento de 100 nS. Cuando se utiliza como un CAD multiplicador, es posible un funcionamiento monotónico superior a 40 a 1 sobre un rango de corriente de referencia. Las series DAC0800 también tienen como característica salidas de corriente complementarias de alta compliancia para permitir voltajes de salida diferencial de 20 V_{p-p} con resistores de carga simples como se muestra en la figura 1. Una corriente de acoplamiento referida a escala total mejor de ± 1 LSB elimina la necesidad de potenciómetros de ajuste en la mayoría de las aplicaciones mientras que las no lineales mejores del $\pm 0.1\%$ con la temperatura minimizan las acumulaciones de error del sistema. Las entradas inmunes a ruido de las series DAC0800 aceptarán niveles de LTT con la terminal de umbral lógico, V_{LC}, terminal 1, a tierra. Ajustes simples del potencial V_{LC} permiten interfase con todas las familias lógicas. El funcionamiento y las características del dispositivo se mantienen esencialmente sin cambio sobre el rango total de voltaje de alimentación ± 4.5 V_a ± 18 V, la disipación de potencia es únicamente de 33 mW con alimentaciones ± 5 V y es independiente de los estados de entrada lógicos.

Los DAC0800, DAC0802, DAC0800C, DAC0801C y DAC0802C son un reemplazo directo respectivamente, para los DAC-08, DAC-08A, DAC-08C, DAC-08E y DAC-08H.

Características

- Corriente de salida de asentamiento rápida 100 ns
- Error a escala total ± 1 LSB
- No linealidad con la temperatura $\pm 0.1\%$
- Corrimiento de corriente a escala total ± 10 ppm/°C
- Compliancia de salida alta -10V a +18V
- Salidas de corrientes complementarias
- Interface directa con LTT, CMOS, PMOS y otras
- Capacidad de multiplicación en un amplio rango en 2 cuadrantes
- Amplio rango de voltaje de alimentación ± 4.5 a ± 18 V
- Bajo consumo de potencia 33 mW a ± 5 V
- Bajo costo

Aplicaciones típicas

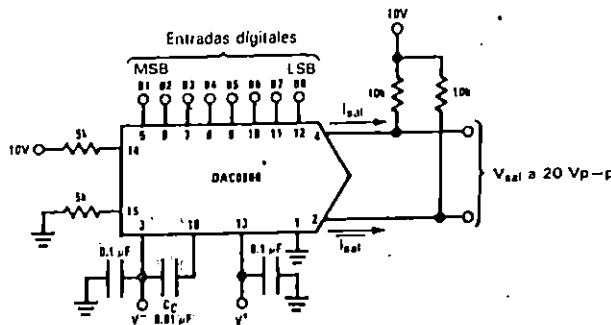
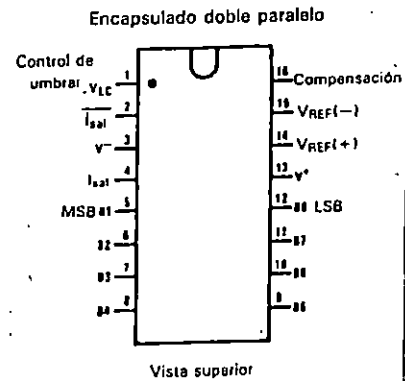


Figura 1. Convertidor digital-analógico con salida de 20 Vp-p

Diagrama de conexiones



Información de órdenes

No linealidad	Rango de temperatura	Número de orden*					
		Encapsulado D (D16C)		Encapsulado J(J16A)		Encapsulado N (N16A)	
$\pm 0.1\%$ ET	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$	DAC0802LD	DAC-08A0	DAC0802LCJ	DAC-08HQ	DAC0802LCN	DAC-08HP
$\pm 0.1\%$ ET	$0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$						
$\pm 0.19\%$ ET	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$	DAC0800LD	DAC-08Q	DAC0800LCJ	DAC-08EQ	DAC0800LCN	DAC-08EP
$\pm 0.19\%$ ET	$0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$						
$\pm 0.39\%$ ET	$0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$			DAC0801LCJ	DAC-08CQ	DAC0801LCN	DAC-08CP

*Nota: Los dispositivos pueden ordenarse utilizando uno u otro número de orden.

Capacidades Máximas Absolutas			Condiciones de Operación							UNIDADES
Voltaje de Alimentación	± 18V ó 36V				Temperatura (T _A)		MÍN	MÁX		
Disipación de Potencia	500 mW				DAC0802L		-55	+125	°C	
Referencia de Voltaje de Entrada Diferencial (V14 a V15)	V ⁻ a V ⁺				DAC0800L		-55	+125	°C	
Referencia de Rango de Entrada de Modo Común (V14, V15)	V ⁻ a V ⁺				DAC0800LC		0	+70	°C	
Referencia de Corriente de Entrada	5 mA				DAC0801LC		0	+70	°C	
Entradas Lógicas	V ⁻ a V ⁺ plus 36V				DAC0801LC		0	+70	°C	
Salidas Corriente Analógica	Figura 24				DAC0802LC		0	+70	°C	
Temperatura de Almacenamiento	-65°C a +150°C									
Temperatura de Terminal (Soldando, 10 segundos)	300°C									

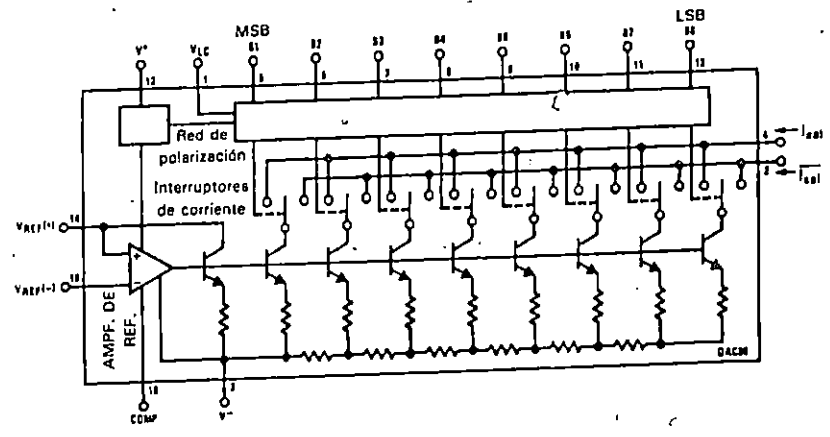
Características Eléctricas (V_A = +15V, I_{REF} = 2 mA, T_{MÍN} ≤ T_A ≤ T_{MÁX} a menos que se especifique otra cosa. Las características de salida se refieren a ambas I_{SA1} e I_{SA2}).

PARÁMETRO	CONDICIONES	DAC0802L/ DAC0802LC			DAC0800L/ DAC0800LC			DAC0801LC			UNIDADES	
		MÍN	TYP	MÁX	MÍN	TYP	MÁX	MÍN	TYP	MÁX		
T _A	Resolución	8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits	
	Monotonocidad	8	8	±0.1	8	8	±0.19	8	8	±0.39	Bits	
T _{PA} , T _{PAB}	No linealidad										%FS	
	Tiempo de asentamiento		100	135				100	150		ns	
TP8A, TP8B	Retraso de propagación Cada bit Todos los Bits Conmutados		35	60		100	135				ns	
			35	60		100	150				ns	
TC/FS	Tempco a escala total		±10	+50		±10	±10		±10	±80	ppm/°C	
VOC	Compliance de voltaje de salida	-10		18	-10		18	-10		18	V	
I _{FS4}	Corriente a escala total	1.984	1.992	2.000	1.94	1.99	2.04	1.94	1.99	2.04	mA	
I _{FS5}	Simetría a escala total Corriente a escala cero		±0.5	±4.0		±1	±8.0		±2	±16	µA	
			0.1	1.0		0.2	2.0		0.2	4.0	µA	
I _{FSR}	Rango de corriente de salida	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	mA	
V _{IL}	Niveles de entrada Lógica "0" Lógico		0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	mA
			0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	mA
V _{IH}	"1" Lógico			0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	V	
I _{IL}	Corriente entrada Lógica "0" Lógico	2.0	-2.0	-10		-2.0	-10		-2.0	-10	µA	
I _{IH}	"1" Lógico		0.002	10		0.002	10		0.002	10	µA	
V _{IS}	Excursión Entrada Lógica	-10		18	-10		18	-10		18	V	
V _{IUM}	Rango de Umbral Lógico	-10		13.5	-10		13.5	-10		13.5	V	
I _{IS}	Corriente de Polarización de Referencia		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0	µA	
dI/dt	Velocidad de Barrido de Referencia	4.0	8.0	0.01	4.0	8.0	0.01	4.0	8.0	0.01	mA/µs	
PSSI _{FS+}	Sensitividad a la Alimentación		0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%	
PSSI _{FS-}	Corriente de Alimentación		0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%	
I ₊	I ₋	I _{REF} = 1mA V _A = ±5V, I _{REF} = 1mA		2.3	3.8		2.3	3.8		2.3	3.8	mA
				-4.3	-5.8		-4.3	-5.8		-4.3	-5.8	mA
I ₊	I ₋	I _{REF} = 2mA V _A = 5V, -15V		2.4	3.8		2.4	3.8		2.4	3.8	mA
				-6.4	-7.8		-6.4	-7.8		-6.4	-7.8	mA
I ₊	I ₋	I _{REF} = 2mA V _A = ±15V		2.5	3.8		2.5	3.8		2.5	3.8	mA
				-6.5	-7.8		-6.5	-7.8		-6.5	-7.8	mA
P _D	Disipación de Potencia	±5V, I _{REF} = 1mA		33	48		33	48		33	48	mW
		5V, -15V, I _{REF} = 2mA		108	136		108	136		108	136	mW
		±15V, I _{REF} = 2mA		135	174		135	174		135	174	mW

Nota 1: La máxima temperatura de unión de los DAC0800, DAC0801 y DAC0802 es 125°C. Para operar a temperaturas más elevadas a dispositivos en el encapsulado doble paralelo J o D, debe considerarse una pérdida de disipación de potencia sobre la base de una resistencia térmica de 100°C/W, de la unión al ambiente, 175°C/W para el encapsulado doble paralelo moldeado H.

DAC0800, DAC0801, DAC0802

Diagrama de bloques



Circuito equivalente

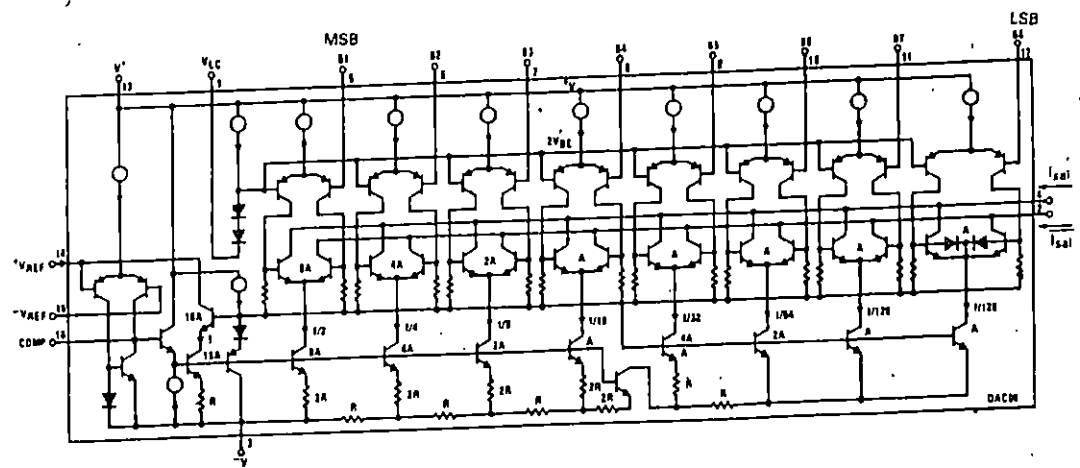


Figura 2

Características de funcionamiento típicas

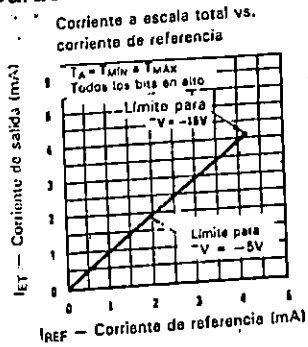


Figura 3

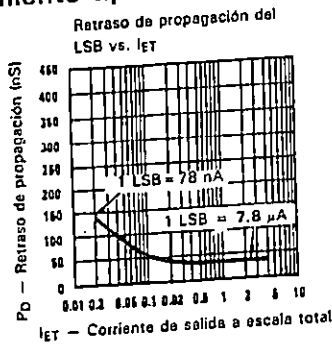
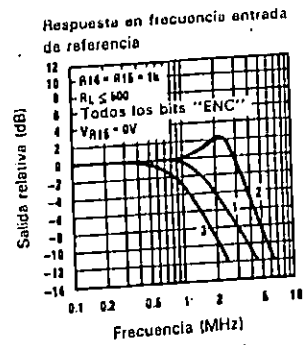


Figura 4

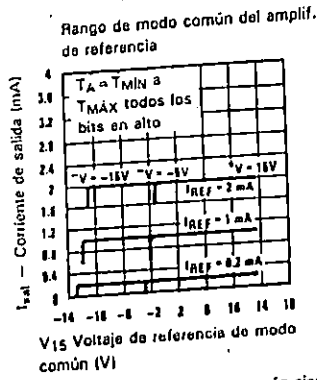


Curva 1: $C_C = 15$ pF, $V_{ent} = 2$ V_{p-p} centrado en 1 V.

Curva 2: $C_C = 15$ pF, $V_{ent} = 50$ mV_{p-p} centrado en 200 mV

Curva 3: $C_C = 0$ pF, $V_{ent} = 100$ mV_{p-p} en 0 volts y a través de 50 Ω conectadas a la terminal 14, 2V aplicados en R14

Figura 5



Nota: El rango positivo de modo común siempre es $V_{REF} = -1.5$ V

Figura 6

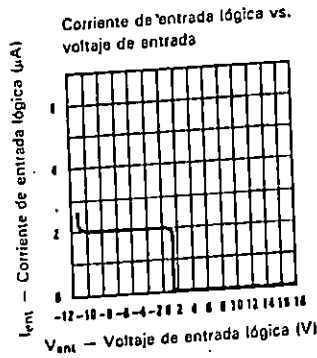


Figura 7

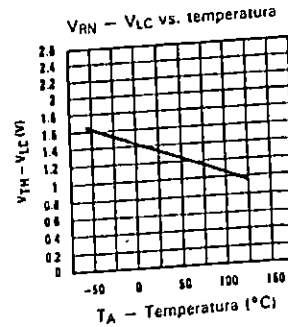


Figura 8

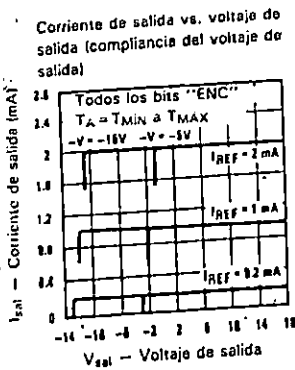


Figura 9

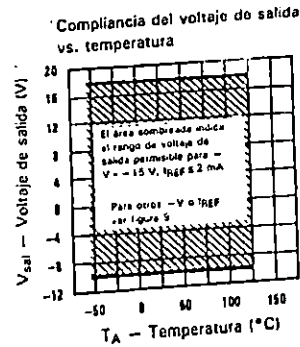
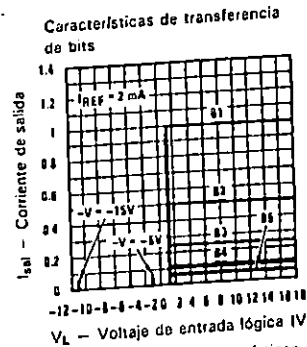


Figura 10



Nota: B1-B8 Tienen características de transferencia idénticas. Los bits están totalmente conmutados con menos de 1/2 LSB de error, a menos de ± 100 mV del umbral efectivo. Se garantiza que estos puntos de conmutación se mantienen entre 0.8 y 2 V sobre el rango total de temperatura ($V_{TC} = 0V$).

Figura 11

ANEXO C

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA

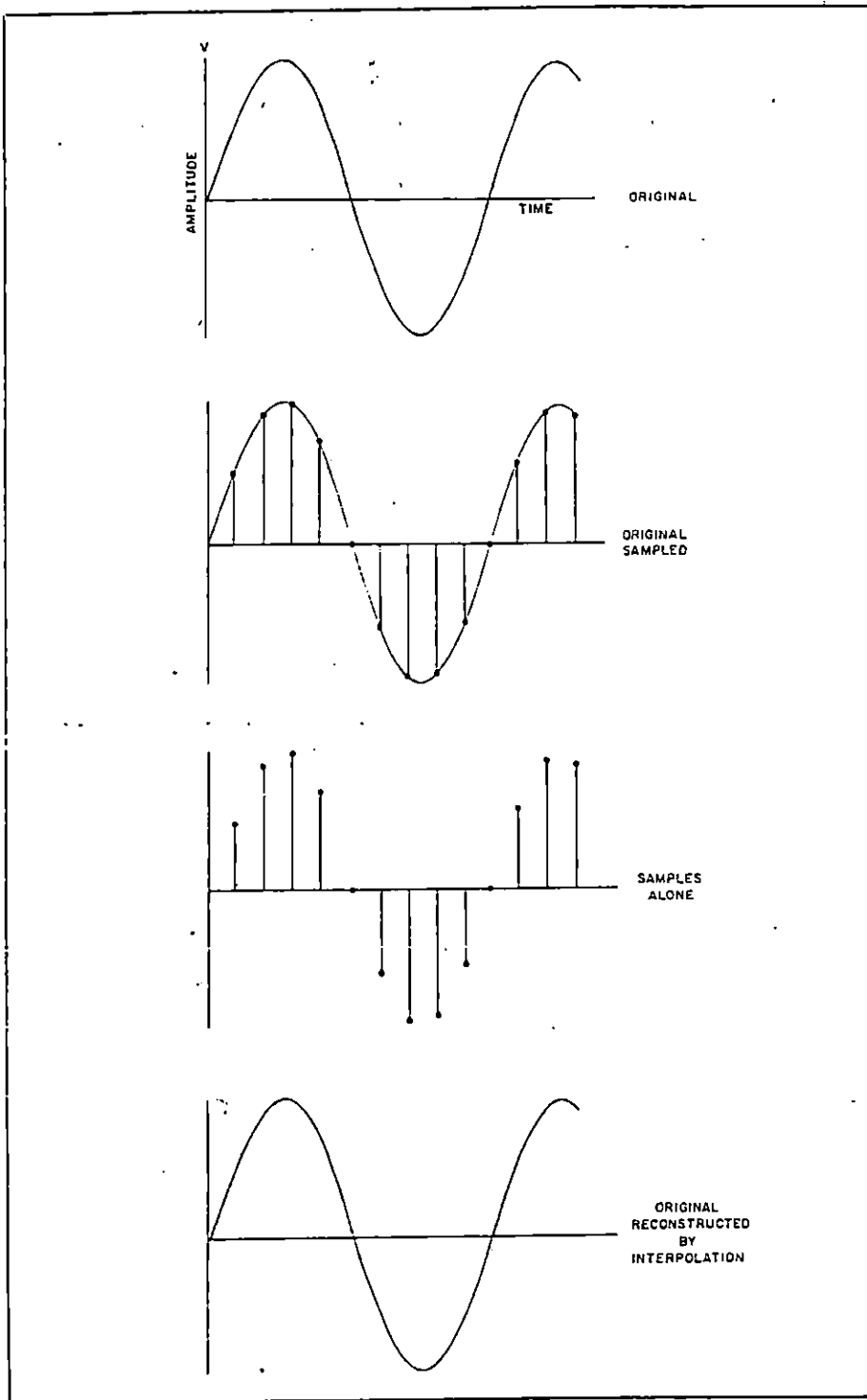


Fig. 24 — A sine wave can be represented by its value at a few points, and a replica of the original wave can be constructed from those values.

flow." If we just ignore the carry digit, the effect is the same as subtracting a number one larger than the biggest number that can be stored.

Since the number in the register is a fraction of 360°, every time the register overflows it has the same effect as subtracting 360°. This combination of an adder and a register is called a "phase accumulator," and the number that is added repeatedly is called the "phase increment."

So these are the blocks of a digital syn-

thesizer, shown in Fig. 26: a phase accumulator, a ROM, a DAC and a low-pass filter. To make the synthesizer easier to use, a controller may be added to allow a dial or keypad to provide the required phase increment. As designed, the digital synthesizer requires a number with 24 binary digits (bits) to specify the frequency.

There are several possible ways of controlling the synthesizer. A personal computer with three serial I/O ports or one parallel port can provide the proper se-

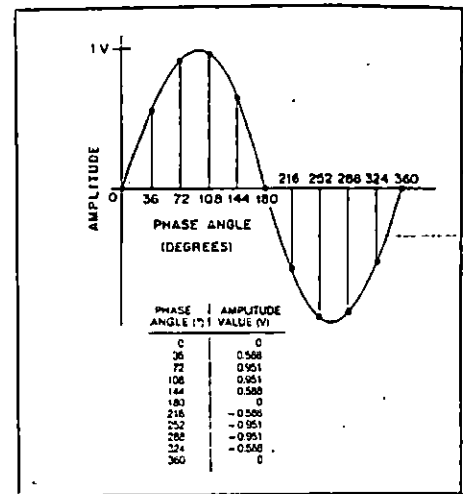


Fig. 25 — Any sine wave can be sampled at various phase angles (in this case, every 36 degrees) and the values stored for later reconstruction of the wave.

Table 8
Examples of "Overflow" Condition in Decimal or Binary Addition

Decimal	Binary
00 47	0000 0110
+ 47	+ 0110
47 94	0110 1100
+ 47	+ 0110
141	10010

"Overflow" condition; the result is 41.
"Overflow" condition; the result is 0010.

quence of data. Individual switches can be used to enter the frequency directly into the accumulator. This would not require the shift registers. It may be okay for experimentation, but not on a regular basis. Similarly, a multiple-position switch could be used to select a set of diodes, which would enter the frequency directly into the accumulator, again not using the shift registers. This project uses a dedicated controller with a microprocessor IC.

The frequency is entered as a 24-bit binary number, shifted in most-significant bit (MSB) first. If you are using the shift register, three signals are needed; data, clock and load. The data must be valid during the rising clock edge, and the load control must go high after the last data bit has been shifted in. The clock may be continuous or gated, as long as each data bit is present at the appropriate rising edge and the load control goes high before the next rising clock edge.

Circuit Description

The schematic diagram for the digital synthesizer is shown in Fig. 27. It really is just a straightforward implementation of the block diagram. To get a 24-bit adder, six 4-bit adder chips are cascaded. The speed of the circuit is determined by Fairchild 74F283 adders. Slower units will not work at a 16-MHz clock rate. The 24-bit

A Digital Frequency Synthesizer with a Microprocessor Controller

Frequency synthesis can be accomplished three ways: direct synthesis, indirect synthesis and digital synthesis. This article describes the digital-synthesis technique. It includes a complete design for a high performance digital synthesizer, shown in Figs. 22 through 33.

The project, designed by Fred Williams, was first described in *QST*, April 1984 and February 1985. Stas Andrzejewski, W6UCM, became involved when his firm, A & A Engineering, decided to design circuit boards for the project. He overcame several parts-procurement problems and made a few circuit changes to improve the reliability and operating ease of the synthesizer and controller. The parts and diagrams shown here include the changes made by A & A Engineering.

Digital Synthesis

Advances in integrated circuits that perform arithmetic functions and convert signals from digital to analog form have made this kind of synthesizer possible. The digital synthesizer does not have the drawbacks of the other two types, such as a large number of separate oscillators or very sharp filters for a direct synthesizer, or the phase noise common with phase-locked-loop indirect synthesizers. These advantages over the other methods should make the digital synthesizer very popular.

Many readers are probably unfamiliar with the branch of engineering called digital-signal processing, so a few of the fundamentals are discussed first. That will help your understanding of the operation of this digital synthesizer.

Let's think about a sine wave. Even if it's only one complete cycle, there are an infinite number of points at which it can be evaluated. Unfortunately, even modern high-speed ICs can only process a limited number of points in a second, so something has to give. Intuitively, it seems reasonable to represent a sine wave by using the amplitudes at some number of points, as shown in Fig. 23. To get the original signal back, we can use a low-pass filter to interpolate, or smooth out, between these points.

The questions then arises, "How many points do we need to represent a sine wave and still get a good reproduction?" The answer is really quite surprising: any number greater than or equal to two. On the average, this will give a perfect sine wave at the output of a low-pass filter. For

example, 2.1 is quite sufficient, if the filter is good enough. The number of sampled points per cycle doesn't have to add up to a whole number. Fractional (or even irrational) values are allowed (for example, 2.9, 4.7, 4.8). This requirement for two or more samples per cycle is called the Nyquist limit, named after its discoverer, an engineer at Bell Labs.

Suppose we take a perfect 2-MHz sine wave, which might come from a crystal oscillator. Let's look at it every 50 ns, as illustrated in Fig. 23. The time between samples will be determined by the maximum frequency we want to represent and the speed of the ICs that are available. The synthesizer described later uses a 59.6-ns time between samples. Since we have sampled more than two points per cycle, there will not be any problem with getting the original signal back when we need it, as shown in Fig. 24.

But if we are going to process the signal digitally there is another problem: We don't have infinite precision. Specifically, we only have eight "bits" (a "bit" is a binary digit — a number that can be only a 0 or 1) or about 0.4% accuracy, in the arithmetic section of a typical synthesizer.

What is this effect going to be? Without delving deeply into the mathematics, the only effect caused by this lack of precision is to increase the harmonic content somewhat, and give a low-level broadband noise. What we have done so far is to reduce our 2-MHz sine wave to a sequence of numbers. If we want the sine wave back, we feed the sequence of numbers into a digital-to-analog converter (DAC) and follow it with a low-pass filter. It stands to reason, therefore, that to synthesize a sine wave, all we have to do is come up with the same sequence of numbers that we would get by measuring a sine wave, and feed that sequence into a DAC.

Let's look at another graph of a sine wave (Fig. 25). This one is not much different than the previous one. All we've done is change the X axis from time to phase angle. The value of the sine wave varies from +1 to -1, depending on the measurement angle. So, one way of getting that series of numbers is to find the angle of a sine wave at a particular point in time, and convert it to the amplitude value. This is done by storing the values for the sine wave in a read-only memory (ROM). But if we look at the phase angles, we notice something quite remarkable: They are all multiples of the same number.

The phase-angle values may look as though they can get huge, but every time we pass 360 degrees we can subtract 360, so that the phase angle is always less than that. One way of getting this specific series of numbers is to take an adder and a

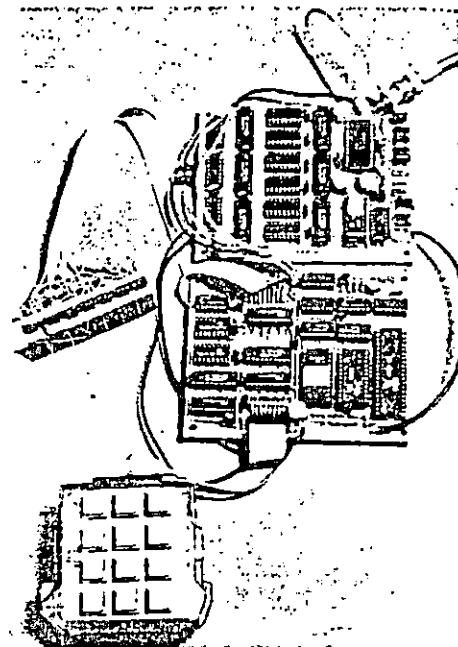


Fig. 22 — The synthesizer and controller boards, along with keypad and display, form a small package.

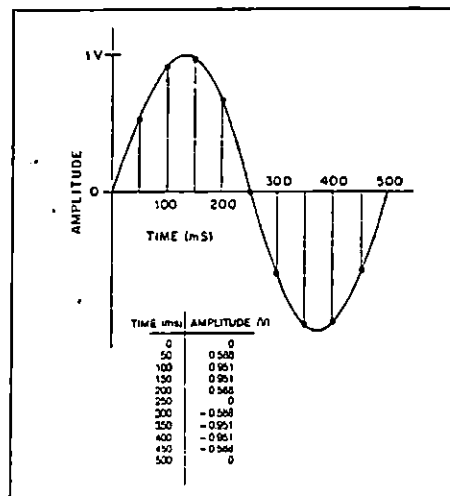


Fig. 23 — A 2-MHz sine wave is shown, with its amplitude sampled every 50 nanoseconds.

storage register and just add the same number to the value in the register every 50 ns. If we program the read-only memory to contain one cycle of a sine wave, the number in the register will be a fraction of 360 degrees.

A storage register will store a binary number of a given size; the register used in the synthesizer described here can store 24 bits. This is about equivalent to eight decimal digits. What happens when the sum that we get is larger than 24 bits? Table 8 shows both decimal and binary examples of this condition, called "over-

¹Circuit boards and complete parts kits for both the synthesizer and the controller portions of the project are available from A & A Engineering, 7970 Orchid Dr., Buena Park, CA 90620, tel. 714-521-4160. They have complete parts kits, or will sell just the circuit boards or other parts that you need. Contact A & A Engineering for current pricing and availability of the parts you need.

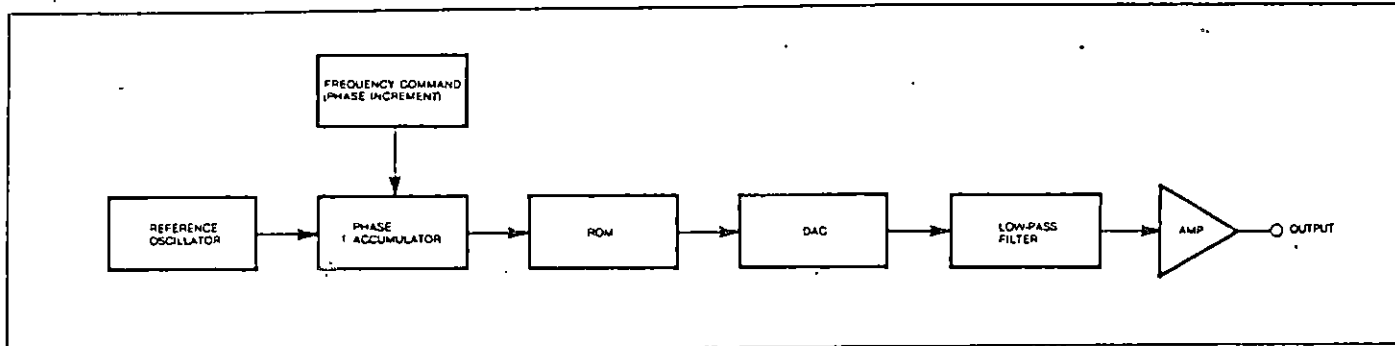


Fig. 26 — Block diagram of a digital frequency synthesizer.

register is made out of three 8-bit registers. These don't need to be cascaded, just clocked at the same time. The nine most-significant bits of the output from the register go to read-only memory, which contains the stored values of the sine wave. This data tells the ROM which phase value to send. The ROM can be any ROM with a short enough access time.

From the ROM, the signal goes to a video-speed digital-to-analog converter. A TRW TDC1016B7C8 IC is used in this part of the circuit because of its speed. This chip has a 75-ohm output over a wide frequency range, and makes the design of the low-pass filter, which interpolates the points, much easier. It can also provide $\frac{1}{2}$ -V peak-to-peak signals into a 75-ohm load without an external amplifier. (Many video-speed DACs provide a current output, which places some of the burden of getting good response on an external amplifier. These amplifiers can be more expensive than the DACs that drive them!)

Fig. 28 is a parts-placement diagram for the synthesizer board. Double-sided circuit boards with plated-through holes are available from A & A Engineering. (See note 1.)

Some Design Criteria

Since people think, and work in decimal, some way is necessary to convert from the decimal form that people use to the binary numbers that digital circuits use. That job is performed by the controller section. Since the synthesizer and the controller (which provides for keypad entry of the desired frequency) are built separately to make debugging easy, the design connects these two units with three wires — a data line to carry the information one bit at a time, a clock line to tell the synthesizer when to look at the data line, and one line to tell it that the new number is ready to use. This allows the use of different kinds of controllers. That's the reason for the three 8-bit shift registers. If we didn't mind a broadband burst of garbage every time the frequency changed, the intermediate latches could be eliminated.

Now let's focus on how some of the numbers were chosen for this circuit. Some of them may seem arbitrary; however, there are good reasons for every choice. A synthesizer using the block diagram of Fig. 26

can be designed for different frequency steps. The maximum output frequency is determined through the formula

$$f_{out} < \frac{f_{clock}}{2}$$

Actually, it is best to leave some room for the low-pass filter to cut off. A good rule of thumb is:

$$f_{max} = \frac{f_{clock}}{2.2}$$

The master clock frequency also determines the size of the phase accumulator (in bits) and the size of the frequency steps that you can get. There's a very simple formula for this:

$$\Delta f = \frac{f_{clock}}{2M}$$

where

- Δf = the frequency step size
- M = the number of bits in the phase accumulator

This design uses 24 bits and a master clock frequency of 16.777216 MHz — which happens to be 2^{24} . This gives a frequency step of 1 Hz.

These formulas work for any digital synthesizer that has been designed from this block diagram. If you want an audio synthesizer, a smaller clock frequency and phase accumulator size can be used to give the same performance over a more limited range. For example, a clock frequency of 65.536 kHz (2^{16}) and an M value of 16 bits will give 1 Hz steps from 1 to about 30 kHz. Standard 74LS-series parts could be used for everything in that case. If a step size other than 1 Hz is used, the phase increment is the desired frequency divided by the step size. Of course, this number must also be in binary form.

The ultimate stability of a digital synthesizer is a function of the stability of the reference oscillator. The one used in the synthesizer for this article is not perfect, and a better oscillator is not difficult to build. The broadband spectral purity is a function of the number of bits used in the ROM and the DAC, and of the low-pass filter response. If the synthesizer is used to replace a 5- to 6-MHz VFO in a transceiver, a band-pass filter can be used, which will

give excellent performance. As the spectral photograph at Fig. 29 shows, the phase noise performance of the synthesizer is outstanding. The speed of changing frequency is limited only by the time it takes to transmit the 24 data bits from the controller to the synthesizer. One nice feature of this approach is that the output is phase-continuous when the change is made. This means the sidebands generated by the change are minimized.

Microprocessor Controller

The frequency must be supplied to the synthesizer as a binary number. Although it is possible to enter the desired frequency directly as a binary number by setting 24 switches, that is rather inconvenient. In addition, most people are not capable of rapidly converting decimal numbers into binary ones — nor should they be. This task is best left to inexpensive microprocessors. As a bonus, the computing power inherent in these chips allows extra convenience features to be added at no extra parts cost, just the programming effort to tell the unit what to do. A controller based on the Zilog Z80™ microprocessor is described here. It provides keypad entry of the desired frequency, for use with the digital frequency synthesizer.

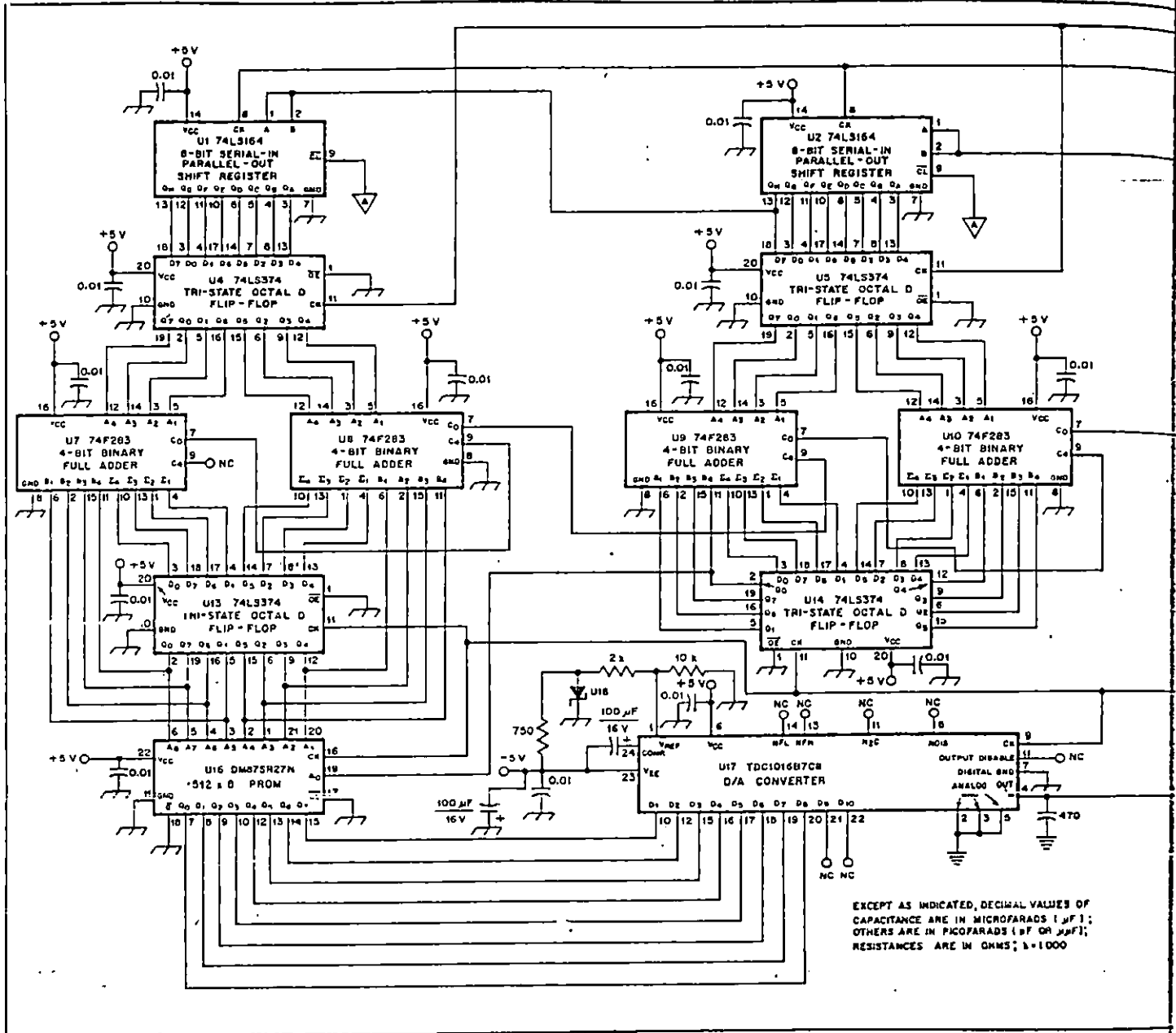
A Quick Review of Microprocessors

Any computer system uses a limited number of basic component sections. These are:

- 1) A central processing unit (CPU), which performs all of the required operations on the information it is presented with.
- 2) A memory section that stores temporary and permanent information, and also stores the sequence of instructions that tells the processor what to do, and when to do it.
- 3) Some way of communicating with the "outside" world (called input and output, or I/O for short).

Since microprocessors are inexpensive, the CPU of most small systems is already designed. For most control purposes, there is virtually no difference in final results between the major microprocessors.

Once the CPU is specified, all that remains to build a unit that uses a microprocessor is to design a memory section,



EXCEPT AS INDICATED, DECIMAL VALUES OF CAPACITANCE ARE IN MICROFARADS (µF); OTHERS ARE IN PICOFARADS (pF OR µF); RESISTANCES ARE IN OHMS; 1=1000

Fig. 27 — Digital frequency synthesizer schematic diagram.

the I/O circuits and the interconnections between these sections. The design philosophy on this project was that simple parts should be used wherever possible, to reduce the cost and difficulty of debugging the controller.

Before beginning a design, you must know what you want the unit to do. Since you are going to be the operator, it is a good idea to start by describing how it should appear to you as a user. In other words, describe how it communicates with the world outside the equipment that you're designing, since you're part of that outside world!

This project includes keypad entry of the frequency and control information, with a digital readout of the frequency as it is being entered. Since the synthesizer is a

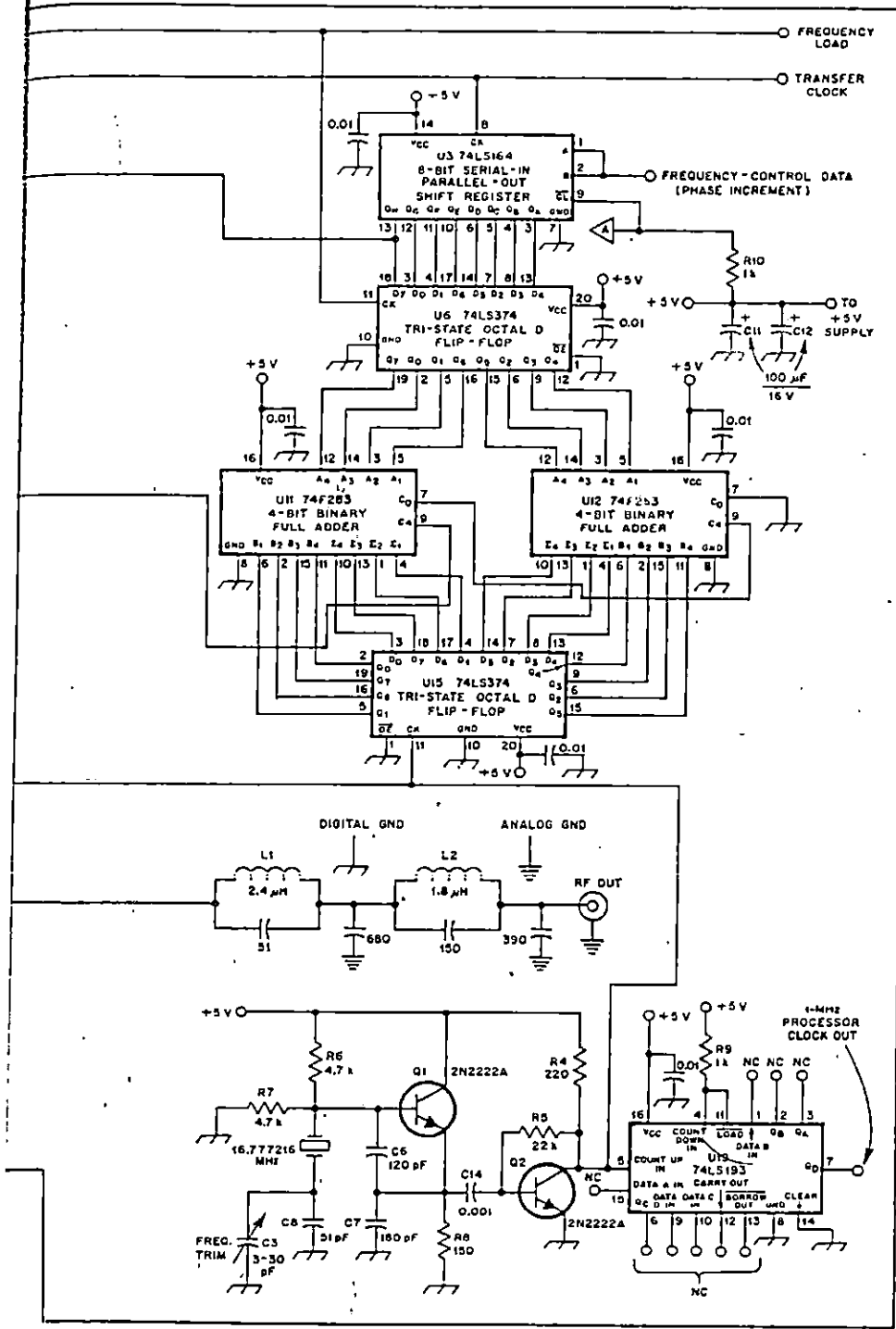
wide-range device, covering from low audio frequencies to around 6.5 MHz, the frequency readout will range over several decades. To get around this problem, an ENTER key is used. This key tells the synthesizer to change to the frequency just entered. The keypad and display work somewhat like a pocket calculator.

The second set of outputs are the ones that tell the synthesizer what frequency to provide. Three signals are required to drive the synthesizer; one line for the data bits, another to tell the synthesizer when a data bit is valid and can be loaded into the shift register, and one to tell the synthesizer that all data bits have been transferred from the controller to the synthesizer. The data bits must be sent with the most significant bit first. The load-data line must go from a

logic LOW value to a HIGH one after all 24 bits have been transferred to the synthesizer. Fig. 30 shows how these waveforms should look.

Circuit Design
Microprocessor Requirements

In order for the Z80 chip to work properly, it needs a signal to tell it when to perform each operation. This signal is called a clock. There are specifications both on the frequency (minimum 100 kHz, maximum 4 MHz for the standard part) and voltage of the clock signal. To avoid the cost and trouble of providing a separate oscillator, the clock signal is obtained by taking the 16.777216-MHz synthesizer clock signal, using a 74LS193-counter IC



to divide this frequency by 8 (shown on the oscillator portion of Fig. 27), and then using the driver circuit that appears in the Zilog data sheet, as shown in the clock-input portion of Fig. 31.

Memory Circuit

Two kinds of information are stored in the memory section. One kind is temporary data. Examples of temporary data held in memory are the present operating frequency, recorded in both decimal and binary forms, and intermediate results of calculations. The other kind is permanent data,

such as the sequence of instructions that tell the controller what to do, or the information that specifies which segments of the LEDs to light for each display digit. It isn't surprising to find that different kinds of memory chips are often used for different kinds of data. The temporary data is stored in memory that can be changed. This kind of memory is referred to as read/write memory (RWM) or random access memory (RAM). Despite the name being less descriptive, the term RAM is normally used. The permanent data (which includes the program or sequence of instructions to tell

the processor what to do) is stored in memory that cannot be changed. One kind of memory which does this is called erasable, programmable, read-only-memory (EPROM). This is the type of program memory that is used in the controller. The information stored in an EPROM does not "go away" when the power is turned off, like the information in RAM memory does.

For convenience, chips which store data in 8-bit "bytes" can be used to simplify design, because they match the 8-bit groups that the microprocessor handles. The cost of these chips is so low that a designer of a simple, not mass-produced device like this controller can make the task much easier just by using chips that are larger than needed. Each of the chips used in this controller is capable of storing 2048 eight-bit numbers. The single RAM chip (U2) is a 6116-type static memory, but a 2016-type memory IC would also work. The EPROM (U3) is a 2716 IC. Each of these memory ICs almost forms a complete memory subsystem in itself. The CPU needs to have some way of distinguishing between these memories, which it does by using different addresses for the two memory chips, and different I/O addresses for the I/O chips. A simple gate circuit selects which memory is used, as shown in the memory portion of the Fig. 31 schematic diagram.

Interconnection Circuitry

Interconnections between the three different sections (CPU, memory, and I/O) fall into four different categories:

- 1) Connections that carry information to and from each section. A set of wires which carries information is called a data bus. The Z80 uses a set of 8 lines to carry data, because it handles information in 8-bit bytes. Because this bus carries instructions to the microprocessor from the memory, all 8 lines must be used.
- 2) Connections that tell a section where to find or put information. This set of lines is called an address bus. The Z80 provides a set of 16 lines to carry the address, but not all of these lines need to be used.
- 3) Connections that tell a section what to do. This set of lines is called a control bus. This bus tells each section whether it will receive or send information, and what it should do with the information. Control signals in a Z80 system all come from the microprocessor.
- 4) Miscellaneous connections that provide power and other signals necessary for proper operation.

A single-step program-advance circuit used to debug the software and a power-on-reset circuit are shown on the schematic diagram. The power-on-reset circuit is needed to ensure that the microprocessor always goes to a known state when the power is applied.

I/O Circuitry

At specified times, the processor has to

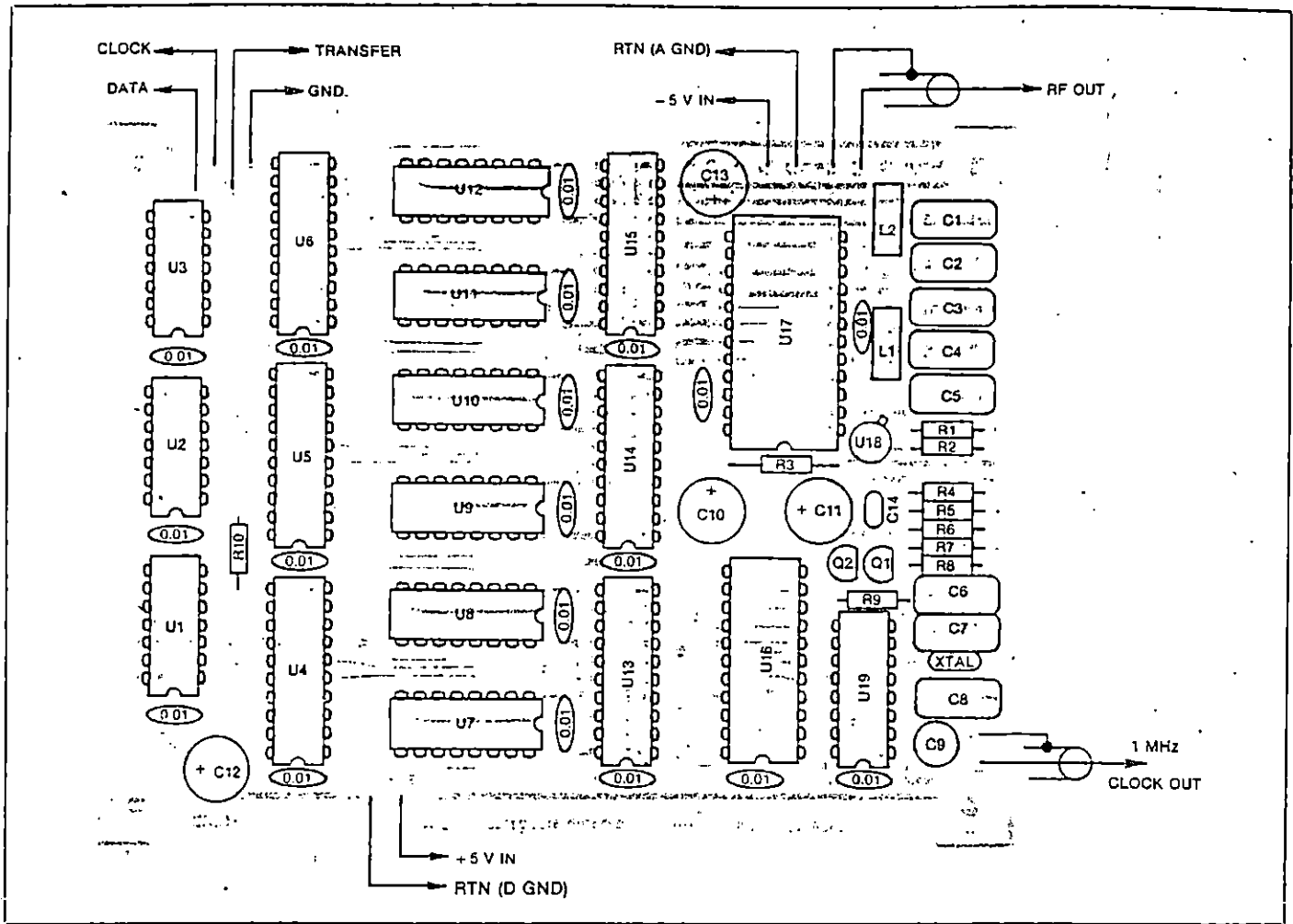


Fig. 28 — A parts-placement diagram for the synthesizer board.

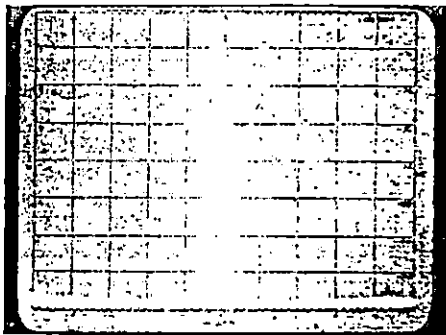


Fig. 29 — Spectral display of the digital frequency synthesizer output.

communicate with a keypad, a display, and the synthesizer itself. The Z80 has special instructions for performing I/O operations, but these instructions still must be matched to the circuitry that surrounds the processor.

The keypad shown in the title photo was salvaged from a pushbutton telephone. A calculator-style keypad, available from many surplus dealers, will also do fine. The keypad was wired up as a set of SPST switches in a rectangular array, as shown

in Fig. 31. The keypad is scanned by grounding one row at a time and seeing which (if any) column has a ground on it. If no column has a ground present, then no key is depressed. If one does, the key can be identified by which column the ground appeared in, and which row was grounded when that happened. By scanning the keypad at such a high rate that any delay in recognizing the key will be unnoticeably small, you get the feeling that the computer is watching the keypad continuously.

The LED display, likewise, will only have one digit lit at a time, but it gives the impression that all digits are continuously illuminated by using a high scanning rate to take advantage of the persistence of human vision. Both the keypad-scanning technique and the display-scanning technique are widely used in pocket calculators.

To communicate with the synthesizer, the three output lines must each be able to change independently of the times that the other lines change. This function is handled quite simply by three flip-flops that hold the data-bus contents when an output occurs. This is shown in the synthesizer-

output section of Fig. 31. The synthesizer circuit itself does not provide any information back to the controller, so the only input comes from the keypad.

There are four I/O chips in the controller. The CPU needs to have some way of distinguishing each one. It does this by using different I/O addresses for each of these chips. Two 74LS138 3- to 8-line decoder chips are used to direct the chip-enable commands to the right IC.

To aid in troubleshooting the controller, a small circuit has been included to perform only one instruction, then wait for a push-button to be pressed and released before performing the next instruction. This single-step circuit is shown connected to pin 24 of the microprocessor in Fig. 31.

Program Design

A program is a list or sequence of instructions that the computer follows to perform a specific task. Unlike humans, microprocessors can only do one thing at a time, but they can do each operation extremely fast.

The best programs, like the best circuits, are put together from sections that do not

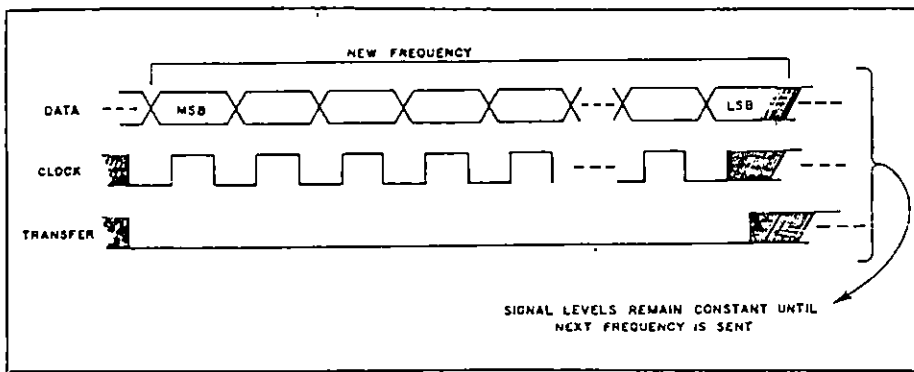


Fig. 30 — Controller-output signal waveforms on the lines to the synthesizer.

Table 9
Controller-Program Memory Map

Address Range	Contents
\$0000-\$07FF	ROM (program and tables)
\$0000-\$0037	Main program
\$0100-\$010D	Memory-clear subroutine
\$0200-\$0218	Display-scan subroutine
\$0300-\$033B	Keyboard-scan subroutine
\$0380-\$03A7	Subroutine to convert keystroke to decimal
\$0400-\$0412	Subroutine to convert decimal to seven-segment display
\$0480-\$04AA	Subroutine to shift display digits during entry
\$0500-\$0535	Subroutine to send binary frequency data to synthesizer
\$0600-\$060E	Delay subroutine
\$0620-\$0687	BCD-to-binary conversion subroutine
\$0700-\$07AF	Unused ROM space
\$07B0-\$07C4	Decimal-to-binary conversion-factors table
\$07D1-\$07F0	Keypcode translation table
\$07F1-\$07FF	Seven-segment display translation table
<hr/>	
\$0800-\$0FFF	RAM
\$0000-\$0037	Display memory
\$0808-\$080F	BCD frequency memory
\$0810-\$0816	Intermediate results
\$0817-\$0819	Binary frequency data
\$0820-\$0FFF	Unused RAM space

have a lot of connections. In transceiver design, for example, different circuits are often placed in different metal boxes, with only the inputs and outputs connected, so that interaction between sections can be minimized. Likewise, programs are best designed with simple modules, which can then be strung together to perform the desired function. Instead of wires or coaxial cable to connect different modules or sections together, program sections communicate by placing numbers in certain memory locations, somewhat like communicating with your neighbors by leaving messages at their doors.

There are several major program modules used in this controller:

- 1) Main program — selects which of the other modules is used.
- 2) Memory-clear module — makes sure that we start with zeros in every RAM location that is used.
- 3) Display-driver module — sends one digit to the LED display.
- 4) Keyboard-scan module — checks to see if a key is pressed; if so, it reports which one.

5) Decimal-to-binary conversion subroutine.

6) Module to send frequency data to the synthesizer in binary form.

Each of these modules is composed of smaller sections. For example, the module that sends the frequency to the synthesizer uses one section to send a "zero" to the synthesizer, and another to send a "one" to the synthesizer. In turn, each function is built up out of individual instructions.

With this idea in mind, look at Fig. 32. This diagram is the programming equivalent of a block diagram. It's called a flow chart. Unlike a block diagram for a piece of electronic equipment, only one block can be working at any instant. Since only one block can be working; the computer has to store the results at each block, so that they will be available when needed. Where is each number stored? The diagram that gives this information is called a "memory map," and the map for this controller is shown in Table 9. Much of this program is "table driven" so changes will be relatively easy to implement if you want. ("Table driven" means that all the infor-

mation that the program uses for a particular function is stored in a single, unbroken area of memory).²

Construction

Fig. 33 is a parts-placement diagram for the controller PC board. Double-sided boards with plated-through holes are available from A & A Engineering. (See note 1.) The keypad and displays were built on separate boards, to make it easier to mount them in a chassis. Preassembled flat cables with dual-in-line-package (DIP) plugs connect the keypad and display to the main computer board. The supply voltage for each IC is bypassed with a 0.01- μ F capacitor. No special construction techniques are required.

Access to an EPROM programmer is necessary if you plan to program the EPROM yourself. Many distributors of electronic components offer programming as a service, and computer stores will also often perform programming services for a fee. You might even find a local computer hobbyist who would be willing to program the EPROM for you. Alternatively, you can purchase a preprogrammed EPROM from A & A Engineering. (See note 1.)

One possible problem area is the keypad. If your keypad has different connections for the various keys, the table in EPROM that tells which key was depressed for each possible code will have to be corrected to match your keypad. Since there is no standard, you will either have to write your own conversion table to replace KCTBL, or use individual keys and wire them according to the diagram shown in Fig. 30.

Debugging

Ideally, the synthesizer and controller will work perfectly the first time you turn them on. The real world seldom turns out that way, however! A logic probe and pulse generator, and a triggered oscilloscope will be helpful in debugging the projects.

If your unit does not work when first turned on, verify that there is +5 V at the supply pin of each IC. Next be sure the clock waveform is present on the Z80 clock-input pin, and that it is of the proper voltage.

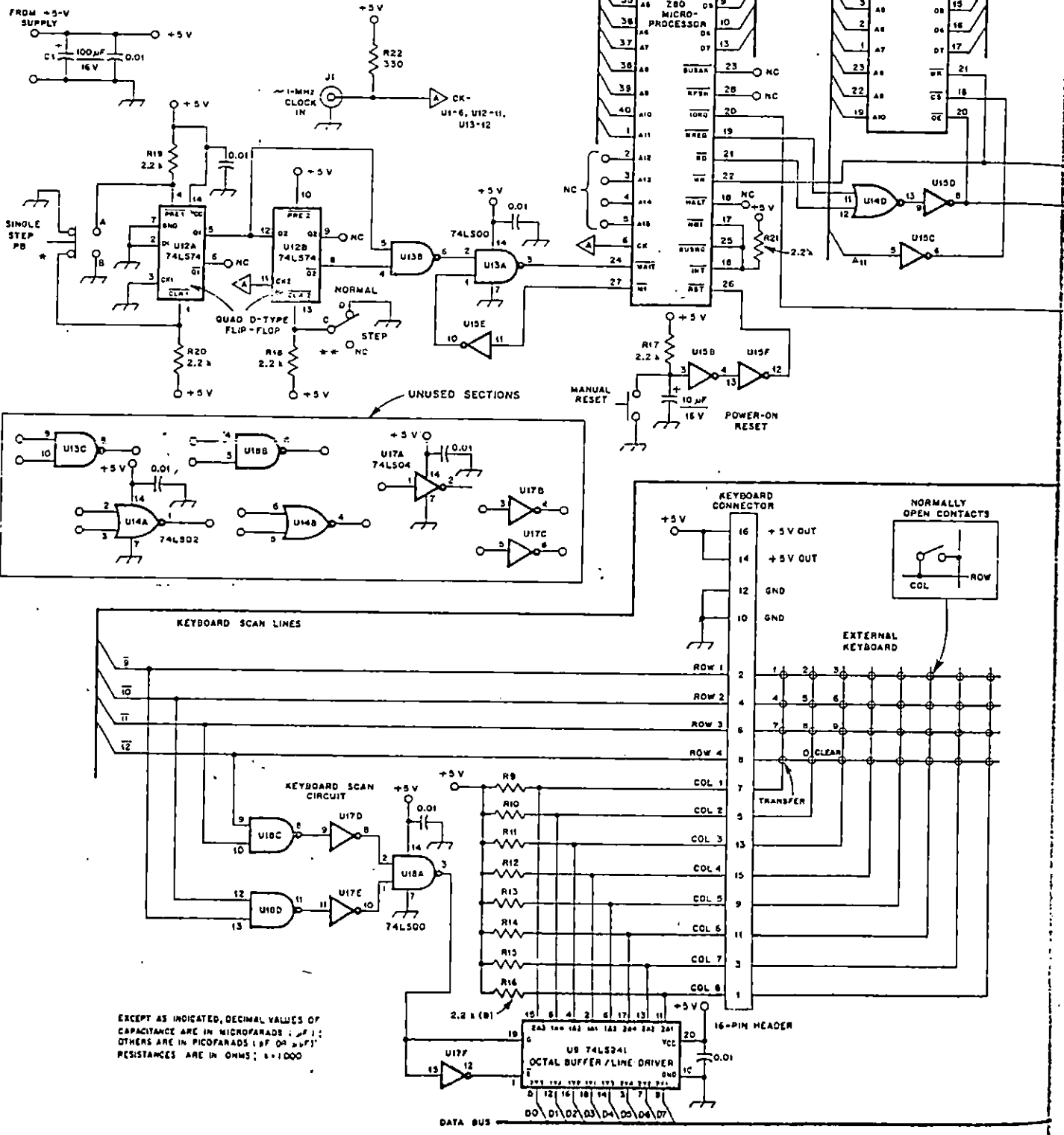
Once the required driving signals are present, the proper operation of the CPU must be checked. To do this, use a logic probe or scope to verify the presence of a negative-going pulse at the keypad. If this is missing, use the reset and single-step controls to check for the presence of the proper signals on the address and data buses. If these are not the same at each chip, check

²A commented assembly-code listing is available from ARRL for \$2.50. Send your request to ARRL Technical Department, 225 Main St., Newington, CT 06111. Mark the outside of the envelope: Williams Synthesizer. Please print your name and address clearly on your request.

DATA BUS

ADDRESS BUS

* - SWITCH FOR TEST PURPOSES ONLY. FOR NORMAL OPERATION INSTALL JUMPER FROM A TO B.
 ** - SWITCH FOR TEST PURPOSES ONLY. FOR NORMAL OPERATION INSTALL JUMPER FROM C TO D.



EXCEPT AS INDICATED, DECIMAL VALUES OF CAPACITANCE ARE IN MICROFARADS (µF); OTHERS ARE IN PICOFARADS (PF OR pF). RESISTANCES ARE IN OHMS; k=1000

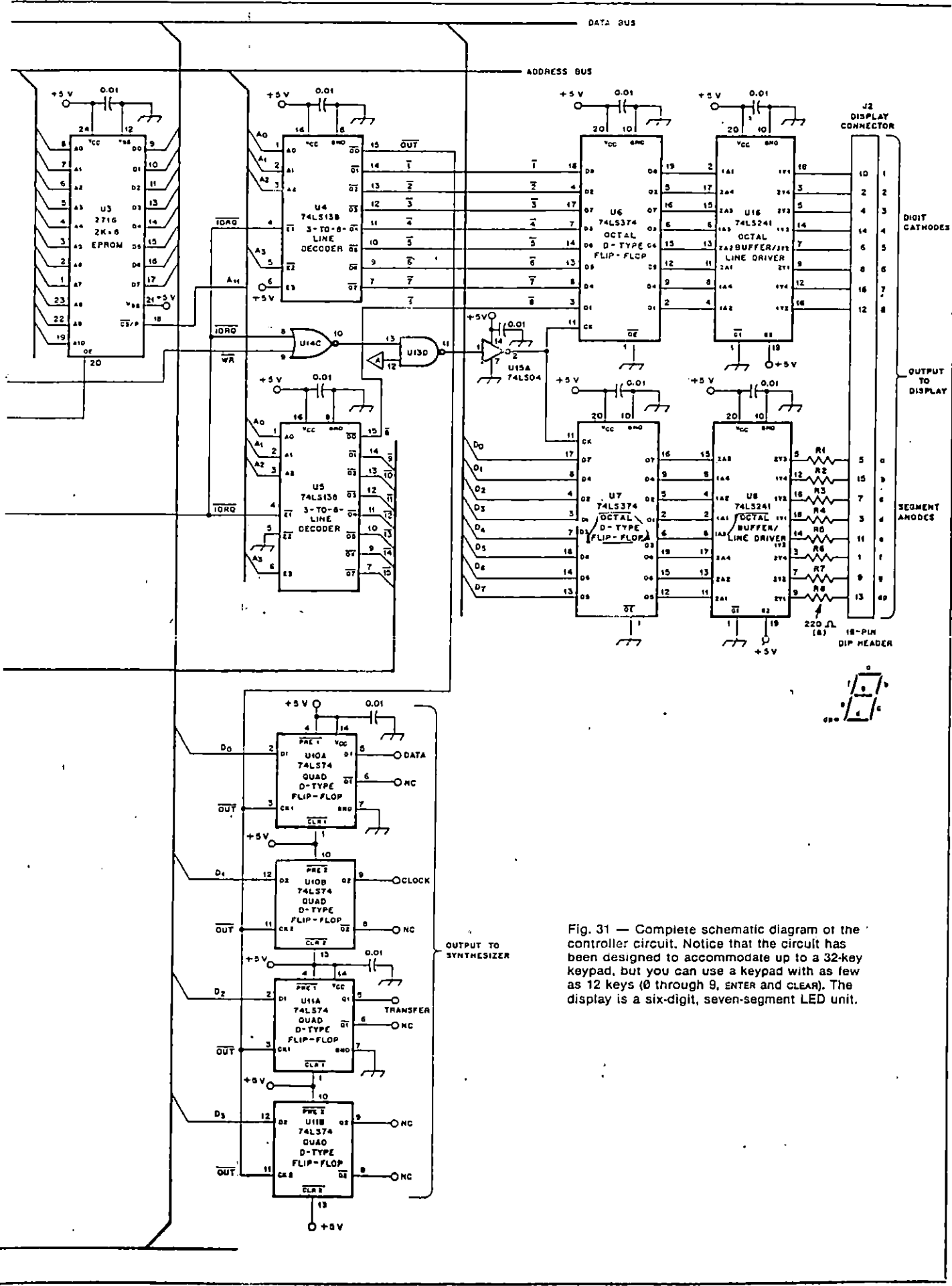
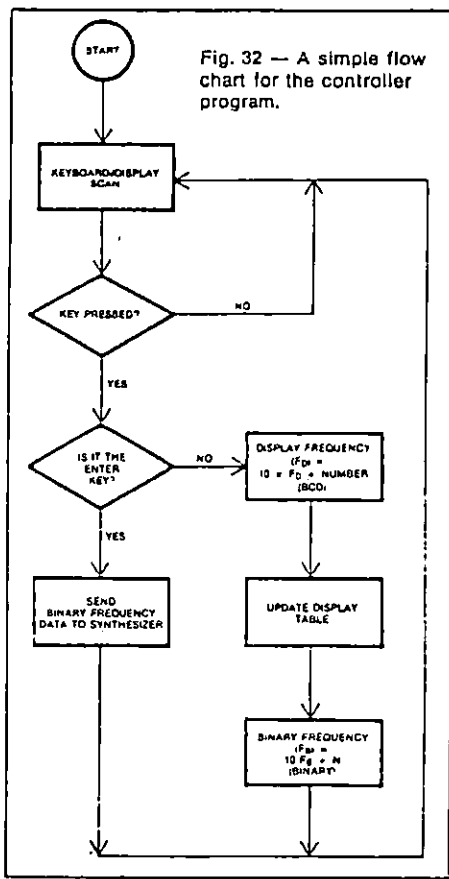


Fig. 31 — Complete schematic diagram of the controller circuit. Notice that the circuit has been designed to accommodate up to a 32-key keypad, but you can use a keypad with as few as 12 keys (0 through 9, ENTER and CLEAR). The display is a six-digit, seven-segment LED unit.



the bus connections to those chips. Once the keypad strobe is present, verify the presence of strobe pulses at the display. If the keypad can enter numbers correctly into the display, then synthesizer output can be checked either on a scope or by using a logic probe to check the signals at the output of the serial-to-parallel shift registers in the digital frequency synthesizer. A reminder, so you aren't scared away by all this talk of debugging: knowing that you have a functioning program in EPROM to begin with provides an immense advantage in debugging!

Conclusion

There are unused keys on the keypad and

a lot of unused memory space in the program memory chip (U3), so several features could be added at only the cost of reprogramming the 2716 EPROM. These include a scan feature, the ability to store a large number of frequencies (for nets, skeds, and the like), or the ability to use a dial similar to that of traditional rigs. Only your imagination and programming skills need limit what you can do with the synthesizer. This project is a good way to improve both.

The combination of the digital frequency synthesizer and controller provide the ability for an amateur who enjoys construction to obtain the benefits of a high-quality, low-phase-noise, stable signal source that is convenient and easy to use.

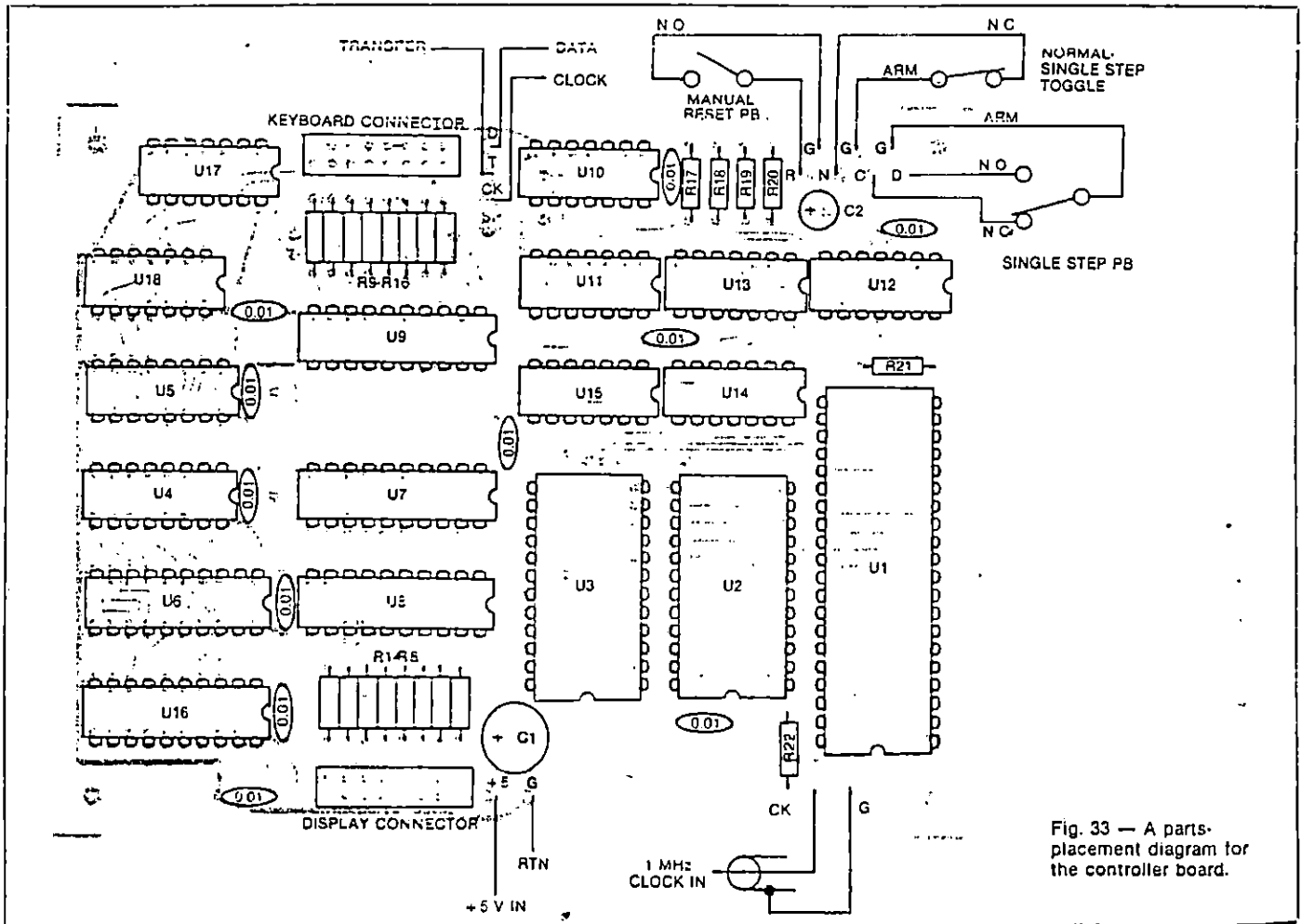


Fig. 33 — A parts-placement diagram for the controller board.